

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

کنترل پسگام مقاوم بازوی رباتیک با راهبرد کنترل ولتاژ

نگارنده: مریم رسولی

استاد راهنما

دکتر محمدمهدی فاتح

شهریور ۱۳۹۷

سپاسگزاری

این پایان نامه را ضمن تشکر و سپاس بیکران و در کمال افتخار و امتنان تقدیم می نمایم به:

محضر ارزشمند پدر و مادر عزیزم، والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نامشان دلیلی است بر بودنم، چرا که این دو وجود، پس از پروردگار، مایه هستی ام بوده اند دستم را گرفتند و راه رفتن را در این وادی زندگی پر از فراز و نشیب آموختند. آموزگاران که برایم زندگی، بودن و انسان بودن را معنا کردند....

به استاد فرزانه و فرهیخته جناب آقای پروفسور محمد مهدی فاتح که در راه کسب علم و معرفت مرا یاری نمود.

به آنان که در راه کسب دانش راهنمایم بودند.

به آنان که نفس خیرشان و دعای روح پرورشان بدرقه ی راهم بودند.

تعهد نامه

اینجانب **مریم رسولی** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **مهندسی برق کنترل** دانشکده **مهندسی برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **کنترل پسگام تطبیقی ربات دو رابط تحت راهنمایی دکتر محمدمهدی فاتح** متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج 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

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود. استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

در این پایان نامه، کنترل پسگام مقاوم تطبیقی بازوی ربات دو رابط برای کنترل ربات ارائه شده است. سیستم رباتیک سیستمی پیچیده و غیرخطی است که معادلات دینامیکی آن دارای عدم قطعیت و باتزوچ می باشد. بنابراین، کنترل آن از اهمیت ویژه ای برخوردار است. در این پایان نامه دو روش نوین از کنترل پسگام تطبیقی با راهبرد کنترل ولتاژ در فضای مفصلی ارائه داده می شود. از مزیت های روش پسگام، انعطاف پذیری در برابر عدم حذف ترم های غیرخطی، اثبات پایداری و عملکرد ردیابی می باشد. کنترل پسگام تطبیقی می تواند روش مناسبی برای غلبه بر عدم قطعیت و تحمل معادلات غیر خطی ربات به فرم غیرهمراه باشد. در ادامه طراحی کنترل کننده ی پسگام تطبیقی کوکتووچ با راهبرد کنترل-ولتاژ، راهبرد کنترل گشتاور و طراحی کنترل کننده ی پسگام تطبیقی کوکتووچ-اسلوتین با راهبرد-کنترل ولتاژ برای بازوی ربات ارائه می شود. همچنین، عملکرد ردیابی و تضمین پایداری با وجود عدم قطعیت بررسی و اثبات می شود. نتایج این بررسی نشان می دهد که ساختار کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتووچ در راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور ساختار ساده تری دارد. عملکرد دو کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتووچ و کنترل کننده ی پسگام تطبیقی کوکتووچ-اسلوتین با راهبرد کنترل ولتاژ در ردیابی، سرعت همگرایی پارامترها و مقابله با عدم قطعیت ها نیز بایکدیگر مقایسه می شوند.

کلمات کلیدی: کنترل پسگام مقاوم تطبیقی، راهبرد کنترل ولتاژ، راهبرد کنترل گشتاور، عدم قطعیت،

بازوی ماهر ربات

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه

- ۱-۱ مقدمه..... ۲
- ۲-۱ اهداف پایان نامه..... ۹
- ۳-۱ ساختار پایان نامه..... ۹

فصل دوم: کنترل پسگام با راهبرد کنترل گشتاور

- ۱-۲ مقدمه..... ۱۲
- ۲-۲ طراحی کنترل کننده پسگام..... ۱۳
- ۳-۲ شبیه سازی سیستم کنترل بر روی ربات..... ۱۶

فصل سوم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور

- ۱-۳ مقدمه..... ۲۰
- ۲-۳ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ..... ۲۰
- ۳-۳ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات..... ۲۶

فصل چهارم: راهبرد کنترل ولتاژ ربات

- ۱-۴ مقدمه..... ۳۲
- ۲-۴ معادلات حرکت سیستم رباتیک..... ۳۳
- ۳-۴ طراحی کنترل کننده با راهبرد کنترل ولتاژ..... ۳۵
- ۴-۴ شبیه سازی سیستم کنترل..... ۳۹

فصل پنجم: کنترل پسگام با راهبرد کنترل ولتاژ

- ۱-۵ مقدمه..... ۴۲
- ۲-۵ طراحی کنترل کننده پسگام..... ۴۲
- ۳-۵ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات..... ۴۷

فصل ششم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتووویچ ربات دو رابط با راهبرد کنترل ولتاژ

- ۱-۶ مقدمه..... ۵۲
- ۲-۶ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتووویچ..... ۵۲
- ۳-۶ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات ۵۹

فصل هفتم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتووویچ-اسلوتین با راهبرد کنترل ولتاژ

- ۱-۷ مقدمه..... ۶۸
- ۲-۷ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتووویچ-اسلوتین..... ۶۸
- ۳-۷ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات ۷۴

فصل هشتم: نتیجه گیری و پیشنهادات

- ۱-۸ نتیجه گیری..... ۸۴
- ۲-۸ پیشنهادات ۸۵
- مراجع..... ۸۹

فهرست اشکال

- شکل (۱-۲) دیاگرام کنترل چندمتغیره ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور..... ۱۳
- شکل (۲-۲) دیاگرام سیستم کنترل ربات ۱۷
- شکل (۳-۲) مسیر مطلوب ۱۷
- شکل (۴-۲) عملکرد ردگیری ربات دو رابط ۱۸
- شکل (۵-۲) سیگنال کنترل پسگام ربات دو رابط در ردگیری ۱۸
- شکل (۱-۳) دیاگرام سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ ۲۷
- شکل (۲-۳) اغتشاش خارجی ۲۸
- شکل (۳-۳) عملکرد ردگیری در کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ ۲۸
- شکل (۴-۳) مقاوم بودن عملکرد ردگیری در کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ ۲۸
- شکل (۵-۳) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ در ردگیری ۲۹
- شکل (۱-۴) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات ۳۳
- شکل (۲-۴) موتو مغناطیس جریان دائم ۳۷
- شکل (۳-۴) سیستم موتور ۳۷
- شکل (۴-۴) سیستم کنترل موتور ۳۸
- شکل (۵-۴) سیستم کنترل ربات ۳۸
- شکل (۶-۴) خطای ردیابی سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ ۴۰
- شکل (۷-۴) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ ۴۰
- شکل (۱-۵) خطای ردگیری کنترل پسگام ۴۸
- شکل (۲-۵) سیگنال کنترل پسگام دو رابط در ردگیری ۴۹
- شکل (۳-۵) جریان موتورها ۴۹

- شکل (۱-۶) دیاگرام سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ..... ۶۱
- شکل (۲-۶) اغتشاش خارجی..... ۶۲
- شکل (۳-۶) خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ..... ۶۲
- شکل (۴-۶) مقاوم بودن خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ..... ۶۳
- شکل (۵-۶) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ در ردیابی..... ۶۳
- شکل (۶-۶) جریان موتورها برای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ..... ۶۴
- شکل (۷-۶) همگرایی پارامترها در کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ..... ۶۴
- شکل (۸-۶) خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع..... ۶۵
- شکل (۹-۶) مقاوم بودن کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع..... ۶۵
- شکل (۱۰-۶) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع..... ۶۵
- شکل (۱۱-۶) جریان موتورها برای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع..... ۶۶
- شکل (۱۲-۶) همگرایی پارامترهای در کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع..... ۶۶
- شکل (۱-۷) اغتشاش خارجی..... ۷۷
- شکل (۲-۷) خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین..... ۷۷
- شکل (۳-۷) مقاوم بودن کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در برابر اغتشاش..... ۷۸
- شکل (۴-۷) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در ردیابی..... ۷۸
- شکل (۵-۷) جریان موتور ها..... ۷۸
- شکل (۶-۷) همگرایی پارامترهای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین..... ۷۹
- شکل (۷-۷) خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با اشباع..... ۷۹
- شکل (۸-۷) مقاوم بودن خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با اشباع..... ۸۰
- شکل (۹-۷) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در ردیابی با اشباع..... ۸۰
- شکل (۱۰-۷) جریان موتور ها با اشباع..... ۸۰

شکل (۶-۷) همگرایی پارامترهای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با اشباع ۸۱

شکل (پ. ۱) ربات دو رابط ۸۸

فهرست جداول

جدول (۱-۴) پارامترهای موتور ۳۹

جدول (۱.پ) پارامترهای دینامیکی ربات دو رابط ۸۸

فصل اول: مقدمه

۱-۱ مقدمه

رباتیک یک دانش مهندسی است که با طراحی، مدلسازی، کنترل و بهره‌برداری ربات‌ها همراه است. امروزه با پیشرفت علم و توسعه صنعت، ربات‌ها مردم را در زندگی روزمره همراهی می‌کنند و بعضی از کارهای روزانه را انجام می‌دهند و همچنین باتوجه به کاربردهای متنوع ربات‌ها، ساخت ربات‌های جدید توجه بسیاری از دانشمندان و صنعتگران را به خود جلب کرده‌است. ربات‌های صنعتی با کاربردهای فراوان از قبیل، جابه‌جایی اجسام، مونتاژ قطعات، رنگ‌آمیزی، جوشکاری، لحیم‌کاری، سوراخ‌کاری، سنباده‌کاری، بسته‌بندی و کار در محیط‌های خطرناک مورد استفاده قرار می‌گیرد که باعث افزایش ایمنی، میزان تولید، کیفیت محصولات، جلوگیری از اتلاف نیروی انسانی و کاهش هزینه می‌شود. جهت استفاده بهینه از این ربات‌ها باید بتوان بخوبی آنها را کنترل کرد.

تاکنون محققین علم کنترل ربات، روش‌های کنترلی بسیاری را در این زمینه بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور مفاصل ربات ارائه‌داده‌اند که وابسته به دینامیک ربات می‌باشد که بسیار غیرخطی، دارای عدم-قطعیت و وجود تزویج است. برای حل مسئله مذکور، اخیراً کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. در این روش به نقش محرکه‌ها در سیستم کنترل ربات به خوبی توجه شده است. در این پایان‌نامه روش جدید و موثر برای کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می‌شود.

طراحی کنترل‌کننده برای ردیابی مسیر، یک هدف اصلی در بسیاری از کاربردهای رباتیک می‌باشد. وقتی ردیابی دقیق مسیرهای سریع مطرح می‌شود، کنترل‌کننده‌های ربات‌های موجود بشدت ناکافی هستند. در سال‌های اخیر تحقیقات قابل توجهی برای از بین بردن محدودیت‌های اساسی کنترل‌کننده‌های ربات انجام شده‌است. در [۱] دو تکنیک طراحی اصلی یعنی روش مبتنی بر مدل و روش مبتنی بر عملکرد مطرح شده است.

سیستم رباتیک یک سیستم چندمتغیره، پیچیده، غیرخطی، همراه با تزویج و نامعین می‌باشد [۲]. با توجه به اینکه سیستم رباتیک بسیار با تزویج است، کنترل مجزاسازی^۱ مطرح می‌شود. یکی از روش های مجزاسازی ربات، روش خطی سازی پس‌خورد^۲ است که یک روش مبتنی بر مدل است. خطی سازی پس‌خورد بعنوان یک روش عمومی در کنترل ربات برای حذف ترم‌های غیرخطی و مجزاسازی سیستم استفاده می‌شود. پیاده سازی عملی روش‌های کنترل مبتنی بر مدل نیازمند در نظرگرفتن منابع مختلف از قبیل خطاهای مدل‌سازی، بارهای ناشناخته و خطاهای محاسباتی هستند [۳]. در روش های کنترل مبتنی بر مدل، کنترل‌کننده به علت محاسبات سنگین بسیار پیچیده می‌شود. بنابراین مدل ریاضی که برای توصیف دینامیک‌های ربات استفاده می‌شود در عملکرد سیستم کنترل تاثیر می‌گذارد. مدل ربات شامل پارامترهای سیستم می‌باشد که با گذشت زمان تغییر پیدا می‌کند و اندازه‌گیری دقیقشان سخت می‌باشد مانند اصطکاک مفصل، پارامترهای موتور و بارهای مصرفی. خطای مدل‌سازی و بارمصرفی وقتی تغییر می‌کنند، به طور مستقیم اثرات نامطلوبی روی عملکرد ربات می‌گذارند [۱]. بنابراین عدم قطعیت یک چالش اصلی در روش خطی‌سازی فیدبک است. یک مدل کامل برای اعمال خطی‌سازی فیدبک مورد نیاز است درحالی که مدل کامل موجود نیست، در عوض باید یک مدل اسمی استفاده شود که با مدل واقعی متفاوت است که باعث می‌شود عملکرد سیستم کنترل کاهش پیدا کند [۳]. بنابراین عدم قطعیت باید توسط قوانین کنترل مبتنی بر عملکرد از قبیل کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، کنترل فازی و کنترل مود لغزشی جبران شود. ولی با توجه به اینکه فرآیندهای مجزاسازی گاهی ساختارهای پیچیده‌ای ایجاد می‌کنند که در عمل قابلیت اجرا ندارد [۴] برای حل این مسئله کنترل جداگانه^۳ مطرح می‌شود.

در زمینه کنترل چندمتغیره، کنترل جداگانه بخاطر مزایایی از قبیل انعطاف‌پذیری در عمل، طراحی و تنظیم ساده یک طرح کنترل غالب است و این کنترل‌کننده بعلت هزینه راه‌اندازی کم و محاسبات آسان

۱- Decoupling control

۳- Feedback linearization

۲- Decentralized control

در اکثر ربات‌های مدرن مورد استفاده قرار می‌گیرد [۳]. برای تشکیل کنترل غیرمتمرکز، سیستم رباتیک چندمتغیره به سیستم‌های تک ورودی-تک خروجی جداگانه تجزیه می‌شوند. کنترل جداگانه این توانایی را دارد که بر تاثیرات تداخلات بین سیستم‌های تجزیه شده غلبه کند [۵]. عملکرد کنترل جداگانه با استفاده از روش‌هایی از قبیل کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم بهبود پیدا می‌کند.

کنترل مقاوم ربات این مزیت را دارد که می‌تواند در برابر عدم قطعیت‌ها، ترم‌های غیرخطی و تزویج غلبه کند [۶]. در واقع کنترل مقاوم طیف وسیعی از عدم قطعیت‌ها، نامعینی‌های پارامتری، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی را پوشش می‌دهد [۳]. اکثر روش‌های توسعه یافته از تئوری لیاپانوف برای تضمین پایداری به ارائه یک قانون کنترل در حضور عدم قطعیت‌ها تحلیل می‌شود [۶]. روش‌های کنترل مقاوم با وجود طیف گسترده‌ای از نامعینی‌ها می‌تواند همگرایی محدود یکنواخت خطا را فراهم آورد [۶]. یکی از مسائل مهم در طراحی کنترل مقاوم ربات، انتخاب صحیح و منطقی حدود عدم قطعیت هاست. اگر حدود عدم قطعیت کمتر از مقدار واقعی انتخاب شود، خطای ردگیری افزایش پیدا می‌کند و چنانچه بزرگتر از مقدار واقعی انتخاب شود باعث اشباع و لرزش سیگنال ورودی می‌شود [۷]. شناخت سیستم، محاسبه حالت‌های سیستم و ردیابی مطلوب ممکن است به تخمین حد بالای عدم قطعیت کمک کند. یک پارامتر محدود عدم قطعیت مناسب، ساده و با وابستگی کم بر اساس مدل نامی برای بهبود عملکرد کنترل مقاوم ارائه شده است [۶]. کارهای ارزشمند بسیاری در زمینه کنترل مقاوم در فضای مفصلی^۱ و در فضای کار^۲ [۸،۹]، یک روش کنترل غیرخطی مقاوم در برابر خطای مدل و اغتشاش خارجی [۱۰،۱۱] و یک روش کنترل غیر خطی مقاوم در برابر خطای مدل و اغتشاش خارجی ارائه شده است. این روش کنترل مبتنی روش مودلغزشی است [۱۲].

باتوجه به اینکه روش‌های پیشنهادی مذکور با پیچیدگی ناشی از دینامیک مواجه است و در کنترل مقاوم یک مدل ساده مشخص برای طراحی کنترل کننده استفاده می‌شود. در نتیجه سیستم کنترل با

^۱ - Joint space

^۲ - Task space

نامعینی بین سیستم واقعی و سیستم نامی روبه رو است. بنابراین عملکرد کنترل بستگی دارد به اینکه عدم قطعیت چگونه تخمین و سپس جبران می‌شود [۴]. باتوجه به اینکه دینامیک ربات پیچیده است و اکثر روش‌های پیشنهادی مذکور براساس راهبرد کنترل گشتاور می‌باشد. پیاده سازی کنترل گشتاور در عمل دارای مشکلاتی می‌باشد که در ادامه به آن خواهیم پرداخت و به جای آن از راهبرد کنترل ولتاژ [۱۳] استفاده شده است. کنترل مقاوم ربات‌های انعطاف پذیر مبتنی بر کنترل ولتاژ در [۱۴] ارائه شده است. در این روش کنترلی از کنترل کننده های خطی تناسبی-مشتقی^۱ و تناسبی انتگرالی-مشتقی^۲ استفاده شده است.

کنترل کننده تطبیقی، کنترل کننده‌ای است با پارامترهای قابل تنظیم، همراه با مکانیزمی برای تنظیم پارامترها، چنین کنترل کننده‌ای بدلیل وجود مکانیزم تنظیم، غیرخطی است، لیکن دارای ساختار ویژه ای است [۱۵]. کنترل کننده تطبیقی در برابر عدم قطعیت‌هایی از قبیل عدم قطعیت‌های پارامتری، اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت‌های ساختاری مقابله می‌کند. این کنترل کننده در کنترل ربات کارایی بسیاری دارد. بسیاری از ربات‌ها در ابتدای کار کنترل، عدم قطعیت پارامتری دارد. اگر این پارامترها با یک مکانیزم تطبیق تنظیم نشوند، ممکن است باعث کاهش دقت، افت عملکرد و یا ناپایداری در سیستم کنترل گردد. کنترل تطبیقی به دو دسته کنترل تطبیقی مستقیم و کنترل تطبیقی غیرمستقیم تقسیم می‌شود.

در روش کنترل تطبیقی مستقیم، مانند روش سیستم های تطبیقی مدل مرجع^۳ [۱۵]، پارامترهای سیستم ثابت ولی معلوم فرض می‌شود. در روش تطبیقی غیرمستقیم، مدل سیستم در دسترس نیست و باید مدل سیستم را شناسایی کنیم مانند روش رگولاتور خودتنظیم^۴ [۱۵]. مسئله ای که در شناسایی سیستم وجود دارد، تحریک پایابودن سیگنال ورودی است. درواقع اگر ورودی تحریک کامل نباشد،

^۱Proportional- Derivative control

^۲Proportional- Integral- Derivative control

^۳ Model - Reference Adaptive control

^۴Self- Tuning Regulator

شناسایی سیستم با مشکل مواجه خواهد شد [۱۵]. اسلوتین یک الگوریتم کنترل تطبیقی برای بهنگام کردن پارامترهای ربات و بار آن به کمک ویژگی خطی بودن پارامترهای دینامیک مدل ربات طراحی نموده است [۱۶]. همچنین روش های دیگری از قبیل کنترل تطبیقی ربات با دینامیک و سینماتیک نامشخص و کنترل تطبیقی ربات با استفاده از شبکه عصبی - فازی در [۱۷] مطرح شده است.

کنترل فازی به منظور غلبه بر عدم قطعیت، به عنوان یک روش جایگزین برای کنترل مقاوم ارائه شده است. کنترل فازی یک کنترل هوشمند است که برای ایجاد آن دانش دقیق از مدل مورد احتیاج نیست. بلکه با استفاده از دانش و تجربه کارشناسان خبره به صورت زبانی بیان می شود [۳۵]. به همین دلیل کنترل فازی نسبت به روش های کلاسیک برتری دارد [۱۸]. در بسیاری از کاربردها، کنترل کننده های فازی به عنوان کنترل جعبه سیاه بکار گرفته می شوند و معمولاً به روش سعی و خطا ساخته می شوند [۱۹]. یکی از ویژگی اساسی سیستم های فازی این است که سیستم فازی قادر است به عنوان تقریب گر عمومی^۱ برای هر سیستم غیرخطی، نامعین و همراه با عدم قطعیت بکار رود. به همین دلیل بسیاری از روش های کنترلی از این قابلیت سیستم های فازی بهره مند شده اند [۲۰، ۲۲].

روش کنترل مقاوم فازی به کمک روش مستقیم لیاپانوف در [۱۹] ارائه شده است. این نوع کنترل کننده از نوع تاکاگی سوگنو با یک ساختار ساده می باشد. کنترل فازی ربات در فضای کار بعنوان یک شیوه جدید برای کنترل مقاوم ربات های جوشکار [۲۳] مطرح شده است.

کنترل فازی تطبیقی در کنترل ردگیری ربات ها با سرعت و دقت بالا عملکرد بسیار خوبی دارد. آن ها با دانستن قابلیت کنترل کننده های فازی و تطبیقی در مقابله با عدم قطعیت و تغییر با محیط، هدف ردیابی را در کنترل ربات محقق می سازد. ولی باید در نظر داشت که عملکرد آن ها به طراحی کنترل کننده، خطای تقریب و شرایط اولیه بسیار وابسته است. همچنین اثبات پایداری و همگرایی آن ها به دلیل ساختارهای پیچیده فازی با مسائل دشواری روبه رو است [۳]. وانگ اولین کسی بود که کنترل فازی

^۱ Universal approximator

تطبیقی را با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف برای تضمین پایداری و همگرایی خطای ردیابی ارائه داده است [۲۴]. از آن جمله می توان به یک کنترل فازی تطبیقی پسگام برای ربات دو رابط [۲۵]، کنترل تطبیقی چند ورودی-چند خروجی بر اساس تئوری لیاپانوف [۲۶] و یک روش آزاد از مدل فازی تطبیقی مدل مرجع با روش مود لغزشی با استفاده از اثبات پایداری لیاپانوف [۱۷] اشاره نمود.

در اوایل سال ۱۹۹۰ روشی به عنوان پسگام برای طراحی کنترل کننده های سیستم های غیرخطی ارائه شد [۲۷]. دلیل نام گذاری پسگام بر روی این کنترل کننده به این علت است که این کنترل کننده از آخر به اول طراحی می شود، یعنی در ابتدا کنترل کننده طراحی نمی شود، بلکه ابتدا بقیه قسمت های دیگر یعنی متغیر های حالت به عنوان متغیر کنترلی مجازی طراحی می شوند و در پایان کنترل کننده طراحی می شود. روش طراحی کنترل کننده پسگام یک روند سیستماتیک مبتنی بر تابع لیاپانوف با روندی بازگشتی با پیروی از الگوریتم گام به گام برای سیستم های به فرم بازخورد صریح^۱ می باشد. از مزیت های روش پسگام انعطاف پذیری در برابر عدم حذف ترم های غیرخطی، تضمین پایداری سراسری، عملکرد تنظیم و ردیابی می باشد [۲۸]. در این روش متغیرهای حالت به عنوان کنترل کننده مجازی هستند و قوانین کنترل میانی روی آنها اعمال می شود تا در نهایت قانون کنترل اصلی تعیین می گردد [۲۹].

روش کنترل پسگام با تلفیق کنترل تطبیقی یک ابزار قدرتمند برای سیستم های غیرخطی با عدم قطعیت می باشد. از جمله کنترل کننده پسگام تطبیقی برای ربات دو رابط در فضای کار [۳۰] و همچنین یک کنترل پسگام تطبیقی با یک متغیر حالت اضافی برای ردیابی بهتر در [۳۱] ارائه شده است.

اکثر روش های کنترلی که برای ربات پیشنهاد شده است براساس راهبرد کنترل گشتاور مفاصل هستند. کنترل مبتنی بر گشتاور بعلت پیچیدگی معادلات دینامیکی ربات، پرمحاسبه و پیچیده است. برای مثال قانون کنترل پیشنهاد شده در کنترل پسگام برای ربات انعطاف پذیر [۳۲]، کنترل پسگام فازی [۳۳]، کنترل فازی تطبیقی پسگام [۳۴]، کنترل مقاوم [۳۵]، کنترل تطبیقی [۳۶] و کنترل هوشمند [۳۷].

