

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

کنترل فازی نظارتی بازوی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ

نگارنده: امیر کاردگر

استاد راهنما

دکتر محمد مهدی فاتح

آبان ۹۶

شماره ۱۵۲۰.ت.ب
تاریخ: ۹۲/۸/۲۱

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای امیر کاردگر با شماره دانشجویی ۹۴۱۴۲۸۴ رشته مهندسی برق کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: کنترل فازی نظارتی بازوی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ که در تاریخ ۱۳۹۶/۰۸/۲۱ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با درجه: <u>خیلی خوب</u>)	<input checked="" type="checkbox"/>	مردود	<input type="checkbox"/>
نوع تحقیق:	<input checked="" type="checkbox"/> نظری	<input type="checkbox"/> عملی	

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استاد	دکتر امیر کوردگر	۱- استاد راهنمای اول
	—	—	۲- استاد راهنمای دوم
	—	—	۳- استاد مشاور
	دانشیار	دکتر محمدرضا خلیلی	۴- نماینده تحصیلات تکمیلی
	استادیار	دکتر اکبر زاهدی	۵- استاد ممتحن اول
	دانشیار	دکتر حسین خلیلی زاهدی	۶- استاد ممتحن دوم

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم به پدر و مادر عزیزتر از جانم

که در تمامی مراحل زندگی مشوق و حامی من بوده‌اند.

از زحمات بی دریغ و راهنمایی‌های دلسوزانه استاد بزرگوارم

جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح

کمال سپاسگزاری را دارم.

تعهد نامه

اینجانب امیر کاردگر دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق گرایش کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی نظارتی بازوی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ تحت راهنمایی دکتر محمد مهدی فاتح متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج 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 افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

این پایان‌نامه یک روش نوین از کنترل دو سطحی برای کنترل بازوهای رباتیک ارائه می‌دهد که از کنترل‌کننده تطبیقی به عنوان کنترل سطح اول به منظور دستیابی به ردگیری و کنترل‌کننده فازی مقاوم برای تضمین پایداری سیستم حلقه بسته به عنوان کنترل‌کننده نظارتی استفاده می‌کند. مزیت اصلی کنترل‌کننده نظارتی، استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف برای دستیابی به دقت و تضمین پایداری می‌باشد. طراحی کنترل‌کننده‌ها مستقل از مدل دینامیکی فرآیند بوده و بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ است که در مقایسه با راهبرد کنترل گشتاور کارآمدتر، ساده‌تر و با محاسبات کمتر است. در این پایان‌نامه بعد از ارائه و بررسی کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی و معرفی ساختار سیستم کنترل نظارتی، عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی با پیاده‌سازی بر روی بازوی ربات هنرمند مجهز به موتورهای الکتریکی مغناطیس دائم جریان مستقیم شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی کارایی موثر روش کنترلی را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل تطبیقی، کنترل فازی، کنترل نظارتی، بازوهای رباتیک، ربات هنرمند، راهبرد

کنترل ولتاژ

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه و پیشینه تحقیق.....	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ اهداف و اهمیت تحقیق	۹
۳-۱ مروری بر ساختار پایان نامه	۹
فصل دوم: راهبرد کنترل ولتاژ بازوهای رباتیک مجهز به موتورهای الکتریکی	۱۱
۱-۲ کنترل مقاوم	۱۳
۱-۱-۲ شبیه سازی	۱۴
۲-۲ نتیجه گیری	۱۶
فصل سوم: کنترل تطبیقی بازوهای ربات	۱۷
۱-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی	۱۸
۱-۱-۳ تحلیل پایداری	۲۳
۲-۳ شبیه سازی	۲۴
۱-۲-۳ کنترل ردگیری	۲۵
۲-۲-۳ تنظیم	۲۹
۳-۳ نتیجه گیری	۳۲
فصل چهارم: کنترل فازی نظارتی بازوهای ربات	۳۳
۱-۴ مقدمه ای بر منطق فازی	۳۴

۳۴ سیستم‌های فازی ۱-۱-۴
۳۵ کنترل‌کننده‌های فازی ۲-۱-۴
۳۵ کنترل فازی با تضمین پایداری ۲-۴
۳۹ سیستم کنترل نظارتی ۳-۴
۴۱ شبیه‌سازی ۴-۴
۴۲ کنترل ردگیری ۱-۴-۴
۴۸ تنظیم ۲-۴-۴
۵۲ نتیجه‌گیری ۵-۴
۵۳ فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات
۵۴ نتیجه‌گیری ۱-۵
۵۵ پیشنهادات ۲-۵
۵۷ پیوست: معادلات دینامیکی بازوی ربات و موتور الکتریکی
۶۷ مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: ساختار سیستم کنترل چند سطحی ۸
- شکل ۱-۲: دیاگرام کنترل ولتاژ موتور متصل به مفصل ربات ۱۲
- شکل ۲-۲: مسیر مطلوب ردگیری ۱۴
- شکل ۳-۲: عملکرد سیستم کنترل مقاوم ۱۵
- شکل ۴-۲: ولتاژ موتورها ۱۵
- شکل ۱-۳: نمودار بلوکی سیستم بلوک تطبیقی ۱۸
- شکل ۲-۳: مسیر مطلوب ردگیری ۲۵
- شکل ۳-۳: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی در حالت کنترل ردگیری ۲۶
- شکل ۴-۳: نمودار خطا سیستم کنترل تطبیقی در حالت کنترل ردگیری ۲۷
- شکل ۵-۳: ولتاژ موتورها در حالت کنترل ردگیری ۲۷
- شکل ۶-۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{R} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت ردگیری ۲۸
- شکل ۷-۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{K} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت ردگیری ۲۸
- شکل ۸-۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{d} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت ردگیری ۲۹
- شکل ۹-۳: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی در حالت تنظیم ۳۰
- شکل ۱۰-۳: ولتاژ موتورها در حالت تنظیم ۳۰
- شکل ۱۱-۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{R} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم ۳۱

- شکل ۳-۱۲: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{K} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم ۳۱
- شکل ۳-۱۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{d} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم ۳۲
- شکل ۴-۱: ساختار اصلی سیستم‌های فازی ۳۵
- شکل ۴-۲: توابع تعلق ورودی‌ها ۳۸
- شکل ۴-۳: دیاگرام سیستم کنترل فازی نظارتی ۴۱
- شکل ۴-۴: نمودار خطا سیستم کنترل نظارتی در حالت کنترل ردگیری ۴۳
- شکل ۴-۵: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۱ ۴۳
- شکل ۴-۶: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۲ ۴۴
- شکل ۴-۷: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۳ ۴۴
- شکل ۴-۸: تغییرات تابع شاخص برای حالت ردگیری ۴۵
- شکل ۴-۹: ولتاژ موتورها برای حالت ردگیری ۴۵
- شکل ۴-۱۰: اغتشاش خارجی برای حالت ردگیری ۴۶
- شکل ۴-۱۱: عملکرد سیستم کنترل نظارتی برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی ۴۶
- شکل ۴-۱۲: تغییرات تابع شاخص برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی ۴۷
- شکل ۴-۱۳: نمودار ولتاژ موتورها برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی ۴۷
- شکل ۴-۱۴: عملکرد سیستم کنترل نظارتی در حالت تنظیم ۴۸
- شکل ۴-۱۵: تغییرات تابع شاخص I در حالت تنظیم ۴۹
- شکل ۴-۱۶: نمودار ولتاژ موتورها در حالت تنظیم ۴۹
- شکل ۴-۱۷: اغتشاش خارجی برای حالت تنظیم ۵۰

- شکل ۴-۱۸: عملکرد سیستم کنترل نظارتی در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی ۵۰
- شکل ۴-۱۹: تغییرات تابع شاخص I در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی ۵۱
- شکل ۴-۲۰: ولتاژ موتورها در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی ۵۱
- شکل الف-۱: دیاگرام مفصلی ربات هنرمند ۵۹

فهرست جدول‌ها

جدول ۴-۱: قواعد فازی ۳۸

جدول الف-۱: پارامترهای دناویت-هارتنبرگ ربات هنرمند ۵۹

جدول الف-۲: پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند ۶۰

جدول الف-۳: پارامترهای موتور الکتریکی ۶۶

فصل اول:

مقدمه و پیشینه تحقیق

۱-۱ مقدمه

در چند دهه اخیر، با توجه به پیشرفت علم و صنعتی شدن جوامع و با بالا رفتن سرعت و دقت در کارهای صنعتی، به کارگیری ربات‌ها افزایش چشم‌گیری داشته است. بنابراین مطالعه و کنترل آن از اهمیت بسیاری برخوردار است. امروزه از ربات‌ها در صنعت برای انجام وظایف تکراری و کاربردهایی از قبیل جابه‌جایی قطعات، بسته‌بندی، سوراخ‌کاری، جوشکاری [۱] و کار در شرایط خاص شامل محیط‌های رادیواکتیو و شیمیایی، استفاده می‌شود.

ربات یک سیستم مکانیکی قابل کنترل نرم‌افزاری است که از حسگرها برای هدایت یک یا چند مجری نهایی^۱ از طریق حرکت برنامه‌ریزی شده در فضای کار، به منظور دست‌کاری اشیا فیزیکی استفاده می‌کند [۲].

یکی از مهم‌ترین چالش‌هایی که طراحان کنترل در حوزه رباتیک با آن مواجه می‌باشند، طراحی کنترل‌کننده برای ردگیری هدف با توجه به ویژگی‌های خاص ربات از قبیل ماهیت غیرخطی^۲، تزویج شدید^۳، چندمتغیره^۴ و همراه بودن با عدم قطعیت‌ها^۵ است [۳]. از این‌رو، به منظور کنترل سیستم پیچیده ربات برای کاهش خطای ردگیری و حذف اغتشاشات خارجی^۶، روش‌های کنترلی مختلفی در مقالات ارائه شده است که در ادامه به آن‌ها اشاره خواهد شد.

^۱ End-Effector

^۲ Nonlinearity

^۳ High-coupling

^۴ Multivariable

^۵ Uncertainty

^۶ External Disturbance

کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی^۱، یکی از پرکاربردترین کنترل کننده‌های کلاسیک برای کنترل بازوی رباتیک می‌باشند. این کنترل کننده علاوه بر سادگی، ردگیری مسیر مطلوب را به همراه دارد [۴-۶]. کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی به دلیل خطی بودن، در محدوده کوچک برای مدل خطی کاربرد دارد. سیستم‌های عملی و پیچیده مانند ربات، دارای ماهیت غیرخطی و تزویج شدید می‌باشند. به این دلیل، استفاده از کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی برای کنترل موقعیت ربات به خصوص برای سرعت‌های بالا و محدوده عملکرد وسیع، با مشکلات زیادی مواجه می‌شود.

برای حل مشکل ذکر شده، روش‌های کنترلی مجزاسازی مانند روش خطی سازی پس‌خورد^۲ ارائه شده است [۷، ۸]. با استفاده از این روش، سیستم‌های غیرخطی چند ورودی-چند خروجی^۳، به سیستم‌های خطی یک ورودی-یک خروجی^۴ تبدیل می‌شوند. به دلیل عدم وجود عبارات غیرخطی در سیستم به دست آمده، مطالعه و کنترل آن بسیار آسان تر است. با این وجود به کارگیری این روش به دلیل مبتنی بر مدل بودن^۵ راهبرد کنترلی، با مشکل روبه‌رو است. همچنین در صورتی که مدل دقیق سیستم در دسترس نباشد باید بتوان بر عدم قطعیت‌های سیستم غلبه کرد. روش دیگر برای حل مشکل وجود دینامیک‌های غیرخطی، روش گشتاور محاسباتی^۶ است که یک کاربرد خاص از روش خطی سازی پس‌خورد می‌باشد. در این روش عبارات غیرخطی مدل ربات، با استفاده مستقیم از معادله دینامیکی آن جبران می‌شود. این روش کنترلی نیز به مانند روش خطی سازی پس‌خورد، نیازمند در اختیار داشتن مدل دینامیکی ربات می‌باشد [۹، ۱۰].

^۱PID

^۲Feedback Linearization

^۳Multi Input / Multi Output

^۴Single Input / Single Output

^۵Model-Based

^۶Computed Torque Method

کنترل‌کننده‌های پیشرفته مختلفی برای ردگیری موقعیت بازوی رباتیک با وجود عدم قطعیت‌ها ارائه شده است. عدم قطعیت به دو دسته عدم قطعیت ساختاری و غیرساختاری^۱ تقسیم می‌شود. عدم قطعیت ساختاری مربوط به پارامترهای سیستم است. زمانی که پارامترهای سیستم ثابت و یا با تغییرات بسیار جزئی ولی نامعلوم باشند، به آن عدم قطعیت ساختاری یا پارامتری گفته می‌شود. زمانی که اطلاعات دقیقی از دینامیک سیستم در اختیار نباشد و یا به عبارت دیگر، مدل سیستم به لحاظ دینامیکی با سیستم واقعی متفاوت باشد، به آن عدم قطعیت غیرساختاری یا دینامیک مدل نشده گفته می‌شود.

کنترل تطبیقی^۳ از مهم‌ترین روش‌های کنترلی برای غلبه بر عدم قطعیت‌های پارامتری است. در این روش میزان نامعلومی این پارامترها توسط قوانین تطبیق^۴ تنظیم می‌شود تا از کاهش دقت و ناپایداری سیستم جلوگیری شود [۱۱]. این روش کنترلی برای سیستم‌های غیرخطی که دینامیک آن‌ها نسبت به پارامترهای مدل خطی باشند، قابل پیاده‌سازی است. به دلیل وجود عدم قطعیت‌های پارامتری در سیستم‌های رباتیک، استفاده از این کنترل‌کننده برای کنترل ربات بسیار مورد توجه قرار گرفته است [۱۲-۱۴].

یکی از محدودیت‌های کنترل‌کننده تطبیقی، حساس بودن آن به عدم قطعیت‌های غیرساختاری است که موجب عملکرد ضعیف این کنترل‌کننده در سیستم‌های دارای این عدم قطعیت‌ها شده است. از این‌رو کنترل مقاوم^۵ به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌های غیرساختاری یا دینامیک‌های مدل نشده ارائه شده است تا رفتار و عملکرد سیستم قابل قبول باشد و پایداری حلقه بسته سیستم تضمین شود. به

^۱Structured and Unstructured Uncertainty

^۲Un-modeled Dynamic

^۳Adaptive Control

^۴Adaptive Law

^۵Robust Control

دلیل وجود عدم قطعیت‌های غیر ساختاری در دینامیک بازوهای رباتیک، استفاده از کنترل مقاوم برای کنترل ربات مورد توجه قرار گرفته است [۱۷-۱۵]. کنترل مد لغزشی^۱ نیز یکی از روش‌های کنترل مقاوم است که با موفقیت در بازوهای رباتیک مورد استفاده قرار گرفته است [۲۰-۱۸].

در مقالات از ترکیب کنترل تطبیقی و مقاوم برای کنترل بازوی رباتیک به منظور غلبه بر محدودیت‌های هر دو روش کنترلی استفاده شده است تا عملکرد سیستم با حضور عدم قطعیت‌ها بهبود بخشیده شود [۲۴-۲۱].

کنترل پسگام^۲ یکی دیگر از روش‌های کنترلی غیرخطی است که از حالت‌های سیستم پسخورد گرفته و به ورودی‌های کنترل اعمال می‌کند و با کمک تابع لیاپانوف^۳، سیستم را پایدار می‌نماید. در حوزه کنترل ردگیری برای موقعیت بازوی رباتیک نیز از روش کنترل پسگام استفاده گردیده که نتایج آن رضایت‌بخش بوده است [۲۵، ۲۶].

یکی دیگر از کنترل‌کننده‌های هوشمند معرفی شده برای کنترل بازوی رباتیک، کنترل فازی^۴ است. معمولاً کنترل‌کننده‌های فازی مستقل از مدل سیستم می‌باشند. در نتیجه می‌توان از یک ساختار ساده کنترلی، به منظور کنترل سیستم‌های پیچیده استفاده کرد. در این روش قوانین فازی به صورت زبانی و توسط اطلاعات افراد خبره برای کنترل سیستم و غلبه بر عدم قطعیت‌ها تعیین می‌شود. استفاده از سیستم‌های فازی به عنوان تقریب‌گر عمومی، یکی از ویژگی‌های مهم این نوع از سیستم‌ها می‌باشد که می‌توان از آن برای تقریب سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت استفاده کرد [۲۷-۳۰].

^۱Sliding-Mode Control

^۲Backstepping Control

^۳Lyapunov Function

^۴Fuzzy Control

یکی دیگر از روش‌های کنترل و شناسایی مستقل از مدل سیستم‌ها، روش شبکه‌های عصبی^۱ می‌باشد. از شبکه‌های عصبی برای تخمین عبارت‌های غیرخطی مدل دینامیکی ربات برای بهبود عملکرد کنترل‌کننده کلاسیک تناسبی-مشتقی استفاده شده است [۲۳]. همچنین در مرجع [۳۱]، از شبکه‌های عصبی که قابلیت تقریب توابع غیرخطی را دارا می‌باشد، برای جبران عدم قطعیت پارامتری سیستم‌های ربات ارائه شده است. در مرجع [۳۲]، از روش جبران‌سازی مرجع^۲ که از روش‌های شناخته‌شده کنترل شبکه‌های عصبی می‌باشد جهت جبران عدم قطعیت‌های بازوی رباتیک استفاده گردیده است.

کنترل فازی تطبیقی یکی از روش‌های کنترلی می‌باشد که برای کنترل ردگیری بازوی ربات از دقت و سرعت خوبی برخوردار است. کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی به دو دسته مستقیم و غیر مستقیم تقسیم‌بندی می‌شوند. در مرجع [۳۳]، کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم برای دینامیک انگشت ربات پیشنهاد شده است و به جای توابع غیرخطی نامعلوم، سیگنال‌های ورودی کنترلی مطلوب و نامعلوم با کمک تخمین‌گر فازی تطبیقی مستقیم، تخمین زده شده‌اند که تعداد پارامترهای طراحی تطبیقی در این روش کنترلی، بسیار کاهش یافته است. همچنین در مرجع [۳۴] نیز از کنترل فازی تطبیقی مدل مرجع مستقیم برای کنترل ردگیری بازوی رباتیک استفاده شده است. در مرجع [۳۵] و [۳۶]، به ترتیب کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم و ترکیب کنترل‌کننده مستقیم و غیرمستقیم برای کنترل بازوی رباتیک ارائه شده است.

تاکنون بخش عمده‌ای از طرح‌های کنترلی ارائه شده برای کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور^۳ بوده است. دینامیک محرک‌ها با عدم قطعیت روبه‌رو است و همچنین این دینامیک‌ها نقش

^۱Neural Network

^۲Reference Compensation Technique

^۳Torque Control Strategy

اساسی در حرکت‌های سریع، اصطکاک، بارهای متغیر و اشباع محرک‌ها ایفا می‌کند [۳۷]. بنابراین به دلیل عدم استفاده از دینامیک محرک‌ها برای اجرای فرمان و پیچیده بودن دینامیک ربات، طراحی قانون کنترل مبتنی بر راهبرد گشتاور به پیچیدگی‌های خاصی روبه‌رو شده است. از این‌رو، راهبرد کنترل ولتاژ^۱ برای کنترل بازوی رباتیک مجهز به موتورهای الکتریکی ارائه شده است [۳۸]. به دلیل این‌که بازوهای ربات توسط محرک‌ها حرکت داده می‌شوند در نتیجه با کنترل محرک‌ها، بازوی ربات کنترل می‌شود. در واقع برای کنترل هر مفصل، موتور آن مفصل کنترل می‌شود. طراحی کنترل‌کننده‌ها در حالت کنترل مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ، مستقل از معادلات پیچیده ربات بوده و ولتاژ موتورها به عنوان ورودی‌های کنترلی سیستم در نظر گرفته می‌شوند. به دلیل ساده‌تر بودن معادلات دینامیکی موتور نسبت به معادلات دینامیکی بازوی ربات، قانون کنترل در حالت استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ بسیار سریع‌تر، ساده‌تر، با دقت بالا و کارآمدتر از راهبرد کنترل گشتاور است [۳۸].

