

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رساله دکتری مهندسی کنترل

کنترل تطبیقی مقاوم بازوهای رباتیک در فضای کار

با بکارگیری رویتگر و راهبرد کنترل ولتاژ

نگارنده:

رضا قلی پور

استاد راهنما:

پروفسور محمد مهدی فاتح

شهریور ۱۳۹۸

تقدیم به

خانواده عزیزم

تشکر و قدردانی

در ابتدا بر خود لازم می‌دانم که از استاد ارجمند جناب آقای پروفسور 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.

در پایان از خانواده عزیزم و دوستان خوبم که امکان ذکر اسامی آنها نیست صمیمانه سپاسگزاری می‌کنم.

تعهدنامه

اینجانب رضا قلی پور دانشجوی دوره دکتری رشته مهندسی برق گرایش کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده رساله کنترل تطبیقی مقاوم بازوهای رباتیک در فضای کار با بکارگیری رویتگر و راهبرد کنترل ولتاژ تحت راهنمایی پروفسور محمد مهدی فاتح متعهد می شوم.

- تحقیقات در این رساله توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در رساله 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 رساله 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 افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در رساله بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

بسیاری از روش‌های کنترل ربات به سیگنال‌های سرعت نیاز دارند. در این رساله، یک رویکرد تطبیقی برای کنترل مقاوم بازوهای رباتیک در فضای کار با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ برای محاسبه سیگنال سرعت پیشنهاد می‌شود. این رویکرد آزاد از مدل ربات در فضای کار است. برای جبران عدم قطعیت‌ها در رویکرد و کنترل‌کننده، سری فوری به کار گرفته می‌شود. با استفاده از روش پایداری لیاپانوف و لم باربالات، همگرایی خطای تخمین رویکرد و خطای ردگیری به صفر تضمین می‌شود. نتایج شبیه‌سازی روی ربات هنرمند کارامدی رویکرد پیشنهادی را در مقایسه با رویکرد خطی و رویکرد حالت تعمیم یافته نشان می‌دهند. برای بی‌نیاز بودن به کران بالای خطای تقریب در طراحی رویکرد و کنترل‌کننده، طرح دیگری پیشنهاد می‌شود که عدم قطعیت با استفاده از چندجمله‌ای‌های چبیشف تخمین زده می‌شود. در مقایسه با تخمین‌گرهای فازی، چندجمله‌ای‌های چبیشف دارای ساختار ساده‌تر و بار محاسباتی کمتر برای تخمین عدم قطعیت می‌باشند. ضرایب چبیشف بر اساس قوانین تطبیق بدست آمده از آنالیز پایداری تنظیم می‌شوند. علاوه بر این، یک ترم کنترل مقاوم پیوسته برای جبران خطای تقریب چندجمله‌ای‌های چبیشف طراحی می‌شود. پایداری سیستم حلقه بسته بر اساس روش لیاپانوف و لم اکیداً حقیقی مثبت اثبات می‌شود. نتایج شبیه‌سازی روی ربات اسکارا برتری رویکرد طراحی شده را در مقایسه با رویکرد خطی، رویکرد حالت تعمیم یافته و رویکرد فازی نشان می‌دهند.

واژگان کلیدی:

رویکرد آزاد از مدل، کنترل فضای کار، سری فوری، کنترل تطبیقی مقاوم، بازوهای رباتیک، اندازه‌گیری سرعت، چندجمله‌ای‌های چبیشف، راهبرد کنترل ولتاژ، تخمین عدم قطعیت.

فهرست مقالات مستخرج از رساله

مقالات ژورنالی:

- [1] Gholipour, R., and Fateh, M. M. (2018), "Adaptive task-space control of robot manipulators using the Fourier series expansion without task-space velocity measurements", *Measurement*, Vol. 123, pp. 285-292. (ELSEVIER, ISI, Q1, IF=2.791)
- [2] Gholipour, R., and Fateh, M. M. (2019), "Designing a Robust Control Scheme for Robotic Systems with an Adaptive Observer", *International Journal of Engineering, TRANSACTIONS B: Applications*, Vol. 32, No. 2, pp. 270-276. (ISI, SCOPUS)
- [3] Gholipour, R., and Fateh, M. M., "Robust Control of Robotic Manipulators in the Task-Space Using an Adaptive Observer Based on Chebyshev Polynomials", *Journal of Systems Science and Complexity*, Awaiting Decision. (SPRINGER, ISI, IF=0.939)

مقالات کنفرانسی:

- [1] Gholipour, R., and Fateh, M. M. (2017), "Observer-based robust task-space control of robot manipulators using Legendre polynomial", 25th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2-4 May 2017, at K. N. Toosi University of Technology, Tehran, Iran, pp. 766-771.
- [2] Gholipour, R., and Fateh, M. M. (2018), "Robust control of robot manipulators in the task space using the observer and voltage control strategy", 3rd International Conference on Mechanical and Aerospace Engineering, license No. 3/3/3/270963 from the Ministry of Science, Research and Technology, at K. N. Toosi University of Technology, Tehran, Iran, pp. 1-8.
- [3] Gholipour, R., and Fateh, M. M. (2019), "An adaptive state observer for robust control of robotic systems", 4th Conference on Electrical and Computer Engineering Technology, at ICT Research Institute, Tehran, Iran.

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه.....	۱
فصل دوم: مدلسازی ریاضی بازوهای رباتیک.....	۱۱
۱-۲ مقدمه.....	۱۲
۲-۲ مدلسازی سینماتیکی.....	۱۲
۱-۲-۲ سینماتیک مستقیم و وارون.....	۱۲
۱-۱-۲-۲ ماتریس دوران.....	۱۵
۲-۱-۲-۲ بردار انتقال.....	۱۷
۳-۱-۲-۲ نمایش دناویت- هارتنبرگ.....	۱۹
۴-۱-۲-۲ سینماتیک سرعت- ژاکوبین.....	۲۲
۳-۲ مدلسازی دینامیکی.....	۲۳
۱-۳-۲ انرژی جنبشی.....	۲۳
۲-۳-۲ انرژی پتانسیل.....	۲۴
۳-۳-۲ معادله اوپلر- لاگرانژ.....	۲۴
فصل سوم: کنترل فضای کار مقاوم بازوهای ربات با استفاده از بسط سری فوریه بدون اندازه‌گیری سرعت فضای کار.....	۲۷
۱-۳ مقدمه.....	۲۸
۲-۳ مدلسازی.....	۲۸
۳-۳ بسط سری فوریه.....	۳۰
۴-۳ طراحی کنترل‌کننده و رویتگر پیشنهادی.....	۳۱
۵-۳ آنالیز پایداری.....	۳۵
۶-۳ نتایج شبیه‌سازی.....	۳۹
۱-۶-۳ روش پیشنهادی.....	۳۹
۲-۶-۳ مقایسه با رویتگر حالت تعمیم یافته (ESO).....	۴۵

۵۰ ۳-۶-۳ مقایسه با روش پسگام تطبیقی
۶۵ ۷-۳ نتیجه‌گیری
	فصل چهارم: کنترل مقاوم بازوهای رباتیک در فضای کار با استفاده از یک رویکرد تطبیقی
۶۷ بر اساس چند جمله‌ای‌های چبیشف
۶۸ ۱-۴ مقدمه
۶۸ ۲-۴ مدلسازی
۷۰ ۳-۴ چندجمله‌ای‌های چبیشف
 ۴-۴ طراحی یک روش کنترل مقاوم برای بازوهای رباتیک با استفاده از یک رویکرد تطبیقی مبتنی
۷۲ بر چندجمله‌ای‌های چبیشف
۷۶ ۵-۴ آنالیز پایداری
۷۹ ۶-۴ نتایج شبیه‌سازی
۷۹ ۱-۶-۴ روش پیشنهادی
۸۶ ۲-۶-۴ مقایسه با رویکرد حالت تعمیم یافته (ESO)
۹۰ ۳-۶-۴ مقایسه با رویکرد فازی تطبیقی
۹۴ ۷-۴ نتیجه‌گیری
۹۷ فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات
۹۸ ۱-۵ نتیجه‌گیری
۹۹ ۲-۵ پیشنهادات
۱۰۱ مراجع

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱ یک چشم‌انداز از ربات دو- بازو ۳
- شکل ۱-۲ ربات پوشیدنی اندام پایینی (زانو) ۷
- شکل ۱-۳ ربات پوشیدنی اندام بالایی (دست) ۷
- شکل ۲-۱ ربات اسکارا ۱۳
- شکل ۲-۲ ربات هنرمند ۱۳
- شکل ۲-۳ ربات کروی ۱۴
- شکل ۲-۴ ربات استوانه‌ای ۱۴
- شکل ۲-۵ محورهای مختصات دوران یافته ۱۶
- شکل ۲-۶ دستگاه مختصات انتقال یافته ۱۷
- شکل ۳-۱ نمایش سیمبولیک بازوی هنرمند ۴۰
- شکل ۳-۲ عملکرد ردگیری در امتداد محور X ۴۱
- شکل ۳-۳ عملکرد ردگیری در امتداد محور Y ۴۱
- شکل ۳-۴ عملکرد ردگیری در امتداد محور Z ۴۲
- شکل ۳-۵ ولتاژهای موتور در روش پیشنهادی ۴۲
- شکل ۳-۶ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن ۴۳
- شکل ۳-۷ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن ۴۳
- شکل ۳-۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن ۴۴
- شکل ۳-۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از رویکرد خطی ۴۴
- شکل ۳-۱۰ عملکرد ردگیری در امتداد محور X با استفاده از ESO ۴۷
- شکل ۳-۱۱ عملکرد ردگیری در امتداد محور Y با استفاده از ESO ۴۷
- شکل ۳-۱۲ عملکرد ردگیری در امتداد محور Z با استفاده از ESO ۴۸
- شکل ۳-۱۳ ولتاژهای موتور در ESO ۴۸
- شکل ۳-۱۴ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از ESO ۴۹
- شکل ۳-۱۵ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از ESO ۴۹
- شکل ۳-۱۶ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از ESO ۵۰
- شکل ۳-۱۷ ساختار سیستم درجه دو ۵۱
- شکل ۳-۱۸ ساختار سیستم (۳-۶۰) ۵۲
- شکل ۳-۱۹ ساختار سیستم (۳-۶۱) ۵۳
- شکل ۳-۲۰ عملکرد ردگیری با استفاده از کنترل کننده پسگام تطبیقی ۶۰
- شکل ۳-۲۱ اغتشاش خارجی ۶۱
- شکل ۳-۲۲ عملکرد ردگیری با اغتشاش خارجی سینوسی ۶۲

- شکل ۳-۲۳ عملکرد رویتر با اغتشاش خارجی سینوسی ۶۲
- شکل ۳-۲۴ خطای ردگیری موقعیت در امتداد محور X ۶۳
- شکل ۳-۲۵ خطای ردگیری تخمینی موقعیت در امتداد محور X ۶۴
- شکل ۳-۲۶ خطای ریت موقعیت در امتداد محور X ۶۴
- شکل ۴-۱ طرح کلی کنترل کننده مبتنی بر رویتر پیشنهادی ۸۱
- شکل ۴-۲ نمایش سیمبولیک بازوی اسکارا ۸۲
- شکل ۴-۳ خطاهای ردگیری فضای کار ۸۲
- شکل ۴-۴ موقعیت‌های مطلوب و واقعی در صفحه $X-Y$ ۸۳
- شکل ۴-۵ ولتاژهای موتور ۸۳
- شکل ۴-۶ مقایسه موقعیت مجری نهایی و تخمین آن ۸۴
- شکل ۴-۷ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن ۸۴
- شکل ۴-۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن ۸۵
- شکل ۴-۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن در غیاب چند جمله‌ای‌های چبیشف ۸۵
- شکل ۴-۱۰ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن در حضور چند جمله‌ای‌های چبیشف ۸۶
- شکل ۴-۱۱ سیگنال‌های کنترل با استفاده از ESO ۸۸
- شکل ۴-۱۲ عملکرد ردگیری در فضای کار با استفاده از ESO ۸۸
- شکل ۴-۱۳ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از ESO ۸۹
- شکل ۴-۱۴ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از ESO ۸۹
- شکل ۴-۱۵ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از ESO ۹۰
- شکل ۴-۱۶ عملکرد ردگیری با استفاده از رویتر فازی ۹۲
- شکل ۴-۱۷ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از رویتر فازی ۹۳
- شکل ۴-۱۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از رویتر فازی ۹۳
- شکل ۴-۱۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از رویتر فازی ۹۴

فهرست جداول

- جدول ۱-۲ جدول دناویت- هارتنبرگ برای ربات اسکارا..... ۲۱
- جدول ۲-۲ جدول دناویت- هارتنبرگ برای ربات هنرمند..... ۲۱

فصل اول:

مقدمه

در طول دهه‌های اخیر، شاهد یک روند افزایشی در کاربرد کنترل غیرخطی برای سیستم‌های صنعتی مختلف مانند بازوهای ربات^۱ بوده‌ایم. در میان روش‌های مختلف کنترل غیرخطی، کنترل مبتنی بر مدل^۲ با استفاده از خطی‌سازی فیدبک، خیلی قابل درک، سراسر و روشن است. با این وجود، این روش نیاز به مدل ریاضی دقیق سیستم دارد که معمولاً بدست آوردن آن مشکل است. در واقع، عملکرد بسیاری از سیستم‌های صنعتی مانند سیستم‌های رباتیک بطور قابل ملاحظه‌ای توسط عدم قطعیت‌های مختلف تحت تاثیر قرار گرفته است. بنابراین، کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر اساس مدل‌های ریاضی دقیق یا نامی از سیستم نمی‌توانند موجب عملکرد رضایتبخشی شوند [۱-۳].

در نتیجه، کنترل‌کننده‌های آزاد از مدل^۳ مانند کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی^۴ ارائه شده‌اند [۴-۱۱]. در واقع، یکی از روش‌های رایج برای تخمین عدم قطعیت در سیستم‌های کنترل، استفاده از سیستم‌های فازی-تطبیقی است. در سال‌های اخیر این سیستم‌ها بطور گسترده‌ای در کنترل سیستم‌های مختلف غیرخطی استفاده شده‌اند. در [۱۲]، از این سیستم‌ها برای کنترل موقعیت یک وسیله هوایی بی‌سرنشین چهار-گردنده اصلاح‌شده^۵ در معرض خطاهای محرک^۶ و تخمین خطاهای مجتمع^۷ بدون دانستن کران‌های آن‌ها استفاده می‌شود. در [۱۳]، سیستم‌های منطق فازی به‌عنوان یک تقریب‌گر هوشمند برای تقریب توابع ناشناخته غیرخطی پیوسته در دو سیستم مختلف به‌کار گرفته می‌شوند؛ سیستم اول یک سیستم فیدبک-اکید مرتبه دوم و سیستم دوم یک بازوی ربات با مفصل انعطاف‌پذیر^۸ است. در [۱۴، ۱۵]، یک روش کنترل فازی-تطبیقی برای یک ربات دو-بازو^۹ یا یک ربات چندگانه^{۱۰} با سه مفصل برای هر بازو با دینامیک‌های ناشناخته طراحی شده است. این ربات

¹ robot manipulators

² model-based

³ model-free

⁴ adaptive fuzzy

⁵ modified quadrotor unmanned aerial vehicles (UAV)

⁶ actuator faults

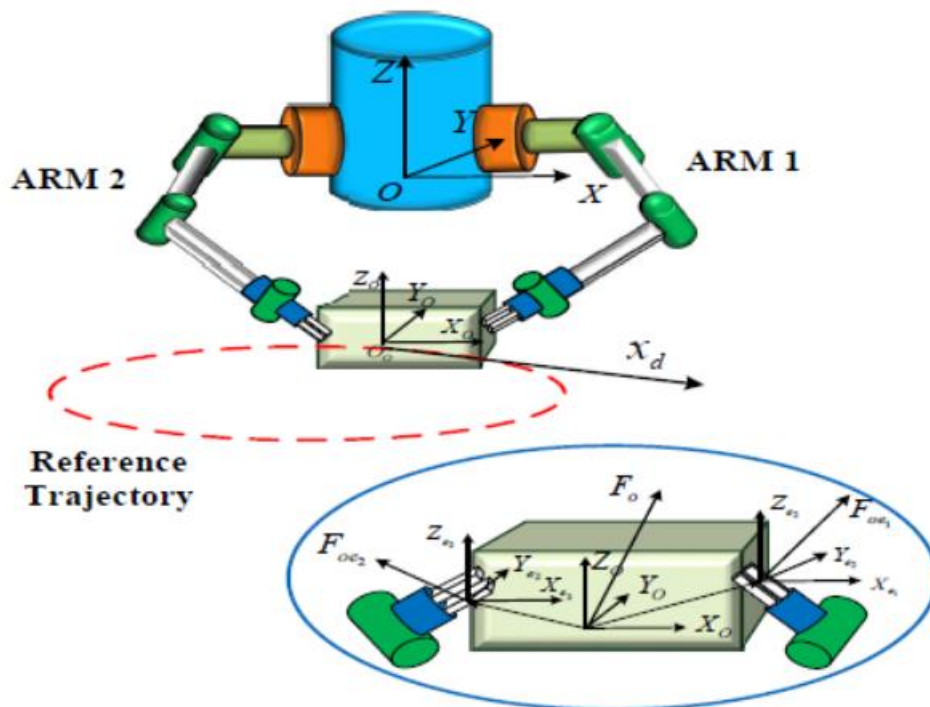
⁷ lumped faults

⁸ flexible joint

⁹ dual-arm robot

¹⁰ multiple robot

در واقع یک ربات هماهنگ^۱ است که در شکل ۱-۱ نشان داده شده است. در [۱۶] یک روش کنترل ردگیری مسیر فازی- تطبیقی برای یک وسیله سطحی بدون سرنشین^۲ با دینامیک‌های کاملاً ناشناخته و غیرخطی‌های ورودی پیچیده مورد بررسی قرار گرفته است. در [۱۷]، یک کنترل‌کننده ردگیری فازی- تطبیقی مقاوم برای یک ربات متحرک چرخدار^۳ پیشنهاد شده است. اما مشکلی که در این سیستم های فازی- تطبیقی وجود دارد تعداد زیاد پارامترهای مورد نیاز برای تنظیم می‌باشد. برای حل مشکل مذکور، اخیراً استفاده از بسط سری فوریه^۴ و چندجمله‌ای‌های متعامد^۵ برای تخمین عدم قطعیت^۶ در سیستم های کنترل مورد توجه قرار گرفته است [۱۸-۲۴].



شکل ۱-۱ یک چشم‌انداز از ربات دو- بازو

¹ coordinated

² unmanned surface vehicle

³ wheeled mobile robot

⁴ the Fourier series expansion

⁵ orthogonal polynomials

⁶ uncertainty estimation

مشکل مهم دیگر در این سیستم‌ها این است که اگرچه کنترل‌کننده‌های آزاد از مدل نیاز به مدل‌های نامی را از بین می‌برند، ملزومات سنسوری هنوز موضوعات چالش برانگیزی در طراحی کنترل‌کننده‌های کارآمد هستند. اکثر کنترل‌کننده‌های مذکور بر اساس در دسترس بودن تمام حالات طراحی شده‌اند. در واقع، در اکثر ربات‌های تجاری^۱، همه‌ی متغیرهای حالت در اختیار کاربر قرار داده نمی‌شوند و فقط سیگنال موقعیت در دست است. در نتیجه، کنترل‌کننده‌های مبتنی بر رویتگر^۲ برای تخمین متغیرهای حالت مورد نیاز، ارائه شده‌اند. کنترل مبتنی بر رویتگر اغتشاش^۳ برای سیستم‌های غیرخطی به طور گسترده‌ای مورد مطالعه و بررسی قرار گرفته است [۲۱، ۲۵-۳۰]. در میان رویتگرهای مختلف پیشنهاد شده در سال‌های اخیر، رویتگر حالت تعمیم یافته^۴ [۳۱، ۳۲] ساختار ساده‌ای دارد. زیرا عدم قطعیت مجتمع^۵ به عنوان متغیر حالت جدید تعریف می‌شود. بنابراین، یک رویتگر خطی برای تخمین بردار حالت افزوده، طراحی می‌شود. یک ساختار کنترل‌کننده- رویتگر بر اساس کنترل فازی تطبیقی برای یک دسته از سیستم‌های غیرخطی عدم قطعیت^۶ در [۳۳] مطالعه شده است. طراحی رویتگر فازی تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی فیدبک- اکید و سیستم‌های چند ورودی- چند خروجی به ترتیب در [۳۴] و [۳۵] مورد مطالعه قرار گرفته است. در [۳۶]، یک رویتگر حالت برای کنترل بدون حسگر سیستم‌های معلق مغناطیسی^۷ طراحی شده است. در واقع، طراحی رویتگر تطبیقی موضوعی رایج و آنالیز پایداری ساختارهای کنترل‌کننده- رویتگر جالب و مورد توجه است. بسیاری از کاربردهای جالب رویتگرها در کاربردهای صنعتی در ارتباط با سیستم‌های هیدرولیکی است. در [۳۷]، یک رویتگر مد لغزشی^۸ برای تخمین حالت^۹ در سیستم‌های الکترو-

¹ commercial robots

² observer

³ disturbance observer

⁴ extended state observer (ESO)

⁵ lumped uncertainty

⁶ uncertain nonlinear systems

⁷ magnetic levitation systems

⁸ sliding mode observer

⁹ state estimation

هیدرولیکی با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های پارامتریک^۱ و غیرخطی‌های مدل^۲ ارائه شده است. بهر حال، در پاسخ‌های روی‌تگر^۳ پیشنهاد شده در [۳۷] پدیده لرزش وجود دارد که ناشی از وجود تابع علامت در معادله روی‌تگر است.

در بسیاری از کارهای ارائه شده در زمینه روی‌تگر، مشاهده می‌شود که در قوانین تطبیق آن‌ها سیگنال‌های سرعت وجود دارند. از آنجاییکه سیگنال‌های سرعت در اختیار نیستند، در نتیجه قوانین تطبیق آن‌ها معتبر نیست. به عنوان مثال، در [۳۸]، یک کنترل‌کننده فازی نوع-دو تطبیقی مبتنی بر روی‌تگر^۴ برای یک دسته از سیستم‌های غیر خطی ارائه شده است. سیستم‌های مورد مطالعه در [۳۸]، یک ربات با مفصل انعطاف‌پذیر و یک بازوی ربات دو رابط^۵ هستند. با توجه به قوانین تطبیق پیشنهادی در [۳۸]، دیده می‌شود که این قوانین از سیگنال‌های سرعت استفاده می‌کنند، در نتیجه ساختار روی‌تگر آن‌ها درست نیست. اما، در روش پیشنهادی در این رساله، سیگنال‌های سرعت در قوانین تطبیق مورد نیاز نیستند. این امر نشان از برتری روش پیشنهادی نسبت به تمام روش‌هایی است که در قوانین تطبیق آن‌ها سیگنال‌های سرعت وجود دارند.

همانطور که گفته شد امروزه روی‌تگر اغتشاش در بسیاری از کاربردهای صنعتی و پزشکی مورد استفاده قرار می‌گیرد. یکی از پیچیده‌ترین مفاصل در بدن زانو است که هنگام فعالیت انسان، وزن بدن به زانو منتقل می‌شود. در نتیجه، همواره احتمال آسیب دیدن این مفصل وجود دارد. در واقع افرادی که در مفصل زانو دچار آسیب دیدگی هستند، هنگام راه رفتن مشکل دارند و احساس درد می‌کنند و حتی احتمال دارد توانایی راه رفتن خود را از دست بدهند. در این شرایط زانو قدرت لازم برای راه رفتن ایده‌آل را ندارد. در [۳۹]، یک ربات پوشیدنی زانو^۶ برای کمک به حرکات انسان در

¹ parametric uncertainties

² model nonlinearities

³ observer responses

⁴ observer-based adaptive type-2 fuzzy controller

⁵ two-link robot manipulator

⁶ knee exoskeleton

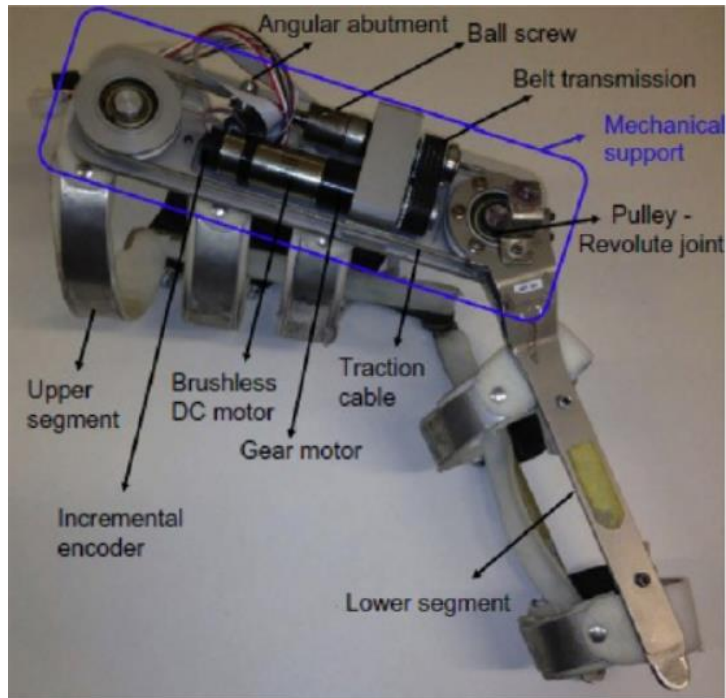
خمش/کشش^۱ زانو طراحی شده است. علاوه بر این، یک روش کنترل برای ربات پوشیدنی پیشنهاد شده است تا مسیر موقعیت مطلوب زانو را ردگیری کند. همچنین، یک رویکرد اغتشاش غیر خطی برای کاهش اثر اغتشاشات خارجی در مدل‌سازی کل سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد. علاوه بر این، یک روش کنترل لغزشی پسگام^۲ ترکیب شده با رویکرد اغتشاش ارائه شده است. پایداری مجانبی کنترل‌کننده پیشنهادی در [۳۹] و همگرایی رویکرد اغتشاش غیرخطی بر اساس تئوری لیاپانوف اثبات شده است. ربات ارائه شده در [۴۰]، یک ساختار ساده دارد و بکارگیری آن برای افراد آسیب دیده از صدمات مفصل زانو آسان است و می‌تواند برای کمک به بیماران برای تقویت عضلاتشان در یک موقعیت نشسته استفاده شود. آن‌ها همچنین توسط بیمارانی که در معرض سکت، آسیب‌های نخاعی و جراحی بوده‌اند و همچنین بیمارانی که دچار کندی حرکت و سختی عضلات هستند استفاده می‌شوند، تا به آن‌ها کمک کند که کنترل اندام‌هایشان را دوباره به دست آورند و فعالیت‌های روزانه خود را حفظ کنند. در حالت کلی این ربات‌ها هم برای اندام‌های پایینی^۳ مانند زانو [۳۹-۴۱] (شکل ۱-۲) و هم برای اندام‌های بالایی^۴ مانند دست [۴۲-۴۵] (شکل ۱-۳) مورد استفاده قرار می‌گیرند. اما مشکلی که رویکرد اغتشاش دارد این است که این روش مبتنی بر مدل می‌باشد یعنی نیاز به مدل دقیق سیستم داریم و باید تمامی حالت‌های سیستم در دسترس باشند.

¹ flexion/extension

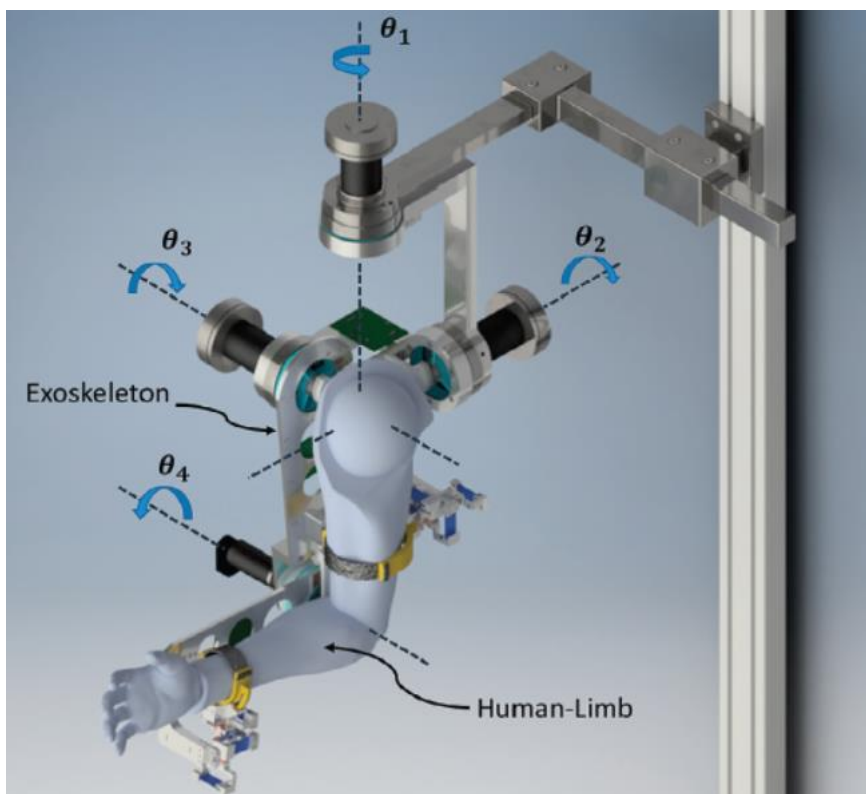
² backstepping sliding control (BSC) approach

³ lower limbs

⁴ upper limbs



شکل ۲-۱ ربات پوشیدنی اندام پایینی (زانو)



شکل ۳-۱ ربات پوشیدنی اندام بالایی (دست)

مطالعات فراوانی روی راهبرد کنترل گشتاور^۱ (TCS) ربات‌ها متمرکز شدند. در این راهبرد، قانون کنترل گشتاورهایی که باید توسط موتورها تولید شوند را محاسبه می‌کند. محرک‌های سیستم بایستی تحریک شوند، طوری که آن‌ها گشتاورهای مطلوب را تولید کنند. بهر حال، دینامیک‌های محرک در TCS در نظر گرفته نمی‌شود و ورودی آن (سیگنال ولتاژ) در این راهبرد محاسبه نمی‌شود. برای حل این مشکل، راهبرد کنترل ولتاژ^۲ (VCS) ارائه شده است که ساده‌تر و کارآمدتر است. در نتیجه، از نقطه نظر عملی، روش‌های مبتنی بر ولتاژ برتر هستند [۱۹، ۲۴، ۴۶-۵۱].

در روش اول ارائه شده در این رساله، یک کنترل‌کننده آزاد از مدل تطبیقی مبتنی بر رویتگر برای سیستم‌های رباتیک الکتریکی در فضای کار^۳ پیشنهاد می‌شود. این رویتگر برای مقابله با ترم‌های غیرخطی، از بسط سری فوریه استفاده می‌نماید. قانون کنترل از حالت‌های تخمینی بدست آمده از رویتگر استفاده می‌کند. ضرایب سری فوریه بصورت برخط^۴ با استفاده از قانون تطبیقی بدست آمده از آنالیز پایداری تنظیم می‌شوند. برتری روش پیشنهادی در مقایسه با کنترل‌کننده ارائه شده در [۵۲] مستقل بودن آن از محاسبه ماتریس رگرسیون است. اختلاف بین روش پیشنهادی و [۱۹] اینست که این مقاله از سری‌های فوریه در رویتگر استفاده می‌کند. اما، [۱۹] از رویتگر استفاده نمی‌کند. [۱۹] از یک مدل مرتبه اول سیستم استفاده می‌کند، در صورتیکه ما از یک مدل مرتبه دوم استفاده می‌کنیم. علاوه بر این، کنترل‌کننده در [۱۹] در فضای مفصلی^۵ است، در حالیکه روش پیشنهادی در فضای کار است که پیچیده‌تر است. همانطور که ذکر شد الگوریتم‌های مبتنی بر رویتگر اغتشاش غیرخطی [۵۳] به مدل‌های نامی نیاز دارند، در حالی که رویتگر پیشنهادی یک رویتگر آزاد از مدل است. در [۵۴]، رویتگر حالت تعمیم یافته برای کنترل مقاوم تطبیقی موتورهای DC به کار برده شده است. اما، دینامیک‌های جریان موتورها در [۵۴] نادیده گرفته شده است.

