

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

رساله دکتری

کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام: مطالعه موردی برای بازوی

رباتیک

نگارنده:

جواد کیقبادی

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

استاد مشاور:

Dr. Bin Xu

مهر ۹۹

شماره: ۱۷۶۴، ۱۳۹۹

تاریخ: ۹۹، ۷، ۲۸

ویرایش: —

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره ۱۲: صورت جلسه نهایی دفاع از رساله دکتری (Ph.D)
(ویژه دانشجویان ورودی های ۹۴ و ما قبل)

بدینوسیله گواهی می شود آقای/خانم جواد کیقبادی دانشجوی دکتری رشته برق - کنترل به شماره دانشجویی ۹۴۰۱۰۱۵

ورودی مهر ماه سال ۱۳۹۴ در تاریخ ۱۳۹۹/۰۷/۲۸ از رساله نظری ☒ عملی ☐ خود با عنوان:

کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام

دفاع و با اخذ نمره ۱۹/۸۰ به درجه عالی نائل گردید.

- | | |
|--|--|
| ☒ الف) درجه عالی: نمره ۱۹-۲۰ | ☐ ب) درجه بسیار خوب: نمره ۱۸/۹۹ - ۱۷ |
| ☐ ج) درجه خوب: نمره ۱۶/۹۹ - ۱۵ | ☐ د) غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد |
| ☐ ه) رساله نیاز به اصلاحات دارد | |

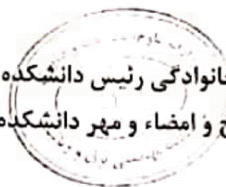
ردیف	هیئت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱	دکتر محمدهادی نایب	استاد/اسانید راهما	استاد	
۲	دکتر سید زور	مشاور/ مشاورین	استاد	
۳	دکتر سینا زارعی	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۴	دکتر علی محمد علی	استاد مدعو داخلی / خارجی	استاد	
۵	دکتر علیرضا خرمی	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۶	دکتر محسن دلاور	سرپرست (نماینده) تحصیلات تکمیلی دانشکده	استادیار	

مدیر محترم تحصیلات تکمیلی دانشگاه:

ضمن تأیید مراتب فوق مقرر فرمائید اقدامات لازم در خصوص انجام مراحل دانش آموختگی آقای/خانم جواد کیقبادی بعمل آید.

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:



تقديم به

خانواده عزيزم

تشکر و قدردانی

خدای را بسی شاکرم که از روی کرم پدر و مادری فداکار نصیبم ساخته تا در سایه درخت پر بار وجودشان بیاسایم و از ریشه آن‌ها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم. والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نامشان دلیلی است بر بودنم چراکه این دو وجود پس از پروردگار، مایه هستی‌ام بوده‌اند.

بر خود لازم می‌دانم که از استاد ارجمندم جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح که در طول انجام این پروژه از راهنمایی‌های ارزشمندشان استفاده کردم و پیگیری‌های دلسوزانه و پیشنهادات مشکل‌گشایشان همواره پشتوانه‌ی علمی عظیمی برای من بوده است، صمیمانه تشکر و قدردانی نمایم.

همچنین از استاد مشاورم جناب آقای دکتر بین زو که علی‌رغم مشغله‌ی کاری و تعدد دانشجویانشان، به بنده کمک شایانی نمودند و جسارت ارسال مقاله به ژورنال‌های معتبر با ضریب تأثیر بالا را آموختند، بسیار سپاسگزاری می‌نمایم.

در پایان از دوستان خوبم بخاطر حمایت‌های بی دریغشان صمیمانه تشکر می‌کنم.

تعهد نامه

اینجانب جواد کیقبادی دانشجوی دوره دکتری رشته مهندسی برق گرایش کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام: مطالعه موردی برای بازوی رباتیک تحت راهنمایی جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش های محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.

چکیده

کنترل پسگام، یک روش قاعده مند بازگشتی است که پایداری سیستم در راستای پایدارسازی مرحله‌ای زیرسیستم‌ها بر پایه‌ی تئوری لیاپانوف محقق می‌شود. در این رساله، کنترل فازی تطبیقی ردگیری با رویکردی جدید در چارچوب روش پسگام مورد توجه قرار می‌گیرد و به چالش‌های طراحی رسیدگی می‌شود. در مطالعه موردی، طرح‌های کنترل پیشنهادی روی بازوی رباتیک مجهز به محرکه‌های الکتریکی مطالعه و شبیه‌سازی می‌شود. نخست قالب مناسب فیدبک صریح برای مدل دینامیکی سیستم مذکور جهت اعمال روش پسگام استخراج می‌شود و با طراحی و توسعه‌ی روش پسگام، هدف ردگیری مسیر مطلوب تحقق می‌یابد. در همین راستا، کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام با در نظر گرفتن محدودیت‌هایی از قبیل وجود تأخیر زمانی در ورودی و در نظر گرفتن آستانه‌ی مجاز تغییرات متغیرهای حالت سیستم با بکارگیری توابع لیاپانوف محصور شده طراحی می‌شود. از سیستم فازی جهت تقریب بخش‌های نامعلوم استفاده می‌شود. گفتنی است که با بکارگیری ناتساوی یانگ در طراحی، اثر متقابل بین دینامیک‌های سیستم و نامعینی‌ها کاهش داده می‌شود. به منظور بهبود پیچیدگی سیگنال کنترل و افزایش دقت تقریب سیستم فازی با در نظر گرفتن اثر تأخیر در ورودی، طرح جدیدی با عنوان کنترل فازی ترکیبی مبتنی بر روش پسگام پیشنهاد می‌شود که با بکارگیری رویکرد اغتشاش، عملکرد سیستم ارتقاء می‌یابد. در همین راستا، به منظور نظارت بر شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم، یک روش فازی تطبیقی از پیش تجویز شده در چارچوب روش پسگام نیز طراحی می‌شود. پایداری سیستم حلقه بسته در تمامی طرح‌های پیشنهادی توسط تئوری لیاپانوف اثبات می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی، کارایی کنترل کننده‌های پیشنهادی را در مقایسه با روش‌های مرتبط نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل پسگام، الگوریتم فازی تطبیقی، پیچیدگی سیگنال کنترل، تأخیر در ورودی، محدودیت حالت‌ها، دقت تقریب فازی، کنترل از پیش تجویز شده، بازوی رباتیک.

فهرست مقالات مستخرج از رساله

الف) مقالات ژورنالی:

[1] Keighobadi, J., Fateh, M. M., & Xu, B. (2020). Adaptive fuzzy voltage-based backstepping tracking control for uncertain robotic manipulators subject to partial state constraints and input delay. *NONLINEAR DYNAMICS*, 100, pp. 2609-2634. (Q1, IF=4.867)

[2] Keighobadi, J., Fateh, M. M. (2020). Adaptive Robust Tracking Control Based on Backstepping Method for Uncertain Robotic Manipulators Including Motor Dynamics. *International Journal of Industrial Electronics, Control and Optimization*, doi: 10.22111/ieco.2020.31792.1213. (ISC)

[3] Keighobadi, J., Fateh, M. M., Xu, B. & Nazmara. G. (2020). Composite fuzzy voltage-based dynamic surface control of uncertain electrically-driven robotic manipulators subject to input delay. *IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*. (Q1, IF=9.309)

(Encouragement to resubmit- reject with Major revision)-(The revised version has been submitted)

ب) مقالات کنفرانسی:

[1] Keighobadi, J., Fateh, M. M., & Chenarani, H. (2018, October). Adaptive fuzzy passivation control based on backstepping method for electrically driven robotic manipulators. In *2018 6th RSI International Conference on Robotics and Mechatronics (IcRoM)* (pp. 292-297), (IEEE index).

[2] Keighobadi, J., Fateh, M. M. (2018, November). Adaptive backstepping control using particle swarm optimization for electrically-driven robot manipulators. *The 2nd National Seminar on Control and Optimization* (pp. 76-80).

[3] Keighobadi, J., Fateh, M. M. (2018, November). Adaptive sliding mode control based on backstepping method for industrial robotic manipulators. *The 2nd National Seminar on Control and Optimization* (pp. 81-87).

فهرست مطالب

فصل ۱:	مقدمه و پیشینه تحقیق.....	۱
۱-۱	مقدمه.....	۲
۲-۱	پیشینه تحقیق.....	۲
۳-۱	هدف از این رساله.....	۱۱
۴-۱	ساختار رساله.....	۱۱
فصل ۲:	توسعه روش پسگام و تشریح چالش‌های موجود.....	۱۳
۱-۲	مقدمه.....	۱۴
۲-۲	مدل‌سازی سیستم رباتیک.....	۱۴
۳-۲	مکانیزم طراحی کنترل پسگام.....	۱۶
۴-۲	کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام.....	۱۷
۱-۴-۲	طرح کنترلی و اثبات پایداری.....	۱۸
۲-۴-۲	نتایج شبیه‌سازی.....	۲۱
۳-۴-۲	نقاط قوت و ضعف طرح کنترلی.....	۲۵
۵-۲	کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام.....	۲۵
۱-۵-۲	طراحی قانون کنترل پیشنهادی.....	۲۶
۲-۵-۲	نتایج شبیه‌سازی.....	۳۰
۳-۵-۲	نقاط قوت و ضعف طرح کنترلی.....	۳۲
۶-۲	بیان چالش‌های موجود در طراحی.....	۳۲

۳۳	۱-۶-۲ انفجار پیچیدگی در سیگنال کنترل پسگام
۳۴	۲-۶-۲ توجه به دقت تقریب فازی
۳۶	۳-۶-۲ محدودیت‌های عملی در طراحی
۴۱	۷-۲ نتیجه‌گیری

فصل ۳: کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام با در نظر گرفتن محدودیت حالت‌ها و تأخیر

۴۳	در ورودی
۴۴	۱-۳ مقدمه
۴۴	۲-۳ نکات کلیدی طرح پیشنهادی
۴۵	۳-۳ مدل سیستم
۴۵	۴-۳ طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری
۵۴	۵-۳ نتایج شبیه‌سازی
۵۵	۱-۵-۳ سناریوی اول
۵۸	۲-۵-۳ سناریوی دوم
۶۳	۳-۵-۳ سناریوی سوم
۶۳	۴-۵-۳ سناریوی چهارم
۷۱	۶-۳ نتیجه‌گیری

فصل ۴: کنترل یادگیری فازی مبتنی بر روش پسگام با در نظر گرفتن تأخیر در ورودی

۷۴	۱-۴ مقدمه
۷۴	۲-۴ نکات کلیدی طرح پیشنهادی
۷۵	۳-۴ طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری

۴-۴	نتایج شبیه‌سازی	۸۴
۱-۴-۴	سناریوی یک	۸۹
۲-۴-۴	سناریوی دو	۹۱
۵-۴	نتایج عملی	۹۵
۶-۴	نتیجه‌گیری	۹۵
فصل ۵: کنترل فازی تطبیقی تجویزی مبتنی بر روش پسگام		
۱-۵	مقدمه	۹۸
۲-۵	نکات کلیدی طرح پیشنهادی	۹۸
۳-۵	طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری	۹۹
۴-۵	نتایج شبیه‌سازی	۱۰۶
۵-۵	نتیجه‌گیری	۱۱۱
فصل ۶: نتیجه‌گیری و پیشنهادات		
۱-۶	نتیجه‌گیری	۱۱۴
۲-۶	پیشنهادات	۱۱۶
مراجع		۱۱۶

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲ بلوک دیاگرام طراحی کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام ۲۰
- شکل ۲-۲ مسیر مرجع ۲۱
- شکل ۳-۲ پروفایل اغتشاش خارجی ۲۱
- شکل ۴-۲ عملکرد ردگیری: (a) مفصل یک (b) مفصل دو (c) بزرگ‌نمایی مربوط به مفصل یک (d) بزرگ‌نمایی مربوط به مفصل دو ۲۲
- شکل ۵-۲ سیگنال کنترل: (a) مفصل یک (b) مفصل دو ۲۲
- شکل ۶-۲ تخمین d_1 : (a) d_{11} و $\hat{d}_{11}$ (b) d_{12} و $\hat{d}_{12}$ (c) بزرگ‌نمایی مربوط به تخمین d_{11} (d) بزرگ‌نمایی مربوط به تخمین d_{12} ۲۳
- شکل ۷-۲ تخمین d_2 : (a) d_{21} و $\hat{d}_{21}$ (b) d_{22} و $\hat{d}_{22}$ (c) بزرگ‌نمایی مربوط به تخمین d_{21} (d) بزرگ‌نمایی مربوط به تخمین d_{22} ۲۳
- شکل ۸-۲ عملکرد ردگیری: (a) مفصل یک (b) مفصل دو (c) خطای ردگیری مفصل یک (d) خطای ردگیری مفصل دو ۳۱
- شکل ۹-۲ سیگنال کنترل: ولتاژ موتورهای ۳۲
- شکل ۱۰-۲ شماتیک ساختار روش DSC ۳۴
- شکل ۱۱-۲ ساختار کلی شناسایی سیستم ۳۵
- شکل ۱۲-۲ تشریح شماتیک تابع BLF: متقارن (سمت چپ)، نامتقارن (سمت راست) [۲۴] ۳۹
- شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام طراحی ۵۴
- شکل ۲-۳ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریو ۱) ۵۶
- شکل ۳-۳ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریو ۱) ۵۶

- شکل ۳-۴ رفتار پارامترهای تطبیق (سناریو ۱)..... ۵۷
- شکل ۳-۵ ولتاژ موتورها (سناریو ۱)..... ۵۷
- شکل ۳-۶ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریو ۲)..... ۵۹
- شکل ۳-۷ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریو ۲)..... ۵۹
- شکل ۳-۸ عملکرد سیگنال ω_1 (سناریو ۲)..... ۶۰
- شکل ۳-۹ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل یک (سناریو ۲)..... ۶۰
- شکل ۳-۱۰ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل دو (سناریو ۲)..... ۶۱
- شکل ۳-۱۱ عملکرد سیگنال ω_2 (سناریو ۲)..... ۶۱
- شکل ۳-۱۲ عملکرد پارامترهای تطبیق (سناریو ۲)..... ۶۲
- شکل ۳-۱۳ ولتاژ موتورها (سناریو ۲)..... ۶۲
- شکل ۳-۱۴ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریو ۳)..... ۶۴
- شکل ۳-۱۵ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریو ۳)..... ۶۴
- شکل ۳-۱۶ عملکرد سیگنال ω_1 (سناریو ۳)..... ۶۵
- شکل ۳-۱۷ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل یک (سناریو ۳)..... ۶۵
- شکل ۳-۱۸ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل دو (سناریو ۳)..... ۶۶
- شکل ۳-۱۹ عملکرد سیگنال ω_2 (سناریو ۳)..... ۶۶
- شکل ۳-۲۰ عملکرد پارامترهای تطبیق (سناریو ۳)..... ۶۷
- شکل ۳-۲۱ ولتاژ موتورها (سناریو ۳)..... ۶۷
- شکل ۳-۲۲ عملکرد ردگیری مفصل یک (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])..... ۶۹
- شکل ۳-۲۳ عملکرد ردگیری مفصل دو (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])..... ۶۹
- شکل ۳-۲۴ عملکرد سیگنال ω_1 ۷۰

- شکل ۳-۲۵ ولتاژ موتورها (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])..... ۷۱
- شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام روش پیشنهادی..... ۸۴
- شکل ۴-۲ توابع تعلق فازی..... ۸۴
- شکل ۴-۳ (DOB-CFL) عملکرد ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم..... ۸۵
- شکل ۴-۴ (DOB-CFL) سیگنال‌های کنترل..... ۸۶
- شکل ۴-۵ (DOB-CFL) وزن‌های فازی: (a) تقریب f_1 (b) تقریب f_2 ۸۶
- شکل ۴-۶ (مقایسه) خطای ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم..... ۸۷
- شکل ۴-۷ (مقایسه) شاخص خطا: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم..... ۸۸
- شکل ۴-۸ تخمین مرکب برای $f_1 + d_1$: (a) تخمین $f_{11} + d_{11}$ با FL. (b) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با FL. (c) تخمین $f_{11} + d_{11}$ با DOB-FL. (d) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با DOB-FL. (e) تخمین $f_{11} + d_{11}$ با DOB-CFL. (f) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با DOB-CFL..... ۸۸
- شکل ۴-۹ تخمین مرکب برای $f_2 + d_2$: (a) تخمین $f_{21} + d_{21}$ با FL. (b) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با FL. (c) تخمین $f_{21} + d_{21}$ با DOB-FL. (d) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با DOB-FL. (e) تخمین $f_{21} + d_{21}$ با DOB-CFL. (f) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با DOB-CFL..... ۸۸
- شکل ۴-۱۰ خطای تخمین مرکب: (a) مربوط به D_{11} . (b) مربوط به D_{12} . (c) مربوط به D_{21} . (d) مربوط به D_{22} ۹۰
- شکل ۴-۱۱ سیگنال‌های کنترل: (a) موتور یک. (b) موتور دو..... ۹۰
- شکل ۴-۱۲ سناریو دو: تأثیر تأخیرهای ورودی مختلف در خطای ردگیری (a) مفصل یک. (b) مفصل دو..... ۹۱
- شکل ۴-۱۳ سناریو دو: ارزیابی شاخص عملکرد ردگیری (a) مفصل یک. (b) مفصل دو..... ۹۲
- شکل ۴-۱۴ (a) طراحی با Solidworks. (b) ربات واقعی..... ۹۲

- شکل ۴-۱۵ (a) بستر پیاده‌سازی اصلاح شده. (b) بستر پیاده‌سازی واقعی. ۹۳.....
- شکل ۴-۱۶ (a) ردگیری مفصل یک. (b) خطای ردگیری مفصل یک. (c) ردگیری مفصل دو. (d) خطای ردگیری مفصل دو. ۹۴.....
- شکل ۴-۱۷ (a) سیگنال کنترل یک. (b) سیگنال کنترل دو. ۹۴.....
- شکل ۵-۱ (a) عملکرد ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم. ۱۰۷.....
- شکل ۵-۲ عملکرد خطای ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم. ۱۰۷.....
- شکل ۵-۳ تخمین مرکب برای $f_1 + d_1$: (a) تخمین $f_{11} + d_{11}$. (b) تخمین $f_{12} + d_{12}$. ۱۰۸.....
- شکل ۵-۴ تخمین مرکب برای $f_2 + d_2$: (a) تخمین $f_{21} + d_{21}$. (b) تخمین $f_{22} + d_{22}$. ۱۰۸.....
- شکل ۵-۵ سیگنال کنترل (ولتاژ موتورها). ۱۰۹.....
- شکل ۵-۶ عملکرد خطای ردگیری مبتنی بر مقاله [۹۱]: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم. ۱۰۹.....
- شکل ۵-۷ شاخص خطای عملکرد (IAE): (سمت چپ) روش پیشنهادی. (سمت راست) روش [۹۱]. ۱۱۰.....

فهرست جدول‌ها

- جدول ۳-۱ پارامترهای موتورها. ۵۴.....
- جدول ۴-۲ شاخص خطا (IAE). ۸۹.....

فصل ۱: مقدمه و پیشینه تحقیق

۱-۱ مقدمه

در دو دهه‌ی اخیر، روش‌های کنترل غیرخطی مبتنی بر مدل و آزاد از مدل بطور قابل ملاحظه‌ای برای سیستم‌های مختلف مورد توجه واقع شده است. در این بین، ترکیب روش کنترل پسگام بدلیل ویژگی سیستماتیک بودن و روش کنترل فازی بدلیل قابلیت آزاد از مدل بودن، منتج به نتایج ارزنده‌ای در حوزه‌ی کنترل سیستم‌های غیرخطی شده است.

از طرفی با پیشرفت علوم، فناوری و صنعتی شدن جوامع، بازوهای رباتیک نقش بسیار بزرگی را در صنعت برعهده دارند. از آن‌جا که دو عامل سرعت و دقت در کارهای صنعتی از اهمیت بالایی برخوردار است، بنابراین صاحبان صنایع در جستجوی بازوهایی هستند که بتوانند این موارد را تضمین نمایند. همچنین وجود ترم‌های غیرخطی پیچیده و اثر متقابل بین دینامیک‌های سیستم رباتیک، تحقق اهداف کنترلی را با چالش جدی مواجه ساخته است؛ لذا به منظور داشتن عملکرد مطلوب، تأثیر این عوامل نیز باید لحاظ گردد. از این‌رو، در این تحقیق، روش کنترل پیشنهادی بر روی بازوی رباتیک اعمال خواهد شد.

در ادامه با بررسی هدف‌مند تحقیقات صورت گرفته در راستای کنترل ترکیبی فازی و پسگام برای سیستم رباتیک، شکاف‌های علمی موجود شناسایی و به عنوان اهداف انجام این رساله در نظر گرفته خواهد شد.

۲-۱ پیشینه تحقیق

روش پسگام یک روش بازگشتی است که با پیشنهاد تابع منتخب لیاپانوف برای زیرسیستم اول، آن مد را پایدار نموده و این روند برای پایدارسازی مدهای دیگر سیستم تکرار می‌شود تا در نهایت سیگنال کنترل نهایی سبب پایدارسازی و تحقق اهداف کنترلی سیستم شود [۱]. در حوزه‌ی ردگیری، برای تضمین عملکرد مطلوب، باید دینامیک‌های خطا ساخته شود و سپس روش پسگام پیاده‌سازی گردد. استفاده از روش‌های مختلف کنترلی در راستای روش پسگام، منتج به نتایج درخشانی شده است. با

توجه به عنوان این تحقیق، اشاره به برخی از مطالعات اخیر مبتنی بر روش پسگام برای سیستم‌های مختلف خالی از لطف نیست.

در [۲] یک کنترل‌کننده‌ی تحریک پسگام تطبیقی مقاوم برای یک سیستم قدرت ارائه گردید. کنترل‌کننده‌ی طراحی‌شده در دفع اثر اغتشاش خارجی و غلبه بر نامعینی پارامتری موفق ظاهر شده است. در [۳] قانون کنترل ترکیبی پسگام با روش تطبیقی مقاوم برای محرکه‌ی پیزوالکتریک دو درجه آزادی پیشنهاد شده است. جهت رسیدگی به ترم‌های غیرخطی و اثر متقابل بین دینامیک‌ها، دو مدل دکوپله‌شده بدست می‌آید. سپس الگوریتم مود لغزشی بر پایه‌ی روش تطبیقی پسگام پیاده‌سازی شده است. هدف از [۴] تنظیم دوز دارو در بهبود بیماری سرطان با استفاده از الگوریتم تطبیقی پسگام می‌باشد که در مکانیزم طراحی آن از سری لژاندر جهت تخمین عدم قطعیت استفاده شده است. در [۵] یک رویکرد کنترل شبکه عصبی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم‌های غیرخطی تأخیردار در حضور تابع اشباع ورودی نامعلوم گزارش شده است. سپس به منظور نمایش کارایی روش طراحی شده، مطالعه موردی روی سیستم راکتور شیمیایی پیاده‌سازی شده است.

جهت تحقق اهداف کنترلی برای سیستم تعلیق فعال غیرخطی، یک روش کنترل تطبیقی پسگام ارائه شده است [۶]. در [۷] یک کنترل فازی تطبیقی پسگام مرتبه کسری برای مدل مرتبه کسری ژنراتور دوسو تغذیه طراحی شد که با بهره‌گیری از سیستم مرتبه کسری فازی تاکاگی سوگنو در راستای آنالیز پایداری لیاپانوفی مرتبه کسری، عملکرد سیستم در حضور عدم قطعیت‌ها بهبود داده شد. تحقیقات فوق بیانگر آنست که ترکیب روش‌های مختلف کنترلی با روش پسگام برای انواع سیستم‌های غیرخطی با قابلیت نمایش به فرم فیدبک صریح و یا فیدبک خالص [۸] استفاده می‌شود.

از آنجایی که مدل مورد مطالعه در این رساله، سیستم رباتیک می‌باشد، در ادامه به تحقیقات مبتنی بر روش پسگام برای بازوهای رباتیک پرداخته می‌شود. در [۸] یک کنترل‌کننده‌ی پسگام تطبیقی برای بازوی ربات دو رابط طراحی و پیاده‌سازی شده است. پس از ارائه‌ی معادلات حرکت در قالب خطای ردگیری، یک متغیر حالت کمکی جهت ارتقای عملکرد کنترل‌کننده‌ی پسگام در نظر گرفته شده و

پارامترهای نامعلوم ربات توسط قانون تطبیق بروز رسانی می‌شوند. در [۹] یک رویکرد کنترلی پسگام تطبیقی برای بازوی ماهر رباتیک در فضای کار با حضور نامعینی پارامتری و اغتشاش خارجی پیشنهاد شده است. مکانیزم طراحی بدین گونه است که نخست در حالت بدون اغتشاش خارجی، پایداری و عملکرد مطلوب سیستم محقق می‌شود. سپس با در نظر گرفتن نامعینی‌ها، کنترل کننده‌ی تطبیقی، عدم قطعیت‌های موجود را تخمین می‌زند. به منظور کنترل بازوی رباتیک در حضور اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت پارامتری، روش کنترل پسگام تطبیقی مرتبه کسری در [۱۰] ارائه شده است که از جمله مزایای این مطالعه، می‌توان به همگرایی زمان محدود پاسخ سیستم بدون توجه به شرایط اولیه متغیرهای حالت اشاره کرد.

در [۱۱] یک روش کنترل زمان محدود مقاوم تطبیقی مبتنی بر روش پسگام انتگرالی برای بازوی رباتیک در حضور اشباع ورودی پیشنهاد شده است. یکی از قابلیت‌های روش مذکور، کنترل تحمل پذیر خطای سیگنال ورودی است. کنترل شبکه عصبی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام در [۱۲] برای بازوی رباتیک سه درجه آزادی در حضور پدیده هیستریزیس مورد توجه واقع شده است. مکانیزم طراحی بر پایه‌ی استفاده از دو تقریب گر عصبی است که وظیفه‌ی تقریب ترم‌های نامعلوم بر عهده‌ی یکی از تقریب‌گرها است و دیگری بر پایه‌ی تابع فعال ساز تانژانت هایپربولیک، هیستریزیس نامعلوم را تقریب می‌زند. در [۱۳] کنترل امپدانس تطبیقی بازوی رباتیک با در نظر گرفتن تابع اشباع ورودی گزارش شده است. چارچوب طراحی انجام شده بر پایه‌ی روش شبکه عصبی پسگام بوده است. همچنین کران خطای تقریب، نامعلوم در نظر گرفته شده است. اما یکی از معایب روش پسگام، پیچیدگی سیگنال کنترل است که در کارهای فوق به آن توجه نشده است. لازم به ذکر است که وجود مشتقات ورودی‌های مجازی در سیگنال کنترل، زمینه‌ساز پیچیدگی سیگنال کنترل می‌شود.

به منظور غلبه بر انفجار پیچیدگی در سیگنال کنترل پسگام، روش‌های کنترل سطح دینامیکی^۱ [۱۴]، [۱۵] و کنترل فرمان فیلتر شده^۲ [۱۶]، [۱۷] برای سیستم‌های مختلف ارائه شده است. همچنین از دو

^۱ Dynamic Surface Control (DSC)

^۲ Command-filtered Control

روش مذکور بطور متعدد در سیستم‌های رباتیک استفاده شده است. بطور مثال، کنترل تطبیقی شبکه عصبی بازوی رباتیک با بکارگیری کنترل سطح دینامیکی در [۱۸] گزارش شده است که با افزودن ترم مقاومت‌ساز، پایداری سراسری سیستم حلقه بسته محقق گردید. بطور مشابه، کنترل شبکه عصبی تطبیقی مبتنی بر کنترل سطح دینامیکی برای سیستم رباتیک در فضای کار در حضور نامعینی‌ها مورد بررسی واقع شده است [۱۹]. در [۲۰] کنترل سطح دینامیکی فازی تطبیقی سیستم رباتیک با مفاصل انعطاف‌پذیر در حضور تابع اشباع ورودی طراحی گردیده است. در مطالعه‌ی فوق، بکارگیری تکنیک به حداقل رساندن بردار پارامترها، باعث کاهش حجم محاسبات شده است. کنترل تطبیقی شبکه عصبی مبتنی بر روش فرمان فیلترشده برای بازوی رباتیک در حضور تابع اشباع ورودی انجام شده است [۲۱]. در این طراحی، همگرایی خطای ردگیری در زمان محدود محقق می‌شود. بطور مشابه، کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر تکنیک فرمان فیلترشده برای بازوی رباتیک در حضور نامعینی‌ها مورد تحلیل قرار گرفته است [۲۲]. در همین راستا، کنترل فرمان فیلترشده‌ی تطبیقی برای سیستم رباتیک طراحی و پیاده‌سازی شده است [۲۳]. یکی از نقاط قوت روش مذکور، استفاده از تخمین اصطکاک در ساخت قانون تطبیق بوده که بهبودی عملکرد سیستم را در پی دارد.

اما یکی از موضوعات بسیار مهم در حوزه پژوهش و صنعت، کنترل محدودیت^۱ حالت‌های یک سیستم است. کنترل محدودیت به این معناست که متغیرهای حالت یک سیستم، از دیدگاه عملی، نباید از یک مقدار مشخص شده تخطی کنند. در این راستا، تحقیقات فوق این مسأله را مورد مطالعه قرار ندادند. به منظور تحقق این مسأله، باید آنالیز پایداری در قالب توابع لیاپانوف محصور^۲ صورت گیرد.

در چند سال اخیر، کنترل محدودیت یکی از موضوعاتی است که توجه بسیاری از محققین را به خود معطوف کرده است. در چارچوب روش پسگام، کنترل محدودیت خروجی^۳ برای سیستم‌های غیرخطی مختلف ارائه شده است [۲۴]، [۲۵]. همچنین در [۲۶]، [۲۷] به کنترل محدودیت جزئی^۴ مبتنی بر

^۱ State Constraint Control

^۲ Barrier Lyapunov Function (BLF)

^۳ Output Constraint

^۴ Partial State Constraint

روش پسگام رسیدگی شده است. مقالات متعددی نیز در حوزه کنترل محدودیت کامل^۱ گزارش شده است [۲۸]–[۳۰]. بطور مثال، در [۳۱] کنترل فازی تطبیقی مبتنی برتابع لیاپانوف محصور برای موتور القایی با درنظرگرفتن محدودیت کامل طراحی شده است. در همین راستا، برای سیستم راکتور شیمیایی، قانون کنترل فازی تطبیقی با محدودیت کامل حالت‌ها ارائه شده است [۳۲]. در حوزه رباتیک نیز مطالعات مفیدی با تکیه بر کنترل محدودیت حالت‌ها انجام شده است. در [۳۳] یک کنترل شبکه عصبی تطبیقی با محدودیت کامل حالت‌ها (موقعیت و سرعت مفاصل) برای بازوی رباتیک در حضور نامعینی طراحی گردیده است. در [۳۴] کنترل تطبیقی زمان محدود با درنظرگرفتن محدودیت خروجی نامتقارن برای بازوی رباتیک ارائه شده است. در همین راستا، کنترل ردگیری فازی تطبیقی با محدودیت کامل حالت‌ها برای ربات با مفاصل انعطاف پذیر پیشنهاد شده است [۳۵]. در [۳۶] برای سیستم رباتیک چرخ‌دار نیز کنترل شبکه عصبی تطبیقی با محدودیت کامل متغیرهای حالت طراحی شده است. شایان ذکر است که در تمامی مطالعات فوق، مکانیزم طراحی بر پایه روش پسگام می‌باشد.

در کنار مطالعات انجام شده در حوزه محدودیت حالت‌ها، کیفیت شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم (مانند، نرخ همگرایی، حداکثر خطای حالت مانا و حداکثر فراجهدش) نیز از اهمیت بالایی برخوردار است که این مهم با ارائه روش کنترل عملکرد تجویزی^۲ قابل رسیدگی می‌باشد [۳۷]. در چارچوب روش پسگام، تحقیقات بسیاری مبتنی بر تکنیک کنترل عملکرد تجویزی در مراجع یافت می‌شود. بطور مثال، در [۳۸] کنترل ردگیری عملکرد تجویز شده مبتنی بر تکنیک فرمان فیلتردار شده برای سیستم‌های غیرخطی نامعین ارائه شده است. در روند طراحی، از تقریب‌گر فازی برای شناسایی ترم‌های نامعلوم، از تکنیک فرمان فیلتردار شده برای بهبود پیچیدگی سیگنال کنترل و از روش کنترل عملکرد تجویزی جهت تحقق شاخص‌های مطلوب عملکردی سیستم استفاده شده است. بطور مشابه، در [۳۹] اهداف عملکردی سیستم غیرخطی توسط طرح کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر کنترل سطح دینامیکی توأم با تکنیک عملکرد تجویزی بدست آمده است. یکی از مزایای بارز روش مذکور، تخمین حالت‌های سیستم

¹ Full State Constraint

² Prescribed Performance Control (PPC)

با بکارگیری رویکرد فازی بهره بالا در حضور تابع اشباع ورودی است. در همین راستا، کنترل عملکرد تجویزی تطبیقی مبتنی بر رویکرد عصبی برای سیستم‌های غیرخطی در معرض تابع اشباع ورودی طراحی گردیده است [۴۰]. در [۴۱] کنترل از پیش تجویز شده‌ی تطبیقی عصبی برای سیستم‌های غیرخطی متداخل در حضور تابع زمان مرده‌ی خروجی^۱ پیشنهاد شده است. برای هر زیرسیستم، یک پارامتر تطبیقی نیاز است و همچنین به کمک تئوری نوسام^۲، به ضریب نامعلوم ورودی‌های مجازی رسیدگی می‌شود.

در همین راستا برای بازوی رباتیک با مفاصل صلب و منعطف میتوان به [۴۲]، [۴۳] اشاره کرد. در [۴۲] کنترل شبکه عصبی تطبیقی در حضور اغتشاش خارجی و محدودیت خروجی متغیر با زمان طراحی شده است. مکانیزم طراحی بر پایه‌ی بکارگیری تکنیک تبدیل دستگاه است بگونه‌ای که سیستم محدود شده به سیستم بدون حضور محدودیت تبدیل می‌شود. یکی دیگر از تکنیک‌هایی که زیرمجموعه‌ی کنترل عملکرد تجویزی است، کنترل قیفی^۳ است. بطور مثال، کنترل قیفی زمان محدود تطبیقی برای ربات سه درجه آزادی گزارش شده است [۴۴]. همچنین در [۴۵]، روش فازی تطبیقی پسگام برای کنترل ردگیری ربات مورد توجه قرار گرفته است که با در نظر گرفتن محدودیت‌هایی از قبیل پایدار بودن دینامیک صفر و عدم در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌های ربات، طراحی صورت می‌گیرد. در روند طراحی یک متغیر محدودکننده‌ی خطای مجازی که از ایده‌ی کنترل قیفی منتج شده، جهت تحقق اهداف کنترلی تعریف شده است.

بدون از دست دادن کلیت موضوع و پیوستگی مطالبی که تاکنون بیان شد، ذکر نکته‌ی ذیل امری ضروری در کنترل سیستم رباتیک است. یک کنترل‌کننده‌ی مناسب علاوه بر کنترل دقیق ربات در راستای مسیر مورد نظر، بایستی توانایی دفع اثر اغتشاشات وارده و عوامل کاهش دقت ربات از جمله لقی مفاصل را داشته باشد. بطور معمول، کنترل تطبیقی جهت مقابله با نامعینی پارامتری و کنترل مقاوم جهت جبران دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی مورد استفاده قرار می‌گیرند. به منظور اعمال

¹ Output Dead-zone

² Nussbaum Theory

³ Funnel Control

قانون کنترل تطبیقی، باید دینامیک سیستم قابلیت خطی شدن نسبت به پارامترهای آن را داشته باشد. در کنترل مقاوم باید کران عدم قطعیت‌ها معلوم باشد که این مسأله خود یک محدودیت در روند طراحی تلقی می‌شود. یکی از متعارف‌ترین رویکردهای کنترل مقاوم، روش حالت لغزشی است. فرکانس بالای سیگنال ورودی در کنترل حالت لغزشی باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده‌ی سیستم می‌شود. این پدیده که لرزش سیگنال کنترل نامیده می‌شود ضمن دشواری از لحاظ پیاده‌سازی عملی، باعث ایجاد تلفات حرارتی می‌شود و به قطعات مکانیکی آسیب می‌رساند. برای غلبه بر مشکلات فوق اصلاحاتی در الگوریتم حالت لغزشی صورت گرفته است که می‌توان به روش تطبیقی حالت لغزشی [۴۶] و کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا [۴۷] برای بازوی ماهر رباتیک اشاره کرد. طبق توضیحات فوق، واضح است که روش کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی دارای محدودیت‌هایی در طراحی و اجرا می‌باشد لذا روش‌های ترکیبی پیشرفته و یا راه‌حل‌های دیگر مورد توجه محققین قرار گرفته است. یکی از روش‌های جبران اغتشاشات خارجی در سیستم‌های غیرخطی، طراحی یک رویتگر اغتشاش است [۴۸]، [۴۹]. سپس در چارچوب روش پسگام، طراحی رویتگرهای اغتشاش برای سیستم‌های مختلف توسعه داده شد [۵۰]، [۵۱]. در حوزه‌ی رباتیک نیز تحقیقاتی در زمینه‌ی طراحی رویتگرهای اغتشاش به منظور تخمین دقیق و جبران عدم قطعیت‌ها ارائه شده است [۵۲]، [۵۳]. در [۵۴] کنترل تجویزی مبتنی بر رویتگر اغتشاش برای بازوی رباتیک منعطف طراحی شده است. در [۵۵]، کنترل یادگیری عصبی مبتنی بر روش پسگام با بکارگیری رویتگر اغتشاش برای ربات انعطاف‌پذیر گزارش شده است. همچنین در چارچوب روش پسگام، کنترل فازی تطبیقی مود لغزشی مبتنی بر رویتگر اغتشاش به منظور کنترل تحمل پذیر خطای مقاوم بازوی رباتیک پیشنهاد شده است [۵۶].

در کنار همه‌ی محدودیت‌هایی که تاکنون مورد مطالعه قرار داده شد، وجود تأخیر زمانی در ورودی یکی دیگر از محدودیت‌های عملی است که در پروسه‌های صنعتی امری لاینفک تلقی می‌شود و عملکرد سیستم را تضعیف و چه بسا منجر به ناپایداری کل سیستم می‌گردد. با الهام از تکنیک انتگرال در [۵۷]، مقالات متعددی به منظور جبران تأخیر در ورودی برای سیستم‌های مختلف گزارش شده است. در

چارچوب روش پسگام، کنترل کننده‌های فازی/عصبی تطبیقی برای سیستم تک ورودی-تک خروجی و سیستم چند ورودی-چند خروجی با تأخیر ورودی طراحی شده است [۵۸]، [۵۹]. همچنین در [۶۰] طرح کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر تکنیک کنترل سطح دینامیکی برای سیستم غیرخطی با تأخیر در ورودی ارائه شده است. در کنار تکنیک انتگرال، تکنیک تقریب پاده^۱ روش دیگر جبران اثر تأخیر ورودی به شمار می‌آید و در مطالعات زیادی مورد استفاده قرار گرفته است [۶۱]–[۶۳]. در همین راستا، قانون کنترل تطبیقی عصبی پسگام مبتنی بر تابع لیاپانوف محصور برای کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی تأخیردار شده ارائه گردید که جهت جبران اثر تأخیر در ورودی از تکنیک تقریب پاده استفاده شده است [۶۴].

برای سیستم رباتیک با تأخیر ورودی، کنترل تطبیقی مقاوم مبتنی بر روش همیلتونین^۲ [۶۵]/تابع لیاپانوف کراسوفسکی^۳ [۶۶] ارائه شد. همچنین در [۶۷] به منظور جبران اثر تأخیر ورودی، با کمک تکنیک تقریب پاده، یک کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای ربات تک رابط با مفصل انعطاف‌پذیر طراحی شده است. بر همین اساس، تحقیق و بررسی در خصوص اثر تأخیر ورودی برای سیستم رباتیک در چارچوب روش پسگام یک موضوع چالش برانگیز خواهد بود.

طرح‌های کنترلی که از ابتدای این فصل برای کنترل بازوهای رباتیک ارائه شده‌اند، به وسیله‌ی کنترل گشتاورهای مفاصل توسعه و گسترش یافته‌اند. اجرای راهبرد کنترل گشتاور به علت پیچیدگی معادلات دینامیکی بازوی رباتیک، با مشکل مواجه است. در کاربردهای عملی پیاده‌سازی فرمان کنترل گشتاور، یک مشکل اساسی تلقی می‌شود زیرا نمی‌توان آن را مستقیماً برای حرکت دادن بازوی رباتیک به ورودی محرکه‌ها اعمال کرد. در راهبرد کنترل گشتاور، از دینامیک محرکه‌ها صرف‌نظر می‌شود؛ این درحالیست که محرکه‌ها با عدم قطعیت روبرو می‌باشند. بنابراین، راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل بازوی رباتیک مجهز به موتور الکتریکی پیشنهاد شد [۶۸]. در واقع بازوی رباتیک توسط محرکه‌ها، حرکت داده می‌شود. بنابراین، به منظور کنترل بازوی رباتیک، محرکه‌های آن باید کنترل شوند. موتور الکتریکی به

¹ Pade Approximation

² Hamiltonian Method

³ Lyapunov-Krasovskii Functional

وسیله ولتاژ اعمالی به ورودی آن به حرکت در می‌آید. از مزایای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، می‌توان به سادگی، دقت بالا، سرعت محاسبات بالاتر توأم با در اختیارداشتن فیدبک جریان محرکه‌ها اشاره کرد. مطالعات متعددی در حوزه راهبرد کنترل ولتاژ انجام شده است. بطور مثال، در [۶۹] یک روش فازی مقاوم برای بازوی ماهر رباتیک با راهبرد کنترل ولتاژ پیشنهاد شده است. کنترل فازی از نوع ممدانی بوده و دارای ساختار مجزا می‌باشد. به منظور بهبود خطای ردگیری، قوانین فازی تنظیم شده‌اند. در [۷۰] قانون کنترل مقاوم گسسته تکراری بر پایه الگوریتم مربعات خطی^۱ برای ربات هنرمند با راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. در این روش، جهت غلبه بر نامعینی‌ها، یک کنترل-کننده‌ی مقاوم مبتنی بر تکنیک جبران تأخیر زمانی ارائه می‌شود. کنترل‌کننده‌ی مقاوم بهینه با راهبرد کنترل ولتاژ برای بازوی ماهر رباتیک در [۷۱] مطرح شده است. جهت تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده، استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات^۲ نتایج را بهبود بخشیده است. در [۷۲] قانون کنترل فازی تطبیقی مستقیم با راهبرد کنترل ولتاژ برای ربات اسکارا پیشنهاد شده است. جهت کاهش حجم محاسبات و دستیابی به عملکرد مطلوب، کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی دکوپله‌سازی می‌شود. همچنین در [۷۳] جهت تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم بازوی ماهر رباتیک با راهبرد کنترل ولتاژ، از بسط سری فوریه استفاده شده است. در این رویکرد، نامعینی‌ها از قبیل ماتریس اینرسی، ماتریس ژاکوبین و بردار گرانش با بهره‌گیری از سری فوریه تخمین زده می‌شوند. باید تاکید شود که دوره‌ی تناوب و تعداد فرکانس‌ها پارامترهای مهمی هستند که در عملکرد کنترل‌کننده نقش بسزایی دارند. مسلماً افزایش تعداد جملات سری فوریه خطای تقریب را کمتر می‌کند. این در حالیست که محدودیت‌های سخت-افزاری از قبیل فضای حافظه اجازه‌ی افزایش دلخواه جملات سری فوریه را نمی‌دهد. به‌منظور مصالحه بین محدودیت‌های سخت‌افزاری و دقت، جملات سری فوریه باید سنجیده انتخاب شود. در چارچوب روش پسگام، کنترل فازی تطبیقی ربات تک رابط با مفصل انعطاف‌پذیر و مجهز به محرکه الکتریکی در [۷۴] گزارش شده است. به منظور انعکاس بهتر محدودیت‌های عملی، محدودیت خروجی (موقعیت

¹ Linear Quadratic

² Particle Swarm Optimization (PSO)

زاویه‌ای) و اثر اشباع ورودی بطور همزمان مورد مطالعه واقع شده است.

با توجه به اهمیت صنعت رباتیک، تحقیقات و مطالعات در این حوزه همچنان رو به پیشرفت می‌باشد و علی‌رغم روش‌های کنترلی متعددی که تاکنون ارائه شده، باز هم رویکردهای جدید و ارتقاء یافته‌ای مطرح می‌گردد. طبیعتاً روشی که چالش‌های بیشتری را در مکانیزم طراحی خود لحاظ کرده باشد، بیشتر مورد توجه محققان و پژوهشگران قرار خواهد گرفت.

۳-۱ هدف از این رساله

هدف از این تحقیق، طراحی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای بازوهای رباتیک است. سیستم مورد مطالعه جهت اعمال روش‌های پیشنهادی، سیستم رباتیک می‌باشد. نخست یک شکل فیدبک صریح از سیستم رباتیک استخراج می‌شود. سپس قوانین کنترل مبتنی بر روش پسگام برای مدل ارائه شده اعمال می‌شوند. روند طراحی‌های انجام شده در این تحقیق بصورت سلسله وار و پیوسته می‌باشد و هر روشی که طراحی می‌شود، جهت رفع چالش‌ها و نقاط ضعف روش قبلی می‌باشد. در رویکردهای مبتنی بر روش پسگام، بحث انفجار پیچیدگی سیگنال کنترل مسأله‌ای تأمل برانگیز است که در این تحقیق برای سیستم رباتیک رسیدگی خواهد شد. همچنین در کنار عملکرد تخمین بخش‌های نامعلوم سیستم توسط تقریب‌گر فازی، دقت تقریب فازی نیز امری ضروری است که با تعریف خطای پیش‌بینی به آن مهم رسیدگی می‌شود. به منظور ارتقای عملکرد سیستم و بازتاب بهتر محدودیت‌های عملی، اثر اغتشاشات متغیر با زمان، تأخیر در ورودی و قیود حالت سیستم در طرح کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام مورد مطالعه قرار خواهد گرفت. در تمامی روش‌های پیشنهادی پایداری سیستم حلقه بسته اثبات می‌شود.

۴-۱ ساختار رساله

این رساله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است:

فصل ۲ فرم فیدبک صریح از سیستم مورد مطالعه (سیستم رباتیک) را تشریح می‌کند. سپس مکانیزم

روش پسگام را معرفی می‌کند. در همین راستا، کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام و کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک طراحی می‌گردد. سپس چالش‌های موجود در طراحی و راه‌حل‌های رسیدگی به آن‌ها، بررسی می‌شود.

در فصل ۳ قانون کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک با در نظر گرفتن تأخیر در ورودی و محدودیت حالت‌ها طراحی می‌شود. همچنین جهت رسیدگی به نامعینی‌ها، ناتساوی یانگ استفاده می‌شود. از تکنیک به حداقل رساندن پارامترهای تطبیقی به منظور کاهش حجم محاسبات سیستم فازی کمک گرفته می‌شود.

فصل ۴ کنترل یادگیری فازی ترکیبی مبتنی بر روش پسگام با در نظر گرفتن تأخیر در ورودی برای سیستم رباتیک ارائه می‌دهد. این فصل به دو چالش فصل سوم (عدم رسیدگی به پیچیدگی سیگنال کنترل پسگام و عدم توجه به دقت تقریب فازی) رسیدگی می‌کند. همچنین به منظور جبران اثر اغتشاشات خارجی، از ریتگر اغتشاش استفاده می‌شود که طبیعتاً نسبت به روش ناتساوی یانگ، عملکرد بهتری دارد.

در فصل ۵ کنترل فازی تطبیقی تجویزی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک طراحی می‌شود. قانون کنترل ارائه شده، به شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم توجه می‌کند. شایان ذکر است که در روش پیشنهادی، اثر دقت تقریب فازی و تخمین اغتشاشات خارجی در ساخت قوانین تطبیق و سیگنال کنترل ولتاژ دیده می‌شود.

فصل ۶ به نتیجه‌گیری کلی از این تحقیق می‌پردازد و پیشنهاداتی جهت تحقیقات آینده ارائه خواهد کرد.

فصل ۲: توسعه روش پسگام و تشریح چالش‌های موجود

۱-۲ مقدمه

در فصل یک، تحقیقات انجام شده در حوزه‌ی کنترل پیشرفته مبتنی بر روش پسگام مورد بررسی قرار گرفت. همانطور که مشخص گردید، مدل مورد مطالعه در این تحقیق، سیستم رباتیک می‌باشد. در این فصل، پیش از آنکه روش پسگام به طور کامل تفصیل شود، مدل‌سازی سیستم رباتیک ارائه می‌گردد. سپس روش کنترل پسگام برای سیستم رباتیک طراحی و توسعه داده می‌شود و چالش‌های موجود در طراحی اعم از پیچیدگی سیگنال کنترل پسگام، دقت تقریب فازی و محدودیت‌های عملی از قبیل اثر تأخیر در ورودی و محدودیت حالت‌های سیستم مورد بحث قرار می‌گیرد. رسیدگی و جبران هر یک از چالش‌های مذکور برای سیستم رباتیک در فصل‌های آتی صورت خواهد گرفت.