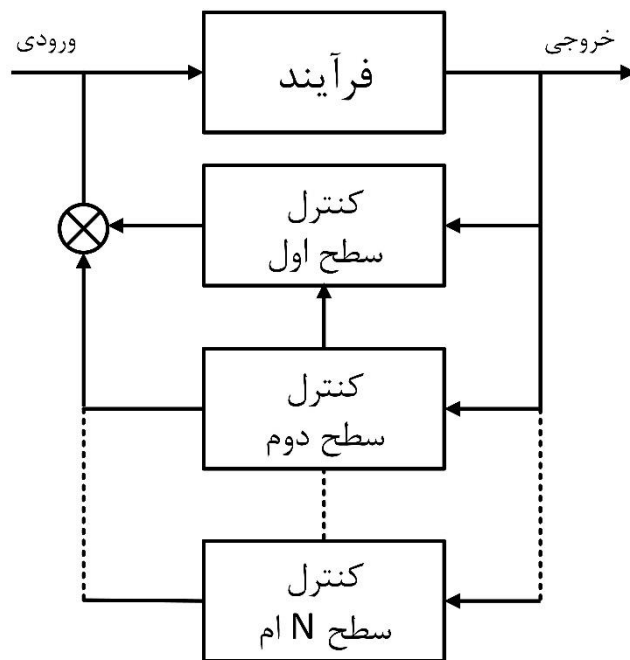
تاکنون طرح‌هایی از قبیل کنترل فازی مقاوم جداگانه^۲ برای بازوی رباتیک [۳۹]، کنترل امیدانس ربات [۴۰]، کنترل غیرخطی ربات مفصل منعطف [۴۱]، کنترل مقاوم ربات مفصل منعطف [۴۲]، کنترل فازی مقاوم بازوهای ربات [۴۳] و غیره با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است.

بسیاری از کنترل‌کننده‌های ارائه شده در مقالات، کنترل‌کننده یک سطحی می‌باشند یعنی کل سیستم کنترل، از فرآیند و کنترل‌کننده متصل به آن شکل گرفته است. برای سیستم‌های عملی و پیچیده، سیستم‌های کنترل یک سطحی قادر به حل موثر مسئله کنترل نخواهند بود. از این‌رو با توجه به شکل (۱-۱)، یک ساختار کنترل دو یا چند سطحی می‌تواند مفید واقع شود. معمولا

^۱Voltage Control Strategy

^۲Decentralized Control

کنترل‌کننده‌های سطح پایین، کنترل مستقیم و سریعی را انجام می‌دهند و کنترل‌کننده‌های سطح بالاتر با سرعت پایین‌تری عملیات نظارت بر سیستم را بر عهده دارند. زمانی که پدیده‌های نامطلوبی موجب اختلال در سیستم شوند، کنترل‌کننده نظارتی^۱ وارد عمل شده و با دفع اختلال، پایداری کل سیستم را تضمین می‌کند. مزیت اصلی کنترل دو یا چند سطحی، طراحی کنترل‌کننده‌های گوناگون به منظور دستیابی دقیق‌تر به اهداف کنترلی می‌باشد [۲۷، ۴۴].



شکل ۱-۱: ساختار سیستم کنترل چند سطحی

در [۴۵] یک الگوریتم کنترل جدید با ترکیب روش کنترل فازی تطبیقی و کنترل مد لغزشی تناسبی-انتگرالی-مشتقی ارائه شده است که سیستم فازی نظارتی برای تنظیم یکی از بهره‌های کنترل‌کننده به منظور بهبود عملکرد آن به کار گرفته شده است.

^۱Supervisory Controller

در [۴۶] ترکیبی از دو کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی و کنترل فازی به فرم کنترل نظارت فازی برای غلبه بر محدودیت‌های کنترل تناسبی-انتگرالی-مشتقی در سیستم‌های رباتیک مورد مطالعه قرار گرفته است.

در [۴۷] کنترل نظارتی سیستم‌های متغیر با زمان خطی همراه با عدم قطعیت‌ها ارائه شده و مسئله پایداری آن در حضور نویز، اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده با کمک کنترل نظارتی مورد بررسی قرار گرفته است.

۱-۲ اهداف و اهمیت تحقیق

در این پایان‌نامه، یک کنترل کننده دو سطحی برای کنترل بازوی‌های رباتیک ارائه خواهد شد. ابتدا یک کنترل کننده تطبیقی به عنوان کنترل کننده سطح اول به منظور دستیابی به ردگیری مناسب برای بازوی ربات طراحی خواهد شد که قانون کنترل ارائه شده مستقل از مدل دینامیکی ربات می‌باشد. بنابراین این روش کنترلی در برابر عدم قطعیت‌های مدل ربات مقاوم است. همچنین از کنترل کننده فازی مقاوم با تضمین پایداری به عنوان کنترل کننده سطح دوم یا کنترل کننده نظارتی به منظور تضمین پایداری سیستم حلقه بسته استفاده خواهد شد و در ادامه با تعریف معیاری از جنس خطای ردگیری، شرط ورود کنترل کننده نظارتی تعیین خواهد شد. زمانی که خطای ردگیری از یک حدی بیشتر باشد کنترل کننده نظارتی وارد عمل شده و کنترل سیستم را برعهده می‌گیرد تا خطای ردگیری را کاهش و روند کنترل سیستم را به کنترل کننده تطبیقی تحویل دهد. کنترل کننده‌های طراحی شده با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ بوده و هر مفصل به صورت جداگانه کنترل می‌شود. روش کنترل فازی نظارتی بیان شده برای اولین بار بر روی بازوهای رباتیک به منظور کنترل ردگیری آن با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ، پیاده سازی خواهد شد.

۱-۳ مروری بر ساختار پایان‌نامه

فصول دیگر این پایان نامه به صورت زیر تنظیم شده‌اند:

فصل دوم به بررسی روش راهبرد کنترل ولتاژ برای بازوهای ربات مجهز به موتورهای الکتریکی اختصاص داده و یک نمونه شبیه‌سازی از این روش کنترلی روی بازوی ربات ارائه می‌شود. در فصل سوم، کنترل‌کننده تطبیقی برای کنترل ردگیری بازوی ربات هنرمند^۱ با سه درجه آزادی طراحی و در انتها پایداری سیستم کنترل بررسی می‌شود. همچنین در ادامه این فصل، نتایج شبیه‌سازی بر روی ربات اشاره شده ارائه می‌شود. در فصل چهارم، از کنترل فازی مقاوم با تضمین پایداری ارائه شده در [۴۳] به عنوان کنترل‌کننده نظارتی استفاده می‌گردد و نحوه ارتباط بین کنترل‌کننده‌های تطبیقی و نظارتی مورد بررسی قرار می‌گیرد و در ادامه با ارائه نتایج شبیه‌سازی، عملکرد سیستم کنترلی مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. در انتها نیز در فصل پنجم، نتیجه‌گیری و پیشنهادات ارائه می‌شود. همچنین در پیوست این پایان نامه نیز مدل‌سازی دینامیکی مربوط به ربات هنرمند مجهز به موتورهای الکتریکی ارائه شده است.

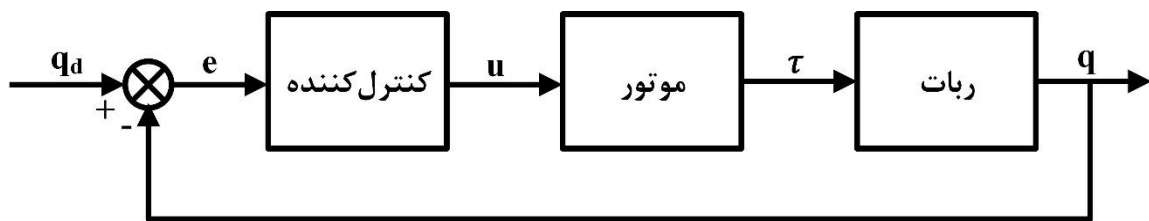
^۱Articulated Robot

فصل دوم:

راهبرد کنترل ولتاژ بازوهای رباتیک

مجهز به موتورهای الکتریکی

بازوهای ربات توسط موتورها (محرک‌ها) حرکت داده می‌شوند. در نتیجه با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ به منظور کنترل بازوهای ربات، موتورهای مفاصل ربات کنترل می‌شوند. به عبارت دیگر از کنترل ولتاژ موتورهای مفاصل به جای کنترل گشتاور مفاصل استفاده می‌شود. بنابراین سیگنال‌های کنترلی ورودی به سیستم، ولتاژ موتورها است. در واقع با توجه به شکل (۱-۲)، ربات و موتورهای متصل به آن به عنوان یک سیستم واحد در نظر گرفته می‌شود.



شکل ۱-۲: دیاگرام کنترل ولتاژ موتور متصل به مفصل ربات

در حالت استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ برای سیستم‌های رباتیک، ربات به عنوان بار موتور فرض شده و به منظور کنترل موقعیت مفصل، زاویه موتور متصل به آن مفصل کنترل می‌شود. اگر از موتورهای الکتریکی مغناطیس دائم به عنوان محرک‌های ربات استفاده گردد، به دلیل داشتن دینامیک خطی و ساده، کنترل آن آسان می‌باشد. از طرفی با کمک راهبرد کنترل ولتاژ، هر مفصل به صورت جداگانه کنترل می‌شود. در نتیجه سیستم چند متغیره ربات به سیستم یک ورودی-یک خروجی تبدیل شده و به صورت مجزا کنترل می‌گردد.

راهبرد کنترل ولتاژ برای نخستین بار در مرجع [۳۸] ارائه شده است. این روش کنترلی مستقل از مدل دینامیکی ربات می‌باشد در نتیجه در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خارجی مقاوم است. همچنین طراحی این روش کنترلی به دلیل ساده بودن در محاسبات، برای ردگیری با سرعت بالا نیز کاربرد دارد. [۳۸].

در ادامه به منظور آشنایی با راهبرد کنترل ولتاژ، روش کنترل مقاوم بیان شده در مرجع [۴۲] ارائه، و روی بازوی ربات هنرمند مجهز به موتورهای الکتریکی پیاده‌سازی می‌شود و نتایج شبیه‌سازی نیز ارائه می‌گردد. معادلات دینامیکی و پارامترهای مربوط به بازوی ربات هنرمند و همچنین موتورهای الکتریکی در بخش پیوست ارائه شده است.

۲-۱ کنترل مقاوم

در این قسمت، از قانون کنترل مقاوم مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده در مرجع [۴۲] استفاده شده است. قانون کنترل به صورت رابطه زیر است:

$$u(t) = u(t - \varepsilon) + \hat{k}_b (\dot{\theta}_{md} - \dot{\theta}_m + \beta(\theta_{md} - \theta_m)) \quad (1-2)$$

که در آن \hat{k}_b مقدار تقریبی ثابت ضد محرک القایی، θ_{md} و $\dot{\theta}_{md}$ به ترتیب موقعیت مطلوب و سرعت مطلوب موتور، θ_m و $\dot{\theta}_m$ به ترتیب موقعیت و سرعت موتور و β بهره ثابت مثبت و رابطه بین موقعیت موتور و مفصل ربات به صورت $r\theta_m = q$ که r ضریب کاهش چرخ‌دنده موتور می‌باشد. که در آن

$$\theta_{md} = k_d \dot{e} + k_p e + k_i \int e dt \quad (2-2)$$

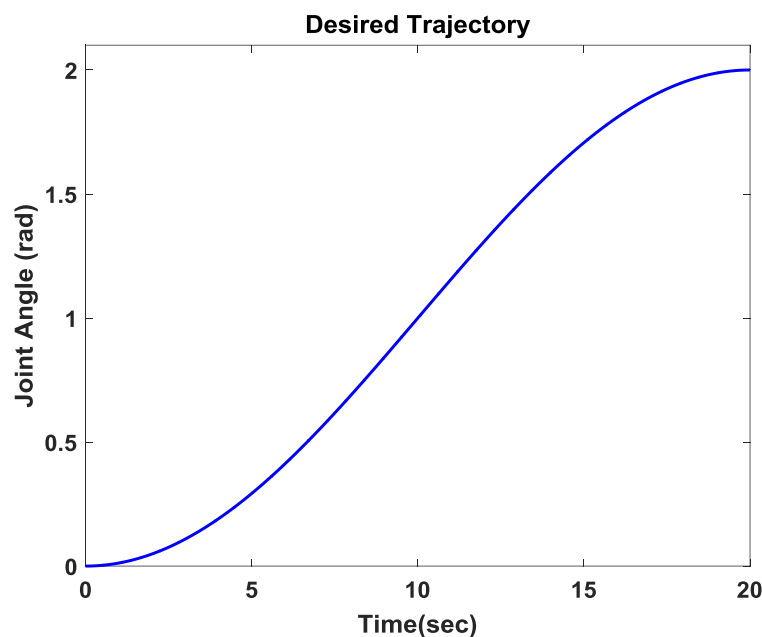
$$e = q_d - q \quad (3-2)$$

و همچنین k_p ، k_i و k_d ضرایب ثابت، q_d موقعیت مطلوب ربات و e خطای ردگیری است.

در طراحی قانون کنترل، به جای کنترل مستقیم موقعیت مفصل، از دو حلقه کنترلی بهره برده شده است که موقعیت موتور و موقعیت مفصل را کنترل می‌کنند^۱.

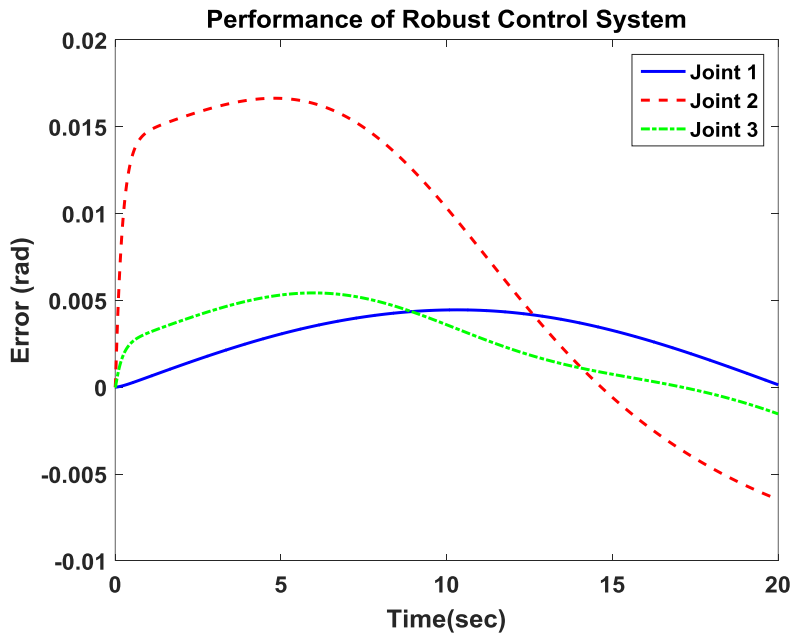
۱-۱-۲ شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی پارامترهای $k_p=500$ ، $k_i=200$ ، $k_d=1$ ، $\beta=50$ و همچنین \hat{K}_b روی ۹۵ درصد مقدار واقعی خود تنظیم شده است. مسیر مطلوب برای ردگیری مطابق شکل (۲-۲) باید به صورت نرم باشد تا بازوی ربات بتواند مسیر را ردگیری کند. در شکل (۳-۲) خطای ردگیری ارائه شده است و همچنین ولتاژ اعمال شده توسط سیستم کنترل به موتورها در شکل (۴-۲) قابل مشاهده می‌باشد.

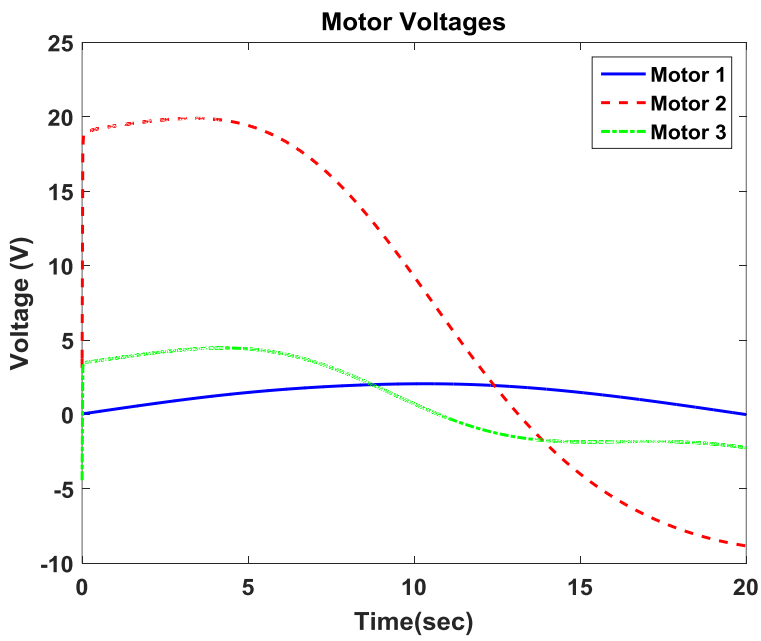


شکل ۲-۲: مسیر مطلوب ردگیری

^۱ توجه شود که I_a ، q ، q_d و e متغیر با زمان می‌باشند و به منظور ساده‌سازی در نگارش آن‌ها، از نوشتن به صورت $I_a(t)$ ، $q(t)$ ، $\dot{q}(t)$ و $e(t)$ صرف نظر شده است.



شکل ۲-۳: عملکرد سیستم کنترل مقاوم



شکل ۲-۴: ولتاژ موتورها

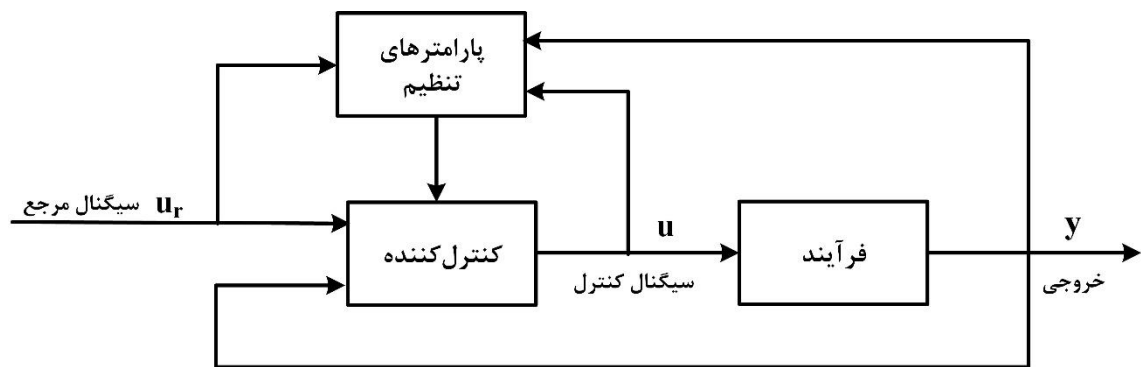
۲-۲ نتیجه گیری

قانون کنترل ارائه شده بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ، مستقل از مدل دینامیکی بازوی ربات بوده و هر مفصل به صورت جداگانه کنترل می‌شوند. در نتیجه روند طراحی ساده‌تر و سیستم کنترل دارای سرعت بالا و محاسبات کم می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی نیز اثربخشی راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل ردگیری بازوهای رباتیک را به خوبی نشان داده است.