¹ torque control strategy (TCS)

² voltage control strategy (VCS)

³ task-space

⁴ online

⁵ joint-space

در روش اول ارائه شده در این رساله، برای مقابله با عدم قطعیت‌ها، بهره‌ی کنترل مقاوم بر اساس کران بالای خطای تقریب^۱ انتخاب می‌شود. برای بی‌نیاز بودن کنترل‌کننده و روی‌تگر به این کران، چندجمله‌ای‌های چبیشف^۲ در روش دوم ارائه شده در این رساله برای تخمین و جبران عدم قطعیت در طراحی کنترل‌کننده و روی‌تگر استفاده می‌شوند. در روش پیشنهادی، هیچ نیازی به دانستن کران بالای خطای تقریب و تخمین این کران نیست. قانون کنترل از حالات تخمینی^۳ بدست آمده از روی‌تگر و تخمین عدم قطعیت بر اساس چندجمله‌ای‌های چبیشف استفاده می‌کند. قانون کنترل با استفاده از VCS طراحی می‌شود. در VCS، بر خلاف TCS، دینامیک‌های محرک حذف نشده‌اند. به عبارت دیگر، بجای گشتاورهای اعمال شده به مفصل‌های ربات، ولتاژهای موتور توسط قانون کنترل محاسبه می‌شوند [۵۵]. علاوه بر این، در مقایسه با ساختار کنترل‌کننده- روی‌تگر طراحی شده در [۵۳]، روش پیشنهادی بعثت روی‌تگر آزاد از مدل برتر است. در واقع، هدف روش دوم ارائه شده در این رساله، کنترل مقاوم بازوهای ربات در فضای کار با استفاده از یک روی‌تگر تطبیقی مبتنی بر چندجمله‌ای‌های چبیشف است. حالت‌های سیستم با استفاده از روی‌تگر تخمین زده می‌شوند و این مقادیر تخمین زده شده در کنترل‌کننده استفاده می‌شوند. با اعمال سیگنال کنترل به سیستم، هدف ردگیری محقق می‌شود.

باقیمانده‌ی این رساله بصورت زیر مرتب می‌شود. در فصل دوم، مدلسازی ریاضی بازوهای رباتیک شامل مدلسازی سینماتیکی و مدلسازی دینامیکی معرفی می‌شود. در فصل سوم، یک کنترل فضای کار مقاوم بازوهای ربات با استفاده از بسط سری فوریه بدون اندازه‌گیری سرعت فضای کار طراحی می‌شود. کنترل مقاوم بازوهای رباتیک در فضای کار با استفاده از یک روی‌تگر تطبیقی بر اساس چند جمله‌ای‌های چبیشف در فصل چهارم ارائه می‌شود. در انتها، نتیجه‌گیری و پیشنهادات در فصل پنجم توضیح داده می‌شوند.

¹ approximation error

² Chebyshev polynomials

³ estimated states

فصل دوم:

مدلسازی ریاضی بازوهای رباتیک

در این فصل مدل سازی ریاضی بازوهای رباتیک، که شامل مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی است، به طور مختصر بیان می شود. در مدل سازی سینماتیکی حرکت ربات بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجاد کننده آن بررسی می شود. مدل سازی سینماتیکی شامل سینماتیک مستقیم، سینماتیک وارون و سینماتیک سرعت-ژاکوبین است. در مدل سازی دینامیکی با استفاده از انرژی جنبشی، انرژی پتانسیل، لاگرانژین و معادله اوایلر- لاگرانژ، مدل دینامیکی ربات به دست می آید.

۲-۲ مدل سازی سینماتیکی

۱-۲-۲ سینماتیک مستقیم و وارون

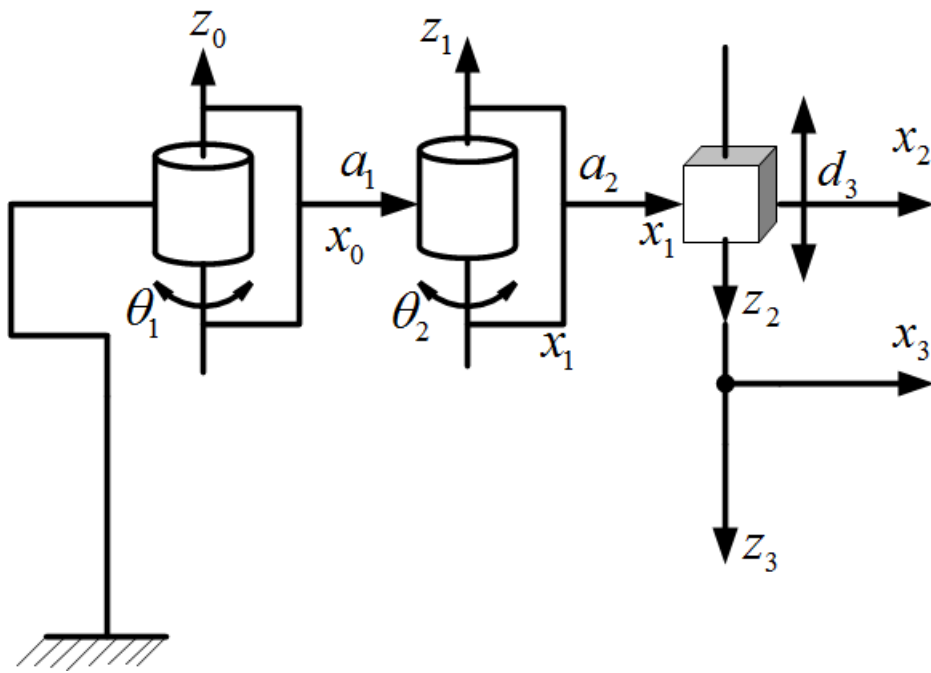
در سینماتیک مستقیم، با در نظر گرفتن متغیرهای مفاصل ربات، موقعیت و جهت مجری نهایی تعیین می شود. متغیرهای مفاصل همان زوایای بین رابطها در مفاصل لولایی و اضافه طول رابط در مفاصل کشویی می باشند. بازوهای رباتیک بصورت سینماتیکی بر اساس ترتیب قرارگیری مفاصل دسته بندی می شوند. که به عنوان نمونه می توانیم به ربات اسکارا^۱، ربات هنرمند^۲، ربات کروی^۳ و ربات استوانه ای^۴ اشاره کنیم. ربات های ذکر شده به ترتیب در شکل های ۱-۲ تا ۴-۲ نشان داده شده اند. در ربات اسکارا دو مفصل اول از نوع لولایی و مفصل بعدی کشویی است در حالیکه در ربات هنرمند هر سه مفصل از نوع لولایی می باشند [۵۶].

¹ SCARA

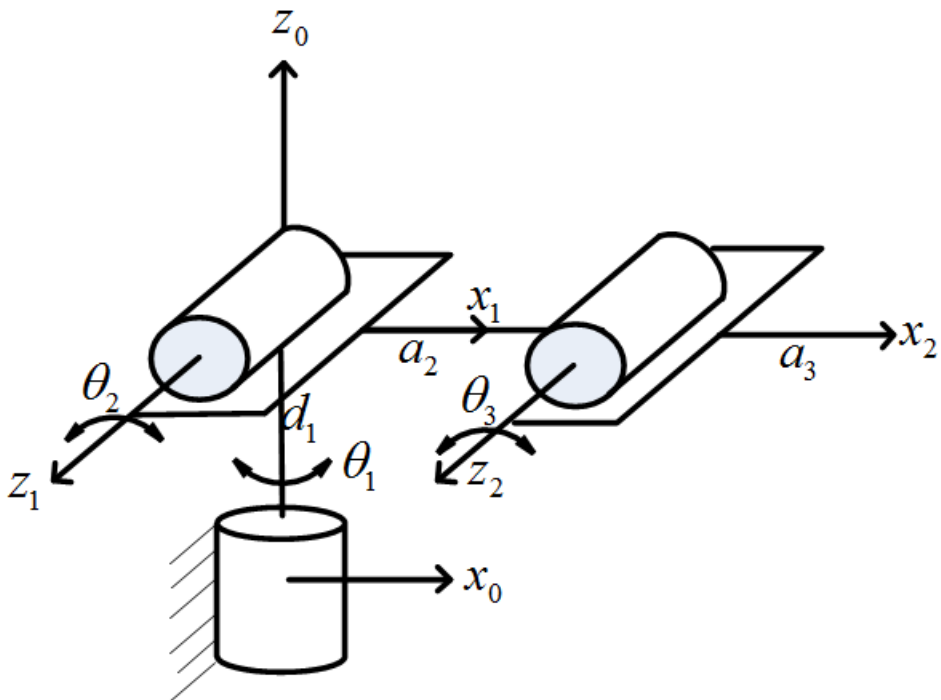
² articulated

³ spherical

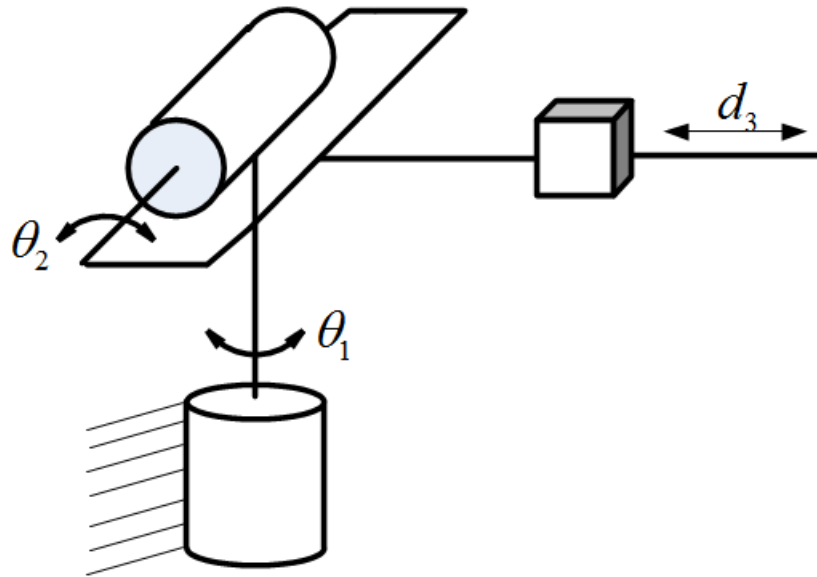
⁴ cylindrical



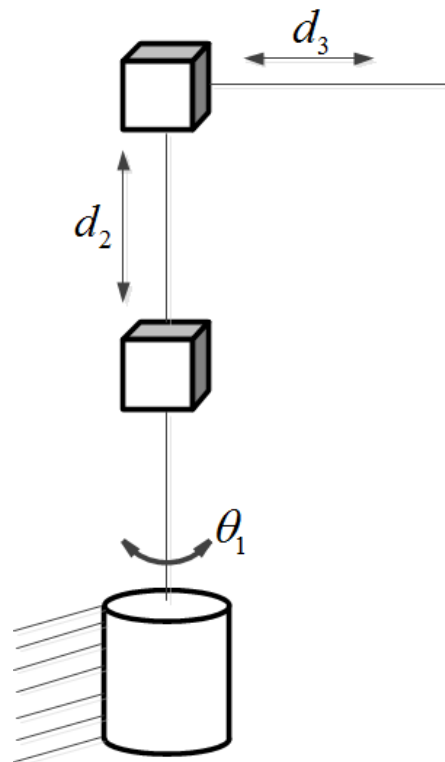
شکل ۱-۲ ربات اسکارا



شکل ۲-۲ ربات هنرمند



شکل ۳-۲ ربات ۳-کروی



شکل ۴-۲ ربات استوانه‌ای

یک روش متداول برای به دست آوردن سینماتیک مستقیم برای هر بازوی ماهر، دستورالعمل دناویت- هارتنبرگ^۱ (D-H) است. قبل از ارائه این روش، باید ماتریس دوران، بردار انتقال و ماتریس تبدیل بررسی شوند.

۱-۱-۲-۲ ماتریس دوران

یک جسم صلب S در شکل ۵-۲ نشان داده شده است. نمایش نقطه P روی S در دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ با P_0 و نسبت به دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$ با P_1 نشان داده می‌شود. چون P_0 و P_1 نمایش یکسان P هستند، ارتباط آن‌ها توسط ماتریس دوران بصورت زیر است [۵۶]:

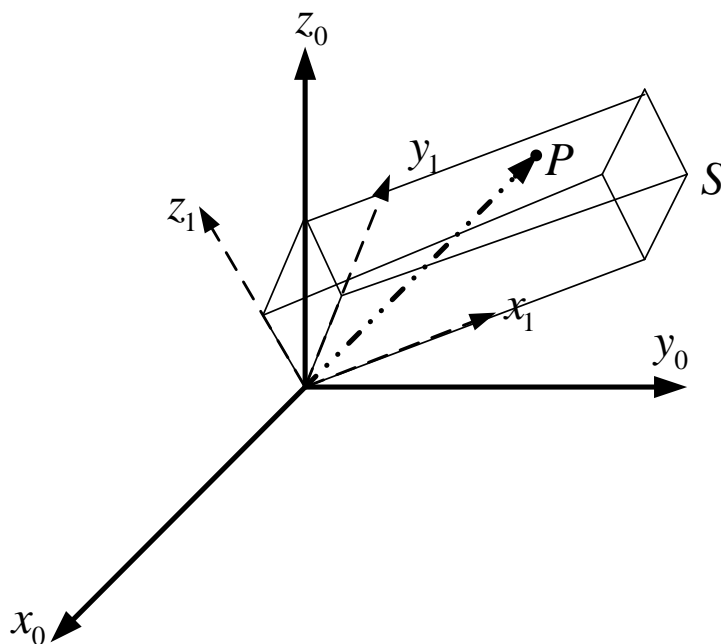
$$P_1 = R_1^0 P_0,$$

$$R_1^0 = \begin{bmatrix} i_0 \cdot i_1 & j_0 \cdot i_1 & k_0 \cdot i_1 \\ i_0 \cdot j_1 & j_0 \cdot j_1 & k_0 \cdot j_1 \\ i_0 \cdot k_1 & j_0 \cdot k_1 & k_0 \cdot k_1 \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

$$P_0 = R_0^1 P_1,$$

$$R_0^1 = \begin{bmatrix} i_1 \cdot i_0 & j_1 \cdot i_0 & k_1 \cdot i_0 \\ i_1 \cdot j_0 & j_1 \cdot j_0 & k_1 \cdot j_0 \\ i_1 \cdot k_0 & j_1 \cdot k_0 & k_1 \cdot k_0 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

¹ Denavit-Hartenberg (DH)



شکل ۲-۵ محوره‌های مختصات دوران یافته

به عنوان مثال اگر دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$ حول محور z_0 با زاویه θ دوران کند ماتریس

انتقال R_0^1 به صورت زیر به دست می‌آید:

$$R_0^1 = R_{z,\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۳-۲)$$

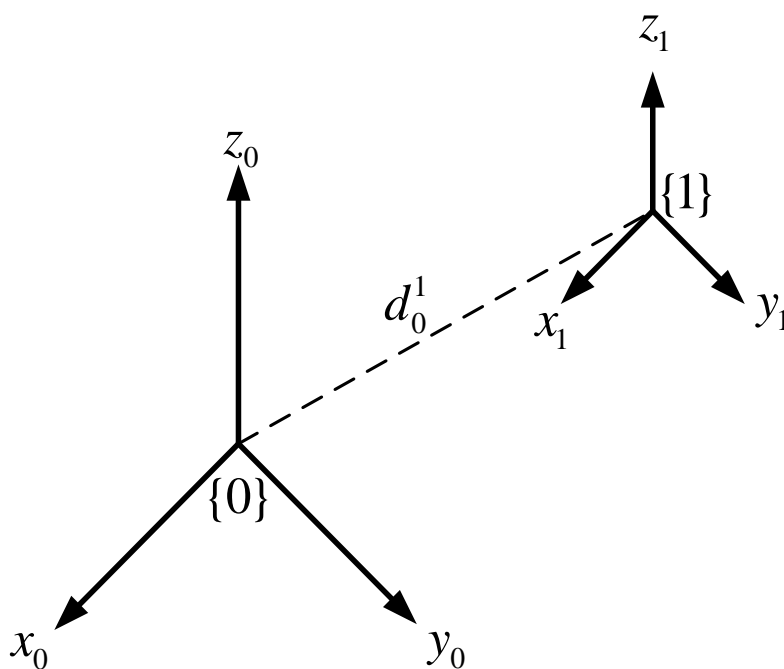
به طریق مشابه ماتریس‌های دوران حول محوره‌های x و y به صورت زیر نمایش داده می‌شوند:

$$R_{x,\theta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & -\sin \theta \\ 0 & \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, R_{y,\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (۴-۲)$$

۲-۱-۲-۲ بردار انتقال

در شکل ۶-۲، دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$ از انتقال موازی دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ بدست آمده است. بردار d_0^1 برداری از مبدا o_0 به مبدا o_1 است که در دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ بیان می-شود. مطابق قسمت قبل، هر نقطه P دارای دو نمایش P_0 و P_1 است. چونکه محورهای مختصات نسبی در هر دو دستگاه مختصات، موازی هستند بردار P_0 و P_1 به صورت زیر با هم مرتبط هستند [۵۶]:

$$P_0 = P_1 + d_0^1 \quad (۵-۲)$$



شکل ۶-۲ دستگاه مختصات انتقال یافته

بیشترین ارتباط کلی بین دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ و دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$ به صورت ترکیب دوران خالص و انتقال خالص است که حرکت صلب نامیده می-شود. به عنوان مثال تبدیل $P_0 = Rp_1 + d$ یک حرکت صلب است. حال دو حرکت صلب زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} P_0 = R_0^1 P_1 + d_0^1 \\ P_1 = R_1^2 P_2 + d_1^2 \end{cases} \quad (۶-۲)$$

در رابطه بالا، با جایگذاری P_1 از معادله دوم در معادله اول و در واقع ترکیب آن‌ها، یک حرکت صلب سوم به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_0 = R_0^1 R_1^2 P_2 + R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \quad (۷-۲)$$

رابطه بالا با توجه به اینکه رابطه P_0 و P_2 نیز یک حرکت صلب است، به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{cases} P_0 = R_0^2 P_2 + d_0^2 \\ R_0^2 = R_0^1 R_1^2 \\ d_0^2 = R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \end{cases} \quad (۸-۲)$$

با توجه به تساوی ماتریسی زیر:

$$\begin{bmatrix} R_0^1 & d_0^1 \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1^2 & d_1^2 \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0^1 R_1^2 & R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \\ 0_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۲)$$

می‌توان نشان داد که حرکت‌های صلب بوسیله ماتریس‌های تبدیل همگن به فرم زیر بیان می‌شوند.

$$H = \begin{bmatrix} R & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

اگر $\cos(\theta)$ و $\sin(\theta)$ را با نمادهای C_θ و S_θ نشان دهیم، ماتریس تبدیل همگن H که از دوران α درجه حول محور X ، بعد انتقال b واحدی در امتداد محور X فعلی، بعد انتقال d واحدی در امتداد محور فعلی Z و بعد دوران θ درجه حول محور فعلی Z بدست می‌آید، به صورت زیر نشان داده می‌شود:

$$\begin{aligned}
H &= Rot_{x,\alpha} Trans_{x,b} Trans_{z,d} Rot_{z,\theta} \\
&= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_\alpha & -S_\alpha & 0 \\ 0 & S_\alpha & C_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & b \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_\theta & -S_\theta & 0 & 0 \\ S_\theta & C_\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} C_\theta & -S_\theta & 0 & b \\ C_\alpha S_\theta & C_\alpha C_\theta & -S_\alpha & -S_\alpha d \\ S_\alpha S_\theta & S_\alpha C_\theta & C_\alpha & C_\alpha d \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۱۱-۲}
\end{aligned}$$

۳-۱-۲-۲ نمایش دناویت- هارتنبرگ

در این روش هر ماتریس تبدیل A_i به صورت ضرب چهار تبدیل اساسی به صورت زیر نشان

داده می شود [۵۶]:

$$\begin{aligned}
A_i &= Rot_{z,\theta_i} Trans_{z,d_i} Trans_{x,a_i} Rot_{x,\alpha_i} \\
&= \begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i} & 0 & 0 \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{\alpha_i} & -S_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i} C_{\alpha_i} & S_{\theta_i} S_{\alpha_i} & a_i C_{\theta_i} \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i} C_{\alpha_i} & -C_{\theta_i} S_{\alpha_i} & a_i S_{\theta_i} \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۱۲-۲}
\end{aligned}$$

که پارامترهای θ_i ، a_i ، d_i و α_i به ترتیب زاویه، طول، انحراف و پیچش نامیده می شوند.

چون ماتریس A_i تابعی از یک متغیر است، در نتیجه برای هر رابط سه تا از پارامترها ثابت هستند و

چهارمین پارامتر θ_i برای یک مفصل لولایی و d_i برای یک مفصل کشویی، متغیر هستند. حال،

نمایش دناویت- هارتنبرگ به صورت زیر در ۹ گام خلاصه می شود [۵۶]:

۱. محورهای مفاصل را z_0, z_1 تا z_{n-1} قرار می‌دهیم.
۲. دستگاه پایه را نصب و مبدأ را به طور دلخواه روی محور z_0 تنظیم می‌کنیم. محورهای x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راست‌گرد به طور مناسب انتخاب و برای $i=1, \dots, n-1$ گام‌های ۳ تا ۵ را اجرا می‌نماییم.
۳. در جایی که عمود مشترک z_i و z_{i-1} ، z_i را قطع می‌کند، مبدأ o_i را قرار می‌دهیم. اگر z_i و z_{i-1} متقاطع هستند، نقطه o_i را در نقطه تقاطع و اگر z_i و z_{i-1} موازی هستند، o_i را در محل مفصل i قرار می‌دهیم.
۴. در امتداد عمود مشترک بین z_i و z_{i-1} و در عبور از o_i ، x_i را قرار می‌دهیم. اگر z_i و z_{i-1} متقاطع باشند x_i را در جهت عمود به صفحه z_i و z_{i-1} قرار می‌دهیم.
۵. با تکمیل دستگاه راست‌گرد، y_i را مشخص می‌کنیم.
۶. دستگاه مختصات قسمت پایانی o_n, x_n, y_n, z_n را مشخص می‌کنیم.
۷. جدولی شامل پارامترهای رابط $a_i, d_i, \alpha_i, \theta_i$ درست می‌کنیم:

a_i : طول امتداد x_i از o_i تا محل تقاطع محورهای x_i و z_{i-1} است.

d_i : طول امتداد z_{i-1} از o_{i-1} تا محل تقاطع محورهای x_i و z_{i-1} است. در مفاصل کشویی d_i متغیر است.

α_i : زاویه بین z_i و z_{i-1} که حول x_i اندازه‌گیری می‌شود.

θ_i : زاویه بین x_i و x_{i-1} که حول z_{i-1} اندازه‌گیری می‌شود. در مفاصل لولایی θ_i متغیر است.
۸. با جایگذاری پارامترهای بالا در (۲-۱۲)، ماتریس‌های تبدیل همگن A_i را تشکیل می‌دهیم.
۹. ماتریس $T_0^n = A_1, \dots, A_n$ را تشکیل می‌دهیم. این ماتریس، موقعیت و جهت دستگاه مختصات آخر را در دستگاه مختصات پایه معین می‌کند.

به عنوان مثال پارامترهای دناویت- هارتنبرگ یک ربات اسکارا در جدول ۱-۲ آمده است [۱۹, ۲۴]؛ که می‌توانیم از روی آن به راحتی معادلات سینماتیک مستقیم را به دست آوریم. برای ربات هنرمند نیز پارامترهای دناویت- هارتنبرگ در جدول ۲-۲ نشان داده شده است [۱۱].

جدول ۱-۲ جدول دناویت- هارتنبرگ برای ربات اسکارا

رابط	θ	d	a	α
۱	θ_1	0	a_1	0
۲	θ_2	0	a_2	π
۳	0	d_3	0	0

جدول ۲-۲ جدول دناویت- هارتنبرگ برای ربات هنرمند

رابط	θ	d	a	α
۱	θ_1	d_1	0	$\pi/2$
۲	θ_2	0	a_2	0
۳	θ_3	0	a_3	0

تا اینجا در سینماتیک مستقیم نشان دادیم که چگونه موقعیت و جهت مجری نهایی بر حسب متغیرهای مفاصل بدست می‌آیند. اما سینماتیک وارون به یافتن متغیرهای مفاصل بر حسب موقعیت و جهت مجری نهایی می‌پردازد. بطور کلی مساله سینماتیک وارون سخت‌تر از مساله

سینماتیک مستقیم است. در واقع اگر بخواهیم با استفاده از روشهای ریاضی و تحلیلی این مساله را بررسی کنیم باید برای تعیین متغیرهای مفاصل، یک دسته معادلات مثلثاتی غیرخطی را حل نماییم که حل این معادلات بطور مستقیم بسیار مشکل است. یک راه حل ساده تر برای مساله سینماتیک وارون برای ترکیبهای سینماتیک متداول، یک روش هندسی است. در [۵۶] مثالهایی از سینماتیک وارون به روش هندسی آمده است.

۴-۱-۲-۲-۲ سینماتیک سرعت-ژاکوبین

ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت‌های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌گردد که در طراحی و اجرای مسیرهای هموار، تعیین ترکیبهای تکین، اجرای حرکت‌های مختصاتی، به دست آوردن معادلات دینامیکی حرکت و تبدیل نیروها و گشتاورها از مجری نهایی به مفاصل بازوی ربات به کار می‌رود. این ماتریس بردار سرعت در فضای مفصلی \dot{q} را به بردار سرعت در فضای کار \dot{x} به صورت زیر تبدیل می‌کند [۵۶].

$$\dot{x} = J(q)\dot{q} \quad (۱۳-۲)$$

ژاکوبین بازوی ماهر n -رابط به صورت زیر است:

$$J = [J_1 \quad J_2 \quad \dots \quad J_n] \quad (۱۴-۲)$$

که ستون i ام J_i برای مفصل کشویی i به صورت زیر است:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۵-۲)$$

اگر مفصل لولایی باشد، داریم:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (16-2)$$

به دست آوردن ماتریس ژاکوبین با استفاده از فرمول بالا راحت است زیرا تمام مقادیر مورد نیاز برای اجرای مستقیم در دسترس هستند. در واقع، در ستون سوم T_0^i ، سه عضو اول z_i را مشخص می‌کنند. همچنین در ستون چهارم T_0^i ، سه عضو اول d_0^i را نشان می‌دهند. در نتیجه، برای تعیین ماتریس ژاکوبین فقط به سومین و چهارمین ستون ماتریس‌های T نیاز داریم. در [۵۶]، به طور کامل نحوه‌ی بدست آوردن این روابط با جزئیات آمده است. به عنوان نمونه، با استفاده از روابط بالا ماتریس ژاکوبین بازوی ماهر اسکارا به صورت زیر بدست می‌آید.

$$J = \begin{bmatrix} -a_1 \sin(\theta_1) - a_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & -a_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ a_1 \cos(\theta_1) + a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (17-2)$$

۳-۲ مدل‌سازی دینامیکی

هدف این قسمت بدست آوردن معادلات اوایلر- لاگرانژ است. برای تعیین این معادلات، لاگرانژین سیستم، که اختلاف انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل سیستم است، باید محاسبه شود.

۳-۲-۱ انرژی جنبشی

اگر جرم رابط i برابر m_i و تانسور اینرسی رابط i باشد و با توجه به اینکه انرژی جنبشی ربات از مجموع انرژی‌های جنبشی رابط‌های آن بدست می‌آیند، کل انرژی جنبشی بازوی ماهر به صورت زیر بدست می‌آید [۵۶]:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \left(\sum_{i=1}^n (m_i J_{v_i}^T J_{v_i} + J_{w_i}^T R_0^i I_i R_0^{iT} J_{w_i}) \right) \dot{q} \quad (18-2)$$

که R_0^i ماتریس دوران دستگاه مختصات i ام در دستگاه مبنا است. به عبارت دیگر، انرژی جنبشی بازوی ماهر به صورت زیر باز نویسی می‌شود:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (19-2)$$

که

$$D(q) = \sum_{i=1}^n (m_i J_{v_i}^T J_{v_i} + J_{w_i}^T R_0^i I_i R_0^{i^T} J_{w_i}) \quad (20-2)$$

D ماتریس اینرسی نامیده می‌شود که یک ماتریس معین مثبت متقارن وابسته به ترکیب بازوی ربات است.

۲-۳-۲ انرژی پتانسیل

در حالت دینامیک صلب تنها منبع انرژی پتانسیل نیروی جاذبه است. با در نظر گرفتن g به‌عنوان بردار جاذبه در دستگاه پایه، انرژی پتانسیل ربات به‌صورت زیر بدست می‌آید [۵۶]:

$$V_i = g^T d_0^{c_i} m_i, \quad V = \sum_{i=1}^n g^T d_0^{c_i} m_i, \quad d_0^{c_i} = d_0^i + R_0^i d_i^{c_i} \quad (21-2)$$

۲-۳-۳ معادله اوپلر - لاگرانژ

ابتدا لاگرانژین که اختلاف بین انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل است، به‌صورت زیر بدست می‌آید [۵۶]:

$$L = K - V \quad (22-2)$$

حال با قرار دادن لاگرانژین در معادله اوپلر - لاگرانژ که به صورت زیر بیان می‌شود، می‌توان معادله دینامیکی ربات را بدست آورد.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau \quad (23-2)$$

در نتیجه، معادله دینامیکی ربات به صورت زیر تعیین می‌شود.

$$D(q)\ddot{q} + \dot{D}(q)\dot{q} - \frac{\partial K}{\partial q} + \frac{\partial V}{\partial q} = \tau \quad (24-2)$$

که می‌توان آن را به صورت متداول زیر نیز نمایش داد:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (25-2)$$

به عنوان مثال، معادلات دینامیکی بازوی ربات اسکارای سه-رابطه، که می‌توانند با استفاده از

روش اویلر-لاگرانژ بدست آیند، بصورت زیر نشان داده می‌شوند:

$$D(q) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} \end{bmatrix}, \quad (26-2)$$

$$C(q, \dot{q}) = l_1 l_2 \sin(q_2) \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix}, \quad G(q) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -m_3 g \end{bmatrix}$$

که

$$D_{11} = l_1^2 \left(\frac{m_1}{3} + m_2 + m_3 \right) + l_1 l_2 (m_2 + 2m_3) \cos(q_2) + l_2^2 \left(\frac{m_2}{3} + m_3 \right)$$

$$D_{12} = D_{21} = -l_1 l_2 \left(\frac{m_2}{2} + m_3 \right) \cos(q_2) - l_2^2 \left(\frac{m_2}{3} + m_3 \right)$$

$$D_{22} = l_2^2 \left(\frac{m_2}{3} + m_3 \right), \quad D_{13} = D_{31} = D_{23} = D_{32} = 0, \quad D_{33} = m_3 \quad (27-2)$$

$$C_{11} = -\dot{q}_2 (m_2 + 2m_3), \quad C_{12} = -\dot{q}_2 \left(\frac{m_2}{3} + m_3 \right)$$

$$C_{21} = -\dot{q}_1 \left(\frac{m_2}{3} + m_3 \right), \quad C_{13} = C_{31} = C_{23} = C_{32} = C_{22} = C_{33} = 0$$

برای ربات هنرمند نیز چنین معادلاتی در [۵۷] بطور کامل آمده است.

فصل سوم:

کنترل فضای کار مقاوم بازوهای

ربات با استفاده از بسط سری فوریه

بدون اندازه‌گیری سرعت فضای کار

۳-۱ مقدمه

طراحی یک رویتگر آزاد از مدل تطبیقی برای بازوهای ربات در فضای کار بدون استفاده از اندازه‌گیری سرعت فضای کار در این فصل پیشنهاد می‌شود. برای جبران عدم قطعیت‌ها و غیرخطی‌ها در رویتگر و کنترل‌کننده، سری‌های فوریه استفاده می‌شوند. با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف و لم باربالات، تضمین می‌شود که خطای ردگیری و همچنین خطای تخمین رویتگر به صفر همگرا می‌شوند. سیستم مورد مطالعه یک ربات هنرمند است. نتایج شبیه‌سازی و مقایسه با یک رویتگر حالت تعمیم یافته و یک رویتگر خطی، کارامدی الگوریتم پیشنهادی را تایید می‌کنند.

باقیمانده‌ی این فصل بصورت زیر مرتب می‌شود. بخش ۳-۲ مدل دینامیکی فضای کار سیستم را معرفی می‌کند. در بخش ۳-۳، بسط سری فوریه توضیح داده می‌شود. در بخش ۳-۴، کنترل‌کننده و رویتگر پیشنهادی طراحی می‌شوند. آنالیز پایداری در بخش ۳-۵ ارائه می‌شود. در بخش ۳-۶ نتایج شبیه‌سازی نشان داده می‌شوند و در انتها، نتیجه‌گیری در قسمت ۳-۷ آورده می‌شود.

۳-۲ مدل‌سازی

دینامیک‌های بازوی ربات الکتریکی بصورت زیر داده می‌شوند [۵۶]:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau_l \quad (۱-۳)$$

$$J_m r^{-1} \ddot{q} + B_m r^{-1} \dot{q} + r \tau_l = K_m I_a \quad (۲-۳)$$

$$R I_a + L \dot{I}_a + K_m r^{-1} \dot{q} + \varphi = v(t) \quad (۳-۳)$$

در معادلات بالا، q بردار موقعیت مفاصل، $D(q)$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q})\dot{q}$ بردار نیروهای گریز از مرکز، $G(q)$ بردار نیروی گرانشی و τ_l بردار گشتاور مفاصل ربات می‌باشند. J_m ماتریس قطری ممان اینرسی، B_m ماتریس قطری ضرایب میرایی و r ماتریس قطری ضرایب چرخ دنده‌های

موتورها می‌باشند. k_m ماتریس ثابت گشتاور موتور است. R و L به ترتیب ماتریس‌های قطری مقاومت آرمیچر و اندوکتانس می‌باشند. v بردار ولتاژ موتورها، I_a بردار جریان موتورها و φ بردار اغتشاشات خارجی است.

