

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی مکانیک
گروه مکاترونیک

کنترل فازی موقعیت بازوی ربات مجهز به موتورهای الکتریکی با استراتژی کنترل ولتاژ

دانشجو:

حمیدرضا پارسی نژاد

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

بهمن ۱۳۹۱



دانشگاه صنعتی شاهرود

مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره: ۳۸۹۱/۲۷۲

تاریخ: ۹۱/۱۲/۱۱

ویرایش:

فرم صورتجلسه دفاع از پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد آقای حمیدرضا پارسی نژاد رشته مکانیک گرایش مکاترونیک تحت عنوان کنترل فازی موقعیت بازوی ربات مجهز به موتورهای الکتریکی با استراتژی کنترل ولتاژ که در تاریخ ۹۱/۱۲/۲۲ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

☐ مردود	☐ دفاع مجدد	☒ قبول (با درجه: <u>ب</u> امتیاز <u>۱۸۱</u>)
--------------------------------	------------------------------------	---

۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۱- عالی (۲۰ - ۱۹)

۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	آقای دکتر محمد مهدی فاتح	استاد تمام	
۲- استاد مشاور	-----	-----	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	سید محمد خدایار	استاد	
۴- استاد ممتحن	علیرضا احمدی فرد	استاد	
۵- استاد ممتحن	سید محمد علی آبرو	استاد	

رئیس دانشکده:



بی سرپرستان

و

نیازمندان

تشکر و قدردانی

ضمن سپاس بیکران خداوند، لازم می‌دانم از استاد ارجمندم جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح که در این مدت افتخار شاگردی ایشان را داشتم، و با راهنمایی‌های مدیرانه، نظارت و سرپرستی این پایان‌نامه را به عهده داشتند، صمیمانه تشکر و قدردانی نمایم.

تعهد نامه

اینجانب **حمیدرضا پارسی نژاد** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی مکانیک- گرایش مکاترونیک دانشکده مهندسی مکانیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با عنوان "**کنترل فازی موقعیت بازوی ربات مجهز به موتورهای الکتریکی با استراتژی کنترل ولتاژ**" تحت راهنمایی جناب آقای دکتر **محمد مهدی فاتح** متعهد می‌شوم:

- تحقیقات در این پایان‌نامه 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 پایان‌نامه 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 می‌باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان‌نامه تأثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج از پایان‌نامه رعایت می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده‌است، ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده‌است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده- است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده‌است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

بازوی‌های رباتیک که بدون چرخ دنده توسط موتورهای الکتریکی رانده می‌شوند ربات‌های با رانش مستقیم نامیده می‌شوند. این رباتها با حذف انعطاف، خلاصی و پس زنی چرخ دنده، کاهش اصطکاک، کاهش اینرسی و افزایش قابلیت اطمینان، عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهند. بازوی ربات سیستمی چند ورودی- چند خروجی با دینامیک غیرخطی، تزویج و عدم قطعیت می‌باشد. این رفتار بی‌نظم و غیرقابل پیش‌بینی ربات در عمل نامطلوب بوده و اهمیت کنترل را نشان می‌دهد. انتظار می‌رود که ربات بتواند کارهای صنعتی را با دقت و سرعت بالا انجام دهد. کنترل فازی یکی از روش‌های کنترل ربات است که به عنوان یک روش هوشمند مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته است. این روش کنترلی، در طراحی مستقل از مدل دینامیکی ربات بوده و عملکرد مناسبی از خود نشان می‌دهد. در این پایان نامه، کنترل‌کننده فازی تناسبی- مشتقی برای کنترل بازوی ربات پیوما طراحی شده است. این ربات، توسط موتورهای الکتریکی جریان مستقیم مغناطیس دائم رانده می‌شود و به ردگیری موقعیت مسیر زمانی مطلوب می‌پردازد. بررسی‌ها نشان می‌دهند که کنترل فازی در مهار رفتار غیرخطی و غلبه بر عدم قطعیت موفق است، ولی تضمین پایداری و دستیابی به عملکرد دقیق نیازمند بکارگیری همه متغیرهای حالت است. در مقابل، بار محاسباتی بخاطر تعداد زیاد ورودی‌ها و قوانین فازی بشدت افزایش می‌یابد و پیاده سازی کنترل‌کننده را با مشکل مواجه می‌سازد. از سوی دیگر، بکارگیری کنترل‌کننده فازی تناسبی- مشتقی توصیه می‌شود که ساختاری ساده و کاربردی متداول دارد. این پایان نامه، به منظور کاهش بار محاسباتی و بهبود عملکرد سیستم کنترل فازی، طرح جدید کنترلی را ارائه می‌نماید. کنترل پیشنهادی شامل کنترل‌کننده فازی تناسبی- مشتقی، جبران ساز جریان و پیش‌خورد سرعت مطلوب مفصل است. سیستم کنترل با پیش‌خورد جریان موتورها، موقعیت و سرعت مفاصل به کنترل موتورها می‌پردازد. با بکارگیری همه پسخوردها، پایداری سیستم کنترل تضمین شده و موتورها عملکرد خوبی خواهند داشت در حالی که موتورها بار دینامیکی سنگینی را تحمل می‌کنند. ممکن است بعنوان جایگزین، یک کنترل‌کننده فازی با بکارگیری سه پسخورد

جریان موتورها، موقعیت و سرعت مفاصل پیشنهاد شود. در مقایسه، تعداد قوانین فازی سه برابر خواهد شد. در طراحی سیستم کنترل، از راهبرد کنترل ولتاژ استفاده می‌شود که مزایای سادگی طراحی، سریع بودن پاسخ، مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌ها و عدم وابستگی به مدل دینامیکی بازوی ربات را در بردارد. برای بررسی پایداری سیستم کنترل، مدل ریاضی کنترل‌کننده بدست آمده و تحلیل پایداری انجام گرفته است. با استفاده از نرم‌افزارهای مهندسی، بازوی ربات پیوما ترسیم و پارامترهای مورد نیاز بدست آمده و سپس به مدلسازی معادلات سینماتیکی و دینامیکی آن پرداخته شده است. برای بررسی نحوه عملکرد سیستم کنترل، کنترل-کننده توسط نرم افزار متلب شبیه‌سازی شده است. تحلیل ریاضی و نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند که عملکرد کنترل فازی تناسبی- مشتقی با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل نسبت به کنترل فازی تناسبی- مشتقی برتری دارد.

فهرست مطالب

فصل ۱. مقدمه

۱-۱- مقدمه..... ۲

فصل ۲. سینماتیک و دینامیک بازوی ربات

۱-۲- سینماتیک..... ۱۳

۱-۲-۱- معادلات سینماتیک..... ۱۳

۱-۲-۲- دینامیک..... ۱۷

۱-۲-۲-۱- معادله حرکت..... ۱۸

۱-۲-۲-۲- معادلات موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم..... ۲۱

۱-۲-۳- معادله فضای حالت ربات..... ۲۳

فصل ۳. ترسیم بازوی ربات پیوما در نرم افزار سالیدورک

۱-۳- مقدمه..... ۲۵

۲-۳- طراحی بازوی ربات پیوما..... ۲۵

۳-۳- تصاویر رابط‌های بازوی ربات پیوما..... ۲۶

۴-۳- پارامترهای بازوی ربات پیوما..... ۲۸

فصل ۴. کنترل فازی

۱-۴- مقدمه..... ۳۱

۲-۴- کنترل فازی..... ۳۱

۱-۲-۴- طراحی کنترل کننده فازی..... ۳۳

۲-۲-۴- قانون کنترل فازی تناسبی - مشتقی بدون ترم‌های پیشنهادی..... ۳۸

۳-۲-۴- قانون کنترل فازی تناسبی - مشتقی با جبران ساز جریان و پیشخورد

سرعت مطلوب..... ۴۱

فصل ۵. بررسی نتایج شبیه سازی

۱-۵- بررسی نتایج شبیه سازی..... ۴۴

۲-۵- مسیر مطلوب..... ۴۵

۵-۳- بلوک دیاگرام و نمودارهای کنترل کننده فازى تناسبى - مشتقى بازوى

رباى پیوما.....۴۷

۵-۴- بلوک دیاگرام و نمودارهای کنترل کننده فازى تناسبى - مشتقى با پسخورد

جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل بازوى رباى پیوما.....۵۳

فصل ۶: نتیجه گیرى و پیشنهادها

۶-۱- نتیجه گیرى.....۵۹

۶-۲- پیشنهادها.....۶۰

فهرست اشکال

۱۴	 شکل (۱-۲) بازوی ربات پیوما
۲۱	 شکل (۲-۲) دیاگرام مدار موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم
۲۷	 شکل (۱-۳) رابط صفر بازوی ربات
۲۷	 شکل (۲-۳) رابط یک بازوی ربات
۲۸	 شکل (۳-۳) رابط دو بازوی ربات
۲۸	 شکل (۴-۳) رابط سه بازوی ربات
۲۹	 شکل (۵-۳) بازوی ربات
۳۴	 شکل (۱-۴) توابع تعلق برای $K_1 e$
۳۵	 شکل (۲-۴) توابع تعلق برای $K_2 \dot{e}$
۳۵	 شکل (۳-۴) توابع تعلق برای ولتاژ خروجی
۳۶	 شکل (۴-۴) رویه قوانین کنترل ولتاژ
۴۷	 شکل (۱-۵) مسیر مطلوب مفاصل
۴۹	 شکل (۲-۵) بلوک دیاگرام کنترل فازی تناسبی - مشتقی
۴۷	 شکل (۳-۵) جریان موتورهای
۵۰	 شکل (۴-۵) نمودار گشتاور گرانشی
۴۹	 شکل (۵-۵) ولتاژ موتور مفصل اول
۵۲	 شکل (۶-۵) ولتاژ موتور مفصل دوم
۵۰	 شکل (۷-۵) ولتاژ موتور مفصل سوم
۵۳	 شکل (۸-۵) خطای مفصل اول
۵۳	 شکل (۹-۵) خطای مفصل دوم
۵۴	 شکل (۱۰-۵) خطای مفصل سوم
	 شکل (۱۱-۵) بلوک دیاگرام کنترل فازی تناسبی - مشتقی بازوی ربات با جبران ساز جریان و
۵۵	 پیشخورد سرعت مطلوب مفصل
۵۴	 شکل (۱۲-۵) جریان موتورهای
۵۶	 شکل (۱۳-۵) ولتاژ موتور مفصل اول
۵۷	 شکل (۱۴-۵) ولتاژ موتور مفصل دوم
۵۷	 شکل (۱۵-۵) ولتاژ موتور مفصل سوم
۵۶	 شکل (۱۶-۵) مقدار خطای مفصل اول
۵۸	 شکل (۱۷-۵) مقدار خطای مفصل دوم
۵۹	 شکل (۱۸-۵) مقدار خطای مفصل سوم

فهرست جداول

۱۵	جدول (۱-۲) پارامترهای سینماتیکی بازوی ربات پیوما.....
۳۷	جدول (۱-۴) قواعد فازی.....
۴۶	جدول (۱-۵) مشخصات موتورها.....
۴۸	جدول (۲-۵) ضرایب مقیاس.....
۴۸	جدول (۳-۵) پارامترهای ربات پیوما.....
۵۴	جدول (۴-۵) مقادیر ماکزیمم خطای مفاصل.....
۵۹	جدول (۵-۵) مقدار ماکزیمم خطای مفاصل.....

فصل ۱.

مقدمه

۱-۱- مقدمه

بعد از انقلاب صنعتی در اروپا، صنایع رقیب مجبور بودند به طور پیوسته از هزینه محصولات خود بکاهند و به کیفیت آنها بیفزایند. علم رباتیک تبدیل به یکی از ابزارهای مناسب برای رسیدن به این هدف شد، چرا که ساخت ربات‌ها دستیابی به دقت و سرعت بیشتر و هزینه کمتر را امکان پذیر می کند. رباتیک علم شناخت و طراحی ماشین‌های متحرک هوشمند است. این ماشین‌ها، قابلیت انجام کارهای مختلف را با دقت و سرعت مناسب و هزینه‌های کمتر نسبت به عامل انسانی را دارا می‌باشند. طراحی و تجزیه و تحلیل ربات، نیازمند آشنایی با علوم مکانیک، کامپیوتر، برق و کنترل می‌باشد. این علوم طراحی قسمت‌های مختلف ربات را شامل مکانیزم‌ها، عملگرها، حسگرها و سیستم‌های کنترل و رایانه‌ای را بر عهده خواهند داشت. از کاربرد ربات‌ها می‌توان به تامین ایمنی بیشتر در عملیات صنعتی یا پژوهشی، انجام اعمال پیچیده‌ای که توسط انسان امکان پذیر نیست و فعالیت در محل‌هایی که دسترسی انسان به آن‌ها ناممکن یا مشکل است را نام برد. با توجه به قابلیت‌های مذکور، امروزه ربات‌ها بطور گسترده در عرصه‌های مختلف صنعتی و تحقیقاتی کاربرد دارند و عملاً بسیاری از آنها بدون استفاده از ربات‌ها انجام پذیر نمی‌باشند. بنابراین نیاز به علم رباتیک در عرصه‌های مختلف صنعتی کاملاً مشهود است [۱]. در بسیاری از این سیستم‌ها از بازوی ربات استفاده می‌شود. بازوی ربات معمولاً از چند رابط تشکیل می‌شود که توسط مفصل‌هایی به یکدیگر متصل می‌شوند. این مفصل‌ها را به طور کلی می‌توان به دو دسته کشویی^۱ و چرخشی^۲ تقسیم کرد. بازوهای ربات می‌توانند از لحاظ هندسی، ساختار سینماتیک، نوع کاربرد و روش کنترل طبقه بندی شوند. از لحاظ هندسی می‌توان به پیکربندی هنرمند، استوانه‌ای، کروی، کارتیزین و اسکارا اشاره کرد. برای تعیین موقعیت و جهت مجری نهائی بازوی ربات از سینماتیک مستقیم و سینماتیک معکوس استفاده می‌شود. در حالت اول به ازای

^۱ - Prismatic

^۲ - Revolut

داشتن مقادیر متغیرهای مفاصل، موقعیت و جهت مجری نهائی تعیین می‌شود اما در حالت دوم به ازای داشتن موقعیت و جهت مجری نهائی، مقادیر متغیرهای مفاصل بدست می‌آیند. برای توصیف رفتار دینامیکی بازوی ربات با تحلیل انرژی پتانسیل و انرژی جنبشی بازوی ربات، معادله‌ی دینامیکی آن را بدست آورده و رفتار آن را بررسی می‌کنند [۲]. دو نوع بازوی ربات با رانش مستقیم و غیرمستقیم وجود دارد. بازوی‌های ربات با رانش مستقیم، بازوهایی مجهز به موتورهای الکتریکی بدون سیستم انتقال قدرت هستند که با حذف پس زنی چرخ دنده، کاهش اصطکاک، کاهش اینرسی و افزایش قابلیت اطمینان، عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهند و باعث کنترل دقیق گشتاور و افزایش سرعت و دقت می‌شوند [۳]. برای استفاده از یک بازوی ربات برای هر منظوری احتیاج به کنترل حرکت آن است. بسته به شرایط و کاربرد، کنترل حرکت با دو هدف تنظیم و ردگیری مسیر مطلوب می‌تواند انجام شود. به عنوان مثال در یک کارخانه ریخته‌گری، وقتی هدف این است که ظرفی که در آن مواد مذاب ریخته می‌شود، در یک مکان ثابت زیر کوره ذوب نگاه داشته شود، مسئله کنترلی از نوع تنظیم است. وقتی هدف این است که در یک کارخانه اتومبیل سازی، یک بازوی ربات ماشینی را رنگ کند، این ربات باید مسیری از پیش تعیین شده را طی کند در اینجا باید مسئله ردگیری حل شود. البته می‌توان مسئله تنظیم را به عنوان یک حالت خاص از مسئله ردگیری در نظر گرفت. پس حل مسئله ردگیری در کنترل بازوهای ربات از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است و به همین دلیل در ادبیات کنترل به حل این مسئله توسط روش‌های مختلف پرداخته شده است. تحلیل پایداری و کنترل سیستم‌های غیرخطی، به دلیل پیچیدگی‌های خاص این سیستم‌ها و وجود رفتارهای متفاوت در نقاط مختلف کاری آنها همواره به عنوان چالشی برای محققین علوم ریاضی و مهندسی، به خصوص مهندسين کنترل، مطرح بوده است. طراحی کنترل‌کننده جهت تضمین پایداری و عملکرد مطلوب

یک سیستم غیرخطی، عموماً نیازمند دارا بودن دانش ریاضی و مهندسی خاص و پیچیده‌ای است. نظریه پایداری با روش مستقیم و غیرمستقیم لیاپانوف^۱ را شاید بتوان به عنوان تنها ابزار نظری قدرتمند موجود جهت تحلیل پایداری نقاط تعادل یک سیستم غیرخطی معرفی نمود. علاوه بر این، بسیاری از روش‌های طراحی سیستم‌های کنترل غیرخطی نیز به نوعی وابسته به یافتن تابع لیاپانوفی هستند که شرایط خاصی را برآورده کند. این در حالی است که یافتن تابع لیاپانوف مناسب برای تحلیل پایداری و طراحی کنترل‌کننده برای سیستم‌های غیرخطی، کار ساده‌ای نبوده و هنوز هیچ روش سیستماتیکی برای این کار در دست نیست. لذا توجه به این پیچیدگی‌های نظری، برای مهندسين مشغول به کار در صنعت چندان ساده نبوده که این مباحث نظری را درک کرده و مهمتر از آن در کاربردهای صنعتی به کار گیرند [۴].