^۱Strict feedback

برای پیاده سازی این راهبرد در بیشتر موارد دینامیک محرک‌ها برای کنترل ربات نادیده گرفته می‌شوند و با توجه به اینکه گشتاور ورودی مفاصل توسط محرک به سیستم اعمال می‌شود، بنابراین تحریک مناسب محرک‌ها برای ایجاد گشتاور مطلوب اهمیت پیدا می‌کند. همچنین برای پیاده سازی قانون کنترل احتیاج به سیگنال‌های پس‌خورد موقعیت، سرعت و شتاب [۳۸] است که این سیگنال‌ها آغشته به نویز حسگرهاست و عملکرد سیستم کنترل را تضعیف می‌کند. در بعضی از روش‌ها، برای بهبود عملکرد سیستم کنترل ربات، دینامیک بخش مکانیکی موتور، بعلاوه رابطه گشتاور تولیدی با جریان آرمیچر در نظر گرفته می‌شود و معادله الکتریکی موتور نادیده گرفته می‌شود. در نتیجه، راهبرد کنترل گشتاور مشکلاتی از قبیل پیچیدگی دینامیک‌های ربات، مشکلات عملی و حذف دینامیک محرک‌ها را دارد [۱۳]. راهبرد کنترل ولتاژ [۱۳] برای کنترل غیرمتمرکز آزاد از مدل راه‌گشای این مشکلات است. در راهبرد کنترل ولتاژ، گشتاور مورد نیاز برای بازوی ربات به عنوان بار روی موتورهاست و ولتاژ موتور، به عنوان ورودی کنترلی ربات و خروجی آن موقعیت زاویه ای روتور می‌باشد. با توجه به اینکه خروجی موتور، موقعیت زاویه ای روتور است و موقعیت زاویه ای روتور ارتباط خطی با موقعیت مفصل ربات دارد، بنابراین با کنترل موقعیت زاویه ای روتور، موقعیت زاویه ای مفصل ربات کنترل می‌شود. بنابراین برای پیاده‌سازی قانون کنترل به پس‌خورد جریان و موقعیت موتور نیاز است که اندازه‌گیری آنها به مراتب ساده تر از اندازه‌گیری سرعت و شتاب است. عملاً این راهبرد مستقل از معادله پیچیده، نامعین، غیر خطی و همراه با تزویج ربات است. با توجه به اینکه در این روش برای کنترل هر مفصل فقط موتور آن مفصل به طور مجزا از سایر موتورها کنترل می‌شود و همچنین معادله الکتریکی موتور بسیار ساده تر از معادله دینامیکی ربات است، بنابراین این روش سادگی، دقت، مجزا سازی کامل، سرعت محاسبه و مقاوم بودن سیستم کنترل ربات را فراهم می‌آورد [۱۳].

راهبرد کنترال ولتاژ به صورت کنترل‌کننده‌هایی از قبیل کنترل مود لغزشی فازی تطبیقی [۳۹]، کنترل مقاوم [۴۰]، کنترل فازی [۱۹]، کنترل تطبیقی [۴۱] و کنترل با تاخیر زمانی [۱۴] ارائه شده است.

۱-۲ اهداف پایان نامه

در این پایان نامه، برای کنترل موقعیت ربات دو رابط در فضای مفصلی، طراحی کنترل کننده‌ی پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ، راهبرد کنترل گشتاور و طراحی کنترل کننده‌ی پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با راهبرد کنترل ولتاژ برای بازوی ربات ارائه می‌شود. یکی از چالش‌ها در سیستم رباتیک عدم قطعیت‌های پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی می‌باشد. لذا غلبه بر این عدم قطعیت‌ها از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. توانایی کنترل پسگام تطبیقی برای مقابله با عدم قطعیت-ها، انعطاف پذیری در برابر عدم حذف ترم‌های غیرخطی، پایداری سیستم و ردیابی مورد توجه قرار گرفته است. با توجه به مزایای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، در این پایان نامه راهبرد کنترل ولتاژ را برای کنترل موقعیت بازوی ماهر دو رابط در فضای مفصلی انتخاب می‌کنیم. این روش نسبت به راهبرد کنترل گشتاور ساده تر و کارآمدتر می باشد و از دقت، سهولت و سرعت اجرای بیشتری برخوردار است. در این روش هر مفصل به صورت جداگانه کنترل می‌شود. روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ و روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با راهبرد کنترل ولتاژ طراحی، شبیه سازی و با هم مقایسه می‌شوند و همچنین روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور طراحی، شبیه سازی و با روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ نیز مقایسه می‌شود. عملکرد ردیابی و تضمین پایداری سیستم کنترل نیز بخوبی تحقق می‌یابد.

۱-۳ ساختار پایان نامه

در فصل دوم، طراحی و شبیه سازی کنترل پسگام با راهبرد کنترل گشتاور، در فصل سوم، طراحی و شبیه سازی کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور، در فصل چهارم، راهبرد کنترل ولتاژ و پیاده سازی آن، در فصل پنجم، طراحی و شبیه سازی کنترل پسگام با راهبرد کنترل ولتاژ، در فصل ششم، طراحی و شبیه سازی کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ، در فصل هفتم، طراحی و شبیه

سازی کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین برای بازوی ماهر دو رابط تشریح می شود و نتایج شبیه سازی در محیط شبیه سازی نرم افزار متلب اختصاص دارد و در فصل هشتم نتیجه گیری نهایی ارائه می شود.

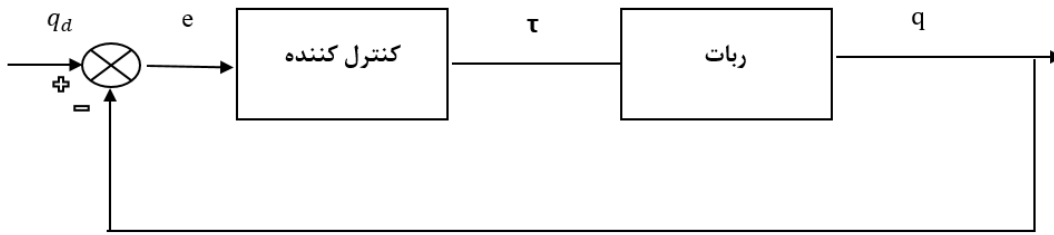
فصل دوم: طراحی کنترل کننده پسگام ربات دورابط با راهبرد کنترل گشتاور

۱-۲ مقدمه

معمولا ربات ها به صورت الکتریکی، هیدرولیکی و یا بادی تغذیه می شوند. سرعت پاسخ و توانایی تولید گشتاور در محرکه های هیدرولیکی بهتر از انواع دیگر می باشد. عیوب ربات های هیدرولیکی آن است که با نشت سیال هیدرولیک مواجه هستند و نیاز به تجهیزات جنبی بیشتری دارند. ربات هایی که توسط سرو موتورهای جریان متناوب یا جریان مستقیم به حرکت درمی آیند بطور فزاینده ای توسعه یافته اند. زیرا آنها ارزانتر، تمیزتر و آرامتر هستند. ربات های بادی گران نیستند و ساده هستند اما کنترل دقیق آنها امکان پذیر نیست. اگر از موتور به عنوان محرکه استفاده شود، موتور را باید در وضعیت کنترل جریان قرار داد. زیرا، گشتاور تولیدی تابع جریان آرمیچر است.

در راهبرد کنترل گشتاور، ربات بصورت یک سیستم مکانیکی جدا از محرکه های خود دیده می شود. بنابراین، گشتاور ورودی به مفاصل به عنوان ورودی ها و موقعیت مفاصل به عنوان خروجی های ربات در نظر گرفته می شوند که در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. باتوجه به اینکه موتور در مسیر سیگنال کنترل قرار دارد نباید دینامیک موتور نادیده گرفته شود. ولی در بیشتر روش های کنترلی بر اساس راهبرد کنترل گشتاور دینامیک موتور صرف نظر شده است. ولی در بعضی از روش های پیشنهادی، دینامیک بخش مکانیکی موتور به مدل دینامیکی ربات اضافه می شود تا عملکرد کنترل بهبود یابد و دینامیک بخش الکتریکی موتور نادیده گرفته می شود.

در این فصل، گشتاور ورودی به مفاصل با روش کنترلی پسگام طراحی، تحلیل و شبیه سازی می گردد. در نهایت پایدرای سیستم کنترل و عملکرد ردیابی نیز بررسی و تضمین می شود.



شکل (۱-۲) دیاگرام کنترل چندمتغیره ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور

۲-۲ طراحی کنترل کننده پسگام

پیاده سازی روش پسگام به صورت گام به گام است. نخستین مرحله، با داخلی ترین زیرسیستم شروع می شود که پایداری آن با روش های مختلفی از جمله تعریف تابع لیاپانوف امکان پذیر است و در مرحله های بعد در هر مرحله سیستمی که در نظر گرفته می شود، به دو زیر سیستم تقسیم می شود که به صورت سری به هم متصل شده اند که متغیر حالت زیرسیستم دوم به عنوان ورودی کنترلی مجازی برای زیرسیستم اول می باشد که در مرحله قبل طراحی شده است و زیر سیستم دوم به شکلی پایدار می شود که پایداری زیر سیستم های قبلی آن حفظ می شود. این روند تا جایی ادامه پیدا می کند تا ورودی کنترلی اصلی تعیین گردد.

همانطور که در پیوست ۱ اشاره شده است، معادلات دینامیکی سیستم ربات به صورت زیر است:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (۱-۲)$$

که در رابطه های بالا $q \in \mathbb{R}^n$ بردار موقعیت مفاصل، n تعداد رابط های ربات، $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $G(q) \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای گرانشی و $\tau \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای ورودی مفاصل می باشد.

این سیستم به فرم سیستم های بازخورد صریح می باشد. بنابراین می توان روش کنترلی پسگام را

روی آن اعمال کرد [۴۲].

با تعریف $\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix}$ که $q, \dot{q} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ که به ترتیب ماتریس‌های موقعیت و سرعت می‌باشد، معادله

(۱-۲) در فضای حالت به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1)) \end{aligned} \quad (۲-۲)$$

با توجه به اینکه هدف ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} می‌باشد. بنابراین، روش پسگام در فضای خطا اعمال می‌شود. خطا برای متغیرهای حالت x_1 و x_2 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - x_{1d} \\ e_2 &= \dot{e}_1 = \dot{x}_d - \dot{x}_{1d} = x_2 - x_{2d} \end{aligned} \quad (۳-۲)$$

برای طراحی کنترل‌کننده به روش پسگام روند زیر در نظر گرفته می‌شود [۴۳]:

گام اول: ابتدا داخلی‌ترین زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ در نظر گرفته می‌شود. تابع لیاپانوف در فضای خطا به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \quad (۴-۲)$$

که معین مثبت و در مبدا برابر صفر می‌باشد. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{v}_1 = e_1^T \dot{e}_1 = e_1^T e_2 \quad (۵-۲)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{v}_1 \leq 0$ برقرار باشد. با توجه به اینکه e_2 متغیر کنترلی مجازی برای زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ می‌باشد. بنابراین با انتخاب $e_{2d} = -k_1 e_1$ خواهیم داشت:

$$\dot{v}_1 = -k_1 e_1^T e_1 \quad (۶-۲)$$

بنابراین، تابع لیاپانوف (۴-۲) پایداری یکنواخت و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را تضمین می‌کند:

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

گام دوم: در این مرحله ورودی کنترلی اصلی τ ، گشتاور ورودی مفاصل تعیین می‌گردد. تابع لیاپانوف برای پایداری سیستم (۲-۲) و ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} z^T z \quad (7-2)$$

که معین مثبت و در مبدا برابر صفر می‌باشد. در رابطه ی بالا متغیر z برابر است با:

$$z = e_2 - e_{2d} = e_2 + k_1 e_1 \quad (8-2)$$

مشتق (۷-۲) برابر است با:

$$\dot{v}_2 = e_1^T \dot{e}_1 + z^T \dot{z} \quad (9-2)$$

در رابطه بالا، با توجه به $\dot{e}_1 = e_2$ و رابطه (۸-۲)، \dot{e}_1 برابر است با:

$$\dot{e}_1 = z - k_1 e_1 \quad (10-2)$$

و همچنین طبق روابط (۳-۲) و (۸-۲) \dot{z} برابر است با:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + k_1 \dot{e}_1 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2 = (M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 + G(x_1)) - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2) \quad (11-2)$$

با جایگذاری (۱۰-۲) و (۱۱-۲) در (۹-۲) خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = e_1^T (z - k_1 e_1) + z^T (M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 + G(x_1)) - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2) \quad (12-2)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ برقرار باشد. بنابراین قانون کنترل گشتاور ورودی مفاصل به صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\tau = M \left(M^{-1} (C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q)) + \dot{x}_{2d} - k_1 e_2 - k_2 z - e_1 \right) \quad (13-2)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^T e_1 - k_2 z^T z \quad (۱۴-۲)$$

بنابراین، تابع لیاپانوف (۲-۱۰) پایداری یکنواخت سیستم و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را فراهم می‌آورد:

$$\begin{aligned} z \rightarrow 0 &\Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d} \\ e_1 \rightarrow 0 &\Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d} \end{aligned}$$

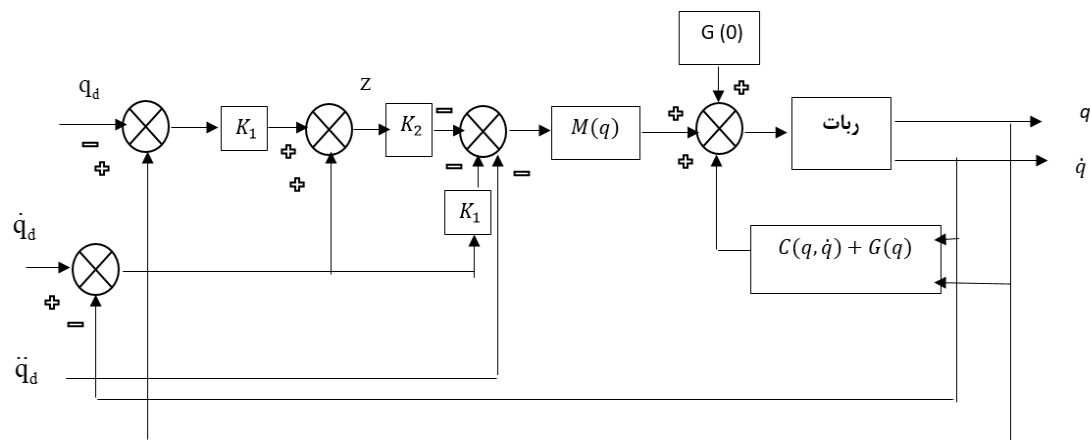
۲-۳ شبیه سازی سیستم کنترل بر روی ربات

شبیه سازی بر روی ربات دورابط انجام گرفته است. پارامترهای ربات دورابط مطابق جدول (پ.۱) در پیوست می‌باشد.

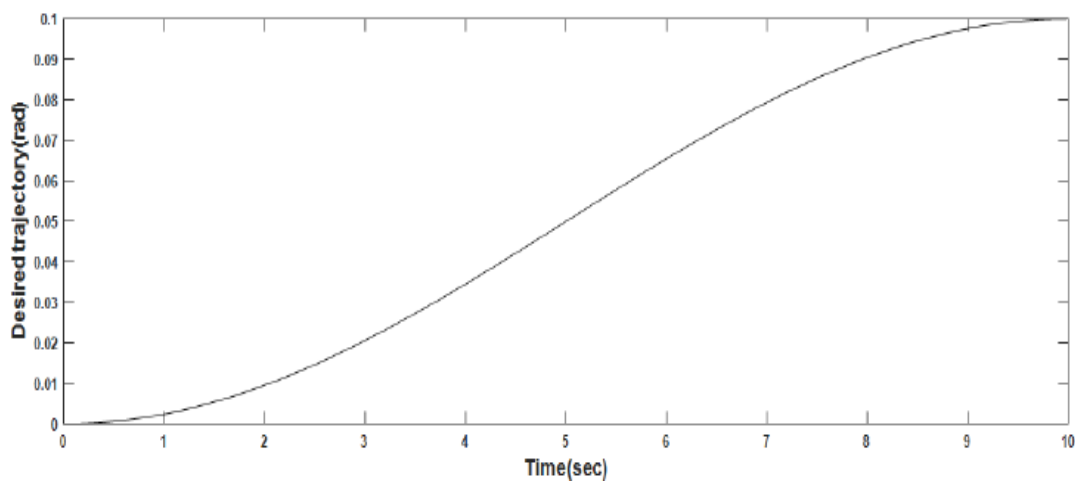
شکل (۲-۲) دیاگرام سیستم کنترل را نمایش می‌دهد. ضرایب طراحی کنترل کننده $k_1 = 50$ و $k_2 = 50$ می‌باشد. زمان اجرای شبیه سازی ۱۰ ثانیه است. به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی کنترل کننده پسگام با روش سعی و خطا تنظیم شده اند. بنابراین ممکن است نتایج بهتری بدست آید. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل بصورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$x_d = 0.05 - 0.05 \cos(\pi t / 10) \quad (۱۵-۲)$$

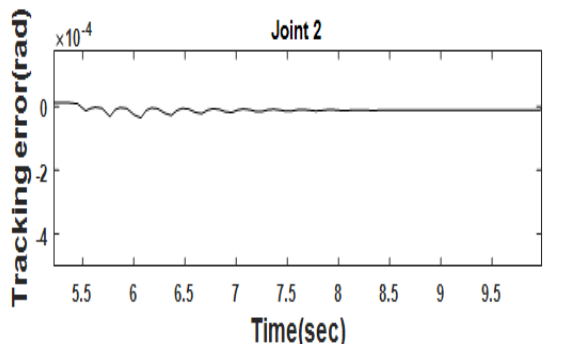
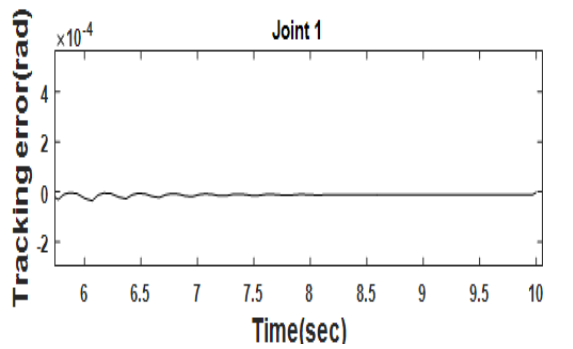
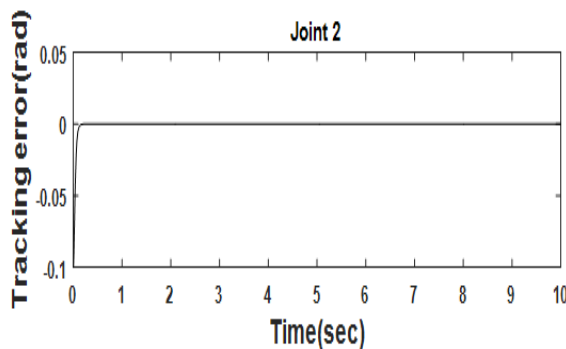
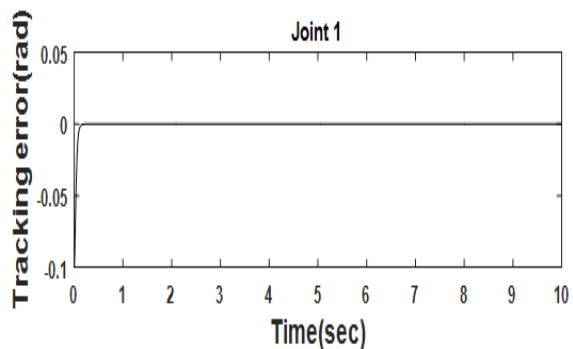
که در شکل (۲-۲) نمایش داده شده است. جهت اجرای شبیه سازی از قانون کنترل (۲-۱۳) استفاده می‌شود. با در نظر گرفتن بلوک اشباع در ورودی کنترل کننده، خطای ردگیری مفاصل در شکل (۲-۳) و سیگنال های کنترل پسگام در شکل (۲-۴) نشان داده شده اند. خطای ردگیری برای مفصل ۱ و ۲ در انتها به 2.16×10^{-6} رادیان می‌رسند.



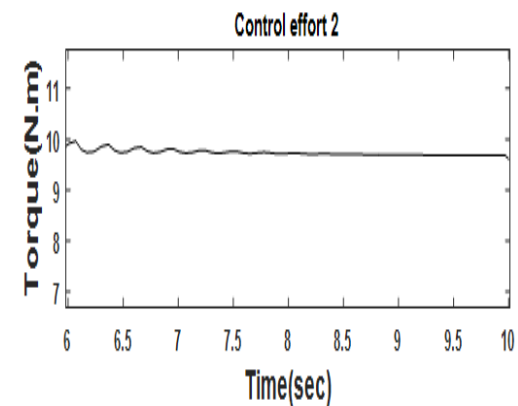
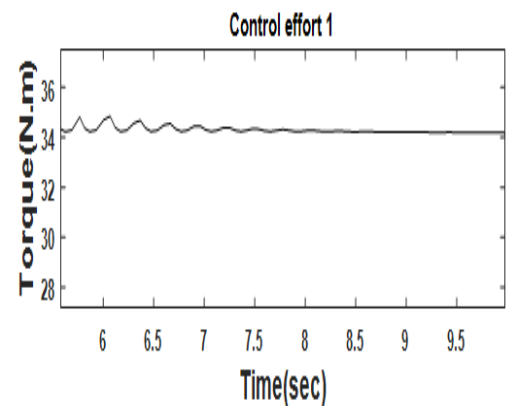
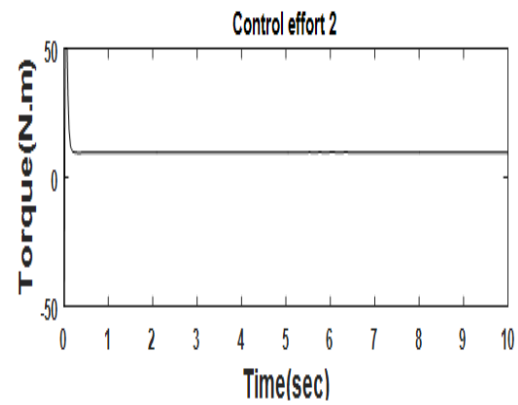
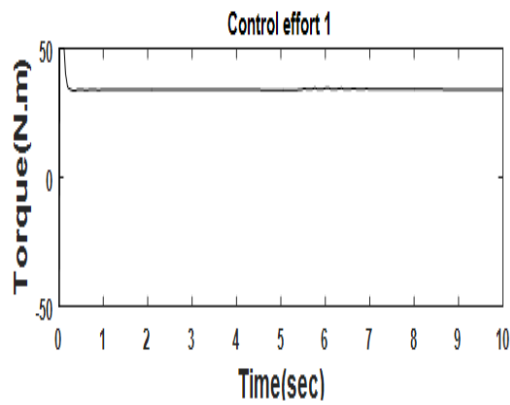
شکل (۲-۲) دیاگرام سیستم کنترل ربات



شکل (۳-۲) مسیر مطلوب



شکل (۲-۴) عملکرد ردگیری ربات دورابط



شکل (۲-۵) سیگنال کنترل پسگام ربات دورابط در ردگیری

فصل سوم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ ربات دو رابط با راهبرد کنترل
گشتاور

۱-۳ مقدمه

در این فصل گشتاور ورودی به مفاصل با روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور طراحی می‌شود. همانطور که در فصل اول اشاره شد، روش کنترلی پسگام ابزاری قوی در برابر عدم حذف ترم های غیرخطی، ردیابی و تضمین پایداری سراسری سیستم می‌باشد و با توجه به اینکه سیستم ربات داری عدم قطعیت می‌باشد، ترکیب کنترل کننده تطبیقی با کنترل کننده پسگام یک روش کنترلی قوی برای سیستم های غیرخطی با وجود عدم قطعیت می‌باشد. در این فصل کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور طراحی، تحلیل و شبیه سازی می‌شود. در نهایت پایداری سیستم کنترل و عملکرد ردیابی نیز بررسی و تضمین می‌شود.

۲-۳ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ

پیاده سازی روش پسگام تطبیقی کوکتوویچ به صورت گام به گام است. نخستین مرحله، با داخلی ترین زیر سیستم شروع می‌شود که پایداری آن با روش های مختلفی از جمله تعریف تابع لیاپانوف امکان پذیر است و در مرحله های بعد در هر مرحله سیستمی که در نظر گرفته می‌شود به دو زیر سیستم تقسیم می‌شود که به صورت سری به هم متصل شده اند که متغیر حالت زیر سیستم دوم به عنوان ورودی کنترلی مجازی برای زیر سیستم اول می‌باشد که در مرحله قبل طراحی شده است و زیر سیستم دوم با طراحی ورودی کنترلی مجازی به شکلی پایدار می‌شود که پایداری زیر سیستم های قبلی آن و همچنین عدم قطعیت های زیر سیستم دوم نیز تخمین زده می‌شوند. این روند تا جایی ادامه پیدا می کند تا ورودی کنترلی اصلی تعیین گردد.

همانطور که در پیوست ۱ اشاره شده است، معادلات دینامیکی سیستم ربات به صورت زیر است:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + \phi = \tau \quad (1-3)$$

که در رابطه‌ی بالا $q \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ بردار موقعیت مفاصل، n تعداد رابط‌های ربات، $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $G(q)$ بردار گشتاورهای گرانشی، $\tau \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای ورودی مفاصل و ϕ بردار اغتشاش خارجی می‌باشد.

با تعریف $\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix}$ که $q, \dot{q} \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$ ماتریس‌های موقعیت و سرعت مفاصل هستند، معادله (۳-۱)

در فضای حالت به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1) - \phi) \end{aligned} \quad (۳-۲)$$

این سیستم به فرم سیستم‌های بازخورد صریح می‌باشد. بنابراین اعمال روش پسگام روی این سیستم امکان‌پذیر است [۴۲].