فصل سوم:

کنترل تطبیقی بازوهای ربات

در این فصل به طراحی کنترل کننده تطبیقی پرداخته می شود که در سطح اول سیستم کنترل نظارتی به کار رفته است. کنترل کننده تطبیقی، کنترل کننده ای است که رفتار آن در پاسخ به تغییر دینامیک فرآیند و اغتشاش ها تغییر کند. یک سیستم کنترل تطبیقی مطابق شکل (۱-۳) از حلقه پسخوردی شامل فرآیند و کنترل کننده و همچنین حلقه تنظیم پارامتر تشکیل می شود [۴۸].



شکل ۱-۳: نمودار بلوکی سیستم بلوک تطبیقی

۱-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی

در این بخش از کنترل کننده تطبیقی به عنوان کنترل کننده سطح اول استفاده می شود. با توجه به رابطه (الف-۵) شکل اسکالر معادله موتور مغناطیس دائم جریان مستقیم به صورت زیر است:

$$RI_a + L\dot{I}_a + k_b r^{-1} \dot{q} = u \quad (۱-۳)$$

با تعریف پارامتر $K = k_b r^{-1}$ ، رابطه (۱-۳) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K\dot{q} = u \quad (۲-۳)$$

با تعریف $d = L\dot{I}_a$ به عنوان دینامیک مدل نشده در رابطه فوق، نتیجه می دهد:

$$RI_a + K\dot{q} + d = u \quad (۳-۳)$$

قانون کنترل ایده‌آل به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$u = RI_a + K(\dot{q}_d + k_p(q_d - q)) + d \quad (4-3)$$

که در آن q_d و \dot{q}_d به ترتیب مسیر مطلوب و سرعت مطلوب و همچنین k_p پارامتر مثبت طراحی کنترل می‌باشد. با جایگذاری رابطه (4-3) در رابطه (3-3) و با تعریف $e = q_d - q$ سیستم حلقه بسته به صورت $\dot{e} + k_p e = 0$ به دست می‌آید. به دلیل وجود عدم قطعیت‌های پارامتری، قانون کنترل پیشنهادی (4-3) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$u = \hat{R}I_a + \hat{K}(\dot{q}_d + k_p e) + \hat{d} \quad (5-3)$$

که در آن \hat{R} ، \hat{K} و \hat{d} به ترتیب مقادیر تخمین R ، K و d بوده و توسط قوانین تطبیق تخمین زده می‌شوند. پارامترهای R و K ثابت بوده ولی d نیز ثابت فرض شده است. این فرض با توجه به سرعت بالای نمونه‌برداری در کنترل تطبیقی معتبر است. به عبارتی تغییرات d در بازه نمونه‌برداری به اندازه کافی آهسته است.

جایگذاری رابطه (5-3) در (3-3) نتیجه می‌دهد

$$RI_a + K\dot{q} + d = \hat{R}I_a + \hat{K}(\dot{q}_d + k_p e) + \hat{d} \quad (6-3)$$

با افزودن و کم کردن عبارت $\hat{K}\dot{q}$ به سمت چپ رابطه (6-3)، آن را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$RI_a + K\dot{q} + d + \hat{K}\dot{q} - \hat{K}\dot{q} = \hat{R}I_a + \hat{K}(\dot{q}_d + k_p e) + \hat{d} \quad (7-3)$$

$$(R - \hat{R})I_a + (K - \hat{K})\dot{q} + (d - \hat{d}) = \hat{K}(\dot{q}_d - \dot{q}) + \hat{K}k_p e \quad (8-3)$$

رابطه (۸-۳) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{e} + k_p e = \frac{(P - \hat{P})^T y}{\hat{K}} \quad (9-3)$$

که در آن بردار پارامترهای کنترل‌کننده، $\hat{P} = [\hat{R} \ \hat{K} \ \hat{d}]^T$ بردار تخمین پارامترها و $P = [R \ K \ d]^T$ بردار پارامترهای رگرسیون است. $y = [I_a \ \dot{q} \ 1]^T$

تابع معین مثبت الیاپانوف به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} \gamma e^2 + \frac{1}{2} (P - \hat{P})^T (P - \hat{P}) \quad (10-3)$$

که در آن $\gamma > 0$ بهره ثابت است. مشتق‌گیری از رابطه (۱۰-۳) نتیجه می‌دهد:

$$\dot{V} = \gamma e \dot{e} + \frac{1}{2} (P - \hat{P})^T (-\dot{\hat{P}}) + \frac{1}{2} (-\dot{\hat{P}})^T (P - \hat{P}) \quad (11-3)$$

با توجه به اسکالر بودن $(P - \hat{P})^T (-\dot{\hat{P}})$ و $(-\dot{\hat{P}})^T (P - \hat{P})$ داریم:

$$\dot{V} = \gamma e \dot{e} - (P - \hat{P})^T \dot{\hat{P}} \quad (12-3)$$

رابطه (۹-۳) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\dot{e} = -k_p e + \frac{(P - \hat{P})^T y}{\hat{K}} \quad (13-3)$$

با جایگذاری رابطه (۱۳-۳) در (۱۲-۳) نتیجه می‌دهد:

$$\dot{V} = \gamma e \left(-k_p e + \frac{(P - \hat{P})^T y}{\hat{K}} \right) - (P - \hat{P})^T \dot{\hat{P}} \quad (14-3)$$

$$\dot{V} = -\gamma k_p e^2 + (P - \hat{P})^T \left(\frac{\gamma e y}{\hat{K}} - \dot{\hat{P}} \right) \quad (15-3)$$

با استفاده از رابطه (15-3)، قوانین تطبیق به دست می‌آید:

$$(P - \hat{P})^T \left(\frac{\gamma e y}{\hat{K}} - \dot{\hat{P}} \right) = 0 \quad (16-3)$$

$$\frac{\gamma e y}{\hat{K}} - \dot{\hat{P}} = 0 \quad (17-3)$$

$$\dot{\hat{P}} = \frac{\gamma e y}{\hat{K}} \quad (18-3)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{R}} \\ \dot{\hat{K}} \\ \dot{d} \end{bmatrix} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} \begin{bmatrix} I_a \\ \dot{q} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19-3)$$

از رابطه (19-3) قوانین تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده به دست می‌آید. برای یافتن قانون تطبیق مربوط به پارامتر \hat{R} داریم:

$$\dot{\hat{R}} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} I_a \quad (20-3)$$

$$d\hat{R} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} I_a dt \quad (21-3)$$

انتگرال‌گیری از طرفین معادله (21-3) نتیجه می‌دهد:

$$\hat{R} = \gamma \int_0^t \frac{e I_a}{\hat{K}} dt + \hat{R}(0) \quad (22-3)$$

در ادامه برای به دست آوردن قانون تطبیق مربوط به پارامتر \hat{K} داریم:

$$\dot{\hat{K}} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} \dot{q} \quad (23-3)$$

معادله دیفرانسیل (23-3) به صورت زیر حل می‌شود:

$$\frac{d\hat{K}}{dt} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} \dot{q} \quad (24-3)$$

$$\hat{K} d\hat{K} = \gamma e \dot{q} dt \quad (25-3)$$

انتگرال گیری از طرفین معادله (25-3) نتیجه می‌دهد:

$$\int_{\hat{K}(0)}^{\hat{K}} \hat{K} d\hat{K} = \int_0^t \gamma e \dot{q} dt \quad (26-3)$$

با حل انتگرال‌های رابطه (26-3) داریم:

$$\frac{\hat{K}^2}{2} \Big|_{\hat{K}(0)}^{\hat{K}} = \int_0^t \gamma e \dot{q} dt \quad (27-3)$$

$$\frac{\hat{K}^2}{2} - \frac{\hat{K}^2(0)}{2} = \int_0^t \gamma e \dot{q} dt \quad (28-3)$$

$$\hat{K}^2 = 2\gamma \int_0^t e \dot{q} dt + \hat{K}^2(0) \quad (29-3)$$

$$\hat{K} = \sqrt{2\gamma \int_0^t e \dot{q} dt + \hat{K}^2(0)} \quad (30-3)$$

در ادامه برای یافتن قانون تطبیق مربوط به پارامتر \hat{d} داریم:

$$\hat{d} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} \quad (31-3)$$

$$d\hat{d} = \frac{\gamma e}{\hat{K}} dt \quad (32-3)$$

انتگرال گیری از طرفین معادله (32-3) نتیجه می دهد:

$$\hat{d} = \gamma \int_0^t \frac{e}{\hat{K}} dt + \hat{d}(0) \quad (33-3)$$

با توجه به روابط (32-3) و (33-3)، پارامتر \hat{K} در مخرج کسر ظاهر شده است. برای جلوگیری از تقسیم بر صفر شدن لازم است یک شرط برای پارامتر \hat{K} تعیین شود. زمانی که $|\hat{K}| < \varepsilon$ آن گاه $\hat{K} = \varepsilon$ در نظر گرفته شود که در آن ε عدد کوچکی می باشد.

3-1-1 تحلیل پایداری

با توجه به قوانین تطبیق به دست آمده از روابط (3-22)، (3-30) و (3-33) رابطه (3-15) به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{V} = -\gamma k_p e^2 \leq 0 \quad (34-3)$$

بنابراین مشتق تابع لیاپانوف V نسبت به زمان، معین نیمه منفی است. در نتیجه تابع V محدود است یعنی متغیرهای سازنده آن محدود می باشند. پس با توجه به رابطه (3-10)، e و $(P - \hat{P})$ محدود می باشند. از طرفی با توجه به لم باربالات^۱ چون V مشتق پذیر و کراندار است، در نتیجه اگر \dot{V} به صورت یکنواخت پیوسته باشد آن گاه هنگامی که $t \rightarrow \infty$ میل کند، $\dot{V} \rightarrow 0$ میل می کند [۱۱]، [۴۸].

^۱Barbalat's Lemma

یک شرط کافی برای این که یک تابع مشتق پذیر به صورت یکنواخت پیوسته باشد آن است که مشتق آن تابع محدود باشد [۱۱, ۴۸]. بنابراین برای اثبات پیوسته یکنواخت بودن \dot{V} کافی است محدود بودن \dot{V} اثبات شود.

$$\ddot{V} = -2\gamma k_p e \dot{e} \quad (3-35)$$

از جایگذاری \dot{e} از رابطه (۳-۱۳) در رابطه (۳-۳۵) نتیجه می‌دهد:

$$\ddot{V} = -2\gamma k_p e \left(-k_p e + \frac{(P - \hat{P})^T}{\hat{K}} y \right) \quad (3-36)$$

با توجه به رابطه (۳-۳۶)، برای محدود بودن \ddot{V} باید ثابت شود که y محدود است. از آنجایی که $y = [I_a \dot{q} \ 1]^T$ باید محدود بودن I_a و \dot{q} نشان داده شود.

برای محافظت الکتریکی از موتورها در برابر اضافه ولتاژ، ورودی ولتاژ موتورها محدود فرض می‌شود:

$$u \leq u_{\max} \quad (3-37)$$

با محدود فرض کردن u ، با توجه به رابطه (۳-۱) محدود بودن I_a و \dot{q} ثابت می‌شود [۴۱] و در نتیجه تمامی متغیرهای سمت راست رابطه (۳-۳۶) محدود می‌باشند لذا \ddot{V} محدود است. با محدود بودن \ddot{V} ، \dot{V} پیوسته یکنواخت بوده و طبق لم باربالات $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{V} \rightarrow 0$. با میل کردن \dot{V} به سمت صفر و با توجه به رابطه (۳-۳۴)، $e \rightarrow 0$ برقرار است و در نتیجه $q \rightarrow q_d$ همگرا می‌شود و یا به عبارت دیگر بازوی ربات مسیر مطلوب را دنبال می‌کند.

۳-۲ شبیه‌سازی

قانون کنترل ارائه شده در رابطه (۳-۵) به همراه قوانین تطبیق به دست آمده برای پارامترهای این کنترل کننده از روابط (۳-۲۲)، (۳-۳۰) و (۳-۳۳) بر روی ربات هنرمند شبیه سازی شده است. معادلات دینامیکی مربوط به این ربات در بخش پیوست ارائه گردیده است. همچنین پارامترهای

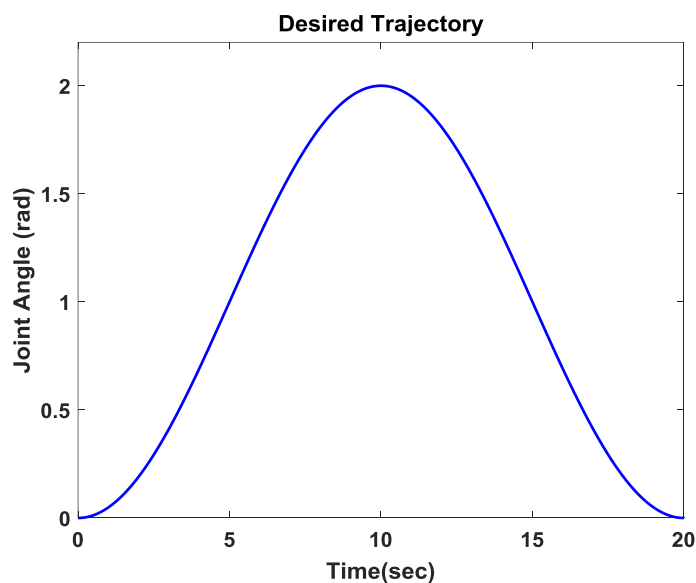
دناویت-هارتنبرگ و پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند و پارامترهای موتور الکتریکی نیز به ترتیب در پیوست و در جدول (الف-۱)، (الف-۲) و (الف-۳) ارائه شده است. حداکثر ولتاژ مجاز موتورها ۴۰ ولت می‌باشد از این رو در محیط شبیه‌سازی از تابع اشباع به منظور محافظت الکتریکی از موتورها در برابر اضافه ولتاژ استفاده شده است.

برای در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها، $\hat{R}(0)$ و $\hat{K}(0)$ روی ۹۰ درصد مقدار واقعی خود و $\hat{d}(0)=0$ تنظیم شده‌اند. k_p و γ به ترتیب برابر ۴۰ و ۰/۱ انتخاب گردیده‌اند. خطای اولیه برای مفاصل یک و سه برابر ۰/۵ رادیان و برای مفصل دو برابر ۱ رادیان است. در نهایت، زمان اجرای شبیه‌سازی ۲۰ ثانیه انتخاب می‌شود.

۳-۲-۱ کنترل ردگیری

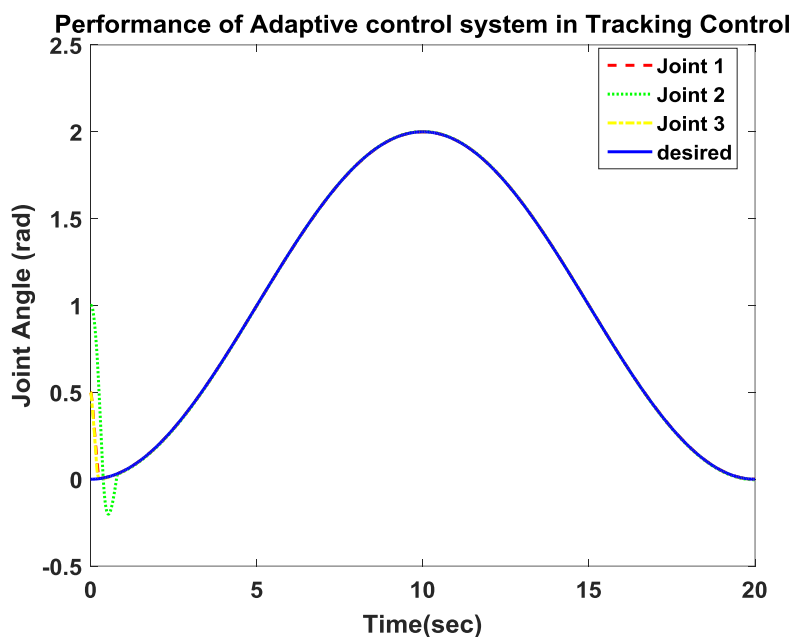
برای کنترل ردگیری، مسیر مطلوب باید نرم باشد [۳۸]. مسیر مطلوب برای هر مفصل به صورت شکل (۲-۳) در نظر گرفته شده است و همچنین معادله مسیر مطلوب به صورت رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$q_d = 1 - \cos\left(\frac{\pi t}{10}\right) \quad 0 \leq t \leq 20 \quad (۳۸-۳)$$

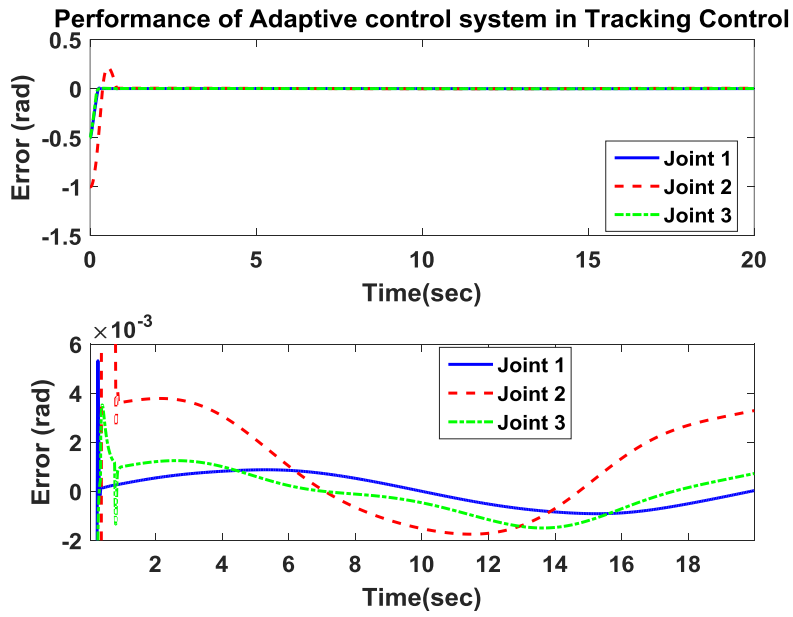


شکل ۳-۲: مسیر مطلوب ردگیری

شکل (۳-۳) عملکرد سیستم کنترل تطبیقی برای حالت کنترل ردگیری را نشان می‌دهد. در شکل (۴-۳) خطای ردگیری مفاصل نشان داده شده که مشاهده می‌شود خطا کوچک است یعنی ردگیری به خوبی انجام می‌پذیرد. شکل (۵-۳) ولتاژ موتورها برای کنترل مفاصل ربات در ردگیری را نمایش می‌دهد. ولتاژ موتورها یا تلاش کنترلی دارای لرزش نبوده و منحنی آن نرم می‌باشد لذا قابلیت پیاده‌سازی عملی را دارد. در شکل‌های (۶-۳)، (۷-۳) و (۸-۳) فرآیند تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده‌ها برای هر مفصل نشان داده شده است که پارامترها به سمت مقادیر ثابت همگرا شده‌اند.

