

طراحی کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی جهت پایداری سرعت خودروی برقی، در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی

محمد ویسی، مختار شاصادقی و محمدرضا سلطانیپور

امنیت سرنشین خودرو مهم‌ترین مسئله مورد نظر طراحان خودرو می‌باشد. افزایش فرمان‌پذیری و پایداری خودرو به عنوان اولین قدم جهت تأمین امنیت خودرو، همواره مورد توجه محققین عرصه صنایع خودروسازی بوده است. سیستم‌های نوین امنیتی از قبیل سیستم ترمز ضد قفل^۲ (ABS)، سیستم کنترل کشش^۳ (TCS) [۵]، برنامه پایداری خودرو^۴ (ESP)، تطبیق هوشمند سرعت^۵ (ISA) [۶]، سیستم اجتناب از برخورد^۶ (CAS) و کنترل کروز تطبیقی^۷ (ACC) [۷] را می‌توان مهم‌ترین پیشرفت‌های اخیر در این حوزه دانست. پایداری سرعت خودرو^۸ در حین ترمز و در شرایط متفاوت حاکم بر خودرو، جاده و آب‌وهوا، یکی از عوامل مهم پایداری خودرو به‌شمار می‌آید [۸].

در خودروهای الکتریکی با توجه به کنترل‌پذیری فوق‌العاده بالایی موتور الکتریکی به عنوان مولد نیروی محرکه خودرو، پایداری سرعت خودرو و تأمین ایمنی آن بسیار در دسترس‌تر از خودروهای با موتورهای احتراق داخلی می‌باشد. در [۹] نویسنده بارها سادگی کنترل سرعت و گشتاور موتورهای جریان مستقیم نسبت به موتورهای جریان متناوب را بیان و تحلیل نموده است. موتور جریان مستقیم جاروبک‌دار^۹ کاربرد وسیعی در راه‌اندازی خودروهای برقی دارد [۱۰]. در [۱۱] یک روش کنترلی مقاوم برای کنترل سرعت خودروی برقی هیبریدی پیشنهاد شده است. این روش مبتنی بر کنترل تناسبی- مشتقی و تناسبی- انتگرالی فازی مرتبه کسری می‌باشد. در این روش از الگوریتم بهینه‌سازی ژنتیک چندمتغیره برای تنظیم پارامترها استفاده شده که این الگوریتم معمولاً مشکل فرارگرفتن در بهینه‌های محلی را دارد. مقاله [۱۲] روش‌های متعدد راه‌اندازی موتورهای جریان مستقیم برای کنترل سرعت خودروی برقی را بررسی نموده است. مقاله [۱۳] برای کنترل سرعت خودروی برقی از کنترل کننده تناسبی- انتگرالی- مشتقی^{۱۰} و کنترل کننده بهینه خطی^{۱۱} استفاده نموده است. با توجه به عدم قطعیت‌های ساختاری حاکم بر موتور الکتریکی و معادلات دینامیکی خودروی برقی، مقاوم‌نمودن روش‌های پیشنهادی مرجع مذکور، کارایی کنترل را به شدت کاهش می‌دهد. در [۱۴] با استفاده از کنترل کننده بهینه خطی عملکرد بهینه کنترل کننده

چکیده: در معادلات دینامیکی غیر خطی خودروی برقی، پارامترهایی از قبیل ضریب اصطکاک بین لاستیک و جاده، ضریب کشش، مقاومت آرمیچر و مقاومت سیم‌پیچ میدان، دارای عدم قطعیت هستند. طراحی یک کنترل کننده که در حضور این عدم قطعیت‌های پارامتری و همچنین در حضور اغتشاشات خارجی عملکردی مقاوم داشته باشد و از طرفی به طور توأمان معیار بهینگی را نیز ارضا نماید، مسأله‌ای چالش‌برانگیز است. در کاربردهای عملی، علاوه بر مشکل فوق باید حجم محاسبات ورودی کنترل را نیز مد نظر قرار داده و یک تعامل منطقی بین عملکرد مطلوب کنترل کننده و حجم محاسبات برقرار نمود. در مقاله پیش روی، بر اساس مدل فازی تاکاگی- سوگنو خودروی برقی، یک کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی مبتنی بر جبران‌ساز موازی توزیع یافته طراحی می‌گردد. بهره‌های پس‌خور پایدارساز مدل فازی، کران بالای عدم قطعیت‌ها، کران بالای اثر اغتشاشات و کران بالای تابع هزینه، از طریق حل یک مسأله کمینه‌سازی و بر اساس نامساوی‌های ماتریسی خطی به صورت کاملاً برون خط به دست می‌آیند و لذا حجم محاسبات ورودی کنترل، فوق‌العاده کم است. این امر، امکان پیاده‌سازی عملی کنترل کننده پیشنهادی را میسر می‌سازد. عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی در شبیه‌سازی‌های پنج مرحله‌ای نمایش داده شده است.

کلیدواژه: کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی، جبران‌ساز موازی توزیع یافته، خودروی برقی، نامساوی ماتریسی خطی، پایداری.

۱- مقدمه

امروزه به دلایل زیست‌محیطی و کمبود منابع انرژی، خودروهای برقی (EVs) گسترش روزافزونی یافته‌اند [۱]. خودروهای برقی دارای ویژگی‌های جذابی مانند عدم وابستگی به سوخت‌های فسیلی، عدم تولید آلودگی، بازده بالا در همه بازه‌های سرعت، قابلیت بازیابی انرژی و هزینه پایین نگهداری هستند [۲]. اجزای اصلی خودروی برقی شامل موتور الکتریکی، کنترل کننده موتور و تجهیزات الکتریکی، باتری و سیستم انتقال قدرت می‌باشد [۳]. سیستم کنترلی خودروی برقی نقش بسیار تعیین کننده‌ای در ایمنی خودرو، میزان کارایی باتری خودرو، افزایش عمر زیرسیستم‌های موتور الکتریکی و کاهش هزینه‌های نگهداری دارد [۴].

این مقاله در تاریخ ۴ مرداد ماه ۱۳۹۷ دریافت و در تاریخ ۱۴ آبان ماه ۱۳۹۷ بازنگری شد.

محمد ویسی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم‌الانبیاء (ص)، تهران، ایران، (email: veysi@ssau.ac.ir).

مختار شاصادقی، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران، (email: shasadeghi@sutech.ac.ir).

محمدرضا سلطانیپور (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری، تهران، ایران، (email: soltanpour@ssau.ac.ir).

1. Electric Vehicles

2. Anti-Lock Brake System
3. Traction Control System
4. Electronic Stability Program
5. Intelligent Speed Adaptation
6. Collision Avoidance System
7. Adaptive Cruise Control
8. Stability of Vehicle Speed
9. Brushed DC (BDC) Motor
10. Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller
11. Linear Quadratic Regulator (LQR) Controller

را در پی خواهد داشت که این امر موجب افزایش حجم فیزیکی موتورهای الکتریکی و کاهش قابلیت پیاده‌سازی الگوریتم کنترلی خواهد شد [۲۰]. در مقاله پیش رو، بر پایه منطق محکم ریاضی و با حل یک مسأله بهینه‌سازی (کمینه‌سازی)، طبق روندی مشخص و به طور دقیق کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری تعیین و همچنین کران بالای اثر اغتشاشات و کران بالای تابع هزینه کمینه می‌گردد. برای غلبه بر مشکلات تشریح‌شده مقالات مذکور و مقالات مشابه آنها، ضمن استخراج مدل فازی تاکاگی- سوگنو معادل مدل غیر خطی خودروی برقی، عدم قطعیت‌های پارامتری موجود در دینامیک خودروی برقی را در مدل فازی وارد نموده و با تعریف یک قضیه کمینه‌سازی که قیود آن بر اساس نامساوی‌های ماتریسی خطی^۵ (LMIs) بیان شده‌اند، بهره‌های پسخور استخراج و کنترل‌کننده فازی پایدار طراحی می‌گردد. بهینگی و مقاوم‌بودن کنترل‌کننده پیشنهادی مبتنی بر جبران‌ساز موازی توزیع‌یافته^۶ (PDC)، برای پایدارسازی سرعت خودروی برقی به صورت توأمان در نظر گرفته شده است. از طرفی بهره‌های پسخور به صورت برون خط محاسبه گردیده و ورودی کنترل دارای حجم محاسبات فوق‌العاده پایینی می‌باشد. این امر و همچنین تعیین دقیق کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری و نیز کمینه‌کردن کران بالای اثر اغتشاشات و تابع هزینه که موجب عدم افزایش دامنه ورودی کنترل خواهد شد، امکان پیاده‌سازی عملی کنترل پیشنهادی را میسر می‌سازد.

در ادامه، ساختار مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است: در بخش ۲ بر اساس دینامیک خودرو و مدل دینامیکی موتور الکتریکی جریان مستقیم جاروبک‌دار سری، معادله فضای حالت مدل دینامیکی غیر خطی خودروی برقی تعیین می‌گردد. در بخش ۳ با استفاده از ایده بخش‌بندی غیر خطی، مدل دقیق فازی معادل مدل غیر خطی خودروی برقی تعیین می‌شود. در بخش ۴ مقاله، ابتدا مدل فازی همراه با عدم قطعیت پارامتری و همچنین مدل فازی همراه با عدم قطعیت پارامتری و اغتشاشات خارجی معرفی می‌شود و بر اساس این مدل‌ها و با استفاده از قضایای ۱ و ۲، کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری تعیین و کران بالای اثر اغتشاشات کمینه و کنترل پایدار مقاوم فازی^۷ حاصل می‌گردد. با توجه به این نکته که هدف کنترلی در کنترل فازی بهینه، کمینه‌کردن یک تابع هزینه مشخص است، ضمن تعریف تابع هزینه و با استفاده از قضیه ۳، کران بالای تابع هزینه کمینه می‌شود. در ادامه، با ارضای شرایط تلفیق دو مسأله بهینه‌سازی، ضمن تلفیق قضایای ۲ و ۳، قضیه ۴ تعریف و کنترل پایدار مقاوم بهینه فازی^۸ محقق می‌گردد. مراحل روند طراحی کنترل‌کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی و نتایج شبیه‌سازی‌های پنج مرحله‌ای در بخش ۵ مقاله بیان شده است. بخش ۶ مقاله، نوآوری‌ها و دستاوردهای کنترل پیشنهادی را ارائه می‌دهد. در بخش ۷ نتایج مقاله و در ادامه، پیوست آمده است.

۲- معادلات دینامیکی خودروی برقی

ساختار یک خودروی برقی تحت تأثیر نیروهای خارجی وارد شده بر آن به صورت شکل ۱ است. مدل دینامیکی یک خودروی برقی شامل دینامیک خودرو و دینامیک

سرعت خودروی برقی تضمین گردیده است. در ادامه برای غلبه بر عدم قطعیت‌های ساختاری خودروی برقی، یک کنترل‌کننده مقاوم غیر خطی طراحی شده است. در مرجع مذکور، حجم بالای محاسبات ورودی کنترل، پیاده‌سازی عملی کنترل پیشنهادی را ناممکن می‌سازد.