با توجه به اینکه هدف ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} می‌باشد. بنابراین باید روش پسگام تطبیقی در فضای خطا اعمال شود:

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - x_{1d} \\ e_2 = \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - x_{2d} \end{aligned} \quad (۳-۳)$$

برای طراحی کنترل‌کننده روند زیر در نظر گرفته می‌شود [۴۳]:

گام اول: ابتدا با داخلی ترین زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ شروع می‌شود. تابع لیاپانوف در فضای خطا به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \quad (۳-۴)$$

که معین مثبت و در مبدا برابر صفر می‌باشد. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{v}_1 = e_1^T \dot{e}_1 = e_1^T e_2 \quad (۳-۵)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_1 \leq 0$ برقرار باشد. با توجه به اینکه e_2 متغیر کنترلی مجازی معادله می باشد. بنابراین با انتخاب $e_{2d} = -k_1 e_1$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^T e_1 \quad (۶-۳)$$

بنابراین، تابع لیاپانوف (۵-۳) پایداری یکنواخت و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را تضمین می کند :

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

گام دوم: در این مرحله ورودی کنترلی اصلی τ ، گشتاور ورودی مفاصل تعیین می گردد. فرض می کنیم $M(q)$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q})$ ماتریس گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $D(q)$ بردار گشتاورهای گرانشی، $\tau \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای ورودی مفاصل و ϕ بردار اغتشاش خارجی نامعلوم هستند ولی باتوجه به فرکانس بالای تطبیق ثابت فرض می شوند. بنابراین سیستم دارای عدم قطعیت می باشد و با کنترل کننده پسگام تطبیقی با راهبرد گشتاور غلبه بر عدم قطعیت محک زده خواهد شد. به منظور طراحی کنترل کننده، عملیات ریاضی به شرح زیر انجام می شود:

$$M(x_1)x_1 = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} = m_1 q_1 + m_2 q_2 \Rightarrow m_1 = \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{21} \end{bmatrix}; m_2 = \begin{bmatrix} m_{12} \\ m_{22} \end{bmatrix}$$

$$\dot{M}(x_2)z = \begin{bmatrix} \dot{m}_{11} = \mu_{11} & \dot{m}_{12} = \mu_{12} \\ \dot{m}_{21} = \mu_{21} & \dot{m}_{22} = \mu_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \mu_1 z_1 + \mu_2 z_2 \Rightarrow \mu_1 = \begin{bmatrix} \dot{m}_{11} \\ \dot{m}_{21} \end{bmatrix}; \mu_2 = \begin{bmatrix} \dot{m}_{12} \\ \dot{m}_{22} \end{bmatrix} \quad (۷-۳)$$

$$C(x_1, x_2)x_2 = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = c_1 \dot{q}_1 + c_2 \dot{q}_2 \Rightarrow c_1 = \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{21} \end{bmatrix}; c_2 = \begin{bmatrix} c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix}$$

$$b = G(x_1) + \phi$$

تابع لیاپانوف برای پایداری سیستم (۲-۳)، ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 و همچنین با توجه به وجود عدم قطعیت سیستم، به صورت زیر تعریف می شود:

$$v_2 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} z^T M z + \frac{1}{2\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{\tilde{m}}_1 + \frac{1}{2\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{\tilde{m}}_2 + \frac{1}{2\beta} \tilde{b}^T \dot{\tilde{b}} + \dots$$

$$\frac{1}{2\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{\tilde{c}}_1 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{\tilde{c}}_2 + \frac{1}{2\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\tilde{\mu}}_1 + \frac{1}{2\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\tilde{\mu}}_2$$
(۸-۳)

که از پایین کراندار است. در رابطه‌ی بالا:

$$z = e_2 - e_{2d} = e_2 + k_1 e_1$$
(۹-۳)

$$\tilde{m}_1 = m_1 - \hat{m}_1; \tilde{m}_2 = m_2 - \hat{m}_2$$

$$\tilde{b} = b - \hat{b}$$

$$\tilde{c}_1 = c_1 - \hat{c}_1; \tilde{c}_2 = c_2 - \hat{c}_2;$$

$$\tilde{\mu}_1 = \mu_1 - \hat{\mu}_1; \tilde{\mu}_2 = \mu_2 - \hat{\mu}_2$$
(۱۰-۳)

\hat{m}_1 تخمین m_1 ، \hat{m}_2 تخمین m_2 ، \hat{b} تخمین b ، \hat{c}_1 تخمین c_1 ، \hat{c}_2 تخمین c_2 ، $\hat{\mu}_1$ تخمین μ_1 ،

$\hat{\mu}_2$ تخمین μ_2 می باشد که در این مرحله تخمین زده می شوند. مشتق (۸-۳) برابر است با:

$$\dot{v}_2 = e_1^T \dot{e}_1 + z^T (M\dot{z} + \frac{1}{2}\dot{M}z) - \frac{1}{\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{\tilde{m}}_1 - \frac{1}{\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{\tilde{m}}_2 - \frac{1}{\beta} \tilde{b}^T \dot{\tilde{b}} - \dots$$

$$\frac{1}{\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{\tilde{c}}_1 - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{\tilde{c}}_2 - \frac{1}{\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\tilde{\mu}}_1 - \frac{1}{\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\tilde{\mu}}_2$$
(۱۱-۳)

با توجه به $\dot{e}_1 = e_2$ و (۹-۳)، \dot{e}_1 برابر است با:

$$\dot{e}_1 = z - K_1 e_1$$
(۱۲-۳)

و همچنین با توجه به (۲-۳) و (۹-۳)، \dot{z} برابر است با:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + k_1 \dot{e}_1 = M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1) - \phi) - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2$$
(۱۳-۳)

با جایگذاری (۱۲-۳) و (۱۳-۳) در (۱۱-۳) خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = e_1^T \dot{e}_1 + z^T (\tau - C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1) - \phi + M(x_1)(k_1 e_2 - \dot{x}_{2d}) + \frac{1}{2} \dot{M}z) - \dots \quad (14-3)$$

$$\frac{1}{\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{m}_1 - \frac{1}{\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{m}_2 - \frac{1}{\beta_1} b^T \dot{b} - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{c}_1 - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{c}_2 - \frac{1}{\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\mu}_1 - \frac{1}{\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\mu}_2$$

با جایگذاری روابط (۷-۳) در (۱۴-۳) خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = e_1^T (z - k_1 e_1) + z^T (\tau - c_1 \dot{q}_1 - c_2 \dot{q}_2 - b + m_1 (k_1 (\dot{q}_1 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + \dots$$

$$m_2 (k_1 (\dot{q}_2 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + \frac{1}{2} \mu_1 (\dot{q}_1 - x_{2d} + k_1 (q_1 - x_{1d})) + \dots$$

$$\frac{1}{2} \mu_2 (\dot{q}_2 - x_{2d} + k_1 (q_2 - x_{1d})) - \frac{1}{\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{m}_1 - \frac{1}{\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{m}_2 - \frac{1}{\beta} \tilde{b}^T \dot{b} - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{c}_1 - \dots \quad (15-3)$$

$$\frac{1}{\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{c}_2 - \frac{1}{\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\mu}_1 - \frac{1}{\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\mu}_2$$

با جایگذاری روابط (۱۰-۳) در (۱۵-۳) خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = e_1^T (z - k_1 e_1) + z^T (\tau - \hat{c}_1 \dot{q}_1 - \hat{c}_2 \dot{q}_2 - \hat{b} + \hat{m}_1 (k_1 (\dot{q}_1 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + \dots$$

$$\hat{m}_2 (k_1 (\dot{q}_2 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + \frac{1}{2} \hat{\mu}_1 (\dot{q}_1 - x_{2d} + k_1 (q_1 - x_{1d})) + \dots$$

$$\frac{1}{2} \hat{\mu}_2 (\dot{q}_2 - x_{2d} + k_1 (q_2 - x_{1d})) - z^T \tilde{c}_1 \dot{q}_1 - z^T \tilde{c}_2 \dot{q}_2 - z^T \tilde{b} + \dots \quad (16-3)$$

$$z^T \tilde{m}_1 (k_1 (\dot{q}_1 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + z^T \tilde{m}_2 (k_1 (\dot{q}_2 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) + \dots$$

$$z^T \frac{1}{2} \tilde{\mu}_1 (\dot{q}_1 - x_{2d} + k_1 (q_1 - x_{1d})) + z^T \frac{1}{2} \tilde{\mu}_2 (\dot{q}_2 - x_{2d} + k_1 (q_2 - x_{1d})) - \dots$$

$$\frac{1}{\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{m}_1 - \frac{1}{\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{m}_2 - \frac{1}{\beta} \tilde{b}^T \dot{b} - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{c}_1 - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{c}_2 - \frac{1}{\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\mu}_1 - \frac{1}{\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\mu}_2$$

برای پایداری طبق لم باربالات [۱۶]، یکی از شروط این است که $\dot{V}_2 \leq 0$ برقرار باشد. بنابراین مولفه

های \tilde{m}_1 ، \tilde{m}_2 ، \tilde{b} ، \tilde{c}_1 ، \tilde{c}_2 ، $\tilde{\mu}_1$ و $\tilde{\mu}_2$ با قوانین به روزسانی به صورت زیر حذف می‌شوند:

$$z^T \tilde{m}_1 (k_1 (\dot{q}_1 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) - \frac{1}{\alpha_1} \tilde{m}_1^T \dot{m}_1 = 0 \Rightarrow \dots \quad (17-3)$$

$$\hat{m}_1 = \alpha_1 \int_0^t z (k_1 (\dot{q}_1 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) dt + \hat{m}_1(0)$$

$$z^T \tilde{m}_2 (k_1 (\dot{q}_2 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) - \frac{1}{\alpha_2} \tilde{m}_2^T \dot{\tilde{m}}_2 = 0 \Rightarrow \dots \quad (18-3)$$

$$\hat{m}_2 = \alpha_2 \int_0^t z (k_1 (\dot{q}_2 - x_{2d}) - \dot{x}_{2d}) dt + \hat{m}_2(0)$$

$$-z^T \tilde{b} - \frac{1}{\beta} \tilde{b}^T \dot{\tilde{b}} = 0 \Rightarrow \hat{b} = -\beta \int_0^t z dt + \hat{b}(0) \quad (19-3)$$

$$-z^T \tilde{c}_1 \dot{q}_1 - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{c}_1^T \dot{\tilde{c}}_1 = 0 \Rightarrow \hat{c}_1 = -\gamma_1 \int_0^t z \dot{q}_1 dt + \hat{c}_1(0) \quad (20-3)$$

$$-z^T \tilde{c}_2 \dot{q}_2 - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{c}_2^T \dot{\tilde{c}}_2 = 0 \Rightarrow \hat{c}_2 = -\gamma_2 \int_0^t z \dot{q}_2 dt + \hat{c}_2(0) \quad (21-3)$$

$$z^T \frac{1}{2} \tilde{\mu}_1 (\dot{q}_1 - x_{2d} + k_1 (q_1 - x_{1d})) - \frac{1}{\chi_1} \tilde{\mu}_1^T \dot{\tilde{\mu}}_1 = 0 \Rightarrow \dots \quad (22-3)$$

$$\hat{\mu}_1 = \frac{1}{2} \chi_1 \int_0^t z (\dot{q}_1 - x_{2d} + k_1 (q_1 - x_{1d})) dt + \hat{\mu}_1(0)$$

$$z^T \frac{1}{2} \tilde{\mu}_2 (\dot{q}_2 - x_{2d} + k_1 (q_2 - x_{1d})) - \frac{1}{\chi_2} \tilde{\mu}_2^T \dot{\tilde{\mu}}_2 = 0 \Rightarrow \dots \quad (23-3)$$

$$\hat{\mu}_2 = \frac{1}{2} \chi_2 \int_0^t z (\dot{q}_2 - x_{2d} + k_1 (q_2 - x_{1d})) dt + \hat{\mu}_2(0)$$

و همچنین برای برقراری شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ ، ورودی کنترلی گشتاور مفاصل به صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\tau = [\hat{c}_1 \quad \hat{c}_2] \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} + \hat{b} - [\hat{m}_1 \quad \hat{m}_2] k \begin{bmatrix} e_2 \\ x \end{bmatrix} - \frac{1}{2} [\hat{\mu}_1 \quad \hat{\mu}_2] k z e_1 \quad (24-3)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^T e_1 - k_2 z^T z \quad (25-3)$$

بنابراین طبق لم باربالات متغیرهای $\tilde{\mu}_2$ و $\tilde{\mu}_1$ ، \tilde{c}_2 ، \tilde{c}_1 ، \tilde{b} ، \tilde{m}_2 ، \tilde{m}_1 ، z ، e_1 کراندار است. با توجه به اینکه z

کراندار است، بنابراین e_2 کراندار است. مشتق (25-3) برابر است با:

$$\ddot{v}_2 = -k_1 e_1^T e_2 - k_2 z^T \dot{z} \quad (26-3)$$

در رابطه‌ی بالا \dot{z} برابر است با:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + k_1 e_2 = M^{-1}(x_1)(\tau - C(x_1, x_2)x_2 - G(x_1) - \phi) - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2 \quad (27-3)$$

بنابراین رابطه (26-3) کراندار است. یعنی \dot{v}_2 به صورت یکنواخت پیوسته می‌باشد. آنگاه بکارگیری لم

باریالات نشان می‌دهد که چنانچه $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V}_2 \rightarrow 0$ میل می‌کند:

$$z \rightarrow 0 \Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d}$$

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

۳-۳ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات

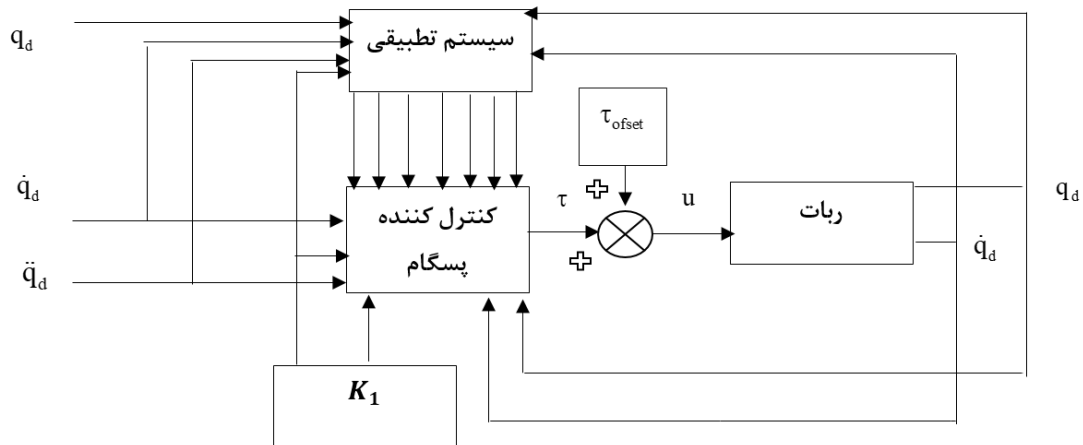
شبیه سازی بر روی ربات دو رابط انجام گرفته‌است. پارامترهای ربات دورابط مطابق جدول (پ.۱) در پیوست می‌باشد.

شکل (۳-۱) دیاگرام سیستم کنترل را نمایش می‌دهد. ضرایب طراحی کنترل کننده $k_1 = 4$ و $k_2 = 4$ می‌باشد. زمان اجرای شبیه سازی ۱۰ ثانیه می‌باشد. به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی کنترل کننده پسگام با روش سعی و خطا تنظیم شده‌اند. بنابراین ممکن است نتایج بهتری بدست آید. اغتشاش خارجی بوسیله یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۱۰ ثانیه، تاخیر ۵ ثانیه، دامنه ۵ و پهنای پالس ۵ به سیستم کنترل اعمال می‌شود. بدین ترتیب می‌توان تاثیر عدم قطعیت‌ها بر سیستم کنترل را بررسی نمود که در شکل (۳-۲) نمایش داده شده‌است. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل بصورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

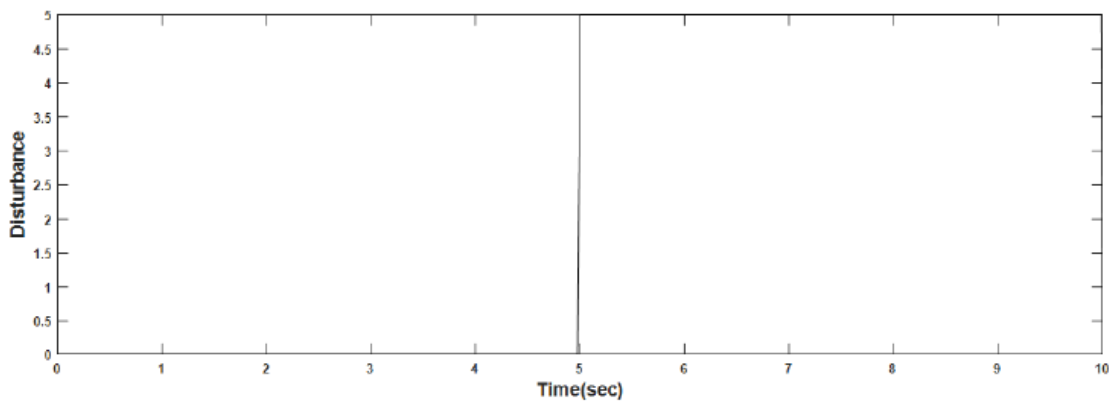
$$x_d = 0.05 - 0.05 \cos(\pi t / 10) \quad (28-3)$$

و در شکل (۲-۲) نمایش داده شده است. جهت اجرای شبیه‌سازی از قانون کنترل (۳-۲۴) و قوانین به روزرسانی (۳-۱۷) تا (۳-۲۳) استفاده می‌شود. خطای ردگیری مفاصل در شکل (۳-۳) نمایش داده شده است. شکل (۳-۴) مقاوم بودن خطای ردگیری کنترل‌کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ در برابر اغتشاش را نمایش می‌دهد. سیگنال‌های کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ در شکل (۳-۵) نشان داده شده‌اند. خطای ردگیری برای مفصل ۱ در انتها به 1.17×10^{-5} رادیان و برای مفصل ۲ به 4.29×10^{-6} رادیان می‌رسند.

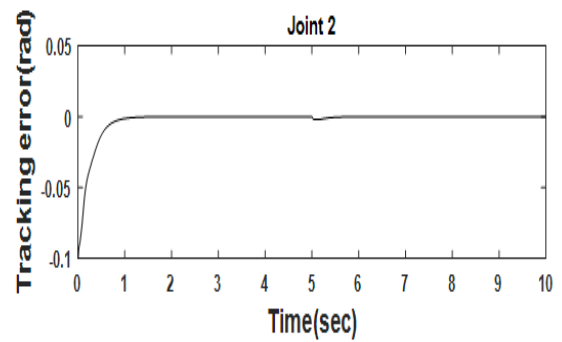
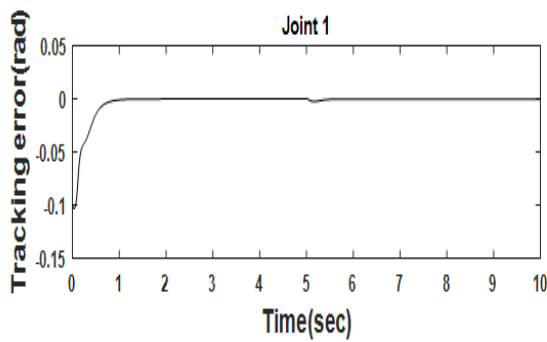
در نهایت، به طور کلی می‌توان گفت کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور دارای عملکرد ردگیری خوبی است. همچنین، وابسته به مدل سیستم نمی‌باشد و در برابر عدم قطعیت‌ها نیز مقاوم است. همانگونه که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. ولی در این روش کنترلی از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر می‌شود که عیب این روش کنترلی محسوب می‌شود.



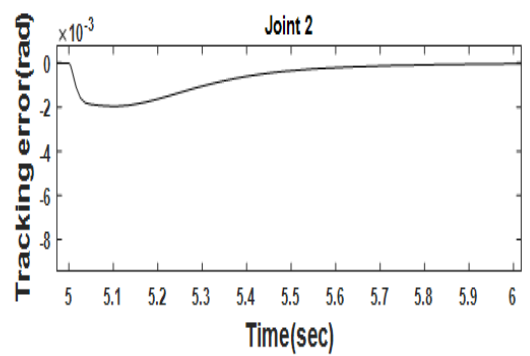
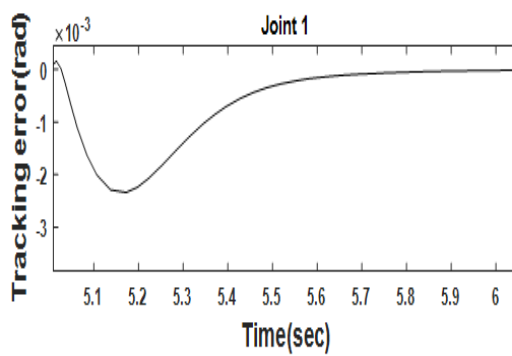
شکل (۳-۱) دیاگرام سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ



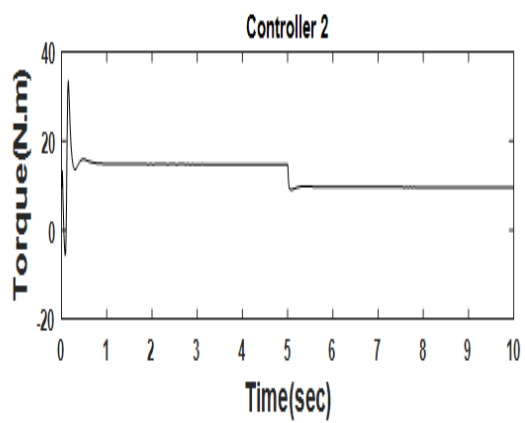
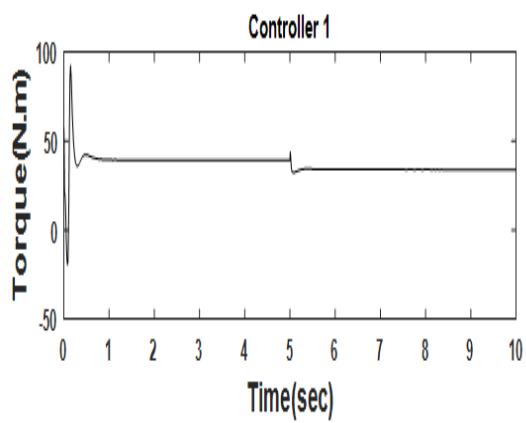
شکل (۲-۳) اغتشاش خارجی



شکل (۳-۳) عملکرد ردگیری در کنترل پسگام تطبیقی کوکتویچ



شکل (۴-۳) مقاوم بودن عملکرد ردگیری در کنترل پسگام تطبیقی کوکتویچ



شکل (۳-۵) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتویچ در ردگیری

فصل چهارم: راهبرد کنترل و لتاژ ربات

۴-۱ مقدمه

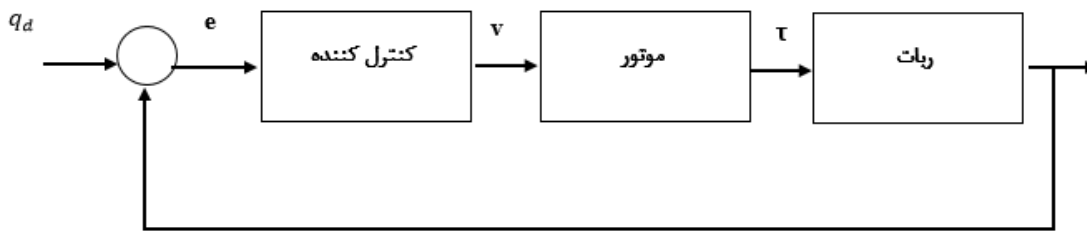
همانطور که در فصل اول اشاره شد راهبرد کنترل گشتاور بعلت استفاده از مدل ربات بسیار غیرخطی، با تزویج و دارای محاسبات سنگین می‌باشد و هم چنین مشکلاتی در پیاده‌سازی ناشی از وجود عملگرها را دارد. در مقابل راهبرد کنترل ولتاژ، به عنوان راهبرد مفصل مستقل پیشنهاد شده‌است که به علت سادگی، دقت، سرعت محاسبه و مقاوم‌بودن سیستم کنترل مورد توجه قرار گرفته‌است. با توجه به اینکه در این روش ربات توسط محرک‌ها به حرکت درمی‌آید، لذا برای کنترل ربات، محرک‌ها باید کنترل شوند که اساس این روش است و همچنین در موتورهای الکتریکی، ولتاژ به عنوان ورودی کنترلی موتور می‌باشد. بنابراین، مسئله کنترل ربات تبدیل به مسئله کنترل موتور هر مفصل ربات می‌گردد. با این دیدگاه کنترلی به جای کنترل مفاصل از طریق گشتاور می‌توان به کنترل مفاصل از طریق ولتاژ موتورها پرداخت. در این صورت سیگنال‌های ورودی، ولتاژ موتورهای ربات و خروجی موقعیت روتورهای موتورهای ربات است.

ربات‌های الکتریکی نمونه‌ی خوبی برای نشان دادن نقش کنترل در زمینه‌ی کنترل ربات است، بعلت اینکه موتور مغناطیس جریان دائم مزایایی از قبیل کنترل پذیری بالا در مقایسه با سایر محرک‌ها را دارد.

در راهبرد کنترل گشتاور دینامیک محرک‌ها در نظر گرفته نمی‌شود در حالی که مولفه گشتاور نمی‌تواند به مفاصل ربات بدون استفاده از محرک‌ها اعمال شود. در حالی که در راهبرد کنترل ولتاژ به ربات و موتورهای آن به صورت یک سیستم واحد به نام سیستم رباتیک توجه می‌شود. همچنین مدل ربات غیرخطی، چندورودی-چندخروجی، دارای تزویج و عدم قطعیت می‌باشد. در حالی که مدل موتور بسیار ساده‌تر از مدل ربات و در ضمن خطی می‌باشد. در راهبرد کنترل ولتاژ، گشتاور مورد نیاز برای هدایت بازوی ربات به عنوان بار روی موتور می‌باشد و ورودی آن ولتاژ و خروجی آن موقعیت روتور است. باتوجه‌به اینکه موقعیت روتور با موقعیت مفصل ربات ارتباط خطی دارد، بنابراین با کنترل موقعیت زاویه

ای روتور، موقعیت زاویه ای مفصل ربات کنترل می‌شود و همچنین هر مفصل ربات توسط یک موتور کنترل می‌شود، بدین ترتیب سیستم چندمتغیره ربات تبدیل به کنترل تک تک موتورهای آن می‌شود که سیستم تک ورودی-تک خروجی است. در واقع در راهبرد مفصل مستقل هر مفصل به صورت جداگانه کنترل می‌شود.

