بسم الله الرحمن الرحيم

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم موقعیت بازوهای رباتیک

سعید خراشادی‌زاده

استاد راهنما:

استاد محمد مهدی فاتح

رساله جهت اخذ درجه دکتری

خرداد ماه ۱۳۹۴

شماره: ۹۴/۲/۱۲۹۹۲.ت.ب
تاریخ: ۹۴/۳/۲۷
ویرایش: ـــ

دانشگاه صنعتی شاهرود
مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره ۱۲

باسمه تعالی

صورت جلسه دفاع از رساله دکتری (Ph.D)

بدینوسیله گواهی می شود آقای/خانم سعید چراغی زاده دانشجوی دکتری رشته کنترل به شماره

دانشجویی ۹۰۲۲۴۷۵ ورودی سال ۹۰ درتاریخ ۹۴/۳/۲۶ از رساله خود با عنوان :

((تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم موقعیت بازوهای رباتیک))

دفاع و با اخذ نمره ۱۸/۷۳۲ به درجه : بسیار خوب نائل گردید.

الف) درجه عالی: نمره ۲۰-۱۹ [ ]	ب) درجه بسیار خوب: نمره ۱۸/۹۹ – ۱۷☑
ج) درجه خوب: نمره۱۶/۹۹– ۱۵☐	د) غیر قابل فبول و نیاز به دفاع مجدد دارد☐
ه) رساله نیاز به اصلاحات دارد☐	

ردیف	هیئت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱	دکتر محمدمهدی فاتح	استاد/ اساتید راهنما	استاد	
۲	دکتر ــــــ	مشاور/ مشاورین	ــــ	ــــ
۳	دکتر محمد تشنه لب	استاد مدعو ~~داخلی~~ / خارجی	استاد	
۴	دکتر حمید حسین نژاد	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۵	دکتر ع اکبرزاده	استاد مدعو داخلی / خارجی	استادیار	
۶	دکتر محمدحداد ظریف	سرپرست (نماینده) تحصیلات تکمیلی دانشکده	استادیار	

مدیر محترم تحصیلات تکمیلی دانشگاه:

ضمن تأیید مراتب فوق مقرر فرمائید اقدامات لازم بعمل آید.

رئیس دانشکده و رئیس هیأت داوران: علیرضا احمدی فرد

تاریخ و امضاء:

تقدیم به

پیشگاه حضرت ولی عصر

(عجل الله تعالی فرجه الشریف)

تقدیر و تشکر

"من لم یشکر المخلوق لم یشکر الخالق"

از زحمات گرانقدر استاد فرهیخته جناب آقای پروفسور محمد مهدی فاتح که در طول دوران تحصیل همواره اینجانب را از حمایت‌های بی‌دریغ و اندیشه ناب خویش بهره‌مند نموده‌اند، کمال تشکر را دارم همت والا و دقت نظر ایشان در امر آموزش و پژوهش، واقعاً ستودنی و بی‌نظیر است. از خداوند متعال، توفیق روزافزون ایشان را خواستارم.

از اساتید داور جناب آقای پروفسور محمد تشنه‌لب، جناب آقای دکتر حیدر طوسیان شاندیز، جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات و نماینده محترم تحصیلات تکمیلی جناب آقای دکتر محمد حداد ظریف که ارزیابی این تحقیق را بر عهده داشتند، صمیمانه سپاسگزارم.

از تمامی اساتید گروه کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود که در طول دوران تحصیل، بنده را یاری نموده-اند، تشکر و برای ایشان آرزوی موفقیت و بهروزی دارم.

همچنین از خانواده عزیزم مخصوصاً پدر و مادر گرانقدرم و همسر صبورم که همواره مایه دلگرمی اینجانب بوده‌اند، کمال قدردانی را دارم.

از دوستان عزیزی که در پیاده‌سازی عملی این پایان‌نامه اینجانب را یاری کردند، مخصوصا آقایان مهندس علی‌اصغر عرب، مهندس حسین صالحیان و دکتر حمید فدیشه‌ای نیز کمال تشکر را دارم.

"... وما توفیقی الا بالله علیه توکلت و الیه انیب"

تعهد نامه

اینجانب **سعید خراشادی‌زاده** دانشجوی دوره دکتری رشته **برق کنترل** دانشکده **برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم موقعیت بازوهای رباتیک** تحت راهنمائی **استاد محمد مهدی فاتح** متعهد میشوم

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

تاریخ ۹۴/۳/۲۶

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 پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

این پایان نامه به تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم بازوهای رباتیک می‌پردازد و روش‌های جدیدی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ برای تخمین عدم قطعیت ارائه می‌دهد. روش کنترل ولتاژ در مقایسه با روش مرسوم کنترل گشتاور بسیار ساده‌تر است، زیرا نیازی به مدل غیر خطی پیچیده ربات ندارد. در نتیجه، حجم محاسبات کنترل کننده برای تعیین ولتاژ اعمالی به موتورها کمتر می‌شود. طبق قضیه تقریب عمومی، سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی، قادر به تقریب توابع غیر خطی حقیقی پیوسته با دقت دلخواه هستند. باید توجه داشت که علاوه بر سیستم‌های فازی، تقریبگرهای عمومی دیگری نیز مانند سری فوریه، توابع لژاندر و چند جمله‌ای های چبیشف نیز وجود دارند. در این پایان نامه، از این تقریبگرها در کنترل مقاوم موقعیت بازوهای رباتیک استفاده می‌شود. مزیت اصلی استفاده از این تقریبگرها نسبت به سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی، کاهش فیدبک‌های مورد نیاز سیستم کنترل است. تاکنون، برخی از مراجع به استفاده از سری فوریه در کنترل مقاوم بازوهای رباتیک پرداخته‌اند. نشان می‌دهیم که اگر مسیرهای مطلوب توابع متناوب باشند، کوچکترین مضرب مشترک (ک.م.م.) دوره تناوب اساسی آنها می‌تواند معیار مناسبی برای دوره تناوب اساسی سری فوریه مورد استفاده برای تخمین عدم قطعیت‌ها باشد. نوآوری دیگر این پایان‌نامه ارائه یک اثبات پایداری مبتنی بر لیاپانوف برای کنترل سیستم‌های غیرخطی مرتبه اول با استفاده از کنترل‌کننده‌های عاطفی است. برای اولین بار، قوانین کنترل ولتاژ پیشنهادی، روی یک ربات اسکارا اجرا می‌شود.

کلید واژه‌ها: راهبرد کنترل ولتاژ، سری فوریه، توابع لژاندر، کنترل عاطفی، موتور الکتریکی مغناطیس دائم، بازوی ماهر رباتیک.

فهرست مقالات مستخرج از رساله

مقالات ژورنالی

- Saeed Khorashadizadeh and Mohammad Mehdi Fateh, (2014), “Robust Task-Space Control of Robot Manipulators Using Legendre Polynomials,” Nonlinear Dynamics, vol. 79 (2), pp.1151-1161. (Springer, IF=2.419).

- Saeed Khorashadizadeh and Mohammad Mehdi Fateh, (2015), “Uncertainty estimation in robust tracking control of robot manipulators using Fourier series expansion,” Robotica, (Cambridge University Press, IF=0.89).

- Mohammad Mehdi Fateh, Seyed Mohammad Ahmadi, and Saeed Khorashadizadeh, (2014), “Adaptive RBF network control for robot manipulators”, Journal of AI and Data Mining, 2(2), pp. 159-166.

- Mohammad Mehdi Fateh, Siamak Azargoshasb, and Saeed Khorashadizadeh, (2014), “Model-free discrete control for robot manipulators using a fuzzy estimator”, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 33(3), 1051-1067. (IF=0.44).

مقالات کنفرانسی

- Saeed Khorashadizadeh and Mohammad Mehdi Fateh, (2013) “Adaptive Fourier Series-Based Control of Electrically Driven Robot Manipulators”, The 3rd International Conference on Control, Instrumation and Automation (ICCIA 2013), pp.213-218.

- Saeed Khorashadizadeh, Mohammad Mehdi Fateh and Siamak Azargoshasb, (2014) “Compensating the reconstruction error of fuzzy stimator in robust model-free control of electrically driven robot manipulators,” The 14th Iranian Conference on Fuzzy Systems.

فهرست مطالب

فهرست اشکال

فهرست جداول

فصل اول

مقدمه

- ❖ مروری بر کارهای گذشته
- ❖ اهداف مورد نظر
- ❖ ساختار کلی رساله

۱-۱- مروری برکارهای گذشته

۱-۱-۱- راهبرد کنترل گشتاور

با توجه به اینکه بهبود عملکرد سیستم‌های کنترل ربات‌ها تأثیر بسزایی در کیفیت محصولات صنعتی و افزایش راندمان تولید دارد، طراحی سیستم‌های کنترل ربات‌ها همواره یکی از جذابترین حوزه‌های تحقیقاتی بوده است. مطالعه سیر تاریخی روش‌های کنترلی ارائه شده، پیشرفت‌های صورت گرفته در این زمینه را روشن می‌سازد.

بازوهای رباتیک، سیستم‌های غیرخطی چندمتغیره پیچیده با تزویج زیاد هستند. به همین دلیل، محققان روشهای بسیار متنوعی برای کنترل آنها ارائه نموده اند که ساده‌ترین آنها، روش‌های مبتنی بر مدل هستند. خطی سازی فیدبکی [۲-۱] محبوب‌ترین و پرکاربردترین تکنیک برای کنترل سیستم‌های غیرخطی است، زیرا با استفاده از آن می‌توان به راحتی دینامیک غیر خطی پیچپده ربات را به معادلات خطی مرتبه دوم تبدیل کرد. این روش، در رباتیک به نام‌های گشتاور محاسباتی، دینامیک وارون یا کنترل گشتاور مشهور است. اما موفقیت روش‌های مبتنی بر مدل، منوط به در اختیار داشتن مدل دقیق سیستم است. متأسفانه بدست آوردن مدل ریاضی دقیق سیستم‌های رباتیک بسیار مشکل، وقت گیر و گاهی غیرممکن می‌باشد. زیرا ممکن است برخی از دینامیک‌های سیستم مانند اصطکاک، تکرار پذیر نباشند یا نتوان مدل دقیقی برای آنها پیشنهاد داد. علاوه بر این، ممکن است پارامترهای مدل سیستم با گذشت زمان یا تحت تأثیر شرایطی خاص تغییر کند. به عنوان مثال، هنگامی که ربات اجسام با جرم‌های مختلف را بلند می‌کند، مرکز جرم لینک آخر که یکی از پارامترهای دینامیکی ربات می‌باشد، تغییر می-کند. به همین دلیل، مدلی که برای سیستم پیشنهاد می‌دهیم (مدل نامی) با مدل واقعی سیستم اختلاف دارد. بنابراین، عدم قطعیت همواره یکی از مهمترین چالش های طراحی سیستمهای کنترل بوده‌است. باید

توجه داشت که عدم قطعیت در سیستم‌های رباتیک معمولاً از نوع غیرتصادفی فرض می‌شود و منظور از آن نامعلوم بودن پارامترهای سیستم، وجود دینامیک‌های ناشناخته یا مدل نشده و همچنین اغتشاش خارجی می‌باشد.

برای غلبه بر عدم قطعیت ناشی از عدم تطابق مدل، روش‌های کنترل تطبیقی و مقاوم [۷-۳] ارائه شده‌اند. کنترل تطبیقی می‌تواند اثرات عدم‌قطعیت پارامتری را جبران نماید. کنترل مقاوم قادر است علاوه بر عدم‌قطیعت پارامتری، عدم قطعیت های ناشی از دینامیک مدل‌نشده و اغتشاش خارجی را نیز جبران کند. تحقیقات گسترده‌ای برای طراحی سیستم‌های کنترل تطبیقی ربات های صلب به منظور تضمین پایداری سیستم کنترل و محدود ماندن سیگنال‌های داخلی انجام شده است. اسپانگ طبقه‌بندی جامعی از روش‌های تطبیقی ارائه داده است [۸] و آنها را به دو گروه عمده روش‌های مبتنی بر دینامیک وارون و روش‌های مبتنی بر غیرفعال بودن تقسیم می‌کند. در تمامی روش‌های فوق فقط عدم قطعیت پارامتری لحاظ شده است. نکته مهم دیگر در مورد روش‌های تطبیقی، تحریک پایا [۱] بودن سیگنال‌های تحریک است [۷]. در غیر این‌صورت، پارامترهای تخمین زده شده به پارامترهای واقعی همگرا نخواهد شد.

در روشهای کنترل مقاوم، دانستن حدود عدم قطعیت لازم است. حدود عدم قطعیت یکی از چالش-های بسیار مهم در این روشها می‌باشد. اگر حدود عدم قطعیت بزرگتر از مقدار واقعی باشد، ممکن است اندازه سیگنال کنترل بیشتر از مقدار مجاز آن شود که در این صورت پدیده اشباع رخ خواهد داد و کنترل کننده قادر به کنترل سیستم نخواهد بود. علاوه بر این، اگر دامنه سیگنال کنترل بیش از حد مجاز باشد ممکن است به سیستم آسیب برساند، همچنین پدیده لرزش سیگنال کنترل نیز تقویت می‌شود. از طرف دیگر، اگر حدود عدم قطعیت کمتر از مقدار واقعی باشد، خطای ردگیری زیاد می‌شود و ممکن است منجر

[۱] Persistency of excitation

به ناپایداری سیستم کنترل شود [۱۱-۹]. برخی از روشهای کنترل مقاوم، منجر به قوانین کنترل ناپیوسته می‌شوند. به عنوان مثال می‌توان به روش کنترل مود لغزشی اشاره کرد [۲]. این قوانین، احتمال بروز نوسانات فرکانس بالا (لرزش) در سیگنال کنترل را افزایش می‌دهند. لرزش سیگنال کنترل پدیده‌ای نامطلوب است که موجب فرسودگی قطعات و تحریک دینامیک های مدل نشده می‌شود.

با ظهور منطق فازی به عنوان یک ابزار توانمند در کنترل سیستمهای نامعین و پیچیده، تحول شگرفی در مهندسی کنترل بوجود آمد. به کمک قوانین فازی می توان سیستم‌هایی را که مدل ریاضی دقیقی از آنها در اختیار نیست، توصیف کرد [۱۲]. روش فازی تطبیقی غیر مستقیم از این ایده استفاده می‌کند [۱۵-۱۳]. ویژگی دیگر منطق فازی، مدلسازی دانش و توانایی انسان به منظور کنترل سیستم‌های پیچیده می باشد که روش فازی تطبیقی مستقیم [۱۷-۱۶] این امکان را فراهم می‌آورد. علاوه بر این، می‌توان روش‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم را با هم ترکیب نمود و روشی بدست آورد که عملکرد بهتری داشته باشد [۱۸]. یکی از مهمترین ویژگی های منطق فازی که منجر به استفاده گسترده از آنها در سیستمهای کنترل شده است، ویژگی تقریبگر عمومی بودن سیستمهای فازی است [۱۲]. به همین دلیل در سال‌های اخیر، محققان تمرکز بیشتری روی کنترل فازی داشته‌اند و تلاش‌های فراوانی برای کنترل مقاوم ربات با استفاده از کنترل فازی و شبکه های عصبی صورت گرفته است [۳۵-۱۹]، زیرا ویژگی تقریب عمومی برای انواع مختلف شبکه‌های عصبی مانند پرسپترون چند لایه و شبکه‌های توابع پایه شعاعی نیز برقرار می‌باشد [۴۰-۳۶]. در [۱۹]، از سیستم‌های فازی تطبیقی برای جبران عدم قطعیت‌ها از قبیل عدم قطعیت پارامتری، اغتشاش خارجی (مانند جرم جسمی که ربات جابجا می‌کند)، دینامیک مدل نشده (مانند اصطکاک) و همچنین خطای تقریب سیستم فازی، ارائه شده است. در [۲۰]، روشی برای کاهش تعداد سیستمهای فازی مورد نیاز ارائه شده است. همچنین، نشان داده شده است که چگونه با انتخاب مناسب پارامترهای قانون کنترل می‌توان خطای ردگیری را کاهش داد. در [۲۲]، فرض

شده است که فیدبک‌های سرعت و شتاب در اختیار نیستند و برای تخمین این سیگنالها رویت‌گری غیرخطی پیشنهاد شده است. در [۲۶]، برای تقریب دینامیک ربات از شبکه‌های عصبی دو لایه استفاده شده است و قوانین تطبیق جدیدی برای تنظیم وزن‌های هر دو لایه با استفاده از اثبات پایداری لیاپانوف بدست آمده‌اند. اما تعداد ورودی‌های شبکه‌های عصبی طراحی شده زیاد هستند. این ورودی‌ها جریان موتورها، موقعیت و سرعت مفاصل، مسیر مطلوب و مشتقات اول و دوم آن هستند. در این روشها، برای پایداری سیستم کنترل یک تابع لیاپانوف پیشنهاد می‌شود و قانون تطبیق پارامترهای سیستم های فازی یا وزن های شبکه های عصبی از شرط منفی معین بودن مشتق تابع لیاپانوف بدست می‌آید. برخی از مراجع با استفاده از سیستمهای فازی یا شبکه های عصبی، دینامیک سیستم را تقریب می‌زنند و از این تقریب در طراحی قانون کنترل استفاده می‌کنند و برخی دیگر کنترل کننده را به صورت یک سیستم فازی یا شبکه عصبی در نظر گرفته و به تنظیم پارامترهای آن با استفاده از قوانین تطبیق بدست آمده می‌پردازند. در [۴۱] یک روش فازی تطبیقی جدید و متمایز از این دو روش مرسوم ارائه شده است. در این روش برای سیستم یک مدل نامی در نظر گرفته می‌شود و قانون کنترل بر اساس این مدل نامی طراحی می‌شود. سپس برای جبران عدم قطعیت ناشی از عدم تطابق مدل نامی و مدل واقعی یک سیستم فازی به قانون کنترل اضافه می‌شود. برای اثبات پایداری سیستم از روش مستقیم لیاپانوف استفاده می-گردد و قانون تطبیق پارامترهای سیستم فازی از شرط منفی معین بودن مشتق تابع لیاپانوف استخراج می‌شود.

در سالهای اخیر، روش‌های بدون رگرسور و مستقل از مدل در کنترل سیستم‌های غیرخطی نامعین مطرح شده‌اند [۵۱-۴۲]. دلیل این نامگذاری آن است که در این روش‌ها نیازی به مدلسازی ریاضی بازوی رباتیک برای بدست آوردن رگرسورها نداریم. اکثر روشهای مقاوم و تطبیقی که تاکنون ارائه شده‌اند، به این مدلسازی برای محاسبه ماتریس رگرسورها نیاز دارند. منظور از مدلسازی بازوی ربات، محاسبه

ماتریس اینرسی و بردارهای گشتاورهای گرانشی، کوریولیس و جانب مرکز می‌باشد. اما در روشهای بدون رگرسور، این ماتریس‌ها با استفاده از سری فوریه یا چند جمله‌ای‌های لژاندر تخمین زده می‌شوند و قانون کنترل از این تخمین‌ها استفاده می‌کند. قوانین تطبیق ضرایب سری فوریه یا چند جمله‌ای‌های لژاندر از اثبات پایداری سیستم حلقه بسته استخراج می‌شوند. در مقایسه با سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی، پیاده‌سازی روش‌های بدون رگرسور ساده‌تر می‌باشد. دلیل آن نیز کاهش سنسورهای مورد نیاز است. اگر بخواهیم تابع نامعلومی را با استفاده از سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی تخمین بزنیم، باید بدانیم آن تابع موردنظر چه متغیرهایی دارد و آن متغیرها را به عنوان ورودی به سیستم فازی یا شبکه عصبی اعمال کنیم. ممکن است فیدبک گرفتن از برخی متغیرها امکان پذیر نباشد یا سیگنال اندازه‌گیری شده مانند سیگنال شتاب آغشته به نویز باشد، در حالی که در روش‌های بدون رگرسور نیازی به دانستن این متغیرها و فیدبک گرفتن از آنها نداریم [۵۲].

در سالهای اخیر، استفاده از رویت‌گر برای تخمین سیگنالهای غیر قابل اندازه‌گیری و همچنین حذف برخی از سنسورهای مورد نیاز، افزایش یافته است [۶۱-۵۳]. به عنوان مثال، می‌توان به رویت‌گر تعمیم-یافته حالت و رویت‌گر اغتشاش اشاره نمود. در این روش‌ها، کنترل‌کننده علاوه بر محاسبه قانون کنترل، با فیدبک گرفتن از سیگنال کنترل و خروجی سیستم، سایر متغیرهای حالت و همچنین عدم قطعیت‌ها را تخمین میزند. اما در این روش‌ها فرض می‌شود که عدم قطعیت ثابت است یا تغییرات آن بسیار آهسته است. این فرض ممکن است در سرعت‌های بالا نقض شود. در حالی که در روش‌های بدون رگرسور چنین فرضی وجود ندارد که بیانگر برتری این روش‌ها نسبت به روش‌های مبتنی بر رویتگر می‌باشد [۵۲].

۱-۱-۲- راهبرد کنترل ولتاژ

اکثر روش‌های قبلی برای کنترل ربات، مبتنی بر کنترل گشتاور است که در آن کنترل کننده، گشتاور ورودی به مفاصل را محاسبه می‌کند. باید توجه داشت که فرمان گشتاور نمی‌تواند مستقیماً به سیستم اعمال شود، چون باید توسط محرک‌های سیستم قدرت لازم فراهم شود و ابتدا باید محرک‌های سیستم طوری تحریک شوند تا گشتاور مطلوب را تولید کنند. بنابراین، سئوالی مطرح می‌شود که آیا کنترل می‌تواند از طریق محرک اعمال شود؟ علاوه بر این، بسیاری از روش‌های کنترل گشتاور مانند روش کنترل مقاوم غیر خطی، مبتنی بر مدل دینامیکی بازوی رباتیک هستند که بسیار پیچیده است. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده در این روش‌ها زیاد است. نکته مهم دیگر، فراهم نمودن فیدبک های مورد نیاز برای پیاده سازی قانون کنترل است. در اکثر روش‌های قبلی، علاوه بر فیدبک موقعیت، فیدبک های سرعت و گاهی شتاب نیز مورد نیاز است. احتمال نویزی بودن این سیگنال‌ها زیاد است و ممکن است موجب تضعیف عملکرد سیستم کنترل شوند.

در سال‌های اخیر، راهبرد کنترل ولتاژ [۶۲] ربات‌ها مطرح شده است که نه تنها مشکلات روش‌های کنترل گشتاور را ندارد بلکه دقت آن نیز به مراتب بهتر است. در این راهبرد از موتورهای الکتریکی به عنوان محرک استفاده می‌شود و ربات بعنوان بار موتورها محسوب می‌شوند که باید توسط موتور حرکت داده شوند. ورودی موتور سیگنال ولتاژ است و خروجی آن موقعیت زاویه ای موتور است. بنابراین، در این راهبرد با کنترل موتور سر و کار داریم و گشتاور مورد نیاز برای حرکت دادن مفاصل ربات به صورت گشتاور بار موتور در معادلات ظاهر می‌شود. به عبارت دیگر, این راهبرد مستقل از دینامیک پیچیده غیر خطی ربات است. چون از طریق کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور به کنترل موقعیت مفاصل ربات می‌پردازیم. کنترل ولتاژ مشکلات کنترل گشتاور را ندارد. زیراً در این راهبرد وجود موتور در سیستم رباتیک ملاحظه شده است و قانون کنترل ولتاژ اعمالی به سیستم رباتیک را محاسبه می‌کند. همچنین راهبرد کنترل ولتاژ مستقل از مدل ربات باشد. بنابراین، بار محاسباتی کنترل کننده بسیار کمتر است. در

این روش با مدل موتور سر و کار داریم که بسیار ساده تر از مدل ربات است. در راهبرد کنترل ولتاژ به فیدبک‌های جریان موتور و متغیرهای مفاصل ربات نیاز داریم که اندازه گیری آنها راحت تر از اندازه گیری سرعت و شتاب است.

مقاوم نمودن این راهبرد در برابر عدم قطعیت‌ها یک میدان تحقیقاتی وسیع و جدید است. در [۶۳] روش کنترل مقاوم غیر خطی [۱] برای مقاوم نمودن راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. همچنین روش پیشنهادی به راهبرد کنترل گشتاور نیز اعمال شده است و الگوریتم بهینه‌سازی پرندگان برای محاسبه ضرایب بهینه هر دو کنترل‌کننده اجرا شده است. خطای ردگیری در راهبرد کنترل ولتاژ بسیار کمتر است. در [۶۴] روش‌هایی برای کاهش تأثیر عدم قطعیت در سیستم حلقه بسته با استفاده از این راهبرد پیشنهاد شده است. در [۶۵] یک روش مقاوم فازی برای کنترل ربات های الکتریکی ارائه شده است. تحلیل پایداری کنترل کننده‌های فازی برای بازوهای رباتیک با توجه به پیچیدگی‌های مدل ربات بسیار مشکل است. اما در راهبرد کنترل ولتاژ می‌توان با پیشنهاد دادن یک تابع لیاپانوف ساده پایداری سیستم کنترل را اثبات نمود. در [۴۱] روش فازی تطبیقی جدیدی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. در این روش قانون کنترل با توجه به مدل نامی موتور طراحی می‌شود. سپس برای جبران عدم قطعیت-های ناشی از عدم تطابق مدل و اغتشاش خارجی، یک جبرانساز فازی تطبیقی به قانون کنترل اضافه می-شود. پارامترهای سیستم فازی تطبیقی توسط قوانین تطبیق که از اثبات پایداری استخراج می‌شوند، بدست می‌آیند. خطای ردگیری در این روش بسیار ناچیز است و نشان داده شده است که جبرانساز فازی تطبیقی به خوبی عدم قطعیت‌ها را تقریب می‌زند. در حالت کلی عدم قطعیت مجتمع تابعی غیرخطی از حالات سیستم و اغتشاش خارجی است که باید به عنوان ورودی سیستم فازی تطبیقی در اختیار باشند تا عدم قطعیت را تخمین بزنند. در [۴۱] نشان داده شده است که عدم قطعیت می‌تواند تابعی از خطای ردگیری و مشتق آن درنظرگرفته شود. در مقایسه با راهبرد کنترل گشتاور این روش بسیار ساده‌تر است.

زیرا بدست آوردن مدل نامی سیستم رباتیک دشوار است. علاوه بر این، حجم محاسبات کنترل کننده را افزایش می‌دهد. در [۶۶]، کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. در این روش، نیازی به تخمین پارامترهای موتور نداریم و قانون کنترل ایده‌آل توسط یک سیستم فازی تطبیقی بدست می‌آید.

در سال‌های اخیر افزایش سریعی در استفاده از کنترل کننده‌های دیجیتال در سیستم‌های کنترل حاصل شده است. در واقع بسیاری از سیستم‌های کنترل صنعتی، کامپیوترهای دیجیتال را به عنوان جزء لازم عملیات خود در بر می‌گیرند. از مزایای سیستم‌های کنترل دیجیتال می‌توان به: قابلیت ساخت آسان، قابلیت تغییر، حساسیت کم نسبت به تغییرات محیط و ارزان بودن اشاره کرد [۶۷]. اگر مدل ریاضی سیستم معلوم باشد، مدل زمان-گسسته آن را می‌توان از طریق روش‌های گسسته سازی بدست آورد. با این حال، در واقعیت بسیاری از سیستم‌های پیچیده را به سختی می‌توان به صورت ریاضی مدلسازی کرد. بنابراین، توجه برای طراحی و آنالیز کنترل زمان گسسته به منظور بکارگیری کامپیوترهای دیجیتال به عنوان کنترل کننده مورد نیاز است. کنترل گسسته سیستمهای غیرخطی نامعین از جمله بازوی مکانیکی ربات حجم انبوهی از تحقیقات را در شکل‌های مختلف الگوریتم‌های کنترلی به خود اختصاص داده است [۷۶-۶۸]. تمامی این روش‌ها مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند. طراحی قانون کنترل در برخی از این روش‌ها نیازمند گسسته‌سازی مدل نامی زمان-پیوسته ربات می‌باشد که بار محاسباتی زیادی به کنترل کننده تحمیل می‌کند. بنابراین، توسعه راهبرد کنترل ولتاژ در حوزه زمان گسسته ضروری به نظر می‌رسد.

در [۷۷]، کنترل بهینه تکراری زمان گسسته بازوهای رباتیک مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. کنترل مربعی خطی یک الگوریتم کنترل بهینه برای سیستم‌های خطی می‌باشد که در این مقاله روش فوق به سیستم غیر خطی بازوی رباتیک تعمیم داده شده است. برای این منظور، سیستم

غیرخطی به صورت یک سیستم خطی متغیر با زمان نمایش داده می‌شود. قانون کنترل به صورت یک فیدبک خطی از حالات سیستم طراحی می‌شود که ماتریس ضریب آن متغیر با زمان می‌باشد و مقدار آن از بهینه‌سازی تابع هزینه موردنظر بدست می‌آید. باید توجه داشت که کنترل مربعی خطی برای سیستم-های معین طراحی شده است. بنابراین، باید این الگوریتم را برای تعمیم به سیستم‌های نامعین اصلاح کرد. در این مقاله برای جبران عدم قطعیت از روش مرجع [۴۱] استفاده شده است. در [۷۸]، کنترل فازی تطبیقی گسسته ربات‌ها با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ انجام شده است. همچنین، روشی برای جبران خطای تقریب سیستم فازی ارائه شده است. اثبات پایداری سیستم کنترل به روش مستقیم لیاپانوف انجام شده است. در [۱۰]، روش جدیدی برای اثبات پایداری سیستم به کمک الگوریتم گرادیان نزولی ارائه شده است. همان طور که اشاره شد، بسیاری از ربات‌های تجاری فقط فیدبک موقعیت را در اختیار کاربر قرار می‌دهند. به همین دلیل در [۱۰]، روشی برای حذف سنسورهای جریان موتور و سرعت زاویه‌ای مفصل ارائه شده است. همچنین از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ برای تخمین عدم قطعیت استفاده شده است.

کنترل ربات‌ها در فضای کار پیچیده تر از کنترل در فضای مفصلی می‌باشد، زیرا در فضای کار به ماتریس ژاکوبین نیز نیاز داریم که پارامترهای زیادی دارد .در نتیجه، نسبت به کنترل در فضای مفصلی عدم قطعیت‌های سیستم افزایش می‌یابد. در[۷۹] یک روش مقاوم تطبیقی مبتنی بر کنترل گشتاور برای کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. ترکیب روش‌های کنترلی همچون کنترل مود لغزشی، خطی سازی فیدبکی و طراحی پس گام یکی دیگر از تکنیک های ارائه شده جهت کنترل گشتاور ربات در فضای کار می باشد[۸۰]. از کنترل فازی نیز برای مقاوم نمودن کنترل ربات در فضای کار استفاده شده است[۸۱]. طراحی قوانین تطبیق جهت شناسایی پارامترهای سینماتیکی و دینامیکی، نیز یکی دیگر از راه حل‌های پیشنهاد شده به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها برای کنترل ربات در فضای کار می‌باشد[۸۲]. این

روش نیز مبتنی بر کنترل گشتاور می‌باشد و تعداد پارامترهایی که باید شناسایی شوند زیاد است. همچنین قانون کنترل آن پیچیده است. در حالی که اگر با راهبرد کنترل ولتاژ به کنترل ربات در فضای کار بپردازیم روابط بسیار ساده‌تر می‌شوند. در [۸۳] با استفاده از این راهبرد، یک تکنیک ساده و جالب برای جبران عدم قطعیت جهت کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. در این تکنیک نیازی به شناسایی هیچ پارامتری نداریم و فقط با استفاده از فیدبک گرفتن از ولتاژ خروجی کنترل کننده پس از یک تأخیر زمانی کوچک، سیستم کنترل در مقابل انواع عدم قطعیت‌ها اعم از عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی مقاوم می‌شود. این تکنیک اختصاص به فضای کار ندارد و می‌توان به سادگی از آن در فضای مفصلی استفاده کرد.

در نظر گرفتن انعطاف مفاصل کنترل ربات را بسیار پیچیده تر می‌کند، زیرا در مقایسه با ربات‌های صلب، تعداد متغیرها دو برابر می‌شود [۱]. علاوه بر این، به دلیل انعطاف، موقعیت رابط نمی‌تواند دقیقاً موقعیت محرک را دنبال کند. بنابراین، قانون کنترل باید بتواند خطای ناشی از انعطاف مفاصل را نیز جبران کند. برای کنترل ربات های با مفاصل منعطف، روش‌های بسیاری مبتنی بر کنترل گشتاور ارائه شده است [۸۸-۸۴]. به عنوان مثال، می‌توان به کنترل PD [۸۹]، خطی سازی فیدبکی[۹۰]، کنترل مقاوم[۹۱]، کنترل مود لغزشی[۹۲]،کنترل تطبیقی[۹۳]، و کنترل فازی [۹۴] اشاره کرد.

کنترل ربات‌های منعطف با راهبرد کنترل گشتاور به روابط بسیار پیچیده‌ای منجر می‌شود. در حالی که اگر با راهبرد کنترل ولتاژ به این مسئله بپردازیم، دشواری‌های آن کاهش چشمگیری می‌یابد. در [۹۵] روش بسیار ساده‌ای برای کنترل ربات‌های منعطف ارائه شده است. قانون کنترل با استفاده از خطی‌سازی فیدبکی و برمبنای مدل نامی موتور طراحی می‌شود. سپس با استفاده از تکنیک مرجع [۸۳]، عدم قطعیت‌ها جبران می‌شوند. همچنین برای پیشنهاد زاویه مطلوب موتور از یک ساختار ساده تناسبی-انتگرالی- مشتقی استفاده شده است. در عمل، موتور در برابر اضافه ولتاژ محافظت می‌شود. بنابراین، ولتاژ

موتور محدود است. از این حقیقت می‌توان استفاده کرد و نشان داد که اگر ولتاژ موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم محدود باشد، سرعت و جریان آن نیز محدود هستند. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این روش علیرغم سادگی آن، توانایی خوبی در کنترل رباتهای منعطف دارد. در [۹۶]، این روش بهبود یافته است و برای تخمین پارامترهای مدل نامی موتور، قوانین تطبیق ارائه شده است. همچنین برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته از تابع انرژی به عنوان تابع منتخب لیاپانوف استفاده شده است. در [۹۷] از یک قانون کنترل غیرخطی برای تعیین زاویه مطلوب موتور استفاده شده است. برای تعیین جبرانساز عدم قطعیت ناگزیر به استفاده از تابع علامت می‌باشیم که احتمال لرزش را افزایش می‌دهد. برای جلوگیری از این پدیده نامطلوب، روشهایی در این مقاله ارائه شده است. همچنین همگرایی مجانبی خطای ردگیری به سمت صفر تضمین شده است. علاوه بر فضای مفصلی، عملکرد کنترل کننده مذکور در فضای کار نیز بررسی شده است. در [۹۸] از سیستمهای فازی نوع دو برای کنترل رباتهای منعطف با راهبرد کنترل ولتاژ استفاده شده است.

روش‌های کنترل موقعیت بازوی رباتیک، تا هنگامی که در فضای آزاد هستیم، مناسب هستند چنانچه مجری نهایی با محیط تماس پیدا کند، این کنترل به تنهایی کافی نخواهد بود. در مساله تعامل بازوی ماهر ربات با محیط علاوه بر کنترل موقعیت باید نیروهایی که توسط جسم یا محیط به ربات وارد می‌شود نیز کنترل گردند. به همین دلیل، در این مسائل، با مفهوم امپدانس سر و کار خواهیم داشت. کنترل امپدانس در مقایسه با کنترل در فضای کار پیچیده تر است. زیرا علاوه بر عدم قطعیت‌های مربوط به مدل سیستم رباتیک، ویژگی‌های محیط نیز ممکن است ناشناخته باشند. مطالعات فراوانی در زمینه کنترل امپدانس ربات‌ها با استفاده از راهبرد کنترل گشتاور انجام شده است [۱۰۶-۹۹]. اما کنترل امپدانس با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ یک میدان تحقیقاتی جدید است. در [۱۰۷]، برای اولین بار این موضوع مطرح شده است و قانون کنترلی مبتنی بر مدل ارائه شده است. در مقایسه با روش‌های کنترل

گشتاور، این قانون کنترل بسیار ساده است. در [۱۰۸]، برای مقاوم نمودن این قانون کنترل، روش‌هایی مبتنی بر سیستم‌های فازی تطبیقی پیشنهاد شده است.

باید توجه داشت که راهبرد کنترل ولتاژ با سایر روشهایی که در آنها دینامیک محرکه‌ها لحاظ شده است [۱۱۲-۱۰۹]، تفاوت‌های اساسی دارد. با وجود اینکه قانون کنترل در این روشها، ولتاژ اعمالی به موتورها را محاسبه می‌کند، در واقع باید آنها را در حوزه کنترل گشتاور جای داد. طراحی قانون کنترل در این روشها بدین صورت است که ابتدا گشتاور مورد نیاز برای اعمال به مفاصل به منظور ردگیری مسیر مطلوب محاسبه می‌شود. سپس با توجه به رابطه گشتاور و جریان موتور، جریان موردنیاز بدست می‌آید. در نهایت، ولتاژ ورودی موتورها طوری محاسبه می‌شود که آن جریان مطلوب در مدار آرمیچر جاری شود همان‌طور که ملاحظه می‌شود، فرآیند طراحی در این روش‌ها طولانی است. در حالی که در راهبرد کنترل ولتاژ از با فیدبک گرفتن از جریان موتور و این حقیقت که این سیگنال حاوی تمام اثرات غیرخطی بازوی رباتیک است، روند طراحی بسیار ساده می‌شود و حجم محاسبات کنترل کننده کاهش چشمگیری می‌یابد. همچنین، می‌توان طراحی را طوری انجام داد که نیازی به حسگر جریان موتور نداشته باشد.

راهبرد کنترل ولتاژ به موتورهای جریان مستقیم مغناطیس دائم محدود نمی‌شود. در [۱۱۳]، این راهبرد به رباتهای مجهز به موتورهای جریان متناوب نیز با موفقیت تعمیم داده شده است. روشهای مرسوم کنترل موتورهای جریان متناوب عبارتنداز: کنترل مستقیم گشتاور[1] و کنترل میدان[2]. اما در [۱۱۳]، روشهای جدیدی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل رباتهایی که توسط موتور سنکرون مغناطیس دائم به حرکت در می‌آیند، ارائه شده است. در [۱۱۳]، موتور سنکرون مغناطیس دائم به عنوان یک سیستم غیرخطی در نظر گرفته شده است که ربات، بار آن می‌باشد. سپس دو قانون کنترل برای محاسبه

[1] Direct Torque Control (DTC)

[2] Field Oriented Control (FOC)

ولتاژ ورودی موتور یکی در راستای محور d و دیگری در راستای محور q طراحی می‌شود و عدم قطعیت‌ها توسط سیستم‌های فازی تطبیقی تخمین زده می‌شوند. قوانین تطبیق پارامترهای سیستم فازی از اثبات پایداری سیستم حلقه بسته بدست می‌آیند. مزیت اصلی این روش نسبت به DTC و FOC تضمین پایداری سیستم کنترل است.

یکی دیگر از موضوعات مطرح در حوزه رباتیک، کنترل رباتهای متحرک می‌باشد. سیستم کنترل رباتهای متحرک شامل دو حلقه کنترلی به نامهای حلقه کنترل سینماتیکی و حلقه کنترل گشتاور می‌شود. وظیفه حلقه کنترل سینماتیکی محاسبه سرعت مطلوب ربات برای ردگیری مسیر مطلوب است، سپس، حلقه کنترل گشتاور، سرعت ربات را به سرعت مطلوب محاسبه شده توسط حلقه کنترل سینماتیکی می‌رساند. مطالعات بسیاری در زمینه کنترل رباتهای متحرک انجام شده است. به عنوان مثال می‌توان به کنترل H_∞ [۱۱۴]، کنترل مود لغزشی [۱۱۵]، کنترل تطبیقی [۱۱۶]، کنترل مود لغزشی تطبیقی [۱۱۷]، خطی‌سازی فیدبکی مقاوم [۱۱۸]، کنترل مقاوم [۱۱۹] و کنترل تطبیقی مقاوم [۱۲۰] اشاره کرد. در زمینه کنترل هوشمند رباتهای متحرک نیز تحقیقات فراوانی انجام شده است [۱۲۵-۱۲۱]. اما تمامی این روش‌ها در حوزه راهبرد کنترل گشتاور جای می‌گیرند و همان‌طور که اشاره شد پیچیده و پرمحاسبه هستند. به منظور ساده‌سازی قوانین کنترل رباتهای متحرک، راهبرد کنترل ولتاژ به این رباتها نیز توسعه داده شده است. در [۱۲۶]،مدلسازی جدیدی از این رباتها در فضای کار ارائه شده است، همچنین روشی ارائه شده است که فقط یک حلقه کنترلی دارد و قانون کنترل مستقیماً ولتاژ اعمالی به موتورها را محاسبه می‌کند.برای مقاوم نمودن قانون کنترل در برابر عدم قطعیت‌ها، از روش‌های کنترل مقاوم کلاسیک [۱۲۷] استفاده شده است. این روش در پیاده‌سازی عملی نیز با موفقیت اجرا شده است.

۱-۱-۳- کنترل عاطفی

در دهه‌های اخیر، شاهد استقبال بسیار زیادی از الگوریتمهای هوشمند و مدل‌های ریاضی الهام گرفته شده از سیستم‌های بیولوژیکی و طبیعت بوده‌ایم. به عنوان مثال می‌توان به الگوریتم بهینه‌سازی پرندگان، الگوریتم ژنتیک و شبکه‌های عصبی اشاره نمود. البته تعداد الگوریتهای ارائه شده در این حوزه بسیار زیاد است. مهمترین تفاوت سیستمهای هوشمند با سایر سیستمها، توانایی یادگیری آنها می‌باشد. منظور از یادگیری در سیستمهای هوشمند، تنظیم پارامترهای سیستم به منظور تعامل بهتر و کارامدتر با محیط می‌باشد. ویژگی دیگر سیستمهای هوشمند، وجود مکانیزمی برای ارزیابی نحوه تعامل سیستم با محیط می‌باشد.

کنترل کننده هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی مغز [۱۲۸] نیز یکی دیگر از این طرح‌ها می‌باشد. جزئیات این کنترل‌کننده و نحوه مدلسازی ریاضی آن در فصل ۵ بیان شده است. در این نوع کنترل‌کننده هوشمند، ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده و همچنین تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده (وزنها) بر اساس سیگنال پاداش می‌باشد. درگذشته هیجانات، عواطف و احساسات به عنوان یک عامل منفی در فرآیند تصمیم‌گیری‌های عاقلانه و منطقی مطرح بوده است. امروزه بسیاری از پژوهشگران معتقدند عواطف و احساسات نقش مثبتی در سیستمهای بیولوژیکی و طبیعی دارند. علاوه بر این، یادگیری عاطفی به دلیل سادگی، حجم بسیار اندک محاسبات و قدرت یادگیری سریع، عملکرد فوق‌العاده‌ای در سیستم‌های تصمیم‌گیری و همچنین سیستم‌های کنترل داشته است و از آن در حل بسیاری از مسائل مهندسی از قبیل پیش بینی [۱۲۹]، کنترل سیستم‌های قدرت [۱۳۱-۱۳۰]، کاهش تلاش کنترلی [۱۳۲]، پایدارسازی [۱۳۳]، کنترل ماشین لباسشویی [۱۳۴] و بسیاری از مسائل دیگر [۱۳۷-۱۳۵] استفاده شده است.

تاکنون در هیچیک از کاربردهای آن به عنوان کنترل‌کننده سیستم‌های غیر خطی، اثبات پایداری قوی و مبتنی بر لیاپانوف ارائه نشده است. دلیل آن نیز وجود قوانین تطبیق منحصر به فرد در این کنترل

کننده است که با قوانین تطبیقی که معمولا از اثبات پایداری سیستمهای غیر خطی بدست می‌آیند، بسیار متفاوت می‌باشند. تنها در [۱۳۸]، یک اثبات پایداری مبتنی بر قضیه لیاپانوف برای کنترل دسته‌ای بسیار خاص از سیستم‌های خطی ارائه شده است. البته در [۱۳۸]، فقط به مسئله تنظیم توجه شده است. بنابراین، اثبات پایداری این کنترل‌کننده برای سیستم‌های غیرخطی در حالت کلی ردگیری، یک مسئله حل نشده به نظر می‌رسد. در این پایان‌نامه، برای اولین بار به این موضوع پرداخته شده است.