در [۱۵] یک کنترل‌کننده سرعت خودروی برقی پیش‌بین مبتنی بر مدل غیر خطی، بر اساس مدل فازی T-S پیشنهاد شده است. در واقع این کنترل‌کننده فازی، مبتنی بر جبران‌ساز غیر موازی توزیع‌یافته و تابع لیاپانوف غیر مربعی می‌باشد. در این روش، در طول افق پیش‌بین و در هر بازه زمانی، یک تابع هزینه مربعی به گونه‌ای کمینه می‌شود که قیود^۱ حاکم بر نرم اقلیدسی ورودی کنترل ارضا گردد. این روش کنترلی بسیار پیچیده بوده و دارای حجم محاسبات فوق‌العاده بالایی می‌باشد به نحوی که باید در هر بازه زمانی یک مسأله سنگین بهینه‌سازی حل شود تا این که ورودی کنترل در آن لحظه محاسبه گردد. در [۱۶] برای کنترل سرعت خودروی برقی از کنترل‌کننده تناسبی- انتگرالی- مشتقی فازی تطبیقی استفاده شده است. در این مرجع، ضرایب کنترل‌کننده PID با استفاده از الگوریتم فازی تطبیقی تنظیم شده است. این روش کنترلی بهینه نبوده و در مواجهه با عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری، مقاوم نمی‌باشد. در [۱۷] برای کنترل دسته خاصی از سیستم‌های غیر خطی، از کنترل مد لغزشی هیبریدی استفاده شده و برای مطالعه موردی، سرعت خودروی برقی با استفاده از روش مذکور کنترل گردیده است. در این روش برای تخمین عدم قطعیت‌های پارامتری دینامیک خودروی برقی از منطق فازی نوع ۲ بهره گرفته شده است. از مزایای این کنترل‌کننده، عدم لرزش ورودی کنترل می‌باشد. متأسفانه در این روش برای غلبه بر پدیده نامطلوب لرزش ورودی کنترل به ناچار دامنه ورودی کنترل افزایش یافته و در اکثر بازه‌های زمانی شبیه‌سازی، دامنه ورودی کنترل در حداکثر مقدار خود و در حدود ۴۸ ولت می‌باشد که این مسأله قابلیت پیاده‌سازی عملی روش پیشنهادی را به چالش می‌کشد. در [۱۸] یک کنترل تناسبی- انتگرالی مقاوم تطبیقی^۲ (RPIAC) پیشنهاد شده است. در این مرجع برای تقریب عدم قطعیت‌های حاکم بر دینامیک خودروی برقی از استراتژی رگرسیون بردارهای پشتیبان کمترین مربعات^۳ (LS-SVR) استفاده شده است اما متأسفانه این استراتژی تنها برای تقریب عدم قطعیت‌هایی که کران بالای آنها شناخته شده است کاربرد دارد.

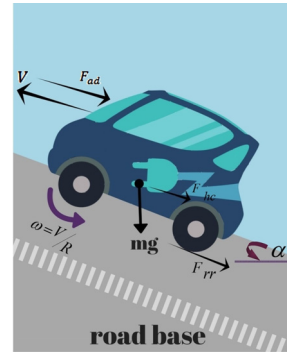
اکثر پارامترهای خودروی برقی دارای عدم قطعیت^۴ هستند [۱۷] و [۱۸]. در استراتژی کنترل مقاوم، اطلاع طراح از کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری بسیار ضروری می‌باشد [۱۹] و [۲۰]. به عنوان مثال در کنترل مد لغزشی به عنوان یکی از شناخته‌شده‌ترین و پرکاربردترین روش‌های کنترل مقاوم، در بسیاری از موارد، کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم تحت کنترل بر اساس تجربه و یا به صورت سعی و خطا تعیین می‌گردد [۱۹]. البته محققان در استفاده از کنترل مد لغزشی، برای تخمین دقیق تر کران عدم قطعیت‌ها از الگوریتم‌های کنترل هوشمند بهره برده‌اند [۲۱] و [۲۲]. در این شرایط اگر کران بالای عدم قطعیت‌ها کوچک در نظر گرفته شود می‌تواند منجر به ناپایداری سیستم کنترلی گردد و چنانچه این کران بالا بزرگ‌تر از حد لازم تعیین شود، افزایش دامنه ورودی کنترل

5. Linear Matrix Inequalities
6. Parallel Distributed Compensation
7. Robust Stable Fuzzy Control
8. Robust-Optimal Stable Fuzzy Control

1. Constraints
2. Robust PI Adaptive Controller
3. Least Squares Support Vectors Regression
4. Uncertainty

جدول ۱: مقادیر پارامترهای خودروی برقی.

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
۱٫۲۵	$\rho(\text{kg/m}^3)$	۶٫۰۰۸	$L_a + L_{field}(\text{mH})$
۱٫۸	$A(\text{m}^2)$	۱٫۷۶۶	$L_{af}(\text{mH})$
۰٫۳	C_d	۰٫۱۲	$R_a + R_f(\Omega)$
۷۸	$i(\text{Amp.})$	۰٫۱۵	$J(\text{kg.m}^2)$
۲۸۰۰	$\omega_{nom}(\text{r/min})$	۰٫۲۵	$r(\text{m})$
۰ ~ ۴۸	$V(\text{Volt})$	۱۱	G
۰٫۱۰۱۵	μ_{rr}	۰٫۰۰۰۲	$B(\text{N.M.s})$
۰	$\alpha(^{\circ})$	۸۰۰	$m(\text{kg})$



شکل ۱: ساختار خودروی برقی تحت تأثیر نیروهای خارجی.

موتور الکتریکی می‌باشد. دینامیک خودرو به صورت زیر بیان می‌شود [۱۰]

$$T_L = \frac{(\mu_{rr}mg + \frac{1}{2}\rho AC_d v^2 + mg \sin \alpha + m \frac{dv}{dt})r}{G} \quad (1)$$

که T_L گشتاور موتور خودروی برقی، μ_{rr} ضریب اصطکاک بین لاستیک و جاده، m جرم خودروی برقی، ρ چگالی هوا، A سطح جلوی خودرو، C_d ضریب کشش، v سرعت خودروی برقی، g شتاب جاذبه زمین، α زاویه شیب جاده، r شعاع لاستیک و G نسبت چرخنده‌ها است. در ضمن $F_{rr} = \mu_{rr}mg$ نیروی مقاومت در برابر حرکت خودرو، $F_{hc} = mg \sin \alpha$ نیروی کشش آیرودینامیکی و $F_{ad} = 0.5\rho AC_d v^2$ مؤلفه وزن خودرو به ازای شیب جاده می‌باشد.

موتور الکتریکی اصلی‌ترین جزء یک خودروی الکتریکی است. انواع متنوعی از موتورهای الکتریکی به عنوان نیروی محرکه خودروی برقی به کار گرفته می‌شوند. به علت کنترل‌پذیری فوق‌العاده موتورهای جریان مستقیم جاروبک‌دار سری، این موتورها بیشترین کاربرد را در راه‌اندازی خودروهای برقی دارند. مدل دینامیکی موتور الکتریکی مذکور به صورت زیر می‌باشد [۱۰]

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{1}{L_a + L_{field}} \times \{V - (R_a + R_f)i - L_{af}i.\omega\} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \times \{L_{af}i^2 - B\omega - T_L\} \end{cases} \quad (2)$$

در (۲) جریان آرمیچر، ω سرعت زاویه‌ای موتور، R_a و R_f به ترتیب مقاومت آرمیچر و مقاومت سیم‌پیچ میدان و L_a و L_{field} به ترتیب اندوکتانس آرمیچر و اندوکتانس سیم‌پیچ میدان هستند. L_{af} معرف اندوکتانس متقابل مابین سیم‌پیچ آرمیچر و سیم‌پیچ میدان است. J اینرسی موتور، T_L گشتاور خارجی، B ضریب ویسکوزیته و ولتاژ ورودی می‌باشد. نمایش فضای حالت^۱ مدل دینامیکی غیر خطی خودروی برقی با ترکیب (۱) و (۲) و به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_a + R_f)}{L_a + L_{field}} & \frac{-L_{af}}{L_a + L_{field}} \\ \frac{L_{af}}{J + \frac{m.r^2}{G}} & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a + L_{field}} \\ \cdot \end{bmatrix} V \quad (3)$$

1. State Space Representation

که در آن داریم

$$K = \frac{-1}{J + \frac{m.r^2}{G}} \left(B + \frac{\mu_{rr}mg(\frac{r}{G}) + mg \sin \alpha(\frac{r}{G})}{\omega} + 0.5\rho AC_d \frac{r^2}{G} \omega \right) \quad (4)$$

در رابطه فوق، سرعت‌های خطی به سرعت زاویه‌ای تبدیل شده‌اند. مقادیر پارامترهای مورد استفاده در خودروی برقی در جدول ۱ آمده است [۱۴].

۳- استخراج مدل فازی معادل مدل غیر خطی خودروی برقی

در [۲۳] و [۲۴]، یک مدل فازی بر اساس قواعد فازی اگر-آنگاه ارائه شده است. در مراجع مذکور، تاکاگی و سوگنو دریافتند که با استفاده از قواعد فازی ساده می‌توان سیستم‌های غیر خطی پیچیده را مدل نمود. این مدل‌سازی مبتنی بر روابط ورودی-خروجی محلی خطی انجام می‌شود. فرم قاعده i ام برای یک مدل فازی پیوسته T-S به صورت زیر است [۲۳] و [۲۴]

$$\begin{cases} \text{if } z_i(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip}, \\ \text{then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (5)$$

که M_{ij} تابع عضویت، r تعداد قواعد مدل فازی، $x(t) \in R^n$ بردار حالت، $A_i \in R^{n \times n}$ ماتریس $u(t) \in R^m$ بردار ورودی، $y(t) \in R^q$ بردار خروجی، $C_i \in R^{q \times n}$ ماتریس خروجی هستند و در ضمن $z_1(t), \dots, z_p(t)$ متغیرهایی معین در بخش مقدم می‌باشند. زیرسیستم‌های $A_i x(t) + B_i u(t)$ در بخش تالی هر قاعده رفتاری خطی دارند. مدل فازی کلی با ترکیب فازی زیرسیستم‌ها حاصل می‌گردد و بردارهای $\dot{x}(t)$ و $y(t)$ به صورت زیر به دست می‌آیند [۲۳] و [۲۴]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i x(t) \end{cases} \quad (6)$$

در روابط مذکور $h_i(z(t))$ شدت آتش است. در روابط فوق داریم

$$\begin{cases} z(t) = [z_1(t) \quad z_2(t) \quad \dots \quad z_p(t)] \\ h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t)}{250}, \text{ Positive} \\ M_2(z_1(t)) = \frac{250 - z_1(t)}{250}, \text{ Negative} \\ N_1(z_2(t)) = \frac{z_2(t) - 0.065}{267.2727}, \text{ Big} \\ N_2(z_2(t)) = \frac{267.2727 - z_2(t)}{267.2727}, \text{ Small} \end{cases} \quad (16)$$

قواعد فازی به صورت زیر ارائه می‌شوند

- Rule ۱: if $z_1(t)$ is "Positive" and $z_2(t)$ is "Big",
 then $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t)$
 Rule ۲: if $z_1(t)$ is "Positive" and $z_2(t)$ is "Small",
 then $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t)$ (17)
 Rule ۳: if $z_1(t)$ is "Negative" and $z_2(t)$ is "Big",
 then $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t)$
 Rule ۴: if $z_1(t)$ is "Negative" and $z_2(t)$ is "Small",
 then $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t)$

ماتریس‌های حالت A_i تا A_4 به صورت زیر به دست می‌آیند

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -19.9734 & -73.4854 \\ 0.9531 & -576.9852 \end{bmatrix} \\ A_2 &= \begin{bmatrix} -19.9734 & -73.4854 \\ 0.9531 & -0.145 \end{bmatrix} \\ A_3 &= \begin{bmatrix} -19.9734 & 0 \\ 0 & -576.9852 \end{bmatrix} \\ A_4 &= \begin{bmatrix} -19.9734 & 0 \\ 0 & -0.145 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

ماتریس‌های ورودی B_i تا B_4 عبارتند از

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 166.4447 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

شکل‌های ۲ و ۳ به ترتیب توابع عضویت و شدت آتش‌ها و شکل ۴ نمودار مجموع شدت آتش‌ها را نمایش می‌دهد.

برقراری شروط (۹) در شکل‌های ۳ و ۴ قابل مشاهده است. جهت کسب اطمینان از دقیق بودن مدل فازی خودروی برقی، مدل غیر خطی (۳) و مدل فازی به دست آمده به صورت حلقه‌باز شبیه‌سازی شده و حالت‌های سیستم i و w برای هر دو مدل استخراج و مقایسه گردید. خطای مدل‌سازی در شکل ۵ نمایش داده شده است به نحوی که حداکثر خطای مدل‌سازی برای حالت‌های سیستم به ترتیب $1.11 \times 10^{-16} A$ و $3.553 \times 10^{-15} r/sec$ می‌باشد که این میزان خطای مدل‌سازی بسیار ناچیز و قابل اغماض است.

