



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات مجهز به موتور سنکرون مغناطیسی دائم

دانشجو:

مهدی صادقی ژاله

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

شهریور ماه ۱۳۹۱

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

شماره: ۰۹۸۱/آ.ش.ب
تاریخ: ۹۱/۰۶/۲۸
ویرایش: ———

بسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

فرم صورت جلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای:

مهدی صادقی ژاله رشته: حقوق
گرایش: کنترل
کنترل موقعیت بازوی ماهوربات مجهز به موقرهای سنکرون مضامین دائم
تحت عنوان: کنترل موقعیت بازوی ماهوربات مجهز به موقرهای سنکرون مضامین دائم
که در تاریخ ۹۱/۰۶/۲۸ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: عالی) امتیاز: (۱۹,۴۲۵)
دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹)

۲- بسیار خوب (۱۸ - ۱۸/۹۹)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹)

۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	دکتر خاتم	استاد	
۲- استاد مشاور	—	—	—
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	دکتر محمد زاریف	استادیار	
۴- استاد ممتحن	دکتر دستفان	استادیار	
۵- استاد ممتحن	دکتر ولی زاده	استادیار	

رئیس دانشکده:



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده: برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم

مهدی صادقی ژاله

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

شهریور ماه ۱۳۹۱

سپاس خدای را که سخنوران، در ستودن او بمانند و شمارندگان، شمردن نعمت‌های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزاردن نتوانند. خدای بزرگ را بسی شاکرم که در این وادی پر فراز و نشیب زندگی همراه و پشتیبان همیشگی ام بوده است. بر خود واجب می‌دانم، به نشان از تلاش و جدیت خود در ادای دین، این اثر را تقدیم نمایم

تقدیم

به پاس تعبیر عظیم و انسانی‌اش از واژه ایثار و از خودگذشتگی

به پاس گرمای امید بخش وجودش در این سردترین روزگار

به پاس محبت‌های بی‌دریغ و چشمان پر از برق شوق

تقدیم می‌کنم، این برگ سبز را به نشانه‌ی گوشه‌ای از تلاش و کوشش‌ام

به مقام شامخ مادر

امید است پاسخ این ایثار و گذشت دیری نپاید

و تقدیم به

ساحت مقدس حضرت مهدی (عج)

سید ما، مولای ما، دعا کن برای ما...

سپاس

فراوان از زحمات بی دریغ استاد

جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح

که من را در تمام مراحل این پایان نامه یاری نمودند. برای ایشان آرزوی سلامتی،
موفقیت و سربلندی را دارم.

و تشکر فراوان از آقایان دکتر دستغان و دکتر قلی زاده که داوری این پایان نامه را قبول
زحمت فرمودند و سپاس تمامی اساتید دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی شاهرود که همراه
ما بودند.

تعهد نامه

اینجانب میری سلطانی وصال دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با عنوان :

کنترل لادیت با روی ماموریت محفزه پودر سکرین جتایس دایم

تحت راهنمایی آقای دکتر محمد مهدی کمالی 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 با « 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 کاپیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت های 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 اخلاقی انسانی رعایت شده است.

تاریخ: ۱۳۹۷/۰۲/۲۸
امضاء دانشجو: میری سلطانی وصال

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.

- متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد.

چکیده

این پایان نامه با استراتژی کنترل ولتاژ به کنترل موقعیت ربات‌ها مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم بدون چرخ دنده می‌پردازد. به منظور طراحی کنترل کننده، به مدلسازی سیستم رباتیک شامل ربات و موتور الکتریکی می‌پردازیم. این مدل که در فضای حالت ارائه شده است، نشان می‌دهد که سیستم رباتیک به شدت غیرخطی با تزویج سنگین بین ورودی‌ها و خروجی‌ها، پرمحاسبه و نامعین است. البته پیچیدگی مدل به واسطه دینامیک ربات می‌باشد. به منظور غلبه بر پیچیدگی‌های ناشی از دینامیک ربات از استراتژی کنترل ولتاژ استفاده می‌کنیم. کنترل ولتاژ در مقایسه با کنترل گشتاور، به علت عدم استفاده از مدل ربات، ساده‌تر، کم محاسبه‌تر و کارآمدتر است. در قانون کنترل از روش خطی‌سازی فیدبکی به طور موثری استفاده می‌شود. در این روش، به جای مدل ربات از مدل موتور استفاده می‌نماییم که بسیار ساده‌تر است. در نتیجه سیستم کنترل آزاد از مدل ربات بوده و در مقابل عدم قطعیت‌های مدل ربات مقاوم است. در ادامه، یک روش کنترل آزاد از مدل موتور نیز ارائه می‌شود. کنترل کننده مورد نظر، از نوع فازی تاکاگی-سوگنو بوده و پایداری سیستم کنترل را تضمین می‌نماید. کنترل کننده‌های پیشنهادی توسط نرم-افزار متلب، بر روی ربات هنرمند مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم شبیه‌سازی می‌شود. مقایسه نتایج شبیه‌سازی‌ها، برتری استراتژی ولتاژ را نسبت به استراتژی کنترل گشتاور نشان می‌دهد. روش‌های کنترل پیشنهادی با روش‌های مرسوم کنترل برداری میدان و کنترل مستقیم گشتاور نیز مقایسه و مزایای مذکور به خوبی دیده می‌شود.

واژه‌های کلیدی: ربات، موتور سنکرون مغناطیس دائم، استراتژی کنترل ولتاژ، استراتژی

کنترل گشتاور، خطی‌سازی فیدبکی، کنترل فازی، کنترل برداری میدان، کنترل مستقیم گشتاور.

لیست مقالات مستخرج

محمد مهدی فاتح، مهدی صادقی ژاله، (۱۳۹۱)، "کنترل فازی مقاوم موقعیت موتور سنکرون مغناطیس دائم در حضور بار غیر خطی"، کنفرانس سیستم‌های فازی ایران، مازندران.

فهرست مطالب

۱	فصل ۱: مقدمه
۲	۱-۱- تعریف مساله.....
۳	۱-۱-۱- استراتژی کنترل گشتاور.....
۵	۱-۲-۱- استراتژی کنترل ولتاژ.....
۷	۲-۱- مروری بر این پژوهش.....
۹	فصل ۲: سیستم رباتیک
۱۰	۱-۲- مقدمه.....
۱۱	۱-۱-۲- مبدل الکترونیک صنعتی.....
۱۲	۲-۲- موتور سنکرون مغناطیس دائم.....
۱۳	۱-۲-۲- دستگاه مختصات $qd0$
۱۵	۲-۲-۲- مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم.....
۱۸	۳-۲- ربات.....
۱۸	۱-۳-۲- کلیات و تعاریف.....
۲۰	۲-۳-۲- مدل ربات.....
۲۰	۴-۲- مدل فضای حالت سیستم رباتیک.....
۲۴	فصل ۳: استراتژی های کنترل سیستم رباتیک
۲۵	۱-۳- مقدمه.....
۲۵	۲-۳- استراتژی های کنترل ربات.....
۲۵	۱-۲-۳- استراتژی کنترل گشتاور.....
۲۶	۲-۲-۳- استراتژی کنترل ولتاژ.....
۲۹	۳-۳- استراتژی های کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم.....
۳۰	۲-۳-۳- کنترل اسکالر.....
۳۱	۳-۳-۳- کنترل برداری میدان.....
۳۴	۴-۳-۳- کنترل مستقیم گشتاور.....
۳۸	فصل ۴: روش های کنترلی پیشنهادی
۳۹	۱-۴- مقدمه.....

۳۹	۲-۴- کنترل غیر خطی.....
۴۰	۳-۴- خطی سازی فیدبکی.....
۴۲	۲-۳-۴- خطی سازی فیدبکی در استراتژی کنترل ولتاژ.....
۴۷	۴-۴- کنترل فازی.....
۴۷	۱-۴-۴- کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ.....

۵۴

فصل ۵: نتایج شبیه سازی

۵۵	۱-۵- معرفی مدل شبیه سازی.....
۵۶	۲-۵- کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی.....
۵۶	۱-۲-۵- کنترل رد گیری.....
۶۲	۲-۲-۵- کنترل تنظیم.....
۷۳	۳-۵- کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ.....
۷۳	۱-۳-۵- کنترل رد گیری.....
۷۹	۲-۳-۵- کنترل تنظیم.....
۸۷	۴-۵- کنترل گشتاور با کنترل برداری میدان.....
۹۳	۵-۵- کنترل گشتاور با کنترل جدید مستقیم گشتاور.....

۱۰۰

فصل ۶: نتیجه گیری ها و پیشنهادات

۱۰۱	۱-۱-۶- نتیجه گیری.....
۱۰۲	۲-۱-۶- پیشنهادات.....

۱

مراجع

فهرست اشکال

- شکل (۱-۲) پل اینورتری سه فاز..... ۱۱
- شکل (۲-۲) تکنیک مدولاسیون سینوسی عرض پالس..... ۱۲
- شکل (۳-۲) دستگاه مختصات $qd0$ ۱۴
- شکل (۴-۲) نمونه ای از یک ربات صنعتی..... ۱۹
- شکل (۱-۳) استراتژی های کنترلی موتور سنکرون مغناطیس دائم..... ۳۰
- شکل (۲-۳) ساختار استراتژی کنترل اسکالر موتور سنکرون مغناطیس دائم..... ۳۰
- شکل (۳-۳) استراتژی کنترل اسکالر..... ۳۱
- شکل (۴-۳) ساختار کنترل برداری میدان..... ۳۲
- شکل (۵-۳) نمودار بردار فضایی PMSM با $I_d \leq 0$ ۳۳
- شکل (۶-۳) بلوک دیاگرام کنترل ربات توسط کنترل جدید مستقیم گشتاور..... ۳۶
- شکل (۱-۴) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۴۴
- شکل (۱-۵) بازوی مکانیکی ربات هنرمند با سه رابط..... ۵۶
- شکل (۲-۵) مسیر مطلوب ردگیری..... ۵۸
- شکل (۳-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات هنرمند در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۵۸
- شکل (۴-۵) جریان راستای محور d موتورها در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۵۹
- شکل (۵-۵) گشتاور بار موتورها در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۵۹
- شکل (۶-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۶۰
- شکل (۷-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۶۰
- شکل (۸-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۶۱
- شکل (۹-۵) جریان فاز موتور ۲ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی..... ۶۱
- شکل (۱۰-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ..... ۶۳
- شکل (۱۱-۵) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ..... ۶۳
- شکل (۱۲-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ..... ۶۴
- شکل (۱۳-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ..... ۶۴

- شکل (۵-۱۴) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ... ۶۵
- شکل (۵-۱۵) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ... ۶۵
- شکل (۵-۱۶) خطای ردگیری مفاصل ربات با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۶
- شکل (۵-۱۷) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۷
- شکل (۵-۱۸) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۷
- شکل (۵-۱۹) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۸
- شکل (۵-۲۰) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۸
- شکل (۵-۲۱) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ..... ۶۹
- شکل (۵-۲۲) مسیر مطلوب کنترل تنظی-م در حالت شروع نرم..... ۷۰
- شکل (۵-۲۳) خطای ردگیری با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۰
- شکل (۵-۲۴) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۱
- شکل (۵-۲۵) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۱
- شکل (۵-۲۶) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۲
- شکل (۵-۲۷) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۲
- شکل (۵-۲۸) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم..... ۷۳
- شکل (۵-۲۹) توابع تعلق مجموعه فازی..... ۷۵
- شکل (۵-۳۰) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۶
- شکل (۵-۳۱) گشتاور بار هر سه موتور در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۶
- شکل (۵-۳۲) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۷
- شکل (۵-۳۳) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۷
- شکل (۵-۳۴) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۸
- شکل (۵-۳۵) جریان راستای محور d موتورها در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۸
- شکل (۵-۳۶) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۷۹
- شکل (۵-۳۷) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۰
- شکل (۵-۳۸) جریان راستای محور d موتورها در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۱

- شکل (۳۹-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۱
- شکل (۴۰-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۲
- شکل (۴۱-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۲
- شکل (۴۲-۵) جریان فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ..... ۸۳
- شکل (۴۳-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۴
- شکل (۴۴-۵) جریان راستای محور d موتور در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۴
- شکل (۴۵-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۵
- شکل (۴۶-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۵
- شکل (۴۷-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۶
- شکل (۴۸-۵) جریان فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم..... ۸۶
- شکل (۴۹-۵) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات توسط استراتژی کنترل گشتاور توسط کنترل برداری میدان..... ۸۹
- شکل (۵۰-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۸۹
- شکل (۵۱-۵) جریان محور d موتور ها در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۰
- شکل (۵۲-۵) گشتاور بار هر سه موتور در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۰
- شکل (۵۳-۵) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۱
- شکل (۵۴-۵) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۱
- شکل (۵۵-۵) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۲
- شکل (۵۶-۵) اختلاف گشتاور مطلوب و گشتاور بار در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۲
- شکل (۵۷-۵) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۳
- شکل (۵۸-۵) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات توسط استراتژی کنترل گشتاور با کنترل جدید مستقیم گشتاور..... ۹۴
- شکل (۵۹-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور..... ۹۶

- شکل (۶۰-۵) جریان راستای محور d موتور ها در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور.....۹۶
- شکل (۶۱-۵) گشتاور بار موتور ها در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور.....۹۷
- شکل (۶۲-۵) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور....۹۷
- شکل (۶۳-۵) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور....۹۸
- شکل (۶۴-۵) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور....۹۸
- شکل (۶۵-۵) اختلاف بین گشتاور مطلوب و گشتاور بار در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور.....۹۹
- شکل (۶۶-۵) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور. ۹۹

فصل ۱: مقدمه

۱-۱- تعریف مساله

دینامیک‌های بازوی ماهر ربات نقش مهمی در سیستم رباتیک ایفا می‌کنند. راه‌کار مناسب برای غلبه بر غیرخطی بودن، عدم قطعیت و حجیم بودن مدل، ابداع روشی است که وابستگی کمتری به مدل دینامیکی ربات داشته باشد. استراتژی کنترل گشتاور^۱ به عنوان استراتژی متداول در کنترل ربات‌ها، به علت حضور مدل ربات در قانون کنترل با پیچیدگی‌های زیادی مواجه است. علاوه بر آن این استراتژی از دینامیک‌های محرکه در سیستم کنترل صرف نظر می‌کند. در طرف مقابل استراتژی کنترل ولتاژ بر نقش موتورهای الکتریکی در کنترل ربات، تاکید می‌ورزد [۱]. مزیت اصلی کنترل ولتاژ نسبت به کنترل گشتاور، مستقل بودن قانون کنترل از مدل دینامیکی ربات است. غیرخطی بودن، تزویج شدید و محاسبات سنگین در قانون کنترل گشتاور جای خود را به محاسباتی ساده و مستقل از دینامیک‌های ربات در استراتژی کنترل ولتاژ می‌دهد. کنترل ردگیری^۲ ربات‌های با دقت و سرعت بالا توسط موتورهای الکتریکی، بدون چرخ‌دنده در سیستم انتقال قدرت صورت می‌پذیرد [۲]. استفاده از چرخ‌دنده در سیستم انتقال قدرت سبب انعطاف در مفاصل ربات می‌شود. ربات‌های بدون چرخ‌دنده مستقل از این اثر می‌باشند. در سال‌های اخیر، موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به خاطر بازده بالا، نرخ گشتاور به حجم بالا و عملکرد قابل اطمینان، مورد توجه بسیاری از محققان و پژوهشگران قرار گرفته است [۳]. موتورهای سنکرون مغناطیس دائم نقش مهمی در کاربردهای حرکت از جمله رباتیک و ابزار دقیق در گستره کم تا متوسط توان ایفا می‌کنند. مزیت مهم این موتور در مقایسه با موتورهای DC ، عدم نیاز به جاروبک و دوام و ماندگاری و صرف هزینه نگهداری کمتر است. قابل توجه آنکه از موتورهای DC مغناطیس دائم برای کنترل موقعیت دستگاه‌ها بخوبی استفاده شده است [۱]. بررسی رفتار موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه مختصات $qd0$ نشان می‌دهد که این موتور مشابه موتور DC عمل می‌کند [۴]. بنابراین، شاید بتوان روش‌های کنترل موتور DC مغناطیس دائم را به موتور سنکرون مغناطیس دائم تعمیم داد. این پایان‌نامه، به ادامه تحقیقات در استراتژی

¹ Torque control strategy

² tracking

کنترل ولتاژ توجه دارد که قبلا برای کنترل موقعیت ربات‌های مجهز به موتور DC مغناطیس دائم ارائه شده است و قصد دارد تا این استراتژی را به ربات‌های مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم توسعه دهد که در سیستم انتقال قدرت خود از چرخ دنده استفاده نمی‌کند.

۱-۱-۱- استراتژی کنترل گشتاور

امروزه با مکانیزه شدن بسیاری از امور مرتبط با صنعت، کارها با دقت، سرعت، کیفیت و ایمنی بالاتری انجام می‌پذیرند. ربات‌های صنعتی در انجام کارهای با دشواری و دقت بالا، نقش بسزایی ایفا می‌کنند. از ربات‌ها برای جوشکاری، ماشین‌کاری و مونتاژ در خطوط تولید استفاده می‌شود. بنابراین، بهبود عملکرد سیستم‌های کنترل ربات، نقش موثری در دقت، کیفیت و بهره‌وری محصولات خواهد داشت. به طوری که طراحی مناسب سیستم کنترل ربات توجه بسیاری از محققان و پژوهشگران را به خود جلب نموده است. در این میان روش‌های بسیاری برای کنترل ربات‌ها ارائه شده است. روش خطی‌سازی فیدبکی از جمله جذاب‌ترین و محبوب‌ترین روش‌های کنترلی غیرخطی محسوب می‌شود [۵]. استفاده از این روش سبب می‌شود تا دینامیک‌های غیرخطی پیچیده ربات به آسانی تبدیل به معادلات خطی شوند. محققان به علت مدل مبنا بودن روش خطی‌سازی فیدبکی، تلاش‌های فراوانی جهت مقاوم نمودن و غلبه بر عدم قطعیت‌ها انجام داده‌اند. به طور کلی تحقیقات در این حوزه را می‌توان به سه دسته کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم و کنترل فازی تقسیم‌بندی نمود.

تحقیقات گسترده‌ای جهت طراحی سیستم‌های کنترل تطبیقی ربات‌های صلب^۱ به منظور تضمین پایداری و محدود ماندن سیگنال‌های داخلی سیستم کنترل انجام پذیرفته است [۶]. هدف اصلی در کنترل تطبیقی، پایداری سیستم حلقه بسته و یافتن پاسخ مناسب در حضور عدم قطعیت پارامتری است [۷]؛ بنابراین این کنترل‌کننده ممکن است در حضور عدم قطعیت دینامیکی، پاسخ مناسبی را از خود نشان ندهد. در کنترل تطبیقی، تنظیم پارامترها از طریق قوانین تطبیق^۲ و

1 rigid robots
2 adaptation law

بصورت برخط^۱ صورت می‌پذیرد.

کنترل غیرخطی مقاوم^۲ [۸]-[۱۰] ربات تلاشی دیگر برای بهبود عملکرد روش خطی‌سازی فیدبکی جهت غلبه بر عدم قطعیت‌ها است. در این روش طراحی قانون کنترل با توجه به مدل نامی^۳ سیستم صورت می‌پذیرد. برای جبران عدم قطعیت‌ها، بخشی دیگر به قانون کنترل ارائه شده بر اساس روش خطی‌سازی فیدبکی، اضافه می‌شود. مقدار این بخش، از منفی شدن مشتق زمانی تابع لیاپانوف به منظور تضمین پایداری بدست می‌آید. این روش در مقایسه با روش‌های کنترل تطبیقی از قابلیت بیشتری همچون غلبه بر عدم قطعیت پارامتری^۴، دینامیک مدل نشده^۵ و اغتشاش خارجی^۶ برخوردار است.

با ظهور منطق فازی^۷ به عنوان ابزاری قدرتمند در کنترل سیستم‌های پیچیده‌ی همراه با عدم قطعیت، تحول شگرفی در مهندسی کنترل بوجود آمد. در این روش با استفاده از قوانین فازی که تنها به دانش فرد نخبه نیاز دارد، کنترل سیستم صورت می‌پذیرد. کنترل سیستم‌ها توسط فازی از طریق مدل‌سازی دانش و تجربه فرد کارشناس و نخبه صورت می‌پذیرد. در سال‌های اخیر، محققان تمرکز بیشتری بر روی کنترل فازی داشته‌اند تا با ترکیب این روش با سایر روش‌های کنترلی، عملکرد مناسبی در کنترل ربات را صورت دهند [۱۱]-[۱۵].

در بکارگیری کنترل غیرخطی، علاوه بر خطی‌سازی فیدبکی، کنترل مود لغزشی [۱۶]-[۱۷] نیز بسیار استفاده شده است. در این میان می‌توان به کنترل‌کننده فازی تطبیقی مود لغزشی^۸ [۱۷] اشاره نمود. این روش برای طراحی قانون کنترل و تضمین پایداری، از روش کنترل مود لغزشی استفاده نموده و به منظور جبران خطای ناشی از عدم قطعیت پارامتری از روش فازی تطبیقی استفاده می‌کند. قانون کنترل این روش پیچیده و خطای ردگیری آن نسبتاً قابل ملاحظه است. شبکه‌های عصبی به علت توانایی بالا در یادگیری رفتار دینامیکی سیستم‌های پیچیده، در تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده‌های ربات‌ها بکارگرفته شده است [۱۸].

اغلب روش‌های ارائه شده برای کنترل ربات‌ها، مبتنی بر استراتژی کنترل گشتاور بوده و

¹ Online

² robust nonlinear control

³ nominal model

⁴ parametric Uncertainty

⁵ unmodeled dynamics

⁶ external disturbance

⁷ fuzzy Logic

⁸ adaptive fuzzy sliding mode controller

کنترل کننده، گشتاور ورودی به مفاصل را محاسبه می کند. در واقعیت، اعمال مستقیم گشتاور خروجی کنترل کننده به ربات امکانپذیر نمی باشد؛ بنابراین محرک های سیستم رباتیک بایستی به گونه ای تحریک شوند که سبب ایجاد گشتاور مورد نظر شوند. بسیاری از روش های کنترل گشتاور مبتنی بر مدل نامی سیستم است. با توجه به حضور دینامیک های ربات در مدل نامی، تفاوت چندانی بین مدل نامی و مدل واقعی از لحاظ دشواری و پیچیدگی وجود ندارد. در این روش ها، از دینامیک محرکه که گشتاور مطلوب را برای ربات ایجاد می کند، صرف نظر می شود. حجم بالای محاسباتی کنترل کننده و محدودیت های پیاده سازی عملی مانند حجم حافظه و زمان نمونه برداری سبب ایجاد مشکلاتی در بکارگیری قوانین کنترل گشتاور شده است.

نکته مهم دیگر در مورد روش های کنترل گشتاور، فیدبک های مورد نیاز برای پیاده سازی قانون کنترل است. در اغلب این روش ها علاوه بر فیدبک موقعیت و سرعت؛ ممکن است از فیدبک شتاب نیز استفاده شود [۱۹]. خطای اندازه گیری و همراه شدن نویز با سیگنال های فیدبک شده، سبب تضعیف عملکرد سیستم کنترل و کاهش قابلیت اطمینان کل سیستم می شود.

۱-۱-۲- استراتژی کنترل ولتاژ

استراتژی کنترل گشتاور با مشکلات اساسی مواجه است. در مقابل، استراتژی کنترل ولتاژ معایب کنترل گشتاور را ندارد. مهمترین مزیت استراتژی کنترل ولتاژ، عدم نیاز به مدل ربات در طراحی قانون کنترل است. در این استراتژی به موتورهای الکتریکی به عنوان محرکه سیستم رباتیک توجه ویژه ای شده است. در استراتژی کنترل ولتاژ، ربات به عنوان بار موتور الکتریکی عمل می کند. با توجه به معادله دینامیکی موتور و ربات، جریان موتور شامل تمامی اثرات غیرخطی بار (ربات) خواهد بود؛ بنابراین با فیدبک جریان موتور، دینامیک غیرخطی پیچیده ربات نیز لحاظ می شود.

استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ در کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات مجهز به موتور DC مغناطیس دائم موفقیت آمیز بوده است [۱]. در این میان استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ با

استفاده از برخی روش‌های کنترل مانند کنترل ولتاژ مقاوم^۱ [۲۰]، کنترل فازی^۲ [۲۱]، کنترل فازی فضای کار^۳ [۱۵]، کنترل تاخیر زمانی^۴ [۲۲]، کنترل تطبیقی^۵ [۲۳] و تخمین عدم قطعیت توسط فازی تطبیقی [۲۴] اشاره نمود.

روش کنترل مقاوم غیرخطی [۸] برای مقاوم نمودن استراتژی کنترل ولتاژ استفاده شده است. مقاله [۲۵] با بهره‌گیری از این روش، راه حل مناسبی برای کاهش تاثیر عدم قطعیت در سیستم حلقه بسته پیشنهاد می‌دهد. در [۲۱] کنترل فازی مقاوم^۶ برای کنترل ربات‌های الکتریکی^۷ ارائه شده است. این مقاله، با وجود دشواری تحلیل پایداری کنترل فازی بازوهای ربات، با استفاده از تابع مثبت معین، به اثبات پایداری سیستم رباتیک پرداخته است.

کنترل ربات‌ها در فضای کار^۸ به علت حضور ماتریس ژاکوبین^۹ پیچیده‌تر از کنترل در فضای مفصلی است. در [۲۶] روش تطبیقی مقاوم مبتنی بر کنترل گشتاور برای کنترل موقعیت ربات در فضای کار ارائه شده است. از کنترل فازی نیز برای مقاوم نمودن کنترل ربات در فضای کار استفاده شده است. طراحی قوانین تطبیق جهت شناسایی پارامترهای سینماتیکی و دینامیکی، یکی دیگر از راهکارهای پیشنهادی به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها برای کنترل ربات در فضای کار است [۲۷]. در این روش مبتنی بر گشتاور، شناسایی تعداد زیادی از پارامترها، سبب پیچیدگی قانون کنترل شده است. این در حالی است که بکارگیری استراتژی کنترل ولتاژ منجر به ساده‌تر شدن مبحث کنترل، در فضای کار می‌شود. در مقاله [۲۰] با استفاده از این استراتژی، تکنیکی ساده و جالب برای جبران عدم قطعیت جهت کنترل موقعیت ربات در فضای کار ارائه شده است. در این روش بدون نیاز به شناسایی پارامترها، با استفاده از فیدبک ولتاژ خروجی کنترل‌کننده، پس از تاخیر زمانی کوچک، سیستم کنترل در مقابل عدم قطعیت‌ها شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی مقاوم می‌شود.

در نظر گرفتن انعطاف مفاصل در کنترل ربات، با افزایش تعداد متغیرها نسبت به ربات‌های

1 robust voltage control

2 fuzzy control

3 task-space

4 time-delay control

5 adaptive control

6 robust fuzzy control

7 electrically driven robot manipulator

8 task-space

9 jacobian

صلب، سبب افزایش پیچیدگی در کنترل ربات می‌شود [۲]؛ علاوه بر این به علت انعطاف، موقعیت رابط نمی‌تواند دقیقاً موقعیت محرک را دنبال کند. بنابراین، قانون کنترل بایستی توانایی جبران خطای ناشی از انعطاف مفاصل را داشته باشد. برای کنترل ربات‌ها با مفاصل انعطاف‌پذیر^۱، روش‌های بسیاری مبتنی بر کنترل گشتاور ارائه شده است. به عنوان مثال می‌توان به کنترل تناسبی - مشتقی [۲۸]، خطی‌سازی فیدبکی^۲ [۲۹]، کنترل مود لغزشی [۳۰] و کنترل تطبیقی [۳۱] اشاره نمود. کنترل ربات‌های انعطاف‌پذیر با استراتژی کنترل گشتاور منجر به روابط بسیار پیچیده می‌شود؛ در حالیکه بکارگیری استراتژی کنترل ولتاژ در این موارد [۲۲] سبب کاهش چشمگیری در دشواری‌های کنترل شده است.

۱-۲- مروری بر این پژوهش

در ابتدای فصل دوم به اهمیت استفاده از محرکه‌های الکتریکی در دنیای امروز اشاره شده است. در ادامه این فصل به مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم پرداخته می‌شود. این فصل با معرفی مدل دینامیکی ربات و مدلسازی فضای حالت سیستم رباتیک شامل ربات و موتور سنکرون مغناطیس دائم پایان می‌پذیرد.

فصل سوم به معرفی استراتژی‌های مرسوم در حوزه کنترل ربات و کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم می‌پردازد. در این فصل بیان استراتژی‌های کنترل ربات با معرفی استراتژی کنترل گشتاور شروع و با معرفی استراتژی کنترل ولتاژ در کنترل ربات‌ها پایان می‌پذیرد. در ادامه این فصل استراتژی‌های کنترلی موتور سنکرون مغناطیس دائم مانند کنترل اسکالر، کنترل برداری میدان و کنترل مستقیم گشتاور بیان شده است.

فصل چهارم به بیان روش‌های کنترلی پیشنهادی بر اساس استراتژی کنترل ولتاژ می‌پردازد. در ابتدای امر با استفاده از روش خطی‌سازی فیدبکی به کنترل موقعیت ربات بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم پرداخته شده است. این روش علاوه بر تضمین پایداری به تحقق شرط گشتاور بیشینه در کنترل موتور الکتریکی توجه کرده است. در ادامه با طراحی

1 flexible-joint robot manipulator
2 feedback linearization

کنترل کننده فازی تاکاگی - سوگنو بر اساس تئوری کنترل غیرخطی به کنترل موقعیت ربات پرداخته می شود. در این روش با وجود دشواری های موجود، پایداری سیستم کنترل تضمین شده است.

در فصل آخر، نتایج شبیه سازی روش های بیان شده در فصل چهارم بر روی ربات هنرمند بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم آورده شده است. سپس به بررسی و تحلیل نتایج حاصل از شبیه سازی پرداخته می شود.

به طور خلاصه، چشم انداز این پایان نامه چنین است:

- مطالعه مدل دینامیکی موتور سنکرون مغناطیس دائم
- مدلسازی فضای حالت سیستم رباتیک شامل ربات و موتور الکتریکی
- معرفی استراتژی های کنترل ربات و موتور سنکرون مغناطیس دائم
- توسعه استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل موقعیت ربات های بدون چرخ دنده مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم
- طراحی کنترل کننده فازی با بکارگیری استراتژی کنترل ولتاژ در کنترل ربات ها
- مقایسه استراتژی کنترل ولتاژ و کنترل گشتاور در سیستم رباتیک

فصل ۲: سیستم رباتیک

۲-۱- مقدمه

محرکه‌های الکتریکی^۱، پایه و اساس صنعت امروز به شمار می‌روند. محرکه‌های الکتریکی شامل موتورهای الکتریکی، مبدل الکترونیک صنعتی^۲ و سیستم کنترل مورد توجه بسیاری قرار گرفته‌اند. این محرکه‌ها برای کنترل حرکت مانند کنترل موقعیت و سرعت استفاده می‌شوند. کیفیت کنترل در بکارگیری محرکه‌های الکتریکی، توسط سرعت و دقت پاسخ آن‌ها و مقاوم بودن نسبت به تغییر پارامترها (مانند بار و لختی) مشخص می‌شود. استفاده از محرکه‌های الکتریکی در اغلب زمینه‌ها از جمله در صنایع هواپیمایی، نظامی و وسایل نقلیه مورد توجه قرار گرفته است. محرکه‌های پیشرفته الکتریکی توانایی کنترل سرعت متغیر را دارند. اجزای این محرکه‌ها عبارت است از: موتور الکتریکی، مبدل الکترونیک صنعتی، سنسورهای الکتریکی و مکانیکی، کنترل‌کننده و مدارهای فرمان^۳. سنسورها جهت اندازه‌گیری سیگنال‌های الکتریکی و مکانیکی و مبدل الکترونیک صنعتی جهت کموتاسیون الکتریکی بکار گرفته می‌شوند. کنترل‌کننده، به عنوان مغز محرکه جهت دستیابی به مطلوب از پیش تعیین شده در پردازشگرهای دیجیتال استفاده می‌شود. موتور الکتریکی جزء اصلی محرکه الکتریکی به شمار می‌رود. در این میان موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به واسطه خصوصیات منحصر به فردشان، نقش مهمی در کاربردهای حرکت از جمله رباتیک و ابزار دقیق، در گستره کم تا متوسط توان را دارند [۳۲]. ما علاقمندیم تا از این موتور برای درایو بازوی ماهر ربات بدون چرخ‌دنده در کاربردهای دقت و سرعت بالا استفاده کنیم.

1 electrical drives

2 industrial electronic converter

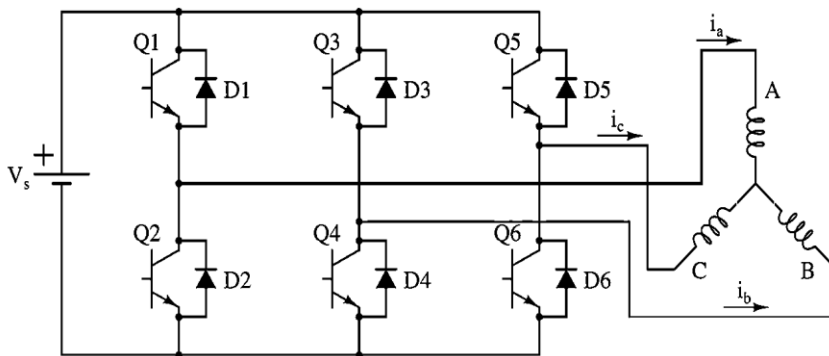
3 command interface

۲-۱-۱- مبدل الکترونیک صنعتی

پیشرفت چشمگیر در فناوری ساخت المان‌های الکترونیک صنعتی و پردازشگرهای سیگنال دیجیتال سبب بکارگیری این ادوات در محرکه‌های صنعتی شده است. مبدل‌های الکترونیک صنعتی عمل تبدیل سیگنال به قدرت را انجام می‌دهند. تبدیل مذکور با بکارگیری روش‌های بخصوصی صورت می‌پذیرد. مدولاسون عرض پالس سینوسی یکی از روش‌های رایج و مرسوم در این عرصه محسوب می‌شود.

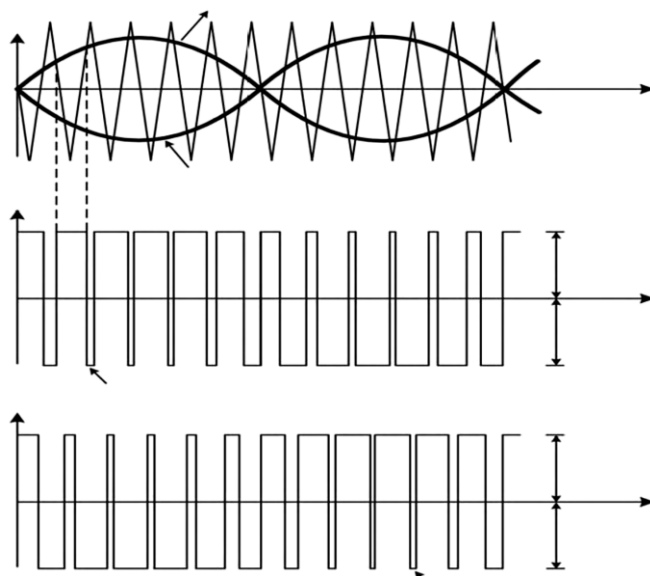
□ مدولاسیون عرض پالس^۱ سینوسی

تکنیک مدولاسیون عرض پالس سینوسی برای کنترل ولتاژ خروجی و تضعیف هارمونیک‌ها بکار می‌رود. در این روش، شکل موج مثلثی حامل در فرکانس کلیدزنی^۲ f_c با شکل موج ولتاژ سینوسی مینا v_c مقایسه شده و قسمت بالایی موج را ایجاد می‌کند. در این روش، عرض پالس‌ها، متناسب با دامنه موج سینوسی تغییر می‌کند. در این فرآیند کاهش دامنه ولتاژ خروجی، با افزایش نسبت سطح صفر به غیر صفر سیگنال‌ها نشان داده می‌شود. شکل (۱-۲) ساختار ساده‌ای از نحوه تغذیه موتور الکتریکی توسط اینورتر سه فاز را نشان می‌دهد. همچنین تکنیک مدولاسیون سینوسی عرض پالس در شکل (۲-۲) آمده است.



شکل (۱-۲) پل اینورتری سه فاز

1 pulse with modulation
2 switching



شکل (۲-۲) تکنیک مدولاسیون سینوسی عرض پالس [۳۳]

۲-۲- موتور سنکرون مغناطیس دائم

در سال‌های اخیر، توجه به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به علت بازده بالا، نرخ گشتاور به حجم بالا و عملکرد با قابل اطمینان افزایش یافته است [۳]. کنترل پذیری مناسب این موتور سبب بکارگیری آن در کاربردهای سرعت ثابت و متغیر شده است. موتور سنکرون مغناطیس دائم با تغذیه سه فاز استاتور و روتور آهنربای دائم در سطوح کم و متوسط توان کاربرد دارد. آهنربای روتور دارای انرژی مغناطیسی بالایی است. در طول عمر مفید آهنربا، انرژی مغناطیس نمودن آهنربا بسیار کمتر از انرژی تلف شده در سیم‌بندی میدان در نوع روتور با سیم‌پیچ تحریک است. لازمه مدلسازی و بکارگیری روش‌های کنترلی، معرفی دستگاه مختصات متداول در کنترل موتور-های AC است. در ادامه به معرفی دستگاه مختصات چرخان روتور پرداخته می‌شود.