۱-۲- اهداف مورد نظر

هدف این رساله، تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم بازوهای رباتیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد. در دهه‌های اخیر، مطالعات فراوانی در زمینه تخمینگرهای فازی و عصبی انجام شده است. بنابراین، در این رساله به مطالعه سایر تخمینگرها می‌پردازیم. در سالهای اخیر، از توابع متعامد مانند چندجمله‌ای‌های لژاندر و سری فوریه در کنترل مقاوم سیستمهای رباتیک استفاده شده است. اما کنترل-کننده‌های پیشنهاد شده مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند و پیچیدگی‌های زیادی دارند. به عنوان مثال، در [۴۸-۴۲]، تمام درایه‌های ماتریس‌های توصیف‌کننده مدل ریاضی ربات، با استفاده از سری فوریه تخمین زده شده است. در این رساله، شیوه جدید و ساده‌تری از کاربرد توابع متعامد در کنترل مقاوم بازوهای رباتیک مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه خواهیم کرد. در کنترل کننده‌های پیشنهادی، عدم قطعیت مجتمع را تخمین خواهیم زد که شامل اغتشاش خارجی، دینامیک‌های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری می‌باشد. عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی را با سایر کنترل کننده‌های مبتنی بر ولتاژ مقایسه خواهیم نمود.

دوره تناوب اساسی سری فوریه یکی از پارامترهای مهم طراحی این تخمینگر می‌باشد. در [۴۸-۴۲]، این پارامتر با سعی و خطا تنظیم شده است. در این رساله، تمرکز بیشتری روی این پارامتر خواهیم داشت

و معیاری برای تعیین آن ارائه خواهیم داد. در بسیاری از کاربردهای عملی، مسیرهای مطلوب، توابعی متناوب می‌باشند. بنابراین، در این رساله فرض می‌کنیم مسیر مطلوب توابعی متناوب هستند و نشان خواهیم داد که کوچکترین مضرب مشترک دوره تناوب مسیرهای مطلوب می‌تواند معیاری مناسب برای دوره تناوب اساسی سری فوریه تخمینگر عدم قطعیت باشد.

همچنین در این پایان نامه برای اولین بار یک اثبات پایداری مبتنی بر قضیه لیاپانوف برای کنترل سیستمهای غیر خطی با استفاده از کنترل‌کننده‌های عاطفی ارائه خواهیم نمود.

۱-۳- ساختار کلی رساله

فصل‌های دیگر پایان‌نامه به صورت زیر تنظیم شده‌اند:

- فصل دوم به مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات و بدست آوردن معادلات ریاضی آن اختصاص داده شده است. در این فصل ربات اسکارا مدلسازی می‌گردد.
- در فصل سوم راهبرد کنترل ولتاژ را معرفی می‌کنیم و دلایل برتری آن را نسبت به کنترل گشتاور تشریح خواهیم نمود.
- در فصل چهارم، عدم قطعیت‌ها را با استفاده از سری فوریه تخمین خواهیم زد. قوانین تطبیق ضرایب سری فوریه را بدست می‌آوریم و پایداری سیستم کنترل را اثبات خواهیم نمود. سپس، دوره تناوب اساسی سری فوریه را تعیین می‌کنیم. همچنین، مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل کننده پیشنهادی و یک کنترل کننده عصبی- فازی انجام خواهیم داد. علاوه بر این، قانون کنترل پیشنهادی را به صورت عملی پیاده‌سازی می‌کنیم.

- فصل پنجم به کنترل مقاوم در فضای کار می‌پردازد. ابتدا یک روش کنترل مقاوم کلاسیک را مطرح می‌کنیم. همان طور که اشاره شد، در روشهای مرسوم کنترل مقاوم، کران بالای عدم قطعیت که تابعی غیرخطی از حالات سیستم است، مورد نیاز است. در این فصل، عدم قطعیت‌ها را با استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر تخمین خواهیم زد. همچنین، مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل کننده پیشنهادی و روشهای مرسوم انجام خواهیم داد.
- در فصل ششم، به تشریح یادگیری عاطفی مغز و همچنین کنترل مقاوم سیستم‌های غیرخطی مرتبه اول با استفاده از کنترل‌کننده عاطفی خواهیم پرداخت. قانون کنترل پیشنهادی به صورت عملی پیاده سازی می‌شود.

فصل دوم

مروری بر مدلسازی ریاضی بازوهای ماهر مکانیکی

- مدلسازی سینماتیکی
- مدلسازی دینامیکی
- مدل ریاضی بازوی اسکارا

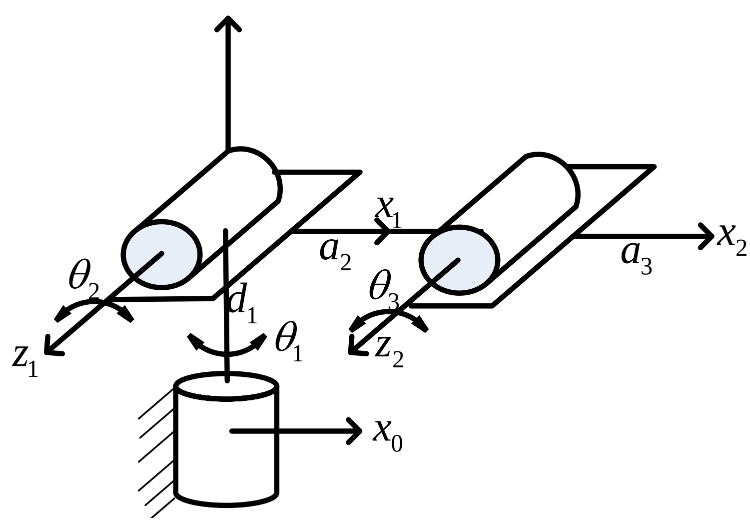
۲-۱- مقدمه

در این فصل چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی بازوهای ماهر مکانیکی را تشریح خواهیم کرد [۱]. مدلسازی ربات ها شامل دو بخش مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی است. در مدل سازی سینماتیکی روابط مربوط به حرکت ربات را بدست می‌آوریم. به طور کلی می توان گفت منظور از سینماتیک بررسی حرکت بدون حضور نیرو است. در مدل سازی سینماتیکی تشکیل جدول دناویت هارتنبرگ مهمترین گام است. این الگوریتم روشی منظم برای انجام سینماتیک مستقیم ارائه می‌کند. در مدلسازی دینامیکی روابط انرژی جنبشی و پتانسیل ربات را بدست می‌آوریم. سپس با استفاده از روش‌های مکانیک تحلیلی مدل دینامیکی ربات را بدست می‌آوریم. در پایان، مدل ریاضی ربات کروی ارائه شده است.

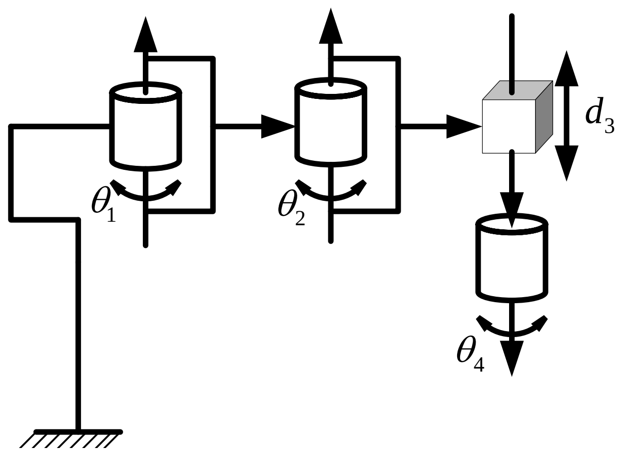
۲-۲- مدلسازی سینماتیکی

۲-۲-۱- سینماتیک مستقیم

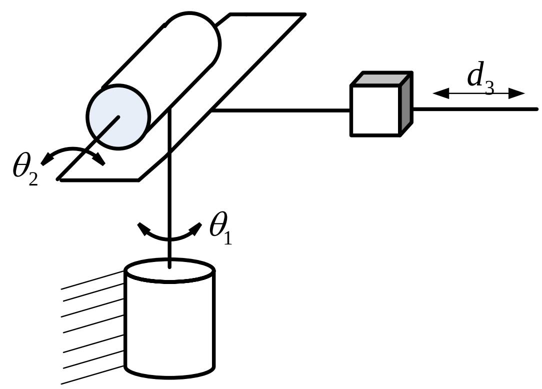
مفاصل رباتها به دو نوع کشویی و لولایی تقسیم می‌شوند. مفصل لولایی (که به اختصار با R نمایش داده می‌شود) امکان چرخش نسبی بین دو رابط را فراهم می‌آورد. مفصل کشویی (که با نماد P نشان داده می شود) اجازه حرکت نسبی طولی بین دو رابط را می‌دهد. با توجه به چگونگی ترتیب مفاصل رباتها، پیکربندی‌های مختلفی از آنها وجود دارد. پیکربندی‌های متداول عبارتنداز: هنرمند، استوانه‌ای، اسکارا، استنفورد و کروی. در پیکربندی هنرمند سه مفصل لولایی وجود دارد. در بازوی ماهر استوانه‌ای اولین مفصل از نوع لولایی می‌باشد که اجازه چرخش حول پایه را فراهم می‌آورد و دو مفصل بعدی کشویی هستند. دیاگرام مفصلی این ربات در شکل ۲-۱ رسم شده است. دیاگرام مفصلی ربات‌های اسکارا و کروی نیز به ترتیب در شکل‌های ۲-۲ و ۲-۳ نشان داده شده‌اند. متغیرهای مفاصل در مفصل لولایی زاویه بین دو رابط و در مفاصل کشویی طول رابط می‌باشد.



شکل۲-۱ ربات هنرمند



شکل۲-۲ ربات اسکارا



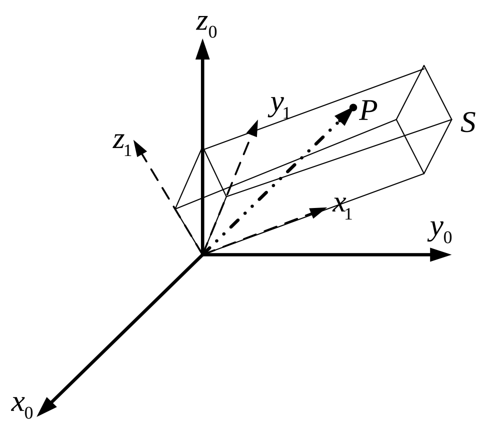
شکل ۲-۳ دیاگرام مفصلی ربات کروی

دستورالعمل دناویت-هارتنبرگ روشی منظم و منسجم برای مدلسازی سینماتیکی انواع رباتها می‌باشد. آنالیز سینماتیک مستقیم (تعیین موقعیت و جهت مجری نهایی با استفاده از متغیرهای مفاصل) با استفاده از این دستورالعمل انجام می‌شود. برای انجام این کار ابتدا باید ماتریس‌های تبدیل و دوران و بردار انتقال را معرفی کنیم.

ماتریس دوران: فرض کنید P_0 نمایش نقطه P در دستگاه مختصات {0} با محورهای $\{x_0, y_0, z_0\}$ باشد و P_1 نمایش همان نقطه در دستگاه مختصات {1} با محورهای $\{x_1, y_1, z_1\}$ باشد. همان طور که در شکل ۲-۵ مشاهده می‌شود، مبدأ این دو دستگاه نقطه *0* می‌باشد، اما محورهای آنها نسبت به هم دوران یافته است. با استفاده از ماتریس دوران و P_0 می‌توانیم P_1 را بدست آوریم و بالعکس. به راحتی می‌توان نشان داد [۱] که R_1^0 (توصیف دستگاه {0} در دستگاه {1}) به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$R_1^0 = \begin{bmatrix} i_0.i_1 & j_0.i_1 & k_0.i_1 \\ i_0.j_1 & j_0.j_1 & k_0.j_1 \\ i_0.k_1 & j_0.k_1 & k_0.k_1 \end{bmatrix} \qquad (۱-۲)$$

$\{i, j, k\}$ بردارهای یکه دستگاه‌های مختصات می‌باشند که در هم ضرب نقطه‌ای می‌شوند.



شکل ۲-۴ محورهای مختصات دوران یافته

همچنین روابط زیر به سادگی قابل اثبات می‌باشند [۱].

$$P_1 = R_1^0 P_0 \quad , P_0 = R_0^1 P_1 \qquad (۲-۲)$$

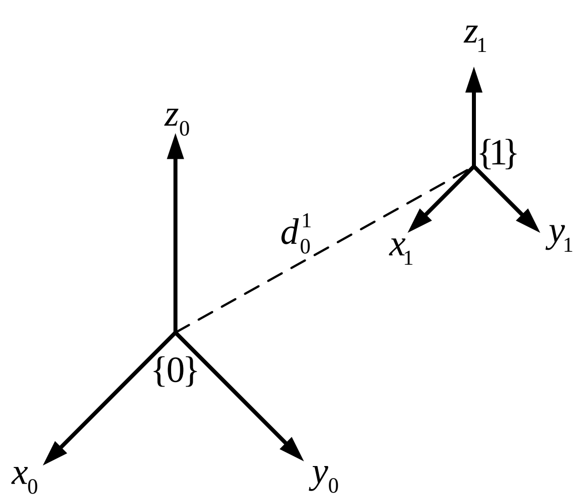
$$R_0^1 = R_1^{0^T} = R_1^{0^{-1}} \qquad (۳-۲)$$

به عنوان مثال اگر دستگاه $\{1\}$ از دوران دستگاه $\{0\}$ حول محور z_0 به اندازه زاویه θ بوجود آمده باشد، خواهیم داشت:

$$R_0^1 = R_{z,\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (۴-۲)$$

بردار انتقال: فرض کنید در شکل ۲-۵ محورهای دستگاه‌های $\{1\}$ و $\{0\}$ موازی باشند و بردار d_0^1 برداری از مبدأ o_0 به مبدأ o_1 است که در دستگاه $\{0\}$ بیان می‌شود. مطابق قبل، هر نقطه دو نمایش P_0 و P_1 دارد که به صورت زیر به هم مربوط می‌شوند.

$$P_0 = P_1 + d_0^1 \qquad (۵-۲)$$



شکل ۲-۵ دستگاه مختصات انتقال یافته

بیشترین رابطه کلی بین دستگاه‌های مختصات به صورت ترکیب دوران خالص و انتقال خالص می‌تواند باشد و به عنوان حرکت صلب معرفی می شود [۱]. اگر دو حرکت صلب به صورت زیر داشته باشیم:

$$P_0 = R_0^1 P_1 + d_0^1 \qquad (۲-۶)$$

$$P_1 = R_1^2 P_2 + d_1^2 \qquad (۲-۷)$$

ترکیب آنها حرکت صلب سومی را تعریف می‌نماید که می‌توانیم با جایگذاری P_1 از (۲-۷) در (۲-۶) بیان کنیم.

$$P_0 = R_0^1 R_1^2 P_2 + R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \qquad (۲-۸)$$

چون رابطه بین P_0 و P_2 یک حرکت صلب است می‌توانیم آن را به صورت زیر بیان کنیم:

$$P_0 = R_0^2 P_2 + d_0^2 \qquad (۲-۹)$$

بنابراین، داریم:

$$R_0^2 = R_0^1 R_1^2 \qquad (۲-۱۰)$$

$$d_0^2 = R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \qquad (۲-۱۱)$$

تساوی ماتریسی

$$\begin{bmatrix} R_0^1 & d_0^1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} R_1^2 & d_1^2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0^1 d_1^2 & R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (۲-۱۲)$$

که در آن 0 به جای $\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ قرار گرفته است نشان می‌دهد که حرکتهای صلب بوسیله مجموعه ماتریس‌ها به فرم زیر می‌تواند نشان داده شود:

$$T = \begin{bmatrix} R & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (۲-۱۳)$$

که به آن ماتریس تبدیل همگن می‌گوییم. به عنوان مثال، ماتریس تبدیل همگن T که دوران α درجه حول محور X، سپس انتقال b واحدی در امتداد محور X فعلی و بعد انتقال d واحدی در امتداد محور فعلی Z و بعد دوران θ درجه حول محور فعلی Z دارد به صورت زیر می‌باشد:

$$
\begin{aligned}
T &= Rot(z,\theta).Trans(z,d).Trans(x,a).Rot(x,\alpha) \\
&= \begin{bmatrix} C_\theta & -S_\theta & 0 & 0 \\ S_\theta & C_\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_\theta & -S_\theta & 0 \\ 0 & S_\theta & C_\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} C_\theta & -S_\theta C_\alpha & S_\theta S_\alpha & aC_\theta \\ S_\theta & C_\theta C_\alpha & -C_\theta S_\alpha & aS_\theta \\ 0 & S_\alpha & C_\alpha & d \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{۲-۱۴}
$$

که در آن در C_θ نماد $\cos(\theta)$ و S_θ نشان دهنده $\sin(\theta)$ است. کمیت‌های a,d,α,θ در گام ۷ دستورالعمل دناویت هارتنبرگ تعریف خواهند شد. در ربات‌هایی با $n+1$ رابط، رابط‌ها را از صفر تا n شماره گذاری می‌کنیم. از پایه ربات به عنوان رابط صفر استفاده می‌کنیم و مفاصل را از یک تا n شماره-گذاری می‌کنیم. به انتهای هر رابط یک دستگاه مختصات متصل می‌کنیم. شماره این دستگاه مختصات همان شماره رابط است.

الگوریتم دناویت هارتنبرگ: با این مقدمات، دستورالعمل دناویت هارتنبرگ را می‌توان به صورت زیر خلاصه نمود:

گام ۱: محورهای مفاصل را $z_0,\dots,z_{n-1}$ قرار داده و نامگذاری کنید.

گام ۲: دستگاه پایه را نصب کنید. مبدأ را در هر جای دلخواه روی محور z_0 تنظیم کنید.

محورهای x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد به طور مناسب انتخاب کنید. برای $i=1,...,n-1$ گام های ۳ تا ۵ را اجرا نمایید.

گام ۳: مبدأ o_i را جایی که عمود مشترک z_i و z_{i-1} ، z_i را قطع می‌کند قرار دهید. اگر z_i و z_{i-1} متقاطع هستند، نقطه o_i را در نقطه تقاطع قرار دهید. اگر z_i و z_{i-1} موازی هستند، o_i را در محل مفصل i قرار دهید.

گام ۴: x_i را در امتداد عمود مشترک بین z_i و z_{i-1} و در عبور از o_i قرار دهید. وقتی z_i و z_{i-1} متقاطع هستند در جهت عمود به صفحه z_i و z_{i-1} قرار دهید.

گام ۵: y_i را با تکمیل دستگاه راستگرد مشخص سازید.

گام ۶ دستگاه مختصات قسمت پایانی x_n, y_n, z_n را تعیین کنید.

گام ۷: یک جدول از پارامترهای رابط $a_i, d_i, \alpha_i, \theta_i$ درست کنید.

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

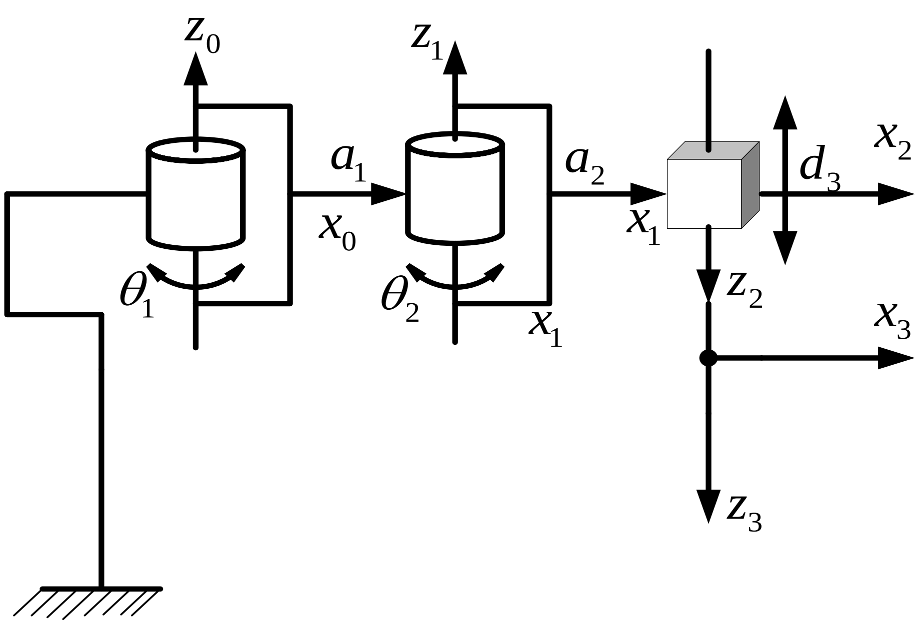
d_i: طول امتداد z_{i-1} از o_{i-1} تا محل تقاطع محورهای x_i و z_{i-1} است. هرگاه مفصل i کشویی باشد d_i متغیر است.

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

θ_i: زاویه بین x_i و x_{i-1} که حول z_{i-1} اندازه‌گیری می‌شود. هرگاه مفصل i لولایی باشد θ_i متغیر است.

گام ۸: ماتریس های تبدیل همگن A_i را با جایگذاری پارامترهای بالا در (۲-۱۴) تشکیل دهید.

گام ۹: $T_0^n = A_1,\ldots,A_n$ را تشکیل دهید. این ماتریس تبدیل موقعیت و جهت دستگاه آخرین دستگاه مختصات را در دستگاه مختصات پایه نشان می‌دهد.



شکل۲-۶ اختصاص دستگاههای مختصات به بازوی اسکارا

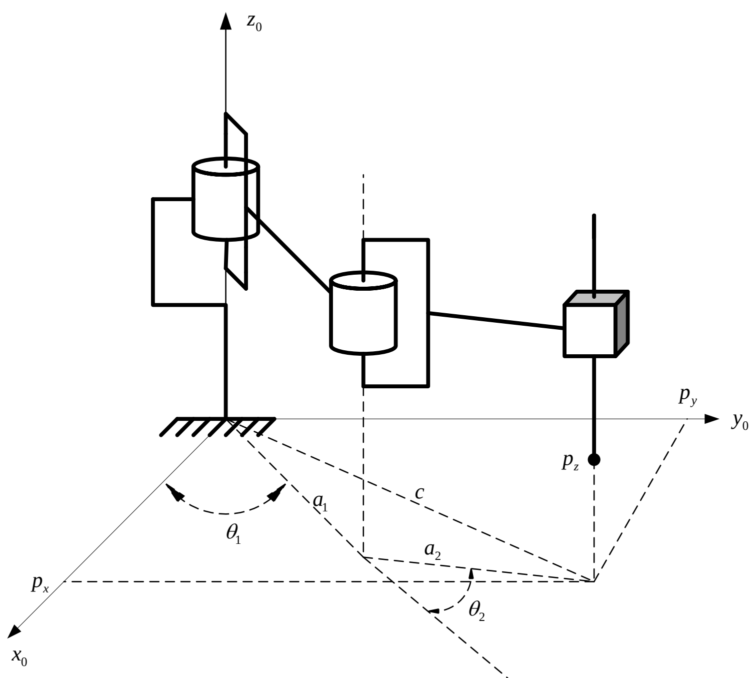
شکل ۲-۶ چگونگی اختصاص دستگاه‌های مختصات را به بازوی ماهر اسکارا با استفاده از قوانین دناویت هارتنبرگ نشان می‌دهد. جدول دناویت هارتنبرگ برای این ربات به صورت زیر است.

	θ	d	a	α
رابط ۱	θ_1^*	d_1	$a_1 = 0.621$	0
رابط ۲	θ_2^*	0	$a_2 = 1.064$	π
رابط ۳	0	d_3^*	0	0

جدول ۲-۱ جدول دناویت هارتنبرگ برای ربات اسکارا

۲-۲-۲- سینماتیک وارون

منظور ازسینماتیک وارون یافتن متغیرهای مفاصل به ازای موقعیت و جهت مجری نهایی است. برای سینماتیک وارون الگوریتم مشخصی ارائه نشده است و با توجه به پیکربندی خاص هر ربات انجام می شود. فرض کنید مختصات مجری نهایی ربات اسکارا $P=[p_x, p_y, p_z]^T$ معلوم است و می خواهیم متغیرهای مفاصل را بر حسب آن بیان کنیم. با استفاده از دیاگرام مفصلی نشان داده شده در شکل ۲-۷ و استفاده از روابط هندسی و مثلثاتی روابط زیر به سادگی بدست می آیند:



شکل ۲-۷ دیاگرام مفصلی برای محاسبه سینماتیک وارون ربات اسکارا

$$\cos(\theta_2) = \frac{p_x^2 + p_y^2 - a_1^2 - a_2^2}{2a_1a_2} = D \qquad (۱۵-۲)$$

$$\theta_2 = \cos^{-1}(D) \qquad (۱۶-۲)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(\frac{p_y}{p_x}) - \tan^{-1}(\frac{a_2 \sin(\theta_2)}{a_1 + a_2 \cos(\theta_2)}) \quad (۱۷-۲)$$

$$d_3 = p_z \quad (۱۸-۲)$$

۲-۲-۳- سینماتیک سرعت و ماتریس ژاکوبین

روابط سرعت ربات بوسیله ماتریس ژاکوبین بدست می آیند. این ماتریس یکی از مهمترین کمیت های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می شود. ماتریس ژاکوبین در طراحی مسیرهای هموار، تعیین ترکیب های تکین، تبدیل نیروها وگشتاورها از مجری نهایی به مفاصل به کار می رود. در حقیقت این ماتریس را میتوان به عنوان یک ماتریس تبدیل در نظر گرفت که بردار سرعت مفاصل $\dot{q}$ را به بردار سرعت در فضای دکارتی یا همان فضای کار (کل حجم جارو شده توسط مجری نهایی ربات) $\dot{x}$ تبدیل می کند. رابطه سرعت ها در فضای مفصلی و فضای کار به صورت زیر می باشد:

$$\dot{x} = J(q)\dot{q} \quad (۱۹-۲)$$

روابط بدست آوردن ژاکوبین به صورت زیر خلاصه می شود. (چگونگی بدست آوردن این روابط به تفصیل در[۱] ارائه شده است.)

ماتریس ژاکوبین برای مفاصل کشویی عبارتست از:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۲۰-۲)$$

ماتریس ژاکوبین برای مفاصل لولایی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times \left(d_0^n - d_0^{i-1} \right) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \qquad (۲-۲۱)$$

بنابراین، ماتریس ژاکوبین بازوی اسکارای مورد مطالعه به صورت زیر بدست می‌آید.

$$J = \begin{bmatrix} -a_1 \sin(\theta_1) - a_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & -a_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ a_1 \cos(\theta) + a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & a_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \qquad (۲-۲۲)$$

۲-۳- مدلسازی دینامیکی

برای بدست آوردن مدل دینامیکی ربات انرژی‌های جنبشی و پتانسیل ربات را محاسبه می‌کنیم [۱]. سپس لاکرانژین سیستم را تشکیل می‌دهیم. آنگاه با استفاده از معادلات اویلر لاگرانژ معادله دینامیکی ربات بدست می‌آید.

انرژی جنبشی: انرژی جنبشی ربات از مجموع انرژی‌های جنبشی رابط‌های آن بدست می‌آیند و انرژی جنبشی هر رابط از مجموع انرژی‌های جنبشی تمام نقاط آن بدست می‌آید. می‌توان نشان داد که انرژی جنبشی یک ربات با n رابط از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$KE = \frac{1}{2} \dot{q}^T \left(\sum_{i=1}^{n} (m_i J_v{}^T J_v + J_w{}^T R_i I_i R_i^T J_w) \right) \dot{q} \qquad (۲-۲۳)$$

J_v و J_w از روابط (۲-۲۰) و (۲-۲۱) با توجه به نوع مفصل i ام محاسبه می‌شوند و R_i ماتریس دوران دستگاه مختصات i ام در دستگاه مبنا می‌باشد. m_i جرم رابط i ام است. در رابطه بالا I_i تانسور اینرسی یا تانسور لختی می‌باشد که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I = \int_A \left(\begin{bmatrix} -(p_z^2 + p_y^2) & p_x p_y & p_x p_z \\ p_x p_y & -(p_x^2 + p_z^2) & p_z p_y \\ p_x p_z & p_z p_y & -(p_x^2 + p_y^2) \end{bmatrix} \right) dm \qquad (۲-۲۴)$$

اگر تعریف کنیم:

$$D(q) = \sum_{i=1}^{n} (m_i J_v^T J_v + J_w^T R_i I_i R_i^T J_w) \qquad (۲-۲۵)$$

خواهیم داشت:

$$KE = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \qquad (۲-۲۶)$$

$D(q)$ ماتریس اینرسی ربات نام دارد.

انرژی پتانسیل: انرژی پتانسیل گرانشی ربات با قرار دادن مبدأ دستگاه مختصات رابط در مرکز جرم آن و استفاده از رابطه معروف mgh به صورت زیر محاسبه می‌شود. r_{c_i} مختصات مرکز جرم می‌باشد.

$$PE = g^T r_{c_i} m_i \qquad (۲-۲۷)$$

$$PE = g^T (m_1 d_0^{c_1} + m_2 d_0^{c2} + m_3 d_0^{c_3}) \qquad (۲-۲۸)$$

$$g^T = [0 \quad 0 \quad 9.81] \qquad (۲-۲۹)$$

لاگرانژین: لاگرانژین عبارتست از اختلاف انرژی جنبشی و پتانسیل. بنابراین می‌توان نوشت:

$$L = KE - PE \tag{۲-۳۰}$$

معادله اویلر-لاگرانژ: معادله دینامیکی ربات با قرار دادن لاگرانژین از رابطه (۳-۴۷) در معادله اویلر-لاگرانژ که به صورت زیر بیان می‌شود، بدست می‌آید.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}\right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau \tag{۲-۳۱}$$

با جایگذاری لاگرانژین در رابطه فوق و انجام محاسبات لازم، معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می‌آید.

$$D(q)\ddot{q} + \dot{D}(q)\dot{q} - \frac{1}{2}\frac{\partial}{\partial q}(\dot{q}^T D(q)\dot{q}) + \frac{\partial}{\partial q}PE = \tau \tag{۲-۳۲}$$

که معمولاً به فرم زیر بیان می‌شود:

$$D(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \tag{۲-۳۳}$$

در پیوست الف، ماتریس‌های $D(q)$ ، $C(q,\dot{q})$ و $G(q)$ برای بازوی اسکارای مورد مطالعه معرفی شده‌اند.

فصل سوم

راهبرد کنترل ولتاژ

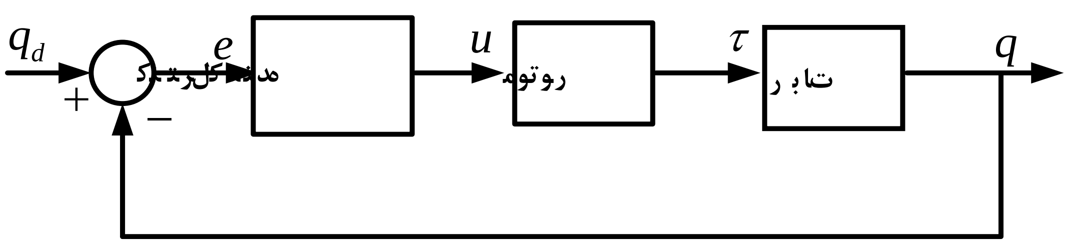
۳ -۱ - مقدمه

همان طور که در فصل اول اشاره شد، راهبرد کنترل گشتاور در پیاده سازی عملی با مشکلات اساسی مواجه است. در مقابل، راهبرد کنترل ولتاژ [۶۲] مطرح شده است که معایب کنترل گشتاور را ندارد. ایده اصلی راهبرد کنترل ولتاژ از آنجا نشأت می‌گیرد که به ربات و موتورهای آن، به صورت یک سیستم واحد بنام سیستم رباتیک توجه شود. آنگاه در واقع کنترل ربات به کنترل موتورهای مفاصل ربات تبدیل می‌گردد. از آنجا که مفاصل ربات توسط موتورهای آن به حرکت در می‌آیند، مسئله کنترل ربات تبدیل به مسئله کنترل موتورهای آن می‌شود. با این دیدگاه کنترلی، به جای کنترل گشتاور مفاصل می‌-توان به کنترل ولتاژ موتورهای مفاصل پرداخت. در این صورت سیگنال‌های ورودی، ولتاژ موتورهای ربات خواهد بود.

موتور الکتریکی دستگاهی است که توسط منبع ولتاژ تغذیه می‌شود. بنابراین حتی برای کنترل جریان موتور، باید ولتاژ آن را کنترل نماییم. اگر از موتور مغناطیس دائم DC استفاده شود این موتور به دلیل داشتن دینامیک خطی، به خوبی و به آسانی قابل کنترل است.

مدل موتور به صورت کلی بسیار ساده‌تر از مدل ربات است. بنابراین، طراحی کنترل کننده بر مبنای مدل موتور، بسیار ساده‌تر از طراحی آن بر مبنای مدل ربات است. در این نوع طراحی، ربات به عنوان بار موتور دیده می‌شود. برای کنترل موقعیت هر مفصل، در واقع زاویه موتور آن مفصل کنترل می‌شود. بدین ترتیب، کنترل سیستم چند متغیره ربات، تبدیل به کنترل موتورهای آن می‌شود که سیستمی یک ورودی – یک خروجی است و با کنترل جداگانه هر مفصل به سادگی میتوان ربات مورد نظر را کنترل نمود.

بهره‌مندی از مجزاسازی کامل، محاسبات کم و سرعت در انجام محاسبات، سادگی طراحی و دقت بالای آن و مقاوم بودن سیستم کنترل نسبت به دینامیک‌های ربات، راهبرد کنترل ولتاژ ربات را بر راهبرد کنترل گشتاور برتری می‌دهد. این راهبرد به دلیل صرف نظر نکردن از دینامیک محرکه‌ها عملکرد کنترلی بهتری خواهد داشت و برای ردگیری با سرعت بالا مناسب می‌باشد. شکل (۳-۱) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات را نشان می‌دهد. در این فصل به طراحی و شبیه‌سازی کنترل کننده مبنی بر مدل با راهبرد کنترل ولتاژ می‌پردازیم.



شکل (۳-۱) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات

۳ ۴ -معادلات حرکت سیستم رباتیک

موتورهای DC در صنعت کاربردهای فراوانی دارند. دلیل آن نیز قابلیت کنترل پذیری بالای آنها می‌باشد. معادله حرکت موتورDC مغناطیس دائم به صورت زیر است:

$$\mathbf{J}_m \ddot{\boldsymbol{\theta}}_m + \mathbf{B}_m \dot{\boldsymbol{\theta}}_m + \mathbf{r}\boldsymbol{\tau}_l = \boldsymbol{\tau}_m \qquad (۱-۳)$$

که در آن $\mathbf{J}_m$ ماتریس قطری $n\times n$ ممان اینرسی، $\mathbf{B}_m$ماتریس قطری $n\times n$ ضریب میرایی، $\boldsymbol{\theta}_m$ بردار $n\times 1$ موقعیت زاویه‌ای، $\boldsymbol{\tau}_m$ بردار گشتاور موتورها و $\mathbf{r}$ ماتریس قطری $n\times n$ ضرایب چرخ‌دنده‌های موتورها می‌باشند. $\boldsymbol{\tau}_l$ از معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q},\dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \boldsymbol{\tau}_l \qquad (۲-۳)$$

رابطه بین موقعیت موتور و متغیرهای ربات را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\mathbf{q} = \mathbf{r}\boldsymbol{\theta}_m \qquad (۳-۳)$$

معادله kvl در مدار الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{I}_a + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{I}_a}{dt} + \mathbf{K}_b\frac{d\boldsymbol{\theta}_m}{dt} \qquad (۴-۳)$$

که در آن $\mathbf{L}$ ماتریس قطری $n\times n$ اندوکتانس ، $\mathbf{R}$ ماتریس قطری $n\times n$ مقاومت آرمیچر، $\mathbf{K}_b$ ماتریس قطری $n\times n$ ضریب عکس‌العمل آرمیچر، و $\mathbf{I}_a$ بردار $n\times 1$ جریان و $\mathbf{v}$ بردار $n\times 1$ ولتاژ موتورها می‌باشند. رابطه بین گشتاور و جریان نیز در موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم به صورت

$$\boldsymbol{\tau}_m = \mathbf{K}_m\mathbf{I}_a \qquad (۵-۳)$$

می‌باشد که $\mathbf{K}_m$ ماتریس قطری $n\times n$ ضرایب گشتاور موتورها می‌باشد. در موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم $\mathbf{K}_m$ و $\mathbf{K}_b$ با یکدیگر برابرند. با جایگذاری (۳-۲) در (۳-۱) و استفاده از (۳-۵) داریم:

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{K}_m^{-1}\left(\mathbf{J}_m\mathbf{r}^{-1}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_m\mathbf{r}^{-1}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{r}\left(\mathbf{D}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}\right)\right) \qquad (۶-۳)$$

که نشان می‌دهد جریان موتور حاوی تأثیرات دینامیکی بازوی ربات است. این موضوع، ایده اصلی راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد. به عبارت دیگر، نیازی به پیچیده کردن قانون کنترل برای جبران اثرات غیرخطی بازوی ربات نداریم و با فیدبک گرفتن از جریان موتور تمام دینامیک های غیر خطی ربات در اختیار خواهند بود. با جایگذاری (۳-۶) در (۳-۴) و استفاده از (۳-۳)، می‌توان معادلات حرکت سیستم رباتیک در فضای حالت را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{H}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}v \tag{۳-۷}$$

که در آن

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} & \dot{\mathbf{q}} & \mathbf{I_a} \end{bmatrix}^T, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{L}^{-1} \end{bmatrix}^T \tag{۳-۸}$$

و تابع برداری $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ به صورت زیر است:

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2 \\ (\mathbf{J}_m\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{rD}(\mathbf{x}_1))^{-1}(-(\mathbf{B}_m\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{rC}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2))\mathbf{x}_2 - \mathbf{rG}(\mathbf{x}_1) + \mathbf{K}_m\mathbf{x}_3) \\ -\mathbf{L}^{-1}(\mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\mathbf{x}_2 + \mathbf{Rx}_3) \end{bmatrix} \tag{۳-۹}$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود معادلات حرکت سیستم رباتیک با در نظر گرفتن دینامیک موتورها نشان-دهنده یک سیستم مرتبه ۳ غیرخطی چندمتغیره بسیار پیچیده خواهد بود.

۳ ۴ -قانون کنترل در راهبرد کنترل ولتاژ

همان طور که گفتیم در فصل اول اشاره شد، در راهبرد کنترل ولتاژ، کنترل ربات به کنترل موتور تبدیل می‌شود و هدف، کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور است و سیگنال کنترل، ولتاژ ترمینال موتور می

باشد. بنابراین، معادله دینامیکی سیستم همان معادله kvl (۳-۴) می‌باشد. با توجه به رابطه (۳-۳) می توانیم (۳-۴) را بر حسب متغیر مفصل ربات به صورت زیر بنویسیم:

$$\mathbf{R}\mathbf{I}_a + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{v} \qquad (۱۰-۳)$$

باید یک قانون کنترل ارائه دهیم تا خطای ردگیری موقعیت مفصل را به صفر برساند. قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید:

$$\mathbf{R}\mathbf{I}_a + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\mathbf{u} = \mathbf{v} \qquad (۱۱-۳)$$

$$\mathbf{u} = \dot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{K}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q}) \qquad (۱۲-۳)$$

باید توجه داشت که در این قانون کنترل نگران دینامیک ربات نیستیم. چون و با حذف شدن جریان توسط قانون کنترل فوق، معادله حلقه بسته مستقل از دینامیک غیر خطی پیچیده ربات خواهد شد. دلیل این ادعا با توجه به معادله (۳-۶) روشن می‌شود.

با استفاده از روابط (۳-۱۰) تا (۳-۱۲) دینامیک حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{\mathbf{q}} = \dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} + \mathbf{k}_\mathbf{p}(\mathbf{q}_\mathbf{d} - \mathbf{q}) \qquad (۱۳-۳)$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{k}_\mathbf{p}\mathbf{e} = \mathbf{0} \qquad (۱۴-۳)$$

که در آن

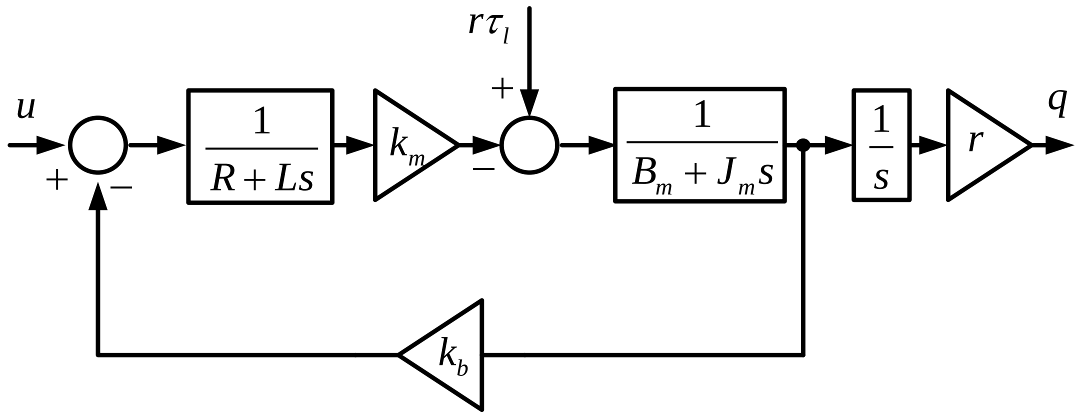
$$\mathbf{e} = \mathbf{q}_\mathbf{d} - \mathbf{q} \qquad (۱۵-۳)$$

بنابراین، اگر $\mathbf{k_p}$ مثبت معین باشد، با گذشت زمان خطا به سمت صفر میل می‌کند. همان طور که ملاحظه شد، قانون کنترل (۳-۱۱) خطای ردگیری را به صفر می‌رساند.

قانون کنترل گشتاور با استفاده از خطی سازی فیدبکی به صورت زیر است:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})(\ddot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} + \mathbf{k}_\mathbf{d}(\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}\boldsymbol{\tau}_\mathbf{p}(\mathbf{q}_\mathbf{d} - \mathbf{q})) + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \ _\mathbf{l} \qquad (۱۶-۳)$$

$\mathbf{q_d}$ مسیر مطلوب در فضای مفصلی می‌باشد. برای پیاده سازی قانون کنترل (۳-۱۶) نیاز به مدل پیچیده ربات یعنی ماتریس‌های $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ، $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ و $\mathbf{G(q)}$ داریم. به دست آوردن این مدل کاری وقت‌گیر و دشوار می‌باشد. در حالی که برای پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ، به پارامترهای ساده‌ای همچون مقاومت، اندوکتانس و ثابت ضد محرکه القایی نیاز داریم . بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می‌شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می‌شود. نکته مهم دیگر در تمایز این دو روش، فیدبک‌های مورد نیاز آنها می‌باشد. همان طور که روابط (۳-۱۱) و (۳-۱۲) نشان می دهند، پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ به فیدبک‌های جریان، مشتق جریان و موقعیت زاویه‌ای موتور نیاز دارد. در حالی که پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل گشتاور به فیدبک‌های موقعیت و سرعت مفاصل نیاز دارد. نکته بسیار مهم دیگر آن است که می‌توان در مدلی که برای موتور در نظر می گیریم از اندوکتانس آن صرف نظر کنیم یا اینکه جمله $L\frac{di_a}{dt}$ را به عنوان دینامیک مدل نشده در نظر بگیریم که در این صورت نیاز به فیدبک مشتق جریان نداریم. دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC در شکل (۳-۲) رسم شده است. شکل (۳-۳) سیستم کنترل ربات را نمایش می‌دهد.