با جایگذاری τ_i از (۳-۱) به (۳-۲)، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\bar{D}(q)\ddot{q} + \bar{C}(q, \dot{q})\dot{q} + \bar{G}(q) &= K_m I_a \\ \bar{D}(q) &= J_m r^{-1} + rD(q) \\ \bar{C}(q, \dot{q}) &= B_m r^{-1} + rC(q, \dot{q}) \\ \bar{G}(q) &= rG(q)\end{aligned}\tag{۴-۳}$$

جانشینی I_a از (۳-۳) به (۴-۳) نتیجه می‌دهد به:

$$\bar{D}(q)\ddot{q} + (\bar{C}(q, \dot{q}) + K_m R^{-1} K_m r^{-1})\dot{q} + \bar{G}(q) + K_m R^{-1} L \dot{I}_a + K_m R^{-1} \varphi = K_m R^{-1} V\tag{۵-۳}$$

فرض کنید که h بردار n -بعدی موقعیت و جهت مجری نهایی در فضای کار است. ماتریس

ژاکوبین $J(q)$ بردار سرعت فضای مفصلی \dot{q} را به بردار سرعت فضای کار \dot{h} به صورت $\dot{h} = J(q)\dot{q}$

مرتبط می‌کند. در نتیجه $\ddot{h} = J(q)\ddot{q} + \dot{J}(q)\dot{q}$ حاصل می‌شود. با جایگذاری \dot{q} و \ddot{q} در

(۵-۳)، داریم:

$$\begin{aligned}J^{-T} \bar{D}(q) J^{-1}(q) \ddot{h} + J^{-T} [\bar{C}(q, \dot{q}) + K_m R^{-1} K_m r^{-1} - \bar{D}(q) J^{-1}(q) \dot{J}(q)] J^{-1}(q) \dot{h} + \\ J^{-T} [\bar{G}(q) + K_m R^{-1} L \dot{I}_a + K_m R^{-1} \varphi] = J^{-T} K_m R^{-1} V\end{aligned}\tag{۶-۳}$$

حال، (۶-۳) می‌تواند بصورت زیر باز نویسی شود:

$$\begin{aligned}M(h) \ddot{h} + N(h, \dot{h}) \dot{h} + H(h) &= u(t) \\ M(h) &= J(q)^{-T} \bar{D}(q) J(q)^{-1} \\ N(h, \dot{h}) &= J(q)^{-T} [\bar{C}(q, \dot{q}) + K_m R^{-1} K_m r^{-1} - \bar{D}(q) J^{-1}(q) \dot{J}(q)] J(q)^{-1} \\ H(h) &= J(q)^{-T} [\bar{G}(q) + K_m R^{-1} L \dot{I}_a + K_m R^{-1} \varphi] \\ u(t) &= J(q)^{-T} K_m R^{-1} v(t)\end{aligned}\tag{۷-۳}$$

با استفاده از نمایش فضای حالت، (۷-۳) بصورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu(t) + B\psi(t) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (۸-۳)$$

که

$$\begin{aligned} x &= [h \quad \dot{h}]^T, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad C = [I \quad 0] \\ \psi(t) &= (M(h)^{-1} - I)u(t) - M(h)^{-1}(N(h, \dot{h})\dot{h} + H(h)) \end{aligned} \quad (۹-۳)$$

طوری‌که x یک بردار حالت $2n \times 1$ است، y یک بردار خروجی $n \times 1$ است، 0 و I به ترتیب ماتریس‌های صفر و یک (همانی) $n \times n$ هستند و $\psi(t)$ عدم قطعیت مجتمع است. قانون کنترل سیگنال $u(t)$ را محاسبه می‌کند. سپس، سیگنال ولتاژ توسط $v(t) = \hat{R}\hat{K}_m^{-1}\hat{J}(q)^T u(t)$ بدست می‌آید در جاییکه \hat{R} ، \hat{K}_m و $\hat{J}(q)$ مقادیر نامی هستند.

۳-۳ بسط سری فوریه

معروف است که توابع متناوب^۱ می‌توانند توسط بسط سری فوریه تقریب زده شوند. اگر ما با یک تابع غیر-متناوب تعریف شده در بازه زمانی محدود سر و کار داشته باشیم، می‌توانیم فرض کنیم که این تابع تکرار می‌شود. بنابراین، می‌تواند با استفاده از سری‌های فوریه تخمین زده شود. یک تابع $f(t)$ تعریف شده در $[t_1, t_2]$ را در نظر بگیرید. بر طبق [۱۹، ۵۸]، $f(t)$ می‌تواند بصورت زیر بیان شود:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t) \quad (۱۰-۳)$$

که $\omega_n = 2n\pi/T$ و $T = t_2 - t_1$. خطای تقریب بصورت زیر است:

¹ identity
² periodic functions

$$\varepsilon_m(t) = f(t) - f_m(t) \quad (۱۱-۳)$$

که $f_m(t) = a_0 + \sum_{n=1}^m a_n \cos(\omega_n t) + b_n \sin(\omega_n t)$ مقدار تقریب زده شده با استفاده از سری فوریه است. روشن است که $f_m(t)$ می‌تواند بصورت زیر نوشته شود:

$$f_m(t) = P^T \xi(t) \quad (۱۲-۳)$$

که

$$P = [a_0 \quad a_1 \quad b_1 \quad \dots \quad a_m \quad b_m]^T \quad (۱۳-۳)$$

و

$$\xi(t) = [1 \quad \cos(\omega_1 t) \quad \sin(\omega_1 t) \quad \dots \quad \cos(\omega_m t) \quad \sin(\omega_m t)]^T \quad (۱۴-۳)$$

۴-۳ طراحی کنترل کننده و رویتگر پیشنهادی

فرض کنید که خطای ردگیری^۱ بصورت $e = x - x_d$ تعریف شود. در نتیجه، $x = e + x_d$ با

جایگذاری x در (۸-۳)، خواهیم داشت:

$$\dot{e} = Ae + Ax_d - \dot{x}_d + B(u + \Psi) \quad (۱۵-۳)$$

به علت تعاریف A و B در (۹-۳)، داریم:

$$Ax_d - \dot{x}_d = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{d2} - \dot{x}_{d1} \\ -\dot{x}_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\ddot{x}_{d1} \end{bmatrix} = B(-\ddot{x}_{d1}) \quad (۱۶)$$

با جایگذاری (۱۶-۳) در (۱۵-۳)، خواهیم داشت:

$$\dot{e} = Ae + B(u + \Psi - \ddot{x}_{d1}) \quad (۱۷-۳)$$

^۱ tracking error

تعریف می‌کنیم $A_c = A - Bk_c^T$. در نتیجه، $A = A_c + Bk_c^T$. بنابراین، (۳-۱۷) می‌تواند بصورت زیر نشان داده شود:

$$\dot{e} = A_c e + B(k_c^T e + u + \Psi - \ddot{x}_{d1}) \quad (۳-۱۸)$$

حال، رویکرد تطبیقی پیشنهادی بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + k_o(y - C\hat{x}) + B(\hat{\Psi} + u - u_r) \quad (۳-۱۹)$$

در جایگاه u_r ترم کنترل مقاوم^۱ است که در قسمت بعدی تعیین می‌شود. این ترم برای جبران خطای تقریب یا خطای برش اضافه می‌شود. همچنین، $\hat{\Psi}$ تخمین Ψ با استفاده از بسط سری فوریه است. از آنجاییکه Ψ و $\hat{\Psi}$ بردار هستند، ما می‌توانیم آن‌ها را بصورت زیر نمایش دهیم [۱۹، ۲۰]:

$$\Psi(t) = \xi P + \varepsilon_m \quad (۳-۲۰)$$

$$\xi = \text{diag} [\xi_1^T(t), \dots, \xi_n^T(t)], P = [P_1^T, \dots, P_n^T]^T \quad (۳-۲۱)$$

$$\hat{\Psi}(t) = \xi \hat{P} \quad (۳-۲۲)$$

$$\hat{P} = [\hat{P}_1^T, \dots, \hat{P}_n^T]^T \quad (۳-۲۳)$$

فرض کنید که γ جمله اول سری فوریه برای تخمین عدم قطعیت استفاده می‌شوند. اگر از جملات بیشتری از سری فوریه استفاده کنیم، بار محاسباتی بالا می‌رود و اگر از جملات کمتری استفاده کنیم دقت تخمین پایین می‌آید. بنابراین، ξ_i در (۳-۲۱) بصورت زیر نشان داده می‌شود:

$$\xi_i = [1 \quad \cos(\omega_0 t) \quad \sin(\omega_0 t) \quad \cos(2\omega_0 t) \quad \sin(2\omega_0 t) \quad \cos(3\omega_0 t) \quad \sin(3\omega_0 t)]^T \quad (۳-۲۴)$$

^۱ robust control term

خطای ردگیری تخمینی (تخمین زده شده)^۱ بصورت $\hat{e} = \hat{x} - x_d$ تعریف می‌شود. حال، کنترل-کننده پیشنهادی بصورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$u = -\hat{\Psi} + \ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e} + u_r \quad (25-3)$$

با جایگذاری (25-3) در (19-3)، داریم:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + k_o(y - C\hat{x}) + B(\ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e}) \quad (26-3)$$

بعد از جایگذاری $\hat{x} = \hat{e} + x_d$ در (26-3) و بعضی دستکاری‌های ساده، (26-3) بصورت زیر نشان داده می‌شود:

$$\dot{\hat{x}} - Ax_d - B\ddot{x}_{d1} = A_c \hat{e} + k_o C(x - \hat{x}) \quad (27-3)$$

حال، جمله‌های $-Ax_d - B\ddot{x}_{d1}$ را در (27-3) در نظر بگیرید. در این صورت:

$$-Ax_d - B\ddot{x}_{d1} = -\begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \ddot{x}_{d1} = \begin{bmatrix} -x_{d2} \\ -\ddot{x}_{d1} \end{bmatrix} = -\dot{x}_d \quad (28-3)$$

بنابراین، (27-3) می‌تواند بصورت زیر دوباره‌نویسی شود:

$$\dot{\hat{e}} = A_c \hat{e} + k_o C(x - \hat{x}) \quad (29-3)$$

خطای روی‌تگر^۲ را بصورت $\tilde{e} = e - \hat{e} = x - x_d - (\hat{x} - x_d) = x - \hat{x}$ تعریف می‌کنیم. در نتیجه، (29-3) بصورت زیر داده می‌شود:

$$\dot{\hat{e}} = A_c \hat{e} + k_o C\tilde{e} \quad (30-3)$$

با گرفتن مشتق زمانی از $\tilde{e} = e - \hat{e}$ و استفاده از (18-3)، (25-3) و (30-3)، خواهیم داشت:

¹ estimated tracking error
² observer error

$$\begin{aligned}\dot{\hat{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = A_c e + B(k_c^T e - \hat{\Psi} + \ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e} + u_r + \Psi - \ddot{x}_{d1}) - A_c \hat{e} - k_o C \tilde{e} \rightarrow \\ \dot{\tilde{e}} &= (A_c - k_o C + B k_c^T) \tilde{e} + B(-\hat{\Psi} + u_r + \Psi) \rightarrow \\ \dot{\tilde{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = (A - k_o C) \tilde{e} + B(-\hat{\Psi} + u_r + \Psi)\end{aligned}\quad (31-3)$$

با استفاده از (30-3) و (32-3)، (31-3) بصورت زیر ساده می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = (A - k_o C) \tilde{e} + B(-\xi \hat{P} + u_r + \xi P + \varepsilon_m) \\ &= (A - k_o C) \tilde{e} + B(\xi \tilde{P} + u_r + \varepsilon_m)\end{aligned}\quad (32-3)$$

(32-3) می‌تواند بصورت زیر باز نویسی شود:

$$\dot{\tilde{e}} = A_o \tilde{e} + B \Gamma \quad (33-3)$$

که $\tilde{P} = P - \hat{P}$ و $\Gamma = \Psi \tilde{P} + u_r + \varepsilon_m$ ، $A_o = A - k_o C$

حالا، بردار خطای افزوده را بصورت $E_i = [\hat{e} \quad \tilde{e}]^T$ تعریف می‌کنیم. با استفاده از (30-3) و

(33-3)، \dot{E}_i بصورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{E}_i &= A_i E_i + B_i \Gamma \\ E_1 &= C_i E_i\end{aligned}\quad (34-3)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} A_c & k_o C \\ 0 & A_o \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}, C_i = [C \quad C] \quad (35-3)$$

$$\Gamma = \Psi \tilde{P} + u_r + \varepsilon_m, \tilde{P} = P - \hat{P}$$

معمولاً، فرض می‌شود که فقط خروجی E_1 در (34-3) قابل اندازه‌گیری¹ است. بنابراین،

تکنیک لیپانوف اکیداً حقیقی مثبت² (SPR) برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین تطبیق، مورد

نیاز است [59، 60]. (34-3) می‌تواند بصورت زیر نشان داده شود:

$$E_1 = H(s) \Gamma = H(s) (\xi \tilde{P} + u_r + \varepsilon_m) \quad (36-3)$$

¹ measurable

² strictly positive real (SPR) Lyapunov technique

که $H(s) = C_i(SI - A_i)^{-1}B_i$ برای استفاده از تکنیک لیاپانوف-SPR، (۳-۳۶) بصورت زیر دوباره - نویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} E_1 &= H(s)L(s)(w + \xi\tilde{P} + u_r) \\ w &= L^{-1}(s)(\xi\tilde{P} + u_r + \varepsilon_m) - (\xi\tilde{P} + u_r + \varepsilon_m) + \varepsilon_m \end{aligned} \quad (37-3)$$

$L(s)$ انتخاب می‌شود طوری که $H(s)L(s)$ یک تابع تبدیل SPR مناسب باشد [۵۹، ۶۰]. بنابراین، (۳۷-۳) می‌تواند بصورت زیر نوشته شود:

$$\begin{aligned} \dot{E}_i &= A_s E_i + B_s(w + \xi\tilde{P} + u_r) \\ E_1 &= C_s E_i \end{aligned} \quad (38-3)$$

که $n \times n$ I ماتریس همانی (یکه) $\beta_i = b_i I$ و $B_s = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ \beta_4]^T$ ، $C_s = C_i$ ، $A_s = A_i$ است. بعلت کراندار سری فوریه ترم $\xi\tilde{P}$ کراندار است. همچنین، فرض می‌شود که خطای تقریب و ترم کنترل مقاوم کراندار هستند. فیلتر $L^{-1}(s)$ پایدار است. در نتیجه، $\|w\| \leq \mu$ که μ یک ثابت مثبت است [۵۹-۶۳]. بنابراین \dot{E}_i کراندار است.

۳-۵ آنالیز پایداری

برای اثبات پایداری، فرضیات زیر مورد نیاز هستند.

- فرض می‌شود که مسیر مرجع مطلوب x_d و مشتقات موردنیاز آن کراندار و بطور یکنواخت پیوسته هستند [۵۶].
- بازوی ربات در ناحیه‌ای که $J^{-1}(q)$ غیرمنفرد^۱ است کار می‌کند [۵۶].

قضیه ۱: اگر قوانین زیر به سیستم رباتیک (۳-۸)، رویتگر (۳-۱۹) و کنترل‌کننده (۳-۲۵)

اعمال شود، در نتیجه x کراندار است و \hat{e} و \tilde{e} به صفر همگرا می‌شوند.

¹ nonsingular

$$\dot{\hat{P}} = \gamma \xi^T C_s E_i = \gamma \xi^T E_1 \quad (39-3)$$

$$u_r = \frac{-\rho C_s E_i}{\|C_s E_i\|} = \frac{-\rho E_1}{\|E_1\|}, \rho \geq \mu \quad (40-3)$$

که ρ و γ اعداد مثبت هستند. از آنجاییکه $H(s)L(s)$ SPR است، وجود دارند S و Q طوری که:

$$\begin{aligned} A_s^T S + S A_s &= -Q \\ B_s^T S &= C_s \end{aligned} \quad (41-3)$$

که $Q = Q^T > 0$ و $S = S^T > 0$.

اثبات: تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} E_i^T S E_i + \frac{1}{2\gamma} \tilde{P}^T \tilde{P} \quad (42-3)$$

در جاییکه $\tilde{P} = P - \hat{P}$. با گرفتن مشتق نسبت به زمان از (42-3) داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{E}_i^T S E_i + \frac{1}{2} E_i^T S \dot{E}_i - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \quad (43-3)$$

توجه شود که $\dot{\tilde{P}} = -\dot{\hat{P}}$. با جایگذاری (38-3) و (41-3) در (43-3)، می‌توانیم بنویسیم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} (A_s E_i + B_s (w + \xi \tilde{P} + u_r))^T S E_i + \frac{1}{2} E_i^T S (A_s E_i + B_s (w + \xi \tilde{P} + u_r)) - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \\ &= \frac{1}{2} (E_i^T A_s^T + (w + \xi \tilde{P} + u_r)^T B_s^T) S E_i + \frac{1}{2} E_i^T S (A_s E_i + B_s (w + \xi \tilde{P} + u_r)) - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \\ &= \frac{1}{2} E_i^T (A_s^T S + S A_s) E_i + \frac{1}{2} (w + \xi \tilde{P} + u_r)^T B_s^T S E_i + \frac{1}{2} E_i^T S B_s (w + \xi \tilde{P} + u_r) - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \\ &= \frac{1}{2} E_i^T (A_s^T S + S A_s) E_i + (w + \xi \tilde{P} + u_r)^T B_s^T S E_i - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \\ &= -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + (w + \xi \tilde{P} + u_r)^T C_s E_i - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\hat{P}} \end{aligned} \quad (44-3)$$

به عبارت دیگر

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + (w + \xi \tilde{P} + u_r)^T E_1 - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\tilde{P}} \quad (45-3)$$

سپس داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + (w + u_r)^T E_1 + \tilde{P}^T \xi^T E_1 - \frac{1}{\gamma} \tilde{P}^T \dot{\tilde{P}} \quad (46-3)$$

با استفاده از (3-39)، (3-46) بصورت زیر ساده می شود:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + (w + u_r)^T E_1 \quad (47-3)$$

با استفاده از (3-40)، می توانیم بنویسیم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + w^T E_1 - \rho \|E_1\| \quad (48-3)$$

در نتیجه (3-48) منتهی می شود به:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + \|w\| \|E_1\| - \rho \|E_1\| \quad (49-3)$$

به عبارت دیگر

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i + \mu \|E_1\| - \rho \|E_1\| \quad (50-3)$$

چون $\mu \|E_1\| - \rho \|E_1\| = (\mu - \rho) \|E_1\| \leq 0$ داریم:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} E_i^T Q E_i \quad (51-3)$$

بنابراین، تضمین می شود که:

$$\dot{V} \leq 0 \quad (52-3)$$

ذکر این نکته بسیار با اهمیت است که فقط سیگنال‌های موقعیت در $E_1 = C_s E_i$ استفاده می‌شوند. به عبارت دیگر، سیگنال‌های سرعت در قوانین تطبیق، مورد نیاز نیستند. همچنین، در روش پیشنهادی، لازم نیست که ماتریس‌های S ، Q ، B_s و فیلتر $L(s)$ را محاسبه کنیم.

بهره کنترل ρ می‌تواند با سعی و خطا تعیین شود، همانگونه که در [۵۹-۶۱، ۶۳] ذکر شده است. بعضی از مراجع برای این بهره قانون تطبیقی پیشنهادی دارند. اما، این قوانین تطبیق شامل نرم یا قدرمطلق خطا هستند. در نتیجه، مقدار تخمینی (تخمین زده شده) بهره افزایش پیدا خواهد کرد و ممکن است موجب ناپایداری شود.

حال، با استفاده از لم باربالات^۱، می‌توانیم همگرایی مجانبی E_i به صفر را اثبات کنیم.

لم باربالات [۶۴]: اگر $f(t)$ یک حد زمانی محدود داشته باشد و وقتی که $t \rightarrow \infty$ و $\dot{f}(t)$ بطور یکنواخت پیوسته باشد (به عبارت دیگر، $\ddot{f}(t)$ کراندار باشد)، در نتیجه $f(t) \rightarrow 0$ و وقتی که $t \rightarrow \infty$.
 در نظر بگیرید $\Omega(t)$ را در فرم $\Omega(t) = \frac{1}{2} E_i^T Q E_i$. روشن است که $\dot{\Omega}(t) \leq -\dot{V}$. در نتیجه،
 $\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq V(0) - V(t)$. از آنجاییکه $V(0)$ کراندار است و $V(t)$ کراندار و غیر-افزایشی است، می‌توانیم بنویسیم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \infty \quad (۵۳-۳)$$

از آنجاییکه \dot{E}_i کراندار است. $\dot{\Omega} = \dot{E}_i^T Q E_i$ نیز کراندار است. حال، شرایط تحقق لم باربالات را بررسی می‌کنیم. $\int_0^t \Omega(\tau) d\tau$ یک حد زمانی محدود و وقتی که $t \rightarrow \infty$ دارد. از طرفی $\dot{\Omega}$ کراندار است. بنابراین شرایط لم باربالات برآورده می‌شوند و $\Omega(t)$ وقتی که $t \rightarrow \infty$ به صفر همگرا می‌شود. با در نظر گرفتن $\Omega(t) = \frac{1}{2} E_i^T Q E_i$ نتیجه می‌شود که E_i به صفر همگرا می‌شود.

¹ Barbalat's lemma

ملاحظه: برای کاهش مساله لرزش به علت تابع علامت، می‌توانیم u_r در (۳-۴۰) را بصورت زیر

بهبود دهیم [۱۹، ۶۵]:

$$u_r = \frac{-\rho C_s E_i}{\|C_s E_i\| + \alpha e^{-\lambda t}} = \frac{-\rho E_1}{\|E_1\| + \alpha e^{-\lambda t}} \quad (۳-۵۴)$$

که در آن α و λ اسکالرهایی (اعداد) مثبتی هستند.

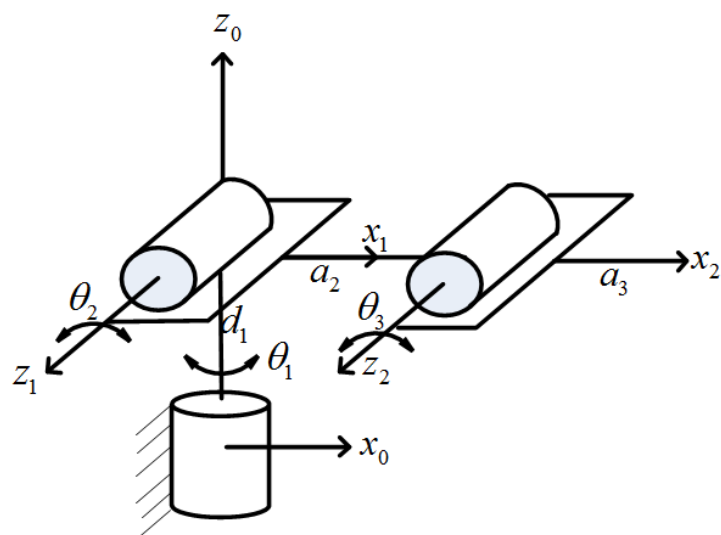
۳-۶ نتایج شبیه سازی

۳-۶-۱ روش پیشنهادی

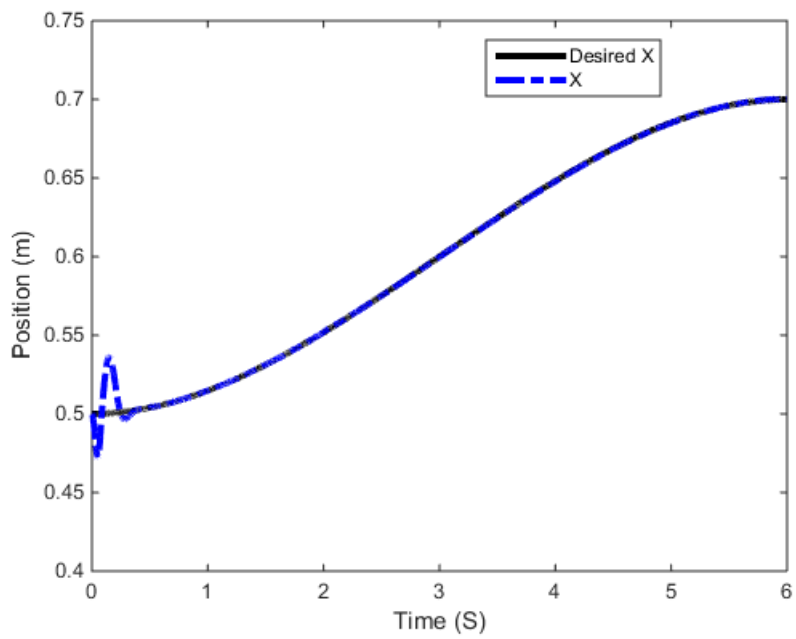
قانون کنترل (۳-۲۵) و رویتگر (۳-۱۹) با استفاده از یک ربات هنرمند با نمایش سیمبولیک نشان داده شده در شکل ۳-۱ شبیه‌سازی می‌شوند. ماتریس‌های $D(q)$ ، $C(q, \dot{q})$ و $G(q)$ و همچنین پارامترهای موتور بطور کامل در [۵۷] ارائه شده‌اند. فرض می‌شود که محدوده مجاز برای ولتاژ موتور $v_{\max} = 40 \text{ V}$ است. قطب‌های مطلوب برای ماتریس بهره حالت k_c^T در کنترل‌کننده (۳-۲۵) بصورت $p_c = [-3.1 \quad -3.2 \quad -3.3 \quad -3.4 \quad -3.5 \quad -3.6]$ تعریف می‌شوند. ماتریس $k_1^T = k_1$ با استفاده از دستور متلب $k_1 = \text{place}(A, B, p_c)$ به سادگی محاسبه خواهد شد. قطب‌های مطلوب برای ماتریس بهره رویتگر k_o در رویتگر (۳-۱۹) بصورت $p_o = [-31 \quad -32 \quad -33 \quad -34 \quad -35 \quad -36]$ تعریف می‌شوند. ماتریس $k_o = k_2^T$ با استفاده از دستور متلب $k_2 = \text{place}(A^T, C^T, p_o)$ به سادگی محاسبه خواهد شد. فرض کنید که مقدار اولیه \hat{P} صفر است. پارامتر γ روی 2000 تنظیم می‌شود. همچنین، برای پارامترهای ρ ، α و λ در (۳-۵۴) به ترتیب مقادیر 25، 0.1 و 0.5 انتخاب می‌شوند. در روش پیشنهادی، نیازی به تعیین ماتریس‌های S ، Q ، B_s و فیلتر $L(s)$ نیست. همانطور که در انتهای قسمت ۳-۲ ذکر شد، سیگنال ولتاژ توسط $v(t) = \hat{R} \hat{K}_m^{-1} \hat{J}(q)^T u(t)$ بدست می‌آید. فرض می‌شود که $\hat{R} = 0.8R$ ، $\hat{K}_m = 0$ و $\hat{J}(q) = 0.8J(q)$. اغتشاش خارجی یک تابع پله با دامنه ۳ ولت است که در $t = 2 \text{ sec}$ اعمال می‌-

شود. عملکردهای ردگیری در امتداد محورهای X ، Y و Z به ترتیب در شکل‌های ۲-۳ تا ۴-۳ نشان داده می‌شوند. همچنانکه در این شکل‌ها نشان داده شده است، بعد از یک حالت گذرای کوتاه، خطاهای ردگیری به صفر همگرا می‌شوند. شکل ۵-۳ سیگنال‌های کنترل را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، ولتاژهای موتور هموار و بدون هیچگونه لرزش هستند؛ علاوه بر این، این سیگنال‌ها اشباع نیز نمی‌شوند، که نشان از مناسب بودن آن‌ها است. سرعت مجری نهایی در امتداد محورهای X ، Y و Z و تخمین آن‌ها به ترتیب در شکل‌های ۶-۳ تا ۸-۳ نشان داده شده است. بعد از یک زمان کوتاه، سرعت تخمینی (تخمین زده شده) می‌تواند سرعت مجری نهایی را ردگیری نماید.

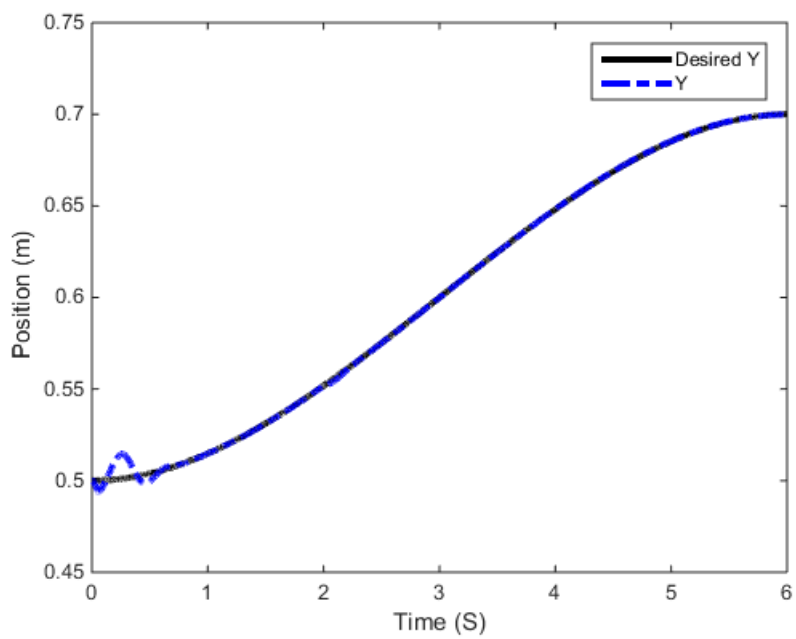
برای مقایسه رویتگر پیشنهادی با رویتگر خطی (رویتگر بدون تخمینگر سری فوریه)، عملکرد رویتگر خطی در ردگیری سرعت در امتداد محور Z در شکل ۹-۳ نشان داده می‌شود. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، رویتگر خطی نمی‌تواند بخوبی سرعت واقعی را تخمین بزند، درحالی‌که، همچنانکه در شکل ۸-۳ نشان داده شده است، رویتگر پیشنهادی می‌تواند با دقت زیاد سرعت واقعی را ردگیری نماید که نشان از نقش کلیدی سری فوریه در افزایش عملکرد رویتگر دارد.