۲-۱-۲- دستگاه مختصات qd0

در دستگاه مختصات abc ، برخی از اندوکتانس‌ها تابعی از سرعت و موقعیت روتور است. ظهور ضرایب متغیر با زمان در معادلات دیفرانسیل موتور، ناشی از این پدیده است. در سال ۱۹۲۰ برای نخستین بار، آقای پارک برای کاهش پیچیدگی معادلات موتور از تبدیل پارک استفاده نمود [۳۴]. استفاده از تبدیل پارک، انقلابی بزرگ در تحلیل ماشین‌های الکتریکی ایجاد نمود. به منظور سادگی و حذف تغییرپذیری با زمان متغیرهای سیستم، از تبدیل دستگاه مختصات ساکن استاتور به دستگاه مختصات چرخان روتور استفاده می‌شود.

$$\mathbf{F}_{qd0} = \mathbf{T}\mathbf{F}_{abc} \quad (1-2)$$

$$(\mathbf{F}_{qd0})^T = [F_q \quad F_d \quad F_0] \quad (2-2)$$

$$(\mathbf{F}_{abc})^T = [F_a \quad F_b \quad F_c] \quad (3-2)$$

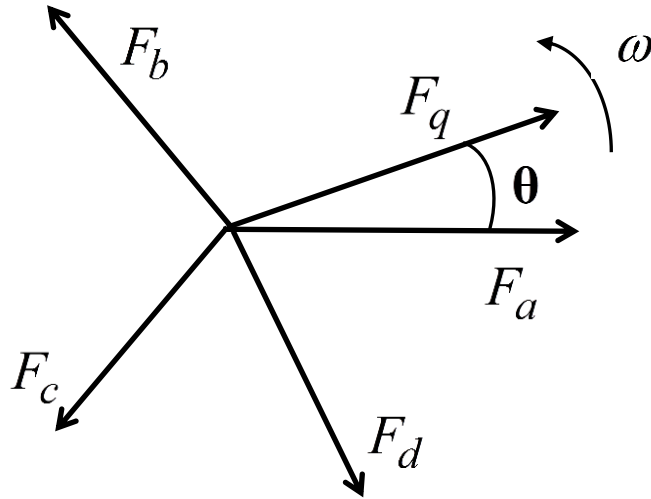
ماتریس تبدیل \mathbf{T} ، بردار \mathbf{F}_{abc} را به بردار \mathbf{F}_{qd0} تبدیل می‌نماید. مقدار عددی 0.5 در سطر سوم \mathbf{T} ، ناشی از الزام یکسان بودن توان لحظه‌ای، قبل و بعد انتقال است [۳۴].

$$\mathbf{T}(\theta_e) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_e & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

همچنین انتقال متغیرهای دستگاه مختصات چرخان روتور، به دستگاه ساکن استاتور بصورت زیر انجام می‌پذیرد.

$$\mathbf{F}_{abc} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{F}_{qd0} \quad (5-2)$$

$$\mathbf{T}^{-1}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e & 1 \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

شکل (۳-۲) دستگاه مختصات $qd0$

به منظور استفاده صحیح از تبدیل پارک، توجه به نکات زیر ضروری به نظر می‌رسد [۳۴]:

- ♦ \mathbf{F} می‌تواند جریان و یا ولتاژ باشد.
- ♦ با انتقال ولتاژ (جریان) متعادل سه فاز از دستگاه مختصات abc به دستگاه مختصات $qd0$ ، مقدار عددی محور صفر در دستگاه جدید صفر است.
- ♦ با تغییر دستگاه‌های مختصات، شکل موج‌های ولتاژ و جریان تغییر نموده ولی شکل موج توان در هر دو دستگاه یکسان است.
- ♦ بردار F_a زاویه مبنا (صفر زاویه‌ای) است.
- ♦ متغیر θ_e در تبدیل پارک مقدار الکتریکی است ($\theta_e = P\theta_m$).

۲-۲-۲- مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم

به منظور تحلیل و بررسی عملکرد هر سیستم، نیاز به مدلسازی آن می‌باشد. پیچیدگی ناشی از ضرایب متغیر با زمان معادله دیفرانسیل موتور سنکرون مغناطیس دائم سبب شده است تا با استفاده از تبدیل پارک مدلسازی این موتور به سادگی صورت پذیرد. این بخش معادلات ولتاژ، گشتاور الکترومغناطیسی و معادله دینامیکی موتور را ارائه می‌کند. در مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم، فرض‌های زیر در نظر گرفته شده است [۳۴]

- ♦ از اثرات اشباع پارامترهای موتور صرف نظر شده است.
- ♦ از اشباع مغناطیس دائم صرف نظر شده است.

□ مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه مختصات abc

معادلات ولتاژ موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه abc به صورت زیر است.

$$V_a = RI_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \quad (7-2)$$

$$V_b = RI_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \quad (8-2)$$

$$V_c = RI_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \quad (9-2)$$

که در آن R ، I و λ به ترتیب مقاومت سیم‌پیچ استاتور، جریان فاز ورودی موتور و شار پیوندی فاز استاتور است.

□ مدلسازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در دستگاه مرجع روتور

با استفاده از معادله (۱-۲) می‌توان متغیرهای تغییرپذیر با زمان معادله دیفرانسیل موتور سنکرون مغناطیس دائم را از دستگاه مختصات abc به دستگاه مختصات $qd0$ انتقال داد. عکس این انتقال نیز توسط معادله (۵-۲) صورت می‌پذیرد [۳۴].

در نتیجه انتقال معادلات موتور سنکرون مغناطیس دائم، فرم ماتریسی (۷-۲) تا (۹-۲)

بصورت زیر نتیجه می‌دهد

$$[\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{R}][\mathbf{I}_{abc}] + \frac{d[\lambda_{abc}]}{dt} \quad (10-2)$$

$$[\mathbf{P}][\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{P}][\mathbf{R}][\mathbf{I}_{abc}] + [\mathbf{P}] \frac{d[\lambda_{abc}]}{dt} \quad (11-2)$$

$$[\mathbf{V}_{qd0}] = [\mathbf{P}][\mathbf{R}][\mathbf{P}]^{-1}[\mathbf{I}_{qd0}] + [\mathbf{P}] \frac{d([\mathbf{P}]^{-1}[\lambda_{qd0}])}{dt} \quad (12-2)$$

با ساده سازی روابط خواهیم داشت

$$[\mathbf{V}_{qd0}] = [\mathbf{R}][\mathbf{I}_{qd0}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{qd0}] + \frac{d([\lambda_{qd0}])}{dt} \quad (13-2)$$

$$[\mathbf{V}_{qd0}] = [\mathbf{R}][\mathbf{I}_{qd0}] + \omega [\lambda_{dq}] + \frac{d([\lambda_{qd0}])}{dt} \quad (14-2)$$

$$\lambda_{dq} = [\lambda_d \quad -\lambda_q \quad 0]^T \quad (15-2)$$

معمولاً معادلات ولتاژ موتور، به صورت ساده زیر نمایش داده می‌شود

$$V_q = RI_q + \omega \lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} \quad (16-2)$$

$$V_d = RI_d - \omega \lambda_q + \frac{d\lambda_d}{dt} \quad (17-2)$$

$$V_0 = RI_0 + \frac{d\lambda_0}{dt} \quad (18-2)$$

که در آن بخش‌های $\omega \lambda_d$ و $\omega \lambda_q$ معروف به ولتاژهای حرکتی است.

$$\lambda_q = L_q I_q \quad (19-2)$$

$$\lambda_d = L_d I_d + \lambda_{PM} \quad (20-2)$$

$$\lambda_0 = L_0 I_0 \quad (21-2)$$

با قرار دادن معادلات (۱۹-۲) تا (۲۱-۲) در معادلات (۱۶-۲) تا (۱۸-۲) معادلات ولتاژ موتور بصورت زیر نتیجه می‌شود

$$V_q = R I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega L_d I_d + \omega \lambda_{PM} \quad (22-2)$$

$$V_d = R I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \quad (23-2)$$

$$V_0 = R I_0 + L_0 \frac{dI_0}{dt} \quad (24-2)$$

گشتاور الکترومغناطیسی موتور بصورت زیر تعریف می‌شود

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_d I_q - \lambda_q I_d) \quad (25-2)$$

با قراردادن معادلات (۱۹-۲) و (۲۰-۲) در معادله (۲۵-۲)، گشتاور الکترومغناطیسی موتور سنکرون مغناطیس دائم به بیانی دیگر نتیجه می‌شود

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{PM} I_q - (L_d - L_q) I_q I_d) \quad (26-2)$$

معادله دینامیکی موتور بصورت زیر تعریف می‌شود [۳۴]

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega + T_l \quad (27-2)$$

که در آن‌ها J ، P ، ω ، B و T_l به ترتیب ممان اینرسی روتور، تعداد زوج قطب موتور، سرعت زاویه‌ای مکانیکی روتور بر حسب $\frac{rad}{s}$ ، ضریب اصطکاکی بار بر حسب $\frac{N.m.s}{rad}$ و گشتاور بار مکانیکی بر حسب $N.m$ می‌باشند [۳۴].

۲-۳- ربات

امروزه نقش ربات‌ها در صنعت انکارناپذیر است. مزایایی مانند خستگی‌ناپذیری، دقت بالا، قابلیت برنامه‌ریزی، افزایش ایمنی و بازده و توانایی انجام همزمان چندین کار موجب توجه بسیاری از صنعتگران شده است. ربات از قسمت‌های مختلفی مانند بازوهای مکانیکی، مفاصل، سنسورها تشکیل شده است. بازوهای مکانیکی ربات، از رابط‌های نسبتاً صلب تشکیل می‌شوند. اتصال بین رابط‌ها توسط مفاصل صورت می‌پذیرد. اغلب مفاصل الکتریکی مجهز به سنسورهای اندازه‌گیری می‌باشند.

۲-۳-۱- کلیات و تعاریف

□ بازوی ماهر رباتیک^۱

اغلب در گذشته، ربات‌ها بصورت بازوهای صلب مکانیکی برای جابجایی و انجام کارهای ساده و تکراری ساخته می‌شده‌اند. از این ربات‌ها با عنوان بازوی ماهر رباتیک یاد می‌شود. این دستگاه معمولاً در نقطه‌ای ثابت، در فضای کنترل نصب می‌شود. اغلب این ربات‌ها برای وظیفه‌ای خاص مانند بسته‌بندی، کنترل کیفیت و یا کارهای پیچیده‌تری مانند جوشکاری و رنگزنی با دقت بالا طراحی می‌شوند.

¹ manipulator robot



شکل (۴-۲) نمونه ای از یک ربات صنعتی

□ کنترل مسیر پیوسته^۱

در کنترل مسیر پیوسته، ربات از نقطه‌ای به نقطه دیگر حرکت می‌کند. این نوع کنترل از پیچیدگی و دشواری بیشتری نسبت به کنترل نقطه به نقطه^۲ در کنترل ربات‌ها مواجهه است. کنترل مسیر پیوسته در کارهایی مانند رنگ‌رزی، صافکاری و چسباندن کاربرد دارد.

□ ربات بدون چرخ‌دنده

استفاده از سیستم انتقال قدرت برای درایو ربات، بخصوص در سرعت‌های بالا، باعث انعطاف مفاصل می‌شود. این پدیده به عنوان منبع اصلی لرزش در ربات‌های صنعتی به شمار می‌رود [۳۵]. ربات بدون چرخ‌دنده تقریباً مستقل از این اثر است. در این حالت انتقال قدرت از موتور الکتریکی به مفاصل بازوی ربات، بصورت مستقیم و بدون چرخ‌دنده صورت می‌پذیرد.

1 continuous path

2 Point to point

۲-۳-۲- مدل ربات

معادله دینامیکی حرکت بازوی ماهر ربات بصورت زیر بیان می‌شود [۳۰]

$$\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}) \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) \dot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\tau} \quad (28-2)$$

که در آن $\boldsymbol{\theta} \in R^n$ بردار موقعیت مفاصل، $\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})$ ماتریس اینرسی $n \times n$ بازوی ماهر ربات، $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}) \dot{\boldsymbol{\theta}} \in R^n$ بردار گریز از مرکز و گشتاور پیچشی و $\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}) \in R^n$ بردار گشتاور گرانشی و $\boldsymbol{\tau} \in R^n$ بردار گشتاور مفاصل است.

۲-۴- مدل فضای حالت سیستم رباتیک

معادله دینامیکی حرکت بازوی ماهر ربات توسط (۲۸-۲) بیان شده است. این معادله بیانگر سیستمی چند متغیره، بزرگ، غیرخطی و با تزویج زیاد است. در این بخش مدلسازی فضای حالت سیستم رباتیک شامل بازوی ماهر ربات و موتور سنکرون مغناطیس دائم دنبال می‌شود. معادله دینامیکی گشتاور مفصل $\boldsymbol{\tau}$ که توسط موتور الکتریکی ایجاد می‌شود، بصورت زیر است

$$\mathbf{J} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{B} \dot{\boldsymbol{\theta}} + \boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_m \quad (29-2)$$

که در آن $\boldsymbol{\tau}_m \in R^n$ بردار گشتاور الکترومغناطیسی موتور و \mathbf{J} و \mathbf{B} بترتیب ماتریس‌های قطری $n \times n$ اینرسی و میرایی موتورها می‌باشند.

با توجه به معادلات (۲۲-۲) و (۲۳-۲) معادله موتور سنکرون مغناطیس دائم برای مفصل i ام بصورت زیر تعریف می‌شود

$$V_{qi} = R_i I_{qi} + L_{qi} \dot{I}_{qi} + P_i (L_{di} I_{di} + \lambda_{PMi}) \dot{\theta}_i \quad (30-2)$$

$$V_{di} = R_i I_{di} + L_{di} \dot{I}_{di} - \dot{\theta}_i P_i L_{qi} I_{qi} \quad (31-2)$$

1 inertia matrix

که در آن بترتیب V_{di} و V_{qi} ولتاژهای موتور و I_{di} و I_{qi} جریانهای موتور در راستای محور q و d است. ماتریس ضرایب L_{di} و L_{qi} اندوکتانسهای موتور در راستای محورهای d و q است. مقاومت سیمپیچ استاتور، تعداد جفت قطبها و اندازه شار مغناطیس دائم روتور، دیده شده توسط استاتور بترتیب توسط R_i ، P_i و λ_{PMi} نمادگذاری شدهاند.

بردار گشتاور τ_{mi} موتور به عنوان ورودی معادله دینامیکی (۲-۲۹) تعریف می شود

$$\tau_{mi} = 3P_i [\lambda_{PMi} I_{qi} + (L_{di} - L_{qi}) I_{di} I_{qi}] / 2 \quad (۲-۳۲)$$

ولتاژهای فاز موتور الکتریکی توسط معکوس تبدیل پارک معادله (۲-۵) بدست می آیند

$$\mathbf{V}_{abci} = \mathbf{T}(\theta_{ei}) \mathbf{V}_{qd0i} \quad (۲-۳۳)$$

$$\mathbf{V}_{abc} = \begin{bmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ V_{ci} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V}_{qd0} = \begin{bmatrix} V_{qi} \\ V_{di} \\ V_{0i} \end{bmatrix} \quad (۲-۳۴)$$

که در آن V_{0i} برای سیستمهای متعادل، صفر در نظر گرفته می شود.

با بازنویسی معادلات (۲-۳۰) تا (۲-۳۲) نتیجه می شود

$$\dot{\mathbf{I}}_q = \mathbf{L}_q^{-1} \mathbf{V}_q - \mathbf{L}_q^{-1} \mathbf{R} \mathbf{I}_q - \mathbf{P} \mathbf{L}_q^{-1} \lambda_{PM} \dot{\theta} - \mathbf{P} \mathbf{L}_q^{-1} \mathbf{L}_d \boldsymbol{\eta} \quad (۲-۳۵)$$

$$\dot{\mathbf{I}}_d = \mathbf{L}_d^{-1} \mathbf{V}_d + \mathbf{L}_d^{-1} \mathbf{P} \mathbf{L}_q \boldsymbol{\mu} - \mathbf{L}_d^{-1} \mathbf{R} \mathbf{I}_d \quad (۲-۳۶)$$

$$\tau_m = 1.5 \mathbf{P} \lambda_{PM} \mathbf{I}_q + 1.5 \mathbf{P} (\mathbf{L}_d - \mathbf{L}_q) \boldsymbol{\xi} \quad (۲-۳۷)$$

که در آن \mathbf{L}_q ، \mathbf{L}_d ، \mathbf{R} ، λ_{PM} و \mathbf{P} ماتریسهای قطری $n \times n$ که عضو i ام قطر اصلی

آنها بترتیب L_{qi} ، L_{di} ، R_i ، λ_{PMi} و P_i است. اجزا بردارهای $\boldsymbol{\eta} \in R^n$ و $\boldsymbol{\mu} \in R^n$ و $\boldsymbol{\xi} \in R^n$

بصورت زیر تعریف می شوند

$$\xi_i = I_{di} I_{qi} \quad (۲-۳۸)$$

$$\mu_i = I_{qi} \dot{\theta}_i \quad (۳۹-۲)$$

$$\eta_i = I_{di} \dot{\theta}_i \quad (۴۰-۲)$$

با قرار دادن (۲۹-۲) و (۳۷-۲) در (۲۸-۲) نتیجه می‌شود

$$\ddot{\theta} = (\mathbf{D}(\theta) + \mathbf{J})^{-1} \times (1.5 \mathbf{P} \lambda_{\text{PM}} \mathbf{I}_q + 1.5 \mathbf{P} (\mathbf{L}_d - \mathbf{L}_q) \xi - \mathbf{C}(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta} - \mathbf{g}(\theta) - \mathbf{B} \dot{\theta}) \quad (۴۱-۲)$$

که در آن $\mathbf{z}_1 = \theta$ ، $\mathbf{z}_2 = \dot{\theta}$ ، $\mathbf{z}_3 = \mathbf{I}_q$ و $\mathbf{z}_4 = \mathbf{I}_d$ حالت‌های سیستم است. در نتیجه مدل فضای حالت سیستم رباتیک، با استفاده از معادلات (۳۵-۲)، (۳۶-۲) و (۴۱-۲) به فرم زیر بیان می‌شود

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{f}(\mathbf{z}) + \mathbf{b}\mathbf{v} \quad (۴۲-۲)$$

که در آن

(۴۳-۲)

$$\mathbf{f}(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_2 \\ (\mathbf{D}(\mathbf{z}_1) + \mathbf{J})^{-1} (1.5 \mathbf{P} \lambda_{\text{PM}} \mathbf{z}_3 + 1.5 \mathbf{P} (\mathbf{L}_d - \mathbf{L}_q) \xi(\mathbf{z}_3, \mathbf{z}_4) - \mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2) \mathbf{z}_2 - \mathbf{g}(\mathbf{z}_1) - \mathbf{B} \mathbf{z}_2) \\ -\mathbf{L}_q^{-1} \mathbf{R} \mathbf{z}_3 - \mathbf{P} \mathbf{L}_q^{-1} \lambda_{\text{PM}} \mathbf{z}_2 - \mathbf{P} \mathbf{L}_q^{-1} \mathbf{L}_d \eta(\mathbf{z}_4, \mathbf{z}_2) \\ + \mathbf{L}_d^{-1} \mathbf{P} \mathbf{L}_q \mu(\mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3) - \mathbf{L}_d^{-1} \mathbf{R} \mathbf{z}_4 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n \times n} & \mathbf{0}_{n \times n} \\ \mathbf{0}_{n \times n} & \mathbf{0}_{n \times n} \\ \mathbf{L}_q^{-1} & \mathbf{0}_{n \times n} \\ \mathbf{0}_{n \times n} & \mathbf{L}_d^{-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{z}_3 \\ \mathbf{z}_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_q \\ \mathbf{V}_d \end{bmatrix}$$

ولتاژهای موتورها به عنوان ورودی سیستم رباتیک با \mathbf{V}_d و \mathbf{V}_q نمادگذاری شده است. معادله فضای حالت (۴۲-۲) سیستمی چندمتغیره، حجیم و غیرخطی با تزویج زیاد است. پیچیدگی مدل چالش‌های جدی در مدلسازی و کنترل ربات ایجاد می‌کند. مدل سیستم رباتیک

شامل بازوی ماهر ربات و موتورهایش به فرم غیرهمراه^۱ است. به منظور غلبه بر مشکلات مذکور این پایان‌نامه کنترل ولتاژ را برای کاربردهای کنترل ردگیری بازوی ماهر ربات بدون چرخ‌دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم ارائه می‌کند. قانون کنترل مستقل از دینامیک‌های بازوی ماهر ربات و مقاوم در برابر تمامی عدم قطعیت‌های ربات است.

^۱ Non-companion

فصل ۳: استراتژی های کنترل سیستم

رباتیک

۳-۱- مقدمه

این فصل ابتدا به معرفی استراتژی متداول در کنترل ربات‌ها، یعنی کنترل گشتاور می‌پردازد. در ادامه با معرفی استراتژی کنترل ولتاژ به بیان چگونگی استفاده از این استراتژی در حوزه کنترل ربات پرداخته می‌شود. این فصل با معرفی استراتژی‌های مرسوم در کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم مانند کنترل اسکالر، کنترل برداری میدان و کنترل مستقیم گشتاور ادامه می‌یابد. در انتها مقایسه‌ای اجمالی بین این استراتژی‌ها صورت پذیرفته است.

۳-۲- استراتژی های کنترل ربات

استراتژی کنترل گشتاور در کنترل ربات، به عنوان روشی مرسوم شناخته شده است. در این استراتژی از مدل ربات برای ارائه قانون کنترل استفاده می‌شود. به همین جهت قانون کنترل با پیچیدگی، حجیم بودن و دشواری پیاده‌سازی مواجه است. در مقابل استراتژی کنترل ولتاژ با توجه خاص به نقش موتورهای الکتریکی در کنترل ربات، از پیچیدگی قانون کنترل کاسته و سبب سادگی کنترل آن شده است.

۳-۲-۱- استراتژی کنترل گشتاور

اغلب روش‌های کنترل سیستم‌های خطی و غیرخطی بر پایه شناخت صحیح و دقیق از مدل سیستم استوار است. تجربه نشان می‌دهد که بدست آوردن مدل دقیق سیستمی که شامل عدم قطعیت پارامتری و یا دینامیک مدل نشده باشد، امری دور از ذهن است. از طرفی امکان تغییر پارامترهای مدل در حین کار سیستم، وجود دارد. به همین جهت مدلسازی دقیق سیستم، کاری دشوار، وقت‌گیر، هزینه‌بر و تا حدودی غیرممکن است. از موارد مذکور چنین بر می‌آید که حضور عدم قطعیت در بحث کنترل یکی از چالش‌های مهم کنترلی محسوب می‌شود.

امروزه روش های بسیاری مبتنی بر استراتژی کنترل گشتاور برای کنترل ربات ها، ارائه شده است. در این میان، بسیاری از این روش ها بر پایه مدل نامی ربات است. حجم بالای محاسبات در قانون کنترل و محدودیت های عملی مانند حجم حافظه و زمان نمونه برداری سبب ایجاد مشکلاتی در بکارگیری روش های کنترلی مبتنی بر گشتاور شده است.

قانون کنترل گشتاور با استفاده از مدل ربات (۲-۲۸) بصورت زیر پیشنهاد داده می شود

$$D(\theta)(\ddot{\theta}_d + k_2(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_1(\theta_d - \theta)) + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) = T^* \quad (1-3)$$

ماتریس های بهره k_1 و k_2 به عنوان پارامترهای طراحی کنترل شناخته شده است. در نتیجه ی اعمال معادله (۱-۳) به معادله دینامیکی ربات (۲-۲۸) خواهیم داشت

$$\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta} + k_2(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) + k_1(\theta_d - \theta) = 0 \quad (2-3)$$

با استفاده از $k_1 > 0$ و $k_2 > 0$ گذشت زمان بصورت $t \rightarrow \infty$ سبب خواهد شد تا $x \rightarrow x_d$. که در آن x حالت های سیستم را بصورت $x = [\theta \quad \dot{\theta}]$ و $x_d = [\theta_d \quad \dot{\theta}_d]$ معرفی می کند. قانون کنترل (۱-۳) نیازمند مدل دینامیکی ربات (۲-۲۸) است که به شدت حجیم، غیرخطی و دارای تزویج است.

۳-۲-۲- استراتژی کنترل ولتاژ

دینامیک های بازوی مکانیکی ربات نقش مهمی در دینامیک سیستم رباتیک ایفا می کنند. راهکار مناسب جهت غلبه بر غیرخطی بودن، عدم قطعیت و حجیم بودن مدل نامی سیستم، توسعه رویکردی با وابستگی کمتر به دینامیک های ربات است. استراتژی کنترل ولتاژ ربات ها نخستین بار در سال ۲۰۰۸ میلادی مطرح شد. در این استراتژی، با توجه به کنترل پذیری بالا و سادگی کنترل موتورهای الکتریکی، از موتور DC مغناطیس دائم به عنوان محرک سیستم رباتیک استفاده شده است. در این استراتژی، بازوی ماهر ربات به عنوان بار موتور الکتریکی رفتار می کند. ورودی موتورهای الکتریکی، سیگنال ولتاژ و خروجی آن ها موقعیت زاویه ای روتور است. اثرات دینامیکی ربات مانند غیرخطی بودن و تزویج از طریق مولفه جریان گشتاور بار موتور، به دینامیک موتور

الکتریکی انتقال می‌یابد؛ بنابراین می‌توان با کنترل موتور به کنترل ربات پرداخت. عدم حضور دینامیک مدل ربات و مستقل بودن از پیچیدگی‌های غیرخطی ناشی از آن، سبب شده است تا محاسبات زیاد و حجیم قانون کنترل گشتاور جای خود را به محاسباتی ساده و مستقل از مدل ربات بدهد [۱].

با توجه به (۲-۲۹) معادله دینامیکی موتور در حضور چرخ دنده بصورت زیر بیان می‌شود

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + r\tau_l = \tau \quad (۳-۳)$$

که در آن r ضریب چرخ دنده است.

با توجه به معادله (۲-۲۸)، توجه خواننده به معادله دینامیکی ربات جلب می‌شود

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau_l \quad (۴-۳)$$

که موقعیت موتور θ و مفصل ربات q توسط رابطه زیر با یکدیگر ارتباط برقرار می‌کند

$$q = r\theta \quad (۵-۳)$$

معادله $k_v I$ در مدار الکتریکی موتور DC مغناطیس دائم بصورت زیر بیان می‌شود

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + k_b \frac{d\theta}{dt} \quad (۶-۳)$$

که در آن k_b ، L و R به ترتیب ثابت ضد محرکه الکتریکی، اندوکتانس و مقاومت سیم‌پیچ موتور و V و I بترتیب ولتاژ و جریان موتور است.

با توجه به معادله (۳-۵) می‌توان معادله (۳-۶) را برحسب متغییر مفصل ربات نوشت

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + \frac{k_b}{r} \frac{dq}{dt} \quad (۷-۳)$$

از آنجا که در استراتژی کنترل ولتاژ، کنترل ربات از طریق کنترل موتور الکتریکی صورت می‌پذیرد؛ بنابراین هدف کنترل، کنترل موتور و سیگنال کنترل، ولتاژ اعمالی به موتور است.

با توجه به معادله (۳-۷)، برای رسیدن به هدف ردگیری، کفایت تا قانون کنترل به فرم زیر

پیشنهاد داده شود

$$V = RI + L \frac{dI}{dt} + \frac{k_b}{r} u \quad (۸-۳)$$

$$u = \dot{q}_d + k_p (q_d - q) \quad (۹-۳)$$

فیدبک جریان موتور شامل اثرات غیرخطی بازوی ربات، سبب حذف این پیچیدگی ها توسط قانون کنترل می شود. به دنبال آن سیستم حلقه بسته مستقل از دینامیک پیچیده ربات خواهد شد.

$$J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + r \tau_l = k_m I \quad (۱۰-۳)$$

بنابراین جریان موتور الکتریکی شامل تمامی اثرات دینامیکی مدل ربات است [۱]. با استفاده از معادلات (۷-۳) تا (۹-۳) دینامیک حلقه بسته بصورت زیر نتیجه می شود

$$\dot{q} = \dot{q}_d + k_p (q_d - q) \quad (۱۱-۳)$$

در اینصورت

$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (۱۲-۳)$$

که در آن خطای ردگیری به شکل

$$e = q_d - q \quad (۱۳-۳)$$

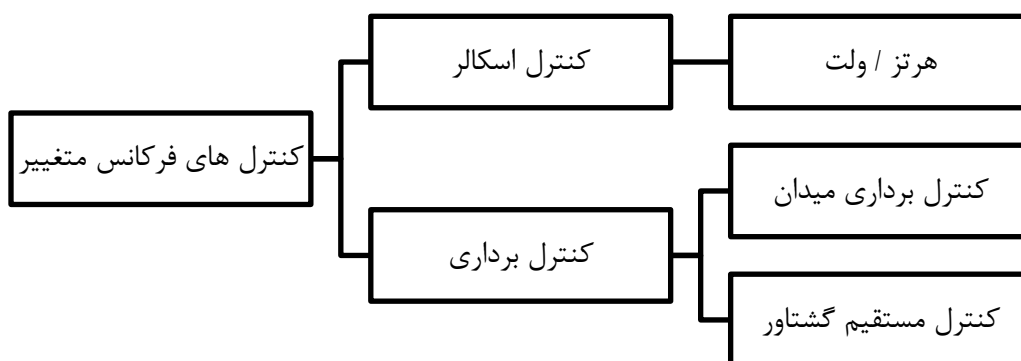
تعریف می شود. با فرض k_p مثبت در سیستم حلقه بسته (۱۲-۳)، گذشت زمان بصورت $t \rightarrow \infty$ باعث تا $e \rightarrow 0$ میل کند. مقایسه قانون کنترل ولتاژ (۸-۳) با قانون کنترل گشتاور (۱-۳) به وضوح سادگی استراتژی کنترل ولتاژ را نشان می دهد. پیاده سازی قانون کنترل گشتاور (۱-۳) به مدل پیچیده ربات یعنی به ماتریس های $\mathbf{g}(\theta)$ ، $\mathbf{C}(\theta, \dot{\theta})$ و $\mathbf{D}(\theta)$ نیاز دارد. محاسبه دقیق و صریح مدل ربات، کاری وقت گیر، دشوار و هزینه بر است. این در حالی است که اجرای قانون کنترل ولتاژ (۸-۳)، به پارامترهای ساده تری مانند مقاومت، اندوکتانس و ثابت ضد محرکه

الکتریکی موتور نیاز دارد. بنابراین حجم محاسباتی کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می شود.

با مقایسه قانون کنترل (۳-۸) و (۳-۱) در می یابیم که قانون کنترل ولتاژ نیاز به فیدبک جریان، مشتق جریان و موقعیت زاویه ای موتور دارد. این در حالی است که قانون کنترل گشتاور به فیدبک موقعیت و سرعت زاویه ای مفاصل نیاز دارد. افزایش استفاده از سنسورهای الکتریکی و کاهش استفاده از سنسورهای مکانیکی سبب کاهش هزینه و افزایش دقت اندازه گیری می شود. گفتنی است، توسعه استراتژی کنترل ولتاژ و بکارگیری روش های مقاوم، امکان صرف نظر از اندوکتانس موتور و یا در نظر گرفتن بخش $L \frac{dI}{dt}$ از مدل نامی موتور، به عنوان دینامیک مدل نشده را فراهم آورده است [۲۴]. در این صورت نیازی به محاسبه مشتق جریان در قانون کنترل ولتاژ نخواهد بود.

۳-۳- استراتژی های کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم

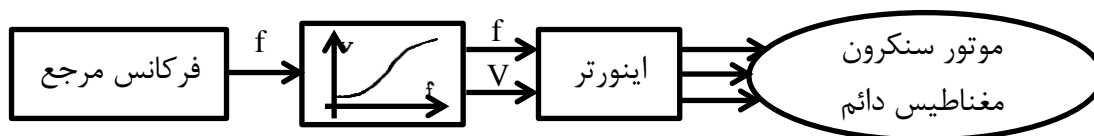
استراتژی های کنترلی موتور سنکرون مغناطیس دائم مانند کنترل اسکالر، کنترل برداری میدان [۳۶]-[۳۷] و کنترل مستقیم گشتاور [۳۸]-[۴۰] اغلب برای کاربردهای کنترل سرعت معرفی شده است. کنترل اسکالر با تنظیم ضعیف گشتاور و عملکرد کند دینامیکی، با محدودیت هایی چون گشتاور کافی در سرعت های پایین مواجه است [۳۲]. کنترل برداری میدان از پاسخی سریع همراه با شتاب اولیه مناسب برخوردار است. با این وجود دقت اطلاعات پارامترهای موتور و شرایط بار، تضمین کننده عملکرد مناسب موتور، در حین کارکرد آن است [۳۲]. تنظیم مستقیم و مستقل شار و گشتاور [۴۱] در استراتژی کنترل مستقیم گشتاور، سبب ایجاد برتری هایی نسبت به استراتژی کنترل برداری میدان شده است. حذف دستگاه مختصات، وابستگی پارامتری کمتر و پاسخ دینامیکی سریع تر، از جمله این موارد است [۴۲]. با این وجود نقطه تاریک این استراتژی، عدم توانایی تخمین صحیح شار استاتور در سرعت های پایین است [۳]. تحقیقات نشان از آن دارد که استراتژی های مذکور به دفعات برای تنظیم سرعت و نه کنترل موقعیت بکار گرفته شده است. شکل (۳-۱) تقسیم بندی استراتژی های مذکور را نشان می دهد.



شکل (۱-۳) استراتژی های کنترلی موتور سنکرون مغناطیس دائم

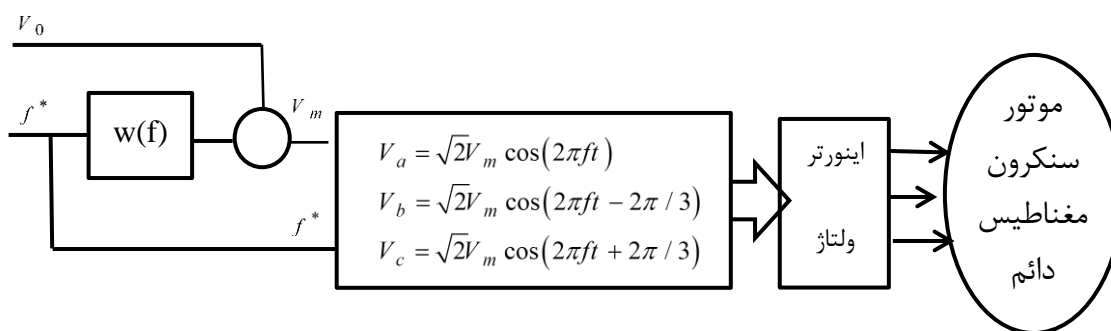
۳-۳-۲- کنترل اسکالر

کنترل اسکالر از جمله کنترل های محبوب و کاربردی در صنعت محسوب می شود. علت محبوبیت این کنترل، قیمت پایین و کارایی قابل قبول در گستره پایین سرعت است. از کنترل اسکالر در کاربردهایی مانند پمپ و فن با گستره سرعت حداکثر ۱۰ به ۱ استفاده می شود. این استراتژی بر اساس روابط و معادلات معتبر در حالت ماندگار موتور بنا نهاده شده است. کنترل اسکالر در حد توان دینامیک های غیرخطی موتور را به سادگی کنترل می کند [۴۳]. ساختار کنترل اسکالر در شکل (۲-۳) نشان داده شده است.



شکل (۲-۳) ساختار استراتژی کنترل اسکالر موتور سنکرون مغناطیس دائم

رابطه ولتاژ و فرکانس در کنترل اسکالر بصورت $V_m = V_0 + wf$ تعریف می شود. ولتاژ تزریق V_0 جهت راه اندازی موتور در سرعت های پایین استفاده می شود. فرکانس استاتور بصورت تابع شیب تعریف می شود. برای حفظ پایداری در حین کارکرد موتور، باید شیب تابع فرکانس به اندازه کافی کوچک باشد. رابطه نسبی ولتاژ و فرکانس در این استراتژی توسط اینورتر انجام می پذیرد.



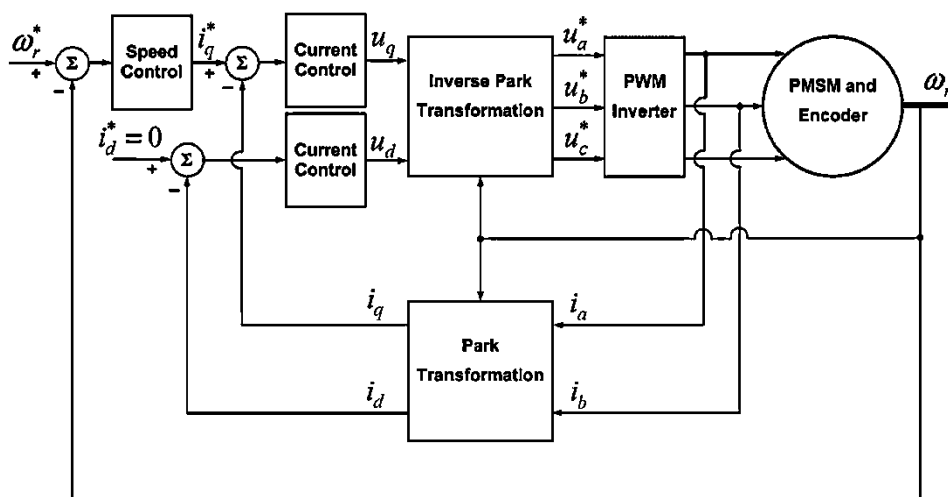
شکل (۳-۳) استراتژی کنترل اسکالر

البته عملکرد استراتژی کنترل اسکالر همواره موفقیت آمیز نمی باشد. عملکرد دینامیکی ضعیف همراه با تنظیم ضعیف گشتاور سبب ایجاد محدودیت های چالش برانگیزی همچون ناکارآمدی در سرعت های پایین شده است [۴۳].

۳-۳-۳- کنترل برداری میدان^۱

جهت دستیابی به عملکرد چهارناحیه و شروعی نرم و سریع در موتور سنکرون مغناطیس دائم از کنترل برداری میدان براساس طرح متداول و مرسوم کنترل آبشاری^۲ استفاده می شود. هسته مرکزی استراتژی کنترل برداری میدان، دستگاه مختصات مرجع چرخان روتور است که مولفه های مرجع جریان I_d و I_q را نتیجه می دهد. حضور بخش تبدیل دستگاه های مختصات یکدیگر و نیاز به دقت بالای اطلاعات در کاربردهای کنترل موقعیت (سرعت)، نیاز به سنسور موقعیت دقیق ضروری به نظر می رسد.

1 field oriented control
2 cascade



شکل (۳-۴) ساختار کنترل برداری میدان [۳۲]

در کنترل برداری میدان، شار استاتور به گونه‌ای کنترل می‌شود که بردار شار روتور و استاتور بر یکدیگر عمود شود. عمود شدن شار روتور و استاتور سبب خواهد شد تا این دو بردار بر روی یکدیگر اثرگذار نباشند [۴۳]. در کنترل برداری میدان، تنها متغیر محرکه که به منظور کنترل موقعیت (سرعت) بکار گرفته می‌شود، گشتاور مرجع T_e^* است. گشتاور موتور بصورت غیرمستقیم توسط مولفه‌های جریان، کنترل می‌شود. در حالت کلی، تعیین یکتای مولفه‌های مرجع جریان I_d^* و I_q^* ، علاوه بر معادله (۲-۳۲) به معیارهای بهینه‌سازی دیگری مانند حداکثر گشتاور بر جریان، حداکثر گشتاور بر شار و یا بازده بیشینه نیاز دارد [۴۳]. بنابراین در هر گشتاور فرمان مرجع، با توجه به یکی از معیارهای بهینه‌سازی، مقادیر معینی برای I_d^* و I_q^* تعیین می‌شود. در این پایان‌نامه با توجه به استفاده از معیار حداکثر گشتاور به جریان، به تشریح آن می‌پردازیم.