سیستم رباتیک، سیستمی چند ورودی- چند خروجی است و دینامیک‌های آن بشدت غیرخطی هستند. به همین دلیل برای انجام سریع و دقیق کارها، نمی‌توان از تاثیر دینامیک غیرخطی و تاثیر متقابل رابط‌ها بر همدیگر در تعامل ورودیها- خروجیها صرف‌نظر نمود [۵]. دو هدف اصلی برای هر سیستم کنترل کاهش خطا و حذف اغتشاش می‌باشد. بنابراین، برای اینکه کنترل‌کننده عملکردی مطلوب داشته باشد باید تاثیر این عوامل لحاظ گردد. برای کنترل بازوی ربات می‌توان روش‌های متعددی بکار برد. بعنوان مثال می‌توان کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی یا تناسبی- مشتقی - انتگرالی را به منظور پایداری و کاهش خطا استفاده نمود و از طریق مسیر پیشرو، بخش اصلی دینامیک‌های غیرخطی را حذف کرد [۶]. در این روش، برای حذف دینامیک‌های غیرخطی، روش‌های خطی سازی فیدبکی^۲ و کنترل گشتاور محاسباتی^۱ پیشنهاد شده است [۷-۸].

^۱ - Lyapunov

^۲ - Feedback linearization

یکی از ساده‌ترین نوع راهبردهای کنترل، کنترل مفصل مستقل می‌باشد که در این نوع کنترل، هر محور بازوی ربات بعنوان یک سیستم یک ورودی- یک خروجی کنترل می‌شود. در این حالت همه اثرات اتصالات ناشی از حرکت سایر رابط‌ها حذف می‌شوند یا بعنوان اغتشاش دیده می‌شوند. در این راهبرد از یک سیستم کنترل پس‌خور یک ورودی- یک خروجی استفاده می‌شود. هدف، طراحی جبران کننده‌ای است، بطوریکه خروجی سیستم بتواند خروجی مورد نظر را که توسط سیگنال مبنا داده می‌شود تعقیب نماید. اما علاوه بر سیگنال کنترل، اغتشاشات خارجی نیز بر روی رفتار سیستم اثر دارند. بنابراین کنترل کننده باید طوری طراحی شود که اثرات اغتشاشات خارجی را کاهش دهد [۹].

روش دیگر کنترل سیستمهای چند ورودی - چند خروجی، کنترل چندمتغیره می‌باشد که به بررسی و کنترل سیستمهایی که بیش از یک متغیر ورودی و خروجی دارند می‌پردازد. روشهای به کار رفته برای تحلیل و کنترل این سیستمها تعمیمی از روشهای موجود در کنترل خطی و کنترل مدرن می‌باشد. بطور کلی می‌توان کنترل سیستمهای چند متغیره را به دو گروه کنترل متمرکز و کنترل غیر متمرکز تقسیم بندی کرد. در روش کنترل متمرکز که اکثرا بر پایه استفاده از روشهای فضای حالت می‌باشد یک کنترل کننده مرکزی تمام متغیرهای سیستم را کنترل کرده و به همین دلیل از پیچیدگی زیادی برخوردار می‌باشد. در روش کنترل غیرمتمرکز از چندین کنترل کننده مجزا برای کنترل متغیرهای سیستم استفاده می‌شود. برای کنترل یک سیستم چند متغیره به تعداد متغیرهای کنترل شونده، باید حلقه‌های کنترل تشکیل داد. این حلقه‌ها بصورت جدا از هم عمل نمی‌کنند و هر کدام از حلقه‌ها روی بقیه اثر می‌گذارند. به تاثیر این حلقه‌ها روی یکدیگر پدیده‌ی تداخل^۲ می‌گویند

^۱ - Computed torque control

^۲ - interaction

که یک مشکل اساسی برای این روش کنترل محسوب می شود. به همین دلیل در تئوری سیستم‌های چند متغیره توجه بسیاری به جدا سازی و طراحی سیستم‌های بدون تداخل شده است [۱۰].

در صورت وجود اغتشاش و عدم قطعیت‌های ساختاری و غیر ساختاری روش مرسوم کنترل تناسبی-مشتقی - انتگرالی و روشهای ذکر شده برای انجام کارآمد نمی‌باشند [۱۱-۱۲]. بنابراین، روش‌های پیشرفته‌ای در کنترل بازوی ربات بکار رفته‌اند که می‌توان به کنترل مقاوم [۱۳]، کنترل تطبیقی [۱۴] و کنترل فازی [۱۵] اشاره کرد.

در کنترل تطبیقی سیستم غیرخطی، معمولاً از حذف مستقیم دینامیک‌های غیرخطی استفاده می‌شود و نهایتاً برای بروز کردن عدم قطعیت‌های پارامتری، یک قانون تطبیقی در طول فرایند کنترل بدست می‌آید [۱۶]. عبارتی می‌توان گفت که کنترل تطبیقی با این قانون تطبیقی، توانایی یادگیری از تجربیات کنترل سیستم را، بدست می‌آورد. اگر کنترل تطبیقی بصورت مناسبی طراحی شود، سیستم حلقه بسته پایدار می‌گردد و پارامترهای کنترل‌کننده می‌توانند به سمت مقادیر واقعی خود همگرا شوند.

در مقایسه با کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی را تنها برای کنترل سیستم‌های غیرخطی که دینامیک‌های آن نسبت به پارامترهای سیستم، خطی است می‌توان بکار گرفت. حساس بودن کنترل تطبیقی به عدم قطعیت‌های غیر ساختاری نظیر اصطکاک، اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده، محدودیت دیگری است که باعث می‌شود کنترل تطبیقی در کنترل اینگونه سیستم‌ها دارای نمایشی ضعیف باشد [۱۷].

وجود عدم قطعیت‌های غیر ساختاری در دینامیک‌های بازوی ربات موجب می‌شود، تا کنترل مقاوم مورد توجه قرار بگیرد. کنترل مقاوم در دفع اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده عملکردی درخشان دارد و پایداری سیستم حلقه بسته را با وجود این عوامل، تضمین می‌نماید. از مزایای دیگر کنترل مقاوم می‌توان به این نکته اشاره کرد که، با این کنترل‌کننده می‌توان نرخ همگرایی خطا را تخمین زد.

بنابراین، پاسخ حالت گذرا را می‌توان با تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده بهبود بخشید [۱۸]. برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم، باید اطلاعاتی از کران عدم قطعیت در دسترس باشد.

از این کنترل‌کننده، برای کنترل موقعیت تنظیم نقطه و بازوی ربات در فضای مفصلی استفاده شده و نتایج درخشان این انتخاب نمایان گردیده است [۲۰-۱۹]. ترکیب کنترل تطبیقی و مقاوم توانست از مزایای هر دو نوع کنترل‌کننده برخوردار باشد و احتیاط‌های لازم در زمینه‌ی طراحی کنترل مقاوم را کاهش دهد و عملکرد گذرای پاسخ سیستم را نیز بهبود بخشد [۲۲-۲۱]. در طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم و تطبیقی باید مدل دینامیکی سیستم در اختیار باشد. که این مسئله می‌تواند بعنوان یک مشکل اساسی مورد توجه باشد.

گاهی اوقات دینامیک سیستم‌ها به قدری پیچیده می‌باشد که بطور اجبار باید از کنترل‌کننده‌ای استفاده کنیم که نیازی به مدل سیستم ندارد. در مقایسه با کنترل‌کننده‌های مقاوم و تطبیقی، طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی بر مبنای مدل سیستم نمی‌باشد و می‌توان از آن بعنوان یک روش کنترلی مناسب برای سیستم‌های با دینامیک پیچیده استفاده کرد [۲۳]. در طراحی کنترل‌کننده فازی به جای مدل سیستم از اطلاعات کارشناسان خبره استفاده می‌شود و قوانین کنترلی به صورت اگر- آنگاه فازی نوشته می‌شوند [۲۴]. برای تشکیل قواعد فازی دانش دقیق از سیستم مورد نیاز نمی‌باشد. بالا بودن تعداد قواعد فازی دقت را زیاد ولی ابهام را کاهش می‌دهد. کاهش تعداد قواعد فازی سبب سادگی طراحی کنترل‌کننده و کاهش زمان محاسبات می‌شود اما ممکن است خطا افزایش یابد. از طرفی تعداد خیلی زیاد قواعد تضمین کننده کاهش خطا می‌باشد [۲۵]. تعداد قواعد فازی با افزایش تعداد ورودی‌های کنترل‌کننده بصورت نمایی افزایش می‌یابد و محاسبات را سنگین می‌کند.

در ادامه به چند نمونه از کارهایی که از کنترل‌کننده فازی و همچنین ترکیب کنترل‌کننده فازی با کنترل‌کننده‌های دیگر، بعنوان سیستم کنترل استفاده شده است اشاره می‌شود. در مرجع [۲۷]، از

کنترل کننده فازي برای کنترل موقعیت مفصل ربات و پاياسازی نوسان جریان آرمیچر^۱ استفاده شده است. بطوریکه ورودی کنترل کننده فازي جریان آرمیچر و خطای موقعیت می باشد ساختار کنترل کننده پیشنهادی نسبت به عدم قطعیت های سیستم و اغتشاشات خارجی مقاوم بوده و نتایج شبیه سازی، عملکرد رضایت بخش این کنترل کننده را نشان می دهد. در مرجع [۲۸]، از ترکیب کنترل کننده گشتاور محاسباتی و کنترل کننده فازي استفاده شده که پایداری مجانبی سراسری سیستم حلقه بسته توسط بخش گشتاور محاسباتی تامین می شود و کنترل کننده فازي بر عدم قطعیت ها غلبه می کند. نتایج شبیه سازی توانایی ردگیری خوب این کنترل کننده را نشان می دهد. در مرجع [۲۵]، یک کنترل کننده فازي مقاوم تاکاگی – سوگنو^۲ برای کنترل ردگیری و تنظیم، برای بازوی ربات طراحی شده است، آنالیز و طراحی کنترل فازي بعنوان یک کنترل مقاوم و غیرخطی توسط تئوری کنترل غیرخطی با روش مستقیم لیپانوف نمایش داده شده است. همچنین از راهبرد کنترل ولتاژ^۳ بجای راهبرد کنترل گشتاور^۴ استفاده شده که باعث حذف پیچیدگی در تحلیل و طراحی کنترل کننده شده است. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب این کنترل کننده را نشان می دهد. در مرجع [۲۹]، کنترل فازي تطبیقی مستقیم نامتمرکز برای بازوی ربات الکتریکی با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ پیشنهاد شده است. مدل فضای حالت سیستم رباتیک شامل بازوی ربات و موتورها، در یک فرم غیرهمراه، چند متغیره، بشدت غیر خطی، کوپلینگ سنگین و با یک ماتریس بهره ورودی متغیر می باشد. کنترل فازي تطبیقی بعلت استفاده از تمام متغیرهای حالت، از بار محاسباتی رنج می برد. کنترل کننده ای برای غلبه به این مشکلات ارائه شد که علاوه بر سادگی، دارای پاسخ دقیق، عملکرد مقاوم و تضمین کننده پایداری می باشد. همچنین بجای تمام متغیرهای حالت فقط خطا و مشتق آن

¹ - Armature

² - Takagi - Sugeno

³ - Voltage control strategy

⁴ - Torque control strategy

بعنوان ورودی کنترل کننده در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه سازی برتری این روش را نسبت به کنترل فازی تناسبی - مشتقی نامتمرکز نشان می دهد. در مرجع [۳۰]، از یک کنترل کننده مود لغزشی فازی برای کنترل بازوی ربات استفاده شده است. از مزایای این روش کنترل تضمین پایداری و اصلاح خطای ردگیری می باشد. نتایج شبیه سازی انعطاف پذیری و قوی بودن این روش را نسبت به کنترل فازی و کنترل مود لغزشی نشان می دهد.

این پایان نامه به تضمین پایداری و بهبود عملکرد کنترل فازی تناسبی - مشتقی موقعیت بازوی ربات پیوما مجهز به موتورهای جریان مستقیم مغناطیس دائم بدون سیستم انتقال چرخ دنده ای می پردازد. بازوی ربات دارای دینامیک غیرخطی، تزویج سنگین و عدم قطعیت می باشد. بررسی ها نشان می دهند که کنترل فازی در مهار رفتار غیرخطی و غلبه بر عدم قطعیت موفق است ولی تضمین پایداری و دستیابی به عملکرد دقیق نیازمند بکارگیری کلیه متغیرهای حالت است. در مقابل، بار محاسباتی بخاطر تعداد زیاد ورودی ها و قوانین بشدت افزایش می یابد و پیاده سازی کنترل کننده را با مشکل مواجه می سازد. از سوی دیگر، ممکن است بکارگیری کنترل کننده فازی تناسبی - مشتقی توصیه شود که ساختاری ساده و کاربردی متداول دارد. با ارائه یک طرح جدید، کنترل کننده فازی تناسبی - مشتقی به جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل مجهز شده است. در حالتی که موتور بار زیادی تحمل می کند جریان بیشتری برای تولید گشتاور نیاز خواهد داشت در این حالت می توان از پسخورد جریان برای بهبود عملکرد سیستم کنترل فازی استفاده کرد بدون آنکه بار محاسباتی سیستم فازی افزایش یابد.

یکی از بحث انگیزترین مسائل در کنترل فازی تحلیل پایداری است. تضمین پایداری مهمترین لازمه یک سیستم کنترل می باشد. بدلیل وجود عدم قطعیت ناشی از نامعلوم بودن مدل سیستم و عدم قطعیت در خود کنترل کننده، ناشی از احتمالاتی که کارشناس خبره در تشکیل قواعد فازی بکار می برد و اپراتورهای منطقی و غیرفازی سازها و همچنین وابستگی شدید بین متغیرهای کنترل در

الگوریتم کنترل فازی، مشکلاتی در اثبات پایداری سیستم کنترل فازی بوجود می‌آید. البته در اثبات پایداری فرض می‌شود که مدل سیستم و کنترل‌کننده معلوم است. از آنجا که مدل سیستم و مدل کنترل‌کننده هر دو بسیار پیچیده هستند اثبات پایداری بسیار دشوار می‌شود [۳۱]. با تحلیل پایداری سیستم کنترل اثبات می‌گردد که کنترل‌کننده پیشنهادی، پایداری را تضمین می‌نماید. قوانین کنترل برای بازوهای ربات ممکن است باعث مشکلاتی همچون محدود کردن سیستم، اشباع شدن محرکه‌ها، نوسانی شدن و طولانی شدن زمان پردازش شوند [۳۲]. از آنجا که در عمل فرمان کنترل گشتاور نمی‌تواند بطور مستقیم بعنوان ورودی محرکه‌ها بکار رود، راهبرد کنترل گشتاور یک مشکل کنترلی به حساب می‌آید. این پیچیدگی در قوانین کنترل مقاوم [۳۳]، کنترل تطبیقی [۳۴] و کنترل هوشمند [۳۵] دیده می‌شود. بازوی ربات توسط محرکه‌ها رانده می‌شود. بنابراین، برای کنترل بازوی ربات باید محرکه‌ها کنترل شوند. از این رو راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل بازوی ربات الکتریکی پیشنهاد شده است [۳۶]. راهبرد کنترل ولتاژ با روش کنترل مفصل مستقل^۱ می‌تواند بدون در نظر گرفتن ترم‌های دینامیکی بازو برای کنترل آن بکار رود. البته دلیل مهم موفقیت روش کنترل مستقل مفاصل تکرارپذیری، دقیق بودن و قابل اطمینان بودن و درجه تشخیص^۲ بالای ربات‌های صنعتی می‌باشد. از ویژگی‌های مهم راهبرد کنترل ولتاژ می‌توان به سادگی کنترل، سریع بودن پاسخ سیستم، ردگیری با سرعت بالا، مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌ها و همچنین عدم وابستگی به مدل دینامیک بازوی ربات اشاره کرد [۳۷].

در ادامه این پایان نامه، فصل دوم به مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی بازوی ربات و موتورهای می‌پردازد. در فصل سوم، طراحی گرافیکی بازوی ربات در نرم افزار مهندسی انجام می‌شود. سپس در

^۱ - Independent joint control

^۲ - Resolution

فصل چهارم، طراحی کنترل‌فازی انجام و پایداری سیستم کنترل اثبات می‌شود. در ادامه در فصل پنجم، نتایج شبیه‌سازی‌ها می‌آید. در پایان فصل ششم به نتیجه‌گیری می‌پردازد.

فصل ۲.

سینماتیک و دینامیک بازوی ربات

۲-۱- سینماتیک

سینماتیک شاخه‌ای از دانش مکانیک کلاسیک است که حرکت را بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجاد کننده آن مطالعه می‌کند. در محدوده علم سینماتیک، مکان، سرعت، شتاب و همه مشتق‌های مرتبه بالاتر از متغیرهای مکان نسبت به زمان بررسی می‌شود. سینماتیک بازوی ربات در واقع مطالعه هندسه حرکت رابط‌های آن است. از آنجا که انجام وظایف مشخص به وسیله حرکت اهرم‌های بازو میسر می‌شود، لذا علم سینماتیک جزء ابزار مهم در طراحی و کنترل بازوی ربات می‌باشد. در این قسمت، معادلات سینماتیک ربات نشان داده شده است.