شکل (۳-۲) دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC

۳ ۴ -شبیه‌سازی سیستم کنترل

سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. پارامترهای موتور در جدول (۳-۱) ، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات اسکارا در جدول (۲-۱) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۳-۲) داده شده‌اند. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

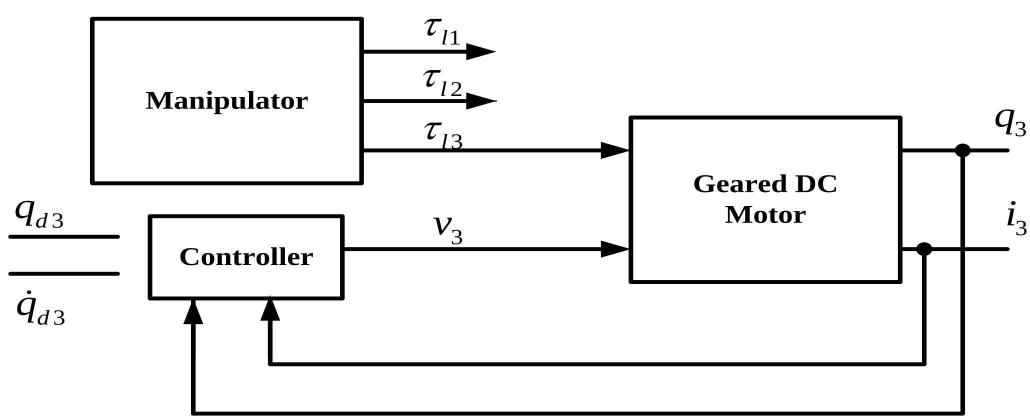
$$q_{di} = 1 - \cos(2\pi t / 3) \qquad \mathrm{i} = 1, 2, 3 \tag{۱۳-۳}$$

جدول (۳-۱) پارامترهای موتور

$Motor$	$R(\Omega)$	k_m (V.s/ rad)	J_m $(\mathrm{Nms^2/rad})$	B_m (Nms/rad)	r	$L(H)$	$u_{\max}(V)$
1,2,3	1	0.36	0.0002	0.001	0.008	0.001	150

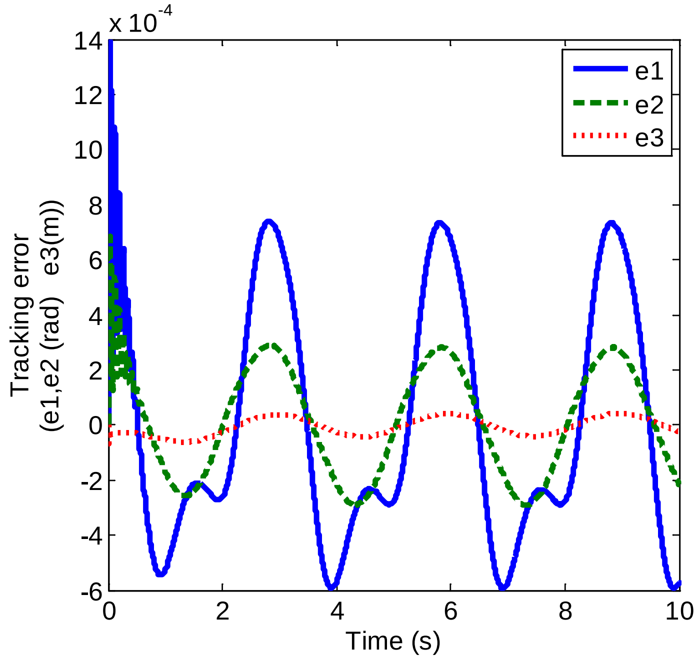
جدول (۳-۲) پارامترهای دینامیکی ربات

$link$	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
1	-0.308	-0.001	-0.14	95.23	1.62	7.31	7.6	0.02	-0.002	0.0001
2	-0.674	0.001	-0.19	158.09	3.74	22.64	21.68	0.0135	2.1	-0.001
3	0	0	-0.54	16.62	1.63	1.63	0.04	0	-0.0004	0
4	0	0	-0.025	0.106	0	0	0	0	0	0

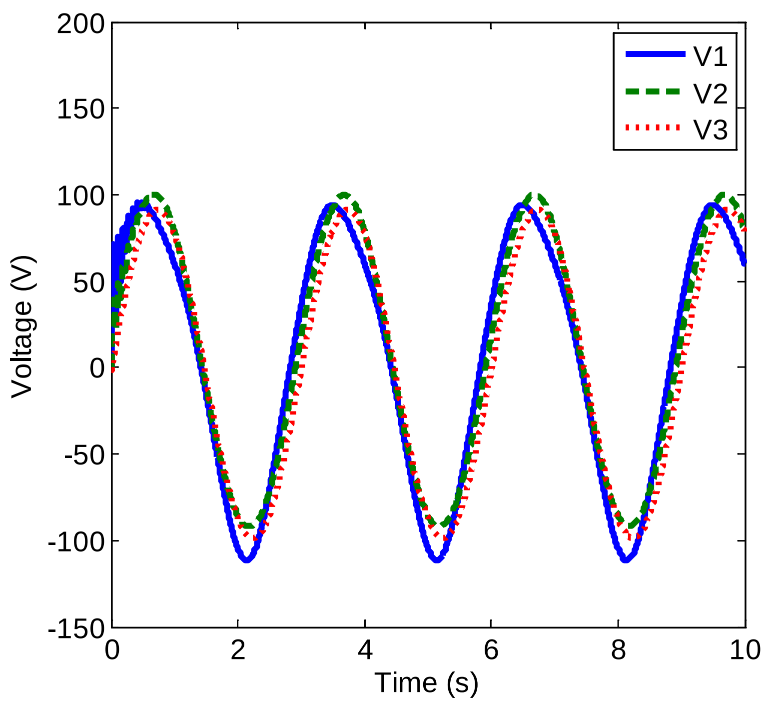


شکل (۳-۳) سیستم کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ

در این شبیه‌سازی، $\mathbf{k_p} = \mathbf{I}_3$ انتخاب شده است. خطای ردگیری در شکل (۳-۴) رسم شده‌اند. همان طور که مشاهده می‌گردد عملکرد ردگیری سیستم کنترل بسیار مناسب است. شکل (۳-۵) سیگنال ولتاژ موتورها را نشان می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌شود سیگنالی نرم است، نوسانات شدید ندارد و در محدوده کاری موتورها قرار دارد.



شکل (۳-۴) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ



شکل (۳-۵) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ

۳ ۵ -نتیجه‌گیری

همان‌طور که در این فصل توضیح داده شد، هدف راهبرد کنترل ولتاژ ساده‌تر نمودن قوانین کنترل است. ایده اصلی در این راهبرد استفاده از جریان موتورها به‌جای استفاده از مدل دینامیکی بازو است. نتایج شبیه‌سازی بیانگر کارایی این روش می‌باشد. در فصول آتی، به مقاوم نمودن این راهبرد در برابر عدم قطعیتها خواهیم پرداخت.

فصل چهارم

تخمین عدم قطعیت با استفاده از سری فوریه

- مقدمه
- تقریب توابع با استفاده از سری فوریه
- طراحی کنترل کننده مستقل از مدل

❖ نتایج شبیه‌سازی‌ها

❖ نتایج آزمایشگاهی

❖ مقایسه نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

❖ نتیجه‌گیری

۴-۱- مقدمه

در این فصل به طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم برای بازوی رباتیک با استفاده از سری فوریه خواهیم پرداخت. همان‌طور که در فصل اول اشاره شد، در سالهای اخیر، روشهایی تحت عنوان مستقل از رگرسور [۴۲-۵۰] مطرح شده است که در آنها نیازی به دانستن ساختار ماتریس‌های معرف دینامیک ربات نداریم زیرا می‌توانیم با استفاده از توابع متعامد مانند سری فوریه به تخمین آنها بپردازیم. اما روشهای فوق با استفاده از راهبرد کنترل گشتاور مطرح شده‌اند. در این فصل، این تکنیک‌ها را به راهبرد کنترل ولتاژ تعمیم خواهیم داد. استفاده از این راهبرد، منجر به کاهش چشمگیری در حجم محاسبات کنترل کننده خواهد شد. زیرا در روشهای مبتنی بر سری فوریه که تاکنون ارائه شده است، چندین سری فوریه برای تخمین تمام درایه‌های ماتریس‌های معرف دینامیک ربات مورد نیاز است، اما در صورت استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ برای هر مفصل فقط یک سری فوریه مورد نیاز است.

یکی از پارامترهای مهم در سری فوریه، دوره تناوب اساسی آن می‌باشد. در کنترل‌کننده‌های مقاومی که تاکنون مطرح شده است، معیار مناسبی برای انتخاب این پارامتر ارائه نشده است. در این فصل، به این موضوع خواهیم پرداخت و رابطه‌ای بین دوره‌های تناوب اساسی مسیرهای مطلوب و دوره تناوب اساسی سری فوریه بدست خواهیم آورد. همچنین، روشهایی برای جبران خطای برش سری فوریه ارائه خواهیم کرد. نتایج شبیه‌سازی با استفاده از دوره تناوب اساسی پیشنهادی و سایر مقادیر را که به روش آزمون و خطا انتخاب می‌شوند، مقایسه خواهیم نمود. علاوه بر این، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی را با کنترل-کننده های عصبی- فازی مقایسه می‌کنیم و مزایای استفاده از سری فوریه نسبت به سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی در تخمین عدم قطعیت را تشریح خواهیم نمود. سپس نتایج پیاده‌سازی عملی قانون پیشنهادی را ارائه خواهیم نمود.

۴-۲- تقریب توابع با استفاده از سری فوریه

روشهای تقریب توابع فقط به سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی محدود نمی‌شوند. همان‌طور که می‌دانیم، سری فوریه می‌تواند توابع متناوب را تقریب بزند. چنانچه تابع نامتناوبی داشته باشیم که در بازه محدودی تعریف شده باشد، میتوان آن را با فرض تکرار در بازه‌های مجاور، متناوب در نظر گرفت و برای آن بسط سری فوریه نوشت. اگر تابع $g(t)$ که در بازه $[t_1,t_2]$ تعریف شده است، در شرایط دیریکله صدق کند، آنگاه می‌توان آن را به صورت زیر نمایش داد [۱۳۹]:

$$g(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(\omega_k t) + b_k \sin(\omega_k t) \qquad (۱-۴)$$

که در آن a_0 ، a_k و b_k ضرایب سری فوریه هستند که به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} g(t)dt \qquad (۴-۲)$$

$$a_k = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_2} g(t)\cos(\frac{2k\pi}{T}t)dt \qquad (۴-۳)$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_2} g(t)\sin(\frac{2k\pi}{T}t)dt \qquad (۴-۴)$$

همچنین، $\omega_k = 2k\pi/T$ که در آن $T = t_2 - t_1$ دوره تناوب اساسی سری فوریه نام دارد. خطای برش سری فوریه به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\varepsilon_m(t) = g(t) - g_m(t) \qquad (۴-۵)$$

که محدود فرض می‌شود [۱۳۹] و $g_m(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{m} a_k \cos(\omega_k t) + b_k \sin(\omega_k t)$ تقریب سری فوریه نام دارد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، می‌توان $g_m(t)$ را به صورت زیر نوشت:

$$g_m(t) = P^T \xi(t) \qquad (۴-۶)$$

که در آن

$$P = \begin{bmatrix} a_0 & a_1 & b_1 & \dots & a_m & b_m \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۷)$$

$$\xi(t) = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\omega_1 t) & \sin(\omega_1 t) & \dots & \cos(\omega_m t) & \sin(\omega_m t) \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۸)$$

تذکر ۱: در سیستمهای کنترل نامعین، تابع $g(t)$ در اختیار نیست و نمی‌توانیم از روابط (۴-۲) تا (۴-۴) برای محاسبه ضرایب سری فوریه استفاده کنیم. این ضرایب به صورت برخط با استفاده از قوانین تطبیق که از اثبات پایداری سیستم حلقه بسته بدست می‌آیند، تنظیم می‌شوند.

۴-۳- طراحی کنترل‌کننده مقاوم مستقل از مدل

یکی از مزایای کنترل کننده‌های مستقل از مدل، کاهش تعداد فیدبک‌های مورد نیاز سیستم کنترل می‌باشد. هر چه تعداد حسگرهای مورد نیاز کمتر باشد، سیستم کنترل در برابر نویز ایمن‌تر خواهد بود. به طور کلی، روشهای مستقل از مدل را می‌توان به دو گروه روشهای مبتنی بر رویتگر و روشهای مبتنی بر تقریب توابع تقسیم نمود.

در روشهای مبتنی بر رویتگر، سیگنالهای مورد نیاز سیستم کنترل تخمین زده می‌شوند. به عنوان مثال در [۵۳]، با استفاده از ورودی و خروجی سیستم (گشتاور و موقعیت) سایر سیگنالها از قبیل سرعت و شتاب و همچنین عدم قطعیت مجتمع، تخمین زده می‌شوند و قانون کنترل با استفاده از این سیگنالها طراحی می‌شود. در این روش فرض می‌شود که عدم قطعیت مجتمع ثابت است و یا اینکه تغییرات آن بسیار آهسته است.

در روشهای مبتنی بر تقریب توابع [۵۰-۴۲]، نیازی به تخمین سیگنالهای سرعت و شتاب وجود ندارد. بلکه عدم قطعیت‌ها (درایه‌های ماتریس‌های توصیف‌کننده دینامیک ربات) با استفاده از توابع متعامد مانند سری فوریه و چندجمله‌ای‌های لژاندر تخمین زده می‌شود. در این پایان‌نامه، با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ این روش‌ها را بهبود می‌دهیم.

۴-۳-۱- قانون کنترل پیشنهادی

همان‌طور که در فصل قبل اشاره شد، در راهبرد کنترل ولتاژ دینامیک سیستم به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\mathbf{R}\mathbf{I}_a + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{v} \qquad (۴-۹)$$

برای اینکه در طراحی قانون کنترل نیازی به پارامترهای موتور از قبیل $\mathbf{R}$ ، $\mathbf{K_b}$ و $\mathbf{r}$ نداشته باشیم، می- توانیم رابطه فوق را به صورت

$$\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{F}(t) = \mathbf{v} \tag{۱۰-۴}$$

نمایش دهیم که در آن

$$\mathbf{F}(t) = \mathbf{R}\mathbf{I_a} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a} + (\mathbf{K_b}\mathbf{r}^{-1} - \mathbf{I_n})\dot{\mathbf{q}} \tag{۱۱-۴}$$

عدم قطعیت مجتمع نام دارد. همچنین، $\mathbf{I_n}$ ماتریس همانی $n \times n$ است و n تعدادمفاصل ربات است. فرض کنید $f_i(t)$ المان i ام در $\mathbf{F}(t)$ باشد. با توجه به بخش قبل، $f_i(t)$ را می‌توان با استفاده از یک بسط سری فوریه به صورت زیر نوشت:

$$f_i(t) = P_i^{*T}\xi_i(t) + \varepsilon_i(t) \tag{۱۲-۴}$$

که P_i^* و $\xi_i(t)$ در روابط (۴-۷) و (۴-۸) داده شده اند. در نتیجه، $\mathbf{F}(t)$ را می‌توان به فرم زیر نمایش داد:

$$\mathbf{F}(t) = \boldsymbol{\xi}\mathbf{P}^* + \boldsymbol{\varepsilon} \tag{۱۳-۴}$$

در رابطه فوق $\boldsymbol{\xi}$ ، $\mathbf{P}^*$ و $\boldsymbol{\varepsilon}$ به صورت زیر هستند.

$$\boldsymbol{\xi} = diag\left[\xi_1^T(t), \quad ..., \quad \xi_n^T(t)\right] \tag{۱۴-۴}$$

$$\mathbf{P}^* = \left[P_1^{*T}, \quad ..., \quad P_n^{*T}\right]^T \tag{۱۵-۴}$$

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \left[\varepsilon_1(t), \quad ..., \quad \varepsilon_n(t)\right]^T \tag{۱۶-۴}$$

قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید.

$$\mathbf{v} = \dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} + \mathbf{K}_\mathbf{p}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{F}}(t) \qquad (۱۷-۴)$$

که در آن $\mathbf{e} = \mathbf{q}_\mathbf{d} - \mathbf{q}$ خطای ردگیری، $\mathbf{q}_\mathbf{d}$ مسیر مطلوب، $\mathbf{K}_\mathbf{p}$ یک ماتریس بهره تناسبی و $\hat{\mathbf{F}}(t)$ تخمین سری فوریه عدم قطعیت‌ها می‌باشند. به طور مشابه فرض کنید $\hat{f}_i(t)$ المان i ام در $\hat{\mathbf{F}}(t)$ باشد. با توجه به (۴-۶) می‌توان نوشت:

$$\hat{f}_i(t) = \hat{P}_i^T \xi_i(t) \qquad (۱۸-۴)$$

در نتیجه، $\hat{\mathbf{F}}(t)$ را به صورت زیر می‌توان نمایش داد.

$$\hat{\mathbf{F}}(t) = \boldsymbol{\xi}^T(t)\hat{\mathbf{P}} \qquad (۱۹-۴)$$

که در آن $\hat{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \hat{P}_1^T & \dots & \hat{P}_n^T \end{bmatrix}^T$. برای جبران خطای برش قانون کنترل (۴-۱۷) را به صورت زیر اصلاح می‌کنیم.

$$\mathbf{v} = \dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} + \mathbf{K}_\mathbf{p}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{F}}(t) + \mathbf{F}_\mathbf{r}(t) \qquad (۲۰-۴)$$

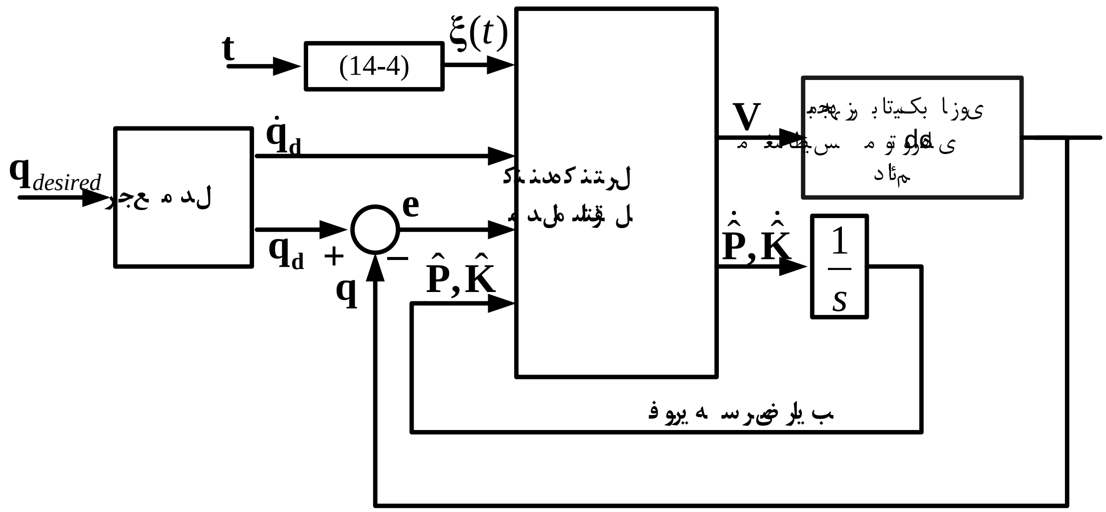
با استفاده از (۴-۲۰) و (۴-۹)، دینامیک حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d} + \mathbf{K}_\mathbf{p}\mathbf{e} + \hat{\mathbf{F}}(t) + \mathbf{F}_\mathbf{r}(t) = \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{F}(t) \qquad (۲۱-۴)$$

با استفاده از (۴-۱۳) و (۴-۱۹) معادله فوق را می‌توان به فرم زیر بازنویسی نمود.

$$\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{K}_\mathbf{p}\mathbf{e} = \boldsymbol{\xi}^T\tilde{\mathbf{P}} + \boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{F}_\mathbf{r} \qquad (۲۲-۴)$$

که در آن $\tilde{\mathbf{P}} = \mathbf{P}^* - \hat{\mathbf{P}}$ خطای تخمین ضرایب سری فوریه می‌باشد. بلوک دیاگرام این کنترل کننده در شکل (۴-۱) رسم شده است.



شکل (۴-۱) بلوک دیاگرام کنترل کننده مبتنی بر سری فوریه

۴-۳-۲- تحلیل پایداری

برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته، فرض‌های زیر مورد نیاز است.

فرض ۱: مسیر مطلوب $\mathbf{q}_\mathbf{d}$ یک تابع پیوسته مشتق‌پذیر است و مشتقات آن تا مرتبه مورد نیاز کراندار می-باشند [۱].

فرض ۲: بردار خطای برش کراندار فرض می‌شود [۱۳۹]. به عبارت دیگر، $\|\boldsymbol{\varepsilon}\| \le E$ که E ثابت مثبت و نامعلوم است.

قضیه ۱: قانون کنترل (۴-۲۰) و سیستم (۴-۱) را در نظر بگیرید. بردار متغیرهای حالت سیستم یعنی $\mathbf{x} = [\mathbf{q} \quad \dot{\mathbf{q}} \quad \mathbf{I_a}]^T$ کراندار است و خطای ردگیری $\mathbf{e}$ به طور مجانبی به سمت صفر میل می‌کند، اگر قانون تطبیق زیر اعمال شود:

$$\dot{\hat{\mathbf{P}}} = \gamma \mathbf{e} \xi(t) \qquad (۴\text{-}۲۳)$$

در معادله فوق، γ یک ماتریس $n \times n$ می‌باشد و سرعت همگرایی ضرایب سری فوریه به سمت مقادیر واقعی را تعیین می‌کند.

اثبات: تابع مثبت معین زیر را درنظر بگیرید.

$$V(t) = \frac{\mathbf{e}^T \mathbf{e}}{2} + \frac{\tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{P}}}{2\boldsymbol{\gamma}} \qquad (۲۴-۴)$$

مشتق زمانی آن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\dot{V}(t) = \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} - \frac{\tilde{\mathbf{P}}^T \dot{\hat{\mathbf{P}}}}{\boldsymbol{\gamma}} \qquad (۲۵-۴)$$

با جایگذاری $\dot{\mathbf{e}}$ از معادله حلقه بسته (۴-۲۲)، خواهیم داشت:

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \left(-\xi \mathbf{K_p} \mathbf{e} \varepsilon + \tilde{\mathbf{F}} + \quad - \quad _{\mathbf{r}} \right) - \frac{\tilde{\mathbf{P}}^T \dot{\hat{\mathbf{P}}}}{\boldsymbol{\gamma}} \qquad (۲۶-۴)$$

با جایگذاری قانون تطبیق (۴-۲۳) در رابطه فوق، می‌توان نوشت:

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \left(-\varepsilon \mathbf{K_p} \mathbf{F} \mathbf{e} + \quad - \quad _{\mathbf{r}} \right) \qquad (۲۷-۴)$$

با استفاده از فرض ۲ نتیجه می‌شود که

$$\dot{V} \le -\mathbf{e}^T \mathbf{K_p} \mathbf{e} + \left\| \mathbf{e}^T E \right\| - \mathbf{e}^T \mathbf{F_r} \qquad (۲۸-۴)$$

اکنون $\mathbf{F_r}$ را به صورت زیر در نظر بگیرید [۳]:

$$\mathbf{F_r} = \frac{\mathbf{y}E}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\delta t}} \tag{۴-۲۹}$$

که در آن λ و δ پارامترهای ثابت مثبت می‌باشند و $\mathbf{y} = E\mathbf{e}$. باجایگذاری (۴-۲۹) در (۴-۲۸) و بعد از اندکی محاسبات، خواهیم داشت:

$$\dot{V} \le -\mathbf{e}^T \mathbf{K_p} \mathbf{e} + \frac{\|\mathbf{e}^T E\| \lambda e^{-\delta t}}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\delta t}} \tag{۴-۳۰}$$

با توجه به اینکه [۳]

$$\forall a,b > 0: \ \frac{ab}{a+b} < a \tag{۴-۳۱}$$

نامساوی (۴-۳۰) را می‌توان به صورت زیر ساده کرد:

$$\dot{V} \le -\mathbf{e}^T \mathbf{K_p} \mathbf{e} + \lambda e^{-\delta t} \tag{۴-۳۲}$$

معادله فوق نشان می‌دهدکه $\mathbf{e}$ به طور مجانبی به صفر همگرا می‌شود [۳] و $\tilde{\mathbf{P}}$ کراندار است. در نتیجه $\mathbf{F_r}$ و $\hat{\mathbf{F}}$ کراندار می‌باشند. همچنین، با استفاده از فرض ۱، کراندار بودن قانون کنترل (۴-۲۳) نتیجه می-شود. برای اینکه نشان دهیم بردار متغیرهای حالت نیز کراندار است باید محدود بودن $\dot{\mathbf{q}}$ و $\mathbf{I_a}$ را نیز اثبات کنیم.

معادله (۴-۹) را به صورت اسکالر زیر در نظر بگیرید:

$$v = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{q} \tag{۴-۳۳}$$

با ضرب طرفین معادله (۴-۳۳) در I_a ، معادله توان به صورت زیر بدست می‌آید [۹۵].

$$vI_a = RI_a^2 + L\dot{I}_a I_a + K_b r^{-1}\dot{q}I_a \quad (۴-۳۴)$$

موتور توان الکتریکی vI_a را گرفته و توان مکانیکی $K_b r^{-1}\dot{q}I_a$ را تولید می‌کند. جمله RI_a^2 توان اتلافی در سیم پیچ‌ها و $L\dot{I}_a I_a$ مشتق انرژی ذخیره شده می‌باشد. با انتگرالگیری از معادله (۵-۳۴) برای $t > 0$ می‌توان نوشت:

$$\int_0^t vI_a\, dt = \int_0^t RI_a^2\, dt + \int_0^t L\dot{I}_a I_a\, dt + \int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}I_a\, dt \quad (۴-۳۵)$$

با فرض $I_a(0) = 0$ معادله (۴-۳۵) به صورت زیر در می‌آید:

$$\int_0^t vI_a\, dt = RI_a^2 t + 0.5LI_a^2 + \int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}I_a\, dt \quad (۴-۳۶)$$

از آن جایی که $RI_a^2 t \geq 0$ و $0.5LI_a^2 \geq 0$، داریم:

$$\int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}I_a\, dt \leq \int_0^t vI_a\, dt \quad (۴-۳۷)$$

بنابراین، کران بالای انرژی مکانیکی $\int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}I_a\, dt$ برابر است با $\int_0^t vI_a\, dt$. از آن جایی که در کران بالای انرژی مکانیکی داریم:

$$K_b r^{-1}\dot{q} = v \quad (۴-۳۸)$$

بنابراین $\dot{q}$ به صورت $|\dot{q}| \leq |v| / K_b r^{-1}$ محدود می‌شود. برای بررسی محدود بودن جریان موتور، معادله (۴-۳۶) را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$RI_a + L\dot{I}_a = v - K_b r^{-1}\dot{q} \quad (۴-۳۹)$$

با توجه به اینکه سمت راست تساوی فوق محدود است و مقاومت و اندوکتانس موتور مثبت هستند می‌توان نتیجه گرفت که جریان موتور نیز کراندار است. بنابراین، بردار حالت $\mathbf{x}=[\mathbf{q} \quad \dot{\mathbf{q}} \quad \mathbf{I_a}]^T$ کراندار است.

۴-۳-۳- تعیین دوره تناوب اساسی سری فوریه

در این بخش به تعیین مقدار مناسب برای دوره تناوب اساسی سری فوریه می‌پردازیم. همان‌طور که می‌دانیم، مسیرهای متناوب در رباتیک کاربردهای فراوانی دارند. در این فصل، فرض می‌کنیم مسیرهای مطلوب ربات، توابع متناوب هستند. به طور مشخص، فرض کنید $q_{di}(t)$ که درایه i ام بردار مسیر مطلوب $\mathbf{q_d}(t)$ است، یک تابع متناوب با دوره تناوب اساسی T_{di} باشد. در این قسمت به طور شهودی نشان می‌دهیم که اگر $LCM(T_{d1},...,T_{dn})$ به عنوان دوره تناوب اساسی سری فوریه انتخاب شود، می‌توانیم بخش مهمی از محتویات فرکانسی عدم قطعیت را در بردار $\xi(t)$ پوشش دهیم. منظور از LCM ، کوچکترین مضرب مشترک می‌باشد. اکنون به مرور برخی از مفاهیم اساسی در نظریه اعداد می‌پردازیم.

می‌دانیم اعداد گویای مثبت a و b را می‌توانیم به صورت‌های زیر نمایش دهیم [۱۴۰].

$$a=\prod_i p_i^{n_i} \tag{۴-۴۰}$$

$$b=\prod_i p_i^{m_i} \tag{۴-۴۱}$$

در روابط فوق n_i و m_i اعداد صحیح هستند که می‌توانند مقادیر مثبت و منفی را اختیار کنند و p_i ها اعداد اول می‌باشند. در این صورت کوچکترین مضرب مشترک [1] آنها به صورت زیر محاسبه می‌شود:

[1] Least Common Multiple

$$LCM(a,b)=[a,b]=\prod_i p_i^{\max(n_i,m_i)} \qquad (۴۲-۴)$$

همچنین، بزرگترین مقسوم علیه مشترک [1] آنها را می‌توان به صورت

$$GCD(a,b)=(a,b)=\prod_i p_i^{\min(n_i,m_i)} \qquad (۴۳-۴)$$

فرموله نمود. با استفاده از تعاریف فوق، می‌توانیم روابط زیر را اثبات کنیم [۱۲۸].

$$[a,b]\times(a,b)=ab \qquad (۴۴-۴)$$

$$[ca,cb]=c[a,b] \qquad (۴۵-۴)$$

$$(a,b)=(a+b,b) \qquad (۴۶-۴)$$

$$[\frac{1}{a},\frac{1}{b}]=\frac{1}{(a,b)} \qquad (۴۷-۴)$$

در معادلات فوق، c نیز یک عدد گویای مثبت می‌باشد.

لم ۱: $(2a,b)=(a,b)$ یا $(2a,b)=2(a,b)$

اثبات: به پیوست ب مراجعه کنید.

لم ۲: دوره تناوب اساسی $y(t)=\cos(\omega_1 t+\alpha_1)\pm\sin(\omega_2 t+\alpha_2)$ برابر است با $[T_1,T_2]$ که در آن $T_1=2\pi/\omega_1$ و $T_2=2\pi/\omega_2$.

اثبات: به پیوست ب مراجعه کنید.

[1] Greatest Common Devisor

مثال: فرض کنید در **لم ۲،** $T_1=12$ و $T_2=30$ باشند. بنابراین، دوره تناوب $y(t)$ برابر است با:

$$[T_1,T_2]=[2^2\times3^1\times5^0,2^1\times3^1\times5^1]=2^{\max(2,1)}\times3^{\max(1,1)}\times5^{\max(0,1)}=6 \qquad (۴۸-۴)$$

به عنوان یک حالت کلی‌تر، فرض کنید $T_1=1/3$ و $T_2=1/4$. بنابراین، دوره تناوب $y(t)$ برابر است با:

$$[T_1,T_2]=[3^{-1}\times2^0,3^0\times2^{-2}]=3^{\max(-1,0)}\times2^{\max(0,-2)}=1 \qquad (۴۹-۴)$$

همچنین فرض کنید $T_1=\pi/3$ و $T_2=2\pi/5$ بنابراین، می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}&[\frac{\pi}{3},\frac{2\pi}{5}]=[2^0\times3^{-1}\times5^0\times\pi^1,2^1\times3^0\times5^{-1}\times\pi^1]\\&=2^{\max(0,1)}\times3^{\max(-1,0)}\times5^{\max(0,-1)}\times\pi^1=2\pi\end{aligned} \qquad (۵۰-۴)$$

لم ۳: فرض کنید T_1 و T_2 متعلق به اعداد گویا مثبت باشند. در این صورت، دوره تناوب اساسی سیگنالهایی به فرم

$$x(t)=\cos(\frac{2\pi}{T_1}t+\alpha_1)\times\sin(\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_2) \qquad (۵۱-۴)$$

برابر است با

$$T_1T_2[\frac{1}{|T_1-T_2|},\frac{1}{T_1+T_2}]=\frac{[T_1,T_2]}{K} \qquad (۵۲-۴)$$

که در آن $K=1$ یا $K=2$.

اثبات: به پیوست ب مراجعه کنید.

تذکر: در حالت کلی، اگر T_1 و T_2 متعلق به اعداد اصم باشند، توابع $x(t)$ و $y(t)$ متناوب نیستند. اما می‌توان T_1 و T_2 را با اعداد گویا تقریب زد. در نتیجه، می‌توانیم $x(t)$ و $y(t)$ را با توابع متناوب سینوسی تقریب بزنیم. در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۳ به این موضوع می‌پردازیم.

لم ۴: فرض کنید در $x(t)$ تعریف شده در (۴-۵۱)، به جای دو تابع سینوسی، به تعداد j $(j \geq 3)$ تابع سینوسی داشته باشیم. در این صورت، دوره تناوب اساسی $x(t)$ برابر است با $[T_1, T_2, \dots, T_j]/K$ که در آن $K \in \{1, 2, 4, \cdots, 2^{j-1}\}$ می‌باشد.

اثبات: به پیوست ب مراجعه کنید.

اکنون به عدم تابع قطعیت $\mathbf{F}(t)$ در (۴-۱۱) توجه کنید. با توجه به (۳-۶) می‌توان نوشت:

$$\mathbf{F}(t) = \mathbf{F}_1(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{F}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{F}_3(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{F}_4(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \qquad (۵۳-۴)$$

که در آن

$$\mathbf{F}_1(\mathbf{q}) = \mathbf{L}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{q}) \qquad (۵۴-۴)$$

$$\mathbf{F}_2(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{R}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\left(\mathbf{J}_\mathbf{m}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}\right) + \mathbf{L}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\left(\mathbf{B}_\mathbf{m}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\dot{\mathbf{D}} + \mathbf{r}\mathbf{C}\right) + \mathbf{K}_\mathbf{b}\mathbf{r}^{-1} - \mathbf{I}_\mathbf{n} \qquad (۵۵-۴)$$

$$\mathbf{F}_3(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{R}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\left(\mathbf{B}_\mathbf{m}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\right) + \mathbf{L}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\mathbf{r}\dot{\mathbf{C}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \qquad (۵۶-۴)$$

$$\mathbf{F}_4(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{R}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{L}\mathbf{K}_\mathbf{m}^{-1}\mathbf{r}\dot{\mathbf{G}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \qquad (۵۷-۴)$$

با توجه به اثبات پایداری که در بخش قبل ارائه شد، در حالت ماندگار سینوسی، بردار $\mathbf{q}$ به مقدار مطلوب $\mathbf{q}_\mathbf{d}$ میل می‌کند. بنابراین، مشتقات آن نیز به سمت مقادیر مطلوب همگرا می‌شوند. بنابراین، در حالت ماندگار سینوسی خواهیم داشت:

$$\mathbf{F}_{ss}(t)=\mathbf{F}_1(\mathbf{q_d})\ddot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}+\mathbf{F}_2(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})\ddot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}+\mathbf{F}_3(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}+\mathbf{F}_4(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}) \tag{۵۸-۴}$$

با توجه به مباحث فصل دوم، ماتریس تبدیل همگن $T_0^n(q)$ که دستگاه مختصات متصل به لینک n ام را در دستگاه مختصات پایه بیان می‌کند، به صورت زیر است:

$$T_0^n(q)=\begin{bmatrix} R_0^n(q) & d_0^n(q) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}=A_1A_2\ldots A_n \tag{۵۹-۴}$$

در (۴-۵۹)، R_0^n و d_0^n جهت و موقعیت دستگاه مختصات متصل به لینک n ام را در دستگاه مختصات پایه بیان می‌کند و با استفاده از (۲-۱۴) A_i به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_i=\begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i}C_{\alpha_i} & S_{\theta_i}S_{\alpha_i} & a_iC_{\theta_i} \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i}C_{\alpha_i} & -C_{\theta_i}S_{\alpha_i} & a_iS_{\theta_i} \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۶۰-۴}$$

بنابراین، درایه‌های R_0^n و d_0^n از توابع سینوسی و مقادیر ثابت تشکیل شده‌اند. با توجه به معادلات مربوط به ماتریس ژاکوبین که در فصل دوم ارائه شده است ((۲-۱۹)-(۲-۲۱))، می‌توان نتیجه گرفت که درایه-های ماتریس ژاکوبین نیز از توابع سینوسی و مقادیر ثابت تشکیل شده‌اند. ماتریس اینرسی ربات نیز در (۲-۲۵) داده شده است. با توجه به نتایج فوق می‌توان گفت که درایه‌های ماتریس اینرسی نیز از توابع سینوسی و مقادیر ثابت تشکیل شده‌اند.

همان‌طور که اشاره شد، در حالت ماندگار سینوسی، بردار $\mathbf{q}$ به مقدار مطلوب $\mathbf{q_d}$ میل می‌کند. در نتیجه $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ نیز به $\mathbf{D}(\mathbf{q}_d)$ همگرا خواهد شد. درایه‌های $\mathbf{D}(\mathbf{q}_d)$ ترکیباتی از حاصلضرب‌ها و مجموعهای توابع سینوسی هستند که دوره تناوب اساسی آنها T_{d1} ، T_{d2} ، ....، T_{dn} می‌باشند. بنابراین، با استفاده از **لم ۲**، **لم**

۳ و **لم ۴** می‌توان به طور شهودی نتیجه گرفت که دوره تناوب اساسی سری فوریه که برای تخمین درایه-های $\mathbf{D}(\mathbf{q}_d)$ و $\mathbf{F}_1(\mathbf{q_d})$ استفاده می‌شود برابر است با $[T_{d1},...,T_{dn}]$.

به عنوان مثال فرض کنید $[T_{d1},...,T_{dn}]/K$ دوره تناوب اساسی یکی از المانهای $\mathbf{F}_1(\mathbf{q_d})$ باشد. بنابراین، فرکانس اصلی آن $\omega = 2K\pi/[T_{d1},...,T_{dn}]$ خواهد بود. در این صورت با انتخاب $[T_{d1},...,T_{dn}]$ به عنوان دوره تناوب اساسی سری فوریه این فرکانس K امین فرکانس موجود در سری فوریه خواهد بود. به عبارت دیگر، با انتخاب $[T_{d1},...,T_{dn}]$ به عنوان دوره تناوب اساسی سری فوریه، می‌توانیم بخش مهمی از محتویات فرکانسی سیگنال مورد نظر را در سری فوریه قرار دهیم و آنها را پوشش دهیم.

با توجه به روابط (۲-۲۶) و (۲-۲۷) می‌توان گفت که انرژی پتانسیل هر لینک و همچنین کل سیستم توابعی سینوسی هستند. بنابراین، با استفاده از **لم ۲**، **لم ۳** و **لم ۴** می‌توان به طور شهودی نتیجه گرفت که دوره تناوب اساسی سری فوریه که برای تخمین درایه‌های بردار انرژی پتانسیل PE استفاده می‌شود برابر است با $[T_{d1},...,T_{dn}]$.

معادله دینامیکی ربات را می‌توان به صورت زیر نیز بیان کرد [۱]:

$$\sum_i d_{kj}(\mathbf{q})\ddot{q}_j + \sum_{i,j} c_{ijk}(\mathbf{q})\dot{q}_i\dot{q}_j + \varphi_k(\mathbf{q}) = \tau_k \quad k = 1,...,n \qquad (۶۱-۴)$$

که در آن $c_{ijk} = \frac{1}{2}\left\{\frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k}\right\}$ و $\varphi_k(\mathbf{q}) = \frac{\partial PE}{\partial q_k}$. با توجه به این‌که درایه‌های بردار انرژی پتانسیل PE و ماتریس اینرسی $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ از توابع سینوسی تشکیل شده اند، می‌توان نتیجه گرفت که $[T_{d1},...,T_{dn}]$ می‌تواند مقدار مناسبی برای دوره تناوب اساسی سری فوریه‌های c_{ijk}، $\varphi_k(\mathbf{q})$، $\mathbf{C}(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}$، $\mathbf{G}(\mathbf{q_d})$، $\mathbf{F}_1(\mathbf{q_d})\ddot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}$، $\mathbf{F}_2(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})\ddot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}$، $\mathbf{F}_3(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d}$ و $\mathbf{F}_4(\mathbf{q_d},\dot{\mathbf{q}}_\mathbf{d})$ باشد. در نتیجه، دوره تناوب اساسی

سری فوریه $\mathbf{F}_{ss}(t)$ در (۴-۵۸) نیز برابر خواهد شد با $[T_{d1},...,T_{dn}]$. به عبارت دیگر بردار $\xi_i(t)$ به صورت زیر است:

$$\xi_i(t) = \begin{bmatrix} 1 & \cos\omega_0 t & \sin\omega_0 t & \cos 2\omega_0 t & \sin 2\omega_0 t & \cdots & \cos m\omega_0 t & \sin m\omega_0 t \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۶۲)$$

که در آن $\omega_0 = 2\pi / [T_{d1},...,T_{dn}]$.

۴-۴- نتایج شبیه سازی‌ها

۴-۴-۱- ردگیری مسیرهای سینوسی

ربات اسکارا و موتورهای توصیف شده در فصل قبل را در نظر بگیرید. قانون کنترل (۴-۲۰) را به این سیستم اعمال می‌کنیم. مسیرهای مطلوب به صورت زیر تعریف شده اند:

$$\mathbf{q_d} = \begin{bmatrix} 1-\cos(2\pi t/3) \\ 1-\cos(2\pi t/2) \\ 1-\cos(2\pi t/4) \end{bmatrix} \qquad (۴-۶۳)$$

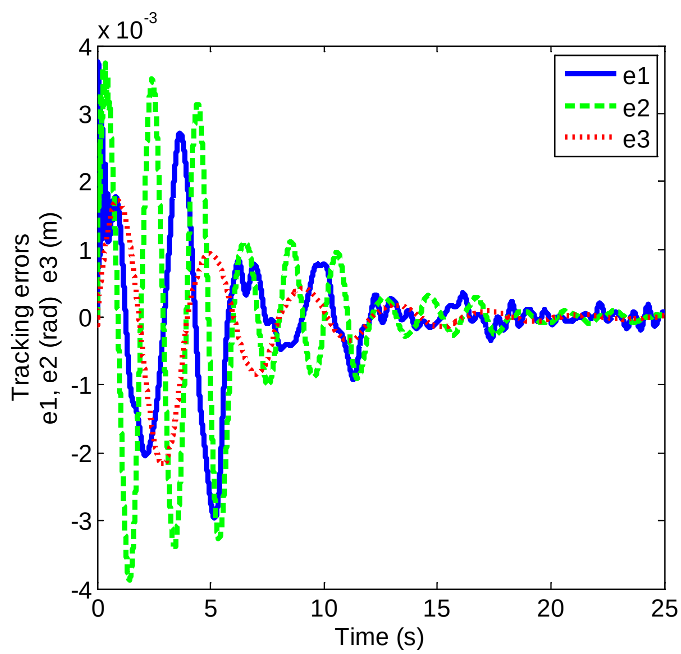
بنابراین، $T_{d1} = 3$ ، $T_{d2} = 2$ و $T_{d3} = 4$. با توجه به اینکه در ربات اسکارا هیچگونه تزویجی بین q_3 و (q_1, q_2) وجود ندارد، میتوان بردارهای $\xi_i(t)$ را به صورت‌های زیر انتخاب نمود:

$$\xi_1 = \xi_2 = \begin{bmatrix} 1 & \cos\omega t & \sin\omega t & \cdots & \cos m\omega t & \sin m\omega t \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۶۴)$$

$$\xi_3 = \begin{bmatrix} 1 & \cos\omega_3 t & \sin\omega_3 t & \cdots & \cos m\omega_3 t & \sin m\omega_3 t \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۶۵)$$

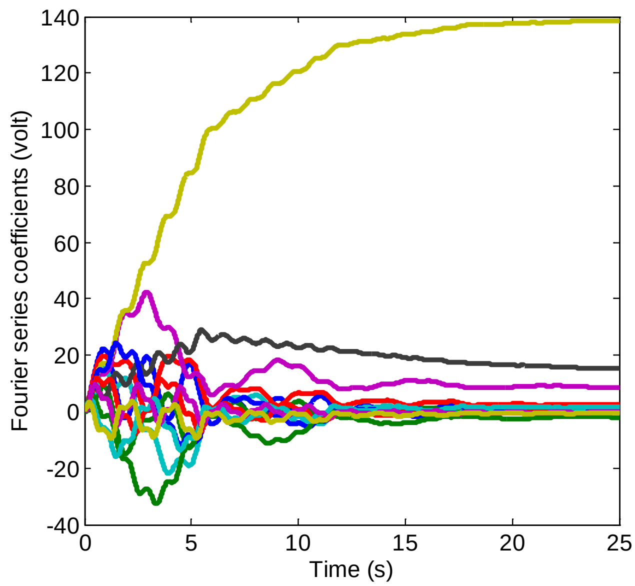
که $\omega = 2\pi/T = 2\pi/6$ و $\omega_3 = 2\pi/T_{d3} = 2\pi/4$. فرض کنید $m = 6$ انتخاب شده باشد. مقدار اولیه تمامی ضرایب سری‌های فوریه روی صفر تنظیم شده است. برای سرعت بخشیدن به همگرایی ضرایب

سری فوریه، نرخ همگرایی γ را ۱۰۰۰۰ قرار می‌دهیم. دلیل این امر روشن است. چون دامنه عدم قطعیتی که می‌خواهیم تخمین بزنیم زیاد است و مقادیر اولیه ضرایب سری فوریه از مقادیر واقعی آنها بسیار دور هستند، باید نرخ همگرایی بزرگی انتخاب کنیم تا این ضرایب سریعتر به مقادیر واقعی خود همگرا شوند مقدار $\mathbf{K}_p$ برای هر مفصل ۲۵۰۰۰ انتخاب شده است تا خطای ردگیری به حداقل برسد. پارامترهای E، λو δ در (۴-۲۹) روی عدد ۱ تنظیم شده اند. خطاهای ردگیری در شکل (۴-۲) رسم شده اند. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود خطای ردگیری هر سه مفصل به طور مجانبی به صفر همگرا می‌شود. پس از هر دوره تناوب، کاهش چشمگیری در خطای ردگیری مشاهده می‌شود که نشان می‌دهد ضرایب سری فوریه در حال همگرا شدن به مقادیر واقعی می‌باشند.