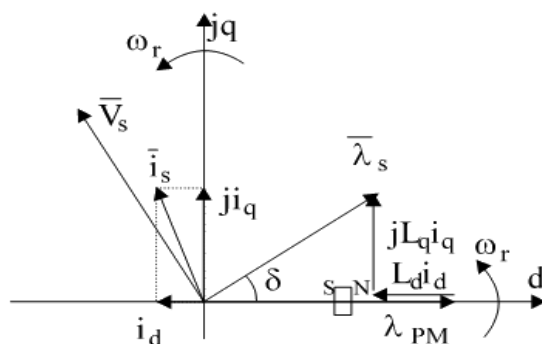
رابطه بین اندازه جریان موتور I_s^* و مولفه‌های جریان بصورت زیر بیان می‌شود

$$I_s^* = \sqrt{I_d^{*2} + I_q^{*2}} \quad (۱۴-۳)$$

قرار دادن معادله (۳-۱۴) در (۲-۲۶) نتیجه می‌دهد

$$T_e^* = \frac{3}{2} P [\lambda_{PM} + (L_d - L_q) I_d^*] \sqrt{I_s^{*2} + I_d^{*2}} \quad (۱۵-۳)$$

در حالت کلی، با توجه به $L_d \leq L_q$ در موتور سنکرون مغناطیس دائم، برای مثبت شدن بخش دوم معادله (۲-۳۲) بایستی $I_d \leq 0$ باشد. در این حالت شار آهنربا توسط نیروی محرکه مغناطیسی^۱ جریان کاهش می یابد.



شکل (۳-۵) نمودار بردار فضایی PMSM با $I_d \leq 0$ [۳۴]

مقدار مرجع مولفه محور d جریان در حالت مانا برای دستیابی به معیار بیشینه گشتاور بر جریان در حالت $L_d = L_q$ بصورت زیر می باشد.

$$(I_{di})_{L_q=L_d} = 0 \quad (۳-۱۶)$$

رابطه فوق با فرض جریان ثابت در حالت ماندگار بدست آمده است. از طرفی، معادله (۲-۲۶) نشان می دهد که گشتاور بیشینه در موتور قطب صاف با $L_d = L_q$ در جریان مرجع $I_{di} = 0$ رخ می دهد. مقدار مرجع جریان محور q توسط خروجی کنترل کننده بیرونی محرکه ایجاد می شود. در طراحی کنترل کننده، به جهت تنظیم سریع تر گشتاور مرجع نسبت به متغیر تنظیم بیرونی، بایستی بانگذر حلقه بیرونی کوچکتر از بانگذر حلقه های داخلی جریان باشد.

^۱ mmf

۳-۳-۴- کنترل مستقیم گشتاور^۱

استراتژی کنترل مستقیم شار و گشتاور، نخستین بار در دهه نود میلادی برای موتورهای القایی اجرا شد [۴۴]. در این استراتژی از تبدیل دستگاه‌های مختصات استفاده نمی‌شود. پایه و اساس این استراتژی، فعال‌سازی بردارهای ولتاژ برای مدت زمان معین، براساس اختلاف بین مقدار مرجع و واقعی گشتاور و شار است. انتخاب بردار ولتاژ مناسب توسط رابطه زیر صورت می‌پذیرد

$$\frac{d[\lambda_{abc}]}{dt} = [V_{abc}] - [R][I_{abc}] \quad (۱۷-۳)$$

انتگرال‌گیری از معادله (۱۷-۳) نتیجه می‌دهد

$$\lambda_{abc} = \int V_{abc} - RI_{abc} \quad (۱۸-۳)$$

از سوی دیگر با استفاده از مدل جریان موتور در دستگاه مختصات چرخان روتور خواهیم داشت

$$\lambda_q = L_q I_q \quad (۱۹-۳)$$

$$\lambda_d = \lambda_{PM} + L_d I_d \quad (۲۰-۳)$$

$$\lambda_s^r = \lambda_{PM} + L_d I_d + j L_q I_q \quad (۲۱-۳)$$

$$|\lambda_s^r| = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} \quad (۲۲-۳)$$

که در آن λ_d و λ_q مولفه‌های شار استاتور λ_s^r در دستگاه مرجع روتور در محورهای d و q است. توجه به مدل ولتاژ (۱۸-۳) نشان از آن دارد که عملکرد رویتگر شار استاتور در سرعت‌های پایین به شدت وابسته به خطای مقاومت استاتور و مقدار اولیه انتگرال‌گیر است [۴۳]. خطای

¹ direct torque control

بزرگ در مقاومت استاتور می تواند بر تخمین صحیح شار استاتور اثر نامطلوبی گذاشته و سبب ناپایداری در سرعت های نزدیک به صفر شود. از سوی دیگر، مدل جریان نیز با توجه به تغییر پارامترهای موتور (به علت اشباع) و حضور خطا در موقعیت اندازه گیری شده با محدودیت هایی رو به رو است. البته مدل جریان در فرکانس های پایین و حتی در فرکانس صفر نیز، کارایی دارد [۴۳]. تغییرات ناچیز مقاومت استاتور در سرعت های بالا و دقت پایین مدل ولتاژ در سرعت های پایین سبب بکارگیری مدل ولتاژ در سرعت های بالا و مدل جریان در سرعت های پایین شده است.

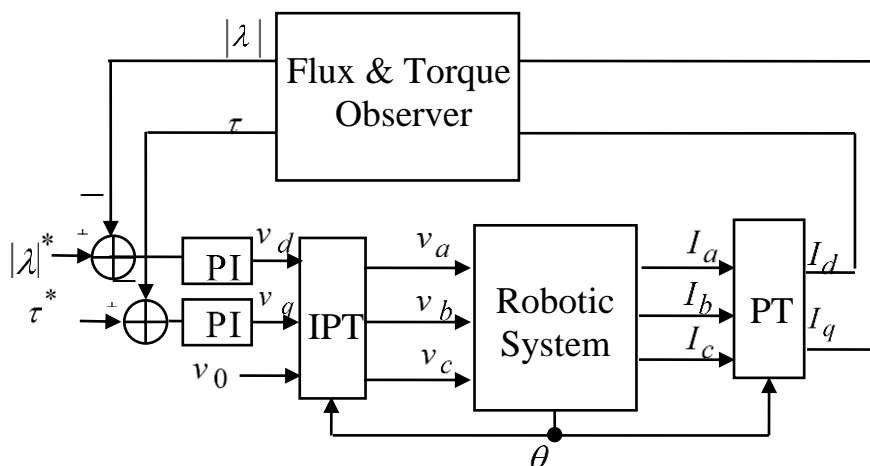
□ مشاهده گر گشتاور و شار استاتور

قسمت اصلی و کلیدی استراتژی کنترل مستقیم گشتاور، مشاهده گرهای این استراتژی است. قیمت، سادگی و مقاوم بودن سیستم کنترل را این بخش تعیین می کند. در سرعت های پایین تخمین از خطا، نویز و تاخیر تاثیر می پذیرد و عدم دقت در مقدار اندازه گیری و فیدبک مقدار ناصحیح، سبب تخمین اشتباه حالت ها و حرکت به سوی ناپایداری می شود [۳]. تخمین دقیق شار موجب خواهد شد تا تخمین گشتاور با ضرب جریان های استاتور در شار تخمین زده شده، به درستی صورت پذیرد [۴۳].

افزایش دمای موتور حین کارکرد آن باعث کاهش شار مغناطیسی روتور و افزایش مقاومت استاتور می شود. افزایش مقاومت استاتور در حین کار موتور به گونه ای است که می تواند تا ۵۰٪ مقدار نامی اش افزایش یابد. به علت عدم تخمین صحیح شار در سرعت های پایین، الزام استفاده از سنسور دقت بالا وجود دارد. به همین جهت، سیگنال موقعیت و سرعت روتور اندازه گیری می شوند [۴۳].

در کنترل موقعیت ربات، موتورها در سرعت پایین کار می کنند. از سوی دیگر عدم توانایی تخمین مناسب شار استاتور در سرعت های پایین از جمله نقاط تاریک این استراتژی بشمار می رود. بنابراین استراتژی کنترل مستقیم گشتاور مرسوم برای کنترل موقعیت بازوی مکانیکی ربات، عملکرد مناسبی را نخواهد داشت. مزایای کنترل مستقیم گشتاور نسبت به کنترل برداری میدان در کنترل سیستمی که اندازه گیری موقعیت زاویه ای موتور ضروری به نظر می رسد، برتری چندانی محسوب نمی شود. از طرفی استفاده از مدل جریان موتور در تخمین شار، مستلزم استفاده از دستگاه مختصات چرخان روتور است. استفاده از دستگاه مختصات چرخان، کمک شایانی در تخمین دقیق تر شار استاتور بخصوص در سرعت های پایین خواهد داشت. موارد ذکر شده ما را به

استفاده از استراتژی کنترل جدید مستقیم گشتاور سوق می دهد.



شکل (۳-۶) بلوک دیاگرام کنترل ربات توسط کنترل جدید مستقیم گشتاور

□ مقایسه استراتژی های کنترل

در اغلب کاربردها از دو استراتژی کنترل برداری میدان و کنترل مستقیم گشتاور در کنترل موتورهای سنکرون مغناطیس دائم استفاده می شود. در این میان، روش های کنترلی جدید در جهت تصحیح کارکرد این دو استراتژی در گستره های مختلف سرعت بکار گرفته می شوند. در ادامه به بررسی مزایا و معایب استراتژی های مذکور پرداخته شده است.

۱. مزایای و معایب کنترل برداری میدان

- مزیت: اولین رویکرد مناسب برای حذف تزویج بین مرجع روتور و استاتور
 - عیب: وابستگی دقت اطلاعات به پارامترهای موتور و شرایط بار [۴۶].
۲. مزایای و معایب کنترل مستقیم شار و گشتاور
- مزیت: وابستگی کمتر به پارامترهای موتور (فقط مقاومت سیم پیچ استاتور) [۳] و [۴۵].
 - مزیت: پاسخ دینامیکی بهتر و سریع تر [۳] و [۴۵].
 - مزیت: عدم نیاز به زاویه روتور به غیر از مرحله راه اندازی.
 - عیب: عدم توانایی تخمین صحیح شار استاتور در سرعت های پایین [۳].
 - عیب: بکارگیری سنسور موقعیت در سرعت های پایین [۳].

جدول زیر استراتژی های مذکور را بر اساس گستره، دقت، سرعت، قدرت و هزینه مقایسه می کند.

جدول (۱-۳) مقایسه بین استراتژی های موتور سنکرون مغناطیس دائم [۳۶]

هزینه	گشتاور	زمان صعود گشتاور (ms)	دقت در سرعت (درصد)	گستره کنترل سرعت	استراتژی کنترل
خیلی کم	کم	-	95-100	1:10	V / f
زیاد	زیاد	<1-2	100	>1:200	FOC
زیاد	زیاد	<1-2	100	>1:200	DTC

گستره کنترل سرعت حلقه بسته، بیانگر $\omega_{max} / \omega_{min}$ به عنوان توانایی محرکه در تطبیق با کاربردهای متفاوت است. در محرکه های با دینامیک بالا بایستی پاسخ گشتاور محرکه سریع باشد.

فصل ۴: روش های کنترلی پیشنهادی

۴-۱- مقدمه

استراتژی مرسوم و متداول در کنترل ربات‌ها، کنترل گشتاور است. این استراتژی به علت حضور دینامیک‌های مدل ربات در قانون کنترل بسیار سنگین و پیچیده است. به همین خاطر ردگیری^۱ کنترل ربات با چالش‌های زیادی مواجه است. این پایان‌نامه با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ، روشی نوین مستقل از دینامیک‌های بازوی مکانیکی ربات را ارائه می‌کند. قانون کنترل پیشنهادی، ساده و در عین حال مقاوم در برابر عدم قطعیت‌های ربات است. نوین بودن موضوع این پایان‌نامه مربوط به توسعه استراتژی کنترل ولتاژ در ربات‌های مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم بدون چرخ دنده است.

۴-۲- کنترل غیر خطی

روش‌های کنترل خطی با فرض کارکرد سیستم‌های غیرخطی در محدوده‌های کوچک مناسب است. با وسیع‌تر شدن محدوده کار سیستم، عملکرد کنترل‌کننده خطی تضعیف و محتملاً سیستم ناپایدار خواهد بود. علت این امر، عدم جبران مناسب اثرات غیرخطی سیستم است. در مقابل، کنترل‌کننده غیرخطی توانایی به پاسخگویی به اثرات غیرخطی سیستم، در دامنه وسیع است. محدودیت دیگر در بکارگیری کنترل‌کننده خطی آن است که در محدوده نقطه کار ثابت قابل استفاده است. به علاوه، در سیستم‌های کنترل، عوامل غیرخطی مانند اشباع^۲، ناحیه مرده^۳، لقی و پسماند اجازه تقریب خطی را نمی‌دهد. از اینرو کنترل غیرخطی در گستره وسیع توجه خاصی را به خود جلب نموده است.

1 tracking
2 saturation
3 dead area

۴-۳- خطی سازی فیدبکی

روش خطی سازی فیدبکی از محبوب ترین و پرکاربردترین روش ها در کنترل غیرخطی به شمار می رود. این روش، توجه بسیاری از محققان و پژوهشگران را به خود جلب نموده است. در این روش کنترل کننده بر اساس مدل نامی سیستم فیزیکی طراحی می شود. ایده اصلی آن، تبدیل سیستم غیرخطی به سیستم خطی و استفاده از روش های خطی جهت طراحی کنترل کننده است. در ساده ترین حالت، روش خطی سازی فیدبکی با حذف غیرخطی های سیستم، دینامیک های حلقه بسته را به فرم خطی بیان می کند. پیاده سازی این روش کنترلی، با محدودیت هایی روبه رو است. خطی سازی فیدبکی مقاوم بودن سیستم، در حضور عدم قطعیت ها را تضمین نمی کند. روش خطی سازی فیدبکی برای سیستم های غیرخطی به فرم همراه بکار گرفته می شود. گفتنی است که سیستمی به فرم همراه^۱ است که دینامیک های آن به فرم زیر نمایش داده شود [۵].

$$\dot{x}^{(n)} = f(x) + b(x)u \quad (1-4)$$

که در آن $\mathbf{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ بردار حالت و $f(x)$ و $b(x)$ توابع غیرخطی از حالتها است. در معادله (۱-۴) سیستم نسبت به ورودی کنترل u خطی است. نمایش فضای حالت معادله (۱-۴) را می توان بصورت زیر بیان نمود

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \dots \\ x_n \\ f(x) + b(x)u \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

در سیستم های به فرم همراه، با استفاده از ورودی کنترل (با فرض b مخالف صفر) می توان غیرخطی های سیستم را حذف نمود و رابطه ورودی - خروجی زیر را بدست آورد

¹ canonical

$$x^{(n)} = c \quad (3-4)$$

که در آن c بصورت زیر تعریف می شود

$$c = -k_0x - k_1\dot{x} - \dots - k_{n-1}x^{(n-1)} \quad (4-4)$$

در معادله (4-4) k_i ها به گونه ای انتخاب می شوند که ریشه های چند جمله ای $p^n + k_{n-1}p^{n-1} + \dots + k_0$ همگی در نیمه چپ صفحه مختلط قرار گیرند، تا دینامیک پایدار نمایی زیر نتیجه شود

$$x^{(n)} + k_{n-1}x^{(n-1)} + \dots + k_0x = 0 \quad (5-4)$$

معادله دینامیکی (5-4)، $x(t) \rightarrow 0$ را ایجاب می کند.

برای ردگیری خروجی دلخواه $x_d(t)$ ، قانون کنترل زیر

$$c = x_d^{(n)} - k_0e - k_1\dot{e} - \dots - k_{n-1}e^{(n-1)} \quad (6-4)$$

منجر به همگرایی نمایی می شود. که در آن $e(t) = x(t) - x_d(t)$ خطای ردیابی است. در مساله ردگیری، هدف از خطی سازی فیدبکی ورودی - خروجی، ردگیری مسیر دلخواه $y_d(t)$ توسط $y(t)$ با کراندار نگه داشتن کامل حالت ها است [5].

در سیستم های با دینامیک غیرخطی غیرهمراه، می توان به جای خطی سازی کامل به خطی سازی بخشی از سیستم اعتماد نمود. در این حالت قسمتی از دینامیک های سیستم، مشاهده ناپذیر می شود. از دینامیک های مشاهده ناپذیر سیستم تحت عنوان دینامیک داخلی یاد می شود. در صورت محدود ماندن دینامیک های داخلی، طراحی کنترل ردگیری حل شده است؛ در غیر-اینصورت، کنترل ردگیری مذکور بی معنا است. ناپایداری داخلی موجب پدیده های نامطلوبی چون نوسانات شدید اجزا مکانیکی و صدمه به سیستم می شود.

کنترل ردگیری بازوی مکانیکی ربات بدون چرخ دنده با سرعت و دقت بالا با مشکلات بسیاری همراه است. عدم استفاده از چرخ دنده در درایو ربات ها برای کاربردهای سرعت بالا صورت می پذیرد. موتورهای الکتریکی در سرعت بالا گشتاور کمی ایجاد می کنند. تجهیز سیستم کنترل به

سیستم انتقال قدرت باعث انعطاف مفاصل می شود. این پدیده به عنوان منبع اصلی لرزش در ربات صنعتی به حساب می آید [۳۵]. ربات بدون چرخ دنده تقریباً مستقل از این اثر است. با این وجود سیستم کنترل با مشکلات دیگری مانند استفاده از موتورهای حجیم و دینامیک های غیرخطی بازوی مکانیکی ربات درگیر است.

۴-۳-۲- خطی سازی فیدبکی در استراتژی کنترل ولتاژ

استراتژی کنترل ولتاژ در پیچه جدیدی در عرصه تحقیقات کنترل ربات فراهم نموده است. این استراتژی بر کنترل ربات از طریق کنترل موتورهای الکتریکی تاکید می ورزد. برتری اصلی این استراتژی نسبت به استراتژی مرسوم کنترل گشتاور ربات ها، مستقل بودن قانون کنترل از مدل دینامیکی ربات است. نظر به مشکلات مذکور، این پایان نامه توسعه استراتژی کنترل ولتاژ را برای ردگیری کنترل ربات های بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم را ارائه می کند. با توجه به معادله موتور سنکرون مغناطیس دائم (۲-۲۲) و (۲-۲۳) و با بکارگیری روش خطی سازی فیدبکی، قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد داده می شود

$$V_{qi} = R_i I_{qi} + L_{qi} \dot{I}_{qi} + u_i P_i (L_{di} I_{di} + \lambda_{PMi}) \quad (7-4)$$

$$V_{di} = -\dot{\theta}_i P_i L_{qi} I_{qi} \quad (8-4)$$

که در آن u_i ورودی کنترل جدید است که بعداً معرفی خواهد شد. با اعمال قوانین کنترل (۷-۴) و (۸-۴) به موتور سنکرون مغناطیس دائم در (۲-۲۲) و (۲-۲۳)، بدست می آید:

$$u_i = \dot{\theta}_i \quad (9-4)$$

$$R_i I_{di} + L_{di} \dot{I}_{di} = 0 \quad (10-4)$$

با توجه به $R_i > 0$ و $L_{di} > 0$ با گذشت زمان $t \rightarrow \infty$ جریان راستای محور d به صفر میل

می‌کند. از آنجا که ثابت زمانی الکتریکی L_{di} / R_i بسیار کوچک است؛ بنابراین $I_{di} \approx 0$ است. در نتیجه با توجه به (۳-۱۶) موتور الکتریکی در ماکزیمم گشتاور کار می‌کند.

قانون کنترل جدید u_i برای ردگیری مسیر مطلوب θ_{di} بصورت زیر پیشنهاد می‌شود

$$u_i = \dot{\theta}_{di} + k_{pi} (\theta_{di} - \theta_i) \quad (۴-۱۱)$$

که در آن اسکالر مثبت است. با جایگذاری (۴-۱۱) در (۴-۹) نتیجه می‌شود

$$\dot{e}_i + k_{pi} e_i = 0 \quad (۴-۱۲)$$

با توجه به $k_{pi} > 0$ با گذشت زمان $t \rightarrow \infty$ خطای ردگیری به صفر میل می‌کند. خطای ردگیری برای $t \geq 0$ صفر خواهد شد اگر $e_i(0) = 0$. مسیر مطلوب $\theta_{di}(t)$ بایستی به گونه‌ای برنامه‌ریزی شود که شرایط اولیه را برآورد سازد.

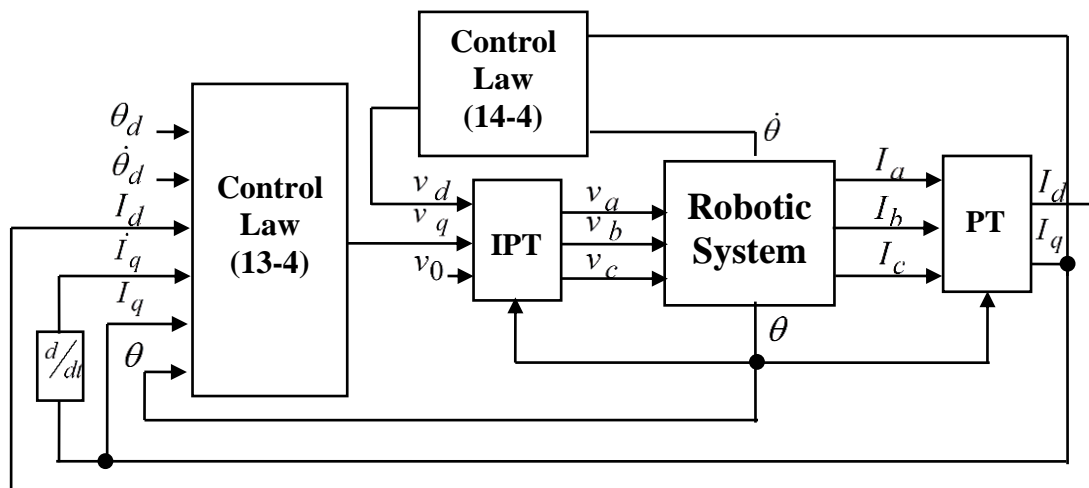
قانون کنترل نهایی، با استفاده از (۴-۷)، (۴-۸) و (۴-۱۱) در دستگاه مختصات $qd0$ ارائه

می‌شود

$$V_{qi} = R_i I_{qi} + L_{qi} \dot{I}_{qi} + (\dot{\theta}_{di} + k_{pi} (\theta_{di} - \theta_i)) P_i (L_{di} I_{di} + \lambda_{PMi}) \quad (۴-۱۳)$$

$$V_{di} = -P_i L_{qi} I_{qi} \dot{\theta}_i \quad (۴-۱۴)$$

قانون کنترل (۴-۱۳) و (۴-۱۴) بر مستقل بودن قانون کنترل از دینامیک ربات، در ساختار مستقل مفصل‌ها تاکید دارد. سیستم کنترل به فیدبک موقعیت مفصل θ_i ، سرعت زاویه‌ای $\dot{\theta}_i$ ، جریان I_{qi} و مشتق آن \dot{I}_{qi} و جریان I_{di} نیاز دارد. همانطور که ملاحظه می‌شود هیچ متغیری از مفصل‌های دیگر در قانون کنترل مفصل دیگر ظاهر نشده است. قانون کنترل از پارامترهای ثابت هر یک از موتورها از جمله R_i ، L_{qi} ، L_{di} و λ_{PMi} استفاده می‌کند.



شکل (۱-۴) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر با استراتژی کنترل ولتاژ

□ تحلیل پایداری و ارزیابی عملکرد سیستم کنترل

به منظور ردگیری مناسب مسیر مطلوب فرض می‌شود

فرض ۱: مسیر مطلوب مفصل θ_{di} بایستی نرم و دارای مشتقات بالاتر محدود و در دسترس باشد [۱].

برنامه‌ریزی و طراحی مناسب مسیر مطلوب، شرط فوق را تضمین می‌کند.

با اعمال قوانین کنترل (۷-۴)، (۸-۴) و (۱۱-۴) به موتور الکتریکی (۲-۲۹) و (۲-۳۰)،

معادلات (۱۰-۴) و (۱۲-۴) بدست می‌آیند. از معادله (۱۰-۴) نتیجه می‌شود:

$$I_{di}(t) = I_{di}(0)e^{-\frac{R_i}{L_{di}}t} \quad (15-4)$$

از این رو

$$|I_{di}(t)| \leq |I_{di}(0)| \quad (16-4)$$

از طرفی، معادله (۱۲-۴) نتیجه می‌دهد

$$e_i(t) = e_i(0)e^{-k_{pi}t} \quad (17-4)$$

با استفاده از $e_i(t) = \theta_{di}(t) - \theta_i(t)$ به این نتیجه می‌رسیم که

$$\theta_i(t) = \theta_{di}(t) - e_i(0)e^{-k_{pi}t} \quad (18-4)$$

بنابراین $\theta_i(t)$ محدود خواهد ماند بطوریکه

$$|\theta_i(t)| \leq |\theta_{di}(t)| + |e_i(0)| \quad (19-4)$$

با گرفتن مشتق زمانی (18-4) نتیجه می‌شود

$$\dot{\theta}_i(t) = \dot{\theta}_{di}(t) + e_i(0)k_{pi}e^{-k_{pi}t} \quad (20-4)$$

از این رو $\dot{\theta}_i(t)$ محدود خواهد ماند بطوریکه

$$|\dot{\theta}_i(t)| \leq |\dot{\theta}_{di}(t)| + k_{pi}|e_i(0)| \quad (21-4)$$

مشتق زمانی (20-4) نتیجه زیر را به همراه دارد

$$\ddot{\theta}_i(t) = \ddot{\theta}_{di}(t) - e_i(0)k_{pi}^2e^{-k_{pi}t} \quad (22-4)$$

$\ddot{\theta}_i(t)$ محدود خواهد ماند بطوریکه

$$|\ddot{\theta}_i(t)| \leq |\ddot{\theta}_{di}(t)| + k_{pi}^2|e_i(0)| \quad (23-4)$$

از معادلات (19-4)، (21-4) و (23-4) دریافت می‌شود که $\theta_i(t)$ ، $\dot{\theta}_i(t)$ و $\ddot{\theta}_i(t)$ برای هر مفصل محدود است. با تعمیم این نتیجه به تمامی مفاصل، محدود ماندن $\theta_i(t)$ ، $\dot{\theta}_i(t)$ و $\ddot{\theta}_i(t)$ برای تمامی مفاصل‌ها نتیجه می‌شود.

با قرار دادن (28-2) در (29-2) بدست می‌آید:

$$(\mathbf{J} + \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta}))\ddot{\boldsymbol{\theta}} + (\mathbf{B} + \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}))\dot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\tau}_m \quad (24-4)$$

مطابق با ویژگی های بازوی ربات [۴۷]، ماتریس اینرسی $\mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})$ و نیروهای گرانشی $\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta})$ محدود است. ماتریس کوریولیس و گریز از مرکز $\mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})$ نیز محدود است اگر $\dot{\boldsymbol{\theta}}$ محدود باشد. از آنجا که ماتریس های \mathbf{J} و \mathbf{B} ثابت است؛ بنابراین $\boldsymbol{\tau}_m$ بصورت زیر محدود است

$$\|\boldsymbol{\tau}_m\| \leq \|\mathbf{J} + \mathbf{D}(\boldsymbol{\theta})\| \cdot \|\ddot{\boldsymbol{\theta}}\| + \|\mathbf{B} + \mathbf{C}(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}})\| \cdot \|\dot{\boldsymbol{\theta}}\| + \|\mathbf{g}(\boldsymbol{\theta})\| \quad (25-4)$$

بنابراین گشتاور موتور i ام نیز محدود است

$$|\tau_{mi}| \leq \alpha(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}, \ddot{\boldsymbol{\theta}}) \quad (26-4)$$

که در آن $\alpha(\boldsymbol{\theta}, \dot{\boldsymbol{\theta}}, \ddot{\boldsymbol{\theta}})$ اسکالر مثبت است. مطابق با (۲۶-۲) اگر $L_{di} = L_{qi}$ باشد آنگاه

$$I_{qi} = (2\tau_{mi} / 3P_i \lambda_{PMi}) \quad (27-4)$$

بنابراین I_{qi} بصورت زیر محدود است

$$|I_{qi}| \leq |2/3\lambda_{PMi} P_i| \cdot |\tau_{mi}| \quad (28-4)$$

که در آن $2/3\lambda_{PMi} P_i$ اسکالر ثابت مثبت و τ_{mi} نیز از (۲۶-۴) محدود است. مطابق با موارد بالا، $\theta_i(t)$ ، $\dot{\theta}_i(t)$ ، I_{di} و I_{qi} برای موتور i ام محدود است. با تعمیم نتیجه مذکور، محدود ماندن تمامی حالت های سیستم رباتیک یعنی $\boldsymbol{\theta}$ ، $\dot{\boldsymbol{\theta}}$ ، \mathbf{I}_q و \mathbf{I}_d نتیجه می شود.

۴-۴- کنترل فازی

کنترل فازی به عنوان روشی مقاوم و مستقل از مدل، در کنترل سیستم‌های پیچیده استفاده می‌شود. طراحی کنترل کننده فازی و نوشتن قوانین فازی به مدل دقیق سیستم نیاز ندارد و در عوض از دانش کارشناسان در خصوص رفتار سیستم استفاده می‌نماید [۴۸]. در بسیاری از موارد، کنترل کننده فازی از نگاه ورودی- خروجی بصورت جعبه سیاه دیده می‌شود و بکارگیری روش سعی و خطا در تنظیم پارامترهای کنترل کننده فازی، موجب دستیابی به عملکرد رضایت بخش می‌شود [۴۹]. با این حال، اثبات پایداری و دستیابی به عملکرد دینامیکی مطلوب در حضور عدم قطعیت مستلزم بررسی و تحلیل دقیق است.

۴-۴-۱- کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ

با صنعتی شدن عصر حاضر، پیشرفت چشمگیری در زمینه کنترل به وجود آمده است. در این میان، کنترل ربات همواره با چالش‌های بزرگی رو به رو بوده است. غیرخطی بودن سیستم، تزویج شدید و عدم قطعیت‌ها سبب شده است تا ارائه مدل دقیق و صریح برای ربات بسیار مشکل باشد. در چنین شرایطی روش‌های کنترلی بر مبنای مدل در فرآیندهای با سرعت و شتاب بالا به شدت تحت تاثیر این عدم قطعیت‌ها است. در طرف مقابل، دستیابی به دقت و کیفیت بالا در کنترل ربات‌ها مستلزم پرداخت هزینه‌های سنگینی است. این در حالی است که طراحی کنترل کننده مقاوم و مستقل از مدل می‌تواند نقش انکارناپذیری در کاهش هزینه‌ها داشته باشد. در انجام کارهای دقیق و سریع مانند کنترل موقعیت ربات‌ها، بایستی روش کنترلی در مقابل عدم قطعیت مدل و اغتشاش، مقاوم بوده و عملکرد موتور مستقل از تغییرات بار باشد [۱۲].

اگرچه طراحی کنترل کننده فازی به آسانی انجام می‌شود ولی تحلیل پایداری آن چالش بزرگی در تحقیقات به شمار می‌رود. پیچیدگی تحلیل، ناشی از پیچیدگی دینامیک‌های غیرخطی سیستم و پیچیدگی ساختار کنترل کننده فازی است. برای تحلیل پایداری باید کنترل کننده فازی و سیستم فرموله شوند و سیستم حلقه بسته تشکیل شود. در این میان، فرموله بندی کنترل فازی تاکاگی - سوگونو، همراهی مناسبی با تحلیل پایداری بر اساس تئوری سیستم‌های کنترل غیرخطی

دارد [۵۰]. در این بخش بررسی، طراحی و تحلیل پایداری کنترل کننده فازی تاکاگی - سوگنو بر پایه تئوری کنترل غیرخطی با روش مستقیم لیاپانوف ارائه شده است.

کنترل فازی مقاوم ربات مجهر به موتور های DC مغناطیس دائم با موفقیت انجام شده است [۲۱]. در این پایان نامه، روش کنترلی مذکور را به ربات مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم بدون چرخ دنده تعمیم می دهیم. سیستم کنترل فازی موقعیت موتور، از دو کنترل کننده فازی تشکیل می شود. خروجی کنترل کننده اول به ولتاژ V_q اعمال شده و به کنترل موقعیت موتور می پردازد. خروجی کنترل کننده دوم به ولتاژ V_d اعمال شده و با تنظیم جریان $I_d = 0$ ماکزیمم گشتاور در موتور را برقرار می سازد. برای سادگی هر دو کنترل کننده با ساختار یکسان از نوع تاکاگی - سوگنو طراحی شده و فقط پارامترهای آنها با یکدیگر متفاوت است. در ادامه صرفاً به معرفی کنترل کننده اول می پردازیم.

قوانین فازی سیستم فازی تاکاگی - سوگنو متفاوت با سیستم فازی ممدانی است. این تفاوت به دلیل وجود تابع خطی در بخش آنگاه دستورات اگر- آنگاه سیستم فازی تاکاگی - سوگنو آشکار می شود. این سیستم فازی، تقریبزن عمومی و نوعی کنترل کننده غیرخطی است که در نواحی مختلف فضای ورودی با بهره های متغیر عمل می کند [۵۱]. تمامی پارامترهای قوانین فازی قابل تنظیم می باشند. برای تحلیل پایداری باید کنترل کننده فازی و سیستم را فرموله نمود. قوانین فازی سوگنو برای کنترل کننده فازی با دو ورودی و یک خروجی بصورت زیر داده می شوند:

$$Ru^l : \text{If } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^l \text{ Then } y^l = a_1^l x_1 + a_2^l x_2 + a_0^l$$

که در آن Ru^l نشان دهنده قانون فازی l ام و $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T$ بردار ورودی است. در قانون l ام، A_1^l تابع تعلق ورودی x_1 و A_2^l تابع تعلق ورودی x_2 است. y^l خروجی و پارامترهای طراحی a_0^l ، a_1^l و a_2^l مقادیر ثابت هستند. خروجی سیستم فازی $f(\mathbf{x})$ با بکارگیری موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مراکز چنین می شود [۴۸].

$$f(\mathbf{x}) = \frac{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i) y^l}{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i)} \quad (29-4)$$

کنترل کننده فازی $f(\mathbf{x})$ ، تابعی غیرخطی با توابع تعلق $\mu_{A_i^l}(x_i) \in [0,1]$ است که تبدیل نظام مند مجموعه ای از قوانین زبانی به یک نگاشت غیرخطی را انجام می دهد. با قرار دادن y^l در $f(\mathbf{x})$ ، (۲۹-۴)، به فرم ساده زیر بیان می شود

$$f(\mathbf{x}) = c_1(\mathbf{x})x_1 + c_2(\mathbf{x})x_2 + c_0(\mathbf{x}) \quad (۳۰-۴)$$

که در آن، $c_j(\mathbf{x})$ برای $j = 0,1,2$ بصورت زیر توصیف می گردد

$$c_j(\mathbf{x}) = \frac{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i) \alpha_j^l}{\sum_{l=1}^9 \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i)} \quad (۳۱-۴)$$

معادله (۳۰-۴) بیانگر کنترل کننده فازی تاکاگی- سوگنو شبه PD است. با تعریف $x_1 = k_1 z_1$ ، $x_2 = k_2 z_2$ و $v_q = k_o f(\mathbf{x})$ ، کنترل کننده فازی توسط ضرایب تنظیم مقیاس ورودی $k_1 > 0$ و $k_2 > 0$ و ضریب تنظیم مقیاس خروجی $k_o > 0$ نرمالیزه می شود. بنابراین، بردار ورودی با تعریف $\alpha = k_1 / k_2$ چنین می شود

$$\mathbf{x} = [k_1 z_1 \quad k_2 z_2] \quad (۳۲-۴)$$

$$\dot{x}_1 = \alpha x_2 \quad (۳۳-۴)$$

که در آن برای انجام ردگیری موقعیت می توان تعریف نمود

$$\begin{aligned} z_1 &= \theta_d - \theta \\ z_2 &= \dot{\theta}_d - \dot{\theta} \end{aligned} \quad (۳۴-۴)$$

که θ و θ_d بترتیب مسیر مطلوب و واقعی موتور است. کنترل کننده فازی با بکارگیری $f(\mathbf{x})$ در (۲۹-۴)، $c_j(\mathbf{x})$ در (۳۱-۴) و ضرایب مقیاس بصورت زیر فرموله می شود

$$V_q = k_o [c_1(\mathbf{x})x_1 + c_2(\mathbf{x})x_2 + c_0(\mathbf{x})] \quad (35-4)$$

برای طراحی کنترل کننده فازی با پایداری تضمینی لازم است که فرض ها و شرایط را بیان نماییم.