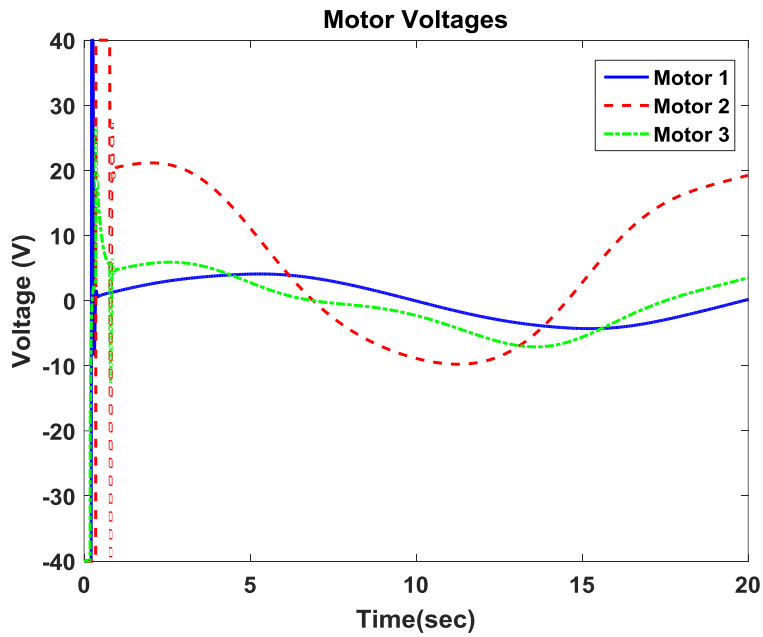


شکل ۳-۳: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی در حالت کنترل ردگیری

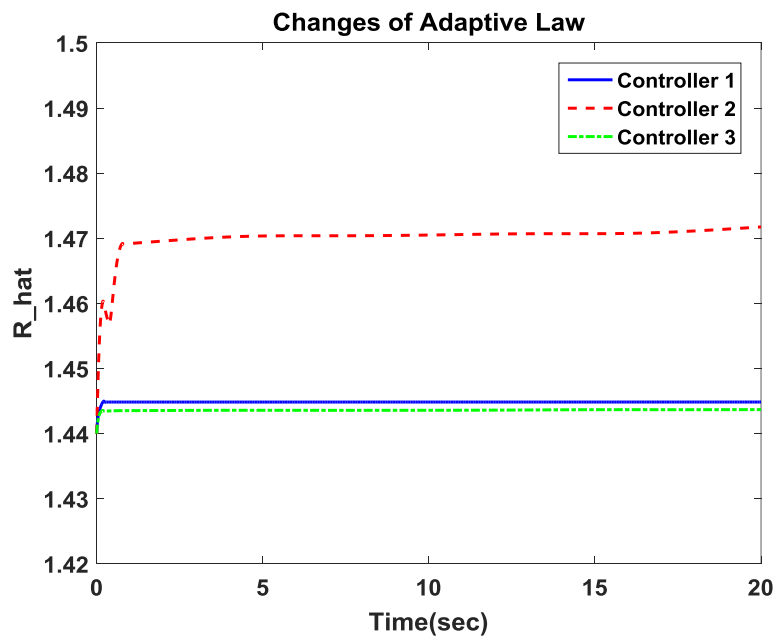


شکل ۳-۴: نمودار خطا سیستم کنترل تطبیقی در حالت کنترل ردگیری

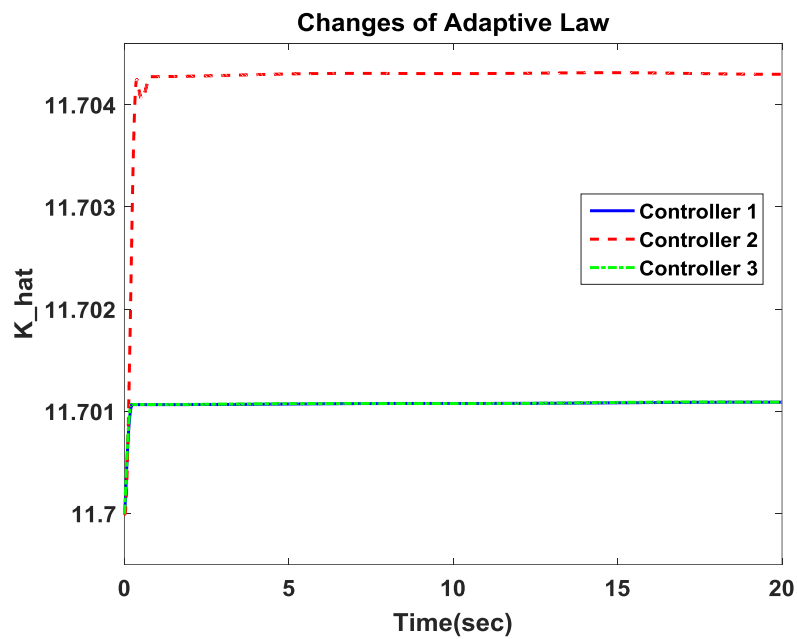
تصویر پایین شکل (۳-۴) نمودار بزرگ‌نمایی شده خطا را نشان می‌دهد.



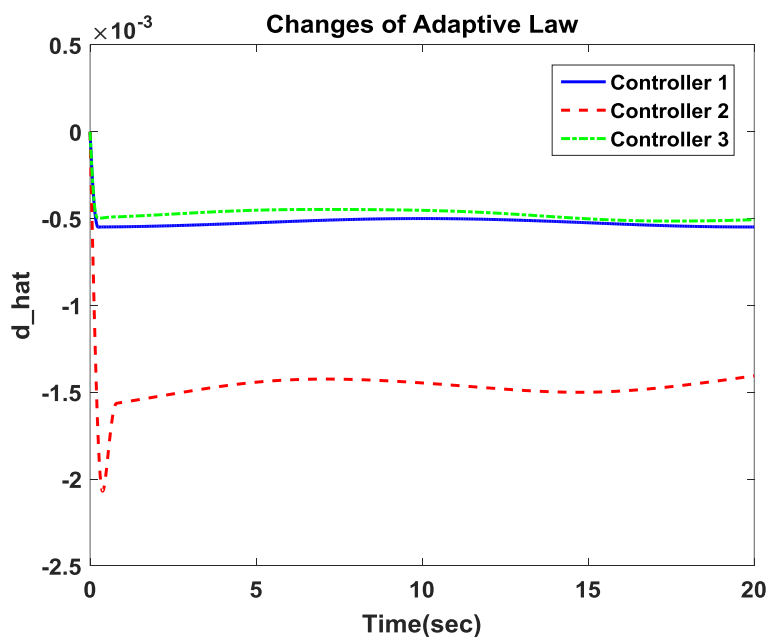
شکل ۳-۵: ولتاژ موتورها در حالت کنترل ردگیری



شکل ۳-۶: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{R} برای کنترل کننده‌ها در حالت ردگیری



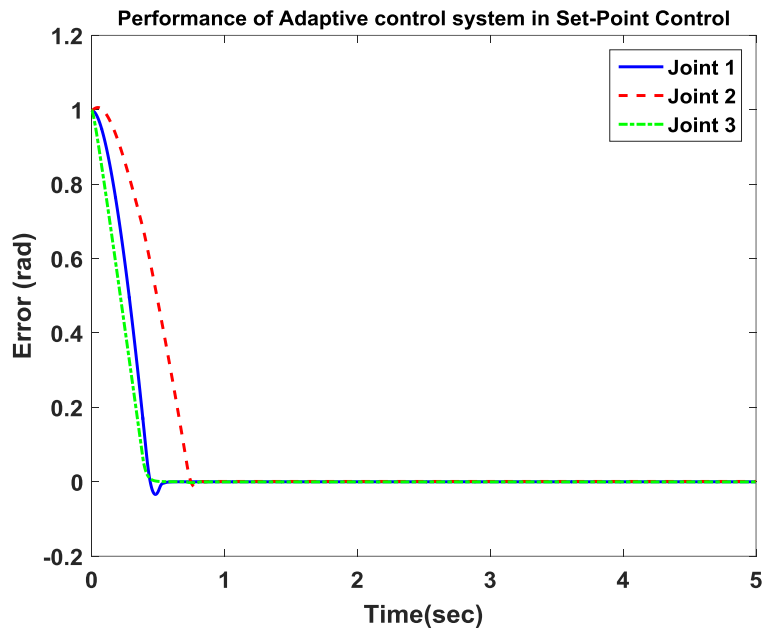
شکل ۳-۷: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{K} برای کنترل کننده‌ها در حالت ردگیری



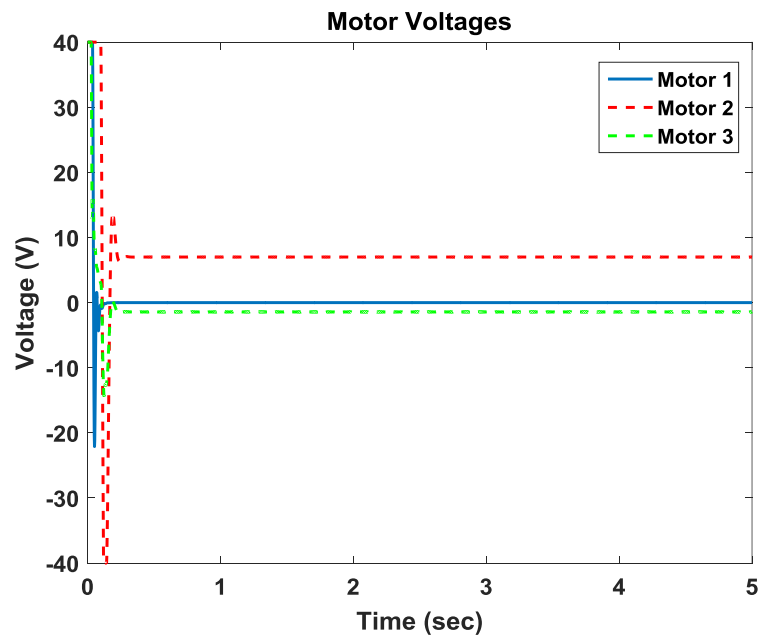
شکل ۳-۸: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{d} برای کنترل کننده‌ها در حالت ردگیری

۳-۲-۲ تنظیم

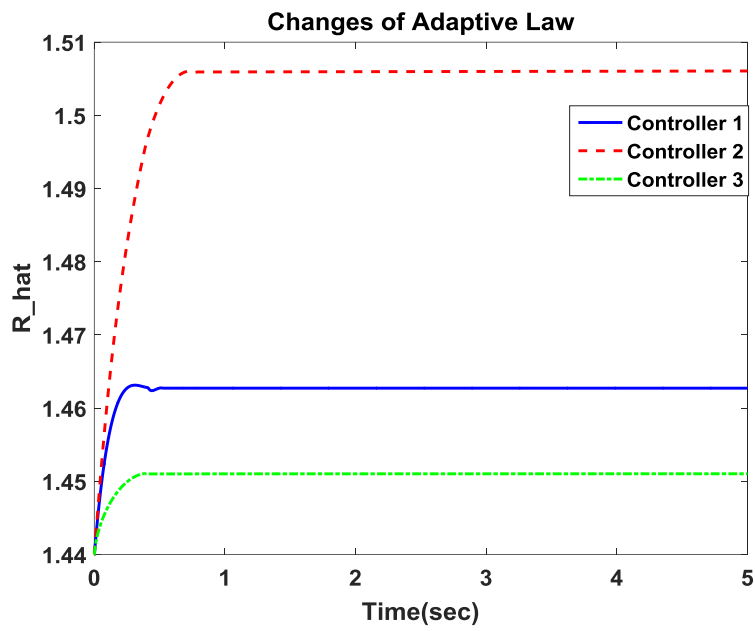
به منظور بررسی عملکرد سیستم کنترل برای تنظیم، موقعیت مطلوب مفاصل بر روی ۱ رادیان تنظیم شده است. خطای اولیه برای همگی مفاصل برابر با 0.02 رادیان در نظر گرفته شده است. همچنین سایر پارامترهای مورد نیاز برای شبیه‌سازی کنترل کننده‌ها در حالت تنظیم به مانند حالت ردگیری، و زمان شبیه‌سازی در این حالت ۵ ثانیه انتخاب شده است. شکل (۳-۹) عملکرد سیستم کنترل تطبیقی را در حالت تنظیم نمایش می‌دهد. خطای ماندگار تمامی مفاصل تقریباً برابر با صفر است. ولتاژ موتورها در حالت تنظیم در شکل (۳-۱۰) نمایش داده شده است. با توجه به وجود خطای اولیه در مفاصل ربات، سیگنال‌های کنترل در ابتدا بزرگ است. ولتاژ موتور دو و سه بعد از مدتی به دلیل غلبه بر نیروی گرانش دارای مقدار ثابت است ولی ولتاژ موتور یک بعد از مدتی صفر می‌شود. علاوه بر این پارامترهای تطبیق برای هر کنترل کننده در شکل‌های (۳-۱۱)، (۳-۱۲) و (۳-۱۳) قابل مشاهده است که بعد از مدتی تمامی پارامترها به مقدار ثابتی همگرا می‌شوند.



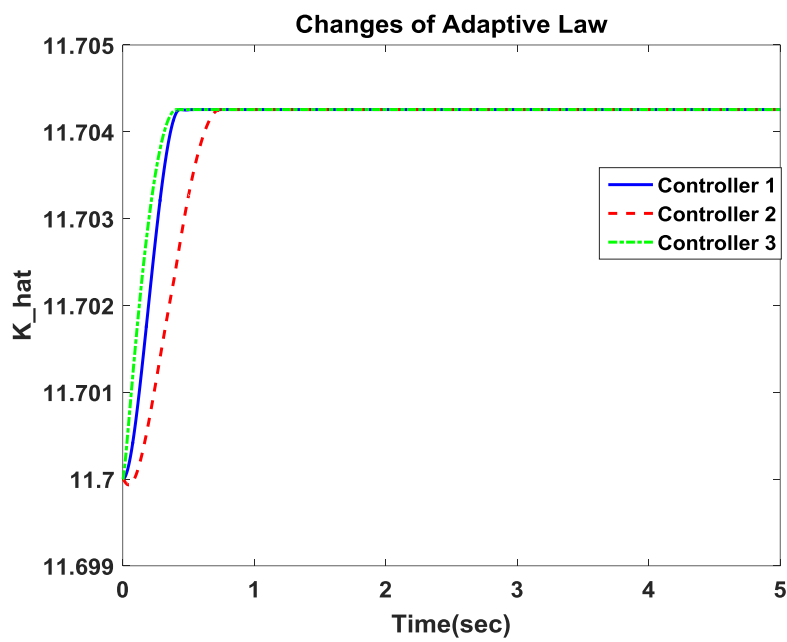
شکل ۳-۹: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی در حالت تنظیم



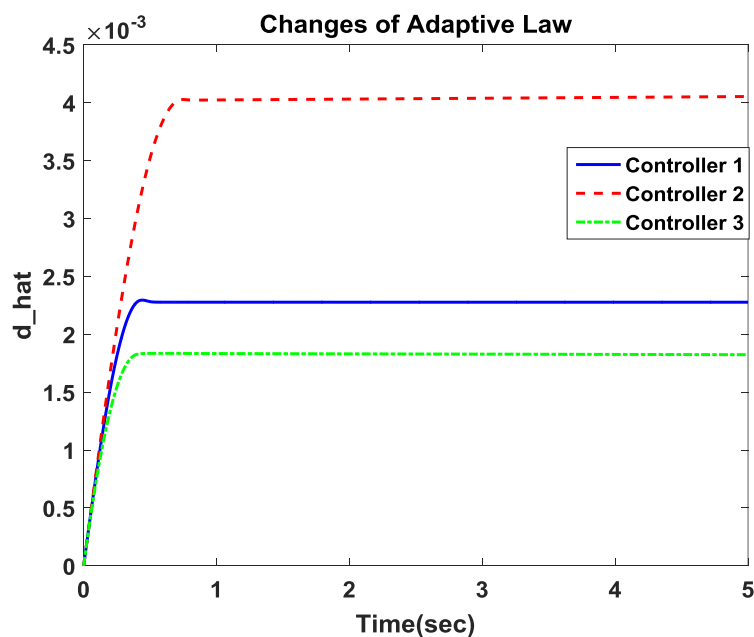
شکل ۳-۱۰: ولتاژ موتورها در حالت تنظیم



شکل ۳-۱۱: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{R} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم



شکل ۳-۱۲: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{K} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم



شکل ۳-۱۳: فرآیند تطبیق پارامتر \hat{d} برای کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم

۳-۳ نتیجه‌گیری

در این فصل کنترل تطبیقی با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ به منظور کنترل بازوهای رباتیک ارائه شده است. روش ارائه شده به مدل سیستم رباتیک وابسته نبوده و به طور مستقیم موقعیت رابط‌های ربات را کنترل می‌نماید. روش کنترلی بیان شده، روی بازوهای ربات هنرمند که دارای سه مفصل می‌باشد اعمال شده است و نتایج شبیه‌سازی برای کنترل ردگیری و تنظیم مفاصل آن ارائه گردیده است که عملکرد مطلوب این سیستم کنترل را نشان می‌دهد.

فصل چهارم:

کنترل فازی نظارتی بازوهای ربات

۱-۴ مقدمه‌ای بر منطق فازی

واژه " فازی " به معنای مبهم و نادقیق می‌باشد. منطق فازی، علم نوینی است که شیوه‌هایی را که برای طراحی و مدل‌سازی یک سیستم نیازمند ریاضیات پیچیده و پیشرفته است، با استفاده از مقادیر زبانی و دانش افراد خبره جایگزین می‌سازد. به طور کلی اگرچه سیستم‌های فازی، پدیده‌های غیرقطعی و نادقیق را توصیف می‌کنند ولی تئوری فازی یک تئوری دقیق می‌باشد [۲۷].

۱-۱-۴ سیستم‌های فازی

سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر قواعد یا دانش افراد خبره می‌باشند. شکل (۱-۴) ساختار اصلی یک سیستم فازی را نمایش می‌دهد که از چهار بخش فازی‌ساز^۱، پایگاه قواعد فازی^۲، موتور استنتاج فازی^۳ و غیرفازی‌ساز^۴ تشکیل شده است. فازی‌ساز نگاشتی است که یک متغیر صریح^۵ X را به مجموعه فازی A' تبدیل می‌کند. قسمت اصلی یک سیستم فازی، پایگاه قواعد فازی می‌باشد که از مجموعه‌ای از قواعد " اگر-آن‌گاه " تشکیل شده است. در موتور استنتاج فازی، اصول منطق فازی برای ترکیب قواعد " اگر-آن‌گاه " استفاده شده است که خروجی آن یک مجموعه فازی B' می‌باشد. در نهایت در قسمت غیرفازی‌ساز که یک نگاشت از مجموعه فازی به متغیر صریح می‌باشد، مجموعه فازی B' به متغیر صریح Y تبدیل می‌شود.

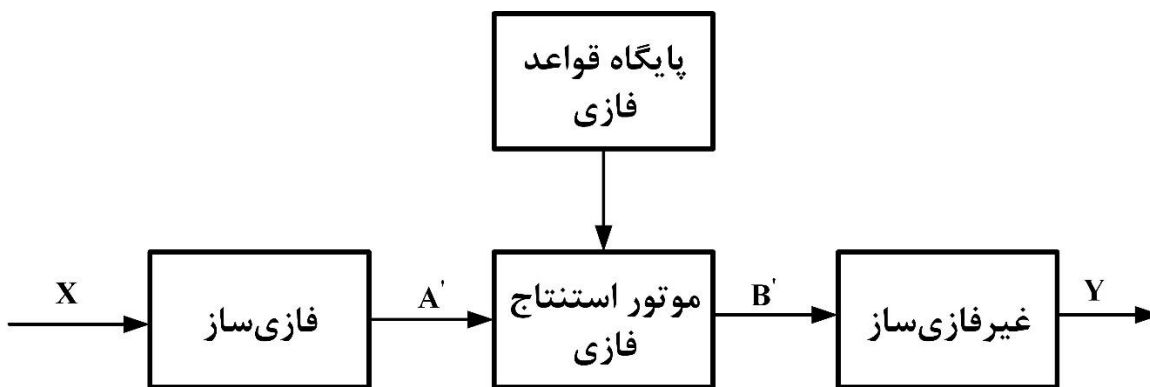
^۱Fuzzifier

^۲Fuzzy Rule Base

^۳Fuzzy Inference Engine

^۴Defuzzifier

^۵Crisp



شکل ۴-۱: ساختار اصلی سیستم‌های فازی

۴-۱-۲ کنترل‌کننده‌های فازی

اگر از سیستم‌های فازی به عنوان کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گیرد، به آن کنترل‌کننده فازی گفته می‌شود. استفاده از سیستم‌های فازی برای کنترل سیستم‌های مختلف، باعث ایجاد و گسترش راه‌کارهای نوین در جهت طراحی و پیاده‌سازی سیستم‌های کنترلی شده است.