راهبرد کنترل ولتاژ به دلیل صرف نظر نکردن از دینامیک محرک‌ها، سادگی طراحی، مجزاسازی، سرعت و کمی محاسبات، دقت بالا و مقاوم بودن سیستم کنترل نسبت به راهبرد کنترل گشتاور برتر می‌باشد. شکل (۱-۴) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات را نشان می‌دهد. در این فصل به طراحی کنترل-کننده ربات با راهبرد کنترل ولتاژ پرداخته می‌شود.



شکل (۱-۴) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات

۲-۴ معادلات حرکت سیستم رباتیک

معادله دینامیکی موتور DC مغناطیس دائم به صورت زیر بیان می‌شود:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = T_m \quad (۱-۴)$$

$J_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ممان اینرسی، $B_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ضریب میرایی، $r \in \mathbb{R}^{n \times n}$

ماتریس قطری ضرایب چرخ دنده‌های موتور، $\theta_m \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ بردار موقعیت زاویه‌ای روتور، $T_m \in \mathbb{R}^{n \times 1}$

بردار گشتاور موتور و τ گشتاور ربات می باشد که به صورت بار روی موتور می باشد و از معادله زیر بدست می آید:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (2-4)$$

رابطه بین گشتاور و جریان در موتور مغناطیسی جریان مستقیم دائم به صورت زیر می باشد:

$$T_m = K_m I_a \quad (3-4)$$

$K_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ثابت های گشتاور موتورها می باشد. با جایگذاری رابطه (3-4) در (1-4)، خواهیم داشت:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = K_m I_a \quad (4-4)$$

طبق رابطه (4-4) تمام ترم های غیر خطی ربات τ در جریان موتور I_a موجود می باشند، بنابراین برای مقابله با ترم های غیر خطی ربات باید با ترم های جریان موتور مقابله نمود:

$$q = r\theta_m \quad (4-4)$$

معادله مدار الکتریکی موتور DC مغناطیس دائم به صورت زیر بیان می شود:

$$V = RI_a + L\dot{I}_a + K_b \dot{\theta}_m \quad (5-4)$$

$R \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری مقاومت آرمیچر، $L \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری اندوکتانس آرمیچر، $K_b \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ضریب عکس العمل آرمیچر و $V \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ ولتاژ موتورها می باشد.

در موتور DC مغناطیس دائم K_b و K_m برابر می باشد.

فرم فضای حالت معادلات ربات با خطی سازی فیدبکی از معادلات (1-4) تا (5-4) به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{x} = f(x) + bv \quad (6-4)$$

۷ ورودی، x بردار حالت و $f(x)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ (J_m r^{-1} + rM(x_1))^{-1}(-B_m r^{-1} + rc(x_1, x_2))x_2 - rg(x_1) + k_m x_3 \\ -L^{-1}(k_b r^{-1} x_2 + R x_3) \end{bmatrix} \quad (۷-۴)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \\ I_a \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix}$$

همانطور که مشاهده می شود معادلات حرکت سیستم رباتیک با در نظر گرفتن معادلات موتور به صورت یک سیستم مرتبه سه بسیار غیرخطی، با تزویج و محاسبات سنگین می باشد. همچنین در این روابط ماتریس های ربات ظاهر شده اند که از لحاظ عملی به طور دقیق قابل محاسبه نیستند. پیچیدگی مدل یک چالش جدی در کنترل ربات است. برای جلوگیری از پیچیدگی معادلات، بسیاری از محققین دینامیک موتورها را نادیده گرفته اند. اگرچه نادیده گرفتن دینامیک موتورها، نیازمند برنامه های با سرعت و دقت بالاست.

۳-۴ طراحی کنترل کننده با راهبرد کنترل ولتاژ

در این بخش یک کنترل کننده مفصل مستقل مبتنی بر مدل موتور بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ مطابق [۱۳] طراحی می شود.

در راهبرد کنترل ولتاژ از مدل موتور به علت سادگی برای کنترل موقعیت ربات استفاده می شود. هدف کنترل موقعیت ربات و سیگنال کنترل ورودی موتور و گشتاور ربات به صورت بار روی موتور می باشد. بنابراین مسئله کنترل ربات تبدیل به مسئله کنترل موتور هر مفصل ربات می گردد. در این روش کنترل سیستم چندمتغیره ربات را به کنترل تک ورودی-تک خروجی ربات تبدیل کرده است. بنابراین معادلات برای یک موتور و مفصل نوشته می شود و در نهایت برای n موتور و مفصل قابل تعمیم است.

با تساوی رابطه (۱-۴) و (۳-۴)، خواهیم داشت:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = K_m I_a \quad (۸-۴)$$

طبق رابطه (۸-۴)، تمام ترم‌های غیرخطی ربات τ در جریان موتور موجود می‌باشند، بنابراین برای مقابله با ترم‌های غیرخطی ربات باید با ترم‌های جریان مقابله نمود. بنابراین با استفاده از خطی‌سازی پس‌خورد برای مقابله با ترم‌های جریان موتور و کنترل موتور قانون کنترل برای معادله الکتریکی موتور (۵-۴) به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V = RI_a + L\dot{I}_a + K_b f \quad (۹-۴)$$

f ورودی کنترل جدید است. با جایگذاری (۹-۴) در (۵-۴) خواهیم داشت:

$$f = \dot{\theta}_m \quad (۱۰-۴)$$

معادله (۹-۴) یک سیستم انتگرال‌گیر است که f ورودی و θ_m موقعیت روتور خروجی آن است. بنابراین برای ردیابی مسیر مطلوب قانون کنترل خطی به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$f = \dot{\theta}_{md} + k_p (\theta_{md} - \theta_m) \quad (۱۱-۴)$$

θ_{md} موقعیت مطلوب روتور، $\dot{\theta}_{md}$ سرعت مطلوب روتور و k_p مقدار ثابت تناسبی می‌باشد. با جایگذاری (۱۱-۴) در (۹-۴) خواهیم داشت:

$$\dot{\theta}_{md} - \theta_m + k_p (\theta_{md} - \theta_m) = 0 \quad (۱۲-۴)$$

با تعریف $e = \theta_{md} - \theta_m$ به عنوان خطای ردیابی خواهیم داشت:

$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (۱۳-۴)$$

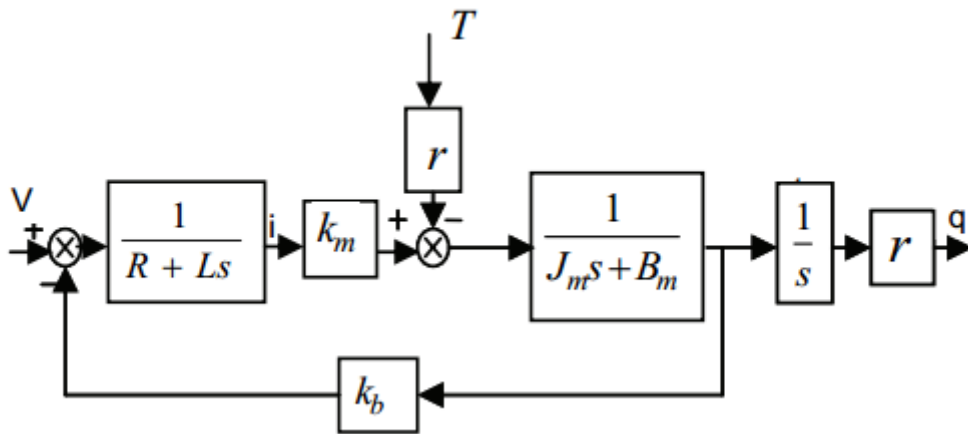
رابطه (۱۲-۴) سیستم کنترل حلقه بسته می‌باشد که یک سیستم خطی است و با شرط $k_p > 0$

پایدار است. بنابراین وقتی $t \rightarrow \infty$ آنگاه $e(t) \rightarrow 0$ و موقعیت روتور θ_m به موقعیت مطلوب روتور θ_{md} میل می‌کند.

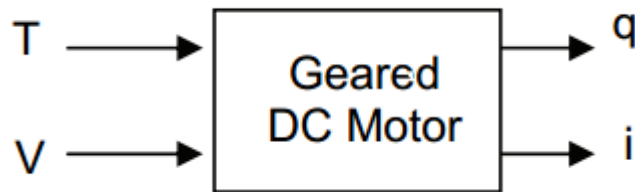
باتوجه به معادلات (۴-۴)، (۹-۴) و (۱۱-۴) قانون نهایی کنترل ربات به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$V = RI_a + L\dot{I}_a + K_b (\dot{q}_d + k_p(q_d - q)) \quad (۱۴-۴)$$

بلوک دیاگرام موتور مغناطیس جریان دائم در شکل (۲-۴) نمایش داده شده‌است. در سیستم موتور، ولتاژ موتور ورودی کنترلی است. گشتاور بار T به عنوان ورودی است که تحت کنترل نیست. جریان موتور و موقعیت مفصل ربات به عنوان خروجی موتور است. سیستم موتور در شکل (۳-۴) نشان داده شده است.

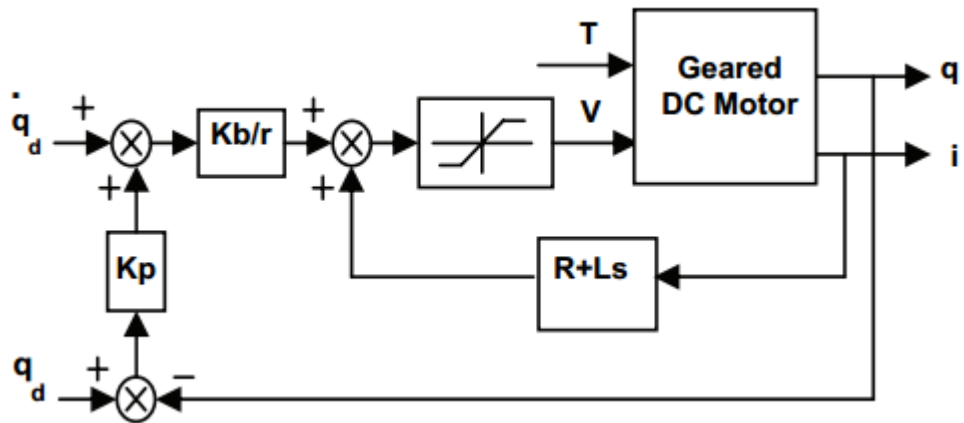


شکل (۲-۴) موتور مغناطیس جریان دائم [۱۳]

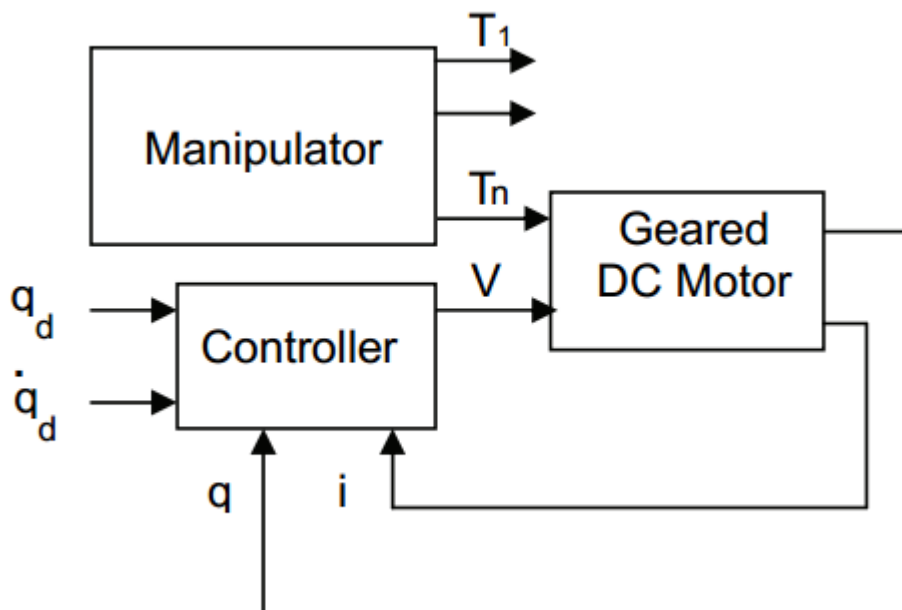


شکل (۳-۴) سیستم موتور [۱۳]

سیستم کنترل موتور مغناطیسی جریان دائم در شکل (۴-۴) نمایش داده شده است. علاوه بر این برای ایمن سازی موتور از اضافه ولتاژ، ولتاژ موتور در قانون کنترل محدود شده است. راهبرد مفصل مستقل با استفاده از یک کنترلر برای کنترل ولتاژ هر مفصل در شکل (۵-۴) نشان داده شده است.



شکل (۴-۴) سیستم کنترل موتور [۱۳]



شکل (۵-۴) سیستم کنترل ربات [۱۳]

۴-۴ شبیه سازی سیستم کنترل

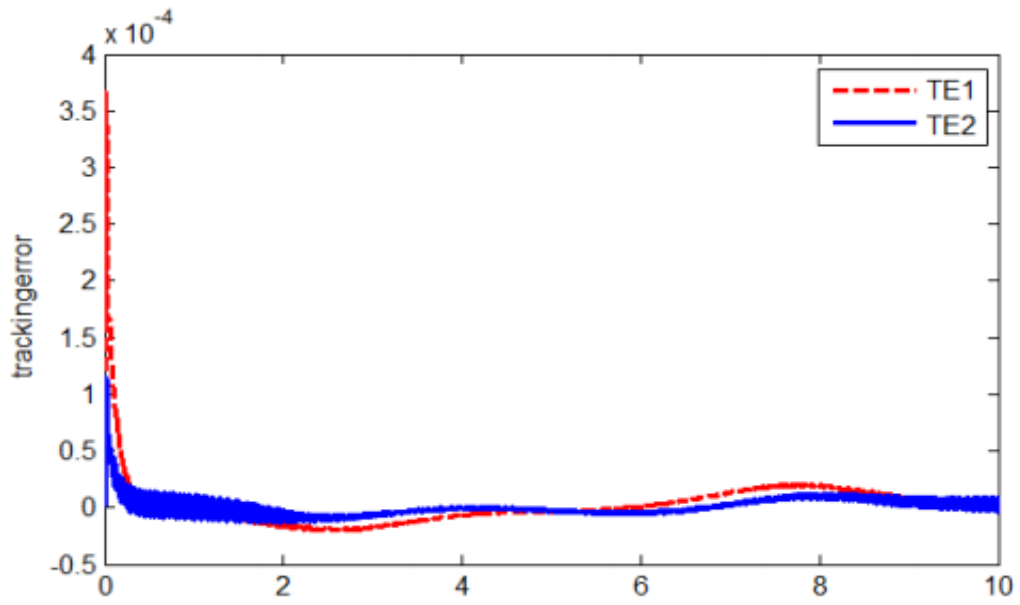
سیستم کنترل به صورت مستقل به هر مفصل ربات اعمال می شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل کننده جداگانه استفاده می شود. پارامترهای موتور در جدول (۴-۱) و پارامترهای دینامیکی ربات در پیوست [۱] داده شده اند. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل مطابق تابع زیر انتخاب شده اند:

$$\theta_{md} = 1 - \cos\left(\frac{\pi t}{5}\right) \quad (۴-۱۵)$$

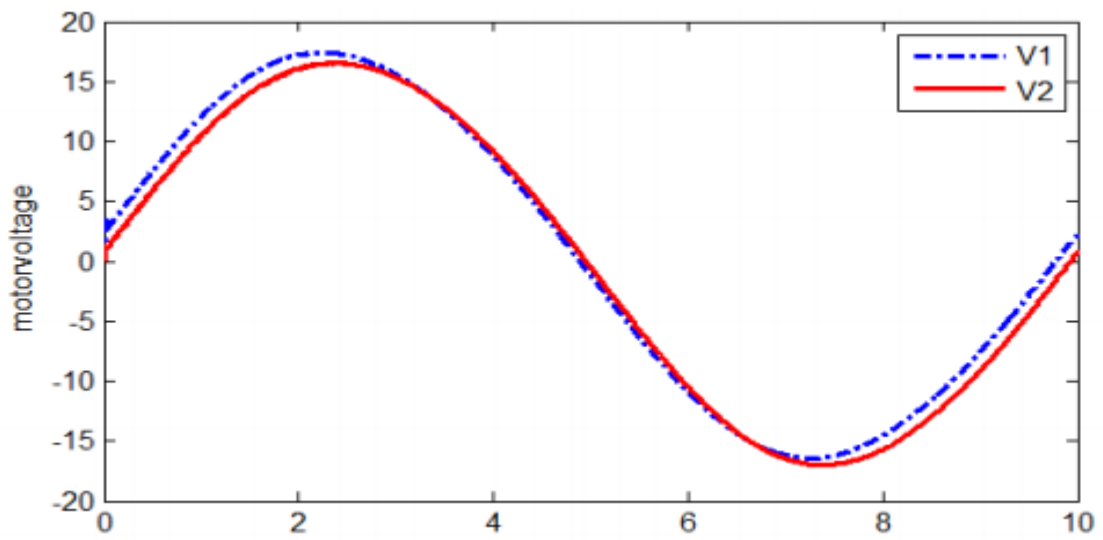
جهت اجرای شبیه سازی از قانون کنترل (۴-۱۴) استفاده می کنیم. برای موتور اول و برای موتور دوم به ترتیب $k_p = 10$ می باشد. زمان اجرای شبیه سازی ۱۰ ثانیه می باشد. شکل (۴-۶)، خطای ردگیری سیستم کنترل را نشان می دهد. همانطور که مشاهده می گردد، عملکرد ردیابی سیستم کنترل بسیار مناسب است. شکل (۴-۷)، ولتاژ موتورهای جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می دهد. همانطور که مشاهده می گردد، سیگنال ولتاژ نرم می باشد، نوسانات شدید ندارد و در محدوده کاری موتورهای قرار دارد.

جدول (۴-۱) پارامترهای موتور

Motor	J_m	B_m	R	R(Ω)	L(H)	K_m	$V_{max}(v)$
	Nms^2/rad	Nms/rad				$v.m/rad$	
1,2	0.0002	0.001	0.01	1.6	0.005	0.26	40



شکل (۴-۶) خطای ردیابی سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ



شکل (۴-۷) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ

فصل پنجم: طراحی کنترل کننده پسگام ربات دو رابط با راهبرد کنترل ولتاژ

۵-۱ مقدمه

در این فصل کنترل کننده پسگام با راهبرد کنترل ولتاژ طراحی، تحلیل و شبیه سازی می گردد. در نهایت پایداری سیستم کنترل و عملکرد ردیابی نیز بررسی و تضمین می شود. نتایج شبیه سازی حاکی از کارا بودن روش کنترلی است.

۵-۲ طراحی کنترل کننده پسگام

پیاده سازی روش پسگام به صورت گام به گام است. نخستین مرحله، با داخلی ترین زیرسیستم شروع می شود که پایداری آن با روش های مختلفی از جمله تعریف تابع لیاپانوف امکان پذیر است و در مرحله های بعد در هر مرحله زیرسیستمی که در نظر گرفته می شود، به دو زیرسیستم تقسیم می شود که به صورت سری به هم متصل شده اند که متغیر حالت زیر سیستم دوم به عنوان ورودی کنترلی مجازی برای زیر سیستم اول می باشد که در مرحله قبل طراحی شده است و با طراحی ورودی کنترلی مجازی زیر سیستم دوم به شکلی پایدار می شود که پایداری زیرسیستم های قبلی آن حفظ می شود. این روند تا جایی ادامه پیدا می کند تا ورودی کنترلی اصلی تعیین گردد.

همانطور که در فصل ۴ اشاره شد معادلات دینامیکی حاکم بر ربات با راهبرد کنترل ولتاژ به صورت زیر می باشد:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (۵-۱)$$

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = T_m \quad (۵-۲)$$

در رابطه (۵-۱)، $q \in \mathbb{R}^n$ بردار موقعیت مفاصل، n تعداد رابط های ربات، $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $G(q) \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای گرانشی و $\tau \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای ورودی مفاصل می باشد.

در رابطه (۲-۵)، $\tau \in \mathbb{R}^n$ گشتاور بار، $T_m \in \mathbb{R}^n$ گشتاور موتور، $J_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ممان اینرسی، $B_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ضریب میرایی و $r \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ضریب چرخ دنده‌های موتور می‌باشد.

رابطه بین گشتاور و جریان در موتور جریان مستقیم دائم به صورت زیر است.

$$T_m = K_m i \quad (۳-۵)$$

$K_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ثابت‌های گشتاور موتورها می‌باشد.

ضریب چرخ دنده ارتباط خطی بین موقعیت مفصل ربات و موقعیت روتور موتور را به صورت زیر فراهم می‌آورد:

$$q = r \theta_m \quad (۴-۵)$$

ورودی کنترلی در راهبرد کنترل ولتاژ، ولتاژ موتور می‌باشد. ولتاژ الکتریکی در موتور به صورت زیر تامین می‌شود:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_b \dot{\theta}_m + \phi \quad (۵-۵)$$

$R \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری مقاومت آرمیچر، $L \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری اندوکتانس آرمیچر، $K_b \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس قطری ضریب عکس‌العمل آرمیچر، $V \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ بردار ولتاژ موتورها و ϕ به عنوان اغتشاش که به ورودی موتور وارد می‌شود.

در موتور جریان مستقیم دائم K_m و K_b برابر می‌باشد.

با تعاریف $x_1 = \theta_m$ ، $x_2 = \dot{\theta}_m$ و $x_3 = i$ معادلات (۲-۵) و (۵-۵) در فضای حالت به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{J_m}(k_m x_3 - B_m x_2 - r\tau) \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{L}(v - R x_3 - k_b x_2 + \phi)\end{aligned}\quad (6-5)$$

این سیستم به فرم سیستم های بازخورد صریح می باشد. بنابراین می توان روش کنترلی پسگام تطبیقی

را روی آن اعمال کرد. با تعریف $d_1 = \frac{r\tau}{J_m}$ و $a_5 = \frac{1}{L}$ ، $a_4 = \frac{R}{L}$ ، $a_3 = \frac{K_b}{L}$ ، $a_2 = \frac{K_m}{J_m}$ ، $a_1 = \frac{B_m}{J_m}$

خواهیم داشت: $d_2 = a_5 \phi$

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 \\ \dot{x}_3 &= -a_4 x_3 - a_3 x_2 + a_5 v + d_2\end{aligned}\quad (7-5)$$

با توجه به اینکه هدف ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} می باشد. بنابراین باید روش پسگام در فضای خطا

اعمال شود. خطا به صورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{aligned}e_1 &= x_1 - x_{1d} \\ e_2 &= \dot{e}_1 = \dot{x}_d - \dot{x}_{1d} = x_2 - x_{2d} \\ e_2 &= x_3 - x_{3d}\end{aligned}\quad (8-5)$$

به عنوان متغیر کنترلی مجازی می باشد که در مراحل میانی میانی طراحی می گردد. برای طراحی

کنترل کننده روند زیر در نظر گرفته می شود [۴۳]:

گام اول: ابتدا داخلی ترین زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ در نظر گرفته می شود. تابع لیاپانوف در فضای خطا به

صورت زیر تعریف می شود:

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (9-5)$$

که معین مثبت و در مبدا برابر صفر می باشد. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 e_2 \quad (10-5)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_1 \leq 0$ برقرار باشد. با توجه به اینکه e_2 متغیرکنترلی مجازی معادله می باشد. بنابراین با انتخاب $e_{2d} = -K_1 e_1$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \quad (11-5)$$

بنابراین، تابع لیاپانوف (۹-۵) پایداری یکنواخت و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را تضمین می کند:

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

گام دوم: زیر سیستم زیر در نظر گرفته می شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 \end{aligned} \quad (12-5)$$

تابع لیاپانوف برای این زیر سیستم به صورت زیر تعریف می شود:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} z^2 \quad (13-5)$$

متغیر z به صورت زیر می باشد:

$$z = e_2 - e_{2d} = e_2 + k_1 e_1 \quad (14-5)$$

مشتق (۱۳-۵) برابر است با:

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + z \dot{z} \quad (15-5)$$

با توجه به $\dot{e}_1 = e_2$ و رابطه (۱۴-۵) خواهیم داشت:

$$\dot{e}_1 = z - K_1 e_1 \quad (16-5)$$

باتوجه به روابط (۷-۵) و (۱۴-۵) خواهیم داشت:

$$z = x_2 - x_{2d} + k_1 e_1 \rightarrow \dot{z} = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} + k_1 \dot{e}_1 = a_2 x_3 + a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2 \quad (17-5)$$

باتوجه به اینکه $e_3 = x_3 - x_{3d}$ خواهیم داشت:

$$\dot{z} = a_2 x_{3d} + a_2 e_3 - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2 \quad (18-5)$$

با جایگذاری روابط (۱۶-۵) و (۱۸-۵) در رابطه (۱۵-۵) خواهیم داشت:

$$\dot{V}_2 = e_1(z - K_1 e_1) + z(a_2 x_{3d} + a_2 e_3 - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2) \quad (19-5)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ برقرار باشد. بنابراین متغیر کنترلی مجازی x_{3d} به صورت زیر تعیین می‌گردد:

$$x_{3d} = (a_2)^{-1}(a_1 x_2 - d_1 + \dot{x}_{2d} - K_1 e_2 - K_2 z - e_1) \quad (20-5)$$

k_2 ثابت مثبت است. در نتیجه مشتق \dot{V}_2 برابر است با:

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 + z a_2 e_3 \quad (21-5)$$

علامت $z a_2 e_3$ نامشخص است، در مرحله بعد با طراحی تابع لیاپانوف جدید، e_3 در مبدا پایدار می‌شود، بنابراین، عبارت $z a_2 e_3$ به صفر میل می‌کند. لذا شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ برقرار می‌شود.