مطابق با شکل ۵ و با توضیحات ذکر شده، دقت فوق‌العاده بالای مدل‌سازی فازی، این امکان را به نویسنده می‌دهد که با اطمینان خاطر از مدل فازی خودروی برقی استفاده نماید.

۴- کنترل پیشنهادی

قدم اولیه و ضروری برای بررسی مقاوم بودن یک سیستم کنترلی فازی این است که سیستم فازی همراه با عدم قطعیت معرفی گردد. به این منظور، باید بلوک‌های شامل عدم قطعیت در مدل فازی تاکاگی- سوگنو

و همچنین داریم

$$\omega_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(t)) \quad (8)$$

در (۸)، $M_{ij}(z_j(t))$ درجه عضویت $z_j(t)$ در تابع عضویت M_{ij} است. نکته ۱: برای $h_i(z(t))$ ها در (۶)، روابط ذیل همواره باید برقرار باشد [۲۳] و [۲۴]

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \\ h_i(z(t)) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (9)$$

بر اساس مدل فازی (۵)، کنترل کننده فازی مبتنی بر جبران ساز موازی توزیع یافته (PDC)، طراحی می‌شود. قانون کنترلی i ام به صورت زیر ارائه می‌گردد [۲۳] و [۲۴]

$$\begin{aligned} \text{if } z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip}, \\ \text{then } u(t) = -F_i x(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (10)$$

رابطه زیر کنترل کننده فازی کلی را نمایش می‌دهد [۲۳] و [۲۵]

$$u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (11)$$

در واقع طراحی کنترل کننده فازی به معنای تعیین بهره‌های پسخور F_i در بخش‌های تالی قواعد می‌باشد. لذا به همین ترتیب، مفهوم طراحی کنترل کننده فازی پایدار، تعیین بهره‌های پسخور F_i به نحوی می‌باشد که به ازای آنها سیستم کنترلی پایدار شود.

برای استخراج مدل فازی خودروی برقی از ایده بخش بندی غیر خطی [۲۵] استفاده می‌شود. این روش، ساختن مدل دقیق فازی معادل مدل غیر خطی را کاملاً تضمین می‌کند. برای استفاده از روش مذکور ابتدا با توجه به معادلات فضای حالت خودروی برقی، بخش‌های غیر خطی زیر تعیین می‌گردند

$$\begin{cases} Z_1(t) = i \\ Z_2(t) = \frac{\mu_n mg \frac{r}{G} + mg \sin \alpha \frac{r}{G}}{w} + 0.5 \rho A C_d \frac{r^2}{G^2} w \end{cases} \quad (12)$$

مقادیر بیشینه و کمینه بخش‌های غیر خطی فوق به صورت زیر محاسبه می‌شوند

$$\begin{cases} \min_{-} z_1(t) = 0, \quad \max_{-} z_1(t) = 250 \\ \min_{-} z_2(t) = 0.065, \quad \max_{-} z_2(t) = 267.2727 \end{cases} \quad (13)$$

با توجه به مقادیر فوق، بخش‌های غیر خطی $z_1(t)$ و $z_2(t)$ به صورت زیر قابل نمایش می‌باشند

$$\begin{cases} z_1(t) = M_1(z_1(t)).(250) + M_2(z_1(t)).(0) \\ z_2(t) = N_1(z_2(t)).(267.2727) + N_2(z_2(t)).(0.065) \end{cases} \quad (14)$$

از طرفی داریم

$$\begin{cases} M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \\ N_1(z_2(t)) + N_2(z_2(t)) = 1 \end{cases} \quad (15)$$

با استفاده از (۱۴) و (۱۵)، توابع عضویت به صورت زیر معرفی و نامگذاری می‌گردند

تعریف شود. بنابراین مدل فازی یک سیستم پیوسته در حضور عدم قطعیت‌ها به صورت زیر ارائه می‌شود [۲۴]

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{ (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) x(t) + (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) u(t) \} \quad (20)$$

در رابطه ذکر شده، ماتریس‌های معلوم H_{ai} ، D_{ai} ، H_{bi} و D_{bi} به ازای قاعده i ام تعیین می‌گردند اما ماتریس‌های $\Delta_{ai}(t)$ و $\Delta_{bi}(t)$ ماتریس‌های متقارن نامعلومی هستند که به صورت زیر تعریف می‌شوند و از طریق حل مسأله کمینه‌سازی "قضیه ۱" به دست می‌آیند [۲۴]

$$\|\Delta_{ai}(t)\| \leq \frac{1}{\Gamma_{ai}} \quad (21)$$

$$\|\Delta_{bi}(t)\| \leq \frac{1}{\Gamma_{bi}}$$

با در نظر گرفتن مدل فازی (۲۰) و با تعریف $X = P^{-1}$ ، جهت طراحی کنترل پایدار مقاوم فازی، مسأله کمینه‌سازی "قضیه ۱" به صورت زیر تعریف می‌گردد [۲۴] و [۲۶]:

قضیه ۱: بهره‌های پسخور F_i که مدل فازی (۲۰) را پایدار و همچنین مقادیر نرُم‌های (۲۱) را بیشینه (مقادیر Γ_{ai} و Γ_{bi} را کمینه) نماید از حل مسأله کمینه‌سازی مبتنی بر نامساوی‌های ماتریسی خطی (۲۲) حاصل می‌گردد و در ضمن پارامترهای مثبت ζ_i و η_i پارامترهای طراحی هستند. در رابطه (۲۲)، $M_i = F_i X$ و $Y = X Q X$ می‌باشد و Q یک ماتریس مثبت نیمه‌معین است. در ضمن علامت ستاره مشخص‌کننده ترانزپوز ماتریس واقع در درایه متقارن می‌باشد. با استفاده از قضیه فوق برای مدل فازی خودروی برقی، مقادیر پارامترهای Γ_{ai}^v و Γ_{bi}^v استخراج می‌شود. لذا طبق (۲۱) با در دسترس بودن مقادیر Γ_{ai} و Γ_{bi} ، کران بالایی عبارت‌های $\|\Delta_{ai}(t)\|$ و $\|\Delta_{bi}(t)\|$ مشخص می‌گردد.

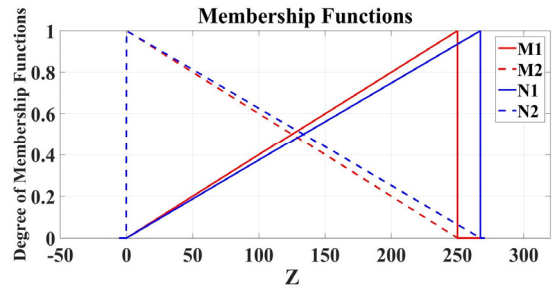
$$\text{minimize } \sum_{i=1}^r \{ \zeta_i \Gamma_{ai}^v + \eta_i \Gamma_{bi}^v \}$$

subject to $X > \cdot$, $Y \geq \cdot$, $\hat{S}_{ii} + (s-1)Y_i < \cdot$, $\hat{T}_{ij} - 2Y_r < \cdot$, where $s > 1$

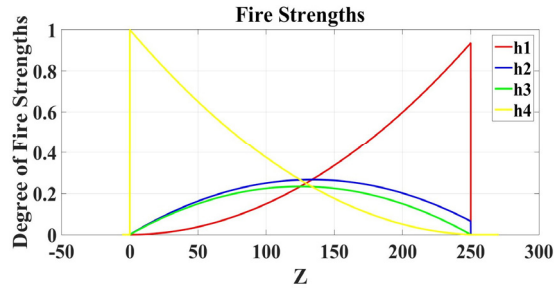
$$\hat{S}_{ii} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_i - M_i^T B_i^T \end{array} \right) & * & * & * & * \\ D_{ai}^T & -I & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bi}^T & \cdot & -I & \cdot & \cdot \\ H_{ai} X & \cdot & \cdot & -\Gamma_{ai}^v I & \cdot \\ -H_{bi} M_i & \cdot & \cdot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

$$\hat{T}_{ij} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_j - M_j^T B_i^T \\ + XA_j^T + A_j X \\ -B_j M_i - M_i^T B_j^T \end{array} \right) & D_{ai} & D_{bi} & D_{aj} & D_{bj} & XH_{ai}^T & -M_j^T H_{bi}^T & XH_{aj}^T & -M_i^T H_{bj}^T \\ D_{ai}^T & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bi}^T & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{aj}^T & \cdot & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bj}^T & \cdot & \cdot & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{ai} X & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{ai}^v I & \cdot & \cdot & \cdot \\ -H_{bi} M_j & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{bi}^v I & \cdot & \cdot \\ H_{aj} X & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{ai}^v I & \cdot \\ -H_{bj} M_i & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{bi}^v I \end{bmatrix} \quad (22)$$

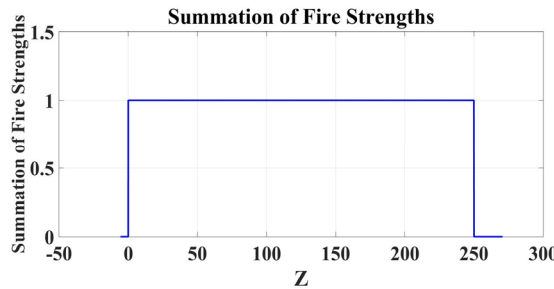
$Y_i = \text{block-diag}(Y, \dots)$, $Y_r = \text{block-diag}(Y, \dots)$, $i < j$ subject to $h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$



شکل ۲: توابع عضویت.



شکل ۳: شدت آتش‌ها.



شکل ۴: مجموع شدت آتش‌ها.

در برابر اغتشاشات خارجی مقاوم باشد، مسأله کمینه‌سازی "قضیه ۲" به صورت زیر تعریف و در "پیوست الف"، برقراری آن اثبات می‌گردد:

قضیه ۲: بهره‌های پسخور F_i که مدل فازی (۲۵) را پایدار، مقادیر نرَم‌های (۲۱) را بیشینه (مقادیر Γ_{ai} و Γ_{bi} را کمینه) و نیز مقدار پارامتر Ξ را در (۲۴) کمینه نماید، از حل مسأله کمینه‌سازی مبتنی بر نامساوی‌های ماتریسی خطی (۲۶) حاصل می‌گردد که $M_i = F_i X$ و $Y_i = X Q_i X$ می‌باشد و Q_i یک ماتریس مثبت نیمه معین است. در ضمن، علامت ستاره مشخص‌کننده ترانهاده ماتریس واقع در درایه متقارن می‌باشد.