۲-۲ مدل‌سازی سیستم رباتیک

در حوزه‌ی کنترل سیستم‌های رباتیک، علاوه بر استراتژی کنترل گشتاور، راهبرد کنترل ولتاژ [۶۸] نیز معرفی گردید که راه‌گشای بسیاری از چالش‌های موجود در کنترل بازوهای رباتیک بوده است. یکی از مزایای این رویکرد، تبدیل کنترل ربات به کنترل محرکه‌های آن است. محرکه‌ها که عموماً موتورهای هستند، از مدلی به مراتب ساده‌تر نسبت به مدل ربات برخوردارند. در این راهبرد با کنترل ولتاژ موتور هر مفصل، زاویه‌ی موتور به مقدار مطلوب می‌رسد و از آنجایی که زاویه‌ی موتور با ضریب ثابت چرخ‌دنده به زاویه‌ی مفصل ربات تبدیل می‌شود لذا زاویه‌ی مفصل به مقدار مطلوب خود می‌رسد. برتری استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به استراتژی کنترل گشتاور در مواردی نظیر دکوپله‌سازی سیستم، در نظر گرفتن جریان موتورهای علاوه بر موقعیت و سرعت مفاصل و بعضاً حجم محاسبات کمتر و سرعت اجرای بالاتر می‌باشد. از آنجا که موتورهای جریان مستقیم دینامیک خطی دارند و از نظر اقتصادی مقرون به صرفه هستند لذا توجه طراحان و مهندسان حوزه کنترل را به خود جلب کرده است. در ادامه، روابط ریاضی حاکم بر مدل‌سازی سیستم رباتیک در حوزه‌ی ولتاژ بیان می‌شود.

معادله‌ی دینامیکی موتورها به صورت زیر است [۶۸]:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \quad (۱-۲)$$

که $J_m \in R^{n \times n}$ ممان اینرسی موتور، $B_m \in R^{n \times n}$ ضریب میرایی موتور، $r \in R^{n \times n}$ ضریب چرخ‌دنده،

$\tau \in R^n$ گشتاور بار، $\tau_m \in R^n$ گشتاور موتور و $\theta_m \in R^n$ زاویه موتور می‌باشد. گشتاور موتور به صورت

زیر تعریف می‌شود:

$$\tau_m = k_m I_a \quad (۲-۲)$$

که $k_m \in R^{n \times n}$ ثابت گشتاور و $I_a \in R^n$ جریان آرمیچر است. معادله‌ی دینامیکی الکتریکی موتور نیز

به صورت زیر می‌باشد:

$$V = R I_a + L \dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m \quad (۳-۲)$$

که $V \in R^n$ ولتاژ موتور، k_b, L, R به ترتیب معرف مقاومت سیم‌پیچ، اندوکتانس سیم‌پیچ و ضریب ثابت

القایی با ابعاد $n \times n$ می‌باشند. رابطه‌ی زیر مبدل زاویه‌ی موتور و زاویه مفصل ربات است:

$$q = r \theta_m \quad (۴-۲)$$

که $q \in R^n$ موقعیت زاویه‌ای مفاصل است. با توجه به روابط (۱-۲) تا (۴-۲) میتوان روابط ذیل را

نتیجه‌گیری کرد:

$$\ddot{q} = r J_m^{-1} k_m I_a - r J_m^{-1} B_m r^{-1} \dot{q} - r J_m^{-1} r \tau \quad (۵-۲)$$

$$\dot{I}_a = -L^{-1} R I_a - L^{-1} k_b r^{-1} \dot{q} + L^{-1} V \quad (۶-۲)$$

از طرفی دینامیک بازوی رباتیک بصورت زیر است:

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) = \tau \quad (۷-۲)$$

که $D(q) \in R^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q}) \in R^{n \times n}$ گشتاور کوریولیس و $G(q) \in R^n$ بردار

گشتاور گرانشی است. در راهبرد کنترل ولتاژ، جریان موتورها به همراه موقعیت و سرعت مفاصل ربات

به‌عنوان متغیرهای حالت انتخاب می‌شوند و همچنین سیگنال کنترلی از جنس ولتاژ خواهد بود؛ لذا

بردار حالت به‌صورت $X = \begin{pmatrix} x_1 = q \\ x_2 = \dot{q} \\ x_3 = I_a \end{pmatrix}$ در نظر گرفته می‌شود. با توجه به بردار حالت تعریف شده و

رابطه‌ی (۲-۵) تا (۲-۷) میتوان فرم زیر را برای سیستم رباتیک بدست آورد:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -J_m^{-1}B_m x_2 + rJ_m^{-1}k_m x_3 - r^2J_m^{-1}(D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)) \\ \dot{x}_3 &= -L^{-1}R x_3 - L^{-1}k_b r^{-1}x_2 + L^{-1}V\end{aligned}\quad (۲-۸)$$

زین پس، از رابطه‌ی (۲-۸) برای معرفی مدل ربات مورد مطالعه در فصل‌های آتی استفاده خواهد شد.

گفتنی است که با در نظر گرفتن اغتشاشات خارجی $\phi(t) \in R^n$ و دینامیک مدل نشده $F(\dot{q}) \in R^n$ در

رابطه‌ی (۲-۳)، ترم $-L^{-1}(\phi(t) + F(\dot{q}))$ به زیرسیستم سوم از رابطه‌ی (۲-۸) اضافه می‌شود.

۲-۳ مکانیزم طراحی کنترل پسگام

روش پسگام یک روش بازگشتی است که با انتخاب یک تابع مثبت معین لیاپانوف برای زیرسیستم اول، آن مود را پایدار نموده و این کار برای پایداری موده‌های دیگر سیستم تکرار می‌شود تا در نهایت سیگنال ورودی طوری انتخاب گردد که کل سیستم پایدار شود. در واقع پسگام گسترش روش فیدبک حالت از سیستم‌های خطی به غیرخطی است که در این راستا از تئوری‌های لیاپانوف استفاده می‌شود.

فرض کنید فرم کلی سیستم غیرخطی به صورت زیر باشد [۱]:

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} &= f_a(\eta, \zeta) + g_a(\eta, \zeta)u_f\end{aligned}\quad (۲-۹)$$

که $u_f \in R$ سیگنال کنترل است. $f(\eta) \in R^n$ ، $g(\eta) \in R^n$ ، $f_a \in R$ بردار حالت و $[\eta^T, \zeta]^T \in R^{n+1}$

و $g_a \in R \neq 0$ توابع نرمی می‌باشند. جهت پیشنهاد قانون کنترل پسگام پایداری، به روابط (۲-۱۰) تا (۲-۱۴) توجه شود.

سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} &= u\end{aligned}\quad (۲-۱۰)$$

فرض کنید تابع $\phi(\eta)$ قانون کنترل فیدبک حالت پایداری سیستم فوق باشد ($\phi(0) = 0$) و $V(\eta)$

تابع منتخب لیاپانوفی است که پایداری زیرسیستم اول را با تفکیک بخش پایدار از مابقی جملات مطابق

رابطه زیر تضمین می‌کند:

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} [f(\eta) + g(\eta)\phi(\eta)] \leq -W(\eta) \quad (۱۱-۲)$$

که $W(\eta)$ یک تابع مثبت معین است. در نتیجه ثابت می شود که توسط تابع لیاپانوف زیر، قانون کنترل مناسب جهت پایداری کل سیستم حاصل می گردد:

$$V_f = V(\eta) + \frac{1}{2} [\zeta - \phi(\eta)]^2 \quad (۱۲-۲)$$

$$\rightarrow u = \frac{\partial \phi}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - k(\zeta - \phi(\eta)) \quad (۱۳-۲)$$

که k یک پارامتر مثبت است. در نهایت می توان با عنایت به لم فوق، قانون کنترل پسگام را برای رابطه ی (۹-۲) بصورت ذیل ارائه داد:

$$u_f = \frac{1}{g_a(\eta, \zeta)} (u - f_a(\eta, \zeta)) \\ = \frac{1}{g_a(\eta, \zeta)} \left(\frac{\partial \phi}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - k(\zeta - \phi(\eta)) - f_a(\eta, \zeta) \right) \quad (۱۴-۲)$$

چنانچه معادلات دینامیکی سیستم غیرخطی قابلیت تبدیل به فرم معادله ی (۹-۲) را داشته باشد، قانون کنترل پسگام جهت پایداری موده های آن سیستم به صورت بالا بدست می آید. پایداری برای سیستم رباتیک به این معناست که متغیرهای حالت سیستم به سمت صفر همگرا شده اند. اگر علاوه بر مسأله پایداری، کنترل ردگیری نیز مدنظر باشد بایستی دینامیک سیستم در قالب خطای ردگیری بازنویسی شود و سپس الگوریتم پسگام اعمال شود. اگرچه متناسب با مدل مورد مطالعه، انعطاف پذیری زیادی در رسیدن به قانون کنترل ردگیری پسگام وجود دارد اما کلیات روند طراحی در اغلب سیستم ها یکسان است. در ادامه کنترل ردگیری تطبیقی/ فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای مدل (۸-۲) ارائه می شود.

۴-۲ کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام

در روش های مرسوم کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام، بدین صورت عمل می شود که پارامترهای سیستم، نامعلوم در نظر گرفته می شوند و سپس توسط مکانیزم تطبیق در چارچوب روش پسگام، تخمین زده می شوند. لازم به ذکر است که در رویکرد مذکور، سیستم باید قابلیت خطی شدن نسبت به

پارامترها را دارا باشد که میتواند یکی از محدودیت‌های طراحی تلقی شود. جهت رسیدگی به این محدودیت، در این تحقیق مسأله کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام، با نگاهی متفاوت بررسی می‌شود. مدل ارائه شده توسط رابطه (۲-۸) را در حضور نامعینی‌های مختلف اعم از اغتشاش خارجی $\phi(t) \in R^n$ ، دینامیک مدل نشده $F(\dot{q}) \in R^n$ و عدم قطعیت پارامتری در نظر بگیرید؛ لذا بسادگی میتوان مدل سیستم را به فرم زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -a_{n1}x_2 + a_{n2}x_3 + d_1(X, t) \\ \dot{x}_3 &= -a_{n3}x_2 - a_{n4}x_3 + a_{n5}u + d_2(X, t)\end{aligned}\quad (۱۵-۲)$$

که در آن

$$\begin{aligned}d_1(X, t) &= -r^2 J_m^{-1}(D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)) + (a_{n1} - a_1)x_2 \\ &\quad - (a_{n2} - a_2)x_3 \\ d_2(X, t) &= -a_5(\phi(t) + F(\dot{q})) + (a_{n3} - a_3)x_2 + (a_{n4} - a_4)x_3 \\ &\quad - (a_{n5} - a_5)u \\ a_1 &= J_m^{-1}B_m, a_2 = rJ_m^{-1}K_m, a_3 = L^{-1}K_b r^{-1}, a_4 = L^{-1}R, a_5 = L^{-1}\end{aligned}\quad (۱۶-۲)$$

در رابطه (۱۵-۲)، a_{ni} مقادیر نامی با ابعاد $n \times n$ و d_1, d_2 عدم قطعیت‌های مجتمع با ابعاد $n \times 1$ هستند. در ادامه از d_1 و d_2 جهت نمایش $d_1(X, t)$ و $d_2(X, t)$ استفاده می‌شود.

در طرح پیشنهادی کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام، فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شود:

فرض ۱-۲ [۷۵]: مسیر مرجع q_d پیوسته و نرم و همچنین مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز، در دسترس باشند.

فرض ۲-۲ [۷۵]: اغتشاشات خارجی $\phi(t)$ کراندار باشند به قسمی که $|\phi(t)| \leq \phi_{max}$.

فرض ۳-۲ [۷۶], [۷۷]: از آنجایی که زمان نمونه برداری در مقایسه با تغییرات عدم قطعیت مجتمع بسیار کوچکتر است، لذا ترم‌های d_1 و d_2 در حین تخمین، ثابت فرض می‌شوند.

۲-۴-۱ طرح کنترلی و اثبات پایداری

در گام نخست، دینامیک خطای زیرسیستم اول بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \quad (۱۷-۲)$$

با مشتق‌گیری و جایگذاری از (۱۵-۲) داریم:

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - \dot{x}_{1d} = e_2 \quad (۱۸-۲)$$

تابع لیاپانوف زیرسیستم اول بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \quad (۱۹-۲)$$

مشتق رابطه‌ی فوق مطابق زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1 = e_1^T \dot{e}_1 = e_1^T e_2 \quad (۲۰-۲)$$

با پیشنهاد $e_2 = -\lambda_1 e_1$ ، زیرسیستم اول پایدار می‌شود. در گام دوم، متغیر زیر قابل تعریف است:

$$z = e_2 + \lambda_1 e_1 \quad (۲۱-۲)$$

که $\lambda_1 \in R^{n \times n}$ یک ماتریس قطری مثبت است. با مشتق‌گیری از رابطه (۲۱-۲) و جایگذاری از رابطه

(۱۵-۲)، نتیجه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + \lambda_1 \dot{e}_1 = (-a_{n1}x_2 + a_{n2}x_3 + d_1 - \ddot{x}_{1d}) + \lambda_1 z - \lambda_1^2 e_1 \quad (۲۲-۲)$$

تابع لیاپانوف در مرحله‌ی دوم از طراحی به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z^T z + \frac{1}{2} \tilde{d}_1^T \gamma_1^{-1} \tilde{d}_1 \quad (۲۳-۲)$$

که در آن $\tilde{d}_1 = d_1 - \hat{d}_1$ و $\gamma_1 \in R^{n \times n}$ ماتریس قطری مثبت است که توسط طراح انتخاب می‌شود.

با جایگذاری‌های مناسب، مشتق V_2 مطابق زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z^T \dot{z} - \tilde{d}_1^T \gamma_1^{-1} \dot{\tilde{d}}_1 = e_1^T (z - \lambda_1 e_1) \quad (۲۴-۲)$$

$$+ z^T (-a_{n1}x_2 + a_{n2}x_3 + d_1 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 z - \lambda_1^2 e_1) - \tilde{d}_1^T \gamma_1^{-1} \dot{\tilde{d}}_1$$

با تعریف $\dot{V}_2$ بصورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$\dot{V}_2 = -e_1^T \lambda e_1 + e_1^T z \quad (۲۵-۲)$$

$$+ z^T (-a_{n1}x_2 + a_{n2}e_3 + a_{n2}x_{3d} + d_1 - \ddot{x}_{1d} + \lambda_1 z - \lambda_1^2 e_1) - \tilde{d}_1^T \gamma_1^{-1} \dot{\tilde{d}}_1$$

ورودی مجازی x_{3d} بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$x_{3d} = (a_{n2})^{-1} (a_{n1}x_2 + \ddot{x}_{1d} - \lambda_1 z + \lambda_1^2 e_1 - e_1 - \lambda_2 z - \dot{\tilde{d}}_1) \quad (۲۶-۲)$$

که $\lambda_2 \in R^{n \times n}$ یک ماتریس قطری مثبت است. با جایگذاری رابطه (۲۶-۲) در (۲۵-۲) داریم:

$$\dot{V}_2 = -e_1^T \lambda_1 e_1 - z^T \lambda_2 z + z^T a_{n2} e_3 - \tilde{d}_1^T \left(z - \gamma_1^{-1} \dot{\tilde{d}}_1 \right) \quad (۲۷-۲)$$

بنابراین اگر قانون تطبیق بصورت $\dot{\tilde{d}}_1 = \gamma_1 z$ پیشنهاد شود، منتج به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$\dot{V}_2 = -e_1^T \lambda_1 e_1 - z^T \lambda_2 z + z^T a_{n2} e_3 \quad (۲۸-۲)$$

با جایگذاری زیرسیستم سوم از رابطه (۱۵-۲) در مشتق e_3 ، نتیجه‌ی زیر قابل حصول است:

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = -a_{n3}x_2 - a_{n4}x_3 + a_{n5}u + d_2 - \dot{x}_{3d} \quad (29-2)$$

تابع لیاپانوف نهایی سیستم به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_3^T e_3 + \frac{1}{2}\tilde{d}_2^T \gamma_2^{-1} \tilde{d}_2 \quad (30-2)$$

که $\gamma_2 \in R^{n \times n}$ ماتریس قطری مثبت است. با جایگذاری رابطه (29-2) در $\dot{V}_3$ داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -e_1^T \lambda_1 e_1 - z^T \lambda_2 z + z^T a_{n2} e_3 \\ & + e_3^T (-a_{n3}x_2 - a_{n4}x_3 + a_{n5}u + d_2 - \dot{x}_{3d}) - \tilde{d}_2^T \gamma_2^{-1} \dot{\tilde{d}}_2 \end{aligned} \quad (31-2)$$

قانون کنترل نهایی بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = (a_{n5})^{-1} [a_{n4}x_3 + a_{n3}x_2 - \dot{\tilde{d}}_2 + \dot{x}_{3d} - \lambda_3 e_3 - a_{n2}^T z] \quad (32-2)$$

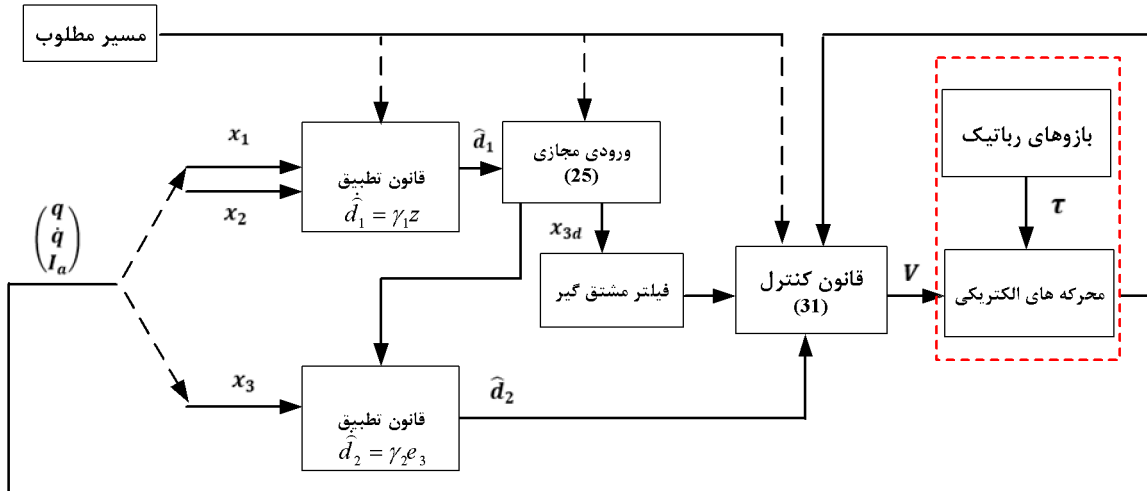
که $\lambda_3 \in R^{n \times n}$ یک ماتریس قطری مثبت است. قانون تطبیق دوم بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\dot{\tilde{d}}_2 = \gamma_2 e_3 \quad (33-2)$$

لذا با جایگذاری روابط (32-2) و (33-2) در (31-2)، نتیجه‌ی زیر حاصل می‌گردد:

$$\dot{V}_3 = -e_1^T \lambda_1 e_1 - z^T \lambda_2 z - e_3^T \lambda_3 e_3 \leq 0 \quad (34-2)$$

بلوک دیاگرام طراحی در شکل ۱-۲ نمایش داده شده است.



شکل ۱-۲ دیاگرام بلوکی کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام

در طراحی انجام شده، تابع لیاپانوف نهایی سیستم به صورت زیر ارائه شده است:

$$V_f = \frac{1}{2}e_1^T e_1 + \frac{1}{2}z^T z + \frac{1}{2}e_3^T e_3 + \frac{1}{2}\tilde{d}_1^T \gamma_1^{-1} \tilde{d}_1 + \frac{1}{2}\tilde{d}_2^T \gamma_2^{-1} \tilde{d}_2 \quad (35-2)$$

که در روند اثبات پایداری منتج به رابطه (34-2) شد. لذا میتوان نتیجه گرفت که $\tilde{d}_1, e_3, z, e_1$ و $\tilde{d}_2$

محدود می‌شوند. با توجه به فرض ۱-۲ مبنی بر محدود بودن q_d و $\dot{q}_d$ و همچنین محدود شدن e_1 و z ,

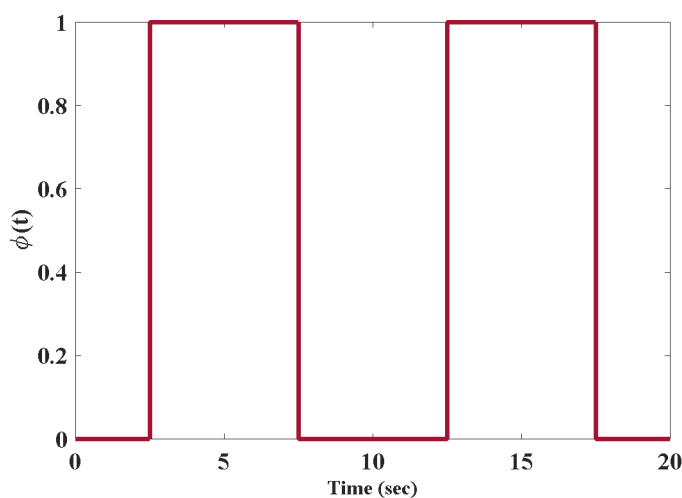
محدودیت q و $\dot{q}$ اثبات می‌شود. از طرفی محدود شدن I_a به محدود ماندن x_{3d} بستگی دارد. با توجه

به رابطه (۲-۲۶)، x_{3d} توسط سیگنال‌های $\ddot{x}_{1d}, z, e_1$ و $\hat{d}_1$ ساخته شده است. عنایت به فرض ۲-۳ و محدود شدن $\hat{d}_1, \ddot{d}_1$ محدود می‌شود؛ لذا محدودیت x_{3d} و بالتبع I_a اثبات می‌شود. بطور مشابه، محدودیت $\hat{d}_2$ قابل حصول است.

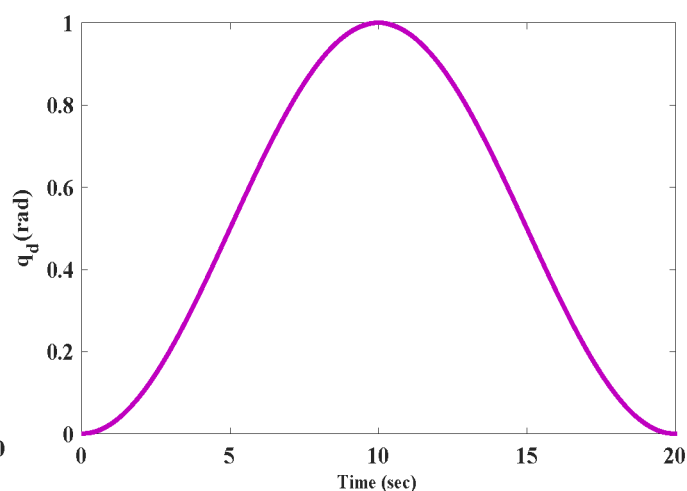
۲-۴-۲ نتایج شبیه‌سازی

قانون کنترلی پیشنهادی بر روی ربات دو رابط مجهز به محرکه الکتریکی اعمال می‌شود. پارامترهای ربات و موتور از [۷۸] اتخاذ شده است. مسیر مطلوب [۶۸] و سیگنال اغتشاش خارجی بصورت شکل ۲-۲ و ۲ و ۳ انتخاب شده‌اند. عدم قطعیت پارامتری در شبیه‌سازی معادل با ۱۰ درصد مقدار واقعی لحاظ شده است. همچنین دینامیک مدل نشده با ترم $F(\dot{q}) = 0.1\dot{q}$ منظور شده است. پارامترهای طراحی با سعی و خطا بصورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 100 \times I_{2 \times 2}, \gamma_1 = [100 \ 0; 0 \ 500], \gamma_2 = 50 \times I_{2 \times 2} \quad (۲-۳۶)$$



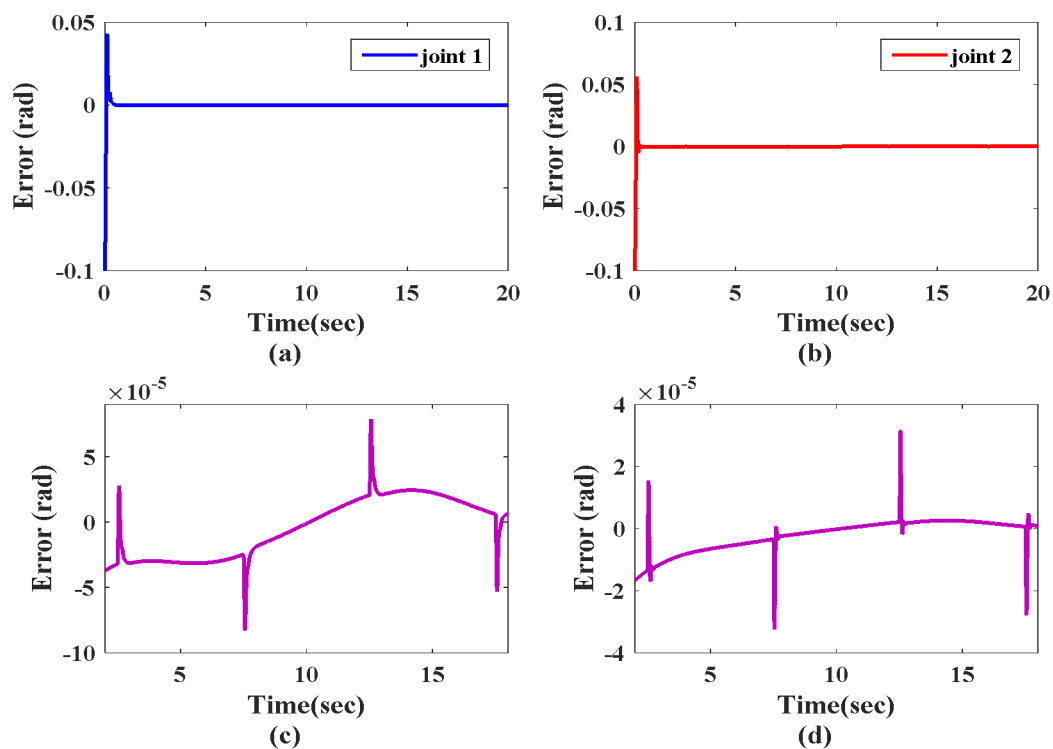
شکل ۲-۳ منحنی اغتشاش خارجی



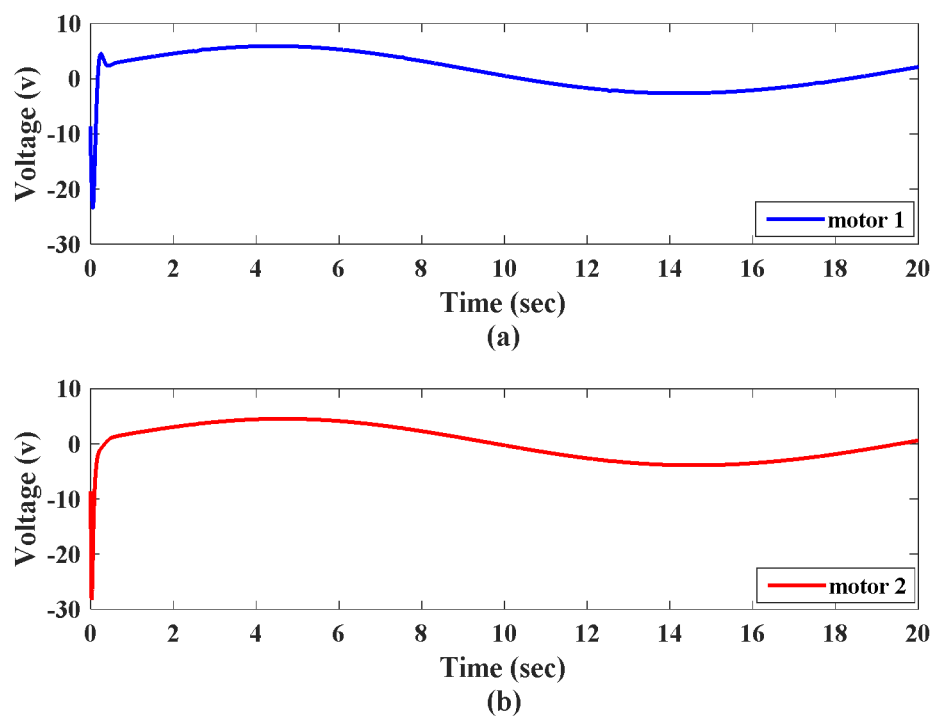
شکل ۲-۲ مسیر مرجع

ردگیری قابل قبول مسیر مطلوب توسط شکل ۲-۴ نشان داده شده است. در حالت بزرگ‌نمایی انجام شده، چهار پرش ناگهانی در سیگنال دیده می‌شود که دال بر رفتار اغتشاش خارجی است. واضح است که زمان‌های پرش در شکل ۲-۴ با شکل ۲-۳ مطابقت دارد. رفتار سیگنال‌های کنترلی در شکل ۲-۵ آمده است. مشاهده می‌شود ولتاژها در محدوده‌ی قابل قبول قرار گرفته‌اند و سیگنال ولتاژ فاقد پدیده‌ی لرزش سیگنال کنترل است. همچنین با توجه به شکل‌های ۲-۶ و ۲-۷ سیگنال‌های $\hat{d}_1$ و $\hat{d}_2$ بخوبی

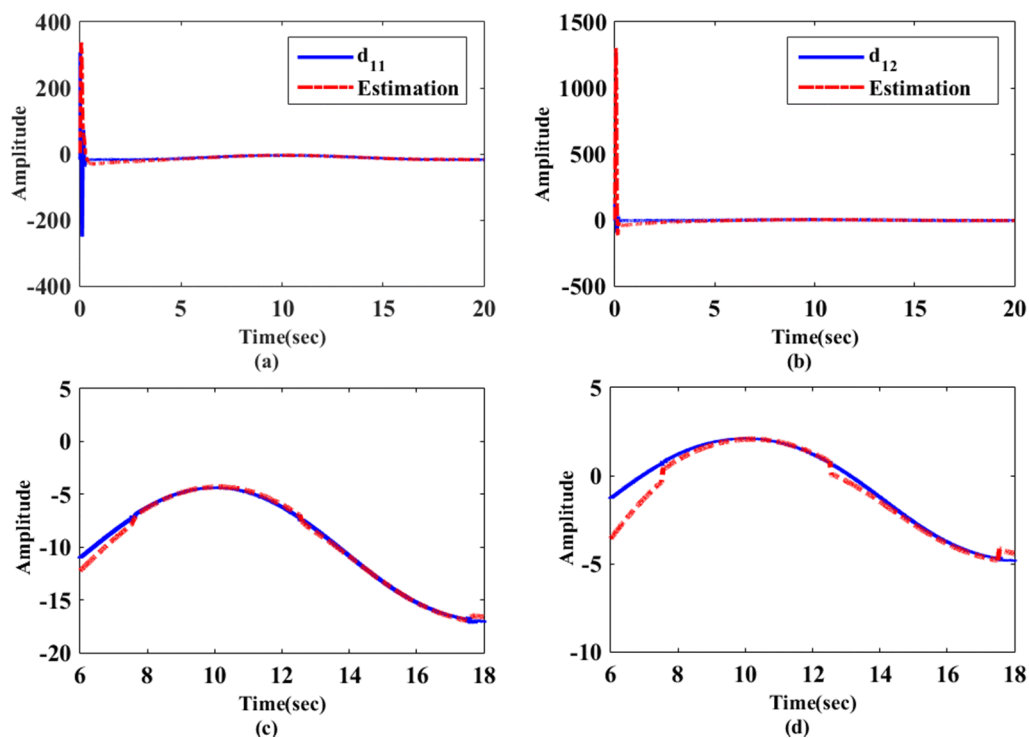
و d_2 را دنبال می‌کنند که نشان از عملکرد قابل قبول قواعد تطبیق است.



شکل ۲-۴ عملکرد ردیابی: (a) مفصل یک (b) مفصل دو (c) بزرگنمایی مربوط به مفصل یک (d) بزرگنمایی مربوط به مفصل دو

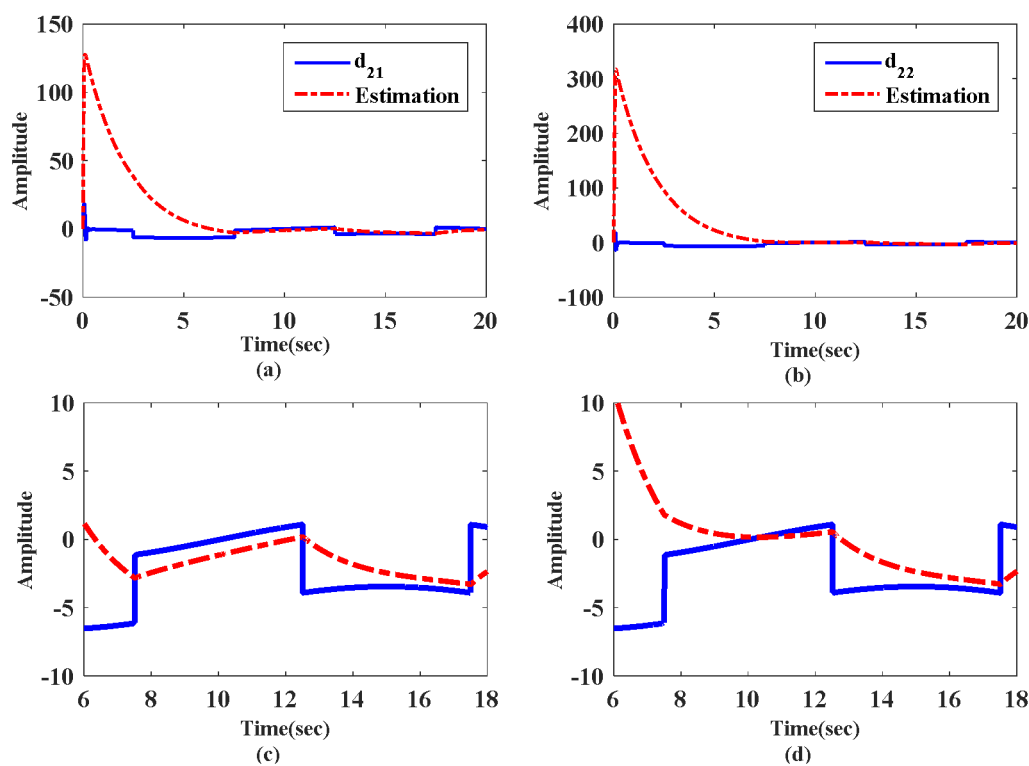


شکل ۲-۵ سیگنال کنترل: (a) مفصل یک (b) مفصل دو



شکل ۶-۲ تخمین d_1 : (a) d_{11} و $\hat{d}_{11}$ (b) d_{12} و $\hat{d}_{12}$ (c) بزرگنمایی مربوط به تخمین d_{11} (d) بزرگنمایی مربوط

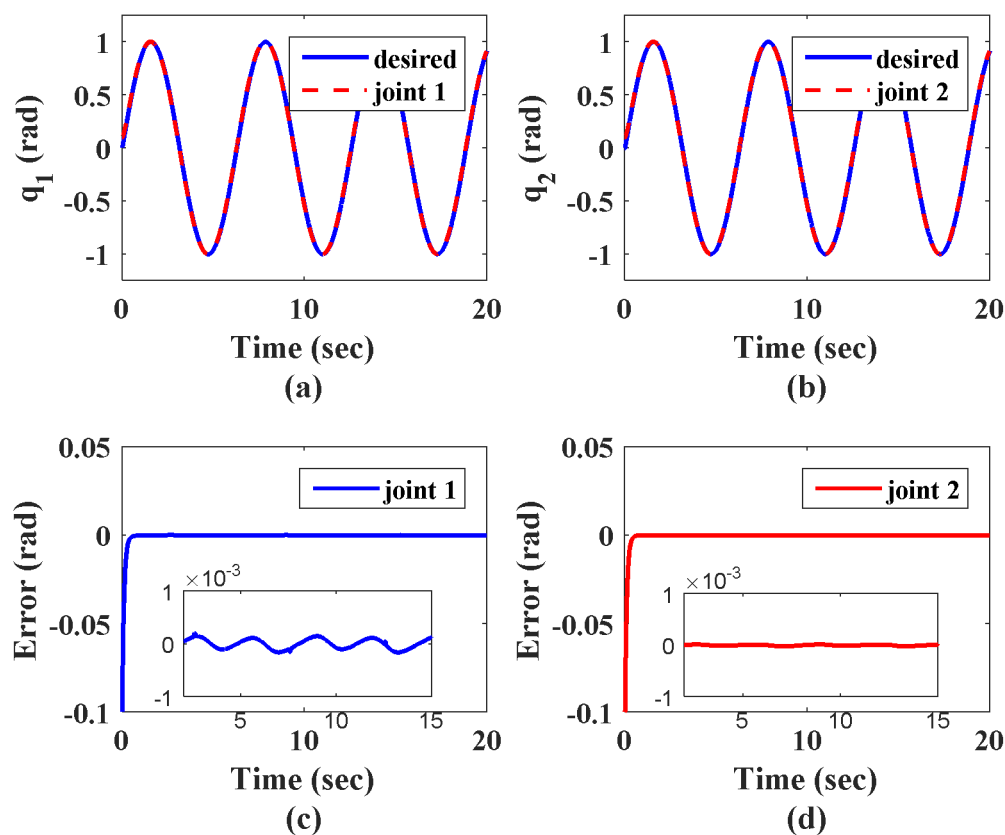
به تخمین d_{12}



شکل ۷-۲ تخمین d_2 : (a) d_{21} و $\hat{d}_{21}$ (b) d_{22} و $\hat{d}_{22}$ (c) بزرگنمایی مربوط به تخمین d_{21} (d) بزرگنمایی مربوط

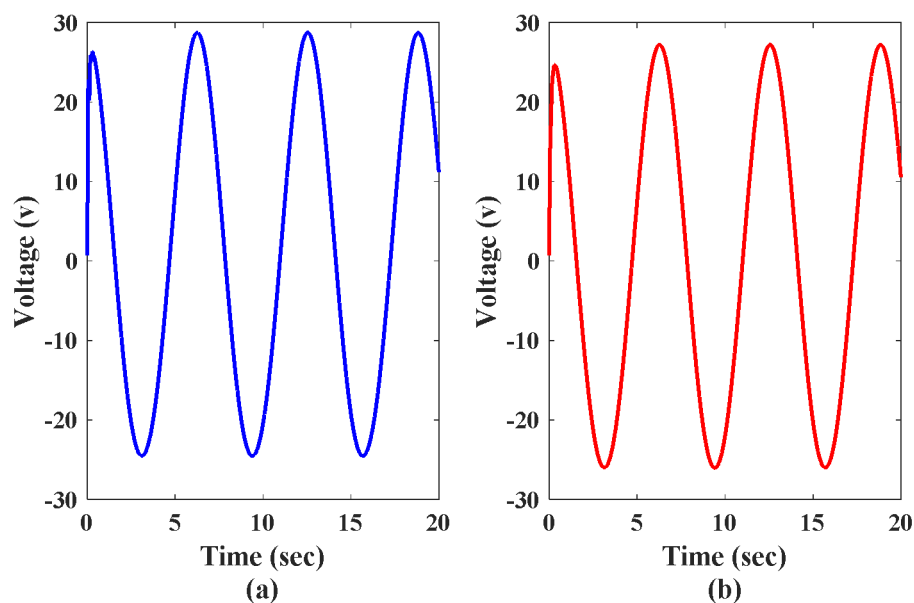
به تخمین d_{22}

تذکر ۱: چنانچه مسیر سریعتری مطابق با $q_{id}(t) = \sin(t)$ در نظر گرفته شود، عملکرد ردگیری مطابق شکل زیر توصیف می‌شود:



شکل ۸-۲ عملکرد سیستم: (a) ردگیری مفصل یک (b) ردگیری مفصل دو (c) خطای ردگیری مفصل یک (d) خطای

ردگیری مفصل دو



شکل ۹-۲ سیگنال کنترل: (a) مفصل یک (b) مفصل دو

با افزایش فرکانس مسیر مطلوب، مشاهده می‌شود که سیستم کنترل در ردگیری مسیر مطلوب موفق عمل کرده است. این نکته گفتنی است که هرچه مسیر مرجع سریع‌تر شود، کنترل‌کننده در تخمین عدم قطعیت‌ها ضعیف‌تر عمل خواهد کرد گرچه خطای ردگیری و سیگنال‌های کنترل قابل قبول خواهند بود.

۲-۴-۳ نقاط قوت و ضعف طرح کنترلی

این طرح در مقایسه با کنترل‌کننده‌های تطبیقی پسگام مرسوم، توانایی دفع اثر اغتشاشات خارجی و دینامیک مدل نشده را در کنار جبران اثر عدم قطعیت پارامتری دارد؛ این درحالیست که کنترل تطبیقی پسگام مرسوم فقط قادر به جبران عدم قطعیت پارامتری است. علاوه بر این، نیاز به تخمین پارامترهای سیستم ندارد. همچنین میتوان به سادگی مکانیزم‌های تطبیق اشاره داشت که فقط از دینامیک خطای زیرسیستم مورد نظر فیدبک می‌گیرد و نیازی به ماتریس رگرسیون سیستم دینامیکی ندارد. در کنار مزایای فوق الذکر، باید به این نکته اشاره داشت که در روند طراحی، از فرض ۲-۳ استفاده شده است که یک چالش در این نوع طراحی تلقی شود.

۲-۵ کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام

در این قسمت، سیستم فازی تطبیقی جایگزین مکانیزم تطبیق در روند طراحی خواهد شد. مزیت بکارگیری تقریب‌گر فازی، عدم وابستگی به مدل سیستم است. از این‌رو، در چارچوب روش پسگام، کنترل ردگیری فازی تطبیقی برای مدل ارائه‌شده در رابطه (۲-۸) طراحی می‌شود. در همین راستا، مدل سیستم به صورت زیر قابلیت بازنویسی دارد:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (2-37)$$

$$\dot{x}_2 = f_1 + ax_3 + d_1(t)$$

$$\dot{x}_3 = f_2 + bu(t) + d_2(t)$$

که در آن $a = rJ_m^{-1}k_m$ و $b = L^{-1}$ ماتریس‌های $n \times n$ می‌باشند. $d_1(t) \in R^n$ و $d_2(t) \in R^n$

اغتشاشات خارجی هستند. از طرفی f_1 و f_2 نیز بصورت زیر تعریف شده اند:

$$f_1 = -J_m^{-1} B_m x_2 - r^2 J_m^{-1} (D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)) \quad (38-2)$$

$$f_2 = -L^{-1} K_b r^{-1} x_2 - L^{-1} R x_3$$

در روند طراحی f_1 و f_2 بصورت ترم‌های نامعلوم در نظر گرفته می‌شوند.

لم ۲-۱ [۷۹]: (ناتساوی یانگ) برای هر $(x, y) \in R^2$ ناتساوی زیر برقرار است:

$$xy \leq \frac{o^p}{p} |x|^p + \frac{1}{qo^q} |y|^q \quad (39-2)$$

که $o > 0$, $p > 1$, $q > 1$ و $(p-1)(q-1) = 1$.

۲-۵-۱ طراحی قانون کنترل پیشنهادی

دینامیک خطای ردگیری برای زیرسیستم اول بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega_1 = x_1 - x_{1d} = (\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{1n})^T \quad (40-2)$$

ورودی مجازی بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$x_{2i}^d = -k_{1i} \omega_{1i} + \dot{x}_{1d} \quad (41-2)$$

که k_{1i} یک پارامتر مثبت است. با مشتق‌گیری از رابطه (۴۰-۲) و با توجه به تعریف $\omega_{2i} = x_{2i} - x_{2i}^d$,

رابطه زیر قابل حصول است:

$$\dot{\omega}_{1i} = \omega_{2i} + x_{2i}^d - \dot{x}_{1d} \quad (42-2)$$

با جایگذاری (۴۱-۲) در (۴۲-۲) داریم:

$$\dot{\omega}_{1i} = -k_{1i} \omega_{1i} + \omega_{2i} \quad (43-2)$$

تابع لیاپانوف منتخب بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \omega_{1i}^2 \quad (44-2)$$

با مشتق‌گیری از رابطه فوق و جایگذاری از رابطه (۴۳-۲)، نتیجه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^n \omega_{1i} \dot{\omega}_{1i} = \sum_{i=1}^n \omega_{1i} (-k_{1i} \omega_{1i} + \omega_{2i}) = \sum_{i=1}^n -k_{1i} \omega_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \omega_{1i} \omega_{2i} \quad (45-2)$$

در گام دوم از طراحی، با کمک گرفتن از قابلیت تقریب‌گر فازی (جهت مدل‌سازی ترم نامعلوم در قالب

حاصل ضرب بردار پارامتر در ماتریس رگرسیون $[\lambda_0]$ ، رابطه‌ی زیر بدیهی است:

$$\dot{\omega}_{2i} = \dot{x}_{2i} - \dot{x}_{2i}^d = \Gamma_{1i}^{*T} \phi_{1i} + \epsilon_{1i} + a_i x_{3i} + d_{1i}(t) - \dot{x}_{2i}^d \quad (46-2)$$

با تعریف $\omega_{3i} = x_{3i} - x_{3i}^d$ و جایگذاری در رابطه (۴۶-۲)، میتوان به رابطه‌ی زیر رسید:

$$\dot{\omega}_{2i} = \Gamma_{1i}^{*T} \phi_{1i} + \epsilon_{1i} + d_{1i}(t) + a_i \omega_{3i} + a_i x_{3i}^d - \dot{x}_{2i}^d \quad (۴۷-۲)$$

ورودی مجازی در این گام، بصورت زیر پیشنهاد می‌گردد:

$$x_{3i}^d = \frac{-\hat{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} - k_{2i} \omega_{2i} - \omega_{1i} + \dot{x}_{2i}^d}{a_i} \quad (۴۸-۲)$$

تذکر ۲: نامعینی‌های موجود توسط یک مقدار ثابت نامعلوم محدود شده است. این یک فرض مرسوم در

طراحی‌های مبتنی بر روش پسگام است که بطور متعدد در ادبیات مربوطه دیده می‌شود [۸۱], [۸۲].