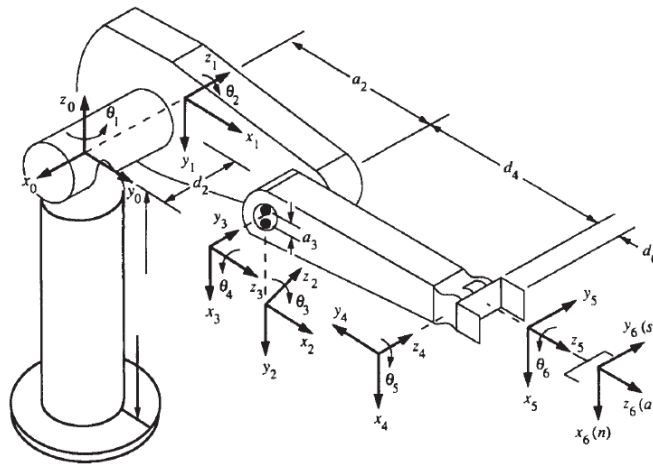
۲-۱-۱- معادلات سینماتیک

در دیاگرام مفصلی ربات پیوما مشاهده می‌شود که ربات شامل سه مفصل لولایی با پارامترهای متغیر θ_1 ، θ_2 و θ_3 می‌باشد. برای بررسی و تحلیل نحوه حرکت بازوی ربات، برای هر رابط دستگاه مختصاتی تعریف می‌شود که هر کدام از این دستگاه‌های مختصات نسبت به دستگاه مختصات مرجع، که روی رابط صفر نصب می‌گردد سنجیده می‌شوند. در شکل (۲-۱) نحوه قرار گیری دستگاه‌های مختصات نشان داده شده است. یک دستورالعمل متداول برای تعیین دستگاه‌های مختصات و بدست آوردن پارامترها در کاربردهای رباتیک، دستورالعمل دناویت هارتنبرگ^۱ D-H است. دو نکته مهم در قراردادن دستگاه‌های مختصات در این روش، عمود بودن و متقاطع بودن محور x_i با محور z_{i-1} می‌باشد که باید مد نظر قرار بگیرد.

x_i : محور x دستگاه i

z_{i-1} : محور z دستگاه $i-1$

¹ Denavit-Hartenberg



شکل (۱-۲) بازوی ربات پیوما

در این دستورالعمل هر ماتریس تبدیل A_i بصورت ضرب چهار تبدیل اساسی نشان داده می‌شود:

$$A_i = \text{Rot}_{z, \theta_i} \text{Trans}_{z, d_i} \text{Tran}_{x, a_i} \text{Rot}_{x, \alpha_i}$$

$$= \begin{bmatrix} c_{\theta_i} & -s_{\theta_i} & 0 & 0 \\ s_{\theta_i} & c_{\theta_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_{\alpha_i} & -s_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & s_{\alpha_i} & c_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱-۲)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} c_{\theta_i} & -s_{\theta_i}c_{\alpha_i} & s_{\theta_i}s_{\alpha_i} & a_i c_{\theta_i} \\ s_{\theta_i} & c_{\theta_i}c_{\alpha_i} & -c_{\theta_i}s_{\alpha_i} & a_i s_{\theta_i} \\ 0 & s_{\alpha_i} & c_{\alpha_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

که در آن چهار کمیت θ_i, a_i, d_i و α_i پارامترهای دستگاه i و مفصل i هستند که با نام‌های زیر معرفی می‌شوند.

- a_i طول رابط در راستای محور x_i
- α_i پیچش حول محور x_i
- d_i انحراف در راستای محور z_{i-1}
- θ_i زاویه حول محور z_{i-1}

جدول دناویت - هارتنبرگ برای ربات پیوما به صورت زیر بدست آمده است:

جدول (۱-۲) پارامترهای سینماتیکی بازوی ربات پیوما

A_j^i	θ (degree)	a (mm)	d (mm)	α (degree)
A_0^1	θ_1^*	0	0	-90
A_1^2	θ_2^*	432	0	0
A_2^3	θ_3^*	20	149	90

با قرار دادن پارامترها در ماتریس تبدیل همگن می توان A_{i-1}^i $i=1,2,3$ را محاسبه کرد.

$$A_0^1 = \begin{bmatrix} C\theta_1 & 0 & S\theta_1 & 0 \\ S\theta_1 & 1 & -C\theta_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$A_1^2 = \begin{bmatrix} C\theta_2 & -S\theta_2 & 0 & a_2 C\theta_2 \\ S\theta_2 & C\theta_2 & 0 & a_2 S\theta_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

$$A_2^3 = \begin{bmatrix} C\theta_3 & 0 & -S\theta_3 & 0 \\ S\theta_3 & 0 & C\theta_3 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & d_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

بنا به تئوری سینماتیک ربات [۲] می توان روابط زیر را برای ماتریس های تبدیل همگن نوشت:

$$A_0^n = A_0^1 A_1^2 \dots A_{n-2}^{n-1} A_{n-1}^n \quad (6-2)$$

$$A = \begin{bmatrix} R & d \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

که بنا به رابطه بالا می توان A_0^2 و A_0^3 و سپس ماتریس دوران و ماتریس انتقال را بدست آورد.

ماتریس دوران R_0^1 ، دوران دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$ را نسبت به دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ بیان

می کند. اگر p_0 برداری در دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ و p_1 برداری در دستگاه مختصات $ox_1y_1z_1$

باشد آنگاه با استفاده از ماتریس دوران معادله زیر را می توان نوشت:

$$p_0 = R_0^1 p_1 \quad (7-2)$$

$$R_0^1 = \begin{bmatrix} i_1 \cdot i_0 & j_1 \cdot i_0 & k_1 \cdot i_0 \\ i_1 \cdot j_0 & j_1 \cdot j_0 & k_1 \cdot j_0 \\ i_1 \cdot k_0 & j_1 \cdot k_0 & k_1 \cdot k_0 \end{bmatrix} \quad (8-2)$$

ماتریس 3×3 معادله (۸-۲) ماتریس تبدیل مختصات $ox_1y_1z_1$ به دستگاه $ox_0y_0z_0$ است. بنابراین، $R_0^1 p_1$ نمایش بردار p_1 در دستگاه $ox_0y_0z_0$ است. d انتقال دستگاه $ox_1y_1z_1$ در دستگاه $ox_0y_0z_0$ را نشان می‌دهد. بنابراین، بردارهای $[i_0 \ j_0 \ k_0]$ به ترتیب موازی با $[i_1 \ j_1 \ k_1]$ هستند. بردار d_0^1 برداری از مبدا o_0 به مبدا o_1 است که در دستگاه مختصات $ox_0y_0z_0$ بیان می‌شود. بنابراین، هر نقطه‌ی p همچون قبل نمایش p_0 ، p_1 را دارد از آنجا که محورهای مختصات هر دو دستگاه موازی هستند بردارهای p_0 ، p_1 با رابطه زیر به هم مربوط می‌شوند:

$$p_0 = p_1 + d_0^1 \quad (9-2)$$

حال اگر دستگاه یک نسبت به دستگاه صفر دوران کرده باشد رابطه کلی زیر بدست می‌آید:

$$p_0 = R p_1 + d_0^1 \quad (10-2)$$

رابطه‌ی (۱۰-۲) به شرط آن که R متعامد باشد یک حرکت صلب را تعریف می‌کند. در مرحله بعدی ژاکوبین سرعت ربات، که در معادله دینامیکی ربات نیاز خواهد بود به دو صورت ژاکوبین سرعت خطی و ژاکوبین سرعت زاویه‌ای محاسبه می‌شود:

$$J_0^n = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} \quad (11-2)$$

که J_v ژاکوبین سرعت خطی و J_ω ژاکوبین سرعت زاویه‌ای می‌باشد و بسته به نوع مفصل به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$J_{v_i} = \begin{cases} z_{i-1} \times (d_0^n - d_{c0}^{i-1}) & , \quad \text{مفصل لولایی} \\ z_{i-1} & , \quad \text{مفصل کشویی} \end{cases} \quad (12-2)$$

$$J_{\omega_i} = \begin{cases} z_{i-1} & , \quad \text{مفصل لولایی} \\ 0 & , \quad \text{مفصل کشویی} \end{cases} \quad (۱۳-۲)$$

که بردار z و d_c بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$z_0 = K = [0 \ 0 \ 1]^T \quad (۱۴-۲)$$

$$z_i = R_0^i K \quad (۱۵-۲)$$

$$d_{c0}^i = d_0^i + R_0^i d_{ci} \quad (۱۶-۲)$$

که d_{ci} فاصله مرکز مختصات $\bar{a}_i$ روی رابط $\bar{a}_i$ از مرکز جرم همان رابط می‌باشد.

۲-۲- دینامیک

در این قسمت، رفتار دینامیکی بازوی ربات تجزیه و تحلیل شده است. رفتار دینامیکی به نرخ تغییر وضعیت بازو نسبت به گشتاور اعمالی به وسیله موتورهای محرک اطلاق می‌شود و این ارتباط را می‌توان با یک سری معادلات دیفرانسیل به نام معادلات حرکت بیان کرد. می‌توان سیستم کنترل را بر پایه این معادلات دیفرانسیل طراحی کرد. دو روش مورد استفاده برای بدست آوردن معادلات دیفرانسیل بازوی ربات روش نیوتن-اوایلر^۱ و روش اوایلر-لاگرانژ^۲ است. فرمول بندی نیوتن-اوایلر مستقیماً از اعمال قانون دوم نیوتن استخراج می‌شود. این معادلات، کلیه نیروها و ممان‌های بین دو رابط را بطور جداگانه در نظر می‌گیرد. معادلات نیوتن-اوایلر شامل نیروهای قیدی هستند که بین رابط‌های مجاور وجود دارند. با عملیات ریاضی، روابط صریحی بین گشتاور مفصل‌ها و حرکت منتهی از آن به ازای تغییر مکان مفاصل به دست آید. اما در فرمول بندی لاگرانژ، رفتار دینامیکی سیستم طبق قضیه کار و انرژی و با استفاده از مختصات تعمیم یافته بیان می‌شود. در این روش همه نیروهای

^۱ - Newton-Euler

^۲ - Euler-Lagrange

غیرفعال و نیروهای قیود بطور خودکار حذف می‌شوند. این معادلات عموماً کوتاه بوده و یک شکل بسته را بر اساس گشتاور اعمالی در مفصلها و تغییر مکان در مفصلها بدست می‌دهد. در بیشتر اوقات استخراج این معادلات ساده‌تر و منظم‌تر از روش نیوتن-اوپلر است. معادلات حرکت بازوی ربات اصولاً توصیف ارتباط بین گشتاور ورودی در مفصل و حرکت خروجی در رابط‌های بازوی مکانیکی می‌باشد. در این پایان نامه از روش لاگرانژ استفاده شده است.

۲-۲-۱- معادله حرکت

در این قسمت معادلات اوپلر-لاگرانژ بدست می‌آید که تغییر یک سیستم مکانیکی مرتبط با قیود هولونومیک^۱ را تشریح می‌کند. برای تعیین این معادلات در یک موقعیت معلوم، لاگرانژین سیستم باید تشکیل شود که اختلاف انرژی جنبشی و انرژی پتانسیل سیستم است. سپس طی مراحل معادله دینامیکی بازوی ماهر بدست می‌آید:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_j} - \frac{\partial L}{\partial q_j} = \tau_j, \quad j = 1, \dots, n \quad (17-2)$$

$$L = K - V \quad (18-2)$$

τ_j گشتاور مفصل j ام و همچنین K انرژی جنبشی و V انرژی پتانسیل بازوی ماهر می‌باشند. برای محاسبه انرژی جنبشی و پتانسیل معادلات زیر بکار رفته‌اند:

انرژی جنبشی برای ربات با n رابط:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \sum_{i=1}^n \left[m_i J_{v_i}(q)^T J_{v_i}(q) + J_{\omega_i}(q)^T R_i(q) I_i R_i(q)^T J_{\omega_i}(q) \right] \dot{q} \quad (19-2)$$

n : تعداد رابط‌های بازوی ربات

¹ - Holonomic constraints

q : متغیر مفصل

m_i : جرم رابط iام

I_i : تانسور اینرسی رابط iام نسبت به دستگاه مختصات مرکز جرم رابط iام.

$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{yx} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{zx} & I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (20-2)$$

به عبارت دیگر انرژی جنبشی بازوی ماهر به فرم زیر است:

$$k = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (21-2)$$

که $D(q)$ یک ماتریس مثبت متقارن است که بطور کلی وابسته به ترکیب بازوی ماهر است. ماتریس $D(q)$ ماتریس اینرسی نامیده می شود. برای بازوی ربات پیوما ماتریس $D(q)$ بصورت زیر بدست می آید:

$$D(q) = \sum_{i=1}^n (m_i J_{vci}' J_{vci} + J_{\omega i}' R_0^i I_i R_0^{i'} J_{\omega i}) \quad (22-2)$$

انرژی پتانسیل برای ربات با n رابط:

در حالت دینامیک صلب تنها منبع انرژی پتانسیل نیروی جاذبه است. انرژی پتانسیل رابط i می تواند با در نظر گرفتن اینکه تمام جرم رابط در مرکز جرم فرض شده است، بصورت زیر محاسبه شود:

$$V_i = g^T r_{ci} m_i \quad (23-2)$$

که g بردار جاذبه در دستگاه پایه است و بردار r_{ci} مختصات مرکز جرم رابط i را می دهد. بنابراین کل انرژی پتانسیل برابر است با:

$$V = \sum_{i=1}^n V_i = \sum_{i=1}^n g^T r_{ci} m_i \quad (24-2)$$

در این قسمت معادلات اوایلر – لاگرانژ، بصورت خاص در نظر گرفته می‌شود. حالت خاص وقتی است که این دو شرط منظور گردند: اول، انرژی جنبشی یک تابع درجه دو از بردار q مطابق زیر باشد:

$$k = \frac{1}{2} q^T D(q) q \quad (25-2)$$

که $D(q)$ ماتریس اینرسی $n \times n$ مثبت معین برای هر $q \in R^n$ است. دوم انرژی پتانسیل $v = v(q)$ مستقل از $\dot{q}$ است. بازوهای ربات این شرط را برآورده می‌سازند. معادلات اوایلر – لاگرانژ چنین سیستمی می‌تواند بصورت زیر درآید:

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau \quad (26-2)$$

$$L = K - V = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} - \sum_{i=1}^n g^T r_{ci} m_i \quad (27-2)$$

با مشتق‌گیری از معادله (۲۷-۲) نسبت به q و $\dot{q}$ و همچنین مشتق زمانی از مشتق L نسبت به $\dot{q}$ معادلات زیر بدست می‌آیند:

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = \frac{\partial K}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial V}{\partial \dot{q}} \quad (28-2)$$

از آنجا که تابع پتانسیل ربات مستقل از بردار سرعت $\dot{q}$ می‌باشد در نتیجه مشتق آن نسبت به $\dot{q}$ صفر خواهد بود:

$$\frac{\partial K}{\partial \dot{q}} = D(q) \dot{q} \quad , \quad \frac{\partial V}{\partial \dot{q}} = 0 \Rightarrow \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = D(q) \dot{q} \quad (29-2)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = \dot{D}(q) \dot{q} + D(q) \ddot{q} \quad (30-2)$$

$$\frac{\partial L}{\partial q} = \frac{\partial K}{\partial q} - \frac{\partial V}{\partial q} = \frac{1}{2} \dot{q}^T \frac{\partial D}{\partial q} \dot{q} - G(q) \quad , \quad G(q) = \frac{\partial V}{\partial q} \quad (31-2)$$

$$C(q, \dot{q}) \dot{q} = \dot{D}(q) \dot{q} - \frac{1}{2} \dot{q}^T \frac{\partial D}{\partial q} \dot{q} \quad (32-2)$$

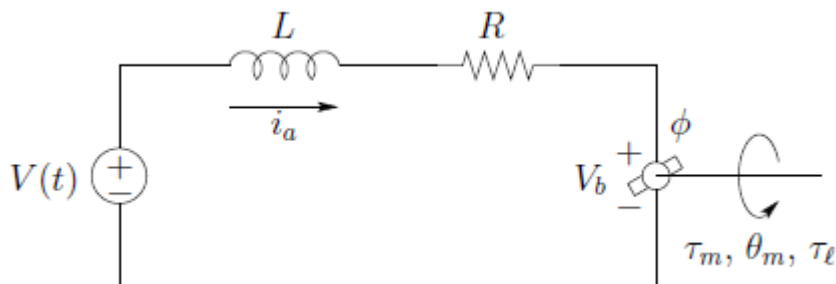
در نتیجه معادله دینامیکی بازوی ربات بصورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\tau = D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) \quad (2-33)$$

که در آن q ، $\dot{q}$ و $\ddot{q}$ بردارهای $n \times 1$ متغیرهای مفاصل، $D(q)$ ماتریس $n \times n$ اینرسی که متقارن معین مثبت است، $C(q, \dot{q})$ ماتریس $n \times n$ گشتاور جانب مرکز و کوریولیس، $G(q)$ بردار $n \times 1$ گشتاور ثقلی و τ بردار $n \times 1$ گشتاور ورودی است.