گام سوم: در این مرحله ورودی کنترلی اصلی v ، ولتاژ موتور تعیین می‌گردد. تابع لیاپانوف را برای پایداری سیستم (۷-۵)، ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (22-5)$$

تابع لیاپانوف V_3 معین مثبت و در مبدا برابر صفر می‌باشد. \dot{e}_3 طبق (۷-۵) و (۹-۵) برابر است با:

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = -a_4 x_3 - a_3 x_2 + a_5 v + d_2 - \dot{x}_{3d} \quad (23-5)$$

مشتق (۲۲-۵) برابر است:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \quad (24-5)$$

با جایگذاری روابط (21-5) و (23-5) در (24-5) خواهیم داشت:

$$\dot{V}_3 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 + z a_2 e_3 + e_3 (-a_4 x_3 - a_3 x_2 + d_2 + a_5 v - \dot{x}_{3d}) \quad (25-5)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [16]، باید شرط $\dot{V}_3 \leq 0$ برقرار باشد. بنابراین ورودی کنترلی v به

صورت زیر طراحی می‌شود:

$$v = (a_5)^{-1} (a_4 x_3 + a_3 x_2 - d_2 + \dot{x}_{3d} - K_3 e_3 - a_2 z) \quad (26-5)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{V}_3 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 - K_3 e_3^2 \quad (27-5)$$

بنابراین تابع لیپانوف (22-5) پایداری یکنواخت سیستم (7-5) و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_d

توسط متغیر حالت x_1 را فراهم می‌آورد:

$$e_3 \rightarrow 0 \Rightarrow x_3 \rightarrow x_{3d}$$

$$z \rightarrow 0 \Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d}$$

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

3-5 شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات

شبیه سازی بر روی ربات دو رابط با موتور جریان مستقیم دائم انجام گرفته است. پارامترهای ربات دو رابط

مطابق جدول (پ.2) در پیوست می باشد. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل عمل می‌نماید، بنابراین

برای هر مفصل از یک کنترل کننده مجزا استفاده می‌شود. در جدول (4-1) پارامترهای موتور جریان

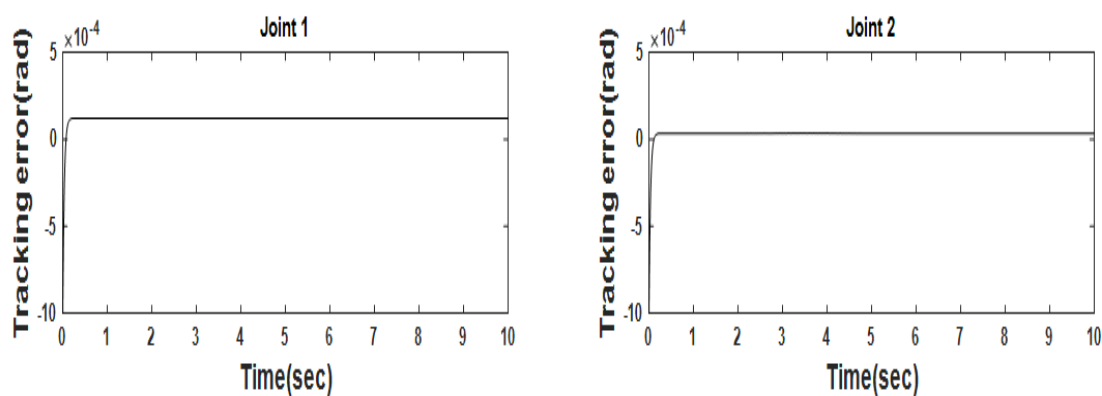
مستقیم دائم آمده است در این نوع موتور ها $K_m = K_b$ می‌باشد. به منظور بدست آوردن عملکرد

مطلوب پارامترهای طراحی سیستم کنترل پستگام با روش سعی و خطا تنظیم شده اند. بنابراین ممکن

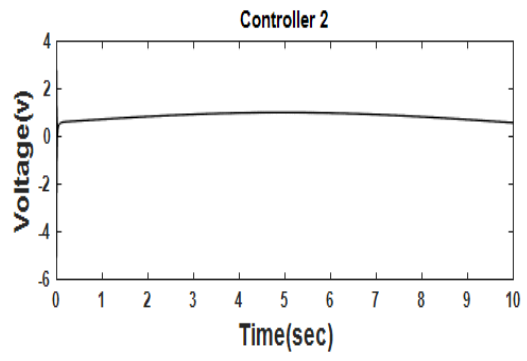
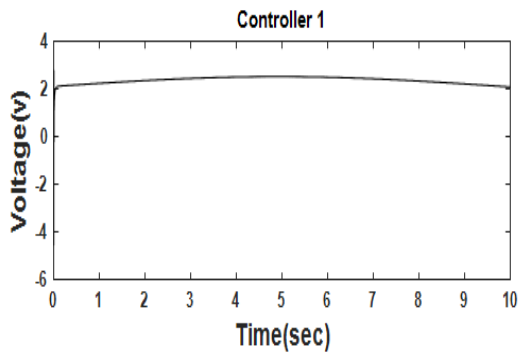
است با تغییر پارامترها نتایج بهتری بدست آید. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل بصورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$x_d = 0.05 - 0.05\cos(t) \quad (28-5)$$

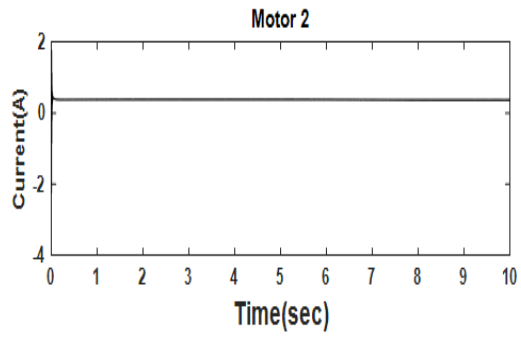
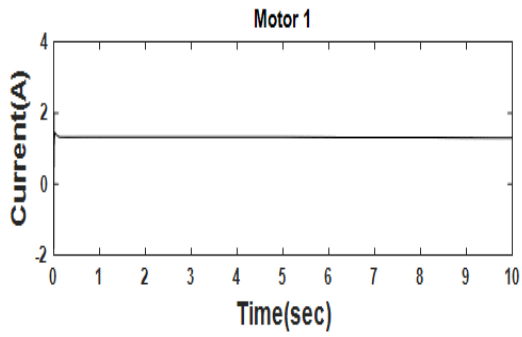
که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. جهت اجرای شبیه‌سازی از قانون کنترل (۲۰-۵) و (۲۶-۵) استفاده می‌شود. اغتشاش خارجی یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۱۰ ثانیه، تاخیر ۵ ثانیه، دامنه ۰,۲ و پهنای پالس ۵ به سیستم کنترل اعمال می‌شود. برای موتور اول و برای موتور دوم $k_3 = 10, k_2 = 0.1, k_1 = 30$ می‌باشد. زمان اجرای شبیه‌سازی ۱۰ ثانیه می‌باشد. شکل (۱-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل را نشان می‌دهد. خطای ردگیری برای مفصل اول و دوم در پایان زمان شبیه‌سازی به ترتیب 1.2×10^{-5} رادیان و 3.4×10^5 رادیان می‌باشد. شکل (۲-۵) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. ولتاژها در محدوده مجاز بدون پرش می‌باشند. شکل (۳-۵) جریان موتور می‌باشد که ملاحظه می‌شود کراندار است.



شکل (۱-۵) خطای ردگیری کنترل پسگام



شکل (۲-۵) سیگنال کنترل پسگام دورابط در ردگیری



شکل (۳-۵) جریان موتورها

فصل ششم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ ربات دو رابط با راهبرد کنترل
ولتاژ

روش پسگام ابزارای قوی در برابر عدم حذف ترم های غیرخطی ، ردیابی و تضمین پایداری سراسری سیستم می باشد و از آنجا که در کنترل ربات با عدم قطعیت روبرو هستیم، ترکیب این کنترل کننده با کنترل کننده تطبیقی در جبران عدم قطعیت موثر خواهد بود. در این فصل کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ طراحی، تحلیل و شبیه سازی می شود. در نهایت پایداری سیستم کنترل و عملکرد ردیابی نیز بررسی و تضمین می شود. نتایج شبیه سازی حاکی از کارا بودن روش کنترلی است.

۲-۶ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ

پیاده سازی روش پسگام تطبیقی کوکتوویچ به صورت گام به گام است . نخستین مرحله، با داخلی ترین زیرسیستم شروع می شود که پایداری آن با روش های مختلفی از جمله تعریف تابع لیاپانوف امکان پذیر است و در مرحله های بعد در هر مرحله زیرسیستمی که در نظر گرفته می شود، به دو زیرسیستم تقسیم می شود که به صورت سری به هم متصل شده اند که متغیر حالت زیرسیستم دوم به عنوان ورودی کنترلی مجازی برای زیرسیستم اول می باشد که در مرحله قبل طراحی شده است و زیرسیستم دوم با طراحی ورودی کنترلی مجازی و همچنین با تخمین عدم قطعیت های این زیر سیستم، به شکلی پایدار می شود که پایداری زیرسیستم های قبلی آن حفظ می شود. این روند تا جایی ادامه پیدا می کند تا ورودی کنترلی اصلی تعیین گردد.

مدل فضای حالت موتور مغناطیسی جریان دائم همانطور که در فصل ۵ محاسبه شد به صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 \\ \dot{x}_3 &= -a_4 x_3 - a_3 x_2 + a_5 v + d_2\end{aligned}\tag{۱-۶}$$

در این رابطه $a_1 = \frac{B_m}{J_m}$ ، $a_2 = \frac{K_m}{J_m}$ ، $a_3 = \frac{K_b}{L}$ ، $a_4 = \frac{R}{L}$ ، $a_5 = \frac{1}{L}$ ، $d_1 = \frac{r\tau}{J_m}$ و $d_2 = a_2\phi$ می باشد.

این سیستم به فرم سیستم‌های بازخورد صریح می باشد. بنابراین می توان روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ را روی آن اعمال کرد. فرض می کنیم پارامترهای موتور، گشتاور بار و اغتشاش خارجی نامعلوم هستند و با توجه به فرکانس بالای تطبیق، d_1 و d_2 که به ترتیب شامل گشتاور بار و اغتشاش است ثابت فرض می شوند. بنابراین سیستم دارای عدم قطعیت می باشد و با کنترل ولتاژ غلبه بر عدم قطعیت محک زده خواهد شد.

با توجه به اینکه هدف ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} می باشد. بنابراین باید روش پسگام در فضای خطا اعمال شود:

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \quad (۲-۶)$$

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - x_{2d} \quad (۳-۶)$$

$$e_3 = x_3 - x_{3d} \quad (۴-۶)$$

x_{3d} متغیر کنترلی مجازی می باشد که در مراحل میانی تعیین می گردد.

برای طراحی کنترل کننده روند زیر در نظر گرفته می شود [۴۳]:

گام اول: ابتدا داخلی ترین زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ در نظر گرفته می شود. تابع لیاپانوف در فضای خطا به

صورت زیر تعریف می شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (۵-۶)$$

تابع لیاپانوف معین مثبت و در مبدا برابر صفر می باشد. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 e_2 \quad (۶-۶)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_1 \leq 0$ برقرار باشد. با توجه به اینکه e_2 متغیر کنترلی مجازی معادله می‌باشد. بنابراین با انتخاب $e_{2d} = -K_1 e_1$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \quad (۷-۶)$$

تابع لیاپانوف (۵-۶) پایداری یکنواخت و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را تضمین می‌کند:

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

گام دوم: در این مرحله زیر سیستم زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 \end{aligned} \quad (۸-۶)$$

تابع لیاپانوف برای پایداری زیر سیستم (۸-۶)، ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 و همچنین با توجه به وجود عدم قطعیت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} z^2 + \frac{1}{2\lambda} \tilde{d}_1^2 + \frac{1}{2\alpha} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2\beta} \tilde{a}_2^2 \quad (۹-۶)$$

که از پایین کراندار می‌باشد. در رابطه ی بالا:

$$z = e_2 - e_{2d} = e_2 + k_1 e_1 \quad (۱۰-۶)$$

$$\begin{aligned} \tilde{d}_1 &= d_1 - \hat{d}_1 \\ \tilde{a}_1 &= a_1 - \hat{a}_1 \\ \tilde{a}_2 &= a_2 - \hat{a}_2 \end{aligned} \quad (۱۱-۶)$$

\hat{d}_1 تخمین d_1 ، \hat{a}_1 تخمین a_1 و \hat{a}_2 تخمین a_2 می‌باشد که در این مرحله تخمین زده می‌شوند.

مشتق (۹-۶) برابر است با:

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + z \dot{z} - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\tilde{a}}_2 \quad (12-6)$$

در رابطه بالا، با جایگذاری (۲-۶) در (۱۲-۶)، \dot{e}_1 برابر است با:

$$\dot{e}_1 = z - k_1 e_1 \quad (13-6)$$

و همچنین باتوجه به روابط (۸-۶) و (۱۰-۶)، \dot{z} برابر است با:

$$z = x_2 - \dot{x}_d + k_1 e_1 \rightarrow \dot{z} = a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + k_1 (z - k_1 e_1) \quad (14-6)$$

با جایگذاری (۴-۶) در (۱۴-۶) خواهیم داشت:

$$\dot{z} = a_2 x_{3d} + a_2 e_3 - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2 \quad (15-6)$$

با جایگذاری (۱۱-۶) در (۱۵-۶) خواهیم داشت:

$$\dot{z} = \hat{a}_2 x_{3d} + \hat{a}_2 e_3 + \tilde{a}_2 x_3 - \hat{a}_1 x_2 - \tilde{a}_1 x_2 + \hat{d}_1 + \tilde{d}_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2 \quad (16-6)$$

با جایگذاری (۱۳-۶) و (۱۶-۶) در (۱۲-۶) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & e_1 (z - K_1 e_1) + z (\hat{a}_2 x_{3d} + \hat{a}_2 e_3 - \hat{a}_1 x_2 + \hat{d}_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2) + \dots \\ & z \tilde{a}_2 x_3 - z \tilde{a}_1 x_2 + z \tilde{d}_1 - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\tilde{a}}_2 \end{aligned} \quad (17-6)$$

برای پایداری طبق لم باربالات [۱۶]، یکی از شروط این است که $\dot{V}_2 \leq 0$ باشد. بنابراین مولفه‌های \tilde{d}_1 ،

\tilde{a}_2 و \tilde{a}_1 با قانون به روزرسانی پارامتر به صورت زیر حذف می‌شوند:

$$\tilde{d}_1 z - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{d}}_1 = \lambda z \Rightarrow \tilde{d}_1 = \int_0^t \lambda z dt + \tilde{d}_1(0) \quad (18-6)$$

$$-\tilde{a}_1 z x_2 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{a}}_1 = \alpha z x_2 \Rightarrow \tilde{a}_1 = -\int_0^t \alpha z x_2 dt + \tilde{a}_1(0) \quad (19-6)$$

$$\tilde{a}_2 z x_3 - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\hat{a}}_2 = 0 \Rightarrow \dot{\hat{a}}_2 = \beta x_3 \Rightarrow \hat{a}_2 = \int_0^t \beta z x_3 dt + \hat{a}_2(0) \quad (20-6)$$

بنابراین:

$$\dot{V}_2 = e_1(z - K_1 e_1) + z(\tilde{a}_2 x_{3d} + \tilde{a}_2 e_3 - \hat{a}_1 x_2 + \hat{d}_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2) \quad (21-6)$$

همچنین برای برقراری شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ ، متغیر کنترلی مجازی x_{3d} به صورت زیر تعیین می‌گردد:

$$x_{3d} = (\hat{a}_2)^{-1}(\hat{a}_1 x_2 - \hat{d}_1 + \dot{x}_{2d} - K_1 e_2 - K_2 z - e_1) \quad (22-6)$$

k_2 ثابت مثبت می‌باشد. در نتیجه مشتق \dot{V}_2 برابر است با:

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 + z \hat{a}_2 e_3 \quad (23-6)$$

علامت $z \hat{a}_2 e_3$ نامشخص است، در مرحله بعد با طراحی تابع لیاپانوف جدید، e_3 در مبدا پایدار می‌شود، بنابراین عبارت $z \hat{a}_2 e_3$ به صفر میل می‌کند. بنابراین خواهیم داشت:

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 \quad (24-6)$$

$\dot{V}_2 \leq 0$ است، بنابراین متغیرهای \tilde{a}_2 و $\tilde{a}_1, \tilde{d}_1, z, e_1$ کراندار هستند. باتوجه به اینکه z کراندار است، بنابراین e_2 کراندار است. مشتق (24-6) برابر است با:

$$\ddot{V}_2 = -2K_1 e_1 \dot{e}_2 - 2K_2 z \dot{z} \quad (25-6)$$

در رابطه‌ی بالا \dot{z} برابر است با:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + K_1 e_2 = a_2 x_3 - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2 \quad (26-6)$$

در رابطه‌ی (26-6) متغیر x_3 در همین مرحله طراحی شد که کراندار بودن آن در رابطه‌ی (22-6) نمایان است. بنابراین رابطه‌ی (25-6) کراندار است. یعنی، \dot{V}_2 به صورت یکنواخت پیوسته می‌باشد. آنگاه به کارگیری لم باربالات نشان می‌دهد که چنانچه $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V}_2 \rightarrow 0$ میل می‌کند:

$$z \rightarrow 0 \Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d}$$

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

گام سوم: در این مرحله ورودی کنترلی اصلی v ، ولتاژ موتور تعیین می گردد. تابع لیاپانوف برای پایداری سیستم (۱-۶)، ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 و همچنین با توجه به عدم قطعیت سیستم به صورت زیر تعریف می شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2\chi}\tilde{a}_3^2 + \frac{1}{2\Gamma}\tilde{a}_4^2 + \frac{1}{2\kappa}\tilde{a}_5^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{d}_2^2 \quad (27-6)$$

که از پایین کراندار است. مشتق (۲۷-۶) برابر است با:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_3\dot{e}_3 - \frac{1}{\gamma}\tilde{d}_2\dot{\tilde{d}}_2 - \frac{1}{\chi}\tilde{a}_3\dot{\tilde{a}}_3 - \frac{1}{\Gamma}\tilde{a}_4\dot{\tilde{a}}_4 - \frac{1}{\kappa}\tilde{a}_5\dot{\tilde{a}}_5 \quad (28-6)$$

در رابطه بالا:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_3 &= a_3 - \hat{a}_3 \\ \tilde{a}_4 &= a_4 - \hat{a}_4 \\ \tilde{a}_5 &= a_5 - \hat{a}_5 \\ \tilde{d}_2 &= d_2 - \hat{d}_2 \end{aligned} \quad (29-6)$$

با توجه به رابطه (۱-۶) و (۴-۶)، \dot{e}_3 برابر است با:

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = -a_4x_3 - a_3x_2 + a_5v + d_2 - \dot{x}_{3d} \quad (30-6)$$

با جایگذاری (۲۹-۶) در (۳۰-۶) خواهیم داشت:

$$\dot{e}_3 = -\tilde{a}_4x_3 - \hat{a}_4x_3 - \tilde{a}_3x_2 - \hat{a}_3x_2 + \tilde{a}_5v + \hat{a}_5v + \tilde{d}_2 + \hat{d}_2 - \dot{x}_{3d} \quad (31-6)$$

با جایگذاری رابطه (۲۳-۶) و (۳۱-۶) در (۲۸-۶) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 &= -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 + z \hat{a}_2 e_3 + \dots \\
&e_3 (-\tilde{a}_4 x_3 - \hat{a}_4 x_3 - \tilde{a}_3 x_2 - \hat{a}_3 x_2 + \tilde{a}_5 v + \hat{a}_5 v + \tilde{d}_2 + \hat{d}_2 - \dot{x}_{3d}) \dots \\
&-\frac{1}{\gamma} \tilde{d}_2 \dot{\tilde{d}}_2 - \frac{1}{\chi} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 - \frac{1}{\Gamma} \tilde{a}_4 \dot{\tilde{a}}_4 - \frac{1}{\kappa} \tilde{a}_5 \dot{\tilde{a}}_5 = \dots \quad (32-6) \\
&-K_1 e_1^2 - K_2 z^2 + z \hat{a}_2 e_3 + e_3 (-\hat{a}_4 x_3 - \hat{a}_3 x_2 + \hat{d}_2 + \hat{a}_5 v - \dot{x}_{3d}) + \dots \\
&-e_3 \tilde{a}_4 x_3 - e_3 \tilde{a}_3 x_2 + e_3 \tilde{a}_5 v + e_3 \tilde{d}_2 - \frac{1}{\chi} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 - \frac{1}{\Gamma} \tilde{a}_4 \dot{\tilde{a}}_4 - \frac{1}{\kappa} \tilde{a}_5 \dot{\tilde{a}}_5 - \frac{1}{\gamma} \tilde{d}_2 \dot{\tilde{d}}_2
\end{aligned}$$

برای پایداری طبق لم باربلات [۱۶]، یکی از شروط این است که $\dot{V}_3 \leq 0$ باشد. بنابراین مولفه های

\tilde{d}_2 ، \tilde{a}_3 ، \tilde{a}_4 و \tilde{a}_5 با قانون به روزسانی به صورت زیر حذف می شوند:

$$e_3 \hat{d}_2 - \frac{1}{\gamma} \tilde{d}_2 \dot{\tilde{d}}_2 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{d}}_2 = \gamma e_3 \Rightarrow \tilde{d}_2 = \int_0^t \gamma e_3 dt + \hat{d}_2(0) \quad (33-6)$$

$$-e_3 \tilde{a}_3 x_2 - \frac{1}{\chi} \tilde{a}_3 \dot{\tilde{a}}_3 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{a}}_3 = -\chi e_3 x_2 \Rightarrow \tilde{a}_3 = -\chi \int_0^t e_3 x_2 dt + \hat{a}_3(0) \quad (34-6)$$

$$-e_3 \tilde{a}_4 x_3 - \frac{1}{\Gamma} \tilde{a}_4 \dot{\tilde{a}}_4 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{a}}_4 = -\Gamma e_3 x_3 \Rightarrow \tilde{a}_4 = -\Gamma \int_0^t e_3 x_3 dt + \hat{a}_4(0) \quad (35-6)$$

$$e_3 \tilde{a}_5 v - \frac{1}{\kappa} \tilde{a}_5 \dot{\tilde{a}}_5 = 0 \Rightarrow \dot{\tilde{a}}_5 = \kappa e_3 v \Rightarrow \tilde{a}_5 = \kappa \int_0^t e_3 v dt + \hat{a}_5(0) \quad (36-6)$$

همچنین برای برقراری شرط $\dot{V}_3 \leq 0$ ، ورودی کنترلی v به صورت زیر تعیین می گردد:

$$v = (\hat{a}_5)^{-1} (\hat{a}_4 x_3 + \hat{a}_3 x_2 - \hat{d}_2 + \dot{x}_{3d} - K_3 e_3 - a_2 z) \quad (37-6)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{V}_3 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 - K_3 e_3^2 \quad (38-6)$$

بنابراین متغیرهای $e_1, z, e_3, \tilde{d}_2, \tilde{a}_3, \tilde{a}_4, \tilde{a}_5$ کراندار هستند. باتوجه به اینکه z کراندار است، بنابراین

e_2 کراندار است. مشتق (38-6) برابر است با:

$$\ddot{V}_3 = -K_1 e_1 e_2 - K_2 z \dot{z} - K_3 e_3 \dot{e}_3 \quad (39-6)$$

کراندار بودن \dot{z} در مرحله قبل تحلیل گردید. در رابطه (39-6) \dot{e}_3 برابر است با:

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = -a_4 x_3 - a_3 x_2 + a_5 v + d_2 + \dots \\ (\hat{a}_2)^{-2} (\hat{a}_1 x_2 - \hat{d}_1 + \dot{x}_{2d} - K_1 e_2 - K_2 z - e_1) - \dots \\ (\hat{a}_2)^{-1} (\hat{a}_1 \dot{x}_2 + \hat{a}_1 x_2 - \hat{d}_1 + \ddot{x}_{2d} - K_1 \dot{e}_2 - K_2 \dot{z} - \dot{e}_1) \end{aligned} \quad (40-6)$$

$\dot{V}_3 \leq 0$ است، بنابراین کراندار بودن مولفه‌های \hat{d}_1 ، \hat{a}_1 و \hat{a}_2 طبق روابط (39-6) تا (40-6) قابل رویت می‌باشد. بنابراین عبارت (39-6) کراندار است. یعنی، \dot{V}_3 به صورت یکنواخت پیوسته می‌باشد. آنگاه بکارگیری لم باربالات نشان می‌دهد چنانکه $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V}_3 \rightarrow 0$ میل می‌کند:

$$\begin{aligned} e_3 \rightarrow 0 &\Rightarrow x_3 \rightarrow x_{3d} \\ z \rightarrow 0 &\Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d} \\ e_1 \rightarrow 0 &\Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d} \end{aligned}$$

3-6 شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات

شبیه سازی بر روی ربات دو رابط با موتور جریان مستقیم دائم انجام گرفته است. پارامترهای ربات دو رابط مطابق جدول (پ.2) در پیوست می‌باشد.