از طرفی، هدف کنترلی در کنترل فازی بهینه، کمینه‌کردن یک تابع هزینه مشخص است. لذا برای کمینه‌کردن کران بالای تابع هزینه مربعی به صورت رابطه زیر، از طریق حل مسأله کمینه‌سازی "قضیه ۳" یک کنترل پایدار بهینه فازی^۱ طراحی می‌گردد [۲۸]

$$J = \int_0^{\infty} \{y^T(t)W y(t) + u^T(t)R u(t)\} dt \quad (27)$$

که در آن $y(t)$ همان $y(t)$ در (۶) می‌باشد. در ضمن، پارامترهای W و R نیز پارامترهای طراحی هستند. مسأله کمینه‌سازی "قضیه ۳" به صورت زیر بیان می‌شود [۲۸]:

قضیه ۳: بهره‌های پسخور $F_i = M_i X^{-1}$ که کران بالای تابع هزینه (۲۷) را کمینه نماید از حل مسأله کمینه‌سازی مبتنی بر نامساوی‌های ماتریسی خطی زیر به دست می‌آید. در ضمن برای تمام مقادیر i ، رابطه $J < x^T(\cdot)P x(\cdot) < \lambda$ ارضا می‌گردد

minimize λ
 X, M_1, \dots, M_r, Y_i

$$\text{subject to } X > 0, Y_i \geq 0, \begin{bmatrix} \lambda & x^T(\cdot) \\ x(\cdot) & X \end{bmatrix} > 0,$$

$$\hat{U}_{ii} + (s-1)Y_i < 0, \text{ where } s > 1, \hat{V}_{ij} - 2Y_i < 0,$$

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

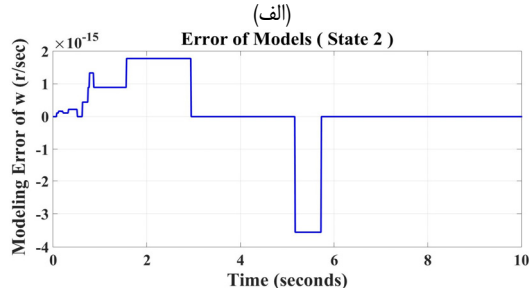
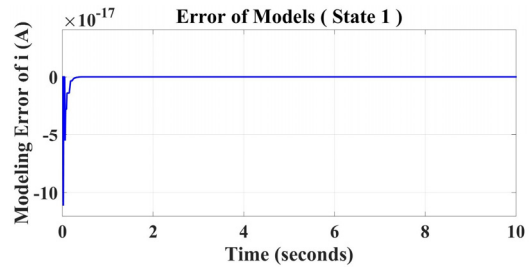
$$\hat{U}_{ii} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_i - M_i^T B_i^T \end{pmatrix} & XC_i^T & -M_i^T \\ C_i X & -W^{-1} & \cdot \\ -M_i & \cdot & -R^{-1} \end{bmatrix}$$

$$\hat{V}_{ij} = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_j - M_j^T B_i^T \\ +XA_j^T + A_j X \\ -B_j M_i - M_i^T B_j^T \end{pmatrix} & XC_i^T & -M_j^T & XC_j^T & -M_i^T \\ C_i X & -W^{-1} & \cdot & \cdot & \cdot \\ -M_j & \cdot & -R^{-1} & \cdot & \cdot \\ C_j X & \cdot & \cdot & -W^{-1} & \cdot \\ -M_i & \cdot & \cdot & \cdot & -R^{-1} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$Y_i = \text{block-diag}(Y_i \cdot \cdot)$$

$$Y_r = \text{block-diag}(Y_r \cdot \cdot \cdot \cdot)$$

1. Optimal Stable Fuzzy Control



شکل ۵: خطای مدل‌سازی فازی برای حالت‌های سیستم، (الف) حالت i و (ب) حالت w .

نکته ۲: با وجود این که بهره‌های پسخور حاصل از حل مسأله کمینه‌سازی قضیه ۱، کنترل‌کننده طراحی شده را در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری مقاوم می‌نماید اما به راحتی نمی‌توان از حضور اغتشاشات خارجی چشم‌پوشی کرد. لذا در ادامه، مدل فازی که به صورت توأمان عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی را در بر داشته باشد، ارائه می‌گردد و همچنین قضیه ۱ به گونه‌ای بازنویسی و تعریف می‌شود که بهره‌های پسخور حاصل از حل آن، کنترل‌کننده طراحی شده را به صورت توأمان در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی مقاوم کند. مدل فازی همراه با اغتشاشات خارجی برای یک سیستم گسسته در [۲۷] معرفی شده است. مدل فازی مذکور برای سیستم پیوسته مد نظر مقاله پیش روی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t) + E_i \psi(t)\} \quad (29)$$

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

که در آن $\psi(t)$ معرف اغتشاش است و E_i بردار ستونی است که وضعیت اعمال و یا عدم اعمال اغتشاش به هر کدام از حالت‌های سیستم در قاعده i ام و همچنین اندازه آن را تعیین می‌کند. حذف اغتشاش می‌تواند با کمینه‌کردن Ξ در رابطه زیر تحقق یابد [۲۷]

$$\sup_{\|w(t)\|_2 \neq 0} \frac{\|y(t)\|_r}{\|w(t)\|_r} \leq \Xi \quad (24)$$

در واقع در رابطه فوق، Ξ کران بالای اثر اغتشاشات می‌باشد. با توجه به مدل‌های فازی (۲۰) و (۲۳)، مدل فازی که به صورت توأمان عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی را در بر داشته باشد به صورت زیر ارائه می‌گردد

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{ (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) x(t) + (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) u(t) + E_i \psi(t) \} \quad (25)$$

با در نظر گرفتن مدل فازی (۲۵) و با تعریف $X = P^{-1}$ ، جهت طراحی کنترل‌کننده پایدار فازی که هم در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و هم

۵- نتایج شبیه سازی

قبل از ارائه نتایج شبیه سازی، مراحل روند طراحی کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی به صورت زیر ارائه می گردد:

(۱) تعیین بخش های غیر خطی $z_r(t)$ و $z_l(t)$ در معادله فضای حالت (۳)، مطابق با (۱۲).

(۲) محاسبه مقادیر کمینه و بیشینه بخش های غیر خطی مذکور، مطابق با (۱۳).

(۳) تعریف شدت آتش های $h_r(z(t))$ ، $h_l(z(t))$ و $h_r(z(t))$ و توابع عضویت $N_r(z_r(t))$ ، $M_r(z_r(t))$ ، $M_l(z_l(t))$ و $N_l(z_l(t))$ به ترتیب با استفاده از (۷) و (۱۶).

(۴) تعریف قواعد فازی مطابق با (۱۷).

(۵) تعیین ماتریس های حالت A_r ، A_l ، A_r و A_l با استفاده از قواعد فازی و مقادیر کمینه و بیشینه بخش های غیر خطی $z_r(t)$ و $z_l(t)$ طبق (۱۸).

(۶) تعیین مقدار پارامتر s ($s=4$) (تعداد قواعدی که برای تمام زمان های t آتش می شوند برابر یا کمتر از مقدار پارامتر s هستند).

(۷) تعیین و تنظیم ماتریس های D_{ai} ، H_{ai} ، D_{bi} و H_{bi} ، بردار E_i

نکته ۳: در صورتی که دو مسأله بهینه سازی به لحاظ کمینه سازی یا بیشینه سازی بودن همانند باشند می توان تابع هدفها را با هم جمع کرده و قیود هر دو مسأله را تجميع نمود. مسأله بهینه سازی تعریف شده، خواص هر دو مسأله را دارا می باشد [۲۹].

لذا با توجه به نکته ۳ و با تلفیق قضایای ۲ و ۳ و تعریف "قضیه ۴" می توان بهره های پسخور F_i را به گونه ای تعیین نمود که کنترل پایدار مقاوم بهینه فازی حاصل شده ضمن بهینه بودن در برابر عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاشات خارجی مقاوم باشد.

قضیه ۴: بهره های پسخور F_i که مدل فازی (۲۵) را پایدار، مقادیر پارامترهای Γ_{ai} و Γ_{bi} را در (۲۱)، مقدار پارامتر Ξ را در (۲۴) و همچنین کران بالای تابع هزینه (۲۷) را کمینه نماید، از حل مسأله کمینه سازی مبتنی بر نامساوی های ماتریسی خطی (۲۹) حاصل می گردد.

نکته ۴: انتخاب صحیح مقادیر شماره ده های i و j در قضایای ارائه شده در تعیین تعداد قیود هر قضیه بسیار حایز اهمیت است. این امر با توجه به قیدی که روی i و j تعریف شده است و با دقت در نمودار شدت آتشها مقذور می باشد.

بخش بعدی، مراحل روند طراحی کنترل کننده پیشنهادی بر اساس قضایای بیان شده و نتایج شبیه سازی را تشریح می کند.

$$\text{minimize}_{\Gamma_{ai}^r, \Gamma_{bi}^r, X, M_r, \dots, M_l, Y} \sum_{i=1}^r \{ \zeta_i \Gamma_{ai}^r + \eta_i \Gamma_{bi}^r \} + \Xi^r$$

$$\text{subject to } X > 0, Y \geq 0, \hat{S}_{ii} + (s-1)Y_i < 0, \hat{T}_{ij} - 2Y_j < 0, \text{ where } s > 1,$$

$$\hat{S}_{ii} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_iX \\ -B_iM_i - M_i^T B_i^T \end{array} \right) & * & * & * & * \\ D_{ai}^T & -I & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bi}^T & \cdot & -I & \cdot & \cdot \\ H_{ai}X & \cdot & \cdot & -\Gamma_{ai}^r I & \cdot \\ -H_{bi}M_i & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{bi}^r I \end{bmatrix}$$

$$\hat{T}_{ij} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_iX \\ -B_iM_j - M_j^T B_i^T \\ +XA_j^T + A_jX \\ -B_jM_i - M_i^T B_j^T \end{array} \right) & D_{ai} & D_{bi} & D_{aj} & D_{bj} & XH_{ai}^T & -M_j^T H_{bi}^T & XH_{aj}^T & -M_i^T H_{bj}^T \\ D_{ai}^T & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bi}^T & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{aj}^T & \cdot & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ D_{bj}^T & \cdot & \cdot & \cdot & -I & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{ai}X & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{ai}^r I & \cdot & \cdot & \cdot \\ -H_{bi}M_j & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{bi}^r I & \cdot & \cdot \\ H_{aj}X & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{aj}^r I & \cdot \\ -H_{bj}M_i & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & -\Gamma_{bi}^r I \end{bmatrix}$$

$$Y_i = \text{block-diag}(Y, \dots), Y_j = \text{block-diag}(Y, \dots), i < j \text{ subject to } h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

$$\left[\begin{array}{c} \left(-\frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{c} XA_i^T - M_j^T B_i^T + A_iX - B_iM_j \\ +XA_j^T - M_i^T B_j^T + A_jX - B_jM_i \end{array} \right\} \right) \\ -\frac{1}{2}(E_i + E_j) \\ -\frac{1}{2}(E_i + E_j)^T \\ \frac{1}{2}(C_i + C_j)X \end{array} \right] \begin{array}{c} \frac{1}{2}X(C_i + C_j)^T \\ \Xi^r I \\ \cdot \\ I \end{array} \geq 0, \tag{26}$$

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

"کنترل مقاوم در برابر اغتشاشات خارجی" و "کنترل بهینه" در قیدهای قضیه ۴، مطابق با نکته ۴.
 (۱) حل مسأله کمینه‌سازی قضیه ۴ بر اساس نامساوی‌های ماتریسی خطی و استخراج بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_5 (که در ضمن حل این مسأله بهینه‌سازی، کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری تعیین و کران بالای اثر اغتشاشات و کران بالای تابع

و همچنین پارامترهای مثبت ζ_i و η_i به ازای $i = 1, 2, 3, 4$ تعیین و تنظیم پارامترهای مذکور به عنوان پارامترهای طراحی در اختیار طراح می‌باشد).

(۸) تعیین و تنظیم پارامترهای طراحی R و W .