همچنین ϵ_{1i} که خطای تقریب فازی است دارای یک کران بالای نامعلوم می‌باشد. این ادعا نیز در [۸۰]

براحتی یافت می‌شود. لذا عدم قطعیت مجتمع که در قالب D_{1i} نمایش داده شده، دارای یک کران بالای

نامعلوم می‌باشد.

$$|d_{1i}(t)| \leq \bar{d}_{1i} \quad (۴۹-۲)$$

$$|\epsilon_{1i}| \leq \bar{\epsilon}_{1i}$$

$$|d_{1i}(t) + \epsilon_{1i}| = |D_{1i}| \leq \bar{D}_{1i}$$

بنابراین با جایگذاری روابط (۴۸-۲) و (۴۹-۲) در رابطه (۴۷-۲) داریم:

$$\dot{\omega}_{2i} = \tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + a_i \omega_{3i} - \omega_{1i} - k_{2i} \omega_{2i} + D_{1i} \quad (۵۰-۲)$$

در این مرحله، تابع لیاپانوف بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \omega_{2i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \tilde{\Gamma}_{1i} \quad (۵۱-۲)$$

با مشتق‌گیری از V_2 و جایگذاری رابطه (۵۰-۲) در آن، رابطه‌ی زیر در دسترس است:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \sum_{i=1}^n -k_{1i} \omega_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \omega_{1i} \omega_{2i} - \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{1i} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \omega_{2i} (\tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + D_{1i} + a_i \omega_{3i} - \omega_{1i} - k_{2i} \omega_{2i}) \\ &= - \sum_{i=1}^n k_{1i} \omega_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \omega_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \omega_{2i} \omega_{3i} + \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T (\omega_{2i} \phi_{1i} - \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{1i}) \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \omega_{2i} D_{1i} \end{aligned} \quad (۵۲-۲)$$

قانون تطبیق به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{\hat{\Gamma}}_{1i} = \gamma_{1i}(\omega_{2i}\phi_{1i} - \delta_{1i}\hat{\Gamma}_{1i}) \quad (53-2)$$

لذا با توجه به لم فوق میتوان ناتساوی‌های زیر را بدست آورد:

$$\omega_{2i}D_{1i} \leq \frac{1}{2\rho_1^2}\omega_{2i}^2 + \frac{1}{2}\rho_1^2\bar{D}_{1i}^2 \quad (54-2)$$

$$\tilde{\Gamma}_{1i}^T \hat{\Gamma}_{1i} \leq -\frac{1}{2}\tilde{\Gamma}_{1i}^T \tilde{\Gamma}_{1i} + \frac{1}{2}\|\Gamma_{1i}^*\|^2$$

با جایگذاری رابطه (54-2) و (53-2) در رابطه (52-2) نتیجه‌ی زیر قابل حصول است:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -\sum_{i=1}^n k_{1i}\omega_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n \left(k_{2i} - \frac{1}{2\rho_1^2}\right)\omega_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i\omega_{2i}\omega_{3i} - \frac{1}{2}\sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \delta_{1i}\tilde{\Gamma}_{1i} \\ & + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2}\|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2}\rho_1^2\bar{D}_{1i}^2\right) \end{aligned} \quad (55-2)$$

در گام سوم از طراحی، مشتق ω_{3i} مطابق زیر قابل توصیف است:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{3i} &= f_{2i} + b_i u_i + d_{2i}(t) - \dot{x}_{3i}^d \\ &= \Gamma_{2i}^{*T} \phi_{2i} + \epsilon_{2i} + d_{2i}(t) - \dot{x}_{3i}^d + b_i u_i(t) \end{aligned} \quad (56-2)$$

قانون کنترل نهایی سیستم بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u_i = \frac{-\hat{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} - k_{3i}\omega_{3i} - a_i\omega_{2i} + \dot{x}_{3i}^d}{b_i} \quad (57-2)$$

رابطه‌ی زیر طبق تذکر ۲ بدیهی است:

$$|d_{2i}(t)| \leq \bar{d}_{2i} \quad (58-2)$$

$$|\epsilon_{2i}| \leq \bar{\epsilon}_{2i}$$

$$|d_{2i}(t) + \epsilon_{2i}| = |D_{2i}| \leq \bar{D}_{2i}$$

لذا رابطه (56-2) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{\omega}_{3i} = \tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + D_{2i} - k_{3i}\omega_{3i} - a_i\omega_{2i} \quad (59-2)$$

تابع لیاپانوف نهایی سیستم بصورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^n \omega_{3i}^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \tilde{\Gamma}_{2i} \quad (60-2)$$

با مشتق‌گیری از رابطه (60-2) داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 \leq & -\sum_{i=1}^n k_{1i} \omega_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n \left(k_{2i} - \frac{1}{2\rho_1^2} \right) \omega_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \omega_{2i} \omega_{3i} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \delta_{1i} \tilde{\Gamma}_{1i} \quad (۶۱-۲) \\
& + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_1^2 \bar{D}_{1i}^2 \right) \\
& + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} \left(\tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + D_{2i} - k_{3i} \omega_{3i} - a_i \omega_{2i} \right) \\
& - \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \dot{\hat{\Gamma}}_{2i}
\end{aligned}$$

رابطه (۶۱-۲) بصورت زیر مرتب می‌شود:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 \leq & -\sum_{i=1}^n k_{1i} \omega_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n \left(k_{2i} - \frac{1}{2\rho_1^2} \right) \omega_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i} \omega_{3i}^2 - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \delta_{1i} \tilde{\Gamma}_{1i} \quad (۶۲-۲) \\
& + \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \left(\omega_{3i} \phi_{2i} - \gamma_{2i}^{-1} \dot{\hat{\Gamma}}_{2i} \right) + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_1^2 \bar{D}_{1i}^2 \right) \\
& + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} D_{2i}
\end{aligned}$$

قانون تطبیق در این مرحله بصورت زیر انتخاب می‌گردد:

$$\dot{\hat{\Gamma}}_{2i} = \gamma_{2i} (\omega_{3i} \phi_{2i} - \delta_{2i} \hat{\Gamma}_{2i}) \quad (۶۳-۲)$$

به کمک ناتساوی ینگ، روابط زیر قابل حصول است:

$$\omega_{3i} D_{2i} \leq \frac{1}{2\rho_2^2} \omega_{3i}^2 + \frac{1}{2} \rho_2^2 \bar{D}_{2i}^2 \quad (۶۴-۲)$$

$$\tilde{\Gamma}_{2i}^T \hat{\Gamma}_{2i} \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} + \frac{1}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 \tilde{\Gamma}_{2i}^T \hat{\Gamma}_{2i} \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} + \frac{1}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2$$

با جایگذاری روابط (۶۳-۲) و (۶۴-۲) در (۶۲-۲)، بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 \leq & -\sum_{i=1}^n k_{1i} \omega_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i}^o \omega_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i}^o \omega_{3i}^2 - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \delta_{1i} \tilde{\Gamma}_{1i} \quad (۶۵-۲) \\
& - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \delta_{2i} \tilde{\Gamma}_{2i} + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_1^2 \bar{D}_{1i}^2 \right) \\
& + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{2i}}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_2^2 \bar{D}_{2i}^2 \right)
\end{aligned}$$

که

$$k_{2i}^o = k_{2i} - \frac{1}{2\rho_1^2} \quad (۶۶-۲)$$

$$k_{3i}^o = k_{3i} - \frac{1}{2\rho_2^2}$$

در نهایت رابطه (۶۵-۲) براحتی به فرم زیر نمایش داده می‌شود:

$$\dot{V}_3 \leq -AV_3 + B \quad (۶۷-۲)$$

که در آن

$$A = \min\{2(k_{1i}), 2(k_{2i}^o), 2(k_{3i}^o), (\gamma_{1i}\delta_{1i}), (\gamma_{2i}\delta_{2i})\} \quad (۶۸-۲)$$

$$B = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_1^2 \bar{D}_{1i}^2 + \frac{\delta_{2i}}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \rho_2^2 \bar{D}_{2i}^2 \right)$$

بنابراین، قانون کنترل پیشنهادی پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند. به منظور آنالیز پایداری سیستم حلقه بسته، بایستی مسیر مطلوب و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز محدود باشند. با توجه به اثبات انجام شده، محدود بودن متغیرهای سازنده‌ی V_3 در شعاع همگرایی $\frac{B}{A}$ نتیجه‌گیری می‌شود. به عبارت دیگر $\tilde{I}_{1i}, \tilde{I}_{2i}, \omega_{3i}, \omega_{2i}, \omega_{1i}$ محدود می‌باشند لذا با توجه به تعریف دینامیک‌های خطای ردگیری، x_1 و x_2 (موقعیت و سرعت مفاصل) محدود می‌شوند. محدود بودن x_3 بستگی به محدود شدن x_3^d دارد. از طرفی ورودی مجازی x_3^d تابعی از ترم‌هایی است که محدود هستند؛ با توجه به محدود شدن $\tilde{I}_{1i}$ و همچنین بردار پارامتر ثابت Γ_{1i}^* ، محدود بودن $\tilde{I}_{1i}$ نتیجه می‌شود. همچنین ماتریس رگرسیون فازی ϕ_{1i} شامل توابع تعلق فازی با مقادیر بین صفر تا یک محدود می‌باشد. در نتیجه x_3 و x_3^d محدود هستند.

۲-۵-۲ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی حاصل از اعمال طرح پیشنهادی به بازوی رباتیک دو رابط مجهز به محرکه الکتریکی ارائه می‌شود. پارامترهای ربات و مشخصه موتورها از [۷۸] اخذ شده است. مسیر مطلوب به صورت $q_d = [2 \sin(0.25t), 2 \sin(0.25t)]^T$ انتخاب می‌شود. شرایط اولیه نیز به صورت $I_a(0) = (0 \ 0)^T$ و $\dot{q}(0) = (0 \ 0)^T, q(0) = (0.1 \ 0.1)^T$ در نظر گرفته می‌شود. به

منظور طراحی تقریب‌گرهای فازی، برای هر ورودی فازی، سه تابع تعلق گوسی شکل در فاصله منفی یک تا یک لحاظ شده است. برای بردار $f_1 \in R^{2 \times 1}$ دو تقریب‌گر فازی با چهار ورودی $\omega_{21}, \omega_{12}, \omega_{11}$ و ω_{22} ساخته شده است لذا فضای کنترل با ۸۱ قانون فازی برای هر کدام از f_{11} و f_{12} پوشش داده می‌شود. بطور مشابه، بردار $f_2 \in R^{2 \times 1}$ توسط دو تقریب‌گر فازی شناسایی می‌شوند که ω_{31}, ω_{21} به عنوان ورودی‌های فازی برای f_{21} و ω_{32}, ω_{22} و f_{22} هستند. همچنین اغتشاشات خارجی به صورت زیر مدل شده است:

$$d_1(t) = \begin{cases} (2\sin(2t) \quad 2\cos(2t))^T & ; 20 < t < 25 \\ (-2\sin(2t) \quad -2\cos(2t))^T & ; o.w \end{cases} \quad (۶۹-۲)$$

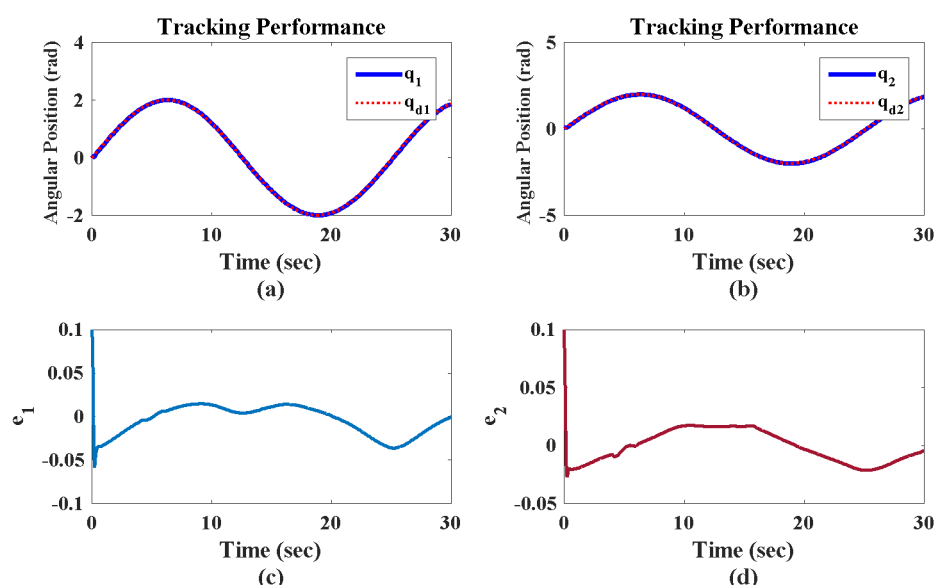
$$d_2(t) = \begin{cases} (3\sin(3t)e^{-0.2t} \quad 3\cos(3t)e^{-0.1t})^T & ; 4 < t < 6 \text{ \& } 14 < t < 16 \\ 0 & ; o.w \end{cases}$$

نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی در شکل‌های ۱۰-۲ و ۱۱-۲ نمایش داده شده است. پارامترهای تنظیم به صورت زیر انتخاب شده است:

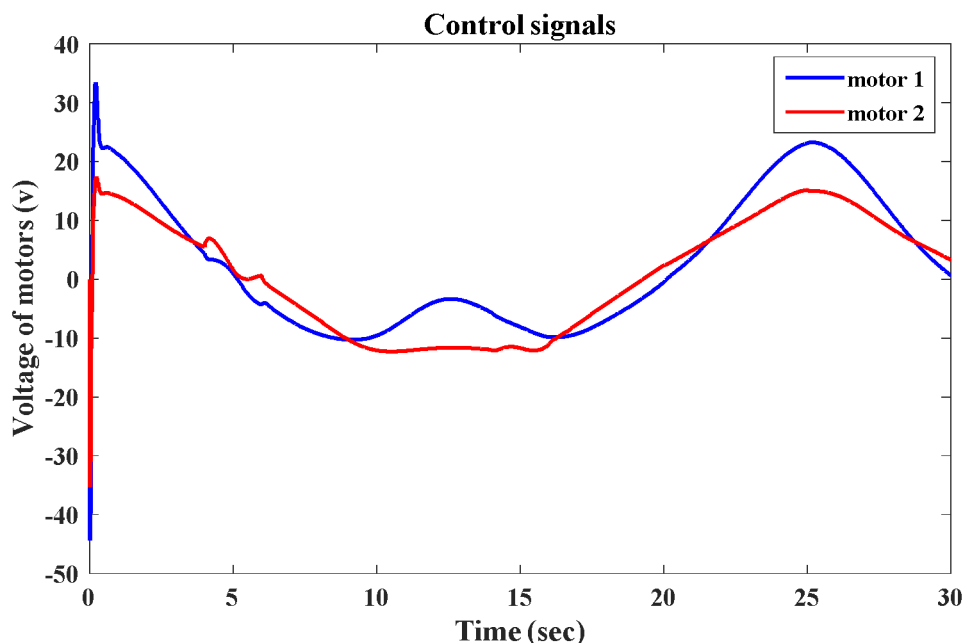
$$k_1 = 30I_{2 \times 2}, k_2 = 20I_{2 \times 2}, k_3 = 30I_{2 \times 2}, \gamma_1 = \gamma_2 = 100I_{2 \times 2} \quad (۷۰-۲)$$

$$\delta_1 = \delta_2 = 0.01I_{2 \times 2}$$

شکل ۱۰-۲ بیانگر عملکرد ردگیری قابل قبول مسیر مرجع در حضور اغتشاشات خارجی است. همچنین رفتار سیگنال کنترل در شکل ۱۱-۲ به تصویر کشیده شده است. واضح است که ولتاژ موتورها در محدوده‌ی قابل قبول خود قرار گرفته‌اند.



شکل ۱۰-۲ ردگیری: (a) مفصل یک (b) مفصل دو (c) خطای ردگیری مفصل یک (d) خطای ردگیری مفصل دو



شکل ۲-۱۱ سیگنال کنترل: ولتاژ موتورهای

۲-۵-۳ نقاط قوت و ضعف طرح کنترلی

این طراحی، یک روش آزاد از مدل محسوب می‌شود که در آن، هدف ردگیری موقعیت محقق شده است. ذکر این نکته مهم است که در روند طراحی، از ناتساوی یانگ استفاده شده است که سبب دکوپله‌سازی دینامیک خطا از ترم نامعینی می‌شود و به بهبود عملکرد سیستم کمک می‌کند. این درحالیست که رویکرد پیشنهادی، تضمینی جهت رفتار مقاوم سیستم حلقه بسته نمی‌دهد و در نهایت با انتخاب ضرایب تنظیم مناسب، مصالحه‌ای بین عملکرد ردگیری و مقاوم بودن سیستم صورت می‌گیرد.

۲-۶ بیان چالش‌های موجود در طراحی

هر روش کنترلی با چالش‌هایی روبرو است. در رویکردهای مبتنی بر روش پسگام، پدیده‌ی انفجار پیچیدگی سیگنال کنترل (بدلیل مشتقات ورودی‌های مجازی) رخ می‌دهد. در قوانین کنترلی برپایه‌ی تقریب‌گرهای فازی نیز دقت تقریب فازی یکی از چالش‌هایی است که عمدتاً مورد مطالعه واقع نمی‌شود. از طرفی وجود محدودیت‌های عملی از جمله اثر تأخیر در ورودی و در نظر گرفتن مقدار مجاز تغییرات متغیرهای حالت سیستم از دیگر چالش‌های موجود در طراحی به حساب می‌آیند. در ادامه، بیشتر به

موارد مذکور پرداخته می‌شود.

۲-۶-۱ انفجار پیچیدگی در سیگنال کنترل پسگام

به منظور غلبه بر انفجار پیچیدگی سیگنال کنترل در روش پسگام، روش کنترل سطح دینامیکی ارائه شده است [۸۳]. برای درک کلیت روش مذکور سیستم غیرخطی را در قالب زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + f_1(x_1) \\ \dot{x}_2 &= x_3 + f_2(x_1, x_2) \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n + f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \\ \dot{x}_n &= u + f_n(x_1, \dots, x_n)\end{aligned}\quad (۷۱-۲)$$

لازم به ذکر است که رابطه (۷۱-۲) به فرم فیدبک صریح می‌باشد که روش پسگام براحتی پیاده‌سازی می‌شود. به منظور طراحی روش کنترل سطح دینامیکی برای رابطه فوق، سطح خطای^۱ اول به صورت $S_1 = x_1 - x_{1d}$ تعریف می‌شود که x_{1d} مسیر مطلوب است. با مشتق‌گیری از S_1 و جایگذاری از رابطه (۷۱-۲) نتیجه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{S}_1 = x_2 + f_1(x_1) - \dot{x}_{1d} \quad (۷۲-۲)$$

برای رابطه (۷۲-۲)، x_2 حکم ورودی مجازی را دارد. پایداری زیرسیستم اول از طراحی محقق می‌شود اگر $x_2 = \bar{x}_2$ که

$$\bar{x}_2 = \dot{x}_{1d} - f_1(x_1) - K_1 S_1 \quad (۷۳-۲)$$

هدف از گام دوم طراحی، همگرایی x_2 به سمت $\bar{x}_2$ است لذا S_2 بصورت $x_2 - \bar{x}_2$ تعریف می‌شود که x_{2d} معادل با عبور دادن $\bar{x}_2$ از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول است؛ به عبارتی دیگر

$$\tau_2 \dot{x}_{2d} + x_{2d} = \bar{x}_2, \quad x_{2d}(0) = \bar{x}_2(0) \quad (۷۴-۲)$$

حال اگر $\bar{x}_3$ به صورت زیر انتخاب شود:

$$\bar{x}_3 = \dot{x}_{2d} - f_2(x_1, x_2) - K_2 S_2 \quad (۷۵-۲)$$

در گام سوم از طراحی x_3 به سمت $\bar{x}_3$ سوق داده می‌شود. این روند تا گام $n - 1$ تکرار می‌شود و

$S_{i-1} = x_{i-1} - x_{(i-1)d}$ و همچنین $\bar{x}_i$ بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\bar{x}_i = \dot{x}_{(i-1)d} - f_{i-1}(x_1, \dots, x_{i-1}) - K_{i-1} S_{i-1} \quad (۷۶-۲)$$

^۱ Error surface

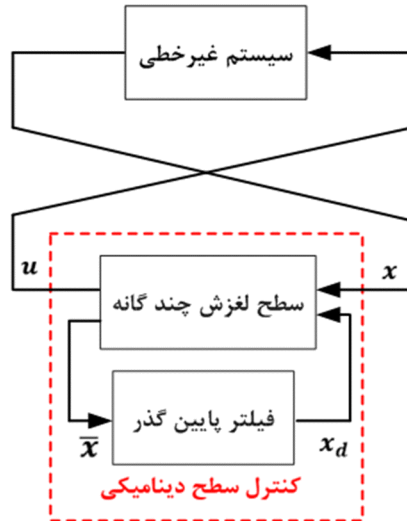
و x_{id} نیز با عبور از فیلتر زیر بدست می‌آید:

$$\tau_i \dot{x}_{id} + x_{id} = \bar{x}_i, \quad x_{id}(0) = \bar{x}_i(0) \quad (۷۷-۲)$$

در گام n ام، مشابه گام‌های قبل $S_n = x_n - x_{nd}$ تعریف می‌شود و در نتیجه سیگنال کنترل نهایی بصورت زیر انتخاب می‌گردد:

$$\begin{aligned} u &= \dot{x}_{nd} - f_n(x_1, \dots, x_{i-1}) - K_n S_n \\ &= \frac{\bar{x}_n - x_{nd}}{\tau_n} - f_n(x_1, \dots, x_{i-1}) - K_n S_n \end{aligned} \quad (۷۸-۲)$$

شایان ذکر است که بر طبق رابطه‌ی مرتبه اول از فیلتر پایین‌گذر، $\dot{x}_{nd}$ با $\frac{\bar{x}_n - x_{nd}}{\tau_n}$ جایگزین می‌شود. ساختار طراحی روش کنترل سطح دینامیکی در شکل زیر نمایش داده شده است.



شکل ۱۲-۲ ساختار روش کنترل سطح دینامیکی

مطابق با شکل ۱۲-۲، DSC از دو بلوک سطح لغزش چندگانه^۱ و فیلتر پایین‌گذر^۲ تشکیل شده است. در این تکنیک، مشتقات $x_{(i-1)d}$ که سازنده‌ی $\bar{x}_i$ هستند توسط $\frac{\bar{x}_{(i-1)} - x_{(i-1)d}}{\tau_{i-1}}$ ساخته می‌شوند. این امر سبب کاهش پیچیدگی سیگنال کنترل می‌شود اما از سوی دیگر سبب تولید خطای تقریب ناشی از فیلتر پایین‌گذر می‌شود. در فصل چهارم از این تحقیق، خطای مذکور جبران خواهد شد.

۲-۶-۲ توجه به دقت تقریب فازی

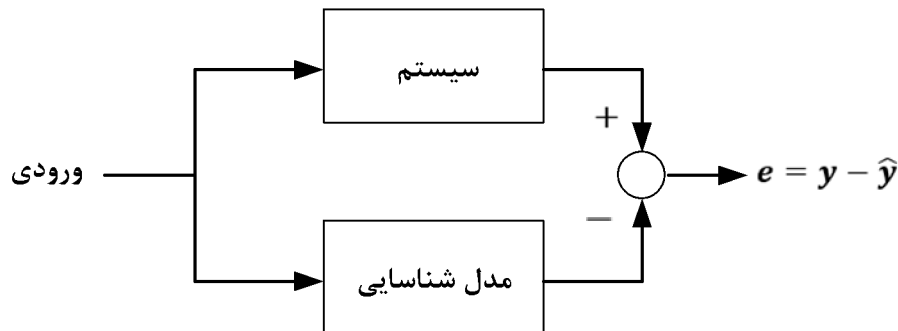
تحقیقات نشان می‌دهد که طرح‌های کنترلی مبتنی بر سیستم فازی به وفور جهت تقریب ترم‌های

^۱ Multiple sliding surface (MSS)

^۲ Low-pass filter (LPF)

نامعلوم در سیستم‌های مختلف استفاده شده است. با این حال، دقت مدل شناسایی شده‌ی فازی عمدتاً مورد توجه واقع نمی‌شود. به عبارتی دیگر، فیدبکی از دقت یادگیری الگوریتم فازی جهت ساخت مکانیزم تطبیق در دسترس نبود. این چالش، نخستین بار در [۸۴]–[۸۶] مورد مطالعه و تحقیق قرار گرفت.

در ساده‌ترین حالت، مفهوم شناسایی فازی را میتوان به صورت زیر نمایش داد:



شکل ۲-۱۳ ساختار کلی شناسایی سیستم

در شکل فوق به کمک الگوریتم‌های شناسایی مختلف مانند فازی و عصبی سعی در به حداقل رساندن خطای e می‌شود. در حوزه‌ی شناسایی فازی، مدل‌های شناسایی موازی^۱ و سری-موازی^۲ ارائه شده است. در مدل شناسایی موازی، از سیگنال‌های ورودی و تخمین خروجی فیدبک گرفته می‌شود مادامی-که در مدل شناسایی سری-موازی، از سیگنال‌های ورودی و خروجی استفاده می‌شود. بخاطر برتری مدل شناسایی سری-موازی بر مدل شناسایی موازی، این نوع شناساگر بیشتر مورد استفاده قرار می-گیرد. در ادامه بصورت مختصر و کاربردی در این خصوص توضیح داده می‌شود.

مدل سیستم $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ را در نظر بگیرید که f و g توابع نامعلوم هستند. هدف بدست آوردن یک مدل شناسایی فازی سری-موازی است. مدل مذکور بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{x} = \hat{f}(x|\theta_f^*) + \hat{g}(x|\theta_g^*)u + w \quad (۷۹-۲)$$

که $w = (f(x) - \hat{f}(x|\theta_f^*)) - (g(x) - \hat{g}(x|\theta_g^*))u$ است. مدل شناسایی سری-موازی بصورت زیر ارائه می‌شود:

^۱ Parallel model

^۲ Series-parallel model

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x|\theta_f) + \hat{g}(x|\theta_g)u + \alpha(x - \hat{x}) \quad (۸۰-۲)$$

که α یک مقدار مثبت انتخاب می‌شود. خطای مدل‌سازی (یا خطای پیش‌بینی) را بصورت $e = x - \hat{x}$ تعریف می‌شود. سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{e} = -\alpha e + \phi_f p(x) + \phi_g p(x)u + w \quad (۸۱-۲)$$

که $\phi_f = \theta_f^* - \theta_f$ و $\phi_g = \theta_g^* - \theta_g$ و $p(x)$ ماتریس رگرسیون فازی است. با انتخاب تابع لیاپانوف مناسب، اثبات پایداری بصورت کامل در [۸۵] ارائه شده است. شایان ذکر است که همان قانون کنترل ورودی سیستم u به عنوان ورودی سیستم شناساگر نیز استفاده می‌شود و همچنین بردار پارامترهای فازی برای قانون کنترل و مدل شناساگر یکسان است. از این‌رو، برای تنظیم پارامترهای فازی، می‌توان از خطای ردگیری و خطای مدل‌سازی بصورت همزمان استفاده کرد. به عبارتی دیگر، از آنجایی که دو منبع اطلاعات برای تنظیم یک مجموعه پارامتر در اختیار است، انتظار می‌رود که استفاده‌ی همزمان خطای ردگیری و خطای مدل‌سازی در قانون تطبیق، عملکرد تطبیق پارامترها را ارتقاء داده و روند تطبیق را سریع‌تر و قابل اعتمادتر سازد. بطور خلاصه، انتظار عملکردی بهتر از سیستم کنترل تطبیقی می‌رود لذا می‌توان قواعد تطبیق بردارهای فازی را بصورت زیر در نظر گرفت:

$$\dot{\theta}_f = h_f(e, \bar{e}) \quad (۸۲-۲)$$

$$\dot{\theta}_g = h_g(e, \bar{e})$$

که h_f و h_g بیانگر توابع غیرخطی از خطای مدل‌سازی e و خطای ردگیری $\bar{e}$ می‌باشد.

در فصل چهارم، سعی در طراحی شناساگر سری-موازی در چارچوب روش پسگام می‌شود و نتایج حاصل از در نظر گرفتن خطای مدل‌سازی در قواعد تطبیق نمایش داده خواهد شد.

۲-۶-۳ محدودیت‌های عملی در طراحی

در ادامه، اثر تأخیر در ورودی و محدودیت حالت سیستم و همچنین راهکارهای رسیدگی به آن‌ها مورد مطالعه قرار می‌گیرد.

۲-۶-۳-۱ اثر تأخیر زمانی در ورودی

همانطور که در فصل یک اشاره شد، وجود تأخیر زمانی ورودی در سیستم‌های دینامیکی امری لاینفک

است و این مسأله براحتی می‌تواند عملکرد و چه بسا پایداری کل سیستم را مختل سازد. اخیراً دو روش تقریب پاده و تکنیک انتگرال به منظور جبران اثر تأخیر بسیار مورد توجه واقع شده است که ساز و کار هردو روش در ادامه مورد بررسی قرار می‌گیرد.

سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= x_{i+1} + f_i(\tilde{x}_i), & i &= 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f_n(\tilde{x}_n) + u(t-\tau)\end{aligned}\quad (۸۳-۲)$$

که $\tilde{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_i]^T \in R^i$ است. به منظور رسیدگی به اثر تأخیر، از تقریب پاده استفاده می‌شود لذا می‌توان رابطه‌ی ذیل را نوشت:

$$l\{u(t-\tau)\} = \exp(-\tau s) l\{u(t)\} = \frac{\exp\left(-\frac{\tau s}{2}\right)}{\exp\left(\frac{\tau s}{2}\right)} l\{u(t)\} \approx \frac{\left(1 - \frac{\tau s}{2}\right)}{\left(1 + \frac{\tau s}{2}\right)} l\{u(t)\} \quad (۸۴-۲)$$

که $l\{u(t)\}$ تبدیل لاپلاس $u(t)$ است. متغیر حالت جدید x_{n+1} به قسمی تعریف می‌شود که در رابطه‌ی زیر صدق می‌کند:

$$\frac{\left(1 - \frac{\tau s}{2}\right)}{\left(1 + \frac{\tau s}{2}\right)} l\{u(t)\} = l\{x_{n+1}\} - l\{u(t)\} \quad (۸۵-۲)$$

که منتج به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$u - \frac{\tau \dot{u}}{2} = x_{n+1} + \frac{\tau \dot{x}_{n+1}}{2} - u - \frac{\tau \dot{u}}{2} \quad (۸۶-۲)$$

لذا می‌توان رابطه‌ی فوق را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{x}_{n+1} = -\gamma x_{n+1} + 2\gamma u \quad (۸۷-۲)$$

که $\gamma = \frac{2}{\tau}$. لذا رابطه (۸۳-۲) به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= x_{i+1} + f_i(\tilde{x}_i), & i &= 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f_n(\tilde{x}_n) + x_{n+1} - u \\ \dot{x}_{n+1} &= -\gamma x_{n+1} + 2\gamma u\end{aligned}\quad (۸۸-۲)$$

به منظور پیاده‌سازی روش پسگام، کفایت دینامیک‌های خطا بصورت زیر انتخاب شوند:

$$\begin{aligned}z_1 &= x_1 - y_d \\ z_i &= x_i - \alpha_{i-1}, & i &= 2, 3, \dots, n-1 \\ z_n &= x_n - \alpha_{n-1} + \frac{1}{\gamma} x_{n+1}\end{aligned}\quad (۸۹-۲)$$

که α_i ورودی‌های مجازی هستند. لازم به ذکر است که به منظور حذف اثر متغیر x_{n+1} ، ترم $\frac{1}{\gamma} x_{n+1}$ در

ساخت دینامیک خطای زیرسیستم آخر (z_n) اضافه شده است.

روش دیگری که در جبران اثر تأخیر ورودی موثر است، تکنیک انتگرال است. در چارچوب روش پسگام، دینامیک‌های خطا برای مدل سیستم (۲-۸۳) با استفاده از تکنیک انتگرال بصورت زیر پیشنهاد می‌شوند:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - y_d \\ z_i &= x_i - \alpha_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, n-1 \\ z_n &= x_n - \alpha_{n-1} + \int_{-\tau}^0 u(t+\theta) d\theta \end{aligned} \quad (90-2)$$

از طرفی با توجه به تئوری مقدار میانگین انتگرال، یک مقدار ثابت $t' \in [t-\tau, t]$ وجود دارد به قسمی که $\int_{-\tau}^0 u(t+\theta) d\theta = \tau u(t')$. بنابراین x_n را میتوان با $z_n + \alpha_{n-1} - \tau u(t')$ جایگزین کرد. تذکر ۳: شایان ذکر است که در این تحقیق، منظور از تأخیر ورودی، همان تأخیر حاصل از پردازش اطلاعات کنترل‌کننده، انتقال سیگنال تولیدی به مدارات واسط و سپس ارسال آن به محرکه‌های ربات می‌باشد.

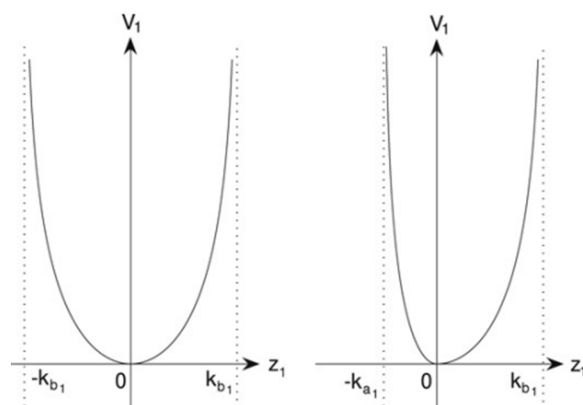
۲-۳-۶-۲ اثر محدودیت بر روی متغیرهای حالت سیستم

یکی از چالش‌های عملی موجود در طراحی، بحث حالت مقید است که برای بسیاری از سیستم‌های دینامیکی صادق است. به طور مثال، از دیدگاه عملی موقعیت زاویه‌ای یک بازوی رباتیک، جریان عبوری از یک موتور و یا زاویه‌ی پیچ پره در سیستم توربین بادی دارای یک سقف مجاز می‌باشند که برای دستیابی به عملکرد بهتر، باید در روند طراحی و اثبات پایداری مورد توجه قرار گیرد. از اینرو نیاز به تغییر توابع لیاپانوف مربعی به توابع لیاپانوف محصور می‌باشد. همانطور که در فصل قبل اشاره شد، اثر محدودیت بر روی حالت‌های سیستم، به محدودیت خروجی، جزئی و کامل تقسیم می‌شوند. در محدودیت خروجی، کفایت که تابع لیاپانوف محصور فقط برای متغیر خروجی لحاظ شود؛ در محدودیت جزئی، برای تعدادی از متغیرهای حالت، تابع لیاپانوف محصور اعمال می‌شود و مابقی حالت‌ها از توابع لیاپانوف مربعی پیروی خواهند کرد. در محدودیت کامل، برای تمامی متغیرهای حالت، تابع

لیاپانوف محصور اجرا می‌شود. انتخاب نوع محدودیت متناسب با سیستم دینامیکی و نظر طراح است. تابع اسکالر $V(x)$ ، یک تابع لیاپانوف محصور برای سیستم $\dot{x} = f(x)$ در ناحیه C شامل مبدأ مختصات است اگر شروط زیر را دارا باشد:

- پیوسته، مثبت معین و دارای مشتقات جزئی مرتبه اول در هر نقطه‌ای از ناحیه C باشد.
- مادامی‌که x به آستانه‌های ناحیه C نزدیک شود، $V(x)$ به سمت بی‌نهایت سوق پیدا کند.
- در راستای پاسخ $\dot{x} = f(x)$ برای $x(0) \in C$ و ثابت مثبت b ، رابطه $\forall t \geq 0; V(x(t)) \leq b$ برقرار است.

همانطور که در شکل ۲-۱۴ دیده می‌شود، یک تابع لیاپانوف محصور میتواند به صورت متقارن و یا نامتقارن در نظر گرفته شود. جزئیات بیشتر این روش در [۲۴] ارائه شده است. به منظور درک بهتر مسأله، برای تحقق محدودیت خروجی در چارچوب روش پسگام، تکنیک تابع لیاپانوف محصور برای یک سیستم کلی مطابق زیر طراحی می‌شود.



شکل ۲-۱۴ تشریح شماتیک تابع لیاپانوف محصور: متقارن (سمت چپ). نامتقارن (سمت راست) [۲۴]

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u \\ y &= x_1\end{aligned}\quad (91-2)$$

هدف از طراحی، ردگیری سیگنال y_d است به قسمیکه محدودیت خروجی $|x_1(t)| < k_{c1}; \forall t \geq 0$ محقق شود که در آن k_{c1} یک مقدار ثابت مثبت است.

فرض ۲-۴ [۲۴]: مسیر مطلوب و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز بصورت $|y_d| \leq A_0 < k_{c_1}$ و

$$\left| y_d^{(j)} \right| \leq A_j \quad \text{در نظر گرفته می‌شوند که } A_j \text{ ثابت‌های مثبت هستند.}$$

دینامیک‌های خطا بصورت $z_1 = x_1 - y_d$ و $z_2 = x_2 - \alpha_1$ تعریف می‌شوند. تابع لیاپانوف محصور

مقارن بصورت زیر انتخاب می‌گردد:

$$V_1 = \frac{1}{2} \log \frac{k_{b_1}^2}{k_{b_1}^2 - z_1^2} \quad (92-2)$$

که $k_{b_1} = k_{c_1} - A_0$ محدودیت بر روی z_1 است که در تابع لیاپانوف منظور می‌شود. واضح است که V_1

در ناحیه $|z_1| < k_{b_1}$ مثبت معین و پیوسته است و لذا مشتق آن بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1 = \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_{b_1}^2 - z_1^2} = \frac{z_1(f_1 + g_1(z_2 + \alpha_1) - \dot{y}_d)}{k_{b_1}^2 - z_1^2} \quad (93-2)$$

ورودی مجازی α_1 بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_1} (-f_1 - (k_{b_1}^2 - z_1^2)k_1 z_1 + \dot{y}_d) \quad (94-2)$$

که k_1 یک مقدار ثابت مثبت است. جایگذاری رابطه (۹۴-۲) در (۹۳-۲) منتج به رابطه (۹۵-۲) می‌شود:

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 + \frac{g_1 z_1 z_2}{k_{b_1}^2 - z_1^2} \quad (95-2)$$

که ترم $\frac{g_1 z_1 z_2}{k_{b_1}^2 - z_1^2}$ در گام بعدی حذف خواهد شد. از آنجایی که فقط محدودیت خروجی مدنظر است لذا در

این گام تابع لیاپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (96-2)$$

مشتق V_2 با در نظر داشتن (۹۶-۲)، (۹۱-۲) و تعریف z_2 بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 + \frac{g_1 z_1 z_2}{k_{b_1}^2 - z_1^2} + z_2(f_2 + g_2 u - \dot{\alpha}_1) \quad (97-2)$$

لذا قانون کنترل نهایی بصورت زیر انتخاب می‌گردد:

$$u = \frac{1}{g_2} \left(-f_2 + \dot{\alpha}_1 - k_2 z_2^2 - \frac{g_1 z_1}{k_{b_1}^2 - z_1^2} \right) \quad (98-2)$$

و در نهایت $\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \leq 0$ می‌شود. لذا میتوان نتیجه گرفت که $|z_1(t)| < k_{b_1}; \forall t \geq 0$

محقق شده است. در نتیجه قید $|z_1(0)| < k_{b_1}$ تضمین شده است. پس براحتی میتوان گفت که بر

اساس $y = z_1 + y_d$ ، عبارت $|y(t)| < k_{b_1} + A_0 = k_{c_1}$ محقق شده و محدودیت خروجی برقرار است. با توجه به رابطه (۹۸-۲) ممکن است این نگرانی بوجود آید که مادامی که $|z_1(t)| = k_{b_1}$ شود، سیگنال کنترل بی نهایت می شود. باید اذعان داشت که اثبات پایداری بیانگر این است که $\forall t \geq 0$ ، سیگنال $|z_1(t)|$ هرگز به k_{b_1} نخواهد رسید.

در این قسمت، چالش محدودیت حالت سیستم و راهکار رسیدگی به آن مورد بررسی واقع شد. در فصل آینده، این مسأله برای سیستم رباتیک با در نظر گرفتن محدودیت جزئی مورد مطالعه قرار خواهد گرفت و نتایج مفیدی به تصویر کشیده خواهد شد.

۷-۲ نتیجه گیری

این فصل، نخست به مدل مورد مطالعه و مکانیزم روش پسگام اشاره داشته است. سپس به طراحی کنترل تطبیقی/فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک پرداخته است و نقاط قوت و ضعف روش های پیشنهادی را بیان کرده است. در ادامه، با تشریح چالش های موجود در طراحی، زمینه ساز ارائه ی کنترل کننده های فصل های آتی شده است.

فصل ۳ : کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام با
در نظر گرفتن محدودیت حالت‌ها و تأخیر
در ورودی

۳-۱ مقدمه

در فصل‌های گذشته به بررسی پژوهش‌های انجام‌شده با محوریت روش پسگام و تمرکز بر سیستم رباتیک و همچنین بیان چالش‌های موجود در طراحی پرداخته شد. این فصل به ارائه‌ی قانون کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک در حضور محدودیت و تأخیر در ورودی می‌پردازد. این طرح که با استفاده از تابع لیاپانوف محصور و تقریب‌گر فازی در چارچوب راهبرد کنترل ولتاژ شکل گرفته است، نه تنها محدود بودن همه‌ی سیگنال‌های سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند بلکه اجازه‌ی تخطی موقعیت و سرعت زاویه‌ای ربات از مقدار مجاز را نیز نمی‌دهد. در پایان این فصل، با در نظر گرفتن سناریوهای مختلف شبیه‌سازی، موفقیت روش پیشنهادی در تحقق اهداف کنترلی نمایش داده می‌شود.

۳-۲ نکات کلیدی طرح پیشنهادی

پیش از آن که به طراحی سیستم کنترل مذکور پرداخته شود، لازم است که دستاوردهای مورد نظر از این روش ارائه گردد:

۱- با وجود محدودیت جزئی حالت‌ها، تأخیر ورودی، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی در یک چارچوب یکپارچه، قانون کنترل ردگیری فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک پیشنهاد می‌شود. در این روش، تابع لیاپانوف محصور نقش حیاتی در تضمین محدودیت‌های سیستم ایفا می‌کند. به عبارت دیگر، در این طرح محدودیت‌های عملی برای بازوی ماهر رباتیک مجهز به محرکه‌ی الکتریکی بهتر منعکس می‌شود.

۲- به منظور جبران اثر تأخیر ورودی، یک متغیر جدید با استفاده از تکنیک انتگرال در چارچوب راهبرد ولتاژ معرفی می‌شود.

۳- با استفاده از تکنیک به حداقل رساندن پارامترهای یادگیری، حجم محاسبات تقریب‌گرهای فازی تطبیقی به مراتب کاهش پیدا می‌کند.

۴- در مقایسه با [۳۵] و [۷۴] که در آن محدودیت خروجی و محدودیت کامل برای مدل تک ورودی- تک خروجی از سیستم رباتیک مورد تحقیق قرار گرفته است، در این روش محدودیت جزئی حالت‌ها برای مدل چند ورودی- چند خروجی سیستم رباتیک مجهز به موتور الکتریکی محقق می‌گردد.

۵- قانون کنترل پیشنهادی مستقل از دینامیک بازوی ربات خواهد بود. در نتیجه، محدودیت مداخله‌ی دینامیک ربات در ساخت سیگنال کنترل را در [۸۷]، [۸۸] از بین می‌برد.

۶- روش کنترل پیشنهادی نه تنها محدود بودن همه‌ی سیگنال‌های سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند بلکه اجازه‌ی تجاوز از مقدار مشخص شده برای موقعیت و سرعت زاویه‌ای مفاصل را در حضور اغتشاشات خارجی و تأخیر زمانی نیز نمی‌دهد.

۳-۳ مدل سیستم

با توجه به رابطه‌ی (۲-۸)، میتوان مدل سیستم رباتیک را در حضور اغتشاشات خارجی و تأخیر زمانی بصورت زیر در نظر گرفت:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (۱-۳)$$

$$\dot{x}_2 = f_1 + ax_3 + d_1(t)$$

$$\dot{x}_3 = f_2 + bu(t - \tau_d) + d_2(t)$$

که در آن $a = rJ_m^{-1}k_m$ و $b = L^{-1}$ می‌باشند. τ_d بیانگر تأخیر زمانی در ورودی است. $d_1(t)$ و $d_2(t)$ ترم‌های اغتشاشات خارجی هستند. از طرفی f_1 و f_2 نیز بصورت زیر تعریف شده اند:

$$f_1 = -J_m^{-1}B_mx_2 - r^2J_m^{-1}(D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)) \quad (۲-۳)$$

$$f_2 = -L^{-1}K_br^{-1}x_2 - L^{-1}Rx_3$$

۳-۴ طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری

ذکر فرض‌ها و لم‌های زیر در روند طراحی امری ضروری است:

فرض ۳-۱ [۲۴]: مسیر مطلوب و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز بصورت $|q_{di}(t)| \leq A_{0i} < k_{c_{1i}}$ و

$|q_{di}^{(j)}(t)| \leq A_{ji}$ ($i = 1, 2, \dots, n$)، در نظر گرفته می‌شوند که A_{ji} ثابت‌های مثبت هستند.

فرض ۲-۳ [۸۲]: برای $j = 1, 2$ و $i = 1, \dots, n$ ، ناتساوی $|d_{ji}(t)| \leq \delta_{ji}$ برقرار است به قسمی که δ_{ji} پارامتر ثابت مثبت نامعلوم است.

فرض ۳-۳ [۵۹]: تأخیر ورودی τ_d بصورت معلوم در نظر گرفته شده است.

لم ۱-۳ [۸۹]: برای هر مقدار مثبت k_{hi} ، ناتساوی زیر برای بازه‌ی $|k_{hi}| < |\omega_{hi}|$ صادق است:

$$\log \frac{k_{hi}^2}{k_{hi}^2 - \omega_{hi}^2} \leq \frac{\omega_{hi}^2}{k_{hi}^2 - \omega_{hi}^2} \quad (۳-۳)$$

برای تحقق اهداف کنترلی این فصل با تعریف محدوده‌ی تغییرات خطای موقعیت و سرعت بصورت $\Omega_\omega := \{|\omega_{1i}| < k_{ai}, |\omega_{2i}| < k_{bi} ; i = 1, 2, \dots, n\}$ می‌شود:

$$\omega_1 = x_1 - x_{1d} = (\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{1n})^T \quad (۴-۳)$$

$$\omega_2 = x_2 - \beta_1 = (\omega_{21}, \omega_{22}, \dots, \omega_{2n})^T \quad (۵-۳)$$

$$\omega_3 = x_3 - \beta_2 + b \int_{-\tau_d}^0 u(t + \theta) d\theta = (\omega_{31}, \omega_{32}, \dots, \omega_{3n})^T \quad (۶-۳)$$

که x_{1d} سیگنال مرجع برای موقعیت مفاصل، β_1 و β_2 ورودی‌های مجازی هستند که بصورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$\beta_{1i} = \dot{x}_{1di} - k_{1i}\omega_{1i} \quad (۷-۳)$$

$$\beta_{2i} = (a_i)^{-1} \left(-k_{2i}\omega_{2i} - \left(\frac{1}{2} + \frac{a_i b_i}{4} \right) \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right) - \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right) \hat{v}_i \phi_{1i}^T \phi_{1i} \right) \quad (۸-۳)$$

که k_{1i}, k_{2i} و L_{1i} ثابت‌های مثبت هستند. قانون کنترل ولتاژ و قاعده‌ی تطبیق نیز بصورت زیر توصیف می‌شوند:

$$u_i = (b_i)^{-1} \left(-k_{3i}\omega_{3i} - \frac{1}{2}\omega_{3i} - \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i} \hat{v}_i \phi_{2i}^T \phi_{2i} \right) \quad (۹-۳)$$

$$\dot{\hat{v}}_i = \gamma_i \left(\frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 \phi_{1i}^T \phi_{1i} + \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 \phi_{2i}^T \phi_{2i} - \bar{r}_i \hat{v}_i \right) \quad (۱۰-۳)$$

که $L_{2i}, \bar{r}_i, \gamma_i, k_{3i}$ ثابت‌های مثبت هستند.

قضیه: با در نظر گرفتن روابط (۳-۴) تا (۳-۱۰)، پایداری سیستم حلقه بسته تضمین می‌شود و خروجی سیستم مسیر مطلوب را بخوبی ردگیری می‌کند. همچنین، موقعیت و سرعت زاویه‌ای مفاصل در محدوده‌ی از پیش تعیین شده باقی خواهد ماند.

اثبات:

گام ۱) مشتق ω_{1i} بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{\omega}_{1i} = x_{2i} - \dot{x}_{1di} \quad (۱۱-۳)$$

تابع لیاپانوف برای زیرسیستم اول به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \log\left(\frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2}\right) \quad (۱۲-۳)$$

به کمک روابط (۳-۵) و (۳-۱۲)، میتوان مشتق V_1 را بصورت زیر بیان کرد:

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{1i}(\omega_{2i} + \beta_{1i} - \dot{x}_{1di})}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} \quad (۱۳-۳)$$

با جایگذاری رابطه (۳-۷) در (۳-۱۳) داریم:

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{1i}\omega_{2i}}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} \quad (۱۴-۳)$$

گام ۲) با مشتق‌گیری از رابطه (۳-۵) و جایگذاری زیرسیستم دوم از مدل در آن نتیجه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{\omega}_{2i} = f_{1i} + a_i x_{3i} + d_{1i}(t) - \dot{\beta}_{1i} \quad (۱۵-۳)$$

در این مرحله تابع لیاپانوف به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \log\left(\frac{k_{bi}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2}\right) \quad (۱۶-۳)$$

مشتق رابطه‌ی (۳-۱۶) منتج به عبارت زیر می‌شود:

$$\dot{V}_2 = \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{1i}\omega_{2i}}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}(f_{1i} + a_i x_{3i} + d_{1i}(t) - \dot{\beta}_{1i})}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \quad (۱۷-۳)$$

$$= \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \left(\frac{\omega_{1i}(k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2)}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + f_{1i} + a_i x_{3i} + d_{1i}(t) - \dot{\beta}_{1i} \right)$$

با استفاده از فرض ۲-۳ و ناتساوی یانگ، صحت رابطه‌ی زیر ملموس است:

$$\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} d_{1i}(x, t) \leq \frac{1}{2\rho_1^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 + \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 \quad (۱۸-۳)$$

با جایگذاری رابطه (۱۸-۳) در (۱۷-۳) داریم:

$$\dot{V}_2 \leq \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} {}^\circ F_{1i} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} a_i x_{3i} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 \quad (۱۹-۳)$$

که ${}^\circ F_{1i} = \frac{\omega_{1i}(k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2)}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \frac{1}{2\rho_1^2} \frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + f_{1i} - \dot{\beta}_{1i}$ با توجه به خاصیت تقریب‌گر عمومی بودن فازی،

میتوان ترم نامعلوم ${}^\circ F_{1i}$ را بصورت $\Gamma_{1i}^T \phi_{1i} + \epsilon_{1i}$ مدل کرد که $|\epsilon_{1i}| \leq \mathfrak{J}_{1i}$. مجدداً با بکارگیری

ناتساوی یانگ داریم:

$$\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \epsilon_{1i} \leq \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 + \frac{1}{2} \mathfrak{J}_{1i}^2 \quad (۲۰-۳)$$

$$\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \Gamma_{1i}^T \phi_{1i} \leq \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 \|\Gamma_{1i}\|^2 \phi_{1i}^T \phi_{1i} + \frac{1}{2} L_{1i}^2$$

جایگذاری رابطه (۲۰-۳) در (۲۱-۳) نتیجه‌ی زیر را می‌دهد:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} a_i x_{3i} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{J}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 \|\Gamma_{1i}\|^2 \phi_{1i}^T \phi_{1i} \end{aligned} \quad (۲۱-۳)$$

از طرفی با توجه به تئوری مقدار میانگین انتگرال، یک مقدار ثابت $t' \in [t - \tau_{d_i}, t]$ وجود دارد به

قسمی که $\int_{-\tau_{d_i}}^0 u_i(t + \theta) d\theta = \tau_{d_i} u_i(t')$. بنابراین x_{3i} را میتوان با $\omega_{3i} + \beta_{2i} - b_i \tau_{d_i} u_i(t')$ را

بازنویسی کرد. رابطه‌ی زیر به کمک ناتساوی یانگ بدست می‌آید:

$$\frac{a_i b_i \omega_{2i} \tau_{d_i} u_i(t')}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \leq a_i b_i \left(\frac{1}{4} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 + \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right) \quad (۲۲-۳)$$

شایان ذکر است که مقدار $a_i b_i$ مثبت است زیرا با استفاده از پارامترهای موتور ساخته شده است. به

کمک روابط (۲۲-۳) و (۸-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i}\omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{\omega_{2i}a_i\omega_{3i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\rho_1^2\delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\mathfrak{I}_{1i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 (\|\Gamma_{1i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{1i}^T \phi_{1i} \end{aligned} \quad (23-3)$$

گام ۳) مشتق رابطه (۶-۳) بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\dot{\omega}_3 = \dot{x}_3 - \dot{\beta}_2 + \frac{d}{dt} \left(b \int_{-\tau_d}^0 u(t+\theta) d\theta \right) \quad (24-3)$$

$$= f_2 + bu(t - \tau_d) + d_2(t) + b(u(t) - u(t - \tau_d)) - \dot{\beta}_2$$

$$\rightarrow \dot{\omega}_{3i} = f_{2i} + b_i u_i + d_{2i}(t) - \dot{\beta}_{2i}$$

تابع لیاپانوف بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \omega_{3i}^2 \quad (25-3)$$

با استفاده از روابط (۲۴-۳) و (۲۳-۳)، مشتق V_3 بصورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i}\omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\rho_1^2\delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}L_{1i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 (\|\Gamma_{1i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{1i}^T \phi_{1i} \\ & + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} \left(\frac{\omega_{2i}a_i}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + f_{2i} + b_i u_i + d_{2i}(t) - \dot{\beta}_{2i} \right) \end{aligned} \quad (26-3)$$

با استفاده از ناساوی ینگ رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\omega_{3i} d_{2i}(t) \leq \frac{1}{2\rho_2^2} \omega_{3i}^2 + \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 \quad (27-3)$$

درنتیجه داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i}\omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i}\omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\rho_1^2\delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}L_{1i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2}\rho_2^2\delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} {}^oF_{2i} + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} b_i u_i \end{aligned} \quad (28-3)$$

$$+ \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 (\|\Gamma_{1i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{1i}^T \phi_{1i}$$

که در آن $\omega_{3i} \epsilon_{2i} = \frac{\omega_{2i} a_i}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \frac{1}{2\rho_2^2} \omega_{3i} + f_{2i} - \dot{\beta}_{2i}$ ، مطابق گام قبلی، میتوان نتیجه‌ی زیر را ارائه کرد:

$$\omega_{3i} \epsilon_{2i} \leq \frac{1}{2} \omega_{3i}^2 + \frac{1}{2} \mathfrak{D}_{2i}^2 \quad (29-3)$$

$$\omega_{3i} \Gamma_{2i}^T \phi_{2i} \leq \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 \|\Gamma_{2i}\|^2 \phi_{2i}^T \phi_{2i} + \frac{1}{2} L_{2i}^2$$

از جایگذاری رابطه (29-3) در (28-3) رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i} \omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i} \omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{D}_{1i}^2 \quad (30-3) \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{D}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \omega_{3i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{di}^2 u_i^2(t') \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 (\|\Gamma_{1i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{1i}^T \phi_{1i} + \sum_{i=1}^n \omega_{3i} b_i u_i \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 \|\Gamma_{2i}\|^2 \phi_{2i}^T \phi_{2i} \end{aligned}$$

با جایگذاری رابطه (9-3) در (30-3) میتوان عبارت زیر را نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i} \omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i} \omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n -k_{3i} \omega_{3i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 \quad (31-3) \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{D}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{D}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 (\|\Gamma_{1i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{1i}^T \phi_{1i} \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 (\|\Gamma_{2i}\|^2 - \hat{\vartheta}_i) \phi_{2i}^T \phi_{2i} + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{di}^2 u_i^2(t') \end{aligned}$$

با استفاده از تکنیک به حداقل رساندن پارامترهای تطبیق، بردار پارامترها بصورت

$\vartheta_i = \max\{\|\Gamma_{1i}\|^2, \|\Gamma_{2i}\|^2\}$ تعریف می‌شود و $\hat{\vartheta}_i$ تخمین ϑ_i است. از این‌رو، خطای تخمین بصورت

$\tilde{\vartheta}_i = \hat{\vartheta}_i - \vartheta_i$ تعریف می‌شود.