۲-۲-۲- معادلات موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم:

برای به حرکت درآوردن ربات از موتورهای جریان مستقیم مغناطیس دائم استفاده شده است. معادلات دینامیکی موتور به شکل زیر محاسبه می‌شود:



شکل (۲-۲): دیاگرام مدار موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم

معادله ولتاژ بصورت زیر می‌باشد:

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + V_b + \phi(t) = V \quad (2-34)$$

$\phi(t)$ اغتشاش خارجی وارد بر موتور است. مقدار ولتاژ تولید شده در کموتاتور موتور که بعنوان نیروی الکترو موتوری شناخته می‌شود با سرعت زاویه‌ای موتور نسبت مستقیم دارد. نحوه محاسبه آن در معادله (۴-۲) دیده می‌شود:

$$V_b = K_b \dot{\theta}_m = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (۳۵-۲)$$

همچنین گشتاور الکترومغناطیسی موتور با جریان آرمیچر متناسب می‌باشد:

$$\tau_m = K_m I_a \quad (۳۶-۲)$$

ضرایب K_b و K_m از لحاظ مقدار با هم برابر هستند. معادله حرکت برای زمانی که موتور جریان مستقیم مجهز به سیستم انتقال چرخ دنده‌ای با ضریب چرخ دنده r به یک بازوی ربات اتصال دارد، بصورت زیر است:

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = \tau_m - \tau_l / r = K_m I_a - \tau_l / r \quad (۳۷-۲)$$

τ_l : گشتاور بار

K_b : ضریب نیروی الکترو موتوری^۱

B_m : ضریب دمپینگ

τ_m : گشتاور الکترو مغناطیسی

I_a : جریان آرمیچر موتور

r : ضریب چرخ دنده^۲

L : اندوکتانس^۳ موتور

R : مقاومت موتور

V_b : ولتاژ نیروی الکترو موتوری

V : ولتاژ ورودی موتور

^۱ - Electromotive force coefficient

^۲ - Gear Factor

^۳ - Inductance

۲-۳-۲- معادله فضای حالت ربات

با استفاده از معادله دینامیکی ربات و معادله ولتاژ و گشتاور موتور معادله فضای حالت ربات معرفی می‌شود. این معادله، تعداد متغیرهای حالت، غیرخطی بودن و چند متغیره بودن ربات را نشان می‌دهد. استفاده از این معادله، شبیه سازی ربات در محیط نرم افزار متلب را ساده می‌کند. معادله زیر بعنوان معادله حالت ربات در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{x} = f(x) + bu - b\varphi(t) \quad (38-2)$$

که $u \in R^n$ بردار ولتاژ ورودی به سیستم، $\varphi(t) \in R^n$ بردار اغتشاش خارجی و $f(x)$ بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ \left(J r^{-1} + r D(x_1) \right)^{-1} \left(- \left(B r^{-1} + r C(x_1, x_2) \right) x_2 - r g(x_1) + K_m x_3 \right) \\ -L^{-1} (K_b r^{-1} x_2 + R x_3) \end{bmatrix} \quad (39-2)$$

برداری ورودی b نیز به شکل زیر است:

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix} \quad (40-2)$$

برداری حالت ربات نیز که شامل سه متغیر جریان موتور، موقعیت و سرعت مفصل بصورت زیر می‌باشد:

$$x = \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ I_a \end{bmatrix} \quad (41-2)$$

r و R ، K_b ، K_m ماتریس‌های $n \times n$ هستند و $I_a \in R^n$ بردار جریان موتور می‌باشد. فرمول بندی سینماتیکی و دینامیکی مربوط به ربات پیوما که در نرم افزار متلب^۱ انجام شده، در پیوست ۱ پایان نامه آمده است.

^۱ - Matlab

فصل ۳.

ترسیم بازوی ربات پیوما در نرم افزار سالیدورک

۳-۱- مقدمه

نرم افزار سالیدورک یک نرم افزار قدرتمند در زمینه طراحی و خصوصا طراحی سه بعدی است. در این نرم افزار بخش‌های مجزایی برای مدل‌سازی، عملیات ورق‌کاری، جوشکاری، ریخته‌گری، قالب‌سازی و همچنین تحلیل تنش، مدلسازی رفتار و مقاومت قطعه تحت بار گذاری‌های گوناگون وجود دارد. ویژگی برجسته این نرم افزار در مقایسه با نرم افزارهای مشابه برخورداری از محیط ساده و آسان می‌باشد. نرم افزار سالید علی‌رغم سادگی و سهولت کاربرد، دارای توانایی چشم‌گیر در زمینه طراحی است. این نرم افزار دارای سه بخش اصلی طراحی قطعه، مونتاژ قطعه، تولید نقشه در نماهای مختلف می‌باشد. بطوریکه تقریبا به تمامی نیازهای یک مهندس طراح، جامه عمل بپوشاند. در این پایان‌نامه برای ترسیم بازوی ربات پیوما از این نرم افزار استفاده شده است. هدف بدست آوردن جرم و ممان اینرسی رابط‌های ربات و همچنین پارامترهای جدول دناویت- هارتنبرگ می‌باشد. بازوی ربات پیوما شامل سه رابط می‌باشد که موقعیت مجری نهایی را تنظیم می‌کنند. در قسمت بعدی تصاویر رابط‌ها و نحوه محاسبه پارامترها نشان داده شده است.

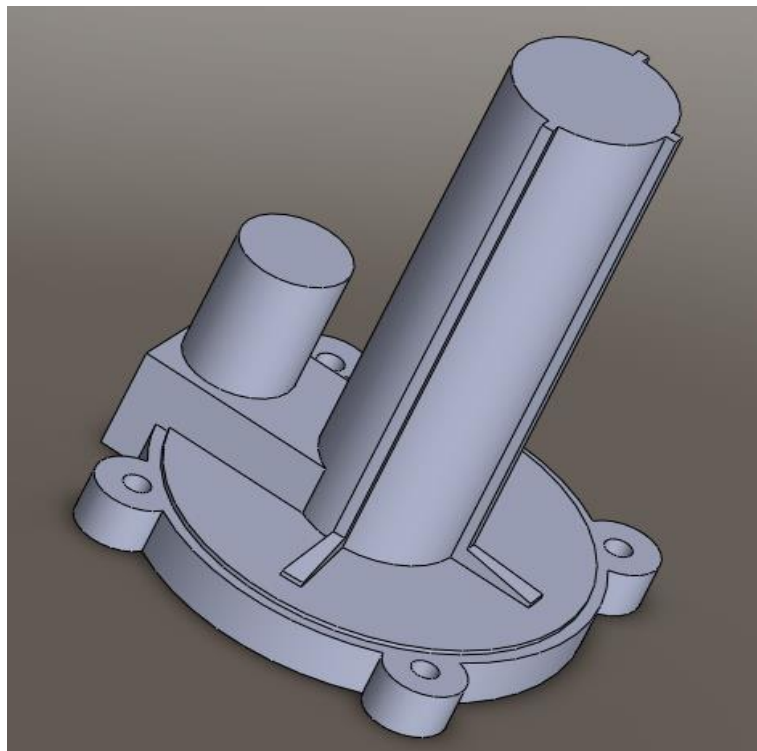
۳-۲- طراحی بازوی ربات پیوما

نرم افزار سالیدورک شامل سه محیط زیر است:

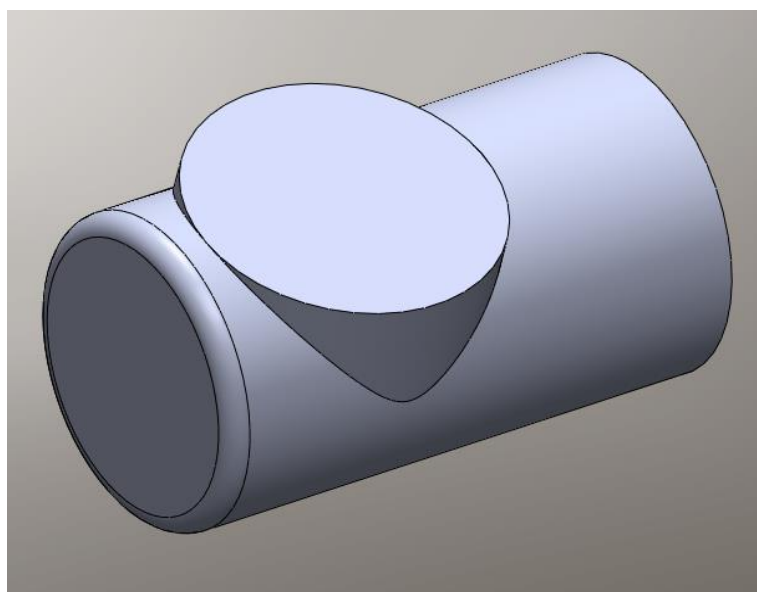
- Part
- Assembly
- Drawing

در محیط part، مدلسازی قطعه صورت می‌گیرد، در محیط Assembly، قطعات مدلسازی شده، مونتاژ می‌شوند و در محیط Drawing، نقشه صنعتی قطعه، شامل ابعاد و نماهای مختلف از آن کشیده می‌شود. در این پایان‌نامه، ابتدا قطعات بازوی ربات پیوما با توجه به ابعاد موجود برای هر رابط، در محیط part مدلسازی شده است، در این محیط از قسمت Edit Material جنس فلز رابط‌ها مشخص شده، در نتیجه جرم رابط‌ها بنا به چگالی آن فلز تعیین می‌شود. در محیط Assembly، رابط‌های یک تا سه، با تعیین قیدهای مورد نیاز مونتاژ شده‌اند.

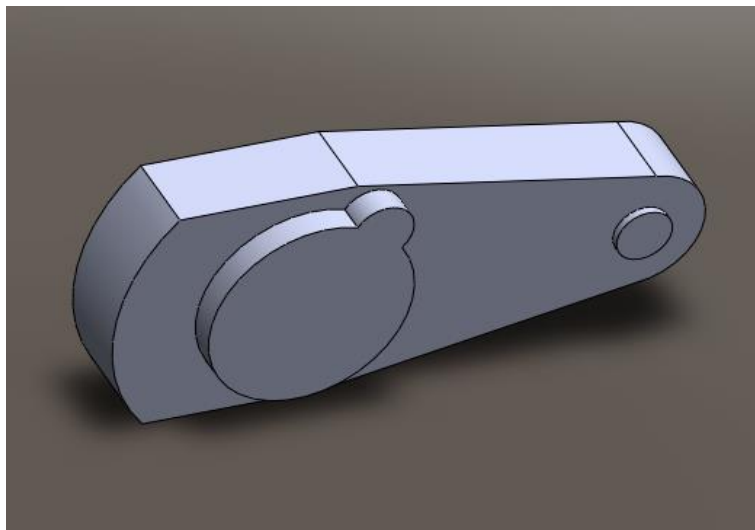
۳-۳- تصاویر رابط‌های بازوی ربات پیوما



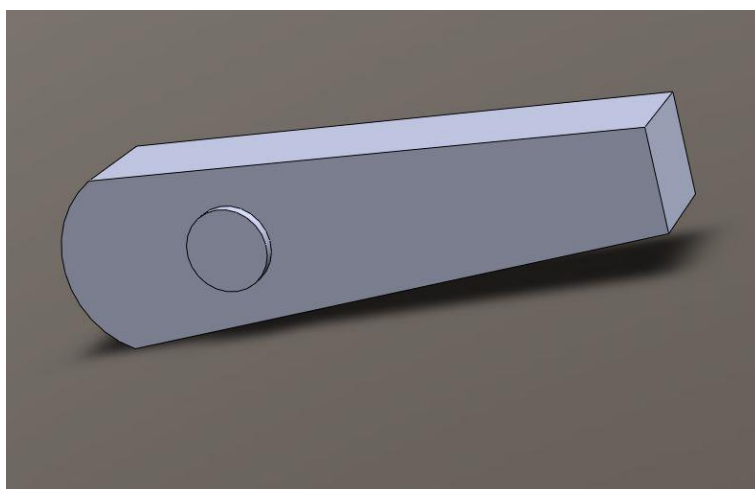
شکل (۱-۳) رابط صفر بازوی ربات



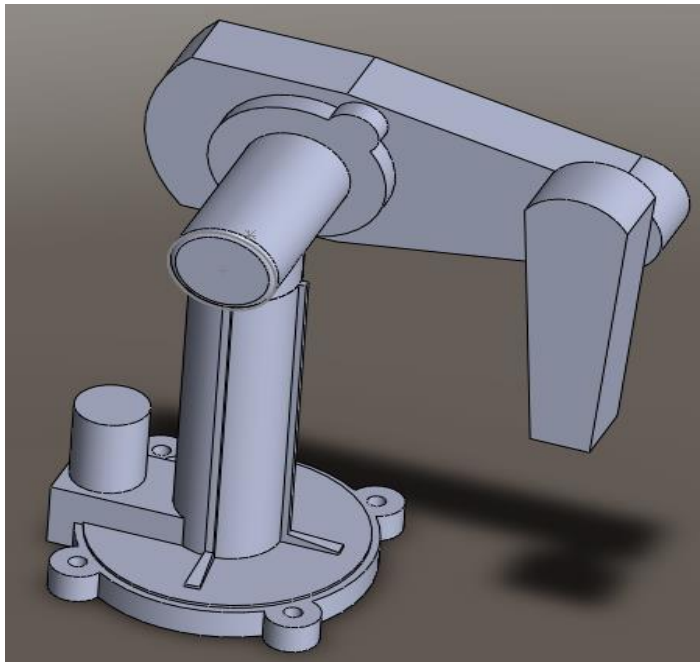
شکل (۲-۳) رابط یک بازوی ربات



شکل (۳-۳) رابط دو بازوی ربات



شکل (۴-۳) رابط سه بازوی ربات



شکل (۳-۵) بازوی ربات

۳-۴- استخراج پارامترهای دینامیکی و دناویت- هارتنبرگ بازوی ربات پیوما

مقادیر جرم و ممان اینرسی برای هر رابط بازوی ربات پیوما در محیط Assembly، از قسمت Evaluate > Mass properties بدست می‌آید. نکته مهم در محاسبه ممان اینرسی جرمی، در نظر گرفتن ممان اینرسی نسبت به دستگاه مختصات مرکز جرم رابط می‌باشد. مقادیر مربوط به رابط دوم نشان می‌دهد که، این رابط جرم و ممان اینرسی قابل توجهی دارد و در محاسبات دینامیکی تاثیر زیادی خواهد داشت.

$$m_1 = 39.57 \quad , \quad m_2 = 152.93 \quad , \quad m_3 = 45.46$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0.12 \end{bmatrix} \quad I_2 = \begin{bmatrix} 1.05 & 0 & -0.08 \\ 0 & 5.53 & 0 \\ -0.08 & 0 & 6.22 \end{bmatrix} \quad I_3 = \begin{bmatrix} 0.93 & 0 & 0 \\ 0 & 0.95 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

a_i و d_i دو پارامتر دناویت - هارتنبرگ بازوی ربات، توسط قسمت Measure > Evaluate محاسبه می‌شود. همچنین مقدار α_i با توجه به دستگاه‌های مختصات تعیین شده برای هر مفصل محاسبه می‌شود. این زاویه دوران محور Z_{i-1} را نسبت به محور Z_i حول محور x_i نشان می‌دهد. زاویه θ_i دوران رابط حول محور Z_i می‌باشد. در جدول (۱-۲) مقادیر این پارامترها آمده است.

فصل ۴.

کنترل فازی

۴-۱- مقدمه

سیستم فازی به عنوان کنترل کننده، کنترل کننده فازی نامیده می شود. کنترل فازی کاربردهای موفقیت آمیزی از تئوری فازی را در مسائل عملی ارائه می نماید. استفاده از منطق فازی و سیستم های فازی برای کنترل، راهبرد کنترل قدرتمندی را ارائه می دهد. کنترل کننده فازی به دو صورت بر پایه ی مدل دینامیکی سیستم یا آزاد از مدل سیستم طراحی می شود. در کنترل فازی بر پایه مدل به یک توصیف کامل از دینامیک سیستم نیاز می باشد. اما کنترل فازی که بر مدل سیستم بستگی ندارد بر اساس دانش تجربی و اطلاعات کارشناس خبره طراحی می شود. این فصل به تعریف کنترل فازی، بررسی نحوه طراحی کنترل کننده فازی و تحلیل پایداری می پردازد.

۴-۲- کنترل فازی

نظریه مجموعه های فازی نظریه ای است برای اقدام در شرایط عدم اطمینان. این نظریه بسیاری از مفاهیم و متغیرها و سیستم هایی را که نادقیق هستند، به صورت ریاضی فرموله می نماید. و زمینه را برای استدلال، استنتاج، کنترل و تصمیم گیری در شرایط عدم اطمینان فراهم می آورد. سه نوع سیستم فازی که در کنترل فازی استفاده می شوند سیستم های فازی خالص، سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ و سیستم فازی ممدانی می باشند. در سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ بخش «آنگاه» قاعده یک فرمول ریاضی بوده و بنابراین چهارچوبی را برای نمایش دانش بشری فراهم نمی کند. همچنین دست طراح را برای اعمال اصول مختلف منطق فازی باز نمی گذارد و در نتیجه انعطاف پذیری سیستم های فازی در این ساختار وجود ندارد. سیستم فازی ممدانی مشکل دو سیستم قبلی را با قرار دادن فازی ساز و غیر فازی ساز در ورودی و خروجی موتور استنتاج فازی بر طرف می کند.