روش‌هایی از قبیل روش خودتنظیم فازی برای کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی [۴۹]، روش زمان‌بندی بهره فازی برای کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی [۵۰]، کنترل فازی تطبیقی [۵۱]، [۵۲]، کنترل فازی مقاوم [۵۳-۵۵] و کنترل فازی عصبی [۵۶، ۵۷] نمونه‌هایی از کاربرد منطق فازی در طراحی سیستم‌های کنترل می‌باشد.

۴-۲ کنترل فازی با تضمین پایداری

در این بخش، به معرفی کنترل‌کننده استفاده شده به عنوان کنترل‌کننده سطح دوم در این پایان‌نامه پرداخته خواهد شد. در مرجع [۴۳] کنترل‌کننده فازی مقاوم با تضمین پایداری برای بازوهای رباتیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ ارائه گردیده است. در ادامه از کنترل‌کننده مطرح شده در مرجع [۴۳] به عنوان کنترل‌کننده نظارتی کمک گرفته و همچنین نحوه ارتباط بین کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی بیان خواهد شد.

در مرجع [۴۳] از کنترل فازی تاکاگی-سوگنو استفاده شده است. بخش "آن گاه" قاعده فازی در سیستم فازی تاکاگی-سوگنو، یک رابطه ریاضی ساده می باشد که موجب ساده تر شدن ترکیب قواعد فازی می شود. سیستم فازی تاکاگی-سوگنو، یک میانگین وزنی از مقادیر بخش های "آن گاه" قواعد می باشد [۲۷].

ورودی های کنترل کننده x_1 و x_2 بوده و برای هر ورودی سه مجموعه فازی مطابق شکل (۴-۲) انتخاب شده است. پس کل فضای کنترل با نه قاعده فازی قابل پوشش می باشد. قواعد فازی تاکاگی-سوگنو، به صورت زیر بیان می شود:

$$Rule^l : \text{if } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^l \text{ then } y^l = a_1^l x_1 + a_2^l x_2 + a_0^l \quad (1-4)$$

که در آن $l=1,2,\dots,9$ تعداد قوانین، A_1^l و A_2^l مجموعه های فازی برای قانون l ام، ضرایب ثابت و y^l خروجی صریح یا غیرفازی است. بردار ورودی به صورت $x = [x_1 \ x_2]^T$ است که x_1 خطا و x_2 مشتق خطا می باشد. خروجی سیستم فازی تاکاگی-سوگنو $f(x)$ با استفاده از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مراکز به صورت رابطه زیر است:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i) y^l}{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i)} \quad (2-4)$$

که در آن $\mu_{A_i^l}(x_i) \in [0 \ 1]$ تابع عضویت است. جایگذاری رابطه (۴-۱) در (۴-۲) نتیجه می دهد:

$$f(x) = c_1(x)x_1 + c_2(x)x_2 + c_0(x) \quad (3-4)$$

که در آن $c_j(x)$ برای $i=0,1,2$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$c_j(x) = \frac{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A'_l}(x_i) a_j^l}{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A'_l}(x_i)} \quad (4-4)$$

برای نرمالیزه کردن کنترل کننده از بهره های تنظیم ورودی $k_1, k_2 > 0$ و بهره تنظیم خروجی $k_0 > 0$ استفاده می شود. بردار ورودی به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$x = [k_1 z_1 \quad k_2 z_2]^T \quad (5-4)$$

$$z_1 = q_d - q \quad (6-4)$$

$$z_2 = \dot{q}_d - \dot{q} \quad (7-4)$$

جایگذاری روابط (6-4) و (7-4) در رابطه (5-4) و با توجه به این که $x_1 = k_1 z_1$ ، $x_2 = k_2 z_2$ و $\dot{z}_1 = z_2$ نتیجه می دهد:

$$\dot{x}_1 = \alpha x_2 \quad (8-4)$$

$$\text{که } \alpha = \frac{k_1}{k_2} > 0 \text{ است.}$$

کنترل کننده فازی با استفاده از بهره تنظیم به صورت رابطه (9-4) می باشد:

$$u(x) = k_0 (c_1(x)x_1 + c_2(x)x_2 + c_0(x)) \quad (9-4)$$

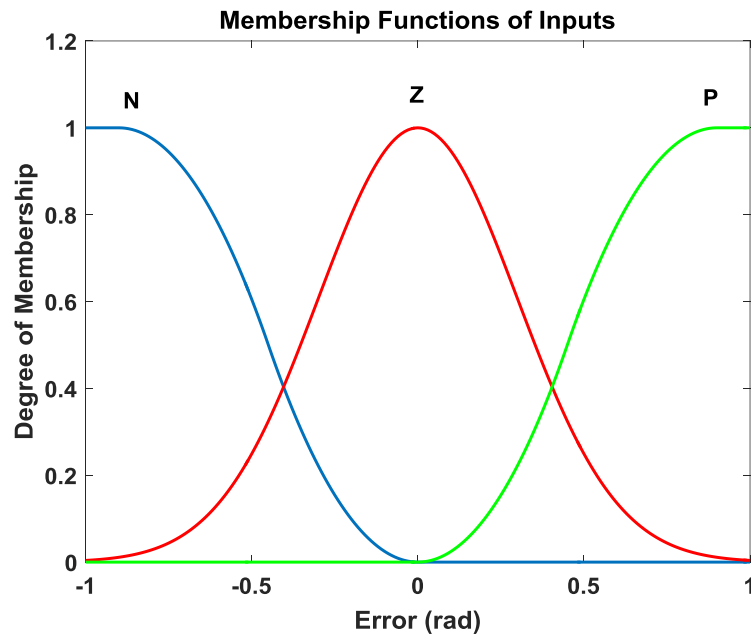
در ادامه در مرجع [43] از روش مستقیم لیاپانوف برای تحلیل پایداری کنترل کننده فازی تاکاگی-سوگنو استفاده شده است. به منظور یافتن قانون کنترل برای تضمین پایداری، تابع لیاپانوف که مثبت معین بودن آن نیز در مرجع ذکر شده اثبات شده است، به صورت رابطه زیر ارائه شده می گردد:

$$V(x) = \int_0^{x_1} c_2(x)x_1 dx_1, \quad V(0) = 0 \quad (10-4)$$

مشتق گیری از رابطه (۴-۱۰) نتیجه می دهد:

$$\dot{V}(x) = c_2(x)x_1\dot{x}_1 = \alpha c_2(x)x_1x_2 \quad (۴-۱۱)$$

بر اساس مرجع [۴۳]، با توجه به شرایط پیش آمده برای منفی شدن تابع لیاپانوف، قوانین فازی به صورت جدول (۴-۱) تعریف شده است.



شکل ۴-۲: توابع تعلق ورودی ها

جدول ۴-۱: قواعد فازی

y^I		x_2		
		N	Z	P
x_1	P	۰/۲۵	۰/۷۵	۱
	Z	-۰/۵	$۲۰۰ \cdot x_1 + ۱۰ \cdot x_2$	۰/۵
	N	-۱	-۰/۷۵	-۰/۲۵

۳-۴ سیستم کنترل نظارتی

کنترل کننده تطبیقی از رابطه (۳-۵) به صورت زیر به دست آمده است:

$$u_A = \hat{R}I_a + \hat{K}(\dot{q}_d + k_p e) + \hat{d} \quad (۱۲-۴)$$

با در اختیار داشتن دو کنترل کننده تطبیقی u_A از رابطه (۱۲-۴) و کنترل کننده فازی u_f از مرجع [۴۳]، می توان با تعریف معیاری از جنس خطای ردگیری، از کنترل کننده فازی به عنوان کنترل کننده نظارتی استفاده کرد تا خطای ردگیری تا حد امکان کوچک شود. $\|e\|$ را به عنوان معیار خطا در نظر گرفته که به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\|e\| = \sqrt{\sum_{i=1}^n e_i^2} \quad (۱۳-۴)$$

که در آن n تعداد مفصل ربات است.

به منظور استفاده از کنترل کننده نظارتی، می توان قانون کنترل نظارتی را به صورت زیر بیان نمود:

$$u_s = (1-I)u_A + Iu_f \quad (۱۴-۴)$$

که در آن u_s قانون کنترل نظارتی و I تابع شاخصی است که با توجه به مقدار $\|e\|$ ، امکان تغییر سطح بین کنترل کننده های تطبیقی و فازی را به صورت زیر فراهم می کند:

$$I = \begin{cases} 0 & \|e\| < M_e \\ 1 & \|e\| \geq M_e \end{cases} \quad (۱۵-۴)$$

که در آن M_e عدد ثابتی است که توسط طراح تعیین می‌شود. زمانی که $\|e\| < M_e$ باشد، $I=0$ بوده و با توجه به رابطه (۴-۱۵)، $u_s = u_A$ می‌شود یعنی کنترل‌کننده تطبیقی فرآیند را کنترل می‌کند و زمانی که $\|e\| \geq M_e$ شود، $I=1$ بوده و با توجه به رابطه (۴-۱۵)، $u_s = u_f$ می‌شود یعنی کنترل‌کننده فازی فرآیند را تحت کنترل قرار می‌دهد تا زمانی که مجدداً $\|e\| < M_e$ شود و کنترل فرآیند توسط کنترل تطبیقی صورت بگیرد.

مشکل اصلی تعریف تابع شاخص به فرم رابطه (۴-۱۵) زمانی است که $\|e\|$ در محدوده بسیار کوچکی از M_e قرار بگیرد که این حالت سبب تغییر سطح بسیار سریع و متناوب بین کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی شده که پدیده لرزش^۱ سیگنال کنترلی را در پی دارد. از آثار نامطلوب پدیده لرزش سیگنال کنترلی می‌توان به ارتعاشات قطعات مکانیکی و تحریک فرکانس بالای دینامیک‌های مدل نشده فرآیند اشاره کرد [۵۸]. برای حل مشکل ذکر شده، می‌توان تابع شاخص I را به صورت پیوسته بین دو سطح صفر و یک به فرم زیر در نظر گرفت:

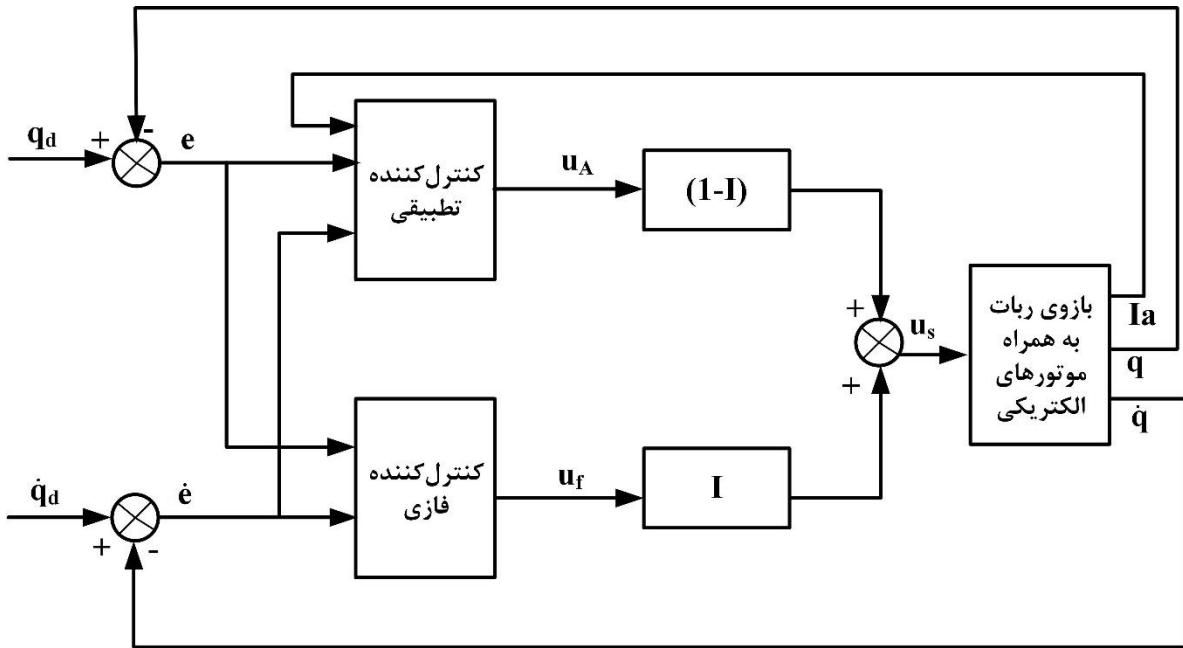
$$I = \begin{cases} 1 & \|e\| > M_e \\ \frac{\|e\| - N_e}{M_e - N_e} & N_e \leq \|e\| \leq M_e \\ 0 & \|e\| < N_e \end{cases} \quad (۴-۱۶)$$

که N_e عدد ثابت طراحی و $N_e < M_e$ است.

^۱Chattering

با انتخاب تابع شاخص I به صورت رابطه (۴-۱۶) زمانی که $N_e \leq \|e\| \leq M_e$ باشد، $I = \frac{\|e\| - N_e}{M_e - N_e}$

می‌شود و قانون کنترل نظارتی، به صورت مجموع کنترل‌کننده‌های تطبیقی با ضریب $(1-I)$ و فازی با ضریب I ، فرآیند را کنترل می‌کند. بلوک دیاگرام مربوط به ساختار فازی نظارتی ذکر شده در شکل (۴-۳) نمایش داده شده است.



شکل ۴-۳: دیاگرام سیستم کنترل فازی نظارتی

۴-۴ شبیه‌سازی

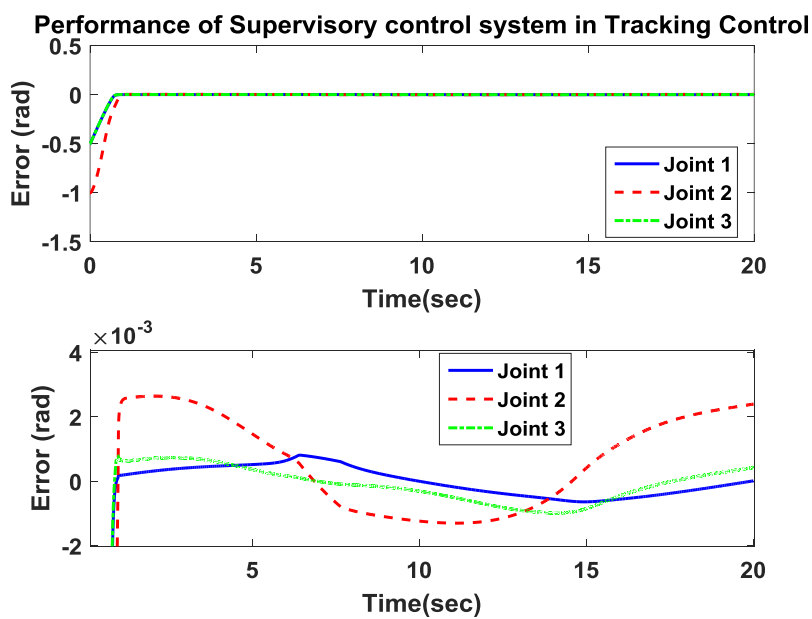
طرح پیشنهادی، روی ربات هنرمند شبیه‌سازی شده است. معادلات دینامیکی مربوط به این ربات در بخش پیوست ارائه گردیده است. همچنین پارامترهای دناویت-هارتنبِرج و پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند و پارامترهای موتور الکتریکی نیز به ترتیب در جدول (الف-۱)، (الف-۲) و (الف-۳) ارائه شده است.

به مانند فصل سوم، برای در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های کنترل‌کننده تطبیقی، $\hat{R}(0)$ و $\hat{K}(0)$ روی ۹۰ درصد مقدار واقعی خود و $\hat{d}(0)=0$ تنظیم شده‌اند. k_p و γ به ترتیب برابر ۴۰ و ۰/۱ انتخاب

گردیده‌اند. خطای اولیه برای مفاصل یک و سه برابر ۰/۵ رادیان و برای مفاصل دو برابر ۱ رادیان است. M_e و N_e به ترتیب برابر ۰/۰۰۲ و ۰/۰۰۱ در نظر گرفته شده است. همچنین با توجه به مرجع [۴۳]، قانون کنترل فازی در ضریب ثابت k_0 که بهره تنظیم نامیده می‌شود، ضرب شده است که مقدار آن برابر ۴۰ در نظر گرفته می‌شود. در نهایت، زمان اجرای شبیه‌سازی ۲۰ ثانیه انتخاب می‌گردد.

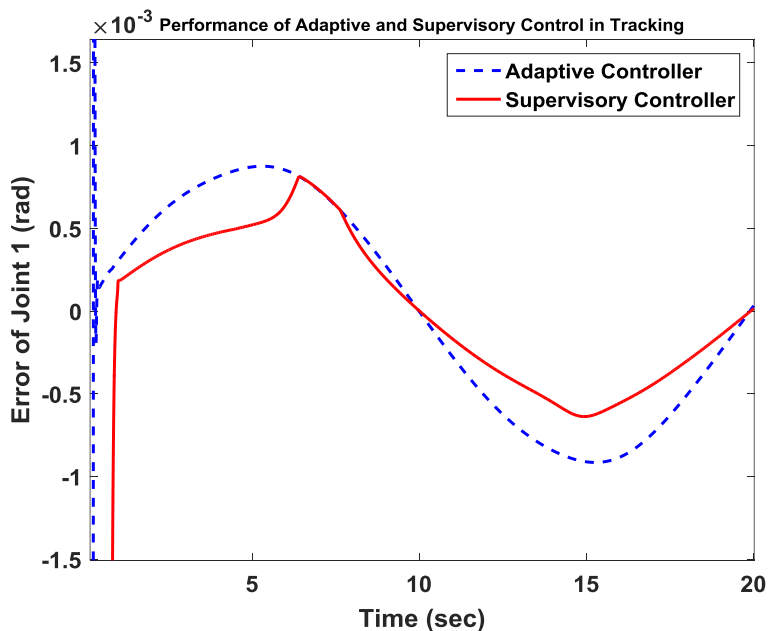
۴-۴-۱ کنترل ردگیری

به منظور کنترل ردگیری مسیر مطلوب به مانند رابطه (۳-۳۸) در نظر گرفته می‌شود. شکل (۴-۴) خطای ردگیری مفاصل را نشان می‌دهد. در شکل‌های (۴-۵)، (۴-۶) و (۴-۷) خطای ردگیری برای هر سه مفصل، توسط کنترل‌کننده‌های تطبیقی و نظارتی ارائه شده است که بیشترین مقدار خطا برای مفاصل یک تا سه توسط کنترل‌کننده تطبیقی برابر 0.915×10^{-3} ، 4.21×10^{-3} و 1.496×10^{-3} رادیان می‌باشد و همچنین بیشترین مقدار خطا برای مفاصل یک تا سه توسط کنترل‌کننده نظارتی برابر 0.812×10^{-3} ، 2.64×10^{-3} و 0.979×10^{-3} رادیان است که عملکرد بهتر کنترل‌کننده نظارتی را نشان می‌دهد. شکل (۴-۸) تغییرات تابع شاخص I که همان نحوه تغییر سطح بین کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی با توجه به رابطه (۴-۱۶) می‌باشد را نمایش می‌دهد. شکل (۴-۹) سیگنال کنترلی ولتاژ موتورها را نشان می‌دهد که به عنوان ورودی در حالت کنترل مبتنی بر ولتاژ، به فرآیند اعمال می‌شود. ولتاژ موتورها نرم بوده و در محدوده مجاز قرار دارد.