دیاگرام سیستم کنترل در شکل (39-6) نمایش داده شده است. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل عمل می‌نماید. بنابراین برای هر مفصل از یک کنترل کننده مجزا استفاده می‌شود. در جدول (39-4) پارامترهای موتور جریان مستقیم دائم آمده است در این نوع موتور ها $K_m = K_b$ می‌باشد. به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی سیستم کنترل پسگام تطبیقی با روش سعی و خطا تنظیم شده‌اند. بنابراین ممکن است نتایج بهتری بدست آید. مسیر مطلوب برای ردیابی هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل بصورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

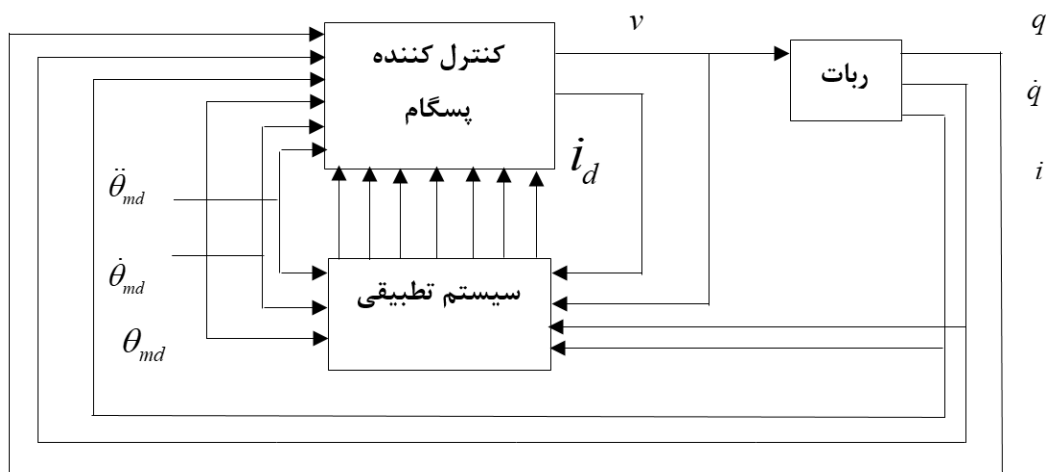
$$x_d = 0.05 - 0.05 \cos(t) \quad (41-6)$$

که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. جهت اجرای شبیه سازی از قوانین کنترل (۶-۲۲) و (۶-۳۷) و قوانین تطبیق (۶-۱۸) تا (۶-۲۰) و (۶-۳۳) تا (۶-۳۶) استفاده می شود. برای موتور اول و برای موتور دوم $k_3 = 1500, k_2 = 30, k_1 = 4$ می باشد. زمان اجرای شبیه سازی ۱۰ ثانیه می باشد. اغتشاش خارجی بوسیله یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۱۰ ثانیه، تاخیر ۵ ثانیه، دامنه ۰,۲ و پهنای پالس ۵ به سیستم کنترل اعمال می شود. بدین ترتیب می توان تاثیر عدم قطعیت ها بر سیستم کنترل را بررسی نمود که در شکل (۶-۲) نمایش داده شده است. شکل (۶-۳) خطای ردیابی سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می دهد. خطای ردیابی در پایان زمان شبیه سازی برای مفصل اول و دوم به ترتیب 6.83×10^{-5} رادیان و 1.35×10^0 رادیان می باشد. شکل (۶-۴) مقاوم بودن خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ در برابر اغتشاش را نمایش می دهد. شکل (۶-۵) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می دهد. ولتاژها در محدوده مجاز بدون پرش می باشند. در لحظه شروع تغییرات ناگهانی در سیگنال کنترل مشاهده می شود که به علت وجود خطای ردگیری در لحظه شروع می باشد و همچنین تاثیر اغتشاش بر روی سیگنال کنترل در لحظه ۵ ثانیه قابل مشاهده است. شکل (۶-۶) جریان موتور می باشد که ملاحظه می شود کراندار است. در شکل (۶-۷)، همگرایی پارامترهای موتور قابل مشاهده است. همانگونه که در شکل مشخص است پارامترها پس از مدت کوتاهی به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده اند. با در نظر گرفتن بلوک اشباع در ورودی کنترل کننده، شکل (۶-۸) خطای ردیابی سیستم کنترل را در حضور اغتشاش نشان می دهد. خطای ردیابی در پایان زمان شبیه سازی برای مفصل اول و دوم به ترتیب 6.83×10^{-5} رادیان و 1.35×10^{-5} رادیان می باشد. شکل (۶-۹) مقاوم بودن خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ در برابر اغتشاش را نشان می دهد. شکل (۶-۱۰) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می دهد. ولتاژها در محدوده مجاز بدون پرش می باشند. در لحظه شروع تغییرات ناگهانی در سیگنال کنترل مشاهده می شود که به علت وجود خطای ردگیری در لحظه شروع می باشد و همچنین تاثیر اغتشاش بر روی سیگنال کنترل

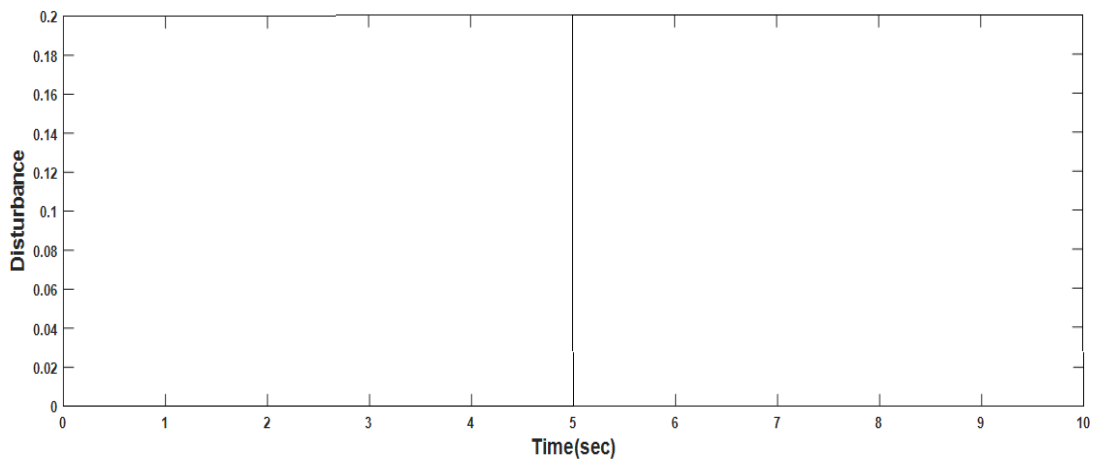
در لحظه ۵ ثانیه قابل مشاهده است. شکل (۶-۱۱) جریان موتور می‌باشد که ملاحظه می‌شود کراندار است. شکل (۶-۱۲)، همگرایی پارامترهای موتور را نشان می‌دهد که به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.

بنابراین در صورت استفاده از تابع اشباع در ورودی کنترل کننده تنها روی سیگنال کنترلی تاثیرگذار است و باعث کاهش تغییرات ناگهانی سیگنال کنترل در لحظه شروع می‌شود که به علت وجود خطای ردگیری در لحظه شروع می‌باشد.

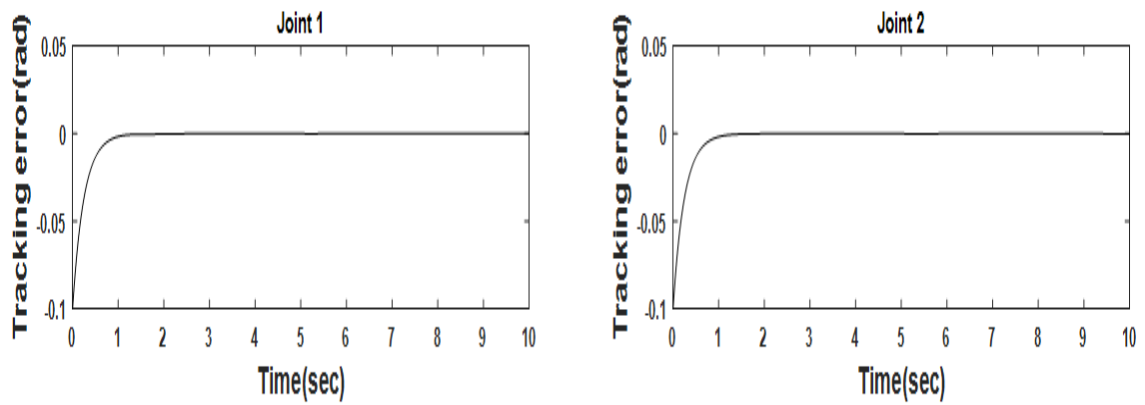
بطور کلی می‌توان اظهار نظر نمود روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ بر مبنای کنترل ولتاژ در ردیابی عملکرد خوبی دارد. این روش در مقابل عدم قطعیت‌ها مقاوم بوده و به مدل سیستم رباتیک وابسته نمی‌باشد. این روش بصورت مفصل مستقل اعمال شده و هر موتور به صورت جداگانه کنترل می‌شود. در این روش کنترلی از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر نمی‌شود و بنابراین دارای عملکرد کنترلی بهتری نسبت به کنترل گشتاور است. طراحی سیستم کنترل ساده و کاربردی است. همچنین این روش نسبت به کنترل پسگام تطبیقی بر مبنای کنترل گشتاور دارای ساختار ساده‌تری بوده و بنابراین اجرای آن آسان‌تر است.



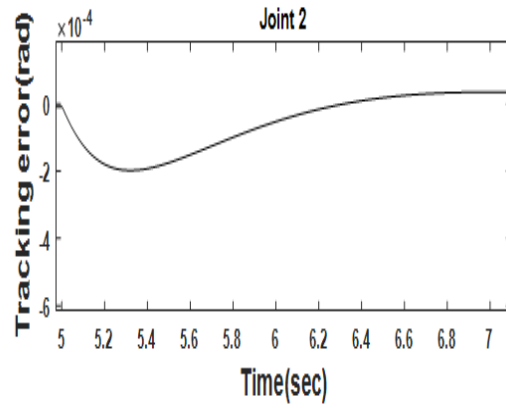
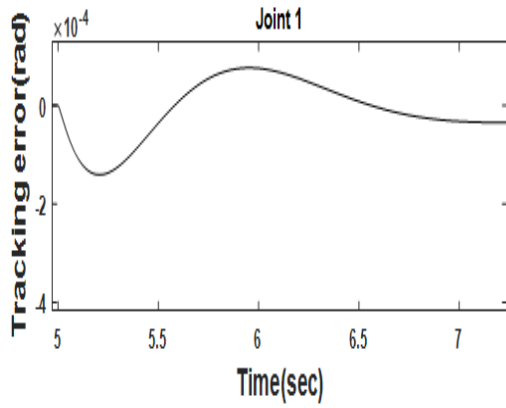
شکل (۶-۱) دیاگرام سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ



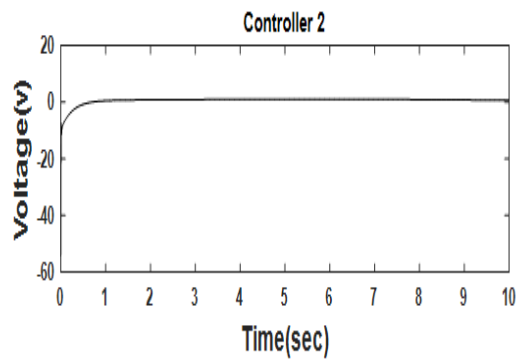
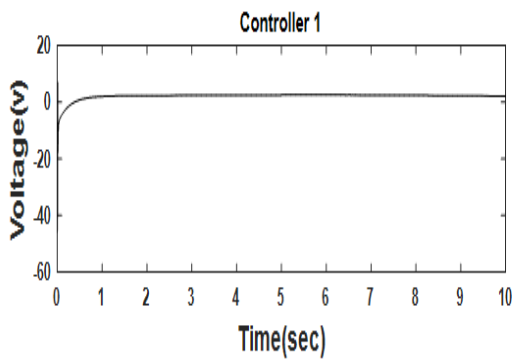
شکل (۲-۶) اغتشاش خارجی



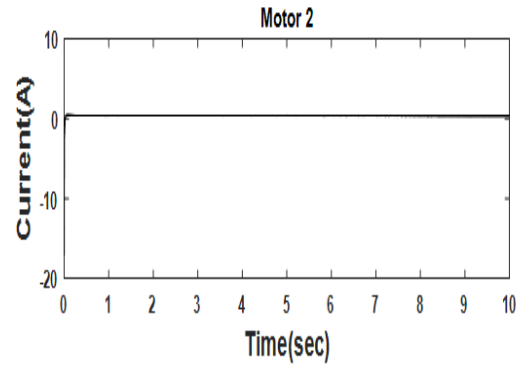
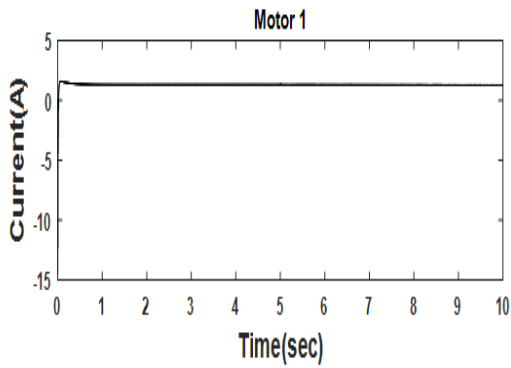
شکل (۳-۶) خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ



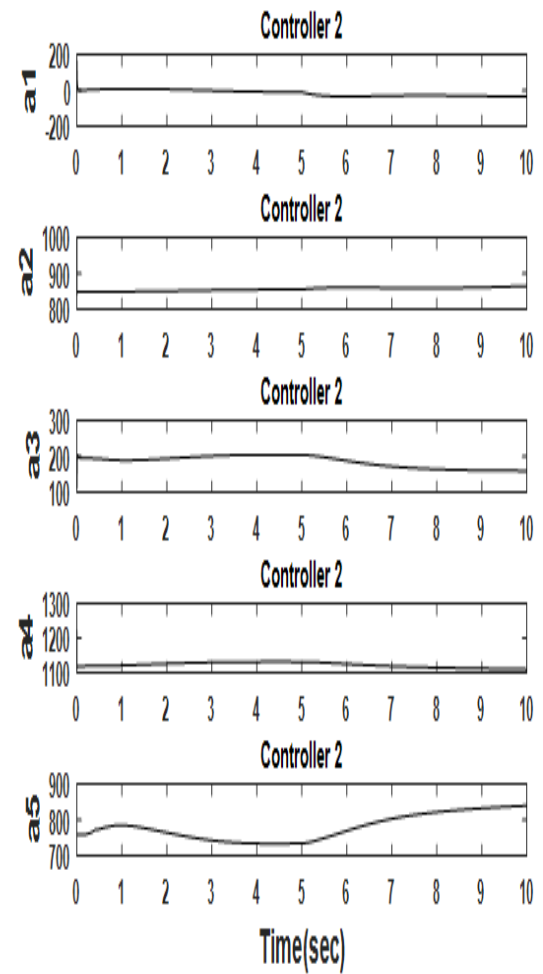
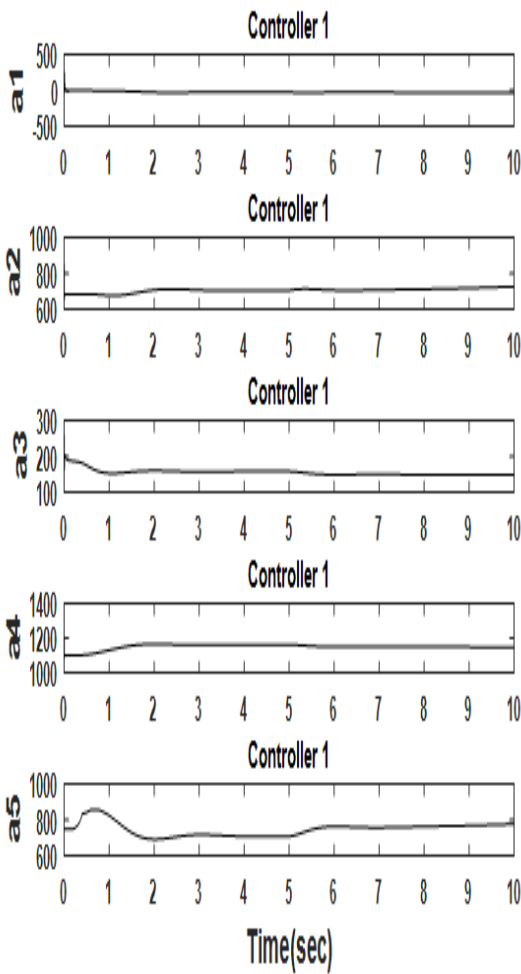
شکل (۴-۶) مقاوم بودن خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ



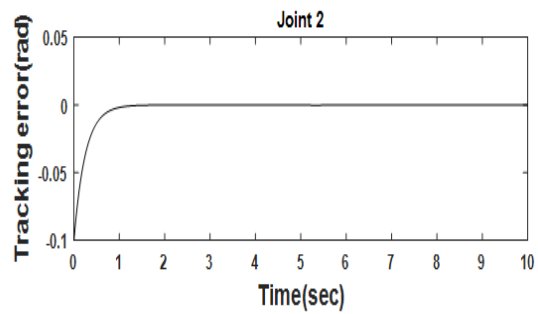
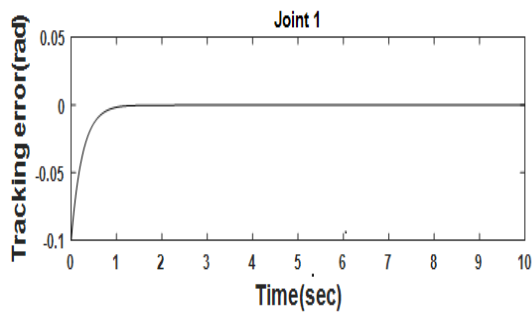
شکل (۵-۶) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ در ردیابی



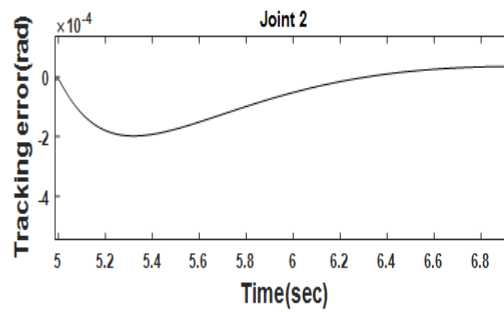
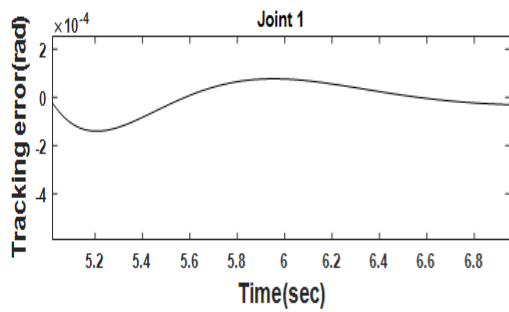
شکل (۶-۶) جریان موتورها برای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ



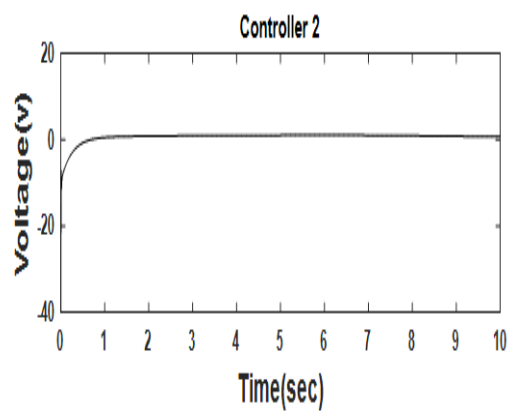
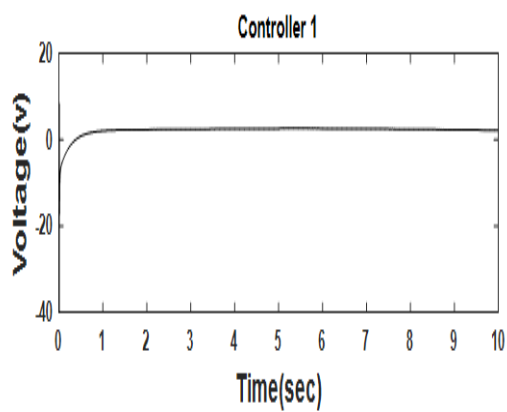
شکل (۷-۶) همگرایی پارامترها در کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ



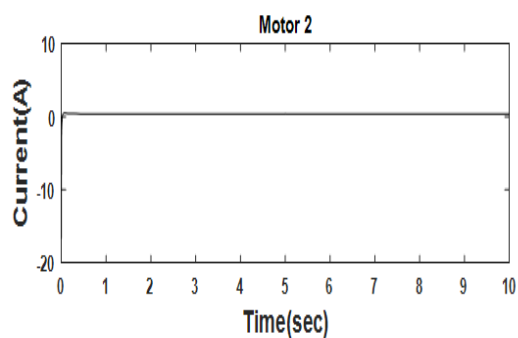
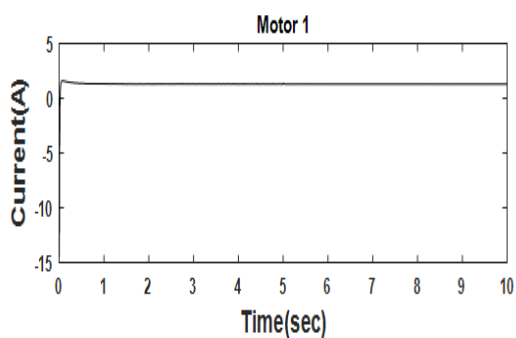
شکل (۸-۶) خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع



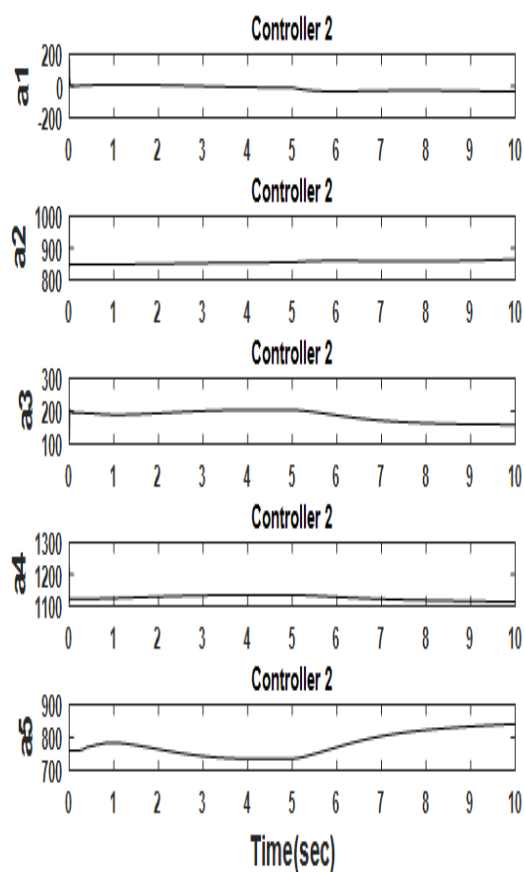
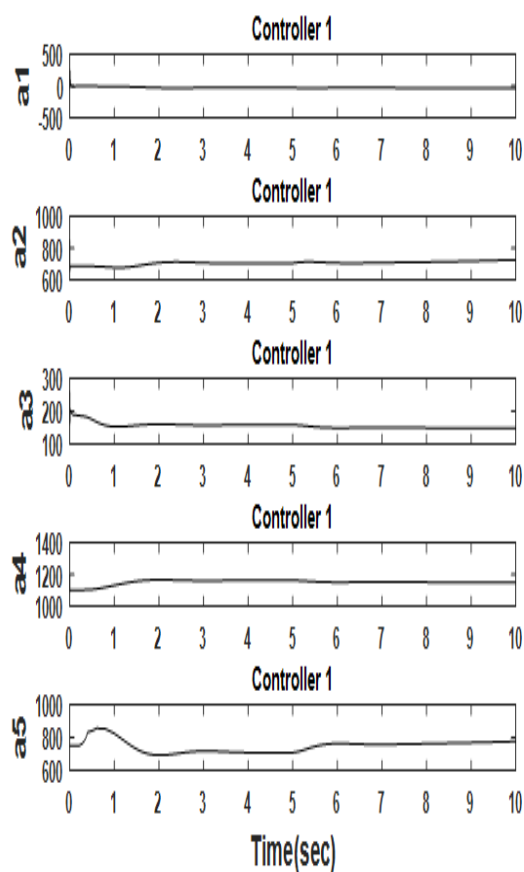
شکل (۹-۶) مقاوم بودن کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع



شکل (۱۰-۶) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع



شکل (۶-۱۱) جریان موتورها برای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع



شکل (۶-۱۲) همگرایی پارامترهای در کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با اشباع

فصل هفتم: کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین ربات دورابط با راهبرد

کنترل ولتاژ

۱-۷ مقدمه

روش پسگام ابزارای قوی در برابر عدم حذف ترم‌های غیرخطی، ردیابی و تضمین پایداری سراسری سیستم می‌باشد و از آنجا که در کنترل ربات با عدم قطعیت روبرو هستیم، ترکیب این کنترل کننده با کنترل کننده تطبیقی در جبران عدم قطعیت موثر خواهد بود. در این فصل جریان موتور با روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ به عنوان ورودی کنترلی معادلات دینامیکی موتور بدست آورده می‌شود و در ادامه ولتاژ موتور به عنوان ورودی کنترل ربات با روش کنترل تطبیقی اسلوتین طراحی و در نهایت سیستم کنترل تحلیل و شبیه سازی می‌گردد. از مزیت های این روش نسبت به روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ این است که به فیدبک جریان مورد نیاز نیست. در نهایت پایداری سیستم کنترل و عملکرد ردیابی نیز بررسی و تضمین می‌شود. نتایج شبیه سازی حاکی از کارا بودن روش کنترلی است.