یک سیستم فازی ممدانی از چهار قسمت پایگاه قواعد فازی، موتور استنتاج فازی، فازی‌ساز و غیرفازی‌ساز تشکیل می‌شود. پایگاه قواعد فازی^۱ مجموعه‌ای از قواعد اگر – آنگاه فازی می‌باشد. پایگاه قواعد فازی از این نظر که سایر اجزا سیستم فازی برای پیاده سازی این قواعد به شکل موثر و کارا استفاده می‌شوند، قلب یک سیستم فازی محسوب می‌شود. بطور مشخص پایگاه قواعد فازی شامل قواعد اگر – آنگاه فازی زیر است.

$$\text{Rule}^l: \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^l, \text{ THEN } y \text{ is } B^l$$

که A_i^l و B^l به ترتیب مجموعه‌های فازی در $U_i \subset R$ و $V \subset R$ هستند و $X = (x_1, \dots, x_n) \in U$ و $y \in V$ به ترتیب متغیرهای ورودی و خروجی (زبانی) سیستم فازی می‌باشند. $l = 1, 2, \dots, M$ که M تعداد قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی می‌باشد. قواعدی به شکل بالا را قواعد کانونیک^۲ می‌نامند. سه ویژگی مجموعه قواعد فازی کامل بودن، سازگار بودن و پیوسته بودن آن است. دو روش برای نتیجه گیری در موتور استنتاج فازی، استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد و استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه می‌باشد. دو نوع مهم موتور استنتاج فازی که در سیستم‌های فازی و کنترل فازی از آن‌ها استفاده می‌شود موتور استنتاج حاصلضرب و موتور استنتاج مینیمم می‌باشند. کنترل فازی می‌تواند به دو دسته کنترل فازی غیرتطبیقی و کنترل فازی تطبیقی دسته‌بندی شود. در کنترل فازی غیرتطبیقی، ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده فازی ثابت بوده و در طی انجام عملیات زمان حقیقی عوض نخواهد شد. در حالیکه در کنترل فازی تطبیقی، ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده فازی بر حسب شرایط در طی اعمال زمان حقیقی تغییر می‌یابد. کنترل فازی غیر تطبیقی ساده‌تر از کنترل فازی تطبیقی بوده اما به

^۱ -Fuzzy Rule Base

^۲ - Canonical

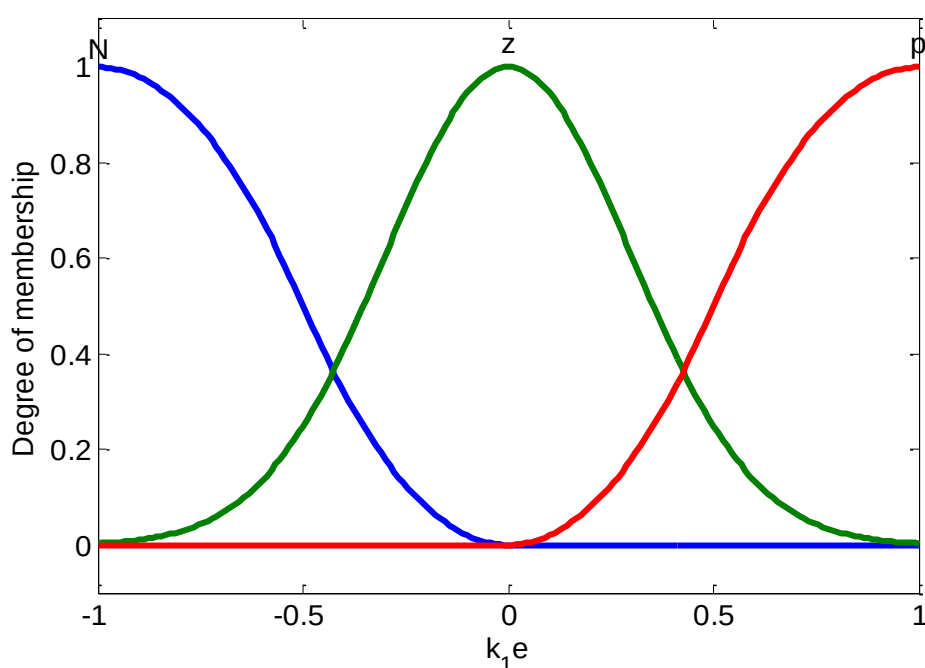
اطلاعات بیشتری از مدل فرآیند و قواعد هیورستیک^۱ نیاز دارد. از طرفی دیگر، کنترل فازی تطبیقی جهت به اجرا در آمدن پر هزینه بوده ولی در عین حال اطلاعات کمتری نیاز خواهد داشت و در نتیجه ممکن است بهتر و موثرتر به اجرا درآید. روش‌های طراحی کنترل‌کننده‌های فازی به دو دسته طبقه بندی می‌شود، رهیافت سعی و خطا و روش تئوریک. در رهیافت سعی و خطا با استفاده از دانش تجربی و اطلاعات کارشناسان خبره، پرسشنامه‌های دقیقی تنظیم می‌گردد و مجموعه‌ای از قواعد اگر-آنچه فازی جمع آوری می‌شود. سپس کنترل‌کننده‌های فازی بر اساس این قواعد ساخته شده و در نهایت در سیستم مورد آزمایش قرار می‌گیرند. حال اگر به کارگیری کنترل‌کننده فازی طراحی شده در عمل مورد رضایت نباشد قواعد مجدداً بصورت مناسبی تغییر و تنظیم می‌گردند و یا دوباره از ابتدا ایجاد می‌گردند و این عمل آنقدر ادامه می‌یابد تا پس از چند چرخه سعی و خطا عملکرد نهایی رضایت بخش گردد. در روش تئوریک ساختار و پارامترهای کنترل‌کننده‌های فازی چنان طراحی می‌شوند که معیار عملکرد مشخصی تضمین گردد. البته بهتر است که در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی برای سیستم‌های عملی هر دو روش ترکیب شود تا امکان دستیابی به بهترین کنترل‌کننده فازی فراهم آید [۳۸].

۴-۲-۱- طراحی کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی

در طراحی کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی به هرکدام از ورودی‌ها بنام خطای ردگیری e و مشتق آن $\dot{e}$ سه گروه فازی و به خروجی، هفت گروه فازی اختصاص یافته است. برای آنکه ورودی‌ها و خروجی کنترل‌کننده در بازه مورد نظر قرار گیرند از ضرایب مقیاس استفاده می‌شود. همانطور که در مقدمه این فصل عنوان شد، در ورودی کنترل‌کننده فازی با روش ممدانی به فازی ساز نیاز می‌باشد.

¹ - Heuristic Rules

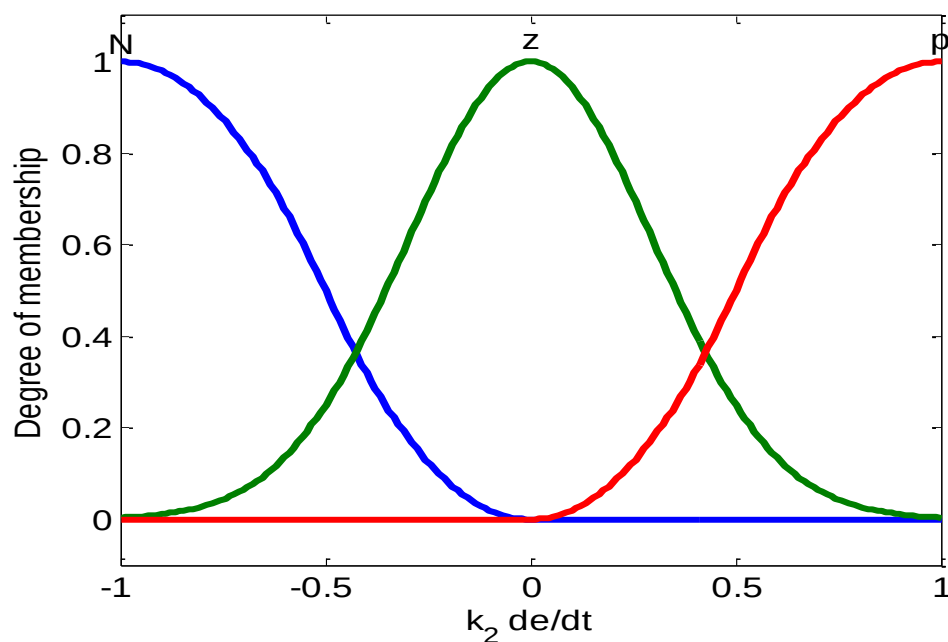
فازی ساز باید طوری طراحی شود که مقدار عضویت ماکزیمم را برای ورودی صریح در نظر بگیرد، نویز ایجاد شده در ورودی را بتواند حذف کند و به ساده سازی محاسبات در موتور استنتاج فازی کمک کند. سه فازی ساز مهم، فازی ساز مثلثی، منفرد و گوسین می باشند. در این پایان نامه، برای ورودی‌ها توابع تعلق گوسین^۱ و سیگموئید^۲ در نظر گرفته شده است. دلیل انتخاب تابع سیگموئید پوشش دادن کل فضای ورودی می باشد. در شکل (۱-۴) و شکل (۲-۴) توابع تعلق برای گروه‌های فازی ورودی نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می شود توابع تعلق در بازه (۱،۰-) برای ورودی‌ها تعیین شده است. سه گروه فازی مثبت (P)، صفر (Z)، منفی (N) برای هر ورودی کنترل کننده منظور شده اند.



شکل (۱-۴) توابع تعلق برای K_1e

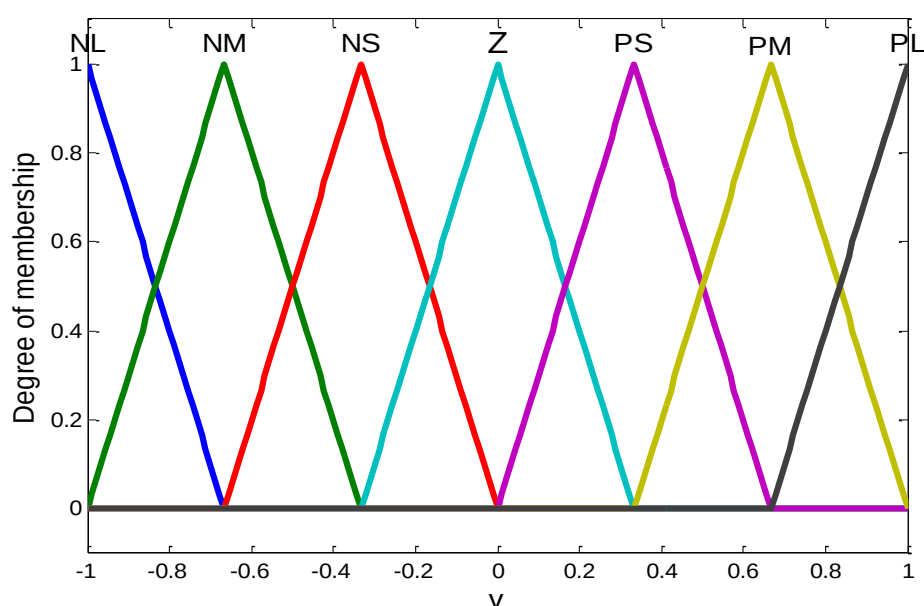
^۱- Gaussian

^۲- Sigmoid



شکل (۴-۲) توابع تعلق برای $K_2 \dot{e}$

هفت گروه فازی به نام مثبت کوچک (PS)، مثبت متوسط (PM)، مثبت بزرگ (PL)، صفر (Z)، منفی کوچک (NS)، منفی متوسط (NM) و منفی بزرگ (NL) برای خروجی کنترل‌کننده که ولتاژ موتور می‌باشد در نظر گرفته شده است.



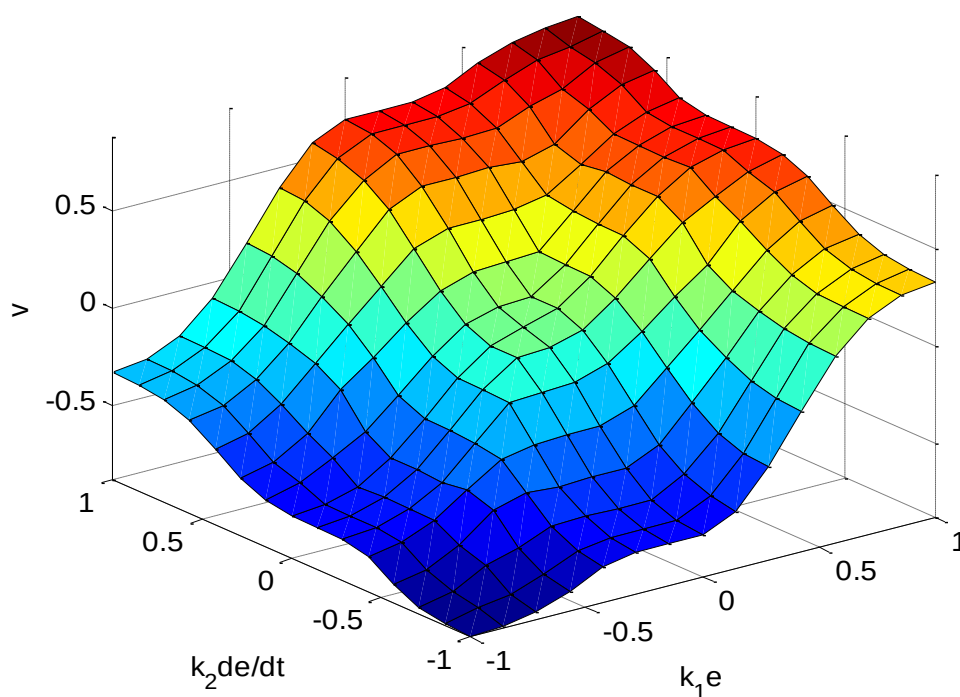
شکل (۳-۴) توابع تعلق برای ولتاژ خروجی

تعداد قواعد فازی برای آنکه سیستم کامل باشد برابر با حاصلضرب تعداد گروه‌های فازی دو ورودی کنترل‌کننده است با توجه به تقسیم بندی فضای ورودی کنترل‌کننده، ۹ قانون فازی تعریف می‌شود. قواعد فازی در جدول زیر مشاهده می‌شود:

جدول (۱-۴) قواعد فازی

Rule l	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A_l	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
B_l	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
C_l	PL	PM	PS	PM	Z	NM	NS	NM	NL

دیاگرام رویه ولتاژ، هموار بودن سیستم فازی را نشان می‌دهد [۲۴].



شکل (۴-۴) رویه قوانین کنترل ولتاژ

موتور استنتاج حاصلضرب برای پردازش قواعد انتخاب شده است. در این موتور از استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه با ترکیب اجتماع، استلزام حاصلضرب ممدانی، ماکزیمم برای S -نرم و حاصلضرب برای t -نرم استفاده شده است. در نهایت فرمول موتور استنتاج حاصلضرب بصورت زیر بدست آمده است:

$$\mu_{C'}(y) = \max_{i=1}^M \left[\sup_{x \in U} (\mu_{A'}(x), \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i) \mu_{C^l}(y)) \right] \quad (۴-۱)$$

غیرفازی ساز میانگین مراکز بدلیل سادگی محاسبات آن با معادله زیر برای کنترل کننده انتخاب شده است [۳۸]:

$$y^* = \frac{\sum_{l=1}^9 \bar{y}^l w_l}{\sum_{l=1}^9 w_l} \quad (۴-۲)$$

در نهایت تابع فازی بصورت زیر تعریف می شود:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e}) \bar{y}^l}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e})} \quad (3-4)$$

که $\mu(x)$ تابع تعلق ورودی و $\bar{y}^l$ مرکز گروه‌های فازی خروجی در قاعده l ام می‌باشد. ورودی‌ها بصورت بردار نشان داده می‌شوند:

$$x = \begin{bmatrix} k_1 e \\ k_2 \dot{e} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

خطا بصورت اختلاف مقدار موقعیت مطلوب مفصل و مقدار واقعی آن محاسبه می‌شود:

$$e = q_d - q \quad (5-4)$$

سرعت زاویه‌ای موتور و سرعت زاویه‌ای مفصل ربات با رابطه زیر به هم مربوط می‌شوند:

$$\dot{q} = r \dot{\theta}_m \quad (6-4)$$

در رابطه بالا مقدار ضریب چرخ دنده یک می‌باشد. در نتیجه:

$$\dot{q} = \dot{\theta}_m \quad (7-4)$$

برای تبدیل تابع فازی به یک رابطه ماتریسی مراحل زیر طی می‌شود:

$$f(x) = \sum_{l=1}^9 \frac{\mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e})} \bar{y}^l \quad (8-4)$$

$$z^l(k_1 e, k_2 \dot{e}) = \frac{\mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A^l}(k_1 e) \mu_{B^l}(k_2 \dot{e})} \quad (9-4)$$

$$f(x) = \sum_{l=1}^9 z^l(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y}^l \quad (10-4)$$

$$f(x) = [z^1, z^2, \dots, z^9] \begin{bmatrix} \bar{y}^1 \\ \bar{y}^2 \\ \vdots \\ \bar{y}^9 \end{bmatrix} \quad (11-4)$$

در نتیجه:

$$f(x) = z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} \quad (12-4)$$

با توجه به مطالب فصل ۲، معادله الکتریکی موتور بصورت زیر می‌باشد:

$$R I_a + L \dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m + \varphi(t) = u, \quad u = V \quad (13-4)$$

ولتاژ ورودی موتور، متناسب با تابع فازی در نظر گرفته شده است:

$$u = k_0 f(x) \quad (14-4)$$

۲-۲-۴- قانون کنترل فازی تناسبی - مشتقی بدون ترم‌های پیشنهادی:

$$u = k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} \quad (15-4)$$

با قرار دادن معادله (۱۲-۴) در معادله (۱۴-۴):

$$R I_a + L \dot{I}_a + k_b r^{-1} \dot{q} = k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} \quad (16-4)$$

مقدار اغتشاش $\varphi(t)$ ، صفر در نظر گرفته شده است. با اضافه و کم کردن ترم $k_b r^{-1} \dot{q}_d$ به سمت چپ معادله:

$$R I_a + L \dot{I}_a + k_b r^{-1} (\dot{q} - \dot{q}_d) + k_b r^{-1} \dot{q}_d = k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} \quad (17-4)$$

در نتیجه:

$$\dot{e} = -r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} + \dot{q}_d + r k_b^{-1} (R I_a + L \dot{I}_a) \quad (18-4)$$

برای بررسی همگرایی خطای ردگیری، تابع معین مثبت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (19-4)$$

شرط همگرایی این است که $\dot{V} < 0$ باشد. مشتق این تابع نسبت به زمان بصورت زیر است:

$$\dot{V} = e \dot{e} \quad (20-4)$$

با قرار دادن مقدار $\dot{e}$ در آن خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -e (r k_b^{-1} k_0 z^T (k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} + e \dot{q}_d + e r k_b^{-1} (R I_a + L \dot{I}_a) \quad (21-4)$$

بنا به گروه‌های فازی تعریف شده، همواره $\bar{y}$ با e هم علامت می‌باشد در نتیجه:

$$e (r k_b^{-1} k_0 z^T (k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} > 0 \quad (22-4)$$