ابتدا به منظور حفاظت موتور در برابر اضافه ولتاژ باید ولتاژ موتور را محدود نمود. برای این منظور سیستم کنترل فازی به صورتی طراحی می شود که فرض زیر برقرار گردد
فرض ۴: ولتاژهای V_d و V_q هر موتور محدود هستند بطوریکه

$$|RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}| < V_{\max} \quad (36-4)$$

$$|RI_d + L_d \dot{I}_d - \dot{\theta} P L_q I_q| < V_{\max} \quad (37-4)$$

که در آن V_{\max} ماکزیمم ولتاژ مجاز موتور است.
فرض ۵: طراحی مسیر مطلوب θ_d باید به گونه ای باشد که موتور بتواند با ولتاژی کمتر از V_{\max} به ردگیری آن بپردازد. یعنی

$$|RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}_d| < V_{\max} \quad (38-4)$$

فرض ۶: $c_2(\mathbf{x}) > 0$ است. برای آنکه $c_2(\mathbf{x}) > 0$ ، با توجه به معادله (۴-۳۱) کفایت $a_2^l \geq 0$ و $\exists l$ بطوریکه $\mu_{A_i^l}(x_i) a_2^l > 0$. [۲۱]

روش مستقیم لیاپانوف برای تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده فازی بر مبنای تضمین پایداری را دنبال می نماییم. ابتدا تابع مثبت معین $V(\mathbf{x})$ را پیشنهاد می دهیم

$$V(\mathbf{x}) = \int_0^{x_1} c_2(\sigma, x_2) \sigma d\sigma \quad (39-4)$$

که در آن به ازای $c_2(\mathbf{x}) > 0$ ، تابع $V(\mathbf{x})$ مثبت معین است. یعنی $V(\mathbf{0}) = 0$ و برای $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ ، تابع $V(\mathbf{x}) > 0$ است. پس $\dot{V}(\mathbf{x})$ می شود

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}) &= c_2(\mathbf{x}) x_1 \dot{x}_1 \\ &= \alpha c_2(\mathbf{x}) x_1 x_2 \end{aligned} \quad (40-4)$$

از معادله (۳۵-۴) بدست می آید

$$c_2(\mathbf{x})x_2 = V_q / k_o - c_1(\mathbf{x})x_1 - c_0(\mathbf{x}) \quad (۴۱-۴)$$

با جایگذاری (۳۰-۲) در (۴۱-۴) خواهیم داشت

$$c_2(\mathbf{x})x_2 = -c_1(\mathbf{x})x_1 - c_0(\mathbf{x}) + (RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}) / k_o \quad (۴۲-۴)$$

با قراردادن (۴۲-۴) در (۴۰-۴) نتیجه می شود

$$\dot{V}(x) = -\alpha c_1(\mathbf{x})x_1^2 - \alpha c_0(\mathbf{x})x_1 + \alpha x_1 (RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}) / k_o \quad (۴۳-۴)$$

فرض ۷: $c_1(\mathbf{x}) > 0$ است. برای آنکه $c_1(\mathbf{x}) > 0$ ، با توجه به معادله (۳۱-۴) کفایت

$\exists l$ و $a_1^l \geq 0$ بطوریکه $\mu_{A_i^l}(x_i) a_1^l > 0$. $c_1(\mathbf{x}) > 0$ نتیجه می دهد $-\alpha c_1(\mathbf{x})x_1^2 \leq 0$. پس برای

تحقق $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ لازم است

$$x_1 (RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}) / k_o \leq c_0(\mathbf{x})x_1 \quad (۴۴-۴)$$

از آنجا که

$$x_1 (RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}) \leq |x_1| \cdot |RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}| \quad (۴۵-۴)$$

بنابراین، نامعادله (۴۵-۴) برقرار می شود اگر

$$|x_1| \cdot |RI_q + L_q \dot{I}_q + P(L_d I_d + \lambda_{PM}) \dot{\theta}| = k_o c_0(\mathbf{x})x_1 \quad (۴۶-۴)$$

بکارگیری (۳۶-۴) در (۴۶-۴) نتیجه می دهد

$$k_o c_0(\mathbf{x})x_1 \leq |x_1| \cdot |V_{\max}| \quad (۴۷-۴)$$

نامعادله (۴۷-۴) شرط کافی برای تحقق پایداری با برقراری $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ است. از آنجا که

برای برقراری شرط (۴۷-۴) لازم است که $c_0(\mathbf{x})$ هم علامت با x_1 طراحی شود. در اینصورت

$$0 \leq c_0(\mathbf{x})x_1 \quad (۴۸-۴)$$

بنابراین پایداری با فرض های ۱ تا ۵ و شرط $k_o c_0(x)x_1 \leq |x_1| \cdot |V_{\max}|$ تضمین شده است. به منظور برقراری شرط $0 < x_1 c_0(\mathbf{x})$ باید $a_0^l > 0$ هم علامت با x_1 انتخاب شود. برای تحقق $0 < c_1(\mathbf{x})$ و $0 < c_2(\mathbf{x})$ در تمامی قوانین باید $a_1^l \geq 0$ و $a_2^l \geq 0$ را انتخاب نمود طوری که $\exists U$ که $0 \leq \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i) \leq 1$ بدست می آید که $a_1^l > 0$ و $a_2^l > 0$. با توجه به $0 \leq \mu_{A_i^l}(x_i) \leq 1$ بدست می آید که $0 \leq \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^l}(x_i) \leq 1$. بنابراین از (۳۱-۴) نتیجه می شود

$$a_{0,\min} \leq |c_0(x)| \leq a_{0,\max} \quad (۴۹-۴)$$

که در آن $a_{0,\max} = \max_{l=1}^9 \{ |a_0^l| \}$ و $a_{0,\min} = \min_{l=1}^9 \{ |a_0^l| \}$ است. با توجه به موارد مذکور برای برقراری (۴۷-۴) با توجه به $k_o > 0$ می توان نتیجه گرفت که باید

$$k_o \leq |V_{\max}| / |c_0(x)| \quad (۵۰-۴)$$

برای برقراری شرط (۵۰-۴) با توجه به نامعادله (۴۹-۴)، می توان برای k_o انتخاب نمود

$$k_o = |V_{\max}| / a_{0,\max} \quad (۵۱-۴)$$

به منظور تعریف مناسب قوانین فازی در نظر گرفتن حالات زیر به طراحی بهتر کنترل کننده کمک می کند.

۱. اگر $x_1 x_2 < 0$ باشد؛ پایداری مجانبی با $\dot{V} < 0$ در (۴۰-۴) برقرار است. پس، مقدار ولتاژ موتور باید کوچک باشد.

۲. اگر $x_1 = 0$ و $x_2 = 0$ باشد، پایداری لیاپانوفی با $\dot{V} = 0$ در (۴۰-۴) برقرار است. پس مقدار ولتاژ موتور باید متوسط باشد.

۳. اگر $x_1 x_2 > 0$ باشد، ناپایداری با $\dot{V} > 0$ در (۴-۴۰) برقرار است. پس مقدار ولتاژ موتور باید بزرگ باشد.

فصل ۵: نتایج شبیه سازی

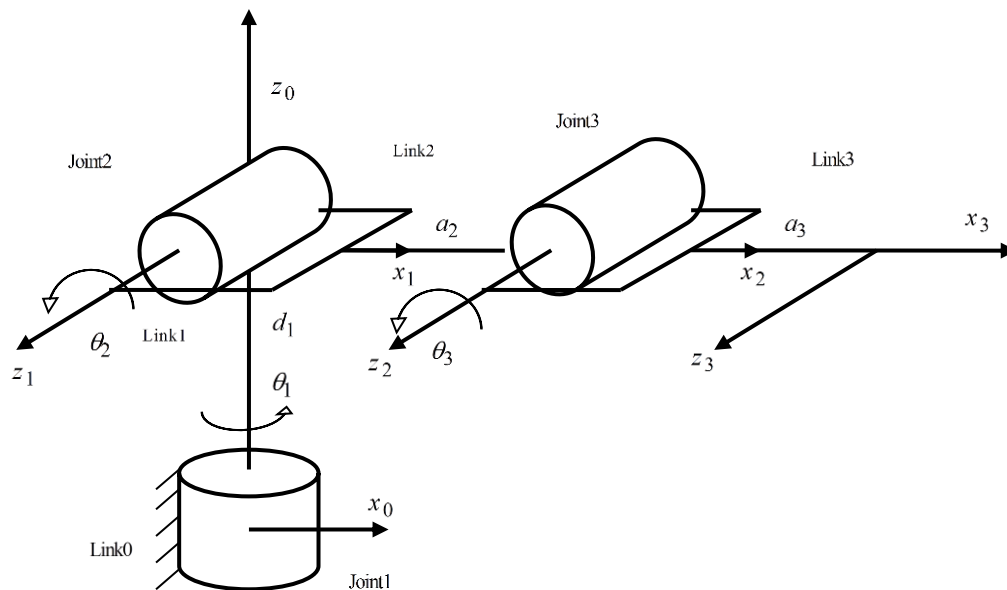
۱-۵- معرفی مدل شبیه سازی

در این بخش، روش‌های فصل ۴ شبیه‌سازی شده است. روش‌های مذکور مبتنی بر استراتژی کنترل ولتاژ است. برای مقایسه عملکرد آن‌ها، استراتژی کنترل گشتاور ربات با بکارگیری کنترل برداری میدان و کنترل جدید مستقیم گشتاور شبیه‌سازی شده است. تمامی رویکردهای کنترلی بر روی ربات هنرمند سه رابط بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم شبیه‌سازی شده است. شکل (۱-۵) ساختار ساده‌ای از ربات هنرمند را نشان می‌دهد. پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول (۱-۵) داده شده است [۲۴]. که در آن α_i ، a_i و d_i ، θ_i به ترتیب زاویه مفصل، انحراف رابط، طول رابط و پیچش رابط است. پارامترهای دینامیکی بازوی مکانیکی ربات در جدول (۲-۵) داده شده است که m_i مرکز جرم، $r_{ci} = [x_{ci} \quad y_{ci} \quad z_{ci}]^T$ مرکز جرم در دستگاه مرجع i ام است. I_i اینرسی تعریف شده بصورت زیر در دستگاه مختصات مرکز جرم است.

$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xxi} & I_{xyi} & I_{xzi} \\ I_{xyi} & I_{yyi} & I_{yzi} \\ I_{xzi} & I_{yzi} & I_{zzi} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

جدول (۱-۵) پارامترهای دناویت هارتنبرگ ربات [۲۴]

رابط	θ	d	a	α
1	θ_1	$d_1 = 0.280$	0	$\pi / 2$
2	θ_2	0	$a_2 = 0.760$	0
3	θ_3	0	$a_3 = 0.930$	0



شکل (۵-۱) بازوی مکانیکی ربات هنرمند با سه رابط [۲۴]

جدول (۵-۲) پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند [۲۴]

i	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zz_i}
1	0	-0.22	0	19	0.34	0.36	0.31
2	-0.51	0	0	18.18	0.18	1.32	1.31
3	-0.67	0	0	10.99	0.07	0.92	0.93
$I_{xyi} = I_{xzi} = I_{yzi} = 0$							

۵-۲- کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی

۵-۲-۱- کنترل ردگیری

استراتژی کنترل ولتاژ با استفاده از قوانین کنترل (۴-۱۳) و (۴-۱۴) شبیه سازی شده است.

موقعیت مطلوب برای ردگیری هر سه بازوی مکانیکی ربات بصورت زیر تعریف می شود

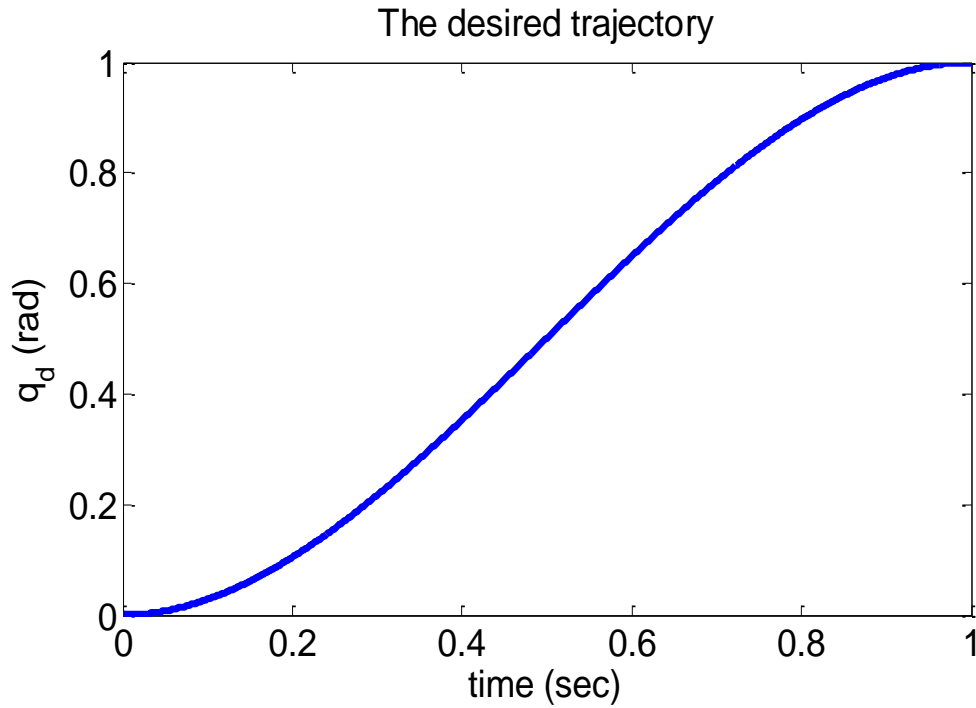
$$\theta_{di} = 3t^2 - 2t^3 \quad (۵-۲)$$

مسیر مطلوب از مقدار صفر شروع و بعد از یک ثانیه به یک رادیان می‌رسد. هدف سیستم کنترل، ردگیری مسیر مطلوب شکل (۲-۵) توسط بازوهای ماهر ربات است.

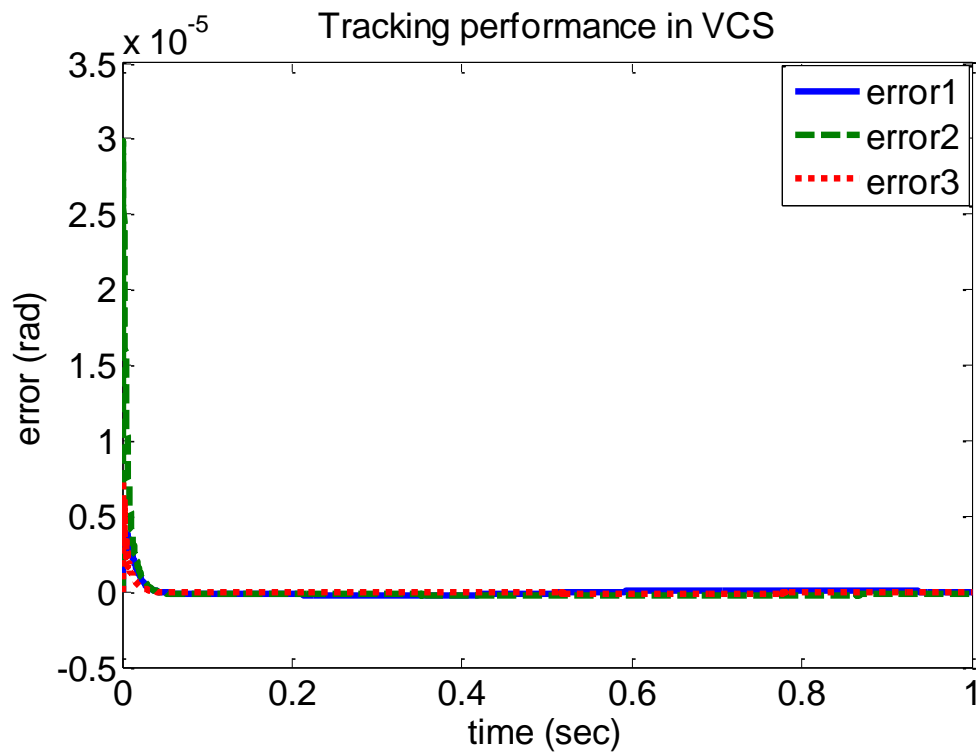
کنترل‌کننده‌ها بطور مشابه با $k_{pi} = 300$ برای هر سه موتور $i = 1, 2, 3$ انتخاب شده است. موتورهای سنکرون مغناطیس دائم در هر سه مفصل، یکسان در نظر گرفته شده است. پارامترهای موتورها در جدول (۳-۵) داده شده است. خطای ردگیری هر سه بازوی مکانیکی ربات در شکل (۳-۵) نشان داده شده است. به علت گشتاور بار سنگین موتورها، خطای اولیه در مقایسه با سایر زمان‌ها بیشتر است. مقدار بیشینه خطا در بازوی دوم اتفاق می‌افتد و در حدود $3 \times 10^{-5} \text{ rad}$ است. با در نظر گرفتن اینکه شروع به کار موتورها تحت گشتاور بار سنگینی است؛ بنابراین، این خطا قابل صرف‌نظر و چشم‌پوشی است. به طوری که خطای مذکور بعد از 0.05 sec به کمتر از $5 \times 10^{-8} \text{ rad}$ می‌رسد. جریان راستای محور d برای دستیابی به گشتاور بیشینه، سیگنال مرجع $I_d^* = 0$ را تنظیم می‌کند. شکل (۴-۵) جریان محور d هر سه موتور را نشان می‌دهد. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، مقدار ناچیز $1.22 \times 10^{-17} \text{ A}$ است. نتیجه مذکور قابل قبول و رضایتبخش است. نمایش گشتاور مربوط به هر سه بازوی ربات در شکل (۵-۵) نشان از گشتاور بار سنگین برای موتور دوم دارد. شکل (۶-۵) تا شکل (۸-۵) نشان‌دهنده ولتاژ فاز موتورها همراه با رفتاری نرم و موزون و دامنه مجاز است. افزایش ناگهانی ولتاژ موتورها به جهت گشتاور بار سنگین در لحظه شروع به کار سیستم است. نحوه تغییرات جریان‌های فاز موتور ۲ در شکل (۹-۵) نشان داده شده است. جریان موتور ۲ در محدود مجاز تغییرات نرم و هموار دارد.

جدول (۳-۵) مشخصات موتورهای سنکرون مغناطیس دائم

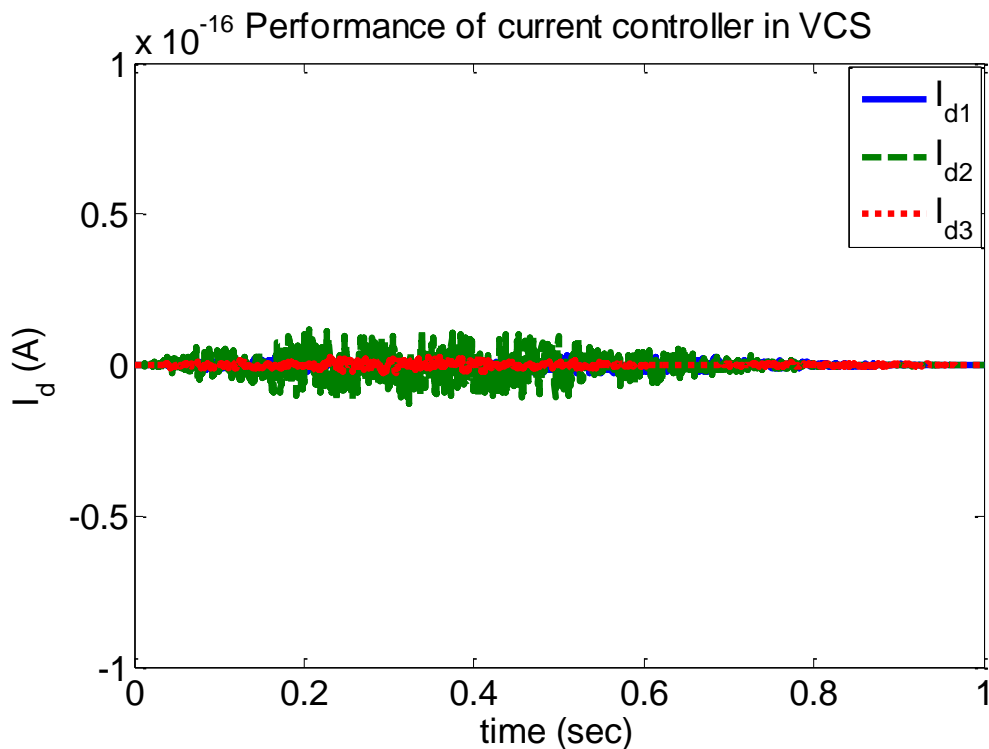
L_d	L_q	λ_{PM}	R	J	B	P
۰,۰۰۰۵	۰,۰۰۰۵	۱	۰,۹	۰,۰۶	۰,۰۰۱	۴



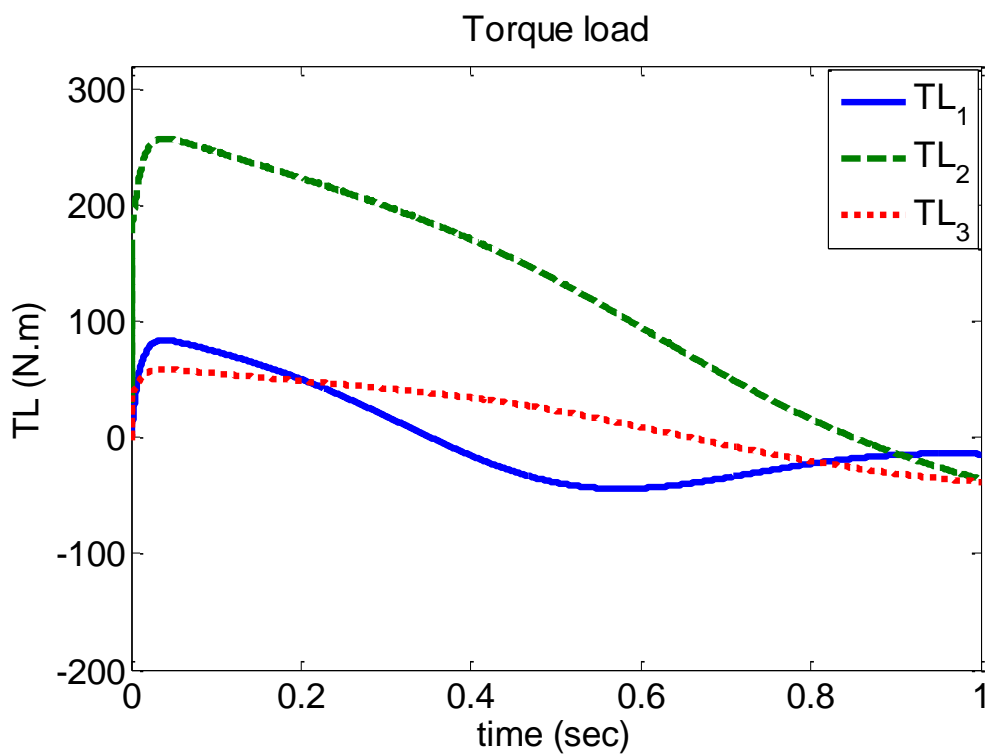
شکل (۲-۵) مسیر مطلوب ردگیری



شکل (۳-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات هنرمند در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی

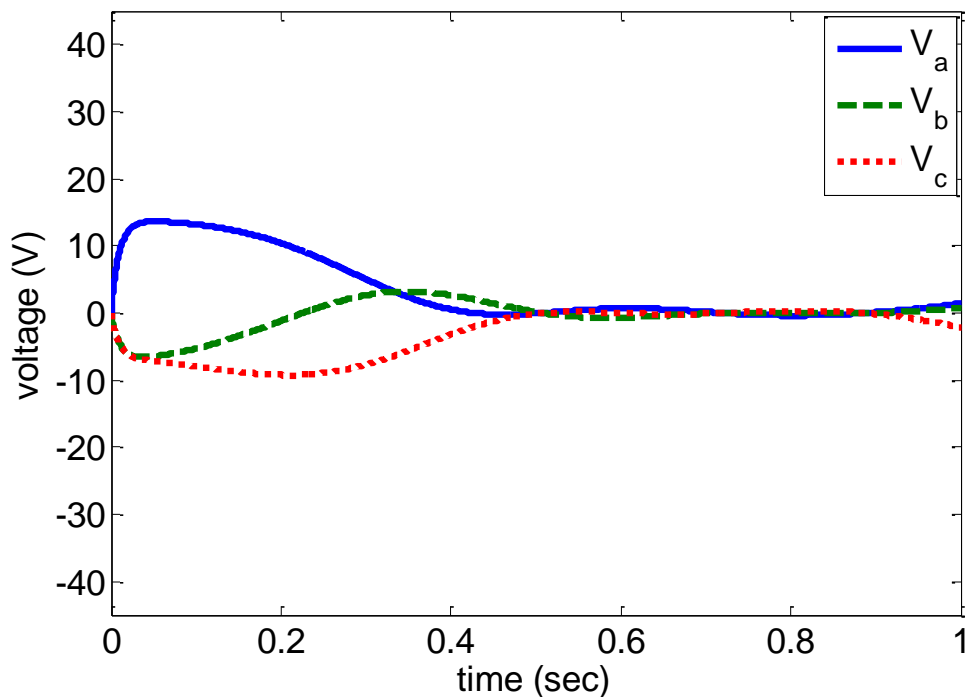


شکل (۴-۵) جریان راستای محور d موتورها در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی



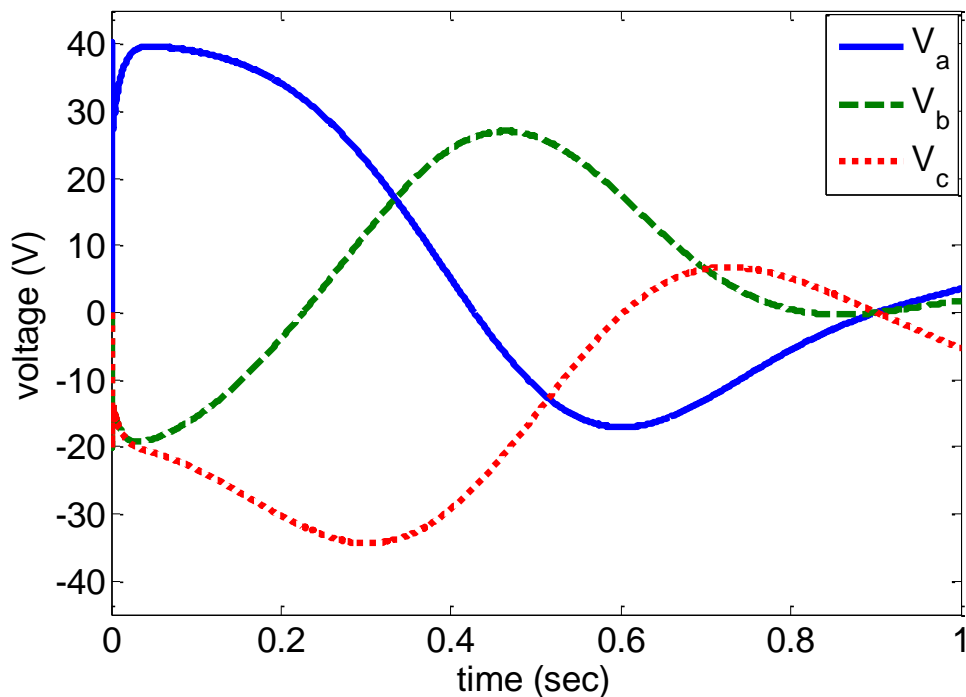
شکل (۵-۵) گشتاور بار موتورها در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی

Phase voltages of motor 1 in VCS

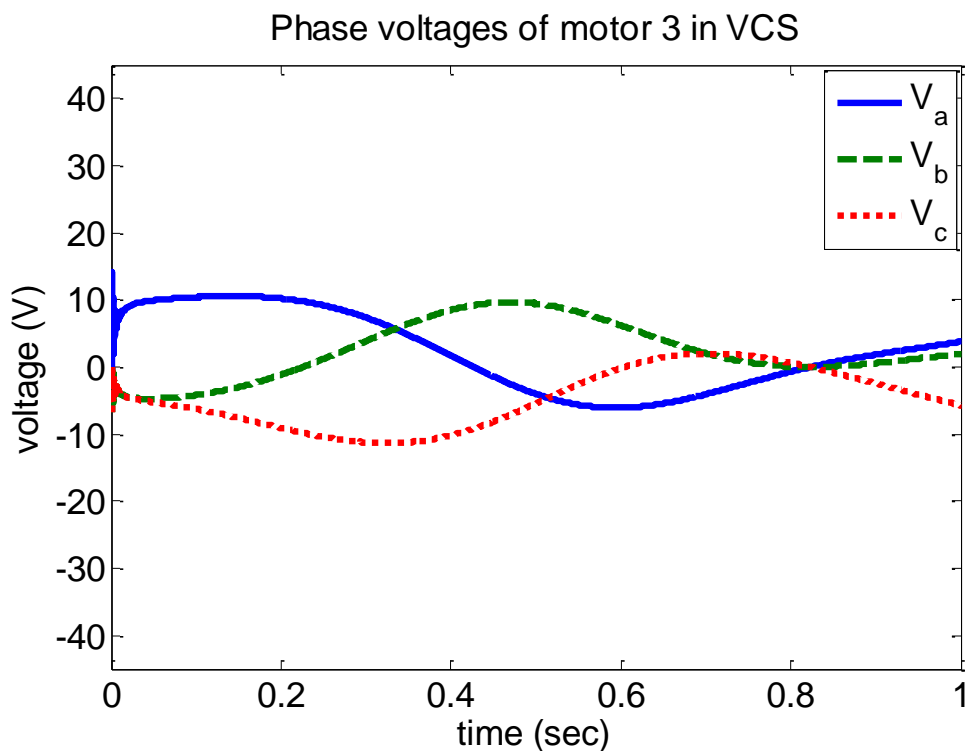


شکل (۵-۶) ولتاژ فاز موتور ۱ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی

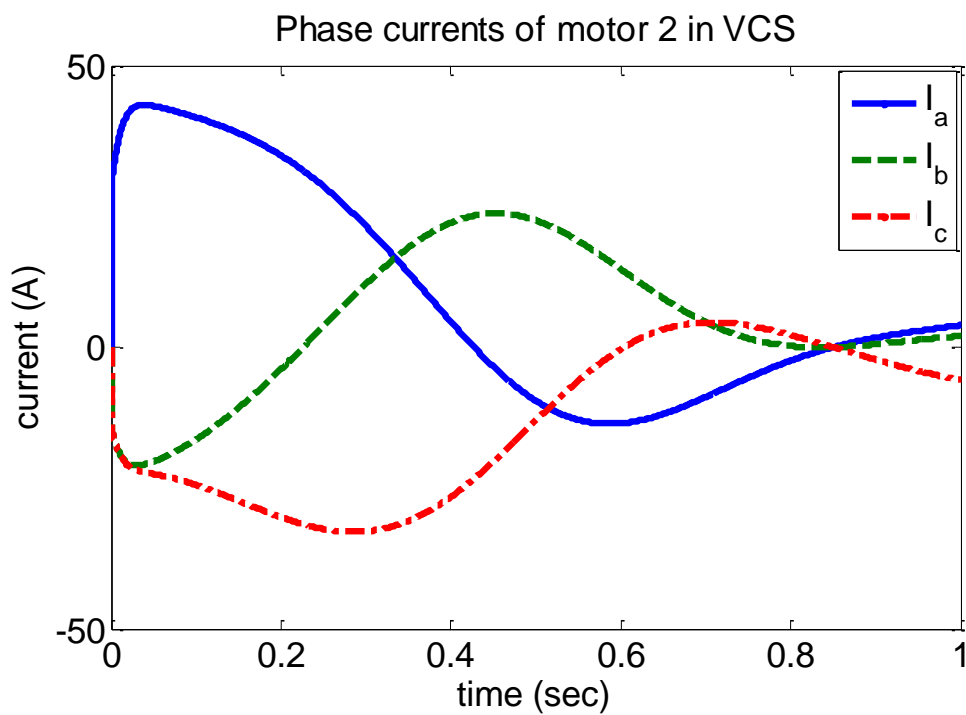
Phase voltages of motor 2 in VCS



شکل (۵-۷) ولتاژ فاز موتور ۲ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی



شکل (۵-۸) ولتاژ فاز موتور ۳ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی



شکل (۵-۹) جریان فاز موتور ۲ در استراتژی کنترل ولتاژ با خطی سازی فیدبکی

۵-۲-۲- کنترل تنظیم^۱

□ بدون حضور محدود کننده ولتاژ

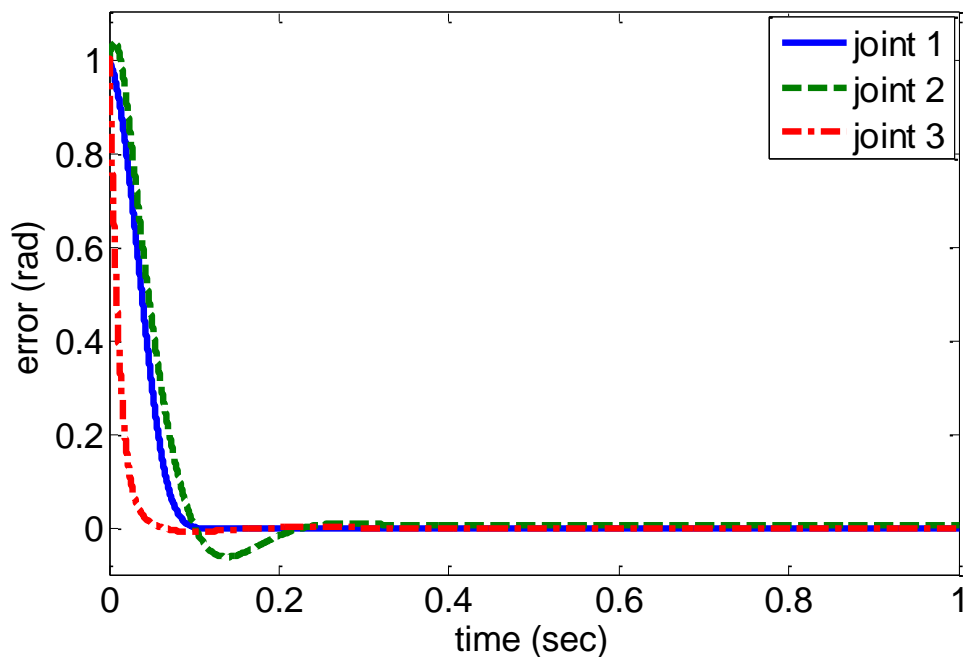
در این قسمت توانایی سیستم کنترل در تنظیم بررسی شده است. هدف تنظیم رسانیدن بازوی ماهر ربات به مقدار 1 rad است. این شبیه سازی برای نمایش پاسخ سیستم رباتیک به خطای اولیه بزرگ انجام پذیرفته است. بهره کنترل کننده ها بطور مشابه برای هر سه موتور $i = 1, 2, 3$ در جدول (۴-۵) آمده است. موتورهای الکتریکی بکار گرفته شده یکسان و دارای همان مشخصات جدول (۳-۵) است. خطای ردگیری ربات در شکل (۵-۱۰) نشان داده شده است. خطای لحظه آغازین، به علت اختلاف زیاد مابین مقدار مطلوب و مقدار واقعی موقعیت بازوهای ماهر ربات است. مقدار بیشینه خطا بعد از 0.21 sec به 0.008 rad می رسد. کاهش بیشینه خطا در بازوی دوم به گونه ای است که در نهایت بعد از 1 sec به مقدار کم و ناچیز $2 \times 10^{-4} \text{ rad}$ دست می یابیم. با توجه به عدم حضور چرخ دنده در سیستم انتقال، نتایج فوق قابل و متمایز است. در این حالت جریان راستای محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه در شکل (۵-۱۱) نشان داده شده است. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، مقدار ناچیز $1.1 \times 10^{-14} \text{ A}$ است. نتیجه مذکور قابل قبول و رضایتبخش است. شکل (۵-۱۲) تا شکل (۵-۱۴) نشان دهنده ولتاژ فاز موتورها است. افزایش ناگهانی ولتاژ موتورها در لحظه شروع به کار سیستم، ناشی از خطای زیاد سیستم است. نحوه تغییرات جریان های فاز موتور ۲ در شکل (۵-۱۵) نشان داده شده است. خطای اولیه زیاد بر افزایش ناگهانی جریان موتور، در لحظه شروع به کار سیستم کنترل نیز اثرگذار بوده است. با کاهش خطا، از جریان فاز موتور ۲ به طور چشمگیری کاسته می شود.