شکل (۴-۲) خطاهای ردگیری در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۱

همگرایی ضرایب سری فوریه برای مفصل دوم در شکل (۴-۳) به تصویر کشیده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، مقدار اولیه برخی از این ضرایب فاصله زیادی با مقدار نهایی دارد. به همین دلیل نرخ همگرایی بزرگ انتخاب شده است.

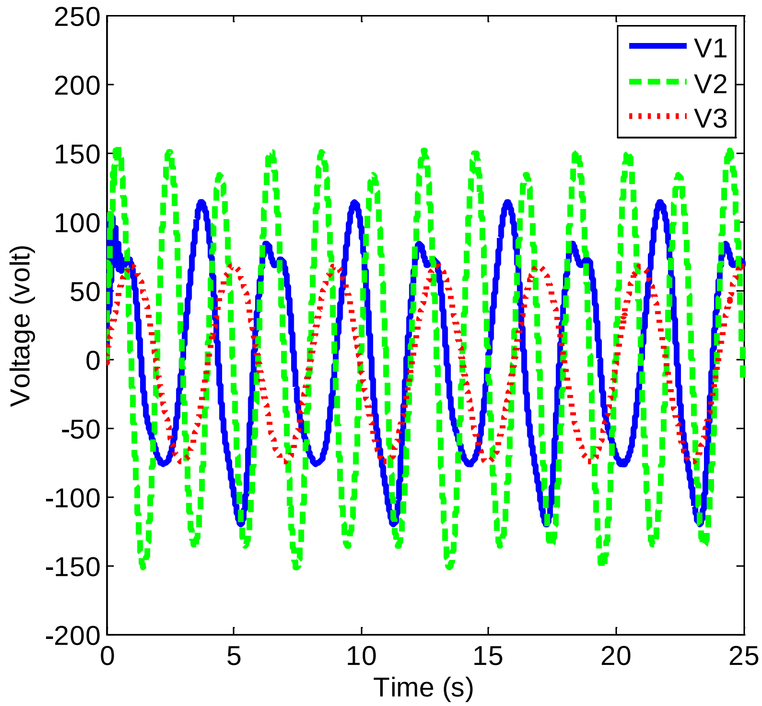


شکل ۴-۳ همگرایی ضرایب سری فوریه در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۱

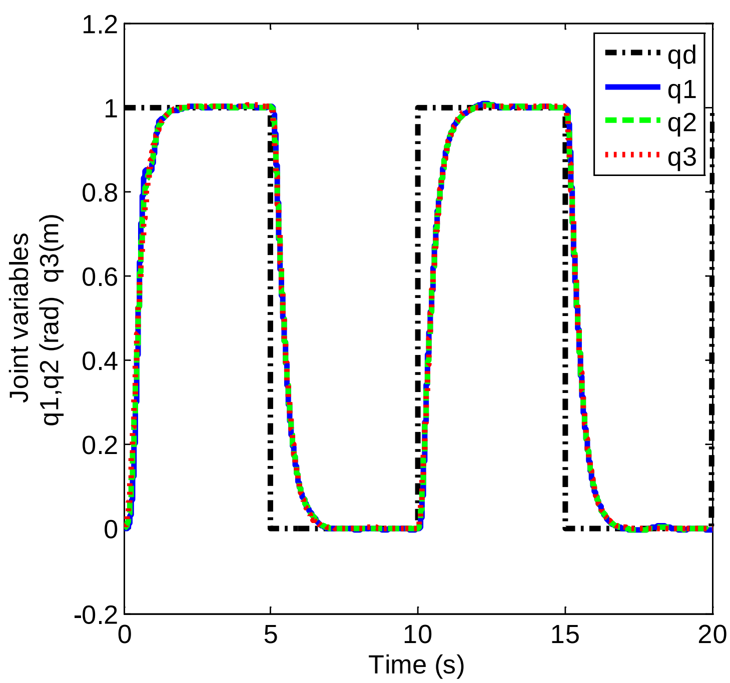
سیگنال‌های کنترل در شکل (۴-۴) رسم شده اند. علت دامنه زیاد ولتاژ موتورها نیز واضح است. طبق جدول (۳-۲) جرم لینک‌های اول و دوم ۹۵ و ۱۵۸ کیلوگرم است. همچنین سرعت مسیر مطلوب نسبتاً زیاد است. روشن است که به حرکت درآوردن چنین جرم‌هایی با سرعت زیاد ولتاژ قابل توجهی نیاز دارد و این امر نمی‌تواند نشان دهنده ضعف کنترل‌کننده پیشنهادی باشد. همان‌طور که در ادامه خواهیم دید یک کنترل کننده عصبی-فازی نیز برای این ربات و این مسیر، به همین اندازه ولتاژ منجر می‌شود.

۴-۴-۲- ردگیری مسیرهای متناوب غیر سینوسی

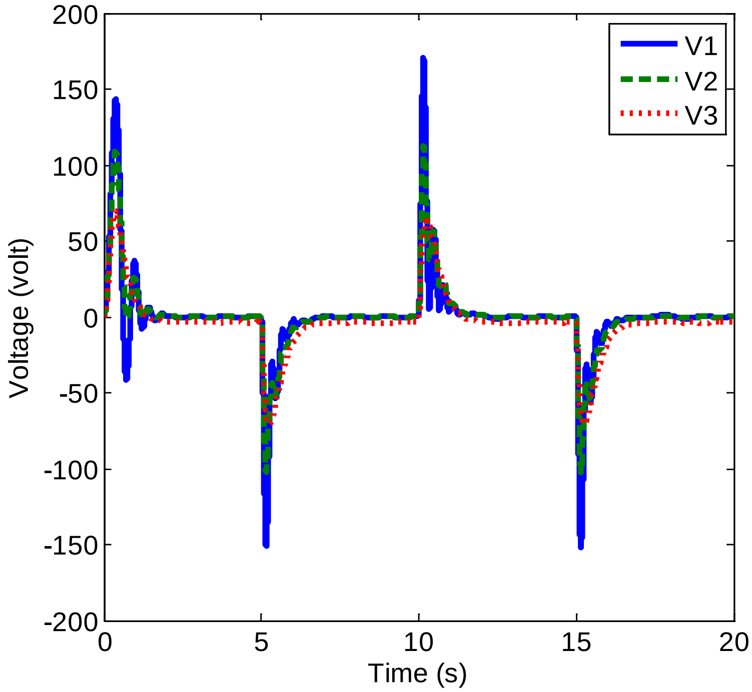
کارایی کنترل کننده پیشنهادی فقط در ردگیری مسیرهای سینوسی نیست. در این قسمت نتایج شبیه‌سازی مربوط به مسیرهای متناوب غیر سینوسی ارائه می‌شود. فرض کنید مسیر مطلوب یک سیگنال مربعی با دامنه ۱ و دوره تناوب ۱۰ ثانیه باشد. چون این مسیر مشتق‌پذیر نیست، آن را از یک تابع تبدیل عبور می‌دهیم و خروجی آن را به عنوان مسیر مطلوب در نظر می‌گیریم. همچنین با تنظیم محل قطبهای تابع تبدیل می‌توانیم رفتار حالت گذرای کنترل کننده را تنظیم کنیم. در این شبیه‌سازی تابع تبدیل $G(s)=\frac{16}{s^2+8s+16}$ انتخاب شده است. عملکرد ردگیری کنترل‌کننده در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مسیر مطلوب بدون فراجهش و خطای ماندگار ردگیری می‌شود. سیگنالهای کنترل برای این شبیه‌سازی در شکل (۴-۶) نشان داده شده‌اند. تغییرات شدید ولتاژ در لحظات تغییر مسیر با توجه به جرم زیاد لینک‌ها قابل توجیه است. عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در ردگیری مسیر مثلثی در شکل (۴-۷) و ولتاژ موتورها در این شبیه‌سازی در شکل (۴-۸) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۴-۷) مشاهده می‌شود، کنترل‌کننده پیشنهادی قادر است مسیرهای مثلثی را نیز به خوبی ردگیری کند. پرش‌های ناگهانی ولتاژ در شکل (۴-۸) نیز با توجه به تغییر ناگهانی مسیر مطلوب قابل توجیه است. در لحظات بین تغییرات ناگهانی مسیر مطلوب، شاهد سیگنال کنترلی نرم با دامنه قابل قبول هستیم.



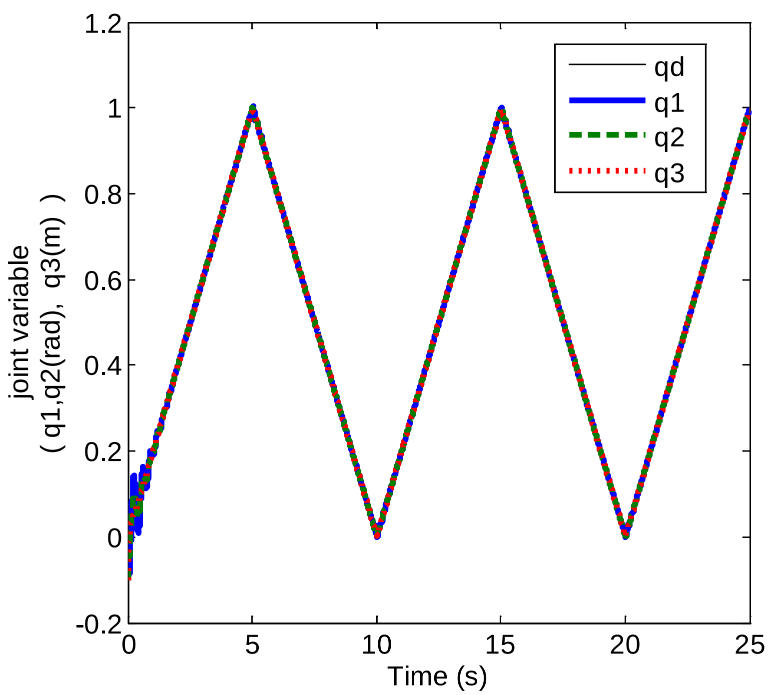
شکل (۴-۴) سیگنالهای کنترل در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۱



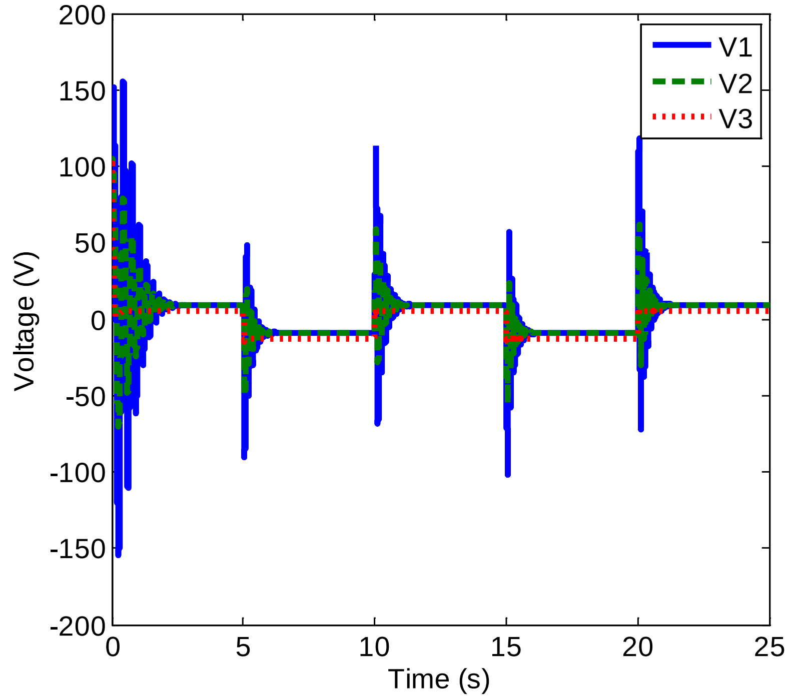
شکل (۴-۵) عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در ردگیری مسیر مربعی



شکل (۴-۶) سیگنالهای کنترل در ردگیری مسیر مربعی



شکل ۴-۷ عملکرد ردگیری کنترل‌کننده پیشنهادی برای مسیر مثلثی



شکل ۴-۸ سیگنالهای کنترل در ردگیری مسیر مثلثی

۴-۴-۳-سایر دوره‌های تناوب

به منظور بررسی تاثیر تعداد هارمونیک های استفاده شده در سری فوریه و همچنین سایر دوره‌های تناوب اساسی، تابع هزینه $C_f = \int_0^{25} \|\mathbf{e}(t)\| dt$ را در نظر بگیرید. مسیر مطلوب تعریف شده در (۴-۶۳) را اعمال می‌کنیم. سایر پارامترهای کنترل کننده در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۱ داده شده اند. مقدار این تابع هزینه به ازای تعداد هارمونیک‌های مختلف و دوره‌های تناوب اساسی دیگر که به طور تصادفی انتخاب شده‌اند، در جدول (۴-۱) درج شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، مقدار دوره تناوب پیشنهادی منجر به تابع هزینه کمتری می‌شود. طبق این جدول، در حالت کلی برای سایر دوره‌های تناوب، افزایش تعداد هارمونیک‌ها منجر به کاهش مطلوب خطای ردگیری نخواهد شد. اما اگر دوره تناوب پیشنهادی استفاده شود، افزایش تعداد هارمونیک‌ها منجر به کاهش خطای ردگیری و تابع هزینه انتخابی می‌شود.

جدول (۴-۱) مقادیر تابع هزینه به ازای سایر دوره‌های تناوب و تعداد هارمونیک‌های مختلف

C_f	$m=4$	$m=6$	$m=8$	$m=10$	$m=12$
T=1.5	0.1243	0.1243	0.1243	0.1243	0.1243
T=2	0.0842	0.0842	0.0842	0.0842	0.0842
T=2.5	0.1165	0.1166	0.1167	0.1168	0.1169
T=5	0.1136	0.1144	0.1146	0.1148	0.1149
T=6	**0.0289**	**0.0265**	**0.0259**	**0.0257**	**0.0256**
T=8	0.0638	0.0628	0.0627	0.0626	0.0623
T=10	0.0868	0.0649	0.0658	0.0661	0.0665
T=12	0.0761	0.0360	0.0345	0.0332	0.0324
T=15	0.0879	0.0655	0.0585	0.0617	0.0629

۴-۴-۴- دوره‌های تناوب اصم

همان‌طور که می‌دانیم ک.م.م. برای اعداد اصم در حالت کلی تعریف نشده است. بنابراین، ممکن است تصور شود که اگر دوره تناوب مسیرهای مطلوب اصم باشند، روش فوق غیر قابل استفاده است. اما همان-طور که می‌دانیم اعداد اصم را می‌توان با اعداد گویا تقریب زد. به عنوان مثال فرض کنید مسیر مطلوب به صورت زیر باشد:

$$\mathbf{q_d}=\begin{bmatrix}1-\cos(2\pi t/\sqrt{10})\\ 1-\cos(2\pi t/\sqrt{5})\\ 1-\cos(2\pi t/\sqrt{17})\end{bmatrix} \qquad (۴-۶۶)$$

بنابراین، $T_{d1}=\sqrt{10}\approx 316/100$ ، $T_{d2}=\sqrt{5}\approx 223/100$ و $T_{d3}=\sqrt{17}$. بنابراین، بردارهای $\xi_i(t)$ را به صورت‌های زیر انتخاب می‌کنیم:

$$\xi_1=\xi_2=\begin{bmatrix}1 & \cos\omega t & \sin\omega t & \cdots & \cos m\omega t & \sin m\omega t\end{bmatrix}^T \tag{۶۷-۴}$$

$$\xi_3=\begin{bmatrix}1 & \cos\omega_3 t & \sin\omega_3 t & \cdots & \cos m\omega_3 t & \sin m\omega_3 t\end{bmatrix}^T \tag{۶۸-۴}$$

که در آن $\omega_3=2\pi/\sqrt{17}$ و

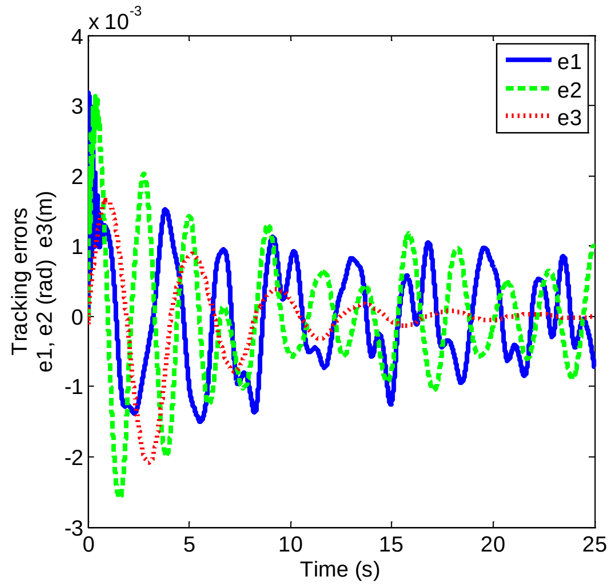
$$\omega=\frac{2\pi}{lcm(316/100,223/100)}=\frac{2\pi}{7.0468} \tag{۶۹-۴}$$

سایر پارامترهای کنترل کننده در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۱ داده شده‌اند. خطاهای ردگیری مربوط به این شبیه‌سازی در شکل (۴-۹) و سیگنالهای کنترل در شکل (۴-۱۰) رسم شده‌اند که نشان‌دهنده عملکرد مطلوب کنترل کننده می‌باشند. همان‌طور که در شکل (۴-۹) ملاحظه می‌شود، به دلیل تقریب‌هایی که توضیح داده شد، خطای ردگیری اندکی افزایش یافته است. با افزایش دقت تقریب‌ها این خطا نیز کاهش می‌یابد.

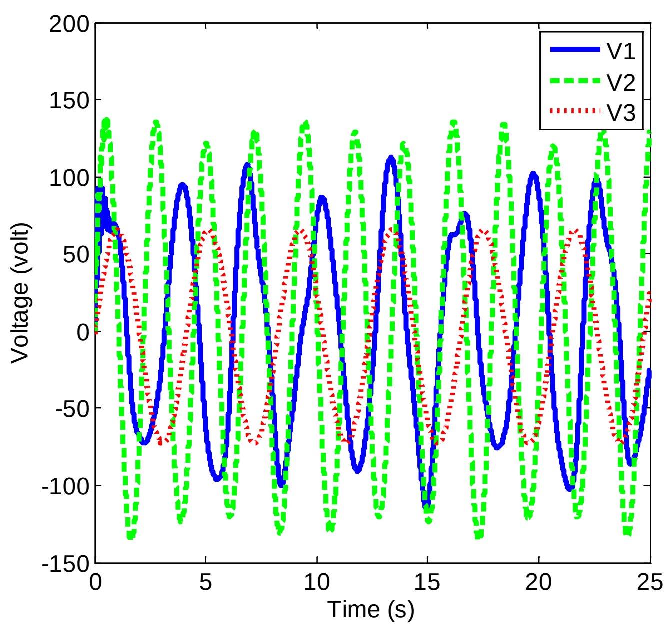
۴-۴-۵- مسیرهای نامتناوب و اغتشاش خارجی

در اثبات پایداری که در این فصل ارائه شده است، نیازی به فرض متناوب بودن مسیرهای مرجع نداریم این فرض برای تعیین دوره تناوب اساسی سری فوریه مورد نیاز است. بنابراین، کنترل کننده فوق در ردگیری مسیرهای نامتناوب مشکلی نخواهد داشت. در این شبیه‌سازی یک مسیر نامتناوب به سیستم اعمال شده است. از تابع تبدیلی که در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۲ ارائه شده است، برای تولید مسیرهای مشتق‌پذیر استفاده شده است. سایر پارامترهای کنترل کننده در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۲ داده شده‌اند.

همچنین، به منظور ارزیابی توانایی کنترل کننده پیشنهادی در دفع اغتشاش خارجی، سیگنال زیر به عنوان اغتشاش خارجی به هر موتور اعمال می‌شود.



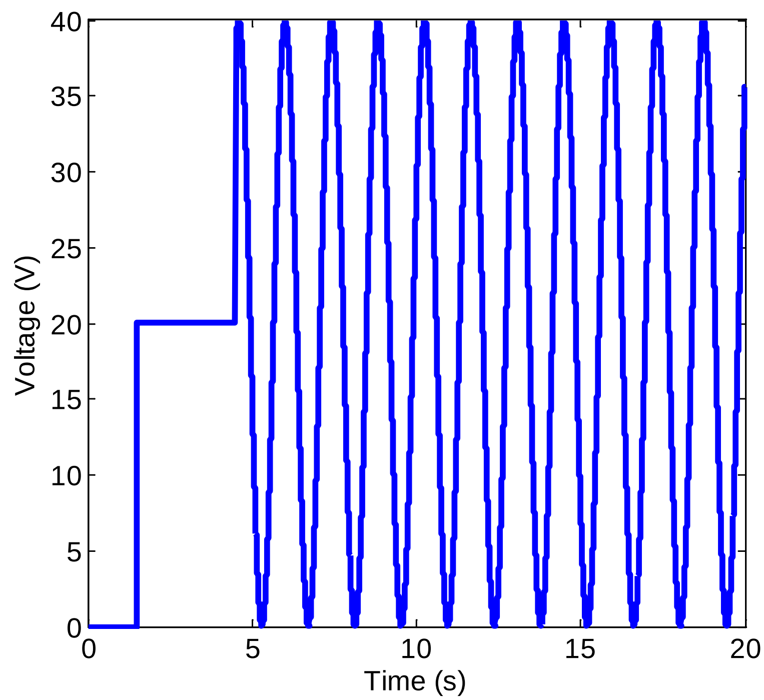
شکل (۴-۹) خطاهای ردگیری در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۳



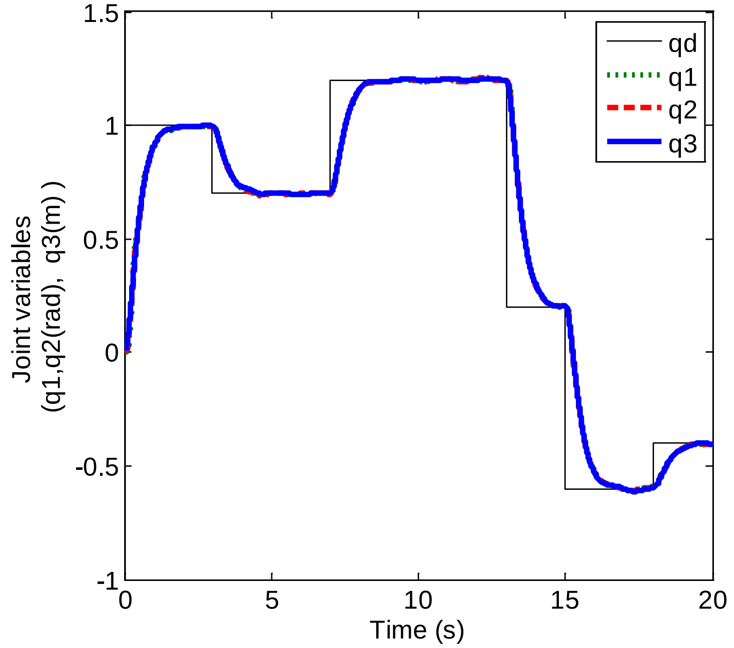
شکل (۴-۱۰) سیگنالهای کنترل در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۳

$$v_{dist}(t) = 20u(\mathrm{t}-1.5) + 20\sin(\sqrt{2}\,\pi\,\mathrm{t})\,\mathrm{u}(\mathrm{t}-4.5) \qquad (۶۹-۴)$$

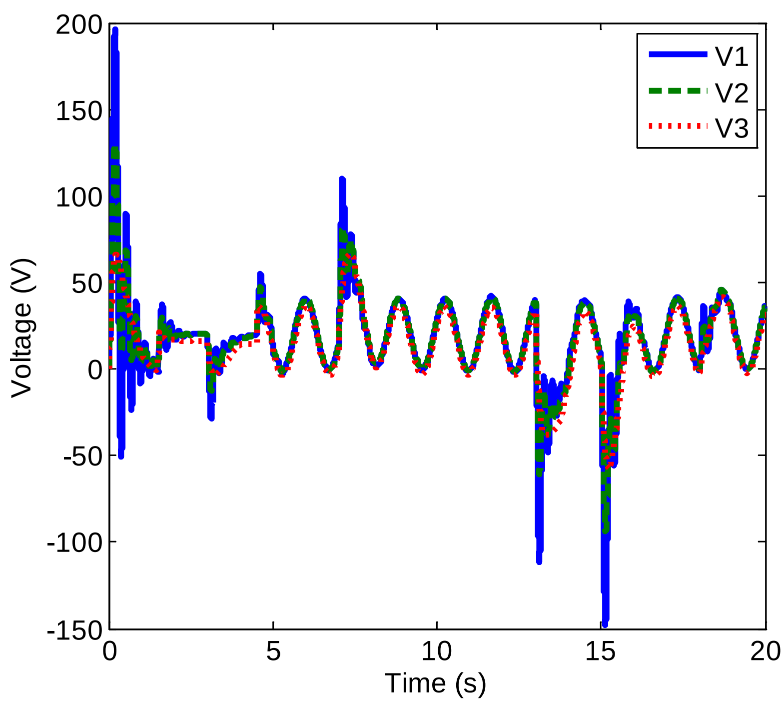
این سیگنال در شکل (۴-۱۱) رسم شده است. عملکرد ردگیری سیستم و سیگنالهای کنترل که در شکل-های (۴-۱۲) و (۴-۱۳) رسم شده‌اند، بیانگر توانایی کنترل کننده در ردگیری مسیرهای نامتناوب و دفع اثرات اغتشاش خارجی می‌باشند. همان‌طور که در شکل (۴-۱۲) مشاهده می‌شود، پاسخ سیستم بدون فراجهش و خطای ماندگار است. نوسانات سیگنال کنترل در لحظات بعد از اعمال اغتشاش خارجی در شکل (۴-۱۳)، منجر به دفع اثرات نامطلوب آن در پاسخ سیستم شده است.



شکل (۴-۱۱) اغتشاش خارجی در شبیه‌سازی ۴-۳-۴-۴



شکل (۴-۱۲) ردگیری مسیر نامتناوب و دفع اغتشاش خارجی



شکل (۴-۱۳) سیگنالهای کنترل در ردگیری مسیر نامتناوب و دفع اغتشاش خارجی

۴-۴-۶- مقایسه با کنترل‌کننده عصبی-فازی

در این بخش، به مقایسه عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با یک کنترل‌کننده عصبی-فازی [۲۵] خواهیم پرداخت. ساختار شبکه عصبی-فازی استفاده شده در شکل (۴-۱۴) رسم شده است.

لایه اول لایه ورودی است که متغیرهای $e_i \quad 1 \le i \le n$ را به لایه بعد انتقال می‌دهد که در آن e به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$e(t) = \ddot{\tilde{q}} + K_a \dot{\tilde{q}} + K_b \tilde{q} \tag{۴-۷۰}$$

در معادله فوق $\tilde{q}$ خطای ردگیری است. K_a و K_b ماتریس‌های مثبت معین هستند و پارامترهای طراحی محسوب می‌شوند. همان‌طور که (۴-۷۰) نشان می‌دهد، کنترل‌کننده فوق علاوه بر فیدبک موقعیت به سیگنالهای سرعت و شتاب نیز نیاز دارد.

در لایه دوم مقدار توابع عضویت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mu_i^j = \exp\left[\frac{-(e_i - m_i^j)^2}{\left(\sigma_i^j\right)^2}\right] \tag{۴-۷۱}$$

که در آن m_i^j و σ_i^j ($i=1,...,n \quad j=1,...,N_{p_i}$) به ترتیب میانگین و انحراف معیار استاندارد توابع گوسی می‌باشند که توسط قوانین تطبیق محاسبه می‌شوند. این پارامترها را می‌توان به صورت‌های زیر در بردارهای $\mathbf{m}$ و $\boldsymbol{\sigma}$ قرار داد.

$$\mathbf{m} = [m_1^1,...,m_1^{N_{p1}} \;\; m_2^1,...,m_2^{N_{p2}} \;\; ... \;\; m_n^1,...,m_n^{N_{pn}}]^T \in R^{N_r \times 1} \tag{۴-۷۲}$$

$$\boldsymbol{\sigma} = [\sigma_1^1,...,\sigma_1^{N_{p1}} \;\; \sigma_2^1,...,\sigma_2^{N_{p2}} \;\; ... \;\; \sigma_n^1,...,\sigma_n^{N_{pn}}]^T \in R^{N_r \times 1} \tag{۴-۷۳}$$

در روابط فوق، $N_r = \sum_{i=1}^{n} N_{pi}$ تعداد کل توابع عضویت فازی است.

لایه سوم، لایه قوانین است که به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$R^l:\ IF\ \mathbf{x}\ is\ \mathbf{F}^l,\ THEN\ \mathbf{y}=\mathbf{wx} \tag{۷۴-۴}$$

که در آن $\mathbf{x}$ بردار حاوی متغیرهای ورودی، $\mathbf{F}^l$ مجموعه‌های فازی، $\mathbf{y}$ بردار خروجی‌ها و $\mathbf{W}$ ماتریس وزن‌های قابل تنظیم است [۲۵]. در این لایه، خروجی‌های لایه دوم در یکدیگر ضرب می‌شوند:

$$l_k=\prod_{i=1}^{n} w_{ji}^{k}\mu_i^j(e_i) \tag{۷۵-۴}$$

در رابطه فوق، w_{ji}^k وزن‌های بین لایه دوم و سوم هستند که واحد فرض می‌شوند. همچنین، $l_k\ \ (k=1,\ldots,N_y)$ خروجی‌های لایه قوانین می‌باشند و N_y تعدادکل قوانین است.

لایه چهارم، لایه TSK نام دارد و خروجی هر گره در این لایه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$T_q\big|_{q=0,\ldots,n}=\sum_{k=1}^{N_y} w_k^q l_k\Big|_{q=0}\ \ and\ \ \sum_{k=1}^{N_y} e_q w_k^q l_k\Big|_{q=i=1,\ldots,n} \tag{۷۶-۴}$$

در رابطه فوق، w_k^q لینک‌های واحد بین لایه سوم و چهارم هستند.

لایه پنجم، لایه خروجی است. خروجی هر گره y_o در این لایه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$y_o=\sum_{q=0}^{n} A_q^o T_q=\sum_{k=1}^{N_y} A_0^o w_k^0 l_k+\sum_{k=1}^{N_y}\sum_{i=1}^{n} e_i A_i^o w_k^i l_k \tag{۷۷-۴}$$

که در آن A_q^o پارامترهای قابل تنظیم در قسمت تالی قوانین فازی است. با توجه به رابطه فوق، خروجی شبکه عصبی-فازی را می‌توان به شکل برداری زیر نوشت:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}&=\begin{bmatrix} y_1 & y_2 & \ldots & y_{N_o}\end{bmatrix}^T=\alpha_0\boldsymbol{l}+\sum_{i=1}^{n} e_i\alpha_i\boldsymbol{l}\\ &=U_{FNN}(e,\alpha_0,\alpha_1,\ldots,\alpha_n,\boldsymbol{m},\boldsymbol{\sigma})\end{aligned} \tag{۷۸-۴}$$

$$\boldsymbol{l}=\begin{bmatrix} l_1 & l_2 & \ldots & l_{N_y}\end{bmatrix}^T \tag{۷۹-۴}$$

$$\alpha_0 = \begin{bmatrix} A_0^1 w_1^0 & A_0^1 w_2^0 & \cdots & A_0^1 w_{N_y}^0 \\ A_0^2 w_1^0 & A_0^2 w_2^0 & \cdots & A_0^2 w_{N_y}^0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_0^{N_o} w_1^0 & A_0^{N_o} w_2^0 & \cdots & A_0^{N_o} w_{N_y}^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_0^1 & \boldsymbol{A}_0^2 & \cdots & \boldsymbol{A}_0^{N_o} \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۸۰)$$

$$\alpha_i \,|_{i=1,\ldots,n} = \begin{bmatrix} A_i^1 w_1^i & A_i^1 w_2^i & \cdots & A_i^1 w_{N_y}^i \\ A_i^2 w_1^i & A_i^2 w_2^i & \cdots & A_i^2 w_{N_y}^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_i^{N_o} w_1^i & A_i^{N_o} w_2^i & \cdots & A_i^{N_o} w_{N_y}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_i^1 & \boldsymbol{A}_i^2 & \cdots & \boldsymbol{A}_i^{N_o} \end{bmatrix}^T \qquad (۴-۸۱)$$

بلوک دیاگرام این سیستم کنترل در شکل (۴-۱۵) رسم شده است. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، قانون کنترل در این کنترل‌کننده به صورت زیر است:

$$U = \hat{U}_{FNN}(e, \hat{\alpha}_0, \ldots, \hat{\alpha}_n, \hat{m}, \hat{\sigma}) = \hat{\alpha}_0 \hat{\boldsymbol{l}} + \sum_{i=1}^{n} e_i \hat{\alpha}_i \hat{\boldsymbol{l}} \qquad (۴-۸۲)$$

قوانین تطبیق پارامترهای شبکه عصبی-فازی عبارتنداز:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{A}}}_0^o = a_0 e_o \hat{\boldsymbol{l}}^T \qquad (۴-۸۳)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{A}}}_i^o = a_i e_i e_o \hat{\boldsymbol{l}}^T \qquad (۴-۸۴)$$

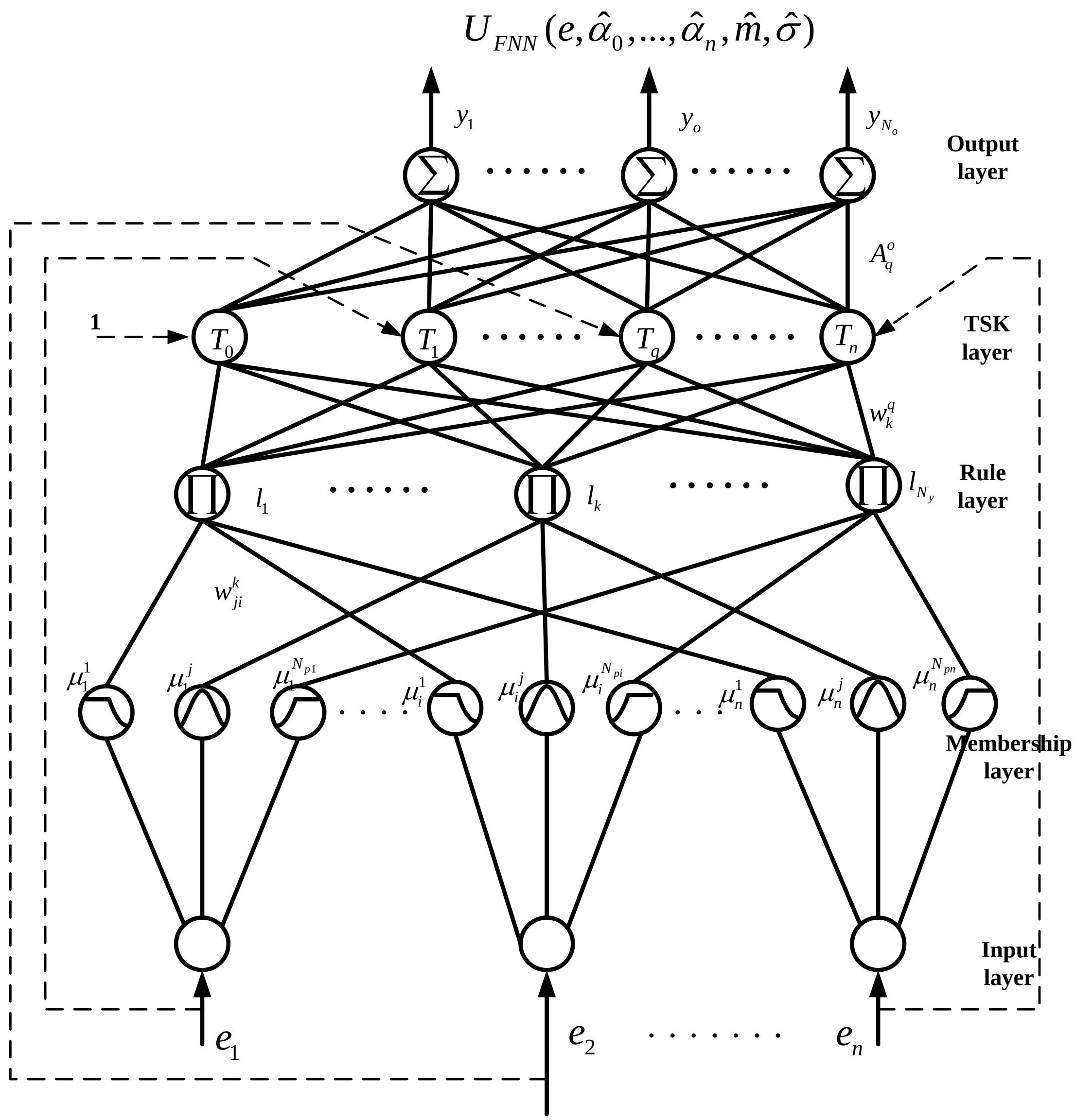
$$\dot{\hat{\boldsymbol{m}}} = a_{n+1} \left[e^T \left(\hat{\alpha}_o + \sum_{i=1}^{n} e_i \hat{\alpha}_i \right) \boldsymbol{l}_{\boldsymbol{m}} \right]^T \qquad (۴-۸۵)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\sigma}}} = a_{n+2} \left[e^T \left(\hat{\alpha}_o + \sum_{i=1}^{n} e_i \hat{\alpha}_i \right) \boldsymbol{l}_{\boldsymbol{s}} \right]^T \qquad (۴-۸۶)$$

$$\boldsymbol{l}_{\boldsymbol{m}} = \begin{bmatrix} \partial l_1 / \partial \boldsymbol{m} & \partial l_2 / \partial \boldsymbol{m} & \cdots & \partial l_{N_y} / \partial \boldsymbol{m} \end{bmatrix}^T |_{\boldsymbol{m}=\hat{\boldsymbol{m}}} \in \boldsymbol{R}^{N_y \times N_r} \qquad (۴-۸۷)$$

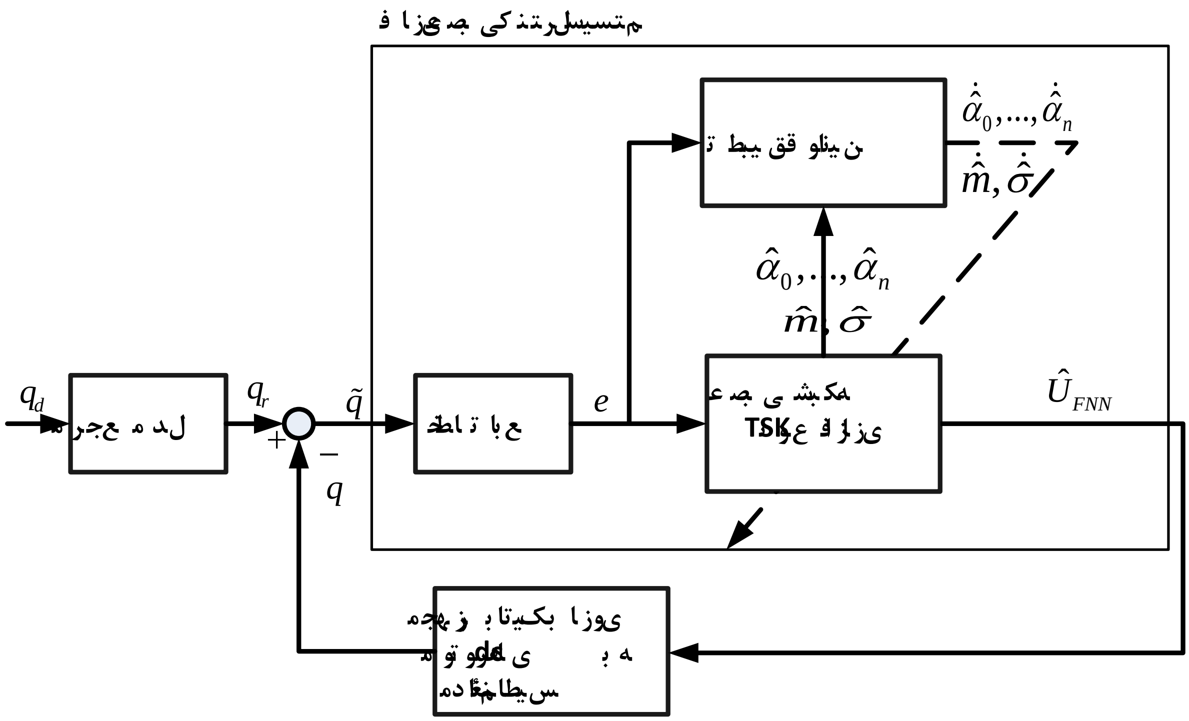
$$\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{m}} = \begin{bmatrix} \partial l_1 / \partial \boldsymbol{\sigma} & \partial l_2 / \partial \boldsymbol{\sigma} & \cdots & \partial l_{N_y} / \partial \boldsymbol{\sigma} \end{bmatrix}^T |_{\boldsymbol{m}=\hat{\boldsymbol{m}}} \in \boldsymbol{R}^{N_y \times N_r} \qquad (۴-۸۸)$$

در این شبیه‌سازی، برای هر مفصل ۳ گروه عضویت درنظر گرفته شده است. این قانون کنترل و به همراه قوانین تطبیق (۴-۸۳) تا (۴-۸۶) را به ربات اسکارا و موتورهای توصیف شده در فصل قبل اعمال می‌کنیم. مسیر مطلوب در (۴-۶۳) داده شده است. مقادیر $30I_3$ و $225I_3$ به ترتیب برای ماتریس‌های K_a و K_b



شکل (۴-۱۴) ساختار شبکه عصبی-فازی

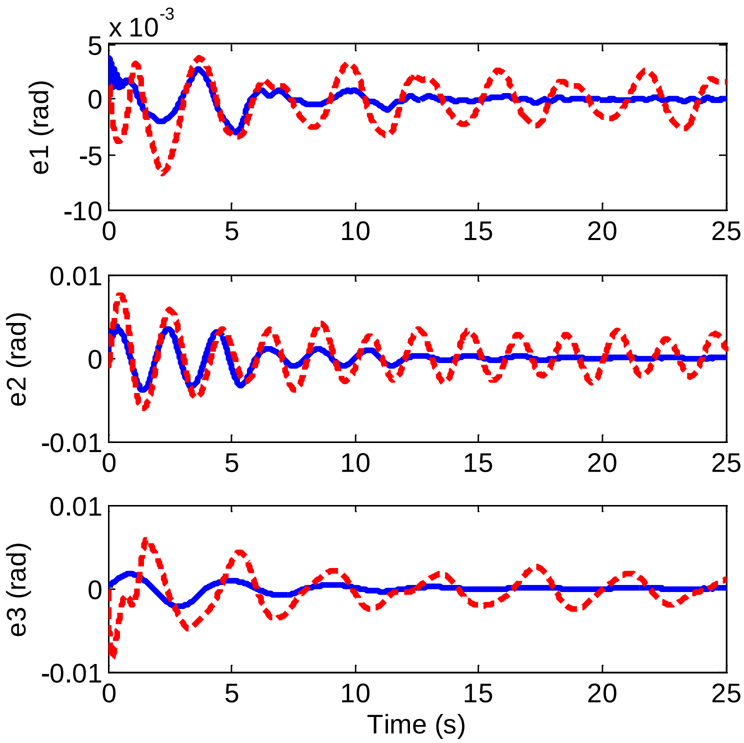
انتخاب شده است. ضرایب همگرایی a_i در (۴-۸۳) تا (۴-۸۶) به طور یکسان روی عدد ۵ تنظیم شده‌اند. مقادیر اولیه $\alpha_i \ (0 \le i \le 3)$ به طور تصادفی در بازه $(0,10)$ قرار داده شده‌اند. همچنین، مقادیر اولیه $\hat{\boldsymbol{m}}$ به طور تصادفی در بازه $(-12.5,12.5)$ و مقادیر اولیه $\hat{\boldsymbol{\sigma}}$ به طور یکسان 10 انتخاب شده‌اند.