برای اینکه $\dot{V} < 0$ باید:

$$e \dot{q}_d + e r k_b^{-1} (R I_a + L \dot{I}_a) < e (r k_b^{-1} k_0 z^T (k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} \quad (23-4)$$

پس، همگرایی با شرط زیر برقرار می‌شود:

$$|\dot{q}_d + r k_b^{-1} (R I_a + L \dot{I}_a)| < |(r k_b^{-1} k_0 z^T (k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y}| \quad (24-4)$$

بررسی پایداری:

در تحلیل پایداری فرضیات و شرایط زیر منظور می‌شود [۳۱]. با فرض محدود بودن ولتاژ ورودی و

اغتشاش خارجی:

$$|U| \leq U_{\max} \quad (25-4)$$

$$\varphi(t) \leq \varphi_{\max} \quad (26-4)$$

با ضرب I_a در طرفین معادله (۴-۱):

$$R I_a^2 + L \dot{I}_a I_a + k_b \dot{\theta}_m I_a + \varphi(t) I_a = u I_a \quad (27-4)$$

که در آن $R I_a^2$ توان اتلافی در سیم پیچ موتور، $L \dot{I}_a I_a$ تغییرات زمانی انرژی مغناطیسی، $k_b \dot{\theta}_m I_a$

توان مکانیکی و $u I_a$ توان الکتریکی می‌باشد. اگر از طرفین معادله (۴-۲۵) انتگرال گرفته شود:

$$\int_0^t R I_a^2 dt + \int_0^t L I_a \dot{I}_a dt + \int_0^t k_b \dot{\theta}_m I_a dt + \int_0^t \varphi(t) I_a dt = \int_0^t u I_a dt \quad (28-4)$$

برای $t \geq 0$ نامعادله‌های زیر برقرار است:

$$R I_a^2 t \geq 0 \quad (29-4)$$

$$0.5 L I_a^2 \geq 0 \quad (۳۰-۴)$$

در نتیجه:

$$\int_0^t k_b \dot{\theta}_m I_a dt \leq \int_0^t (u - \varphi(t)) I_a dt \quad (۳۱-۴)$$

پس، کران بالای توان مکانیکی بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$k_b \dot{\theta}_m I_a = (u - \varphi(t)) I_a \quad (۳۲-۴)$$

بنابراین:

$$k_b \dot{\theta}_m = (u - \varphi(t)) \quad (۳۳-۴)$$

از آنجا که سمت راست معادله محدود می‌باشد، می‌توان محدود بودن $\dot{\theta}_m$ را نتیجه گرفت:

$$|\dot{\theta}_m| \leq \frac{U_{\max} + \varphi_{\max}}{K_b} \quad (۳۴-۴)$$

برای اثبات محدود بودن جریان موتور در معادله (۳۴-۴) تعریف می‌شود:

$$\omega = u - \varphi(t) - k_b \dot{\theta}_m \quad (۳۵-۴)$$

بعلت اینکه سمت راست معادله محدود است، ω نیز محدود خواهد بود.

$$L \dot{I}_a + R I_a = \omega \quad (۳۶-۴)$$

بنا به معیار راث- هرویتز معادله (۳۳-۴) یک سیستم خطی پایدار می‌باشد. از آنجا که ω محدود است

می‌توان نتیجه گرفت I_a نیز محدود می‌باشد. بنا به معادله زیر، $\dot{I}_a$ نیز محدود است:

$$\dot{I}_a = (\omega - R I_a)/L \quad (۳۷-۴)$$

با فرض اینکه ولتاژ موتور در محدوده $|U| \leq U_{\max}$ قرار دارد، انتخاب تابع همگرایی معین مثبت،

همگرایی و محدود بودن خطای ردگیری را اثبات می‌کند. چون q_d محدود است، بنا به رابطه

$e = q_d - q$ ، محدود بودن $q = \theta_m$ اثبات می‌شود. از آنجا که $\dot{\theta}_m$ محدود است، پس $\dot{e}$ نیز محدود می‌-

باشد. گروه‌های فازی خروجی کنترل‌کننده، بگونه‌ای طراحی شده‌اند که اگر ولتاژ موتور خارج از

محدوده فرض شده قرار گیرد، سیگنال خروجی کنترل کننده صفر شود. در نتیجه ولتاژ موتور در همان محدوده فرض شده باقی می ماند. با اثبات محدود بودن تمام متغیرهای حالت، پایداری سیستم کنترل تضمین می شود.

۳-۲-۴- قانون کنترل فازی تناسبی - مشتقی با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل:

قانون کنترل بصورت زیر پیشنهاد می شود:

$$u = k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} + 0.9 R I_a + k_b r^{-1} \dot{q}_d \quad (38-4)$$

همانطور که مشاهده می شود دو ترم $k_b r^{-1} \dot{q}_d$ و $0.9 R I_a$ به قانون کنترل اضافه شده است. با قرار دادن معادله (۴-۱۰) در معادله (۴-۲) رابطه زیر حاصل می شود:

$$R I_a + L \dot{I}_a + k_b r^{-1} \dot{q} = k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} + 0.9 R I_a + k_b r^{-1} \dot{q}_d \quad (39-4)$$

با ساده سازی معادله، مقدار $\dot{e}$ بصورت زیر بدست می آید:

$$\dot{e} = -r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e}) \bar{y} + r k_b^{-1} (0.1 R I_a + L \dot{I}_a) \quad (40-4)$$

در مقایسه با حالتی که ترم های پیشنهادی وجود نداشت مشاهده می شود، ترم $\dot{q}_d$ حذف شده و ضریب ترم $R I_a$ به ۰٫۱ کاهش یافته است که این نتیجه باعث کاهش خطا می شود. برای بررسی همگرایی خطای ردگیری، تابع معین مثبت زیر پیشنهاد می شود:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (41-4)$$

شرط همگرایی این است که $\dot{V} < 0$ باشد. مشتق این تابع نسبت به زمان بصورت زیر است:

$$\dot{V} = e \dot{e} \quad (42-4)$$

با قرار دادن مقدار $\dot{e}$ در مشتق تابع همگرایی، معادله زیر حاصل می شود:

$$\dot{V} = -e (r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} + e r k_b^{-1} (0.1 R I_a + L \dot{I}_a) \quad (43-4)$$

همواره $\bar{y}$ با e هم علامت می باشد در نتیجه:

$$e (r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} > 0 \quad (44-4)$$

برای اینکه $\dot{V} < 0$ باید:

$$e r k_b^{-1} (0.1 R I_a + L \dot{I}_a) < e (r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y} \quad (45-4)$$

پس شرط پایداری سیستم کنترل برقراری نامعادله زیر است:

$$|r k_b^{-1} (0.1 R I_a + L \dot{I}_a)| < |(r k_b^{-1} k_0 z^T(k_1 e, k_2 \dot{e})) \bar{y}| \quad (46-4)$$

بنا به روابط قسمت قبل، اگر ولتاژ ورودی موتور محدود باشد، آنگاه I_a ، $\dot{I}_a$ و θ_m و $\dot{\theta}_m$ محدود هستند.

به این ترتیب کلیه متغیرهای حالت محدود هستند پس پایداری اثبات می شود.

فصل ۵.

بررسی نتایج شبیه سازی

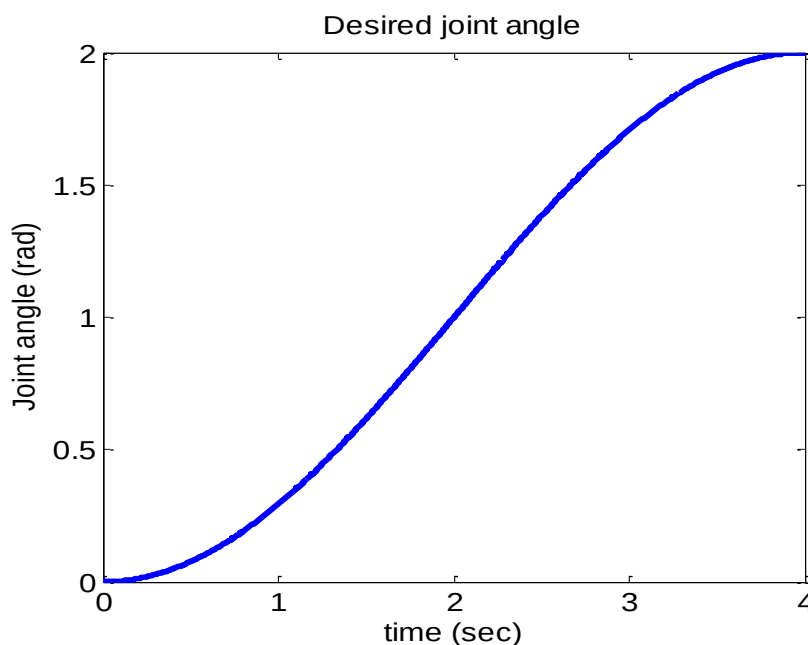
۵-۱- بررسی نتایج شبیه سازی

در این قسمت با توجه به محاسبات انجام شده و روابط بدست آمده در فصول قبلی بازوی ربات پیوما و کنترل کننده فازی در نرم افزار متلب شبیه سازی شده است. هدف از شبیه سازی تعیین و مقایسه مقدارخطا در دو حالت کنترل فازی تناسبی - مشتقی و کنترل فازی تناسبی - مشتقی با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل می باشد. در این شبیه سازی بازوی ربات پیوما مجهز به موتورهای الکتریکی بدون سیستم انتقال قدرت، به کنترل کننده فازی تناسبی - مشتقی با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مطلوب مفصل مجهز می شود. در حالتی که موتور بار زیادی را تحمل می کند جریان بیشتری برای تولید گشتاور نیاز خواهد داشت در این حالت می توان از پسخورد جریان برای بهبود عملکرد سیستم کنترل فازی استفاده کرد. بدون آنکه بار محاسباتی سیستم فازی افزایش یابد. در این فصل ابتدا مسیر مطلوب برای مفاصل ربات، مشخصات موتورها، ضرایب مقیاس و جرم و ممان اینرسی بازوی ربات نمایش داده می شوند. سپس نمودارهای ولتاژ و جریان موتورها و خطای بازوی ربات برای هر دو حالت ارائه و نتایج بررسی خواهد شد.

۵-۲- مسیر مطلوب

حرکت بازوی ربات باید هموار باشد. منظور از تابع هموار، تابعی با مشتقات زمانی مرتبه بالای پیوسته باشد. حرکت‌های خشن و ناگهانی، باعث ساییدگی مکانیزم می‌شود و با ایجاد حالت تشدید، در آن ارتعاشات زیان‌آور پدید می‌آورد. برای اطمینان از هموار بودن مسیر، باید در آن نوعی قید فضایی و زمانی را در بین نقاط بینابینی در نظر گرفت. در این مرحله انتخاب‌های متعددی وجود دارد و می‌توان مسیرها را به روش‌های گوناگون مشخص کرد. هر تابع همواری از زمان که از نقاط بینابینی بگذرد می‌تواند برای تعیین شکل دقیق مسیر به کار رود. در این پایان نامه برای بررسی عملکرد سیستم، مسیر مطلوب برای هر مفصل ربات پیوما در نظر گرفته شده است، همه مفاصل در زمان یکسانی رانده می‌شوند. از یک تابع زمانی هموار برای کاربرد با سرعت مطلوب که در شکل (۵-۱) نشان داده شده، استفاده می‌شود. ربات ۲ رادیان را در ۴ ثانیه طی می‌کند. مقادیر ابتدایی و انتهایی $t_0=0$ ، $\theta_0=0$ ، $t_f=4 \text{ sec}$ ، $\theta_f=2 \text{ rad}$ برای بدست آوردن مسیر مطلوب داده شده‌اند. مسیر مطلوب در شکل (۵-۱) نشان داده شده است. رابطه زیر مسیر مطلوب مورد نظر را تولید می‌کند:

$$\theta(t) = 1 - \cos\left(\frac{\pi}{4}t\right) \quad 0 < t < 4 \quad (5-1)$$



شکل (۵-۱) مسیر مطلوب مفاصل

مشخصات موتورهای بکار رفته برای به حرکت درآوردن بازوی ربات در جدول زیر ارائه شده است:

جدول (۱-۵) مشخصات موتورها

Motor	R (Ω)	L (H)	J_m (kg.m^2)	B_m (Nms rad^{-1})	K_m (NmA^{-1})	K_b (Vs rad^{-1})	r
1	0.5	0.0001	0.01	0.001	5	5	1
2	0.5	0.0001	0.01	0.001	5	5	1
3	0.5	0.0001	0.01	0.001	5	5	1

مقادیر ضرایب مقیاس که برای مقیاس بندی ورودی و خروجی کنترل کننده فازی بکار می رود در

جدول زیر آمده است:

جدول (۲-۵) ضرایب مقیاس

K_1	K_2	K_0
50	10	100

مقادیر پارامترهای دینامیکی بازوی ربات پیوما:

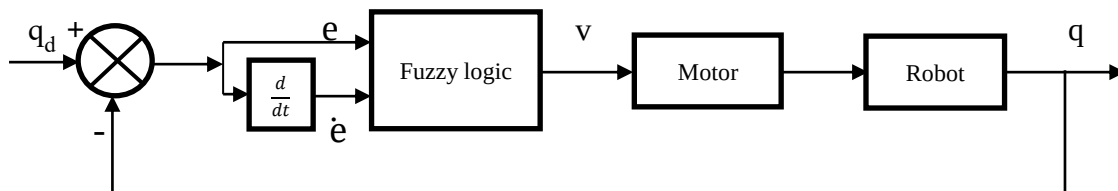
جدول (۳-۵) پارامترهای ربات پیوما

Link	m(kg)	$I_{xx}(\text{kgm}^2)$	$I_{yy}(\text{kgm}^2)$	$I_{zz}(\text{kgm}^2)$	$I_{xy}(\text{kgm}^2)$	$I_{xz}(\text{kgm}^2)$	$I_{yz}(\text{kgm}^2)$
1	39.57	0.3	0.3	0.12	0	0	0
2	152.93	1.05	5.53	6.22	0	0.08	0
3	45.46	0.93	0.95	0.1	0	0	0

۵-۳- بلوک دیاگرام و نمودارهای کنترل کننده فازي تناسبی - مشتقی بازوی ربات پیوما:

بلوک دیاگرام زیر چگونگی کنترل بازوی ربات را نشان می‌دهد. در این حالت سیگنال ورودی موتور

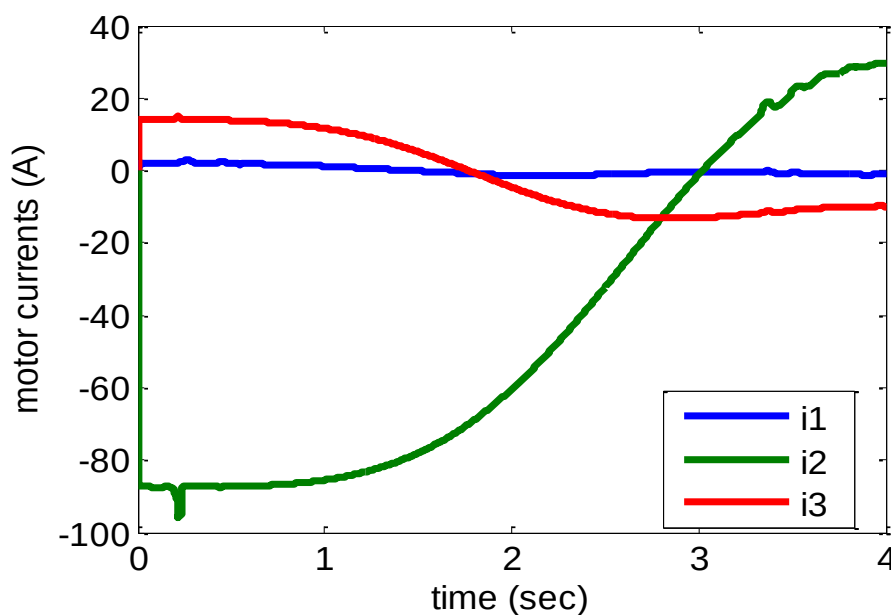
توسط کنترل فازي تناسبی - مشتقی کنترل می‌شود:



شکل (۵-۲) بلوک دیاگرام کنترل فازي تناسبی - مشتقی

نمودار جریان موتورها:

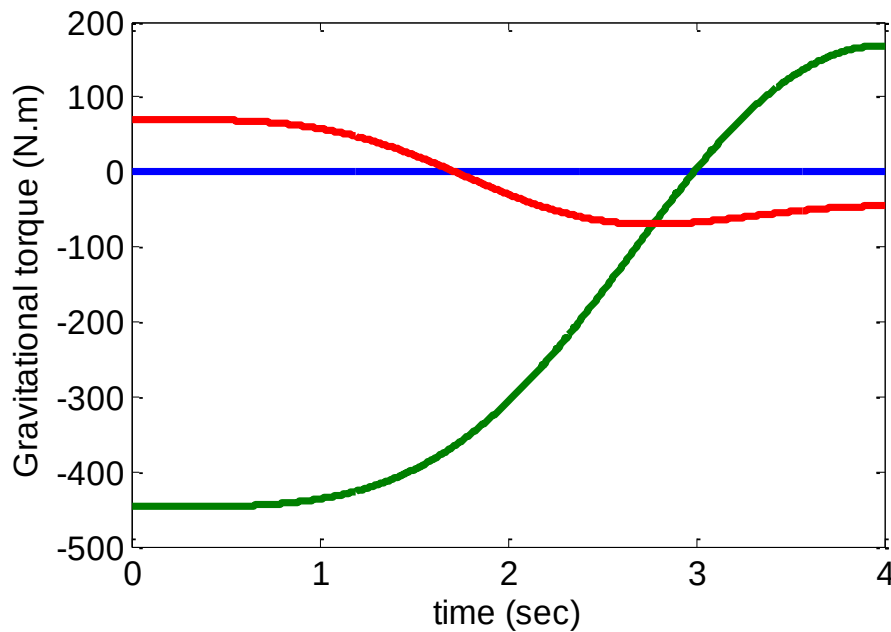
شکل (۵-۳) قابل توجه بودن جریان موتور مفصل دوم را نشان می‌دهد. افزایش جریان زمانی اتفاق می‌افتد که رابط سنگین بوده یا تغییرات بار رابط زیاد باشد. به همین دلیل موتور برای تامین گشتاور مورد نیاز برای جابه‌جا کردن رابط، جریان بیشتری نیاز خواهد داشت. در حالیکه مقادیر جریان موتورهای مفاصل اول و دوم در حد معمول هستند. از آنجا که گشتاور الکترومغناطیسی موتور با جریان نسبت مستقیم دارد، نمودار گشتاور موتور نیز مشابه نمودار جریان می‌باشد.