تذکره ۱: با استفاده از تکنیک به حداقل رساندن پارامترها، حجم محاسبات سیستم فازی کاهش پیدا می‌کند. معیار این ادعا بر اساس کاهش تعداد قوانین تطبیق است. بدون استفاده از تکنیک مذکور، باید برای هر زیرسیستم از مدل، یک قانون تطبیق (برای هر مفصل) ارائه کرد درحالی‌که به کمک این تکنیک، برای یک سیستم با n زیرسیستم، فقط یک قانون تطبیق (برای هر مفصل) نیاز است که حجم محاسبات را به مراتب کاهش می‌دهد.

بنابراین، تابع لیاپانوف نهایی بصورت زیر ارائه می‌شود:

$$V_f = V_3 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\vartheta}_i^2 \quad (32-3)$$

لذا مشتق V_f به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_f \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i} \omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i} \omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n -k_{3i} \omega_{3i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 \quad (33-3) \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 \\ & - \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right)^2 \phi_{1i}^T \phi_{1i} + \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 \phi_{2i}^T \phi_{2i} \right) \tilde{\vartheta}_i \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\vartheta}}_i \tilde{\vartheta}_i + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{di}^2 u_i^2(t') \end{aligned}$$

طبق تعریف $\tilde{\vartheta}_i$ ، واضح است که $\dot{\tilde{\vartheta}}_i = \dot{\vartheta}_i$. با استفاده از ناتساوی صحیح $-2\tilde{\vartheta}_i \vartheta_i \leq -\tilde{\vartheta}_i^2 + \vartheta_i^2$ و

همچنین جایگذاری رابطه (۳-۱۰) در (۳۳-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_f \leq & \sum_{i=1}^n \frac{-k_{1i} \omega_{1i}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2} + \sum_{i=1}^n \frac{-k_{2i} \omega_{2i}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} + \sum_{i=1}^n -k_{3i} \omega_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{2} \tilde{\vartheta}_i^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 \quad (34-3) \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{di}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{2} \vartheta_i^2 \end{aligned}$$

با استفاده از لم ۳-۱، رابطه (۳۴-۳) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_f \leq & \sum_{i=1}^n -k_{1i} \log\left(\frac{k_{ai}^2}{k_{ai}^2 - \omega_{1i}^2}\right) + \sum_{i=1}^n -k_{2i} \log\left(\frac{k_{bi}^2}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2}\right) + \sum_{i=1}^n -k_{3i} \omega_{3i}^2 \\ & - \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{2} \tilde{\vartheta}_i^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{2i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{2} \vartheta_i^2 \end{aligned} \quad (35-3)$$

رابطه (35-3) به فرم زیر قابل نمایش است:

$$\dot{V}_f \leq -AV_f + B \quad (36-3)$$

که

$$A = \min\{2\lambda_{\min}(k_1), 2\lambda_{\min}(k_2), 2\lambda_{\min}(k_3), \lambda_{\min}(\gamma\bar{r})\} \quad (37-3)$$

$$\begin{aligned} B = & \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_1^2 \delta_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \rho_2^2 \delta_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} L_{2i}^2 \\ & + \sum_{i=1}^n a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{r}_i}{2} \vartheta_i^2 \end{aligned}$$

که در رابطه‌ی فوق، $k_1 = \begin{pmatrix} k_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & k_{1i} \end{pmatrix}$ ، $k_2 = \begin{pmatrix} k_{21} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & k_{2i} \end{pmatrix}$ ، $k_3 = \begin{pmatrix} k_{31} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & k_{3i} \end{pmatrix}$ و

$\gamma\bar{r} = \begin{pmatrix} \gamma_1 \bar{r}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_i \bar{r}_i \end{pmatrix}$ است. با ضرب کردن دو طرف ناتساوی (36-3) در جمله e^{At} ، میتوان

نتیجه‌ی زیر را بدست آورد:

$$e^{At} \dot{V}_f + A e^{At} V_f \leq B e^{At} \quad (38-3)$$

$$\begin{aligned} \rightarrow \frac{d}{dt} (e^{At} V_f) & \leq B e^{At} \xrightarrow{\int_{t_0}^t} V_f(t) \leq \left(V_f(t_0) - \frac{B}{A} \right) e^{-A(t-t_0)} + \frac{B}{A} \\ & \leq V_f(t_0) e^{-A(t-t_0)} + \frac{B}{A} \end{aligned}$$

با توجه به روابط (32-3) و (36-3) و همچنین محدوده‌ی تعریف شده برای تغییرات خطای موقعیت و

سرعت مفاصل، میتوان نتیجه گرفت که ω_{3i} ، ω_{2i} ، ω_{1i} و $\tilde{\vartheta}_i$ محدود هستند. از روی تعریف $\tilde{\vartheta}_i$ ،

محدود بودن $\hat{\vartheta}_i$ ثابت می‌شود. با توجه به تعریف $\omega_{1i} = q_i - q_{di}$ و طبق فرض 3-1 که $|q_{di}| \leq A_{0i}$

است، میتوان به نتیجه‌ی $|q_i| < k_{ai} + A_{0i} \leq k_{c1i}$ رسید. محدود بودن سرعت مفاصل به محدود بودن β_{1i} بستگی دارد زیرا $\omega_{2i} = \dot{q}_i - \beta_{1i}$. از آنجایی که ω_{1i} و $\dot{q}_{di}$ محدود هستند، β_{1i} محدود می‌شود. بنابراین یک مقدار ثابت مثبت برای محدود ساختن β_{1i} به صورت $|\beta_{1i}| < \bar{\beta}_{1i}$ وجود دارد. از این-رو رابطه‌ی $k_{c2i} \leq k_{bi} + \bar{\beta}_{1i} < |\dot{q}_i|$ نتیجه می‌شود. از طرفی β_{2i} تابعی از ω_{2i} ، ϕ_{1i} و $\hat{v}_i$ می‌باشد. از آنجایی که رگر سور فازی ϕ_{1i} مقداری بین صفر تا یک دارد، لذا محدود بودن ω_{2i} ، ϕ_{1i} و $\hat{v}_i$ محدود شدن β_{2i} را نتیجه می‌دهد. از سویی دیگر u_i محدود است چراکه تابعی از ω_{3i} ، ϕ_{2i} و $\hat{v}_i$ می‌باشد. با توجه به رابطه (۷-۳) و محدود بودن ω_{3i} ، β_{2i} و u_i ، میتوان محدود شدن x_{3i} را نتیجه گرفت. لذا همه-ی سیگنال‌های سیستم حلقه بسته محدود بوده و موقعیت و سرعت زاویه‌ای در محدوده‌ی مشخص شده قرار دارند. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در شکل ۳-۱ به تصویر کشیده شده است.

تذکره ۲: با توجه به رابطه (۳۸-۳)، میتوان نتیجه گرفت که با بزرگ شدن مقدار A و کوچک شدن مقدار B ، خطای ردگیری کوچکتر می‌شود که این امر مستلزم انتخاب مناسب پارامترهای طراحی است. از اینرو، نقشه راه زیر جهت تنظیم مناسب پارامترها ارائه می‌شود:

(۱) مقدار k_{ai} از روی تفاضل $k_{c1i} - A_{0i}$ بدست می‌آید که $|q_{di}| \leq A_{0i}$ و $|q_i| < k_{c1i}$ از طرفی q_{di} باید در فرض ۳-۱ صدق کند و همچنین $|q_i(0)| < k_{c1i}$ و $|\omega_{1i}(0)| < k_{ai}$ باشد.

(۲) افزایش k_{ji} ($j = 1, 2, 3$) باعث بزرگ شدن مقدار A و کوچک شدن کسر $\frac{B}{A}$ می‌شود. با این حال باید توجه داشت با انتخاب مقدار خیلی بزرگ برای آن پارامترها، ولتاژ موتورها افزایش پیدا می‌کند که ممکن است از محدوده‌ی مجاز عملکردی خارج شود.

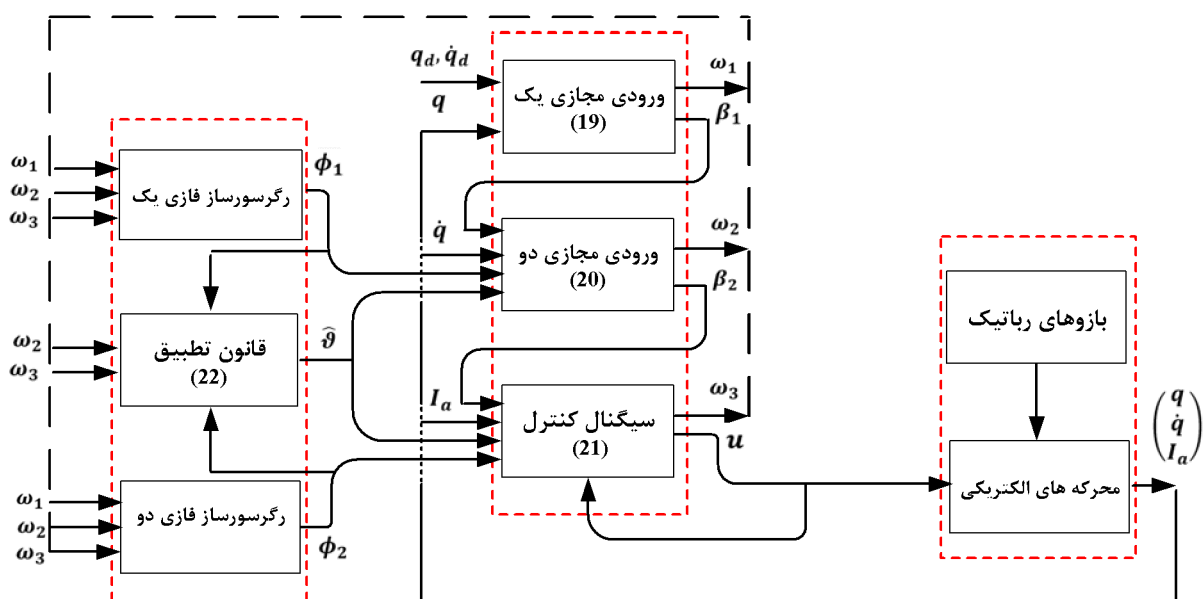
(۳) با انتخاب $\bar{\alpha}_i > 0$ و سپس کاهش L_{1i} و L_{2i} و افزایش همزمان γ_i ، مقدار $\frac{B}{A}$ کاهش می‌یابد. لازم به ذکر است که چنانچه مقادیر L_{1i} و L_{2i} خیلی کوچک انتخاب شوند، مکانیزم تطبیق عملکرد مناسبی نخواهد داشت.

(۴) انتخاب یک مقدار بزرگ برای τ_d باعث افزایش مقدار B می‌شود که در نتیجه منجر به واگرایی خروجی می‌گردد.

تذکره ۳: شایان ذکر است که محدوده‌ی مجاز تغییرات موقعیت و سرعت مفاصل (یعنی k_{c1i} و k_{c2i}) توسط طراح انتخاب می‌شود.

جدول ۱-۳: پارامترهای موتورهای

Motors	u_{max} (v)	$R(\Omega)$	$J_m (\frac{Nm.s^2}{rad})$	$B_m (\frac{Nm.s}{rad})$	$L(H)$	$K_b (\frac{V.s}{rad})$	r
1,2	42	1.6	0.0002	0.001	0.001	0.26	0.01



شکل ۱-۳: بلوک دیاگرام طراحی

۵-۳ نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت، چهار سناریوی شبیه‌سازی به منظور بررسی کارایی روش پیشنهادی ارائه می‌شود. پارامترهای دینامیک ربات برگرفته از [۷۸] است و مشخصات موتورهای در جدول ۱-۳ آمده است. شرایط اولیه متغیرهای حالت به صورت $I_a(0) = (0 \ 0)^T$ و $\dot{q}(0) = (0 \ 0)^T$, $q(0) = (0.02 \ 1.98)^T$ انتخاب می‌شود. لازم به ذکر است که جهت ساختن هر دو ماتریس رگرسیونهای فازی، ω_{1i} ، ω_{2i} و ω_{3i} به عنوان بردارهای ورودی سیستم فازی در نظر گرفته شده‌اند و سه تابع گوسین شکل، به عنوان تابع

تعلق ورودی‌های فازی لحاظ شده است. همچنین اغتشاشات خارجی به صورت زیر مدل شده است [۹۰]:

$$d_1 = d_2 = \begin{cases} (5\sin(3t)e^{-0.2t} & 5\cos(3t)e^{-0.1t})^T; 4 < t < 6 \text{ \& } 14 < t < 16 \\ 0 & ; o.w \end{cases} \quad (39-3)$$

۳-۵-۱ سناریوی اول

در این قسمت، اثر تاخیر ورودی به صورت مجزا بر روی سیستم رباتیک مورد بحث قرار می‌گیرد. از آنجایی که ریاضیات اثبات پایداری در کامل‌ترین حالت ارائه شد، لذا برای اختصار، اثبات پایداری هر سناریو به طور مجزا بیان نمی‌شود و صرفاً تغییرات لازم در ملزومات شبیه‌سازی توصیف خواهد شد. از اینرو، تغییرات لازم در سناریوی یک به شرح زیر است:

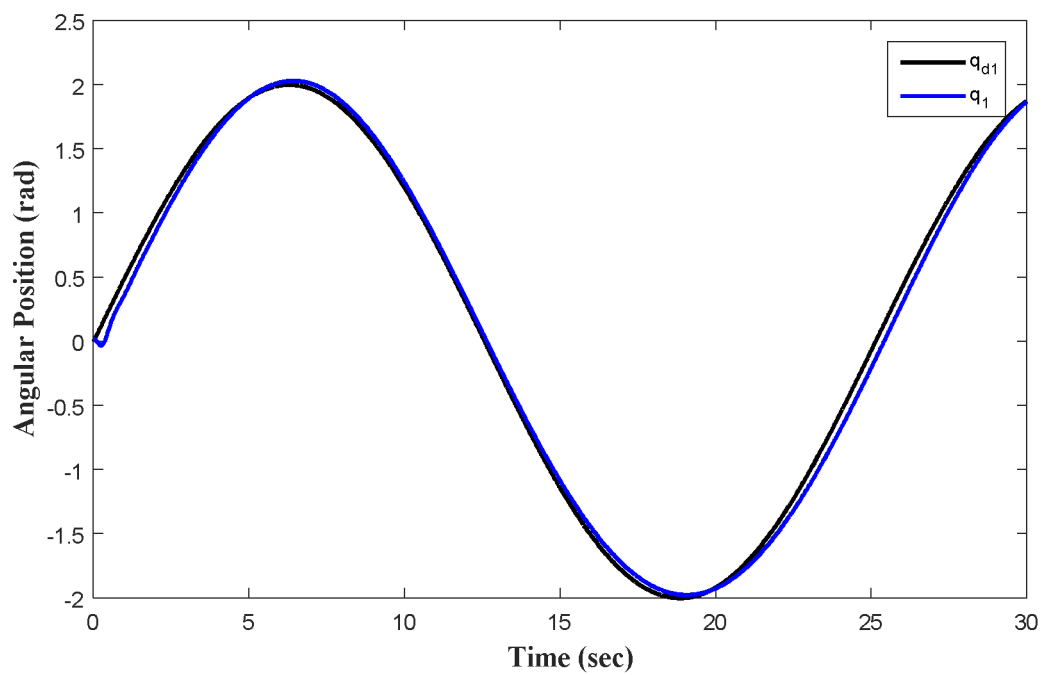
$$\begin{aligned} \beta_{1i} &= \dot{x}_{1di} - k_{1i}\omega_{1i} \\ \beta_{2i} &= (a_i)^{-1} \left(-k_{2i}\omega_{2i} - \left(\frac{1}{2} + \frac{a_i b_i}{4} \right) \omega_{2i} - \frac{1}{2L_{1i}^2} \omega_{2i} \hat{\vartheta}_i \phi_{1i}^T \phi_{1i} \right) \\ u_i &= (b_i)^{-1} \left(-k_{3i}\omega_{3i} - \frac{1}{2} \omega_{3i} - \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i} \hat{\vartheta}_i \phi_{2i}^T \phi_{2i} \right) \\ \dot{\hat{\vartheta}}_i &= \gamma_i \left(\frac{1}{2L_{1i}^2} \omega_{2i}^2 \phi_{1i}^T \phi_{1i} + \frac{1}{2L_{2i}^2} \omega_{3i}^2 \phi_{2i}^T \phi_{2i} - \bar{r}_i \hat{\vartheta}_i \right) \end{aligned} \quad (40-3)$$

مسیر مطلوب بصورت $q_d = [2\sin(0.25t) \quad 2\cos(0.25t)]^T$ در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای

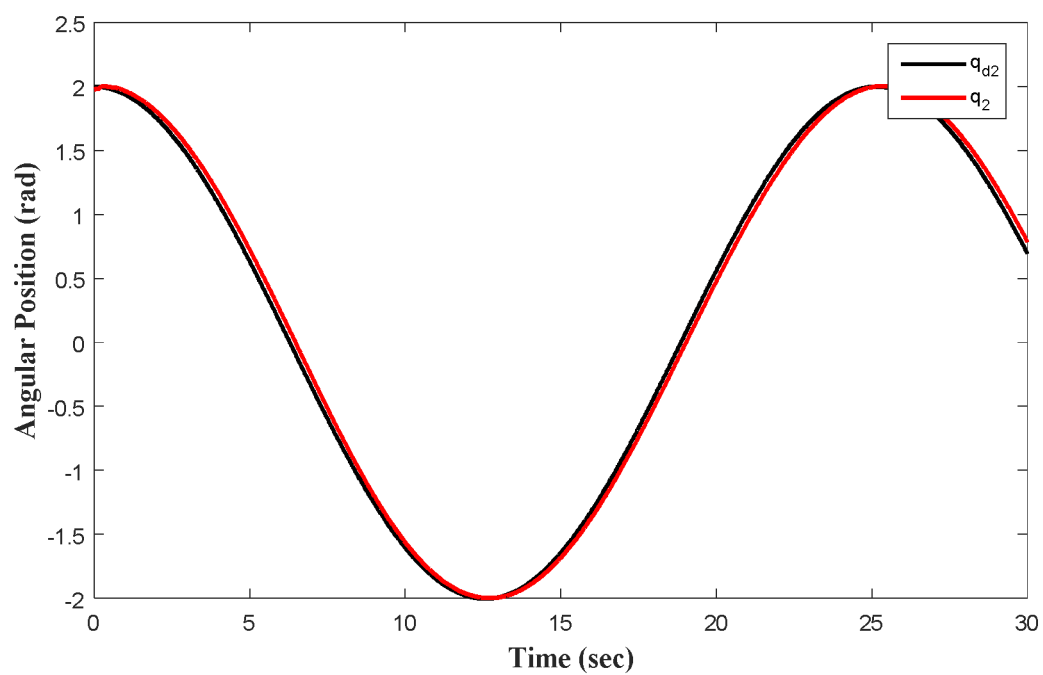
طراحی بصورت $L_{11} = L_{12} = 0.5, k_{31} = k_{32} = 10, k_{21} = k_{22} = 10, k_{11} = k_{12} = 150$

$\tau_d = 0.25$ و $\gamma_1 = \gamma_2 = 1, L_{21} = L_{22} = 10$ انتخاب می‌شوند. تأخیر زمانی بر روی

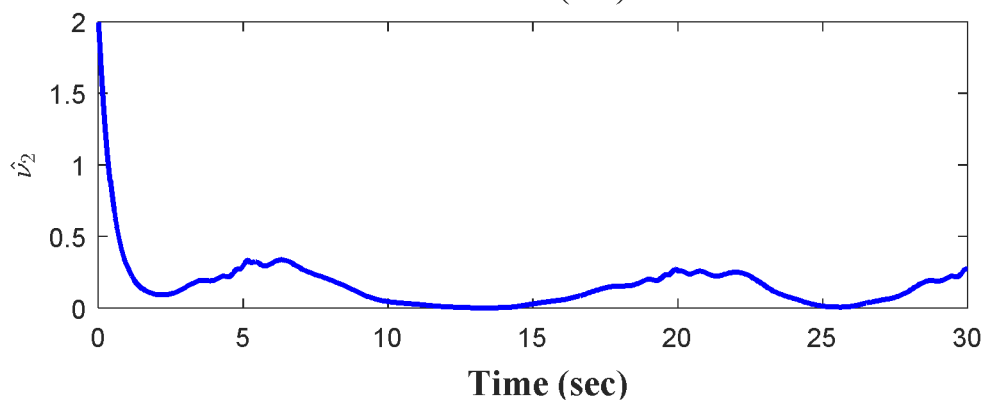
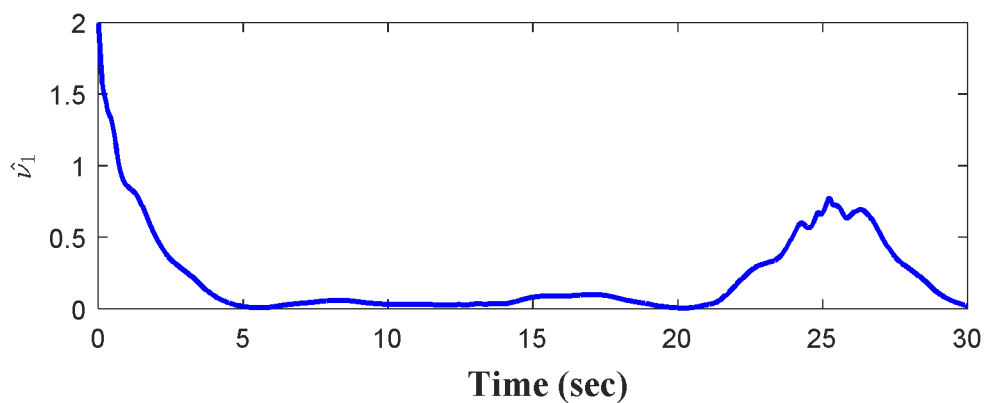
ثانیه تنظیم شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی این سناریو در شکل‌های ۳-۲ تا ۳-۵ آمده است.



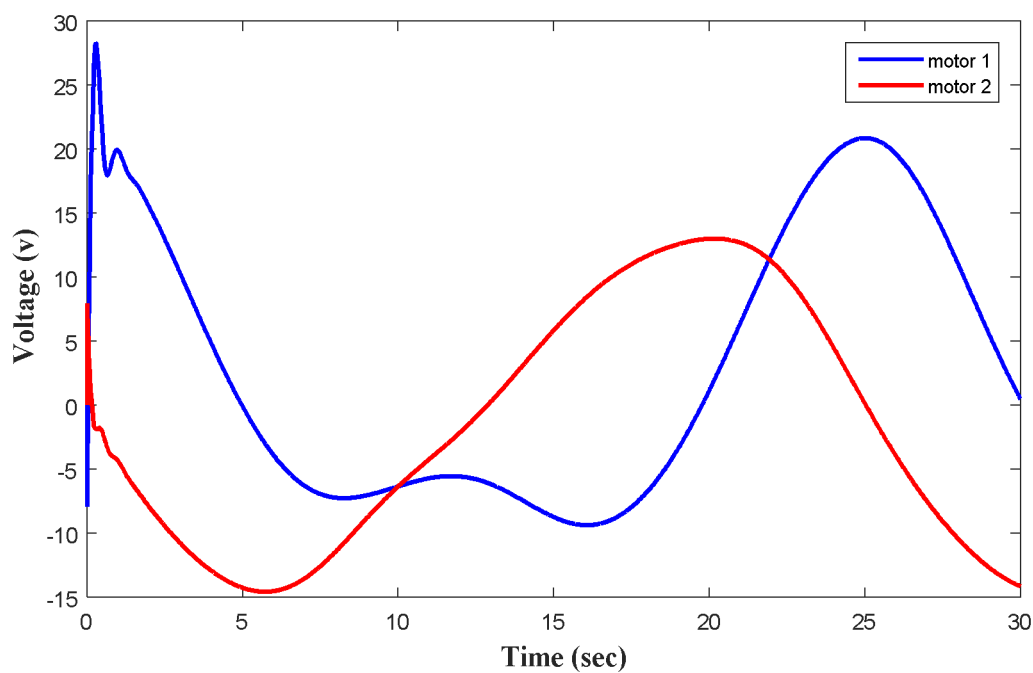
شکل ۳-۲ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریوی ۱)



شکل ۳-۳ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریوی ۱)



شکل ۳-۴ رفتار پارامترهای تطبیق (سناریوی ۱)



شکل ۳-۵ ولتاژ موتورهای (سناریوی ۱)

از شکل‌های ۲-۳ و ۳-۳ واضح است که عمل ردگیری بخوبی محقق شده است. همچنین رفتار پارامترهای تطبیق $\hat{v}_1$ و $\hat{v}_2$ در شکل ۳-۴ نمایش داده شده است. نتایج تجربی نشان می‌دهد که انتخاب

L_{2i} بزرگتر، کاهش دامنه‌ی پاسخ‌های پارامترهای تطبیق را به دنبال خواهد داشت. همچنین شکل ۳-۵ سیگنال‌های کنترل ولتاژ را نشان می‌دهد. بدیهی است که رفتار سیگنال‌های کنترل قابل قبول و در محدوده‌ی مجاز قرار گرفته است. لازم به ذکر است که در مقایسه با [۶۲]، [۶۳] که تأخیر زمانی بر روی 0.07s و 0.0043s تنظیم شده است، مقدار تأخیر در نظر گرفته شده در این طرح بزرگتر می‌باشد.

۳-۵-۲ سناریوی دوم

در این سناریو، اثر محدودیت جزئی در حضور اغتشاشات خارجی مورد بررسی قرار داده می‌شود.

$$\beta_{2i} = (a_i)^{-1} \left(-k_{2i}\omega_{2i} - \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right) - \frac{1}{2L_{1i}^2} \left(\frac{\omega_{2i}}{k_{bi}^2 - \omega_{2i}^2} \right) \hat{\vartheta}_i \phi_{1i}^T \phi_{1i} \right) \quad (41-3)$$

$$\omega_3 = x_3 - \beta_2$$

مسیر مطلوب مشابه سناریو قبل در نظر گرفته شده است. پارامترهای طراحی به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$, k_{31} = k_{32} = 100, k_{21} = k_{22} = 10, k_{12} = 16, k_{11} = 30 \quad (42-3)$$

$$\bar{r}_1 = \bar{r}_2 = 5, \gamma_1 = \gamma_2 = 16, L_{21} = L_{22} = 10, L_{11} = L_{12} = 0.5$$

محدودیت موقعیت و سرعت مفاصل به صورت $|q_i| \leq 2.2$ و $|\dot{q}_i| \leq 1$ ($i = 1, 2$) در نظر گرفته می‌شود.

با توجه به $q_i = \omega_{1i} + q_{di}$ و $|q_{di}| \leq A_{0i} = 2$ میتوان $|q_{di}| \leq A_{0i} = 2$ و $|q_i| \leq |\omega_{1i}| + |q_{di}| < k_{ai} + A_{0i}$ را نتیجه‌گیری کرد. بنابراین، $k_{a1} = k_{a2} = 2.2 - 2 = 0.2$ از آنجایی که $\dot{q}_i = \omega_{2i} + \beta_{1i}$ و

$|\beta_{1i}| < \bar{\beta}_{1i}$ است، نتیجه‌ی $|\dot{q}_i| \leq |\omega_{2i}| + |\beta_{1i}| < k_{bi} + \bar{\beta}_{1i}$ حاصل می‌شود. لذا $k_{b1} = 0.7$ و

$k_{b2} = 0.65$ توسط متلب بدست می‌آید. نتایج شبیه‌سازی این سناریو در شکل‌های ۳-۶ تا ۳-۱۳ ارائه

می‌شود. شکل‌های ۳-۶ و ۳-۷ بیانگر این است که موقعیت زاویه‌ای مفاصل علاوه بر ردگیری مسیر

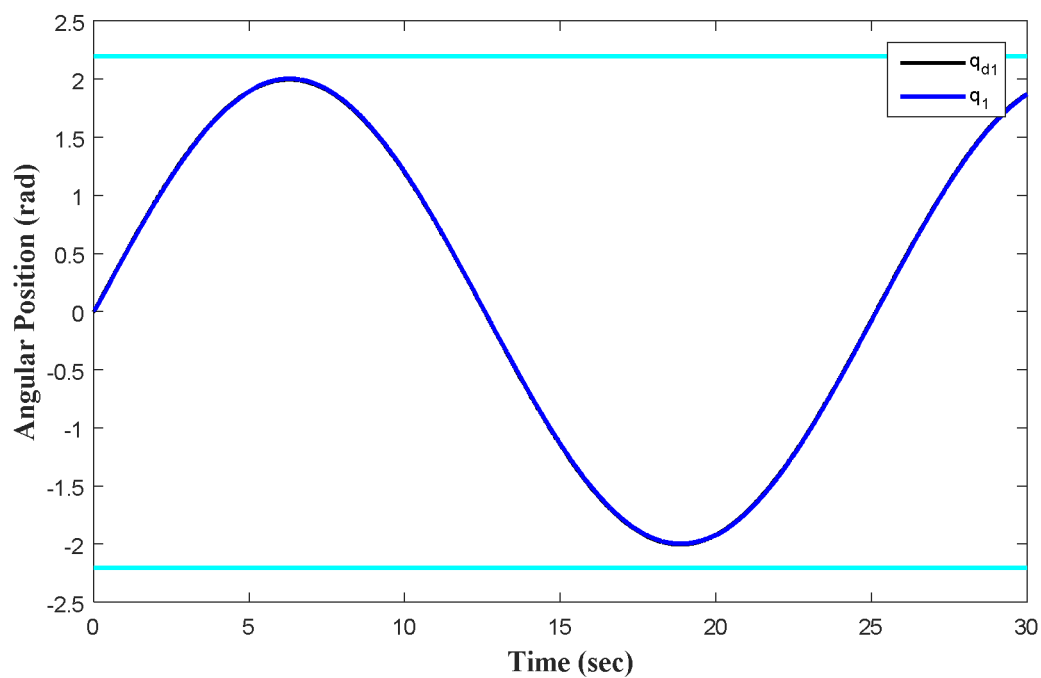
مطلوب در محدوده‌ی تعیین شده باقی‌مانده است. پاسخ عملکرد ω_{11} و ω_{12} در شکل ۳-۸ نمایش داده

شده است. همچنین در شکل‌های ۳-۹ و ۳-۱۰ عملکرد ردگیری سرعت مفاصل دیده می‌شود. در همین

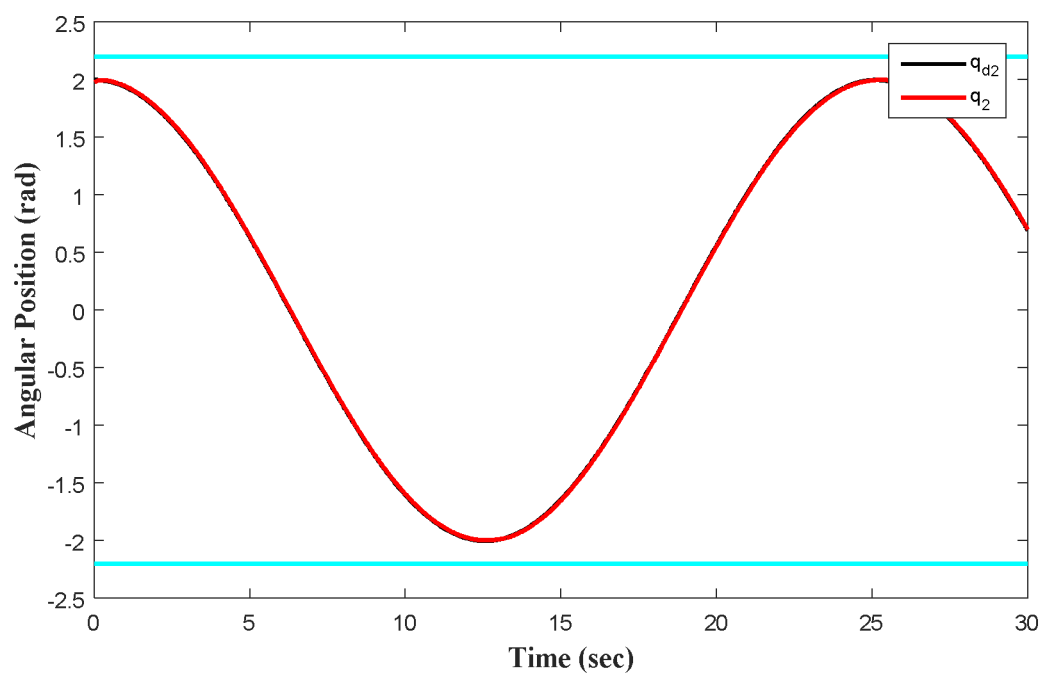
راستا، رفتار سیگنال‌های ω_{21} و ω_{22} در شکل ۳-۱۱ به تصویر کشیده شده است. شکل ۳-۱۲ نیز

نحوه‌ی عملکرد پارامترهای تطبیق را نشان می‌دهد. سیگنال‌های کنترل نیز در شکل ۳-۱۳ نمایش داده

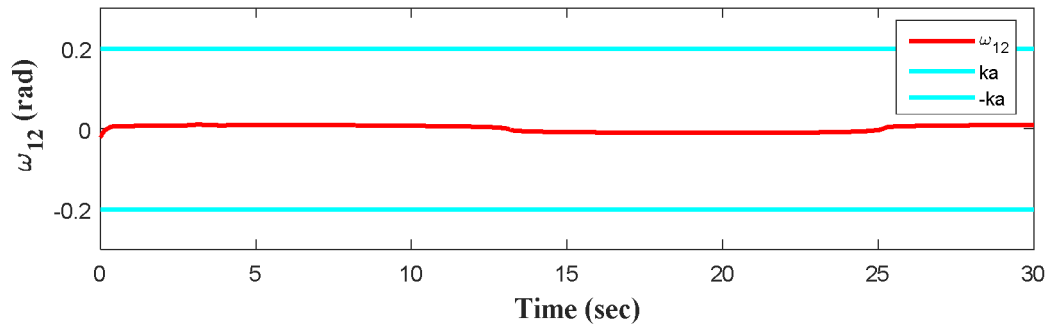
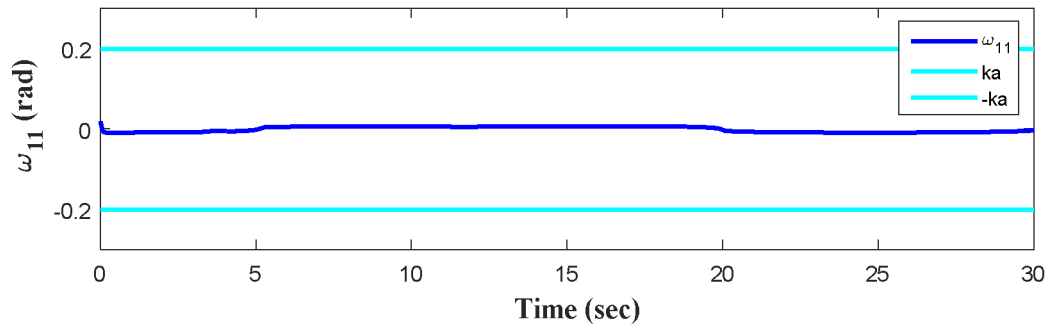
می‌شود. واضح است که ولتاژها در محدوده‌ی قابل قبول (متناسب با نوع موتورها) قرار گرفته‌اند.



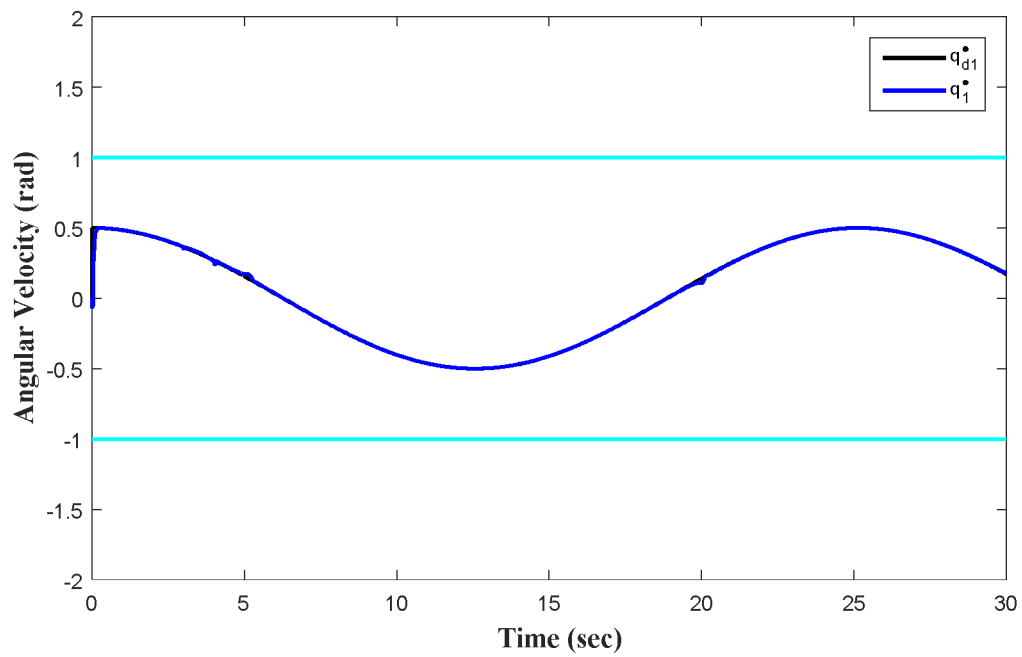
شکل ۶-۳ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریوی ۲)



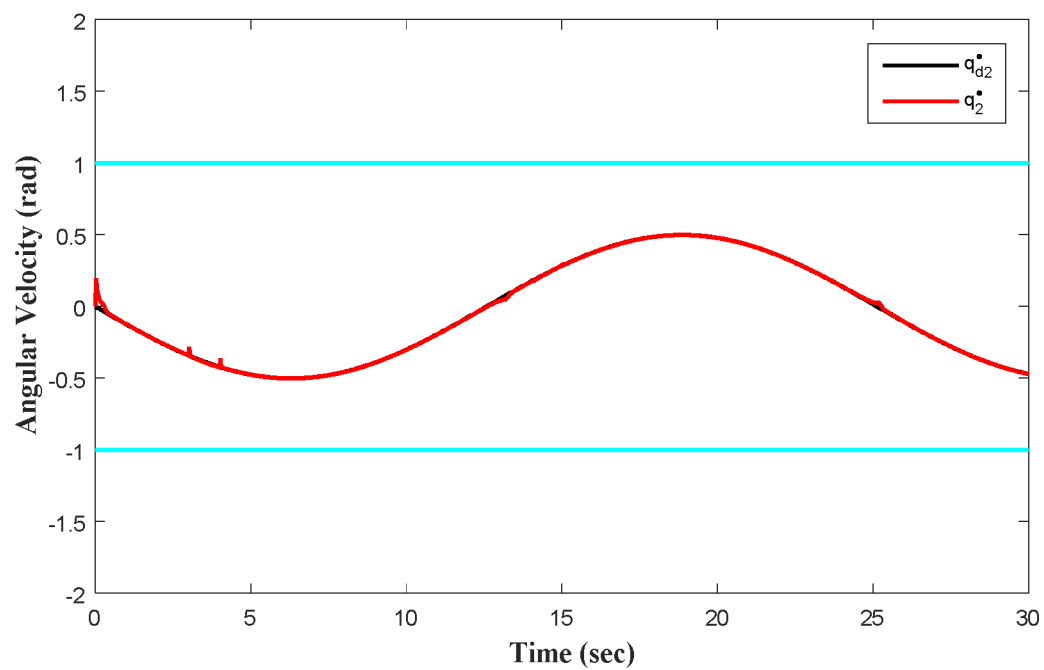
شکل ۷-۳ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریوی ۲)



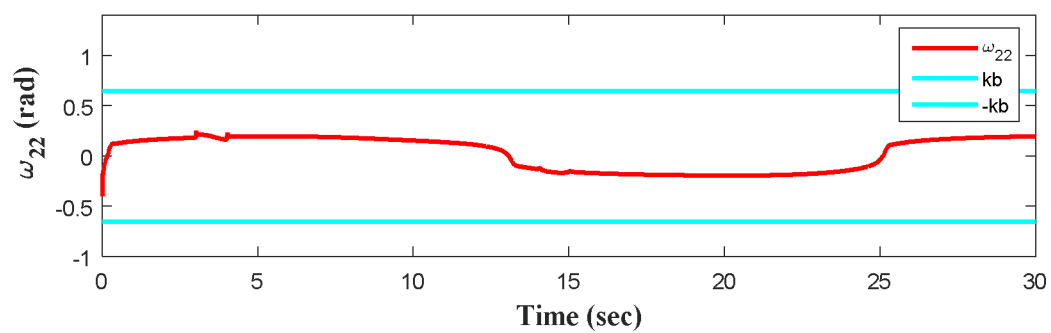
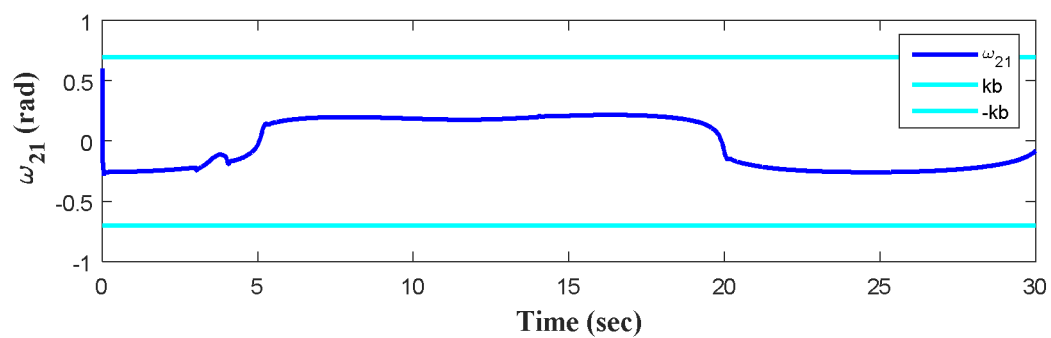
شکل ۳-۸ عملکرد سیگنال ω_1 (سناریوی ۲)



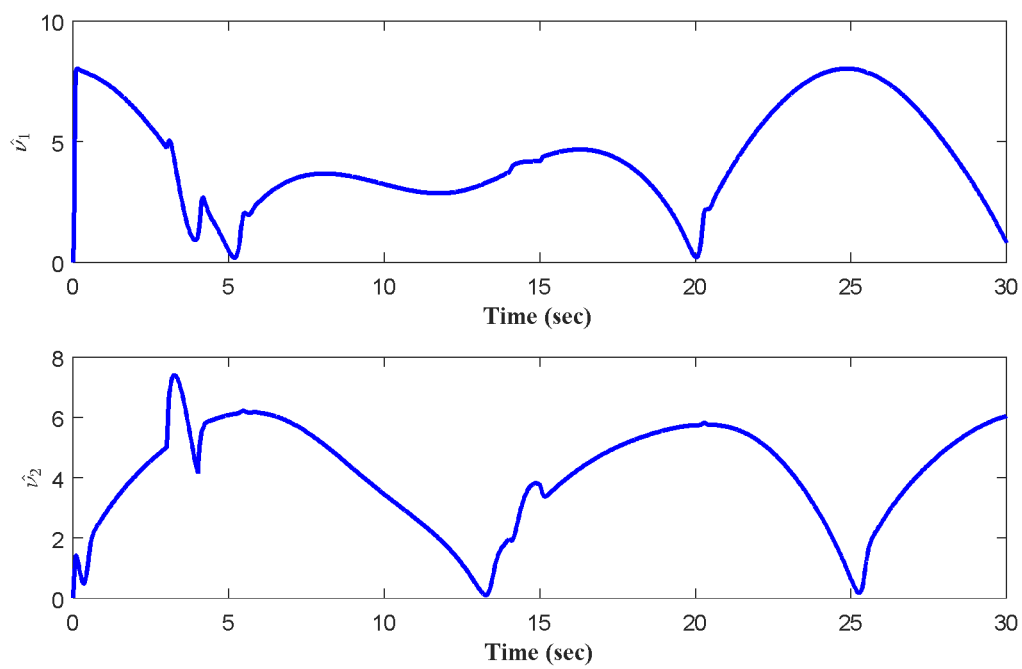
شکل ۳-۹ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل یک (سناریوی ۲)



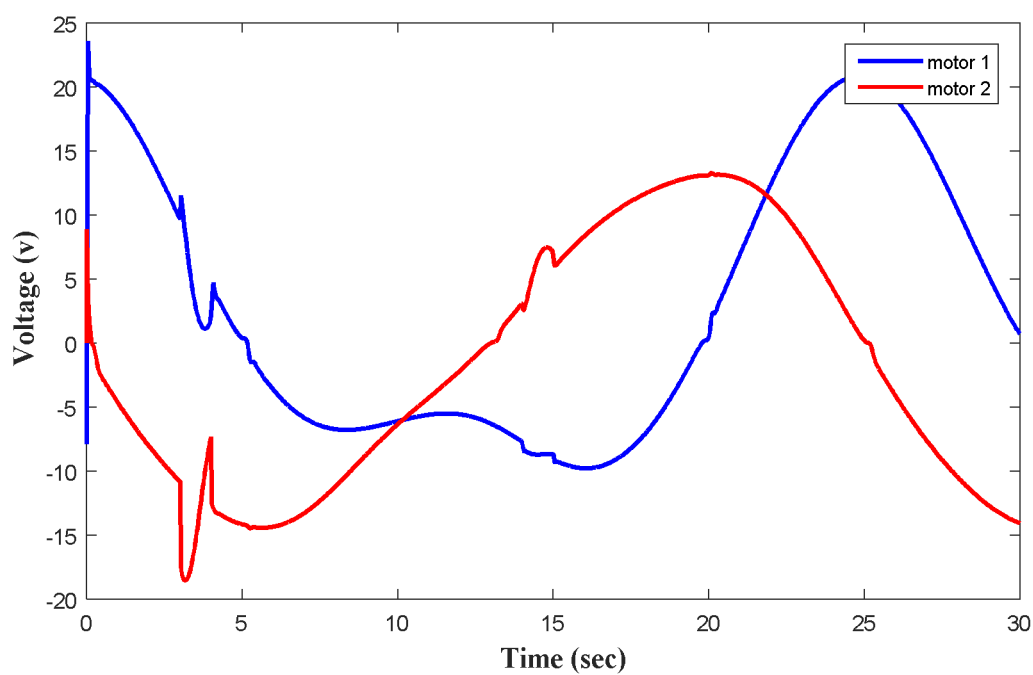
شکل ۳-۱۰ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل دو (سناریوی ۲)



شکل ۳-۱۱ عملکرد سیگنال ω_2 (سناریوی ۲)



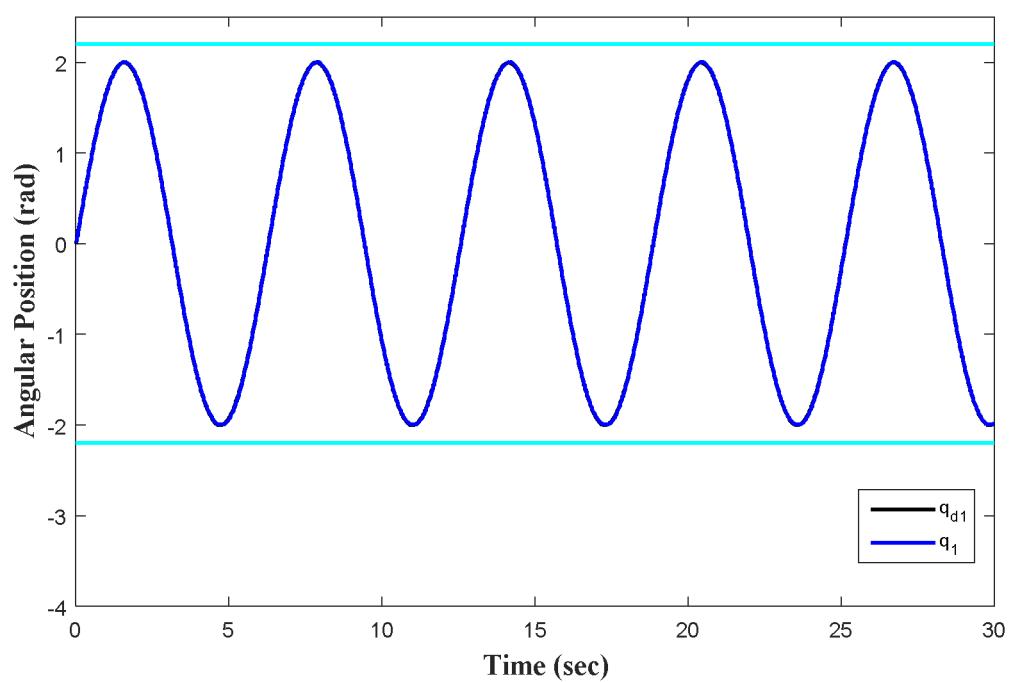
شکل ۱۲-۳ عملکرد پارامترهای تطبیق (سناریوی ۲)



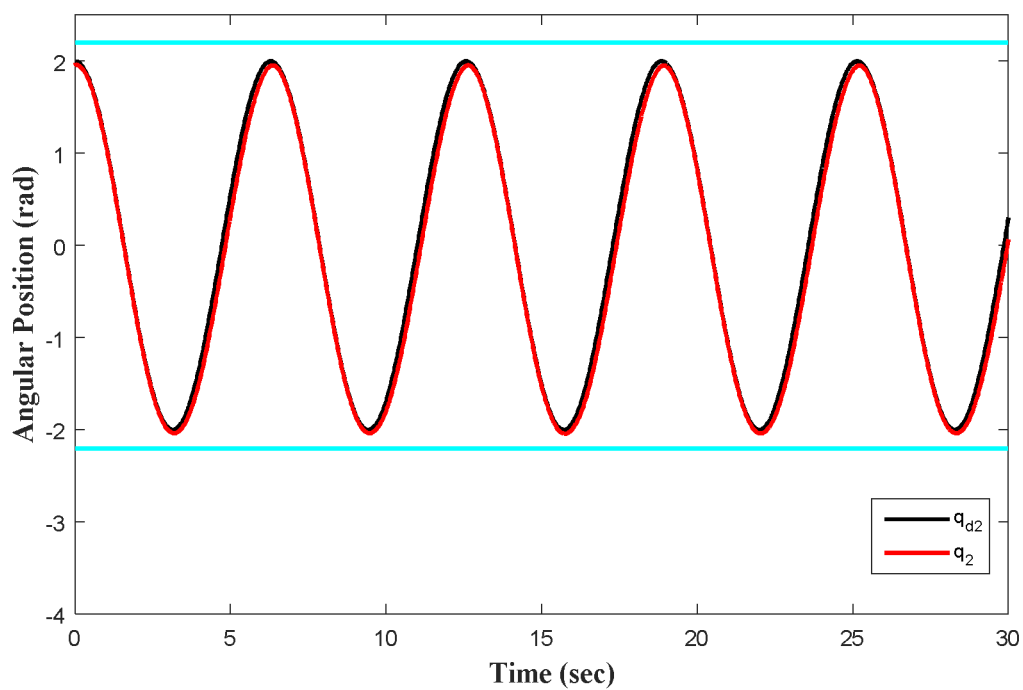
شکل ۱۳-۳ ولتاژ موتورها (سناریوی ۲)

این سناریو، تمامی محدودیت‌های مذکور اعم از تأخیر زمانی و محدودیت حالت‌ها در حضور اغتشاش خارجی و دینامیک مدل نشده را برای آنالیز رفتار سیستم کنترل، در نظر می‌گیرد. مسیر مطلوب سریع-تری نسبت به دو سناریو گذشته، به صورت $q_d = [2\sin(t) \quad 2\cos(t)]^T$ انتخاب شده است. همچنین تأخیر زمانی بصورت تابع متغیر با زمان $\tau_d = 0.04 + 0.05\cos(t)$ مدل شده است. محدودیت موقعیت و سرعت زاویه‌ای مفاصل ربات به صورت $|q_i| \leq 2.2$ و $|\dot{q}_i| \leq 2.7$ در نظر گرفته شده است. از طرفی به کمک نرم‌افزار متلب، $k_{a1} = k_{a2} = 0.2$ ، $k_{b1} = 1.72$ و $k_{b2} = 1.66$ بدست آمده است. بجز پارامترهای $k_{12} = 20$ ، $\gamma_{11} = 6$ و $\gamma_{12} = 3$ ، سایر پارامترهای تنظیم مشابه سناریوی دو انتخاب شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی در شکل‌های ۳-۱۴ تا ۳-۲۱ آمده است. ردگیری موقعیت مفاصل و خطای حاصل از آن در شکل‌های ۳-۱۴ تا ۳-۱۶ به تصویر کشیده شده است. همچنین، تصاویر ۳-۱۷ تا ۳-۱۹ عملکرد ردگیری سرعت زاویه‌ای مفاصل و دینامیک خطای زیرسیستم دوم (w_2) را نمایش می‌دهد. از طرفی عملکرد پارامترهای تطبیق و سیگنال کنترل ولتاژ نیز در شکل‌های ۳-۲۰ و ۳-۲۱ نشان داده شده است. نتایج حاکی از آن است که ردگیری مسیر مطلوب با رعایت محدوده‌ی از پیش تعریف شده برای موقعیت و سرعت مفاصل در حضور تأخیر زمانی متغیر با زمان محقق شده است. همچنین محدود بودن پارامترهای تطبیق و سیگنال ولتاژ از روی شکل‌ها کاملاً مشهود است.