جدول (۴-۵) بهره های کنترل کننده در کنترل تنظیم استراتژی کنترل ولتاژ

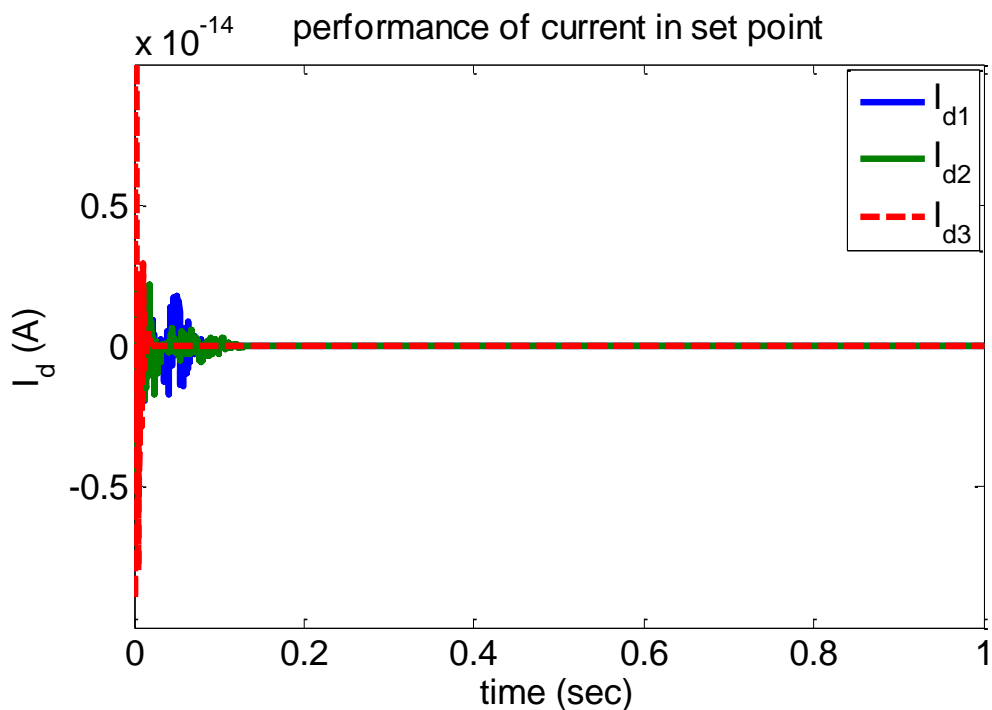
k_{p1}	k_{p2}	k_{p3}	بهره های کنترل کننده
۲۵	۲۵	۱۰۰	مقادیر

¹ Setpoint control

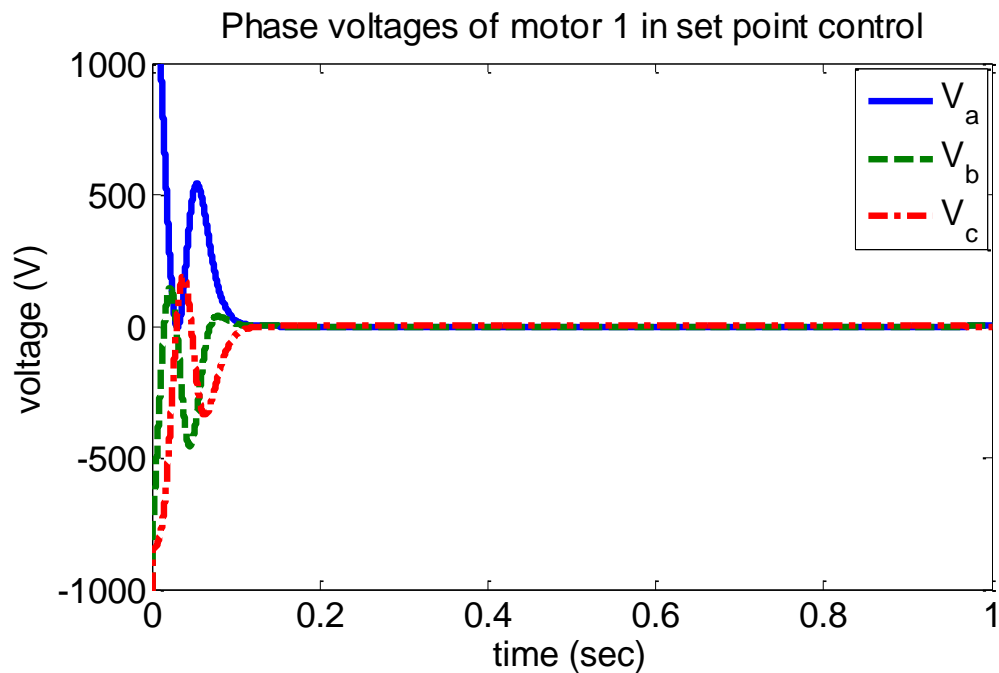
Set point control performance in VCS



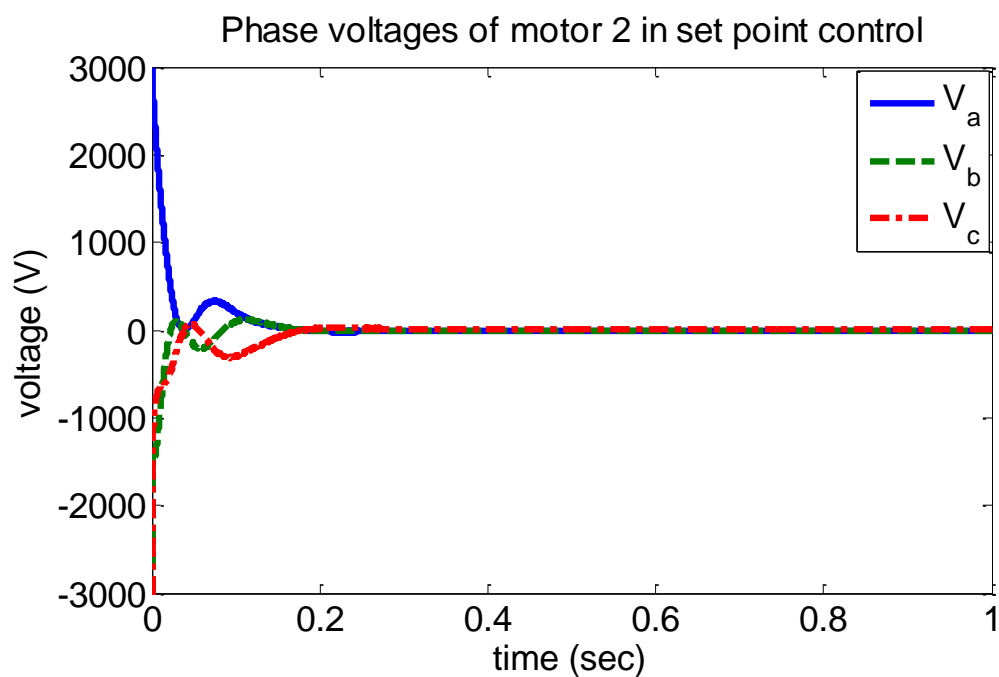
شکل (۱۰-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ



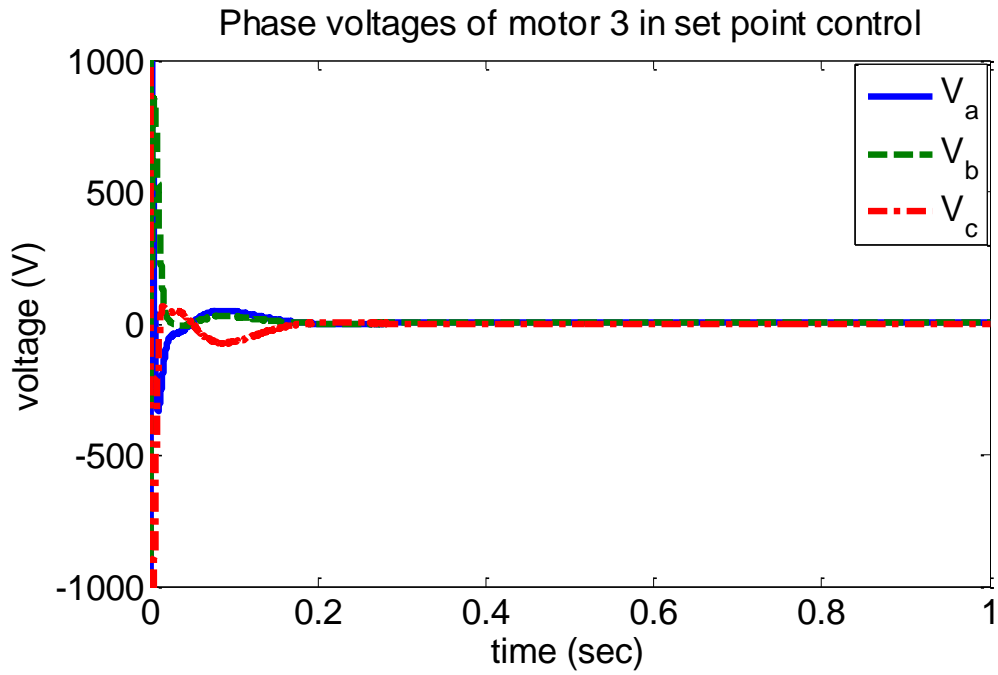
شکل (۱۱-۵) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ



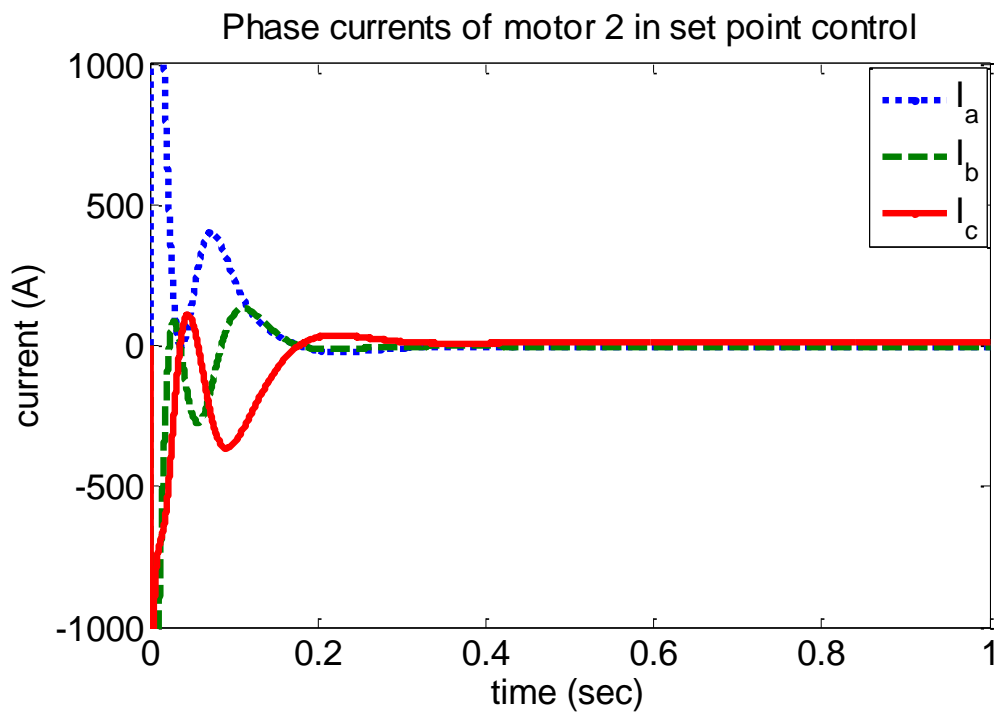
شکل (۱۲-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ



شکل (۱۳-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ



شکل (۱۴-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ

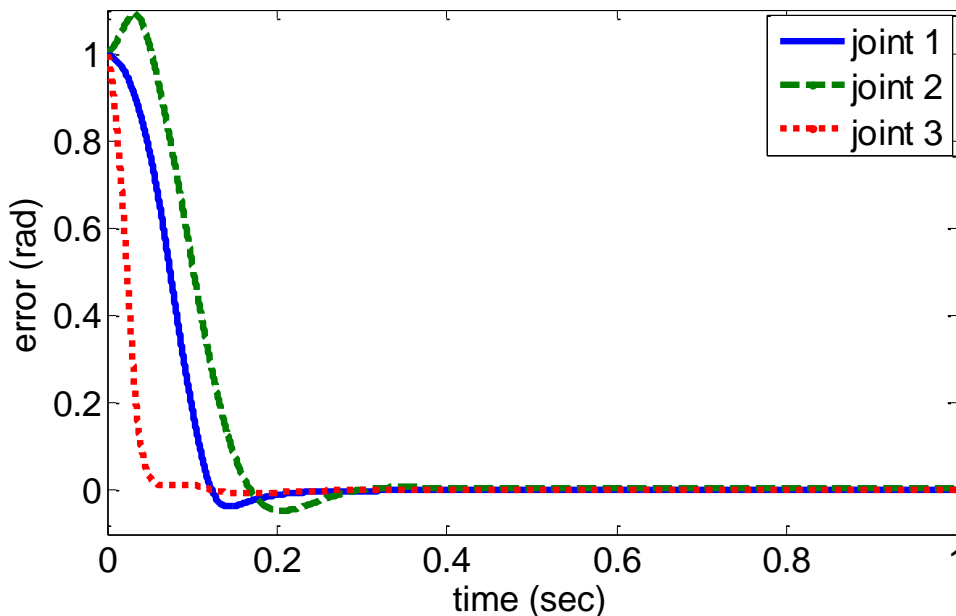


شکل (۱۵-۵) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم بدون محدود کننده ولتاژ

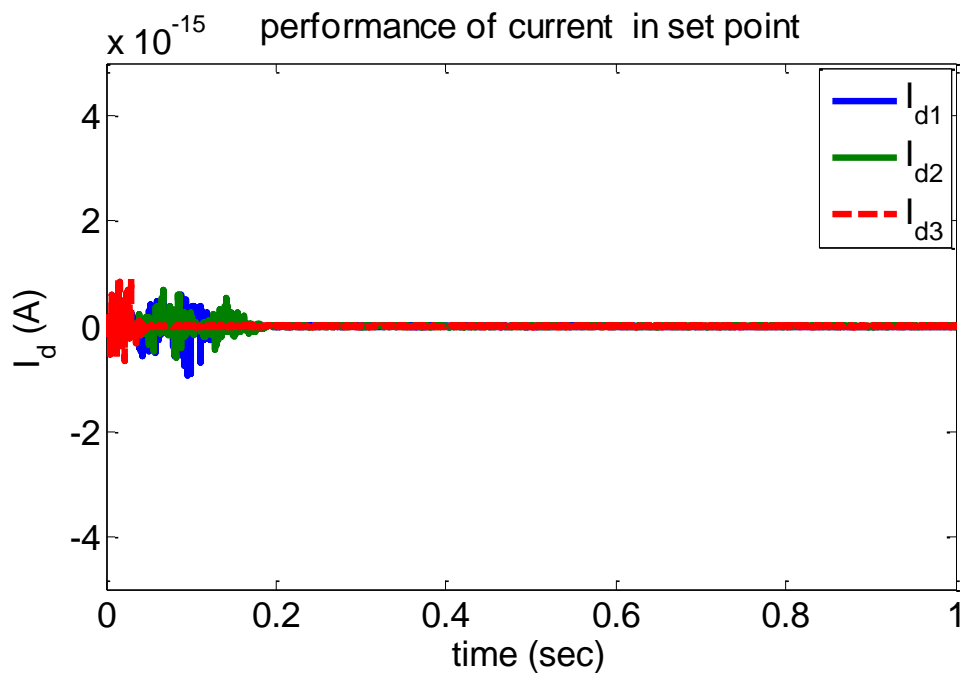
□ با حضور محدود کننده ولتاژ

در این قسمت بدون تغییر نسبت به بخش قبل، به شبیه سازی سیستم کنترل تنظیم با حضور محدود کننده ولتاژ می پردازیم. حد بالای محدود کننده های ولتاژ مقدار $V_{\max} = 220\sqrt{2}V$ انتخاب شده است. خطای ردگیری ربات با حضور این محدود کننده ها در شکل (۵-۱۶) نشان داده شده است. مقدار بیشینه خطا بعد از 0.3 sec به 0.0037 rad می رسد. در این حالت جریان محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه در شکل (۵-۱۷) نشان داده شده است. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، مقدار ناچیز $9 \times 10^{-16} A$ است. نتیجه مذکور قابل قبول و رضایتبخش است. شکل (۵-۱۸) تا شکل (۵-۲۰) نشان دهنده ولتاژ فاز موتورها همراه با رفتاری نرم و موزون در دامنه مجاز است. افزایش ناگهانی ولتاژ موتورها به جهت گشتاور بار سنگین و خطای زیاد در لحظه آغاز به کار سیستم است. نحوه تغییرات جریان های فاز موتور ۲ در شکل (۵-۲۱) نشان داده شده است. خطای اولیه زیاد سبب افزایش ناگهانی جریان در لحظات آغازین شده است. با کاهش خطا، از جریان فاز موتور ۲ به طور چشمگیری کاسته می شود. در این حالت رفتار سیستم مناسب تر از حالتی است که از محدود کننده ولتاژ استفاده نشده است.

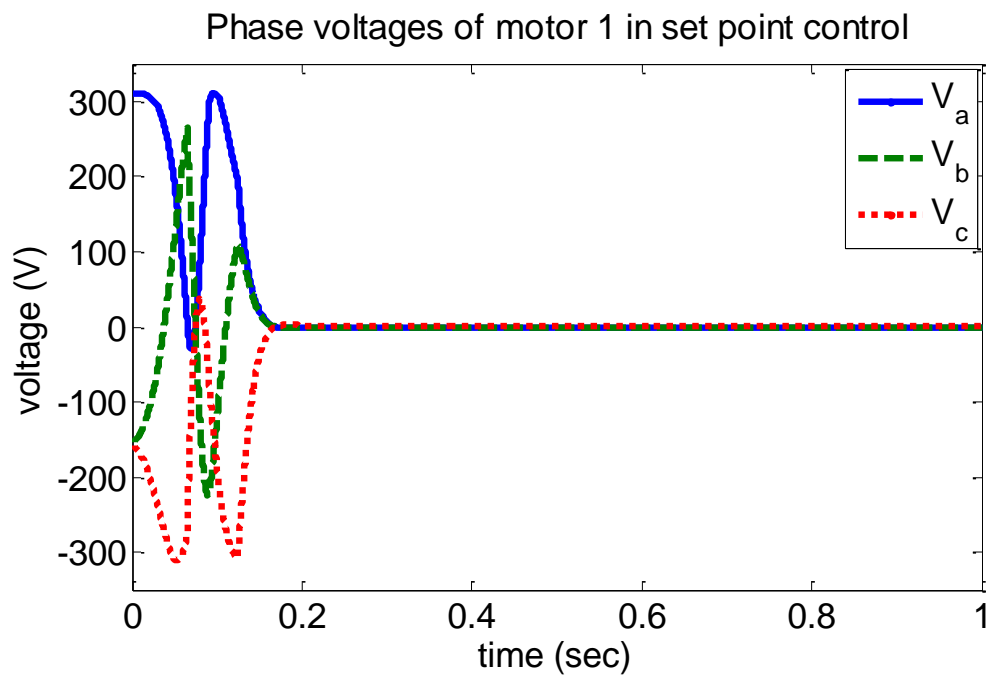
Set point control performance in VCS



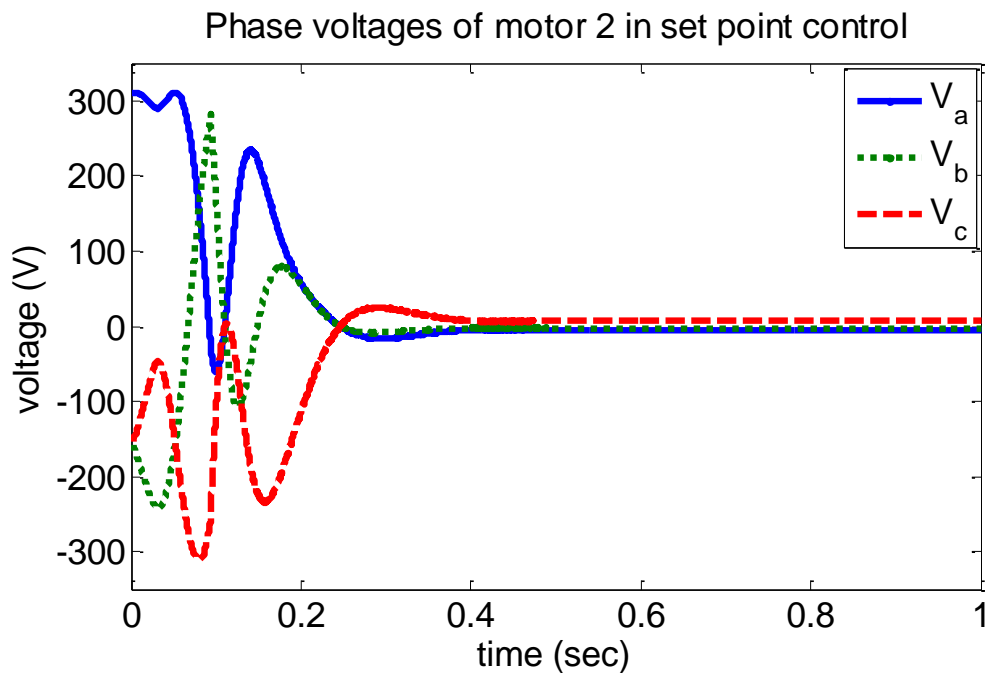
شکل (۵-۱۶) خطای ردگیری مفاصل ربات با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ



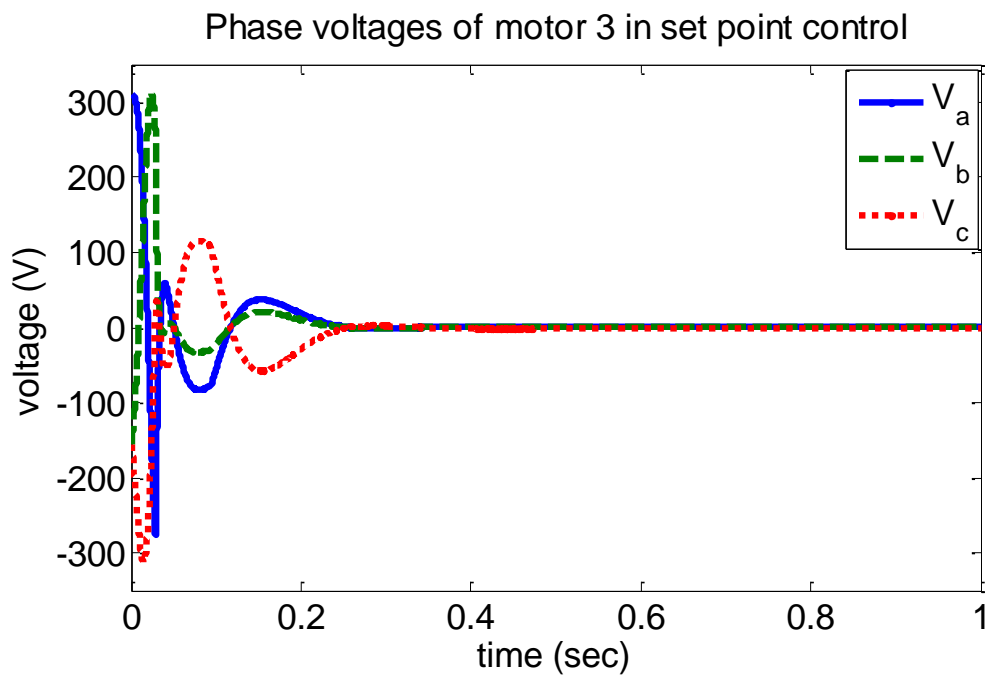
شکل (۱۷-۵) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ



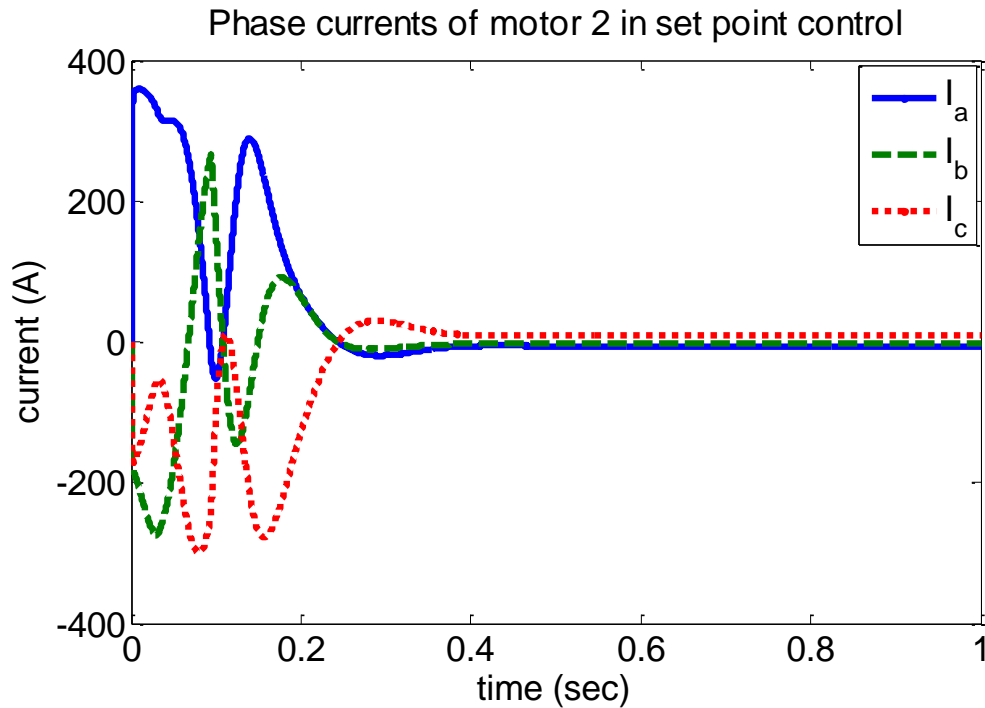
شکل (۱۸-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ



شکل (۵-۱۹) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ



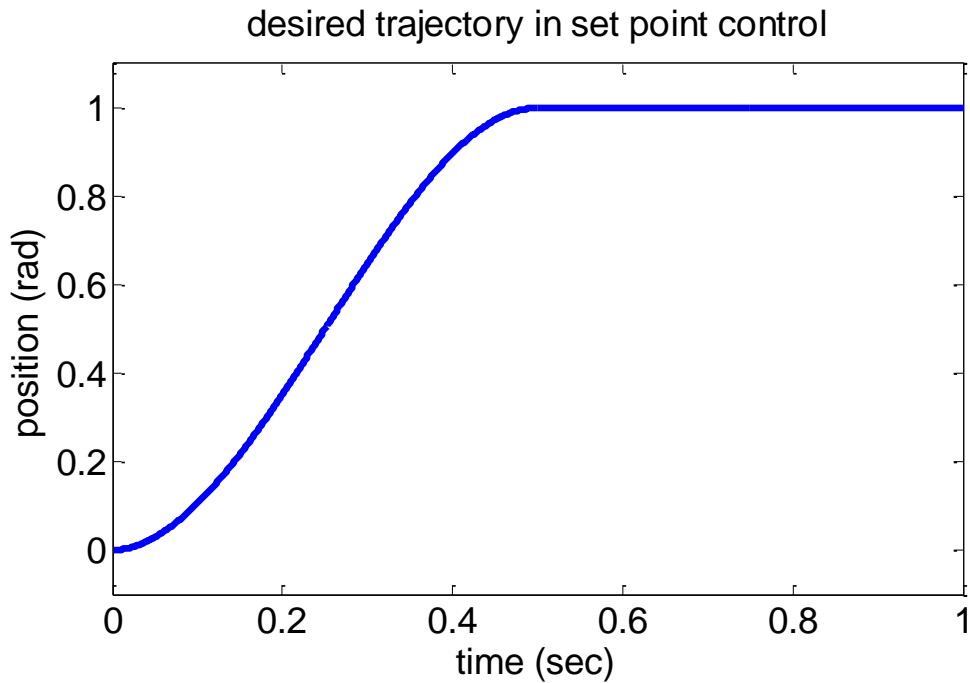
شکل (۵-۲۰) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ



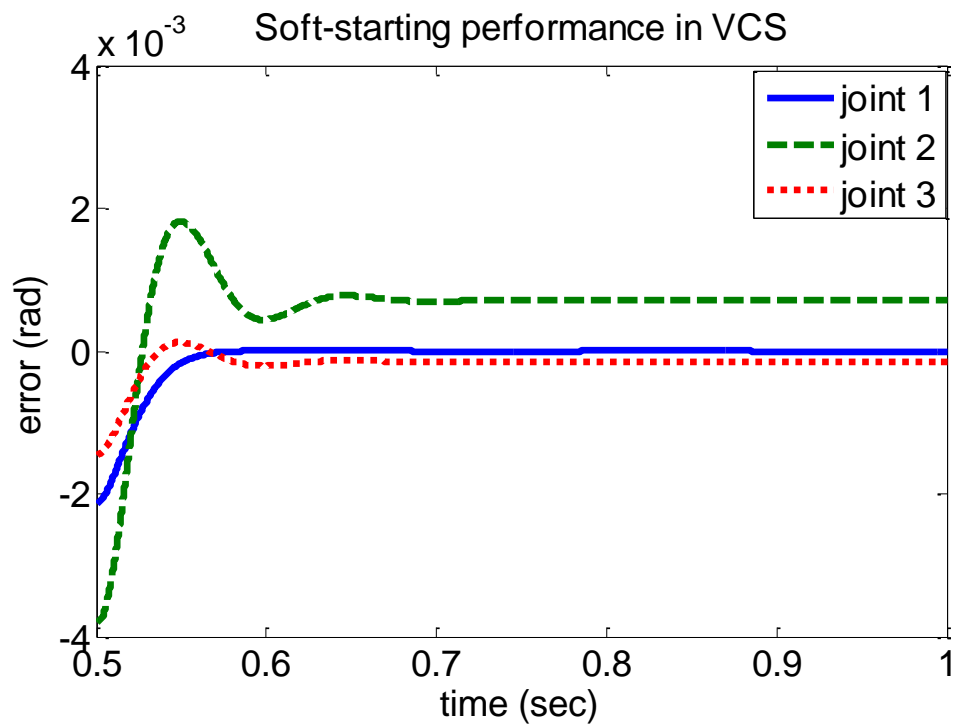
شکل (۵-۲۱) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم با محدود کننده ولتاژ

□ شروع نرم کنترل تنظیم

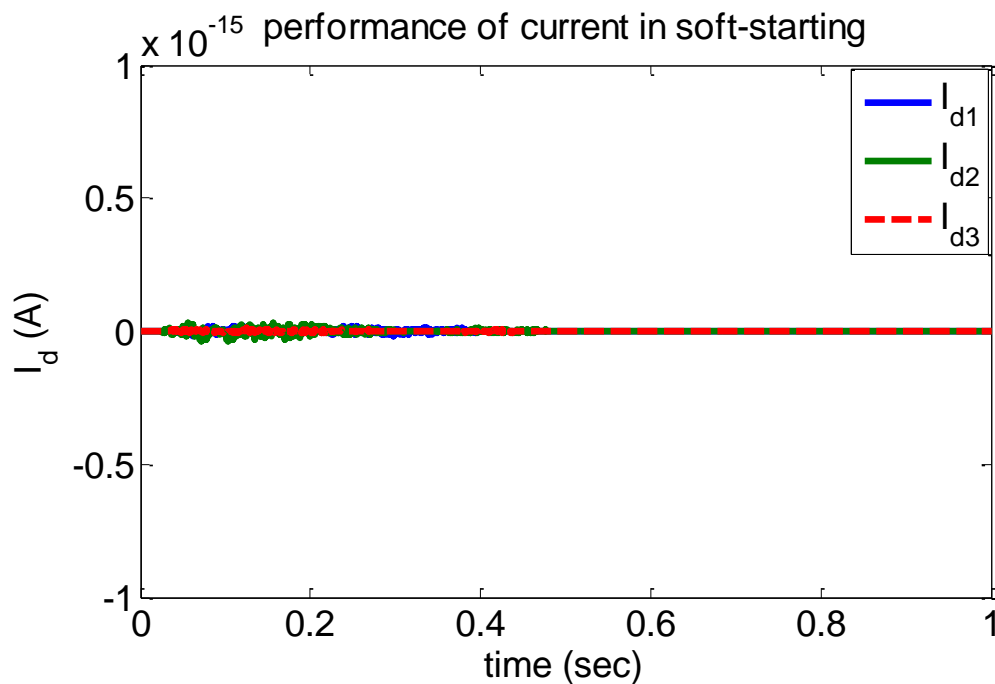
در این قسمت بدون تغییر نسبت به بخش قبل، سیستم کنترل تنظیم با حضور محدود کننده ولتاژ، به نرمی به مقدار مطلوب کنترل تنظیم می‌رسد. در حالت مشابه حالت قبل، حد بالای محدود کننده‌های ولتاژ مقدار $V_{\max} = 220\sqrt{2}V$ انتخاب شده است. چگونگی راه‌اندازی نرم توسط مسیر مطلوب در شکل (۵-۲۲) نشان داده شده است. عمل کنترل تنظیم بعد از 0.5 sec عمل می‌کند. خطای ردگیری موقعیت شکل (۵-۲۳) نشان از عملکرد مناسب این کنترل کننده دارد. مقدار بیشینه خطا بعد از 0.51 sec به 0.002 rad می‌رسد. مقدار نهایی خطا به 0.0007 rad می‌رسد. نتیجه مذکور قابل قبول و رضایتبخش است. در این حالت جریان محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه در شکل (۵-۲۴) نشان داده شده است. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، مقدار ناچیز $2.6 \times 10^{-17} A$ است. شکل (۵-۲۵) تا شکل (۵-۲۷) نشان‌دهنده ولتاژ فاز موتورها همراه با رفتاری نرم و موزون در دامنه مجاز است. افزایش ناگهانی ولتاژ موتورها به جهت گشتاور بار سنگین در لحظه آغاز به کار سیستم است. جریان‌های فاز موتور ۲ در شکل (۵-۲۸) نشان داده شده است. رفتار سیستم در این حالت مناسب‌تر از حالت‌های دیگر است.



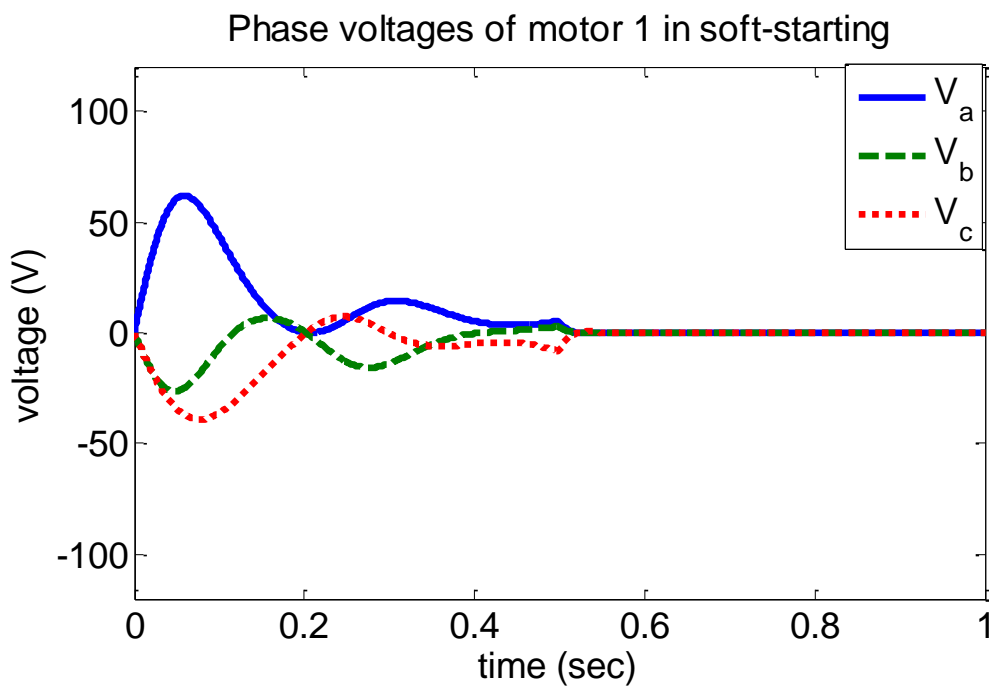
شکل (۲۲-۵) مسیر مطلوب کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



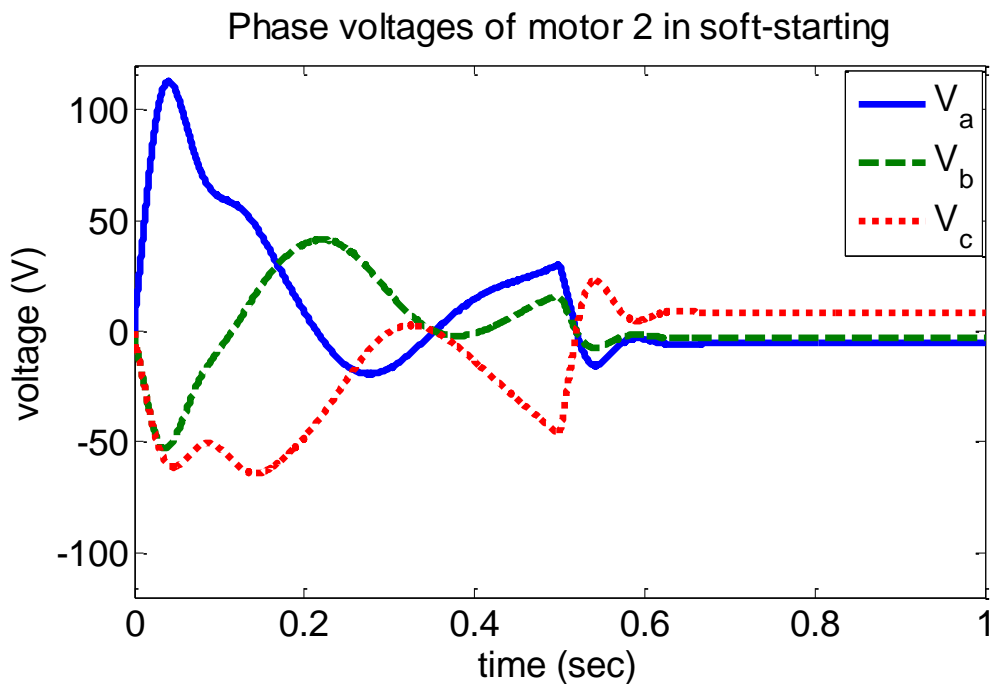
شکل (۲۳-۵) خطای ردگیری با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



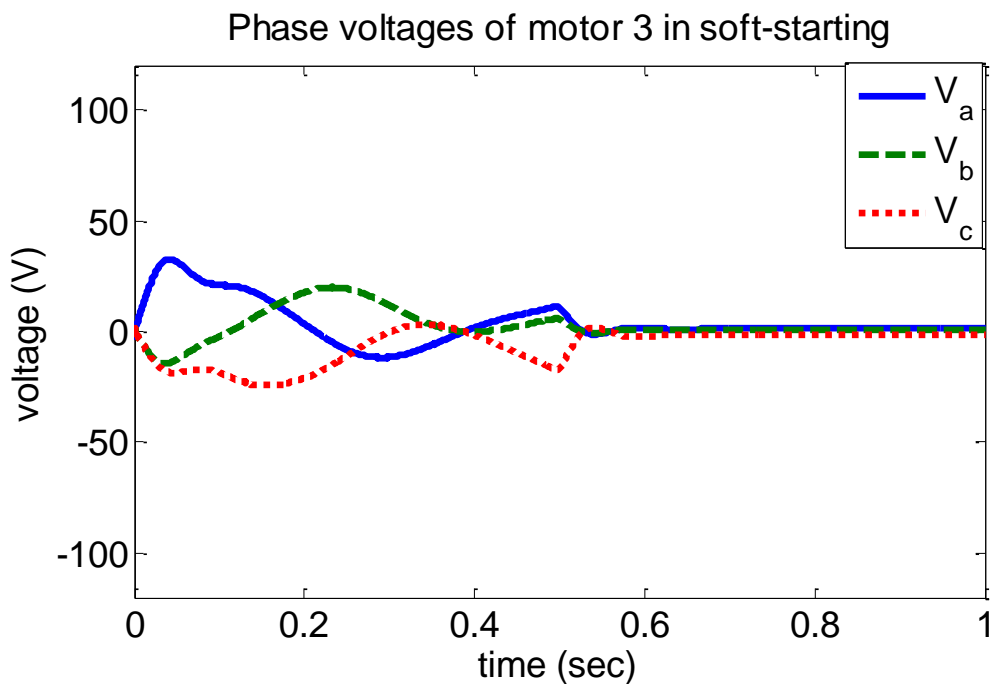
شکل (۵-۲۴) جریان راستای محور d موتورها با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



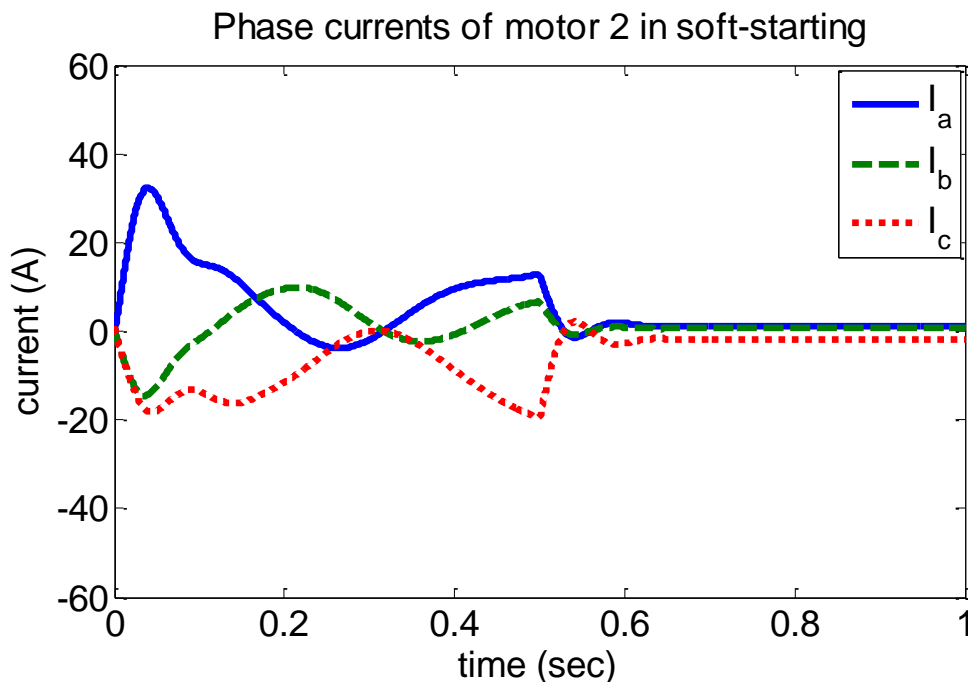
شکل (۵-۲۵) ولتاژ فاز موتور ۱ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



شکل (۵-۲۶) ولتاژ فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



شکل (۵-۲۷) ولتاژ فاز موتور ۳ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم



شکل (۵-۲۸) جریان فاز موتور ۲ با خطی سازی فیدبکی در کنترل تنظیم در حالت شروع نرم

۵-۳- کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ

۵-۳-۱- کنترل ردگیری

سیستم کنترل فازی فصل ۴ با هدف ردگیری موقعیت موتور سنکرون مغناطیس دائم شبیه-سازی می‌گردد. پارامترهای موتورهای سنکرون مغناطیس دائم در جدول (۵-۳) آمده است. برای تضمین پایداری با برقراری فرض‌ها و شرایط پیشنهادی در فصل ۴، قوانین فازی کنترل‌کننده موقعیت موتور بصورت جدول (۵-۵) بیان می‌شود

جدول (۵-۵) قوانین فازی کنترل‌کننده موقعیت

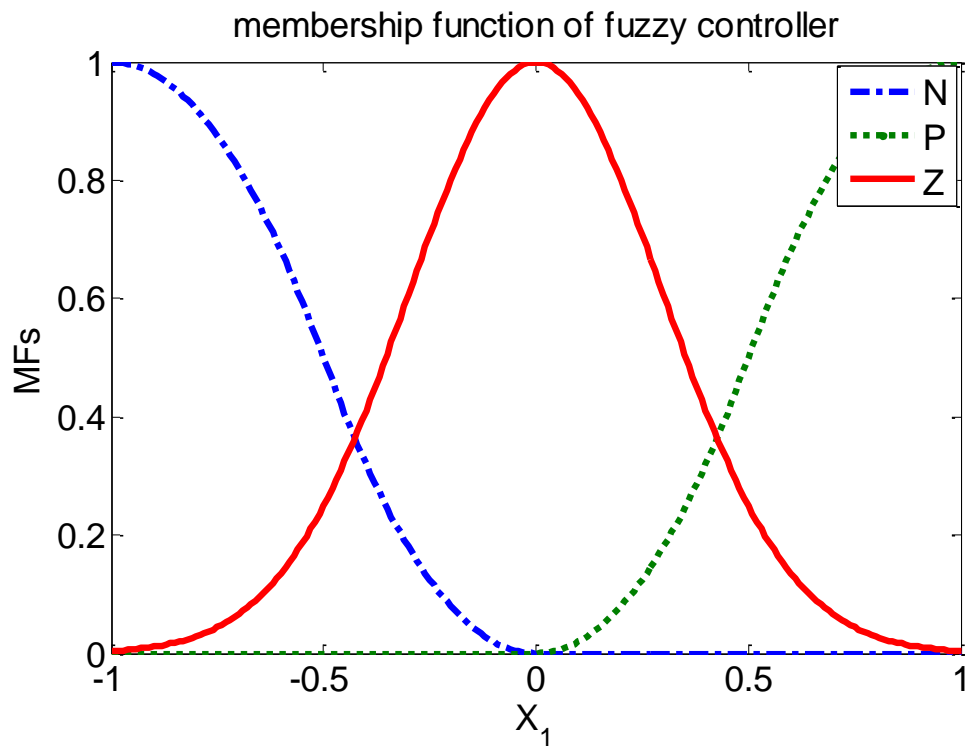
x_1	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
x_2	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
$f(\mathbf{x})$	1	0.75	0.25	0.5	$100x_1 + 10x_2$	-0.5	-0.25	-0.75	-1

توابع تعلق Z ، N و P برای ورودی x_1 در شکل (۵-۲۹) آمده است. توابع تعلق ورودی x_2 مانند x_1 است. توابع تعلق نقش مهمی در عملکرد سیستم کنترل ایفا می کنند. مرکز، بازه و شکل توابع تعلق از جمله پارامترهای تاثیرگذار در عملکرد سیستم کنترل بشمار می روند. با دو ورودی x_1 و x_2 و انتخاب سه تابع عضویت برای هر ورودی، نه قانون فازی نوشته شده است. کنترل کننده فازی موقعیت با ضرایب مقیاس ورودی $k_1 = 5$ ، $k_2 = 0.5$ و ضریب مقیاس خروجی $k_o = 220\sqrt{2}$ به صورت نرمالیزه، فضای کنترل را پوشش می دهد. مقدار ولتاژ ماکزیمم برابر با $V_{\max} = 220\sqrt{2}V$ منظور شده است. شکل (۵-۲) مسیر مطلوب موقعیت برای ردگیری را نشان می دهد. این مسیر با شروع از صفر پس از یک ثانیه به یک رادیان می رسد. عملکرد ردگیری سیستم کنترل در شکل (۵-۳۰) با ماکزیمم خطای ردگیری $2.54 \times 10^{-4} \text{ rad}$ در میان هر سه بازوی مکانیکی ربات، بسیار عالی ارزیابی می شود. افزایش ناگهانی خطا در لحظه شروع ناشی از گشتاور بار سنگین رباتها است. گشتاور بار موتورها در شکل (۵-۳۱) نشان داده شده است. به نظر می رسد که گشتاور بار موتور ۲ بیش از موتور ۱ و ۳ است. ولتاژهای فاز موتور که در شکل (۵-۳۲) تا شکل (۵-۳۴) رسم شده اند در محدوده مجاز تغییرات دارند. در لحظه شروع به کار برای مقابله با گشتاور بار، ولتاژ موتورها در محدوده مجاز افزایش یافته و بعد از مدتی کاهش می یابند.