(۹) تعیین مقدار شمارنده‌های i و j جهت تعیین تعداد قیود زیربخش‌های "کنترل مقاوم در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری"،

$$\text{minimize } \lambda + \sum_{i=1}^r \{\zeta_i \Gamma_{ai}^T + \eta_i \Gamma_{bi}^T\} + \Xi^T$$

$$\text{subject to } X > \cdot, Y \geq \cdot, \begin{bmatrix} \lambda & x^T(\cdot) \\ x(\cdot) & X \end{bmatrix} > \cdot, \hat{S}_{ii} + (s-1)Y_i < \cdot, i = 1, 2, \dots, r,$$

$$\hat{T}_{ij} - 2Y_j < \cdot, \hat{U}_{ii} + (s-1)Y_i < \cdot, i = 1, 2, \dots, r, \hat{V}_{ij} - 2Y_j < \cdot, \text{ where } s > 1,$$

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

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

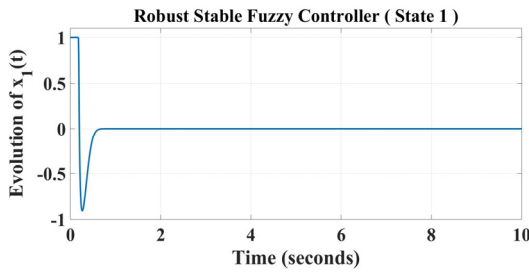
$$Y_i = \text{block-diag}(Y, \dots), Y_j = \text{block-diag}(Y, \dots), i < j \text{ subject to } h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

$$\begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} -\frac{1}{\gamma} \left\{ XA_i^T - M_j^T B_i^T + A_i X - B_i M_j \right\} \\ -\frac{1}{\gamma} \left\{ XA_j^T - M_i^T B_j^T + A_j X - B_j M_i \right\} \end{array} \right) & -\frac{1}{\gamma}(E_i + E_j) & \frac{1}{\gamma}X(C_i + C_j)^T \\ -\frac{1}{\gamma}(E_i + E_j)^T & \Xi^T I & \cdot \\ \frac{1}{\gamma}(C_i + C_j)X & \cdot & I \end{bmatrix} \geq \cdot,$$

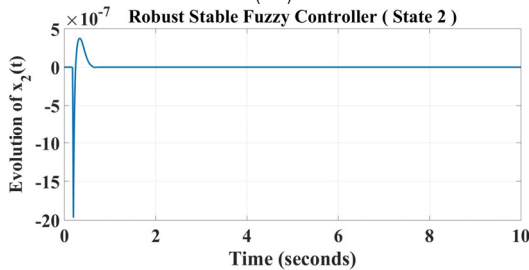
$$i \leq j \text{ subject to } h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

$$\hat{U}_{ii} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_i - M_i^T B_i^T \end{array} \right) & XC_i^T & -M_i^T \\ C_i X & -W^{-1} & \cdot \\ -M_i & \cdot & -R^{-1} \end{bmatrix}, \hat{V}_{ij} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_j - M_j^T B_i^T \\ + XA_j^T + A_j X \\ -B_j M_i - M_i^T B_j^T \end{array} \right) & XC_i^T & -M_j^T & XC_j^T & -M_i^T \\ C_i X & -W^{-1} & \cdot & \cdot & \cdot \\ -M_j & \cdot & -R^{-1} & \cdot & \cdot \\ C_j X & \cdot & \cdot & -W^{-1} & \cdot \\ -M_i & \cdot & \cdot & \cdot & -R^{-1} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$Y_i = \text{block-diag}(Y, \dots), Y_j = \text{block-diag}(Y, \dots), i < j \text{ subject to } h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

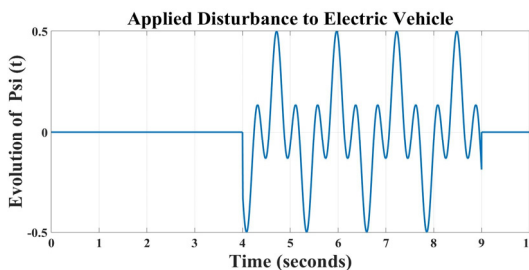


(الف)



(ب)

شکل ۷: حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۱)، (الف) حالت i و (ب) حالت ω .



شکل ۸: اغتشاش خارجی اعمال شده به مدل خودروی برقی.

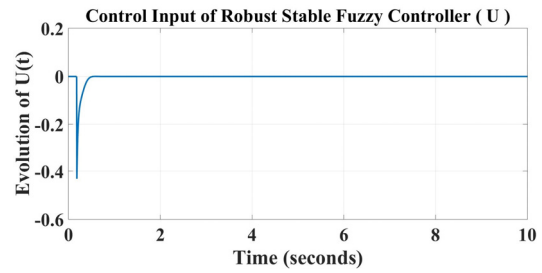
مقادیر پارامترهای Γ_{bi} و Γ_{ai} طبق جدول ۳ استخراج گردید و سپس با استفاده از (۲۱)، ماتریس‌های $\Delta_{ai}(t)$ و $\Delta_{bi}(t)$ تعیین و (۲۰) برای خودروی برقی مشخص شد. با اعمال ورودی کنترل شکل ۶ به (۲۰)، مطابق با شکل ۷، حالت‌های سیستم کنترلی استخراج گردید. همان گونه که در شکل‌های ۶ و ۷ مشخص است، ورودی کنترل و حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم فازی، پایدار هستند.

مرحله دوم شبیه‌سازی

در این مرحله از شبیه‌سازی، کنترل کننده پایدار مقاوم فازی طراحی شده مطابق با قضیه ۲ به خودروی برقی اعمال شد. تعداد قیود مسأله در این شبیه‌سازی ۳۲ قید می‌باشد.

لازم به یادآوری است که کنترل کننده پایدار مقاوم فازی طراحی شده در قضیه ۲ به صورت توأمان در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی، مقاوم می‌باشد. لذا در این مرحله از شبیه‌سازی، به منظور به چالش کشاندن کنترل کننده طراحی شده، ضمن اعمال مقادیر دارای عدم قطعیت جدول ۲، یک اغتشاش خارجی چالش‌برانگیز $\psi(t)$ طبق (۲۵) نیز با دامنه متغیر و در بازه زمانی حالت پایدار ورودی کنترل و حالت‌های دوگانه سیستم خودروی برقی یعنی در بازه زمانی ۴ تا ۹ ثانیه شبیه‌سازی، مطابق با شکل ۸ به سیستم اعمال می‌گردد.

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ به شرح "پیوست پ" به دست آمد. با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (3.7819×10^{-4} و 9.5814×10^{-5}) مثبت معین بودن ماتریس P واضح است. با جایگذاری بهره‌های پسخور مذکور در (۱۱)، ورودی کنترل مطابق با شکل ۹ استخراج گردید و با اعمال ورودی کنترل شکل ۹ به



شکل ۶: ورودی کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۱).

جدول ۲: مقادیر پارامترهای نادقیق خودروی برقی.

پارامتر	مقدار
$L_a + L_{field}$ (mH)	۷۲۰۰
$R_a + R_f$ (Ω)	۰٫۱۴۴
μ_{rr}	۰٫۰۲
α ($^\circ$)	۱۵
m (kg)	۱۰۵۰
C_d	۰٫۳۸
J ($kg.m^2$)	۰٫۰۶۲۵

جدول ۳: مقادیر پارامترهای Γ_{ai} و Γ_{bi} به ازای $i = ۱, ۲, ۳, ۴$.

i	Γ_{ai}	Γ_{bi}
۱	۳٫۰۱۰۵	۲٫۳۶۴۸
۲	۳٫۰۲۹۱	۲٫۰۰۱۹
۳	۳٫۰۴۷۳	۲٫۲۱۴۳
۴	۳٫۰۵۲۲	۲٫۰۴۰۷

هزینه کمینه می‌گردد).

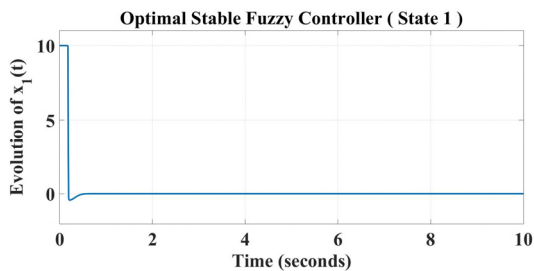
بر اساس قضایای بیان شده، شبیه‌سازی‌هایی برای پایداری سازی سرعت خودروی برقی در محیط نرم‌افزار Matlab انجام شده است. در ادامه، نتایج شبیه‌سازی‌های پنج‌گانه ارائه و از لحاظ نحوه عملکرد با یکدیگر مقایسه می‌گردند.

مرحله اول شبیه‌سازی

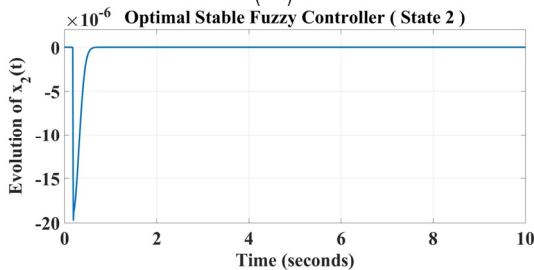
ابتدا کنترل کننده پایدار مقاوم فازی طراحی شده مطابق با قضیه ۱ به خودروی برقی اعمال گردید. لازم به یادآوری است که کنترل کننده پایدار مقاوم فازی طراحی شده در قضیه ۱ تنها در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری مقاوم است. برای به چالش کشاندن سیستم کنترلی، پارامترهای دارای عدم قطعیت خودروی برقی (مقاومت آرمیچر (R_a) ، مقاومت سیم‌پیچ میدان (R_f) ، اندوکتانس آرمیچر (L_a) ، اندوکتانس سیم‌پیچ میدان (L_{field}) ، ضریب اصطکاک بین لاستیک و جاده (μ_{rr}) ، زاویه شیب جاده (α) ، جرم خودرو (m) ، ضریب کشش (C_d) و اینرسی موتور (J))، با ۱۵ تا ۳۰٪ تغییرات و طبق جدول ۲ به کنترل کننده پایدار مقاوم فازی اعمال شد.

تعداد قیود مسأله در این شبیه‌سازی ۲۰ قید بوده و ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ به شرح "پیوست ب" استخراج گردید. با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (1.068×10^{-6} و 0.9642×10^{-6}) مثبت معین بودن ماتریس P مشهود می‌باشد. با جایگذاری بهره‌های پسخور در (۱۱)، ورودی کنترل طبق شکل ۶ به دست می‌آید.

1. Positive Definite

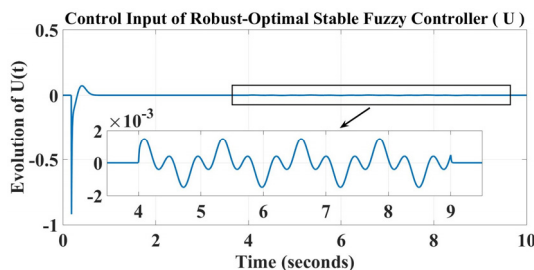


(الف)



(ب)

شکل ۱۲: حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار بهینه فازی (طبق قضیه ۳)، (الف) حالت i و (ب) حالت ω .



شکل ۱۳: ورودی کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی (طبق قضیه ۴).

در شکل‌های ۱۱ و ۱۲ پایداری ورودی کنترل و حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار بهینه فازی قابل مشاهده است.

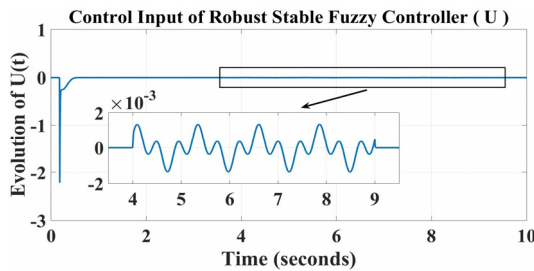
مرحله چهارم شبیه‌سازی

در این مرحله از شبیه‌سازی، کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی طراحی شده مطابق با قضیه ۴ در حضور مقادیر دارای عدم قطعیت جدول ۲ و همچنین اغتشاش چالش برانگیز شکل ۸ به خودروی برقی اعمال شد. لازم به یادآوری است که قضیه ۴ حاصل تلفیق قضایای ۲ و ۳ بوده و کنترل کننده طراحی شده بر اساس آن ضمن بهینه بودن، در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی نیز مقاوم می‌باشد. تعداد قیود مسأله در این شبیه‌سازی ۴۵ قید است.

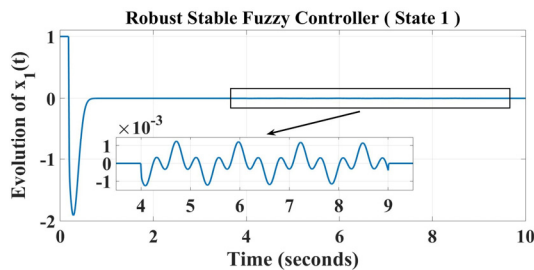
ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ و F_- به شرح "پیوست ت" استخراج گردید. با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (3.9643×10^{-9} و 8.7851×10^{-5})، مثبت معین بودن ماتریس P مشخص است. با جایگذاری بهره‌های پسخور حاصل شده در (۱۱)، ورودی کنترل مطابق با شکل ۱۳ به دست می‌آید. با اعمال این ورودی کنترل به خودروی برقی، حالت‌های سیستم مطابق با شکل ۱۴ استخراج می‌گردند. در شکل‌های ۱۳ و ۱۴ پایداری ورودی کنترل و حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی قابل مشاهده است.