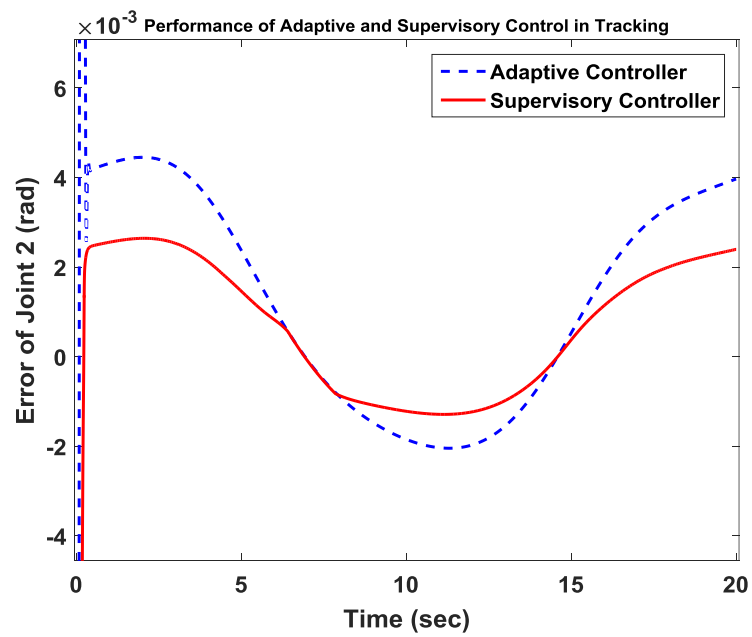


شکل ۴-۴: نمودار خطا سیستم کنترل نظارتی در حالت کنترل ردگیری

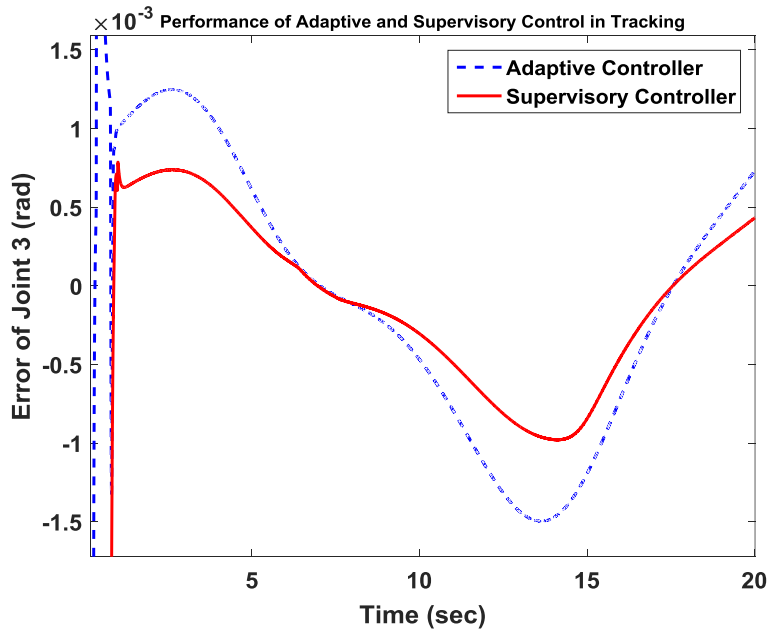
تصویر پایین شکل (۴-۴)، نمودار بزرگ‌نمایی شده خطا را نشان می‌دهد. در این حالت خطا کوچک بوده و ردگیری به خوبی صورت گرفته است.



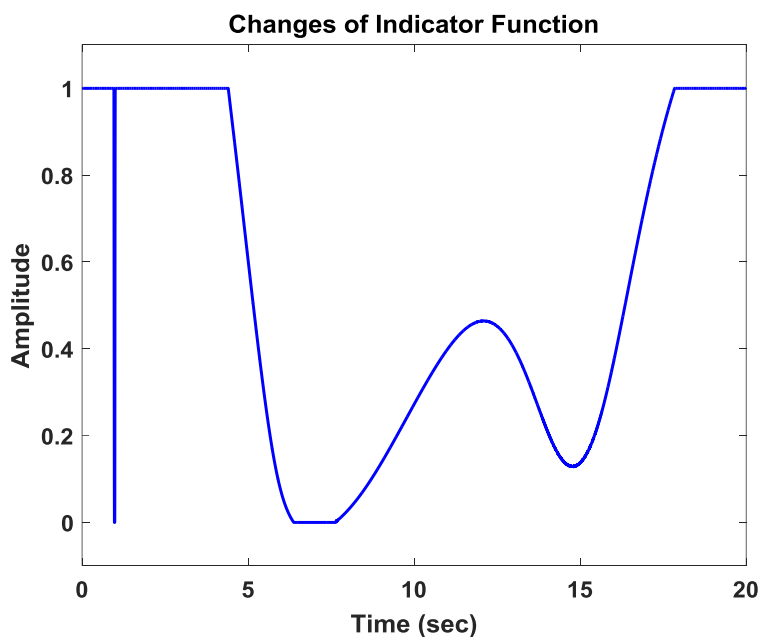
شکل ۴-۵: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۱



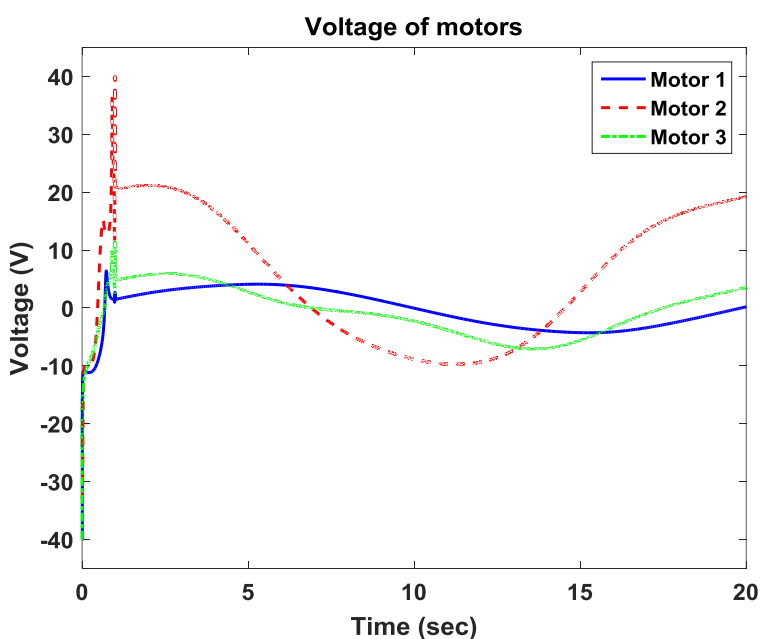
شکل ۴-۶: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۲



شکل ۴-۷: عملکرد سیستم کنترل تطبیقی و نظارتی برای خطای ردگیری مفصل ۳



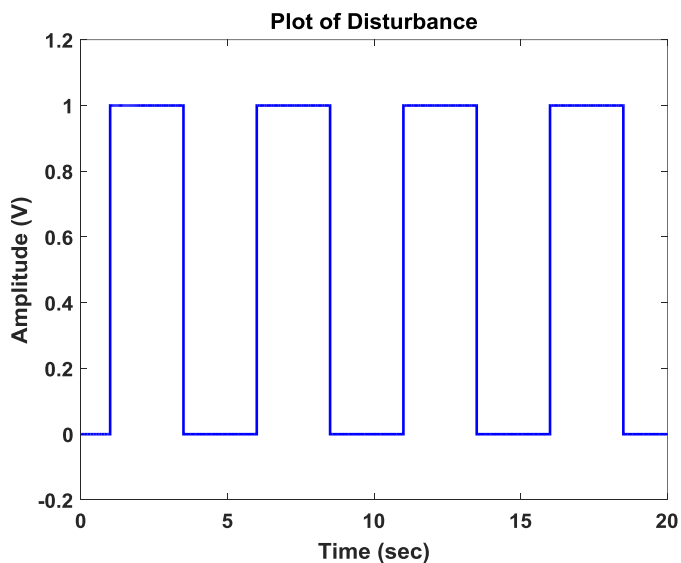
شکل ۴-۸: تغییرات تابع شاخص برای حالت ردگیری



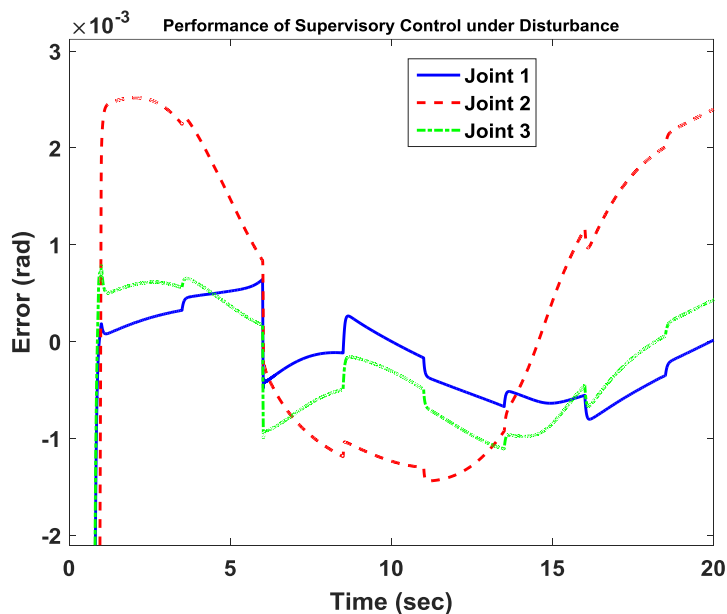
شکل ۴-۹: ولتاژ موتورها برای حالت ردگیری

در ادامه اغتشاش خارجی به صورت تابع متناوب پالس مطابق شکل (۴-۱۰)، با دامنه ۱ ولت، دوره تناوب ۵ ثانیه، تاخیر ۱ ثانیه و پهنای پالس ۲/۵ ثانیه، به ورودی هر موتور اضافه می‌شود. عملکرد مطلوب سیستم کنترل نظارتی برای ردگیری، با حضور اغتشاش خارجی در شکل (۴-۱۱) نشان داده

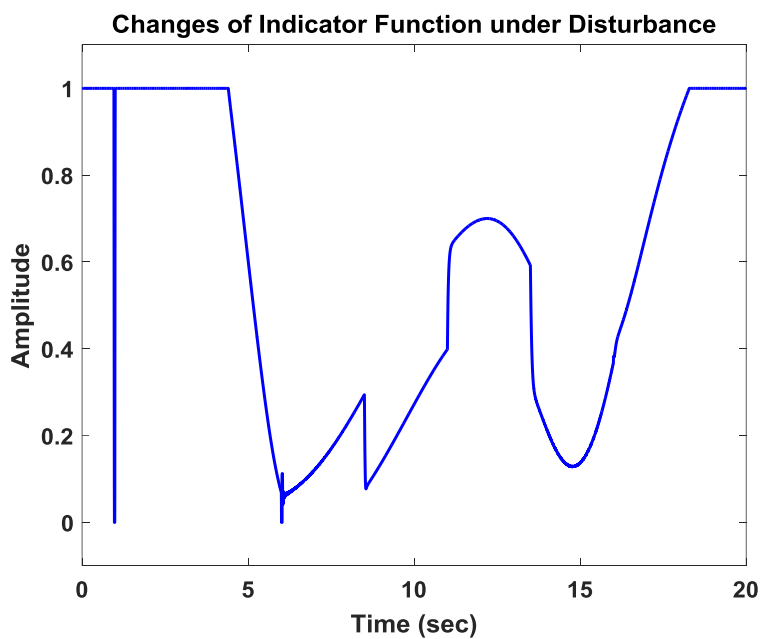
شده است. تغییرات تابع شاخص I با حضور اغتشاش خارجی در شکل (۴-۱۲) قابل مشاهده است. وجود اغتشاش موجب شده است تا کنترل سیستم از عهده کنترل کننده تطبیقی سلب شده و به کنترل کننده فازی یا ترکیب کنترل کننده های فازی و تطبیقی سپرده شود. همچنین سیگنال کنترلی ولتاژ با حضور اغتشاش در شکل های (۴-۱۳) ارائه شده است.



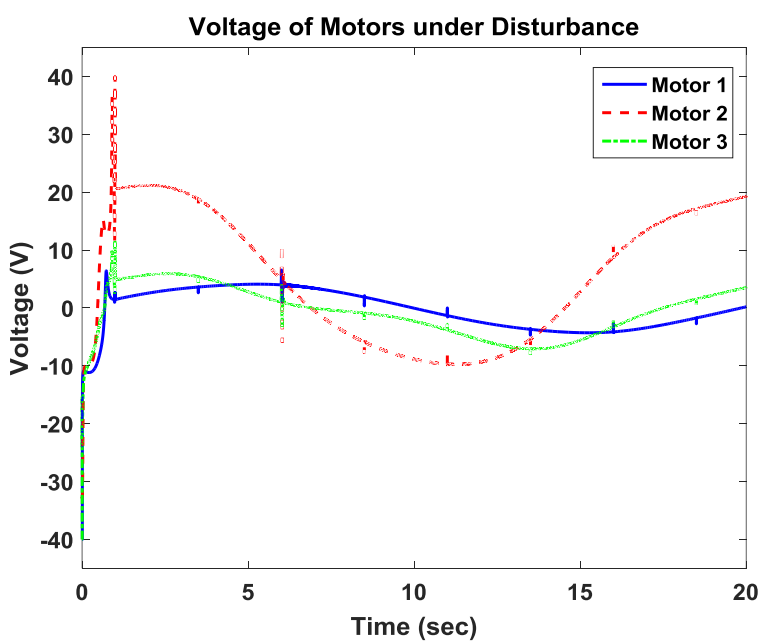
شکل ۴-۱۰: اغتشاش خارجی برای حالت ردگیری



شکل ۴-۱۱: عملکرد سیستم کنترل نظارتی برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی



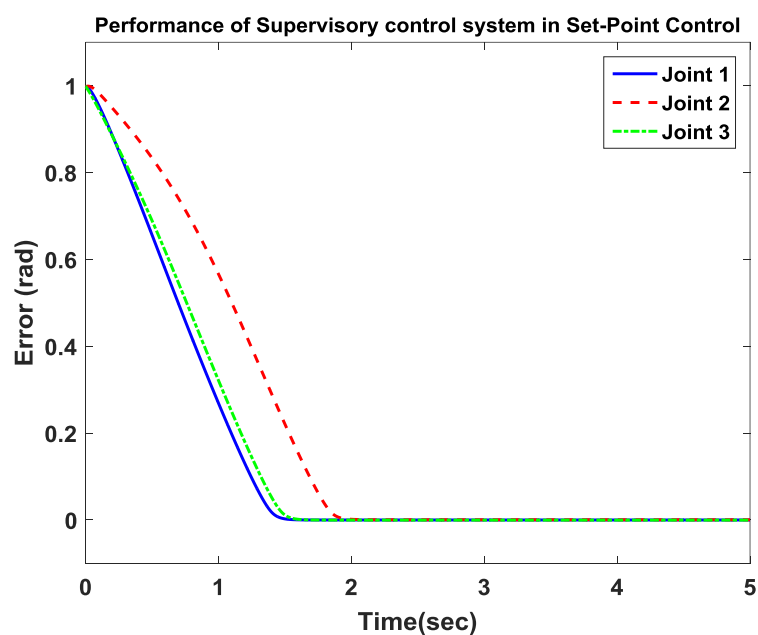
شکل ۴-۱۲: تغییرات تابع شاخص برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی



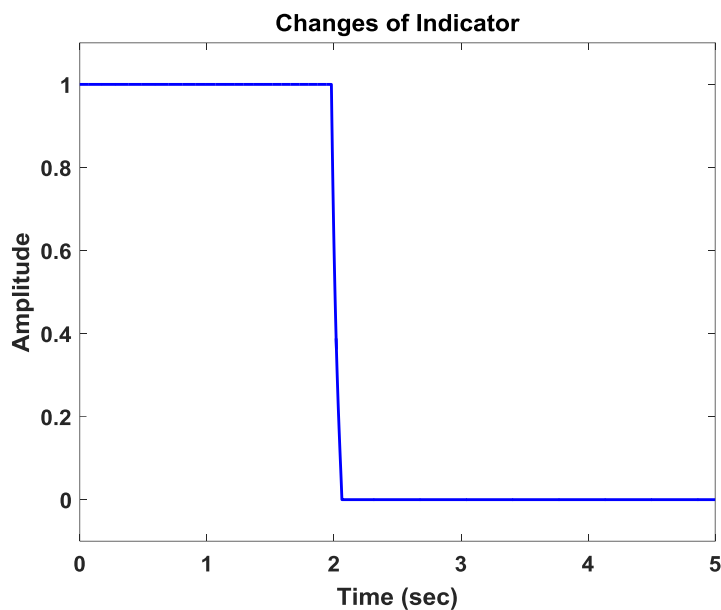
شکل ۴-۱۳: نمودار ولتاژ موتورها برای حالت ردگیری با حضور اغتشاش خارجی

۴-۴-۲ تنظیم

به منظور بررسی عملکرد سیستم کنترل نظارتی برای تنظیم، موقعیت مطلوب مفاصل بر روی ۱ رادیان تنظیم شده است. خطای اولیه برای همگی مفاصل برابر با 0.002 رادیان در نظر گرفته شده است. همچنین سایر پارامترهای مورد نیاز برای شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌ها در حالت تنظیم به مانند حالت ردگیری، و زمان شبیه‌سازی در این حالت ۵ ثانیه انتخاب شده است. شکل (۴-۱۴) عملکرد سیستم کنترل نظارتی را در حالت تنظیم نمایش می‌دهد. خطای ماندگار تمامی مفاصل تقریباً برابر با صفر است. تغییرات تابع شاخص I برای حالت تنظیم، در شکل (۴-۱۵) ارائه شده است. ولتاژ موتورها در حالت تنظیم در شکل (۴-۱۶) نمایش داده شده است. با توجه به وجود خطای اولیه در مفاصل ربات، سیگنال‌های کنترل در ابتدا بزرگ است. ولتاژ موتور دو و سه بعد از مدتی به دلیل غلبه بر نیروی گرانش دارای مقدار ثابت است ولی ولتاژ موتور یک بعد از مدتی صفر می‌شود.