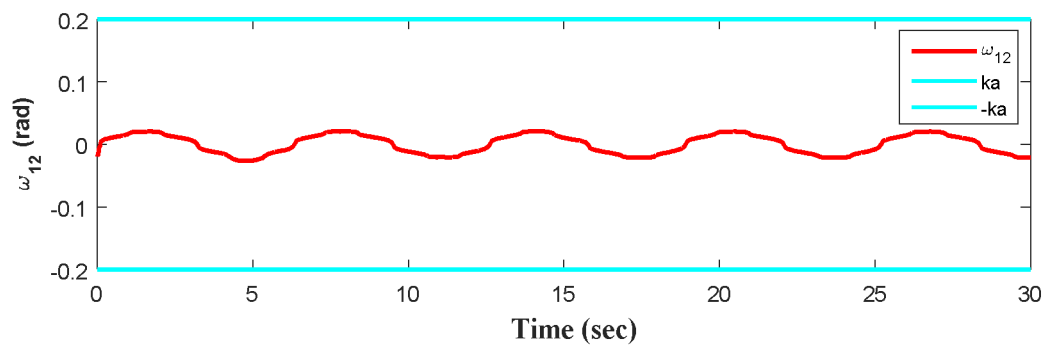
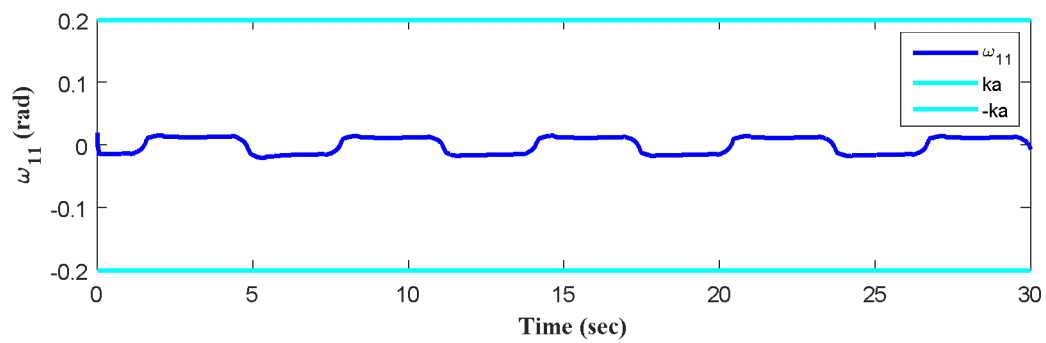
در این سناریو، طرح کنترلی پیشنهادی با یکی از مقالات مرتبط مقایسه می‌شود. بدین منظور، روش کنترل فازی تطبیقی پسگام ارائه شده در [۶۳]، برای سیستم رباتیک بازنویسی می‌شود. لازم به ذکر است که اثر تأخیر ورودی و محدودیت خروجی در [۶۳] در نظر گرفته شده است. لذا ورودی‌های مجازی، سیگنال کنترل نهایی و قواعد تطبیق به صورت روابط (۳-۴۳) تا (۳-۴۸) استخراج شده است.



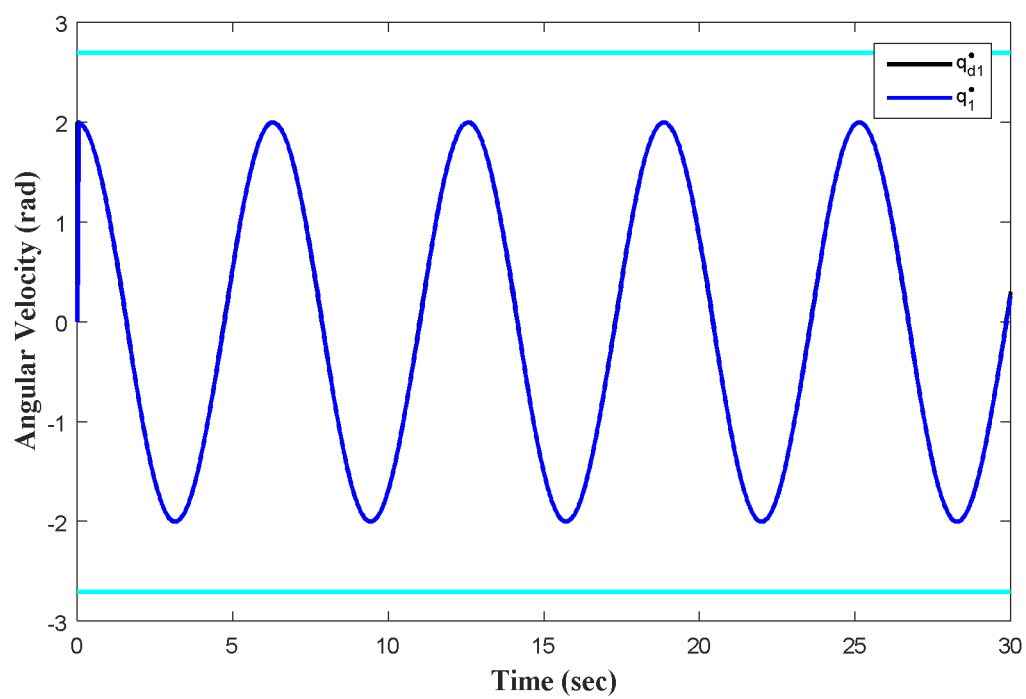
شکل ۳-۱۴ عملکرد ردگیری مفصل یک (سناریوی ۳)



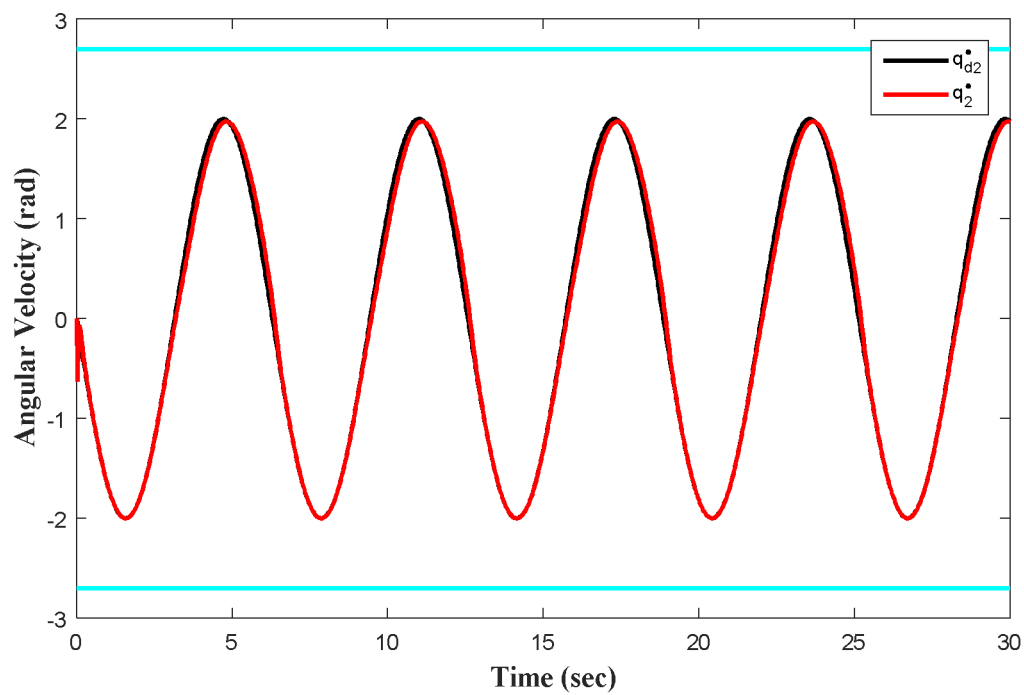
شکل ۳-۱۵ عملکرد ردگیری مفصل دو (سناریوی ۳)



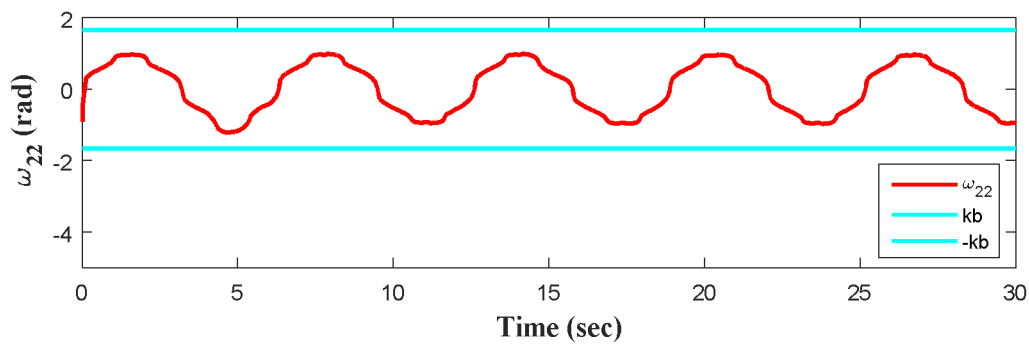
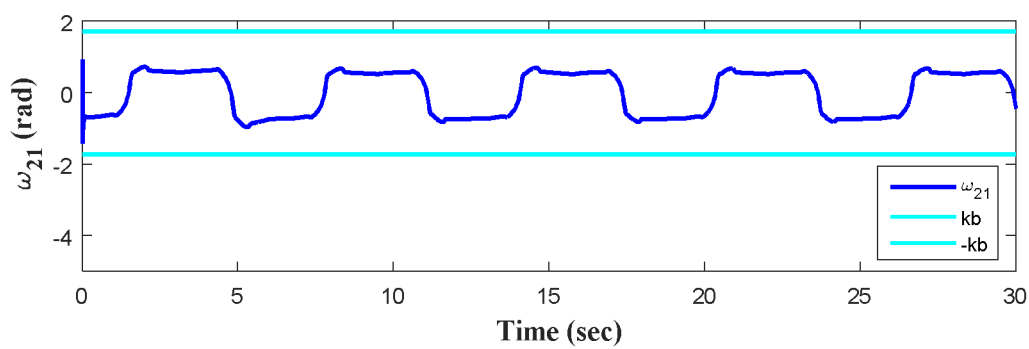
شکل ۳-۱۶ عملکرد سیگنال ω_1 (سناریوی ۳)



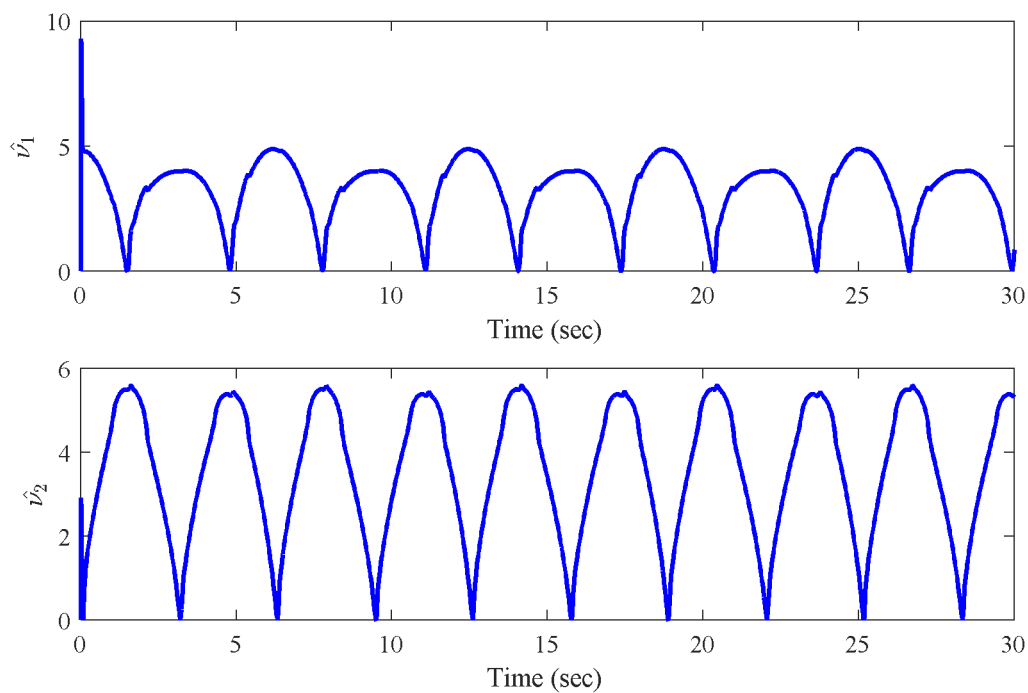
شکل ۳-۱۷ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل یک (سناریوی ۳)



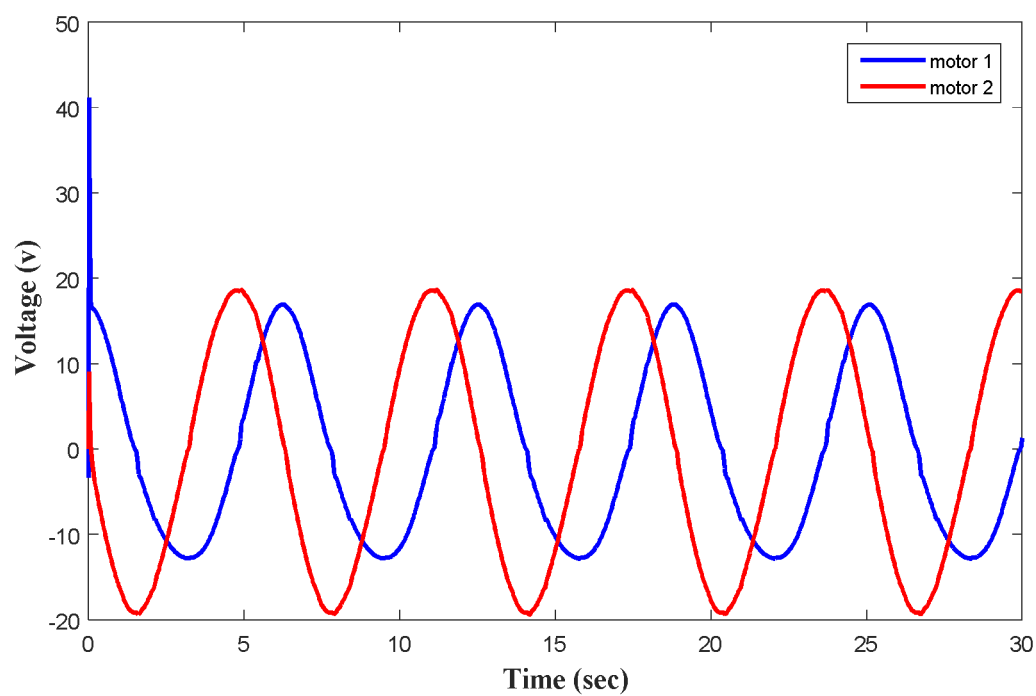
شکل ۳-۱۸ ردگیری سرعت زاویه‌ای مفصل دو (سناریوی ۳)



شکل ۳-۱۹ عملکرد سیگنال ω_2 (سناریوی ۳)



شکل ۳-۲ عملکرد پارامترهای تطبیق (سناریوی ۳)



شکل ۳-۲۱ ولتاژ موتورها (سناریوی ۳)

$$\beta_{1i} = -k_{1i}\omega_{o1i} - \frac{\delta_{1i}\omega_{o1i}}{2L_{1i}^2(k_{ai}^2 - \omega_{o1i}^2)}\hat{v}_{1i}\phi_{1i}^T\phi_{1i} - \frac{\delta_{1i}\omega_{o1i}}{2r_{1i}^2(k_{ai}^2 - \omega_{o1i}^2)} \quad (43-3)$$

$$\beta_{2i} = (a_i)^{-1} \left(-k_{2i}\omega_{o2i} - \frac{\delta_{2i}\omega_{o2i}}{2L_{2i}^2}\hat{v}_{2i}\phi_{2i}^T\phi_{2i} - \frac{\delta_{2i}\omega_{o2i}}{2r_{2i}^2} \right) \quad (44-3)$$

$$u_i = (b_i)^{-1} \left(-k_{3i} \omega_{o3i} - \frac{\delta_{3i} \omega_{o3i}}{2L_{3i}^2} \hat{\vartheta}_{3i} \phi_{3i}^T \phi_{3i} - \frac{\delta_{3i} \omega_{o3i}}{2r_{3i}^2} \right) \quad (45-3)$$

$$\dot{\hat{\vartheta}}_{1i} = \frac{\eta_{1i} \delta_{1i} \omega_{o1i}^2}{2L_{1i}^2 (k_{ai}^2 - \omega_{o1i}^2)^2} \phi_{1i}^T \phi_{1i} - \bar{r}_{1i} \hat{\vartheta}_{1i} \quad (46-3)$$

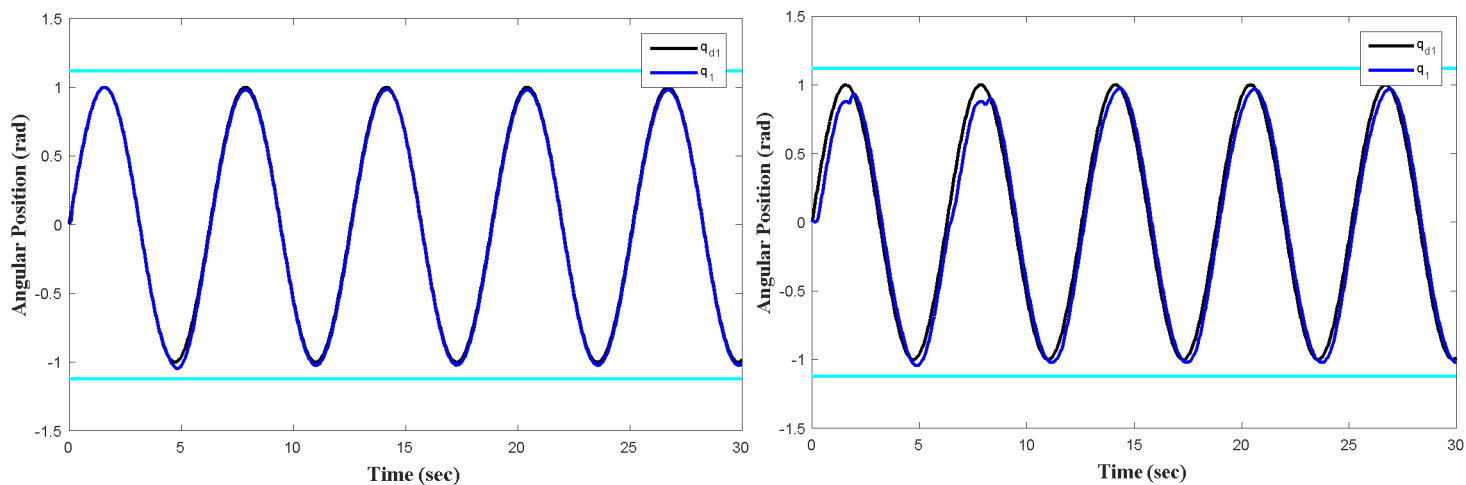
$$\dot{\hat{\vartheta}}_{2i} = \frac{\eta_{2i} \delta_{2i} \omega_{o2i}^2}{2L_{2i}^2} \phi_{2i}^T \phi_{2i} - \bar{r}_{2i} \hat{\vartheta}_{2i} \quad (47-3)$$

$$\dot{\hat{\vartheta}}_{3i} = \frac{\eta_{3i} \delta_{3i} \omega_{o3i}^2}{2L_{3i}^2} \phi_{3i}^T \phi_{3i} - \bar{r}_{3i} \hat{\vartheta}_{3i} \quad (48-3)$$

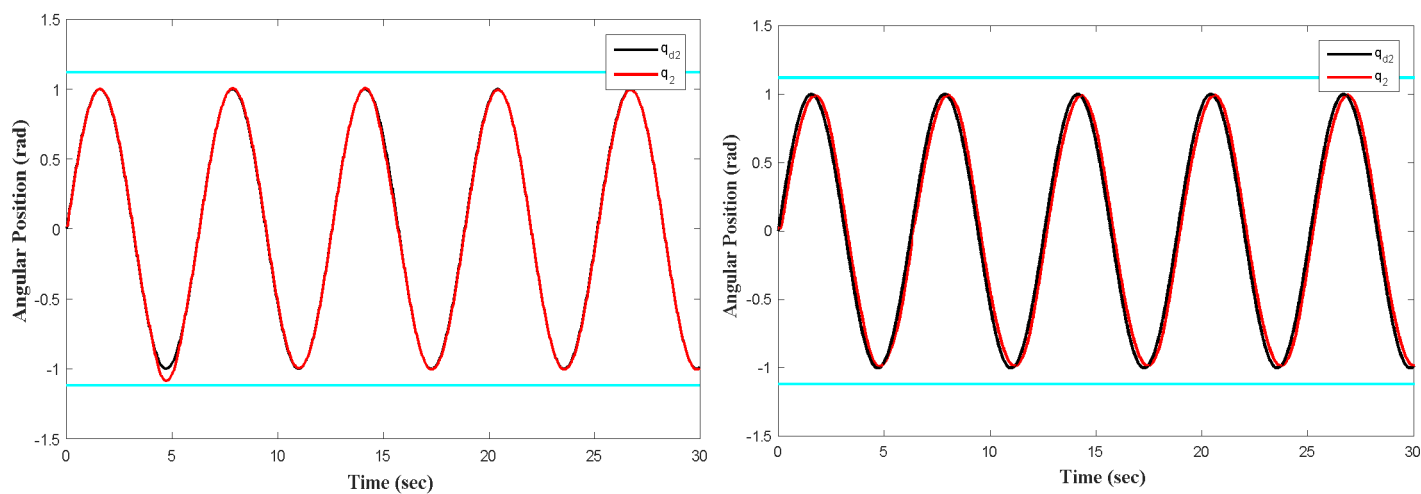
که $x_{4i} = x_{3i} - \beta_{2i} + \frac{b_i}{\gamma_d} x_{4i}$, $\omega_{o2i} = x_{2i} - \beta_{1i}$, $\omega_{o1i} = x_{1i} - x_{1di}$ از طرفی x_{4i} یک متغیر مجازی است و $\gamma_d = \frac{2}{\tau_d}$. جزئیات بیشتر در مرجع [۶۳] آمده است. برای داشتن مقایسه‌ی منصفانه، طرح کنترلی پیشنهادی این فصل در حالت محدودیت خروجی و تأخیر ورودی بازنویسی شده است که اثبات ریاضی به اختصار حذف شده است. همچنین مسیر مطلوب $q_d = [\sin(t); \sin(t)]$ مقدار تأخیر زمانی $\tau_d = 0.0043s$ و باند خروجی $k_{c1i} = 1.12$ ($k_{ai} = 0.12$) دقیقاً مطابق با مرجع [۶۳] انتخاب شده است. پارامترهای طراحی به صورت $L_{ji} = 1$, $\eta_{ji} = 0.2$, $\delta_{ji} = 0.1$, $k_{ji} = 150$ و $r_{ji} = 2$, $\bar{r}_{ji} = 2$ ($i = 1, 2, \dots, n; j = 1, 2, 3$) در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۲۲-۳ تا ۲۵-۳ ارائه می‌شود. عملکردهای ردگیری در شکل‌های ۲۲-۳ و ۲۳-۳ به تصویر کشیده شده است. شکل ۲۴-۳ عملکردهای سیگنال ω_1 را نشان می‌دهد؛ واضح است که سیگنال مربوط به [۶۳] از محدوده‌ی مجاز تخطی کرده است. این مساله در شکل ۲۵-۳ نیز با توجه به جهش‌های ناگهانی در سیگنال کنترل قابل استنتاج است. در مقایسه با [۶۳]، مزایای طرح پیشنهادی به صورت زیر است:

- طرح کنترل پیشنهادی قابلیت جبران تأخیرهای زمانی با مقادیر بزرگتری را نسبت به [۶۳] دارد.
- از آنجایی که در روش پیشنهادی از تکنیک حداقل پارامترهای یادگیری برای تقریب‌گر فازی استفاده شده است، لذا حجم محاسبات و تعداد قوانین تطبیق به مراتب کمتر از روش [۶۳] می‌باشد.

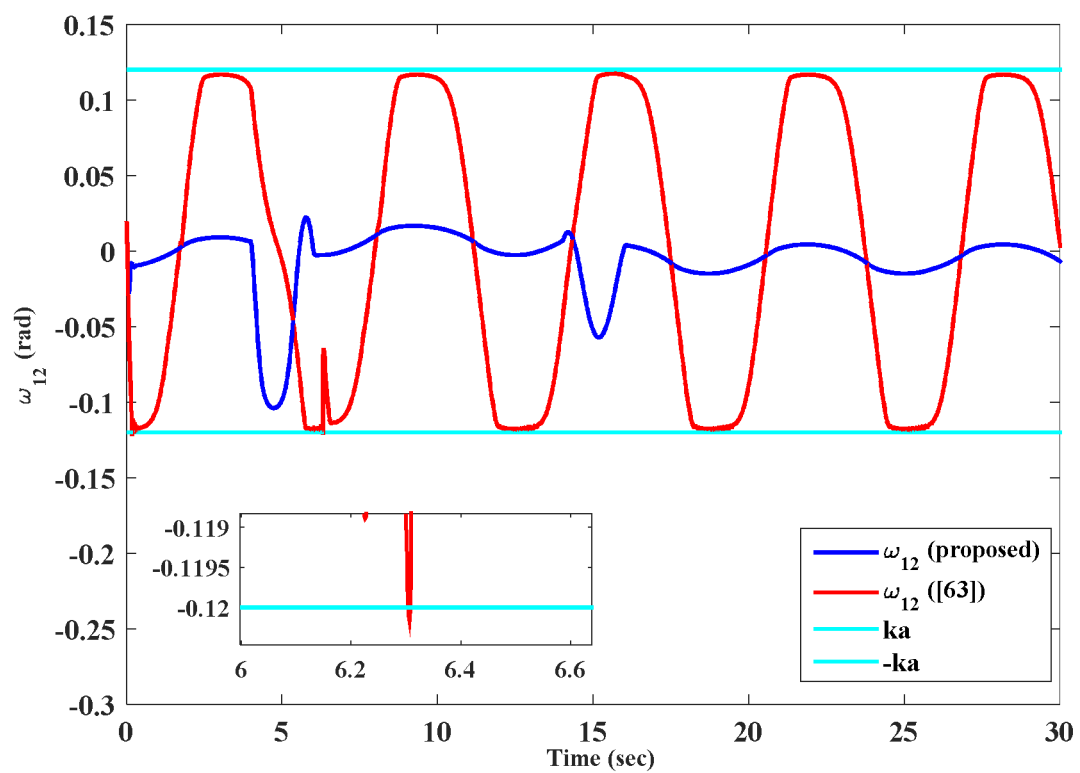
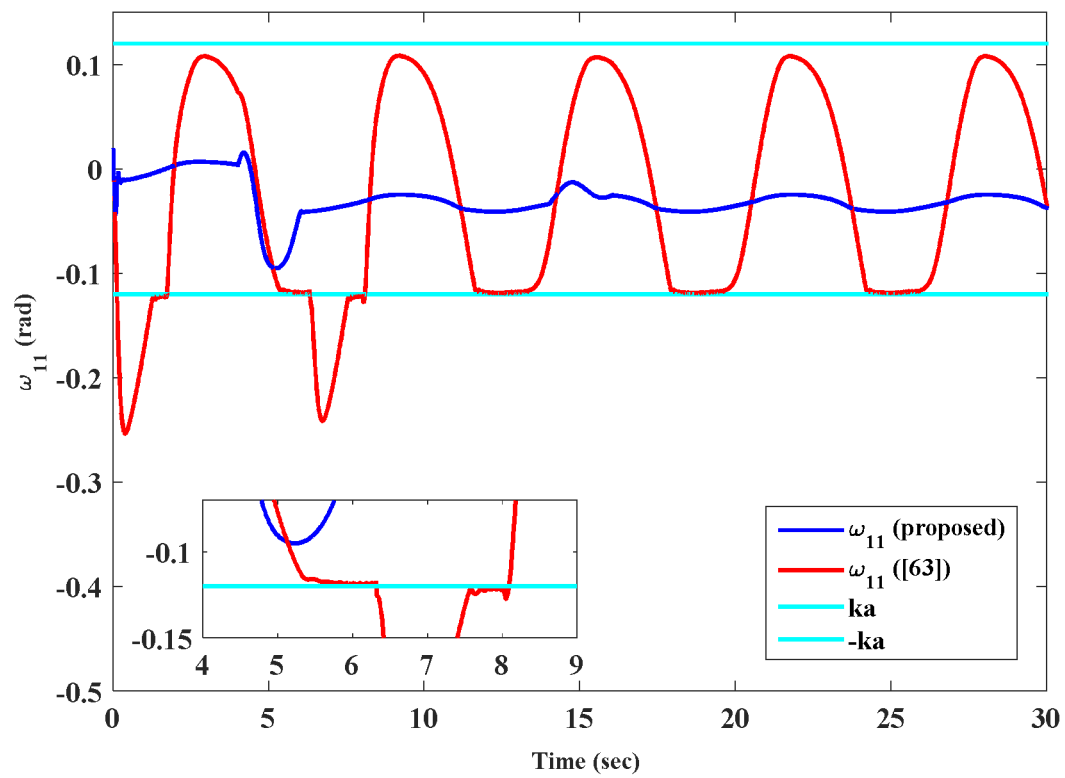
- در طرح پیشنهادی، کنترل محدودیت موقعیت و سرعت مفاصل محقق شد درحالی که در روش مبتنی بر [۶۳] فقط محدودیت موقعیت قابل حصول است.



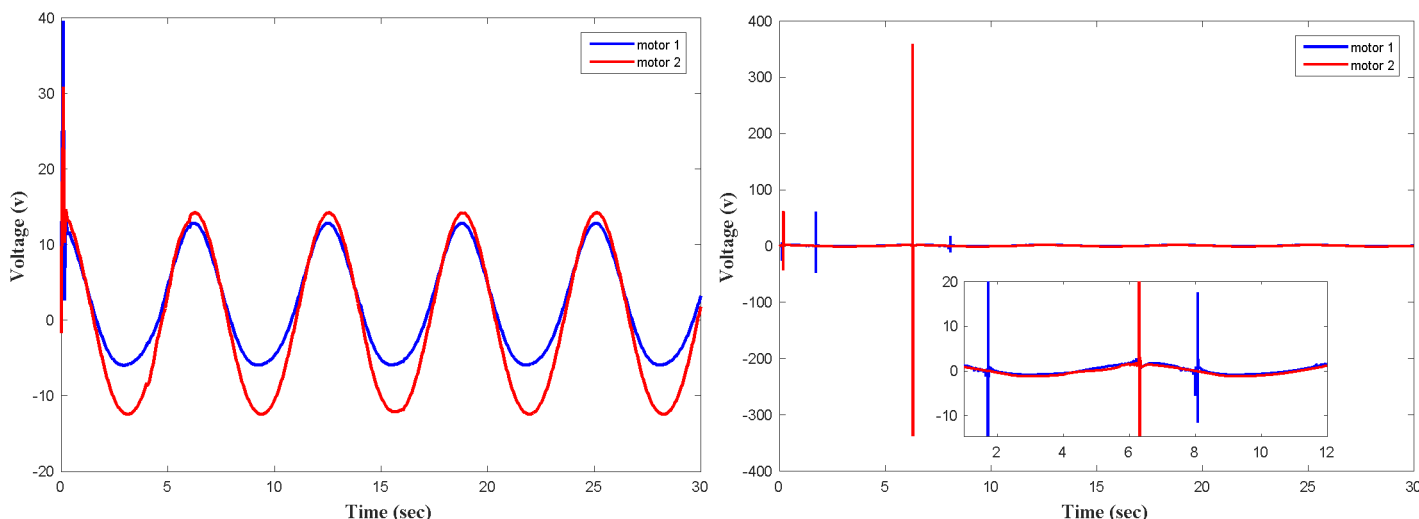
شکل ۲۲-۳ عملکرد ردگیری مفصل یک (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])



شکل ۲۳-۳ عملکرد ردگیری مفصل دو (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])



شکل ۳-۲۴ عملکرد سیگنال ω_1



شکل ۳-۲۵ ولتاژ موتورهای (سمت چپ: روش پیشنهادی. سمت راست: روش [۶۳])

۳-۶ نتیجه گیری

در این فصل، یک روش کنترل ردگیری فازی تطبیقی برای سیستم رباتیک تأخیردار شده‌ی ورودی با در نظر گرفتن محدودیت حالت جزئی طراحی گردید. طرح پیشنهادی از ترکیب روش پسگام با تابع لیاپانوف محصور در چارچوب راهبرد ولتاژ شکل گرفته است. تقریب‌گرهای فازی وظیفه‌ی شناسایی ترم-های نامعلوم را دارند. تکنیک انتگرال به منظور رسیدگی به تأخیر ورودی استفاده شده است. شایان ذکر است که با بکارگیری تکنیک به حداقل رساندن پارامترها، هر مفصل فقط به یک پارامتر تطبیق جهت برورسانی نیاز دارد که کاهش حجم محاسبات فازی را در پی داشت. اثبات پایداری نشان داد که خطای ردگیری به همسایگی قابل قبولی از مبدأ همگرا شده است. همچنین موقعیت و سرعت مفاصل از محدوده‌ی تعریف شده تخطی نکردند.

در کنار نتایج حاصل از این فصل، باید اذعان داشت که دو مسأله انفجار پیچیدگی سیگنال کنترل و دقت تقریب فازی در این طرح مورد بررسی قرار نگرفت. در فصل آینده، به این دو چالش در چارچوب روش پسگام رسیدگی خواهد شد.

فصل ۴: کنترل یادگیری فازی ترکیبی مبتنی بر روش

پسگام با در نظر گرفتن تأخیر در ورودی

۴-۱ مقدمه

در فصل گذشته، به طراحی کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک پرداخته شد. روش ارائه شده، قابلیت رسیدگی به محدودیت‌های عملی از جمله تأخیر ورودی و محدودیت حالت‌های سیستم را دارا بود. همچنین اثر اغتشاشات خارجی در اثبات پایداری با تکیه بر ناتساوی یانگ در نظر گرفته شد. در این فصل به سه چالش اصلی فصل گذشته رسیدگی می‌شود. پیچیدگی سیگنال کنترل با بکارگیری کنترل سطح دینامیکی بهبود داده می‌شود. از طرفی دقت تقریب فازی در طرح پیشنهادی این فصل بررسی و مکانیزم تطبیق جدید ارائه می‌شود. علاوه بر آن، اثر اغتشاشات خارجی با طراحی رویتر اغتشاش جبران می‌گردد. در کنار مسائل فوق الذکر، اثر تأخیر ورودی نیز به عنوان یکی از محدودیت‌های عملی در طراحی دیده می‌شود.

۴-۲ نکات کلیدی طرح پیشنهادی

نکات کلیدی طرح پیشنهادی به صورت زیر بیان می‌شود:

- ۱- تحت اثر اغتشاش خارجی متغیر با زمان و تأخیر در ورودی، یک کنترل یادگیری فازی ترکیبی مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک طراحی می‌شود.
- ۲- به منظور جبران اثر تأخیر در ورودی، یک متغیر جدید بر پایه‌ی ترکیب کنترل سطح دینامیکی و تکنیک انتگرال معرفی می‌شود.
- ۳- با استفاده از تخمین اغتشاشات مرکب (نشأت گرفته از رویتر اغتشاش و تقریب‌گر فازی)، دقت تقریب فازی و اطلاعات تأخیر زمانی، شناساگرهای سری - موازی تولید می‌گردد که منتج به ساخت خطاهای پیش‌بینی می‌شود.
- ۴- از آنجایی که قوانین تطبیق بر پایه‌ی خطای ردگیری جبران شده، اطلاعات تأخیر زمانی، دقت یادگیری فازی و تخمین اغتشاشات ساخته می‌شود، لذا عملکرد سیستم بهبود داده می‌شود.
- ۵- تخمین مرکب توانایی ردگیری نامعینی کل سیستم را با دقت بالا دارد مادامی که پایداری سیستم

حلقه بسته بر پایه‌ی تئوری لیاپانوف اثبات خواهد شد.

۳-۴ طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری

مدل مورد مطالعه، منطبق بر رابطه‌ی (۱-۳) می‌باشد. به منظور طراحی روش پیشنهادی، ذکر فرض‌های زیر ضروری است:

فرض ۱-۴ [۵۰]: ترم اغتشاشات ترکیبی $D_i(t)$ باید درناتساوی‌های زیر صدق کند:

$$|D_{ji}| \leq \delta_{ji}, |\dot{D}_{ji}| \leq \zeta_{ji} \text{ for } j = 1, 2 \text{ and } i = 1, \dots, n \quad (۱-۴)$$

که δ_{ji} و ζ_{ji} ثابت‌های مثبت نامعلوم هستند.

فرض ۲-۴ [۵۹]: در این طرح، تأخیر ورودی بصورت معلوم در نظر گرفته می‌شود.

جهت پیشنهاد طرح کنترل جدید برای سیستم رباتیک تأخیردار شده‌ی ورودی، دینامیک‌های خطا به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\omega_1 = \chi_1 - \chi_{ref} = (\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{1n})^T \quad (۲-۴)$$

$$\omega_2 = \chi_2 - \bar{\chi}_2 = (\omega_{21}, \omega_{22}, \dots, \omega_{2n})^T \quad (۳-۴)$$

$$\omega_3 = \chi_3 - \bar{\chi}_3 + b \int_{-\tau_d}^0 u(t + \theta) d\theta = (\omega_{31}, \omega_{32}, \dots, \omega_{3n})^T \quad (۴-۴)$$

که χ_{ref} سیگنال مرجع، $\bar{\chi}_2$ و $\bar{\chi}_3$ سیگنال‌های فیلترشده هستند. همچنین ورودی‌های مجازی و سیگنال کنترل نهایی بصورت زیر پیشنهاد می‌شوند:

$$\chi_{2i}^d = -k_{1i}\omega_{1i} + \dot{\chi}_{ref} \quad (۵-۴)$$

$$\chi_{3i}^d = \frac{-\hat{\mathcal{E}}_{1i}^T \vartheta_{1i} - k_{2i}\omega_{2i} - \omega_{1i} + \dot{\chi}_{2i} - \frac{a_i b_i}{4} \omega_{2i} - \hat{D}_{1i}}{a_i} \quad (۶-۴)$$

$$u_i = \frac{-\hat{\mathcal{E}}_{2i}^T \vartheta_{2i} - k_{3i}\omega_{3i} - a_i \omega_{2i} + \dot{\chi}_{3i} - \hat{D}_{2i}}{b_i} \quad (۷-۴)$$

که k_{1i} , k_{2i} و k_{3i} مقادیر مثبت هستند. از طرفی قوانین تطبیق نیز به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

$$\dot{\hat{\mathcal{E}}}_{1i} = \gamma_{1i} \left((q_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE}) \vartheta_{1i} - \mathfrak{I}_{1i} \hat{\mathcal{E}}_{1i} \right) \quad (۸-۴)$$

$$\dot{\hat{\mathcal{E}}}_{2i} = \gamma_{2i} \left((q_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE}) \vartheta_{2i} - \mathfrak{I}_{2i} \hat{\mathcal{E}}_{2i} \right) \quad (۹-۴)$$

که $\gamma_{1i}, \gamma_{2i}, \gamma_{z_{2i}}, \gamma_{z_{3i}}$ و γ_{1i} ثابت‌های مثبت هستند. Z_{3iPE}, Z_{2iPE} خطاهای پیش‌بینی و q_{3i}, q_{2i} خطاهای ردگیری جبران شده‌اند.

قضیه: با در نظر گرفتن روابط (۴-۲) تا (۴-۹)، محدود بودن سیگنال‌های سیستم رباتیک تأخیردار شده و ردگیری مسیر مطلوب اثبات می‌شود. از طرفی وظیفه‌ی تخمین نیز در چارچوب طرح کنترل فازی یادگیری بخوبی محقق می‌گردد.