۲-۷ طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین

پیاده سازی روش پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین به صورت گام به گام است. این روش به صورت دو مرحله‌ای است که در مرحله اول جریان موتور با روش پسگام تطبیقی کوکتوویچ طراحی می‌شود. در مرحله دوم، ولتاژ موتور به عنوان ورودی کنترل ربات با روش کنترل تطبیقی اسلوتین طراحی می‌گردد. همانطور که در فصل ۵ گفته شد معادلات دینامیکی موتور در فضای حالت به ازای $x_1 = \theta_m$ و $x_2 = \dot{\theta}_m$ به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_2 i - a_1 x_2 + d_1 \end{cases} \quad (1-7)$$

این سیستم به فرم سیستم‌های بازخورد صریح می‌باشد. بنابراین می‌توان روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ را روی آن اعمال کرد. در این رابطه $a_1 = \frac{B_m}{J_m}$ ، $a_2 = \frac{K_m}{J_m}$ و $d_1 = \frac{rT}{J_m}$ می‌باشد. فرض می‌کنیم پارامترهای موتور و گشتاور بار نامعلوم هستند. با توجه به فرکانس بالای تطبیق، d_1 که شامل

گشتاور بار است ، ثابت فرض می شود. بنابراین سیستم دارای عدم قطعیت می باشد و با کنترل ولتاژ غلبه بر عدم قطعیت محک زده خواهد شد.

با توجه به اینکه هدف ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} می باشد. بنابراین باید روش پسگام در فضای خطا اعمال شود. خطا به صورت زیر تعریف می شود:

$$e_1 = x_1 - x_{1d} \quad (2-7)$$

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{x}_d - \dot{x}_{1d} = x_2 - x_{2d} \quad (3-7)$$

برای طراحی کنترل کننده روند زیر در نظر گرفته می شود [۴۳] و [۱۶] :

گام اول: ابتدا داخلی ترین زیر سیستم $\dot{x}_1 = x_2$ در نظر گرفته می شود. تابع لیاپانوف در فضای خطا به صورت زیر تعریف می شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4-7)$$

تابع لیاپانوف معین مثبت و در مبدا برابر صفر می باشد. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 e_2 \quad (5-7)$$

برای پایداری طبق قضیه لاسال [۱۶]، باید شرط $\dot{V}_1 \leq 0$ برقرار باشد. با توجه به اینکه e_2 متغیر کنترلی مجازی معادله می باشد. بنابراین با انتخاب $e_{2d} = -K_1 e_1$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \quad (6-7)$$

تابع لیاپانوف (۴-۷) پایداری یکنواخت و ردیابی مجانبی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 را فراهم می آورد :

$$e_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_d$$

گام دوم: در این مرحله سیستم زیر را در نظر گرفته می شود:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= a_2 i - a_1 x_2 + d_1\end{aligned}\quad (7-7)$$

تابع لیاپانوف برای پایداری این زیر سیستم، ردیابی سیگنال مرجع x_{1d} توسط متغیر حالت x_1 و همچنین با توجه به وجود عدم قطعیت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} z^2 + \frac{1}{2\lambda} \tilde{d}_1^2 + \frac{1}{2\alpha} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2\beta} \tilde{a}_2^2 \quad (8-7)$$

که کراندار می‌باشد. در رابطه ی بالا:

$$z = e_2 - e_{2d} = e_2 + k_1 e_1 \quad (9-7)$$

$$\begin{aligned}\tilde{d}_1 &= d_1 - \hat{d}_1 \\ \tilde{a}_1 &= a_1 - \hat{a}_1 \\ \tilde{a}_2 &= a_2 - \hat{a}_2\end{aligned}\quad (10-7)$$

در رابطه ی بالا، \hat{d}_1 تخمین d_1 ، \hat{a}_1 تخمین a_1 و \hat{a}_2 تخمین a_2 می باشد که در این مرحله تخمین زده می‌شوند. مشتق (8-7) برابر است با:

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + z \dot{z} - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\tilde{d}}_1 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\tilde{a}}_2 \quad (11-7)$$

در رابطه بالا با توجه به روابط (2-7) در (9-7)، \dot{e}_1 برابر است با:

$$\dot{e}_1 = z - k_1 e_1 \quad (12-7)$$

و همچنین با جایگذاری (1-7) و (3-7) در (9-7)، \dot{z} برابر است با:

$$z = x_2 - \dot{x}_d + k_1 e_1 \rightarrow \dot{z} = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} + k_1 \dot{e}_1 = a_2 i - a_1 x_2 + d_1 - \dot{x}_{2d} + k_1 e_2 \quad (13-7)$$

با جایگذاری (12-7) و (13-7) در (11-7) خواهیم داشت:

$$\dot{V}_2 = e_1(z - K_1 e_1) + z(\hat{a}_2 i - \hat{a}_1 x_2 + \hat{d}_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2) + \dots$$

$$\tilde{a}_2 x_3 z - \tilde{a}_1 x_2 z + \tilde{d}_1 z - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\hat{d}}_1 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\hat{a}}_1 - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\hat{a}}_2 \quad (14-7)$$

برای پایداری طبق لم باربالات [۱۶]، یکی از شروط این است که $\dot{V}_2 \leq 0$ باشد. بنابراین مولفه های \tilde{d}_1 ، \tilde{a}_1 و \tilde{a}_2 با قانون به روزرسانی پارامتر به صورت زیر حذف می شوند:

$$\tilde{d}_1 z - \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_1 \dot{\hat{d}}_1 = 0 \Rightarrow \dot{\hat{d}}_1 = \lambda z \Rightarrow \hat{d}_1 = \int_0^t \lambda z dt + \hat{d}_1(0) \quad (15-7)$$

$$\tilde{a}_1 x_2 - \frac{1}{\alpha} \tilde{a}_1 \dot{\hat{a}}_1 = 0 \Rightarrow \dot{\hat{a}}_1 = \alpha x_2 \Rightarrow \hat{a}_1 = \int_0^t \alpha x_2 dt + \hat{a}_1(0) \quad (16-7)$$

$$\tilde{a}_2 i - \frac{1}{\beta} \tilde{a}_2 \dot{\hat{a}}_2 = 0 \Rightarrow \dot{\hat{a}}_2 = \beta i \Rightarrow \hat{a}_2 = \int_0^t \beta i dt + \hat{a}_2(0) \quad (17-7)$$

همچنین برای برقراری شرط $\dot{V}_2 \leq 0$ ، ورودی کنترلی i به صورت زیر تعیین می گردد:

$$i = (\hat{a}_2)^{-1} (a_1 x_2 - \hat{d}_1 + \dot{x}_{2d} - K_1 e_2 - K_2 z - e_1) \quad (19-7)$$

k_2 ثابت مثبت است. بنابراین \dot{V}_2 برابر است با:

$$\dot{V}_2 = -K_1 e_1^2 - K_2 z^2 \quad (20-7)$$

$\dot{V}_2 \leq 0$ است، بنابراین متغیرهای $e_1, z, \tilde{d}_1, \tilde{a}_1$ و \tilde{a}_2 کراندار هستند. باتوجه به اینکه z کراندار است،

بنابراین e_2 کراندار است. مشتق (۲۰-۷) برابر است با:

$$\ddot{V}_2 = -2K_1 e_1 e_2 - 2K_2 z \dot{z} \quad (21-7)$$

در رابطه‌ی بالا \dot{z} برابر است با:

$$\dot{z} = \dot{e}_2 + K_1 e_2 = a_2 i - a_1 x_2 + \dot{d}_1 - \dot{x}_{2d} + K_1 e_2 \quad (22-7)$$

در رابطه‌ی (۷-۲۲) ورودی کنترلی i در همین مرحله طراحی شد که کراندار بودن آن در رابطه‌ی (۷-۱۹) نمایان است. بنابراین رابطه‌ی (۷-۲۱) کراندار است. یعنی، \dot{V}_2 به صورت یکنواخت پیوسته می‌باشد. آنگاه به کارگیری لم باربالات نشان می‌دهد که چنانچه $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V}_2 \rightarrow 0$ میل می‌کند:

$$z \rightarrow 0 \Rightarrow e_2 \rightarrow e_{2d} \Rightarrow x_2 \rightarrow x_{2d}$$

$$\dot{e}_1 \rightarrow 0 \Rightarrow x_1 \rightarrow x_{1d}$$

در این مرحله روش پسگام تطبیقی کوکتوویچ به پایان می‌رسد و با توجه به اینکه ولتاژ موتور به عنوان ورودی کنترلی سیستم رباتیک می‌باشد در مرحله بعد با استفاده از روش تطبیقی اسلوتین [۱۶] طراحی می‌شود.

مرحله سوم: با جایگذاری جریان طراحی شده در مرحله قبل در معادله الکتریکی موتور در پیوست ۱ خواهیم داشت:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_b \dot{\theta}_m + \phi \quad (۷-۲۳)$$

با اضافه و کم کردن مولفه $\dot{\theta}_m$ خواهیم داشت:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_b \dot{\theta}_m + \phi = Ri + \dot{\theta}_m + \overbrace{(-\dot{\theta}_m + L \frac{di}{dt} + K_b \dot{\theta}_m + \phi)}^{d_2} = Ri + \dot{\theta}_m + d_2 \quad (۷-۲۴)$$

عدم قطعیت d_2 شامل دینامیک ربات، اغتشاش خارجی و دینامیک $L \frac{di}{dt}$ می‌باشد. قانون کنترلی برای معادله (۷-۲۳) به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V = Ri + f + d_2 \quad (۷-۲۵)$$

با جایگذاری (۷-۲۵) در (۷-۲۴) خواهیم داشت:

$$f = \dot{\theta}_m \quad (26-7)$$

معادله (26-7) یک سیستم انتگرال گیر است که f ورودی و θ_m موقعیت روتور، خروجی آن است. بنابراین برای ردیابی مسیر مطلوب قانون کنترل خطی به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$f = \dot{x}_d + k_p(\theta_{md} - \theta_m) \quad (27-7)$$

با جایگذاری (27-7) در (25-7)، قانون کنترل برابر است:

$$V = Ri + \dot{x}_d + K_p e + d_2 \quad (28-7)$$

$e = \theta_{md} - \theta_m$ خطای ردیابی سیستم می باشد. با توجه به اینکه سیستم دارای عدم قطعیت می باشد، بنابراین قانون کنترل ولتاژ به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$V = \widehat{R}i_a + \dot{x}_d + K_p e + \widehat{d}_2 \quad (29-7)$$

با تساوی (28-7) و (29-7) خواهیم داشت:

$$Ri_a + \dot{\theta}_m + d_2 = \widehat{R}i_a + \dot{x}_d + K_p e + \widehat{d}_2 \Rightarrow e + K_p e = (R - \widehat{R})i_a + d_2 - \widehat{d}_2 \quad (30-7)$$

با تعریف $y = \begin{pmatrix} I_a \\ 1 \end{pmatrix}$ ، $\widehat{p} = \begin{pmatrix} \widehat{R} \\ \widehat{d}_2 \end{pmatrix}$ ، $p = \begin{pmatrix} R \\ d_2 \end{pmatrix}$ خواهیم داشت:

$$\dot{e} + K_p e = (p - \widehat{p})^T y \quad (31-7)$$

$\dot{e} + K_p e = 0$ سیستم کنترل حلقه بسته و یک سیستم خطی می باشد و با شرط $k_p > 0$ پایدار است. بنابراین وقتی $t \rightarrow \infty$ میل کند، آنگاه $e(t) \rightarrow 0$ میل می کند و موقعیت روتور θ_m به موقعیت مطلوب θ_{md} میل می کند. لذا برای برقراری این شرط برای معادله (31-7)، تابع لیاپانوف با توجه به وجود عدم قطعیت به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$V = \frac{1}{2} \zeta e^2 + \frac{1}{2} (p - \widehat{p})^T (p - \widehat{p}) \quad (32-7)$$

که از پایین کراندار است. مشتق آن برابر است با:

$$\dot{V} = \zeta e \dot{e} - (p - \hat{p})^T \dot{\hat{p}} \quad (33-7)$$

با جایگذاری (31-7) در (33-7) خواهیم داشت:

$$\dot{V} = \zeta e ((p - \hat{p})^T y - K_p e) - (p - \hat{p})^T \dot{\hat{p}} = -\zeta K_p e^2 + (\zeta e y - \dot{\hat{p}})(p - \hat{p})^T \quad (34-7)$$

برای پایداری طبق لم باربالات [16]، یکی از شروط این است که $\dot{V} \leq 0$ باشد. بنابراین مولفه $(p - \hat{p})^T$ با قانون به روزرسانی پارامتر به صورت زیر حذف می شود:

$$(\zeta e y - \dot{\hat{p}})(p - \hat{p})^T = 0 \Rightarrow \dot{\hat{p}} = \zeta e y \Rightarrow \hat{p} = \int_0^t \zeta e y dt + \hat{p}(0) \Rightarrow \dots \quad (35-7)$$

$$\hat{R} = \zeta \int_0^t e i_a dt + \hat{R}(0) \quad (36-7)$$

$$\hat{d}_2 = \zeta \int_0^t e dt + \hat{d}(0)$$

خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\zeta K_p e^2 \quad (37-7)$$

$\dot{V}_2 \leq 0$ است، بنابراین متغیرهای e و \tilde{p} کراندار هستند. مشتق (37-7) برابر است با:

$$\dot{V} = -2\zeta K_p e \dot{e} = -2\zeta K_p e (\tilde{y} - K e) \quad (38-7)$$

یعنی، \dot{V}_2 به صورت یکنواخت پیوسته می باشد. آنگاه به کارگیری لم باربالات نشان می دهد که چنانچه $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V} \rightarrow 0$ میل می کند:

$$e \rightarrow 0 \Rightarrow \theta \rightarrow \theta_{md}$$

۳-۷ شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات

شبیه سازی بر روی ربات دورابط با موتور جریان مستقیم دائم انجام گرفته است. پارامترهای ربات مطابق جدول (پ.۲) در پیوست می باشد.

دیاگرام سیستم کنترل در شکل (۷-۱) نمایش داده شده است. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل عمل می نماید. بنابراین برای هر مفصل از یک کنترل کننده مجزا استفاده می شود. در جدول (۴-۱) پارامترهای موتور جریان مستقیم دائم آمده است در این نوع موتور ها $K_m = K_b$ می باشد. به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با روش سعی و خطا تنظیم شده اند. بنابراین ممکن است نتایج بهتری بدست آید. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل بصورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

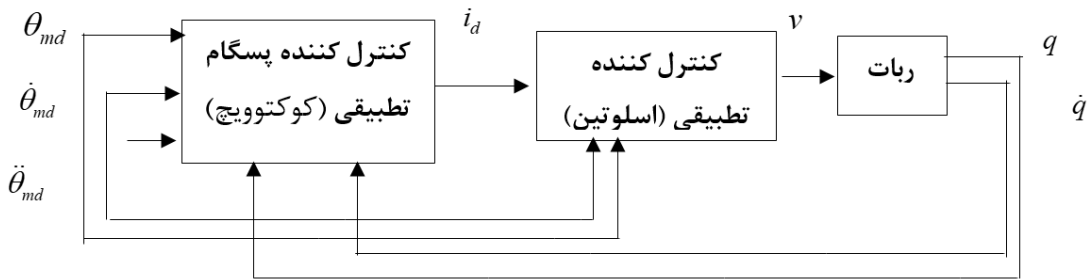
$$x_d = 0.05 - 0.05\cos(t) \quad (۷-۳۹)$$

که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است. جهت اجرای شبیه سازی از قوانین کنترل (۷-۱۹) و (۷-۲۹) و قوانین تطبیق (۷-۱۵) تا (۷-۱۷) و (۷-۳۶) استفاده می شود. پارامترهای تنظیم برای موتور اول و برای موتور دوم $k_1 = 1, k_2 = 7.5, k_p = 7.5$ می باشد. زمان اجرای شبیه سازی ۱۰ ثانیه می باشد. اغتشاش خارجی بوسیله یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۱۰ ثانیه، تاخیر ۵ ثانیه، دامنه ۰.۵ و پهنای پالس ۵ به سیستم کنترل اعمال می شود. بدین ترتیب می توان تاثیر عدم قطعیت ها بر سیستم کنترل را بررسی نمود که در شکل (۷-۲) نمایش داده شده است. شکل (۷-۳) خطای ردیابی سیستم کنترل را در حضور اغتشاش نشان می دهد. خطای ردگیری در پایان زمان شبیه سازی برای مفصل اول و دوم به ترتیب 5.77×10^{-5} رادیان و 1.26×10^{-5} رادیان می باشد. شکل (۷-۴) مقاوم بودن خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در برابر اغتشاش را نمایش می دهد. شکل (۷-۵) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می دهد. ولتاژها در محدوده مجاز بدون پرش می باشند. شکل (۷-۶) جریان موتور می باشد که ملاحظه می شود کراندار است. شکل (۷-۷)، همگرایی پارامترهای موتور را نشان می دهد که به مقدار ثابتی همگرا شده اند. همانگونه که در شکل مشخص است پارامترها

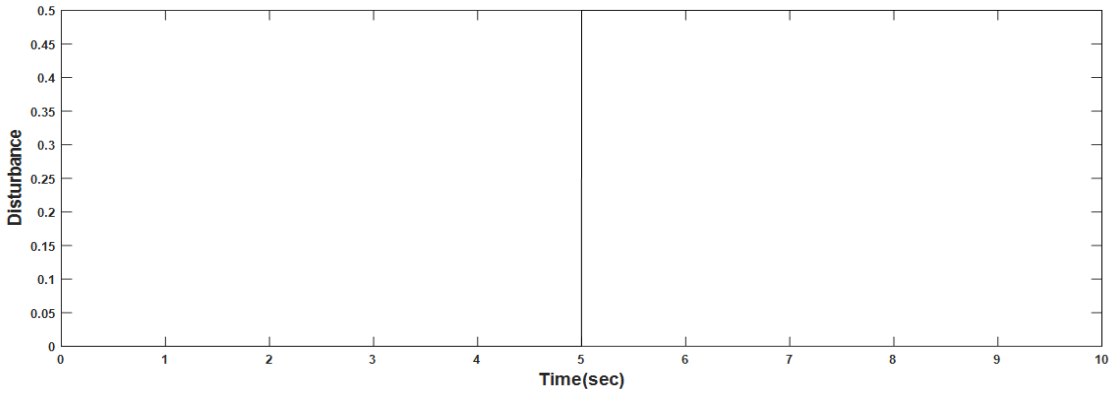
پس از مدت کوتاهی به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده اند. با در نظر گرفتن بلوک اشباع در ورودی کنترل کننده، شکل (۷-۸) خطای ردیابی سیستم کنترل را در حضور اغتشاش نشان می دهد. خطای ردیابی در پایان زمان شبیه سازی برای مفصل اول و دوم به ترتیب 6.83×10^{-5} رادیان و 1.35×10^{-5} رادیان می باشد. شکل (۷-۹) مقاوم بودن خطای ردگیری کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در برابر اغتشاش را نشان می دهد. شکل (۷-۱۰) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می دهد. ولتاژها در محدوده مجاز بدون پرش می باشند. شکل (۷-۱۱) جریان موتور می باشد که ملاحظه می شود کراندار است. شکل (۷-۱۲)، همگرایی پارامترهای موتور را نشان می دهد که به مقدار ثابتی همگرا شده اند.

بنابراین در صورت استفاده از تابع اشباع در ورودی کنترل کننده تنها روی سیگنال کنترلی تاثیرگذار است و باعث کاهش تغییرات ناگهانی سیگنال کنترل در لحظه شروع می شود که به علت وجود خطای ردیابی در لحظه شروع می باشد.

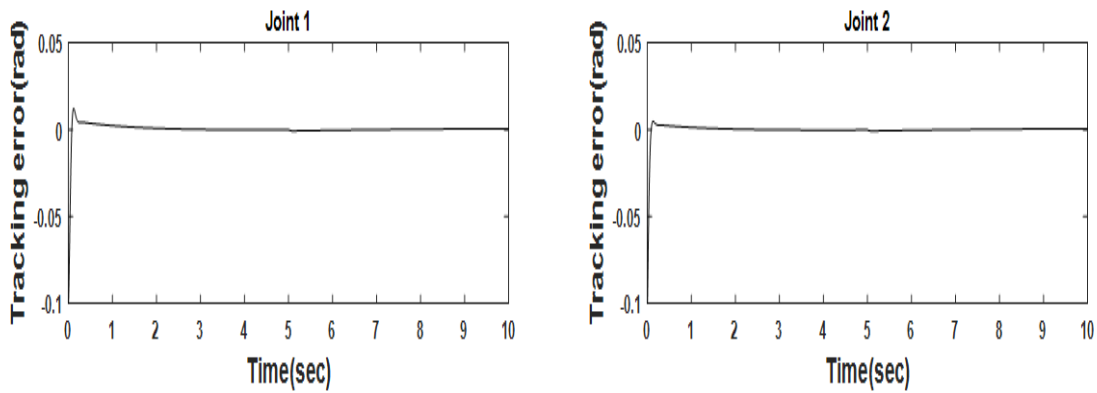
بطور کلی می توان اظهار نظر نمود روش کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین بر مبنای کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردیابی خوب می باشد. این روش در مقابل عدم قطعیت ها مقاوم بوده و وابسته به مدل سیستم رباتیک وابسته نمی باشد. این روش بصورت مفصل مستقل اعمال شده و هر موتور به صورت جداگانه کنترل می شود. در این روش کنترلی از دینامیک محرکه ها صرف نظر نمی شود و طراحی سیستم کنترل ساده و کاربردی است. در روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ از سه فیدبک موقعیت، سرعت و جریان موتور نیاز دارد در حالی که در روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین تنها از دو فیدبک موقعیت و سرعت استفاده می نماید. ولی روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ در برابر اغتشاش نسبت به روش کنترلی پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین مقاوم تر عمل می کند.