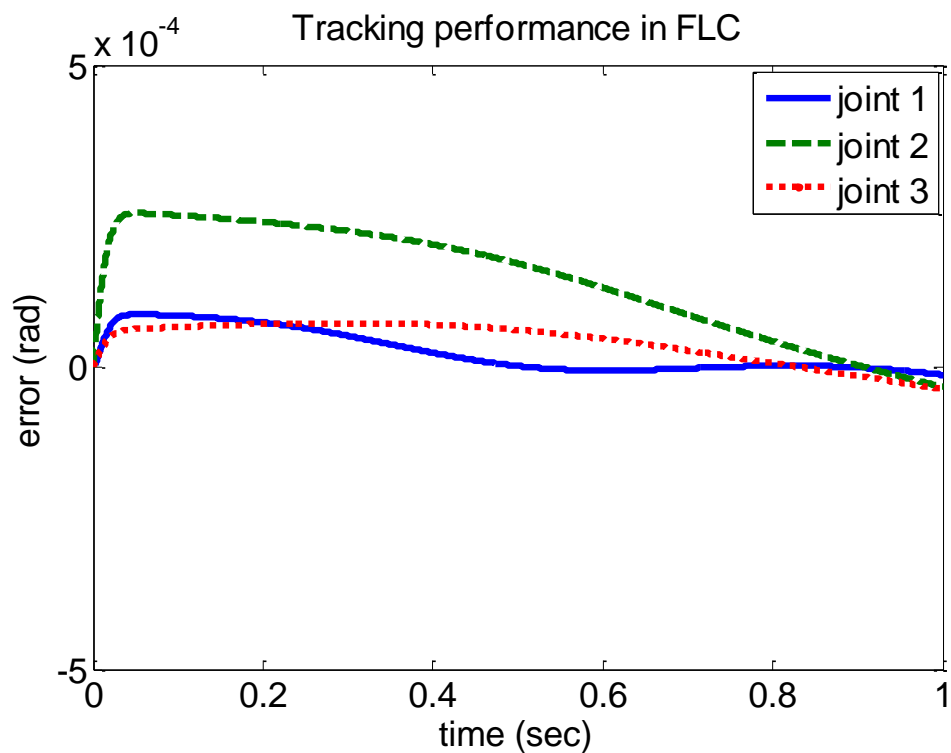
کنترل کننده فازی جریان راستای محور d موتور، مانند کنترل کننده فازی موقعیت آن طراحی می شود. ساختار و توابع عضویت مشابه یکدیگراند ولی پارامترهای طراحی برای حصول به عملکرد مناسب متفاوت است. جدول (۵-۶) قوانین فازی این کنترل کننده را نشان می دهد. در این کنترل کننده سیگنال مرجع $I_d^* = 0$ است و کنترل کننده، به تنظیم جریان می پردازد. کنترل کننده فازی جریان با ضرایب مقیاس ورودی $k_1 = 5$ ، $k_2 = 0.5$ و ضریب مقیاس خروجی $k_o = 220\sqrt{2}$ به صورت نرمالیزه، فضای کنترل را پوشش می دهد. ولتاژ ماکزیمم برابر با $V_{\max} = 220\sqrt{2}V$ است. کنترل کننده جریان به خوبی عمل می کند. جریان I_d که در شکل (۵-۳۵) آمده است نرم و ناچیز بوده بطوریکه ماکزیمم در میان هر سه موتور ناچیز و تقریباً $1.1 \times 10^{-5} A$ است. نحوه تغییرات جریانهای فاز موتور ۲ در شکل (۵-۳۶) نشان داده شده است. رفتار جریان موتور ۲ نرم و هموار و در محدوده مجاز است.

جدول (۵-۶) قوانین فازی کنترل کننده جریان

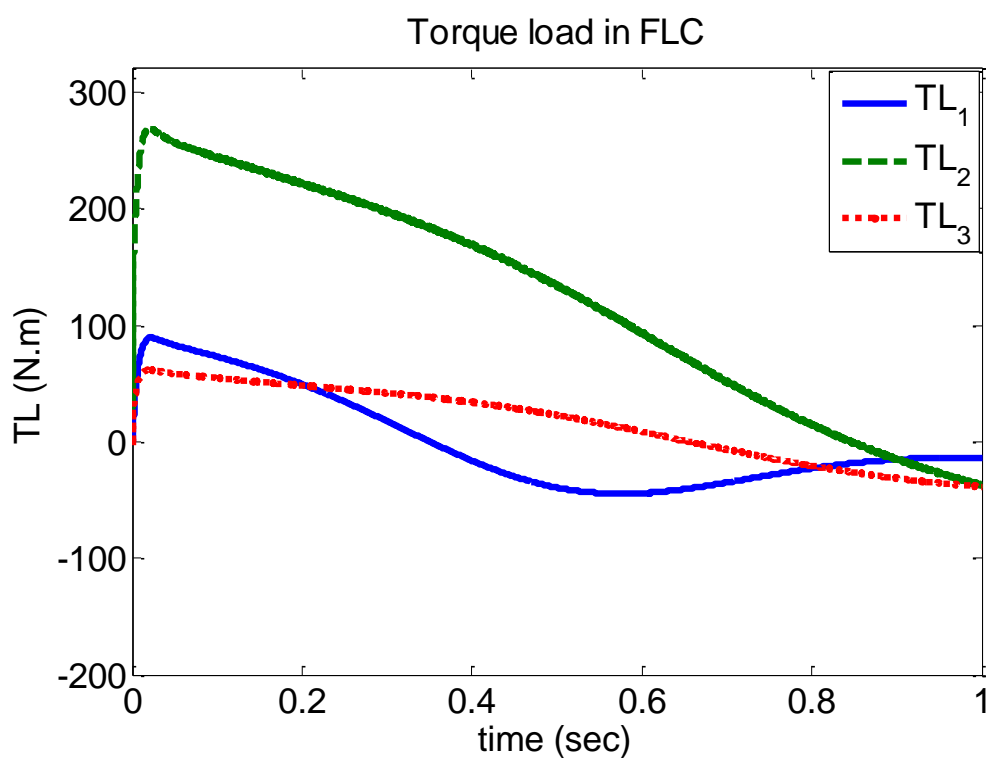
x_1	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
x_2	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
$f(\mathbf{x})$	0.05	0.0375	0.0125	0.025	$5x_1 + 0.5x_2$	-0.025	-0.0125	-0.0375	-0.05



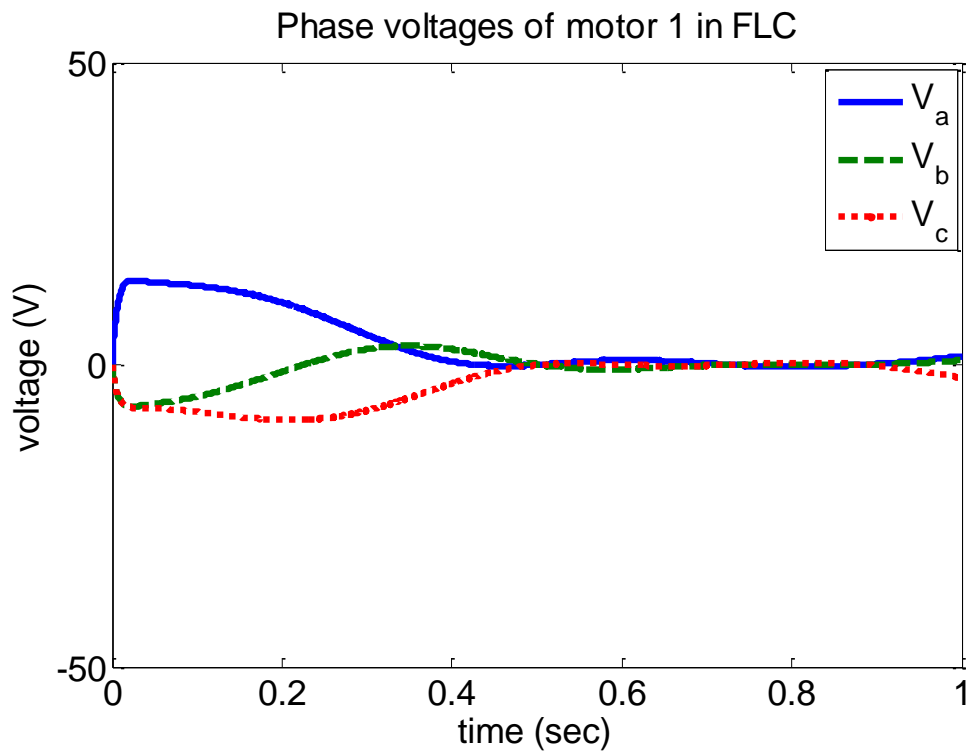
شکل (۵-۲۹) توابع تعلق مجموعه فازی



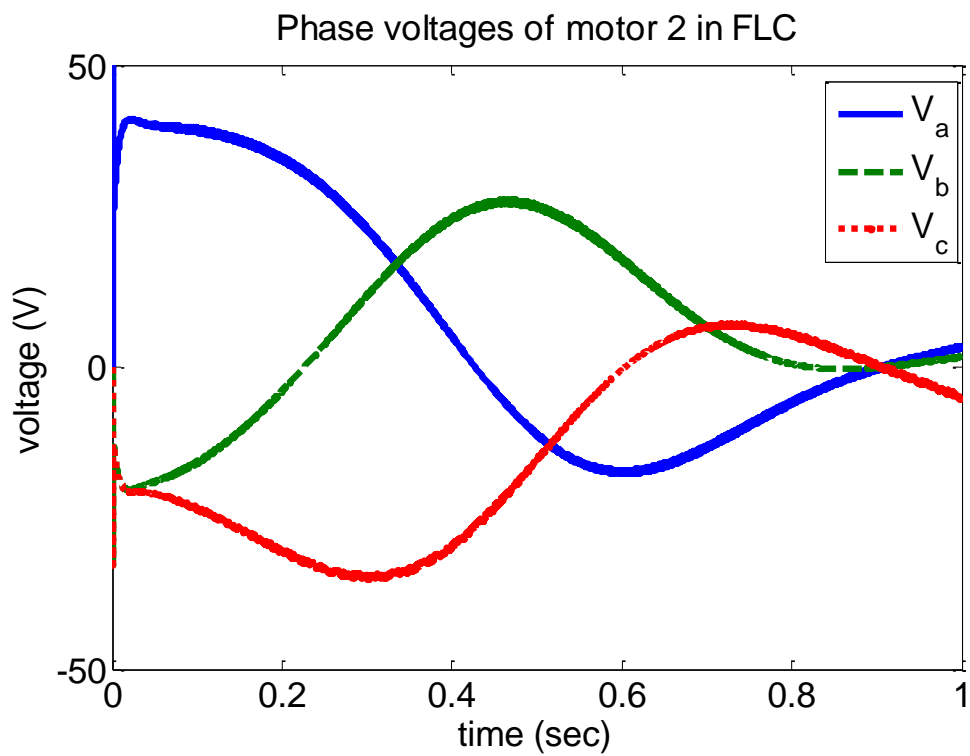
شکل (۳۰-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



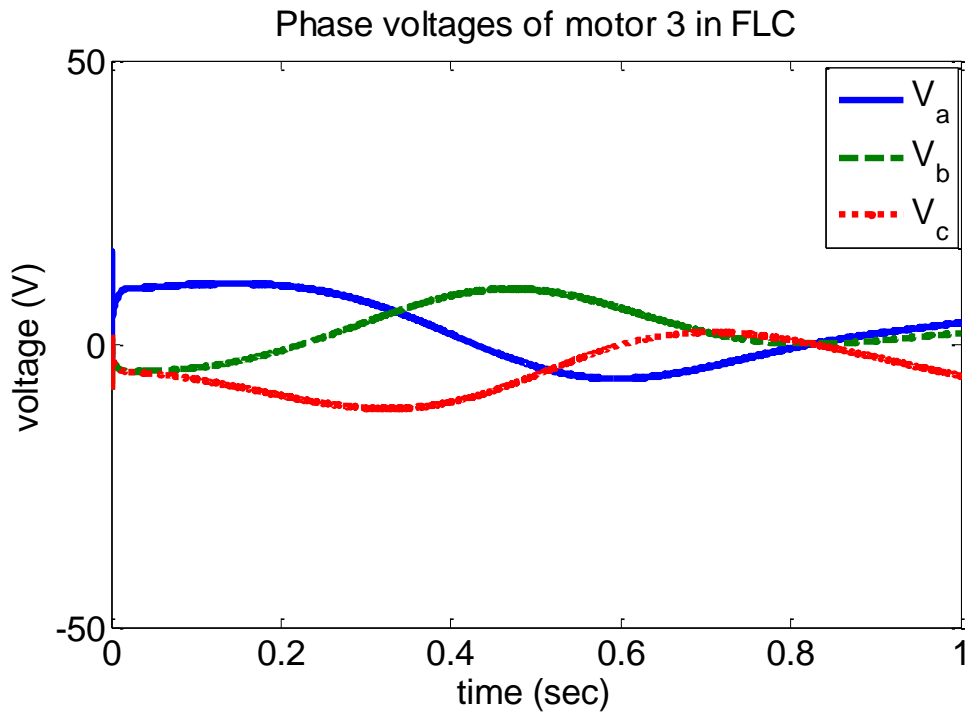
شکل (۳۱-۵) گشتاور بار هر سه موتور در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



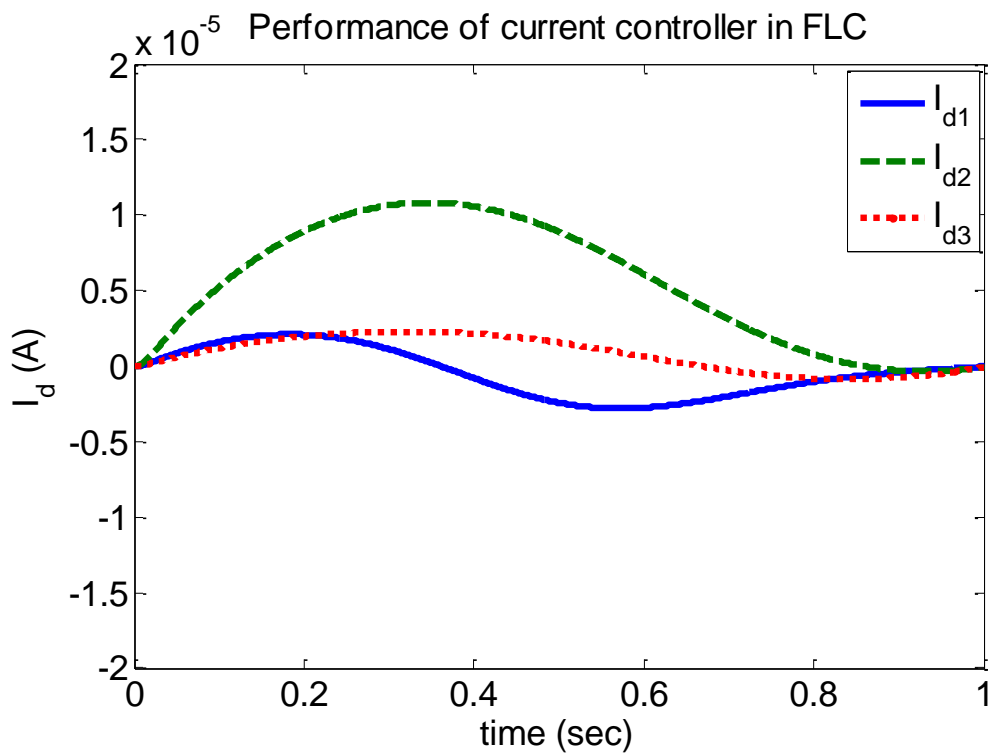
شکل (۳۲-۵) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



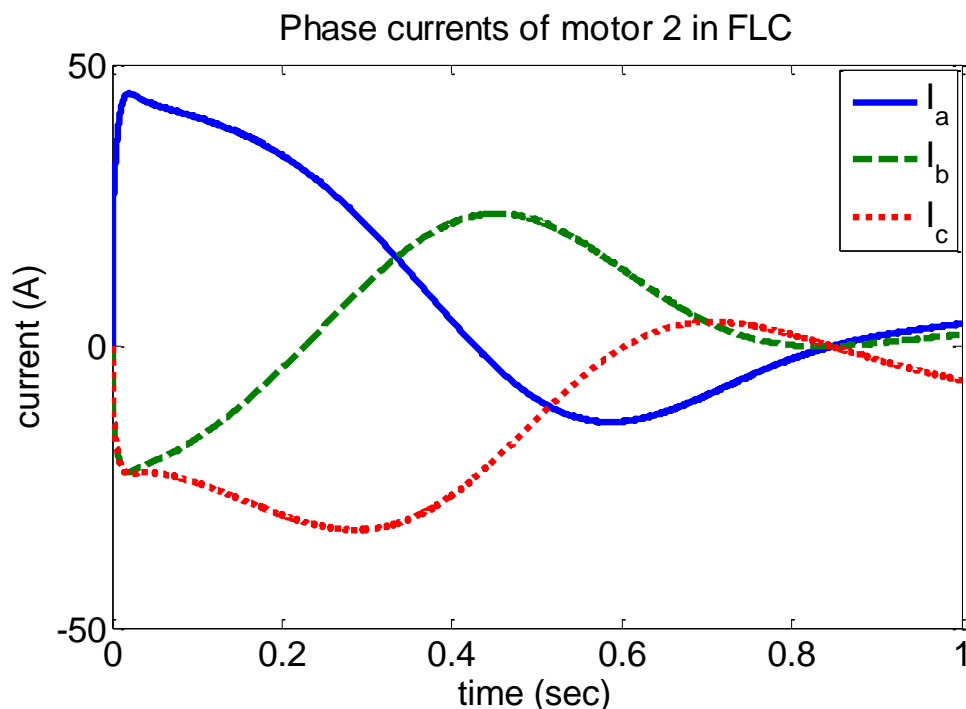
شکل (۳۳-۵) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۳۴-۵) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۳۵-۵) جریان راستای محور d موتور ها در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۳۶-۵) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ

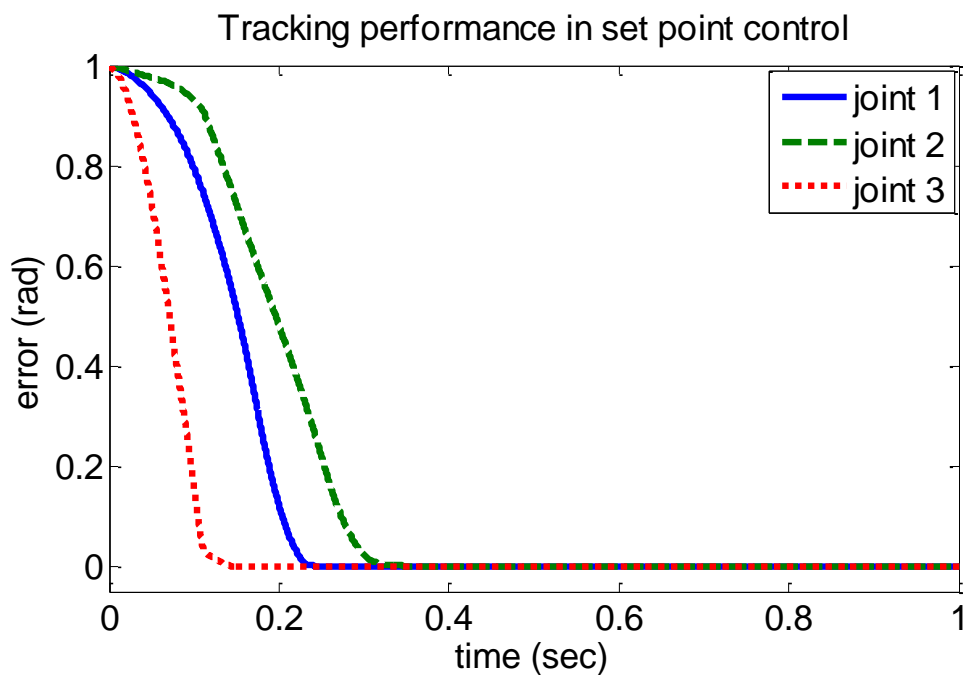
۵-۳-۲- کنترل تنظیم

در این قسمت توانایی سیستم کنترل فازی پیشنهادی در کنترل تنظیم بررسی شده است. هدف کنترل تنظیم رسانیدن بازوی ماهر ربات به مقدار 1 rad است. این شبیه سازی برای نمایش پاسخ سیستم رباتیک به خطای اولیه بزرگ انجام پذیرفته است. ضرایب مقیاس ورودی برای هر سه موتور $i = 1, 2, 3$ در جدول (۷-۵) آمده است. موتورهای الکتریکی بکار گرفته شده یکسان و دارای همان مشخصات جدول (۳-۵) است. خطای ردگیری ربات در شکل (۳۷-۵) نشان داده شده است. مقدار بیشینه خطا بعد از 0.33 sec به 0.0004 rad می رسد. کاهش بیشینه خطا در بازوی دوم به گونه ای پیش می رود که در نهایت بعد از 1 sec به مقدار کم و ناچیز $5.6 \times 10^{-5} \text{ rad}$ دست می یابیم. با توجه به عدم حضور چرخ دنده در سیستم انتقال، نتایج فوق قابل قبول و متمایز است. در این حالت جریان محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه در شکل (۳۸-۵) نشان داده شده است. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، بعد از 0.5 sec

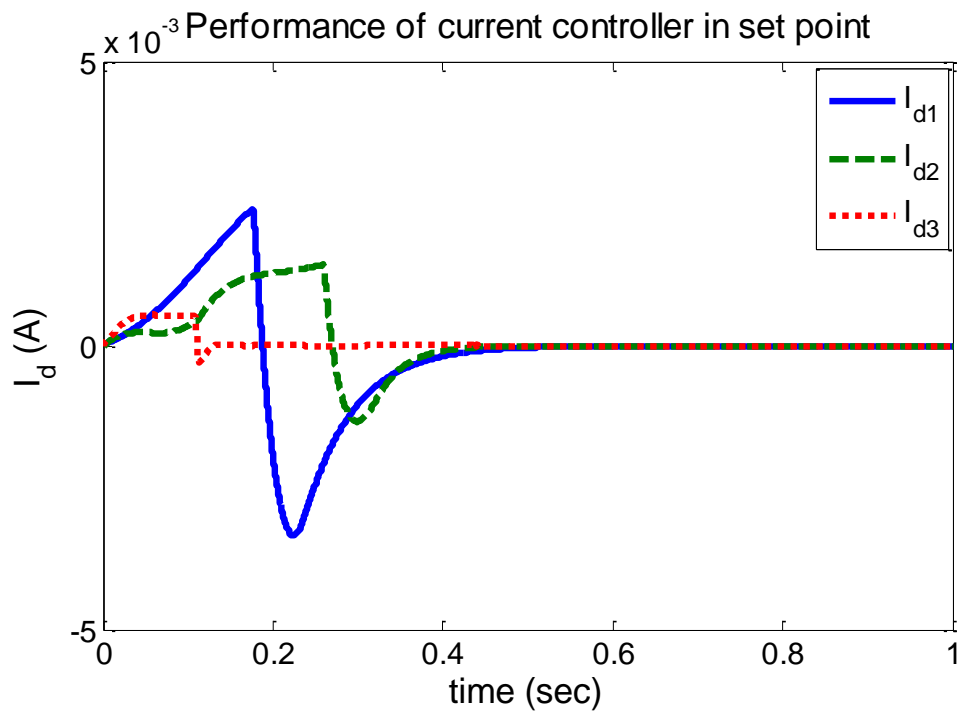
مقدار ناچیز $2.5 \times 10^{-5} A$ است. نتیجه مذکور قابل قبول و رضایتبخش است. ولتاژ فاز موتورها در شکل (۳۹-۵) تا شکل (۴۱-۵) نشان داده شده است. افزایش ناگهانی ولتاژ موتورها به جهت جبران خطای اولیه و از طرفی به علت گشتاور بار سنگین در لحظه شروع به کار سیستم است. نحوه تغییرات جریان‌های فاز موتور ۲ در شکل (۴۲-۵) نشان داده شده است. خطای اولیه زیاد باعث افزایش ناگهانی جریان در لحظه شروع به کار سیستم کنترل شده است. با کاهش خطا، از جریان فاز موتور ۲ کاسته می‌شود.

جدول (۷-۵) بهره‌های ضرایب مقیاس ورودی کنترل کننده‌های فازی

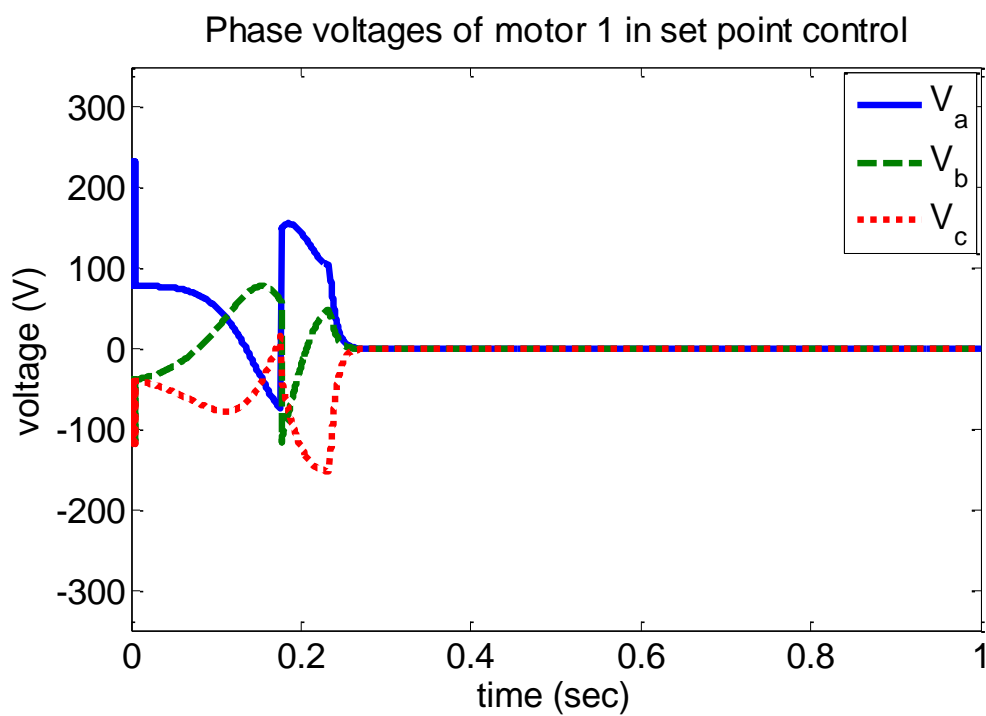
موتور ۱	موتور ۲	موتور ۳	
۱,۷	۳	۱۰	ضریب خطا
۱	۱	۰,۵	ضریب مشتق خطا



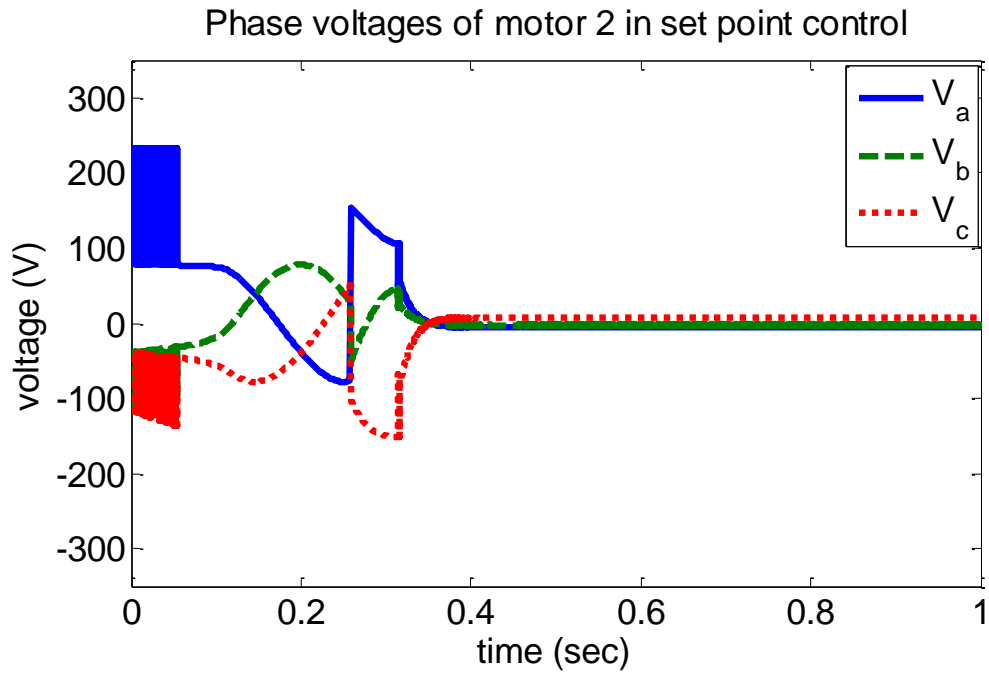
شکل (۳۷-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ



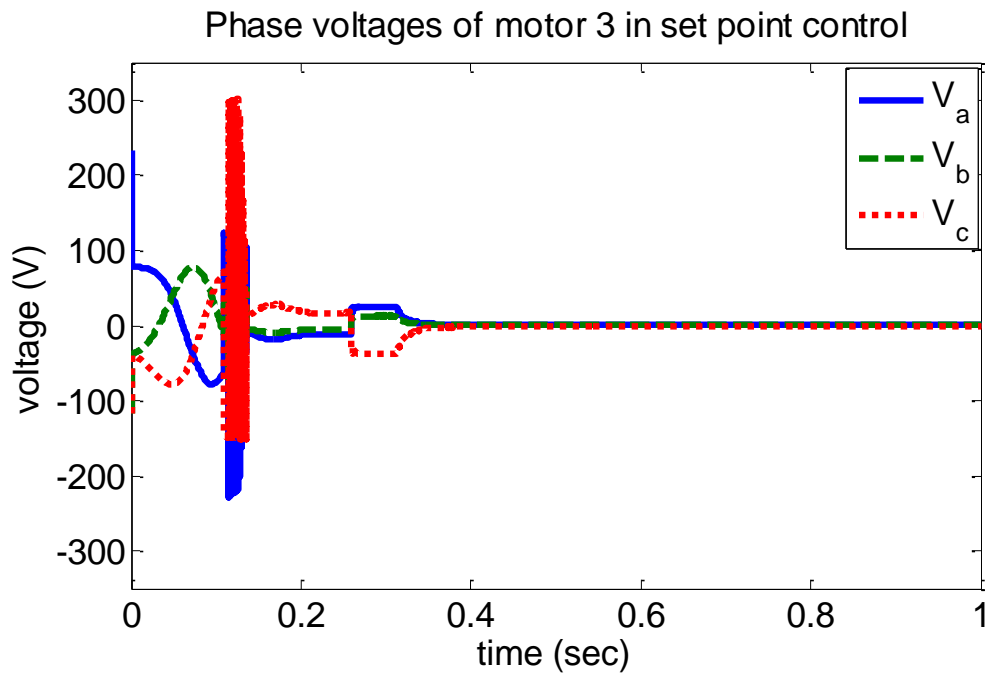
شکل (۳۸-۵) جریان راستای محور d موتورها در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ



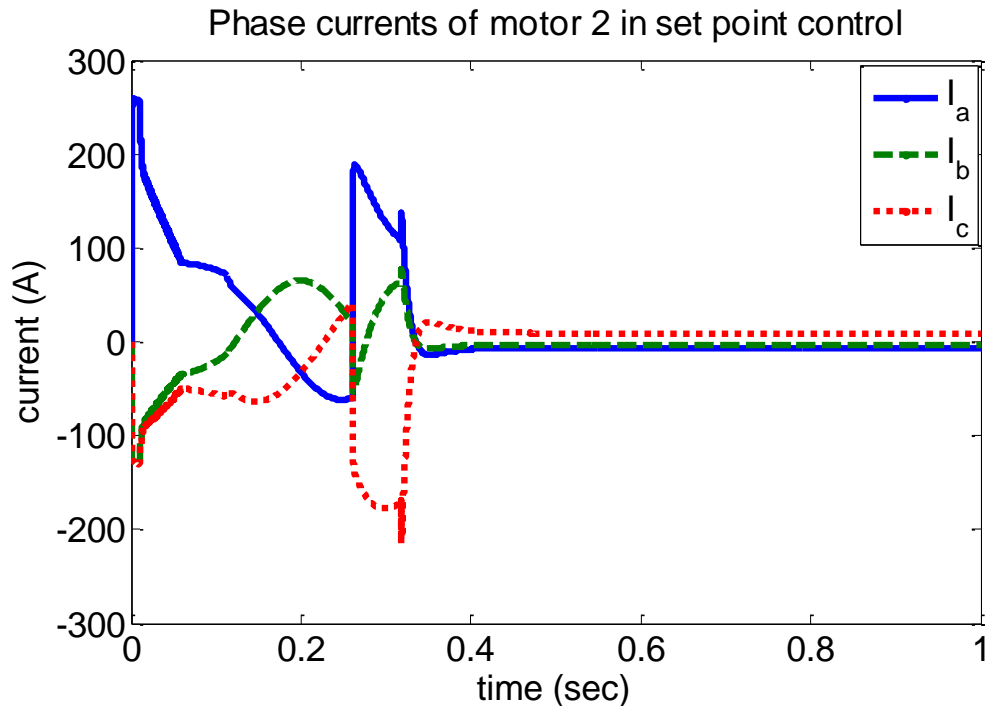
شکل (۳۹-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۴۰-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ



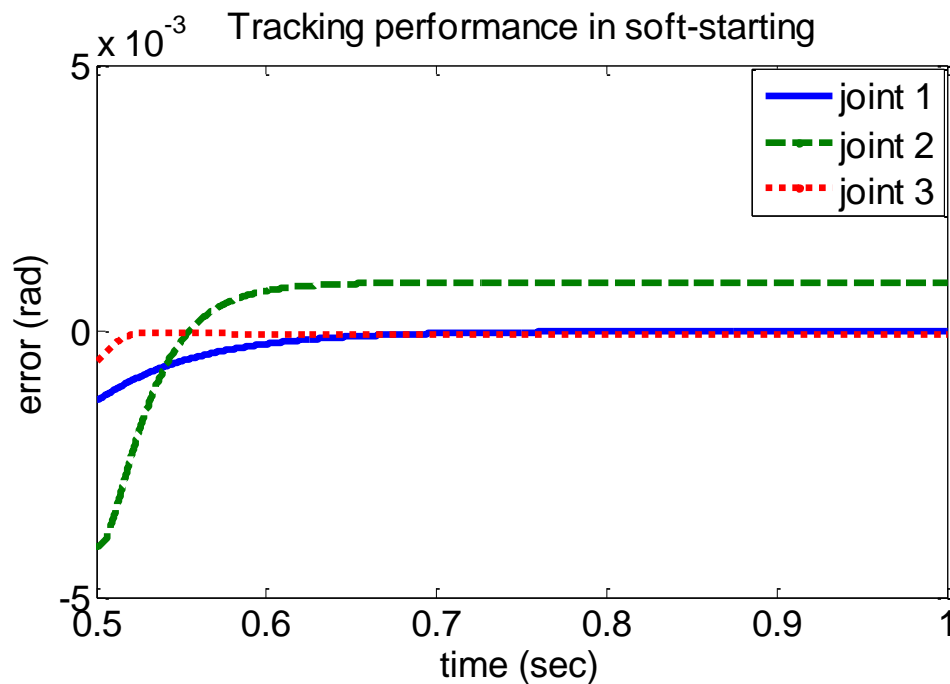
شکل (۴۱-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ



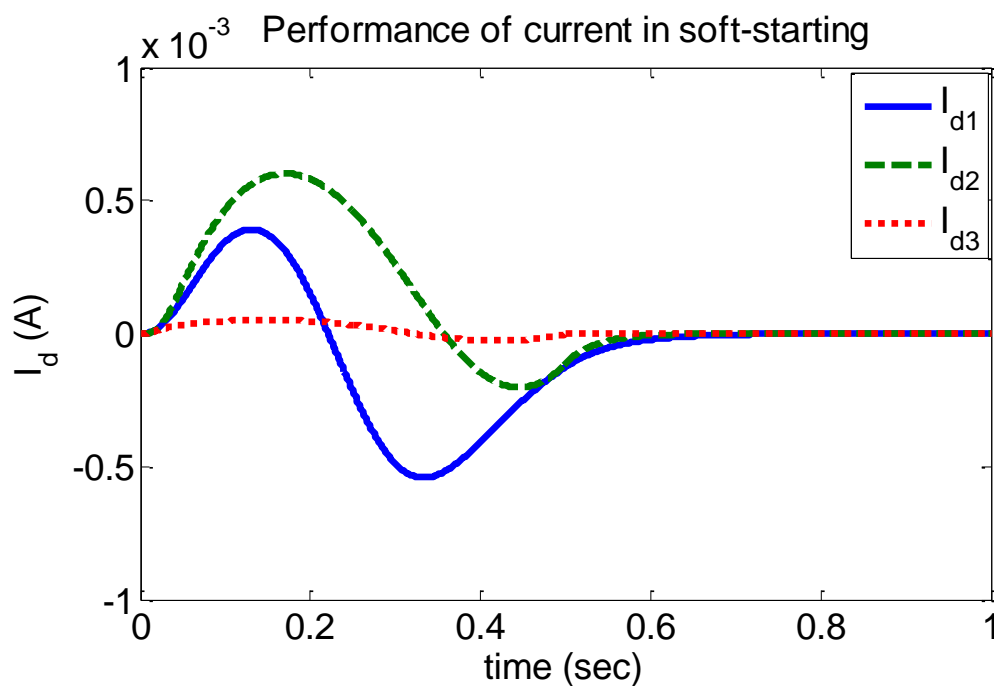
شکل (۴۲-۵) جریان فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ

□ شروع نرم کنترل تنظیم

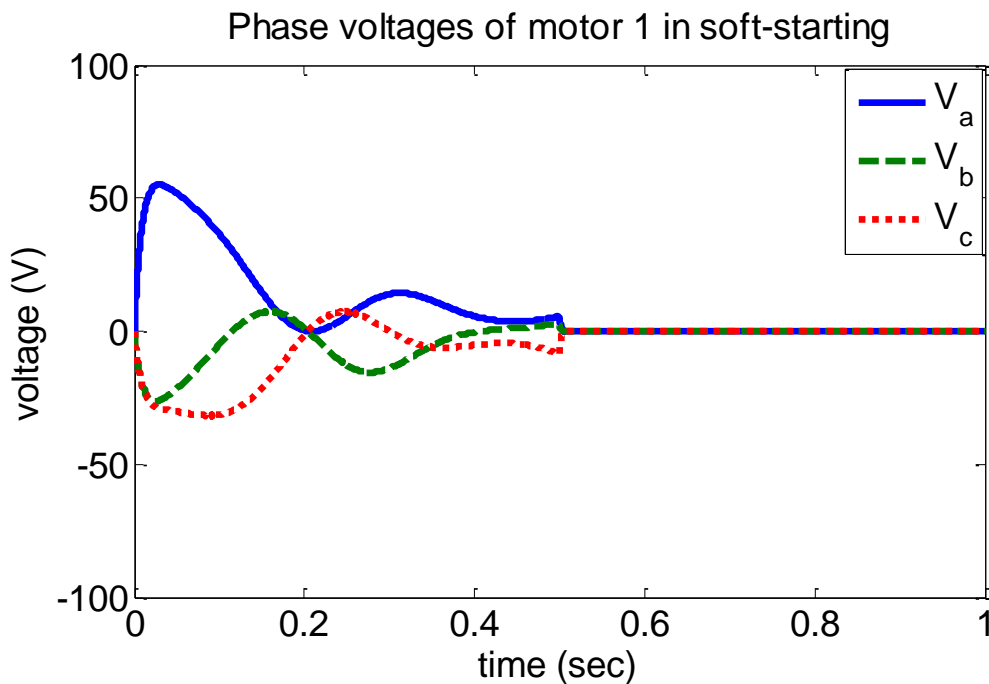
در این قسمت بدون تغییر نسبت به بخش قبل، سیستم کنترل تنظیم با حضور محدودکننده ولتاژ، به نرمی به مقدار مطلوب کنترل تنظیم می‌رسد. عمل کنترل تنظیم بعد از 0.5sec صورت می‌پذیرد. حد بالای محدودکننده‌های ولتاژ مقدار $V_{max} = 220\sqrt{2}V$ انتخاب شده است. خطای ردگیری ربات با حضور محدودکننده در شکل (۴۳-۵) نشان داده شده است. مقدار بیشینه خطا در لحظه آغاز به کار کنترل تنظیم $0.004rad$ است. بیشینه خطا در بازوی ماهر ۲ اتفاق می‌افتد. خطای نهایی بیشینه $9 \times 10^{-5}rad$ می‌باشد. در این حالت جریان محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه در شکل (۴۴-۵) نشان داده شده است. بیشینه جریان در میان هر سه موتور، مقدار ناچیز $6 \times 10^{-4}A$ است. شکل (۴۵-۵) تا شکل (۴۷-۵) نشان‌دهنده ولتاژ فاز موتورهای همراه با رفتاری نرم و موزون در دامنه مجاز است. نحوه تغییرات جریان‌های فاز موتور ۲ در شکل (۴۸-۵) نشان داده شده است. در این حالت رفتار سیستم مناسب‌تر از حالتی است که به صورت ناگهانی کنترل تنظیم اعمال شود.



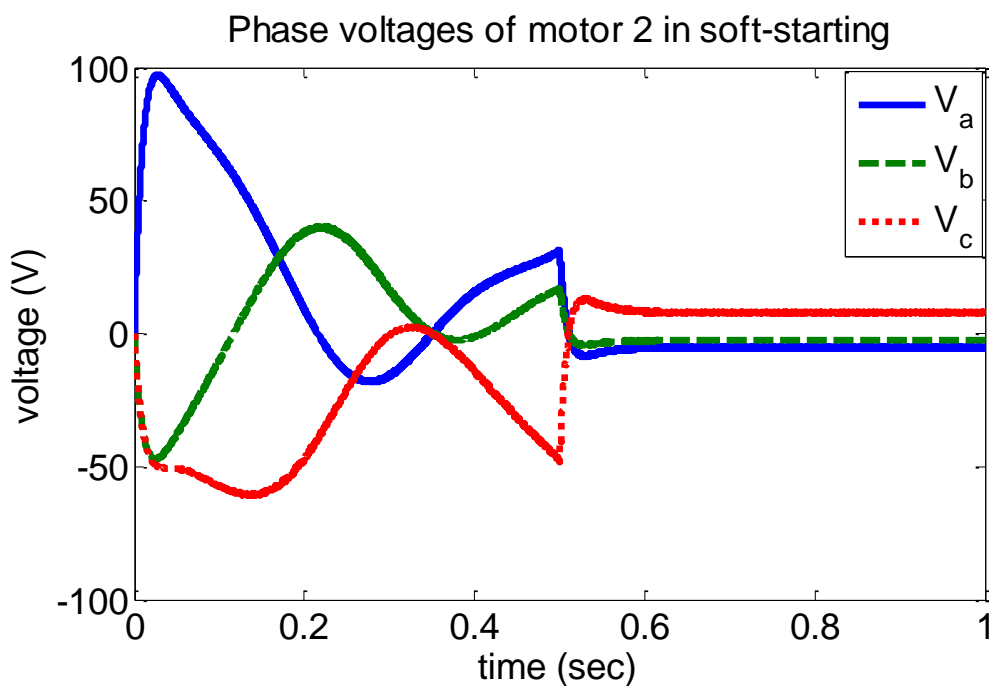
شکل (۴۳-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم



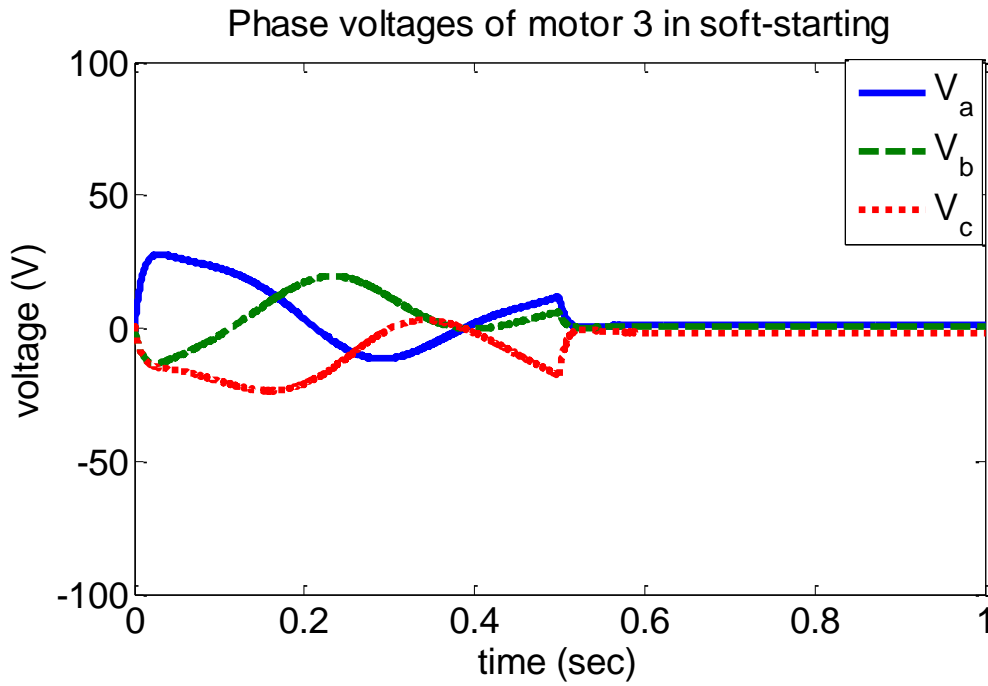
شکل (۴۴-۵) جریان راستای محور d موتور در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم



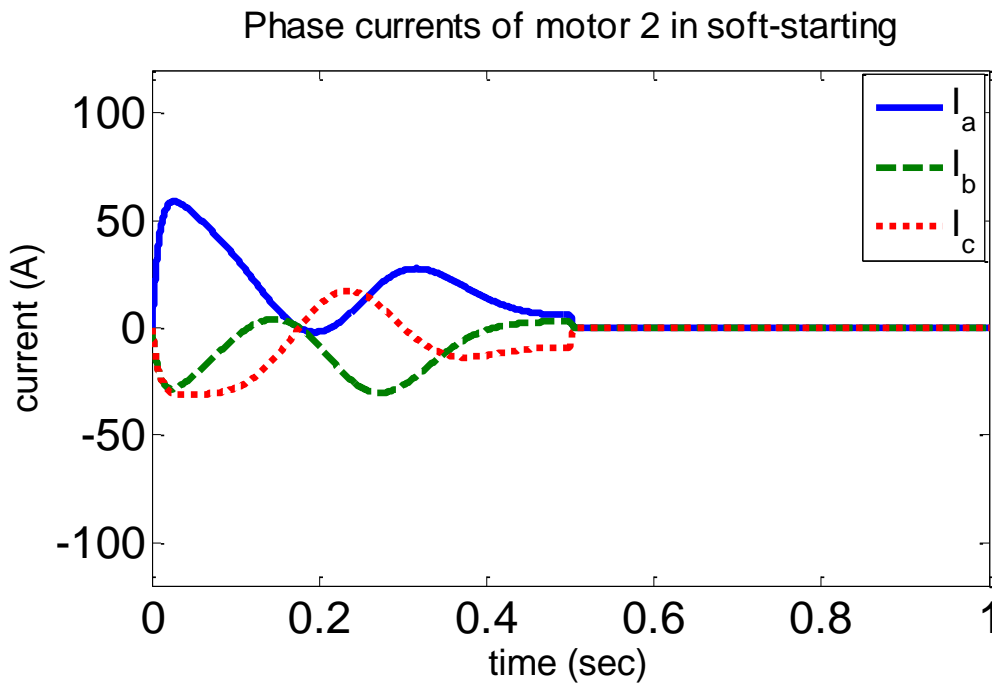
شکل (۴۵-۵) ولتاژ فاز موتور ۱ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم



شکل (۴۶-۵) ولتاژ فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم



شکل (۴۷-۵) ولتاژ فاز موتور ۳ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم



شکل (۴۸-۵) جریان فاز موتور ۲ در کنترل فازی تنظیم با استراتژی کنترل ولتاژ در حالت شروع نرم

۵-۴- کنترل گشتاور با کنترل برداری میدان

کنترل برداری میدان از دو حلقه داخلی کنترل مولفه‌های جریان و یک حلقه بیرونی کنترل موقعیت برای کنترل ربات تشکیل شده است. حلقه بیرونی، مولفه محور q جریان مرجع را با توجه به گشتاور مرجع برای یکی از حلقه‌های داخلی جریان ایجاد می‌کند. مقدار مطلوب حلقه داخلی جریان محور d موتور برای دستیابی به گشتاور بیشینه، در مقدار صفر تنظیم می‌شود.

کنترل برداری میدان از دو کنترل کننده PI بصورت زیر تشکیل شده است

$$V_{qi} = k_{Pqi} (I_{qi}^* - I_{qi}) + k_{Iqi} \int_0^t (I_{qi}^* - I_{qi}) dt \quad (3-5)$$

که در آن k_{Pqi} و k_{Iqi} بهره‌های کنترل کننده است. I_{qi}^* جریان مطلوب محور q که از معادله (۲-۲۶) برای موتورهای قطب صاف با $L_{di} = L_{qi}$ توسط رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$I_{qi}^* = 2\tau_{mi}^* / 3P_i \lambda_{PMi} \quad (4-5)$$

که در آن τ_{mi}^* توسط معادله (۳-۱) داده شده است. با توجه به اینکه $I_{di}^* = 0$ است؛ بنابراین با استفاده از کنترل کننده PI داریم

$$V_{di} = -k_{Pdi} I_{di} - k_{Idi} \int_0^t I_{di} dt \quad (5-5)$$

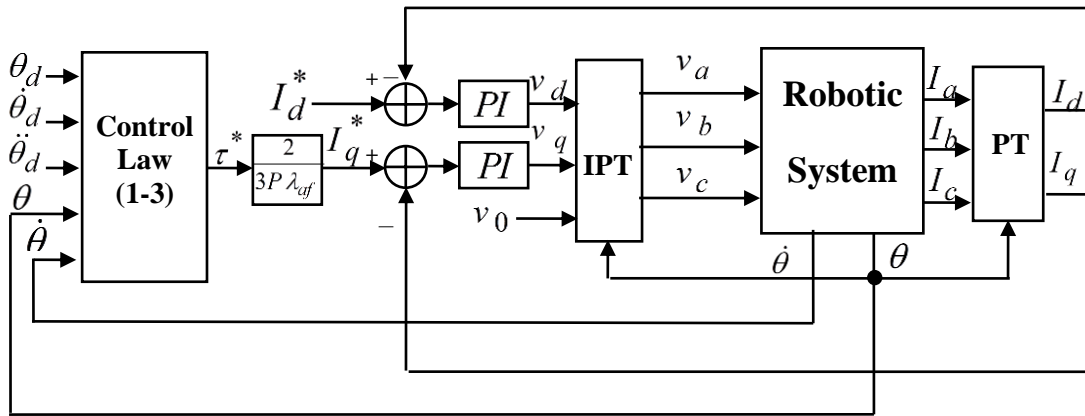
که در آن k_{Pdi} و k_{Idi} بهره‌های کنترل کننده است.

شبیه‌سازی استراتژی کنترل گشتاور ربات‌ها توسط کنترل برداری میدان با استفاده از قوانین کنترل (۳-۱)، (۵-۳) و (۵-۵) بر روی سیستم کنترل اجرا شده است. بهره‌های کنترل کننده در جدول (۵-۸) داده شده است.

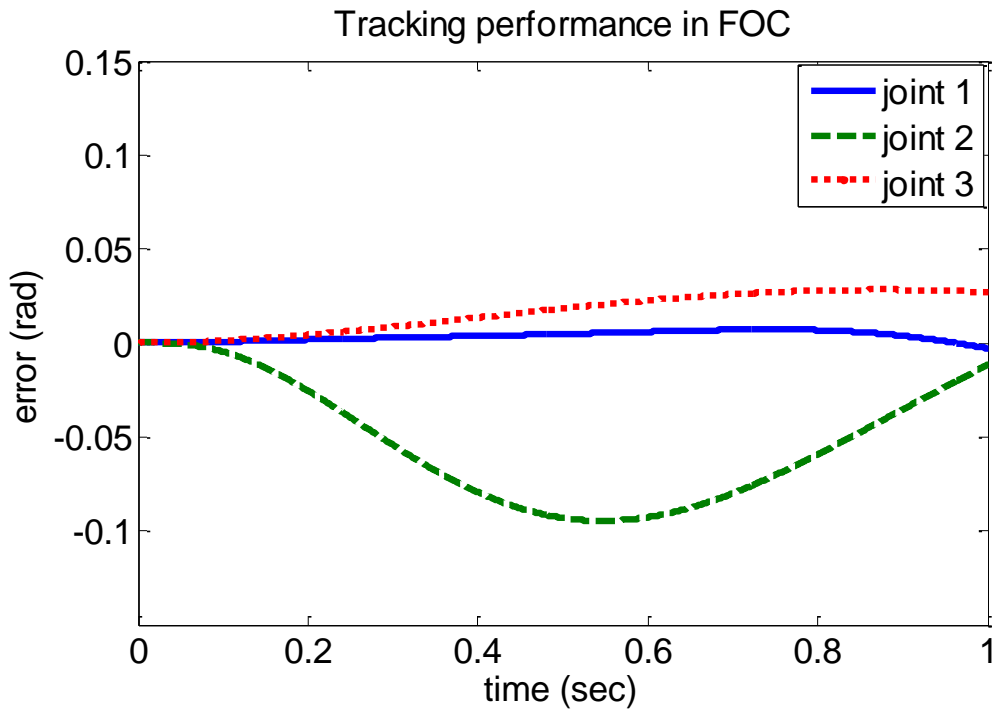
جدول (۵-۸) بهره های کنترل کننده ها در کنترل برداری میدان

k_{1i}	k_{2i}	k_{Pqi}	k_{Iqi}	k_{Pdi}	k_{Idi}	
۱۰۰۰	۱۰۰	۵۰	۵۰	۱۰	۱۰	کنترل کننده ۱
۱۰۰	۱۰	۵۰	۵۰	۱۰	۱۰	کنترل کننده ۲
۱۰۰	۱۰۰۰	۵۰	۵۰	۱۰	۱۰	کنترل کننده ۳

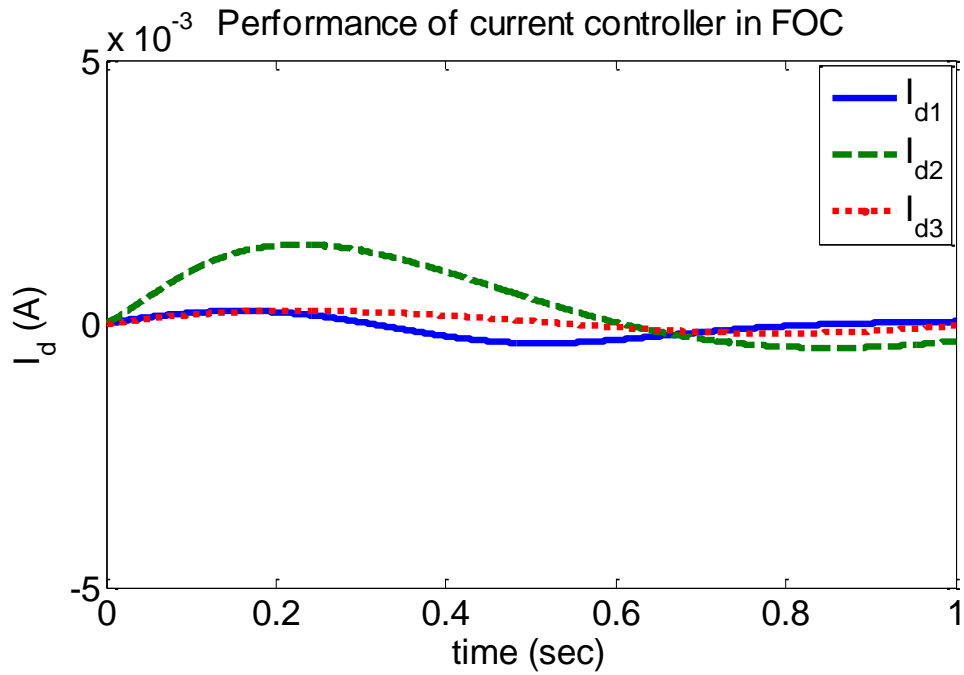
شکل (۵-۴۹) بلوک دیاگرام شبیه سازی مذکور را نشان می دهد. عملکرد خطای ردگیری موقعیت در کنترل گشتاور با استفاده از کنترل برداری میدان در شکل (۵-۵۰) نشان داده شده است. ماکزیمم خطای ردگیری برای ربات در بازوی دوم اتفاق می افتد. این مقدار در حدود 0.1 rad است. خطای ردگیری کنترل گشتاور توسط کنترل برداری میدان مانند استراتژی کنترل ولتاژ نیست. ماکزیمم خطای ردگیری موقعیت برای مفصل ۲ در حدود ۳۳۳۳ برابر بزرگتر از مقدار آن در استراتژی کنترل ولتاژ است. تلاش سیستم کنترل برای ایجاد جریان صفر در راستای محور d سبب شده است تا جریان به مقدار حداکثری 0.0015 A برسد. شکل (۵-۵۱) نحوه تغییرات جریان راستای محور d در هر سه موتور را نشان داده است. وجود خطای بیشینه در بازوی مکانیکی دوم ربات، ناشی از گشتاور بار زیاد در موتور الکتریکی دوم است. نمایش گشتاور بار در شکل (۵-۵۲) نشان دهنده این واقعیت است. تلاش کنترلی ولتاژ موتورها به سرعت افزایش میابد و با نوسان کاهش می یابد. سیگنال کنترلی هر سه موتور بترتیب در شکل (۵-۵۳) تا شکل (۵-۵۵) نشان داده شده است. نحوه تغییرات ولتاژها در این استراتژی، مشابه استراتژی کنترل ولتاژ است. نکته قابل توجه در کنترل گشتاور عدم لحاظ دینامیک موتورهای الکتریکی در طراحی سیستم کنترل است. شکل (۵-۵۶) اختلاف بین گشتاور مطلوب و گشتاور بار موتورهای الکتریکی را نشان می دهد. این شکل نشان از تفاوت، بین گشتاور مطلوب و گشتاور مورد نیاز به علت صرف نظر کردن از دینامیک موتور الکتریکی است.



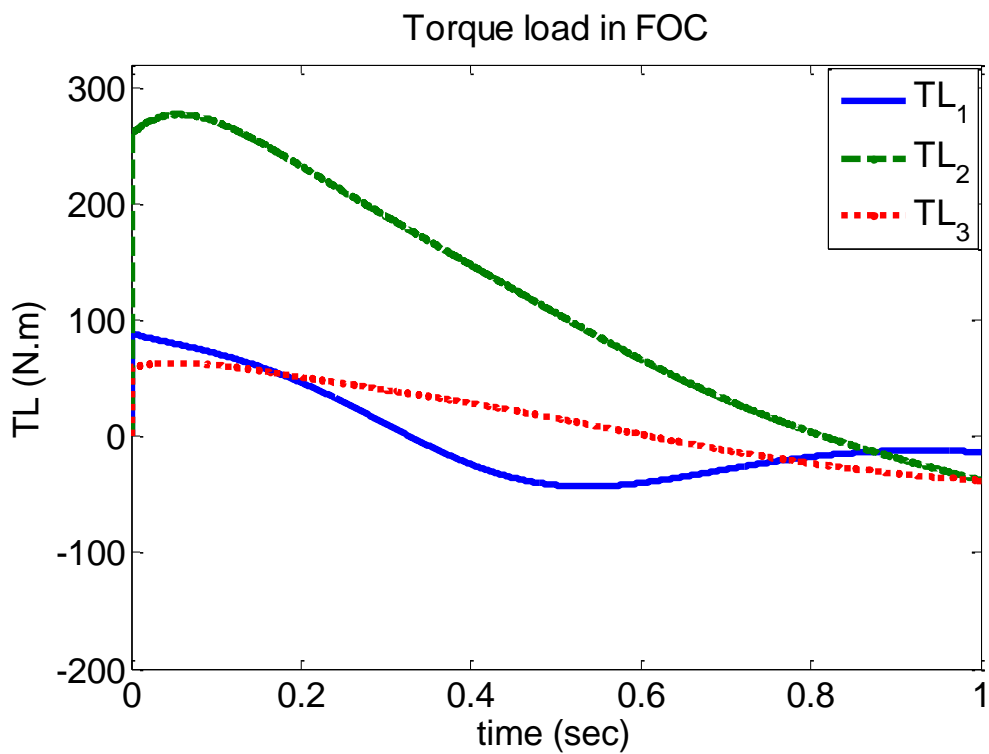
شکل (۴۹-۵) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات توسط استراتژی کنترل گشتاور توسط کنترل برداری میدان



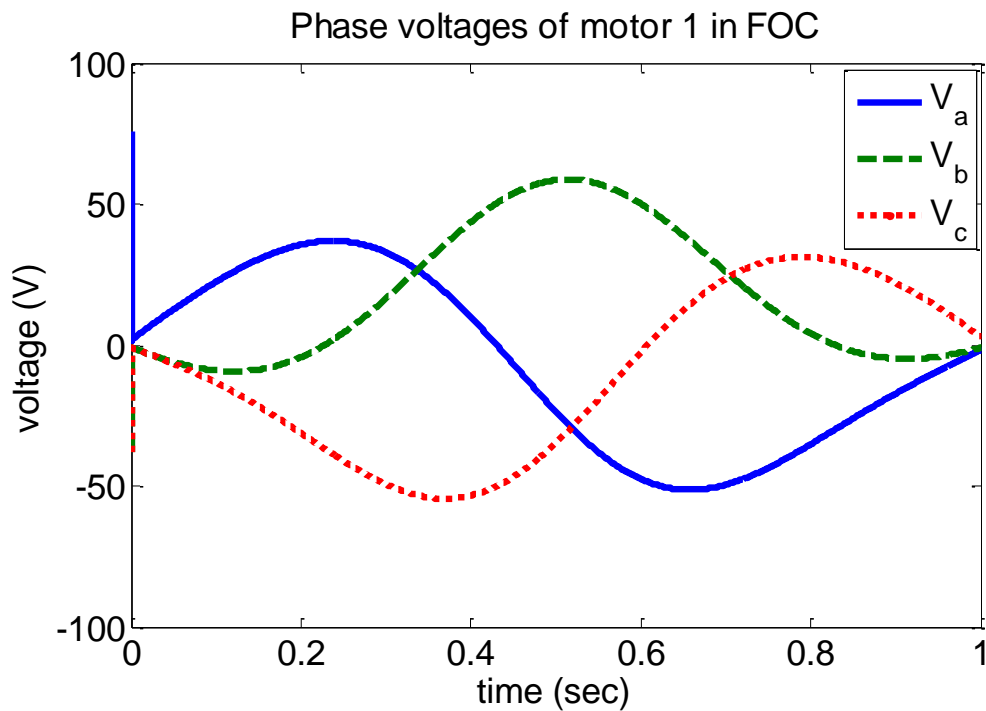
شکل (۵۰-۵) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



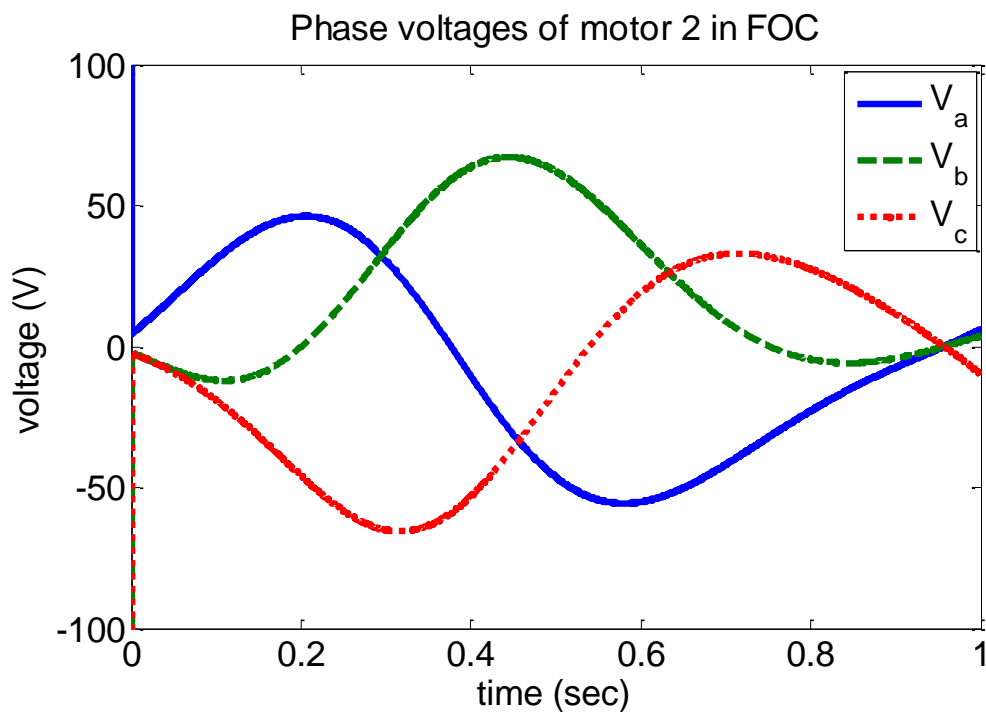
شکل (۵۱-۵) جریان محور d موتور ها در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



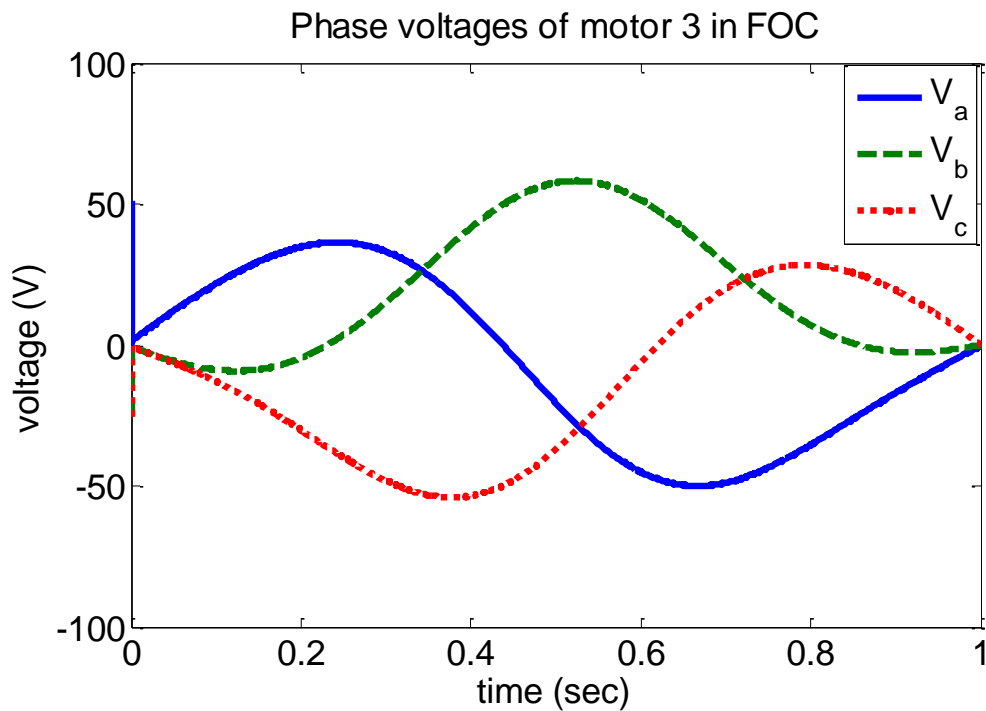
شکل (۵۲-۵) گشتاور بار هر سه موتور در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



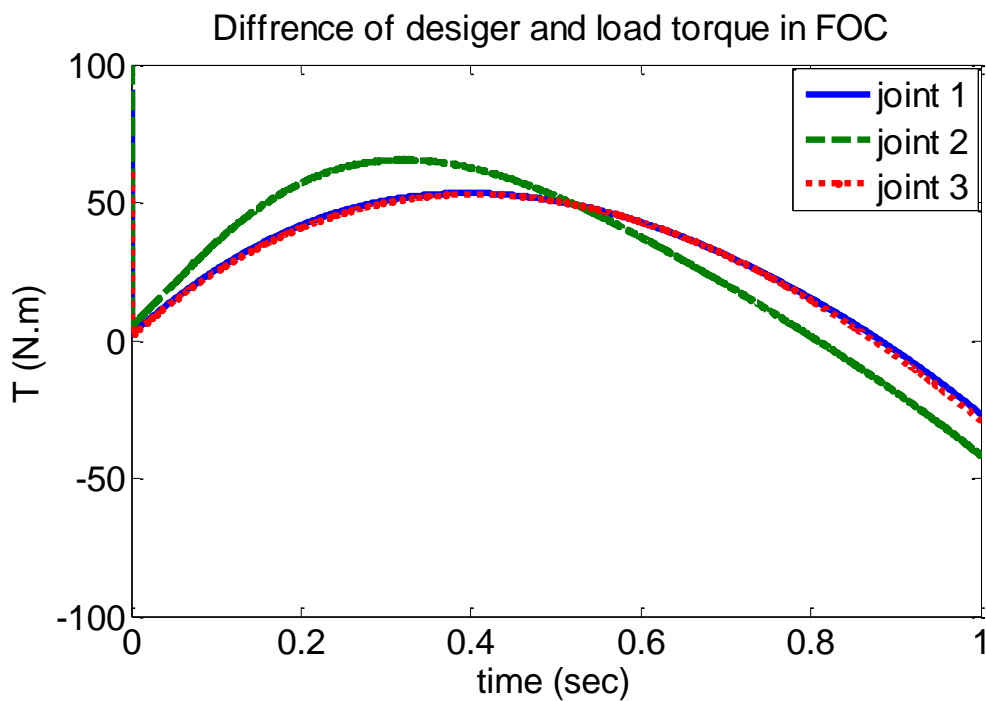
شکل (۵-۵۳) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



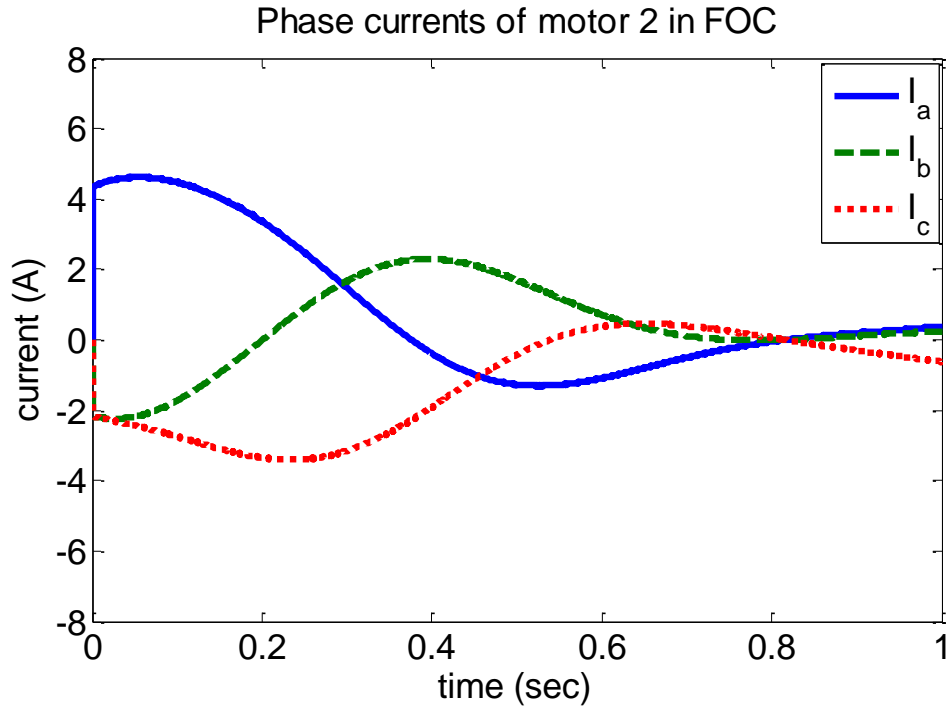
شکل (۵-۵۴) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵-۵۵) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵-۵۶) اختلاف گشتاور مطلوب و گشتاور بار در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵۷-۵) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل برداری میدان با استراتژی کنترل گشتاور

۵-۵- کنترل گشتاور با کنترل جدید مستقیم گشتاور

کنترل جدید مستقیم گشتاور از دو حلقه داخلی شار و گشتاور و یک حلقه بیرونی کنترل موقعیت برای کنترل ربات تشکیل شده است. حلقه بیرونی، گشتاور مرجع را برای یکی از دو حلقه داخلی ایجاد می کند. مقدار مرجع شار در حلقه داخلی دیگر، بر اساس مقدار نامی تنظیم می شود. شار استاتور در دستگاه مختصات چرخان روتور بصورت زیر محاسبه می شوند

$$\lambda_d = \lambda_{PM} + L_d I_d \quad (6-5)$$

$$\lambda_q = L_q I_q \quad (7-5)$$

$$|\lambda_s^r| = \sqrt{\lambda_d^2 + \lambda_q^2} \quad (8-5)$$

که در آن λ_d و λ_q مولفه های شار استاتور در راستای محور d و q است. به منظور جبران خطای شار و گشتاور می توان از کنترل کننده های انتگرالی - تناسبی استفاده نمود. خروجی

کنترل کننده PI، ولتاژ V_{di} را به عنوان ورودی موتور سنکرون مغناطیس دائم i ام در سیستم رباتیک (۲-۴۲) بصورت زیر نتیجه می دهد.

$$V_d = k_{P\lambda i} (|\lambda_i|^* - |\lambda_i|) + k_{I\lambda i} \int_0^t (|\lambda_i|^* - |\lambda_i|) dt \quad (9-5)$$

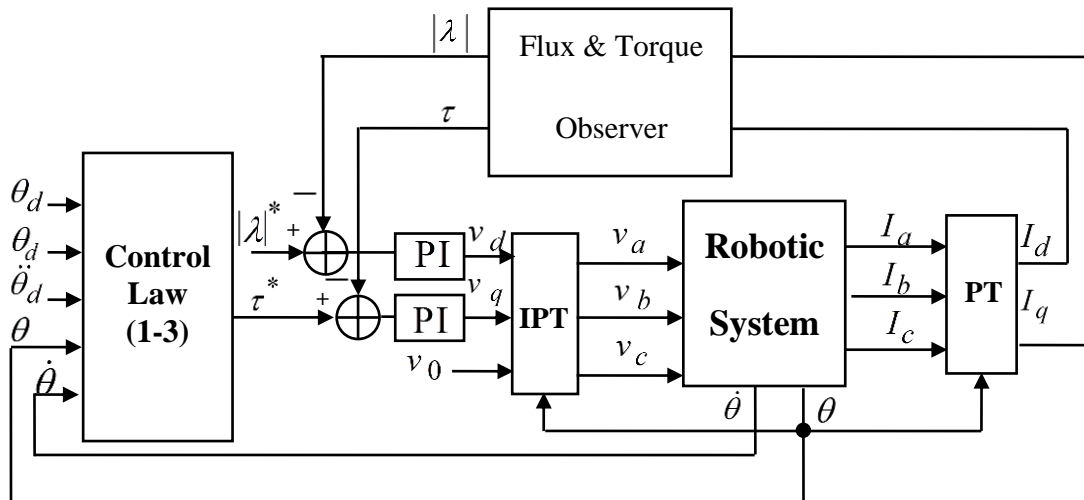
که در آن $k_{P\lambda i}$ و $k_{I\lambda i}$ بهره های کنترل کننده و $|\lambda_i|^*$ شار مرجع در کنترل موقعیت سیستم رباتیک است. گشتاور به سادگی می تواند بصورت زیر محاسبه شود

$$T_i = \frac{3P_i}{2} [\lambda_{di} I_{qi} - \lambda_{qi} I_{di}] \quad (10-5)$$

جبران سازی خطای گشتاور می تواند توسط کنترل کننده تناسبی - انتگرالی صورت پذیرد. خروجی کنترل کننده PI، سیگنال ولتاژ V_{qi} را به عنوان ورودی موتور سنکرون مغناطیس دائم i ام در سیستم رباتیک (۲-۴۲) بصورت زیر می دهد

$$v_{qi} = k_{Pti} (T_i^* - T_i) + k_{Iti} \int_0^t (T_i^* - T_i) dt \quad (11-5)$$

که در آن k_{Pti} و k_{Iti} بهره های کنترل کننده و T_i^* گشتاور مرجع داده شده توسط (۳-۱) است. شکل (۵-۵۸) نشان دهنده بلوک دیاگرام کنترل جدید مستقیم گشتاور است.