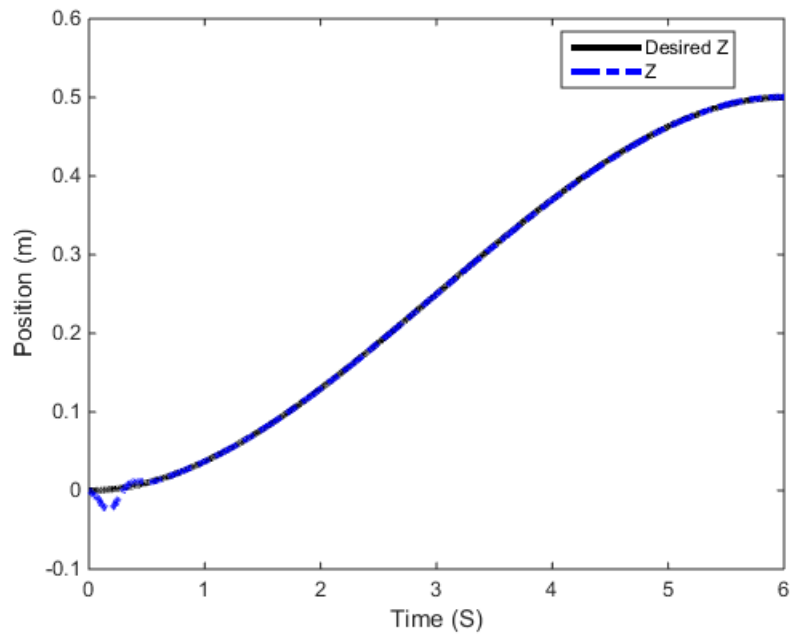
شکل ۱-۳ نمایش سیمبولیک بازوی هنرمند



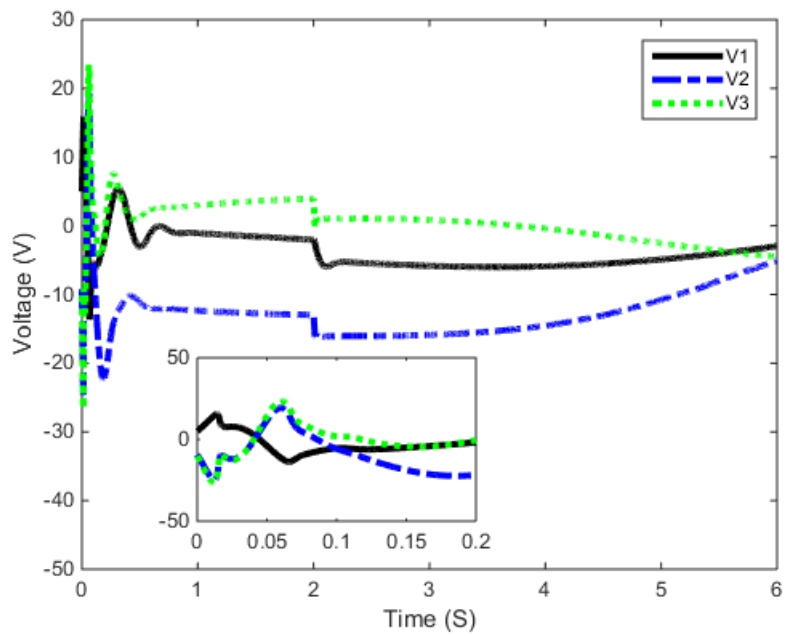
شکل ۲-۳ عملکرد ردگیری در امتداد محور X



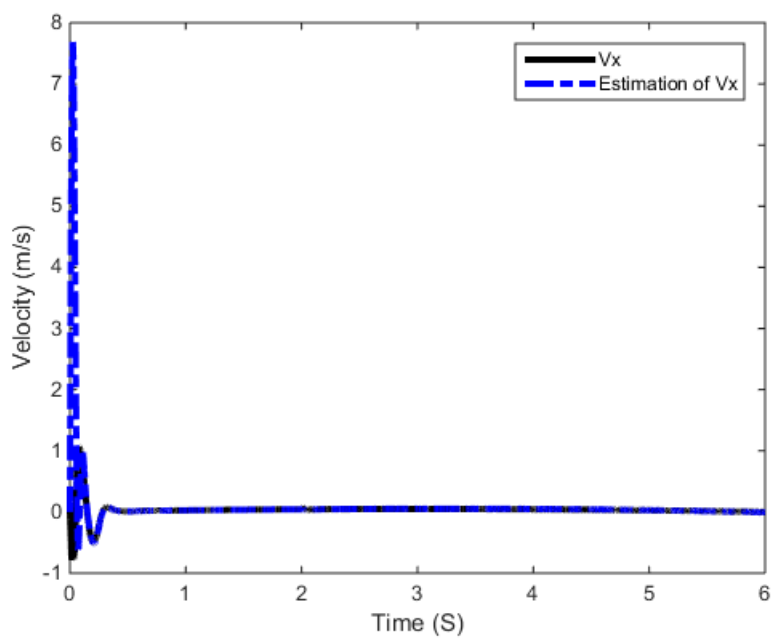
شکل ۳-۳ عملکرد ردگیری در امتداد محور Y



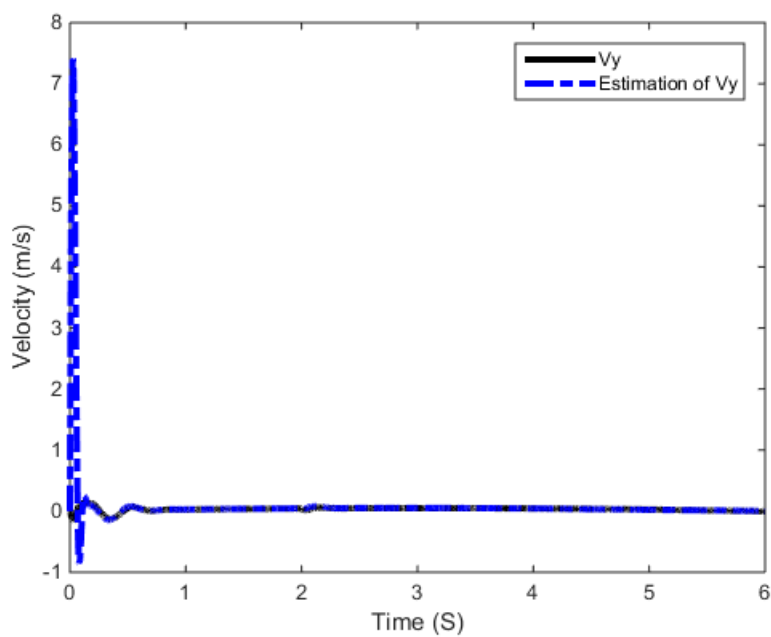
شکل ۳-۴ عملکرد ردگیری در امتداد محور Z



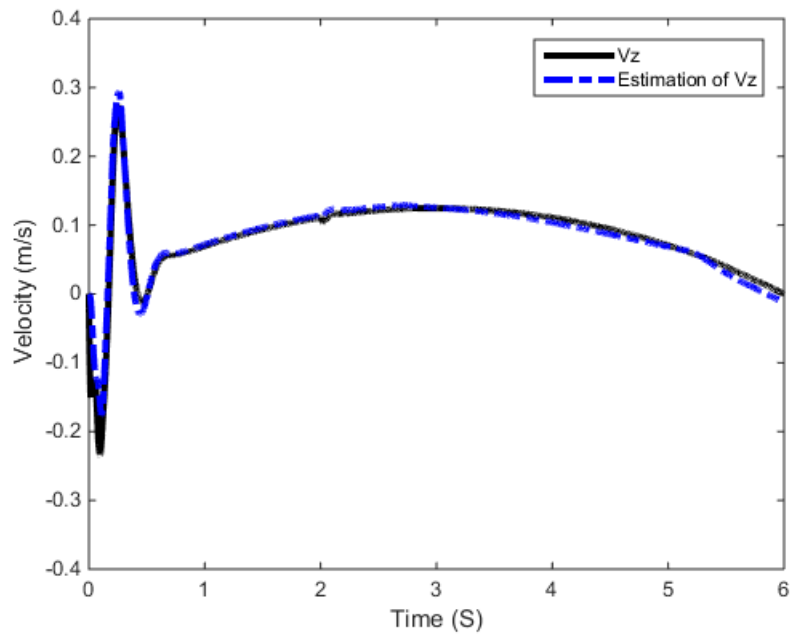
شکل ۳-۵ ولتاژهای موتور در روش پیشنهادی



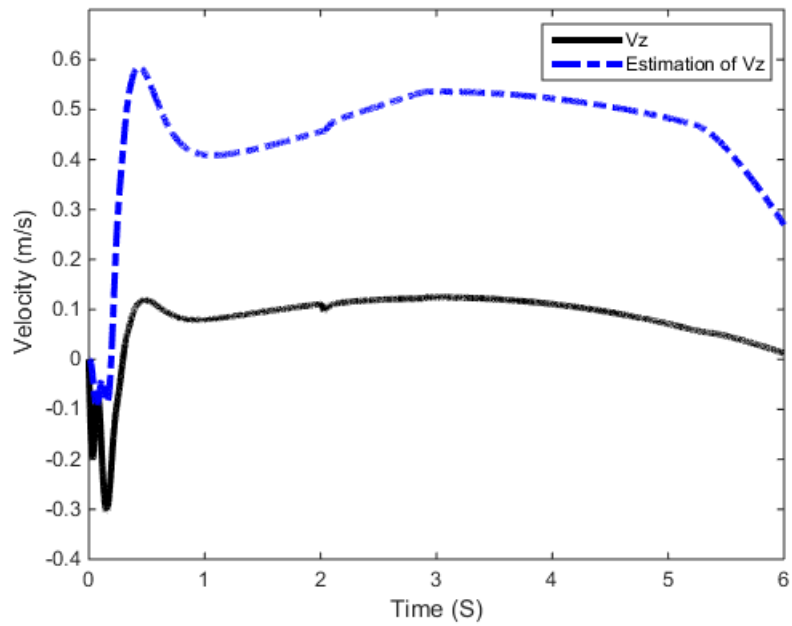
شکل ۳-۶ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن



شکل ۳-۷ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن



شکل ۳-۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن



شکل ۳-۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از رویکرد خطی

۳-۶-۲ مقایسه با رویتگر حالت تعمیم یافته (ESO)

رویتگر حالت تعمیم یافته‌ی ارائه شده در [۳۲]، برای بازوی ربات توصیف شده بکار برده می‌شود. این رویتگر یک روش آزاد از مدل است در جاییکه عدم قطعیت مجتمع بصورت یک حالت افزوده از سیستم در نظر گرفته می‌شود. بنابراین، یک رویتگر حالت خطی برای تخمین حالات سیستم و عدم قطعیت مجتمع طراحی می‌شود. برطبق (۳-۸) و (۳-۹)، می‌توانیم بنویسیم:

$$\ddot{h} = \Psi(t) + u \quad (55-3)$$

فرض کنید که عدم قطعیت مجتمع $\Psi(t)$ یک حالت افزوده است. به عبارت دیگر، داریم $x_{a1} = h, x_{a2} = \dot{h}, x_{a3} = \Psi(t)$. در نتیجه، نمایش حالت بصورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= A_a x_a + B_a u + w \\ y &= C_a x_a \end{aligned} \quad (56-3)$$

$$A_a = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} 0 \\ I \\ 0 \end{bmatrix}, w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix}, C_a = [I \quad 0 \quad 0]$$

در جاییکه 0 و I به ترتیب ماتریس‌های صفر و یک (همانی) هستند. رویتگر حالت خطی زیر را در نظر بگیرید [۳۲]:

$$\dot{\hat{x}}_a = A_a \hat{x}_a + B_a u + LC(x_a - \hat{x}_a) \quad (57-3)$$

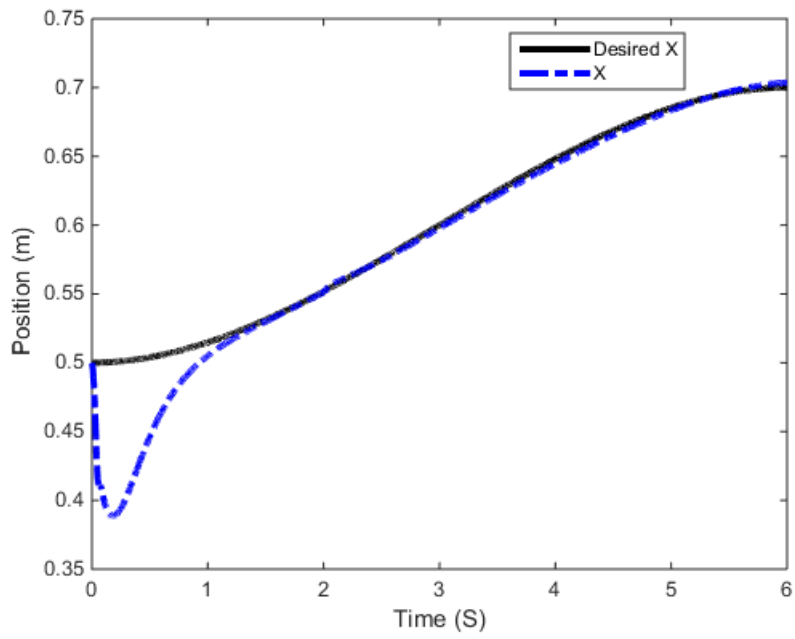
برای این بازوی ربات، بردار بهره $L = L_1^T$ با استفاده از دستور متلب $L_1 = \text{place}(A_a^T, C_a^T, p)$ محاسبه می‌شود. در جاییکه p قطب‌های مطلوب تنظیم شده روی $p = [-50 \quad -55 \quad -60 \quad -65 \quad -70 \quad -75 \quad -80 \quad -85 \quad -90]$ است.

بر طبق [۳۲]، سیگنال کنترل بصورت زیر داده می‌شود:

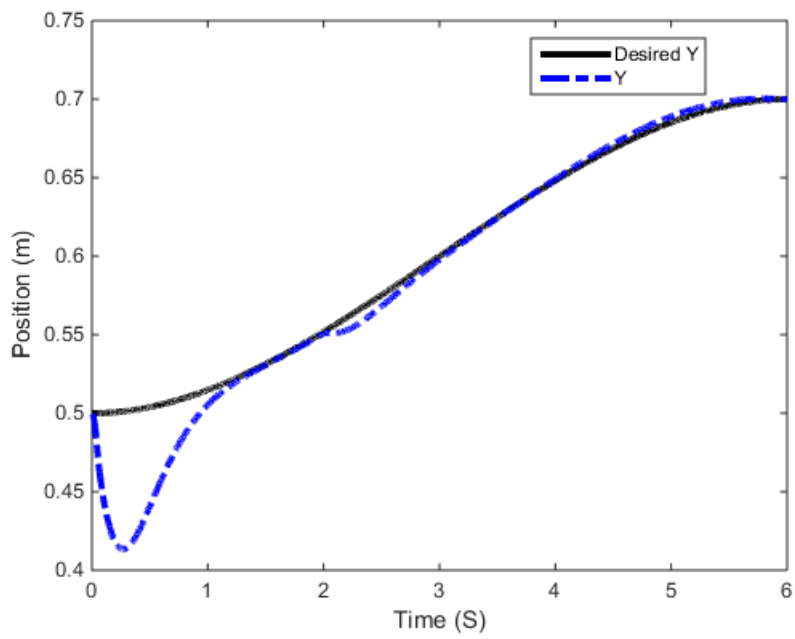
$$u = \ddot{h}_d + K_d(\dot{h}_d - \hat{x}_{a2}) + K_p(h_d - \hat{x}_{a1}) - \hat{x}_{a3} \quad (58-3)$$

بهره‌های K_p و K_d به ترتیب روی 300 و 100 تنظیم می‌شوند. عملکردهای ردگیری در امتداد محورهای X ، Y و Z با استفاده از ESO به ترتیب در شکل‌های ۳-۱۰ تا ۳-۱۲ نشان داده می‌شوند. به نظر می‌رسد که حالت گذرا در ESO طولانی‌تر است. ولتاژهای موتور برای این کنترل-کننده در شکل ۳-۱۳ ارائه شده است. در مقایسه با ولتاژهای موتور روش پیشنهادی در شکل ۳-۵، واضح است که کنترل‌کننده پیشنهادی برتر است، چونکه در زمان‌های اولیه در ESO اشباع محرک اتفاق می‌افتد. عملکرد تخمین ESO برای سرعت‌ها (سیگنال‌های سرعت) در شکل‌های ۳-۱۴ تا ۳-۱۶ ارائه می‌شود. همانطور که در این شکل‌ها نشان داده شده است، ESO بخوبی می‌تواند سیگنال‌های سرعت را تخمین بزند، با این حال عملکرد گذرای کنترل‌کننده مناسب نیست.

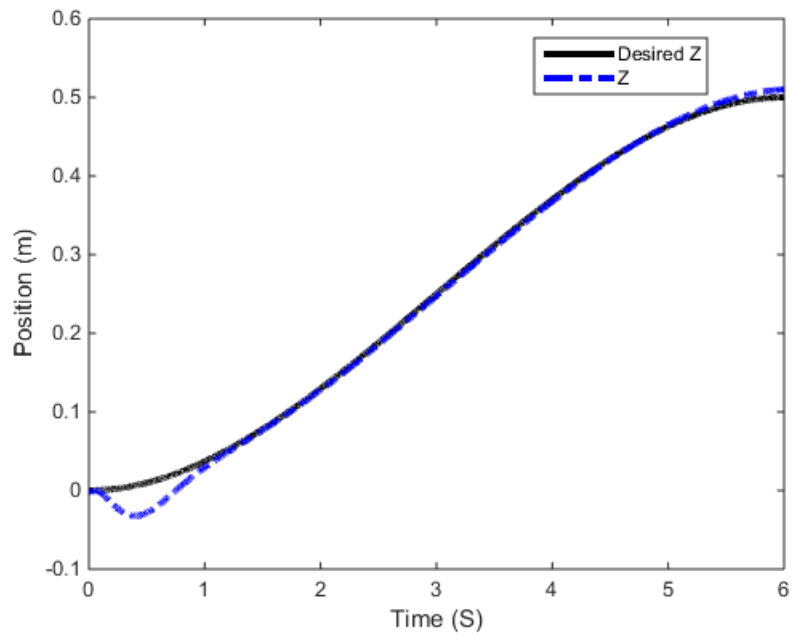
برای داشتن یک مقایسه عددی بین ساختار کنترل‌کننده-رویتگر پیشنهادی، ESO و رویتگر خطی، تابع شایستگی $Fitness = \int_0^6 [0.9 \sum_i |e_i| + 0.1 \sum_i |\tilde{e}_i|] dt$ را در نظر بگیرید. برای روش پیشنهادی، ESO و رویتگر خطی این تابع شایستگی به ترتیب دارای مقادیر 0.0941، 0.2709 و 0.5830 است؛ که نشان دهنده برتری روش پیشنهادی است.



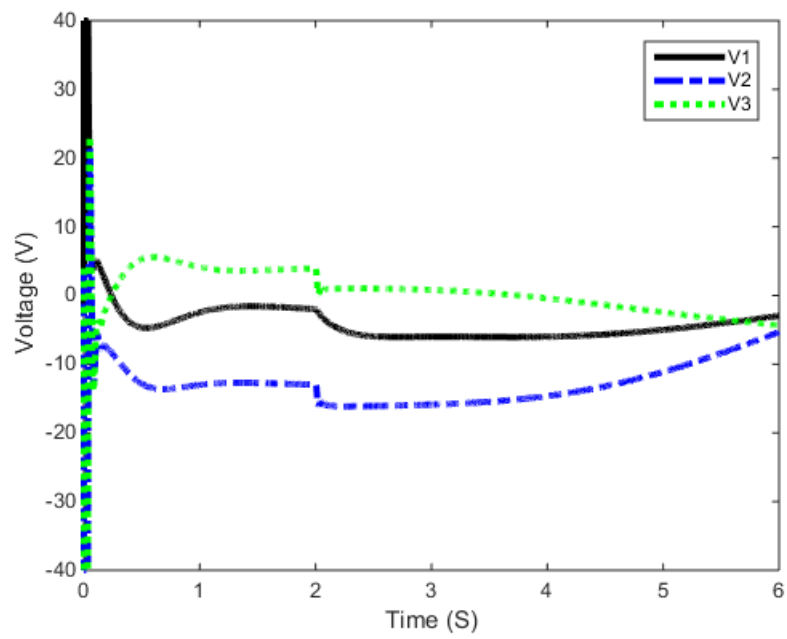
شکل ۳-۱۰ عملکرد ردگیری در امتداد محور X با استفاده از ESO



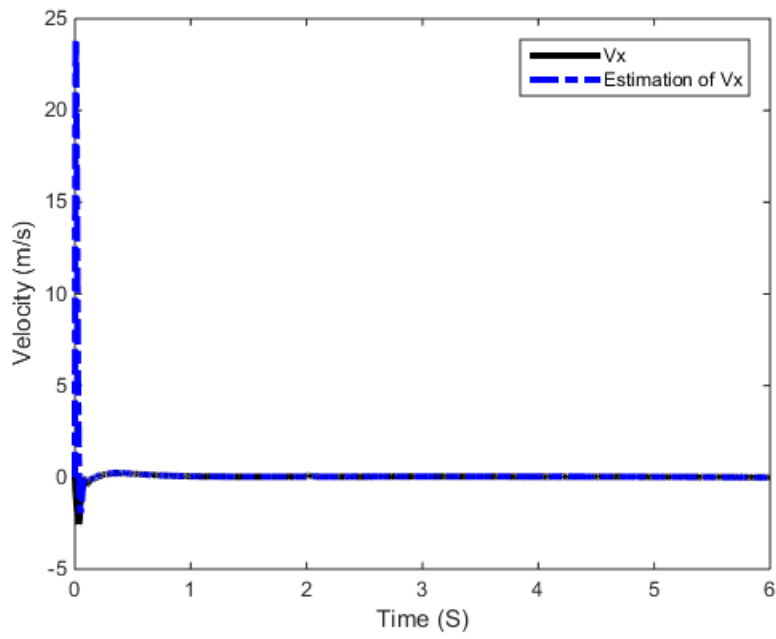
شکل ۳-۱۱ عملکرد ردگیری در امتداد محور Y با استفاده از ESO



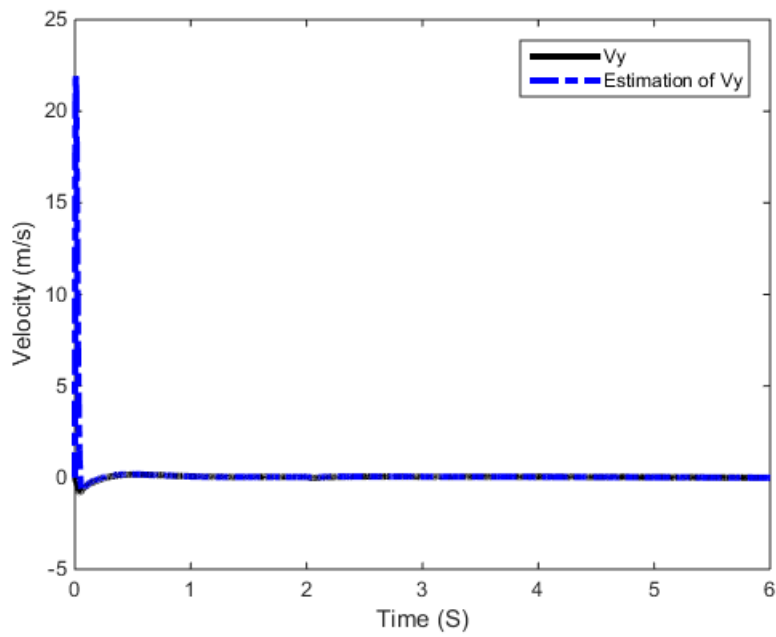
شکل ۳-۱۲ عملکرد ردگیری در امتداد محور Z با استفاده از ESO



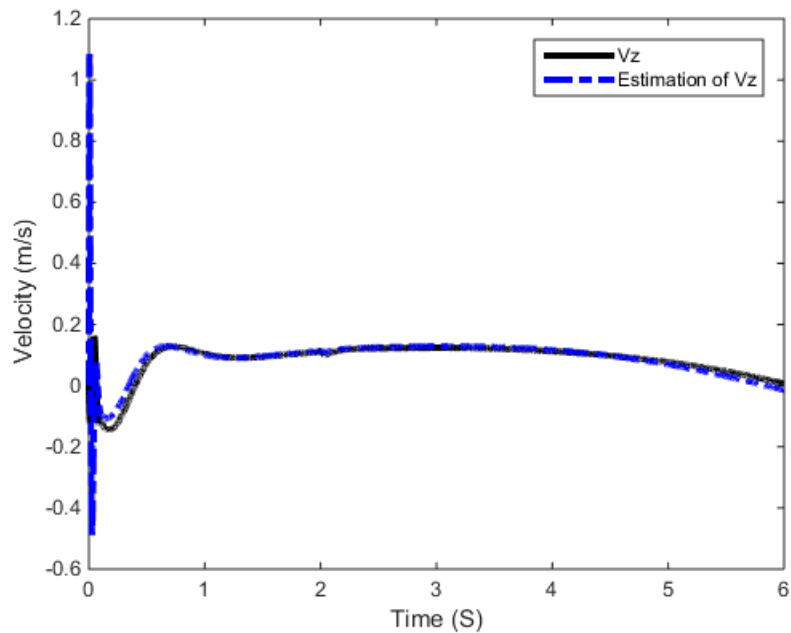
شکل ۳-۱۳ ولتاژهای موتور در ESO



شکل ۳-۱۴ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از ESO



شکل ۳-۱۵ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از ESO



شکل ۳-۱۶ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از ESO

۳-۶-۳ مقایسه با روش پسگام تطبیقی

روش پسگام یکی از رایج‌ترین کنترل‌کننده‌های استفاده شده در سیستم‌های غیرخطی است

[۷۷-۶۶]. در این روش، که یک روش بازگشتی است، با استفاده از حالات سیستم در سیگنال کنترل،

سیستم ناپایدار، پایدار شده و همچنین تابع لیپانوف سیستم بدست می‌آید.

کاربردهای متفاوت روش پسگام و هیبریدهای آن در زیر آمده است:

- کنترل بازوهای رباتیک [۷۸-۸۰]
- کنترل ردگیری مسیر برای هلیکوپترهای بدون سرنشین^۱ [۸۱]
- کنترل وسیله هوایی بدون سرنشین هشت-گردنده هم محور^۲ [۸۲]
- کنترل وسایل هوایی بدون سرنشین بال ثابت^۱ [۸۳]

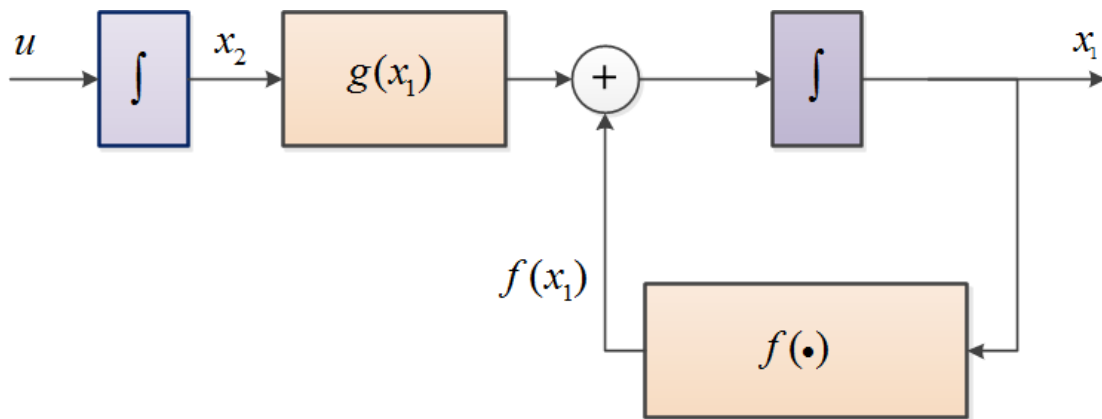
¹ unmanned helicopters

² coaxial octorotor unmanned aerial vehicle

- کنترل ربات‌های چندگانه^۲ [۸۴]
 - کنترل ردگیری موقعیت برای یک سیستم سروو الکترو-هیدرولیک^۳ [۸۵]
 - کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم [۸۶, ۸۷]
 - کنترل و سنکرون‌سازی سیستم‌های آشوبی [۷۱, ۸۸, ۸۹]
 - کنترل بازوی ربات با مفصل انعطاف‌پذیر [۹۰]
- یک سیستم درجه ۲ بصورت زیر را در نظر بگیرید [۹۱].

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f(x_1) + g(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= u \end{aligned} \quad (۵۹-۳)$$

شکل ۳-۱۷ ساختار این سیستم را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱۷ ساختار سیستم درجه دو

¹ fixed wing unmanned aerial vehicles

² multiple robots

³ electro-hydraulic servo system

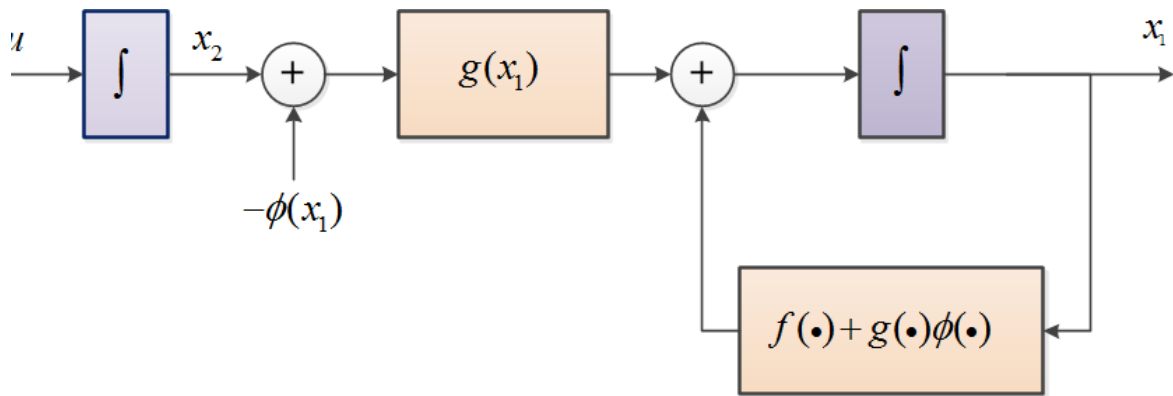
در اینجا با طراحی یک کنترل کننده مناسب پایداری مبدا سیستم تضمین می شود. ابتدا، بایستی مبدا زیر سیستم اول، یعنی $\dot{x}_1 = f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)$ ، پایدار مجانبی شود. کنترل کننده مناسب برای این کار به فرم $x_2 = \phi(x_1)$ می باشد. تابع لیاپانوف $V(x_1)$ بایستی در رابطه

$$\frac{\partial V}{\partial x_1} [f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)] \leq -W(x_1)$$

صدق کند. حال، (۵۹-۳) به صورت زیر بازنویسی می شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)) + g(x_1)(x_2 - \phi(x_1)) \\ \dot{x}_2 &= u \end{aligned} \quad (۶۰-۳)$$

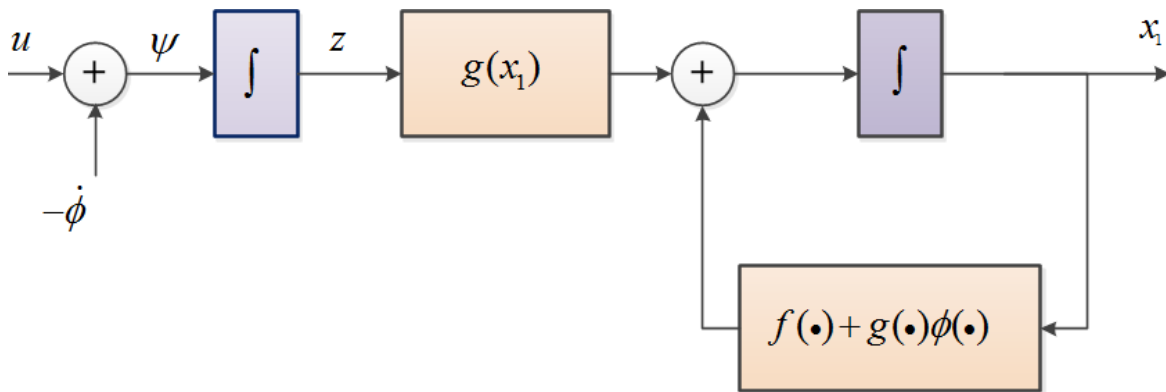
شکل ۱۸-۳ ساختار این سیستم را نشان می دهد.



شکل ۱۸-۳ ساختار سیستم (۶۰-۳)

سیستم (۶۰-۳) با تغییر متغیر $z = x_2 - \phi(x_1)$ و انتخاب $\psi = u - \dot{\phi}$ ، بصورت زیر بازنویسی می شود که ساختار آن در شکل (۱۹-۳) آمده است.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= (f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)) + g(x_1)z \\ \dot{z} &= \psi \end{aligned} \quad (۶۱-۳)$$



شکل ۱۹-۳ ساختار سیستم (۶۱-۳)

تابع لیاپانوف بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2(x_1, x_2) = V_1(x_1) + \frac{1}{2}z^2 \quad (۶۲-۳)$$

مشتق این تابع به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\dot{V}_2 = \frac{\partial V_1}{\partial x_1} [f(x_1) + g(x_1)\phi(x_1)] + \frac{\partial V_1}{\partial x_1} g(x_1)z + z\psi \leq -W(x_1) + \frac{\partial V_1}{\partial x_1} g(x_1)z + z\psi \quad (۶۳)$$

با انتخاب $\psi = -\frac{\partial V_1}{\partial x_1} g(x_1) - kz$ که k یک پارامتر مثبت است، (۶۳-۳) به صورت زیر ساده می‌شود.

$$\dot{V}_2 \leq -W(x_1) - kz^2 \quad (۶۴-۳)$$

بنابراین مبدا سیستم پایدار مجانبی است. کنترل کننده پیشنهادی نیز به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$u = \frac{\partial \phi}{\partial x_1} (f(x_1) + g(x_1)x_2) - \frac{\partial V_1}{\partial x_1} g(x_1) - k(x_2 - \phi(x_1)) \quad (۶۵)$$

فرم کلی یک سیستم فیدبک-اکید^۱ به شکل زیر است [۷۱]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3) + g_3(x_1, x_2, x_3)x_4 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = f_{n-1}(x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1})x_n \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) + g_n(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)u \end{cases} \quad \begin{matrix} -۳) \\ (۶۶) \end{matrix}$$

مراحل طراحی کنترل کننده پسگام برای پایداری چنین سیستمی بصورت زیر است:

گام اول: با انتخاب $x_2 = \frac{1}{g_1(x_1)}(u_1 - f_1(x_1))$ به عنوان ورودی کنترل مجازی^۲ زیر سیستم اول به

صورت $\dot{x}_1 = u_1$ ساده می شود. حال با انتخاب $u_1 = -k_1 x_1$ که یک پارامتر مثبت است، مبدا زیر

سیستم اول پایدار مجانبی می شود. تابع لیاپانوف به صورت:

$$V_1(x_1) = \frac{1}{2} x_1^2 \quad (۶۷-۳)$$

و ورودی کنترل مجازی به صورت زیر می باشد.

$$x_2 = \phi_1(x_1) = \frac{1}{g_1(x_1)}(-k_1 x_1 - f_1(x_1)) \quad (۶۸-۳)$$

گام ۲: زیر سیستم اول و دوم را در نظر بگیرید. ورودی کنترل مجازی به صورت

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = u_2 \end{cases} \quad \text{و زیر سیستم به صورت } x_3 = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)}(u_2 - f_2(x_1, x_2))$$

شود. قانون کنترل به صورت $u_2 = -\frac{\partial V_1}{\partial x_1} g_1(x_1) - k_2(x_2 - \phi_1(x_1)) + \frac{\partial \phi_1}{\partial x_1}(f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2)$ در

^۱strict-feedback

^۲virtual control

می‌آید که k_2 یک پارامتر مثبت است. با این قانون کنترل مبدا $(0,0)$ به طور مجانبی پایدار می‌شود.