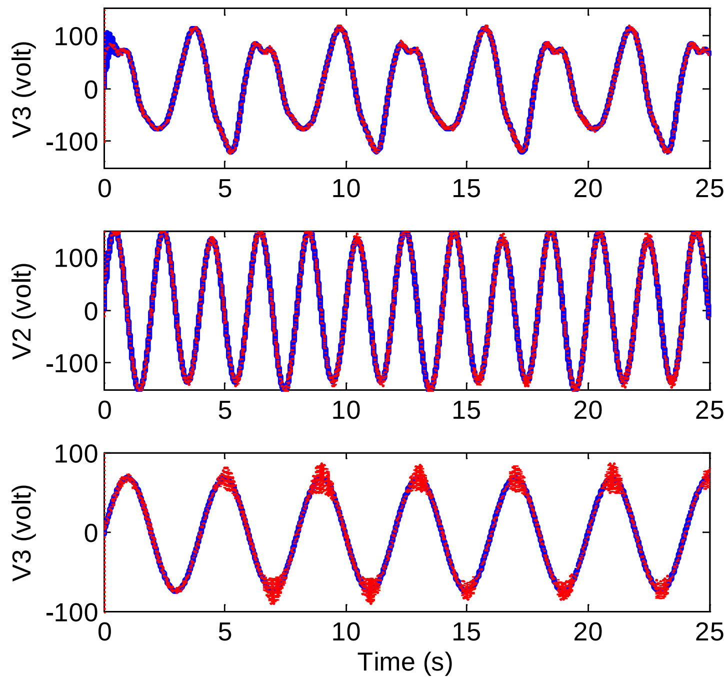
شکل (۴-۱۵) بلوک دیاگرام کنترل کننده عصبی-فازی

این مقادیر با توجه به حداکثر تغییرات e در (۴-۷۰) بدست آمده‌اند. در شکل (۴-۱۶)، خطاهای ردگیری کنترل‌کننده عصبی-فازی و کنترل‌کننده پیشنهادی با یکدیگر مقایسه شده‌اند. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، خطاهای ردگیری کنترل‌کننده مبتنی بر سری فوریه به مراتب بهتر از کنترل‌کننده عصبی-فازی می‌باشد. البته با افزایش مقادیر K_a و K_b و ضرایب همگرایی a_i خطای ردگیری کنترل کننده عصبی-فازی کاهش می‌یابد. اما این امر موجب افزایش لرزش در سیگنال کنترل خواهد شد. در شکل (۴-۱۷) سیگنالهای کنترل با یکدیگر مقایسه شده‌اند. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، ولتاژ موتورها در کنترل‌کننده عصبی-فازی لرزش دارند و با افزایش K_a و K_b این لرزش بیشتر نیز می‌شود.

علاوه بر این، حجم محاسبات کنترل کننده عصبی-فازی بسیار بیشتر از کنترل‌کننده مبتنی بر سری فوریه می‌باشد، به طوری که زمان اجرای شبیه‌سازی مربوط به کنترل کننده پیشنهادی کمتر از ۲ دقیقه است، در حالی که این زمان برای کنترل‌کننده عصبی-فازی بیش از ۱۵ دقیقه می‌باشد.



شکل (۴-۱۶) مقایسه خطاهای ردگیری دو کنترل کننده (سری فوریه: ـــــــ عصبی-فازی: – – –)



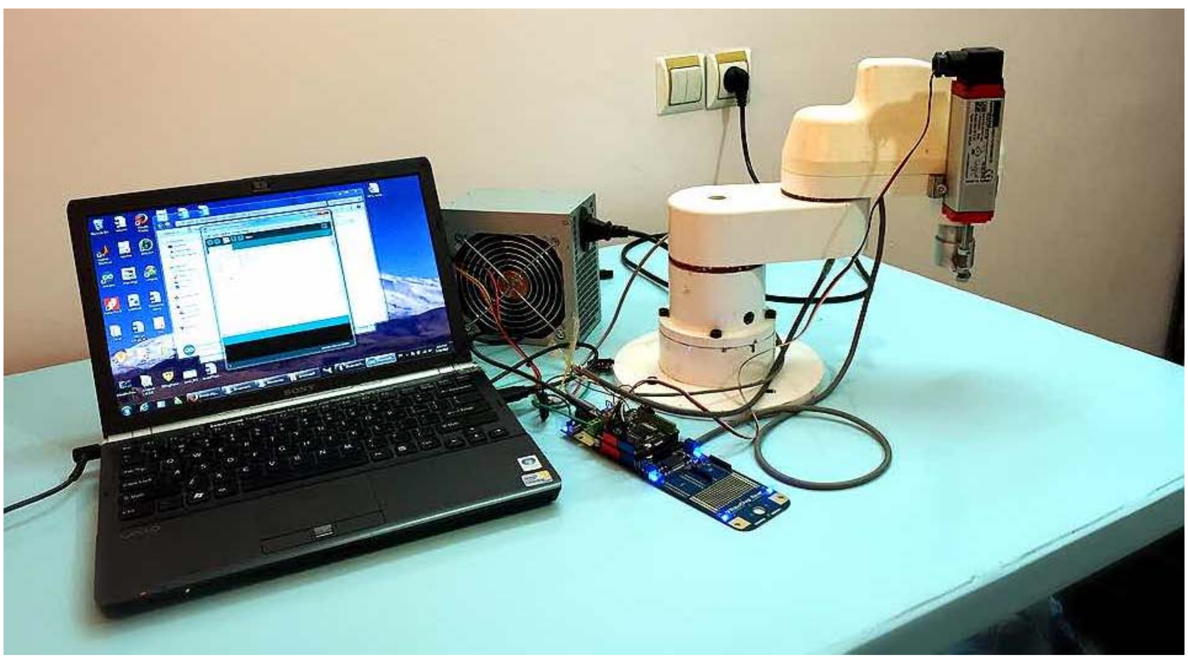
شکل (۴-۱۷) مقایسه ولتاژ موتورها در دو کنترل کننده (سری فوریه: ـــــــ عصبی-فازی: - - -)

۴-۵-نتایج آزمایشگاهی

در این قسمت به تشریح دستگاه آزمایشگاهی ساخته شده در این پایان‌نامه می‌پردازیم. تاکنون انتقادات بسیاری نسبت به راهبرد کنترل ولتاژ صورت گرفته است و برخی از صاحب‌نظران در موفقیت‌آمیز بودن آن در پیاده‌سازی عملی به دلیل نادیده گرفتن دینامیک بازو و طراحی کنترل‌کننده بر مبنای مدل موتور، تردید کرده‌اند. در این پایان‌نامه پیاده‌سازی موفقیت‌آمیز قانون کنترل ارائه شده در این فصل که مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد، روی ربات اسکارا را نشان می‌دهیم. اگرچه مشخصات ربات اسکارای در نظرگرفته شده برای شبیه‌سازی با ربات اسکارای ساخته شده تفاوت بسیاری دارد، اما رفتار کنترل-کننده پیشنهادی در مورد هر دو ربات بسیار شبیه است که نشان‌دهنده معتبر بودن نتایج شبیه‌سازی‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد.

نکته مهم دیگر، مستقل از مدل بودن قانون کنترل پیشنهادی است. در حال حاضر، تمامی پارامترهای ربات ساخته شده اعم از پارامترهای دینامیکی توصیف شده در جدول (۳-۲) و مشخصات موتورها از قبیل مقاومت، اندوکتانس و نسبت تبدیل چرخدنده مجهول هستند و قانون کنترل (۴-۲۰) که در این قسمت پیاده‌سازی شده است نیز به آنها نیازی ندارد. فقط ولتاژ قابل تحمل موتورها معلوم می‌باشد.

دستگاه آزمایشگاهی ساخته شده در شکل (۴-۱۸) به تصویر کشیده شده است. همان‌طور که در شکل (۴-۱۸) مشاهده می‌شود، از پاور کامپیوتر به عنوان منبع تغذیه استفاده شده است. از خروجی ۵ ولت آن برای تحریک موتورهای مفاصل اول و دوم و از خروجی ۱۲ ولت آن برای تحریک موتور مفصل کشویی استفاده شده است. نام تجاری سروموتورهای DC مفاصل اول و دوم TowerPro MG995 و حداکثر ولتاژ قابل تحمل آنها ۵ ولت است. حداکثر جابجایی زاویه‌ای این موتورها حدود ۲۰۰ درجه می‌باشد. نام تجاری موتور سوم ZKJS-180-370 است که یک موتور DC دوازده ولتی می‌باشد.



شکل (۴-۱۸) ستاپ آزمایشگاهی

بورد نشان داده شده در شکل (۴-۱۸) یک بورد بسیار پیشرفته برای راه‌اندازموتورها به نام DFrobotShop Rover میباشد که توانایی راه‌اندازی دو موتور ۵ ولتی را دارد و از آن برای کنترل موتورهای مفاصل اول و دوم استفاده شده است. این بورد مبتنی بر میکروکنترلر ATmega329 میباشد. نقشه شماتیک و راهنمای استفاده از این بورد با مراجعه به سایت DFrobot قابل دریافت خواهد بود. در پیوست ج نیز مختصری در مورد این بورد توضیح داده شده است. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، روی این بورد، یک راه‌انداز دیگر به نام DFrobot L298p Twin V1.1 قرار گرفته است که توانایی راه‌اندازی دو موتور تا ۳۵ ولت را دارد و از آن برای راه‌اندازی موتور ۱۲ ولتی استفاده شده است. به این ترتیب، با پروگرام کردن میکروکنترلری که روی DFrobotShop Rover قرار دارد، می‌توان هر سه موتور را کنترل نمود. پروگرام کردن میکروکنترلر از طریق USB انجام می‌شود. باید توجه داشت که می‌توان با استفاده از جامپری که روی DFrobot L298p Twin V1.1 قرار دارد، تغذیه بوردها را از یکدیگر جدا نمود.

برای فراهم نمودن فیدبک موقعیت زاویه‌ای موتورهای ۵ ولتی از پتانسومتر داخلی این موتورها استفاده شده است. همچنین، برای تحریک آرمیچر، دو سر سیم ولتاژ ترمینال این موتورها باید بیرون آورده شود. به عبارت دیگر، از هر موتور ۵ سر سیم باید بیرون آورده شود: ۲ سر مربوط به ولتاژ آرمیچر و ۳ سر مربوط به پتانسیومتر (VCC، GND و مقدار اندازه‌گیری شده). موتور سوم پتانسیومتر داخلی ندارد و برای اندازه‌گیری میزان جابجایی عمودی لینک سوم، همان‌طور که در شکل (۴-۱۸) دیده می‌شود، از یک پتانسیومتر خطی استفاده شده است. بنابراین، در مجموع ۹ سر پتانسیومتر داریم که ۳ سر سیم VCC به یکدیگر لحیم شده و به مکان مربوطه روی DFrobot L298p Twin V1.1 متصل می‌شوند. ۳ سر GND نیز به یکدیگر لحیم شده و به مکان مربوطه روی DFrobot L298p Twin V1.1 متصل می‌شوند. ۳ سر سیم باقی‌مانده که حاوی مقادیر اندازه‌گیری شده هستند نیز به ورودی‌های آنالوگ A0 ، A1 و A2 متصل می-شوند.

۴-۵-۱- ردگیری مسیرهای سینوسی

قانون کنترل (۴-۲۰) در محیط برنامه‌نویسی Arduino پیاده‌سازی و از طریق USB به میکروکنترلری که روی DFrobotShop Rover قرار دارد، منتقل می‌شود. برای مشاهده نحوه پیاده‌سازی این قانون کنترل در Arduino به پیوست د مراجعه کنید. مسیر مطلوب به صورت زیر تعریف شده است:

$$\mathbf{q_d} = \begin{bmatrix} (\pi/2) - (\pi/5)\cos(4\pi t/10)^{rad} \\ (\pi/2) - (\pi/5)\cos(9\pi t/10)^{rad} \\ 45 + 2.5\sin(\pi t/30)^{mm} \end{bmatrix} \tag{۴-۸۹}$$

بنابراین، $T_{d1} = 5$ ، $T_{d2} = 20/9$ و $T_{d3} = 60$. پارامترهای $\mathbf{K_p}$ و γ به ترتیب ۳۵۰۰ و ۱۰۰۰ انتخاب شده‌اند. تعداد فرکانس‌های مورد استفاده در سری فوریه برای هر مفصل ۲ است. به عبارت دیگر

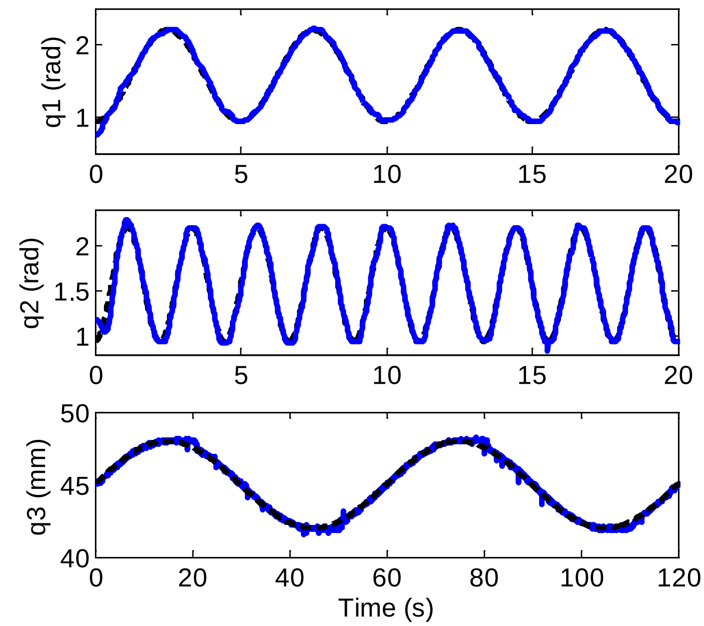
$$\xi_1 = \xi_2 = \begin{bmatrix} 1 & \cos\omega t & \sin\omega t & \cdots & \cos m\omega t & \sin m\omega t \end{bmatrix}^T \tag{۴-۹۰}$$

که در آن $m = 2$ و $\omega = \dfrac{2\pi}{lcm(5, 20/9)} = \dfrac{\pi}{10}$. نرخ انتقال اطلاعات بر حسب بیت بر ثانیه[1] روی ۳۸۴۰۰ تنظیم شده است. نرخ‌های دیگر قابل استفاده در این بورد عبارتنداز: ۹۶۰۰، ۱۴۴۰۰، ۱۹۲۰۰، ۲۸۸۰۰، ۵۷۶۰۰، ۱۱۵۲۰۰.

عملکرد ردگیری کنترل‌کننده در شکل (۴-۱۹) رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، کنترل کننده پیشنهادی بدون نیاز به پارامترهای مدل سیستم و تنها با استفاده از سری فوریه در تخمین عدم قطعیت‌ها می‌تواند به خوبی مسیر مطلوب را ردگیری کند. خطای ردگیری در شکل (۴-۲۰) رسم شده است. حداکثر خطای ردگیری در این شکل در حالت ماندگار حدود ۰,۰۳ رادیان برای مفاصل اول و دوم و ۰,۴۵ میلیمتر برای لینک سوم است. ولتاژ موتورها در شکل (۴-۲۱) رسم شده است.

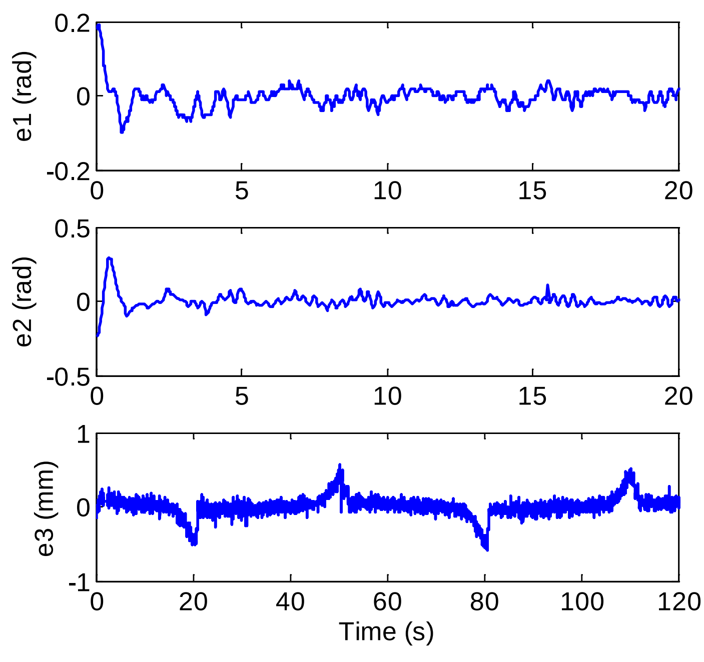
---

[1] Buad Rate

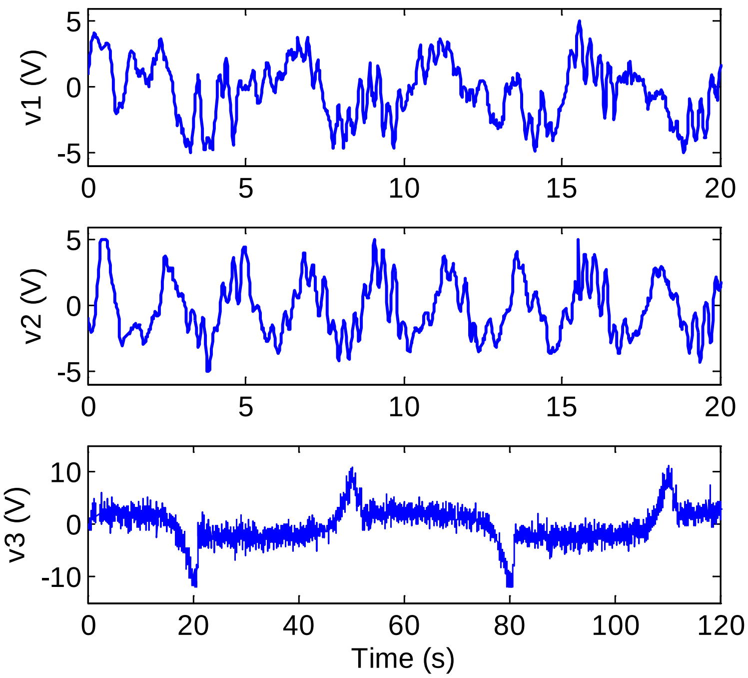


شکل (۴-۱۹) عملکرد ردگیری کنترل‌کننده مبتنی بر سری فوریه در پیاده‌سازی عملی

(مسیر ربات: ــــــ مسیر مطلوب: - - -)



شکل (۴-۲۰) خطای ردگیری کنترل‌کننده مبتنی بر سری فوریه در پیاده‌سازی عملی

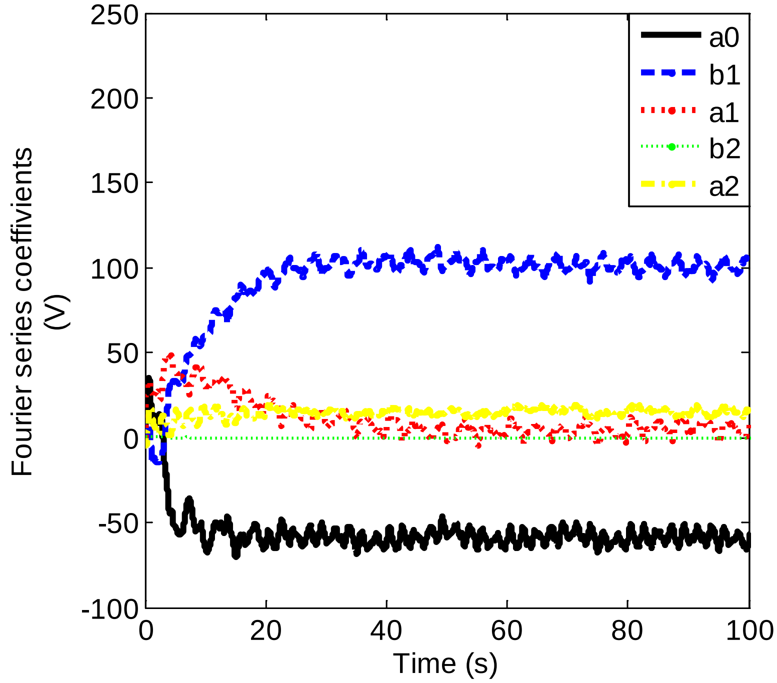


شکل (۴-۲۱) ولتاژ موتورها در کنترل‌کننده مبتنی بر سری فوریه در پیاده‌سازی عملی

ضرایب سری فوریه مربوط به مفصل اول در شکل (۴-۲۲) رسم شده اند. رفتار این ضرایب شبیه رفتار ترسیم شده در شکل (۴-۳) مربوط به ربات شبیه‌سازی شده می‌باشد. در هر دو ربات حدود ۲۰ ثانیه طول می‌کشد تا این ضرایب همگرا شوند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، طولانی شدن زمان همگرایی این ضرایب تاثیری در عملکرد کنترل‌کننده ندارد. قبل از همگرایی نیز عملکرد ردگیری کنترل‌کننده مناسب است.

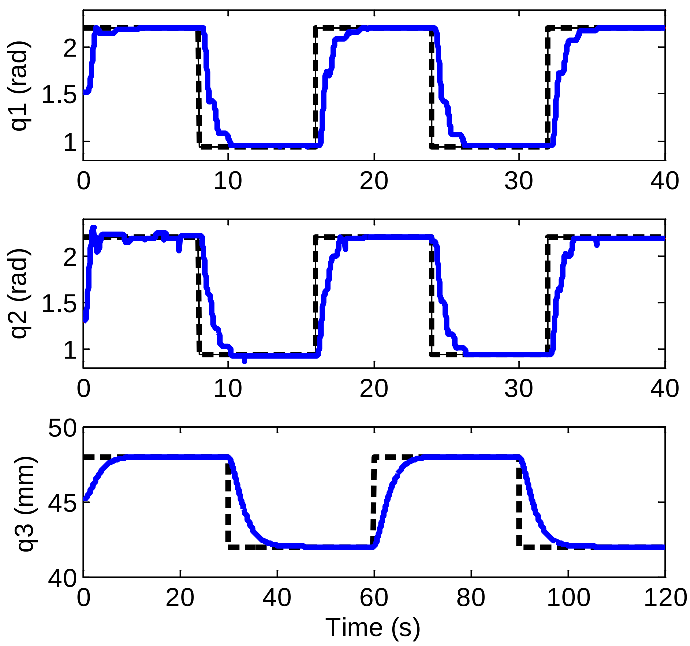
۴-۵-۲- ردگیری مسیرهای مربعی

با توجه به اینکه مسیر مطلوب باید نرم و مشتقپذیر باشد، برای تولید مسیرهای مشتق پذیر از توابع تبدیل مناسب استفاده میکنیم. ضرایب تابع تبدیل را طوری انتخاب می‌کنیم که زمان نشست در محدوده قابل قبولی قرار گیرد و پاسخ گذرای سیستم، فرا جهش نداشته باشد.

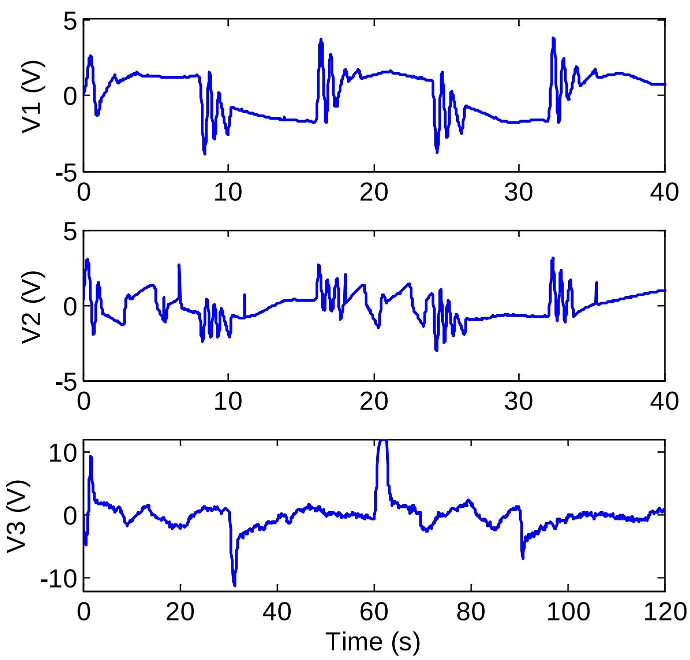


شکل (۴-۲۲) ضرایب سری فوریه مربوط به مفصل اول در پیاده‌سازی عملی

برای مفاصل اول و دوم از تابع تبدیل $G(s) = 6.25/(s^2 + 5s + 6.25)$ و برای مفصل سوم از تابع تبدیل $G(s) = 0.64/(s^2 + 1.6s + 0.64)$ استفاده شده است. مسیر مطلوب و پاسخ ربات در شکل (۴-۲۳) رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، کنترل‌کننده می‌تواند مسیرهای مربعی را با خطای ماندگار ناچیز و بدون فراجهش ردگیری کند. در شکل (۴-۲۴) ولتاژ موتورها برای مسیرهای مربعی آورده شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، ولتاژ موتورها از مقدار مجاز تجاوز نمی‌کند و پس از اندکی نوسان در لحظات بعد از تغییر ناگهانی مسیر، هموارتر می‌شوند.



شکل (۴-۲۳) ردگیری مسیرهای مربعی در پیاده‌سازی عملی



شکل (۴-۲۴) ولتاژ موتورها برای ردگیری مسیر مربعی در پیاده‌سازی عملی

۴-۶- مقایسه نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

اگرچه ربات اسکارای ساخته شده با ربات شبیه‌سازی شده بسیار تفاوت دارد، اما ویژگی‌های مشترک جالبی بین آنها وجود دارد که بیانگر رفتار یکسان کنترل کننده برای هر دو ربات است. این موارد به صورت زیر خلاصه شده‌اند.

۱ -بهره‌های کنترل کننده یعنی $\mathbf{K_p}$ و γ برای هر دو ربات نسبتا بزرگ هستند.

۲ -در هر دو ربات ضرایب سری فوریه به مقادیر ثابت همگرا می‌شوند.

۳ -زمان مورد نیاز برای همگرایی ضرایب سری فوریه در هر دو ربات نسبتا طولانی است.

۴ -در هر دو ربات، قبل از همگرایی ضرایب سری فوریه، عملکرد کنترل کننده قابل قبول است.

۴-۷- نتیجه‌گیری

در این فصل، به تخمین و جبران عدم قطعیت با استفاده از سری فوریه پرداختیم. تقریب توابع با استفاده از سری فوریه را بیان کردیم و نشان دادیم که در سیستمهای کنترل نمی‌توانیم از فرمولهای معروف محاسبه ضرایب سری فوریه استفاده کنیم. سپس، قانون کنترل را به صورت مستقل از مدل پیشنهاد دادیم و به اثبات پایداری سیستم و استخراج قوانین تطبیق ضرایب سری فوریه پرداختیم همچنین، با استفاده از روابط سینماتیکی و دینامیکی ربات و با فرض متناوب بودن مسیرهای مطلوب، نشان دادیم که ک.م.م. دوره‌های تناوب مسیرهای مطلوب می‌تواند مقدار مناسبی برای دوره تناوب سری فوریه باشد. نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی بیانگر کارایی مناسب قانون کنترل پیشنهادی علیرغم سادگی آن است. در مقایسه با کنترل‌کننده عصبی-فازی سادگی این قانون کنترل آشکارتر شد. در کنترل‌کننده عصبی-فازی پارامترهای زیادی از قبیل تعداد قوانین و توابع عضویت، مقدار اولیه پارامترهای

در حال تطبیق، مقادیر ضرایب همگرایی وجود دارند که تنظیم آنها کار ساده‌ای نیست. پیاده‌سازی عملی موفق این قانون کنترل که بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد، بیانگر موجه بودن طراحی کنترل کننده بر مبنای مدل موتور می‌باشد. به عبارت دیگر، نادیده گرفتن دینامیک بازو در فرایند طراحی، مشکلی در اجرای عملی قانون کنترل ایجاد نمی‌کند.

فصل پنجم:

تخمین عدم قطعیت در فضای کار با استفاده از توابع لژاندر

❖ مقدمه

❖ تقریب توابع با استفاده از توابع لژاندر

❖ طراحی کنترل کننده مقاوم کلاسیک در فضای کار

❖ طراحی کنترل کننده مقاوم در فضای کار با استفاده از توابع لژاندر

❖ نتایج شبیه‌سازی‌ها

۵-۱- مقدمه

در این فصل به طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم برای بازوی رباتیک در فضای کار خواهیم پرداخت. کنترل در فضای کار به دلیل اضافه شدن ماتریس ژاکوبین به مراتب مشکل‌تر از کنترل در فضای مفصلی است. قوانین کنترل مقاوم و تطبیقی ارائه شده در اکثر مراجع مبتنی بر مدل نامی بازوی رباتیک می‌باشند. به همین دلیل، ماتریس رگرسورهای ربات باید مشخص باشد. محاسبه این ماتریس نیازمند مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی بازو است که دشوار و وقت‌گیر می‌باشد. در این روشها، برای جبران عدم قطعیت‌ها جمله دیگری به قانون کنترل اضافه می‌شود که مقدار آن با توجه به اثبات پایداری سیستم حلقه بدست می‌آید. برای محاسبه این جمله معمولاً به کران عدم قطعیت نیاز داریم. این کران تابعی از حالتهای سیستم است و برای محاسبه آن نیاز به فیدبک‌های فراوانی داریم. همان‌طور که در فصل قبل

اشاره شد، یکی از مزایای استفاده از توابع متعامد مانند سری فوریه و چندجمله‌ای‌های لژاندر در قوانین کنترل، کاهش چشمگیر تعداد حسگرها می‌باشد که موجب کاهش هزینه‌های پیاده‌سازی عملی و همچنین بهبود عملکرد سیستم کنترل می‌شود. چون برخی از سیگنالهای مورد نیاز مانند شتاب زاویه‌ای مفاصل و مشتق جریان موتورها معمولاً آغشته به نویز هستند و استفاده از آنها در قوانین کنترل موجب تضعیف عملکرد سیستم می‌شود و باید راهکارهایی برای کاهش نویز این سیگنالها درنظر گرفته شود.

در این فصل ابتدا تقریب توابع با استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر را بیان می‌کنیم. سپس به طراحی کنترل‌کننده مقاوم کلاسیک مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ خواهیم پرداخت. در ادامه، تخمین عدم قطعیت در کنترل‌کننده مقاوم با استفاده از توابع لژاندر در فضای کار را تشریح می‌کنیم. همچنین، عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی را با یکی از کنترل‌کننده‌های ارائه شده در مراجع که در آن سیگنال کنترل، ولتاژ موتورها می‌باشد، مقایسه خواهیم نمود.

۵-۲- تقریب توابع با استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر

از جبر خطی می‌دانیم که منظور از پایه در یک فضای برداری، مجموعه‌ای از بردارهای مستقل خطی است که می‌توان هر بردار دیگری در آن فضا را با استفاده از یک ترکیب خطی از آنها نمایش داد [۱۳۹]. منظور از پایه متعامد برای فضای حاصلضرب داخلی V یک پایه در آن فضا می‌باشد که تمامی بردارهای آن بر یکدیگر عمود می‌باشند. ضرب داخلی زیر را درنظر بگیرید.

$$\langle f, g \rangle = \int f^{*}(x) g(x) dx \qquad (۵-۱)$$

که در آن $f^*(x)$ مزدوج مختلط $f(x)$ می‌باشد. اگر ضرب داخلی (۵-۱) به ازای $f(x) \neq g(x)$ صفر باشد، توابع $f(x)$ و $g(x)$ متعامد نامیده می‌شوند. فرض کنید V فضای تمام توابع پیوسته حقیقی باشد. در این صورت، $h(x)$ تعریف شده در بازه $[x_1 \quad x_2]$ می‌تواند به صورت زیر تقریب زده شود [۱۳۹]:

$$h(x)=\sum_{i=1}^{m} a_i \varphi_i(x)+\varepsilon_m(x) \tag{۵-۲}$$

که در آن مجموعه $\{\varphi_1(x) \quad ... \quad \varphi_m(x)\}$ پایه‌های متعامد را تشکیل می‌دهند و $\varepsilon_m(x)$ خطای تقریب است. ضریب a_i به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$a_i=\frac{1}{A_i}\int_{x_1}^{x_2} h(x)\varphi_i(x)dx \qquad i=0,1,...,m \tag{۵-۳}$$

$$\int_{x_1}^{x_2} \varphi_i(x)\varphi_j(x)dx=\begin{cases} 0 & i \neq j \\ A_i & i=j \end{cases} \tag{۵-۴}$$

خطای تقریب $\varepsilon_m(x)$ کراندار است و داریم:

$$\lim_{m\to\infty}\int_{x_1}^{x_2} \varepsilon_m^2(x)dx=0 \tag{۵-۵}$$

با درنظر گرفتن بازه $[-1 \; 1]$ و حاصلضرب داخلی (۵-۱) چندجمله‌ای‌های لژاندر که به صورت زیر تعریف می‌شوند،

$$\varphi_0(x)=1 \tag{۵-۶}$$

$$\varphi_1(x)=x \tag{۵-۷}$$

$$(i+1)\varphi_{i+1}(x)=(2i+1)x\varphi_i\left(x\right)-i\varphi_{i-1}(x) \qquad i=1,...,m-1 \tag{۵-۸}$$

یک پایه متعامد را تشکیل می‌دهند. بنابراین، تابع $h(x)$ تعریف شده در بازه $[-1\ 1]$ می‌تواند با استفاده از آنها به صورت (۵-۲) تقریب زده شود و ضرایب a_i ($i=0,1,...,m$) با استفاده از (۵-۳) و (۵-۴) محاسبه می‌شوند. همچنین، $\varphi_i(x)$ ($i=0,1,...,m$) از (۵-۶) تا (۵-۷) بدست می‌آیند.

باید توجه داشت که در سیستمهای کنترل تابع عدم قطعیت که می‌خواهیم آن را تقریب بزنیم در دسترس نیست. بنابراین، نمی‌توانیم برای محاسبه ضرایب چندجمله‌ای‌های لژاندر از روابط(۵-۳) و (۵-۴) استفاده کنیم. همان‌طور که در ادامه خواهیم دید، این ضرایب با استفاده از قوانین تطبیق که از اثبات پایداری سیستم حلقه بسته بدست می‌آیند، محاسبه می‌شوند.

نکته مهم دیگر آن است که توابع چندجمله‌ای $\varphi_i(x)$ در بازه $x\in[-1\ 1]$ بر یکدیگر عمود هستند در حالی در سیستم‌های کنترل تابع عدم قطعیت یک تابع متغیر با زمان است و زمان به بازه فوق محدود نیست و می‌تواند تا بی‌نهایت ادامه داشته باشد. برای حل این مشکل باید زمان را به بازه $[-1\ 1]$ نگاشت کنیم. در [۱۴۱]، استفاده از توابع سینوسی برای این امر پیشنهاد شده است. به عبارت دیگر فرض می-کنیم $x(t)=\sin(\omega t)$ و برای محاسبه توابع $\varphi_i(x)$ از این $x(t)$ استفاده می‌کنیم.

۵-۳- کنترل مقاوم کلاسیک در فضای کار با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ

فرض کنید $\mathbf{X}\in R^3$ و $\dot{\mathbf{X}}\in R^3$ بیانگر سرعت و موقعیت مجری نهایی در فضای کار باشند. ماتریس ژاکوبین $\mathbf{J}(\mathbf{q})\in R^{3\times n}$ سرعت در فضای کار و فضای مفصلی را به صورت زیر به یکدیگر مربوط می‌کند [۱].

$$\dot{\mathbf{X}}=\mathbf{J}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \tag{۵-۹}$$

معادله kvl در مدار آرمیچر موتورها به فرم ماتریسی زیر است:

$$\mathbf{R}\mathbf{I_a} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a} + \mathbf{K_b}\mathbf{r}^{-1}\dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{v} \tag{۵-۱۰}$$

که در آن $\boldsymbol{\varphi} \in R^n$ اغتشاش خارجی است. با استفاده از (۵-۹) داریم:

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}} \tag{۵-۱۱}$$

فرض کنید ربات در فضایی کار می‌کند که $\det(\mathbf{J}(\mathbf{q})) \neq 0$ باشد. با جایگذاری (۵-۱۱) در (۵-۱۲) خواهیم داشت:

$$\mathbf{R}\mathbf{I_a} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a} + \mathbf{K_b}\mathbf{r}^{-1}\mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}} + \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{v} \tag{۵-۱۲}$$

فرض کنید $\hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}$ ، $\hat{\mathbf{r}}$ و $\hat{\mathbf{J}}(\mathbf{q})$ مقادیر نامی $\mathbf{K_b}$ ، $\mathbf{r}$ و $\mathbf{J}(\mathbf{q})$ باشند. با اضافه و کم کردن $\hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}\hat{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}}$ به معادله فوق می‌توان نوشت:

$$\hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}\hat{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}} + \mathbf{F}(t) = \mathbf{v} \tag{۵-۱۳}$$

که در آن

$$\mathbf{F}(t) = \mathbf{R}\mathbf{I_a} + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a} + \mathbf{K_b}\mathbf{r}^{-1}\mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}} + \boldsymbol{\varphi} - \hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}\hat{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{X}} \tag{۵-۱۴}$$

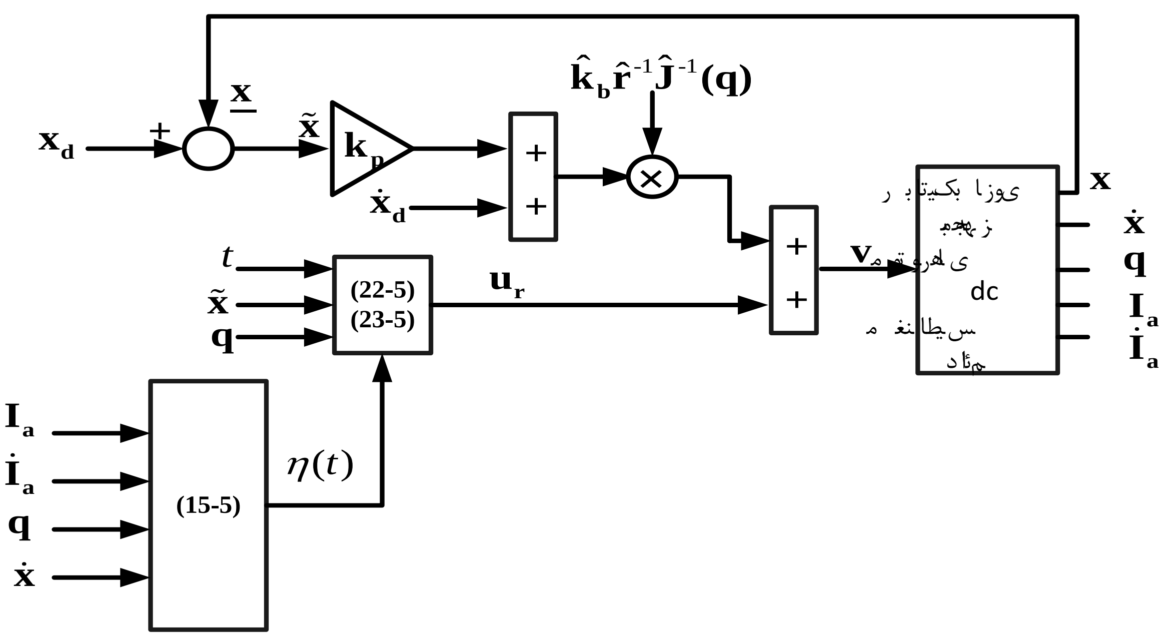
عدم قطعیت مجتمع است. همان‌طور که اشاره شد در بسیاری از روشهای کنترل مقاوم کران عدم قطعیت مورد نیاز است. بنابراین، فرض کنید $\|\mathbf{F}(t)\| \leq \eta(t)$. با توجه به (۵-۱۴) می‌توان $\eta(t)$ را به صورت زیر محاسبه نمود:

$$\eta(t) = \|\mathbf{R}\|\|\mathbf{I_a}\| + \|\mathbf{L}\|\|\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a}\| + \|\mathbf{K_b}\mathbf{r}^{-1}\mathbf{J}^{-1} - \hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}\hat{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}\|\|\dot{\mathbf{X}}\| + \|\boldsymbol{\varphi}\| \tag{۵-۱۵}$$

قانون کنترل مقاوم را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{\mathbf{K}}_\mathbf{b}\hat{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})(\dot{\mathbf{X}}_\mathbf{d} + \mathbf{K_p}\tilde{\mathbf{X}}) + \mathbf{u_r} = \mathbf{v} \tag{۵-۱۶}$$

که در آن $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x}_\mathbf{d} - \mathbf{x}$ خطای ردگیری موقعیت در فضای کار، $\mathbf{x}_\mathbf{d}$ مسیر مطلوب و $\mathbf{K}_\mathbf{p}$ یک ماتریس مثبت معین است که از پارامترهای طراحی محسوب می‌شود. در معادله فوق $\mathbf{u}_\mathbf{r}$ برای جبران عدم قطعیت به قانون کنترل اضافه شده است و مقدار آن با توجه به اثبات پایداری بدست می‌آید. بلوک دیاگرام این سیستم کنترل در شکل (۵-۱) نشان داده شده است.



شکل (۵-۱) بلوک دیاگرام قانون کنترل (۵-۱۶)

برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته فرض‌های زیر مورد نیاز است:

فرض ۱: مسیر مطلوب و مشتقات آن تا مرتبه مورد نیاز پیوسته و کراندار هستند [۱].

فرض ۲: ربات در فضایی کار می‌کند که در آن $\mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q})$ نامنفرد است [۱].

قضیه (۵-۱): اگر قانون کنترل (۵-۱۶) به سیستم (۵-۱۳) اعمال شود، آنگاه خطای ردگیری $\tilde{\mathbf{x}}$ به طور مجانبی به صفر همگرا خواهد شد و بردار متغیرهای حالت (۳-۸) محدود خواهد بود.