مرحله پنجم شبیه‌سازی

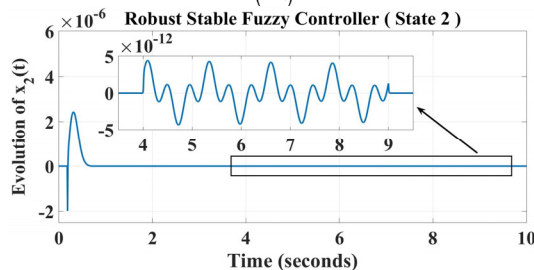
طبق توضیحات پیش گفته در مقدمه مقاله، به منظور تأمین نیروی محرکه خودروی برقی، در مراجع مختلف از موتورهای الکتریکی جریان مستقیم و متناوب متنوعی استفاده گردیده است. با توجه به این که در [۱۸] همانند تحقیق پیش روی، از خودروی برقی تجهیز شده با موتور



شکل ۹: ورودی کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۲).

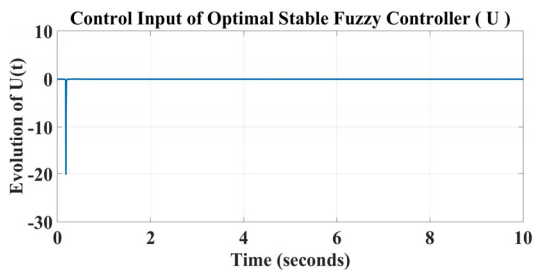


(الف)



(ب)

شکل ۱۰: حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۲)، (الف) حالت i و (ب) حالت ω .



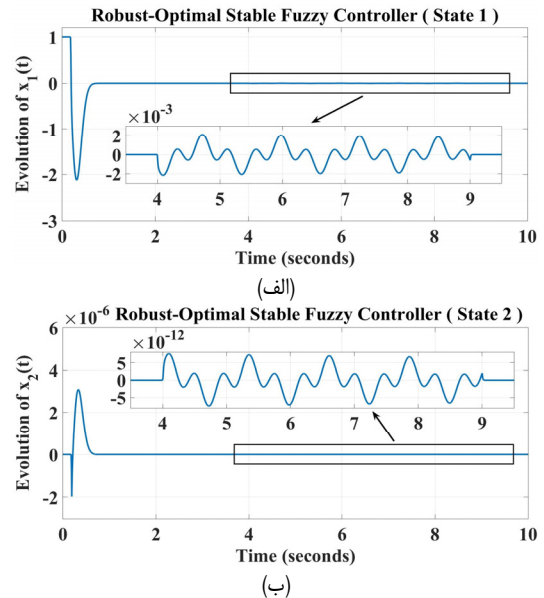
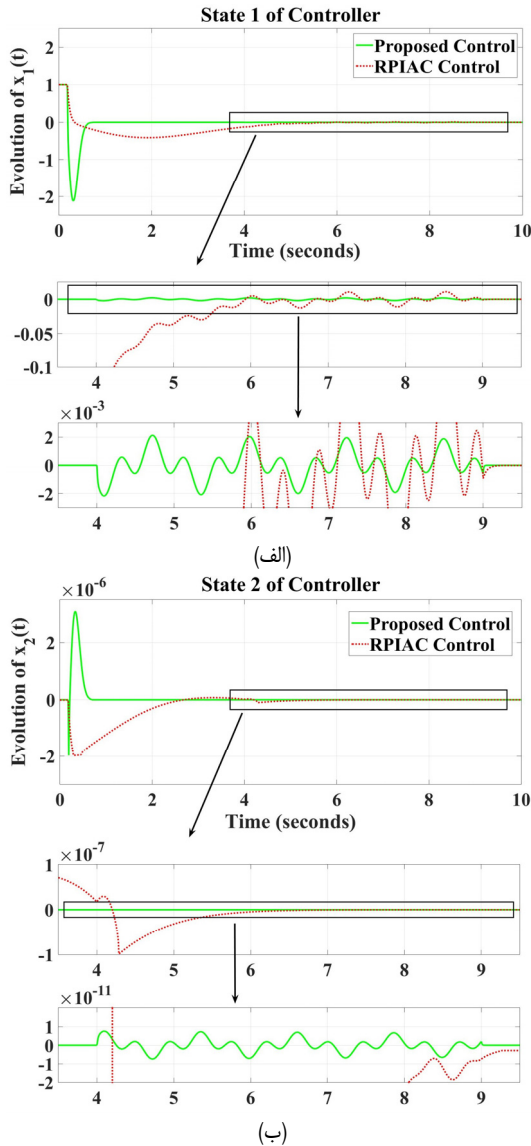
شکل ۱۱: ورودی کنترل کننده پایدار بهینه فازی (طبق قضیه ۳).

(۲۵)، طبق شکل ۱۰ حالت‌های دوگانه سیستم تعیین شد.

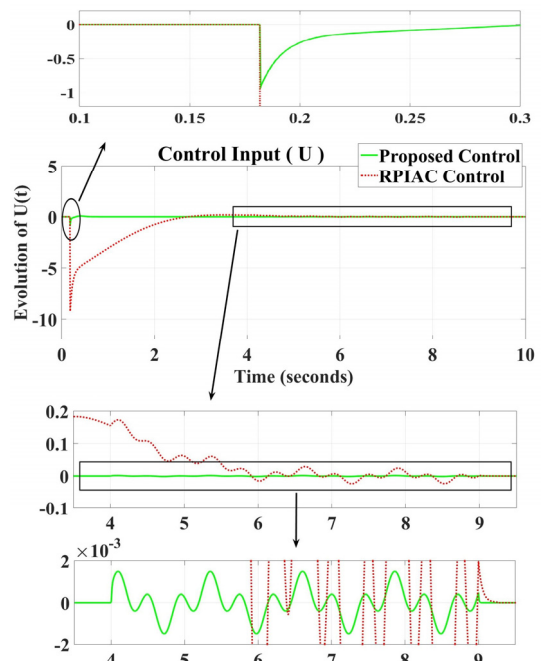
همان گونه که در شکل‌های ۹ و ۱۰ مشخص است، کنترل کننده پایدار مقاوم فازی قضیه ۲ با عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی مقابله نموده و ورودی کنترل و حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پیشنهادی، پایدار هستند.

مرحله سوم شبیه‌سازی

در مرحله بعد شبیه‌سازی، کنترل کننده پایدار بهینه فازی طراحی شده مطابق با قضیه ۳ به خودروی برقی اعمال شد. تعداد قیود مسأله در این شبیه‌سازی ۱۳ قید می‌باشد. ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ و F_- به شرح "پیوست ت" به دست آمد. با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (0.0012×10^{-7} و 0.1729×10^{-2})، مثبت معین بودن ماتریس P واضح است. کران بالای تابع هزینه (۲۷) به دست آمد. با جایگذاری بهره‌های پسخور مذکور در (۱۱)، ورودی کنترل مطابق با شکل ۱۱ استخراج شد و با اعمال ورودی کنترل مذکور، طبق شکل ۱۲ حالت‌های سیستم تعیین گردید.



شکل ۱۴: حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی (طبق قضیه ۴)، (الف) حالت i و (ب) حالت ω .



شکل ۱۵: مقایسه ورودی‌های کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸].

شکل ۱۶: مقایسه حالت‌های سیستم خودروی برقی به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸]، (الف) حالت i و (ب) حالت ω .

مقاوم بهینه فازی پیشنهادی، در شکل ۱۵ قابل مشاهده است. از طرفی، عملکرد بسیار مطلوب‌تر کنترل کننده پیشنهادی در مقابله با اغتشاش خارجی اعمال شده به وضوح قابل رؤیت می‌باشد. با اعمال ورودی‌های کنترل شکل ۱۵ به خودروی برقی، حالت‌های سیستم به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸]، استخراج گردیده و در شکل ۱۶ نمایش داده شده است.

با دقت در شکل ۱۶ می‌توان دریافت که کنترل کننده تناسبی-انترگرالی مقاوم تطبیقی ارائه شده در [۱۸] نسبت به کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی، عملکرد قابل قبولی در پایدارسازی حالت‌های سیستم خودروی برقی نداشته است به نحوی که همگرایی حالت‌های سیستم بسیار کند و نامطلوب بوده و به هیچ وجه عملکرد قابل قبولی در مقابله با اغتشاش اعمالی نداشته است. در مقابل، ضمن چشم‌پوشی از فراجهش و فروجهش‌ها در حالت گذرای سیگنال‌های ورودی کنترل و حالت‌های دوگانه، به دلیل بهینه‌بودن کنترل مقاوم پیشنهادی، تقریب دقیق کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری و کمینه‌کردن کران بالای اثر اغتشاشات بر پایه حل مسأله کمینه‌سازی، همگرایی سریع و بدون نوسان و همچنین نرم و همواربودن سیگنال حالت‌های سیستم در کنترل پایدار مقاوم بهینه فازی، عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی قابل رؤیت می‌باشد.

الکتریکی جریان مستقیم جاروبک‌دار سری و دقیقاً از همان پارامترهای ذکر شده در جدول ۱ استفاده گردیده و همچنین از یک استراتژی کنترلی مقاوم بهره گرفته شده است، لذا برای دستیابی به یک مقایسه منطقی و جهت ارزیابی صحت عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، کنترل کننده تناسبی-انترگرالی مقاوم تطبیقی طراحی شده برای کنترل سرعت خودروی برقی در [۱۸] به خودروی برقی اعمال و شبیه‌سازی گردید. لازم به ذکر است که پارامترهای نادقیق جدول ۲ و همچنین اغتشاش چالش‌برانگیز شکل ۸، برای هر دو کنترل کننده به خودروی برقی اعمال شد.

در شکل ۱۵ ورودی کنترل به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸] نمایش داده شده است. فروجهش بیش از نه برابری و همگرایی کند ورودی کنترل در کنترل کننده تناسبی-انترگرالی مقاوم تطبیقی ارائه شده در [۱۸] نسبت به کنترل کننده پایدار

جدول ۴: مقایسه عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸].

	کنترل کننده [۱۸]	کنترل کننده‌های پیشنهادی			
		کنترل پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۴)	کنترل پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۳)	کنترل پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۲)	کنترل پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۱)
ورودی کنترل (ولتاژ)	۹,۲۱۲	۰,۹۱۸۹	۲۰,۲۱۸۲	۲,۲۲۰۶	۰,۴۳۲۱
	۰,۱۸۱۴	۰,۰۷۳۳	ندارد	ندارد	ندارد
	۹,۲۸۵	۰,۷۰۰۴	۰,۶۵۳۹	۰,۷۶۵۸	۰,۵۳۴۹
	۰,۱۸۳۴	$۱,۵ \times 10^{-۳}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی	$۱,۳ \times 10^{-۳}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی
حالت اول (جریان)	۰,۴۱۱۷	۲,۱۲۳۸	۰,۴۴۳۲	۱,۹۱۰۲	۰,۹۱۰۶
	ندارد	ندارد	ندارد	ندارد	ندارد
	۹,۱۶۵	۰,۷۵۲۷	۰,۶۴۵۵	۰,۷۳۶۷	۰,۶۹۹۶
	۰,۱۹۵۲	$۲,۲ \times 10^{-۳}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی	$۱,۲ \times 10^{-۳}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی
حالت دوم (سرعت زاویه‌ای)	$۱,۹۷۶ \times 10^{-۶}$	$۱,۹۸ \times 10^{-۶}$	$۱,۹۷ \times 10^{-۶}$	$۱,۹۸ \times 10^{-۶}$	$۱,۹۸ \times 10^{-۶}$
	$۷,۴۹۵ \times 10^{-۸}$	$۳,۰۹ \times 10^{-۶}$	ندارد	$۲,۴۴ \times 10^{-۶}$	$۳,۷۹ \times 10^{-۷}$
	۵,۸۷۴	۰,۶۱۹۳	۰,۶۸۶۲	۰,۶۷۳۸	۰,۶۳۴۵
	$۹,۹۱۱ \times 10^{-۸}$	$۷,۶۲ \times 10^{-۱۲}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی	$۴,۴۱ \times 10^{-۱۲}$	عدم اعمال اغتشاش خارجی

* حداقل دامنه سیگنال برای احتساب زمان شروع پایداری برای سیگنال‌های ورودی کنترل و حالت اول، رسیدن به دامنه 1×10^{-۳} واحد و برای سیگنال حالت دوم، رسیدن به دامنه 1×10^{-۸} واحد در نظر گرفته شده است.