شکل (۵-۳) جریان موتورها

نمودار گشتاور گرانشی:

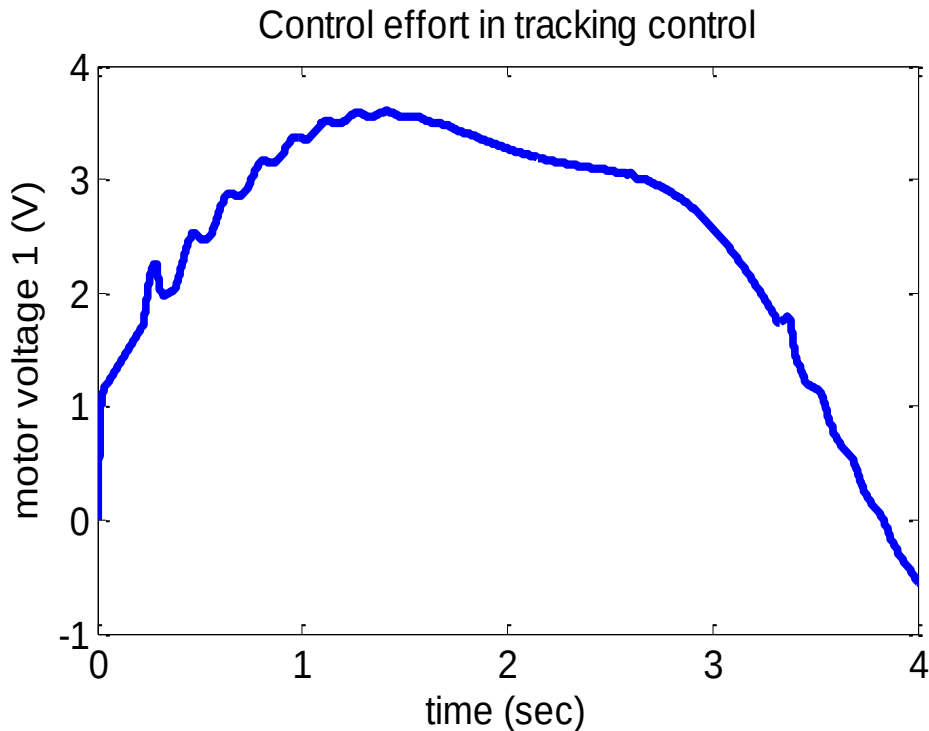
در این نمودار مقادیر گشتاور گرانشی رابط‌ها در هر لحظه نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، رابط اول گشتاور گرانشی ندارد. اما رابط دوم به علت جرم زیاد و نوع پیکر بندی مقدار گشتاور گرانشی قابل توجهی دارد.



شکل (۴-۵) نمودار گشتاور گرانشی

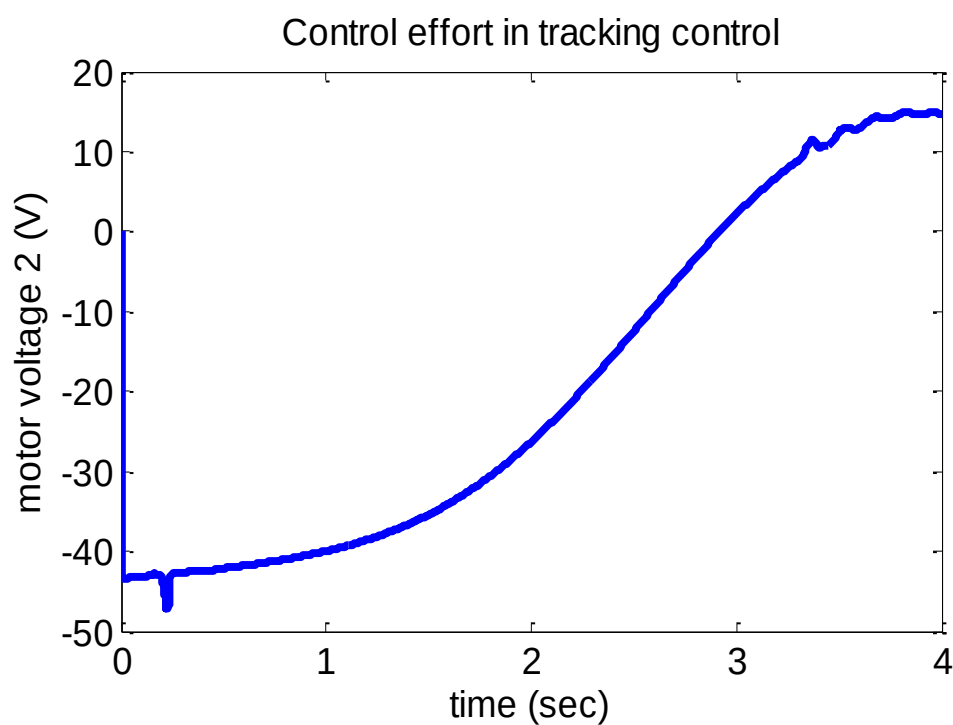
نمودار ولتاژ موتورها:

این نمودار رفتار نرم موتور اول را نشان می‌دهد. محدوده تغییر ولتاژ موتور در بازه بین ۱- تا ۴ ولت است. از آنجا که گشتاور گرانشی رابط اول صفر می‌باشد، و جریان موتور زیاد نیست، ولتاژ موتور بیشتر تحت تاثیر ولتاژ الکترو موتوری می‌باشد.



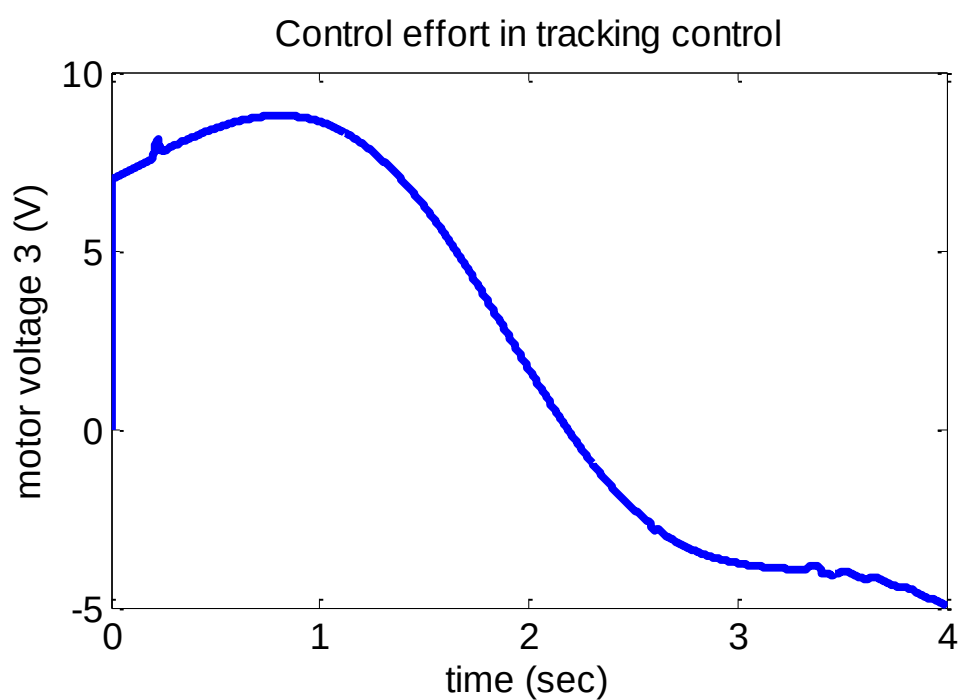
شکل (۵-۵) ولتاژ موتور مفصل اول

نمودار ولتاژ مفصل دوم نیز رفتار نرم موتور را نشان می‌دهد. محدوده تغییر ولتاژ موتور در بازه بین ۵۰- تا ۲۰ ولت است. موتور به علت سنگین بودن رابط دوم تحت فشار بوده و نیاز به ولتاژ بیشتر برای تولید گشتاور خواهد داشت. در حالت رانش مستقیم بازو، به دلیل اینکه از سیستم انتقال قدرت استفاده نشده است، گشتاور تولیدی موتور باید زیاد باشد تا بتواند رابط‌ها را حرکت دهد. به همین دلیل جریان بیشتری نیاز خواهد داشت. در این حالت ولتاژ موتور بیشتر تحت تاثیر ترم ولتاژ متناسب با جریان می‌باشد، و ترم مربوط به نیروی الکترو موتوری کوچک خواهد بود.



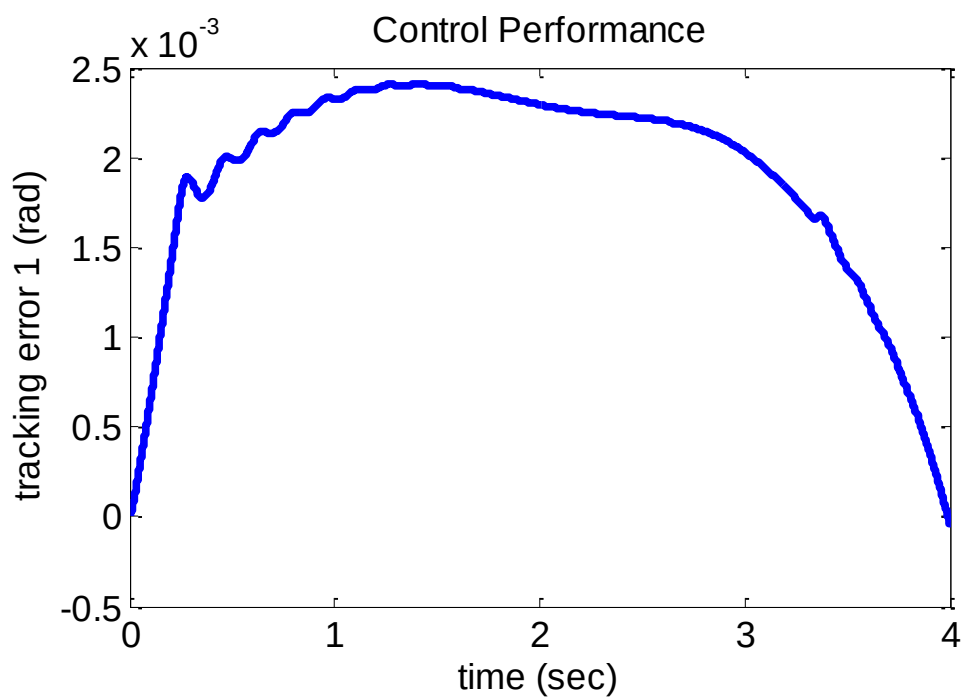
شکل (۵-۶) ولتاژ موتور مفصل دوم

در نمودار ولتاژ موتور سوم نیز رفتار موتور نرم می‌باشد. محدوده تغییر ولتاژ موتور در بازه بین ۵- تا ۱۰ ولت است.

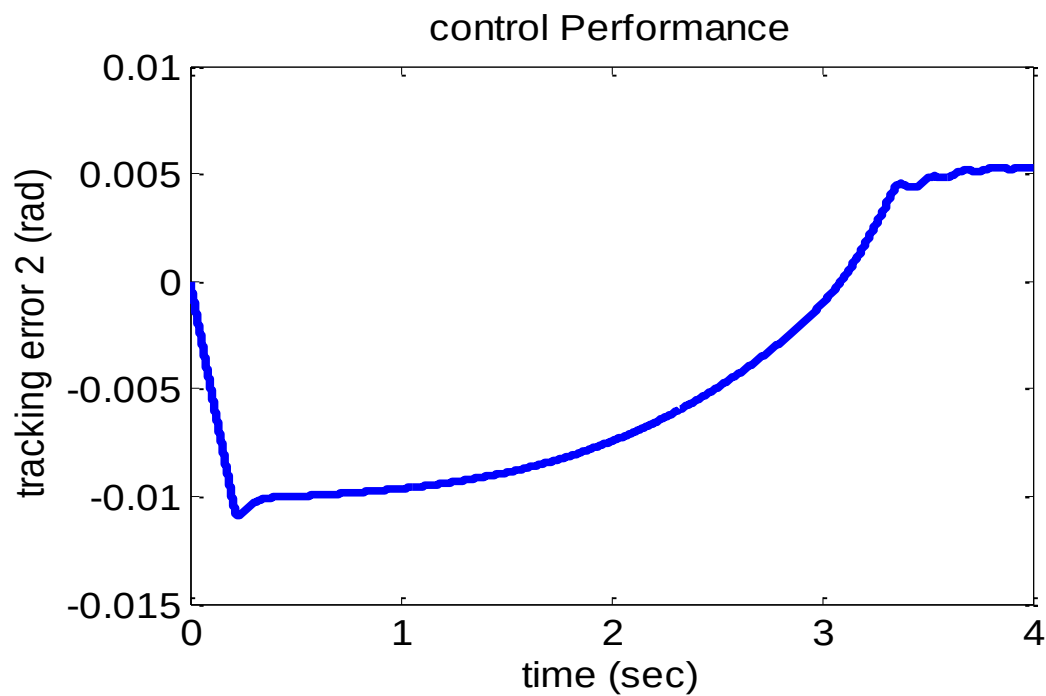


شکل (۵-۷) ولتاژ موتور مفصل سوم

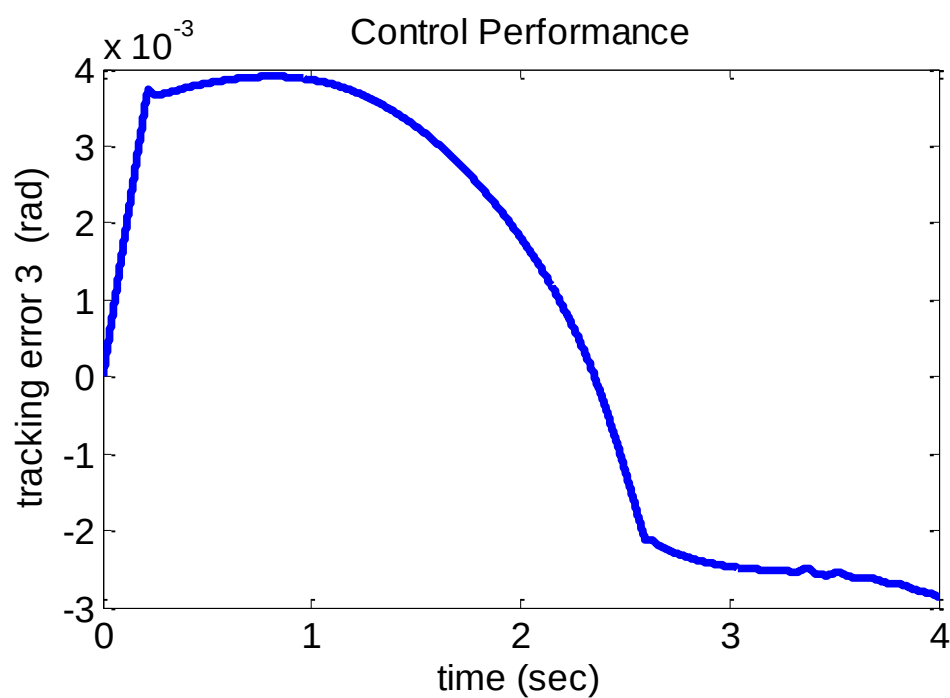
نمودار خطای ردگیری مفاصل:



شکل (۵-۸) خطای مفصل اول



شکل (۵-۹) خطای مفصل دوم



شکل (۵-۱۰) خطای مفصل سوم

همانطور که در نمودار خطای مفاصل مشاهده می‌شود، محدوده خطا برای هر سه مفصل قابل قبول می‌باشد. مقادیر ماکزیمم خطا و زمان آن در جدول زیر آمده است:

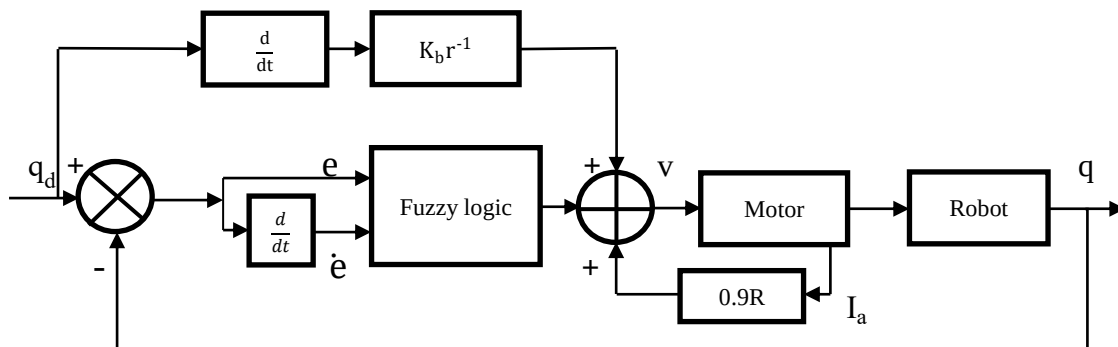
جدول (۵-۴) مقادیر ماکزیمم خطای مفاصل

joint	Time (sec)	Max Error (rad)
1	1.41	2.41×10^{-3}
2	0.23	-10.9×10^{-3}
3	0.82	3.9×10^{-3}