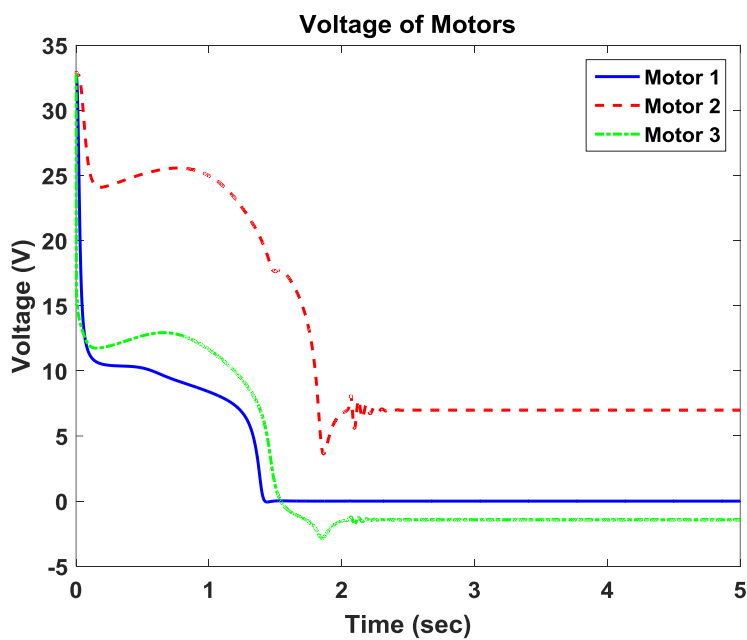


شکل ۴-۱۴: عملکرد سیستم کنترل نظارتی در حالت تنظیم



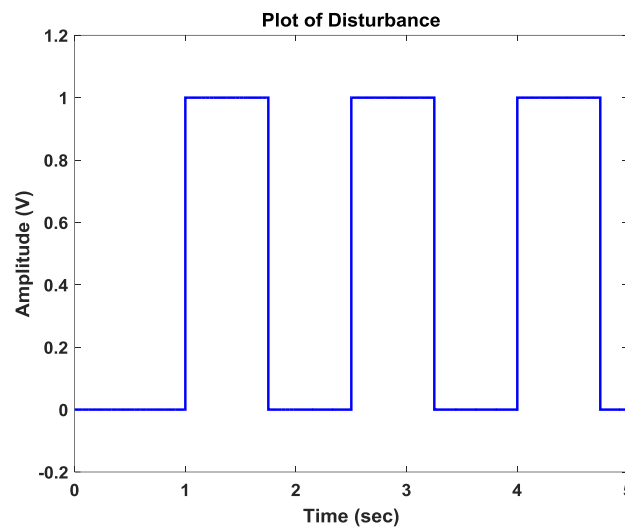
شکل ۴-۱۵: تغییرات تابع شاخص I در حالت تنظیم

با توجه به شکل (۴-۱۵) و به دلیل وجود خطای اولیه، در ابتدا $I=1$ بوده و وظیفه کنترل سیستم بر عهده کنترل کننده فازی است. همچنین پس از کوچک تر شدن خطا از مقدار تعیین شده، $I=0$ و کنترل کننده تطبیقی سیستم را کنترل می کند.

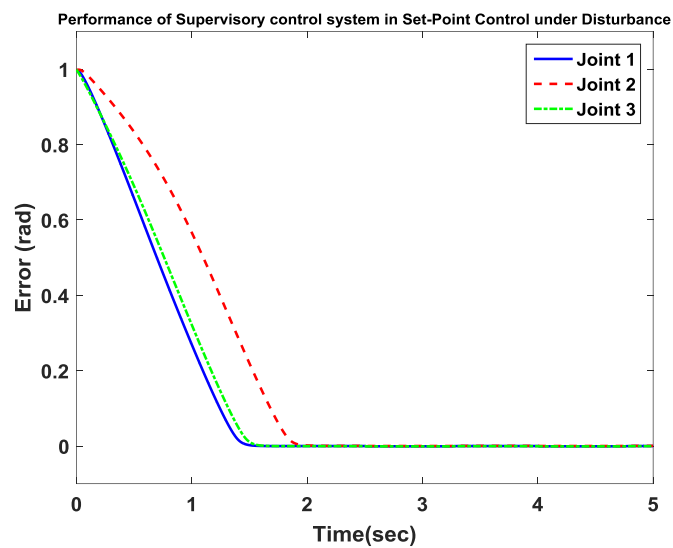


شکل ۴-۱۶: نمودار ولتاژ موتورها در حالت تنظیم

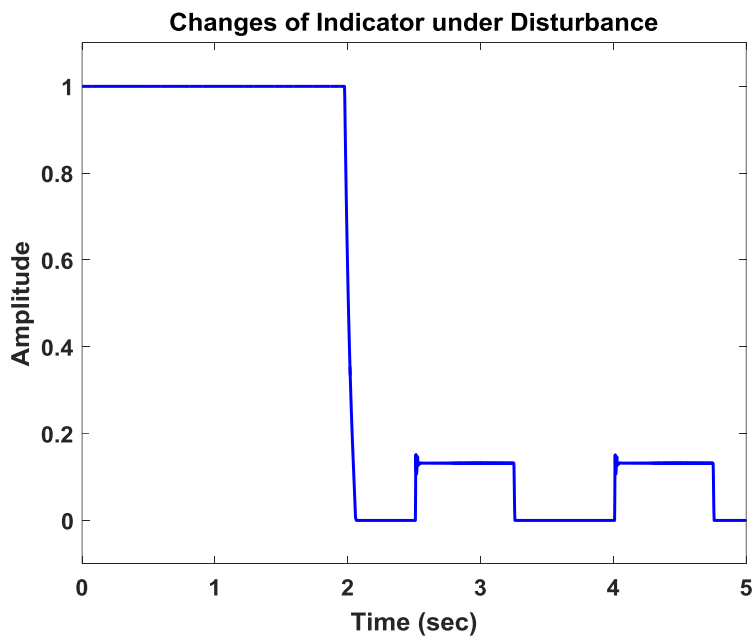
در ادامه اغتشاش خارجی به صورت تابع متناوب پالس مطابق شکل (۴-۱۷)، با دامنه ۱ ولت، دوره تناوب ۱/۵ ثانیه، تاخیر ۱ ثانیه و پهنای پالس ۰/۷۵ ثانیه، به ورودی هر موتور اضافه می‌شود. عملکرد مطلوب سیستم کنترل نظارتی برای تنظیم، با حضور اغتشاش خارجی در شکل (۴-۱۸) نشان داده شده است. همچنین تغییرات تابع شاخص I و سیگنال کنترلی ولتاژ با حضور اغتشاش خارجی در شکل‌های (۴-۱۹) و (۴-۲۰) ارائه شده است.



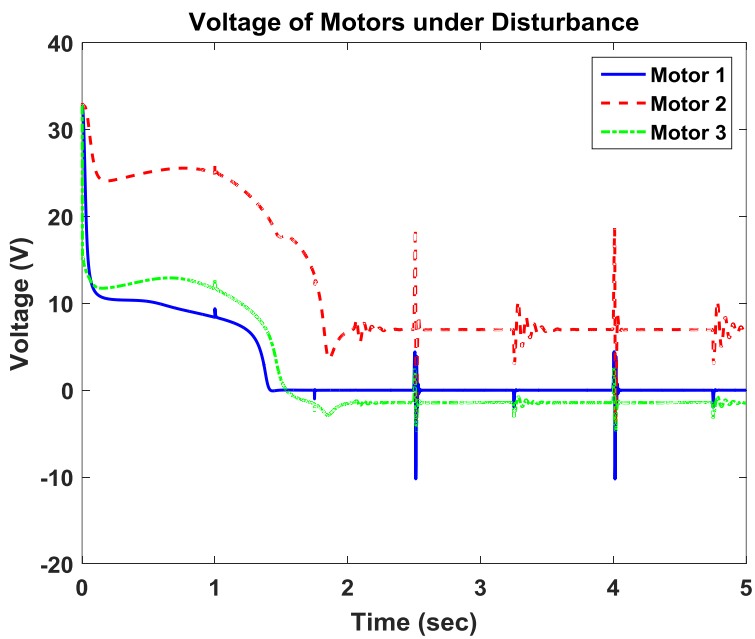
شکل ۴-۱۷: اغتشاش خارجی برای حالت تنظیم



شکل ۴-۱۸: عملکرد سیستم کنترل نظارتی در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی



شکل ۴-۱۹: تغییرات تابع شاخص I در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی



شکل ۴-۲۰: ولتاژ موتورها در حالت تنظیم با حضور اغتشاش خارجی

۴-۵ نتیجه گیری

در این فصل سیستم کنترل نظارتی برای کنترل بازوهای رباتیک ارائه شده است. سیستم کنترل ارائه شده یک سیستم کنترل دوسطحی می باشد که سطح اول آن کنترل تطبیقی و سطح دوم کنترل فازی است که هر دو کنترل کننده بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ طراحی شده اند. کنترل کننده تطبیقی به منظور دستیابی به ردگیری مناسب طراحی شده است. از سویی دیگر، کنترل کننده فازی که نقش کنترل کننده نظارتی را ایفا می کند، به منظور تضمین پایداری سیستم حلقه بسته به کارگرفته شده است. روش کنترلی بیان شده، روی بازوهای ربات هنرمند که دارای سه مفصل می باشد اعمال شده است و نتایج شبیه سازی برای کنترل ردگیری و تنظیم مفاصل آن ارائه گردیده است که عملکرد مطلوب این سیستم کنترل را نشان می دهد.

فصل پنجم:

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه، روش جدیدی با استفاده از دو کنترل‌کننده تطبیقی و فازی با نام کنترل فازی نظارتی برای کنترل بازوی ربات به همراه موتورهای الکتریکی مغناطیس دائم جریان مستقیم، ارائه شده است. در طراحی سیستم کنترل از راهبرد کنترل مبتنی بر ولتاژ استفاده شده است که به مدل پیچیده ربات نیاز نیست و همچنین در این روش کنترلی، قانون کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود در نتیجه کنترل چندمتغیره بازوی ربات به کنترل جداگانه تبدیل می‌شود که منجر به کاهش حجم محاسبات و سادگی در طراحی می‌گردد. با توجه به مزیت‌های راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، از این روش کنترلی برای طراحی کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی استفاده شده است. قانون کنترل پیشنهاد شده، تنها با کمک پسخوردهایی از موقعیت و سرعت مفصل و همچنین جریان موتور، قابل پیاده‌سازی است. سیستم کنترل نظارتی ارائه شده یک سیستم کنترل دوسطحی می‌باشد که از کنترل تطبیقی به عنوان کنترل‌کننده سطح اول و کنترل فازی به عنوان کنترل‌کننده سطح دوم استفاده می‌نماید. با تعریف تابع شاخص که بر اساس مقدار خطا، نحوه تغییر سطح بین کنترل‌کننده‌ها را فراهم می‌کند، شیوه عملکرد سیستم کنترل نظارتی تشریح شده است. کنترل تطبیقی با توجه به وجود عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خارجی ممکن است به تنهایی پایداری کل سیستم را تضمین نکند از طرفی کنترل فازی نیز به دلیل ویژگی‌های ذاتی خود ممکن است به منجر به عملکرد و دقت مناسب در ردگیری نشود. لذا استفاده از یک ساختار کنترلی به فرم کنترل نظارتی می‌تواند موثر واقع شود. در سیستم کنترل نظارتی ارائه شده، با کمک کنترل‌کننده‌های تطبیقی و فازی مقاوم، دقت ردگیری و تضمین پایداری محقق شده است. نتایج شبیه‌سازی برای حالت‌های کنترل ردگیری و تنظیم با حضور و عدم حضور اغتشاش خارجی، ارائه گردیده است که عملکرد مطلوب سیستم کنترل ارائه شده را نشان می‌دهد.

۲-۵ پیشنهادات

به منظور ادامه تحقیق، راه کارهای ذیل برای پژوهش های آینده ارائه می گردد:

- به جای کنترل کننده تطبیقی (سطح اول) و فازی (سطح دوم) می توان از کنترل کننده های مختلفی از قبیل کنترل کننده های تناسبی-انتگرالی-مشتقی و کنترل پسگام استفاده نمود.
- بازسازی الگوریتم کنترلی ارائه شده برای بازوی ربات انعطاف پذیر
- استفاده از روش بسط تیلور در جهت جبران عدم قطعیت ها

پیوست:

معادلات دینامیکی بازوی ربات و موتور

الکتریکی

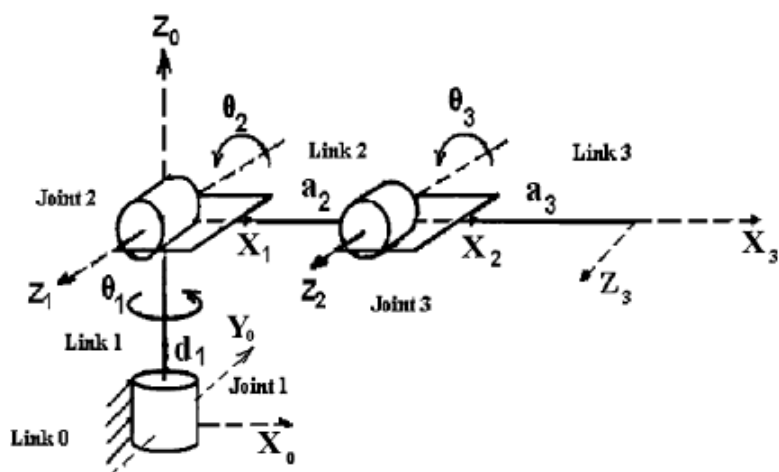
مدل دینامیکی بازوی رباتیک [۵۹] به صورت زیر است:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau_r \quad (\text{الف-۱})$$

که در آن $q, \dot{q}, \ddot{q} \in R^{n \times 1}$ به ترتیب بردار موقعیت موقعیت، سرعت و شتاب مفاصل، $D(q) \in R^{n \times n}$ ماتریس اینرسی بازوی ربات، $C(q, \dot{q}) \in R^{n \times n}$ ماتریس گشتاور جانب مرکز و کریولیس، $G(q) \in R^{n \times 1}$ بردار گشتاور ثقلی و $\tau_r \in R^{n \times 1}$ بردار گشتاور ورودی ربات است.

شبیه‌سازی‌های ارائه شده در این پایان‌نامه روی ربات هنرمند [۶۰] اجرا شده است. ربات مورد نظر دارای سه مفصل لولایی بوده که در شکل (الف-۱) نشان داده شده است. پارامترهای دناویت-هارتنبرگ این ربات در جدول (الف-۱) ارائه شده است که در آن θ_i ، d_i ، a_i و α_i به ترتیب زاویه، انحراف، طول و پیچش مفصل ربات می‌باشند. پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (الف-۲) برای i امین مفصل ارائه گردیده است که m_i جرم، $r_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$ مرکز جرم و I_i تانسور اینرسی است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xxi} & I_{xyi} & I_{xzi} \\ I_{xyi} & I_{yyi} & I_{yzi} \\ I_{xzi} & I_{yzi} & I_{zzi} \end{bmatrix} \quad (\text{الف-۲})$$



شکل الف-۱: دیاگرام مفصلی ربات هنرمند

جدول الف-۱: پارامترهای دناویت-هارتنبیگ ربات هنرمند

$\alpha_i (rad)$	$a_i (m)$	$d_i (m)$	$\theta_i (rad)$	مفصل
$\frac{\pi}{2}$	•	•/۲۸	θ_1	۱
•	•/۷۶	•	θ_2	۲
•	•/۹۳	•	θ_3	۳

جدول الف-۲: پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

I_{yzi}	I_{xzi}	I_{xyi}	I_{zzi}	I_{yyi}	I_{xxi}	m_i	z_i	y_i	x_i	مفصل
(kgm^2)	(kgm^2)	(kgm^2)	(kgm^2)	(kgm^2)	(kgm^2)	(kg)	(m)	(m)	(m)	
.	.	.	۰/۳۱	۰/۳۶	۰/۳۴	۱۹	.	-۰/۲۲	.	۱
.	.	.	۱/۳۱	۱/۳۲	۰/۱۸	۱۸/۱۸	.	.	-۰/۵۱	۲
.	.	.	۰/۹۳	۰/۹۲	۰/۰۷	۱۰/۹۹	.	.	-۰/۶۷	۳

بر اساس رابطه (الف-۱) معادله دینامیکی ربات هنرمند به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \\ \ddot{q}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \dot{q}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} = \tau_r \quad (\text{الف-۳})$$

که در آن:

$$\begin{aligned} D_{11} = & m_3 a_3 x_3 - 0.5 I_{xx2} \cos(2q_2) + I_{xy2} \sin(2q_2) + 0.5 m_3 a_2^2 \cos(2q_2) + 0.5 m_3 x_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ & + I_{yy1} + 0.5 I_{yy2} \cos(2q_2) - m_3 a_3 y_3 \sin(2q_3 + 2q_2) + m_3 a_3 x_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I_{xx3} \\ & + 0.5 m_3 a_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) + m_3 a_3 a_2 \cos(2q_2 + q_3) - m_3 a_2 y_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ & - m_2 a_2 y_3 \sin(q_3) + m_3 a_3 a_2 \cos(q_3) + m_3 a_2 x_3 \cos(q_3) + 0.5 m_2 x_2^2 + m_3 a_2 x_3 \cos(2q_2 + q_3) \\ & + 0.5 I_{yy3} \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_2 y_2^2 + 0.5 m_3 y_3^2 + 0.5 I_{yy2} - 0.5 m_3 y_3^2 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ & - 0.5 I_{xx3} \cos(2q_3 + 2q_2) + I_{xy3} \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I_{xx2} + m_2 z_2^2 + m_1 z_1^2 + m_1 x_1^2 + m_2 a_2 x_2 \\ & + 0.5 m_3 a_3^2 + m_3 z_3^2 + 0.5 I_{yy3} + 0.5 m_3 x_3^2 + 0.5 m_2 a_2^2 + 0.5 m_3 a_2^2 + 0.5 m_2 x_2^2 \cos(2q_2) \\ & - 0.5 m_2 y_2^2 \cos(2q_2) + 0.5 m_2 a_2^2 \cos(2q_2) + m_2 a_2 x_2 \cos(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \sin(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \sin(2q_2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_{12} = & I_{yz3} + \cos(q_3 + q_2) + I_{xz3} \sin(q_3 + q_2) + I_{xz2} \sin(q_2) + I_{yz2} \cos(q_2) - m_3 z_3 a_3 \sin(q_3 + q_2) \\
& - m_3 z_3 x_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 y_3 \cos(q_3 + q_2) - m_2 z_2 y_2 \cos(q_2) - m_2 z_2 x_2 \sin(q_2) \\
& - m_2 z_2 a_2 \sin(q_2) - m_3 z_3 a_2 \sin(q_2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_{13} = & I_{yz3} \cos(q_3 + q_2) + I_{xz3} \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 a_3 \sin(q_3 + q_2) - m_3 z_3 x_3 \sin(q_3 + q_2) \\
& - m_3 z_3 y_3 \cos(q_3 + q_2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_{22} = & I_{zz2} + 2m_3 a_3 x_3 + m_2 x_2^2 + m_2 y_2^2 + m_3 y_3^2 + I_{zz3} - 2m_3 a_2 y_3 \sin(q_3) + 2m_3 a_3 a_2 \cos(q_3) \\
& + 2m_2 a_2 x_2 + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2 + 2m_3 a_2 x_3 \cos(q_3) + m_2 a_2^2 + m_3 a_2^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D_{23} = & 2m_3 a_3 x_3 + m_3 y_3^2 + I_{zz3} - m_3 a_2 y_3 \sin(q_3) + m_3 a_3 a_2 \cos(q_3) + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2 \\
& + m_3 a_2 x_3 \cos(q_3)
\end{aligned}$$

$$D_{33} = 2m_3 a_3 x_3 + m_3 y_3^2 + I_{zz3} + m_3 a_3^2 + m_3 x_3^2$$

$$D_{21} = D_{12} \quad , \quad D_{31} = D_{13} \quad , \quad D_{32} = D_{23}$$

$$C_{11} = \left(\begin{array}{l} -m_2 a_2 x_2 \sin(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \cos(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \cos(2q_2) - m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ -m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ -m_3 a_3 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) + 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) \\ -0.5 I_{yy2} \sin(2q_2) + I_{xy2} \cos(2q_2) + I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 a_2^2 \sin(2q_2) \\ + 0.5 m_2 y_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 a_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 x_2^2 \sin(2q_2) \\ - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ - 0.5 I_{yy3} \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I_{xx2} \sin(2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_2$$

$$+ \left(\begin{array}{l} -0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ -0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ -0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - 0.5 m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) - 0.5 m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) \\ + 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) + I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 I_{yy3} \sin(2q_3 + 2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_3$$