تابع لیاپونوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_2(x_1, x_2) = V_1(x_1) + \frac{1}{2}(x_2 - \phi_1(x_1))^2 \quad (۶۹-۳)$$

و ورودی کنترل مجازی نیز به صورت زیر می‌باشد.

$$x_3 = \phi_2(x_1, x_2) = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)} \left[-\frac{\partial V_1}{\partial x_1} g_1(x_1) - k_2(x_2 - \phi_1(x_1)) + \frac{\partial \phi_1}{\partial x_1} (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) - f_2(x_1, x_2) \right] \quad (۷۰-۳)$$

گام ۳: یک سیستم سه حالت شامل زیر سیستم اول، دوم و سوم را در نظر بگیرید. ورودی کنترل

مجازی به صورت $x_4 = \frac{1}{g_3(x_1, x_2, x_3)} (u_3 - f_3(x_1, x_2, x_3))$ انتخاب می‌شود. در نتیجه زیر سیستم

سه حالت به صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_3 = u_3 \end{cases} \quad (۷۱-۳)$$

u_3 به صورت زیر پیشنهاد می‌شود.

$$u_3 = -\frac{\partial V_2}{\partial x_2} g_2(x_1, x_2) - k_3(x_3 - \phi_2(x_1, x_2)) + \frac{\partial \phi_2}{\partial x_1} (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) + \frac{\partial \phi_2}{\partial x_2} (f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3) \quad (۷۲-۳)$$

که k_3 یک پارامتر مثبت است. با این قانون کنترل مبدا $(0,0,0)$ به طور مجانبی پایدار می‌شود. تابع

لیاپونوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3(x_1, x_2, x_3) = V_2(x_1, x_2) + \frac{1}{2}(x_3 - \phi_2(x_1, x_2))^2 \quad (۷۳-۳)$$

و ورودی کنترل مجازی نیز به صورت زیر می‌باشد.

$$x_4 = \phi_3(x_1, x_2, x_3) = \frac{1}{g_3(x_1, x_2, x_3)} \left[-\frac{\partial V_2}{\partial x_2} g_2(x_1, x_2) - k_3(x_3 - \phi_2(x_1, x_2)) + \frac{\partial \phi_2}{\partial x_1} (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) + \frac{\partial \phi_2}{\partial x_2} (f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3) - f_3(x_1, x_2, x_3) \right] \quad (74-3)$$

گام آخر: برای پایداری مجانبی سیستم کلی، قانون کنترل حقیقی پیشنهادی به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} \left[-\frac{\partial V_{n-1}}{\partial x_{n-1}} g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) - k_n(x_n - \phi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})) + \frac{\partial \phi_{n-1}}{\partial x_1} (f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2) + \dots + \frac{\partial \phi_{n-1}}{\partial x_{n-1}} (f_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n) - f_n(x_1, \dots, x_n) \right] \quad (75-3)$$

که k_n یک پارامتر مثبت است. با این قانون کنترل مبدا $(0, \dots, 0)$ به طور مجانبی پایدار می‌شود. تابع لیاپونوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_n(x_1, \dots, x_n) = V_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) + \frac{1}{2} (x_n - \phi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}))^2 \quad (76-3)$$

روش پسگام طراحی شده زمانی مناسب است که سیستم در معرض عدم قطعیت نباشد. اگر عدم قطعیت‌های سیستم را لحاظ کنیم، کنترل کننده پسگام توانایی لازم برای کنترل سیستم را ندارد و باید از روش پسگام تطبیقی برای کنترل سیستم استفاده شود.

در این قسمت، یک سیستم کنترل پسگام تطبیقی^۱ ارائه شده در [۹۲] به طور خلاصه مورد بررسی قرار می‌گیرد. یک سیستم دینامیکی با تغییرات پارامتر و اغتشاشات خارجی به صورت زیر را در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned}\dot{X}_u &= X_p \\ \dot{X}_p &= (A_m + \Delta A)X_p + (B_m + \Delta B)U_p + CF_d \\ Y &= X_u\end{aligned}\quad (۷۷-۳)$$

که ΔA و ΔB عدم قطعیت‌های پارامتریک سیستم هستند؛ U_p ورودی کنترل و F_d مشخص کننده اغتشاشات خارجی است. در معادله بالا \dot{X}_p را می‌توان بصورت زیر باز نویسی کرد:

$$\dot{X}_p = A_m X_p + B_m U_p + F \quad (۷۸-۳)$$

که F عدم قطعیت مجتمع نامیده می‌شود و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$F = \Delta A X_p + \Delta B U_p + C F_d \quad (۷۹-۳)$$

هدف کنترل طراحی یک سیستم کنترل پسگام تطبیقی برای خروجی Y سیستم است تا به طور مجانبی مسیر مرجع $Y_d(t)$ را ردگیری نماید. فرض کنید که نه تنها $Y_d(t)$ بلکه همچنین دو مشتق اول آن $\dot{Y}_d(t)$ و $\ddot{Y}_d(t)$ همگی توابع زمانی کراندار هستند. مراحل طراحی سیستم کنترل پسگام تطبیقی پیشنهاد شده در [۹۲]، برای ردگیری موقعیت^۲ به صورت زیر توصیف می‌شود:

مرحله ۱: برای هدف ردگیری موقعیت، خطای ردگیری را بصورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$z_1 = Y - Y_d \quad (۸۰-۳)$$

و مشتق آن بصورت زیر است:

^۱ adaptive backstepping control
^۲ position-tracking objective

$$\dot{z}_1 = X_p - \dot{Y}_d \quad (۸۱-۳)$$

تابع پایدارساز^۱ زیر را تعریف می‌کنیم:

$$\alpha_1 = c_1 z_1 \quad (۸۲-۳)$$

که c_1 یک ثابت مثبت است. تابع لیپانوف اول بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_1 = \frac{z_1^2}{2} \quad (۸۳-۳)$$

با تعریف $z_2 = X_p - \dot{Y}_d + \alpha_1$ ، مشتق V_1 بصورت زیر می‌شود:

$$\dot{V}_1 = z_1(X_p - \dot{Y}_d) = z_1(z_2 - \alpha_1) = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 \quad (۸۴-۳)$$

مرحله ۲: مشتق z_2 اکنون بصورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{z}_2 = \dot{X}_p - \ddot{Y}_d + \dot{\alpha}_1 = A_m X_p + B_m U_p + F - \ddot{Y}_d + \dot{\alpha}_1 \quad (۸۵-۳)$$

در [۹۲] برای طراحی سیستم کنترل پسگام، عدم قطعیت مجتمع کراندار فرض می‌شود (یعنی

$|F| \leq \bar{F}$)، و تابع لیپانوف به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (۸۶-۳)$$

که تابع σ بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\sigma = k_1 z_1 + z_2 \quad (۸۷-۳)$$

با استفاده از (۸۵-۳) و (۸۶-۳)، مشتق V_2 می‌تواند بصورت زیر بدست آید:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \sigma \dot{\sigma} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma \dot{\sigma} = z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma(k_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2) \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma(k_1(z_2 - c_1 z_1) + A_m(z_2 + \dot{Y}_d - \alpha_1) + B_m U_p + F - \ddot{Y}_d + \dot{\alpha}_1) \end{aligned} \quad (۸۸-۳)$$

¹ stabilizing function

بر طبق (۳-۸۸)، یک قانون کنترل پسگام U_p بصورت زیر طراحی می‌شود [۸۱]:

$$U_p = B_m^{-1} \left[-k_1(z_2 - c_1 z_1) - A_m(z_2 + \dot{Y}_d - \alpha_1) - \bar{F} \operatorname{sgn}(\sigma) + \ddot{Y}_d - \dot{\alpha}_1 - h(\sigma + \beta \operatorname{sgn}(\sigma)) \right] \quad (۳-۸۹)$$

که β و h ، k_1 ، c_1 ثابت‌های مثبتی هستند. جزئیات اثبات پایداری می‌تواند در [۹۳] پیدا شود. بر طبق نتایج اثبات، سیستم کنترل پسگام به‌طور مجانبی پایدار است حتی اگر عدم قطعیت پارامتریک^۱ و اغتشاشات خارجی وجود داشته باشند.

مرحله ۳: در این مرحله یک تابع لیاپانوف به‌صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{F}^2 \quad (۳-۹۰)$$

که $\tilde{F} = F - \hat{F}$ و γ یک ثابت مثبت است. با مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف و استفاده از (۳-۸۸)، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} \quad (۳-۹۱) \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma \left(k_1(z_2 - c_1 z_1) + A_m(z_2 + \dot{Y}_d - \alpha_1) + B_m U_p + F - \ddot{Y}_d + \dot{\alpha}_1 \right) \\ &\quad - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} \\ &= z_1 z_2 - c_1 z_1^2 + \sigma \left(k_1(z_2 - c_1 z_1) + A_m(z_2 + \dot{Y}_d - \alpha_1) + B_m U_p + \hat{F} - \ddot{Y}_d + \dot{\alpha}_1 \right) \\ &\quad - \frac{1}{\gamma} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} + \sigma \tilde{F} \end{aligned}$$

بر طبق (۳-۹۱)، یک قانون کنترل پسگام تطبیقی U_p بصورت زیر پیشنهاد می‌شود [۹۲]:

$$U_p = B_m^{-1} \left[-k_1(z_2 - c_1 z_1) - A_m(z_2 + \dot{Y}_d - \alpha_1) - \hat{F} + \ddot{Y}_d - \dot{\alpha}_1 - h(\sigma + \beta \operatorname{sgn}(\sigma)) \right] \quad (۳-۹۲)$$

قانون تطبیق^۲ برای \hat{F} بصورت زیر تعریف می‌شود:

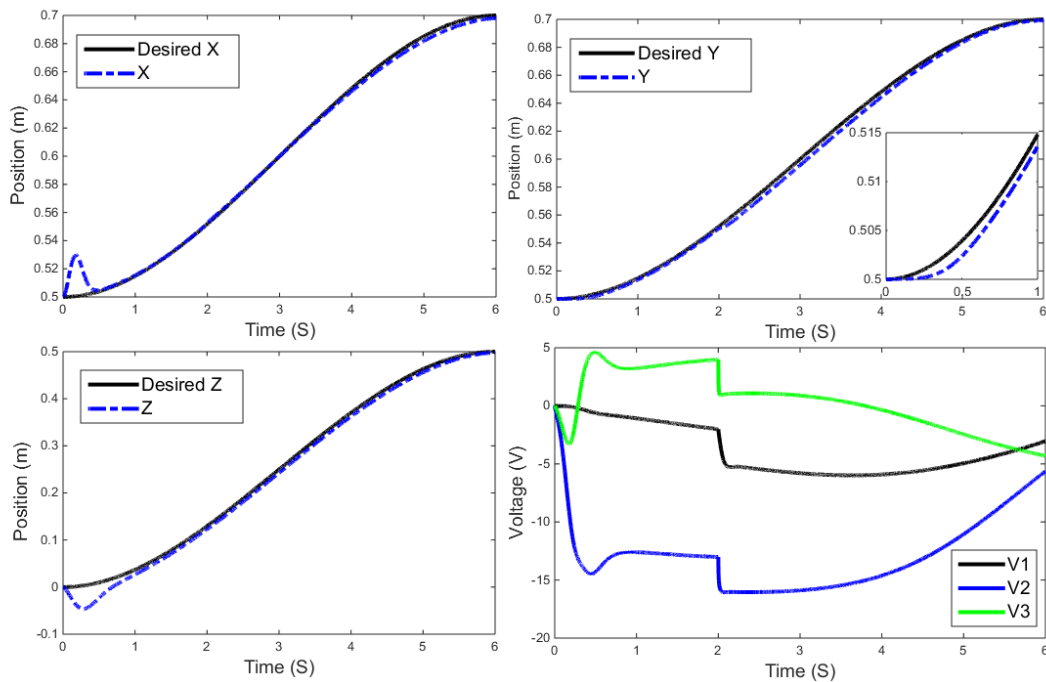
^۱ parametric uncertainty
^۲ adaptation law

$$\dot{\hat{F}} = \gamma \sigma$$

(۹۳-۳)

جزئیات اثبات پایداری نیز می‌تواند در [۹۳] پیدا شود.

برای مقایسه عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با کنترل‌کننده معتبر دیگر، کنترل‌کننده پسگام تطبیقی ارائه شده در [۹۲] را در نظر بگیرید. این کنترل‌کننده بطور کامل در این بخش توضیح داده شده است. عملکردهای ردگیری این کنترل‌کننده در شکل ۳-۲۰ نشان داده می‌شوند. برای داشتن یک مقایسه عددی، تابع هدف $Fitness = \int_0^6 [\sum_i |e_i|] dt$ را در نظر بگیرید. این تابع مقادیر 0.0172 و 0.0894 را به ترتیب برای کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل‌کننده پسگام تطبیقی به دست می‌آورد. بنابراین، عملکرد ردگیری روش پیشنهادی دقیق‌تر است. دلیل این امر جبران مناسب عدم قطعیت با استفاده از بسط سری فوریه است.

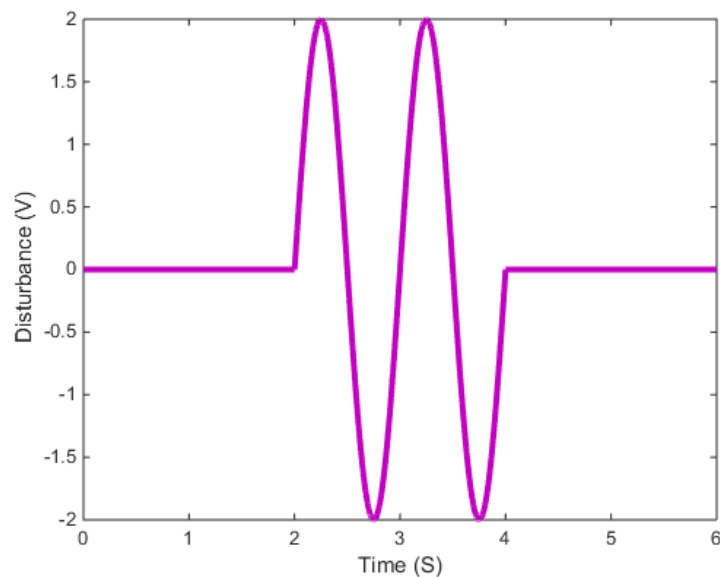


شکل ۳-۲۰ عملکرد ردگیری با استفاده از کنترل‌کننده پسگام تطبیقی

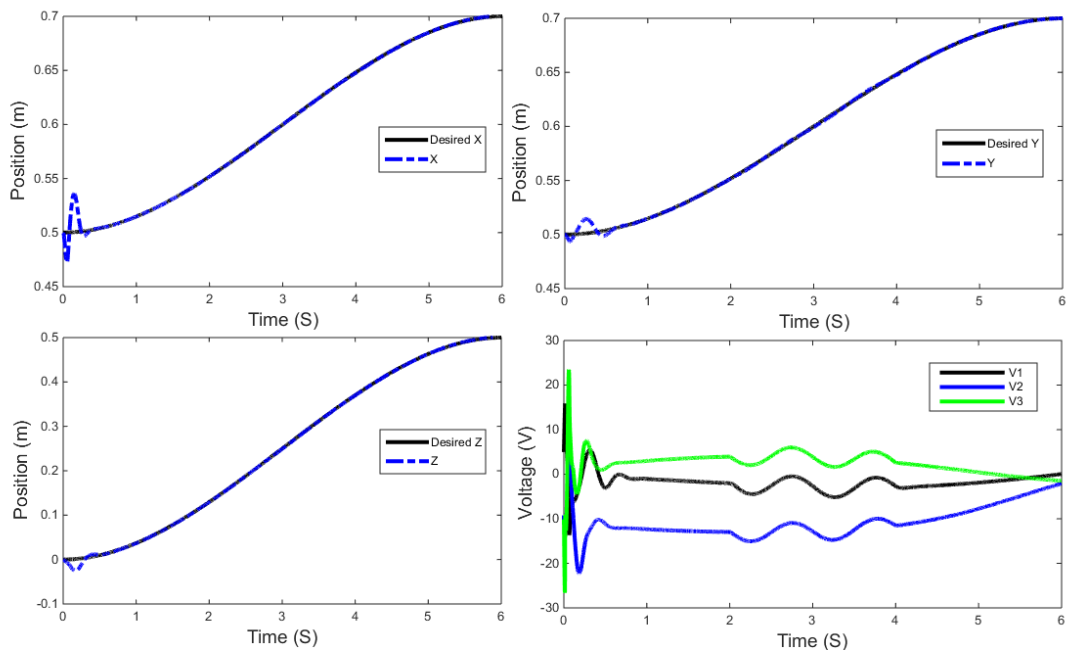
در انتها می‌توانیم بجای اغتشاش پله از یک اغتشاش سینوسی در بازه معین برای بررسی عملکرد سیستم در رد اغتشاش استفاده کنیم. یک اغتشاش سینوسی به صورت زیر را در نظر بگیرید:

$$\varphi = 2 \sin(2\pi t) \cdot (u(t-2) - u(t-4)) \quad (3-94)$$

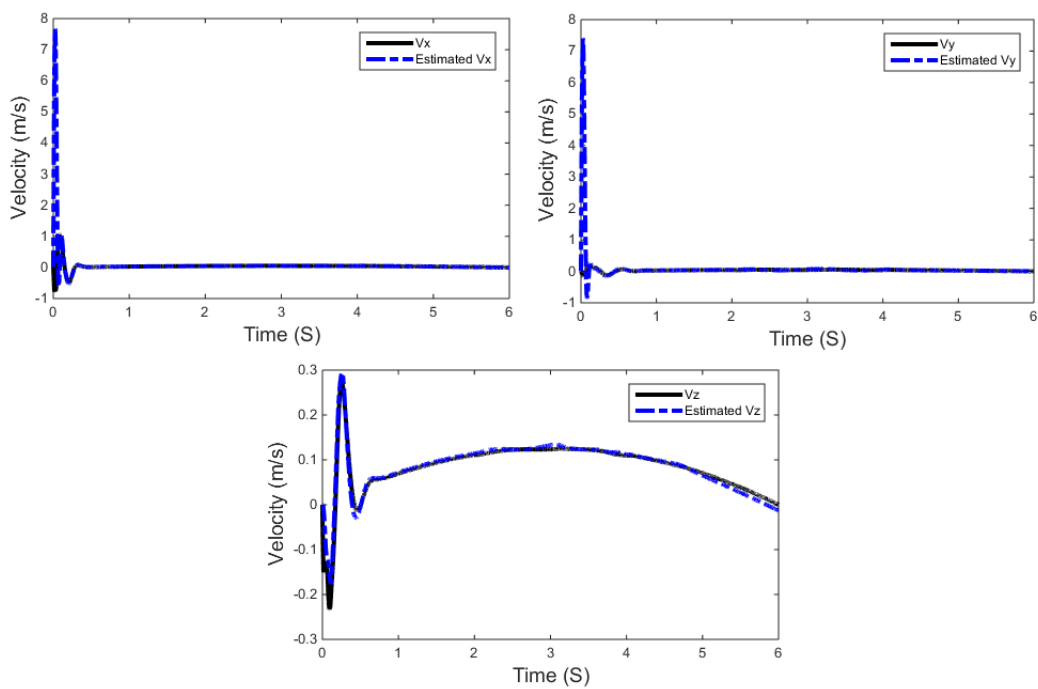
این اغتشاش در شکل ۳-۲۱ نشان داده شده است. عملکرد ردگیری و عملکرد رویتگر به ترتیب در شکل‌های ۳-۲۲ و ۳-۲۳ نشان داده شده اند. با توجه به این شکل‌ها دیده می‌شود که ساختار کنترل-کننده- رویتگر پیشنهادی دارای عملکرد رضایتبخشی در رد اغتشاش است.



شکل ۳-۲۱ اغتشاش خارجی

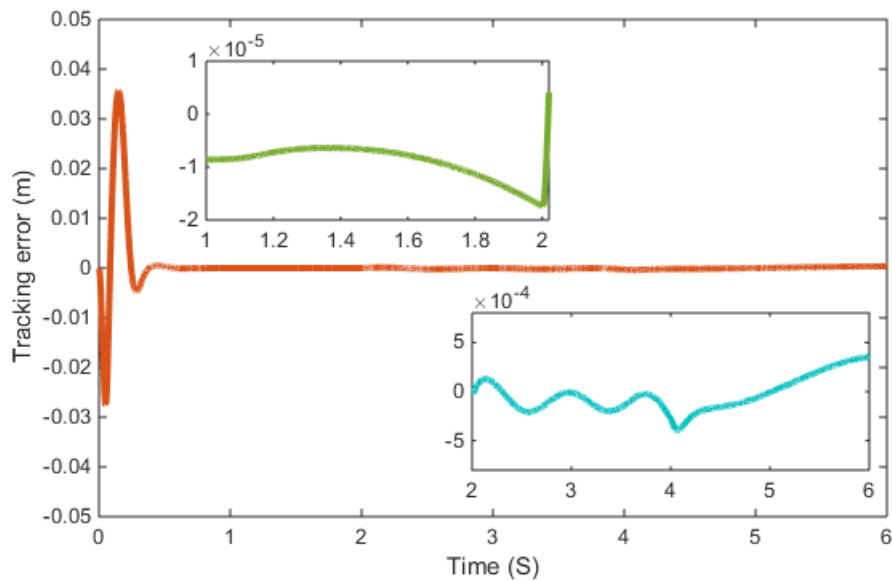


شکل ۲۲-۳ عملکرد ردگیری با اغتشاش خارجی سینوسی

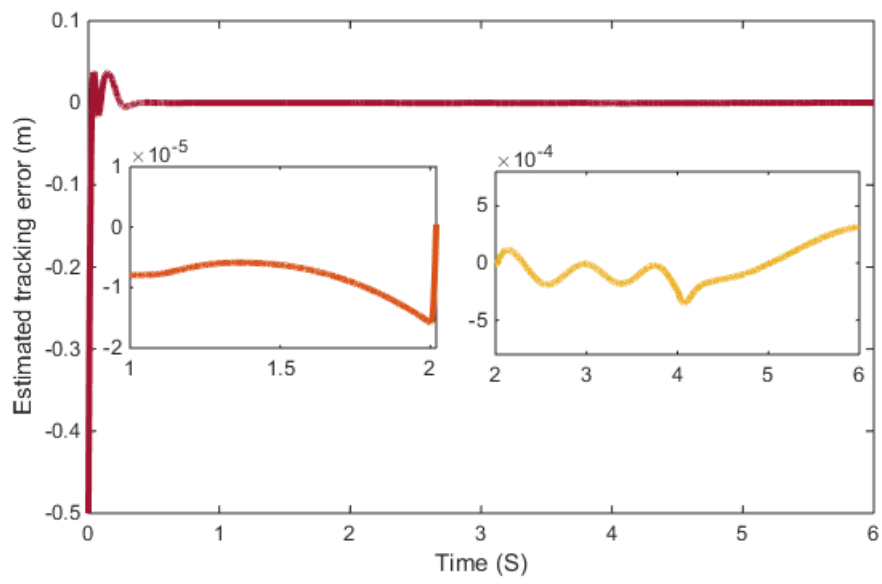


شکل ۲۳-۳ عملکرد روبینگر با اغتشاش خارجی سینوسی

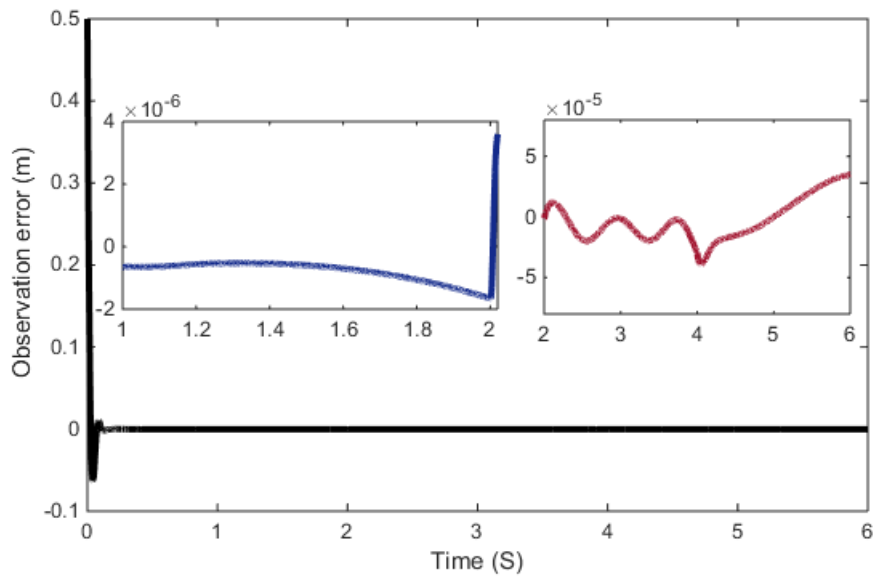
حال، برای بررسی دقیق‌تر، سه خطای مربوط به موقعیت در امتداد محور X ، یعنی خطای ردگیری، خطای ردگیری تخمینی و خطای روی‌تگر، را به ترتیب در شکل‌های ۲۴-۳ تا ۲۶-۳ نشان می‌دهیم. با توجه به این شکل‌ها، مشاهده می‌کنیم که این خطاها هم قبل از اعمال اغتشاش خارجی، یعنی قبل از زمان ۲ ثانیه، و هم بعد از این زمان که اغتشاش وارد می‌شود به مقادیر بسیار کمی می‌رسند که نشان از عملکرد مناسب ساختار کنترل‌کننده- روی‌تگر پیشنهادی در رد اغتشاش دارد.



شکل ۲۴-۳ خطای ردگیری موقعیت در امتداد محور X



شکل ۳-۲۵ خطای ردگیری تخمینی موقعیت در امتداد محور X



شکل ۳-۲۶ خطای رویت موقعیت در امتداد محور X

۳-۷ نتیجه گیری

در این فصل، بسط سری فوریه برای تخمین و جبران عدم قطعیت در کنترل کننده و رویتگر برای فراهم آوردن یک ساختار کنترلی آزاد از مدل برای کنترل مقاوم بازوهای ربات الکتریکی بکار برده شده است. فرض شده است که سیگنال های سرعت نمی توانند اندازه گیری شوند و با استفاده از یک رویتگر تطبیقی تخمین زده شده اند. ضرایب فوریه بر اساس قانون تطبیق بدست آمده از پایداری سیستم محاسبه می شوند. یک مقایسه با رویتگر خطی نشان داد که با حذف بسط سری فوریه از رویتگر، تخمین های سرعت نمی توانند به مقادیر واقعی شان همگرا شوند. علاوه بر این، مزیت های روش پیشنهادی در مقایسه با ESO، حالت های گذرای بهتر در تلاش کنترلی و خطاهای ردگیری فضای کار هستند.

فصل چهارم:

کنترل مقاوم بازوهای رباتیک در

فضای کار با استفاده از یک رویتگر

تطبیقی بر اساس چند جمله‌ای‌های

چبیشف

۴-۱ مقدمه

در این فصل، یک رویکرد تطبیقی برای کنترل مقاوم بازوهای رباتیک پیشنهاد می‌شود. عدم قطعیت مجتمع با استفاده از چندجمله‌ای‌های چبیشف تخمین زده می‌شود. معمولاً، در طراحی ساختارهای کنترل‌کننده- رویکرد باند بالایی عدم قطعیت مورد نیاز است. اما، بدست آوردن این باند یک کار چالش‌برانگیز و سخت است. برای حل این مشکل، چندجمله‌ای‌های چبیشف برای تخمین عدم قطعیت استفاده شده‌اند. بر اساس تئوری لیاپانوف اکیداً حقیقی مثبت (SPR)، پایداری سیستم حلقه بسته اثبات می‌شود. ضرایب چبیشف بر اساس قوانین تطبیق بدست آمده از آنالیز پایداری تنظیم می‌شوند. همچنین، برای جبران خطای تقریب چندجمله‌ای‌های چبیشف، یک ترم کنترل مقاوم پیوسته طراحی می‌شود در حالیکه در کارهای مرتبط، معمولاً یک ترم ناپیوسته استفاده می‌شود. یک بازوی ربات اسکارای مجهز به موتورهای DC مغناطیس دائم برای شبیه‌سازی‌های کامپیوتری استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برتری روش طراحی شده را نشان می‌دهند.

باقیمانده‌ی این فصل بصورت زیر مرتب می‌شود. در بخش ۴-۲، یک مدل دینامیکی فضای کار برای ربات الکتریکی ارائه می‌شود. بخش ۴-۳ چندجمله‌ای‌های چبیشف را معرفی می‌کند. در بخش ۴-۴، یک روش کنترل مقاوم برای بازوهای رباتیک با استفاده از یک رویکرد تطبیقی مبتنی بر چندجمله‌ای‌های چبیشف طراحی می‌شود. آنالیز پایداری در بخش ۴-۵ ارائه می‌شود. بخش ۴-۶ نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد و در انتها، قسمت ۴-۷ این فصل را به پایان می‌رساند.

۴-۲ مدل‌سازی

دینامیک‌های بازوی ربات الکتریکی بصورت زیر داده می‌شوند [۵۶]:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau_i \quad (1-4)$$

$$J_m r^{-1} \ddot{q} + B_m r^{-1} \dot{q} + r \tau_l = K_m I_a \quad (۲-۴)$$

$$R I_a + L \dot{I}_a + K_m r^{-1} \dot{q} + d = v(t) \quad (۳-۴)$$

که $q \in R^n$ ، $\dot{q} \in R^n$ ، $C(q, \dot{q}) \in R^n$ و $G(q) \in R^n$ به ترتیب بردارهای موقعیت مفاصل، نیروهای گریز از مرکز، نیروی گرانشی و گشتاور مفاصل ربات می‌باشند و $D(q) \in R^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات است. J_m ، B_m و r به ترتیب ماتریس‌های قطری $n \times n$ برای ممان اینرسی، ضرایب میرایی و ضرایب چرخ دنده‌های موتورها هستند. k_m ماتریس ثابت گشتاور موتور است و R و L به ترتیب ماتریس‌های قطری $n \times n$ برای مقاومت آرمیچر و اندوکتانس می‌باشند. $v \in R^n$ ، $I_a \in R^n$ و $d \in R^n$ به ترتیب بردارهای ولتاژ موتورها، جریان موتورها و اغتشاشات خارجی هستند.

در این بخش، q و \dot{q} موقعیت و سرعت در فضای مفصلی هستند. همچنین، h و \dot{h} موقعیت و سرعت در فضای کار هستند. ماتریس ژاکوبین $J(q)$ بردار سرعت فضای مفصلی \dot{q} را به بردار سرعت فضای کار \dot{h} به صورت $\dot{h} = J(q)\dot{q}$ مرتبط می‌کند. در نتیجه \ddot{h} بصورت $\ddot{h} = J(q)\ddot{q} + \dot{J}(q)\dot{q}$ بدست می‌آید. با توجه به مطالب فصل گذشته و استفاده از (۴-۱) - (۴-۳) معادله حرکت بازوی ربات الکتریکی در فضای کار بصورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned} M(h)\ddot{h} + N(h, \dot{h})\dot{h} + H(h) &= u(t) \\ M(h) &= J(q)^{-T} \bar{D}(q) J(q)^{-1} \\ N(h, \dot{h}) &= J(q)^{-T} [\bar{C}(q, \dot{q}) + K_m R^{-1} K_m r^{-1} - \bar{D}(q) J^{-1}(q) \dot{J}(q)] J(q)^{-1} \\ H(h) &= J(q)^{-T} [\bar{G}(q) + K_m R^{-1} L \dot{I}_a + K_m R^{-1} d] \\ \bar{D}(q) &= J_m r^{-1} + r D(q) \\ \bar{C}(q, \dot{q}) &= B_m r^{-1} + r C(q, \dot{q}) \\ \bar{G}(q) &= r G(q) \\ u(t) &= J(q)^{-T} K_m R^{-1} v(t) \end{aligned} \quad (۴-۴)$$

نمایش فضای حالت (۴-۴) بصورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu(t) + B\delta(t) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (5-4)$$

که:

$$\begin{aligned} x &= [h \quad \dot{h}]^T, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad C = [I \quad 0] \\ \delta(t) &= (M(h)^{-1} - I)u(t) - M(h)^{-1}(N(h, \dot{h})\dot{h} + H(h)) \end{aligned} \quad (6-4)$$

که $\delta(t)$ عدم قطعیت مجتمع است، 0 و I به ترتیب ماتریس‌های صفر و یک $n \times n$ هستند. قانون کنترل سیگنال $u(t)$ را محاسبه می‌کند. سپس، سیگنال ولتاژ توسط $v(t) = \hat{R}\hat{K}_m^{-1}\hat{J}(q)^T u(t)$ بدست می‌آید در جاییکه \hat{R} ، \hat{K}_m و $\hat{J}(q)$ مقادیر نامی هستند.