۶) با توجه به مزایای فوق، کنترل کننده پیشنهادی دارای قابلیت پیاده‌سازی عملی می‌باشد.

۷) کنترل کننده پایداری ساز پیشنهادی، پایداری سرعت زاویه‌ای موتور الکتریکی (حالت اول سیستم) و به تبع آن پایداری سرعت خودروی برقی را با ولتاژ ورودی (ورودی کنترل) با دامنه بسیار کوچک و همچنین با جریان آرمیچر (حالت دوم سیستم) با دامنه بسیار کوچک محقق می‌سازد که این ولتاژ و جریان بسیار کوچک، نوید پایداری سرعت خودروی برقی با حداقل توان مصرفی را می‌دهد. از این رو روش کنترلی پیشنهادی، پایداری سرعت خودرو و مدیریت مصرف انرژی را به صورت توأمان ممکن می‌سازد.

۷- نتیجه‌گیری

در مقاله پیش رو یک کنترل کننده پایداری مقاوم بهینه فازی برای پایداری سرعت خودروی برقی طراحی گردید. با استفاده از قضیه کمینه‌سازی پیشنهادی، کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری خودروی برقی تعیین و همچنین کران بالای اثر اغتشاشات خارجی و کران بالای تابع هزینه مشخص شد. کنترل کننده پیشنهادی ضمن بهینه‌بودن بر عدم قطعیت‌های پارامتری خودروی برقی و اغتشاشات خارجی نیز غلبه می‌کند. سریع‌ترین پایداری سرعت زاویه‌ای موتور الکتریکی و به تبع آن سریع‌ترین پایداری سرعت خودروی برقی به ازای کنترل مقاوم بهینه پیشنهادی حاصل گردید. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و دقت در جدول ۴، عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی قابل استنباط می‌باشد.

پیوست‌ها

پیوست الف

الف-۱) اثبات برقراری قیود نامساوی ماتریسی خطی بخش مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری قضیه ۲ (رابطه (۲۶)) که در واقع همان قیود

برای جمع‌بندی نتایج مقاله و مقایسه عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی و کنترل کننده [۱۸]، مقادیر فاکتورهای حداکثر فروجهش^۱، حداکثر فروجهش^۲، زمان شروع پایداری و حداکثر دامنه سیگنال در بازه زمانی اعمال اغتشاش خارجی، برای هر پنج کنترل کننده در جدول ۴ ارائه گردیده است. با دقت در جدول، عملکرد مطلوب کنترل کننده پایداری مقاوم بهینه فازی در پایداری حالت‌های سیستم قابل مشاهده است به نحوی که کنترل پیشنهادی، بهترین عملکرد را در پایداری خروجی سیستم (سرعت زاویه‌ای موتور الکتریکی) و به تبع آن، بهترین عملکرد را در پایداری سرعت خودروی برقی دارد.

۶- نوآوری‌ها و دستاوردهای کنترل کننده پیشنهادی

در ادامه، مزایای کنترل کننده پایداری مقاوم بهینه فازی پیشنهادی به طور خلاصه ارائه می‌گردد:

- ۱) کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری خودروی برقی با استفاده از منطق محکم ریاضی و بر اساس حل مسأله کمینه‌سازی، به صورت بسیار دقیق محاسبه شده و بر تمامی عدم قطعیت‌های مذکور غلبه می‌گردد.
- ۲) کران بالای اثر اغتشاشات خارجی بر اساس حل مسأله کمینه‌سازی، کمینه می‌گردد.
- ۳) در الگوریتم پیشنهادی، ضمن محاسبه کران بالای عدم قطعیت‌ها و کمینه‌کردن کران بالای اثر اغتشاشات خارجی، به طور هم‌زمان معیار بهینگی نیز ارضا می‌شود.
- ۴) در کنترل پیشنهادی، حجم محاسبات ورودی کنترل به علت برون‌خط‌بودن روند محاسبه بهره‌های پسخور، بسیار کم می‌باشد.
- ۵) ورودی کنترل دارای دامنه کوچکی است.

همچنین به همین ترتیب (پ-۳) را داریم. لذا با توجه به (پ-۲) و (پ-۳)، برقراری قیود نامساوی ماتریسی خطی بخش مقابل با عدم قطعیت‌های پارامتری قضیه ۲ را می‌توان نتیجه گرفت.
الف-۲) اثبات برقراری قیود نامساوی ماتریسی خطی بخش مقابل با اغتشاشات خارجی قضیه ۲ (رابطه (۲۶)):

فرض می‌کنیم $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$ یک تابع مربعی باشد که در آن P یک ماتریس مثبت معین و $\Xi \geq 0$ است. در تمامی زمان‌های t ، برای (۲۵) داریم

$$\dot{V}(x(t)) + y^T(t)y(t) - \Xi^T \psi^T(t)\psi(t) \leq 0 \quad (۴-پ)$$

با انتگرال‌گیری از (۴-پ) در بازه زمانی ۰ تا T داریم

$$\int_0^T (\dot{V}(x(t)) + y^T(t)y(t) - \Xi^T \psi^T(t)\psi(t)) dt \leq 0 \quad (۵-پ)$$

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

$$V(x(t)) + \int_0^t (y^T(\tau)y(\tau) - \Xi^T \psi^T(\tau)\psi(\tau)) d\tau \leq 0 \quad (۶-پ)$$

از برقراری $V(x(t)) \geq 0$ می‌توان نتیجه گرفت $\|y(t)\|_r / \|\psi(t)\|_r \leq \Xi$ برقرار است. بنابراین اگر (پ-۴) برقرار باشد، بهره Norm۲ مدل فازی از Ξ کمتر است. در ادامه برای استخراج شرایط LMI از (پ-۴) استفاده می‌کنیم و (پ-۷) حاصل می‌شود. از (پ-۷) شرایط (پ-۸) را داریم و سمت چپ (پ-۸) را به صورت (پ-۹) می‌توان تجزیه نمود. با استفاده از تبدیل مکمل شور [۲۹]، نامساوی (پ-۹) معادل (پ-۱۰) است و نامساوی (پ-۱۰) را می‌توان به صورت (پ-۱۱) بازنویسی کرد. بنابراین

$$\{block - diag[X \ I \ I \ I \ I \ I \ I \ I \ I]\} \{T_{ij} + \nu Q_r\} \times \{block - diag[X \ I \ I \ I \ I \ I \ I \ I \ I]\} =$$

$$\begin{bmatrix} \begin{pmatrix} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_j - M_j^T B_i^T \\ + XA_j^T + A_j X \\ -B_j M_i - M_i^T B_j^T \end{pmatrix} & D_{ai} & D_{bi} & D_{aj} & D_{bj} & XH_{ai}^T & -M_j^T H_{bi}^T & XH_{aj}^T & -M_i^T H_{bj}^T \\ D_{ai}^T & -I & . & . & . & . & . & . & . \\ D_{bi}^T & . & -I & . & . & . & . & . & . \\ D_{aj}^T & . & . & -I & . & . & . & . & . \\ D_{bj}^T & . & . & . & -I & . & . & . & . \\ H_{ai} X & . & . & . & . & -\Gamma_{ai}^T I & . & . & . \\ -H_{bi} M_j & . & . & . & . & . & -\Gamma_{bi}^T I & . & . \\ H_{aj} X & . & . & . & . & . & . & -\Gamma_{ai}^T I & . \\ -H_{bj} M_i & . & . & . & . & . & . & . & -\Gamma_{bi}^T I \end{pmatrix} & * & * & * & * & * & * & * & * \end{bmatrix} + (۲-پ)$$

$$\nu \cdot block - diag(XQX \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ .) = \hat{T}_{ij} + \nu Y_r$$

$$x^T(t)Px(t) + x^T(t)P\dot{x}(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)C_i^T C_j x(t) - \Xi^T \psi^T(t)\psi(t) =$$

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)(A_i - B_i F_j)^T P x(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)P(A_i - B_i F_j)x(t) +$$

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)C_i^T C_j x(t) - \Xi^T \psi^T(t)\psi(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\psi^T(t)E_i^T P x(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))x^T(t)PE_i \psi(t) = \quad (۷-پ)$$

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) [x^T(t) \ \ \psi^T(t)] \times \begin{bmatrix} (A_i - B_i F_j)^T P \\ + P(A_i - B_i F_j) + C_i^T C_j \\ E_i^T P \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x(t) \\ \psi(t) \end{bmatrix} \leq 0$$

نامساوی ماتریسی خطی قضیه ۱ می‌باشد:

با توجه به اثبات وجود و برقراری ماتریس‌های \hat{T}_{ij} و \hat{S}_{ii} در [۳۰] و با در نظر گرفتن ماتریس مثبت نیمه معین Q و با توجه به روابط $Y = XQX$ و $M_i = F_i X$ ماتریس‌های Q_r ، Q_i ، Y_r و Y_i را به صورت زیر تعریف می‌کنیم

$$\begin{aligned} Q_i &= block - diag(Q \ . \ . \ . \ .) \\ Q_r &= block - diag(Q \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ .) \\ Y_i &= block - diag(Y \ . \ . \ . \ .) \\ Y_r &= block - diag(Y \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ . \ .) \end{aligned} \quad (۱-پ)$$

با ذکر یادآوری این موضوع که تعداد قواعدی که برای تمام زمان‌های t آتش می‌شوند برابر یا کمتر از مقدار پارامتر s هستند داریم

$$\{block - diag[X \ I \ I \ I \ I]\} \{S_{ii} + (s-1)Q_i\} \times \{block - diag[X \ I \ I \ I \ I]\} =$$

$$\begin{bmatrix} \begin{pmatrix} XA_i^T + A_i X \\ -B_i M_i - M_i^T B_i^T \end{pmatrix} & * & * & * & * \\ D_{ai}^T & -I & . & . & . \\ D_{bi}^T & . & -I & . & . \\ H_{ai} X & . & . & -\Gamma_{ai}^T I & . \\ -H_{bi} M_i & . & . & . & -\Gamma_{bi}^T I \end{pmatrix} + (۲-پ)$$

$$(s-1) \cdot block - diag(XQX \ . \ . \ . \ .) =$$

$$\hat{S}_{ii} + (s-1)Y_i$$

$$\left[\begin{array}{c} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P \\ + P(A_i - B_i F_j) + C_i^T C_j \end{array} \right\} \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \Xi^T I \end{array} \right] * \geq \cdot \quad (۸-پ)$$

$$\left[\begin{array}{c} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \times \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P \\ + P(A_i - B_i F_j) \end{array} \right\} \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \Xi^T I \end{array} \right] * \left[\begin{array}{c} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))C_i^T C_j \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] = \quad (۹-پ)$$

$$\left[\begin{array}{c} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \times \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P \\ + P(A_i - B_i F_j) \end{array} \right\} \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \Xi^T I \end{array} \right] * \left[\begin{array}{c} \sum_{j=1}^r h_i(z(t))C_i^T \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right] \left[\sum_{j=1}^r h_i(z(t))C_i \right] \geq \cdot$$

$$\left[\begin{array}{c} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P \\ + P(A_i - B_i F_j) \end{array} \right\} \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \sum_{j=1}^r h_i(z(t))C_i \end{array} \right] * \left[\begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ I \end{array} \right] \geq \cdot \quad (۱۰-پ)$$

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \left[\begin{array}{c} \left\{ -\frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P + P(A_i - B_i F_j) \\ + (A_j - B_j F_i)^T P + P(A_j - B_j F_i) \end{array} \right\} \right\} \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j)^T P \\ \frac{1}{2} (C_i + C_j) \end{array} \right] * \left[\begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ I \end{array} \right] \geq \cdot \quad (۱۱-پ)$$

$$\left[\begin{array}{c} \left\{ -\frac{1}{2} \left\{ \begin{array}{l} (A_i - B_i F_j)^T P + P(A_i - B_i F_j) \\ + (A_j - B_j F_i)^T P + P(A_j - B_j F_i) \end{array} \right\} \right\} \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j)^T P \\ \frac{1}{2} (C_i + C_j) \end{array} \right] * \left[\begin{array}{c} \cdot \\ \cdot \\ I \end{array} \right] \geq \cdot \quad (۱۲-پ)$$

$$P = \begin{bmatrix} ۰٫۱۲۵۸e-۶ & ۰٫۱۲۶۳e-۶ \\ ۰٫۱۲۶۳e-۶ & ۰٫۹۴۵۲e-۶ \end{bmatrix}$$

$$F_1 = [۰٫۶۹۳۰ \quad ۳٫۸۶۱۸]$$

$$F_2 = [۰٫۱۶۲۱ \quad -۰٫۱۱۳۱]$$

$$F_3 = [۰٫۶۸۵۰ \quad ۴٫۲۴۲۱]$$

$$F_4 = [۰٫۱۵۶۱ \quad ۰٫۲۷۵۹]$$

(۱۳-پ)

(۱۲-پ) را داریم.