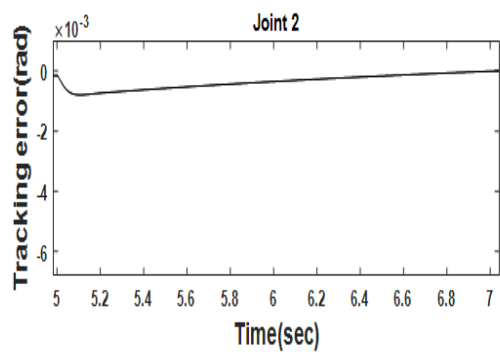
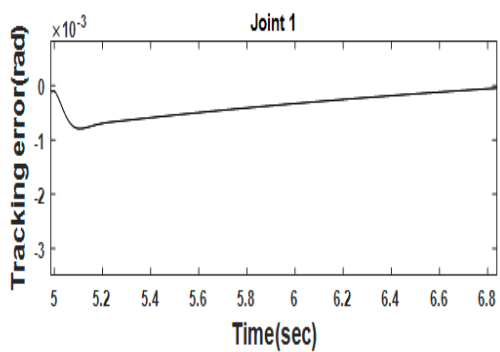
شکل (۱-۷) دیاگرام سیستم کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین



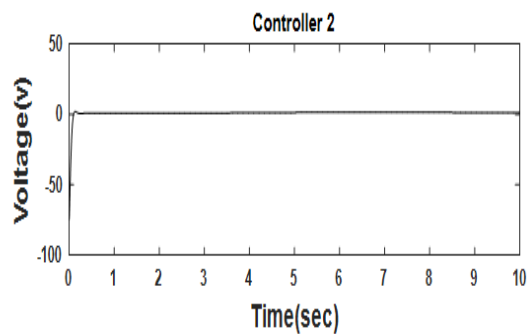
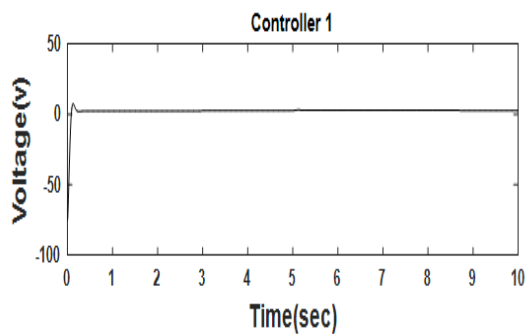
شکل (۱-۷) اغتشاش خارجی



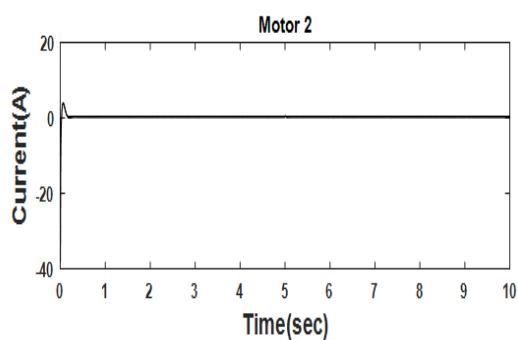
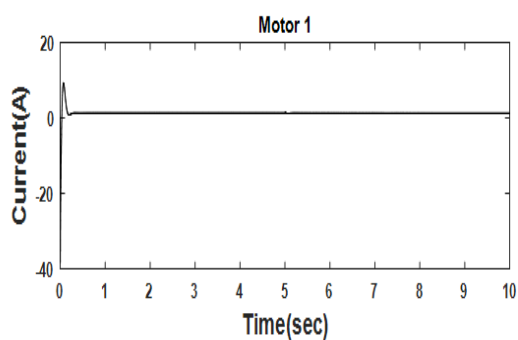
شکل (۲-۷) خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین



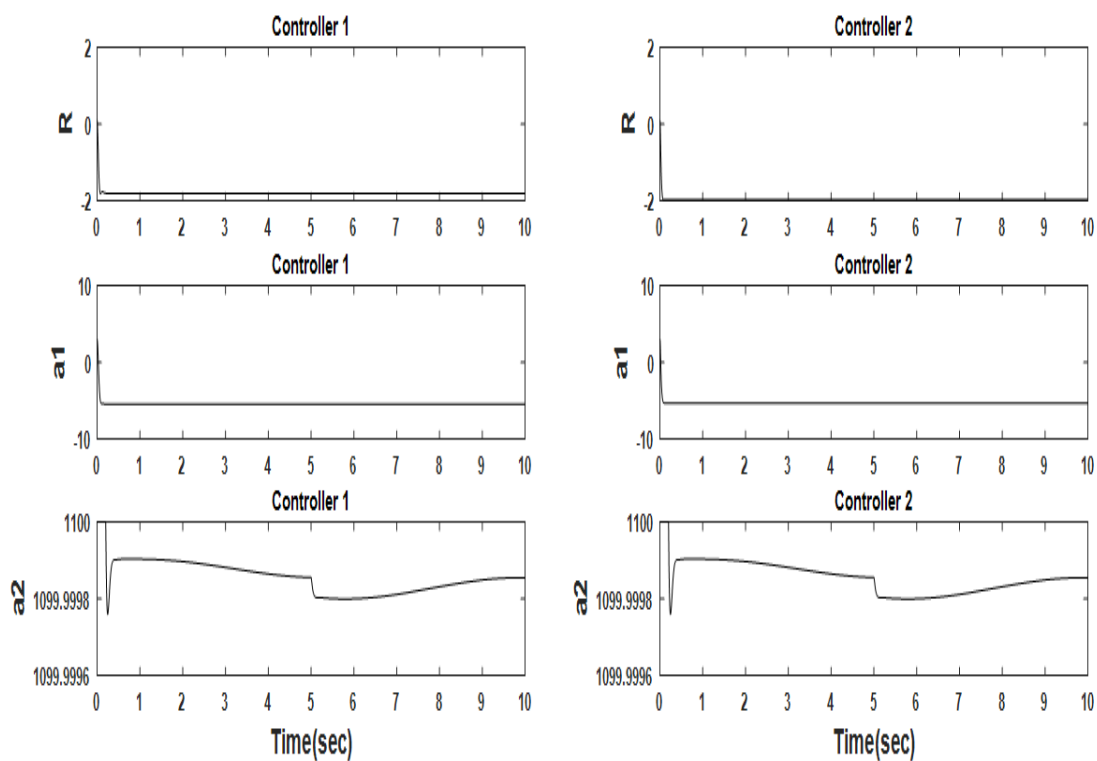
شکل (۳-۷) مقاوم بودن کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در برابر اغتشاش



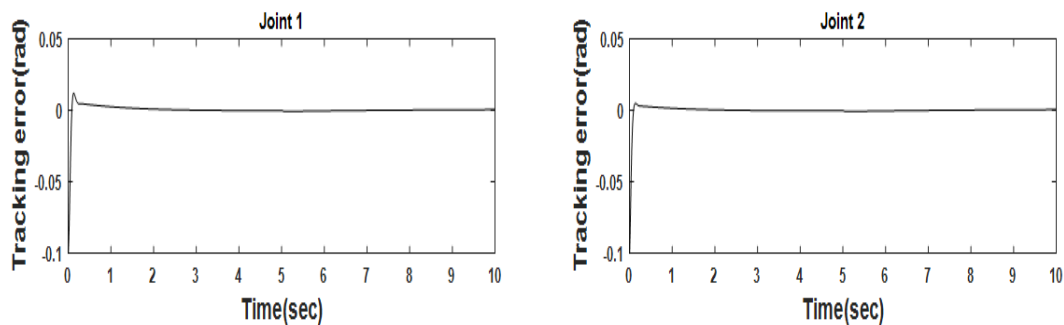
شکل (۴-۷) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در ردیابی



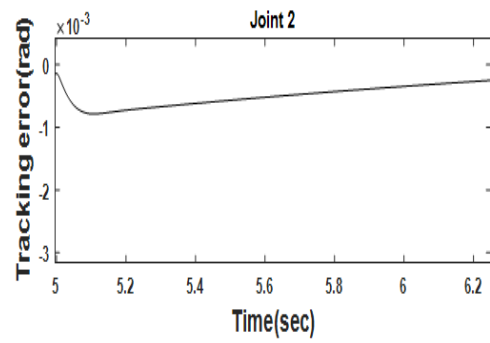
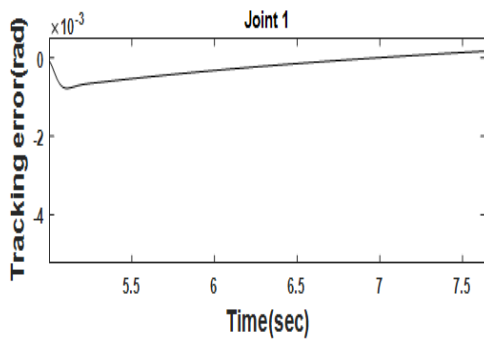
شکل (۵-۷) جریان موتور ها



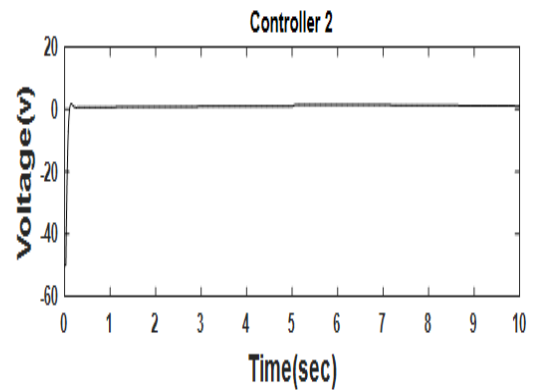
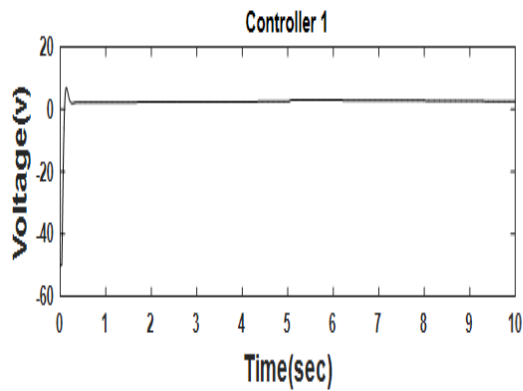
شکل (۶-۷) همگرایی پارامترهای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتویج-اسلوتین



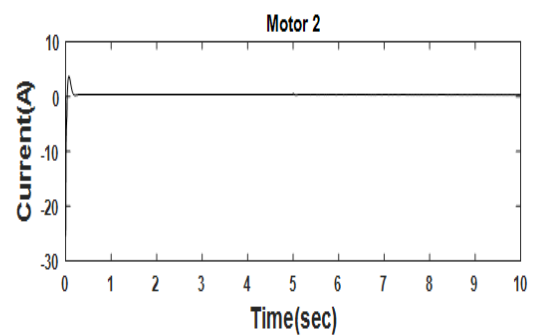
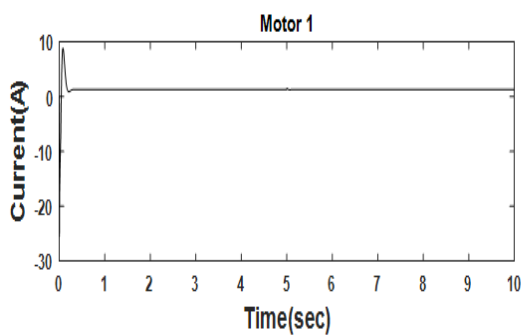
شکل (۷-۷) خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتویج-اسلوتین با اشباع



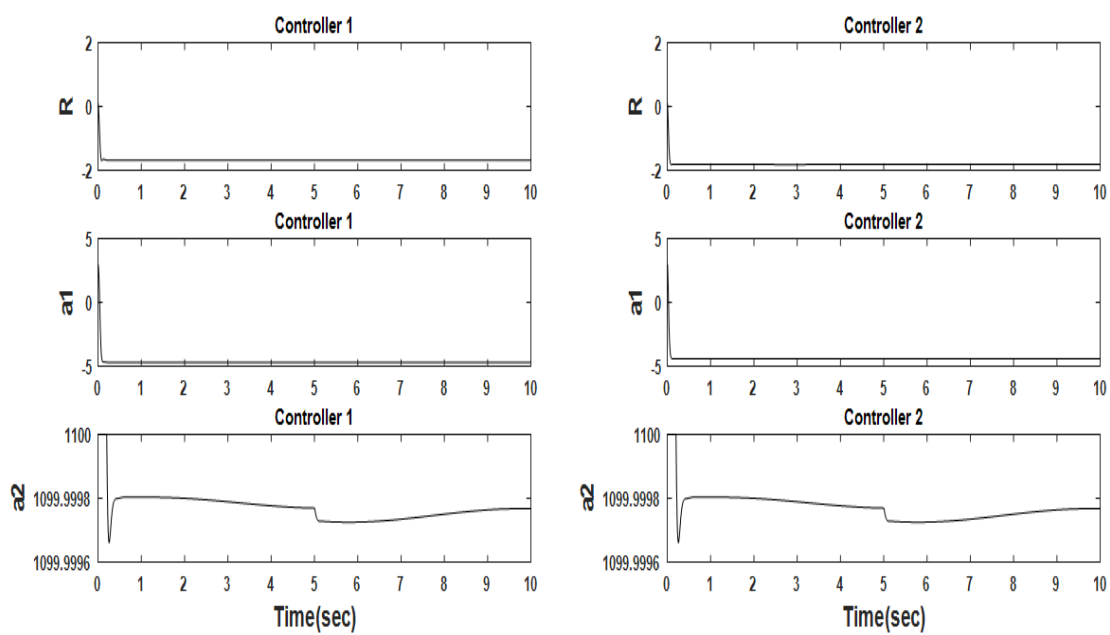
شکل (۷-۸) مقاوم بودن خطای ردیابی کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با اشباع



شکل (۷-۹) سیگنال کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین در ردیابی با اشباع



شکل (۷-۱۰) جریان موتور ها با اشباع



شکل (۶-۷) همگرایی پارامترهای کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتویج-اسلوتین با اشباع

فصل هشتم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۸-۱ نتیجه گیری

در این پایان نامه، کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ و کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین با راهبرد کنترل ولتاژ و همچنین کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور ارائه شد. هر یک از روش های کنترلی مذکور طراحی، تحلیل و شبیه سازی شده است و به ارزیابی عملکرد سیستم کنترل در پایداری و ردیابی پرداخته شده است.

راهبرد کنترل ولتاژ به صورت مفصل مستقل به سیستم اعمال گردیده است در نتیجه کنترل چند متغیره ربات به کنترل جداگانه هر مفصل تبدیل شده است. بنابراین راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور علاوه بر سادگی، سرعت محاسبات سریع تری دارد. یکی از معایب راهبرد کنترل گشتاور این است که دینامیک محرکه ها را در نظر نمی گیرد در حالی که گشتاور توسط محرک به سیستم اعمال می شود. بنابراین، تحریک مناسب محرک ها برای ایجاد گشتاور مطلوب اهمیت پیدا می کند. ولی در راهبرد کنترل ولتاژ به نقش موتورها توجه اساسی دارد. عملکرد ردیابی و تضمین پایداری برای هر سه کنترل کننده بررسی و تضمین شد ولی ساختار کنترل کننده در راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور ساده تر است. بنابراین کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به کنترل کننده پسگام تطبیقی کوکتوویچ با راهبرد کنترل گشتاور ساختار کنترل کننده ساده تری دارد.

در راهبرد کنترل ولتاژ، کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ از سه فیدبک موقعیت، سرعت و جریان موتور نیاز است ولی کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین تنها از دو فیدبک موقعیت و سرعت استفاده می نماید. درمقابل کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ-اسلوتین نسبت به کنترل پسگام تطبیقی کوکتوویچ در مقابله با اغتشاشات خارجی مقاوم تر عمل می کند.

۲-۸ پیشنهادات

پیشنهادات زیر برای ادامه تحقیقات ارائه می شود:

- استفاده از الگوریتم‌های هوشمند برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده پسگام
- پیاده سازی عملی سیستم کنترل
- طراحی کنترل کننده پسگام فازی

پیوست:

معادله دینامیکی ربات دو رابط

معادلات دینامیکی ربات دو رابط

برای استفاده از روش اویلر-لاگرانژ به منظور به دست آوردن معادلات دینامیکی ابتدا باید انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل ربات محاسبه شود. سپس لاگرانژین ربات که اختلاف بین انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل است، به دست می آید. معادله کلی نهایی بعد از محاسبات به شکل زیر ظاهر می شود:

$$M(q)\ddot{q} + c(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau \quad (پ.۱)$$

که در رابطه‌ی بالا $q \in \mathbb{R}^n$ بردار موقعیت مفاصل، n تعداد رابط‌های ربات، $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس اینرسی ربات، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریس گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $D(q) \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای گرانشی، $\tau_e \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاور بار و $\tau \in \mathbb{R}^n$ بردار گشتاورهای ورودی مفاصل می باشد. درایه‌های ماتریس رابطه (پ.۱) به صورت زیر می باشد:

$$M_{11} = -m_1 l_{c2}^2 + I_1 + m_2 [l_1^2 + I_{c2}^2 + 2l_1 I_{c2} \cos(q_2)] + I_2$$

$$M_{12} = M_{21} = m_2 l_1 l_{c2} \cos(q_2) + m_2 l_{c2}^2 + I_2$$

$$M_{22} = m_2 l_{c2}^2 + I_2$$

$$C_{11} = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2$$

$$C_{12} = -m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2)$$

$$C_{21} = m_2 l_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1$$

$$C_{22} = 0$$

$$g_1 = m_1 l_{c1} g \cos(q_1) + m_2 g (l_{c2} \cos(q_1 + q_2) + l_1 \cos(q_1))$$

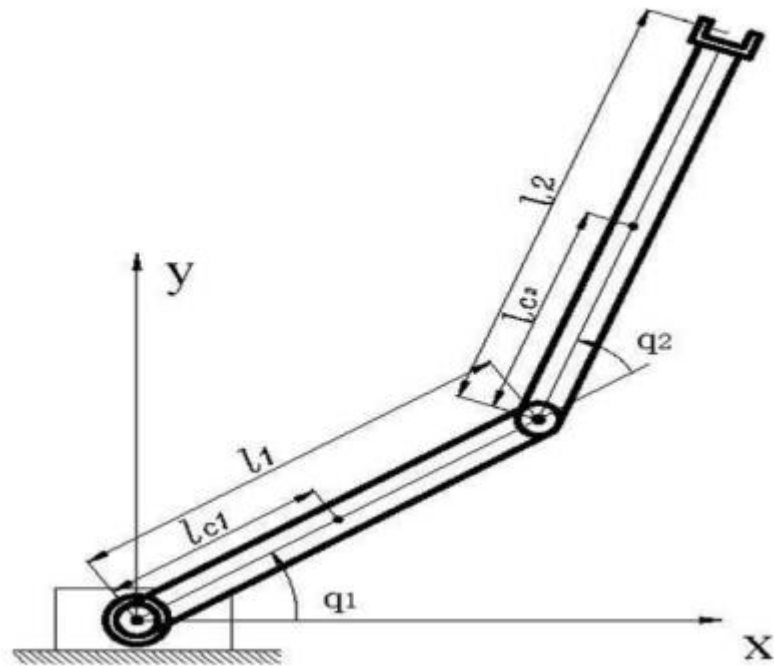
$$g_2 = m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2)$$

در رابطه بالا I_i ممان اینرسی رابط، m_i جرم رابط‌ها، l طول رابط و l_c فاصله از مرکز جرم رابط‌ها می باشد.

جدول پارامترهای ربات دو رابط بصورت زیر است:

جدول (پ.۱) پارامترهای دینامیکی ربات دو رابط

	l	M	l_c	I
رابط ۱	۱	۱	۰,۵	۰,۱۲
رابط ۲	۱	۲	۰,۵	۰,۲۵



شکل (پ.۱) ربات دو رابط [۴۴]

[1] Seraji H., 1989, "Decentralized Adaptive Control of Manipulators: Theory, Simulation, and Experimentation", *IEEE TRANSACTIONS ON ROBOTICS AND AUTOMATION*, Vol. 5, No. 2, pp. 183-201.

[2] Fateh M.M., 2009, "Robust Control of Electrical Manipulators by Reducing the Effects of Uncertainties", *World Applied Sciences Journal 7 (Special Issue of Computer & IT)*, pp. 161-167.

[3] Fateh M.M., Khorashadizadeh S., 2012, "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty", *Nonlinear Dyn*, Vol. 69, Issue. 3, pp. 1465-1477.

[4] Fateh M.M., Fateh S., 2012, "Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dyn*, Vol. 70, Issue. 3, pp. 1919-1930.

[5] Fateh M.M, Fateh S., 2013, "A Precise Robust Fuzzy Control of Robots Using Voltage Control Strategy ", 2013, *International Journal of Automation and Computing*, Vol. 10, Issue.1, PP. 64-72.

[6] Fateh M.M., 2010, "Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model", *Nonlinear Dyn*, Vol. 61, Issue. 4, pp. 655-666.

[8] Dawson D., Qu Z., 1995, "Robust Tracking Control of Robot Manipulators", *IEEE Press Piscataway, USA*.

[9] Abdallah C., Dawson D.M., Dorato P., Jamshidi M., 1991, "Survey of robust control for rigid robots", *IEEE Control Systems*, Vol. 11, Issue. 2, pp. 24-30.

[10] Cheah C.C., Hirano M., Kaeamura S., Armoto S., 2003, "Approximate Jacobian control for robots with uncertain kinematics and dynamics", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 19, Issue 4, pp. 692-702.

[11] Fateh M.M., Soltanpour M.R., 2009, "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transformation of control space", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, Vol. 5, No. 11(A), pp. 3949-3960.

- [12] Tsay T.I., Huang J.H., 1994, "Robust nonlinear control of robot manipulators", *Robotics and Automation*, PP. 2083-2088, IEEE international conference.
- [13] Fateh M.M., 2008, "On the Voltage-Based Control of Robot Manipulators", *International Journal of Control, Automation, and System*, Vol. 6, No. 5, pp. 702-712.
- [14] Fateh M.M., 2012, "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear dynamics*, Vol. 67, Issue. 2, pp. 1525-1537.
- [16] Slotin J-J.E., Li W., 1991, "Applied nonlinear control", Prentice-Hall.
- [17] Ham W. C., Yoo B. K., 2000, "Adaptive control of robot manipulator using fuzzy compensator", *IEEE Transaction on Fuzzy System*, Vol. 8, Issue. 2, pp. 186-199.
- [18] Wang L.X., 1996, "A course in fuzzy systems and control", Prentice-Hall, USA.
- [19] Fateh M.M., 2010, "Robust Fuzzy Control of Electrical Manipulators", *J Intell Robot Syst*, Vol. 60, Issue. 3-3, pp. 415-434.
- [20] Wang L.X., Menndal J.M., 1992, "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning", *IEEE Transaction on Neural Network*, Vol. 3, Issue. 5, pp. 807-814.
- [21] Wang L.X., 1995, "Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 40, Issue. 1, pp. 11-23.
- [22] Liu T.S., Wu J.C., 1996, "A sliding-mode approach to fuzzy control design", *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 4, Issue. 2, pp. 141-151.
- [23] Fateh M.M., 2010, "Task space control of a welding robot using a fuzzy coordinator", *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 8, Issue. 3, pp. 574-582.
- [24] Wang L.X., 1994, " Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis", Prentice-Hall, USA.
- [25] Wei Y., Zhang J., Hou L., Jia F., Change Q., 2013, "Backstepping Adaptive Fuzzy Control for two-link robot manipulator", *International Journal of Computer Science Issues*, Vol. 10, Issue. 1, No. 2, pp. 303-308.

- [26] Hwang J.P., Kim E., 2006, "Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach", *IEEE Trans. Fuzzy Trans. Fuzzy Syst.* Vol. 12, pp. 368-376.
- [27] Kokotovic P.V., 1992, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", *Control System and Magazine*, Vol. 2, Issue. 3, pp. 7-12.
- [28] Zhou J., Wen C., 2008, "*Lecture Notes in Control and Information Sciences*", Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- [29] Hu Q., Xu L., Zhang A., 2012, "Adaptive backstepping trajectory control of robot manipulators", *Journal of Franklin Institute*, Vol. 349, Issue. 3, pp. 1087-1105.
- [30] Tewari A., 2016, "Adaptive Aeroservoelastic Control", Indian Institute of Technology, India.
- [31] Nikdel N., Badamchizadeh M.A., 2017, "Adaptive Backstepping Control for a 2-DOF Robot Manipulator: A State Augmentation Approach", *International Journal of Materials, Mechanics and Manufacturing*, Vol. 5, No. 2, pp. 113-118.
- [32] Jong H.O., Jin S.L, 1999, "Control of joint robot system by backstepping design approach", *Intelligent Automation and Soft Computing*, Vol. 5, No. 4 , pp. 267-278.
- [33] Bai K., Luo M., Liu M., Jiang G., 2015, " Fuzzy Backstepping Control for Dual-Arm Cooperative Robot Grasp", *IEEE Conference on Robotics and Biomimetics*, pp. 2563-2568, Zhuhai, China.
- [34] Wei Y., Zhang J., Hou L., Jia F., Chang Q., 2013, "Backtepping Adaptive fuzzy control for two-link robot manipulator", *International Journal of Computer Science Issues*, Vol.10, No. 2, Issue. 1, pp. 303-308.
- [35] Spong M.W., 1992, "On the robust control of robot manipulators", *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 11, pp. 1782-1786.
- [36] Chiu C.S., Lian K.Y., Wu T.C., 2004, "Robust adaptive motion/force tracking control design for uncertain constrained robot manipulators", *Automatica*, Vol. 40, pp. 2111-2119.
- [37] Tang Y., Sun F., Sun Z., 2006, "Neural network control of flexible-link manipulators using sliding mode", *Neurocomputing*, Vol. 70, pp. 288-295.

[38] Ortega R., Spong M.W., 1988, "Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial", *Decision and Control*, pp. 1575-1584.

[39] Fateh M.M., Asrari H., Khorashadizadeh S., 2015, "Adaptive sliding mode control of a robotic manipulator in task-space using voltage control strategy ", *Journal of Solid and Fluid Mechanics*, Vol. 5, No. 3, pp. 17-26.

[40] 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.

[41] Fateh M.M., 2012, "Nonlinear control of electrical flexible-joint robots", *Nonlinear Dyn*, Vol. 67, Issue. , pp. 2549-2559.

[42] Khali H., 1996, "*Nonlinear systems*", Prentice- Hall, New Jersey, pp. 590.

[43] Kokotovich P.V., 1992, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", *IEEE Control Systems*, Vol. 12, Issue. 3, pp. 7-17.

[44] M. W. Spong, M. Vidyasagar, 'Robot dynamics and control', John Wiley and Sons, Inc, New York, 2006.

[۷] فاتح م.م.، احمدی س.م.، ۱۳۹۳، " کنترل مقاوم بازوی رباتیک با بکارگیری تخمین گر تطبیقی عصبی عدم قطعیت"، مکانیک سازه‌ها و شماره ها، شماره ۲، دوره ۴: ص ۱-۱۲.

[۱۵] ویتن مارکی و آستروم ک.ج، ۱۳۷۷، "کنترل تطبیقی"، حمیدی بهشتی م.ت، انتشارات دانشگاه تربیت مدرس، تهران.

Abstract

This thesis presents an adaptive robust back stepping control method for robot manipulator. Robot manipulators are nonlinear, coupled, complex with uncertainty. Therefore, it is of particular important to control. In this thesis, two new adaptive back stepping control methods with voltage control strategy are presented in the joint space. Advantages of the back stepping method are flexibility to avoid cancellations of nonlinear terms, ensuring the stability and accurate tracking. Thus, adaptive back stepping control can be an appropriate method for overcoming the uncertainty and supporting the nonlinear equation of robot manipulators. Then, the adaptive back stepping Kokotovich controller with voltage control strategy, torque control strategy and adaptive back stepping Kokotovich-slotin controller with voltage control strategy are designed and also tracking performance and stability analysis are presented. The results of this study indicate that the adaptive back stepping Kokotovich controller structure in the voltage control strategy is simple and have a proper performance than the torque control strategy and also performance of two adaptive back stepping Kokotovich and adaptive back stepping Kokotovich-slotin with voltage control strategy are compared in tracking performance, convergence rate of parameters and overcoming uncertainties.

Keywords: Adaptive robust backstepping control, Voltage control strategy, Torque control strategy, Uncertainty, Robot manipulator



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MS.c. Thesis in Control Engineering

**Robust backstepping control of robot manipulators using voltage control
strategy**

By

Maryam Rasouli

Supervisor

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

August 2017