۳-۴ چندجمله‌ای‌های چبیشف

چندجمله‌ای‌های چبیشف یک دنباله از چندجمله‌ای‌های متعامد^۱ هستند که می‌توانند بطور بازگشتی تعریف شوند. یک ضرب داخلی داده شده بصورت زیر را در نظر بگیرید [۹۴]:

$$\langle f, g \rangle = \int_a^b \omega(x) f(x) g(x) dx \quad (7-4)$$

به دو تابع $f(x)$ و $g(x)$ در بازه $[a, b]$ نسبت به یک تابع وزنی پیوسته و غیر-منفی^۲ داده شده $\omega(x)$ متعامد گفته می‌شود اگر (۷-۴) صفر شود. اگر ما ضرب داخلی (۷-۴) را با استفاده از بازه و

تابع وزنی $\omega(x) = (1-x^2)^{-\frac{1}{2}}$ ، $[a, b] = [-1, 1]$ ، در نتیجه ما درمی‌یابیم که چندجمله‌-

ای‌های چبیشف در $\langle \varphi_i, \varphi_j \rangle = \int_{-1}^1 \omega(x) \varphi_i(x) \varphi_j(x) dx = 0$ ($i \neq j$) صدق می‌کنند. بنابراین،

$\{\varphi_i(x), i = 0, 1, \dots\}$ یک سیستم چندجمله‌ای متعامد را در $[-1, 1]$ نسبت به وزن $\omega(x)$ شکل می‌-

¹ orthogonal polynomials

² continuous and non-negative weight function

دهد [۹۴]. فرض کنید که V فضای همه‌ی توابع مقدار-حقیقی زمان-پیوسته است. یک تابع $h(x)$ تعریف شده در بازه $[-1,1]$ در V می‌تواند بصورت زیر بسط داده شود [۹۴]:

$$h(x) = \sum_{i=0}^m a_i \varphi_i(x) + \varepsilon_m(x) \quad (۸-۴)$$

در جاییکه مجموعه $\{\varphi_1(x) \dots \varphi_m(x)\}$ یک پایه متعامد^۱ را شکل می‌دهد. ضریب a_i بصورت زیر تعیین می‌شود [۹۴]:

$$a_i = \frac{\langle h(x), \varphi_i(x) \rangle}{\langle \varphi_i(x), \varphi_i(x) \rangle} = \frac{\int_{-1}^1 \omega(x) h(x) \varphi_i(x) dx}{\int_{-1}^1 \omega(x) \varphi_i(x) \varphi_i(x) dx} \quad (۹-۴)$$

علاوه بر این، برای خطای تقریب یا خطای برش $\varepsilon_m(x)$ داریم [۹۴]:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \int_{x_1}^{x_2} \varepsilon_m^2(x) dx = 0 \quad (۱۰-۴)$$

چند جمله‌ای‌های چبیشف بصورت زیر داده می‌شوند [۹۴]:

$$\varphi_0(x) = 1 \quad (۱۱-۴)$$

$$\varphi_1(x) = x \quad (۱۲-۴)$$

$$\varphi_i(x) = 2x\varphi_{i-1}(x) - \varphi_{i-2}(x) \quad i = 2, 3, \dots \quad (۱۳-۴)$$

بر طبق [۹۴]، این توابع متعامد هستند. در نتیجه، ما می‌توانیم $h(x)$ را به شکل زیر تقریب بزنیم:

$$h_{CP}(x) = \sum_{i=1}^m a_i \varphi_i(x) = \theta^T \varphi \quad (۱۴-۴)$$

^۱ orthogonal basis

$$\theta = [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_m]^T \quad (15-4)$$

$$\varphi = [\varphi_0 \quad \varphi_1 \quad \dots \quad \varphi_m]^T \quad (16-4)$$

برای دقیق‌تر بودن، $h(x)$ می‌تواند بصورت زیر نشان داده شود:

$$h(x) = \theta^T \varphi + \varepsilon_m \quad (17-4)$$

شایان ذکر است که در سیستم‌های کنترل مقاوم، تابعی که باید تقریب زده شود در دسترس نیست. بنابراین، ضرایب a_i نمی‌توانند بر طبق (4-9) محاسبه شوند، از آنجاییکه $h(x)$ ناشناخته است. به عنوان یک جایگزین، این ضرایب بصورت برخط با استفاده از قوانین تطبیق بدست آمده از آنالیز پایداری محاسبه می‌شوند.

4-4 طراحی یک روش کنترل مقاوم برای بازوهای رباتیک با استفاده از یک رویکرد تطبیقی مبتنی بر چند جمله‌ای‌های چبیشف

خطای ردگیری می‌تواند بصورت $e = x - x_d$ تعریف شود. بنابراین، $x = e + x_d$ با جانشینی x در (4-5)، داریم:

$$\dot{e} = Ae + Ax_d - \dot{x}_d + B(u + \delta) \quad (18-4)$$

حال $Ax_d - \dot{x}_d$ را در نظر بگیرید. به علت تعاریف A و B در (4-6)، داریم:

$$Ax_d - \dot{x}_d = \begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{d2} - \dot{x}_{d1} \\ -\dot{x}_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\ddot{x}_{d1} \end{bmatrix} = B(-\ddot{x}_{d1}) \quad (19-4)$$

با جایگذاری (19-4) در (18-4) رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\dot{e} = Ae + B(u + \delta - \ddot{x}_{d1}) \quad (20-4)$$

A_c را بصورت $A_c = A - Bk_c^T$ تعریف می‌کنیم. بنابراین، $A = A_c + Bk_c^T$. در نتیجه، (20-4) می‌تواند بصورت زیر باز نویسی شود:

$$\dot{e} = A_c e + B(k_c^T e + u + \delta - \ddot{x}_{d1}) \quad (21-4)$$

حالا، روی تگر تطبیقی زیر را پیشنهاد می‌دهیم:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + k_o(y - C\hat{x}) + B(\hat{\delta} + u - u_r) \quad (22-4)$$

که u_r به‌عنوان یک ترم کنترل مقاوم در قسمت بعدی تعیین می‌شود. این ترم برای جبران خطای تقریب اضافه می‌شود. معمولاً، یک ترم ناپیوسته با استفاده از تابع علامت برای u_r در نظر گرفته می‌شود [19, 20, 61-63]، درحالی‌که در این فصل یک ترم پیوسته پیشنهاد می‌شود. همچنین، $\hat{\delta}$ تخمین δ با استفاده از چند جمله‌ای‌های چبیشف است. از آنجایی‌که δ و $\hat{\delta}$ بردار هستند، ما می‌توانیم آن‌ها را بصورت زیر نمایش دهیم:

$$\delta(t) = \varphi\theta + \varepsilon_m \quad (23-4)$$

$$\varphi = \text{diag}[\varphi_1^T(t), \dots, \varphi_n^T(t)], \quad (24-4)$$

$$\theta = [\theta_1^T, \dots, \theta_n^T]^T$$

$$\hat{\delta}(t) = \varphi\hat{\theta} \quad (25-4)$$

$$\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1^T, \dots, \hat{\theta}_n^T]^T \quad (26-4)$$

$$\varphi_i = [1 \quad x \quad (2x^2 - 1) \quad (4x^3 - 3x) \quad (8x^4 - 8x^2 + 1)]^T \quad (27-4)$$

بایستی تاکید شود که توابع φ_i فقط در بازه $[-1, 1]$ متقابلاً متعامد هستند. بهر حال، توابع عدم قطعیتی که در سیستم‌های کنترل بایستی تخمین زده شوند بطور کلی توابعی از متغیر زمان هستند که ممکن است به بی‌نهایت افزایش پیدا کنند و نمی‌توانند به بازه $[-1, 1]$ محدود شوند. برای حل این مشکل، ما فرض می‌کنیم $x = \sin(\omega_0 t)$ در جاییکه ω_0 یک ثابت مقدار حقیقی است [24]. [95]. خطای ردگیری تخمینی (تخمین زده شده) بصورت $\hat{e} = \hat{x} - x_d$ تعریف می‌شود. حال، کنترل-کننده پیشنهادی را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$u = -\hat{\delta} + \ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e} + u_r \quad (28-4)$$

با جایگذاری (28-4) در (22-4)، خواهیم داشت:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + k_o(y - C\hat{x}) + B(\ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e}) \quad (29-4)$$

با جایگذاری $\hat{x} = \hat{e} + x_d$ در (29-4) و بعضی دستکاری‌های ساده، (29-4) بصورت زیر داده می‌شود:

$$\dot{\hat{x}} - Ax_d - B\ddot{x}_{d1} = A_c \hat{e} + k_o C(x - \hat{x}) \quad (30-4)$$

حال، جمله‌های $-Ax_d - B\ddot{x}_{d1}$ را در (30-4) در نظر بگیرید. آن است آسان نشان دهیم که:

$$-Ax_d - B\ddot{x}_{d1} = -\begin{bmatrix} 0 & I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \ddot{x}_{d1} = \begin{bmatrix} -x_{d2} \\ -\ddot{x}_{d1} \end{bmatrix} = -\dot{x}_d \quad (31-4)$$

بنابراین، (30-4) می‌تواند بصورت زیر دوباره نویسی شود:

$$\dot{\hat{e}} = A_c \hat{e} + k_o C(x - \hat{x}) \quad (32-4)$$

خطای روبتگر را بصورت $\tilde{e} = e - \hat{e} = x - x_d - (\hat{x} - x_d) = x - \hat{x}$ تعریف می‌کنیم. بنابراین، (32-4) بصورت زیر داده می‌شود:

$$\dot{\hat{e}} = A_c \hat{e} + k_o C \tilde{e} \quad (33-4)$$

با گرفتن مشتق نسبت به زمان از $\tilde{e} = e - \hat{e}$ و استفاده از (۲۱-۴)، (۲۸-۴) و (۳۳-۴)، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = A_c e + B(k_c^T e - \hat{\delta} + \ddot{x}_{d1} - k_c^T \hat{e} + u_r + \delta - \ddot{x}_{d1}) - A_c \hat{e} - k_o C \tilde{e} \rightarrow \\ \dot{\tilde{e}} &= (A_c - k_o C + B k_c^T) \tilde{e} + B(-\hat{\delta} + u_r + \delta) \rightarrow \\ \dot{\tilde{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = (A - k_o C) \tilde{e} + B(-\hat{\delta} + u_r + \delta) \end{aligned} \quad (34-4)$$

بر طبق (۲۳-۴) و (۲۵-۴)، (۳۴-۴) بصورت زیر ساده می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{e}} &= \dot{e} - \dot{\hat{e}} = (A - k_o C) \tilde{e} + B(-\varphi \hat{\theta} + u_r + \varphi \theta + \varepsilon_m) \\ &= (A - k_o C) \tilde{e} + B(\varphi \tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m) \\ &= A_o \tilde{e} + B w \end{aligned} \quad (35-4)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad \text{و} \quad w = \varphi \tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m, \quad A_o = A - k_o C$$

حال، بردار خطای افزوده را بصورت $E = [\hat{e} \quad \tilde{e}]^T$ تعریف می‌کنیم. با استفاده از (۳۳-۴) و (۳۵-۴)

(۳۵)، \dot{E}_1 بصورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \bar{A} E + \bar{B} w \\ E_1 &= \bar{C} E \end{aligned} \quad (36-4)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A_c & k_o C \\ 0 & A_o \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix}, \bar{C} = [C \quad C] \quad (37-4)$$

$$w = \varphi \tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m, \tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$$

معمولاً، فرض می‌شود که فقط خروجی E_1 در (۳۶-۴) قابل اندازه‌گیری است. بنابراین، روش طراحی

لیاپانوف اکیداً حقیقی مثبت^۱ (SPR) برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین تطبیق مورد نیاز

است [۶۳-۶۱]. از طرفی، دینامیک‌های خطای خروجی (۳۶-۴) می‌توانند بصورت زیر نشان داده

شوند:

¹ strictly positive real (SPR) Lyapunov design approach

$$E_1 = H(s)w = H(s)(\varphi\tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m) \quad (38-4)$$

که $H(s) = \bar{C}(SI - \bar{A})^{-1}\bar{B}$ تابع تبدیل (38-4) است. برای استفاده از روش طراحی لیاپانوف-SPR، بصورت زیر دوباره نویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} E_1 &= H(s)L(s)(\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r) \\ \Gamma &= L^{-1}(s)(\varphi\tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m) - (\varphi\tilde{\theta} + u_r + \varepsilon_m) + \varepsilon_m \end{aligned} \quad (39-4)$$

$L(s)$ انتخاب می‌شود طوری که $H(s)L(s)$ یک تابع تبدیل SPR مناسب باشد. بنابراین، تحقق فضای حالت (39-4) می‌تواند بصورت زیر نوشته شود [61-63]:

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \bar{A}_s E + \bar{B}_s (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r) \\ E_1 &= \bar{C}_s E \end{aligned} \quad (40-4)$$

که $\bar{A}_s = \bar{A}$ ، $\bar{C}_s = \bar{C}$ ، $\bar{B}_s = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3 \ \beta_4]^T$ ، $\beta_i = b_i I$ و I ماتریس همانی (یکه) $n \times n$ است.

تابع Γ توسط یک تخمین‌گر عدم قطعیت تطبیقی تخمین زده خواهد شد و فرض می‌شود که در طول تخمین ثابت باشد. فرض بالا در کاربردهای عملی تخمین‌گر معتبر و درست است از آنجاییکه بازه زمانی نمونه‌برداری تخمین‌گر در مقایسه با تغییرات Γ به اندازه‌ی کافی کوتاه است (یعنی $\hat{\Gamma} = -\dot{\Gamma} \rightarrow \hat{\Gamma} = \Gamma - \hat{\Gamma} \rightarrow \hat{\Gamma} = -\dot{\Gamma}$) [92, 93, 96-100].

۴-۵ آنالیز پایداری

فرضیات زیر برای اثبات پایداری مورد نیاز هستند.

- فرض می‌شود که مسیر مرجع مطلوب x_d کراندار و بطور یکنواخت پیوسته است، و مشتقات آن تا یک مرتبه لازم کراندار و بطور یکنواخت پیوسته هستند [56].
- بازوی ربات در ناحیه‌ای که $J^{-1}(q)$ غیرمنفرد است کار می‌کند [56].

قضیه ۲: اگر سه قانون زیر به سیستم رباتیک (۴-۵)، روینگر (۴-۲۲) و کنترل کننده (۴-۲۸)

اعمال شوند، در نتیجه x کراندار است و \hat{e} و \tilde{e} به صفر همگرا می شوند.

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma_1 \varphi^T E_1 \quad (۴۱-۴)$$

$$u_r = -\hat{\Gamma} - k_1 E_1 \quad (۴۲-۴)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}} = \gamma_2 E_1 \quad (۴۳-۴)$$

که در آن $\gamma_1 > 0$ ، $\gamma_2 > 0$ و $k_1 > 0$ و $\hat{\Gamma}$ یک تخمین برخط Γ است. به دلیل اینکه $H(s)L(s)$ ، SPR است، ماتریس‌های معین مثبت متقارن P و Q وجود دارند طوری که:

$$\begin{aligned} \bar{A}_s^T P + P \bar{A}_s &= -Q \\ \bar{B}_s^T P &= \bar{C}_s \end{aligned} \quad (۴۴-۴)$$

اثبات: تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \tilde{\Gamma} \quad (۴۵-۴)$$

در جاییکه $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ و $\tilde{\Gamma} = \Gamma - \hat{\Gamma}$. گرفتن مشتق زمانی از (۴۵-۴) رابطه زیر را نتیجه می دهد:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{E}^T P E + \frac{1}{2} E^T P \dot{E} - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \quad (۴۶-۴)$$

با جایگذاری (۴۰-۴) و (۴۴-۴) در (۴۶-۴)، می توانیم بنویسیم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \frac{1}{2}(\bar{A}_s E + \bar{B}_s(\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r))^T P E + \frac{1}{2} E^T P(\bar{A}_s E + \bar{B}_s(\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)) \\
&\quad - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \\
&= \frac{1}{2}(E^T \bar{A}_s^T + (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)^T \bar{B}_s^T) P E + \frac{1}{2} E^T P(\bar{A}_s E + \bar{B}_s(\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)) \\
&\quad - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \\
&= \frac{1}{2} E_i^T (\bar{A}_s^T P + P \bar{A}_s) E + \frac{1}{2} (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)^T \bar{B}_s^T P E + \frac{1}{2} E^T P \bar{B}_s (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r) \\
&\quad - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \\
&= \frac{1}{2} E^T (\bar{A}_s^T P + P \bar{A}_s) E + (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)^T \bar{B}_s^T P E - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} = \\
&\quad - \frac{1}{2} E^T Q E + (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)^T \bar{C}_s E - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}}
\end{aligned} \tag{47-4}$$

با استفاده از (40-4)، داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E^T Q E + (\Gamma + \varphi\tilde{\theta} + u_r)^T E_1 - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \tag{48-4}$$

با استفاده از (42-4)، می‌توانیم بنویسیم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E^T Q E + (\tilde{\Gamma} + \varphi\tilde{\theta} - k_1 E_1)^T E_1 - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \tag{49-4}$$

به عبارت دیگر

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E^T Q E + \tilde{\Gamma}^T E_1 + \tilde{\theta}^T \varphi^T E_1 - k_1 \|E_1\|^2 - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\Gamma}^T \dot{\tilde{\Gamma}} \tag{50-4}$$

با استفاده از (41-4) و (43-4)، (50-4) بصورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E^T Q E - k_1 \|E_1\|^2 \tag{51-4}$$

بنابراین، تضمین می‌شود که:

$$\dot{V} \leq 0 \quad (52-4)$$

با استفاده از لم باربالات [۶۴]، به آسانی دیده می‌شود که E بطور مجانبی به صفر همگرا می‌شود. بسیار ارزشمند و قابل توجه است که سیگنال‌های سرعت در قوانین تطبیق استفاده نشده‌اند، از آنجاییکه $E_1 = \bar{C}_s E$ نشان می‌دهد که فقط سیگنال‌های موقعیت مورد نیاز هستند. علاوه بر این، از محاسبه‌ی ماتریس‌های P ، Q ، \bar{B}_s و فیلتر $L(s)$ آزاد هستیم.

به طور خلاصه، شکل ۴-۱ روش کلی کنترل مبتنی بر روی‌نگر پیشنهاد شده در این فصل را نشان می‌دهد.

۴-۶ نتایج شبیه سازی

۴-۶-۱ روش پیشنهادی

سیستم مورد استفاده برای شبیه‌سازی، یک بازوی ربات اسکارا است که نمایش سیمبولیک آن در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. ماتریس‌های $D(q)$ ، $C(q, \dot{q})$ و $G(q)$ در فصل دوم ارائه شده‌اند. پارامترهای موتورهای جریان مستقیم مغناطیس دائم بصورت $L=0.0 \text{ mH}$ ، $R=1.26 \Omega$ ، $r=0.01$ ، $K_m=0.26$ ، $J_m=0.000$ و $B_m=0.00$ انتخاب می‌شوند. ولتاژ ماکزیمم هر موتور روی $v_{\max} = 40 \text{ V}$ تنظیم می‌شود. مسیر مطلوب را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$x_d = \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_d \\ \dot{h}_d \end{bmatrix} \quad (53-4)$$

$$h_d = \begin{bmatrix} 0.85 - 0.1 \cos\left(\frac{\pi t}{4}\right) & 0.75 - 0.1 \sin\left(\frac{\pi t}{4}\right) & 0 \end{bmatrix}^T$$

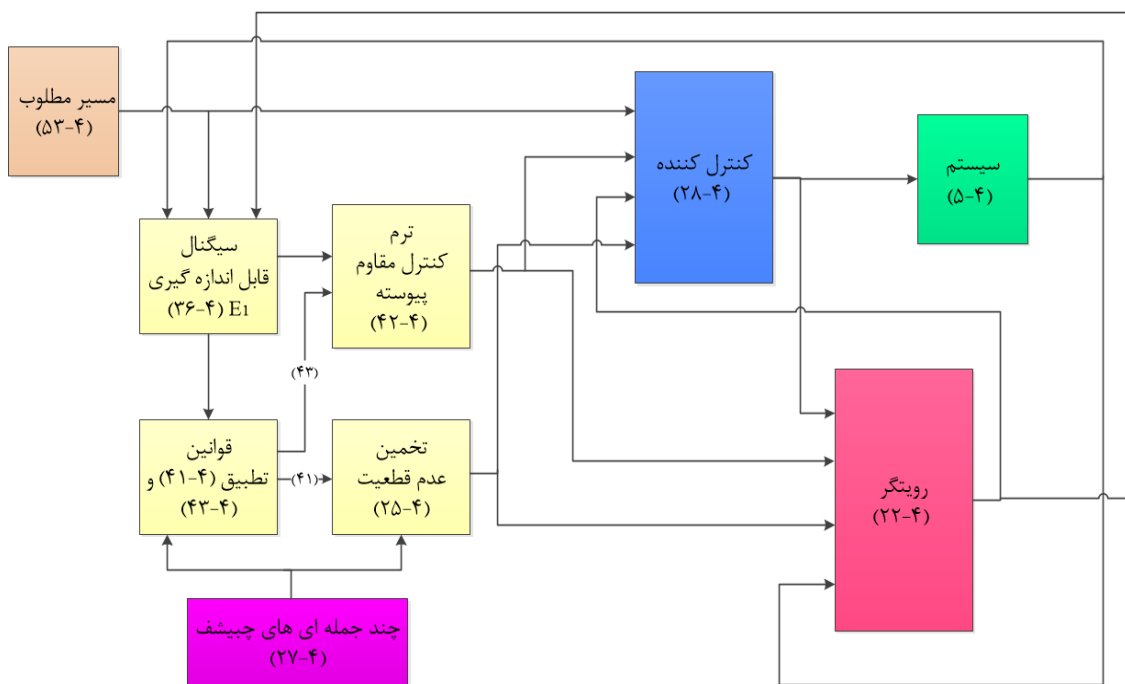
فرض کنید که مقدار اولیه $\hat{\theta}$ صفر است. پارامترهای γ_1 ، γ_2 و k_1 به ترتیب روی مقادیر 600،

10 و 1 تنظیم می‌شوند. ماتریس k_c^T با استفاده از

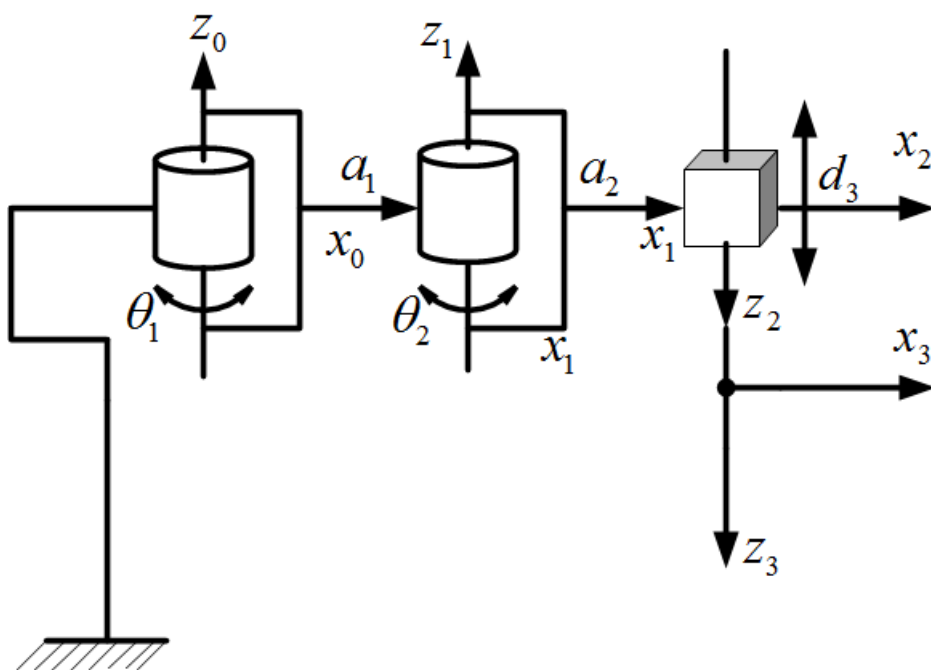
$k_c = \text{place}(A, B, [-3.1 \quad -3.2 \quad -3.3 \quad -3.4 \quad -3.5 \quad -3.6])$ و ماتریس k_o از طریق

$k_o = place(A^T, C^T, [-31 \ -32 \ -33 \ -34 \ -35 \ -36])$ در روش پیشنهادی، از محاسبه‌ی ماتریس‌های P ، Q ، \bar{B}_s و فیلتر $L(s)$ آزاد هستیم. سیگنال ولتاژ به وسیله‌ی $v(t) = \hat{R}\hat{K}_m^{-1}\hat{J}(q)^T u(t)$ بدست می‌آید. فرض می‌شود که $\hat{R} = 0.8R$ ، $\hat{K}_m = 0.8K_m$ و $\hat{J}(q) = 0.8J(q)$. اغتشاش خارجی یک تابع پله با دامنه 2 ولت است که به همهی موتورها در $t = 4\text{sec}$ اعمال می‌شود. شکل ۳-۴ خطاهای ردگیری را نشان می‌دهد. بر طبق این شکل، خطاهای ردگیری به سرعت کاهش می‌یابند. شکل ۴-۴ مسیر ربات را در صفحه XY نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، کنترل‌کننده بعد از یک حالت گذرای کوتاه می‌تواند مسیر مطلوب را ردگیری کند. شکل ۴-۵ سیگنال‌های کنترل را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، ولتاژهای موتور هموار هستند، هیچ لرزشی در آنها اتفاق نمی‌افتد و اشباع نیز نمی‌شوند. موقعیت مجری نهایی در امتداد محورهای X ، Y و Z و تخمین آن‌ها در شکل ۴-۶ نشان داده شده است. بر طبق این شکل، موقعیت تخمینی بدست آمده از رویترگر طراحی شده، خیلی سریع و دقیق موقعیت مجری نهایی را ردگیری می‌کند. اما با توجه به فرض در دسترس بودن سیگنال‌های موقعیت، هدف اصلی و مهم این بخش تخمین سیگنال‌های سرعت است. سرعت مجری نهایی در امتداد محور X و همچنین تخمین آن در شکل ۴-۷ نشان داده می‌شوند. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، سرعت تخمینی (تخمین زده شده) خیلی سریع به سیگنال واقعی خود همگرا می‌شود. سرعت مجری نهایی در امتداد محور Y و همچنین تخمین آن در شکل ۴-۸ نشان داده می‌شوند. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، سرعت بدست آمده از رویترگر طراحی شده خیلی سریع به سرعت مجری نهایی در امتداد محور Y همگرا می‌شود و رویترگر قادر به ردگیری این سیگنال است. برای مطالعه تاثیر تخمین گر چبیشف در عملکرد رویترگر، ما آنرا از رویترگر حذف می‌کنیم. سرعت مجری نهایی در امتداد محور Z و تخمین آن در شکل ۴-۹ نشان داده می‌شوند. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، سرعت تخمینی (تخمین زده شده‌ی) بدست آمده از رویترگر نمی‌تواند سرعت مجری نهایی در امتداد این محور را ردگیری کند و یک خطای حالت ماندگار وجود دارد. دلیل آن، این است که در این

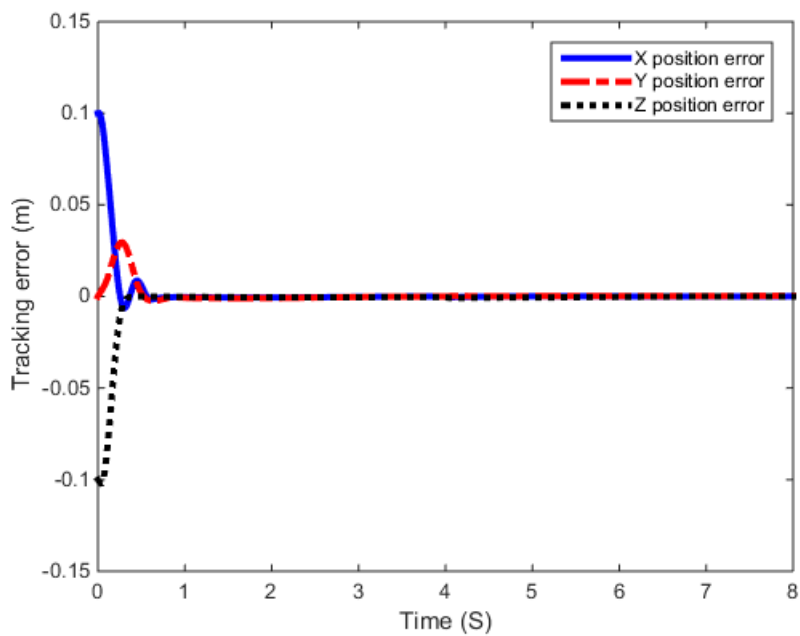
حالت، عدم قطعیت مجتمع در رویتگر جبران نشده است. حال، شکل ۱۰-۴ را در نظر بگیرید در جاییکه چند جمله‌ای‌های چبیشف سعی می‌کنند تا عدم قطعیت مجتمع را تخمین بزنند و جبران کنند. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، سرعت تخمینی بدست آمده از رویتگر به سرعت مجری نهایی در امتداد محور Z همگرا می‌شود و هیچ خطای حالت ماندگاری وجود ندارد. بنابراین، نتیجه گرفته می‌شود که چند جمله‌ای‌های چبیشف تخمین‌گرهای خوبی هستند و نقش مهمی در رویتگر پیشنهادی بازی می‌کنند.