اثبات: با جایگذاری (۵-۱۶) در (۵-۱۲) معادله حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{\tilde{\mathbf{X}}} + \mathbf{K_p}\tilde{\mathbf{X}} = \hat{\mathbf{J}}(\mathbf{q})\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}(\mathbf{F} - \mathbf{u_r}) \qquad (۵\text{-}۱۷)$$

که در آن $\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{r}}^{-1}$. تابع مثبت معین زیر را در نظر بگیرید:

$$L = \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{X}}^T\tilde{\mathbf{X}} \qquad (۵\text{-}۱۸)$$

با مشتقگیری از آن نسبت به زمان خواهیم داشت:

$$\dot{L} = \tilde{\mathbf{X}}^T\dot{\tilde{\mathbf{X}}} \qquad (۵\text{-}۱۹)$$

با جایگذاری $\dot{\tilde{\mathbf{X}}}$ از (۵-۱۷) در (۵-۱۹) خواهیم داشت:

$$\dot{L} = -\tilde{\mathbf{X}}^T\mathbf{K_p}\tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{X}}^T\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\mathbf{F}(t) - \tilde{\mathbf{X}}^T\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\mathbf{u_r} \qquad (۵\text{-}۲۰)$$

کران بالای $\mathbf{F}(t)$ برابر است با $\eta(t)$. بنابراین، با استفاده از (۵-۲۰) خواهیم داشت:

$$\dot{L} \le -\tilde{\mathbf{X}}^T\mathbf{K_p}\tilde{\mathbf{X}} + \left\|\tilde{\mathbf{X}}^T\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\right\|\eta(t) - \tilde{\mathbf{X}}^T\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\mathbf{u_r} \qquad (۵\text{-}۲۱)$$

جمله مقاوم‌کننده $\mathbf{u_r}$ را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\mathbf{u_r} = \frac{\mathbf{y}\eta}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\beta t}} \qquad (۵\text{-}۲۲)$$

که در آن λ و β پارامترهای مثبت هستند و $\mathbf{y}$ برابر است با:

$$\mathbf{y}\boldsymbol{\mu} = \eta\ \boldsymbol{\mu}^T\ ,\ \mathbf{X} = \mathbf{J}\tilde{\mathbf{K}}^T\ \hat{}\ \hat{}\ {}_r^{-1} \qquad (۵\text{-}۲۳)$$

با جایگذاری (۵-۲۲) و (۵-۲۳) در (۵-۲۱) خواهیم داشت:

$$\dot{L} \le -\tilde{\mathbf{X}}^T\mathbf{K_p}\boldsymbol{\mu}\tilde{\mathbf{X}} + \|\ \|\eta - \frac{\boldsymbol{\mu}\mathbf{y}\eta}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\beta t}} \qquad (۵\text{-}۲۴)$$

فرض کنید $\mathbf{K_p}$ به صورت زیر باشد:

$$\mathbf{K_p} = k_p \mathbf{I_n} \tag{۲۵-۵}$$

که در آن $\mathbf{I_n}$ ماتریس همانی $n \times n$ میباشد. پس از اندکی محاسبات می‌توان (۵-۲۴) را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{L} + 2k_p L \le \frac{\|\mathbf{y}\| \lambda e^{-\beta t}}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\beta t}} \tag{۲۶-۵}$$

با توجه به اینکه

$$\forall a,b > 0: \quad \frac{ab}{a+b} < a \, , \; \frac{ab}{a+b} < b \tag{۲۷-۵}$$

نامعادله (۵-۲۶) را می‌توان به صورت زیر ساده نمود:

$$\dot{L} + 2k_p L \le \lambda e^{-\beta t} \tag{۲۸-۵}$$

که نشان می‌دهد خطای ردگیری $\tilde{\mathbf{X}}$ به طور مجانبی به صفر همگرا می‌شود [۳]. در نتیجه، چون $\mathbf{\mu}$ و $\mathbf{y}$ در (۵-۲۳) کراندار هستند، $\mathbf{u_r}$ در (۵-۲۲) کراندار خواهد بود. بنابراین، سیگنال $\mathbf{v}$ در قانون کنترل (۵-۱۶) کراندار است. همان‌طور که در فصل قبل نشان داده شد، اگر ولتاژ موتور محدود باشد، جریان $\mathbf{I_a}$ و سرعت زاویه‌ای $\dot{\mathbf{q}}$ نیز محدود خواهند بود. با استفاده از **فرض ۱** و **فرض ۲** و با توجه به اینکه $\mathbf{u_r}$ و $\mathbf{F}(t)$ محدود هستند، میتوان نتیجه گرفت که $\dot{\mathbf{X}}$ در معادله حلقه بسته (۵-۱۷) محدود است. از (۵-۱۱) می‌توان نتیجه گرفت که

$$\mathbf{q}(t) = \int_0^t \mathbf{J}^{-1}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{X}} \, dt + \mathbf{q}(0) \tag{۲۹-۵}$$

بنابراین، برای زمان کاری محدود، $\mathbf{q}(t)$ نیز کراندار است. در نتیجه، تمامی متغیرهای حالت در (۳-۸) کراندار و محدود می‌باشند.

۵-۴- تخمین عدم قطعیت با استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر

همان‌طور که (۵-۱۵)، (۵-۲۲) و (۵-۲۳) نشان می‌دهند، برای محاسبه جمله مقاوم کننده $\mathbf{u_r}$ به فیدبکهای $\mathbf{I_a}$ ، $\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a}$ ، $\dot{\mathbf{X}}$ ، $\mathbf{q}$ و دانستن کران بالای اغتشاش خارجی نیاز داریم. در پیاده‌سازی عملی سیگنال مشتق جریان جریان ممکن است آغشته به نویز باشد و استفاده از آن در قانون کنترل ممکن است منجر به تضعیف عملکرد سیستم کنترل شود. اما همان‌طور که در ادامه نشان خواهیم داد، در صورت استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر برای تخمین عدم قطعیت، نیازی به اندازه‌گیری $\mathbf{I_a}$ ، $\dot{\mathbf{I}}_\mathbf{a}$ و $\dot{\mathbf{X}}$ نخواهیم داشت.

فرض کنید $f_i(t)$ المان i ام در $\mathbf{F}(t)$ باشد. با توجه به بخش (۵-۲)، $f_i(t)$ را می‌توان با استفاده از چندجمله‌ای‌های لژاندر به صورت زیر نوشت:

$$f_i(t) = P_i^{*T}\xi_i(t) + \varepsilon_i(t) \tag{۳۰-۵}$$

که در آن $\varepsilon_i(t)$ خطای تقریب، $P_i^* = [a_0^* \ a_1^* \ a_2^* \ldots a_m^*]^T$ ضرایب بهینه چندجمله‌ای‌های لژاندر و $\xi_i(t) = [\varphi_0(x) \ \varphi_1(x) \ \varphi_2(x) \ . \ .\varphi_m(x)]^T$ بردار توابع پایه لژاندر می‌باشند. در نتیجه، $\mathbf{F}(t)$ را می‌توان به فرم زیر نمایش داد:

$$\mathbf{F}(t) = \boldsymbol{\xi}\mathbf{P}^* + \boldsymbol{\varepsilon} \tag{۳۱-۵}$$

در رابطه فوق $\boldsymbol{\xi}$ ، $\mathbf{P}^*$ و $\boldsymbol{\varepsilon}$ به صورت زیر هستند.

$$\boldsymbol{\xi} = diag\left[\xi_1^T(t), \quad \ldots, \quad \xi_n^T(t)\right] \tag{۳۲-۵}$$

$$\mathbf{P}^* = \left[P_1^{*T}, \quad \ldots, \quad P_n^{*T}\right]^T \tag{۳۳-۵}$$

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \left[\varepsilon_1(t), \quad \ldots, \quad \varepsilon_n(t)\right]^T \tag{۳۴-۵}$$

با توجه به سیستم (۵-۱۳)، قانون کنترل زیر را پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{\mathbf{k}}_{\mathbf{r}}^{-1}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})(\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{d}}+\mathbf{k}_{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{x}})+\hat{\mathbf{F}}(t)+\mathbf{F}_{\mathbf{r}}(t)=\mathbf{v} \qquad (۳۵-۵)$$

که در آن $\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}=\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{b}}\hat{\mathbf{r}}^{-1}$ ، $\tilde{\mathbf{x}}=\mathbf{x}_{\mathbf{d}}-\mathbf{x}$ خطای ردگیری موقعیت مجری نهایی در فضای کار، $\mathbf{x}_{\mathbf{d}}$ مسیر مطلوب و $\mathbf{K}_{\mathbf{p}}$ ماتریس مثبت معین بهره تناسبی می‌باشد. همچنین، $\hat{\mathbf{F}}(t)$ تخمین $\mathbf{F}(t)$ با استفاده از توابع لژاندر است و $\mathbf{F}_{\mathbf{r}}(t)$ برای جبران خطای تقریب به قانون کنترل اضافه شده است و برابر است با:

$$\mathbf{F}_{\mathbf{r}} = \frac{\mathbf{y}E}{\|\mathbf{y}\|+\lambda e^{-\beta t}}, \quad \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{X}}^{T}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{r}^{-1} \qquad (۳۶-۵)$$

که در آن λ و β پارامترهای مثبت هستند و E کران بالای خطای تقریب است. با توجه به فصل قبل، $\hat{\mathbf{F}}(t)$ را به صورت زیر می‌توان نمایش داد.

$$\hat{\mathbf{F}}(t) = \hat{\mathbf{P}}\,\boldsymbol{\xi} \qquad (۳۷-۵)$$

که در آن $\hat{\mathbf{P}}=\left[\hat{P}_1^T \quad \ldots \quad \hat{P}_n^T\right]^T$. با استفاده از فرض‌های ۱ و ۲ مطرح شده در بخش قبل و فرض ۳، قضیه زیر را برای اثبات پایداری سیستم کنترل، ارائه می‌کنیم.

فرض ۳: خطای تقریب کراندار است. به عبارت دیگر، $\|\boldsymbol{\varepsilon}(t)\|\le E$ که E یک ثابت مثبت معلوم است.

قضیه (۵-۲): اگر قانون کنترل (۵-۳۵) و قانون تطبیق (۵-۳۸) به سیستم (۵-۱۳) اعمال شود، آنگاه خطای ردگیری $\tilde{\mathbf{X}}$ به طور مجانبی به صفر همگرا خواهد شد و بردار متغیرهای حالت (۳-۸) محدود خواهد بود .

$$\dot{\hat{\mathbf{P}}} = \gamma\,\boldsymbol{\xi}\,\tilde{\mathbf{X}}^{T}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-T} \qquad (۳۸-۵)$$

که در آن γ نرخ همگرایی ضرایب لژاندر را تعیین می‌کند.

اثبات: با استفاده از (۵-۱۳) و (۵-۳۵)، دینامیک حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید.

$$\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})(\dot{\mathbf{X}}\xi_{\mathbf{q}}\mathbf{P}+\mathbf{K}\mathbf{F}_{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{X}})+\hat{\mathbf{K}}\ \mathbf{J}\ \ _{\mathbf{r}}(\mathbf{q})\mathbf{X}=\hat{\ }\xi\hat{\mathbf{P}}^{-1}(\boldsymbol{\varepsilon})\ \dot{}\ +\ \ ^{*}+\ (t) \qquad (۵-۳۹)$$

که می‌توان آن را به صورت زیر نیز ساده نمود:

$$\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}\hat{\mathbf{J}}^{-1}(\mathbf{q})(\dot{\tilde{\mathbf{X}}}\xi\mathbf{P}\mathbf{K}_{\mathbf{p}}\boldsymbol{\varepsilon}\tilde{\mathbf{X}})=\mathbf{F}\tilde{}\ +\ (t)-\ _{\mathbf{r}}(t) \qquad (۵-۴۰)$$

که در آن $\tilde{\mathbf{P}}=\mathbf{P}^{*}-\hat{\mathbf{P}}$ خطای تخمین ضرایب چندجمله‌ای‌های لژاندر است. برای بدست آوردن قانون تطبیق $\hat{\mathbf{P}}$، تابع مثبت معین زیر را پیشنهاد می‌دهیم:

$$L=\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{X}}^{T}\tilde{\mathbf{X}}+\frac{\tilde{\mathbf{P}}^{T}\tilde{\mathbf{P}}}{2\gamma} \qquad (۵-۴۱)$$

با مشتقگیری از آن خواهیم داشت:

$$\dot{L}=\tilde{\mathbf{X}}^{T}\dot{\tilde{\mathbf{X}}}-\frac{\tilde{\mathbf{P}}^{T}\dot{\hat{\mathbf{P}}}}{\gamma} \qquad (۵-۴۲)$$

با جایگذاری $\dot{\tilde{\mathbf{X}}}$ از (۵-۴۰) در (۵-۴۲) خواهیم داشت:

$$\dot{L}=-\tilde{\mathbf{X}}^{T}\mathbf{K}_{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{X}}+\tilde{\mathbf{X}}\xi^{T}\mathbf{P}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}\mathbf{X}^{-1}\mathbf{J}\tilde{\mathbf{K}}+\ \tilde{}\ \boldsymbol{\varepsilon}^{T}\ \hat{}\ \hat{}\ _{\mathbf{r}}\mathbf{F}^{-1}(\ (t)-\ _{\mathbf{r}}(t))-\frac{\tilde{\mathbf{P}}^{T}\dot{\hat{\mathbf{P}}}}{\gamma} \qquad (۵-۴۳)$$

که با جایگذاری قانون تطبیق (۵-۳۸) در آن به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{L}=-\tilde{\mathbf{X}}^{T}\mathbf{K}_{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{X}}+\tilde{\mathbf{X}}^{T}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}\mathbf{F}^{-1}(\ (t)-\ _{\mathbf{r}}(t)) \qquad (۵-۴۴)$$

با استفاده از فرض ۳ می‌توان نوشت:

$$\dot{L}\leq-\tilde{\mathbf{X}}^{T}\mathbf{K}_{\mathbf{p}}\tilde{\mathbf{X}}+\left\|\tilde{\mathbf{X}}^{T}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\right\|E-\tilde{\mathbf{X}}^{T}\hat{\mathbf{J}}\hat{\mathbf{K}}_{\mathbf{r}}^{-1}\mathbf{F}_{\mathbf{r}}(t) \qquad (۵-۴۵)$$

با جایگذاری (۵-۳۶) در (۵-۴۵) و پس از اندکی محاسبات خواهیم داشت:

$$\dot{L} \le -\tilde{\mathbf{X}}^T \mathbf{K}_\mathbf{p} \tilde{\mathbf{X}} + \frac{\|\mathbf{y}\| \lambda e^{-\beta t}}{\|\mathbf{y}\| + \lambda e^{-\beta t}} \qquad (۴۶\text{-}۵)$$

با استفاده از (۵-۲۷) می‌توان نوشت:

$$\dot{L} \le -\tilde{\mathbf{X}}^T \mathbf{K}_\mathbf{p} \tilde{\mathbf{X}} + \lambda e^{-\beta t} \qquad (۴۷\text{-}۵)$$

که نشان می‌دهد خطای ردگیری به صورت مجانبی به سمت صفر میل می‌کند و $\tilde{\mathbf{P}}$ کراندار است [۳].

با استفاده از فرضهای ۱و۲ و۳ می‌توان نتیجه گرفت که قانون کنترل (۵-۳۵) کراندار است. بنابراین، مانند قبل می‌توان محدود بودن سایر متغیرهای حالت را نتیجه گرفت.

۵-۵- نتایج شبیه‌سازی

۵-۵-۱- کنترل مقاوم کلاسیک

قانون کنترل (۵-۱۶) را به ربات اسکارای توصیف شده در فصل ۳ اعمال می‌کنیم. فرض کنید مسیر مطلوب در فضای کار به صورت زیر تعریف شده باشد:

$$\boldsymbol{X}_d = \left[0.75 - 0.1\cos(\frac{\pi t}{3}) \quad 0.75 - 0.1\sin(\frac{\pi t}{3}) \quad 0 \right]^T \qquad (۴۸\text{-}۵)$$

اغتشاش خارجی نیز به صورت یک تابع پله که در لحظه $t = 4s$ با دامنه ۱ ولت اعمال می‌شود، درنظر گرفته شده است. دامنه اغتشاش خارجی بر اساس دامنه سیگنال کنترل در حالت ماندگار که ۵ ولت می-باشد، انتخاب شده است. بنابراین، دامنه اغتشاش خارجی ۲۰درصد سیگنال کنترل است. برای لحاظ کردن عدم قطعیت سینماتیکی، $\hat{\mathbf{J}}(\mathbf{q}) = 0.8\mathbf{J}(\mathbf{q})$ انتخاب شده است. همچنین، فرض شده است $\hat{\mathbf{K}}_\mathbf{r} = 0.7\mathbf{K}_\mathbf{r}$ تخمین زده شده باشد. بهره تناسبی $\mathbf{K}_\mathbf{p}$ نقش مهمی در رفتار کنترل‌کننده ایفا می‌کند.

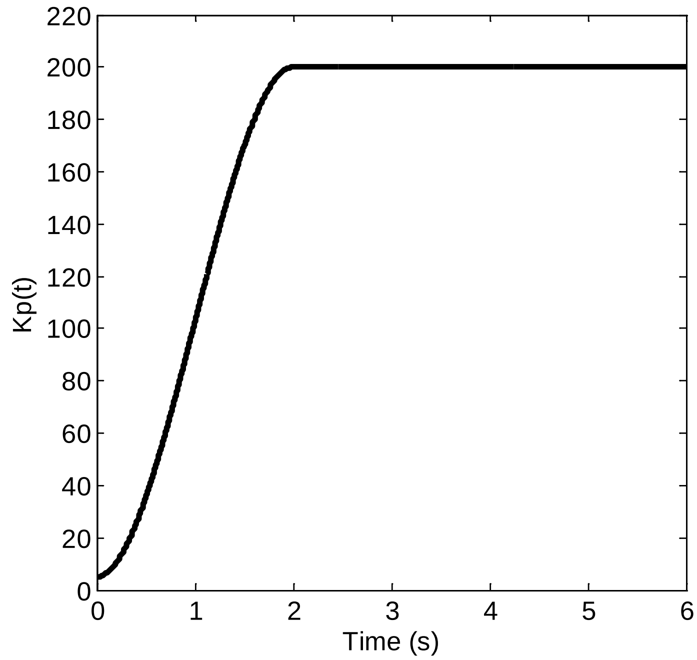
هرچه $\mathbf{K_p}$ بزرگتر باشد، خطای ماندگار کمتر می‌شود. اما در صورت وجود خطای اولیه ردگیری، ممکن است منجر به افزایش غیرعادی سیگنال کنترل شود. برای حل این مشکل، $\mathbf{K_p}$ را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم که در شکل (۵-۲) رسم شده است.

$$y(t)=\begin{cases}5+146.25t^2-48.75t^3 & 0\le t\le 2\\ 200 & t>2\end{cases}$$
$$\mathbf{K_p}(t)=y(t)\mathbf{I}_3 \qquad (۴۹-۵)$$

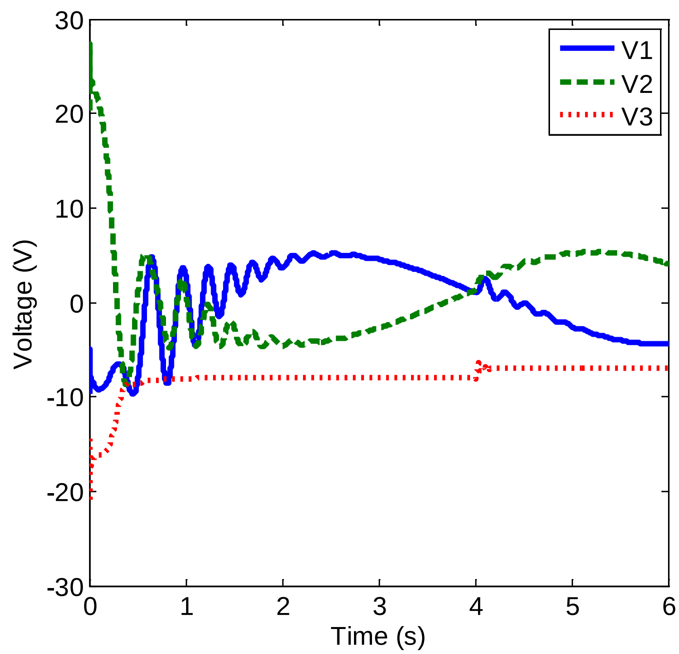
مقدار پارامترهای λ و β در (۵-۲۲) برابر با ۱ انتخاب شده است. حداکثر مقدار $\|\mathbf{R}\|$، $\|\mathbf{L}\|$ و $\|\boldsymbol{\varphi}\|$ به ترتیب ۱,۳ و ۰,۰۰۲ و ۲ درنظر گرفته شده است. سیگنال کنترل در شکل (۵-۳) رسم شده است. همان-طور که در این شکل مشاهده می‌شود، ولتاژ موتورها هموار بوده و در بازه مجاز (۴۰،۴۰-) قرار دارند عملکرد ردگیری در صفحه xy در شکل (۵-۴) به تصویر کشیده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود کنترل کننده قادر است مجری نهایی را با شروع از وسط دایره به دایره مورد نظر برساند و آن را تعقیب نماید. خطای ردگیری در هر ۳ مختصات در شکل (۵-۵) آورده شده است. برای کمی شدن مقایسه‌ها، یک شاخص عملکرد به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$C_f=\int_0^6\|\tilde{\boldsymbol{X}}(t)\|dt \qquad (۵۰-۵)$$

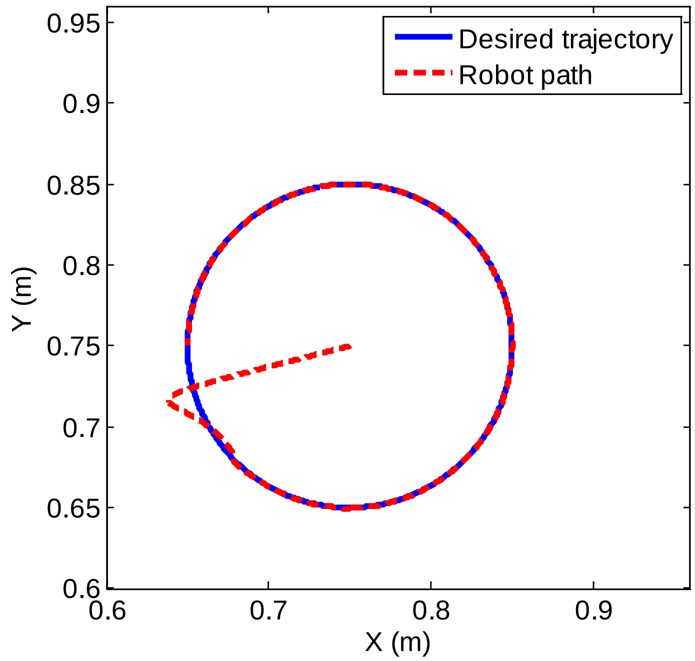
برای کنترل مقاوم کلاسیک ارائه شده در این فصل $C_f=0.03797$ می‌باشد.



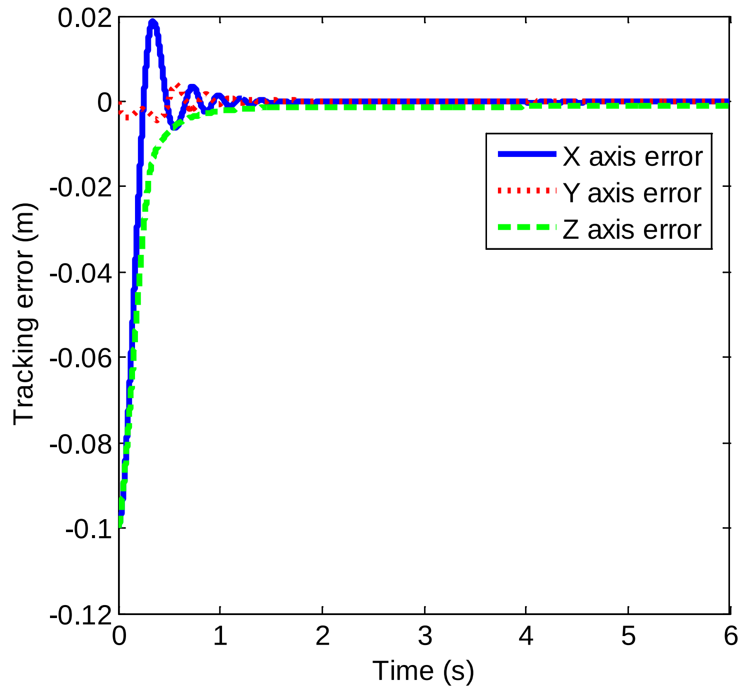
شکل (۵-۲) بهره تناسبی تعریف شده در (۵-۴۹)



شکل (۵-۳) ولتاژ موتورها در کنترل مقاوم کلاسیک



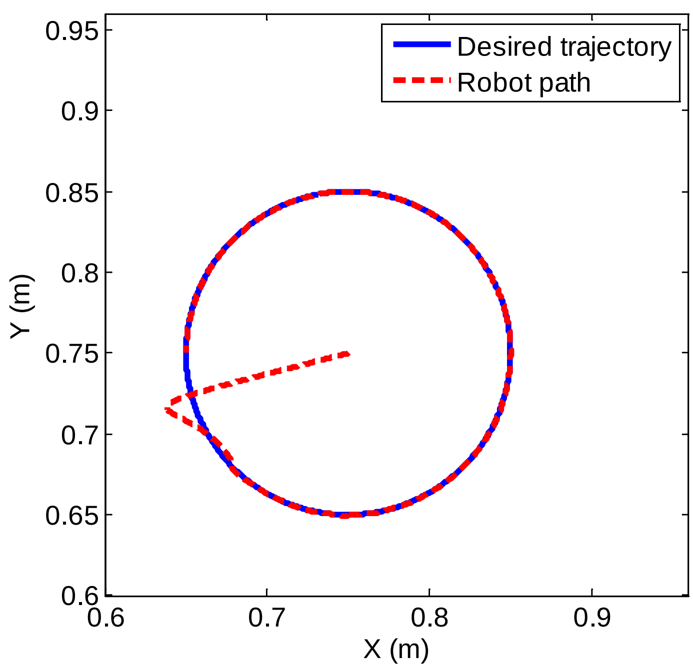
شکل (۵-۴) عملکرد ردگیری کنترل مقاوم کلاسیک در صفحه xy



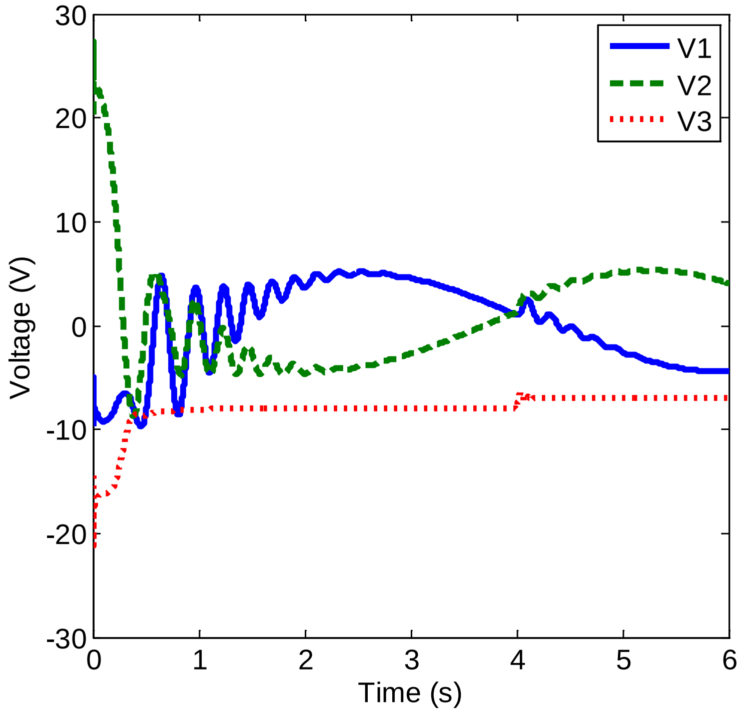
شکل (۵-۵) خطای ردگیری هر سه مختصات در کنترل مقاوم کلاسیک

۵-۵-۲- کنترل مقاوم پیشنهادی با استفاده از توابع لژاندر

در این قسمت به شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی می‌پردازیم. پارامترهای کنترل‌کننده مانند قبل انتخاب شده‌اند. پارامتر γ روی مقدار ۱۰۰۰ تنظیم شده است و مقدار اولیه ضرایب لژاندر به طور تصادفی در بازه $(-20,20)$ قرار دارند. تعداد ۱۱ جمله از توابع لژاندر برای تخمین عدم قطعیت استفاده شده‌اند [۴۳]. شکل (۵-۶) عملکرد ردگیری در صفحه xy را برای کنترل‌کننده پیشنهادی نشان می‌دهد. ولتاژ موتورها برای این کنترل کننده در شکل (۵-۷) آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود کنترل کننده قادر است بدون اشباع محرک و لرزش بیش از حد، خطای اولیه ردگیری را از بین ببرد.

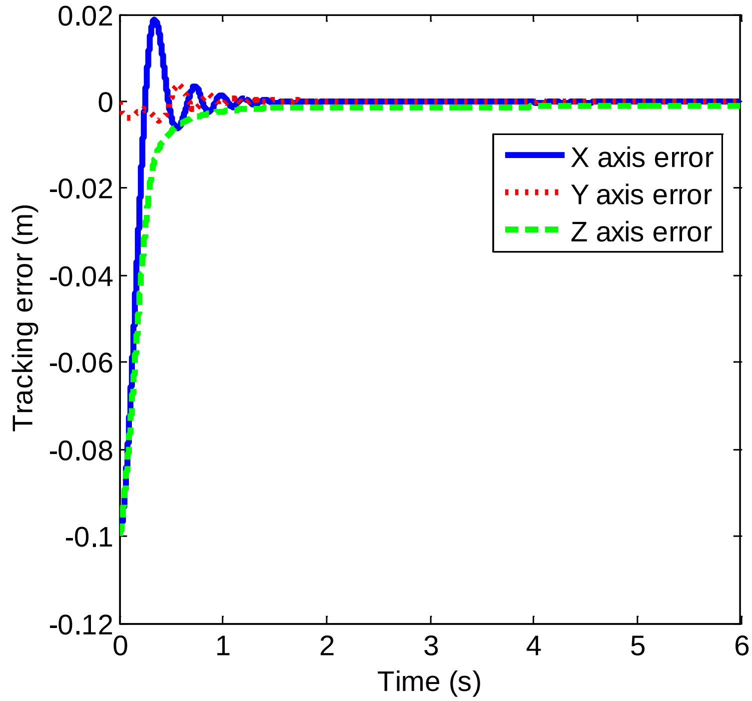


شکل (۵-۶) عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در صفحه xy

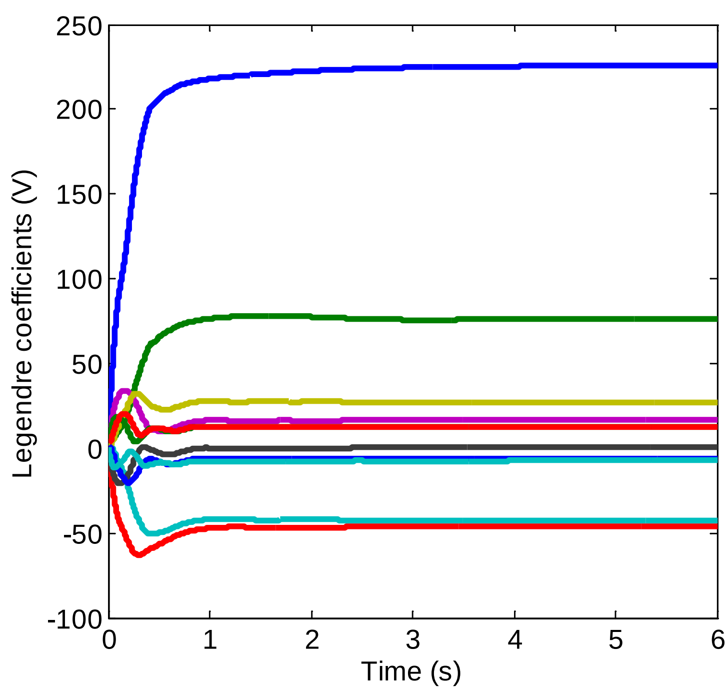


شکل (۵-۷) ولتاژ موتورها در کنترل کننده پیشنهادی

خطای ردگیری هر ۳ مختصات نیز در شکل (۵-۸) رسم شده است. همان‌طور که در این شکل ملاحظه می‌شود، کنترل‌کننده قادر است خطای ماندگار را بسیار کاهش دهد و به مقادیر ناچیز برساند. همگرایی ضرایب لژاندر نیز در شکل (۵-۹) نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، این ضرایب کراندار بوده و به مقادیر تقریبا ثابتی همگرا می‌شوند. در این کنترل کننده نیز شاخص عملکرد تقریبا همان مقدار بدست آمده برای کنترل مقاوم کلاسیک است. اما همان‌طور که قبلا اشاره شد، مزیت اصلی کنترل‌کننده پیشنهادی کاهش تعداد فیدبک‌های مورد نیاز است که در پیاده‌سازی عملی بسیار حائز اهمیت است. افزایش حسگرها در پیاده‌سازی عملی می‌تواند موجب افزایش ورود نویز به سیستم و در نهایت تضعیف عملکرد کنترل‌کننده شود. اما با افزایش نرخ همگرایی ضرایب لژاندر از ۱۰۰۰ به ۸۰۰۰ مقدار شاخص عملکرد به 0.02589 کاهش پیدا می‌کند و در عین حال سیگنالهای ولتاژ و خطای ردگیری تغییر محسوسی نمی‌یابند.



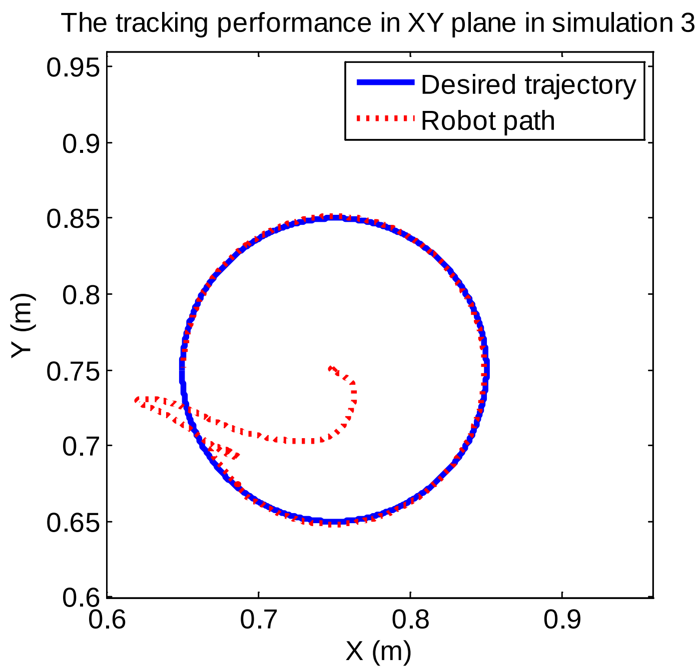
شکل (۵-۸) خطای ردگیری هر سه مختصات در کنترل مقاوم پیشنهادی



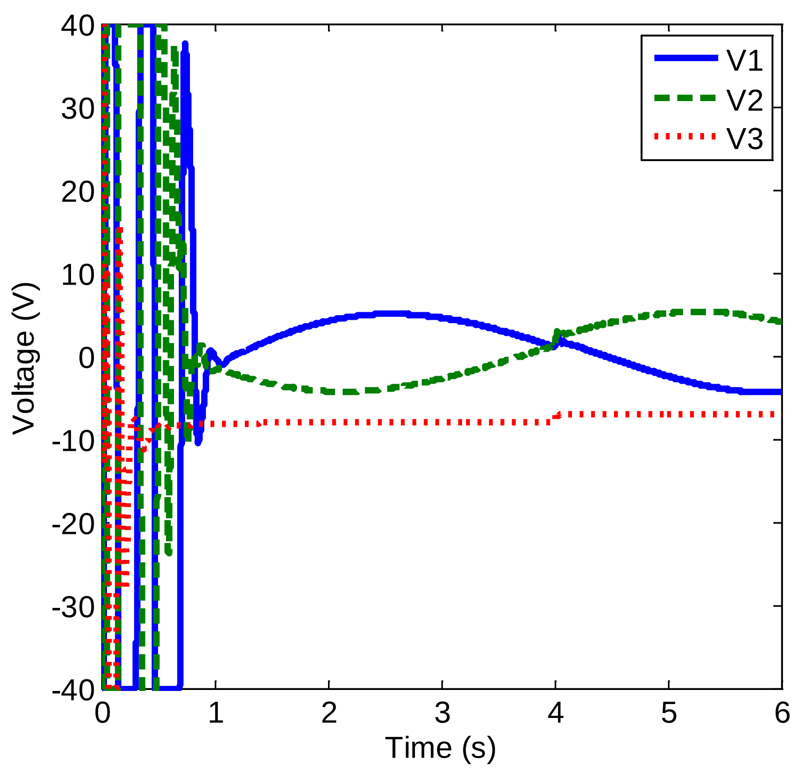
شکل (۵-۹) همگرایی ضرایب لژاندر

۵-۵-۳- مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌های مبتنی بر ولتاژ [۱۱۲]

کنترل‌کننده پیشنهاد شده در [۱۱۲] را درنظر بگیرید. در این کنترل‌کننده قانون کنترل با توجه به دینامیک کامل سیستم، یعنی بازو و موتورها طراحی شده است و خروجی قانون کنترل ولتاژ اعمالی به موتورهای dc مغناطیس دائم است. باید توجه داشت که برای طراحی این قانون کنترل از ویژگی خطی بودن دینامیک سیستم نسبت به پارامترهای آن استفاده شده است. به عبارت دیگر، به ماتریس رگرسورهای سیستم نیاز داریم که بدست آوردن آنها نیازمند تحلیل دقیق دینامیکی و سینماتیکی سیستم است. علاوه بر این، کنترل‌کننده فوق به سیگنالهای سرعت و شتاب نیز نیاز دارد. در این کنترل‌کننده پارامترهای دینامیکی سیستم توسط قوانین تطبیق بدست آمده از اثبات پایداری، تخمین زده می‌شوند. این قانون کنترل را به ربات توصیف شده در فصل ۳ اعمال می‌کنیم. عملکرد ردگیری این کنترلر در صفحه xy در شکل (۵-۱۰) به تصویر کشیده شده است. همان‌طور که ملاحظه میشود، عملکرد کنترل کننده‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ بهتر است. پاسخ گذرای این کنترل‌کننده حساسیت زیادی به مقادیر اولیه پارامترهای تطبیق شونده دارد، در حالی که در کنترل‌کننده پیشنهادی انتخاب ضرایب لژاندر به صورت تصادفی، منجر به پاسخ گذرای نامطلوب نمی‌شود. ولتاژ موتورها در این کنترل‌کننده در شکل (۵-۱۱) رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در لحظات اولیه به دلیل خطای ردگیری اولیه ولتاژ موتورها اشباع می‌شود. دلیل این امر نیز انتخاب تصادفی پارامترهای تطبیق است. در صورت یافتن مقدار اولیه مناسب برای این پارامترها، ولتاژ گذرا نیز بهبود می‌یابد.



شکل (۵-۱۰) عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در [۱۱۲]



شکل (۵-۱۱) ولتاژ موتورها در کنترل کننده پیشنهادی در [۱۱۲]

۵-۶- نتیجه‌گیری

در این فصل، به کنترل مقاوم در فضای کار پرداختیم و چگونگی تخمین عدم‌قطعیت‌ها را با استفاده از توابع لژاندر توضیح دادیم. ابتدا تقریب توابع با استفاده از توابع متعامد را شرح دادیم. سپس، طراحی کنترل‌کننده مقاوم کلاسیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ را بررسی کردیم. ضعف اساسی این روش تعداد زیاد فیدبکها برای محاسبه قانون کنترل است. در ادامه، به اصلاح قانون کنترل با تخمین عدم-قطعیت‌ها با استفاده از توابع لژاندر پرداختیم. نتایج شبیه‌سازی بیانگر تشابه این دو روش از لحاظ خطای ردگیری و سیگنال کنترل به ازای پارامترهای یکسان کنترل‌کننده‌ها است. اما اگر از توابع لژاندر استفاده کنیم می‌توانیم علاوه بر کاهش فیدبکها، با تنظیم مناسب سرعت همگرایی ضرایب لژاندر، خطای ردگیری را نسبت به کنترل‌کننده مقاوم کلاسیک کاهش دهیم. همچنین، در مقایسه با سایر کنترل کننده‌های فضای کار، روش پیشنهادی بسیار ساده‌تر است، چون نیازی به مدلسازی دینامیکی بازو برای تشکیل دادن ماتریس رگرسورها ندارد.

فصل ششم

کنترل مقاوم سیستمهای غیرخطی مرتبه اول با استفاده از یادگیری عاطفی مغز

- مقدمه
- مدلسازی ریاضی یادگیری عاطفی مغز
- طراحی قانون کنترل و اثبات پایداری
- نتایج آزمایشگاهی
- نتیجه‌گیری

۶-۱- مقدمه

یادگیری عاطفی مغز در سالهای اخیر به عنوان یکی از ساده‌ترین و کارامدترین روشهای حل مسائل مهندسی مطرح شده است. کنترل‌کننده‌های عاطفی در مقایسه با سایر کنترل‌کننده‌های هوشمند از قبیل کنترل‌کننده‌های عصبی و فازی بسیار ساده‌تر می‌باشند، زیرا پارامترهای تنظیم کمتری دارند. اما روابط تطبیق وزنها در این کنترل‌کننده با قوانین تطبیق بدست آمده از اثبات پایداری سیستم‌های غیر خطی با استفاده از کنترل‌کننده‌های عصبی-فازی بسیار تفاوت دارد. به عبارت دقیق‌تر، روابط تازه‌سازی وزنهای کنترلکننده عاطفی از اثبات پایداری سیستم حلقه بدست نمی‌آیند، بلکه جزئی از مدل ریاضی این کنترل-کننده هستند. همین امر موجب بروز پیچیدگی‌هایی در اثبات پایداری آنها با استفاده از قضیه لیاپانوف می‌شود. در این فصل به این موضوع می‌پردازیم و تلاش خواهیم کرد یک اثبات پایداری مبتنی بر لیاپانوف برای کنترل سیستمهای غیر خطی مرتبه اول با استفاده از کنترل‌کننده‌های عاطفی ارائه کنیم.

۶-۲- مدلسازی ریاضی یادگیری عاطفی مغز

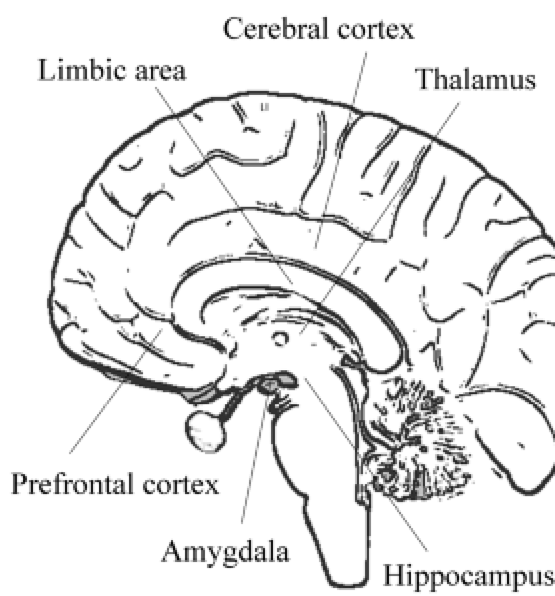
احساسات، عواطف و هیجانات[1] فرایندهای شناختی[2] هستند [۱۴۲] و مطالعات چند بعدی آنها تاریخچه‌ای طولانی دارد. از منظر روانشناسی، احساسات و عواطف می‌توانند از طریق پاداش‌ها و مجازاتهای دریافتی در شرایط مختلف زندگی تحریک شوند و ریشه‌های عصبی آن را باید در دستگاه کناری[3] مغز جستجو کرد [۱۴۳]. دستگاه کناری که در قشر مخ جای دارد، تحریکات عاطفی مربوط به پاداش‌ها و مجازاتها را پردازش می‌کند [۱۴۵-۱۴۴]. دستگاه کناری از اجزای زیر تشکیل شده است: آمیگدالا

[1] Emotions

[2] Cognitive Processes

[3] Limbic System

(بادامه)، قشر پیشین حدقه‌ای[1]، تالاموس، قشر حسگر[2]، هیپوتالاموس و هیپوکامپوس[3]. این اجزا در شکل (۶-۱) نشان داده شده‌اند. پاسخگویی به تحریکات عاطفی و هیجانی و همچنین حافظه بلند مدت از وظایف آمیگدالا است. آمیگدالا از طریق اتصالاتی با قشر حسگر ارتباط دارد و ورودی‌هایش در آنجا تولید می‌شوند [۱۴۶]. علاوه بر این، آمیگدالا با قشر پیشین حدقه‌ای نیز تعامل دارد و به آن سیگنالهایی ارسال می‌کند. قشر پیشین حدقه‌ای با استفاده از اطلاعاتی که از هیپوکامپوس دریافت می‌کند، از پاسخهای نامناسب قشر پیشین حدقه‌ای جلوگیری می‌کند.