اثبات:

گام اول) با عبور دادن ورودی مجازی اول χ_{2i}^d از فیلتر مرتبه اول، سیگنال فیلترشده‌ی $\bar{\chi}_{2i}$ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\alpha_{2i} \dot{\bar{\chi}}_{2i} + \bar{\chi}_{2i} = \chi_{2i}^d \quad (10-4)$$

که α_{2i} ثابت زمانی مثبت است و $\bar{\chi}_{2i}(0) = \chi_{2i}^d(0)$. با استفاده از رابطه (۴-۳) مشتق دینامیک خطای زیرسیستم اول به صورت زیر قابل حصول است:

$$\dot{\omega}_{1i} = \omega_{2i} + \bar{\chi}_{2i} - \dot{\chi}_{ref} + \chi_{2i}^d - \chi_{2i}^d \quad (11-4)$$

با جایگذاری رابطه (۴-۵) در (۱۱-۴) نتیجه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\dot{\omega}_{1i} = -k_{1i} \omega_{1i} + \omega_{2i} + (\bar{\chi}_{2i} - \chi_{2i}^d) \quad (12-4)$$

به منظور حذف اثر خطای سیگنال فیلترشده، سیگنال جبران‌ساز ξ_{1i} به صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\dot{\xi}_{1i} = -k_{1i} \xi_{1i} + \xi_{2i} + (\bar{\chi}_{2i} - \chi_{2i}^d) \quad (13-4)$$

که $\xi_{1i}(0) = 0$. سیگنال‌های خطای ردگیری جبران شده نیز به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$q_{1i} = \omega_{1i} - \xi_{1i}, \quad q_{2i} = \omega_{2i} - \xi_{2i} \quad (14-4)$$

در پایان گام نخست، تابع لیپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n q_{1i}^2 \quad (15-4)$$

مشتق V_1 مطابق زیر قابل محاسبه است:

$$\dot{V}_1 = \sum_{i=1}^n q_{1i} \dot{q}_{1i} = \sum_{i=1}^n q_{1i} (-k_{1i} q_{1i} + q_{2i}) = \sum_{i=1}^n -k_{1i} q_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n q_{1i} q_{2i} \quad (16-4)$$

گام دوم) با توجه به قابلیت تقریب‌گرهای فازی، مشتق دینامیک خطای زیرسیستم دوم به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\dot{\omega}_{2i} = \Xi_{1i}^{*T} \vartheta_{1i} + \epsilon_{1i} + a_i \chi_{3i} + d_{1i}(t) - \dot{\bar{\chi}}_{2i} \quad (۱۷-۴)$$

از طرفی طبق تئوری مقدار میانگین انتگرال، میتوان گفت:

$$t' \in [t - \tau_{d_i}, t] \rightarrow \int_{-\tau_{d_i}}^0 u_i(t + \theta) d\theta = \tau_{d_i} u_i(t') \quad (۱۸-۴)$$

با کمک روابط (۱۸-۴) و (۴-۴)، رابطه‌ی زیر قابل درک است:

$$a_i \chi_{3i} = a_i \omega_{3i} + a_i \bar{\chi}_{3i} + a_i (-b_i) \tau_{d_i} u_i(t') \quad (۱۹-۴)$$

شایان ذکر است که مشابه گام قبلی، سیگنال فیلترشده‌ی $\bar{\chi}_{3i}$ توسط عبوردادن ورودی مجازی χ_{3i}^d از فیلتر مرتبه اول ساخته می‌شود:

$$\alpha_{3i} \dot{\bar{\chi}}_{3i} + \bar{\chi}_{3i} = \chi_{3i}^d \quad (۲۰-۴)$$

که α_{3i} ثابت زمانی مثبت است و $\bar{\chi}_{3i}(0) = \chi_{3i}^d(0)$. بنابراین رابطه (۱۷-۴) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{\omega}_{2i} = \Xi_{1i}^{*T} \vartheta_{1i} + \epsilon_{1i} + d_{1i}(t) + a_i \omega_{3i} + a_i \bar{\chi}_{3i} - a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') - \dot{\bar{\chi}}_{2i} + a_i \chi_{3i}^d - a_i \chi_{3i}^d \quad (۲۱-۴)$$

که در آن $d_{1i}(t) + \epsilon_{1i}$ به عنوان نامعینی مرکب D_{1i} تلقی می‌شود. به کمک رابطه (۶-۴) میتوان رابطه‌ی زیر را نتیجه گرفت:

$$\dot{\omega}_{2i} = \tilde{\Xi}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i \omega_{3i} - \omega_{1i} - k_{2i} \omega_{2i} - \frac{a_i b_i}{4} \omega_{2i} - a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') + a_i (\bar{\chi}_{3i} - \chi_{3i}^d) \quad (۲۲-۴)$$

لذا سیگنال جبران‌ساز توسط رابطه‌ی زیر قابل حصول است:

$$\dot{\xi}_{2i} = -k_{2i} \xi_{2i} - \xi_{1i} + a_i \xi_{3i} - \frac{a_i b_i}{4} \xi_{2i} + a_i (\bar{\chi}_{3i} - \chi_{3i}^d) \quad (۲۳-۴)$$

که $\xi_{2i}(0) = 0$. به سادگی میتوان مشتق خطای ردگیری جبران شده را مطابق رابطه‌ی زیر محاسبه کرد:

$$\dot{\varrho}_{2i} = \tilde{\Xi}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i \varrho_{3i} - \varrho_{1i} - k_{2i} \varrho_{2i} - \frac{a_i b_i}{4} \varrho_{2i} - a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') \quad (۲۴-۴)$$

از آنجایی که در این زیرسیستم، از سیستم فازی استفاده شده است، لذا خطای پیش‌بینی بصورت زیر قابل تعریف است:

$$Z_{2iPE} = \chi_{2i} - \hat{\chi}_{2i} \quad (۲۵-۴)$$

که $\hat{\chi}_{2i}$ توسط شناساگر سری - موازی بدست می‌آید:

$$\dot{\hat{\chi}}_{2i} = \tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \vartheta_{1i} + a_i \chi_{3i} + \tilde{D}_{1i} + \beta_{1i} Z_{2iPE} \quad (۲۶-۴)$$

بنابراین، مشتق خطای پیش‌بینی بصورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{Z}_{2iPE} = \tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i} - \beta_{1i} Z_{2iPE} \quad (۲۷-۴)$$

در گام دوم از طراحی، تابع لیپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \varrho_{2i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \tilde{\mathbf{E}}_{1i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i}^2 \quad (۲۸-۴)$$

لذا مشتق $\dot{V}_2$ از قرار زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \sum_{i=1}^n -k_{1i} \varrho_{1i}^2 + \sum_{i=1}^n \varrho_{1i} \varrho_{2i} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \varrho_{2i} \left(\tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i \varrho_{3i} - \varrho_{1i} - k_{2i} \varrho_{2i} - \frac{a_i b_i}{4} \varrho_{2i} \right. \\ &\quad \left. - a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') \right) - \sum_{i=1}^n \tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{E}}}_{1i} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE} (\tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i} - \beta_{1i} Z_{2iPE}) + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \dot{\tilde{D}}_{1i} \\ &= - \sum_{i=1}^n k_{1i} \varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \varrho_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \varrho_{2i} \varrho_{3i} \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \tilde{\mathbf{E}}_{1i}^T \left(\varrho_{2i} \vartheta_{1i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE} \vartheta_{1i} - \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\mathbf{E}}}_{1i} \right) \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \left(\varrho_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE} + \dot{D}_{1i} - \dot{\tilde{D}}_{1i} \right) \\ &\quad + \sum_{i=1}^n \varrho_{2i} \left(-\frac{a_i b_i}{4} \varrho_{2i} - a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') \right) - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2iPE}^2 \end{aligned} \quad (۲۹-۴)$$

از طرفی روبیتگر اغتشاش به صورت زیر طراحی می‌گردد:

$$\begin{aligned}\hat{D}_{1i} &= \kappa_{1i}(\chi_{2i} - h_{2i}) \\ \dot{h}_{2i} &= \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \vartheta_{1i} + a_i \chi_{3i} + \hat{D}_{1i} - \kappa_{1i}^{-1}(\varrho_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}})\end{aligned}\quad (30-4)$$

که κ_{1i} یک مقدار ثابت مثبت است. مشتق $\hat{D}_{1i}$ نیز به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{\hat{D}}_{1i} = \kappa_{1i}(\dot{\chi}_{2i} - \dot{h}_{2i}) = \kappa_{1i}(\tilde{\varepsilon}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i}) + \varrho_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}} \quad (31-4)$$

با جایگذاری رابطه (31-4) در (29-4) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= - \sum_{i=1}^n k_{1i} \varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \varrho_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \varrho_{2i} \varrho_{3i} \\ &+ \sum_{i=1}^n \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \left(\varrho_{2i} \vartheta_{1i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}} \vartheta_{1i} - \gamma_{1i}^{-1} \hat{\varepsilon}_{1i} \right) \\ &+ \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \left(\dot{D}_{1i} - \kappa_{1i} (\tilde{\varepsilon}_{1i}^T \vartheta_{1i} + \tilde{D}_{1i}) \right) \\ &+ \sum_{i=1}^n \varrho_{2i} \left(-a_i b_i \tau_{d_i} u_i(t') \right) - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2i_{PE}}^2\end{aligned}\quad (32-4)$$

از طرفی، با استفاده از ناتساوی یانگ صحت روابط زیر بدیهی است:

$$\begin{aligned}\tilde{D}_{1i} \dot{D}_{1i} &\leq \frac{1}{2} \tilde{D}_{1i}^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 \\ -\tilde{D}_{1i} \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \vartheta_{1i} &\leq \frac{1}{2} \rho_{1i} \tilde{D}_{1i}^2 \|\vartheta_{1i}\|^2 + \frac{1}{2\rho_{1i}} \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \tilde{\varepsilon}_{1i} \leq \frac{1}{2} \rho_{1i} \tilde{D}_{1i}^2 \eta_{1i}^2 + \frac{1}{2\rho_{1i}} \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \tilde{\varepsilon}_{1i} \\ (a_i b_i) \varrho_{2i} (-\tau_{d_i} u_i(t')) &\leq (a_i b_i) \left(\frac{1}{4} \varrho_{2i}^2 + \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right) \\ \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \hat{\varepsilon}_{1i} &\leq -\frac{1}{2} \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \tilde{\varepsilon}_{1i} + \frac{1}{2} \|\varepsilon_{1i}^*\|^2\end{aligned}\quad (33-4)$$

با کمک روابط (33-4) و (33-4)، مطابق رابطه زیر ساده‌سازی می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &\leq - \sum_{i=1}^n k_{1i} \varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \varrho_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2i_{PE}}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \varrho_{2i} \varrho_{3i} \\ &- \sum_{i=1}^n \left(\frac{\rho_{1i}}{2} - \frac{\kappa_{1i}}{2\rho_{1i}} \right) \tilde{\varepsilon}_{1i}^T \tilde{\varepsilon}_{1i} - \sum_{i=1}^n \left(\kappa_{1i} - \frac{\kappa_{1i} \rho_{1i}}{2} \eta_{1i}^2 - \frac{1}{2} \right) \tilde{D}_{1i}^2 \\ &+ \sum_{i=1}^n \left(\frac{\rho_{1i}}{2} \|\varepsilon_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 + a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right)\end{aligned}\quad (34-4)$$

گام سوم) مشتق دینامیک خطای زیرسیستم سوم بصورت زیر ارائه می‌گردد:

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_3 &= \dot{\chi}_3 - \dot{\hat{\chi}}_3 + \frac{d}{dt} \left(b \int_{-\tau_{d_i}}^0 u(t+\theta) d\theta \right) \\ &= f_2 + bu(t - \tau_{d_i}) + d_2(t) + b(u(t) - u(t - \tau_{d_i})) - \dot{\hat{\chi}}_3\end{aligned}\quad (35-4)$$

بنابراین،

$$\dot{\omega}_{3i} = \tilde{\Xi}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \epsilon_{2i} + d_{2i}(t) - \dot{\hat{\chi}}_{3i} + b_i u_i(t) \quad (36-4)$$

که در آن $d_{2i}(t) + \epsilon_{2i}$ حکم عدم قطعیت مرکب D_{2i} را دارد. با جایگذاری رابطه (4-7) در (4-36) نتیجه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{\omega}_{3i} = \tilde{\Xi}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i} - k_{3i} \omega_{3i} - a_i \omega_{2i} \quad (37-4)$$

لذا سیگنال جبران ساز مطابق رابطه زیر توصیف می‌گردد:

$$\dot{\xi}_{3i} = -k_{3i} \xi_{3i} - a_i \xi_{2i} \quad (38-4)$$

که $\xi_{3i}(0) = 0$. با تعریف خطای ردگیری جبران شده به صورت $\varrho_{3i} = \omega_{3i} - \xi_{3i}$ ، میتوان نتیجه‌ی زیر را گرفت:

$$\dot{\varrho}_{3i} = \tilde{\Xi}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i} - k_{3i} \varrho_{3i} - a_i \varrho_{2i} \quad (39-4)$$

در این مرحله نیز مشابه گام دوم، خطای پیش‌بینی بصورت زیر قابل تعریف است:

$$Z_{3iPE} = \chi_{3i} - \hat{\chi}_{3i} \quad (40-4)$$

که $\hat{\chi}_{3i}$ از رابطه‌ی زیر قابل حصول است:

$$\dot{\hat{\chi}}_{3i} = \tilde{\Xi}_{2i}^T \vartheta_{2i} + b_i u_i(t - \tau_{d_i}) + \hat{D}_{2i} + \beta_{2i} Z_{3iPE} \quad (41-4)$$

لذا مشتق Z_{3iPE} بصورت زیر ارائه می‌شود:

$$\dot{Z}_{3iPE} = \tilde{\Xi}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i} - \beta_{2i} Z_{3iPE} \quad (42-4)$$

تابع لیاپانوف نهایی سیستم به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \varrho_{3i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Xi}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \tilde{\Xi}_{2i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i}^2 \quad (43-4)$$

مشتق V_3 بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 \leq & - \sum_{i=1}^n k_{1i} \varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \varrho_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2iPE}^2 + \sum_{i=1}^n a_i \varrho_{2i} \varrho_{3i} \quad (44-4) \\
& - \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2} - \frac{\kappa_{1i}}{2\rho_{1i}} \right) \tilde{\mathcal{E}}_{1i}^T \tilde{\mathcal{E}}_{1i} - \sum_{i=1}^n \left(\kappa_{1i} - \frac{\kappa_{1i}\rho_{1i}}{2} \eta_{1i}^2 - \frac{1}{2} \right) \tilde{D}_{1i}^2 \\
& + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2} \|\mathcal{E}_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 + a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right) \\
& + \sum_{i=1}^n \varrho_{3i} (\tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i} - a_i \varrho_{2i} - k_{3i} \varrho_{3i}) - \sum_{i=1}^n \tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \dot{\hat{\mathcal{E}}}_{2i} \\
& + \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE} (\tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i} - \beta_{2i} Z_{3iPE}) + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i} \dot{\hat{D}}_{2i}
\end{aligned}$$

رابطه فوق را میتوان به صورت (45-4) بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 \leq & - \sum_{i=1}^n k_{1i} \varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} \varrho_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i} \varrho_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2iPE}^2 \quad (45-4) \\
& - \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2} - \frac{\kappa_{1i}}{2\rho_{1i}} \right) \tilde{\mathcal{E}}_{1i}^T \tilde{\mathcal{E}}_{1i} - \sum_{i=1}^n \left(\kappa_{1i} - \frac{\kappa_{1i}\rho_{1i}}{2} \eta_{1i}^2 - \frac{1}{2} \right) \tilde{D}_{1i}^2 \\
& + \sum_{i=1}^n \tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \left(\varrho_{3i} \vartheta_{2i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE} \vartheta_{2i} - \gamma_{2i}^{-1} \dot{\hat{\mathcal{E}}}_{2i} \right) \\
& - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} \beta_{2i} Z_{3iPE}^2 + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i} \left(\varrho_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE} + \dot{D}_{2i} - \dot{\hat{D}}_{2i} \right) \\
& + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2} \|\mathcal{E}_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 + a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right)
\end{aligned}$$

از طرفی مشابه گام قبلی، روی تگر اغتشاش بصورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{aligned}
\hat{D}_{2i} &= \kappa_{2i} (\chi_{3i} - h_{3i}) \quad (46-4) \\
\dot{h}_{3i} &= \tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \vartheta_{2i} + b_i u_i(t - \tau_{d_i}) + \hat{D}_{2i} - \kappa_{2i}^{-1} (\varrho_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE})
\end{aligned}$$

مشتق $\hat{D}_{2i}$ مطابق رابطه ی زیر نوشته می شود:

$$\dot{\hat{D}}_{2i} = \kappa_{2i} (\tilde{\mathcal{E}}_{2i}^T \vartheta_{2i} + \tilde{D}_{2i}) + \varrho_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE} \quad (47-4)$$

از طرفی روابط زیر طبق ناتساوی یانگ برقرار است:

$$\tilde{D}_{2i} \dot{\hat{D}}_{2i} \leq \frac{1}{2} \tilde{D}_{2i}^2 + \frac{1}{2} \zeta_{2i}^2 \quad (48-4)$$

$$-\tilde{D}_{2i}\tilde{\Xi}_{2i}^T\vartheta_{2i} \leq \frac{1}{2}\rho_{2i}\tilde{D}_{2i}^2\|\vartheta_{2i}\|^2 + \frac{1}{2\rho_{2i}}\tilde{\Xi}_{2i}^T\tilde{\Xi}_{2i} \leq \frac{1}{2}\rho_{2i}\tilde{D}_{2i}^2\eta_{2i}^2 + \frac{1}{2\rho_{2i}}\tilde{\Xi}_{2i}^T\tilde{\Xi}_{2i}$$

$$\tilde{\Xi}_{2i}^T\hat{\Xi}_{2i} \leq -\frac{1}{2}\tilde{\Xi}_{2i}^T\tilde{\Xi}_{2i} + \frac{1}{2}\|\Xi_{2i}^*\|^2$$

با جایگذاری روابط (۴-۹) و (۴۸-۴) در (۴۵-۴) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\sum_{i=1}^n k_{1i}\varrho_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i}\varrho_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i}\varrho_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}}\beta_{1i}Z_{2iPE}^2 \\ & - \sum_{i=1}^n \bar{\gamma}_{1i}\tilde{\Xi}_{1i}^T\tilde{\Xi}_{1i} - \sum_{i=1}^n \bar{\kappa}_{1i}\tilde{D}_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n \bar{\gamma}_{2i}\tilde{\Xi}_{2i}^T\tilde{\Xi}_{2i} \\ & - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}}\beta_{2i}Z_{3iPE}^2 - \sum_{i=1}^n \bar{\kappa}_{2i}\tilde{D}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{2i}}{2}\|\Xi_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2}\zeta_{2i}^2 \right) \\ & + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2}\|\Xi_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2}\zeta_{1i}^2 + a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') \right) \end{aligned} \quad (۴۹-۴)$$

که

$$\bar{\gamma}_{2i} = \frac{\varrho_{2i}}{2} - \frac{\kappa_{1i}}{2\rho_{1i}}, \bar{\gamma}_{1i} = \frac{\varrho_{1i}}{2} - \frac{\kappa_{1i}}{2\rho_{1i}}, \bar{\kappa}_{2i} = \kappa_{2i} - \frac{\kappa_{2i}\rho_{2i}}{2}\eta_{2i}^2 - \frac{1}{2}, \bar{\kappa}_{1i} = \kappa_{1i} - \frac{\kappa_{1i}\rho_{1i}}{2}\eta_{1i}^2 - \frac{1}{2}$$

لذا رابطه (۴۹-۴) به سادگی به فرم زیر ارائه می‌شود:

$$\dot{V}_3 \leq -SV_3 + \Gamma \quad (۵۰-۴)$$

که

$$S = \min\{\lambda_{\min}(2k_1), \lambda_{\min}(2k_2), \lambda_{\min}(2k_3), \lambda_{\min}(2\beta_j), \lambda_{\min}(2\bar{\kappa}_j), \lambda_{\min}(2\bar{\gamma}_j\gamma_j)\}$$

$$\Gamma = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\varrho_{1i}}{2}\|\Xi_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2}\zeta_{1i}^2 + a_i b_i \tau_{d_i}^2 u_i^2(t') + \frac{\varrho_{2i}}{2}\|\Xi_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2}\zeta_{2i}^2 \right) \quad (۵۱-۴)$$

لذا پایداری سیستم حلقه بسته تضمین و محدود بودن $\tilde{D}_{2i}$ و $\tilde{D}_{1i}$, Z_{3iPE} , Z_{2iPE} , $\tilde{\Xi}_{2i}$, $\tilde{\Xi}_{1i}$, ϱ_{3i} , ϱ_{2i} , ϱ_{1i} بودن

بدیهی است. با توجه به اینکه Ξ_{2i}^* و Ξ_{1i}^* بردارهای پارامترهای ثابت بهینه هستند لذا $\hat{\Xi}_{2i}$ و $\hat{\Xi}_{1i}$ محدود

می‌شوند زیرا $\hat{\Xi}_{2i} = \Xi_{2i}^* - \tilde{\Xi}_{2i}$ و $\hat{\Xi}_{1i} = \Xi_{1i}^* - \tilde{\Xi}_{1i}$ همچنین با توجه به فرض ۴-۱ و محدود شدن $\tilde{D}_{1i}$ و

$\tilde{D}_{2i}$ ، محدود بودن $\hat{D}_{2i}$ و $\hat{D}_{1i}$ تأیید می‌شود. از طرفی عنایت به رویکرد فرمان فیلترشده [۱۶]، محدود

بودن ξ_{ji} اثبات می‌شود؛ بنابراین با توجه به $\omega_{ji} = \varrho_{ji} + \xi_{ji}$ میتوان محدود بودن ω_{ji} را نتیجه‌گیری

کرد. با توجه به رابطه (۴-۱۰)، $\dot{\chi}_{2i}$ توسط $\frac{\chi_{2i}^d - \bar{\chi}_{2i}}{\alpha_{2i}}$ توصیف می‌شود. به عبارتی دیگر، $\bar{\chi}_{2i}$ با عبور دادن

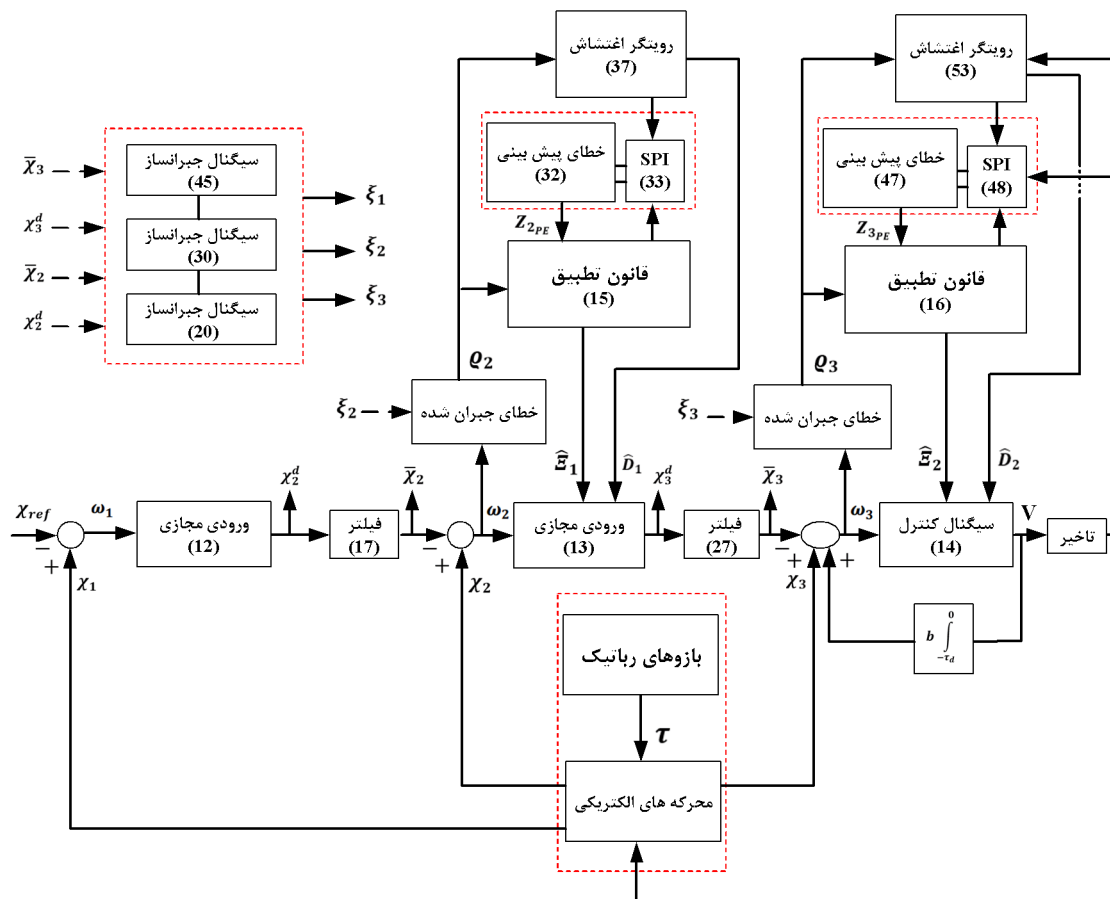
χ_{2i}^d از یک فیلتر پایین‌گذر پایدار $(\frac{1}{\alpha_{2i}s+1})$ ساخته می‌شود. از طرفی χ_{2i}^d به ω_{1i} و $\dot{q}_d$ وابسته است لذا

محدود بودن آن اثبات شده و در نتیجه $\bar{\chi}_{2i}$ محدود می‌باشد (ورودی محدود χ_{2i}^d - فیلتر پایدار خروجی محدود $\bar{\chi}_{2i}$) لذا $\dot{\chi}_{2i}$ محدود می‌شود. همچنین، χ_{3i}^d از سیگنال‌های $\hat{t}_{1i}, \omega_{1i}, \dot{\chi}_{2i}, \omega_{2i}$ و $\hat{D}_{1i}$ ساخته شده است که چون محدود بودن همه‌ی آنها ثابت شده است در نتیجه χ_{3i}^d محدود می‌شود. با توجه به رابطه (۴-۲۰) و مطابق با توصیف زیرسیستم قبل، $\bar{\chi}_{3i}$ و بالتبع $\dot{\chi}_{3i}$ محدود می‌شوند. از طرفی سیگنال کنترل نهایی توسط $\hat{t}_{2i}, \omega_{3i}, \dot{\chi}_{3i}, \omega_{2i}$ و $\hat{D}_{2i}$ تولید شده است. از آنجایی که محدود بودن همه‌ی سیگنال‌های سازنده‌ی $u(t)$ اثبات شده است لذا محدود بودن آن نیز نتیجه‌گیری می‌شود.

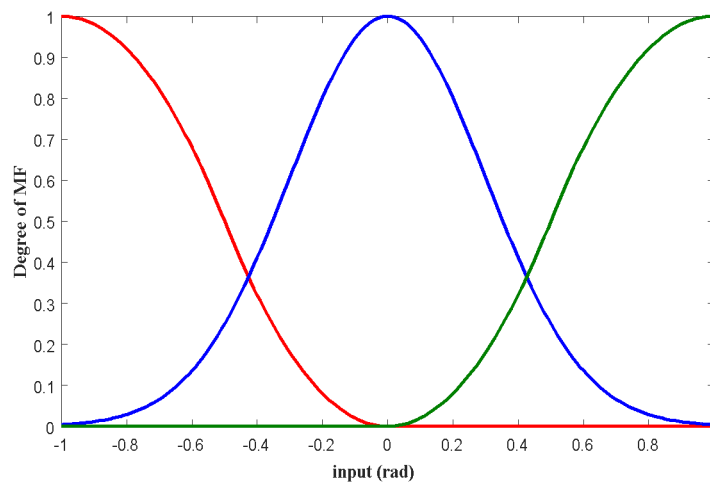
تذکره ۱: انتخاب مناسب پارامترهای تنظیم، نقش بسزایی در عملکرد ردگیری و تخمین نامعینی‌ها دارد. با افزایش k_{ji} ($j = 1, 2, 3$)، خطای ردگیری کوچکتر و سرعت همگرایی بیشتر می‌شود. این امر سبب بزرگ شدن مقدار اولیه‌ی تلاش کنترلی می‌شود که از دیدگاه عملی قابل قبول نیست. از طرفی با افزایش مقدار γ_{ji} ، دقت تقریب فازی بهبود داده می‌شود در حالیکه عملکرد اولیه‌ی بردار پارامترهای فازی ممکن است مطلوب نباشد. لذا مقادیر k_{ji} و γ_{ji} نمی‌تواند خیلی بزرگ باشد. بهتر است که جهت برقراری پایداری و عملکرد اولیه‌ی مطلوب، نخست k_{ji} و γ_{ji} تنظیم شوند؛ سپس پارامترهای β_{ji} و γ_{zji} بگونه‌ای انتخاب شوند که دقت ردگیری بهبود پیدا کند.

جدول ۴-۱: پارامترهای موتورها

<i>Motors</i>	u_{max} (v)	$R(\Omega)$	$J_m (\frac{Nm.s^2}{rad})$	$B_m (\frac{Nm.s}{rad})$	$L(H)$	$K_b (\frac{V.s}{rad})$	r
1,2	42	1.6	0.0002	0.001	0.001	0.26	0.01



شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام روش پیشنهادی

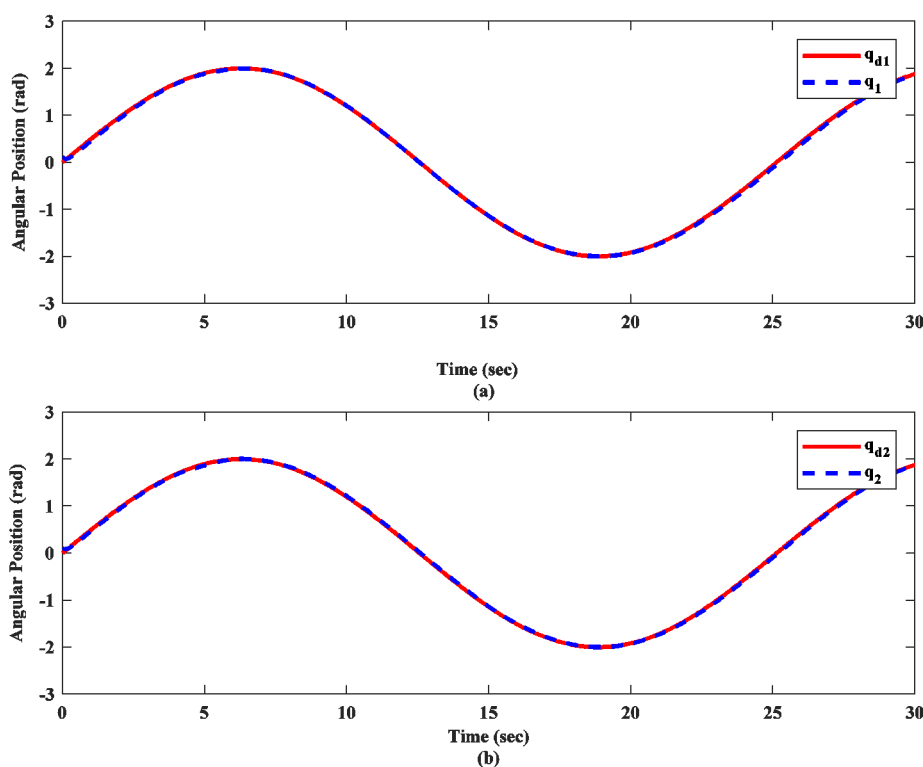


شکل ۴-۲ توابع تعلق فازی

۴-۴ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی حاصل از اعمال طرح کنترل پیشنهادی به بازوی رباتیک دو رابط مجهز به محرکه الکتریکی ارائه می‌شود. پارامترهای ربات از [۷۸] اخذ شده و همچنین مشخصه‌ی موتورها در

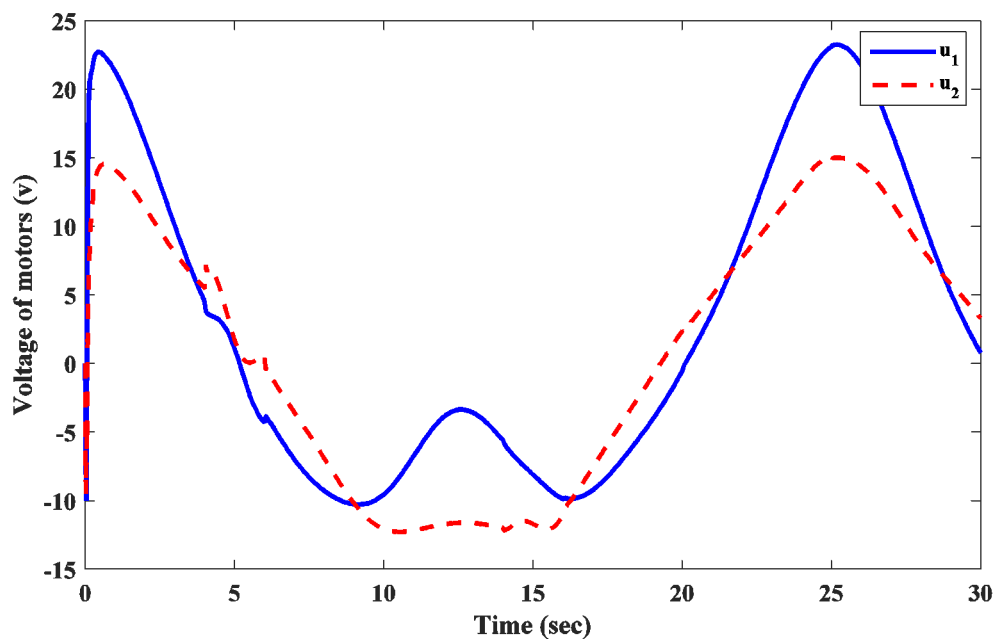
جدول ۴-۱ آمده است. مسیر مطلوب به صورت $q_d = [2 \sin(0.25t), 2 \sin(0.25t)]^T$ انتخاب می-شود. زمان نمونه برداری بر روی $0.001s$ تنظیم شده است. شرایط اولیه نیز به صورت $\dot{q}(0) = (0.1 \ 0.1)^T$ و $q(0) = (0 \ 0)^T$ و $I_a(0) = (0 \ 0)^T$ در نظر گرفته می-شود. به منظور طراحی تقریب-گرهای فازی، برای هر ورودی فازی، توابع تعلق به صورت شکل ۴-۲ ارائه شده است. برای بردار $f_1 \in R^{2 \times 1}$ دو تقریب-گر فازی با چهار ورودی $\omega_{11}, \omega_{12}, \omega_{21}, \omega_{22}$ ساخته شده است لذا فضای کنترل با ۸۱ قانون فازی برای هر کدام از f_{11} و f_{12} پوشش داده می-شود. بطور مشابه، بردار $f_2 \in R^{2 \times 1}$ توسط دو تقریب-گر فازی شناسایی می-شوند که ω_{21}, ω_{31} به عنوان ورودی‌های فازی برای f_{21} و ω_{22}, ω_{32} ورودی‌های فازی f_{22} هستند. همچنین اغتشاشات خارجی به صورت زیر مدل شده است [۹۰]:



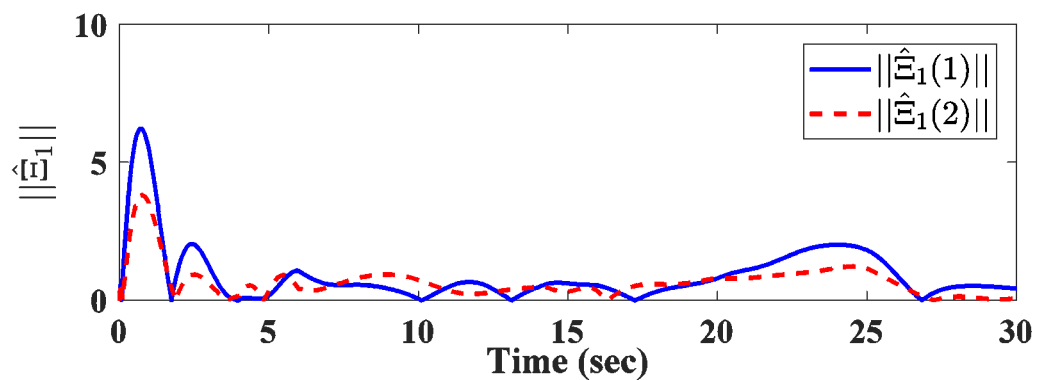
شکل ۴-۳ عملکرد ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم

$$d_1(t) = \begin{cases} (2\sin(2t) \ 2\cos(2t))^T & ; 20 < t < 25 \\ (-2\sin(2t) \ -2\cos(2t))^T & ; o.w \end{cases} \quad (52-4)$$

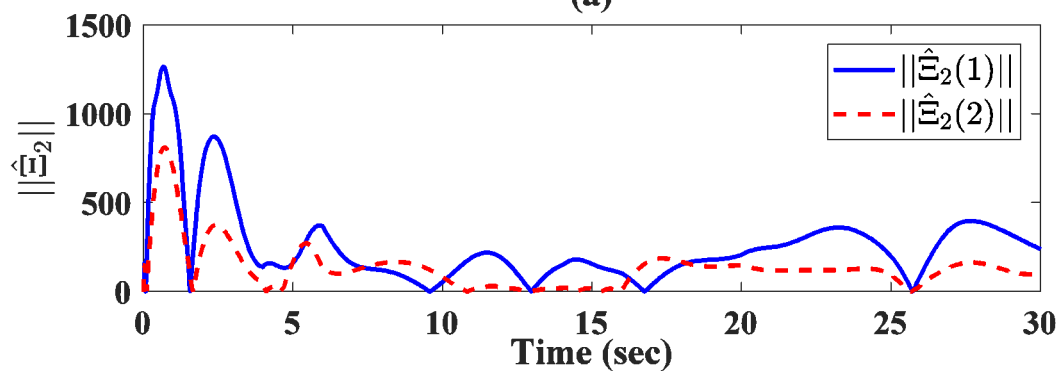
$$d_2(t) = \begin{cases} (3\sin(3t)e^{-0.2t} & 3\cos(3t)e^{-0.1t})^T ; 4 < t < 6 \text{ \& } 14 < t < 16 \\ 0 & ; o.w \end{cases}$$



شکل ۴-۴ (DOB-CFL) سیگنال‌های کنترل

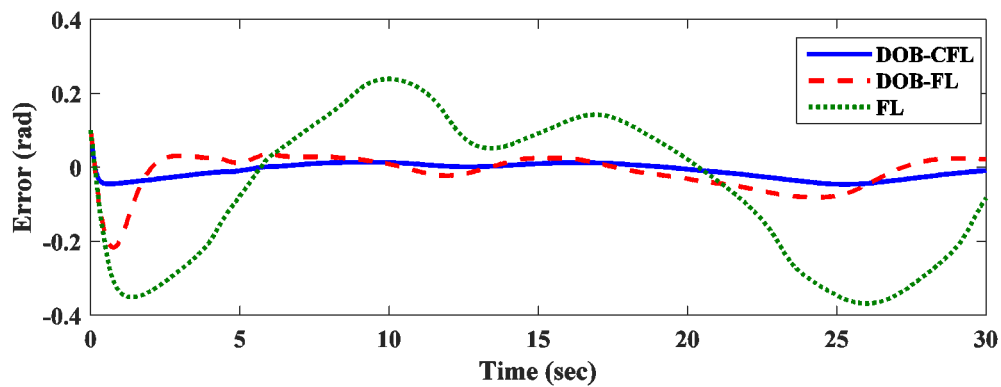


(a)

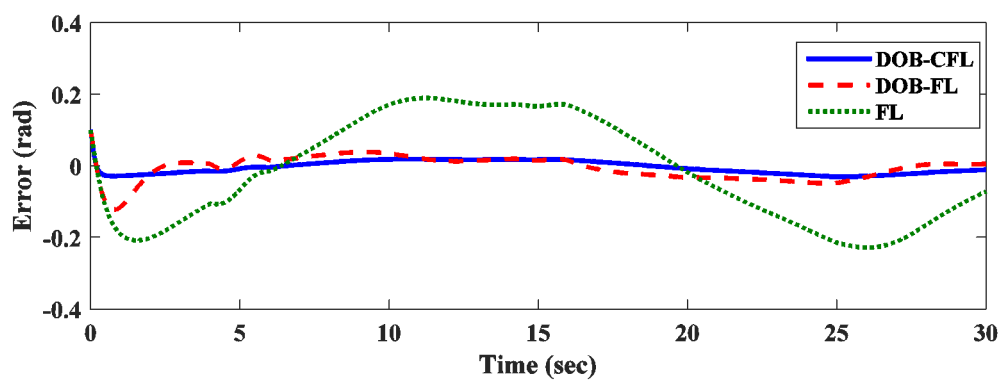


(b)

شکل ۵-۴ (DOB-CFL) وزن‌های فازی: (a) تقریب f_1 (b) تقریب f_2

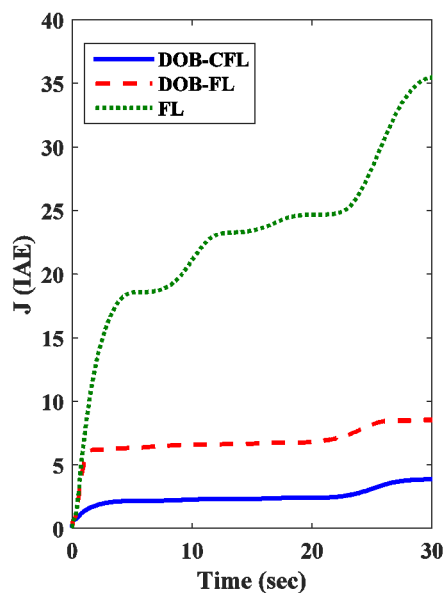


(a)

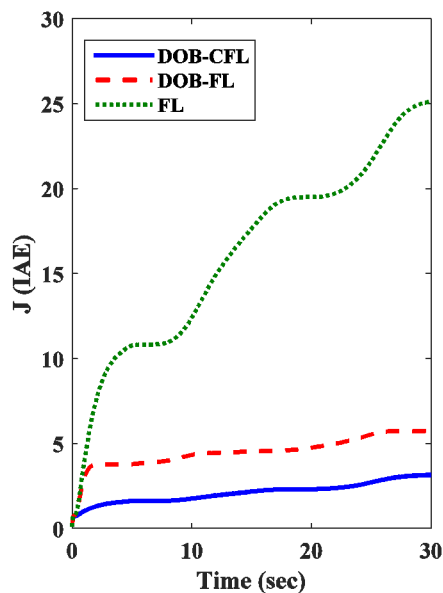


(b)

شکل ۴-۶ (مقایسه) خطای ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم

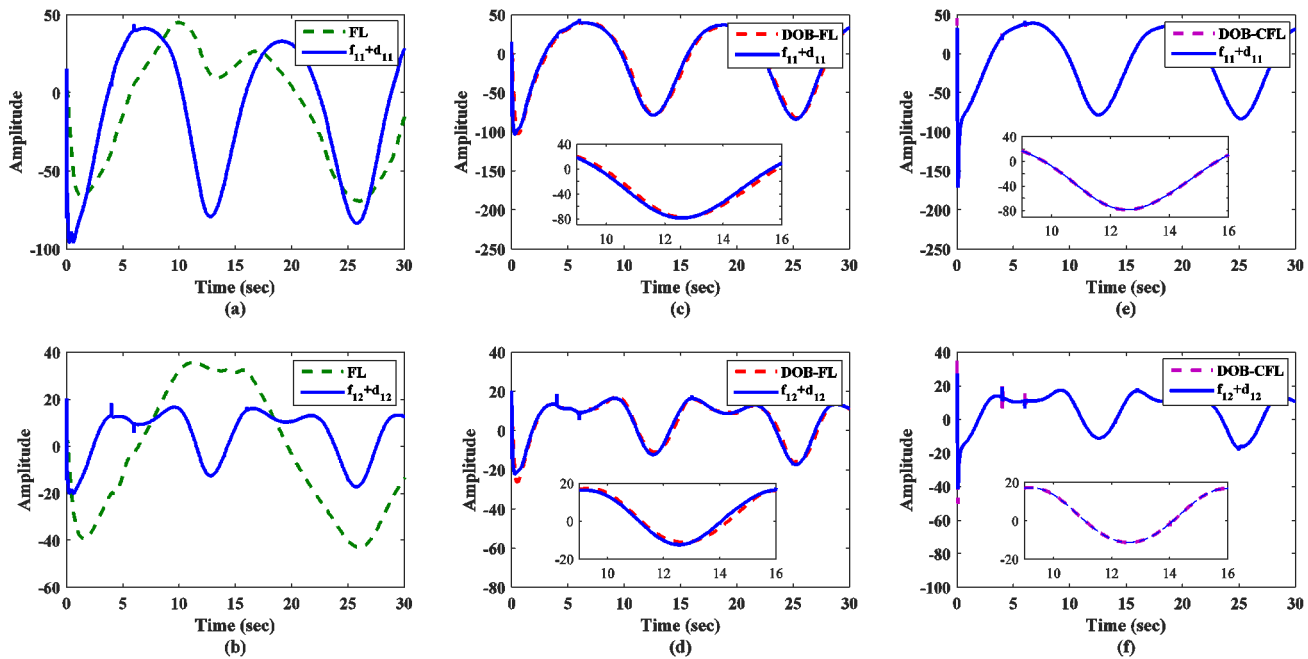


(a)



(b)

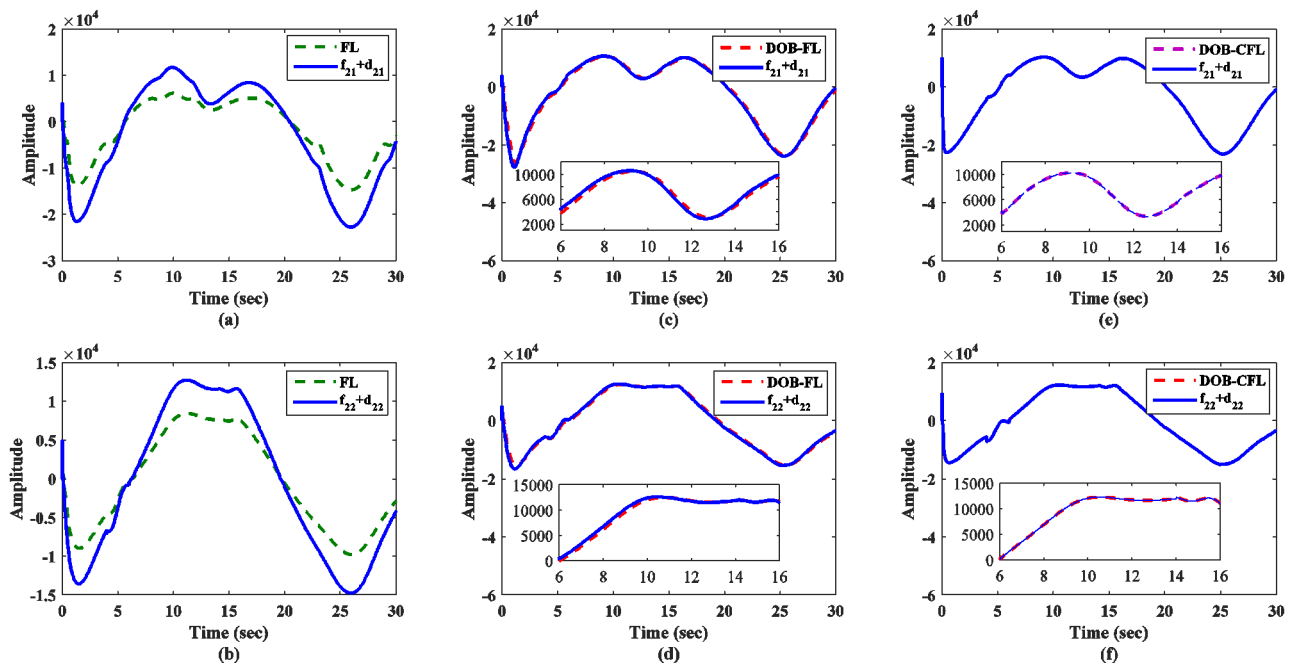
شکل ۴-۷ (مقایسه) شاخص خطا: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم



شکل ۴-۸ تخمین مرکب برای $f_1 + d_1$ (a) تخمین $f_{11} + d_{11}$ با FL (b) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با FL (c)

تخمین $f_{11} + d_{11}$ با DOB-FL (d) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با DOB-FL (e) تخمین $f_{11} + d_{11}$ با DOB-

CFL (f) تخمین $f_{12} + d_{12}$ با DOB-CFL



شکل ۴-۹ تخمین مرکب برای $f_2 + d_2$ (a) تخمین $f_{21} + d_{21}$ با FL (b) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با FL (c)

تخمین $f_{21} + d_{21}$ با DOB-FL (d) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با DOB-FL (e) تخمین $f_{21} + d_{21}$ با DOB-

CFL (f) تخمین $f_{22} + d_{22}$ با DOB-CFL

۴-۱-۴ سناریوی یک

در این سناریو، تأخیر زمانی به صورت $\tau_{d_i} = 0.05s$ در نظر گرفته می‌شود. طرح پیشنهادی در این فصل به صورت اختصار با DOB-CFL بیان می‌شود. به منظور مقایسه، طرح کنترلی مذکور بدون در نظر گرفتن خطای پیش‌بینی (DOB-FL) و بدون در نظر گرفتن خطای پیش‌بینی و ریتگر اغتشاش (FL) به سیستم رباتیک اعمال می‌شود. از آنجایی که خطای پیش‌بینی در روش DOB-FL و روش FL استفاده نمی‌شود لذا قواعد تطبیق هردوی آن‌ها یکسان و به صورت زیر است:

$$\dot{\hat{E}}_{1i} = \gamma_{1i}(\varrho_{2i}\vartheta_{1i} - \mathfrak{J}_{1i}\hat{E}_{1i}) \quad (53-4)$$

$$\dot{\hat{E}}_{2i} = \gamma_{2i}(\varrho_{3i}\vartheta_{2i} - \mathfrak{J}_{2i}\hat{E}_{2i}) \quad (54-4)$$

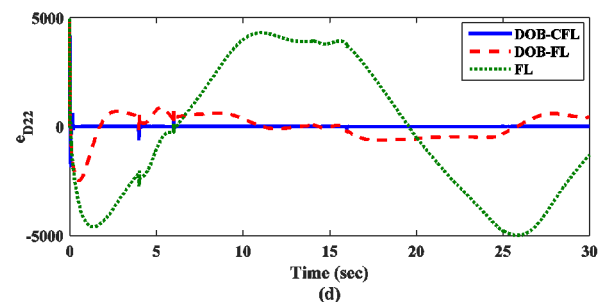
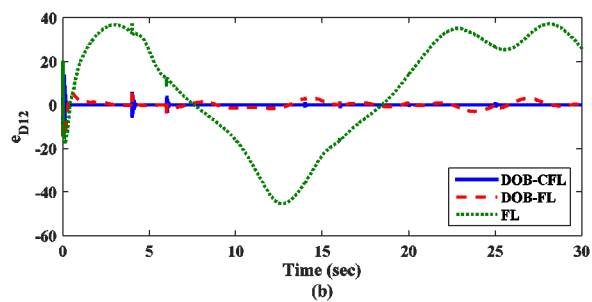
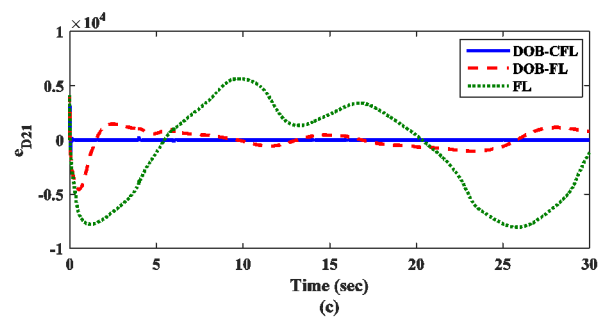
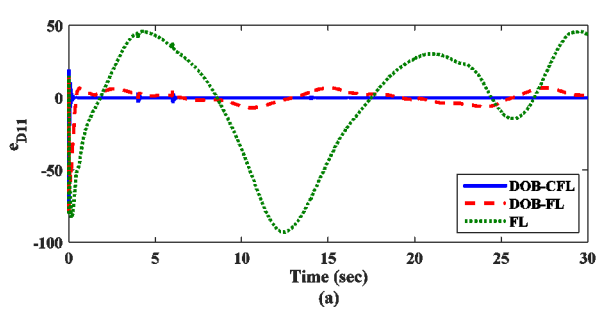
نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی DOB-CFL در شکل‌های ۳-۴ تا ۵-۴ نمایش داده شده و حالات مقایسه توسط شکل‌های ۶-۴ تا ۱۱-۴ ارائه شده است. پارامترهای تنظیم در هر سه روش به صورت

$$\mathfrak{J}_{ji} = 0.01, \beta_{ji} = 0.2, \gamma_{ji} = 100, \gamma_{Zji} = 0.1, \kappa_{ji} = 5.5, k_{3i} = 10, k_{2i} = 5, k_{1i} = 10$$

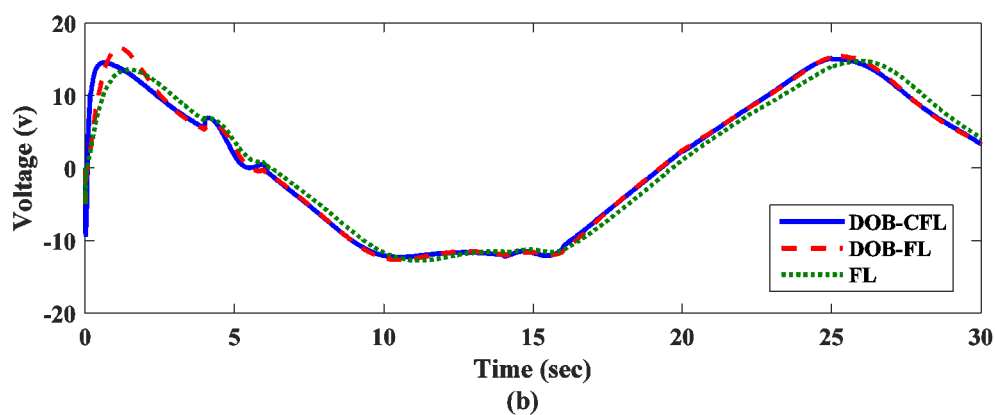
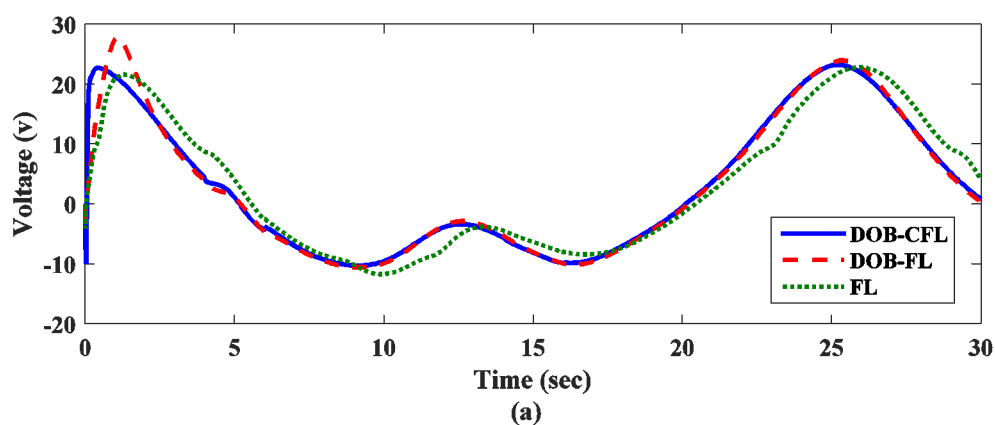
انتخاب شده است. شکل ۳-۴ بیانگر عملکرد ردگیری قابل قبول مسیر مرجع در حضور تأخیر زمانی و اغتشاشات خارجی است. همچنین رفتار سیگنال کنترل در شکل ۴-۴ به تصویر کشیده شده است. واضح است که ولتاژ موتورهای محدودی قابل قبول خود قرار گرفته‌اند. در شکل ۵-۴ نیز عملکرد وزن‌های سیستم‌های فازی نمایش داده شده است. مقایسه‌ی بین خطاهای ردگیری در سه روش مذکور در شکل ۶-۴ ارائه شده است و بالتبع با بکارگیری شاخص خطای انتگرال قدرمطلق خطا (IAE) در شکل ۷-۴ بدیهی است که روش DOB-CFL نسبت به دو روش DOB-FL و FL عملکرد بهتری داشته است. این مسأله نیز توسط جدول ۲-۴ توصیف شده است.