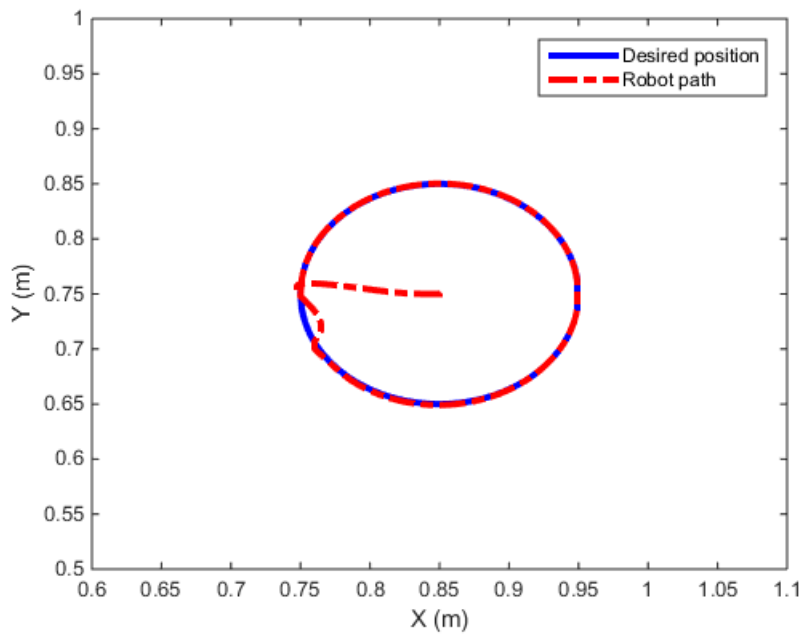
شکل ۱-۴ طرح کلی کنترل کننده مبتنی بر رویتگر پیشنهادی



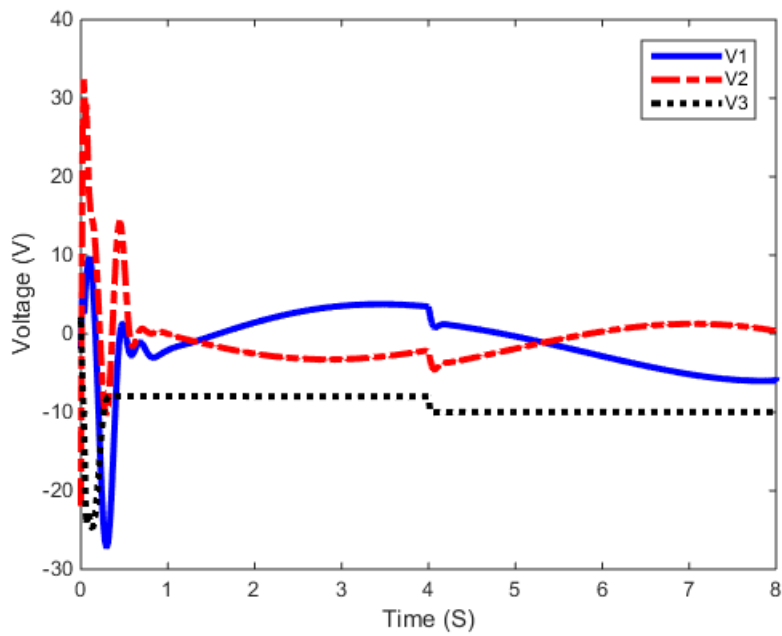
شکل ۲-۴ نمایش سیمبولیک بازوی اسکارا



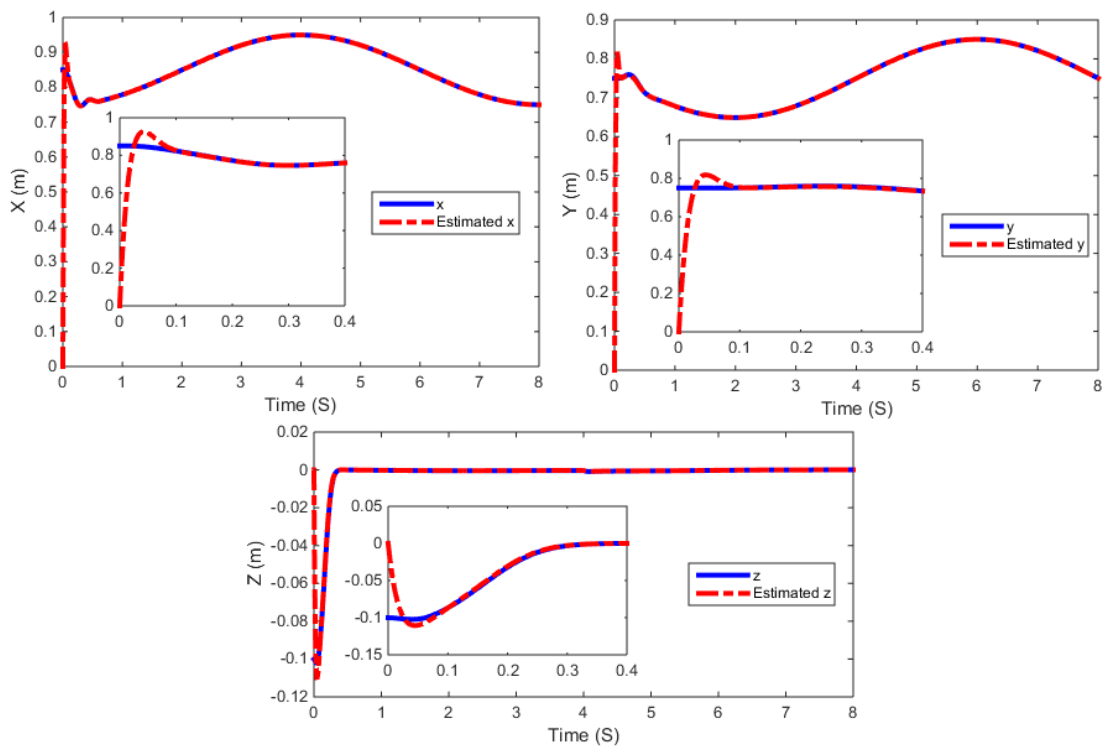
شکل ۳-۴ خطاهای ردگیری فضای کار



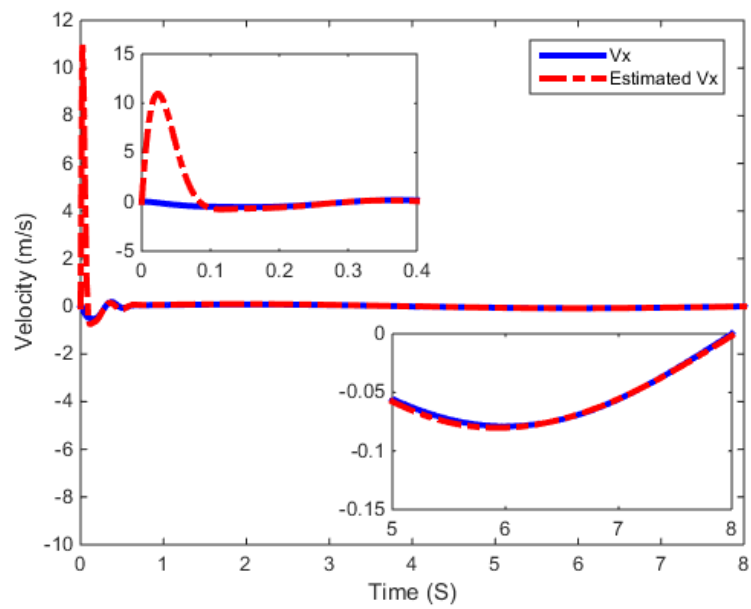
شکل ۴-۴ موقعیت‌های مطلوب و واقعی در صفحه $X-Y$



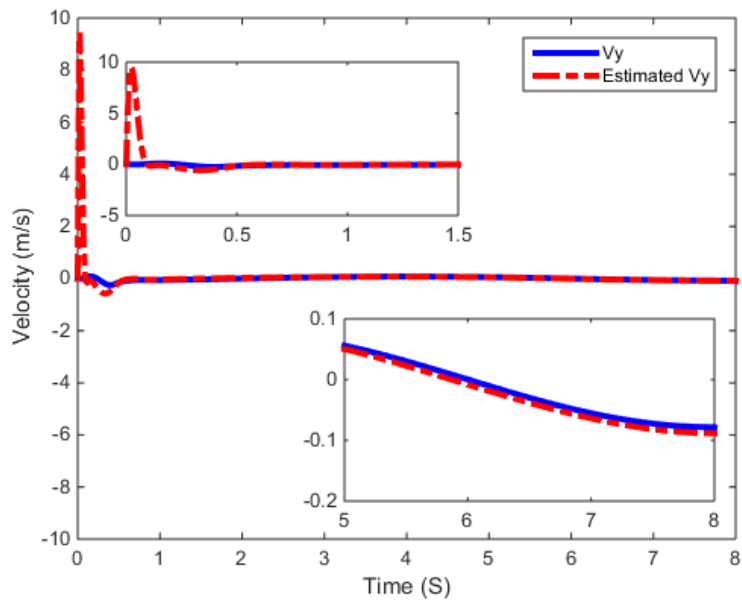
شکل ۴-۵ ولتاژهای موتور



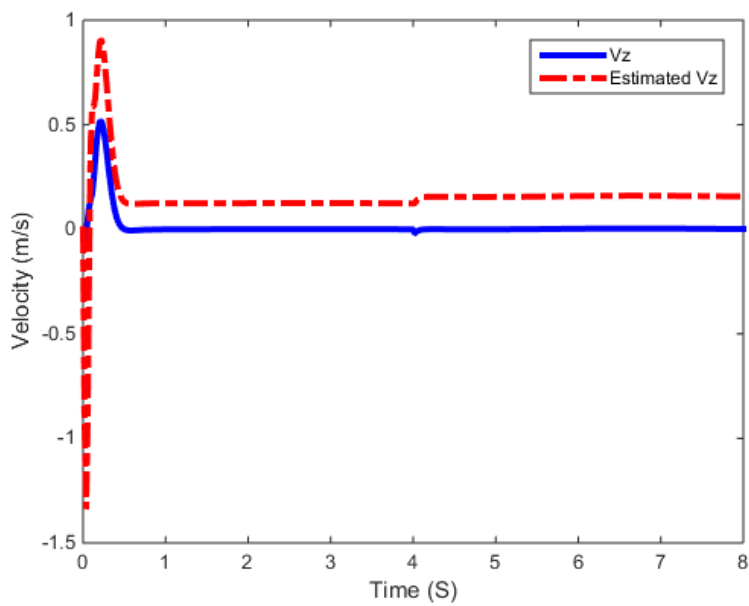
شکل ۴-۶ مقایسه موقعیت مجری نهایی و تخمین آن



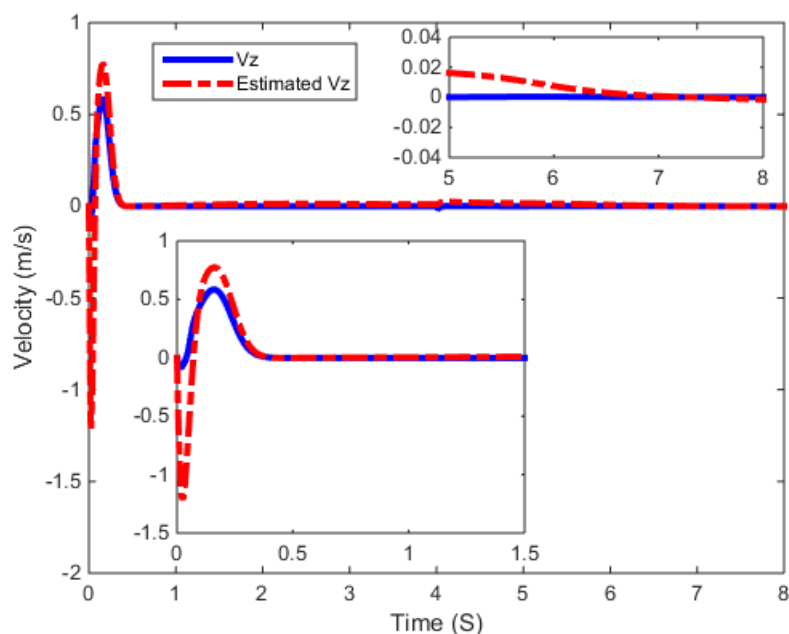
شکل ۴-۷ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن



شکل ۴-۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن



شکل ۴-۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن در غیاب چند جمله‌ای‌های چپ‌شمار



شکل ۴-۱۰ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن در حضور چند جمله‌ای‌های چیبیشف

۴-۶-۲ مقایسه با رویکرد حالت تعمیم یافته (ESO)

در این قسمت، رویکرد حالت تعمیم یافته ارائه شده در [۳۲]، برای کنترل بازوی ربات

توصیف شده استفاده می‌شود. طبق (۴-۵) و (۴-۶):

$$\ddot{h} = \delta(t) + u \quad (۴-۵)$$

فرض کنید که عدم قطعیت مجتمع $\delta(t)$ یک حالت افزوده است. به عبارت دیگر، داریم

$$x_{a1} = h, x_{a2} = \dot{h}, x_{a3} = \delta(t)$$

بنابراین، نمایش حالت بصورت زیر داده می‌شود:

$$\dot{x}_a = A_a x_a + B_a u + \Psi$$

$$y = C_a x_a$$

$$A_a = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} 0 \\ I \\ 0 \end{bmatrix}, \Psi = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\delta} \end{bmatrix}, C_a = [I \ 0 \ 0] \quad (۴-۵۵)$$

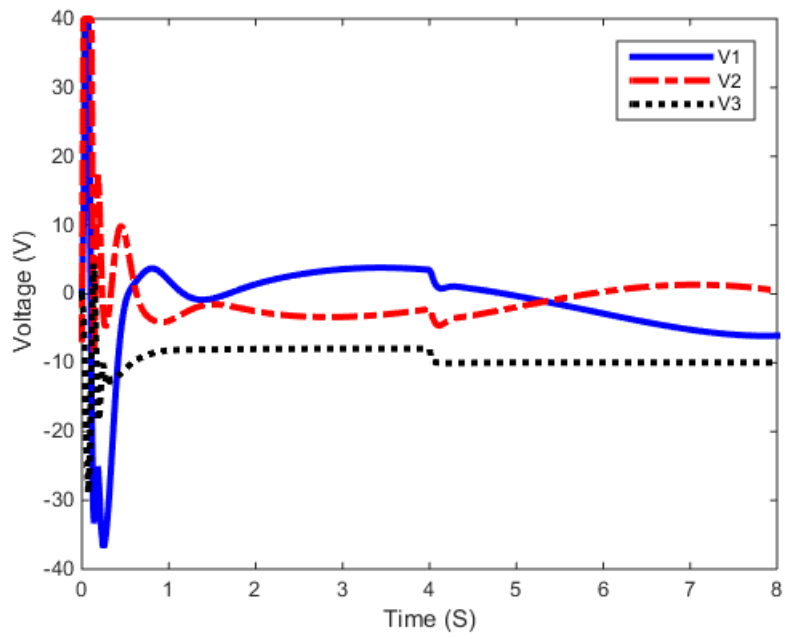
در جایگاه 0 و I به ترتیب ماتریس‌های صفر و یکه (همانی) هستند. رویتگر حالت زیر را در نظر بگیرید [۳۲]:

$$\dot{\hat{x}}_a = A_a \hat{x}_a + B_a u + LC(x_a - \hat{x}_a) \quad (۵۶-۴)$$

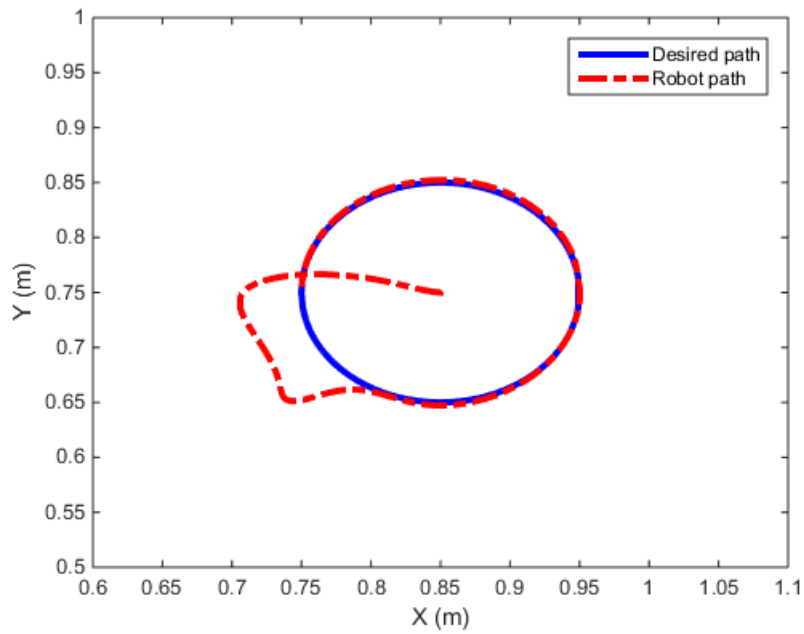
بردار بهره بهره L با استفاده از $L = place(A_a^T, C_a^T, [-50 \ -55 \ -60 \ -65 \ -70 \ -75 \ -80 \ -85 \ -90])$ محاسبه می‌شود. بر طبق [۳۲]، قانون کنترل بصورت زیر داده می‌شود:

$$u = \ddot{h}_d + K_d(\dot{h}_d - \hat{x}_{a2}) + K_p(h_d - \hat{x}_{a1}) - \hat{x}_{a3} \quad (۵۷-۴)$$

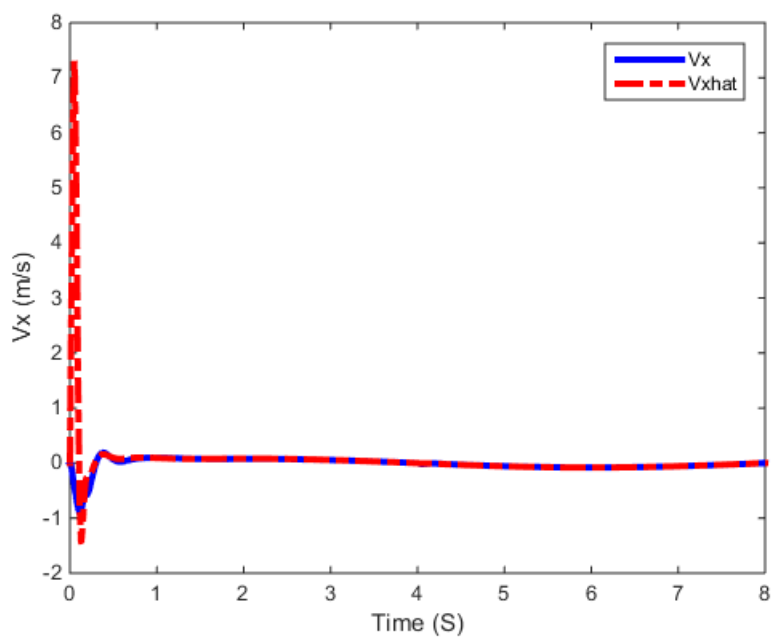
بهره‌های K_d و K_p به ترتیب برابر با 700 و 250 انتخاب می‌شوند. مسیر مطلوب در فضای کار همان رابطه (۵۳-۴) است. شکل ۴-۱۱ ولتاژهای موتور را برای این کنترل‌کننده نشان می‌دهد. مقایسه این شکل با شکل ۴-۵، نشان از برتری روش پیشنهادی دارد. چونکه در ESO در لحظات اولیه اشباع محرک وجود دارد. عملکرد ردگیری ESO در صفحه XY در شکل ۴-۱۲ نشان داده می‌شود. مقایسه این شکل با شکل ۴-۴ برتری روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. به نظر می‌رسد که حالت گذرای روش پیشنهادی بهتر است. دلیل آن، جبران مناسب غیرخطی‌های رویتگر و کنترل‌کننده در این فصل با استفاده از چندجمله‌ای‌های چبیشف است. عملکردهای تخمین ESO برای سیگنال‌های سرعت در شکل‌های ۴-۱۳ تا ۴-۱۵ نشان داده می‌شوند. با توجه به این شکل‌ها، متغیرهای حالت بخوبی توسط ESO تخمین زده می‌شوند، با این وجود عملکرد گذرای کنترل‌کننده مناسب نیست.



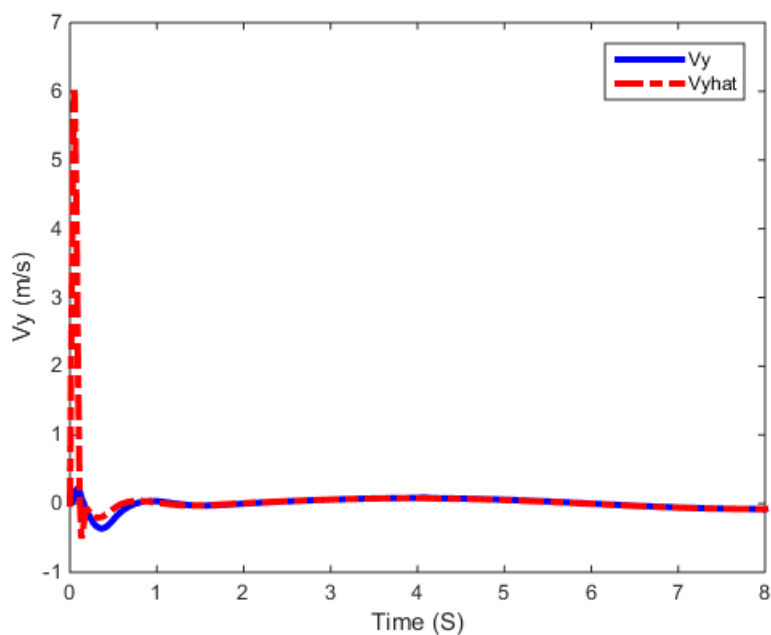
شکل ۴-۱۱ سیگنال‌های کنترل با استفاده از ESO



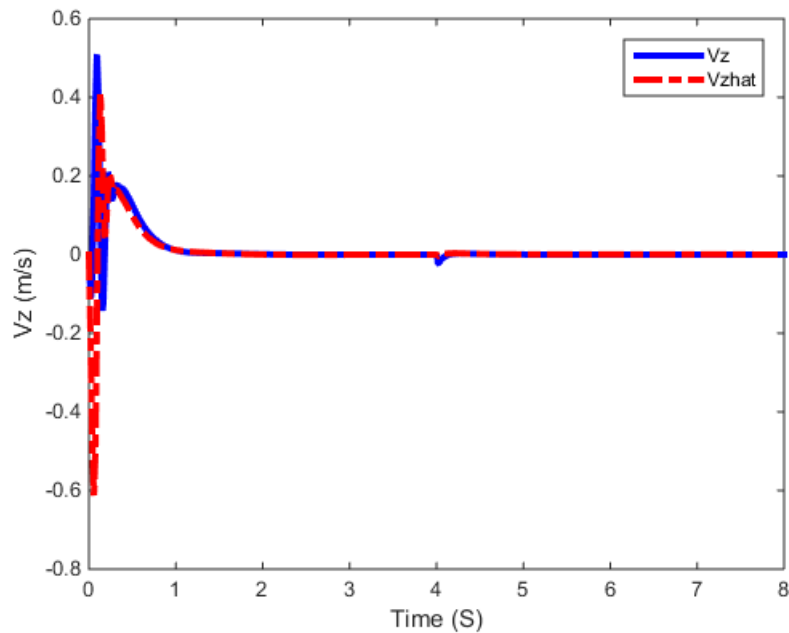
شکل ۴-۱۲ عملکرد ردگیری در فضای کار با استفاده از ESO



شکل ۴-۱۳ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از ESO



شکل ۴-۱۴ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از ESO



شکل ۴-۱۵ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از ESO

۴-۶-۳ مقایسه با رویکرد فازی تطبیقی

برای طراحی یک رویکرد فازی، عدم قطعیت تعریف شده در (۴-۲۵) بایستی با استفاده از سیستم‌های فازی تطبیقی تخمین زده شود. فرض کنید که $\hat{\delta}$ خروجی یک سیستم فازی تطبیقی با ورودی‌های \hat{e} و $\dot{\hat{e}}$ باشد. برای هر ورودی فازی ۳ مجموعه فازی تعریف شده است. به طور کلی، ۹ قانون فازی توصیف شده بصورت زیر وجود دارد:

$$R^{(l)} : \text{if } \hat{e} \text{ is } A^l \text{ and } \dot{\hat{e}} \text{ is } B^l \text{ then } \hat{\delta} \text{ is } C^l, l=1, \dots, 9 \quad (۴-۵۸)$$

که $R^{(l)}$ مشخص کننده قانون l -ام است. توابع تعلق فازی A^l ، B^l و C^l بطور کامل در [۱۱] توصیف شده‌اند. بر طبق [۱۱، ۴۶، ۱۰۱-۱۰۴]، اگر از موتور استنتاج ضرب^۱، فازی‌ساز منفرد^۲ و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز^۳ استفاده شود، خواهیم داشت:

¹ product inference engine
² singleton fuzzifier
³ center average defuzzifier

$$\hat{\delta}(\hat{e}, \dot{e}) = \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(\hat{e}) \mu_{B^l}(\dot{e}) \hat{\theta}^l}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(\hat{e}) \mu_{B^l}(\dot{e})} \quad (59-4)$$

که توابع تعلق برای مجموعه های فازی A^l و B^l به ترتیب بوسیله $\mu_{A^l}(\hat{e})$ و $\mu_{B^l}(\dot{e})$ مشخص می شوند. همچنین، $\hat{\theta}^l$ مرکز مجموعه فازی C^l را نشان می دهد. طبق (59-5):

$$\hat{\delta}(\hat{e}, \dot{e}) = \sum_{l=1}^9 \varphi_l \hat{\theta}^l = \varphi \hat{\theta}, \quad \varphi = [\varphi_1 \dots \varphi_9], \quad \hat{\theta} = [\hat{\theta}^1 \dots \hat{\theta}^9] \quad (60-4)$$

در جایگاه

$$\varphi_l = \frac{\mu_{A^l}(\hat{e}) \mu_{B^l}(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(\hat{e}) \mu_{B^l}(\dot{e})} \quad (61-4)$$

در این کار سه موتور وجود دارد. بنابراین فرمول بالا برای همه موتورها استفاده می شود. به عبارت

$$\text{دیگر، } \varphi_{li} = \frac{\mu_{A^l}(\hat{e}_i) \mu_{B^l}(\dot{e}_i)}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(\hat{e}_i) \mu_{B^l}(\dot{e}_i)}, \quad \text{که } i \text{ اندیس موتور است.}$$

عملکرد ردگیری در فضای کار سیستم فازی در شکل ۴-۱۶ نشان داده شده است. بر طبق این

شکل، عملکرد ردگیری سیستم فازی و همچنین سیگنال های ولتاژ مناسب هستند. برای داشتن یک

مقایسه عددی از تابع شایستگی $F_1 = \int_0^8 [\sum_i |e_i|] dt$ استفاده می کنیم [۱۰۵-۱۱۱]. مقدار این تابع

برای تخمینگر چبیشف $F_1 = 0.0498$ و برای تخمینگر فازی $F_1 = 0.0645$ است؛ که نشان از برتری

سیستم چبیشف نسبت به سیستم فازی، در بحث ردگیری در فضای کار، دارد.

عملکرد رویتگر فازی در تخمین سیگنال های سرعت در شکل های ۴-۱۷ تا ۴-۱۹ نشان داده

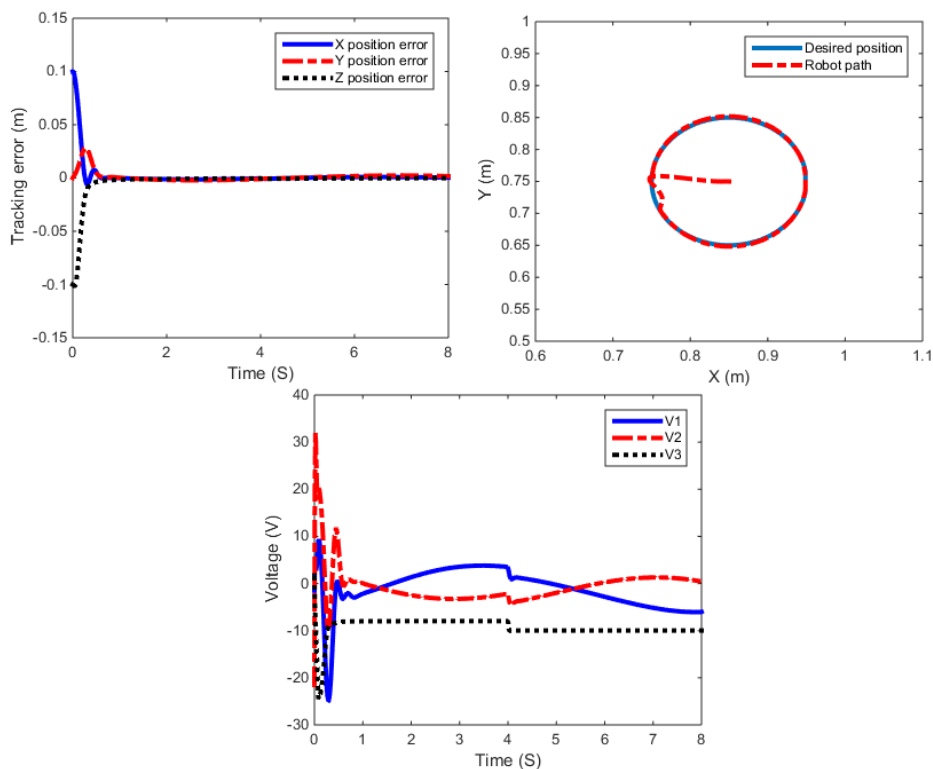
می شود. بر طبق این شکل ها، رویتگر فازی عملکرد رضایت بخشی دارد. اما مقایسه شکل های ۴-۱۷ و

۴-۱۸ با شکل های ۴-۷ و ۴-۸ برتری رویتگر چبیشف را نشان می دهد، چونکه رویتگر چبیشف در

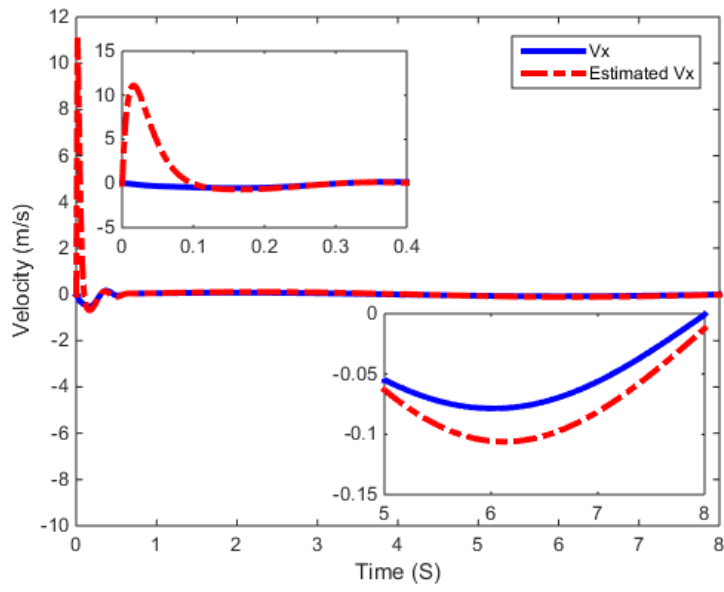
لحظات پایانی یعنی بازه زمانی ۵ تا ۸ ثانیه عملکرد بهتری دارد.

برای مقایسه تخمین سیگنال سرعت در امتداد محور Z به شکل ۴-۱۹ (رویتگر فازی) و شکل ۴-۱۰ (رویتگر چبیشف) نگاه می‌کنیم. در شکل ۴-۱۰ میبینیم که رویتگر چبیشف در کمتر از 0.5 ثانیه عمل تخمین سرعت را انجام می‌دهد، اما با توجه به شکل ۴-۱۹ مشاهده می‌کنیم که رویتگر فازی این کار را بعد از 1.5 ثانیه انجام می‌دهد. در لحظات پایانی نیز عملکرد سیستم چبیشف بهتر است.

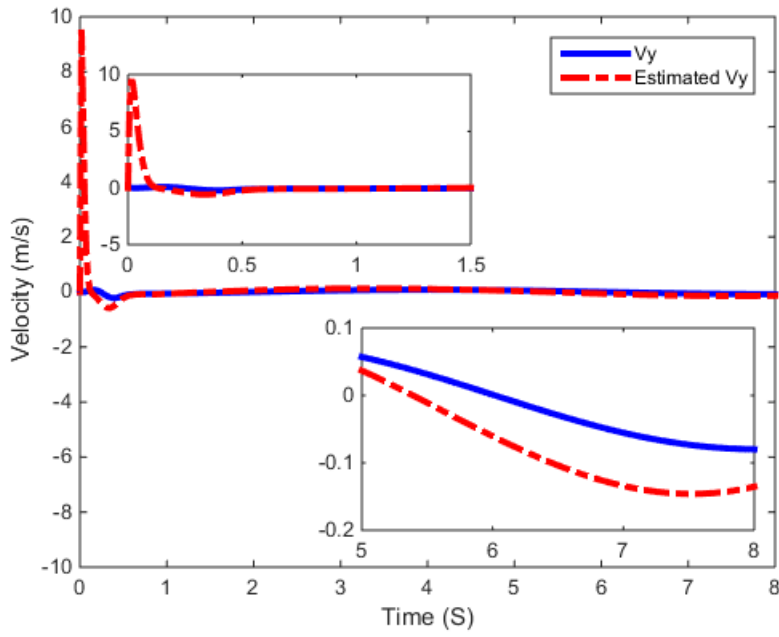
برای داشتن یک مقایسه عددی برای تخمین سیگنال های سرعت، از تابع هدف $F_2 = \int_0^8 [\sum_i |\tilde{e}_i|] dt$ استفاده می‌کنیم. مقدار این تابع هدف برای رویتگر چبیشف $F_2 = 1.4173$ و برای رویتگر فازی $F_2 = 1.8493$ است. بنابراین، رویتگر چبیشف عملکرد بهتری نسبت به رویتگر فازی دارد.