با ضرب طرفین (۱۲-پ) از چپ و راست در ماتریس $\begin{bmatrix} X & \cdot & \cdot \\ \cdot & I & \cdot \\ \cdot & \cdot & I \end{bmatrix}$ قیود نامساوی ماتریسی خطی بخش مقابل با اغتشاشات خارجی قضیه ۲ (رابطه (۲۶)) به دست می‌آید.

پیوست ب

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۱)

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_+ به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم فازی (طبق قضیه ۲)

- [9] K. H. Nam, AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications, CRC Press, 2017.
- [10] Q. Huang, C. Yong, and L. Jian, Control of Electric Vehicle, Urban Transport and Hybrid Vehicles, InTech, 2010.
- [11] V. Kumar, K. P. S. Rana, and P. Mishra, "Robust speed control of hybrid electric vehicle using fractional order fuzzy PD and PI controllers in cascade control loop," *J. of the Franklin Institute*, vol. 353, no. 8, pp. 1713-1741, May 2016.
- [12] J. Nagpal, R. Agarwal, and M. Shah, "A comparative study on different speed control methods of DC drives for electric vehicle," *International J. of Research*, vol. 2, no. 7, 6 pp., Jul. 2015.
- [13] A. K. Yadav, P. Gaur, S. K. Jha, J. R. P. Gupta, and A. P. Mittal, "Optimal speed control of hybrid electric vehicles," *J. of Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 393-400, 2011.
- [14] Q. Huang, Z. Huang, and H. Zhou, "Nonlinear optimal and robust speed control for a light-weighted all-electric vehicle," *IET Control Theory & Applications*, vol. 3, no. 4, pp. 437-444, Apr. 2009.
- [15] M. H. Khooban, N. Vafamand, and T. Niknam, "T-S fuzzy model predictive speed control of electrical vehicles," *ISA Trans.*, vol. 64, no. 5, pp. 231-240, Sept. 2016.
- [16] L. Xu, J. Lu, and J. Zhang, "Speed control of pure electric vehicle based on adaptive fuzzy PID controller," in *Proc. Int. Symp. for Intelligent Transportation and Smart City, ITASC'17*, pp. 20-26, Shanghai, China, 19-20 May 2017.
- [17] M. H. Khooban, T. Niknam, F. Blaabjerg, and M. Dehghani, "Free chattering hybrid sliding mode control for a class of non-linear systems: electric vehicles as a case study," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 10, no. 7, pp. 776-785, Oct. 2016.
- [18] M. H. Khooban, O. Naghash-Almasi, T. Niknam, and M. Sha-Sadeghi, "Intelligent robust PI adaptive control strategy for speed control of EV (s)," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 10, no. 5, pp. 433-441, Aug. 2016.
- [19] M. Veysi and M. R. Soltanpour, "Eliminating chattering phenomenon in sliding mode control of robot manipulators in the joint space using fuzzy logic," *J. of Solid and Fluid Mechanic*, vol. 2, no. 3, pp. 45-54, Fall. 2012.
- [20] M. Veysi, M. R. Soltanpour, and M. H. Khooban, "A novel self-adaptive modified bat fuzzy sliding mode control of robot manipulator in presence of uncertainties in task space," *Robotica*, vol. 33, no. 10, pp. 2045-2064, Dec. 2015.
- [21] M. Veysi and M. R. Soltanpour, "Voltage-base control of robot manipulator using adaptive fuzzy sliding mode control," *International J. of Fuzzy Systems*, vol. 19, no. 5, pp. 1430-1443, Oct. 2017.
- [22] M. Veysi and M. R. Soltanpour, "Voltage-base control of camera stabilizer using optimal adaptive fuzzy sliding mode control," *J. of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 14, no. 4, pp. 23-40, Winter. 2018.
- [23] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 15, no. 1, pp. 116-132, Jan./Feb. 1985.
- [24] K. Tanaka, I. Takayuki, and H. O. Wang, "Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stabilizability, H/sup/spl infin//control theory, and linear matrix inequalities," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 1-13, Feb. 1996.
- [25] S. Kawamoto, T. Kensho, I. Atsushi, and T. Tsuneo, "An approach to stability analysis of second order fuzzy systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Fuzzy System*, pp. 1427-1434, San Diego, CA, USA, 8-12 Mar. 1992.
- [26] K. Tanaka and H. O. Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach, John Wiley & Sons, 2004.
- [27] K. Tanaka, T. Taniguchi, and H. O. Wang, "Trajectory control of an articulated vehicle with triple trailers," in *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Control Applications*, vol. 2, pp. 1673-1678, Kohala Coast, HI, USA, 22-27 Aug. 1999.
- [28] J. Li, H. O. Wang, L. Bushnell, and Y. Hong, "A fuzzy logic approach to optimal control of nonlinear systems," *International J. of Fuzzy Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 153-163, Sept. 2000.
- [29] S. Boyd and V. Lieven, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2004.
- [30] K. Tanaka, T. Taniguchi, and H. O. Wang, "Robust and optimal fuzzy control: a linear matrix inequality approach," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 32, no. 2, pp. 5380-5385, Jul. 1999.

$$P = \begin{bmatrix} 3,7819e-09 & 9,1537e-12 \\ 9,1537e-12 & 9,5814e-05 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = [0,9593 \quad 138,3496]$$

$$F_2 = [0,9589 \quad 139,2077]$$

$$F_3 = [0,9705 \quad 0,8727]$$

$$F_4 = [0,9589 \quad 1,2562]$$

(پ-۱۴)

پیوست ت

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_5 به ازای کنترل کننده پایدار بهینه فازی (طبق قضیه ۳)

$$P = \begin{bmatrix} 0,0012e-3 & 0,0001e-3 \\ 0,0001e-3 & 0,1729e-3 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = [1,9287 \quad 0,913]$$

$$F_2 = [1,9291 \quad 0,921]$$

$$F_3 = [1,9282 \quad 0,924]$$

$$F_4 = [1,9285 \quad 0,915]$$

(پ-۱۵)

پیوست ث

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, F_3, F_4 و F_5 به ازای کنترل کننده پایدار مقاوم بهینه فازی (طبق قضیه ۴)

$$P = \begin{bmatrix} 3,9643e-09 & 2,3707e-11 \\ 2,3707e-11 & 8,7851e-05 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = [0,5896 \quad 125,5830]$$

$$F_2 = [0,5954 \quad 123,6011]$$

$$F_3 = [0,5864 \quad -0,2640]$$

$$F_4 = [0,5939 \quad 0,3202]$$

(پ-۱۶)

مراجع

- [۱] م. ح. مرادی، م. رضایی مظفر و م. علی‌زاده پرهام، "جایابی و تعیین ظرفیت بهینه منابع انرژی تجدیدپذیر و ایستگاه شارژ خودروی برقی به صورت هم‌زمان با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی GA-PSO"، نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران، الف-مهندسی برق، جلد ۱۵، شماره ۴-ب، صص. ۲۶۸-۲۵۸، زمستان ۱۳۹۶.
- [2] C. Mi and M. Abul Masrur, Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives, John Wiley & Sons, 2017.
- [3] M. S. Kumar and S. T. Revankar, "Development scheme and key technology of an electric vehicle: an overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 70, no. 1, pp. 1266-1285, Apr. 2017.
- [4] J. S. Hu, Y. Wang, H. Fujimoto, and Y. Hori, "Robust yaw stability control for in-wheel motor electric vehicles," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1360-1370, Jun. 2017.
- [5] M. Amoozadeh, A. Raghuramu, C. N. Chuah, D. Ghosal, H. M. Zhang, J. Rowe, and K. Levitt, "Security vulnerabilities of connected vehicle streams and their impact on cooperative driving," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 6, pp. 126-132, Jun. 2015.
- [6] F. Naseri, E. Farjah, and T. Ghanbari, "An efficient regenerative braking system based on battery/super-capacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with BLDC motor," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3724-3738, May 2017.
- [7] J. Funke, M. Brown, S. M. Erlien, and J. C. Gerdes, "Collision avoidance and stabilization for autonomous vehicles in emergency scenarios," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 25, no. 4, pp. 1204-1216, Jul. 2017.
- [8] Z. Yi and P. H. Bauer, "Optimal stochastic eco-routing solutions for electric vehicles," *IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems*, vol. 19, no. 12, pp. 3807-3817, Dec. 2018.

محمد رضا سلطانیپور در سال ۱۳۷۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق- مخابرات خود را از دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری و در سال ۱۳۸۲ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق- کنترل خود را از دانشگاه صنعتی شاهرود دریافت نمود. از سال ۱۳۸۳ نامبرده به عنوان هیات علمی در مرتبه مربی در دانشکده برق دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری به کار مشغول بود و در همان سال به دوره دکترای مهندسی برق- کنترل در دانشگاه صنعتی شاهرود وارد گردید و در سال ۱۳۸۷ موفق به اخذ درجه دکترا در مهندسی برق- کنترل از دانشگاه مذکور گردید. دکتر سلطانیپور اینک نیز عضو هیأت علمی دانشکده برق دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری با مرتبه دانشیاری می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند رباتیک، کنترل مقاوم غیرخطی و کنترل فازی می‌باشد.

محمد ویسی در سال ۱۳۸۳ مدرک کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری و در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق- مکترونیک خود را از دانشگاه علوم و تحقیقات دریافت نمود. نامبرده تا سال ۱۳۹۴ در دانشکده برق دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری مشغول به فعالیت بوده و از سال ۱۳۹۴ تا کنون مربی دانشکده مهندسی برق دانشگاه پدافند هوایی خاتم‌الانبیاء (ص) می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کنترل غیرخطی، کنترل مدلفزشی، کنترل فازی، کنترل پیش‌بین مدل و کاربردها آنها در سیستم‌های مکترونیک و سیستم‌های قدرت.

مختار شاصادقی در سال ۱۳۷۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه شیراز و در سال ۱۳۸۰ و ۱۳۸۶ مدارک کارشناسی ارشد و دکترای خود را از دانشگاه تربیت مدرس اخذ نمودند. از سال ۱۳۸۰ الی ۱۳۸۴ نامبرده به عنوان کارشناس کنترل و ابزار دقیق در شرکت مینا مشغول به کار بود. دکتر شاصادقی از سال ۱۳۸۷ در دانشکده مهندسی برق و الکترونیک دانشگاه صنعتی شیراز مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز عضو هیات علمی این دانشکده می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند کنترل فازی، کنترل تطبیقی، کنترل صنعتی، بهینه‌سازی محدب و کنترل غیرخطی می‌باشد.