جدول ۲-۴: شاخص خطا (IAE)

Control Approach	Joint 1	Joint 2
DOB-CFL	3.87	3.15
DOB-FL	8.55	5.73
FL	35.47	25.13



شکل ۴-۱۰ خطای تخمین مرکب: (a) مربوط به D_{11} ، (b) مربوط به D_{12} ، (c) مربوط به D_{21} ، (d) مربوط به D_{22} .

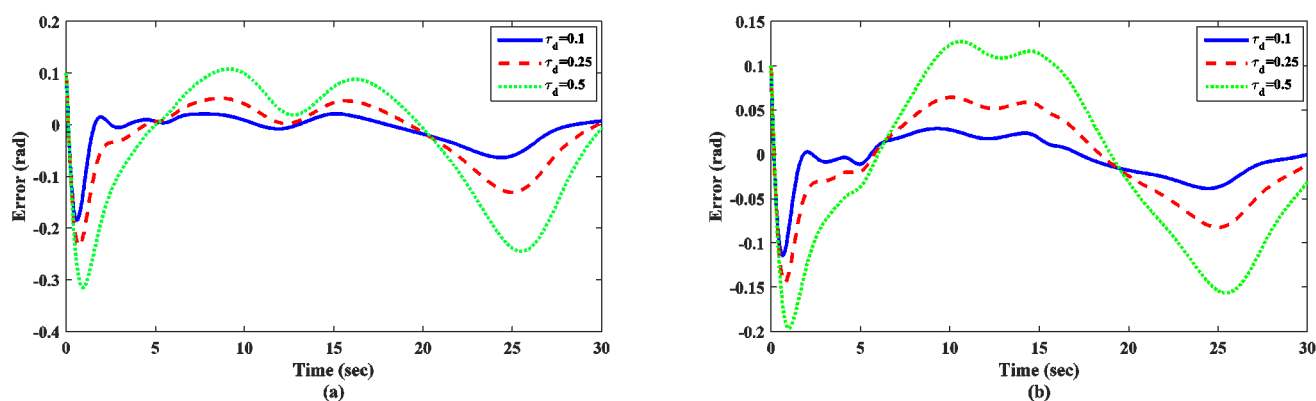


شکل ۴-۱۱ سیگنال‌های کنترل: (a) موتور یک، (b) موتور دو.

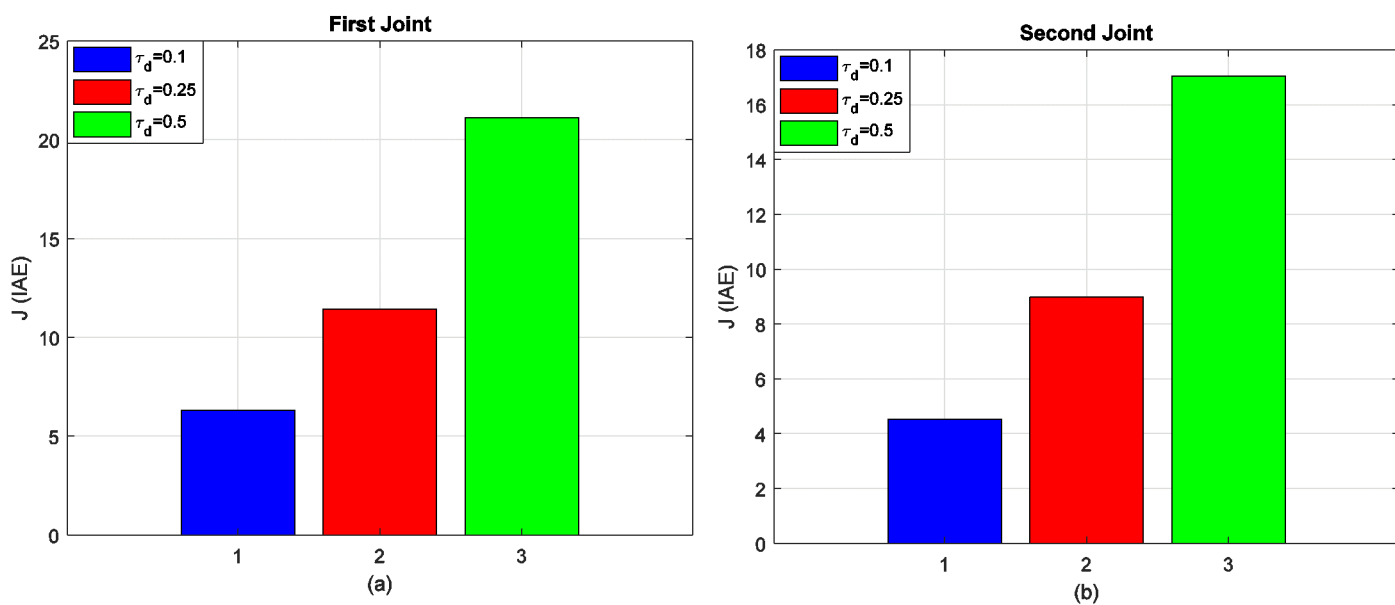
در شکل‌های ۴-۸ و ۴-۹ تخمین عدم قطعیت‌های مرکب نشان داده شده است. همچنین خطای تخمین نیز در شکل ۴-۱۰ نمایش داده شده است. به سادگی می‌توان نتیجه گرفت که روش DOB-CFL عملکرد بهتری را در تخمین مرکب نسبت به دو روش دیگر داشته است. در شکل ۴-۱۱ نیز سیگنال‌های کنترل مربوط به سه روش به تصویر کشیده شده است که دامنه و رفتار ولتاژها قابل قبول می‌باشند.

۴-۲ سناریوی دو

در این سناریو، مقادیر متفاوتی برای تأخیر زمانی در چارچوب روش DOB-CFL در نظر گرفته می‌شود. تمامی تنظیمات شبیه‌سازی اعم از شرایط اولیه، پارامترهای طراحی، مسیر مطلوب و اغتشاشات خارجی مشابه با سناریوی یک لحاظ شده است. بدین منظور، برای τ_d مقادیر 0.1s، 0.25s و 0.5s انتخاب شده که نسبت به مقدار تأخیر زمانی در سناریوی یک بزرگتر است. از اینرو، عملکردهای ردگیری در شکل ۴-۱۲ ارائه شده است. جهت ارزیابی بهتر عملکردهای ردگیری، نمودارهای میله‌ای مبتنی بر شاخص خطای IAE در شکل ۴-۱۳ به تصویر کشیده شده است. واضح است که هرچقدر که مقدار تأخیر زمانی بزرگتر شود، شاخص خطا رشد بیشتری داشته است. از دیدگاه تئوری نیز می‌توان به این مهم دست پیدا کرد. انتخاب بزرگتر τ_d سبب بزرگتر شدن Γ در رابطه (۴-۵۱) می‌شود که واگرایی خروجی را در پی خواهد داشت.



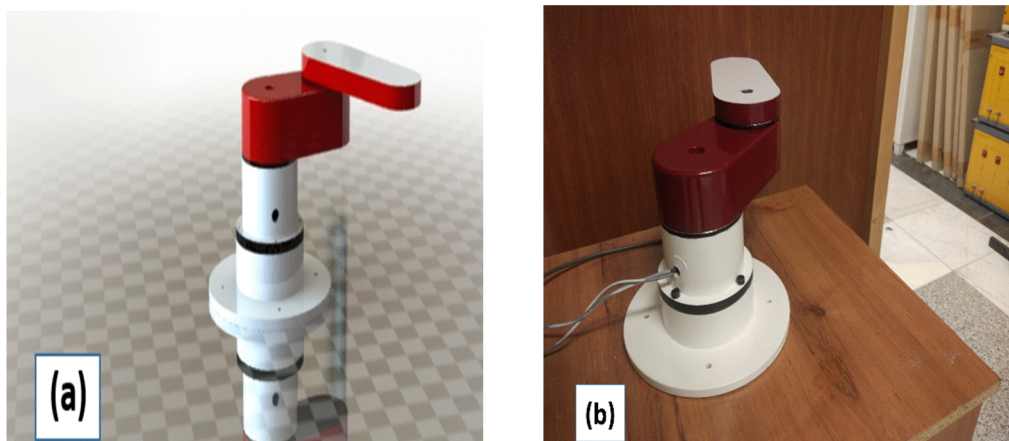
شکل ۴-۱۲ سناریو دو: تأثیر تأخیرهای ورودی مختلف در خطای ردگیری (a) مفصل یک. (b) مفصل دو.



شکل ۴-۱۳ سناریو دو: ارزیابی شاخص عملکرد ردگیری (a) مفصل یک. (b) مفصل دو.

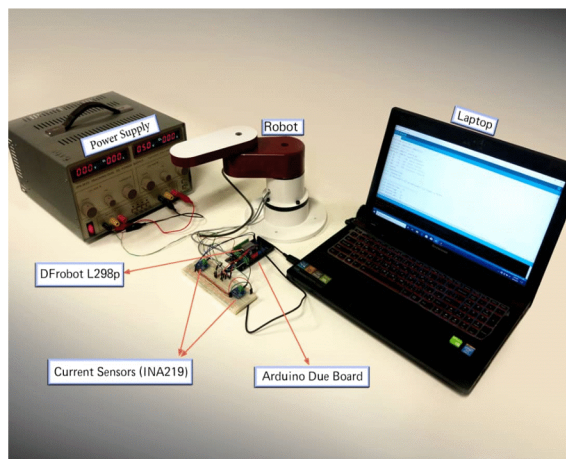
۴-۵ نتایج عملی

در این مرحله، نتایج حاصل از پیاده‌سازی عملی روش کنترلی طراحی شده ارائه می‌شود. بدین منظور، در محیط آزمایشگاهی، پلتفرم ساده و پرکاربردی جهت پیاده‌سازی روش‌های پیشرفته‌ی کنترلی با راهبرد ولتاژ، آماده گردید. در این راستا، یک ربات دو رابط بصورت زیر طراحی و ساخته شده است.

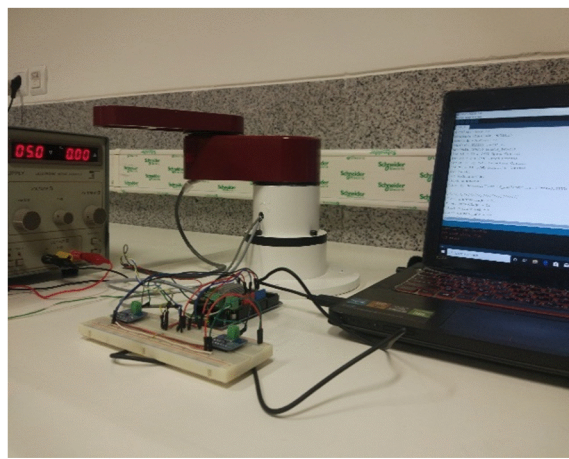


شکل ۴-۱۴ (a) طراحی با Solidworks. (b) ربات واقعی.

شایان ذکر است که مشخصات فنی ربات (وزن، جنس، ابعاد و اندازه) برگرفته از یک آزمایشگاهی می‌باشد. دو عدد موتور MG995 با حداکثر ولتاژ مجاز ۵ ولت به عنوان محرکه‌های ربات تعبیه شده است. برد Arduino مدل DUE مبتنی بر پردازنده‌ی ATMEEL SAM3X8E ARM Cortex-M3 جهت پیاده‌سازی روش کنترلی و برد درایور DFrobot L298p Twin V1.1 برای حرکت موتور استفاده شده است. شایان ذکر است که روش کنترلی پیشنهادی در محیط نرم افزار Arduino نوشته شده و با پروتکل USB به برد متصل شده است. برای اندازه‌گیری جریان از سنسور INA219 استفاده شده است. بستر پیاده‌سازی این طرح مطابق شکل زیر است:



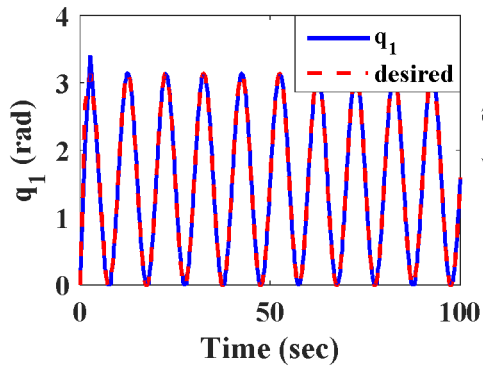
(a)



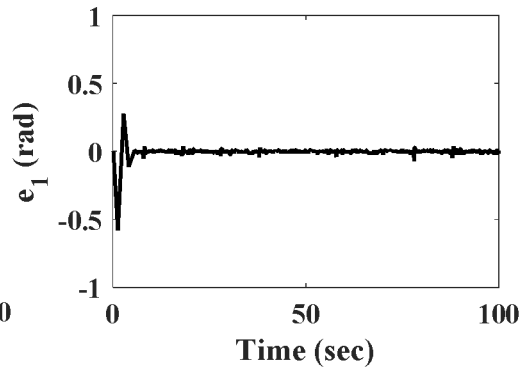
(b)

شکل ۴-۱۵ (a) بستر پیاده‌سازی اصلاح شده. (b) بستر پیاده‌سازی واقعی.

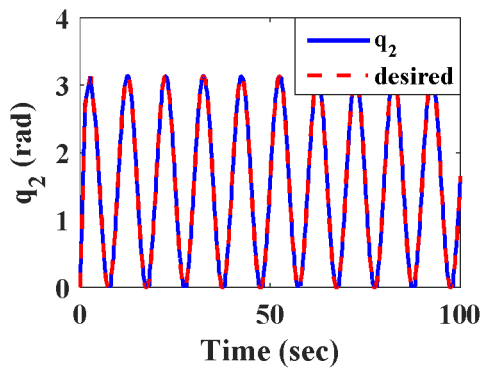
مسیر مطلوب برای هر دو مفصل بصورت $q_d(t) = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \sin(0.2\pi t)$ در نظر گرفته شده است. نتایج حاصل از ردگیری مسیر مطلوب و خطای عملکرد آن در شکل ۴-۱۶ نشان داده شده است. همچنین جهت نمایش سیگنال ولتاژ از اسیلوسکوپ GW Instek استفاده شده که نتیجه‌ی آن در شکل ۴-۱۷ نمایان است.



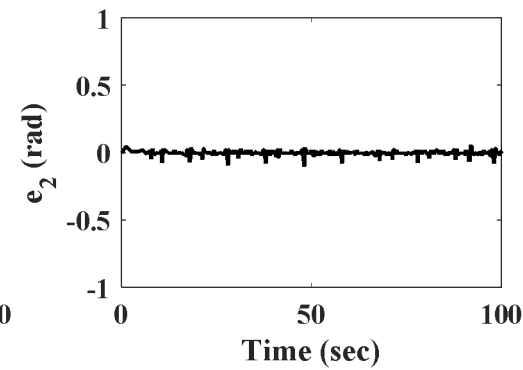
(a)



(b)



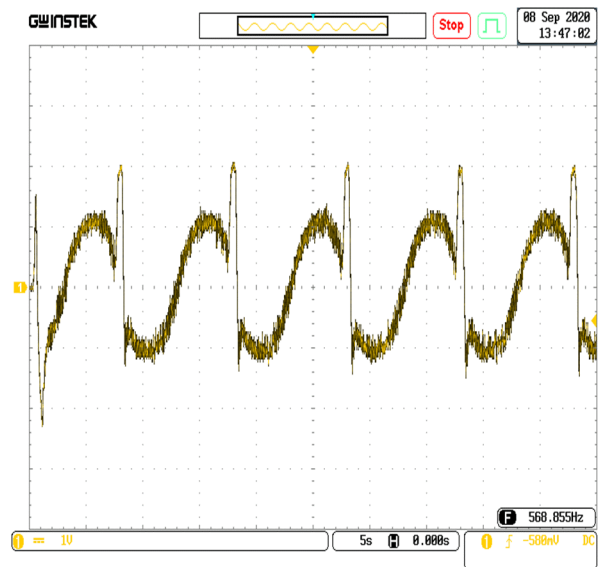
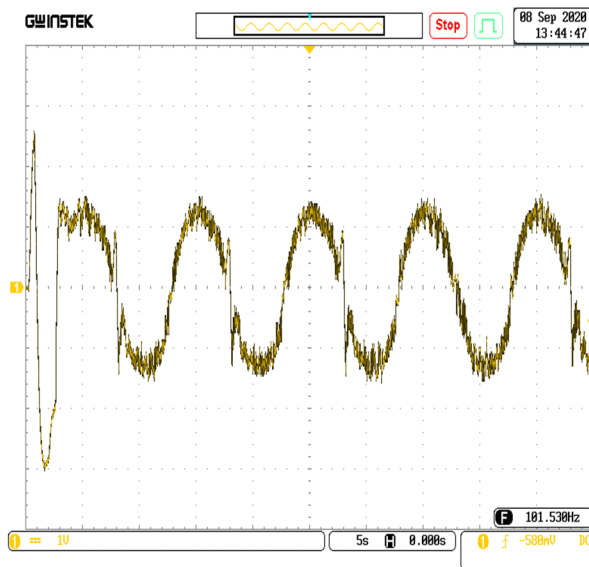
(c)



(d)

شکل ۴-۱۶ (a) ردگیری مفصل یک. (b) خطای ردگیری مفصل یک. (c) ردگیری مفصل دو. (d) خطای ردگیری

مفصل دو.



شکل ۴-۱۷ (a) سیگنال کنترل یک. (b) سیگنال کنترل دو.

با توجه به نتایج ارائه شده در شکل‌های ۴-۱۶ و ۴-۱۷ میتوان نتیجه گرفت که ردگیری مسیر مطلوب بخوبی محقق شده است و خطای ردگیری نیز بسیار ناچیز است. همچنین رفتار ولتاژهای موتور قابل قبول و در محدوده‌ی مجاز قرار گرفته است.

۴-۶ نتیجه‌گیری

در چارچوب روش پسگام، این فصل به طراحی کنترل مبتنی بر ولتاژ ترکیبی یادگیری فازی برای سیستم رباتیک تأخیردار شده‌ی ورودی با استفاده از رویکرد اغتشاش و کنترل سطح دینامیکی پرداخته است. به منظور بهبود عملکرد مکانیزم تطبیق، اطلاعات تأخیر زمانی، تخمین اغتشاش و دقت تقریب فازی در قواعد تطبیق دیده شده‌اند. همچنین تخمین مرکب نامعینی‌ها با همکاری تقریب‌گر فازی و رویکرد اغتشاش به خوبی محقق شده است. با ترکیب تکنیک انتگرال و کنترل سطح دینامیکی، متغیر کمکی جهت جبران اثر تأخیر زمانی بدست آمد. پایداری سیستم حلقه بسته توسط تئوری لیاپانوف اثبات شد. موفقیت طرح پیشنهادی در ردگیری مسیر مرجع به همراه تخمین نامعینی‌ها در مقایسه با دو طرح مرتبط تأیید شد. همچنین اثر تأخیرهای زمانی مختلف در عملکرد ردگیری بررسی گردید. علی‌رغم ارائه‌ی نتایج ارزنده در این فصل، شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم (خطای حالت مانا، حداکثر فراجهدش و نرخ همگرایی) در طراحی مورد توجه واقع نشده است.

فصل ۵: کنترل فازی تطبیقی تجویزی مبتنی بر روش پسگام

۵-۱ مقدمه

در فصل گذشته، به طراحی کنترل فازی یادگیری مبتنی بر روش پسگام برای سیستم رباتیک پرداخته شد. روش ارائه شده، قابلیت جبران اثر تأخیر ورودی، بهبود پیچیدگی سیگنال کنترل و افزایش دقت تقریب فازی را دارا بود. در این فصل در راستای فصل گذشته، کیفیت شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم بررسی می‌شود و مکانیزم تطبیق جدید ارائه می‌گردد.

۵-۲ نکات کلیدی طرح پیشنهادی

نکات کلیدی طرح پیشنهادی از قرار زیر است:

- ۱- به منظور ارتقاء عملکرد سیستم رباتیک، یک روش کنترل فازی تطبیقی از پیش تجویز شده مبتنی بر روش پسگام در حضور اغتشاش خارجی متغیر با زمان ارائه می‌شود.
- ۲- به منظور رسیدگی به مسأله‌ی عملکرد از پیش تجویز شده (خطای حالت مانا، سرعت همگرایی پاسخ سیستم و حداکثر بالادگی آن)، یک متغیر مجازی بر پایه‌ی خطای موقعیت زاویه‌ای تعریف می‌شود. در همین راستا، در چارچوب روش پسگام از ترکیب کنترل از پیش تجویز شده و تکنیک فرمان فیلترشده بهره گرفته شده است.
- ۳- دقت تقریب سیستم فازی با بهره‌گیری از شناساگرهای سری-موازی در قالب خطای پیش‌بینی مورد مطالعه قرار می‌گیرد. همچنین اثر خطای پیش‌بینی در ساخت رویتگرهای اغتشاش دیده می‌شود که موجب بهبود عملکرد رویتگر اغتشاش مبتنی بر منطق فازی می‌شود.
- ۴- قوانین تطبیق با استفاده از خطای ردگیری جبران شده، تخمین اغتشاشات، دقت تقریب فازی و اثر محدودیت تجویزی ساخته می‌شوند که این امر سبب ارتقاء عملکرد سیستم در تخمین عدم قطعیت‌ها و محدود ماندن خطای ردگیری در باند مجاز مشخص می‌شود.

۳-۵ طرح کنترل پیشنهادی و اثبات پایداری

مدل مورد مطالعه، منطبق بر رابطه‌ی (۱-۳) می‌باشد. به منظور طراحی روش پیشنهادی، در نظر گرفتن فرض ۱-۴ و لم ۱-۲ ضروری است.

به منظور تضمین محدودیت خطای خروجی، یک تابع کاهنده به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\gamma(t) = (\gamma^0 - \gamma^\infty)e^{-\alpha t} + \gamma^\infty \quad (۱-۵)$$

که در آن $\gamma^0 > 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \gamma(t) = \gamma^\infty > 0$ و $\alpha > 0$ می‌باشند. باند پاسخ‌های حالت گذرا و مانا بر اساس شرایط مشخص می‌شود:

$$\begin{aligned} -\gamma(t) &\leq e_1 \leq \lambda\gamma(t); \text{ if } e_1(0) < 0 \\ -\lambda\gamma(t) &\leq e_1 \leq \gamma(t); \text{ if } e_1(0) \geq 0 \end{aligned} \quad (۲-۵)$$

که $e_1 = x_1 - x_{1d}$ خطای ردگیری موقعیت و $0 < \lambda \leq 1$ پارامتر مقیاس تجویز شده است. به منظور مطالعه‌ی پاسخ حالت مانا، تعیین پارامتر γ^∞ مهم است. از طرفی سرعت همگرایی پاسخ توسط نرخ کاهنده‌ی $\gamma(t)$ تنظیم می‌شود. همچنین $\lambda\gamma(0)$ و $\gamma(0)$ بر روی ماکزیمم فراجش و فروجهش پاسخ تأثیرگذار است [۳۷]. متغیر خطای تبدیل‌شده به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$Q(t) = \frac{e_1}{\mu} \quad (۳-۵)$$

که μ توسط $\mu = B\mu_1 + (1-B)\mu_2$ ساخته می‌شود. اگر $e_1 < 0$ باشد $B = 0$ و در غیر این صورت $B = 1$ است. همچنین داریم:

$$\{\mu_1 = \gamma(t), \mu_2 = -\lambda\gamma(t) | e_1(0) \geq 0\} \text{ و } \{\mu_1 = \lambda\gamma(t), \mu_2 = -\gamma(t) | e_1(0) < 0\}$$

گام اول دینامیک خطا برای زیرسیستم اول به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega_{1i} = \frac{Q_i}{1 - Q_i} = (\omega_{11}, \omega_{12}, \dots, \omega_{1n})^T \quad (۴-۵)$$

که Q_i بصورت $\frac{e_{1i}}{\mu_i}$ است. مشتق ω_{1i} مطابق زیر توصیف می‌شود:

$$\dot{\omega}_{1i} = \frac{1}{(1 - Q_i)^2 \mu_i} (\dot{e}_{1i} - Q_i \dot{\mu}_i) = \frac{1}{(1 - Q_i)^2 \mu_i} (x_{2i} - \dot{x}_{1d} - Q_i \dot{\mu}_i) \quad (۵-۵)$$

از طرفی با تعریف $\omega_{2i} = x_{2i} - \dot{x}_{1d}$ داریم:

$$\dot{\omega}_{1i} = p_{1i} \left(\omega_{2i} + x_{2i}^d - \dot{x}_{1di} - Q_i \dot{\mu}_i + (x_{2i}^c - x_{2i}^d) \right) \quad (۶-۵)$$

که در آن $p_{1i} = \frac{1}{(1-Q_i)^2 \mu_i}$ و ورودی مجازی است که بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$x_{2i}^d = -\frac{1}{p_{1i}} k_{1i} \omega_{1i} + \dot{x}_{1d} + Q_i \dot{\mu}_i \quad (۷-۵)$$

که k_{1i} یک مقدار مثبت است. از طرفی لازم به ذکر است که با عبور دادن ورودی مجازی x_{2i}^d از یک فیلتر مرتبه اول پایدار، سیگنال فیلترشده‌ی x_{2i}^c بدست می‌آید:

$$\alpha_{2i} \dot{x}_{2i}^c + x_{2i}^c = x_{2i}^d \quad (۸-۵)$$

که α_{2i} ثابت زمانی مثبت است و $x_{2i}^c(0) = x_{2i}^d(0)$ جایگذاری (۹-۵) در (۸-۵) منتج به رابطه‌ی زیر می‌شود:

$$\dot{\omega}_{1i} = -k_{1i} \omega_{1i} + p_{1i} \omega_{2i} + p_{1i} (x_{2i}^c - x_{2i}^d) \quad (۹-۵)$$

به منظور حذف خطای سیگنال فیلتر شده، سیگنال جبران‌ساز بصورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{z}_{1i} = -k_{1i} z_{1i} + p_{1i} z_{2i} + p_{1i} (x_{2i}^c - x_{2i}^d) \quad (۱۰-۵)$$

که $z_{1i}(0) = 0$ با تعریف خطای ردگیری جبران‌شده بصورت $v_{1i} = \omega_{1i} - z_{1i}$ داریم:

$$\dot{v}_{1i} = -k_{1i} v_{1i} + p_{1i} v_{2i} \quad (۱۱-۵)$$

گام دوم) مشتق سطح خطای زیرسیستم دوم ω_{2i} مطابق زیر قابل توصیف است:

$$\dot{\omega}_{2i} = \Gamma_{1i}^{*T} \phi_{1i} + a_i \omega_{3i} + a_i x_{3i}^c + D_{1i} - \dot{x}_{2i}^c \quad (۱۲-۵)$$

که $D_{1i} = d_{1i} + \epsilon_{1i}$ است. شایان ذکر است که در رابطه‌ی فوق، از تعریف $\omega_{3i} = x_{3i} - x_{3i}^c$ استفاده

شده است. رابطه (۱۲-۵) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{\omega}_{2i} = \Gamma_{1i}^{*T} \phi_{1i} + a_i \omega_{3i} + a_i x_{3i}^d + D_{1i} - \dot{x}_{2i}^c + a_i (x_{3i}^c - x_{3i}^d) \quad (۱۳-۵)$$

که x_{3i}^d ورودی مجازی است و بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$x_{3i}^d = \frac{-\hat{\Gamma}_{1i}^{*T} \phi_{1i} - k_{2i} \omega_{2i} - p_{1i} \omega_{1i} + \dot{x}_{2i}^c - \hat{D}_{1i}}{a_i} \quad (۱۴-۵)$$

که k_{2i} یک مقدار مثبت است. از طرفی با عبور ورودی مجازی x_{3i}^d از یک فیلتر مرتبه اول پایدار، سیگنال فیلترشده‌ی x_{3i}^c بدست می‌آید:

$$\alpha_{3i} \dot{x}_{3i}^c + x_{3i}^c = x_{3i}^d \quad (۱۵-۵)$$

که α_{3i} ثابت زمانی مثبت است و $x_{3i}^c(0) = x_{3i}^d(0)$ با جایگذاری (۱۴-۵) در (۱۳-۵) داریم:

$$\dot{\omega}_{2i} = \tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i \omega_{3i} - p_{1i} \omega_{1i} - k_{2i} \omega_{2i} + a_i (x_{3i}^c - x_{3i}^d) \quad (۱۶-۵)$$

که $\tilde{\Gamma}_{1i} = \Gamma_{1i}^* - \hat{\Gamma}_{1i}$ و $\tilde{D}_{1i} = D_{1i} - \hat{D}_{1i}$ می‌باشند. از طرفی سیگنال جبرانساز مطابق زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{z}_{2i} = -k_{2i} z_{2i} - p_{1i} z_{1i} + a_i z_{3i} + a_i (x_{3i}^c - x_{3i}^d) \quad (۱۷-۵)$$

که $z_{2i}(0) = 0$. با تعریف خطای ردگیری جبران‌شده بصورت $v_{2i} = \omega_{2i} - z_{2i}$ داریم:

$$\dot{v}_{2i} = \tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i v_{3i} - p_{1i} v_{1i} - k_{2i} v_{2i} \quad (۱۸-۵)$$

خطای پیش‌بینی فازی بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$Z_{2iPE} = x_{2i} - \hat{x}_{2i} \quad (۱۹-۵)$$

که $\hat{x}_{2i}$ توسط شناساگر سری- موازی بدست می‌آید:

$$\dot{\hat{x}}_{2i} = \hat{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + a_i x_{3i} + \hat{D}_{1i} + \beta_{1i} Z_{2iPE} \quad (۲۰-۵)$$

لذا مشتق خطای پیش‌بینی بصورت زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{Z}_{2iPE} = \tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} - \beta_{1i} Z_{2iPE} \quad (۲۱-۵)$$

با در نظر گرفتن خطای پیش‌بینی Z_{2iPE} ، قانون تطبیق بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\dot{\hat{\Gamma}}_{1i} = \gamma_{1i} \left((v_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE}) \phi_{1i} - \delta_{1i} \hat{\Gamma}_{1i} \right) \quad (۲۲-۵)$$

از طرفی روی‌تگر اغتشاش بصورت زیر طراحی می‌شود:

$$\hat{D}_{1i} = L_{1i} (x_{2i} - \chi_{2i}) \quad (۲۳-۵)$$

$$\dot{\chi}_{2i} = \hat{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + a_i x_{3i} + \hat{D}_{1i} - L_{1i}^{-1} (v_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE})$$

و مشتق آن مطابق زیر ارائه می‌گردد:

$$\dot{\hat{D}}_{1i} = L_{1i} (\dot{x}_{2i} - \dot{\chi}_{2i}) = L_{1i} \left(\tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} \right) + v_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2iPE} \quad (۲۴-۵)$$

گام سوم مشتق سطح خطای زیرسیستم سوم ω_{3i} مطابق زیر بدست می‌آید:

$$\dot{\omega}_{3i} = \Gamma_{2i}^{*T} \phi_{2i} + \epsilon_{2i} + d_{2i}(t) - \dot{x}_{3i}^c + b_i u_i(t) \quad (۲۵-۵)$$

که $d_{2i}(t) + \epsilon_{2i}$ توسط D_{2i} نمایش داده می‌شود. قانون کنترل بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u_i = \frac{-\hat{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} - k_{3i} \omega_{3i} - a_i \omega_{2i} + \dot{x}_{3i}^c - \hat{D}_{2i}}{b_i} \quad (۲۶-۵)$$

که k_{3i} یک مقدار مثبت است. با جایگذاری (۲۶-۵) در (۲۵-۵) داریم:

$$\dot{\omega}_{3i} = \tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} - k_{3i} \omega_{3i} - a_i \omega_{2i} \quad (27-5)$$

که $\tilde{\Gamma}_{2i} = \Gamma_{2i}^* - \hat{\Gamma}_{2i}$ و $\tilde{D}_{2i} = D_{2i} - \hat{D}_{2i}$ می‌باشند. از طرفی سیگنال جبران ساز مطابق زیر ارائه می‌شود:

$$\dot{z}_{3i} = -k_{3i} z_{3i} - a_i z_{2i} \quad (28-5)$$

که $z_{3i}(0) = 0$. با تعریف خطای ردگیری جبران شده بصورت $v_{3i} = \omega_{3i} - z_{3i}$ داریم:

$$\dot{v}_{3i} = \tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} - k_{3i} v_{3i} - a_i v_{2i} \quad (29-5)$$

خطای پیش‌بینی فازی بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$Z_{3iPE} = x_{3i} - \hat{x}_{3i} \quad (30-5)$$

که $\hat{x}_{3i}$ توسط شناساگر سری- موازی بدست می‌آید:

$$\dot{\hat{x}}_{3i} = \hat{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + b_i u_i(t) + \hat{D}_{2i} + \beta_{2i} Z_{3iPE} \quad (31-5)$$

لذا مشتق خطای پیش‌بینی بصورت زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{Z}_{3iPE} = \tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} - \beta_{2i} Z_{3iPE} \quad (32-5)$$

همچنین قانون تطبیق دوم بصورت زیر انتخاب می‌گردد:

$$\dot{\hat{\Gamma}}_{2i} = \gamma_{2i} \left((v_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE}) \phi_{2i} - \delta_{2i} \hat{\Gamma}_{2i} \right) \quad (33-5)$$

از طرفی رویترگر اغتشاش بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\hat{D}_{2i} = L_{2i} (x_{3i} - \hat{x}_{3i}) \quad (34-5)$$

$$\dot{\chi}_{3i} = \hat{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + b_i u_i(t) + \hat{D}_{2i} - L_{2i}^{-1} (v_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE})$$

و مشتق آن مطابق زیر بیان می‌شود:

$$\dot{\hat{D}}_{2i} = L_{2i} \left(\tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} \right) + v_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3iPE} \quad (35-5)$$

قضیه: با در نظر گرفتن ورودی‌های مجازی، سیگنال کنترل نهایی و قوانین تطبیق پیشنهادی، محدود

بودن سیگنال‌های سیستم رباتیک اثبات و ردگیری مسیر مطلوب در باند مشخص اثبات می‌شود. از

طرفی به کمک رویترگر اغتشاش و سیستم فازی، وظیفه‌ی تخمین عدم قطعیت‌ها نیز محقق می‌گردد.

اثبات:

تابع لیاپانوف بصورت رابطه (36-5) انتخاب می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n v_{1i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n v_{2i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \tilde{\Gamma}_{1i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i}^2 \quad (36-5)$$

$$+ \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n v_{3i}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \tilde{\Gamma}_{2i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} Z_{3i_{PE}}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i}^2$$

مشتق V بصورت زیر حاصل می شود:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n v_{1i}(-k_{1i}v_{1i} + p_{1i}v_{2i}) + \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}} \left(\tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} - \beta_{1i} Z_{2i_{PE}} \right)$$

$$+ \sum_{i=1}^n v_{2i} \left(\tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} + a_i v_{3i} - p_{1i} v_{1i} - k_{2i} v_{2i} \right) - \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{1i} + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \dot{\tilde{D}}_{1i}$$

$$+ \sum_{i=1}^n v_{3i} \left(\tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} - a_i v_{2i} - k_{3i} v_{3i} \right) - \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \gamma_{2i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{2i} + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i} \dot{\tilde{D}}_{2i}$$

$$+ \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} Z_{3i_{PE}} \left(\tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} - \beta_{2i} Z_{3i_{PE}} \right) \quad (37-5)$$

حال میتوان نوشت:

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=1}^n k_{1i} v_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} v_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i} v_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2i_{PE}}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} \beta_{2i} Z_{3i_{PE}}^2$$

$$+ \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \left(v_{2i} \phi_{1i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}} \phi_{1i} - \gamma_{1i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{1i} \right) + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \left(v_{2i} + \gamma_{Z_{2i}} Z_{2i_{PE}} + \dot{D}_{1i} - \dot{\tilde{D}}_{1i} \right)$$

$$+ \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \left(v_{3i} \phi_{2i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3i_{PE}} \phi_{2i} - \gamma_{2i}^{-1} \dot{\tilde{\Gamma}}_{2i} \right) + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i} \left(v_{3i} + \gamma_{Z_{3i}} Z_{3i_{PE}} + \dot{D}_{2i} - \dot{\tilde{D}}_{2i} \right) \quad (38-5)$$

جایگذاری قوانین تطبیق و مشتق روی تگرهای اغتشاش منتج به رابطه ی زیر می شود:

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=1}^n k_{1i} v_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} v_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i} v_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2i_{PE}}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} \beta_{2i} Z_{3i_{PE}}^2$$

$$+ \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{1i}^T \delta_{1i} \hat{\Gamma}_{1i} + \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{1i} \left(\dot{D}_{1i} - L_{1i} \left(\tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} + \tilde{D}_{1i} \right) \right) + \sum_{i=1}^n \tilde{\Gamma}_{2i}^T \delta_{2i} \hat{\Gamma}_{2i}$$

$$+ \sum_{i=1}^n \tilde{D}_{2i} \left(\dot{D}_{2i} - L_{2i} \left(\tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} + \tilde{D}_{2i} \right) \right) \quad (39-5)$$

به کمک ناتساوی یانگ میتوان به نتایج زیر دست یافت:

$$\begin{aligned}
 \tilde{D}_{1i} \dot{D}_{1i} &\leq \frac{1}{2} \tilde{D}_{1i}^2 + \frac{1}{2} \sigma_{1i}^2 \quad (۴۰-۵) \\
 -\tilde{D}_{1i} \tilde{\Gamma}_{1i}^T \phi_{1i} &\leq \frac{1}{2} \rho_{1i} \tilde{D}_{1i}^2 \|\phi_{1i}\|^2 + \frac{1}{2\rho_{1i}} \tilde{\Gamma}_{1i}^T \tilde{\Gamma}_{1i} \leq \frac{1}{2} \rho_{1i} \tilde{D}_{1i}^2 \eta_{1i}^2 + \frac{1}{2\rho_{1i}} \tilde{\Gamma}_{1i}^T \tilde{\Gamma}_{1i} \\
 \tilde{\Gamma}_{1i}^T \hat{\Gamma}_{1i} &\leq -\frac{1}{2} \tilde{\Gamma}_{1i}^T \tilde{\Gamma}_{1i} + \frac{1}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 \\
 \tilde{D}_{2i} \dot{D}_{2i} &\leq \frac{1}{2} \tilde{D}_{2i}^2 + \frac{1}{2} \zeta_{2i}^2 \\
 -\tilde{D}_{2i} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \phi_{2i} &\leq \frac{1}{2} \rho_{2i} \tilde{D}_{2i}^2 \|\phi_{2i}\|^2 + \frac{1}{2\rho_{2i}} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} \leq \frac{1}{2} \rho_{2i} \tilde{D}_{2i}^2 \eta_{2i}^2 + \frac{1}{2\rho_{2i}} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} \\
 \tilde{\Gamma}_{2i}^T \hat{\Gamma}_{2i} &\leq -\frac{1}{2} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} + \frac{1}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 \tilde{\Gamma}_{2i}^T \hat{\Gamma}_{2i} \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} + \frac{1}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2
 \end{aligned}$$

با جایگذاری رابطه (۴۰-۵) در (۳۹-۵) داریم:

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &\leq -\sum_{i=1}^n k_{1i} v_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{2i} v_{2i}^2 - \sum_{i=1}^n k_{3i} v_{3i}^2 - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{2i}} \beta_{1i} Z_{2iPE}^2 \quad (۴۱-۵) \\
 &\quad - \sum_{i=1}^n \bar{\gamma}_{1i} \tilde{\Gamma}_{1i}^T \tilde{\Gamma}_{1i} - \sum_{i=1}^n \bar{\kappa}_{1i} \tilde{D}_{1i}^2 - \sum_{i=1}^n \bar{\gamma}_{2i} \tilde{\Gamma}_{2i}^T \tilde{\Gamma}_{2i} \\
 &\quad - \sum_{i=1}^n \gamma_{Z_{3i}} \beta_{2i} Z_{3iPE}^2 - \sum_{i=1}^n \bar{\kappa}_{2i} \tilde{D}_{2i}^2 + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 \right) \\
 &\quad + \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{2i}}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{2i}^2 \right)
 \end{aligned}$$

$$\bar{\kappa}_{2i} = L_{2i} - \frac{L_{2i}\rho_{2i}}{2} \eta_{2i}^2 - \frac{1}{2}, \bar{\gamma}_{2i} = \frac{\delta_{2i}}{2} - \frac{L_{2i}}{2\rho_{2i}}, \bar{\kappa}_{1i} = L_{1i} - \frac{L_{1i}\rho_{1i}}{2} \eta_{1i}^2 - \frac{1}{2}, \bar{\gamma}_{1i} = \frac{\delta_{1i}}{2} - \frac{L_{1i}}{2\rho_{1i}}$$

است. درنتیجه میتوان رابطه‌ی فوق را به فرم زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{V} \leq -AV + B \quad (۴۲-۵)$$

که

$$\begin{aligned}
 A &= \min\{\lambda_{\min}(2k_1), \lambda_{\min}(2k_2), \lambda_{\min}(2k_3), \lambda_{\min}(2\beta_j), \lambda_{\min}(2\bar{\kappa}_j), \lambda_{\min}(2\bar{\gamma}_j\gamma_j)\} \\
 B &= \sum_{i=1}^n \left(\frac{\delta_{1i}}{2} \|\Gamma_{1i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{1i}^2 + \frac{\delta_{2i}}{2} \|\Gamma_{2i}^*\|^2 + \frac{1}{2} \zeta_{2i}^2 \right) \quad (۴۳-۵)
 \end{aligned}$$

با ضرب e^{At} در طرفین رابطه (۴۲-۵) داریم:

$$e^{At} \dot{V} + A e^{At} V \leq B e^{At} \quad (۴۴-۵)$$

$$\begin{aligned} \rightarrow \frac{d}{dt}(e^{At}V) &\leq B e^{At} \xrightarrow{\int_{t_0}^t} V(t) \leq \left(V(t_0) - \frac{B}{A}\right) e^{-A(t-t_0)} + \frac{B}{A} \\ &\leq V(t_0) e^{-A(t-t_0)} + \frac{B}{A} \end{aligned}$$

لذا پایداری سیستم حلقه بسته تضمین و سیگنال‌های $\tilde{D}_{2i}$ و $\tilde{D}_{1i}$ ، Z_{3iPE} ، Z_{2iPE} ، $\tilde{F}_{2i}$ ، $\tilde{F}_{1i}$ ، v_{3i} ، v_{2i} ، v_{1i} محدود می‌شوند. با توجه به اینکه Γ_{2i}^* و Γ_{1i}^* بردارهای پارامترهای ثابت بهینه هستند لذا $\hat{F}_{2i}$ و $\hat{F}_{1i}$ محدود می‌شوند زیرا $\hat{F}_{2i} = \Gamma_{2i}^* - \tilde{F}_{2i}$ و $\hat{F}_{1i} = \Gamma_{1i}^* - \tilde{F}_{1i}$ همچنین با توجه به فرض ۴-۱ و محدود شدن $\tilde{D}_{2i}$ و $\tilde{D}_{1i}$ ، محدود بودن $\hat{D}_{2i}$ و $\hat{D}_{1i}$ تأیید می‌شود. از طرفی عنایت به رویکرد فرمان فیلترشده، محدود بودن z_{ji} اثبات می‌شود؛ بنابراین میتوان محدود بودن ω_{ji} ($j = 1,2,3; i = 1,2, \dots, n$) را نتیجه‌گیری کرد لذا طبق رابطه (۵-۶) Q_i محدود است. در نتیجه بر طبق تعریف Q_i توسط $\frac{e_{1i}}{\mu_i}$ و همچنین کاهشی و محدود بودن تابع μ_i ، محدود بودن e_{1i} تأیید می‌شود. با توجه به رابطه (۵-۸)، $\dot{x}_{2i}^c$ توسط $\frac{x_{2i}^d - x_{2i}^c}{\alpha_{2i}}$ توصیف می‌شود. از طرفی x_{2i}^d به ω_{1i} ، $\dot{q}_d$ و p_{1i} وابسته است لذا محدود بودن آن اثبات شده و در نتیجه x_{2i}^c نیز محدود می‌باشد (ورودی محدود x_{2i}^d - فیلتر پایدار خروجی محدود x_{2i}^c) لذا $\dot{x}_{2i}^c$ محدود می‌شود. همچنین، از سیگنال‌های $\hat{F}_{1i}$ ، ω_{1i} ، $\dot{x}_{2i}^c$ ، p_{1i} و $\hat{D}_{1i}$ ساخته شده است که چون محدود بودن همه‌ی آنها ثابت شده است در نتیجه x_{3i}^d محدود می‌شود. با توجه به رابطه (۵-۱۵) و مطابق با توصیف زیرسیستم قبل، x_{3i}^c و بالتبع $\dot{x}_{3i}^c$ محدود می‌شوند. از طرفی سیگنال کنترل نهایی توسط $\hat{F}_{2i}$ ، $\dot{x}_{3i}^c$ ، ω_{2i} و $\hat{D}_{2i}$ تولید شده است. از آنجایی که محدود بودن همه‌ی سیگنال‌های سازنده-ی $u(t)$ اثبات شده است لذا محدود بودن آن نیز نتیجه‌گیری می‌شود.

تذکره ۱: انتخاب پارامترهای تنظیم نقش مهمی در عملکرد ردگیری سیستم در باند مجاز دارند. پارامتر γ^0 تعیین‌کننده‌ی محدوده‌ی عملکرد اولیه‌ی خطای ردگیری سیستم است و γ^∞ محدوده‌ی عملکرد خطای ردگیری در حالت مانا را تعیین می‌کند. مقدار α بر روی سرعت همگرایی باند تجویزی اثرگذار است. در واقع طراح با انتخاب مناسب مقادیر فوق الذکر، تابع کاهشی $\gamma(t)$ را تولید می‌کند. سپس باید مقادیر k_{ji} ($j = 1,2,3$) بگونه‌ای تنظیم شوند که ضمن کاهش خطای ردگیری، سیگنال خطا از باند

تجویز شده تخطی نکند. انتخاب مقادیر بزرگ برای k_{ji} مناسب نیست زیرا تلاش کنترلی اولیه را افزایش می‌دهد. از طرفی افزایش γ_{1i} و γ_{2i} سبب بهبود دقت تقریب فازی می‌شود.