شکل (۶-۱) دستگاه کناری مغز [۱۴۲]

1 Orbitofrontal Cortex

2 Sensory Cortex

3 Hippocampus

در سالهای اخیر، محققان حوزه هوش مصنوعی تلاش کرده‌اند، یک مدل ریاضی از عملکرد دستگاه کناری مغز را ارائه کنند. در [۱۴۵]، یک مدل عصبی روانشناختی[1] از فرایندها و پردازشهای بین آمیگدالا و قشر پیشین حدقه‌ای ارائه شده است. مهمترین ویژگی این مدل این است که در آن وزن‌های آمیگدالا نمی‌توانند کاهش پیدا کنند که به آن یادگیری یکنواخت[2] نیز می‌گویند. در نتیجه، در این مدل، وقتی که یک واکنش عاطفی آموزش داده شود، دائمی خواهد بود و قابل تغییر نیست. اما مهمترین ایراد این مدل آن است که نقش پاداش‌ها و مجازاتها در آن در نظر گرفته نشده است. در [۱۲۸] به این موضوع پرداخته شده است و پاداش به عنوان یک سیگنال تقویت‌کننده[3] معرفی شده است و بر این اساس یک مدل ریاضی جدیدی برای کنترل‌کننده‌های هوشمند مبتنی بر یادگیری عاطفی مغز[4] ارائه شده است. این مدل ریاضی، توانمندی و کارامدی خود را در مسائل مختلف به خوبی نشان داده است [۱۵۱-۱۴۷]. روابط این مدل به صورت زیر است:

$$A_i = s_i v_i \tag{۱-۶}$$

$$O_i = s_i w_i \tag{۲-۶}$$

که در آن اندیس i بیانگر تعداد ورودی‌ها می‌باشد. A_i و O_i به ترتیب خروجی‌های آمیگدالا و قشر پیشین حدقه‌ای می‌باشند. s_i تابع خطا می‌باشد که معمولا خروجی یک بلوک PID که ورودی آن خطای ردگیری است، در نظر گرفته می‌شود. v_i و w_i وزنهای کنترل‌کننده هستند که با استفاده از قوانین تطبیق زیر محاسبه می‌شوند.

[1] Neuropsychological

[2] Monotonic Learning

[3] Rainforcer Signal

[4] Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller (BELBIC)

$$\dot{v}_i = \alpha s_i \max(0, r - \sum_i A_i) \qquad (۳-۶)$$

$$\dot{w}_i = \beta s_i (MO - r) \qquad (۴-۶)$$

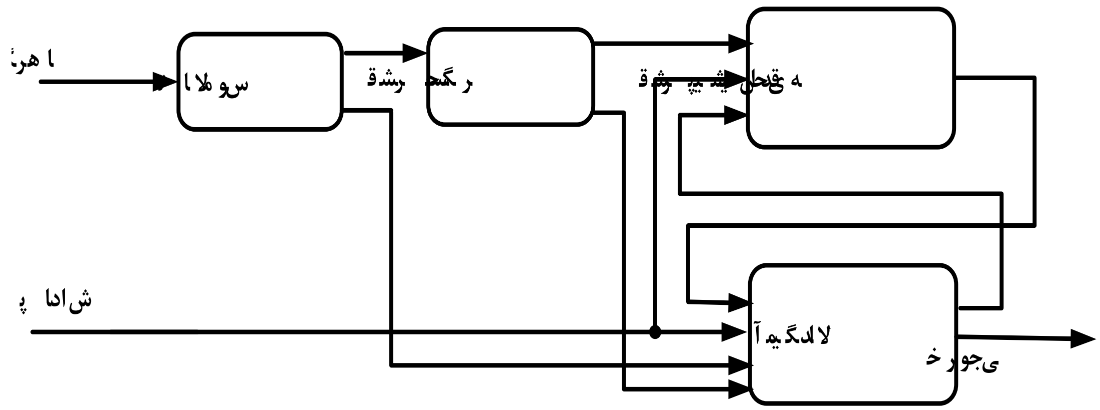
در روابط فوق α و β پارامترهای طراحی میباشند و r سیگنال پاداش است. این سیگنال معمولا به صورت تابعی از خطای ردگیری تعریف می‌شود، به طوری که در شرایطی که خطای ردگیری به صفر میل می‌کند، مقدار آن حداکثر باشد. به عبارت دیگر، هرچه خطای ردگیری کمتر می‌شود این سیگنال افزایش پیدا می‌کند و به کنترل‌کننده پاداش بیشتری تعلق می‌گیرد. به عنوان مثال، می‌توان آن را به صورت زیر تعریف کرد [۱۳۸]:

$$r = k_1 - k_2 e^2 \qquad (۵-۶)$$

که در آن k_1 و k_2 ضرایب ثابت مثبتی هستند که توسط طراح تنظیم می‌شوند و e خطای ردگیری است. همچنین، MO خروجی کنترل‌کننده عاطفی است. با توجه به اینکه آمیگدالا نقش محرک و قشر پیشین حدقه‌ای نقش جلوگیرنده دارند MO به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$MO = \sum A_i - \sum O_i \qquad (۶-۶)$$

چون هر بلوک کنترل‌کننده عاطفی یک خروجی دارد، اگر سیستم مورد نظر N ورودی داشته باشد به N بلوک کنترل‌کننده عاطفی نیاز خواهیم داشت. با توجه به روابط فوق، بلوک دیاگرام این کنترل‌کننده را می‌توان به صورت نشان داده شده در شکل (۶-۲) رسم نمود.



شکل (۶-۲) بلوک دیاگرام کنترل‌کننده عاطفی

۶-۳- طراحی قانون کنترل و اثبات پایداری

سیستم غیرخطی مرتبه اول زیر را درنظر بگیرید:

$$\dot{x} = f(x,t) + u(t) \qquad (۶-۷)$$

که در آن x خروجی سیستم، $u(t)$ ورودی آن و $f(x,t)$ یک تابع غیر خطی کراندار و نامعلوم است. بنابراین، فرض می‌کنیم $\left|f(x,t)\right| < \rho$ که ρ یک ثابت مثبت معلوم است. می‌خواهیم $u(t)$ را با استفاده از کنترل‌کننده عاطفی که در بخش قبل معرفی کردیم، طوری پیشنهاد دهیم که خطای ردگیری $e = x_d - x$ به صفر همگرا شود. در [۱۳۸]، قانون کنترل به صورت $u(t) = MO$ برای مسئله تنظیم دسته‌ای از سیستمهای خطی پیشنهاد شده است. در اینجا برای تعمیم آن، به مسئله ردگیری، قانون کنترل زیر را پیشنهاد می‌کنیم.

$$u(t) = \dot{x}_d + MO \qquad (۶-۸)$$

در حقیقت، این قانون کنترل حالت کلی‌تر قانون کنترل پیشنهادی در [۱۳۸] است، زیرا در مسئله تنظیم، مشتق مسیر مطلوب صفر است و قانون کنترل (۶-۸) به قانون کنترل $u(t)=MO$ در [۱۳۸] تبدیل می‌شود.

با جایگذاری (۶-۸) در (۶-۷)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{x}=-f(x,t)+\dot{x}_d+MO \tag{۶-۹}$$

به عبارت دیگر، می‌توان نوشت:

$$\dot{e}=-MO+f(x,t) \tag{۶-۱۰}$$

تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید [۱۳۸].

$$L=\frac{1}{2}(w-v)^2+\frac{1}{2}e^2 \tag{۶-۱۱}$$

با مشتق‌گیری از آن خواهیم داشت:

$$\dot{L}=(w-v)(\dot{w}-\dot{v})+e\dot{e} \tag{۶-۱۲}$$

با جایگذاری (۶-۳) و (۶-۴) در (۶-۱۲) خواهیم داشت:

$$\dot{L}=(w-v)\big(\beta s(A-O-r)\big)-(w-v)\big(\alpha s\max(0,r-A)\big)+e\dot{e} \tag{۶-۱۳}$$

با استفاده از (۶-۱) و (۶-۲)، خواهیم داشت:

$$\dot{L}=(w-v)\big(\beta s(sv-sw-r)\big)-(w-v)\big(\alpha s\max(0,r-A)\big)+e\dot{e} \tag{۶-۱۴}$$

که می‌توان آن را به صورت زیر نیز بازنویسی کرد:

$$\dot{L}=-\beta s^2(w-v)^2+e\dot{e}-(w-v)\big(\beta sr+\alpha s\max(0,r-A)\big) \tag{۶-۱۵}$$

با جایگذاری $\dot{e}$ از (۶-۱۰) در (۶-۱۵) خواهیم داشت:

$$\dot{L} = -\beta s^2 \left(w-v\right)^2 - eMO + ef - (w-v)\left(\beta sr + \alpha s \max(0, r-A)\right) \qquad (۶\text{-}۱۶)$$

که با جایگذاری (۶-۶) در آن به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{L} = -\beta s^2 \left(w-v\right)^2 - es(v-w) + ef - (w-v)\left(\beta sr + \alpha s \max\ 0, r - A)\right) \qquad (۶\text{-}۱۷)$$

همان‌طور که اشاره شد، در بسیاری از مراجع s را به صورت خروجی یک بلوک PID با ورودی خطای ردگیری درنظر می‌گیرند. در اینجا، برای سادگی، آن را به صورت زیر فرض می‌کنیم:

$$s = K_p e \qquad (۶\text{-}۱۸)$$

که درآن K_p پارامتر طراحی می‌باشد. بنابراین، (۶-۱۷) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{L} = -\beta K_p{}^2 e^2 \left(w-v\right)^2 - K_p e^2 (v-w) + ef - (w-v) K_p e\left(\beta r + \alpha \max\ 0, r - A)\right) \qquad (۶\text{-}۱۹)$$

که می‌توان آن را به صورت زیر ساده کرد:

$$\dot{L} = -\beta K_p{}^2 e^2 \left(w-v\right)^2 + ey \qquad (۶\text{-}۲۰)$$

که در آن

$$y = f + K_p (w-v)\left(e - \beta r - \alpha \max(0, r-A)\right) \qquad (۶\text{-}۲۱)$$

در صورتی که $\beta > 0$ باشد، آنگاه $-\beta K_p e^2 \left(w-v\right)^2 \leq 0$ خواهد بود. اما تعیین علامت تابع ey در (۶-۲۰) کار ساده‌ای نیست. برای حل این مشکل و ساده‌تر شدن اثبات پایداری، قانون کنترل را به صورت زیر اصلاح می‌کنیم:

$$u(t) = \dot{x}_d + MO + u_r \qquad (۶\text{-}۲۲)$$

مقدار u_r در ادامه تعیین می‌شود. با جایگذاری (۶-۲۲) در (۶-۷) و تکرار مراحل و جایگذاری‌های مربوط به (۶-۹) تا (۶-۲۰)، خواهیم داشت:

$$\dot{L} = -\beta {K_p}^2 e^2 \left(w - v\right)^2 + ey - eu_r \tag{۶-۲۳}$$

اکنون برای اینکه $\dot{L} \le 0$ محقق شود باید u_r را طوری پیشنهاد دهیم که

$$ey - eu_r \le 0 \tag{۶-۲۴}$$

با توجه به (۶-۲۱) می‌توان نوشت:

$$\left|y(t)\right| \le \left|f\right| + K_p(\left|w\right| + \left|v\right|)\left(\left|e\right| + \beta\left|r\right| + \alpha \max(0, r - A)\right) \tag{۶-۲۵}$$

با توجه به فرض $\left|f(x,t)\right| < \rho$ می‌توان گفت:

$$\left|y\right| \le \rho + K_p(\left|w\right| + \left|v\right|)\left(\left|e\right| + \beta\left|r\right| + \alpha \max(0, r - A)\right) = \eta(t) \tag{۶-۲۶}$$

نامساوی اخیر نشان می‌دهد که کران بالای y برابر است با $\eta(t)$. برای تحقق نامساوی (۶-۲۴) می-توانیم نامساوی زیر را محقق کنیم:

$$\left|e\right|\left|y\right| - eu_r \le 0 \tag{۶-۲۷}$$

تمام متغیرهای موجود در $\eta(t)$ در دسترس هستند. بنابراین می‌توانند در قانون کنترل (۶-۲۹) به کار گرفته شوند. اکنون، u_r را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$u_r = \eta(t)\,\mathrm{sgn}(e) \tag{۶-۲۸}$$

که درآن $\mathrm{sgn}(.)$ تابع علامت می‌باشد. بنابراین، (۶-۲۷) به صورت زیر درمی‌آید:

$$\left|e\right|\left|y\right| - e\eta(t)\,\mathrm{sgn}(e) \le 0 \tag{۶-۲۹}$$

به عبارت دیگر،

$$|e|\left(|y|-\eta(t)\right)\leq 0 \tag{۶-۳۰}$$

با توجه به (۶-۲۶) می‌توان نتیجه گرفت که $|y|-\eta(t)\leq 0$. بنابراین، نامساوی (۶-۳۰) همواره برقرار است و شرط $\dot{L}\leq 0$ محقق می‌شود. بنابراین، طبق [۲]، کراندار بودن L ، e، v و w نتیجه می‌شود. بررسی کراندار بودن r، A، O ، $\dot{v}$ ، $\dot{w}$ و u با توجه به روابط موجود بسیار ساده است. با جایگذاری (۶-۲۲) در (۶-۷) و محاسبه $\dot{e}$ از سیستم حلقه بسته، کراندار بودن $\dot{e}$ نیز تایید می‌شود.

اکنون، برای اینکه نشان دهیم خطای ردگیری به سمت صفر میل می‌کند از لم باربالات استفاده می‌کنیم. تابع زیر را درنظر بگیرید:

$$\Omega(t)=\beta K_p{}^2 e^2\left(w-v\right)^2 \tag{۶-۳۱}$$

روشن است که

$$\Omega(t)\leq -\dot{L} \tag{۶-۳۲}$$

با انتگرال‌گیری از طرفین نامساوی فوق خواهیم داشت:

$$\int_0^t \Omega(\tau)d\tau \leq L\left(e(0),v(0),w(0)\right)-L\left(e(t),v(t),w(t)\right) \tag{۶-۳۳}$$

با توجه به اینکه $L\left(e(0),v(0),w(0)\right)$ محدود است و $L\left(e(t),v(t),w(t)\right)$ غیر افزایشی و کراندار است، می‌توان نتیجه گرفت که

$$\lim_{t\to\infty}\int_0^t \Omega(\tau)d\tau \leq \infty \tag{۶-۳۴}$$

با توجه به کراندار بودن e ، $\dot{e}$ ، $\dot{v}$ و $\dot{w}$ می‌توان نتیجه گرفت $\dot{\Omega}(t)$ نیز کراندار است. بنابراین، با استفاده از لم باربالات می‌توان نتیجه گرفت که خطای ردگیری به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود. برای

مقابله با پدیده لرزش در سیگنال کنترل به دلیل حضور تابع علامت، می‌توانیم u_r را به صورت زیر اصلاح کنیم [۳]:

$$u_r = \frac{\eta(t)e}{|e| + \varepsilon \exp(-\lambda t)} \tag{۶-۳۵}$$

که در آن ε و λ پارامترهای ثابت مثبت هستند.

۶-۴- نتایج آزمایشگاهی

همان طور که در فصل ۴ بیان شد، معادلات دینامیکی سیستم رباتیک را می‌توان به صورت مرتبه اول (۴-۱۰) نمایش داد. بنابراین، قانون کنترل ارائه شده در این فصل را می‌توان به صورت غیر متمرکز به آن اعمال کرد. به عبارت دیگر، برای هر مفصل یک کنترل‌کننده عاطفی جداگانه وجود دارد. مسیر مطلوب را به صورت زیر درنظر بگیرید:

$$\mathbf{q_d} = \begin{bmatrix} (\pi/2) - (6\pi/25)\cos(\pi t)^{rad} \\ (\pi/2) - (\pi/5)\cos(6\pi t/5)^{rad} \\ 45 + 3\sin(\pi t/30)^{mm} \end{bmatrix} \tag{۶-۳۶}$$

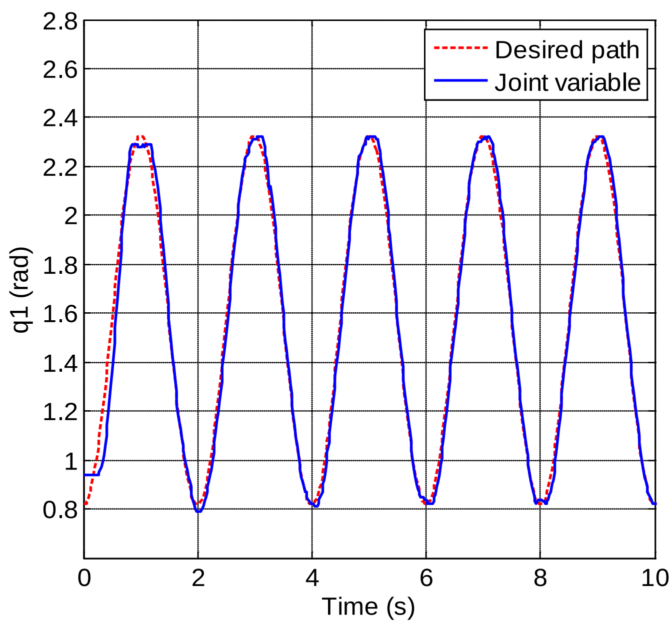
تابع پاداش برای هر مفصل را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$r = 5 - e^2 \tag{۶-۳۷}$$

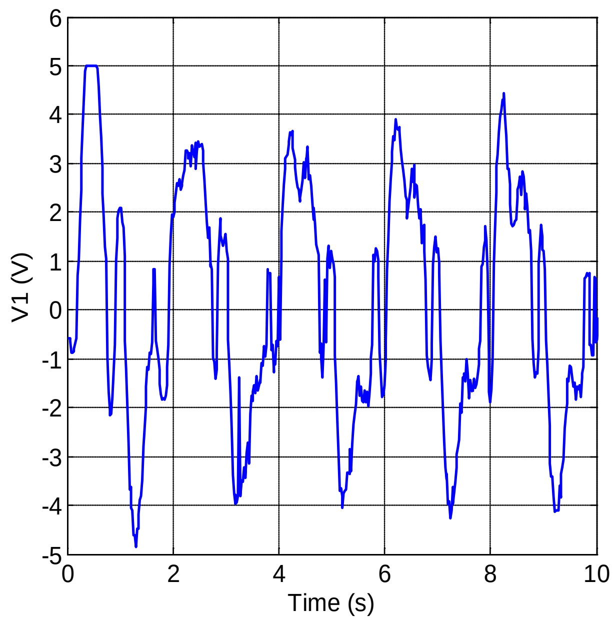
که در آن $e = q_d - q$ خطای ردگیری هر مفصل می‌باشد. سایر پارامترهای کنترل‌کننده به صورت زیر درنظر گرفته شده‌اند:

$$K_P = 1, \varepsilon = 0.01, \lambda = 1, \alpha = \beta = 0.01 \tag{۶-۳۸}$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود پارامترهای طراحی این کنترل‌کننده در مقایسه با کنترل‌کننده‌های عصبی-فازی بسیار کمتر است. بنابراین، تنظیم کردن آن بسیار ساده‌تر است. عملکرد ردگیری کنترلکننده برای مفصل اول در شکل (۶-۳) رسم شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده میشود، مسیر مطلوب با خطای بسیار اندک ردگیری می‌شود. سیگنال کنترل برای این مفصل نیز در شکل (۶-۴) رسم شده است که نشان می‌دهد ولتاژ موتور در محدوده مجاز قرار دارد و هموار است.

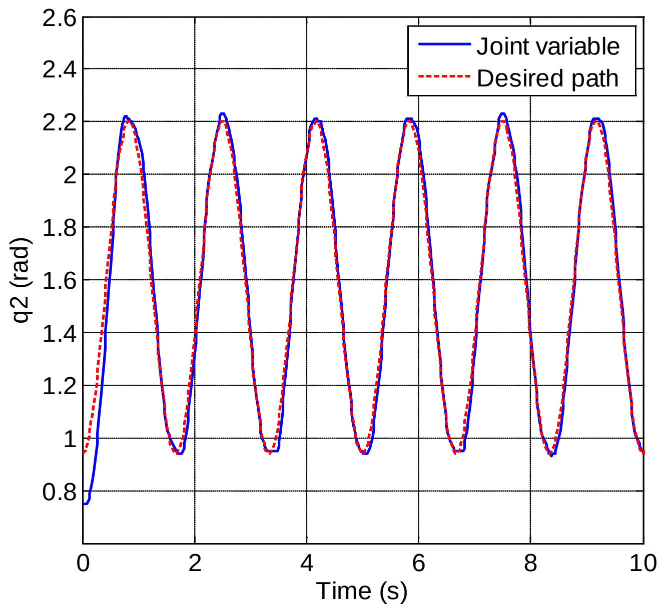


شکل (۶-۳) ردگیری مسیر مطلوب برای مفصل اول

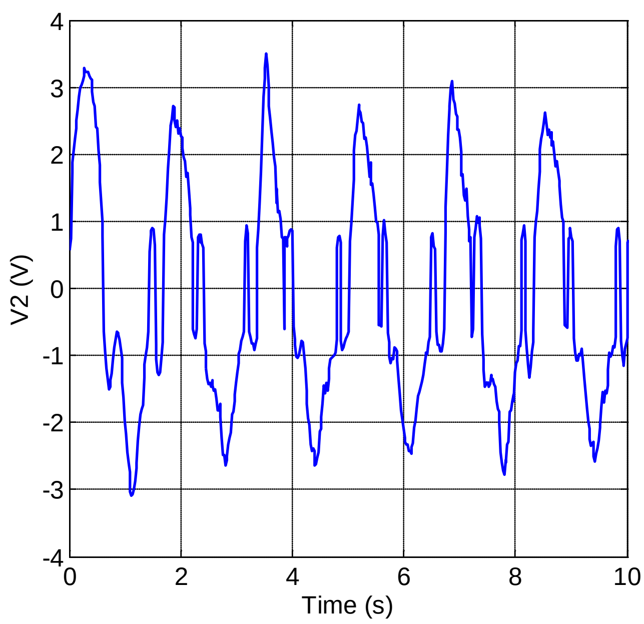


شکل (۶-۴) ولتاژ موتور برای مفصل اول

عملکرد ردگیری کنترل‌کننده برای مفصل دوم در شکل (۶-۵) رسم شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده میشود، کنترل‌کننده قادر است به خوبی خطای ردگیری اولیه را از بین ببرد و مسیر مطلوب را ردگیری کند. سیگنال کنترل برای این مفصل نیز در شکل (۶-۶) رسم شده است که نشان میدهد ولتاژ این موتور نیز در محدوده مجاز قرار دارد و هموار است. شکل (۶-۷) ردگیری مسیر مطلوب برای مفصل سوم را نشان می‌دهد. با توجه به اصطکاک زیاد، در لحظات تغییر مسیر اندکی خطای ردگیری افزایش پیدا می‌کند. ولتاژ موتور سوم نیز در شکل (۶-۸) آورده شده است.



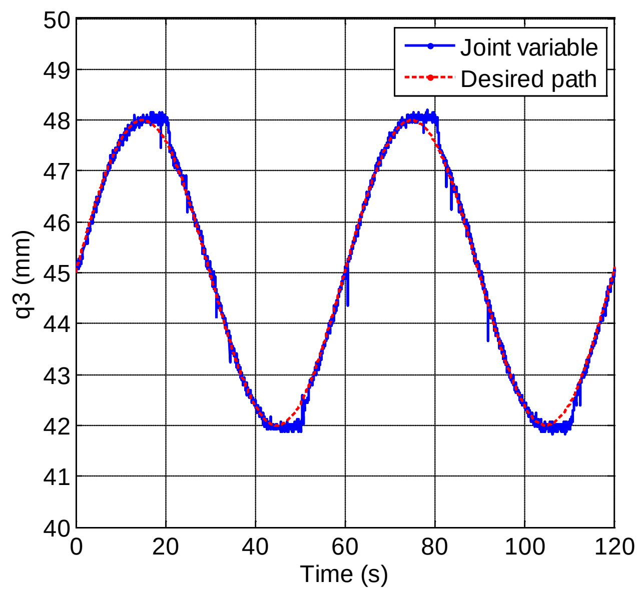
شکل (۶-۵) ردگیری مسیر مطلوب برای مفصل دوم



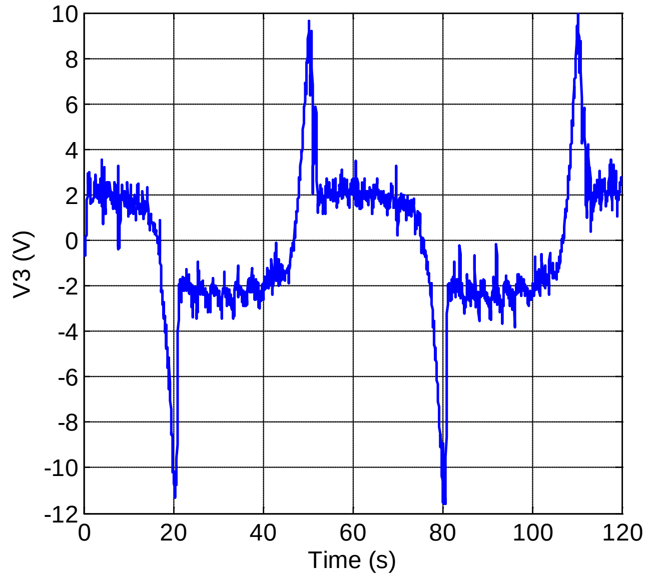
شکل (۶-۶) ولتاژ موتور برای مفصل دوم

۶-۵- نتیجه‌گیری

در این فصل، کنترل مقاوم سیستمهای غیر خطی مرتبه اول با استفاده از کنترل‌کننده‌های عاطفی را مطرح کردیم. مدل ریاضی این کنترلر را شرح دادیم و سپس قانون کنترلی بر مبنای آن ارائه دادیم. در مراجع، اثبات پایداری مبتنی بر لیاپانوف این کنترل‌کننده ها برای دسته‌ای از سیستمهای خطی و برای مسئله تنظیم ارائه شده است. در این فصل، این ایده را به سیستمهای غیرخطی مرتبه اول و برای حالت کلی مسئله ردگیری تعمیم دادیم. با توجه به اینکه معادلات دینامیکی سیستمهای رباتیک را می‌توان به صورت مرتبه اول نیز نمایش داد، قانون کنترل ارائه شده در این فصل را روی ربات اسکارای ساخته شده اجرا نمودیم. نتایج آزمایشگاهی بیانگر آن است که کنترل‌کننده پیشنهادی به خوبی قادر به ردگیری مسیرهای مطلوب می‌باشد.



شکل (۶-۷) ردگیری مسیر مطلوب برای مفصل سوم



شکل (۶-۸) ولتاژ موتور برای مفصل سوم

فصل هفتم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۷-۱-نتیجه‌گیری

در این رساله، روشهای تخمین عدم قطعیت در کنترل مقاوم موقعیت بازوی رباتیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ مورد توجه و بررسی قرار گرفته‌اند. در فصل اول، مروری بر فعالیت‌های گذشته ارائه شده است. در راهبرد کنترل گشتاور، انواع مختلفی از روشهای کنترلی مانند کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم، کنترل فازی، کنترل بهینه، کنترل غیرخطی، کنترل هوشمند و همچنین روشهای ترکیبی بسیاری ارائه شده است. در روشهای مطرح شده با استفاده از راهبرد کنترل گشتاور، دینامیک محرکه‌ها لحاظ نمی‌شود. البته، در برخی مراجع قانون کنترل، ولتاژ اعمالی به موتور را محاسبه می‌کند. اما فرآیند طراحی پیچیده‌تر شده است. زیرا سیستم رباتیک به صورت یک سیستم غیر خطی مرتبه سوم مدلسازی می‌شود و

قانون کنترل بر مبنای آن طراحی می‌شود. همچنین، ساختار شبکه‌های عصبی-فازی طراحی شده در این حوزه، عموما پیچیده هستند و دارای پارامترهای تنظیم بسیاری می‌باشند. معمولا این پارامترها عبارتنداز مقدار اولیه پارامترهای در حال تطبیق و نرخ همگرایی آنها. یافتن مقدار مناسب برای این پارامترها کار ساده‌ای نیست و نیازمند سعی و خطا می‌باشد.

علاوه بر شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی تخمینگرهای دیگری مانند سری فوریه و توابع لژاندر نیز وجود دارند که مانند شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی از ویژگی تقریب عمومی برخوردارند طراحی و تنظیم تخمینگرهای مبتنی بر سری فوریه و توابع لژاندر بسیار ساده است، زیرا پارامترهای طراحی در این تخمین‌گرها بسیار کمتر می‌باشد. همچنین در مقایسه با کنترل‌کننده‌های عصبی-فازی و یا سایر کنترلرهای مرسوم، فیدبکهای مورد نیاز قوانین کنترلی در این روشها کمتر می‌باشد. در نتیجه علاوه بر کاهش هزینه‌های پیاده‌سازی عملی، نویز کمتری به سیستم کنترل اعمال می‌شود که منجر به بهبود عملکرد آن می‌شود. روشهایی که تاکنون با استفاده از این تخمینگرها در حوزه راهبرد کنترل گشتاور ارائه شده است، دارای حجم محاسباتی بسیار زیادی هستند، زیرا از این تخمینگرها برای محاسبه درایه‌های ماتریس‌های معرف مدل ریاضی ربات استفاده شده است. به عنوان مثال، برای تخمین درایه‌های ماتریس اینرسی ربات از چندین سری فوریه با ۱۱ هارمونیک استفاده شده است [۴۳].

در سالهای اخیر، راهبرد کنترل ولتاژ رباتها مطرح شده است. در راهبرد کنترل ولتاژ طراحی فقط بر مبنای مدل موتور انجام می‌شود که ساده‌تر است و ربات به عنوان بار آن درنظر گرفته می‌شود. انواع مختلف روشهای کنترلی نیز با استفاده از این راهبرد ارائه شده است. در فصل سوم این راهبرد معرفی شده است. در این پایان‌نامه، با استفاده از سری فوریه و توابع لژاندر به تخمین عدم قطعیت در راهبرد کنترل ولتاژ خواهیم پرداخت. مهمترین مزیت روش‌های ارائه شده در این رساله در مقایسه با روشهای قبلی مبتنی بر سری فوریه و توابع لژاندر، کاهش حجم محاسبات می‌باشد. زیرا برای جبران عدم قطعیت در

قانون کنترل هر مفصل ربات، فقط یک سری فوریه یا چند جمله‌ای لژاندر استفاده شده است. نکته مهم دیگر در استفاده از سری فوریه، دوره تناوب اساسی آن می‌باشد. در فصل چهارم این رساله، با استفاده از روابط دینامیکی و سینماتیکی ربات که در فصل دوم تشریح گردیده است، نشان داده شده است که اگر مسیرهای مطلوب مفاصل ربات توابع متناوب باشند، آنگاه کوچکترین مضرب مشترک دوره تناوب آنها می‌تواند معیار مناسبی برای دوره تناوب اساسی سری فوریه تخمینگر عدم قطعیت باشد. سپس قانون کنترل پیشنهادی، روی یک ربات اسکارا شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها بیانگر توانایی قانون کنترل پیشنهادی در جبران عدم قطعیت‌ها و رساندن خطای ردگیری به صفر می‌باشد. توانایی کنترل کننده در ردگیری مسیرهای سینوسی، مربعی و مثلثی نیز نشان داده شده است. همچنین، عملکرد آن در حضور اغتشاش خارجی و ردگیری مسیرهای نامتناوب نیز بررسی شده است. با توجه به اینکه کوچکترین مضرب مشترک برای اعداد اصم تعریف نشده است، می‌توانیم آنها را با اعداد گویا تقریب بزنیم. در شبیه-سازی‌ها، به این موضوع نیز پرداخته شده است. سپس، مقایسه‌ای بین کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل-کننده مبتنی بر شبکه‌های عصبی-فازی انجام شده است. ساختار شبکه عصبی-فازی و بلوک دیاگرام کنترل‌کننده به تفصیل بیان شده است. نتایج شبیه‌سازی بیانگر برتری کنترل‌کننده پیشنهادی از نظر خطای ردگیری می‌باشد. در ادامه دستگاه آزمایشگاهی ساخته شده تشریح شده است و نتایج پیاده‌سازی عملی قانون کنترل پیشنهادی ارائه گردیده است. توانایی کنترل‌کننده در ردگیری مسیرهای سینوسی و مربعی نشان داده شده است. سپس، مقایسه‌ای بین نتایج آزمایشگاهی و شبیه‌سازی انجام شده است. با توجه به اینکه ربات شبیه‌سازی شده با ربات ساخته شده بسیار تفاوت دارد، رفتار کنترل کننده برای هر دو ربات تقریبا یکسان است.

در فصل پنجم، کنترل مقاوم در فضای کار را مطرح شده است. ابتدا با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ، یک کنترل‌کننده مقاوم کلاسیک طراحی شده است. سپس، مروری مختصر بر نحوه تقریب توابع با

چندجمله‌ای‌های لژاندر ارائه گردیده و دلیل تقریبگر عمومی بودن چندجمله‌ای‌های لژاندر بیان شده است. در ادامه به طراحی قانون کنترل در فضای کار به کمک تخمین عدم قطعیت با استفاده از توابع لژاندر پرداخته شده است. نتایج شبیه‌سازی بیانگر توانایی کنترل کننده پیشنهادی در کاهش خطای ردگیری می‌باشد. سپس مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی و یکی از کنترل‌کننده‌های ارائه شده در مراجع انجام شده است. در هردو کنترل کننده، قانون کنترل ولتاژ موتور را محاسبه می‌کند. اما طراحی کنترل‌کننده انتخاب شده بر مبنای مدل کامل سیستم رباتیک انجام شده است که از ویژگی خطی بودن دینامیک ربات نسبت به متغیرهایش استفاده می‌کند. بنابراین، نیاز به مدلسازی دقیق سیستم رباتیک به منظور محاسبه ماتریس رگرسورها دارد. اما قانون کنترل پیشنهادی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد که فرایند طراحی آن بسیار ساده‌تر می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر حساسیت کنترل‌کننده انتخابی نسبت به مقادیر اولیه پارامترهای تخمینی است.

یادگیری عاطفی مغز نیز یکی دیگر از الگوریتم‌های هوشمند الهام گرفته از سیستم‌های بیولوژیکی است که در سالهای اخیر مورد استقبال چشمگیری قرار گرفته است. دلیل این امر نیز سادگی آن در مقایسه با سایر الگوریتم‌های هوشمند است. اما اثبات پایداری آن به صورت کنترل‌کننده سیستم‌های غیرخطی بسیار مشکل است و با وجود گذشت بیش از یک دهه از ابداع آن، این موضوع همچنان حل نشده باقی‌مانده است. دلیل آن نیز ساختار منحصر به فرد این کنترل کننده است که در آن قوانین تطبیق وزنهای کنترل کننده جزئی از مدل ریاضی آن هستند و با قوانین تطبیق بدست آمده از اثبات پایداری سیستم‌های غیر خطی بسیار تفاوت دارند. در سالهای اخیر یک اثبات پایداری مبتنی بر تحلیل پایداری لیاپانوف برای این کنترل کننده ارائه شده است. اما هدف کنترلی آن ***تنظیم*** دسته خاص از سیستم‌های ***خطی*** بوده است. به عبارت دیگر، اثبات پایداری این کنترل‌کننده برای ***ردگیری*** سیستم‌های ***غیرخطی*** انجام نشده است. در فصل ششم ابتدا اجزای دستگاه کناری مغز معرفی گردیده است. سپس مدل ریاضی

کنترل‌کننده‌های عاطفی بیان شده است. در ادامه، با استفاده از روشهای تحلیل و طراحی کنترل‌کننده-های مقاوم غیرخطی، یک اثبات پایداری مبتنی بر لیاپانوف برای این کنترلرها در حالت کلی ردگیری ارائه گردیده است. کنترل‌کننده عاطفی پیشنهادی با موفقیت روی ربات اسکارای آزمایشگاهی پیاده سازی شده است.

۷-۲- پیشنهادات

در نهایت جهت ادامه کار این پایان نامه موارد زیر پیشنهاد می‌شود:

۱ -پیاده‌سازی عملی روشهای کنترلی مذکور بر روی ربات‌های انعطاف پذیر

۲ -تعمیم نتایج حاصل از این رساله، برای کنترل امپدانس بازوی ربات

۳ -اثبات پایداری کنترلرهای عاطفی برای سیستم‌های غیر خطی مرتبه بالاتر

فهرست منابع

[1] Spong M. W., Hutchinson, S., and Vidyasagar M. (**2006**), "**Robot modeling and control**", Wiley, Hoboken.

[2] Slotine, J. J. and Li, W, (**1991**), "**Applied nonlinear control**", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

[3] Qu, Z., and Dawson, D. M. (**1996**), "**Robust tracking control of robot manipulators**", New York: IEEE Press.

[4] Sage, H.G., De Mathelin, M.F., and Ostertag, E. (**1999**), "Robust control of robot manipulators: a survey", **Int. J. Control**. Vol. **72**, No. **16**, pp. **1498–1522**.

[5] Abdallah, C., Dawson, D., Dorato, P., Jamshidi, M. (**1991**), "Survey of robust control for rigid robots", **IEEE Control Syst. Mag**., Vol. **11**, pp. **24–30**.

[6] Corless M.J., (**1993**), "Control of uncertain nonlinear systems", **ASME Trans. J. Dyn**. **Syst. Meas. Control**, Vol. **115**, No, **2B**, pp. **362–372**.

[7] Astrom K. J. and Wittenmark B., (**1995**), "**Adaptive Control**", Addison-Wesley, New York.

[8] Ortega R., Spong M. W. (**1988**), "Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial" **Proceedings of the 27th conference on decision and control**, pp. **1575-1584**

[9] Fateh, M. M. (**2010**). "Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model", **Nonlinear Dynamics**, Vol. **61**, No. **4**, pp. **655–666**.

[10] Fateh M. M., Azargoshasb S. and Khorashadizadeh S. (**2014**), ''Model-free discrete control for robot manipulators using a fuzzy estimator'', **The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, Vol. **33**, No. **3**, pp. **1-18**.

[11] Fateh, M. M., Ahmadi, S. M., and Khorashadizadeh, S. (**2014**), "Adaptive RBF network control for robot manipulators", **Journal of AI and Data Mining**, In Press.

[12] Wang L.X., (**1994**), "**Adaptive fuzzy systems and control**", Prentice Hall.

[13] Wei L., Yang L., Wang H. (**2006**), "Indirect fuzzy adaptive control for trajectory tracking of uncertain robots", **Electric Machines and control**, Vol. **10**, No. **4**, pp. **393-397**.

[14] Golea N., (**2002**), "Indirect fuzzy adaptive model-following control for robot manipulators", **Proceedings of the 2002 IEEE international conference on control applications**, pp. **198-202**.

[15] Qi R. and Brdys M. A. (**2006**), "Indirect adaptive fuzzy control for nonlinear systems with online modeling", **Proc. Internat. Conf. Control, Glasgow,Scotland**.

[16] Hong-rui W., Zeng-wei C., Li-xin W., Xue-jing T., Xiu-ling L., (**2007**), "Direct adaptive fuzzy control for robots in cartesian space", **Proceedings of Sixth International Conference on Machine Learning Cybernetics**, pp. **482-486**, Hong Kong.

[17] Cho, Y.W., Seo, K.S., Lee, H.J., (**2007**), "A direct adaptive fuzzy control of nonlinear systems with application to robot manipulator tracking control", **Int. J. Control. Autom. Syst**, Vol. **5**, pp. **630–642**.

[18] Er M. J. and Chin S.H., (2000), "Hybrid adaptive fuzzy controllers of robot manipulators with bounds estimation", **IEEE Trans. Ind. Electrn**, Vol. **47**, No. **5**, pp. **1151-1160**.

[19] Yoo B.K. and Woon C. H., (**2000**), "Adaptive control of robot manipulators using fuzzy compensator", **IEEE Trans. Fuzzy Syst**, Vol. **8**, No. **2**, pp.**186-199.**

[20] Kim E., (**2004**), "Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", **IEEE Trans. Fuzzy Syst**, Vol. **12**, No. **3**, pp. **368-378**.

[21] Ham C. and Qu Z., Johnson R., (**2000**), "Robust fuzzy control for robot manipulators", **IEE Proc., control theory appl**., Vol. **147**, No. **2**, pp. **212-216**.

[22] Hwang J.P. and Kim E., (**2006**), "Robust tracking control of an electrically driven robot: Adaptive fuzzy approach", **IEEE Trans. Fuzzy Syst**, Vol. **14**, No. **2**, pp. **232-247**.

[23] Kim V.T., (**2002**), "Independent joint adaptive fuzzy control of robot manipulators", **The 5th Biannual world automation congress**, Vol. **14**, pp. **645-652**.

[24] Purwar S., Kar I.N., and Jha A.N., (**2005**), "Adaptive control of robot manipulators using fuzzy logic systems under actuator constraints", **Fuzzy Sets and Systems**, Vol. **152**, No. **3**, pp. **651-664**.

[25] Wai, R.J., Chen, P.C., (**2004**), "Intelligent tracking control for robot manipulator including actuator dynamics via TSK-type fuzzy neural network", **IEEE Trans. Fuzzy Syst**., Vol.**12**, pp. **552–560**.

[26] Kwan C., Lewis F.L., and Dawson D.M., (**1998**), "Robust neural-network control of rigid-link electrically driven robots", **IEEE Trans. Neural Netw**., Vol. **9**, pp. **581–588.**

[27] Lia, R. J., (**2011**), "Intelligent controller for robotic motion control," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Vol. **58**, No. **11**, pp. **5220–5230**.

[28] Mostefai L., Denai M., Oh S., and Hori, Y., (**2009**), "Optimal control design for robust fuzzy friction compensation in a robot joint," **IEEE Trans. Ind. Electron**., Vol. **56**, No. **10**, pp. **3832–3839**.

[29] Chang Y.C., Yen H.M., Wu M.F., (**2008**), "An intelligent robust tracking control for electrically-driven robot systems", **Int. J. Systems Sci**., Vol. **39**, pp. **497–511.**

[30] Hou, Z. G., Zou, A. M., Cheng, L., and Tan M., (**2009**), "Adaptive Control of an Electrically Driven Nonholonomic Mobile Robot via Backstepping and Fuzzy Approach", **IEEE Trans. Control Syst. Technol**., Vol. **17**, No. **4**, pp. **803-819**.

[31] Wai R. J., and Muthusamy R., (**2013**), "Fuzzy-Neural-Network Inherited Sliding-Mode Control for Robot Manipulator Including Actuator Dynamics", **IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst.,** Vol. **24,** No. **2,** pp. **274-287.**

[32] Wai, R. J. and Yang, Z. W., (**2008**), "Adaptive fuzzy neural network controldesign via a T-S fuzzy model for a robot manipulator including actuator dynamics", **IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B**, Vol. **29**, No. **5**, pp. **583–591**.

[33] Chen, C. S., (**2008**), "Dynamic structure neural-fuzzy networks for robust adaptive control of robot manipulators", **IEEE Trans. Control Syst. Technol.**, Vol. **55**, No. **9**, pp. **3402–3414**.

[34] Wang, L. Chai, T., and Zhai, L. (**2009**), "Neural network based terminal sliding-mode control of robotic manipulators including actuator dynamics," **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Vol. **56**, No. **9**, pp. **3296–3304**.

[35] Yi S. Y., and Chung, M. J., (**1997**), "A robust fuzzy logic controller for robot manipulators with uncertainties," **IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B**, Vol. **27**, No. **4**, pp. **706–713**.

[36] Gupta, M. M., Jin, L., and Homma, N., (**2004**), "**Static and dynamic neural networks from fundamentals to advanced theory**", John Wiley & Sons.

[37] Aleksander, I., & Morton, H, (**1990**), "**An introduction to neural computing**" (Vol. 3), London, Chapman & Hall

[38] Kasabov, N. K., (**1996**), "**Foundations of Neural Networks, Fuzzy Systems, and Knowledge Engineering**", Marcel Alencar.

[39] Gurney, K., (**1997**), "**An introduction to neural networks**", CRC press.

[40] Freeman, J. A., and Skapura, D. M., (**1991**), "**Neural networks, algorithms, applications, and programming techniques**", Addison-Wesley Publishing Company, USA.

[41] Fateh, M.M. and Khorashadizadeh, S., (**2012**), "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty", **Nonlinear Dyn.** Vol. **69**, pp. **1465–1477**.

[42] Chien, M. C. and Huang, A. C., (**2006**), "Regressor-Free Adaptive Impedance Control of Flexible-Joint Robots Using FAT," **Proceedings of the 2006 American Control Conference**, pp**. 3904-3909**.

[43] Chien, M. C., and Huang, A. C., (**2012**), "Adaptive impedance controller design for flexible-joint electrically-driven robots without computation of the regressor matrix", **Robotica**, Vol. **30**, pp. **133–144**.

[44] Chien, M. C. and Huang, A. C., (**2004**), “Adaptive impedance control of robot manipulators based on function approximation technique,” **Robotica**, Vol. **22**, pp. **395–403**.