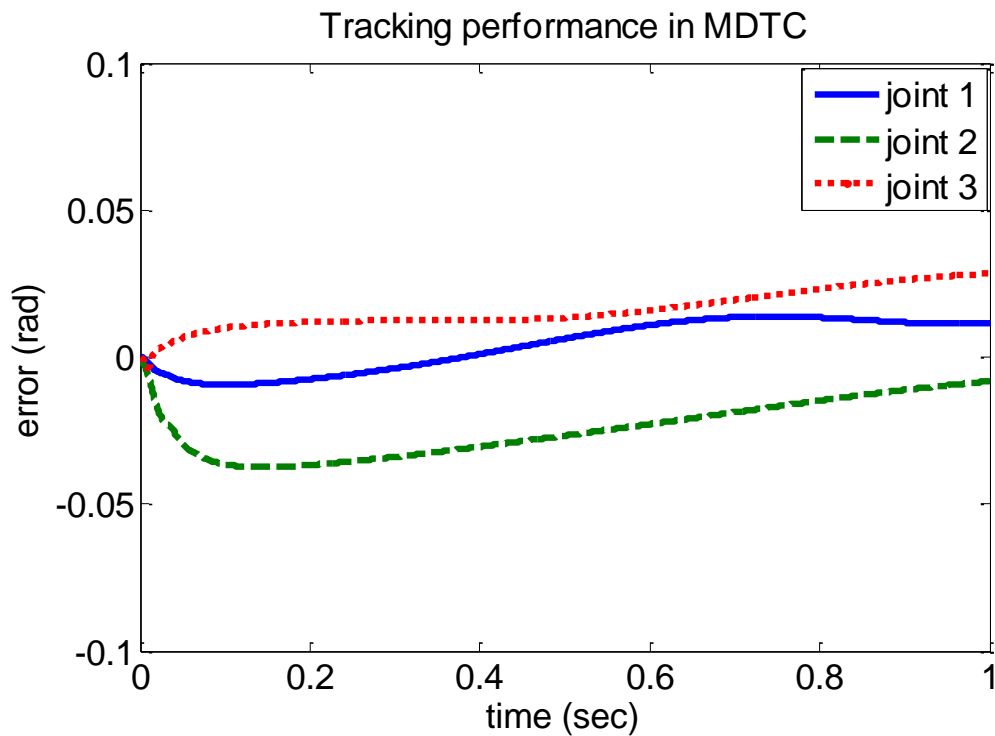
شکل (۵-۵۸) بلوک دیاگرام کنترل موقعیت بازوی ماهر ربات توسط استراتژی کنترل مستقیم گشتاور با کنترل جدید مستقیم گشتاور

شبیه‌سازی استراتژی گشتاور ربات‌ها توسط کنترل جدید مستقیم گشتاور با استفاده از قوانین کنترل (۱-۳)، (۵-۱۰) و (۵-۱۱) بر روی سیستم کنترل اجرا شده است. بهره‌های کنترل‌کننده در جدول (۵-۹) داده شده است.

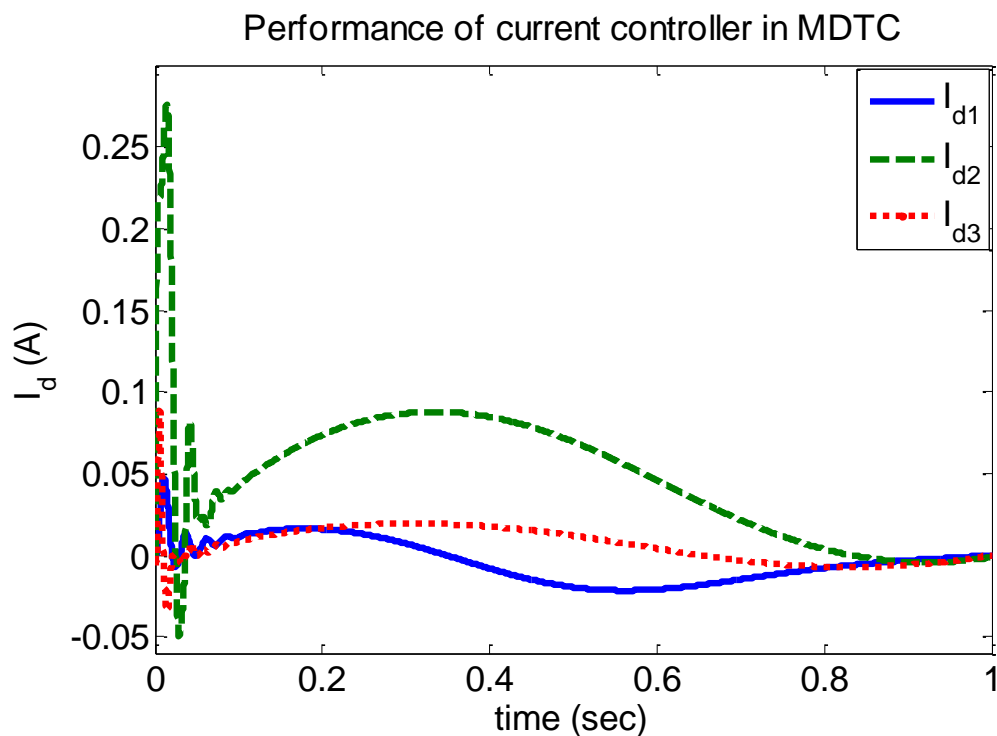
جدول (۵-۹) بهره‌های کنترل‌کننده‌ها در کنترل جدید مستقیم گشتاور

$k_{P\lambda i}$	$k_{I\lambda i}$	$k_{P\tau i}$	$k_{I\tau i}$	k_1	k_2	
۱۰	۱۰	۱	۵۰۰	۵۰۰	۲۰	کنترل‌کننده ۱
۱۰	۱۰	۱	۵۰۰	۵۰۰	۲۰	کنترل‌کننده ۲
۱۰	۱۰	۱	۵۰۰	۱۰۰۰	۵۰	کنترل‌کننده ۳

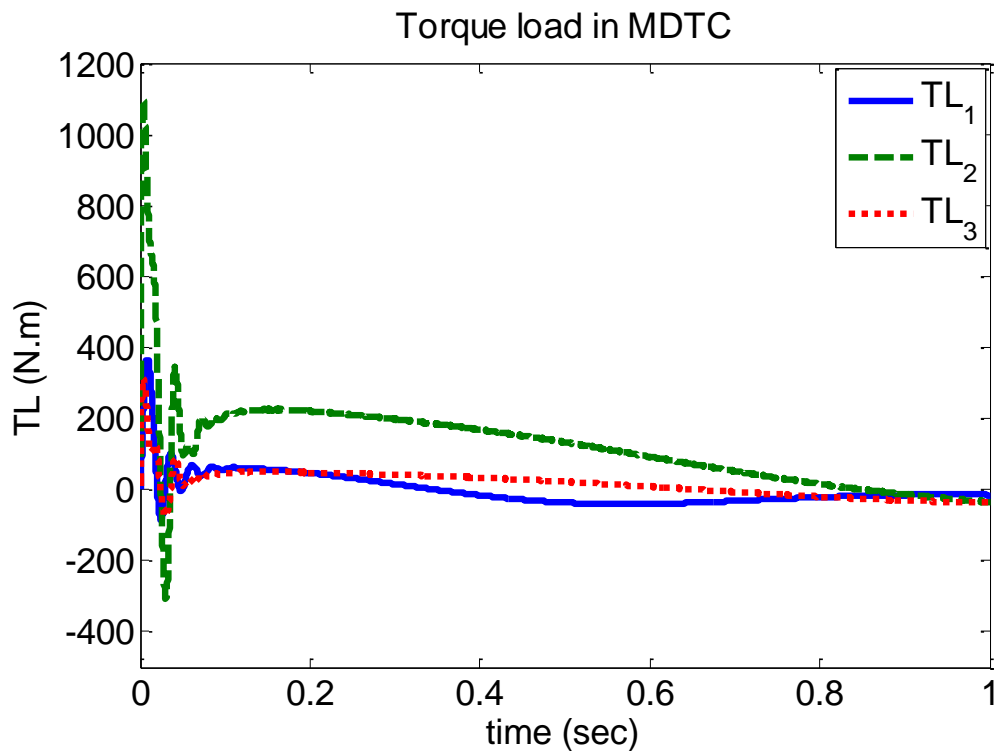
شکل (۵-۲) مسیر مطلوب موقعیت برای ردگیری را نشان می‌دهد. عملکرد خطای ردگیری موقعیت در کنترل گشتاور توسط کنترل جدید مستقیم گشتاور در شکل (۵-۵۹) نشان داده شده است. ماکزیمم خطای ردگیری ربات در بازوی دوم اتفاق می‌افتد. این مقدار در حدود 0.0372 rad است. خطای ردگیری کنترل گشتاور توسط کنترل جدید مستقیم گشتاور مانند استراتژی کنترل ولتاژ نیست. ماکزیمم خطای ردگیری موقعیت برای مفصل ۲ حدوداً 1240 برابر بزرگتر از مقدار آن در استراتژی کنترل ولتاژ است. تلاش سیستم کنترل برای ایجاد جریان صفر در راستای محور d سبب شده است تا جریان، نزدیک به مقدار صفر تغییر کند. شکل (۵-۶۰) نحوه تغییرات جریان راستای محور d در هر سه موتور را نشان می‌دهد. وجود خطای بیشینه در بازوی مکانیکی دوم ربات، ناشی از گشتاور بار زیاد در موتور الکتریکی دوم است. گشتاور بار هر سه موتور در شکل (۵-۶۱) نشان داده شده است. تلاش کنترلی ولتاژ به سرعت به مقدار زیاد افزایش می‌یابد و با نوسان کاهش می‌یابد. ولتاژهای فاز هر سه موتور به ترتیب در شکل (۵-۶۲) تا شکل (۵-۶۴) نشان داده شده است. نحوه تغییرات ولتاژهای فاز در این استراتژی مشابه استراتژی کنترل ولتاژ است. نکته قابل توجه در کنترل گشتاور عدم لحاظ دینامیک موتورهای الکتریکی در طراحی سیستم کنترل است. شکل (۵-۶۵) نشان از تفاوت بین گشتاور مطلوب و گشتاور مورد نیاز دارد.



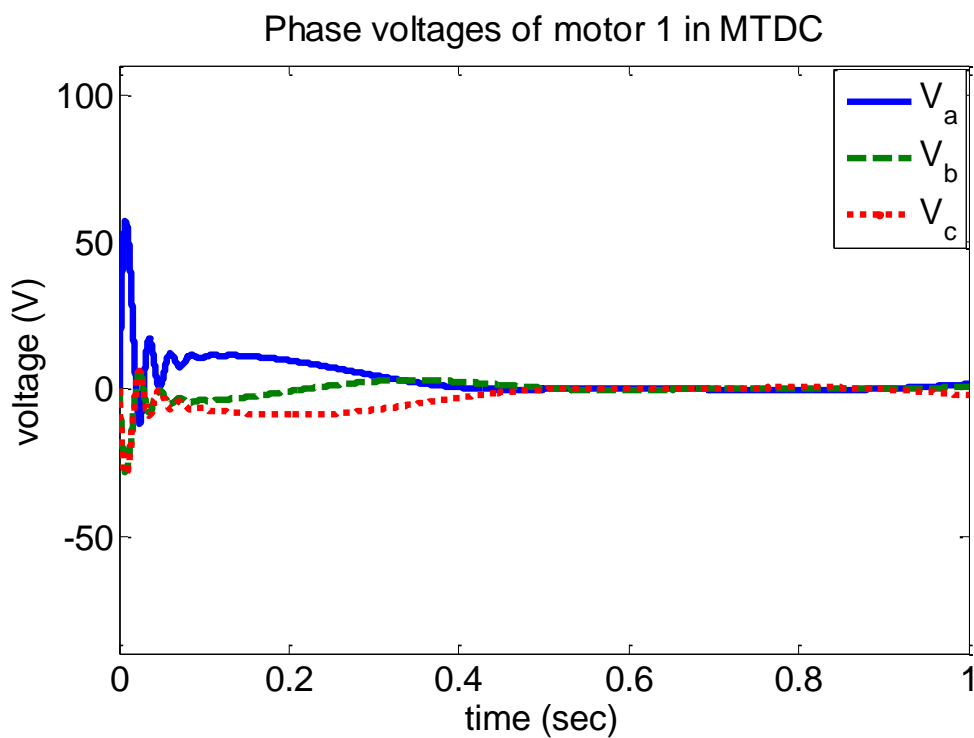
شکل (۵-۵۹) خطای ردگیری مفاصل ربات در کنترلر جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



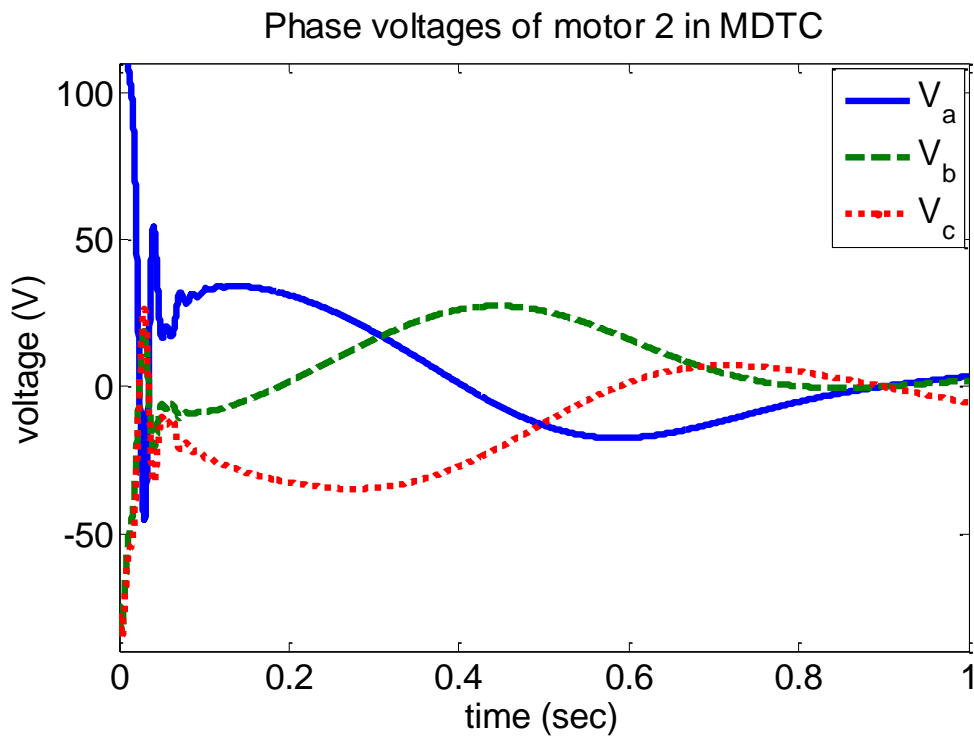
شکل (۵-۶۰) جریان راستای محور d موتور ها در کنترلر جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



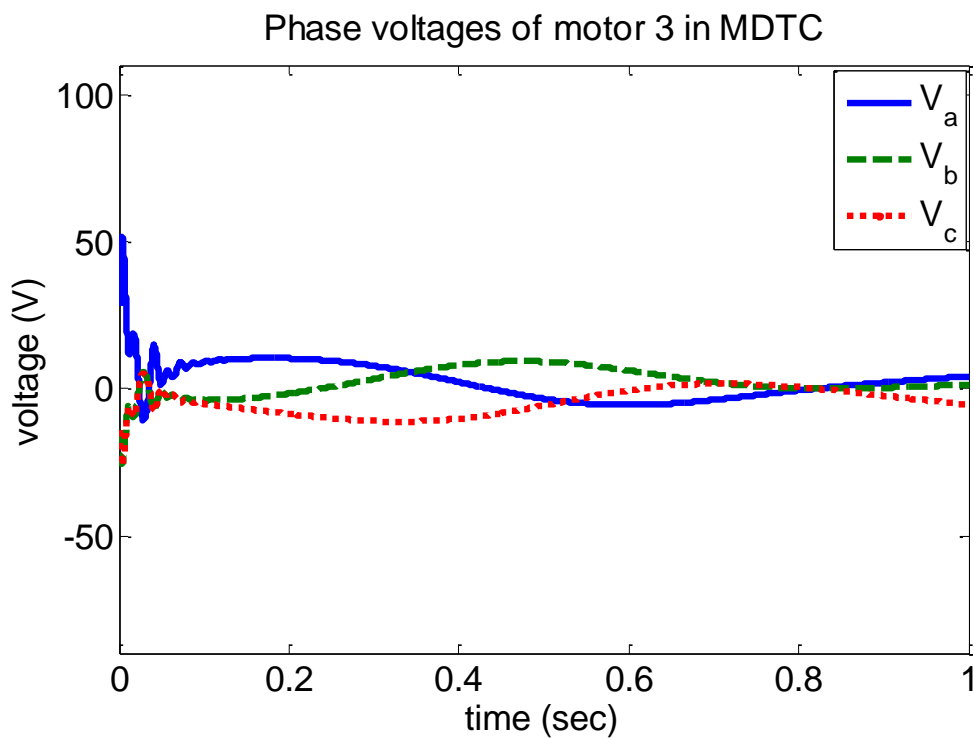
شکل (۵-۶۱) گشتاور بار موتور ها در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



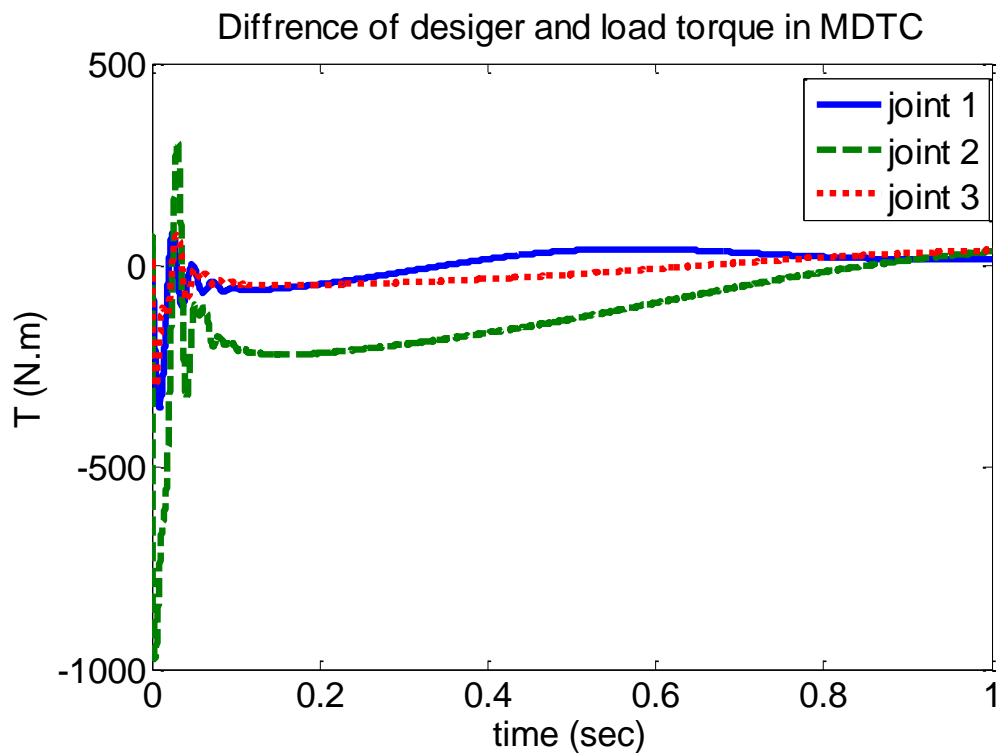
شکل (۵-۶۲) ولتاژهای فاز موتور ۱ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



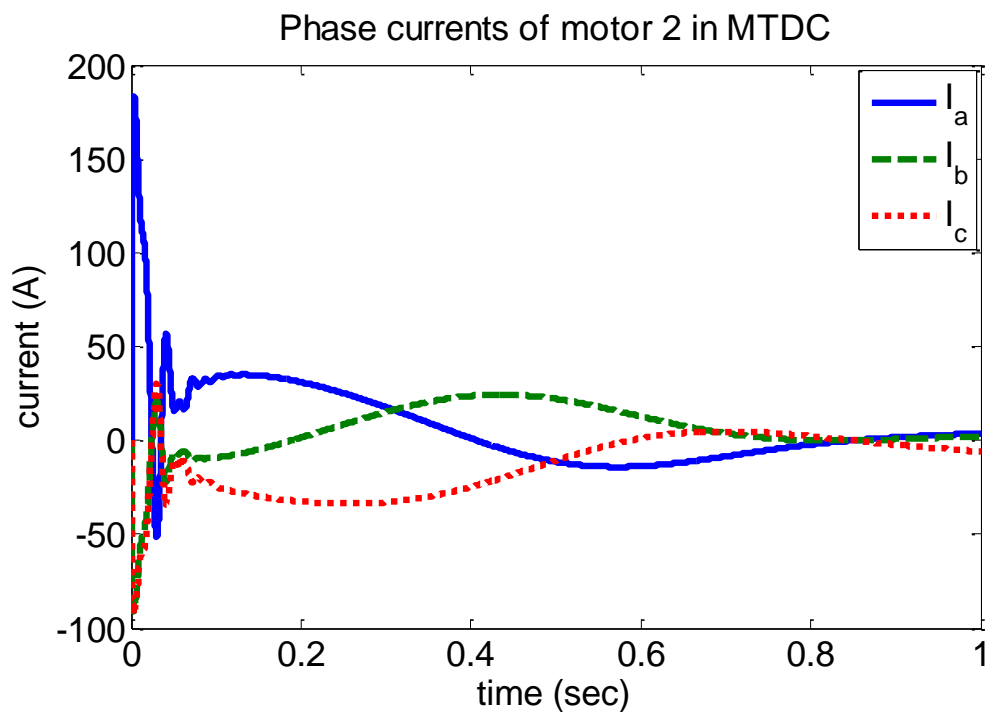
شکل (۵-۶۳) ولتاژهای فاز موتور ۲ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵-۶۴) ولتاژهای فاز موتور ۳ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵-۶۵) اختلاف بین گشتاور مطلوب و گشتاور بار در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور



شکل (۵-۶۶) جریان های فاز موتور ۲ در کنترل جدید مستقیم گشتاور با استراتژی کنترل گشتاور

فصل ۶: نتیجه گیری ها و پیشنهادات

۶-۱-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه، کنترل ردگیری موقعیت بازوی ربات بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم بررسی شد. مدل فضای حالت سیستم رباتیک شامل بازوی ربات و موتور سنکرون مغناطیس دائم بدست آمده است. با بررسی کنترل گشتاور ربات، نتیجه شده است که قانون کنترل به علت حضور مدل دینامیکی ربات، غیرخطی و دارای تزویج شدید است. علاوه بر این کنترل ربات بدون چرخ دنده به جهت بخش‌های دینامیکی خاص، متفاوت از کنترل ربات با چرخ دنده در سیستم انتقال قدرت است.

این پایان نامه برای حل مسائل و مشکلات مذکور، روش کنترلی جدیدی مبتنی بر استراتژی ولتاژ را برای کنترل ربات هنرمند بدون چرخ دنده مجهز به موتورهای سنکرون مغناطیس دائم ارائه داده است. رویکرد کنترلی پیشنهادی قابل استفاده در کارکردهای سرعت بالا و دقت بالا است. در نتیجه این روش می‌تواند به طور موثر و کارآمد برای غلبه بر غیرخطی‌ها، عدم قطعیت‌ها و حجیم بودن دینامیک‌های ربات بکار گرفته شود.

برای مقایسه روش‌های پیشنهادی، کنترل گشتاور ربات بر اساس استراتژی‌های کنترلی موتور سنکرون مغناطیس دائم به صورت مدل مبنا شبیه‌سازی شده است. با وجود شبیه‌سازی کنترل برداری میدان و کنترل جدید مستقیم گشتاور به صورت مدل مبنا، نتایج شبیه‌سازی برتری روش‌های پیشنهادی، صحه می‌گذارد. پاسخ این روش‌ها در مقابل مشکلات دینامیکی ربات‌های بدون چرخ دنده در کاربردهای سرعت بالا، قابل قبول و رضایتبخش ارزیابی شده است. در نهایت، به منظور ارائه کنترل کننده مستقل از مدل موتور الکتریکی، روش کنترل فازی با استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل موقعیت ربات هنرمند بدون چرخ دنده مجهز به موتور سنکرون مغناطیس دائم پیشنهاد شد. روش‌های کنترلی ارائه شده علاوه بر ردگیری مناسب، پایداری سیستم رباتیک را تضمین کرده اند.

۶-۱-۲- پیشنهادات

۱. در بسیاری از کاربردها، سیستم رباتیک بخشی از یک سیستم بزرگ است. به منظور کارکرد ایمن سیستم در شرایط اضطراری، افزایش قابلیت اطمینان سیستم ضروری به نظر می‌رسد. استفاده از سنسورهای الکتریکی به جای سنسورهای مکانیکی، علاوه بر کاهش هزینه‌ها می‌تواند بر قابلیت اطمینان کل سیستم بیفزاید. در این میان، سنسورهای الکتریکی ولتاژ و جریان به عنوان متغیرهای حالت عام سیستم، نقش بسزایی در کارکرد پایدار و ایمن سیستم ایفا می‌کنند. پیشنهاد می‌شود، توسعه روش‌های کنترل ولتاژ ربات‌ها به گونه‌ای باشد که با کاهش سنسورهای مورد استفاده، سبب افزایش قابلیت اطمینان کل سیستم شود.
۲. سادگی کنترل ولتاژ نسبت به کنترل گشتاور، توجه بسیاری از پژوهشگران این حوزه را به خود جلب نموده است. این در حالی است که، بسیاری از محققان همچنان به توسعه و رفع مشکلات کنترل گشتاور در حوزه کنترل ربات می‌پردازند. پیاده‌سازی کنترل ولتاژ موجب خواهد شد تا توجه بیش از پیش، به این استراتژی شود. بنابراین، پیشنهاد می‌شود ساخت ربات‌ها بر اساس روش‌های کنترل ولتاژ صورت پذیرد.

مراجع

مراجع

- [1] Fateh M.M., "On the voltage-based control of robot manipulators", International journal of control and automation system, vol. 6, pp. 702-712, 2008.
- [2] Spong M., and Vidyasagar M., "Robot dynamic and control", Wiley, New York, 1989.
- [3] Foo G., and Rahman M.F., "Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection", IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 1, pp. 395-403, 2010.
- [4] Krishnan R., "Electric Motor Drives-Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall, 2001.
- [5] Jean J., Slotine E., and Weiping Li., "Applied nonlinear control", Prentice Hall, 1991.
- [6] Huang A., Chien M., "Adaptive control of robot manipulators", world scientific, 2010.
- [7] Astrom K. J., and Wittenmark B., "Adaptive control", Prentice Hall, 1995.
- [8] Spong M., "On the robust control of robot manipulators" IEEE Transactions on automatic control, vol. 37, no. 11, pp. 1782-1786, 1992.
- [9] Spong M., and Vidyasagar M., "Robust linear compensator design for nonlinear robotic control", IEEE journal of robotics and automation, vol. 3, no. 4, pp. 345-351, 1987.
- [10] Fateh M.M., and Soltanpour M.R., "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transportation of control space", International journal of innovative computing, information and control, vol. 5, no. 11, pp. 3949-3960, 2009.
- [11] Yoo B.K., and Woon C. H., "Adaptive control of robot manipulators using fuzzy compensator", IEEE Transactions on fuzzy systems, vol. 8, no. 2, pp. 186-199, 2000.
- [12] Kim E., "Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", IEEE Transactions on fuzzy systems, vol. 12, no. 3, pp. 368-378, 2004.
- [13] Lim C.M., and Hiyama T., "Application of fuzzy logic control to a manipulator", IEEE Transaction on robot automation, vol. 1, no. 5, pp. 688-691, 1991.
- [14] Jin Y., "Decentralized adaptive fuzzy control of robot manipulators", IEEE Transactions on systems man and cybernetic, vol. 28, no. 1, pp. 47-57, 1998.
- [15] Fateh M.M., "Fuzzy task-space control of a welding robot", International journal of robotics and automation, vol. 25, no. 4, pp. 372-378, 2010.
- [16] Sun F.C., Sun Z.Q. and Feng G., "Design of adaptive fuzzy sliding mode controller for robot manipulators", IEEE international conference on fuzzy systems, vol.1, pp. 62-67, 1996.
- [17] Hsu F.Y., and Fu L.C., "Nonlinear control of robot manipulators using adaptive fuzzy sliding mode control", IEEE/RSJ international conference on intelligent robots and systems, vol.1, pp. 156-161, 1995.
- [18] Sadati N., Ghadami R., and Bagherpour M., "An adaptive neural network sliding controller for robotic manipulators", IEEE International conference on industrial technology, pp. 1246-1251, 2005.
- [19] Ortega R. and Spong M., "Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial", Proceedings of the 27th conference on decision and control, vol. 2, pp. 1575-1584, 1988.
- [20] Fateh M. M., "Robust voltage control of electrical manipulators in task-space", International journal of innovative computing, information and control, vol. 6, no. 6, pp. 2691-2700, 2010.
- [21] Fateh M. M., "Robust fuzzy control of electrical manipulators", Journal of intelligent and robotic systems, vol. 60, no. 3-4, pp. 415-434, 2010.

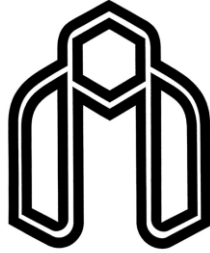
- [22] Fateh M. M., "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear dynamics*, vol. 67, no. 2, pp. 1525–1537, 2010.
- [23] Fateh M. M., "Nonlinear control of electrical flexible joint robots", *Nonlinear dynamics*, vol. 67, no. 4, pp. 2549-2559, 2010.
- [24] Fateh M. M. and Khorashadizadeh S., "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty", *Nonlinear dynamics*, vol. 69, no. 3, pp. 1465-1477, 2012.
- [25] Fateh M. M., "Robust control of electrical manipulators by reducing the effects of uncertainties", *World applied sciences journal*, vol. 7, no. 2, pp. 161-167, 2009.
- [26] Soltanpour M. R and Fateh M. M., "Adaptive robust tracking control of robot manipulators in the task-space under uncertainties", *Australian journal of basic and applied sciences*, vol. 3, no. 1, pp. 308-322, 2009.
- [27] Cheah C.C., Hirano M., Kawamura S., and Arimoto S., "Approximate jacobian control for robot with uncertain kinematics and dynamics", *IEEE Transactions on robotics and automation*, vol. 19, no. 4, pp. 692-702, 2003.
- [28] Tomei P., "A simple PD controller for robots with elastic joints", *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 36, no. 10, pp. 1208-1213, 1991.
- [29] Luca A.D., Isidori A., and Nicolo F., "Control of robot arm with elastic joints via nonlinear dynamic feedback", *Proceedings of the 24th conference on decision and control*, vol. 24, pp. 1671-1679, 1985.
- [30] Wilson G.A., "Robust tracking of elastic joint manipulators using sliding mode control", *Transactions of the institute of measurement and control*, vol. 16, no. 2, pp. 99-107, 1994.
- [31] Spong M.W., "Adaptive control of flexible joint manipulators: comments on two papers", *automatica*, vol. 31, no. 4, pp. 585-590, 1985.
- [32] Corradini M.L., Ippoliti G., Longhi S., and Orlando G., "A quasi-sliding mode approach for robust control and speed estimation of PM synchronous motors", *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1096-1104, 2012.
- [33] Erickson R. W., "Fundamentals of power electronics", Chapman and Hall, New York, 1997.
- [34] Krause P.C., Wasynczuk O., and Sudhoff S.D., "Analysis of electric machinery and drive system", Wiley, IEEE Press, 2002.
- [35] Sweet L.M., and Good M.C., "Redefinition of the robot motion control problem", *IEEE control systems magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 18-24, 1985.
- [36] Kazmierkowski M.P., Franquelo L.G., Rodriguez J., Perez M.A., and Leon J.I., "High-performance motor drives", *IEEE industrial electronics magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 6-26, 2011.
- [37] Blaschke F., "The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines", *siemens review*, vol. 34, no. 1, pp. 217-220, 1972.
- [38] Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., and Lim K.W., "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536, 1997.
- [39] Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., and Lim K.W., "A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening", *IEEE Transactions on industrial applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1246-1253, 1998.
- [40] Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., and Lim K.W., "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 637-642, 1999.

- [41] Rashed M., Connell M. P., Stronach A., and Acarnley P., "Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1664-1675, 2007.
- [42] Lin F.J., and Lin Y.S., "A robust PM synchronous motor drive with adaptive uncertainty observer", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 989-995, 1999.
- [43] Boldea S. A. N. I., "Electric drives", CRC Press, 2006.
- [44] Ueda R., Sonada T., Koga K., and Lchikawa M., "Stability analysis in induction motor driven v/f controlled general-purpose inverter", *IEEE Transactions*, vol. 28, no. 2, pp. 475-481, 1992.
- [45] Foo G., "Direct torque control of an IPM-synchronous motor drive at very low speed using a sliding-mode stator flux observer", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1-7, 2010.
- [46] Arroyo E.L.C, Master. Thesis, "Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system", University of Puerto Rico, 2006.
- [47] Qu Z., and Dawson D.M., "Robust tracking control of robot manipulators", IEEE Press, New York, 1996.
- [48] Wang L.X., "A course in fuzzy systems and control", Prentice Hall, New York, pp. 100-105, 1996.
- [49] Ying H., "The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers", *Automatica*, vol. 34, no. 2, pp. 157-167, 1998.
- [50] Tsay D. L., Chung H. Y., and Lcc C. J., "The adaptive control of nonlinear system using the Sugeno-type of fuzzy logic", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol.7, no. 2, pp. 225-229, 1999.
- [51] Ying H., "Sufficient conditions on uniform approximation of multivariate functions by general Takagi-Sugeno fuzzy systems with linear rule consequent", *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, vol. 55, no. 1, pp. 515-520, 1998.

Abstract:

This thesis presents position control of robot manipulators driven by permanent magnet synchronous motors using voltage control strategy. In order to design the controller, the robotic system including the robot manipulators and the electric motors is modeled. The state space model of the robotic system shows that the system is highly nonlinear, heavily coupled, computationally extensive, in non-companion form, and also can be uncertainty. The complexity of model is due to the robot manipulators dynamic. To overcome the complexity of the robot manipulators dynamics, we use voltage control strategy. Compared to torque control, voltage control is simpler, less computational and more efficient because of not using the robot model. In this control approach, we use a model of the electric motor in place of a model of the robot manipulator, which is much simpler. As a result, the control system is free of the robot model and thus is robust against uncertainties of the robot model. Then, another control approach is presented which is free from motor model. This controller is a Takagi - Sugeno fuzzy controller that can guarantee stability of the control system. The proposed controllers are simulated on an articulated robot manipulator driven by permanent magnet synchronous motors. The simulation results confirm the superiority of the voltage control strategy to torque control strategy. A comparison between proposed control approaches and conventional control namely field oriented control and direct torque control presents the mentioned advantages.

Keywords: robot, permanent magnet synchronous motor, voltage control strategy, torque control strategy, feedback-linearization, fuzzy control, field oriented control, direct torque control



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

Position Control of Robot Manipulators Driven by Permanent Magnent Synchronous Motors

By:
Mahdi Sadeghijaleh

Supervisor:
Dr. Mohammad Mehdi Fateh

2012