۴-۵ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی حاصل از اعمال طرح کنترل پیشنهادی به بازوی رباتیک دو رابط مجهز به محرکه الکتریکی ارائه می‌شود. پارامترهای ربات و مشخصه‌های موتور با فصل‌های قبلی یکسان است. مسیر مطلوب به صورت $q_d = [2 \sin(0.25t), 2 \sin(0.25t)]^T$ انتخاب می‌شود. شرایط اولیه نیز به صورت $q(0) = (0.1 \ 0.1)^T$, $\dot{q}(0) = (0 \ 0)^T$ و $I_a(0) = (0 \ 0)^T$ در نظر گرفته می‌شود. به منظور طراحی تقریب‌گرهای فازی، برای هر ورودی فازی، توابع تعلق به صورت سه تابع تعلق گوسی شکل در بازه‌ی منفی یک تا یک در نظر گرفته شده است. برای بردار $f_1 \in R^{2 \times 1}$ دو تقریب‌گر فازی با چهار ورودی $\omega_{11}, \omega_{12}, \omega_{21}, \omega_{22}$ ساخته شده است لذا فضای کنترل با ۸۱ قانون فازی برای هر کدام از f_{11} و f_{12} پوشش داده می‌شود. بطور مشابه، بردار $f_2 \in R^{2 \times 1}$ توسط دو تقریب‌گر فازی شناسایی می‌شوند که ω_{31}, ω_{32} به عنوان ورودی‌های فازی برای f_{21} و ω_{22}, ω_{32} ورودی‌های فازی f_{22} هستند. همچنین اغتشاشات خارجی به صورت رابطه‌ی زیر در نظر گرفته شده است [۹۰]:

$$d_1(t) = \begin{cases} (2\sin(2t) \ 2\cos(2t))^T & ; 20 < t < 25 \\ (-2\sin(2t) \ -2\cos(2t))^T & ; o.w \end{cases} \quad (۴۵-۵)$$

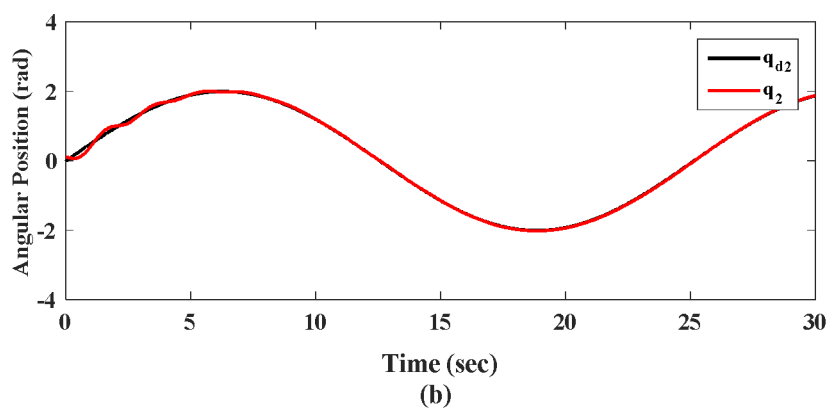
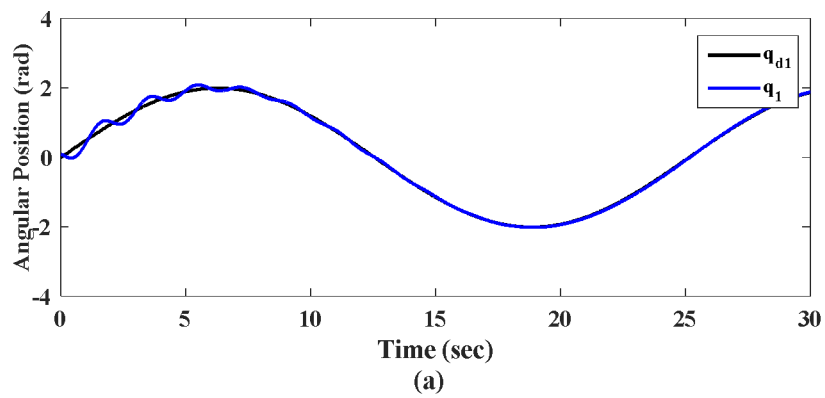
$$d_2(t) = \begin{cases} (3\sin(3t)e^{-0.2t} \ 3\cos(3t)e^{-0.1t})^T & ; 4 < t < 6 \ \& \ 14 < t < 16 \\ 0 & ; o.w \end{cases}$$

پارامترهای تنظیم و باند عملکردی به صورت زیر انتخاب شده است:

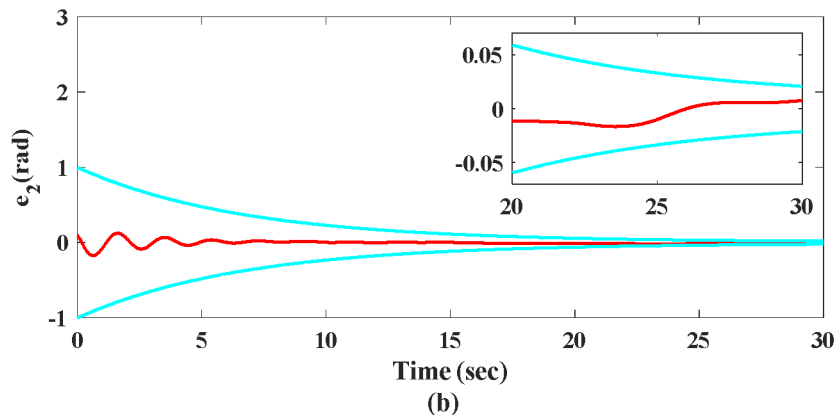
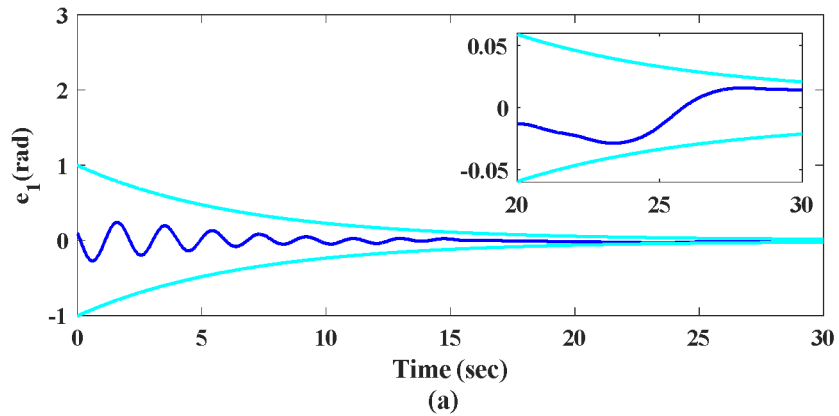
$$\gamma^0 = 1, \gamma^\infty = 0.01, \alpha = 0.15, \lambda = 1 \quad (۴۶-۵)$$

$$k_{1i} = 10, k_{2i} = 5, k_{3i} = 5, L_{1i} = L_{2i} = 5.5, \delta_{1i} = \delta_{2i} = 0.05$$

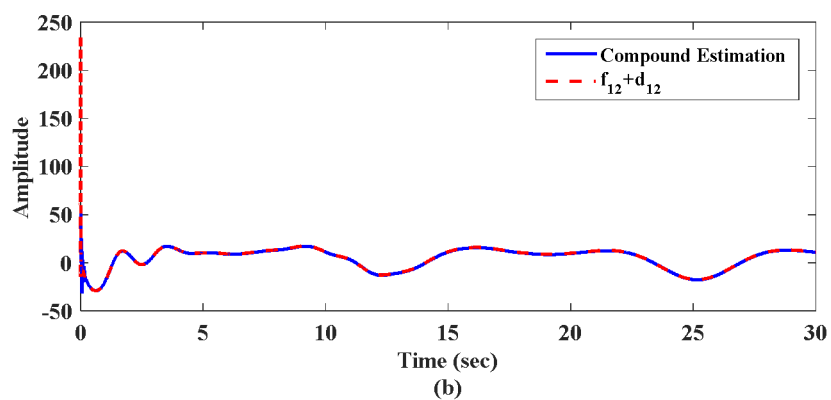
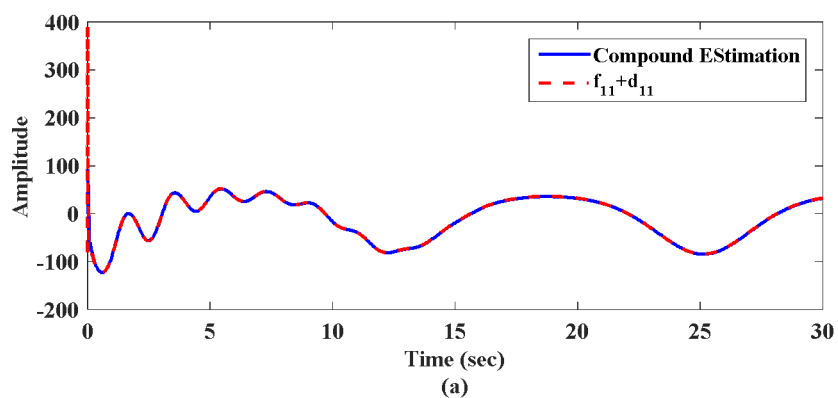
$$\gamma_{Z_{2i}} = \gamma_{Z_{1i}} = 1, \gamma_{1i} = \gamma_{2i} = 100, \beta_{1i} = \beta_{2i} = 0.2$$



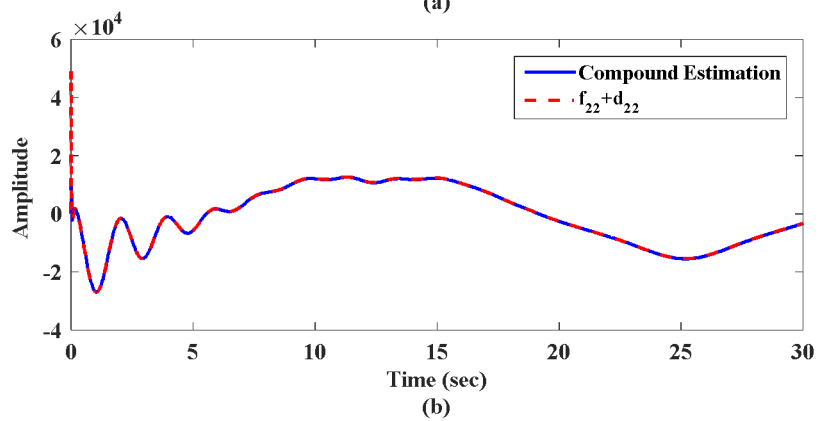
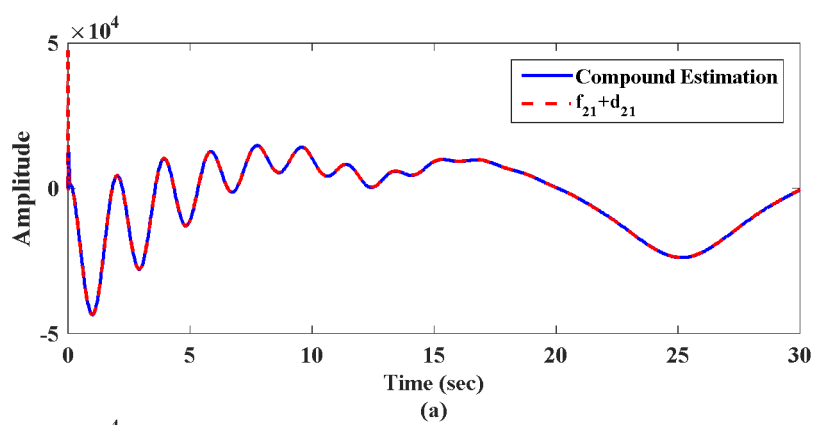
شکل ۱-۵ عملکرد ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم



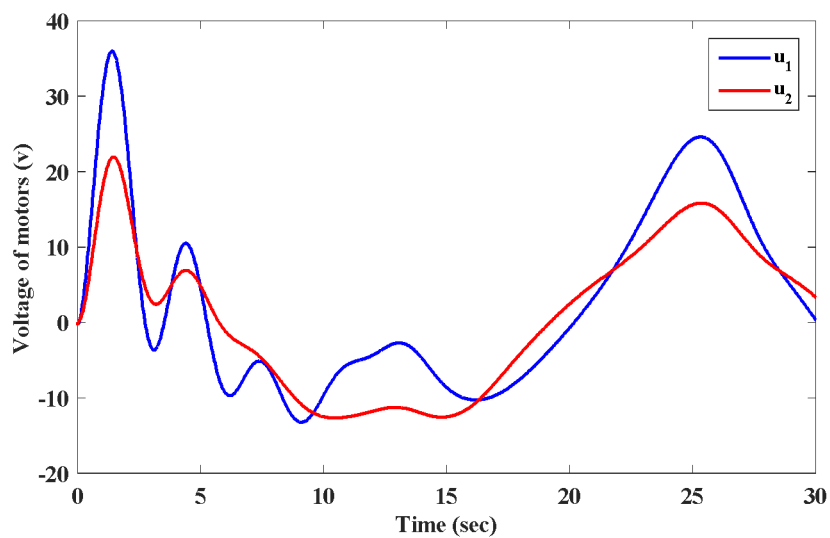
شکل ۲-۵ عملکرد خطای ردگیری: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم



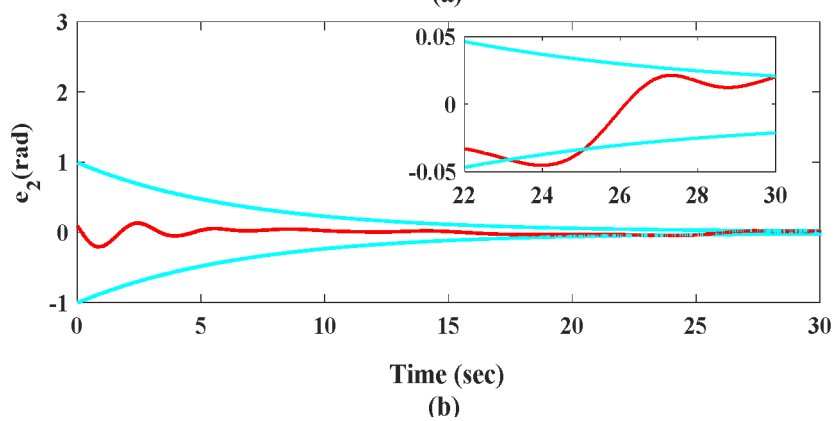
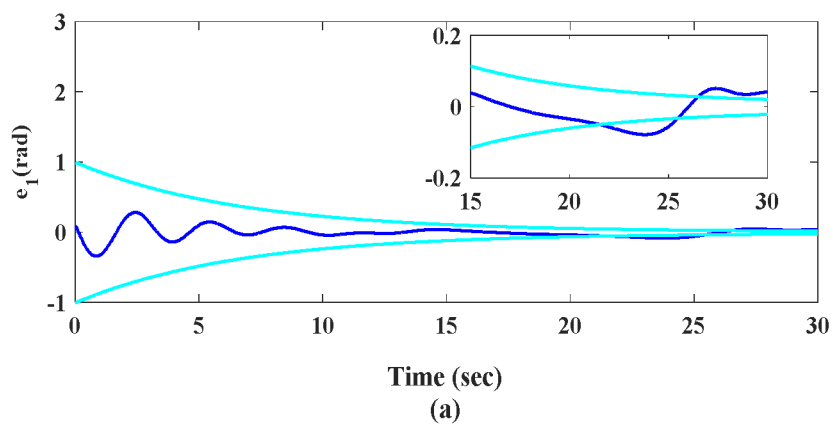
شکل ۵-۳ تخمین مرکب برای $f_1 + d_1$: (a) تخمین $f_{11} + d_{11}$ (b) تخمین $f_{12} + d_{12}$.



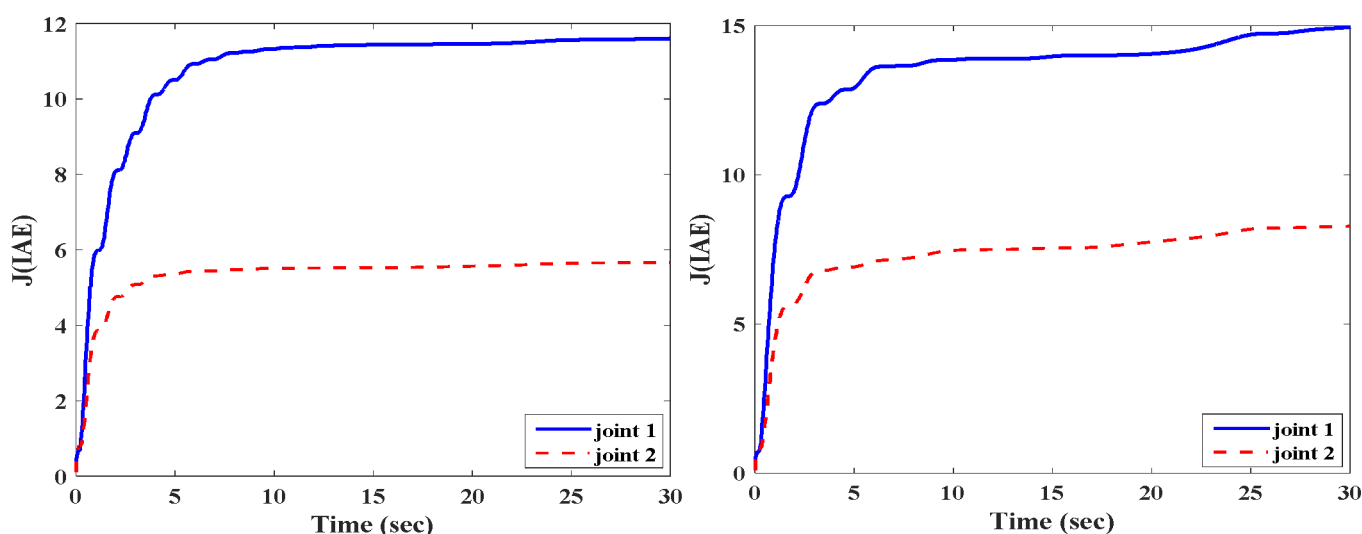
شکل ۵-۴ تخمین مرکب برای $f_2 + d_2$: (a) تخمین $f_{21} + d_{21}$ (b) تخمین $f_{22} + d_{22}$.



شکل ۵-۵ سیگنال کنترل (ولتاژ موتورها)



شکل ۵-۶ عملکرد خطای ردگیری مبتنی بر مقاله [۹۱]: (a) مفصل اول (b) مفصل دوم



شکل ۷-۵ شاخص خطای عملکرد (IAE): (سمت چپ) روش پیشنهادی. (سمت راست) روش [۹۱].

نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در شکل‌های ۱-۵ تا ۵-۵ نمایش داده شده است. همچنین به منظور نمایش برتری کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی، روش ارائه شده در مرجع [۹۱] برای مدل سیستم رباتیک بازنویسی شده و نتایج حاصل از مقایسه توسط شکل‌های ۶-۵ و ۷-۵ به تصویر کشیده شده است. شکل ۱-۵ عملکرد ردگیری قابل قبول مسیر مرجع را در حضور اغتشاشات خارجی نشان می‌دهد. با در نظر گرفتن باند مجاز عملکرد پاسخ سیستم در شکل ۲-۵، خطای ردگیری در باند مجاز تعیین شده باقی مانده و این امر بیانگر آنست که بر روی شاخص‌های عملکردی سیستم، نظارت وجود دارد. در شکل‌های ۳-۵ و ۴-۵ تخمین عدم قطعیت‌های مرکب نشان داده شده است. واضح است که روش پیشنهادی عملکرد مطلوبی در تخمین عدم قطعیت‌ها داشته است. همچنین رفتار سیگنال کنترل در شکل ۵-۵ به تصویر کشیده شده است. پیداست که ولتاژ موتورها در محدوده‌ی قابل قبول خود قرار گرفته‌اند. در شکل ۶-۵ عملکرد خطای ردگیری برای روش برگرفته از [۹۱] نشان داده شده است. مفصل اول از ثانیه ۲۱ به بعد از محدوده‌ی مجاز تخطی داشته است. همچنین مفصل دوم در بازه‌ی زمانی ۲۳ تا ۲۵ ثانیه عملکرد نامناسبی داشته و از باند خارج شده است. به منظور مقایسه‌ی عملکرد

ردگیری بین دو روش مذکور، شاخص خطای انتگرال قدرمطلق خطا (IAE) بکار گرفته شده است. مطابق شکل ۵-۷ واضح است که شاخص خطا برای روش پیشنهادی به مراتب کمتر از روش برگرفته از [۹۱] می باشد. لذا با توجه به شکل های ۵-۶ و ۵-۷ میتوان نتیجه گرفت که روش فازی ترکیبی پیشنهادی عملکرد بهتری را در مقایسه با [۹۱] از خود نشان داده است.

۵-۵ نتیجه گیری

در این فصل، طراحی کنترل فازی ترکیبی تجویزی در چارچوب روش پسگام برای سیستم رباتیک مورد مطالعه قرار گرفت. بکارگیری عملکرد تجویز شده در ساختار فرمان فیلتر شده یکی از نقاط قوت کار محسوب می شود. همچنین جهت ارتقاء عملکرد سیستم در تخمین نامعینی ها، از روی تگر اغتشاش استفاده شده است. در نتیجه قوانین تطبیق سیستم فازی با بهره از فیدبک های موثری از قبیل دقت خطای تقریب، تخمین اغتشاش، خطای ردگیری جبران شده و اطلاعات مربوط به محدودیت خروجی ساخته شده است. این فصل می تواند زمینه ساز ارائه ی روش های جدید دیگری برای سیستم های رباتیک باشد که میتوان در آینده مورد مطالعه قرار داد.

فصل ۶: نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه‌گیری

در این رساله، کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی تطبیقی در چارچوب روش پسگام، برای سیستم رباتیک طراحی شد. ساختار این رساله بگونه‌ای تدوین شده است که هرچه به سمت جلو پیش می‌رود با اصلاح طرح سعی در جبران و رسیدگی به چالش قسمت قبلی داشته است.

نخست مدل بازوی رباتیک مجهز به موتورهای الکتریکی در قالب فیدبک صریح با سه زیرسیستم فرموله شده است. سپس قانون کنترل تطبیقی مبتنی بر روش پسگام طراحی شد. برتری روش مذکور نسبت به کنترل تطبیقی پسگام مرسوم، در این است که روش طراحی شده علاوه بر عدم قطعیت پارامتری، در برابر دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی مقاوم است. این در حالیست که روش تطبیقی پسگام مرسوم فقط قادر به جبران عدم قطعیت پارامتری است. علاوه بر این، نیاز به تخمین پارامترهای سیستم ندارد. از آنجایی که دینامیک‌های سیستم در عمل نامعلوم هستند، کنترل فازی تطبیقی جایگزین کنترل تطبیقی شد و قانون کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام در حضور نامعینی‌ها طراحی شد. به منظور بهبود اثر متقابل بین دینامیک‌ها و نامعینی‌ها، از ناتساوی یانگ در گام دوم و سوم طراحی استفاده شد. اما علیرغم طراحی و شبیه‌سازی دو روش کنترلی بر پایه پسگام، چالش‌های جدی در طراحی سبب شد که نخست به معرفی و توصیف آن‌ها پرداخته شود و سپس در فصول بعدی به آن چالش‌ها رسیدگی گردد. انفجار پیچیدگی سیگنال کنترل از مشکلات رایج روش پسگام بوده که در فصل دو تشریح شد. همچنین دقت تقریب فازی در روش‌های ترکیبی فازی تطبیقی، امری حیاتی است که مورد مطالعه قرار گرفت. از طرفی همواره محدودیت‌های عملی در طراحی از جمله اثر تأخیر در ورودی، محدودیت حالت سیستم، اغتشاشات متغیر با زمان و... وجود دارد و بایستی راهکارهای مناسب جهت جبران و رسیدگی به آن‌ها را شناخت که در فصل دو بصورت مفید و کاربردی مورد بررسی واقع شد.

در راستای نتیجه‌گیری انجام شده از فصل دو، در فصل سه یک قانون کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر روش پسگام در حضور تأخیر در ورودی و محدودیت حالت جزئی طراحی شد. مزیت روش طراحی شده

در رسیدگی به چند مسأله مهم در یک قاب است. جبران اثر تأخیر در ورودی با استفاده از تکنیک انتگرال، حفظ آستانه‌ی مجاز برای تغییرات موقعیت و سرعت مفاصل با بکارگیری تابع لیپانوف محصور، کاهش حجم محاسبات فازی با به حداقل رساندن بردار پارامترها، استفاده از ناتساوی یانگ در رسیدگی به عدم قطعیت‌های سیستم و مستقل بودن طرح کنترلی از دینامیک غیرخطی بازوی ربات از مزایای روش پیشنهادی است. از طرفی با در نظر گرفتن سناریوهای مختلف شبیه‌سازی، کیفیت و کارایی طرح پیشنهادی مورد بررسی و مقایسه قرار گرفت.

علیرغم نتایج قابل قبول مستخرج از فصل سه، پیچیدگی سیگنال کنترل و دقت تقریب فازی دو مورد از چالش‌هایی است که در این فصل رسیدگی نشد. از این‌رو فصل چهارم این رساله به طراحی قانون کنترل فازی ترکیبی بر پایه‌ی روش پسگام در حضور تأخیر ورودی پرداخته است. جهت بهبود انفجار پیچیدگی از کنترل سطح دینامیکی استفاده شد. همچنین به منظور ارتقاء دقت تقریب فازی، خطای حاصل از تفاضل مدل شناسایی و مدل اندازه‌گیری (مدل سیستم) توأم با خطای ردگیری در مکانیزم تطبیق دیده شد. از سوی دیگر با طراحی رویکردهای اغتشاش برای زیرسیستم دوم و سوم، عملکرد سیستم در ردگیری مسیر مرجع و همچنین ردگیری نامعینی‌های مرکب بهبود پیدا کرد. پایداری سیستم حلقه بسته توسط توابع لیپانوف اثبات شد و همچنین اثر تأخیرهای مختلف در عملکرد سیستم مورد بررسی و تحلیل قرار گرفت.

اگرچه در فصل چهارم، به چالش‌های بسیاری در طراحی رسیدگی شد، ولی کیفیت شاخص‌های عملکرد پاسخ سیستم مورد توجه واقع نشد. لذا با الهام از روش طراحی‌شده در فصل چهارم، یک روش کنترل یادگیری فازی تجویزی بر پایه‌ی روش پسگام در فصل پنجم پیشنهاد شد که طراح می‌تواند بر روی خطای حالت مانا، حداکثر فراجاهش/ فروجهش و نرخ همگرایی پاسخ سیستم نظارت داشته باشد. به عبارتی دیگر، الزامات مورد نیاز برای پاسخ سیستم، قبل از اجرا در طراحی سیستم کنترل دیده می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، موفقیت روش پیشنهادی را در تحقق اهداف کنترلی نشان داد.

۶-۲ پیشنهادات

به منظور ادامه‌ی این رساله، راهکارهایی در قالب پیشنهاد برای تحقیقات و پژوهش‌های آینده ارائه می‌گردد:

- به منظور کاهش حجم محاسبات فازی، میتوان از مدل هایپربولیک فازی تعمیم یافته که بر پایه‌ی فقط دو تابع تعلق ساخته می‌شود، استفاده کرد.
- در طرح‌های کنترلی پیشنهادی در حضور تأخیر ورودی، مقدار تأخیر زمانی معلوم در نظر گرفته شد. به منظور نزدیک‌تر شدن مسأله به شرایط محیطی، بهتر است اثر تأخیر زمانی نامعلوم مورد مطالعه قرار گیرد.
- برای بازوی رباتیک مجهز به موتور الکتریکی، احتمال وقوع خطا در محرکه مورد بررسی قرار گیرد و سیستم کنترل تحمل‌پذیر خطای محرکه در چارچوب روش فازی تطبیقی پسگام طراحی گردد.

- [1] H. Khalil, *Nonlinear Systems*. Prentice-Hall, 1996.
- [2] T. K. Roy, M. A. Mahmud, W. Shen, A. M. T. Oo, and M. E. Haque, "Robust nonlinear adaptive backstepping excitation controller design for rejecting external disturbances in multimachine power systems," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 84, pp. 76–86, 2017.
- [3] J. A. Escareno, M. Rakotondrabe, and D. Habineza, "Backstepping-based robust-adaptive control of a nonlinear 2-DOF piezoactuator," *Control Eng. Pract.*, vol. 41, pp. 57–71, 2015.
- [4] S. Khorashadizadeh and A. Akbarzadeh, "Adaptive back-stepping cancer control using Legendre polynomials," *IET Syst. Biol.*, vol. 12, no. 6, pp. 8–15, 2020.
- [5] H. Dastres, B. Rezaie, and B. Baigzadehnoe, "Neural-network-based adaptive backstepping control for a class of unknown nonlinear time-delay systems with unknown input saturation," *Neurocomputing*, vol. 398, pp. 131–152, 2020.
- [6] H. Pang, X. Zhang, J. Yang, and Y. Shang, "Adaptive backstepping-based control design for uncertain nonlinear active suspension system with input delay," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 29, no. 16, pp. 5781–5800, 2019.
- [7] T. Aounallah, N. Essounbouli, A. Hamzaoui, and F. Bouchafaa, "Algorithm on fuzzy adaptive backstepping control of fractional order for doubly-fed induction generators," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 12, no. 8, pp. 962–967, 2018.
- [8] N. Nikdel, M. A. Badamchizadeh, V. Azimirad, and M. A. Nazari, "Adaptive backstepping control for an n-degree of freedom robotic manipulator based on combined state augmentation," *Robot. Comput. Integr. Manuf.*, vol. 44, pp. 129–143, 2017.
- [9] Q. Hu, L. Xu, and A. Zhang, "Adaptive backstepping trajectory tracking control of robot manipulator," *J. Franklin Inst.*, vol. 349, no. 3, pp. 1087–1105, 2012.
- [10] N. Nikdel, M. Badamchizadeh, V. Azimirad, and M. A. Nazari, "Fractional-Order Adaptive Backstepping Control of Robotic Manipulators in the Presence of Model Uncertainties and External Disturbances," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6249–6256, 2016.
- [11] S. M. Smaeilzadeh and M. Golestani, "Finite-Time Fault Tolerant Adaptive Robust Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems with Saturation Constraints Using Integral Backstepping Approach," *IET Control Theory Appl.*, vol. 12, no. 15, pp. 2109–2117, 2018.
- [12] W. He, D. Ofosu Amoateng, C. Yang, and D. Gong, "Adaptive neural network control of a robotic manipulator with unknown backlash-like hysteresis," *IET Control Theory Appl.*, vol. 11, no. 4, pp. 567–575, 2017.
- [13] W. He, Y. Dong, and C. Sun, "Adaptive Neural Impedance Control of a Robotic Manipulator With Input Saturation," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. 46, no. 3, pp. 334–344, 2016.
- [14] P. P. Yip and J. K. Hedrick, "Adaptive dynamic surface control: A simplified algorithm for adaptive backstepping control of nonlinear systems," *Int. J. Control*, vol. 71, no. 5, pp. 959–979, 1998.
- [15] B. Xu, Z. Shi, C. Yang, and F. Sun, "Composite Neural Dynamic Surface Control of a Class of Uncertain Nonlinear Systems in Strict-Feedback Form," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 44, no. 12, pp. 2626–2634, 2014.
- [16] W. Dong, J. A. Farrell, M. M. Polycarpou, V. Djapic, and M. Sharma, "Command filtered adaptive backstepping," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 566–580, 2012.
- [17] H. Wang, S. Kang, and Z. Feng, "Finite-Time Adaptive Fuzzy Command Filtered Backstepping Control for a Class of Nonlinear Systems," *Int. J. Fuzzy Syst.*, vol. 21, no. 8, pp. 2575–2587, 2019.
- [18] T. Teng, C. Yang, B. Xu, and Z. Li, "Neural network based global adaptive dynamic surface tracking control for robot manipulators," *ICARM 2016 - 2016 Int. Conf. Adv. Robot. Mechatronics*, pp. 20–25, 2016.
- [19] D. T. Pham *et al.*, "Adaptive neural network based dynamic surface control for uncertain dual arm robots," *Int. J. Dyn. Control*, 2019.
- [20] S. Ling, H. Wang, and P. X. Liu, "Adaptive Fuzzy Dynamic Surface Control of Flexible-Joint Robot Systems With Input Saturation," *IEEE/CAA J. Autom. Sin.*, vol. 6, no. 1, pp. 97–106, 2019.
- [21] L. Wang and C. Yang, "Neural network adaptive command filtered control of robotic manipulators with input saturation," *Int. J. Adv. Robot. Syst.*, vol. 16, no. 6, pp. 1–11, 2019.
- [22] Y. Deng, "Adaptive finite-time fuzzy command filtered controller design for uncertain robotic manipulators," *Int. J. Adv. Robot. Syst.*, vol. 16, no. 1, pp. 1–12, 2019.
- [23] Y. Pan, H. Wang, X. Li, and H. Yu, "Adaptive Command-Filtered Backstepping Control of Robot Arms With Compliant Actuators," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 26, no. 3, pp. 1149–1156, 2017.

- [24] K. P. Tee, S. S. Ge, and E. H. Tay, "Barrier Lyapunov Functions for the control of output-constrained nonlinear systems," *Automatica*, vol. 45, no. 4, pp. 918–927, 2009.
- [25] X. Jin, "Adaptive fault tolerant tracking control for a class of stochastic nonlinear systems with output constraint and actuator faults," *Syst. Control Lett.*, vol. 107, pp. 100–109, 2017.
- [26] K. P. Tee and S. S. Ge, "Control of nonlinear systems with partial state constraints using a barrier Lyapunov function," *Int. J. Control*, vol. 84, no. 12, pp. 2008–2023, 2012.
- [27] L. Liu and L. Tang, "Partial State Constraints-Based Control for Nonlinear Systems With Backlash-Like Hysteresis," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, pp. 1–5, 2018.
- [28] C. Wang, Y. Wu, and Z. Zhang, "Tracking control for strict-feedback nonlinear systems with time-varying full state constraints," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 40, no. 14, pp. 3964–3977, 2018.
- [29] J. Zhang, J. Xia, W. Sun, G. Zhuang, and Z. Wang, "Finite-time tracking control for stochastic nonlinear systems with full state constraints," *Appl. Math. Comput.*, vol. 338, pp. 207–220, 2018.
- [30] A. Chen, L. Liu, and Y. J. Liu, "Adaptive control design for MIMO switched nonlinear systems with full state constraints," *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 33, no. 10, pp. 1583–1600, 2019.
- [31] C. Fu, J. Yu, L. Zhao, H. Yu, C. Lin, and Y. Ma, "Barrier Lyapunov function-based adaptive fuzzy control for induction motors with iron losses and full state constraints," *Neurocomputing*, vol. 287, pp. 208–220, 2018.
- [32] D. J. Li, S. M. Lu, Y. J. Liu, and D. P. Li, "Adaptive fuzzy tracking control based barrier functions of uncertain nonlinear MIMO systems with full-state constraints and applications to chemical process," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 26, no. 4, pp. 2145–2159, 2018.
- [33] W. He, Y. Chen, and Z. Yin, "Adaptive Neural Network Control of an Uncertain Robot with Full-State Constraints," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 46, no. 3, pp. 620–629, 2016.
- [34] X. Jin, "Adaptive Fixed-Time Control for MIMO Nonlinear Systems with Asymmetric Output Constraints Using Universal Barrier Functions," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 64, no. 7, pp. 3046–3053, 2019.
- [35] W. Sun, S. F. Su, J. Xia, and V. T. Nguyen, "Adaptive Fuzzy Tracking Control of Flexible-Joint Robots With Full-State Constraints," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–9, 2018.
- [36] L. Ding, S. Li, Y. J. Liu, H. Gao, C. Chen, and Z. Deng, "Adaptive neural network-based tracking control for full-state constrained wheeled mobile robotic system," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, vol. 47, no. 8, pp. 2410–2419, 2017.
- [37] C. P. Bechlioulis and G. A. Rovithakis, "Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems," *Automatica*, vol. 45, no. 2, pp. 532–538, 2009.
- [38] W. Sun, S.-F. Su, J. Xia, and G. Zhuang, "Command Filter-Based Adaptive Prescribed Performance Tracking Control for Stochastic Uncertain Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Syst.*, pp. 1–9, 2020.
- [39] P. Wang, X. Zhang, and J. Zhu, "Online Performance-Based Adaptive Fuzzy Dynamic Surface Control for Nonlinear Uncertain Systems Under Input Saturation," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 27, no. 2, pp. 209–220, 2019.
- [40] C. Cheng, Y. Zhang, and S. Liu, "Neural observer-based adaptive prescribed performance control for uncertain nonlinear systems with input saturation," *Neurocomputing*, vol. 370, pp. 94–103, 2019.
- [41] P. Du, Q. Zhou, and H. Liang, "Neural adaptive prescribed performance control for interconnected nonlinear systems with output dead zone," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 30, no. 3, pp. 999–1020, 2020.
- [42] Y. Wu, R. Huang, X. Li, and S. Liu, "Adaptive neural network control of uncertain robotic manipulators with external disturbance and time-varying output constraints," *Neurocomputing*, vol. 323, pp. 108–116, 2019.
- [43] A. K. Kostarigka, Z. Doulgeri, and G. A. Rovithakis, "Prescribed performance tracking for flexible joint robots with unknown dynamics and elasticity," *Proc. - IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, pp. 5365–5370, 2012.
- [44] J. Bao, H. Wang, and X. P. Liu, "Adaptive finite-time tracking control for robotic manipulators with funnel boundary," *Adapt. Control Signal Process.*, pp. 1–15, 2020.
- [45] S. I. Han and J. M. Lee, "Prescribed performance fuzzy backstepping control for nonlinear large-scale systems," *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 13, no. 6, pp. 1508–1520, 2015.
- [46] J. Baek, M. Jin, and S. Han, "A New Adaptive Sliding-Mode Control Scheme for Application to Robot Manipulators," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 6, pp. 3628–3637, 2016.
- [47] N. Romdhane and T. Damak, "Higher Order Sliding Mode Control of Uncertain Robot Manipulators," in *International Conference on Control, Engineering & Information Technology*,

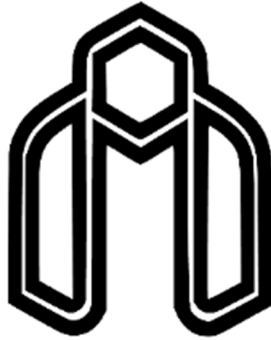
- 2015, pp. 129–134.
- [48] W. H. Chen, “Disturbance observer based control for nonlinear systems,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 706–710, 2004.
 - [49] B. Xu, Z. Shi, and C. Yang, “Composite fuzzy control of a class of uncertain nonlinear systems with disturbance observer,” *Nonlinear Dyn.*, vol. 80, no. 1–2, pp. 341–351, 2015.
 - [50] B. Xu, F. Sun, Y. Pan, and B. Chen, “Disturbance Observer Based Composite Learning Fuzzy Control of Nonlinear Systems with Unknown Dead Zone,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Syst.*, vol. 47, no. 8, pp. 1854–1862, 2016.
 - [51] B. Xu, “Disturbance Observer-Based Dynamic Surface Control of Transport Aircraft With Continuous Heavy Cargo Airdrop,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Syst.*, vol. 47, no. 1, pp. 161–170, 2017.
 - [52] W. Chen, D. J. Ballance, P. J. Gawthrop, and J. O. Reilly, “A Nonlinear Disturbance Observer for Robotic Manipulators,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 932–938, 2000.
 - [53] A. Mohammadi, M. Tavakoli, H. J. Marquez, and F. Hashemzadeh, “Nonlinear disturbance observer design for robotic manipulators,” *Control Eng. Pract.*, vol. 21, no. 3, pp. 253–267, 2013.
 - [54] Z. Liu and J. Liu, “Boundary Control of a Flexible Robotic Manipulator With Output Constraints,” *Asian J. Control*, vol. 19, no. 1, pp. 332–345, 2017.
 - [55] B. Xu, “Composite Learning Control of Flexible-Link Manipulator Using NN and DOB,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Syst.*, vol. 48, no. 11, pp. 1979–1985, 2017.
 - [56] M. Van and S. S. Ge, “Adaptive Fuzzy Integral Sliding Mode Control for Robust Fault Tolerant Control of Robot Manipulators with Disturbance Observer,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 2020.
 - [57] Q. Zhu, T. Zhang, and S. Fei, “Adaptive tracking control for input delayed MIMO nonlinear systems,” *Neurocomputing*, vol. 74, pp. 472–480, 2010.
 - [58] H. Yue and J. Li, “Output-feedback adaptive fuzzy control for a class of nonlinear systems with input delay and unknown control directions,” *J. Franklin Inst.*, vol. 350, no. 1, pp. 129–154, 2013.
 - [59] B. Niu and L. Li, “Adaptive Backstepping-Based Neural Tracking Control for MIMO Nonlinear Switched Systems Subject to Input Delays,” *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 29, no. 6, pp. 2638–2644, 2018.
 - [60] Q. Zhou, C. Wu, X. Jing, and L. Wang, “Adaptive fuzzy backstepping dynamic surface control for nonlinear Input-delay systems,” *Neurocomputing*, vol. 199, pp. 58–65, 2016.
 - [61] M. A. Khameneh, O. Kaynak, S. Yin, and H. Gao, “Adaptive Indirect Fuzzy Sliding mode Controller for Networked Control Systems Subject to Time-varying Network-induced Time Delay,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 23, no. 1, pp. 205–214, 2015.
 - [62] N. Wang, S. Tong, and Y. Li, “Observer-Based Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Non-strict Feedback System with Input Delay,” *Int. J. Fuzzy Syst.*, vol. 20, no. 1, pp. 236–245, 2018.
 - [63] H. Li, L. Wang, H. Du, and A. Boulkroune, “Adaptive fuzzy backstepping tracking control for strict-feedback systems with input delay,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 25, no. 3, pp. 642–652, 2017.
 - [64] D. P. Li, Y. J. Liu, S. Tong, C. L. Philip Chen, and D. J. Li, “Neural networks-based adaptive control for nonlinear state constrained systems with input delay,” *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 49, no. 4, pp. 1249–1258, 2019.
 - [65] Y. Ren and W. Sun, “Robust adaptive control for robotic systems with input time-varying delay using Hamiltonian method,” *IEEE/CAA J. Autom. Sin.*, vol. 5, no. 4, pp. 852–859, 2018.
 - [66] S. Ahmed, H. Wang, M. S. Aslam, I. Ghous, and I. Qaisar, “Robust Adaptive Control of Robotic Manipulator with Input Time-varying Delay,” *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 17, no. 9, pp. 2193–2202, 2019.
 - [67] F. You, N. Chen, Z. Zhu, S. Cheng, H. Yang, and M. Jia, “Adaptive Fuzzy Control for Nonlinear State Constrained Systems with Input Delay and Unknown Control Coefficients,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 53718–53730, 2019.
 - [68] M. M. Fateh, “On the Voltage-based Control of Robot Manipulators,” *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 6, no. 5, pp. 702–712, 2008.
 - [69] S. Fateh, “A Precise Robust Fuzzy Control of Robots Using Voltage Control Strategy,” *Int. J. Autom. Comput.*, vol. 10, no. February, pp. 64–72, 2013.
 - [70] M. M. Fateh and M. Baluchzadeh, “Modeling and robust discrete LQ repetitive control of electrically driven robots,” *Int. J. Autom. Comput.*, vol. 10, no. 5, pp. 472–480, 2013.
 - [71] M. M. Fateh and S. Khorashadizadeh, “Optimal robust voltage control of electrically driven robot manipulators,” *Nonlinear Dyn.*, vol. 70, no. 2, pp. 1445–1458, 2012.
 - [72] M. Fateh and S. Fateh, “Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy,” *Nonlinear Dyn.*, vol. 70, no. 3, pp. 1919–1930, 2012.
 - [73] S. Khorashadizadeh and M. M. Fateh, “Uncertainty estimation in robust tracking control of robot

- manipulators using the Fourier series expansion,” *Robotica*, vol. 35, no. 2, pp. 310–336, 2015.
- [74] W. Chang, S. Tong, and Y. Li, “Adaptive fuzzy backstepping output constraint control of flexible manipulator with actuator saturation,” *Neural Comput. Appl.*, vol. 28, pp. 1165–1175, 2017.
 - [75] M. Souzanchi-K, A. Arab, M. R. T. Akbarzadeh, and M. M. Fateh, “Robust Impedance Control of Uncertain Mobile Manipulators Using Time-Delay Compensation,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 26, no. 6, pp. 1943–1953, 2018.
 - [76] F.-J. Lin, C.-K. Chang, and P.-K. Huang, “FPGA-based adaptive backstepping sliding-mode control for linear induction motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1222–1231, 2007.
 - [77] F. J. Lin, S. G. Chen, and I. F. Sun, “Adaptive Backstepping Control of Six-Phase PMSM Using Functional Link Radial Basis Function Network Uncertainty Observer,” *Asian J. Control*, vol. 20, no. 1, pp. 1–15, 2018.
 - [78] M. M. Zirkohi, M. M. Fateh, and M. A. Shoorehdeli, “Type-2 fuzzy control for a flexible-joint robot using voltage control strategy,” *Int. J. Autom. Comput.*, vol. 10, no. 3, pp. 242–255, 2013.
 - [79] H. Deng and M. Krstic, “Stochastic nonlinear stabilization- I: A backstepping design,” *Syst. Control Lett.*, vol. 32, pp. 143–150, 1997.
 - [80] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*. Prentice Hall International, Inc., 1997.
 - [81] T. Li, D. Wang, G. Feng, and S. Tong, “A DSC approach to robust adaptive NN tracking control for a strict-feedback nonlinear systems,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Part B Cybern.*, vol. 40, no. 3, pp. 915–927, 2010.
 - [82] L. Edalati, A. Khaki Sedigh, M. Aliyari Shooredeli, and A. Moarefianpour, “Adaptive fuzzy dynamic surface control of nonlinear systems with input saturation and time-varying output constraints,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 100, pp. 311–329, 2018.
 - [83] D. Swaroop, J. K. Hedrick, P. P. Yip, and J. C. Gedes, “Dynamic Surface Control for a Class of Nonlinear Systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 45, no. 10, pp. 1893–1899, 2000.
 - [84] K. Narendra and K. Parthasarathy, “Identification and Control of Dynamical Systems Using neural networks,” *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 1, no. 1, pp. 4–27, 1990.
 - [85] L. X. Wang, “Design and Analysis of Fuzzy Identifiers of Nonlinear Dynamic Systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, no. 1, pp. 11–23, 1995.
 - [86] M. Hojati and S. Gazor, “Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 198–210, 2002.
 - [87] J. B. Mbede and J. J. B. Mvogo Ahanda, “Exponential Tracking Control Using Backstepping Approach for Voltage-Based Control of a Flexible Joint Electrically Driven Robot,” *J. Robot.*, pp. 1–11, 2014.
 - [88] J. J. B. Mvogo Ahanda, J. Mbede, A. Melingui, and B. E. Zobo, “Robust adaptive command filtered control of a robotic manipulator with uncertain dynamic and joint space constraints,” *Robotica*, vol. 36, no. 5, pp. 767–786, 2018.
 - [89] B. Ren, S. S. Ge, K. P. Tee, and T. Heng, “Adaptive Neural Control for Output Feedback Nonlinear Systems Using Barrier Lyapunov Function,” *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 21, no. 8, pp. 1339–1345, 2010.
 - [90] W. Shi and B. Li, “Adaptive fuzzy control for feedback linearizable MIMO nonlinear systems with prescribed performance,” *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 344, pp. 70–89, 2018.
 - [91] B. Xu and F. Sun, “Composite Intelligent Learning Control of Strict-Feedback Systems with Disturbance,” *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 48, no. 2, pp. 730–741, 2018.

Abstract

The backstepping control is a Lyapunov-based systematic recursive method in which the stability of the system is proven by the stabilizing the subsystems sequentially. In this thesis, a tracking adaptive fuzzy control with a new point of view is considered in the framework of the backstepping method and the challenges of design are studied. As a case study, the proposed controller laws are applied to electrically-driven robotic manipulators. First, a suitable strict-feedback form is extracted for applying the backstepping method and the tracking purpose is achieved accordingly. Then, an adaptive fuzzy control based on the backstepping method is proposed considering the input delay and partial state constraints using barrier Lyapunov functions. The fuzzy systems are used to approximate unknown terms. It is worth noting that the coupling between system dynamics and uncertainties is improved with the aid of the Young inequality. To reduce the complexity explosion and increasing the accuracy of fuzzy approximation in the presence of input delay, a new composite fuzzy learning control based on backstepping method law is proposed for the system in which the disturbance observer is used to enhance the system performance. Following the proposed composite learning controller, a new prespecified adaptive fuzzy controller is developed to study the performance indices of the system response in the framework of the backstepping method. The stability of the closed-loop system is proven by the Lyapunov theorem throughout the thesis. Simulation results emphasize the effectiveness of the proposed control laws in comparison with the previous related research.

Keywords: Backstepping control; Adaptive fuzzy algorithm; Complexity explosion; Input delay; State constraints; Accuracy of fuzzy approximation; Prescribed performance control; Robotic manipulators.



**Department of Electrical and Robotic Engineering
Shahrood University of Technology**

**Thesis Submitted in Partial Fulfilment of the
Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy (Ph.D.) in Control
Engineering**

Title:

**Adaptive Fuzzy Control Based on Backstepping
Method:
A Case Study for Robotic Manipulator**

By:

Javad Keighobadi

Supervisor:

Prof. Mohammad Mehdi Fateh

Co-supervisor:

Prof. Bin Xu

October 2020