[45] Chen, P. C., and Huang, A. C., (**2005**), “Adaptive multiple-surface sliding control of non-autonomous active suspension systems based on function approximation technique,” **J. Vib. Control** , Vol. **11**, pp. **685–706**.

[46] Huang, A. C., Wu, S. C., and Ting, W. F., (**2006**), “An FAT-based adaptive controller for robot manipulators without regressor matrix: Theory and experiments,” **Robotica**, Vol. **24**, pp**. 205–210**.

[47] Huang, A. C. and Liao, K. K., (**2006**), “FAT-based adaptive sliding control for flexible arms, theory and experiments,” **J. Sound Vibration,** Vol. **298**, pp. **194–205**.

[48] Chien, M. C., and Huang, A.C., (**2007**), “Adaptive control of electrically-driven robot without computation of regressormatrix,” **J. Chin. Inst. Eng.,** Vol. **30**, No. **5**, pp. **855–862**.

[49] Chien M. C., and Huang, A. C., (**2009**), “FAT-Based Adaptive Visual Servoing for Robot s with Time Varying Uncertainties,” **Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation**, pp. **3700–3705**.

[50] Huang, A. C., and Chien, M. C., (2009), “Design of a Regressor-Free Adaptive ImpedanceController for Flexible-Joint Electrically-Driven Robots,” **Proceedings of the IEEE International Conference Industrial Electronics and Applications**, pp. **17–22**.

[51] Izadbakhsh, A. and Fateh, M. M., (**2008**), “A Model-Free robust control approach for robot manipulator”, **International Journal of Mechanical Systems Science and Engineering**, Vol. **1**, No.**1**, pp. **32-37**.

[52] Khorashadizadeh, S., and and Fateh, M. M., (**2014**), “Robust task-space control of robot manipulators using Legendre polynomials for uncertainty estimtion”, **Nonlinear Dyn**, doi: 10.1007/s11071-014-1730-5.

[53] Talole S. E., Kolhe J. P., and Phadke S. B., (**2012**), "Extended- State-Observer-Based Control of Flexible-Joint System with Experimental Validation", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **57,** No. **4**, pp. **1411-1419**.

[54] Chen W. H., Ballance D. J., Gawthrop P. J., and O'Reilly J., (**2000**), "A Nonlinear Disturbance Observer for Robotic Manipulators", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **47,** No. **4**, pp. **932-938**.

[55] Chen, W. H., (**2004**), "Disturbance Observer Based Control for Nonlinear Systems", **IEEE/ASME Trans. Mechatronics**, Vol. **9**, No. **4**, pp. **706-710**.

[56] Oya, M., Su, C. Y., and Kobayashi, T., (**2004**), "State Observer-Based Robust Control Scheme for Electrically Driven Robot Manipulators", **IEEE Trans. Robotics**, Vol. **20**, No. **4**, pp. **796-804**.

[57] Liu, C. S., and Peng, H., (**2000**), "Disturbance Observer-Based Tracking Control", **Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control**, Vol. **122**, pp. **332-335**.

[58] Yang, Z. J., Fukushima, Y., and Qin, P. (**2012**), "Decentralized Adaptive Robust Control of Robot Manipulators Using Disturbance Observers", **IEEE Trans. Control Syst. Technol**., Vol. **20**, No. **5**, pp. **1357-1365**.

[59] Yih, C. C., (**2012**), "Extended Nicosia–Tomei velocity observer-based robot-tracking control", **IET Control Theory and Applications**, Vol. **6**, No. **1**, pp. **51-61**.

[60] Wit, C. C. D., and Fixot, N., (**1991**), "Robot Control via Robust Estimated State Feedback", **IEEE Trans. Automat. Contr**., Vol. **36**, No. **12**, pp. **1497-1501**.

[61] Kreisselmeier, G., (**1977**), "Adaptive Observers with Exponential Rate of Convergence", **IEEE Trans. Automat. Contr**., Vol. **AC-22**, No.**1**, pp. **2-8**.

[62] Fateh, M. M., (**2008**), "On the voltage-based control of robot manipulators", **Int. J. Control. Autom. Syst.** Vol. **6**, No. **5**, pp.**702–712.**

[63] Fateh, M.M., and Khorashadizadeh, S., (**2012**), "Optimal Robust voltage control of electrically driven robots", **Nonlinear Dyn**. Vol. **70**, pp. **1445–1458**.

[64] Fateh, M. M. (**2009**). "Robust Control of Electrical Manipulators by Reducing the Effects of Uncertainties", **World Applied Sciences Journal,** Vol. **7,** pp. 161-167.

[65] Fateh, M. M. (**2010**). "Robust fuzzy control of electrical manipulators", **Journal of Intelligent & Robotic Systems,** Vol. **60**, No. **(3-4)**, pp. 415-434.

[66] Fateh, M. M., & Fateh, S. (**2013**). "Fine-tuning fuzzy control of robot s", **Journal of Intelligent and Fuzzy Systems**, Vol. **25**, No. **4**, pp. 977-987.

[67] Ogata, K. (**1995**). "**Discrete-time control systems**" Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

[68] Qi R., Brdys, M. A., (**2008**), "Stable indirect adaptive control based on discrete-time T–S fuzzy model", **Fuzzy Sets and Systems**, Vol. **159**, pp. **900 – 925**.

[69] Sun, F., Li. L., Li, H. X., and Liu, H., (**2007**) "Neuro-Fuzzy Dynamic-Inversion-Based Adaptive Control for Robotic Manipulators—Discrete Time Case", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **54,** No. **3**, pp. **1342-1351**.

[70] Ge, S. S., Zhang, J., and Lee, T. H., (**2004**), "Adaptive Neural Network Control for a Class of MIMO Nonlinear Systems With Disturbances in Discrete-Time", **IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., B**, Vol. **34**, No. **4**, pp. **1630–1645**.

[71] Alanis, A. Y., Sanchez, E. N., and Loukianov, A. G., (**2007**), "Discrete-Time Adaptive Backstepping Nonlinear Control via High-Order Neural Networks", **IEEE Trans. Neural Netw**., Vol. **18**, No. **4**, pp. **1185–1195.**

[72] Veseli´, B. C., c-Draženovi´, B. P., and Milosavljevi, C., (**2010**), "Improved Discrete-Time Sliding-Mode Position Control Using Euler Velocity Estimation", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **57,** No. **11**, pp. **3840-3847**.

[73] Veseli´, B. C., c-Draženovi´, B. P., and Milosavljevi, C., (**2008**), "High-Performance Position Control of Induction Motor Using Discrete-Time Sliding-Mode Control", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **55,** No. **11**, pp. **3809-3817.**

[74] Castaneda, C. E., Loukianov, A. G., Sanchez, E. N., and Toledo, B. C., (**2012**), "Discrete-Time Neural Sliding-Mode Block Control for a DC Motor With Controlled Flux", **IEEE Trans. Industrial Electronics**, Vol. **59,** No. **2**, pp. **1194-1207.**

[75] Ge, S.S., Li, G.Y., and Lee, T.H., (**2003**), "Adaptive NN control for a class of strict-feedback discrete-time nonlinear systems", **Automatica**, Vol. **39**, pp. **807– 819.**

[76] Zhang, Y., Wen, C., and Soh, Y. C., (**2000**), "Discrete-Time Robust Backstepping Adaptive Control for Nonlinear Time-Varying Systems", **IEEE Trans. Automat. Contr**., Vol. **45**, No.**9**, pp. **1749-1755**.

[77] Fateh, M. M., and Baluchzadeh, M., (**2013**), "Modeling and Robust Discrete LQ Repetitive Control of Electrically Driven Robot s", **International Journal of Automation and Computing**, Vol.**10**, No. **5**, pp. 472-480.

[78] Fateh, M. M., & Azargoshasb, S. (**2014**). Discrete adaptive fuzzy control for asymptotic tracking of robotic manipulators. **Nonlinear Dynamics**, Vol. **78**, No. **3**, pp. 2195-2204.

[79] Soltanpour M. R., Fateh M. M., (**2009**), "Adaptive robust tracking control of robot manipulators in the task-space under uncertainties", **Australian Journal of Basic and Applied Sciences**, Vol. **3**, No. **1**, pp. 308–322.

[80] Soltanpour M. R., Fateh M.M., (**2009**), "Sliding mode robust control of robot manipulator in the task space by support of feedback linearization and backstepping control", **World Applied Sciences Journal**, Vol. **6**, No. **1**, pp. 70–76.

[81] Shahrabi Farahani S., Fateh M. M. and Khatamianfar A., (**2009**), "Fuzzy position control of a SCARA welding robot in task space", 17th Iranian Conference on Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran.

[82] Cheah C.C., Hirano M., Kawamura S., Arimoto S., (**2003**), "Approximate jacobian control for robot with uncertain kinematics and dynamics", **IEEE Transaction on Robotics and Automation**, Vol. **19**, No. **4**, pp. 692-702.

[83] Fateh M.M., (**2010**), "Robust voltage control of electrical manipulators in task-space", **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, Vol. **6**, No. **6**, pp.2691-2700.

[84] Spong M.W., Khorasani K., Kokotovic P.V., (**1987**), "An integral manifold approach to the feedback control of flexible joint robots", **IEEE J. Robot. Autom**. Vol. **3**, No. **4**, pp. 291–300.

[85] Wang D., (**1995**), "A simple iterative learning controller for manipulators with flexible joints", **Automatica**, Vol. **31**, No. **9**, pp.1341–1344.

[86] Zeman V., Patel R.V., Khorasani K., (**1997**), "Control of a flexible-joint robot using neural networks", **IEEE Trans. Control Syst. Technol**. Vol. **5**, No. **4**, pp.453–462.

[87] Kugi, A., Ott, C., Albu-Schaffer, A., Hirzinger, G., (**2008**), "On the passivity-based impedance control of flexible joint robots", **IEEE Trans. Robot. Autom**. Vol. **24**, No.**2**, pp. 416–429.

[88] Talole, E., Kolhe, P., Phadke, B., (**2010**), "Extended state observer based control of flexible joint system with experimental validation", **IEEE Trans. Ind. Electron**, Vol. **57**, No. **4**, pp. 1411-1419.

[89] Tomei P., (**1991**), "A simple PD controller for robots with elastic joints," **IEEE Transaction on Automatic Control**, Vol. **36,** No.**10**, pp. 1208–1213.

[90] Luca A.D., Isidori A., Nicolo F., (**1985**), "Control of robot arm with elastic joints via nonlinear dynamic feedback", Proceedings of the 24^{th} conference on decision and control, pp. 1671-1679.

[91] Spong M.W., (**1987**), "Modeling and control of elastic joint robots", **ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control**, Vol. **109**, pp. 310–319.

[92] Wilson G.A., (**1994**), "Robust tracking of elastic joint manipulators using sliding mode control", **IEEE Trans. Inst. Meas. Control**, Vol. **16**, No. **2**, pp. 99–107.

[93] Spong M.W., (**1985**), "Adaptive control of flexible joint manipulators: comments on two papers", **Automatica**, Vol. **31**, No. **4**, pp. 585–590.

[94] Chang L.L., Chuan C.C., (**1995**), "Rigid model-based fuzzy control of flexible-joint manipulators", **Journal of Intelligent and Robotic Systems,** Vol. **13**, No. **2**, pp.107–126.

[95] Fateh M.M., (**2012**), "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", **Nonlinear Dynamics**, Vol. **67**, No. **2**, pp. 1525–1537.

[96] Fateh, M. M., (**2012**), "Nonlinear control of electrical flexible-joint robots", **Nonlinear Dynamics**, Vol. **67**, No. **4**, pp. 2549-2559.

[97] Izadbakhsh, A., and Fateh, M. M., (2014), "Robust Lyapunov-based control of flexible-joint robots using voltage control strategy", **Arabian Journal for Science and Engineering**, Vol. **39**, No. **4**, pp. 3111-3121.

[98] Zirkohi, M. M., Fateh, M. M., and Shoorehdeli, M. A., (**2013**), "Type-2 fuzzy control for a flexible-joint robot using voltage control strategy", **International Journal of Automation and Computing**, Vol. **10**, No. **3**, 242-255.

[99] Kazerooni, H., Sheridan, T. B., Houpt, P. K., (**1986**), "Robust Compliant Motion for Manipulators: Part I-II." **IEEE Journal of Robotics and Automation**, Vol. **2**, No. **2**, pp. 83-105.

[100] Seraji, H., Colbaugh, R., (**1997**), "Force Tracking in Impedance Control", **The International Journal of Robotics Research**, Vol. **16**, No. **1**, pp. 97-117.

[101] Almeida, F., Lopes, A., and Abreu, P., (**1999**), "Force-impedance control: a new control strategy of robotic manipulators." **Recent advances in Mechatronics**, pp. 126-137.

[102] Filaretov, V. F., and Zuev, A. V., (**2008**), "Adaptive force/position control of robot manipulators." In Advanced Intelligent Mechatronics, 2008. AIM 2008. IEEE/ASME International Conference on, pp. 96-101.

[103] Albu-Schäffer, A., Ott, C., and Hirzinger, G., (**2007**), "A unified passivity-based control framework for position, torque and impedance control of flexible joint robots", **The International Journal of Robotics Research**, Vol. **26**, No. **1**, pp. 23-39.

[104] Ott, C., Albu-Schaffer, A., Kugi, A., and Hirzinger, G. (**2008**), "On the passivity-based impedance control of flexible joint robots", **IEEE Transactions on Robotics**, Vol. **24**, No. **2**, pp. 416-429.

[105] Wongratanaphisan, T., and Cole, M., (**2009**), "Robust impedance control of a flexible structure mounted manipulator performing contact tasks", **IEEE Transactions on Robotics**, Vol. **25**, No. **2**, pp. 445-451.

[106] Vossoughi, G. R., and Karimzadeh, A., (**2006**), "Impedance control of a two degree-of-freedom planar flexible link manipulator using singular perturbation theory", **Robotica**, Vol. **24**, No. **2**, pp. 221-228.

[107] Fateh, M. M., and Babaghasabha, R., (**2013**), "Impedance control of robots using voltage control strategy", **Nonlinear Dynamics**, Vol. **74**, No. (**1-2**), pp. 277-286.

[۱۰۸] برادران، م. ۱۳۹۳، پایان‌نامه ارشد، کنترل امپدانس ترکیبی بازوی ماهر رباتیک با راهبرد کنترل ولتاژ، دانشکده برق، دانشگاه شاهرود.

[109] Chang, Y. C., and Yen, H. M. (**2009**), "Robust tracking control for a class of uncertain electrically driven robots", **IET Control Theory & Applications**, Vol. **3**, No, **5**, pp. 519-532.

[110] Hwang, J. P., and Kim, E. (**2006**), "Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach", **IEEE Transactions on Fuzzy System**, Vol. **14**, No. **2**, pp. 232-247.

[111] Kwan, C., Lewis, F. L., and Dawson, D. M., (**1998**), "Robust neural-network control of rigid-link electrically driven robot s", **IEEE Transactions on Neural Networks**, Vol. **9**, No. **4**, pp. 581-588.

[112] Cheah, C. C., Liu, C., and Slotine, 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.

[۱۱۳] صادقی، م.، ۱۳۹۱، پایان‌نامه ارشد، کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، دانشکده برق، دانشگاه شاهرود.

[114] Chen, H., Ma, M.M., Wang, H., Liu, Z.Y., Cai, Z.X., (**2009**), “Moving horizon H_∞ tracking control of wheeled mobile robots with actuator saturation,” **IEEE Trans. Cont. Sys. Technol.**, Vol. **17**, pp. **449–457**.

[115] Yang, J.-M., Kim, J.-H., (**1999**), “Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots,” **IEEE Trans. Robot.,** Vol. **15**, No. **3**, pp. **578–587**.

[116] Fukao, J.T., Nakagawa, H., Adachi, N., (**2000**), “Adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot,” **IEEE Trans. Neural Networks**, Vol. **16**, No. **5**, pp. **609–615**.

[117] Chen, C., Li, T.S., Yeh, Y., Chang, C.C., (**2009**), “Design and implementation of an adaptive sliding-mode dynamic controller for wheeled mobile robots,” **Mechatronics**, Vol. **19**, pp. **156–166**.

[118] Shojaei, K., Mohammad-Shahri, A., Tarakameh, A., (**2011**), “Adaptive feedback linearizing control of nonholonomic wheeled mobile robots in presence of parametric and nonparametric uncertainties,” **Robotics and Computer-Integrated Manufacturing**, Vol. **27**, pp. **194–204**.

[119] Biglarbegian, M., (**2013**), “A Novel Robust Leader-Following Control Design for Mobile Robots,” **J Intell. Robot Syst.,** Vol. **71**, No. **3-4**, pp. **391-402**.

[120] Dong, W. Kuhnert, K.-D., (**2005**), “Robust adaptive control of nonholonomic mobile robot with parameter and non-parameter uncertainties,” **IEEE Trans. Robot.** Vol. **21**, No. **2**, pp. **261–266**.

[121] Mohareri, O., Dhaouadi, R., Rad, A.B., (**2012**), "Indirect adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot via neural networks," **Neurocomputing**, Vol. **88**, pp. **54–66**.

[122] Hou, Z., Zou, A., Cheng, L., Tan, M., (**2009**), "Adaptive Control of an Electrically Driven Nonholonomic Mobile Robot via Backstepping and Fuzzy Approach," **IEEE Trans. Cont. Sys. Technol.**, Vol. **17**, No. **4**, pp. **803-815**.

[123] Su, K.H., Chen, Y.Y., Su, S.F., (**2010**), "Design of neural-fuzzy-based controller for two autonomously driven wheeled robot," **Neurocomputing**, Vol. **73**, pp. **2478–2488**.

[124] Sharma, K.D., Chatterjee, A., Rakshit, A., (**2012**), "A PSO–Lyapunov Hybrid Stable Adaptive Fuzzy Tracking Control Approach for Vision-Based Robot Navigation," **IEEE Trans. Instrum. Measure.**, Vol. **61**, No. **7**, pp. **1908-1914**.

[125] Martıacute, R., Castillo, O., Aguilar, L.T., (**2008**), "Optimization of interval type-2 fuzzy logic controllers for a perturbed autonomous wheeled mobile robot using genetic algorithms," **Soft Computing for Hybrid Intelligent Systems**, Vol. **154**, pp. **3-18**.

[126] Fateh, M. M., and Arab, Aliasghar, (**2014**), "Voltage control strategy for an uncertain mobile robot", **International Journal of Intelligent Computing and Cybernetics**, Vol. **7**, No. **4**, pp. **436-452**.

[127] Fateh, M. M., and Arab, A., (**2014**), "Robust control of a wheeled mobile robot by voltage control strategy", **Nonlinear Dynamics**, Vol. **79**, No. **1**, pp. **335-348**.

[128] C. Lucas, D. Shahmirzadi, N. Sheikholeslami, (**2002**), "Introducing BELBIC: Brain Emotional Learning Based Intelligent Controller", **International Journal of Intelligent Automation and Soft Computing**, Vol. **10**, No **1**, pp. **11-22**.

[129] Locus C., Abbaspour A., Gholipour A., Araabi B. N., and Fatourechi M., (**2003**), "Enhancing the Performance of Neuro-Fuzzy Predictors by Emotional Leaning Algorithm", **International Journal of Informatica**, Vol. **27**, No. **2**, pp. **165-174**.

[130] Lucas C., Rashidi F., and Abdi J., (**2004**), "Transient stability improvement in power systems via firing angle control of TCSC using context based emotional controller", **In Automation Congress**, Vol. **16**, pp. **37-42**.

[131] Farhangi R., Boroushaki M., Hosseini S. H., (**2012**), "Load–frequency control of interconnected power system using emotional learning-based intelligent controller", **Electrical Power and Energy Systems**, Vol. **36**, pp. **76–83**.

[132] Fatourechi M., Lucas C., Khaki Sedigh A., (**2001**), "Reducing Control Effort by means of Emotional Learning", Proceedings of 9th Iranian Conference on Electrical Engineering (**ICEE2001**), pp. 41-1 to 41-8.

[133] Locus C., Langari R., and Shahmirzadi D., (**2004**), "Stabilization of a control system with sensor time delays using brain emotional learning", Special Session on Emotional Learning and Decision Fusion in Satisficing Control and Information Processing, Minisymposium on Satisficing, Multiagent, and Cyberlearning Systems, 5th International Symposium on Intelligent Automation and Control, World Automation Congress, WAC.

[134] Lucas C., Mohammadi R. and Araabi B. N., (**2006**), "Intelligent modeling and control of washing machine using LLNF modeling and modified BELBIC", **Asian Journal of Control**, Vol. **8**, No. **4**, pp. **393-400**.

[135] Kharaajoo M. J., (**2004**), "Application of brain emotional learning based intelligent controller (BELBIC) to active queue management", International Conference on Computational Science, Lecture Notes in Computer Science, pp. **662-665**.

[136] Mehrabian A. R., Lucas C., Roshanian J., (**2006**), "Aerospace launch vehicle control: An intelligent adaptive approach", **Aerospace Science and Technology**, Vol. **10**, No. **2**, pp. **149-155**.

[137] Mohammdi R., Lucas C., Arraabi B.N., Radwan T. S., and Rahman M. A., (**2006**), "Implementation of emotional controller for interior permanent magnet synchronous motor drive", Industry Applications Conference, Vol. **4** , pp. **1767-1774**.

[138] Jafarzadeh S., Jahed Motlagh M. R., Barkhordari M., and Mirheidari R., (**2008**), "A New Lyapunov Based Algorithm for Tuning BELBIC Controllers for a Group of Linear Systems", 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, pp. **593-595**.

[139] Kreyszig, E., (**2007**), "**Advanced Engineering Mathematics**", John Wiley & Sons.

[140] Hardy G. H., and Wright E. M., (**1979**), "**An Introduction to the Theory of Numbers**", Oxford University Press.

[141] Yang, S. S. and Tseng, C. S., (**1996**), "An orthogonal neural network for function approximation", **IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Part B: Cybernetics** Vol. **26**, No. **5**, pp. 779-784.

[142] Lotfi, E., and Akbarzadeh-T, M. R., (**2012**), "Supervised brain emotional learning" The 2012 International Joint Conference on Neural Networks, (**IJCNN**), pp. **1-6**.

[143] McGaugh, J. L., Bermúdez-Rattoni, F., and Prado-Alcalá, R. A., (**1995**), "**Plasticity in the Central Nervous System: Learning and Memory**", Psychology Press.

[144] Dalgleish, T., (**2004**), "The emotional brain", **Nature Reviews Neuroscience**, Vol. **5**, No. **7**, pp. 583-589.

[145] Moren, J., and Balkenius, C., (**2000**), "A computational model of emotional learning in the amygdala", **From animals to animats**, Vol. **6**, pp. **115-124**.

[146] Balkenius, C., (**2002**), "Emotion and learning-a computational model of the Amygdala", Ph.D. Thesis, Department of Cognitive Science, Lund University, Lund, Sweden.

[147] Chandra M., (**2005**), Analytical Study of A Control Algorithm Based on Emotional Processing, M.S. Dissertation, Indian Institute of Technology, Kanpur.

[148] Mehrabian, A. R., and Lucas, C., (**2006**), "Emotional Learning Based Intelligent Robust Adaptive Controller for Stable Uncertain Nonlinear Systems", **International Journal of Engineering and Mathematical Sciences**.

[149] Lucas, C., (**2010**), "BELBIC and Its Industrial Applications: Towards Embedded Neuroemotional Control Codesign", **Integrated Systems, Design and Technology**, Part 3, pp. **203-214**.

[150] Beheshti, Z. and S.Z.M. Hashim, (**2010**), "A review of emotional learning and it's utilization in control engineering", **Int. J. Adv. Soft Comput Appl**., Vol. **2**, pp. **191-208**.

[151] Jafarzadeh, S., (**2008**), "Designing PID and BELBIC Controllers in Path Tracking Problem", **Int. J. of Computers, Communications and Control**, Vol. **3**, pp. **343-348.**

پیوست الف

مدل ریاضی بازوی ماهر اسکارا

همان طور که در فصل دوم اشاره شد، معادله حرکت ربات به صورت

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

می‌باشد. برای بازوهای سه محوره می‌توان نوشت:

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \ddot{q}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1(t) \\ \tau_2(t) \\ \tau_3(t) \end{bmatrix}$$

درایه‌های ماتریس‌های فوق عبارتند از:

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

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

$$M_{22}=l_2^2(\frac{m_2}{3}+m_3)$$

$$M_{13}=M_{23}=M_{31}=M_{32}=0$$

$$M_{33}=m_3 \qquad C_{11}=-\dot{q}_2(m_2+2m_3)l_1 l_2\sin(q_2)$$

$$C_{12}=-\dot{q}_2(\frac{m_2}{2}+m_3)l_1 l_2\sin(q_2)=C_{21}$$

$$C_{22}=-\dot{q}_2(\frac{m_2}{2}+m_3)l_1 l_2\sin(q_2)$$

$$C_{13}=C_{23}=C_{31}=C_{32}=C_{33}=0 \qquad g_1=g_2=0 \qquad g_3=-m_3 g$$

در معادلات فوق، $\tau(t)=\left[\tau_1(t),\tau_2(t),\tau_3(t)\right]^T$ بردار گشتاور ورودی، q_1، q_2 و q_3 زوایای مفصل ها، m_1، m_2 و m_3 جرم بازوها و l_1، l_2 و l_3 طول بازوهای رابط اول، دوم و سوم می‌باشند.

پیوست ب

اثبات لم‌های فصل ۴

اثبات لم ۱

می‌توان a و b را به صورت‌های زیر نوشت:

$$a = 2^n a_0 \qquad (۹۱-۴)$$

$$b = 2^m b_0 \qquad (۹۲-۴)$$

که در آن n و m اعداد صحیح هستند و عدد ۲ در تجزیه به عوامل اول a_0 و b_0 وجود ندارد. بنابراین:

$$(a,b) = 2^{\min(n,m)} \times (a_0,b_0) = W_1 \times (a_0,b_0) \qquad (۹۳-۴)$$

۳ حالت برای n می‌توان درنظر گرفت: $n=0$، $n=n_1$ و $n=-n_1$ که n_1 یک عدد صحیح مثبت میباشد به طور مشابه برای m می‌توان ۳ حالت درنظر گرفت: $m=0$، $m=m_1$ و $m=-m_1$ که m_1 یک عدد صحیح مثبت میباشد. بنابراین، ۹ حالت برای $(2a,b)$ وجود دارد. این ۹ حالت را بررسی می‌کنیم.

توانی که به عامل اول ۲ در (a,b) تعلق می‌گیرد برابر است با $\min(n,m)$. وقتی که a در ۲ ضرب می‌شود، توانی که به عامل اول ۲ در (a,b) تعلق می‌گیرد برابر می‌شود با $\min(n+1,m)$. بنابراین، به طور کلی می‌توان نوشت:

$$(2a,b)=2^{\min(n+1,m)}\times(a_0,b_0)=W_2\times(a_0,b_0) \qquad (۹۴-۴)$$

به عنوان مثال حالتی را درنظر بگیرید که در آن n و m هر دو صفر هستند. در این صورت می‌توان نوشت $W_1=2^{\min(0,0)}=1$ و $W_2=2^{\min(1,0)}=1$. بنابراین، $(2a,b)=(a,b)$.

اگر $n=0$ و $m=m_1$ خواهیم داشت $W_1=2^{\min(0,-m_1)}=2^{-m_1}$ و $W_2=2^{\min(1,-m_1)}=2^{-m_1}$. بنابراین، $(2a,b)=(a,b)$. اگر $n=n_1$ و $m=0$ ، خواهیم داشت $W_1=2^{\min(n_1,0)}=1$ و $W_2=2^{\min(n_1+1,0)}=1$. در نتیجه، $(2a,b)=(a,b)$.

اگر $n=n_1$ و $m=m_1$ ، سه حالت ممکن است رخ دهد: $n_1>m_1$ ، $n_1=m_1$ و $n_1<m_1$. فرض کنید $n_1>m_1$. در این صورت خواهیم داشت: $W_1=2^{\min(n_1,m_1)}=2^{m_1}$ و $W_2=2^{\min(n_1+1,m_1)}=2^{m_1}$. در نتیجه خواهیم داشت: $(2a,b)=(a,b)$. حال فرض کنید $n_1=m_1$. بنابراین، $W_1=2^{\min(n_1,m_1)}=2^{m_1}$ و $W_2=2^{\min(n_1+1,m_1)}=2^{m_1}$ که نتیجه می‌دهد $(2a,b)=(a,b)$. در حالتی که $n_1<m_1$، خواهیم داشت $W_1=2^{\min(n_1,m_1)}=2^{n_1}$. چون n_1 و m_1 اعداد صحیح هستند، خواهیم داشت $n_1+1=m_1$ یا $n_1+1<m_1$. بنابراین، $W_2=2^{\min(n_1+1,m_1)}=2^{n_1+1}$ که نتیجه می‌دهد $(2a,b)=2(a,b)$.

به طور مشابه می‌توان حالات دیگر را نیز بررسی کرد و نتیجه گرفت که $(2a,b)=2(a,b)$.

اثبات لم ۲

دوره تناوب اساسی $y(t)$ حداقل T است که $y(t+T)=y(t)$. بنابراین، باید داشته باشیم:

$$\cos(\frac{2\pi}{T_1}(t+T)+\alpha_1)\pm\sin(\frac{2\pi}{T_2}(t+T)+\alpha_2)=\cos(\frac{2\pi}{T_1}t+\alpha_1)\pm\sin(\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_2) \qquad (۹۴-۴)$$

اگر اعداد صحیح k_1 و k_2 وجود داشته باشند که $\frac{2\pi}{T_1}T=2k_1\pi$ و $\frac{2\pi}{T_2}T=2k_2\pi$ ، آنگاه (۴-۹۴) محقق خواهد داشت. به عبارت دیگر، باید حداقل T را بدست آوریم که $T=k_1T_1=k_2T_2$. بنابراین، T کوچکترین مضرب مشترک T_1 و T_2 است.

اثبات لم۳

با استفاده از اتحادهای مثلثاتی $x(t)$ در (۴-۵۱) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$x(t)=\frac{1}{2}\left[\sin(\frac{2\pi}{T_1}t-\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_1-\alpha_2)+\sin(\frac{2\pi}{T_1}t+\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_1+\alpha_2)\right] \qquad (۹۵-۴)$$

به عبارت دیگر

$$x(t)=\frac{1}{2}\left[\sin(\frac{2\pi}{T_a}t+\alpha_1-\alpha_2)+\sin(\frac{2\pi}{T_b}t+\alpha_1+\alpha_2)\right] \qquad (۹۶-۴)$$

که در آن $T_a=\frac{T_1T_2}{|T_1-T_2|}$ و $T_b=\frac{T_1T_2}{T_1+T_2}$. فرض کنید $T_1>T_2$ باشد. برای حالت $T_2>T_1$ نیز می‌توان به طور مشابه اثبات نمود. با توجه به لم ۱، دوره تناوب اساسی $x(t)$ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$T_x=[T_a,T_b]=T_1T_2[\frac{1}{T_1-T_2},\frac{1}{T_1+T_2}] \qquad (۹۷-۴)$$

با استفاده از (۴-۴۷) خواهیم داشت:

$$T_x=\frac{T_1T_2}{(T_1-T_2,T_1+T_2)} \qquad (۹۸-۴)$$

با استفاده از (۴-۴۶) می‌توان نوشت:

$$T_x=\frac{T_1T_2}{(2T_1,T_1+T_2)} \qquad (۹۹-۴)$$

برای اثبات لم ۳ باید رابطه‌ای بین (T_1,T_2) و $(2T_1,T_1+T_2)$ بدست آوریم. فرض کنید $(T_1,T_2)=T_0$ باشد. با استفاده از (۴-۴۶) می‌توان نتیجه گرفت که $(T_1,T_1+T_2)=T_0$. با توجه به لم ۱ ، می‌توان نوشت: $(2T_1,T_1+T_2)=T_0$ یا $(2T_1,T_1+T_2)=2T_0$. بنابراین، T_x در (۴-۹۸) برابر است با $[T_1,T_2]$ یا $[T_1,T_2]/2$.

اثبات لم۴

ابتدا توجه کنید که

$$[\frac{a}{2},b]=\frac{[a,b]}{M} \qquad (۱۰۰-۴)$$

که در آن a و b متعلق به اعداد گویا مثبت و $M \in \{1,2\}$ می‌باشند. مشابه آنچه در اثبات لم ۱ آورده شده است، می‌توان (۴-۱۰۰) را نیز اثبات نمود. اکنون فرض کنید در لم ۴، $j=3$ باشد. بنابراین،

$$x(t)=\cos(\frac{2\pi}{T_1}t+\alpha_1)\times\sin(\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_2)\times\cos(\frac{2\pi}{T_3}t+\alpha_3) \qquad (۴\text{-}۱۰۱)$$

که می‌توان آن را به صورت زیر نیز نوشت:

$$x(t)=x_0(t)\times\cos(\frac{2\pi}{T_3}t+\alpha_3) \qquad (۴\text{-}۱۰۲)$$

که در آن $x_0(t)=\cos(\frac{2\pi}{T_1}t+\alpha_1)\times\sin(\frac{2\pi}{T_2}t+\alpha_2)$ یک تابع متناوب است. با استفاده از لم ۳، دوره تناوب اساسی آن برابر است با $T_0=[T_1,T_2]/K$ که K متعلق است به مجموعه $\{1,2\}$. بنابراین، $x_0(t)$ می‌تواند به صورت

$$x_0(t)=\cos(\frac{2\pi}{T_0}t+\alpha_0) \qquad (۴\text{-}۱۰۳)$$

نوشته شود. با استفاده از لم ۲ می‌توان نتیجه گرفت که دوره تناوب اساسی $x(t)$ در (۴-۱۰۲) برابر است با $T_x=[T_0,T_3]/K'$ که در آن K' متعلق است به مجموعه $\{1,2\}$. به عبارت دیگر

$$T_x=[\frac{[T_1,T_2]}{K},T_3]/K' \qquad (۴\text{-}۱۰۴)$$

در صورتی که $K=1$ باشد، T_x در (۴-۱۰۴) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$T_x=\frac{[[T_1,T_2],T_3]}{K'}=\frac{[T_1,T_2,T_3]}{K'} \qquad (۴\text{-}۱۰۵)$$

که $K'\in\{1,2\}$. حال فرض کنید $K=2$ باشد. با استفاده از (۴-۱۰۰) می‌توان T_x در (۴-۱۰۴) را به صورت

$$T_x=\frac{[[T_1,T_2],T_3]}{MK'} \qquad (۴\text{-}۱۰۶)$$

نوشت که در آن $M \in \{1,2\}$. با استفاده از (۴-۱۰۵) و (۴-۱۰۶) می‌توان نتیجه گرفت که:

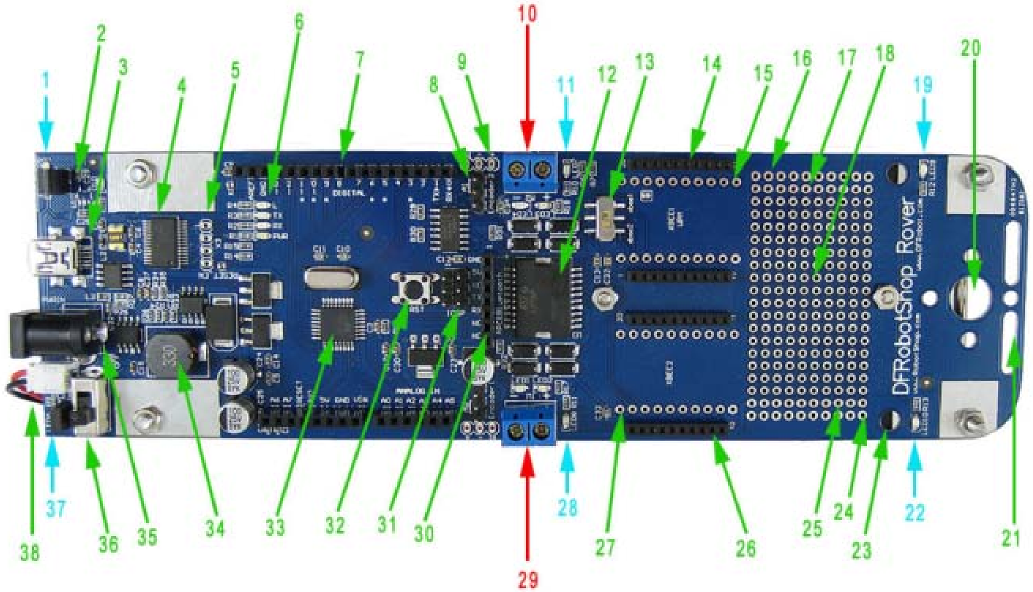
$$T_x = \frac{[T_1, T_2, T_3]}{K''} \quad (۱۰۷-۴)$$

که در آن $K'' \in \{1,2,4\}$. می‌توان به سادگی این نتیجه را به $j > 3$ نیز تعمیم داد و درستی لم ۴ را تحقیق نمود.

پیوست ج

بوردها

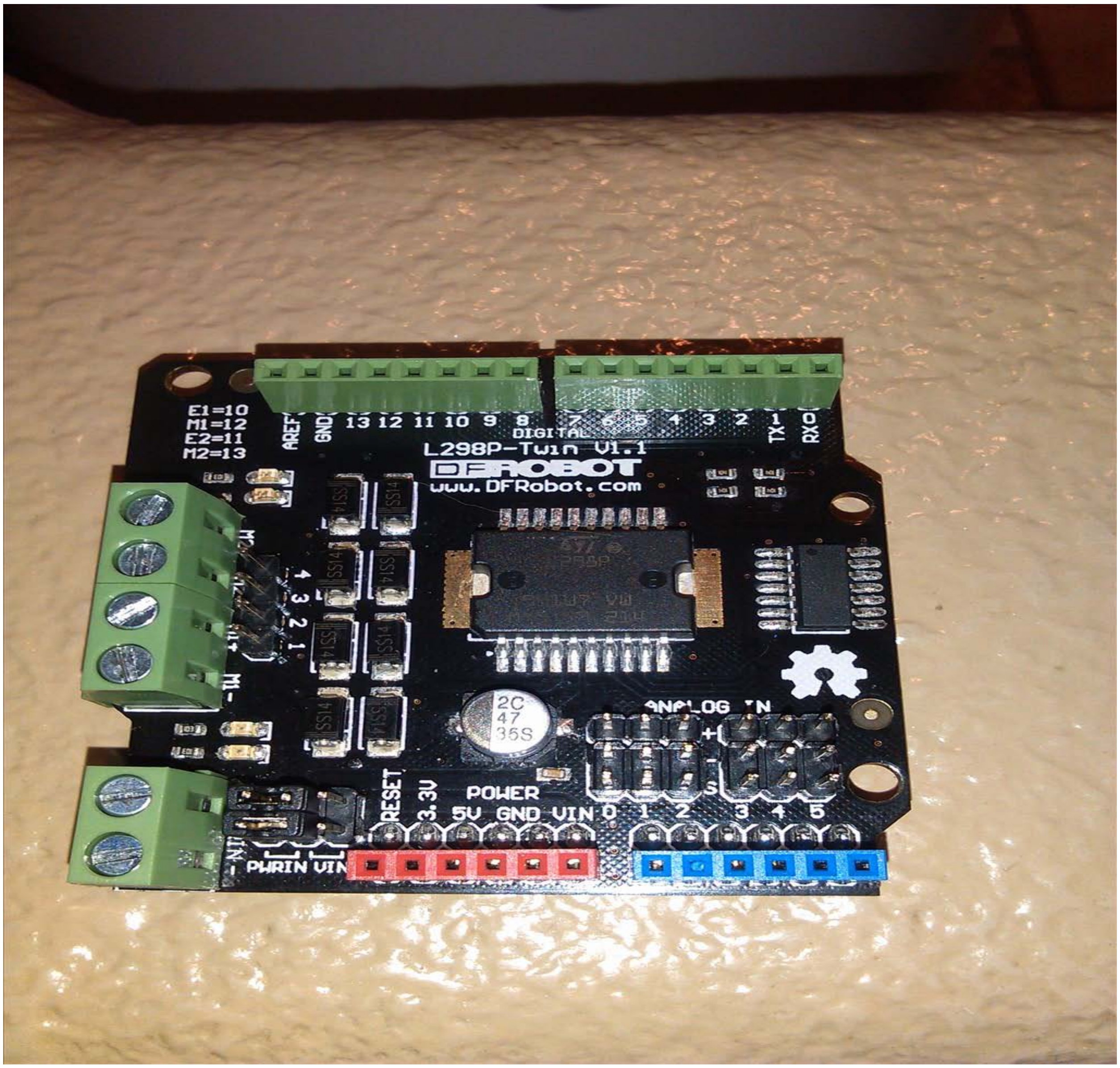
در شکل زیر بورد DFRobotShop Rover را مشاهده می‌کنید. اجزای آن در این پیوست تشریح شده است.



(1) Cool blue LED
(2) 3.7V LiPo battery charging circuit. *Important note: jumper should only be in place when using a LiPo battery connected to (38), otherwise remove. Do NOT use jumper if you are using the 4xAA pack.*
(3) USB connector
(4) FTDI Chip (USB to serial) shown but replaced with ATMega8 for USB to serial
(5) Reset headers (normally unused)
(6) LEDs associated with pin 13, Tx / Rx activity, Power indicator
(7) Arduino stacking headers
(8) Encoder analog select (use jumper to connect the encoder to A1)
(9) Encoder input (one on each side)
(10) Motor 2 input terminals
(11) Cool blue LED
(12) L298P Dual Motor driver
(13) XBee select switch (see XBee headers section below)
(14) XBee 1 slot (see XBee headers section below)
(15) XBee 1 pinout (see XBee headers section below)
(16) 5V row
(17) GND row
(18) Solder prototyping area
(19) Cool blue LED
(20) Universal connection point

(21) 2x slots for additional mounting of sensors
(22) Cool blue LED
(23) Mounting holes for 2nd motor (Mecanum and 4WD versions)
(24) 5V row
(25) GND row
(26) XBee 2 slot (XBee faces the front of the board, towards #20)
(27) XBee 2 pinout (for possible use with the prototyping area)
(28) Cool blue LED
(29) Motor 1 screw terminals
(30) DFRobot Bluetooth / APC220 (RF) input
(31) ICSP headers
(32) Reset button
(33) ATMega329 microchip
(34) Voltage regulator (circuit)
(35) Barrel connector
(36)On / Off switch (On towards the center of the board)
(37) Cool blue LED and main LED jumper (jumper on = 6x LEDs powered at all times)
(38) Mini JST connector for 4xAA battery pack or 3.7V LiPo pack

شکل زیر نیز عکسی از بورد DFrobot L298p Twin V1.1 را نشان می‌دهد که از آن برای راه‌اندازی موتور مفصل سوم استفاده شده است.



Abstract: This dissertation deals with uncertainty estimation in robust tracking control of robot manipulators using voltage control strategy (VCS). In comparison with torque control strategy (TCS), VCS is simpler and less computational, since it does not need the robot dynamical model. According to the universal approximation theorem, neural networks and fuzzy systems can approximate nonlinear systems with arbitrary small approximation error. However, there are also other approximators such as Fourier series and Legendre polynomials. In this dissertation, these approximators are used in robust tracking control of robot manipulators. The most important advantage of these approximators in comparison with adaptive neuro-fuzzy systems is reducing the number of sensors. Fourier series expansion has been used in some previous related works. However, the suitable value for the fundamental period duration of Fourier series expansion has not been determined. This thesis addresses this issue and intuitively shows that in order to perform repetitive tasks, the least common multiple (LCM) of fundamental period durations of the desired trajectories of the joints is a proper value for the fundamental period duration of the Fourier series expansion. Selecting the LCM results in the least tracking error. Moreover, the truncation error is compensated by the proposed control law to make the tracking error as small as possible. Adaptation laws for determining the Fourier series coefficients are derived according to the stability analysis. Robust control in the task-space is more complicated due to the uncertainties in the Jacobian matrix. In this thesis, based on the VCS, a conventional robust task-space controller is presented. Then, it is modified using Legendre polynomials for uncertainty estimation to reduce the number of sensors. Another novelty of this thesis is presenting a rigorous stability analysis for brain emotional learning control of uncertain nonlinear systems. The proposed controllers based on the VCS in this thesis are expesimentally tested on a real SCARA robot driven by permanent magnet DC motors for the first time.

Keywords: Voltage control strategy, Fourier series expansion, Legendre polynomials, Emotinal control, permanent magnet DC motors, Robot manipulator.

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Uncertainty Estimation in Robust Control of Robot Manipulators

Saeed Khorashadizadeh

Supervisor:

Prof. Mohammad Mehdi Fateh

June 2015