$$\begin{aligned}
C_{12} = & \left(\begin{aligned}
& -m_2 a_2 x_2 \sin(2q_2) - m_2 a_2 y_2 \cos(2q_2) - m_2 x_2 y_2 \cos(2q_2) \\
& -m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\
& -m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) \\
& + 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 I_{yy2} \sin(2q_2) + I_{xy2} \cos(2q_2) + I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) \\
& - 0.5 m_3 a_2^2 \sin(2q_2) + 0.5 m_2 y_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 a_2^2 \sin(2q_2) - 0.5 m_2 x_2^2 \sin(2q_2) \\
& - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_3 y_2^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\
& - 0.5 I_{yy3} \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 I_{xx3} \sin(2q_2)
\end{aligned} \right) \dot{q}_1 \\
& + \left(\begin{aligned}
& -m_2 z_2 x_2 \cos(q_2) - m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) m_3 z_3 x_3 \cos(q_3 + q_2) + m_3 z_3 y_3 \sin(q_3 + q_2) \\
& - I_{yz3} \sin(q_3 + q_2) + I_{xz3} \cos(q_3 + q_2) + m_2 z_2 y_2 \sin(q_2) - m_3 z_3 a_2 \cos(q_2) + I_{xz2} \cos(q_2) \\
& - I_{yz2} \sin(q_2) - m_2 z_2 a_2 \cos(q_2)
\end{aligned} \right) \dot{q}_2 \\
& + \left(\begin{aligned}
& -m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 z_3 x_3 \cos(q_3 + q_2) + m_3 z_3 y_3 \sin(q_3 + q_2) \\
& - I_{yz3} \sin(q_3 + q_2) + I_{xz3} \cos(q_3 + q_2)
\end{aligned} \right) \dot{q}_3 \\
C_{13} = & \left(\begin{aligned}
& -0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(q_3) - m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\
& - 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) - m_3 x_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) - m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\
& - 0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) - 0.5 m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) - 0.5 m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) \\
& + 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) + I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\
& + 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 I_{yy3} \sin(2q_3 + 2q_2)
\end{aligned} \right) \dot{q}_1 \\
& + \left(\begin{aligned}
& -m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 z_3 x_3 \cos(q_3 + q_2) + m_3 z_3 y_3 \sin(q_3 + q_2) - I_{yz3} \sin(q_3 + q_2) \\
& + I_{xz3} \cos(q_3 + q_2)
\end{aligned} \right) \dot{q}_2
\end{aligned}$$

$$+ \left(\begin{array}{l} -m_3 z_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 z_3 x_3 \cos(q_3 + q_2) + m_3 z_3 y_3 \sin(q_3 + q_2) - I_{yz3} \sin(q_3 + q_2) \\ + I_{xz3} \cos(q_3 + q_2) \end{array} \right) \dot{q}_3$$

$$C_{21} = \left(\begin{array}{l} m_2 a_2 x_2 \sin(2q_2) + m_2 a_2 y_2 \cos(2q_2) + m_2 y_2 x_2 \cos(2q_2) + m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ + m_3 a_3 x_3 \sin(2q_2 + q_3) + m_3 y_3 x_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) + m_3 a_3 a_2 \sin(2q_2 + q_3) - 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 I_{yy2} \sin(2q_2) - I_{xy2} \cos(2q_2) - I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_3 a_2^2 \sin(2q_2) \\ - 0.5 m_2 y_2^2 \sin(2q_2) + 0.5 m_2 a_2^2 \sin(2q_2) + 0.5 m_2 x_2^2 \sin(2q_2) \\ + 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 I_{yy3} \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 I_{xx2} \sin(2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_1$$

$$C_{22} = (-m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - m_3 a_2 x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_3$$

$$C_{23} = (-m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - m_3 a_2 x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_2 \\ + (-m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) - m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) - m_3 a_2 x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_3$$

$$C_{31} = \left(\begin{array}{l} 0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) + 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(q_3) + m_3 a_3 y_3 \cos(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 m_3 a_2 x_3 \sin(2q_2 + q_3) + m_3 y_3 x_3 \cos(2q_3 + 2q_2) + m_3 a_3 x_3 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 m_3 a_2 y_3 \cos(2q_2 + q_3) + 0.5 m_3 a_2 a_3 \sin(2q_2 + q_3) \\ + 0.5 m_3 a_2 a_3 \sin(q_3) - 0.5 I_{xx3} \sin(2q_3 + 2q_2) - I_{xy3} \cos(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 m_3 a_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) - 0.5 m_3 y_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) + 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \\ + 0.5 m_3 x_3^2 \sin(2q_3 + 2q_2) \end{array} \right) \dot{q}_1$$

$$C_{32} = (m_3 a_3 a_2 \sin(q_3) + m_3 a_2 y_3 \cos(q_3) + m_3 a_2 x_3 \sin(q_3)) \dot{q}_2$$

$$C_{33} = 0$$

$$G_1 = 0$$

$$G_2 = 9.81 \begin{pmatrix} m_2 a_2 \cos(q_2) + m_2 x_2 \cos(q_2) - m_2 y_2 \sin(q_2) + m_3 a_3 \cos(q_3 + q_2) \\ m_3 a_2 \cos(q_2) + m_3 x_3 \cos(q_3 + q_2) - m_3 y_3 \sin(q_3 + q_2) \end{pmatrix}$$

$$G_3 = 9.81 m_3 (a_3 \cos(q_3 + q_2) + x_3 \cos(q_3 + q_2) - y_3 \sin(q_3 + q_2))$$

موتورهای الکتریکی گشتاور ورودی مفاصل را به صورت رابطه زیر تولید می کنند:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_r = \tau_m \quad (\text{الف-۴})$$

که در آن $\theta_m \in R^{n \times 1}$ بردار موقعیت موتورها، $J_m, B_m, r \in R^{n \times n}$ ماتریس‌های قطری به ترتیب ضرایب اینرسی، میرایی و چرخ‌دنده کاهشی موتور و $\tau_m \in R^{n \times 1}$ بردار گشتاور موتورها می باشد.

سیستم (الف-۱) و (الف-۴)، غیرخطی، چند ورودی-چند خروجی و با محاسبات زیاد است که این پیچیدگی یکی از مهم‌ترین چالش‌هایی است که طراحان برای مدل‌سازی و کنترل ربات با آن مواجه می باشند. به منظور به دست آوردن ولتاژ موتورها به عنوان ورودی سیستم، معادلات الکتریکی موتور مغناطیس دائم جریان مستقیم به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$u = R I_a + L \dot{I}_a + k_b r^{-1} \dot{q} \quad (\text{الف-۵})$$

که $u \in R^{n \times 1}$ بردار ولتاژ موتورها، $I_a \in R^{n \times 1}$ بردار جریان آرمیچر، $R, L, k_b \in R^{n \times n}$ ماتریس‌های قطری به ترتیب مقاومت آرمیچر، اندوکتانس آرمیچر و ثابت ضدمحرک القایی است. بردار گشتاور موتور τ_m که به عنوان ورودی برای معادله (الف-۴) در نظر گرفته می شود، به صورت زیر است:

$$k_m I_a = \tau_m \quad (\text{الف-۶})$$

که $k_m \in R^{n \times n}$ ماتریس قطری ثابت گشتاور است.

با کمک روابط (الف-۱)، (الف-۴)، (الف-۵) و (الف-۶) معادلات فضای حالت سیستم به دست می آید:

$$\dot{X} = f(x) + bu \quad (\text{الف-۷})$$

که در آن:

$$f(X) = \begin{bmatrix} x_2 \\ (rD(x_1) + J_m r^{-1})^{-1} H \\ -L^{-1}(Rx_3 + k_b r^{-1} x_2) \end{bmatrix}$$

$$H = [k_m x_3 - (B_m r^{-1} + rC(x_1, x_2))x_2 - rG(x_1)]$$

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

مدل فضای حالت سیستم رباتیک (الف-۷) به فرم همراه نمی‌باشد و بیانگر سیستم دارای تزویج شدید، چندمتغیره و غیرخطی است.

همچنین پارامترهای موتور الکتریکی در جدول (الف-۳) ارائه شده است:

جدول الف-۳: پارامترهای موتور الکتریکی

	B_m	J_m	L	k_b	R	موتور
r	$(\frac{Nms^2}{rad})$	$(\frac{Nms^2}{rad})$	(H)	$(\frac{Vs}{rad})$	(Ω)	
	۰/۰۰۱	۰/۰۰۰۲	۰/۰۰۱	۰/۲۶	۱/۶	۳و۲و۱

- [1] Lewis, F. L., Dawson, D. M., & Abdallah, C. T. (2003). Robot manipulator control: theory and practice. CRC Press.
- [2] Schilling, R. J. (1996). Fundamentals of robotics: analysis and control. Simon & Schuster Trade.
- [3] Fateh, M. M. (2009). Robust Control of Electrical Manipulators by Reducing the Effects of Uncertainties. *World Applied Sciences Journal*, 7, 161-167.
- [4] Cervantes, I., & Alvarez-Ramirez, J. (2001). On the PID tracking control of robot manipulators. *Systems & control letters*, 42(1), 37-46.
- [5] Kelly, R. (1995). A tuning procedure for stable PID control of robot manipulators. *Robotica*, 13(2), 141-148.
- [6] Cheah, C. C., Kawamura, S., Arimoto, S., & Lee, K. (1999). PID control of robotic manipulator with uncertain Jacobian matrix. In *Robotics and Automation, 1999. Proceedings. 1999 IEEE International Conference on* (Vol. 1, pp. 494-499). IEEE.
- [7] Bedrossian, N. S., & Spong, M. W. (1995). Feedback linearization of robot manipulators and Riemannian curvature. *Journal of Field Robotics*, 12(8), 541-552.
- [8] Fateh, M. M., & Khorashadizadeh, S. (2012). Optimal robust voltage control of electrically driven robot manipulators. *Nonlinear Dynamics*, 70(2), 1445-1458.
- [9] Middleton, R. H., & Goodwin, G. C. (1986, December). Adaptive computed torque control for rigid link manipulators. In *Decision and Control, 1986 25th IEEE Conference on* (Vol. 25, pp. 68-73). IEEE.
- [10] Llama, M. A., Kelly, R., & Santibañez, V. (2000). Stable computed-torque control of robot manipulators via fuzzy self-tuning. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 30(1), 143-150.
- [11] Slotine, J. J. E., & Li, W. (1991). *Applied nonlinear control* (Vol. 199, No. 1). Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall.
- [12] Craig, J. J., Hsu, P., & Sastry, S. S. (1987). Adaptive control of mechanical manipulators. *The International Journal of Robotics Research*, 6(2), 16-28.

- [13] Lozano, R., & Brogliato, B. (1992). Adaptive control of robot manipulators with flexible joints. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 37(2), 174-181.
- [14] Slotine, J. J., & Weiping, L. (1988). Adaptive manipulator control: A case study. *IEEE transactions on automatic control*, 33(11), 995-1003.
- [15] Spong, M. W. (1992). On the robust control of robot manipulators. *IEEE Transactions on automatic control*, 37(11), 1782-1786.
- [16] Qu, Z., & Dawson, D. M. (1995). *Robust tracking control of robot manipulators*. IEEE press.
- [17] Abdallah, C. H. A. O. U. K. I., Dawson, D. M., Dorato, P., & Jamshidi, M. (1991). Survey of robust control for rigid robots. *IEEE Control Systems*, 11(2), 24-30.
- [18] Slotine, J. J. E. (1985). The robust control of robot manipulators. *The International Journal of Robotics Research*, 4(2), 49-64.
- [19] Islam, S., & Liu, X. P. (2011). Robust sliding mode control for robot manipulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6), 2444-2453.
- [20] Wilson, G. A., & Irwin, G. W. (1994). Robust tracking of elastic joint manipulators using sliding mode control. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 16(2), 99-107.
- [21] Yang, Z. J., Fukushima, Y., & Qin, P. (2011, August). Decentralized adaptive robust control of robot manipulators. In *Advanced Mechatronic Systems (ICAMechS), 2011 International Conference on* (pp. 181-186). IEEE.
- [22] Chen, C. Y., Cheng, M. H. M., Yang, C. F., & Chen, J. S. (2008, June). Robust adaptive control for robot manipulators with friction. In *Innovative Computing Information and Control, 2008. ICICIC'08. 3rd International Conference on* (pp. 422-422). IEEE.
- [23] Rahmani, B., & Belkheiri, M. (2016, November). Robust adaptive control of robotic manipulators using neural networks: Application to a two link planar robot. In *Modelling, Identification and Control (ICMIC), 2016 8th International Conference on* (pp. 839-844). IEEE.
- [24] Levi, I., Berman, N., & Ailon, A. (2007, June). Robust adaptive nonlinear H_∞ control for robot manipulators. In *Control & Automation, 2007. MED'07. Mediterranean Conference on* (pp. 1-6). IEEE.

- [25] Baicu, C. F., Rahn, C. D., & Dawson, D. M. (1998). Backstepping boundary control of flexible-link electrically driven gantry robots. *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, 3(1), 60-66.
- [26] Fierro, R., & Lewis, F. L. (1995, December). Control of a nonholonomic mobile robot: backstepping kinematics into dynamics. In *Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on* (Vol. 4, pp. 3805-3810). IEEE.
- [27] Wang, L. X. (1999). *A course in fuzzy systems* (pp. 258-265). Prentice-Hall press, USA.
- [28] Ken, C., Jian-Ya, L., & Xiang, L. Y. (1988, August). Fuzzy control of robot manipulator. In *Systems, Man, and Cybernetics, 1988. Proceedings of the 1988 IEEE International Conference on* (Vol. 2, pp. 1210-1212). IEEE.
- [29] Lih-Chang, L., & Chiang-Chuan, C. (1995). Rigid model-based fuzzy control of flexible-joint manipulators. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 13(2), 107-126.
- [30] Ham, C., Qu, Z., & Johnson, R. (2000). Robust fuzzy control for robot manipulators. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 147(2), 212-216.
- [31] An, T. H., Cong-Nguyen, H., Sok, J. H., Lee, W. S., & Han, S. H. (2010, October). A robust neural network control of robot manipulator for industrial application. In *Control Automation and Systems (ICCAS), 2010 International Conference on* (pp. 2099-2102). IEEE.
- [32] Jung, S. (2015, October). Stability analysis of reference compensation technique of neural network control for robot manipulators. In *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2015 15th International Conference on*(pp. 1159-1161). IEEE.
- [33] Zhou, Q., Li, H., & Shi, P. (2015). Decentralized adaptive fuzzy tracking control for robot finger dynamics. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 23(3), 501-510.
- [34] Cho, Y. W., Kim, E. S., Lee, K. C., & Park, M. (1999). Tracking control of a robot manipulator using a direct model reference adaptive fuzzy control. In *Intelligent Robots and Systems, 1999. IROS'99. Proceedings. 1999 IEEE/RSJ International Conference on* (Vol. 1, pp. 100-105). IEEE.
- [35] Hyun, C. H., Park, C. W., & Kim, S. (2010). Takagi–Sugeno fuzzy model based indirect adaptive fuzzy observer and controller design. *Information Sciences*, 180(11), 2314-2327.

- [36] Yu, H., & Lloyd, S. (1997). Combined direct and indirect adaptive control of constrained robots. *International Journal of Control*, 68(5), 955-970.
- [37] Chen, B. S., Uang, H. J., & Tseng, C. S. (1998). Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: A fuzzy-based dynamic game approach. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 6(4), 538-552.
- [38] Fateh, M. M. (2008). On the voltage-based control of robot manipulators. *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 6(5), 702-712.
- [39] Fateh, M. M., & Fateh, S. (2013). A precise robust fuzzy control of robots using voltage control strategy. *International Journal of Automation and Computing*, 10(1), 64-72.
- [40] Fateh, M. M., & Babaghasabha, R. (2013). Impedance control of robots using voltage control strategy. *Nonlinear Dynamics*, 74(1-2), 277-286.
- [41] Fateh, M. M. (2012). Nonlinear control of electrical flexible-joint robots. *Nonlinear Dynamics*, 67(4), 2549-2559.
- [42] Fateh, M. M. (2012). Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy. *Nonlinear Dynamics*, 67(2), 1525-1537.
- [43] Fateh, M. M. (2010). Robust fuzzy control of electrical manipulators. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 60(3), 415-434.
- [44] Wang, L. X. (1994). A supervisory controller for fuzzy control systems that guarantees stability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(9), 1845-1847.
- [45] Amer, A. F., Sallam, E. A., & Elawady, W. M. (2011). Adaptive fuzzy sliding mode control using supervisory fuzzy control for 3 DOF planar robot manipulators. *Applied Soft Computing*, 11(8), 4943-4953.
- [46] Alassar, A. Z., Abuhadrous, I. M., & Elaydi, H. A. (2010, February). Modeling and control of 5 DOF robot arm using supervisory control. In *Computer and Automation Engineering (ICCAE), 2010 The 2nd International Conference on* (Vol. 3, pp. 351-355). IEEE.
- [47] Vu, L., & Liberzon, D. (2011). Supervisory control of uncertain linear time-varying systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(1), 27-42.

- [48] Åström, K. J., & Wittenmark, B. (2013). *Adaptive control*. Courier Corporation.
- [49] He, S. Z., Tan, S., Xu, F. L., & Wang, P. Z. (1993). Fuzzy self-tuning of PID controllers. *Fuzzy sets and systems*, 56(1), 37-46.
- [50] Zhao, Z. Y., Tomizuka, M., & Isaka, S. (1993). Fuzzy gain scheduling of PID controllers. *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*, 23(5), 1392-1398.
- [51] Glorennec, P. Y. (1993). Adaptive fuzzy control. *Fuzzy logic*, 541-551.
- [52] Wang, L. X. (1993). Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems. *IEEE Transactions on fuzzy systems*, 1(2), 146-155.
- [53] Tong, S., Wang, T., & Li, H. X. (2002). Fuzzy robust tracking control for uncertain nonlinear systems. *International Journal of Approximate Reasoning*, 30(2), 73-90.
- [54] Lee, H. J., Park, J. B., & Chen, G. (2001). Robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties. *IEEE Transactions on fuzzy systems*, 9(2), 369-379.
- [55] Lee, K. R., Jeung, E. T., & Park, H. B. (2001). Robust fuzzy H_{∞} control for uncertain nonlinear systems via state feedback: an LMI approach. *Fuzzy sets and systems*, 120(1), 123-134.
- [56] Brown, M., & Harris, C. J. (1994). *Neurofuzzy adaptive modelling and control*. Prentice Hall.
- [57] Jang, J. S., & Sun, C. T. (1995). Neuro-fuzzy modeling and control. *Proceedings of the IEEE*, 83(3), 378-406.
- [58] Slotine, J. J., & Sastry, S. S. (1983). Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators. *International journal of control*, 38(2), 465-492.
- [59] Spong, M. W., Hutchinson, S., & Vidyasagar, M. (2006). *Robot modeling and control* (Vol. 3). New York: Wiley.
- [60] Fateh, M. M., & Baluchzadeh, M. (2013). Modeling and robust discrete LQ repetitive control of electrically driven robots. *International Journal of Automation and Computing*, 10(5), 472-480.

Abstract

This thesis presents a novel two-level control approach for a robot manipulator that uses adaptive control as the first level control in order to achieve tracking goals and the robust fuzzy control to guarantee stability in the closed loop system as a supervisory controller. The main advantage of the supervisory control is using different controllers to access the accuracy and stability. Designing of controllers are free from dynamical model of the robot manipulator and also it is based on voltage control strategy that is more efficient, simpler, and less computationally than torque control strategy. In this thesis, at first the adaptive and fuzzy controllers will be proposed and the structure of the supervisory control system will be introduced. Finally, the performance of the proposed control system is simulated by implementing on the articulated robot manipulator driven by permanent magnet dc motors. The simulation results show the efficient performance of the control system method.

Keywords: Adaptive control, Fuzzy control, Supervisory control, Robot manipulator, Articulated robot, voltage control strategy.



Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Control Engineering

**Supervisory fuzzy control of a robot manipulator using
voltage control strategy**

By: Amir Kardgar

Supervisor:

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

November 2017