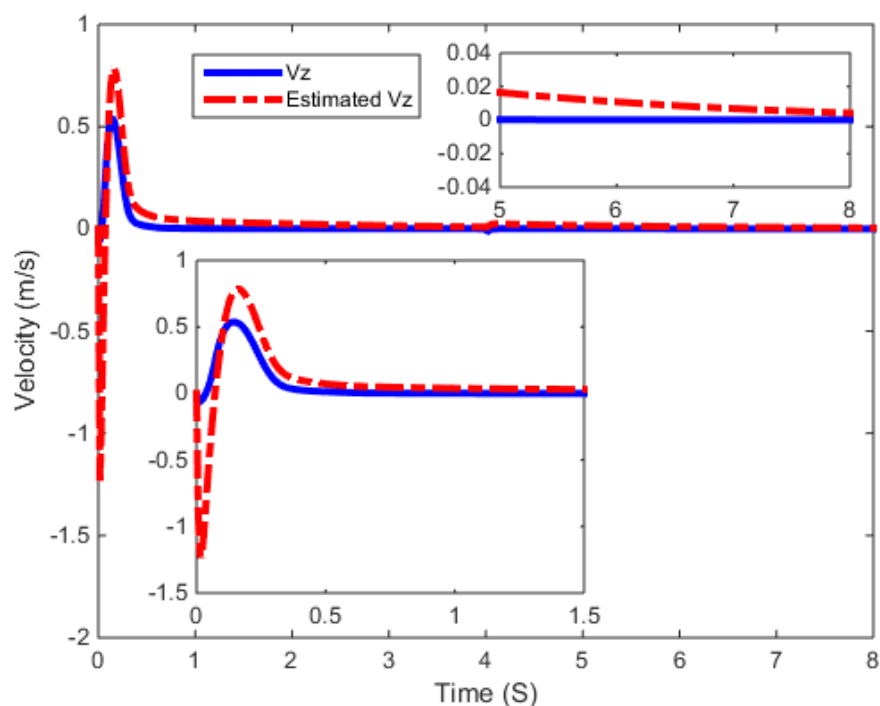
شکل ۴-۱۶ عملکرد ردگیری با استفاده از رویتگر فازی



شکل ۴-۱۷ مقایسه سرعت در امتداد محور X و تخمین آن با استفاده از رویکرد فازی



شکل ۴-۱۸ مقایسه سرعت در امتداد محور Y و تخمین آن با استفاده از رویکرد فازی



شکل ۴-۱۹ مقایسه سرعت در امتداد محور Z و تخمین آن با استفاده از رویترگ فازی

۴-۷ نتیجه گیری

در این فصل، یک رویترگ تطبیقی برای بازوهای ربات با استفاده از چندجمله‌ای‌های چبیشف پیشنهاد شده است. برای حذف نیاز به کران بالای عدم قطعیت مجتمع و همچنین کران بالای خطای تقریب، یک تخمینگر با استفاده از چندجمله‌ای‌های چبیشف برای جبران عدم قطعیت‌ها در کنترل کننده و رویترگ پیشنهاد شده است. کنترل کننده بر اساس این فرض که سیگنال‌های سرعت نمی‌توانند اندازه‌گیری شوند طراحی شده است. حالت‌های تخمین زده شده، برای طراحی قانون کنترلی که شامل یک فیدبک حالت، تخمین عدم قطعیت و ترم کنترل مقاوم است، استفاده می‌شوند. بر اساس تئوری لیاپانوف، پایداری حلقه بسته تضمین شده است. بر طبق شبیه‌سازی‌ها، چندجمله‌ای‌های چبیشف بطور قابل توجهی موجب بهبود عملکرد رویترگ می‌شوند. در مقایسه با رویترگ حالت تعمیم یافته، ساختار کنترل کننده- رویترگ پیشنهادی، به علت حالت گذرای بهتر آن در قانون کنترل و

همچنین خطاهای ردگیری فضای کار، برتر است. همچنین، در مقایسه با رویتر فازی، روش پیشنهادی در تخمین سیگنال‌های سرعت دقیق‌تر است.

فصل پنجم:

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این رساله، یک ساختار کنترل‌کننده- رویتگر تطبیقی مقاوم برای سیستم‌های رباتیک در فضای کار با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ پیشنهاد شد. در این رساله دو تئوری مطرح شد. روش‌های پیشنهادی در این تئوری‌ها بر اساس این فرض که سیگنال‌های سرعت نمی‌توانند اندازه‌گیری شوند، طراحی شده‌اند. حالت‌های تخمین زده شده برای طراحی قانون کنترلی که شامل یک فیدبک حالت، یک تخمین عدم قطعیت و یک ترم کنترل مقاوم است، استفاده می‌شوند. در تئوری اول، بسط سری فوریه برای تخمین و جبران عدم قطعیت در کنترل‌کننده و رویتگر برای فراهم آوردن یک ساختار کنترلی آزاد از مدل برای کنترل مقاوم بازوهای ربات الکتریکی بکار گرفته شد. قانون کنترل با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ طراحی شد. در این راهبرد، بر خلاف راهبرد کنترل گشتاور، دینامیک‌های محرک حذف نشده‌اند. به عبارت دیگر، بجای گشتاورهای اعمال شده به مفصل‌های ربات، ولتاژهای موتور توسط قانون کنترل محاسبه می‌شوند. ضرایب فوریه بر اساس قانون تطبیق بدست آمده در پایداری سیستم محاسبه شدند. با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف و لم باربالات، تضمین شد که خطای ردگیری و همچنین خطای تخمین رویتگر به صفر همگرا می‌شوند. یک مقایسه با رویتگر خطی نشان داد که با حذف بسط سری فوریه از رویتگر، تخمین‌های سرعت نمی‌توانند به مقادیر واقعی‌شان همگرا شوند. علاوه بر این، مزیت‌های روش پیشنهادی در مقایسه با رویتگر حالت تعمیم یافته، حالت‌های گذرای بهتر در تلاش کنترلی و خطاهای ردگیری فضای کار هستند. در این تئوری، از ربات اسکارا با موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم استفاده شد. بهر حال، روش ارائه شده در تئوری اول به کران بالای خطای تقریب وابسته بود. برای برطرف کردن نیاز برای این کران، در تئوری دوم، یک تخمین‌گر با استفاده از چند جمله‌ای‌های چبیشف برای جبران عدم قطعیت‌ها در رویتگر و کنترل‌کننده پیشنهاد شد. در واقع یک رویتگر تطبیقی برای بازوهای ربات با استفاده از چند جمله‌ای‌های چبیشف طراحی شد. بر اساس تئوری لیاپانوف اکیداً حقیقی مثبت، پایداری سیستم حلقه بسته تضمین شده است. سیستم مورد مطالعه در این تئوری یک ربات هنرمند است. بر طبق شبیه‌سازی‌ها،

چند جمله‌ای‌های چبیشف بطور قابل توجهی موجب بهبود عملکرد رویتگر می‌شوند. همچنین، نتایج شبیه سازی و مقایسه با رویتگر حالت تعمیم یافته و رویتگر فازی، برتری ساختار کنترل کننده- رویتگر پیشنهادی را نشان دادند.

۲-۵ پیشنهادات

در نهایت برای ادامه کار این رساله موارد زیر پیشنهاد می‌شود:

۱. استفاده از رویتگر تطبیقی پیشنهادی بر روی ربات‌های انعطاف پذیر
۲. استفاده از روش‌های هوشمند برای بهینه‌سازی پارامترهای کنترل کننده- رویتگر
۳. استفاده از روش پیشنهادی در ربات‌های هماهنگ چندگانه
۴. استفاده از تخمینگرهای دیگر برای جبران عدم قطعیت

مراجع

- [1] Jin, M., Lee, J., and Tsagarakis, N. G. (2017), "Model-Free Robust Adaptive Control of Humanoid Robots With Flexible Joints", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 2, pp. 1706-1715.
- [2] Zheng, K., Hu, Y., and Wu, B. (2018), "Model-free development of control systems for a multi-degree-of-freedom robot", *Mechatronics*, Vol. 53, No. pp. 262-276.
- [3] Yang, X., Ge, S. S., and Liu, J. (2019), "Dynamics and Noncollocated Model-Free Position Control for a Space Robot with Multi-Link Flexible Manipulators", *Asian Journal of Control*, Vol. 21, No. 2, pp. 714-724.
- [4] Li, Y., Li, K., and Tong, S. (2019), "Finite-Time Adaptive Fuzzy Output Feedback Dynamic Surface Control for MIMO Nonstrict Feedback Systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 27, No. 1, pp. 96-110.
- [5] Li, Y., and Tong, S. (2018), "Fuzzy Adaptive Control Design Strategy of Nonlinear Switched Large-Scale Systems", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 48, No. 12, pp. 2209-2218.
- [6] Sun, L., He, W., and Sun, C. (2018), "Adaptive Fuzzy Relative Pose Control of Spacecraft During Rendezvous and Proximity Maneuvers", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 26, No. 6, pp. 3440-3451.
- [7] Yang, Z., and Zhang, H. (2018), "A fuzzy adaptive tracking control for a class of uncertain strick-feedback nonlinear systems with dead-zone input", *Neurocomputing*, Vol. 272, No. pp. 130-135.
- [8] Wu, C., Liu, J., Jing, X., Li, H., and Wu, L. (2017), "Adaptive Fuzzy Control for Nonlinear Networked Control Systems", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 47, No. 8, pp. 2420-2430.
- [9] Tong, S., Li, Y., and Sui, S. (2016), "Adaptive Fuzzy Tracking Control Design for SISO Uncertain Nonstrict Feedback Nonlinear Systems", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 24, No. 6, pp. 1441-1454.

- [10] Zhou, Q., Li, H., and Shi, P. (2015), “Decentralized Adaptive Fuzzy Tracking Control for Robot Finger Dynamics”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 23, No. 3, pp. 501-510.
- [11] Fateh, M. M., and Khorashadizadeh, S. (2012), “Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty”, Nonlinear Dynamics, Vol. 69, No. 3, pp. 1465-1477.
- [12] Zeghlache, S., Djerioui, A., Benyettou, L., Benslimane, T., Mekki, H., and Bouguerra, A. (2019), “Fault tolerant control for modified quadrotor via adaptive type-2 fuzzy backstepping subject to actuator faults”, ISA Transactions, Vol. No. pp.
- [13] Peng, J., and Dubay, R. (2019), “Adaptive fuzzy backstepping control for a class of uncertain nonlinear strict-feedback systems based on dynamic surface control approach”, Expert Systems with Applications, Vol. 120, No. pp. 239-252.
- [14] Yang, C., Jiang, Y., Na, J., Li, Z., Cheng, L., and Su, C. (2019), “Finite-Time Convergence Adaptive Fuzzy Control for Dual-Arm Robot With Unknown Kinematics and Dynamics”, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 27, No. 3, pp. 574-588.
- [15] Kong, L., He, W., Yang, C., Li, Z., and Sun, C. (2019), “Adaptive Fuzzy Control for Coordinated Multiple Robots With Constraint Using Impedance Learning”, IEEE Transactions on Cybernetics, Vol. 49, No. 8, pp. 3052-3063.
- [16] Wang, N., Gao, Y., Sun, Z., and Zheng, Z. (2018), “Nussbaum-Based Adaptive Fuzzy Tracking Control of Unmanned Surface Vehicles with Fully Unknown Dynamics and Complex Input Nonlinearities”, International Journal of Fuzzy Systems, Vol. 20, No. 1, pp. 259-268.
- [17] Begnini, M., Bertol, D. W., and Martins, N. A. (2017), “A robust adaptive fuzzy variable structure tracking control for the wheeled mobile robot: Simulation and experimental results”, Control Engineering Practice, Vol. 64, No. pp. 27-43.

- [18] Shokoohinia, M. R., and Fateh, M. M. (2019), "Robust dynamic sliding mode control of robot manipulators using the Fourier series expansion", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Vol. 41, No. 9, pp. 2488-2495.
- [19] Khorashadizadeh, S., and Fateh, M. M. (2017), "Uncertainty estimation in robust tracking control of robot manipulators using the Fourier series expansion", *Robotica*, Vol. 35, No. 2, pp. 310-336.
- [20] Khorashadizadeh, S., and Majidi, M.-H. (2017), "Chaos synchronization using the Fourier series expansion with application to secure communications", *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 82, No. pp. 37-44.
- [21] Yan, W., Pang, C. K., and Du, C. (2017), "Disturbance observer-based multirate control for rejecting periodic disturbances to the Nyquist frequency and beyond", *Automatica*, Vol. 82, No. pp. 49-58.
- [22] Luo, C., Yao, J., Chen, F., Li, L., and Xu, Q. (2017), "Adaptive Repetitive Control of Hydraulic Load Simulator With RISE Feedback", *IEEE Access*, Vol. 5, No. pp. 23901-23911.
- [23] Yao, J., Jiao, Z., and Ma, D. (2015), "A Practical Nonlinear Adaptive Control of Hydraulic Servomechanisms With Periodic-Like Disturbances", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 2752-2760.
- [24] Khorashadizadeh, S., and Fateh, M. M. (2015), "Robust task-space control of robot manipulators using Legendre polynomials for uncertainty estimation", *Nonlinear Dynamics*, Vol. 79, No. 2, pp. 1151-1161.
- [25] Huang, J., Ri, S., Fukuda, T., and Wang, Y. (2019), "A Disturbance Observer Based Sliding Mode Control for a Class of Underactuated Robotic System With Mismatched Uncertainties", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 64, No. 6, pp. 2480-2487.

- [26] Ren, C., Du, T., Li, G., and Shi, Z. (2018), "Disturbance Observer-Based Consensus Control for Multiple Robotic Manipulators", *IEEE Access*, Vol. 6, No. pp. 51348-51354.
- [27] Chen, W.-H., Ding, K., and Lu, X. (2017), "Disturbance-observer-based control design for a class of uncertain systems with intermittent measurement", *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 354, No. 13, pp. 5266-5279.
- [28] Huang, D., Zhai, J., Ai, W., and Fei, S. (2016), "Disturbance observer-based robust control for trajectory tracking of wheeled mobile robots", *Neurocomputing*, Vol. 198, No. pp. 74-79.
- [29] Kim, M. J., and Chung, W. K. (2015), "Disturbance-Observer-Based PD Control of Flexible Joint Robots for Asymptotic Convergence", *IEEE Transactions on Robotics*, Vol. 31, No. 6, pp. 1508-1516.
- [30] Dong, W., Gu, G.-Y., Zhu, X., and Ding, H. (2014), "High-performance trajectory tracking control of a quadrotor with disturbance observer", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 211, No. pp. 67-77.
- [31] Yao, J., Jiao, Z., and Ma, D. (2014), "Extended-State-Observer-Based Output Feedback Nonlinear Robust Control of Hydraulic Systems With Backstepping", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 11, pp. 6285-6293.
- [32] Talole, S. E., Kolhe, J. P., and Phadke, S. B. (2010), "Extended-State-Observer-Based Control of Flexible-Joint System With Experimental Validation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 4, pp. 1411-1419.
- [33] Li, Y.-X., and Yang, G.-H. (2019), "Observer-based adaptive fuzzy quantized control of uncertain nonlinear systems with unknown control directions", *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 371, No. pp. 61-77.
- [34] Liu, C., Liu, X., Wang, H., Zhou, Y., and Lu, S. (2019), "Observer-based adaptive fuzzy funnel control for strict-feedback nonlinear systems with unknown control coefficients", *Neurocomputing*, Vol. 358, No. pp. 467-478.

- [35] Huo, X., Ma, L., Zhao, X., Niu, B., and Zong, G. (2019), "Observer-based adaptive fuzzy tracking control of MIMO switched nonlinear systems preceded by unknown backlash-like hysteresis", *Information Sciences*, Vol. 490, No. pp. 369-386.
- [36] Bobtsov, A. A., Pyrkin, A. A., Ortega, R. S., and Vedyakov, A. A. (2018), "A state observer for sensorless control of magnetic levitation systems", *Automatica*, Vol. 97, No. pp. 263-270.
- [37] Palli, G., Strano, S., and Terzo, M. (2018), "Sliding-mode observers for state and disturbance estimation in electro-hydraulic systems", *Control Engineering Practice*, Vol. 74, No. pp. 58-70.
- [38] Mohammadzadeh, A., and Hashemzadeh, F. (2015), "A new robust observer-based adaptive type-2 fuzzy control for a class of nonlinear systems", *Applied Soft Computing*, Vol. 37, No. pp. 204-216.
- [39] Khamar, M., and Edrisi, M. (2018), "Designing a backstepping sliding mode controller for an assistant human knee exoskeleton based on nonlinear disturbance observer", *Mechatronics*, Vol. 54, No. pp. 121-132.
- [40] Mohammed, S., Huo, W., Huang, J., Rifai, H., and Amirat, Y. (2016), "Nonlinear disturbance observer based sliding mode control of a human-driven knee joint orthosis", *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 75, No. pp. 41-49.
- [41] Chen, B., Zi, B., Wang, Z., Qin, L., and Liao, W.-H. (2019), "Knee exoskeletons for gait rehabilitation and human performance augmentation: A state-of-the-art", *Mechanism and Machine Theory*, Vol. 134, No. pp. 499-511.
- [42] Yang, P., Ma, X., Wang, J., Zhang, G., Zhang, Y., and Chen, L. (2019), "Disturbance Observer-Based Terminal Sliding Mode Control of a 5-DOF Upper-Limb Exoskeleton Robot", *IEEE Access*, Vol. 7, No. pp. 62833-62839.
- [43] Masud, N., Smith, C., and Isaksson, M. (2018), "Disturbance observer based dynamic load torque compensator for assistive exoskeletons", *Mechatronics*, Vol. 54, No. pp. 78-93.

- [44] Chen, Z., Li, Z., and Chen, C. L. P. (2017), "Disturbance Observer-Based Fuzzy Control of Uncertain MIMO Mechanical Systems With Input Nonlinearities and its Application to Robotic Exoskeleton", *IEEE Transactions on Cybernetics*, Vol. 47, No. 4, pp. 984-994.
- [45] Li, Z., Su, C., Wang, L., Chen, Z., and Chai, T. (2015), "Nonlinear Disturbance Observer-Based Control Design for a Robotic Exoskeleton Incorporating Fuzzy Approximation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 9, pp. 5763-5775.
- [46] Khorashadizadeh, S., and Sadeghijaleh, M. (2018), "Adaptive fuzzy tracking control of robot manipulators actuated by permanent magnet synchronous motors", *Computers & Electrical Engineering*, Vol. 72, No. pp. 100-111.
- [47] Sadeghijaleh, M., and Fateh, M. (2017), "Adaptive Voltage-based Control of Direct-drive Robots Driven by Permanent Magnet Synchronous Motors", *International Journal of Engineering, Transactions A: Basics*, Vol. 30, No. 4, pp. 507-515.
- [48] Veysi, M., and Soltanpour, M. R. (2017), "Voltage-Base Control of Robot Manipulator Using Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control", *International Journal of Fuzzy Systems*, Vol. 19, No. 5, pp. 1430-1443.
- [49] Mehdi Fateh, M., and Asghar Arab, A. (2014), "Voltage control strategy for an uncertain mobile robot", *International Journal of Intelligent Computing and Cybernetics*, Vol. 7, No. 4, pp. 436-452.
- [50] Fateh, M., and Sadeghijaleh, M. (2014), "Voltage control strategy for direct-drive robots driven by permanent magnet synchronous motors", *International Journal of Engineering-Transactions B: Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 709-716.
- [51] Fateh, M. M. (2012), "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dynamics*, Vol. 67, No. 2, pp. 1525-1537.

- [52] Cheah, C. C., Liu, C., and Slotine, J. J. E. (2006), "Adaptive Jacobian tracking control of robots with uncertainties in kinematic, dynamic and actuator models", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 51, No. 6, pp. 1024-1029.
- [53] Chen, W.-H. (2004), "Disturbance observer based control for nonlinear systems", IEEE/ASME transactions on mechatronics, Vol. 9, No. 4, pp. 706-710.
- [54] Yao, J., Jiao, Z., and Ma, D. (2014), "Adaptive Robust Control of DC Motors With Extended State Observer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 7, pp. 3630-3637.
- [55] Fateh, M. M., and Khoshdel, V. (2015), "Voltage-based adaptive impedance force control for a lower-limb rehabilitation robot", Advanced Robotics, Vol. 29, No. 15, pp. 961-971.
- [56] Spong, M. W. (2006), "Robot Modeling and Control", Vol. 3 Wiley, New York., Vol. No. pp.
- [57] Fateh, M. M., and Baluchzadeh, M. (2013), "Modeling and robust discrete LQ repetitive control of electrically driven robots", International Journal of Automation and Computing, Vol. 10, No. 5, pp. 472-480.
- [58] Kreyszig, E. (2007), "Advanced Engineering Mathematics", John Wiley & Sons, Vol. No. pp.
- [59] Wang, Y., Chai, T., and Zhang, Y. (2010), "State observer-based adaptive fuzzy output-feedback control for a class of uncertain nonlinear systems", Information Sciences, Vol. 180, No. 24, pp. 5029-5040.
- [60] Wang, W.-Y., Cheng, C.-Y., and Leu, Y.-G. (2004), "An online GA-based output-feedback direct adaptive fuzzy-neural controller for uncertain nonlinear systems", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), Vol. 34, No. 1, pp. 334-345.
- [61] Chien, Y.-H., Wang, W.-Y., and Hsu, C.-C. (2016), "Run-time efficient observer-based fuzzy-neural controller for nonaffine multivariable systems with dynamical uncertainties", Fuzzy Sets and Systems, Vol. 302, No. pp. 1-26.

- [62] Shahnazi, R. (2015), “Output feedback adaptive fuzzy control of uncertain MIMO nonlinear systems with unknown input nonlinearities”, *ISA Transactions*, Vol. 54, No. pp. 39-51.
- [63] Wang, W.-Y., Chien, Y.-H., and Lee, T.-T. (2011), “Observer-based T–S fuzzy control for a class of general nonaffine nonlinear systems using generalized projection-update laws”, *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 19, No. 3, pp. 493-504.
- [64] Slotine, J.-J. E., and Li, W. 1991. *Applied nonlinear control*, Prentice hall Englewood Cliffs, NJ.
- [65] Qu, Z., and Dawson, D. M. 1995. *Robust tracking control of robot manipulators*, IEEE press.
- [66] Mazenc, F., Burlion, L., and Malisoff, M. (2019), “Backstepping design for output feedback stabilization for a class of uncertain systems”, *Systems & Control Letters*, Vol. 123, No. pp. 134-143.
- [67] Wen, G., Ge, S. S., Chen, C. L. P., Tu, F., and Wang, S. (2019), “Adaptive Tracking Control of Surface Vessel Using Optimized Backstepping Technique”, *IEEE Transactions on Cybernetics*, Vol. 49, No. 9, pp. 3420-3431.
- [68] Tran, T. T., and Gonzalez, O. R. (2019), “Backstepping-based control methodology for aircraft roll dynamics”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Vol. No. pp. 0959651819860294.
- [69] Wang, X., Chen, Y., Lu, Y., Li, X., and He, W. (2018), “Dynamic surface method–based adaptive backstepping control for the permanent magnet synchronous motor on parameter identification”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, Vol. No. pp. 0959651818819237.
- [70] Guo, F., Liu, Y., Zhao, Z., and Luo, F. (2017), “Adaptive vibration control of a flexible marine riser via the backstepping technique and disturbance adaptation”,

Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 40, No. 5, pp. 1407-1416.

- [71] Gholipour, R., Khosravi, A., and Mojallali, H. (2015), "Multi-objective optimal backstepping controller design for chaos control in a rod-type plasma torch system using Bees algorithm", *Applied Mathematical Modelling*, Vol. 39, No. 15, pp. 4432-4444.
- [72] Gholipour, R., Khosravi, A., and Mojallali, H. (2013), "Suppression of Chaotic Behavior in Duffing-holmes System using Backstepping Controller Optimized by Unified Particle Swarm Optimization Algorithm", *International Journal of Engineering, TRANSACTIONS B: Applications*, Vol. 26, No. 11, pp. 1299-1306.
- [73] Gholipour, R., Khosravi, A., and Mojallali, H. (2012), "Intelligent Backstepping Control for Genesio-Tesi Chaotic System Using a Chaotic Particle Swarm Optimization Algorithm", *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, Vol. 4, No. 5, pp. 618-625.
- [74] Wang, T., Yu, Z., and Li, Z. (2018), "Adaptive tracking control for quantized nonlinear systems via backstepping design technique", *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 355, No. 5, pp. 2631-2644.
- [75] Xu, B., Guo, Y., Yuan, Y., Fan, Y., and Wang, D. (2016), "Fault-tolerant control using command-filtered adaptive back-stepping technique: Application to hypersonic longitudinal flight dynamics", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 30, No. 4, pp. 553-577.
- [76] Guo, F., Liu, Y., and Luo, F. (2017), "Adaptive stabilisation of a flexible riser by using the Lyapunov-based barrier backstepping technique", *IET Control Theory & Applications*, Vol. 11, No. 14, pp. 2252-2260.
- [77] Ben Regaya, C., Farhani, F., Zaafour, A., and Chaari, A. (2018), "A novel adaptive control method for induction motor based on Backstepping approach using dSpace DS 1104 control board", *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 100, No. pp. 466-481.

- [78] Pan, Y., Wang, H., Li, X., and Yu, H. (2018), “Adaptive Command-Filtered Backstepping Control of Robot Arms With Compliant Actuators”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 26, No. 3, pp. 1149-1156.
- [79] Vijay, M., and Jena, D. (2018), “Backstepping terminal sliding mode control of robot manipulator using radial basis functional neural networks”, *Computers & Electrical Engineering*, Vol. 67, No. pp. 690-707.
- [80] Nikdel, N., Badamchizadeh, M. A., Azimirad, V., and Nazari, M. A. (2017), “Adaptive backstepping control for an n-degree of freedom robotic manipulator based on combined state augmentation”, *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, Vol. 44, No. pp. 129-143.
- [81] Wang, X., Yu, X., Li, S., and Liu, J. (2019), “Composite block backstepping trajectory tracking control for disturbed unmanned helicopters”, *Aerospace Science and Technology*, Vol. 85, No. pp. 386-398.
- [82] Ali, R., Peng, Y., Iqbal, M. T., Amin, R. U., Zahid, O., and Khan, O. I. (2019), “Adaptive Backstepping Sliding Mode Control of Coaxial Octorotor Unmanned Aerial Vehicle”, *IEEE Access*, Vol. 7, No. pp. 27526-27534.
- [83] Lungu, M. (2019), “Auto-landing of fixed wing unmanned aerial vehicles using the backstepping control”, *ISA Transactions*, Vol. No. pp.
- [84] Miao, Z., Wang, Y., and Fierro, R. (2017), “Cooperative circumnavigation of a moving target with multiple nonholonomic robots using backstepping design”, *Systems & Control Letters*, Vol. 103, No. pp. 58-65.
- [85] Yang, X., Zheng, X., and Chen, Y. (2018), “Position Tracking Control Law for an Electro-Hydraulic Servo System Based on Backstepping and Extended Differentiator”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 23, No. 1, pp. 132-140.
- [86] Chen, S.-Y., Li, T.-H., and Chang, C.-H. (2019), “Intelligent fractional-order backstepping control for an ironless linear synchronous motor with uncertain nonlinear dynamics”, *ISA Transactions*, Vol. 89, No. pp. 218-232.

- [87] Liu, X.-D., Li, K., and Zhang, C.-H. (2019), “Improved Backstepping Control with Nonlinear Disturbance Observer for the Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 14, No. 1, pp. 275-285.
- [88] Singh, P. P., Singh, K. M., and Roy, B. K. (2018), “Chaos control in biological system using recursive backstepping sliding mode control”, *The European Physical Journal Special Topics*, Vol. 227, No. 7, pp. 731-746.
- [89] Rakkiyappan, R., Sivasamy, R., and Li, X. (2015), “Synchronization of Identical and Nonidentical Memristor-based Chaotic Systems Via Active Backstepping Control Technique”, *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Vol. 34, No. 3, pp. 763-778.
- [90] Dian, S., Hu, Y., Zhao, T., and Han, J. (2019), “Adaptive backstepping control for flexible-joint manipulator using interval type-2 fuzzy neural network approximator”, *Nonlinear Dynamics*, Vol. No. pp.
- [91] Marquez, H. J. 2003. *Nonlinear control systems: analysis and design*, Wiley-Interscience Hoboken.
- [92] Lin, F., Chang, C., and Huang, P. (2007), “FPGA-Based Adaptive Backstepping Sliding-Mode Control for Linear Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, pp. 1222-1231.
- [93] Lin, F.-J., Shen, P.-H., and Hsu, S.-P. (2002), “Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive”, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, Vol. 149, No. 3, pp. 184-194.
- [94] Mason, J. C., and Handscomb, D. C. 2002. *Chebyshev polynomials*, Chapman and Hall/CRC.
- [95] Yang, S.-S., and Tseng, C.-S. (1996), “An orthogonal neural network for function approximation”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, Vol. 26, No. 5, pp. 779-785.

- [96] Lin, F.-J., Chen, S.-G., and Sun, I.-F. (2017), “Intelligent Sliding-Mode Position Control Using Recurrent Wavelet Fuzzy Neural Network for Electrical Power Steering System”, *International Journal of Fuzzy Systems*, Vol. 19, No. 5, pp. 1344-1361.
- [97] Lin, F.-J., Chen, S.-G., and Sun, I.-F. (2017), “Adaptive Backstepping Control of Six-Phase PMSM Using Functional Link Radial Basis Function Network Uncertainty Observer”, *Asian Journal of Control*, Vol. 19, No. 6, pp. 2255-2269.
- [98] Lin, F., Chen, S., and Shyu, K. (2009), “Robust Dynamic Sliding-Mode Control Using Adaptive RENN for Magnetic Levitation System”, *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 20, No. 6, pp. 938-951.
- [99] Lin, F., Chen, S., and Hsu, C. (2019), “Intelligent Backstepping Control Using Recurrent Feature Selection Fuzzy Neural Network for Synchronous Reluctance Motor Position Servo Drive System”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 27, No. 3, pp. 413-427.
- [100] Lin, F., Huang, M., Chen, S., and Hsu, C. (2019), “Intelligent Maximum Torque per Ampere Tracking Control of Synchronous Reluctance Motor Using Recurrent Legendre Fuzzy Neural Network”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. No. pp.
- [101] Wang, K., Liu, Y., Liu, X., Jing, Y., and Zhang, S. (2019), “Adaptive fuzzy funnel congestion control for TCP/AQM network”, *ISA Transactions*, Vol. No. pp.
- [102] Li, H., Bai, L., Zhou, Q., Lu, R., and Wang, L. (2017), “Adaptive Fuzzy Control of Stochastic Nonstrict-Feedback Nonlinear Systems With Input Saturation”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 47, No. 8, pp. 2185-2197.
- [103] Tong, S., Li, Y., and Sui, S. (2016), “Adaptive fuzzy output feedback control for switched nonstrict-feedback nonlinear systems with input nonlinearities”, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 24, No. 6, pp. 1426-1440.

- [104] Lin, X., Nie, J., Jiao, Y., Liang, K., and Li, H. (2018), “Adaptive fuzzy output feedback stabilization control for the underactuated surface vessel”, *Applied Ocean Research*, Vol. 74, No. pp. 40-48.
- [105] Gholipour, R., Addeh, J., Mojallali, H., and Khosravi, A. (2012), “Multi-Objective Evolutionary Optimization of PID Controller by Chaotic Particle Swarm Optimization”, *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, Vol. 4, No. 6, pp. 833-838.
- [106] Gholipour, R., Khosravi, A., and Mojallali, H. (2013), “Parameter Estimation of Loranx Chaotic Dynamic System Using Bees Algorithm”, *International Journal of Engineering, TRANSACTIONS C: Aspects*, Vol. 26, No. 1, pp. 419-424.
- [107] Chen, K.-Y., Lai, Y.-H., and Fung, R.-F. (2017), “A comparison of fitness functions for identifying an LCD Glass-handling robot system”, *Mechatronics*, Vol. 46, No. pp. 126-142.
- [108] Ye, Y., Yin, C.-B., Gong, Y., and Zhou, J.-j. (2017), “Position control of nonlinear hydraulic system using an improved PSO based PID controller”, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 83, No. pp. 241-259.
- [109] Ojeda G, D. R., de Almeida, L. A. L., and Vilcanqui, O. A. C. (2018), “Parameter estimation of nonlinear thermoelectric structures using particle swarm optimization”, *Simulation Modelling Practice and Theory*, Vol. 81, No. pp. 1-10.
- [110] Ebrahimi, S. M., Salahshour, E., Malekzadeh, M., and Francisco, G. (2019), “Parameters identification of PV solar cells and modules using flexible particle swarm optimization algorithm”, *Energy*, Vol. 179, No. pp. 358-372.
- [111] Szczepanski, R., Tarczewski, T., and Grzesiak, L. M. (2019), “Adaptive state feedback speed controller for PMSM based on Artificial Bee Colony algorithm”, *Applied Soft Computing*, Vol. 83, No. pp. 105644.

Abstract

Many robot control approaches require velocity signals. In this thesis, an adaptive observer is proposed for robust control of robotic manipulators in the task-space using voltage control strategy to calculate the velocity signal. This observer is free from robot model in the task-space. In order to compensate the uncertainties in the observer and controller, Fourier series is utilized. Using Lyapunov stability method and Barbalat's lemma, the convergence of the observer estimation error and tracking error to zero is guaranteed. Simulation results on articulated robot show the effectiveness of the proposed observer comparing to linear observer and extended state observer. To eliminate the need for the upper bound of the approximation error in the observer and controller design, another scheme is proposed that the uncertainty is estimated using Chebyshev polynomials. Compared to fuzzy estimators, Chebyshev polynomials have simpler structure and lower computational burden for uncertainty estimation. The Chebyshev coefficients are adjusted based on the adaptive laws obtained from the stability analysis. Moreover, a continuous robust control term is designed to compensate the approximation error of Chebyshev polynomials. The stability of the closed-loop system is proved based on Lyapunov method and strictly-positive-real (SPR) lemma. Simulation results on SCARA robot demonstrate the superiority of the designed observer in comparison with linear observer, extended state observer and fuzzy observer.

Keywords:

Model-free observer, Task-space control, Fourier series, Robust adaptive control, Robotic manipulators, Velocity measurement, Chebyshev polynomials, Voltage control strategy, Uncertainty estimation.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotics Engineering

Ph.D. Thesis in Control Engineering

**Robust Adaptive Control of Robotic Manipulators
in the Task-Space Using the Observer and
Voltage Control Strategy**

**By:
Reza Gholipour**

**Supervisor:
Dr. Mohammad Mehdi Fateh**

September 2019