۵-۴- بلوک دیاگرام و نمودارهای قانون کنترل فازی تناسبی - مشتقی با

جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مفصل:

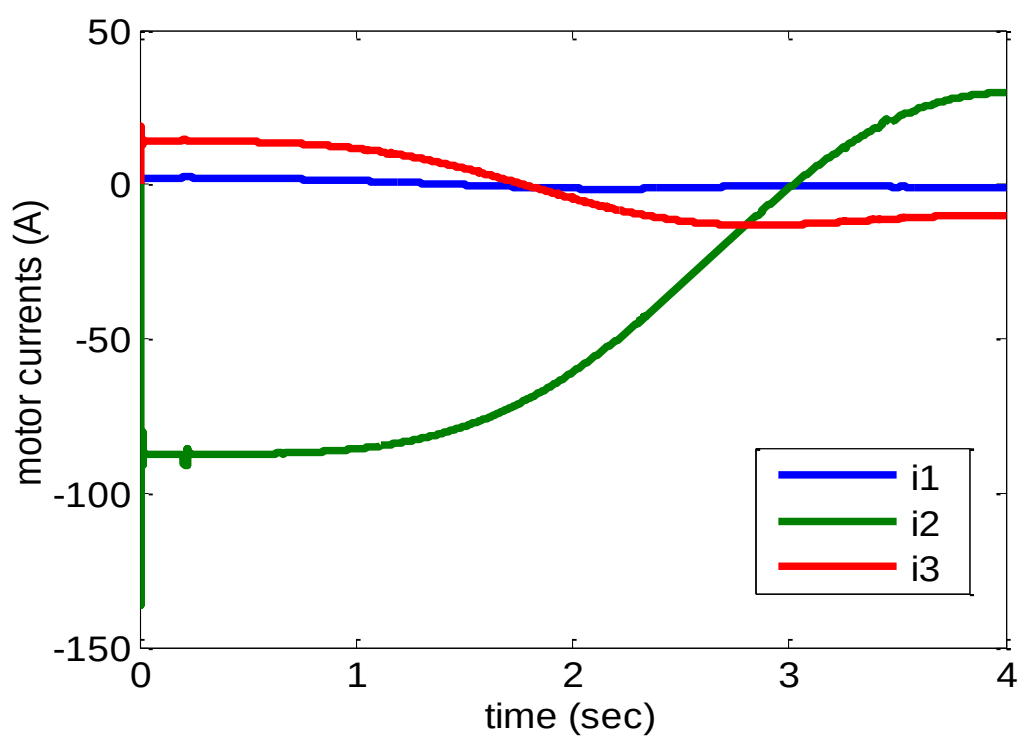
شکل زیر بلوک دیاگرام سیستم کنترل فازی تناسبی - مشتقی بازوی ربات با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مفصل را نشان می‌دهد. در این شکل چگونگی کنترل بازوی ربات مشخص می‌باشد.



شکل (۵-۱۱) بلوک دیاگرام کنترل فازی تناسبی - مشتقی بازوی ربات با جبران ساز جریان و پیشخورد سرعت مفصل

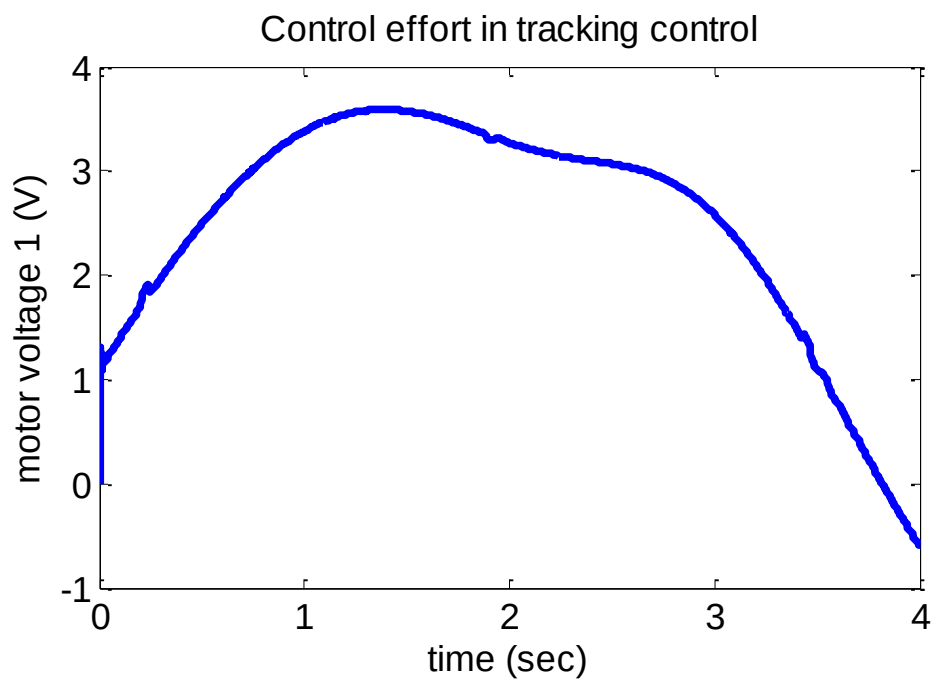
نمودار جریان موتورها:

در مقایسه با حالت قبلی، مشاهده می‌شود رفتار جریان موتور دوم نرم تر شده است. موتور مفصل دوم در زمان شروع ردگیری برای به حرکت در آوردن رابط به جریان زیادی نیاز دارد، بطوریکه جریان آن تا حدود ۱۴۰ آمپر افزایش یافته است. با گذر از این مرحله مقدار جریان به مقدار قابل قبولی کاهش یافته است.

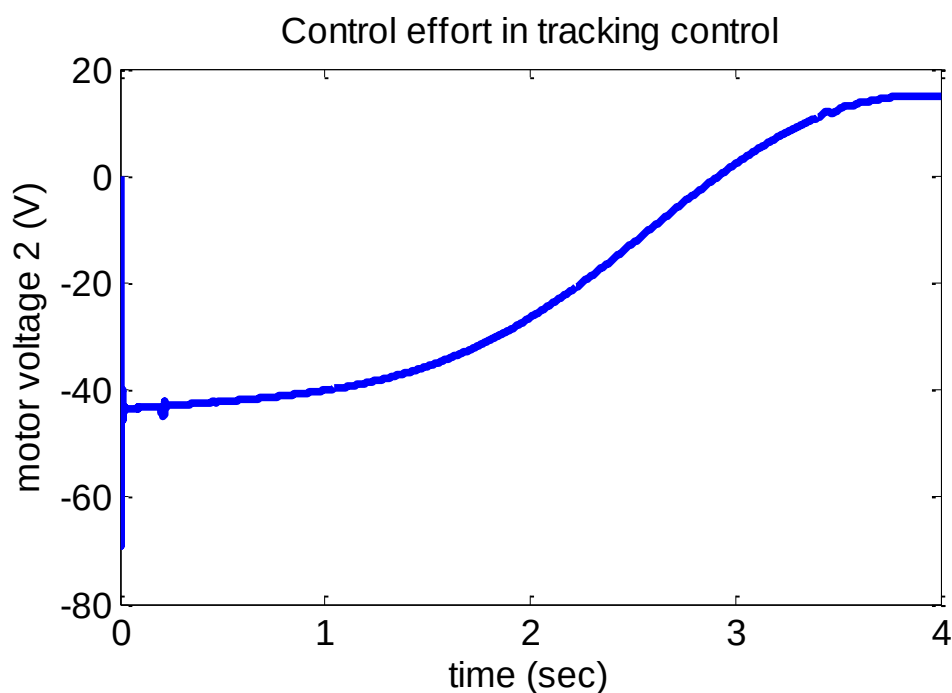


شکل (۵-۱۲) جریان موتورها

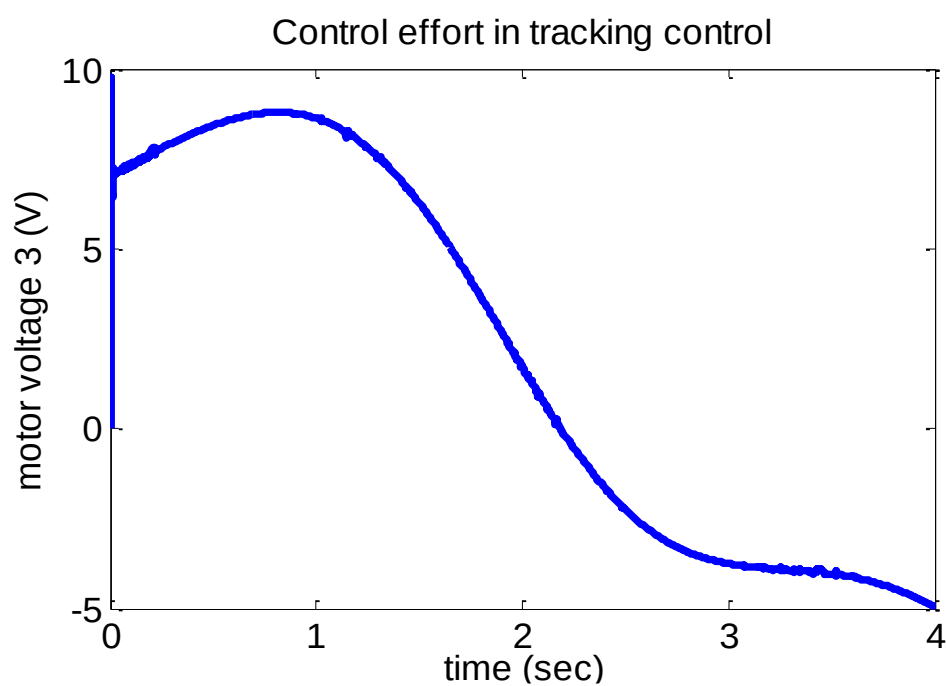
نمودار ولتاژ موتورها:



شکل (۵-۱۳) ولتاژ موتور مفصل اول



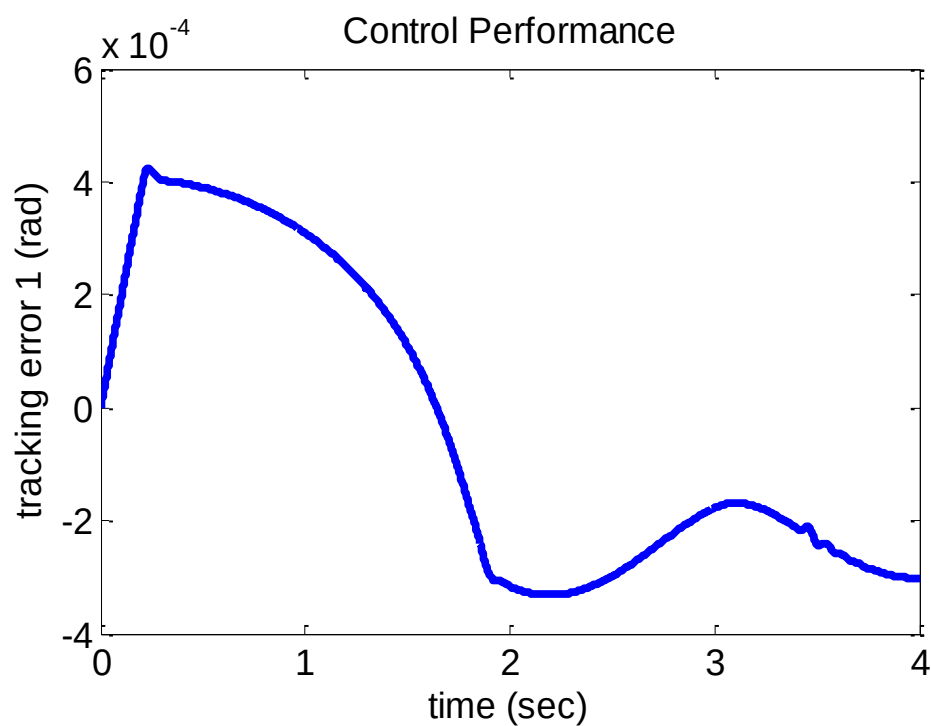
شکل (۵-۱۴) ولتاژ موتور مفصل دوم



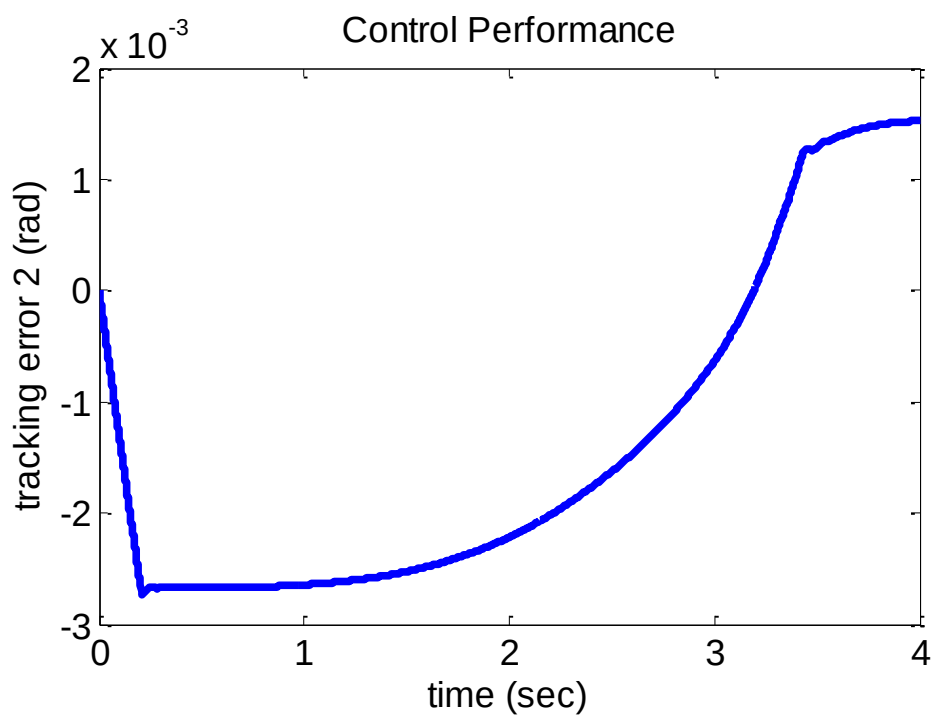
شکل (۵-۱۵) ولتاژ موتور مفصل سوم

نمودارهای ولتاژ مفاصل با ترمهای پیشنهادی کاملاً هموار و در محدوده قابل قبولی هستند. در مقایسه با حالت اول مشاهده می‌شود ولتاژ موتور اول هموارتر شده است.

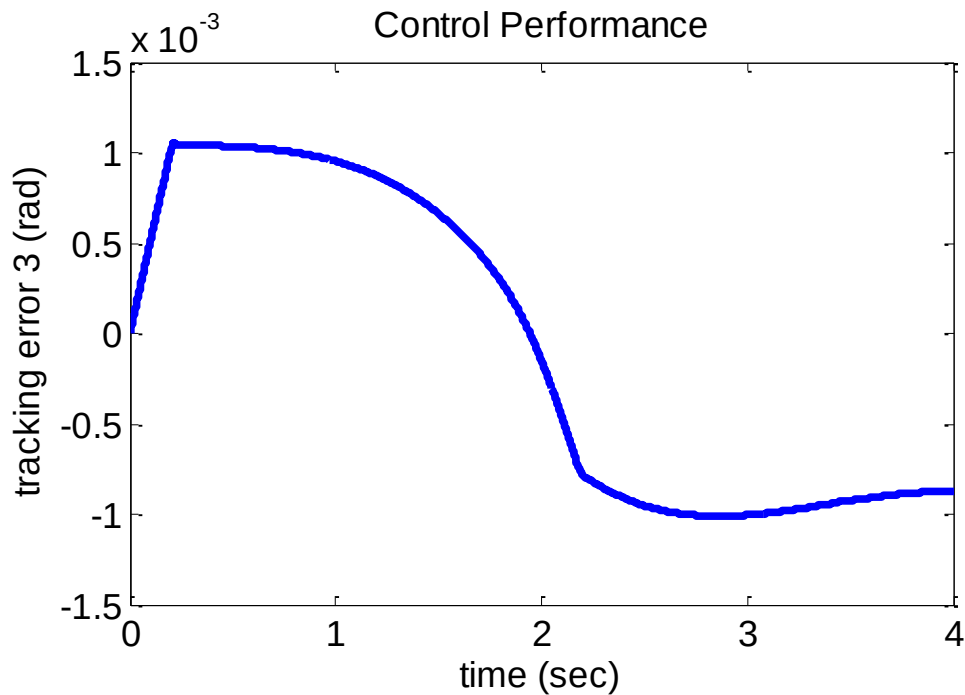
نمودار خطای ردگیری مفاصل:



شکل (۵-۱۶) مقدار خطای مفصل اول



شکل (۵-۱۷) مقدار خطای مفصل دوم



شکل (۵-۱۸) مقدار خطای مفصل سوم

مقادیر ماکزیمم خطای مفاصل در جدول زیر آمده است:

جدول (۵-۵) مقدار ماکزیمم خطای مفاصل

joint	Time (sec)	Max Error (rad)
1	0.24	4.25×10^{-4}
2	0.21	-2.73×10^{-3}
3	0.22	1.05×10^{-3}

با مقایسه دو قانون کنترل مشاهده می‌شود که با اضافه شدن دو ترم $0.9 R I_a$ و $k_b r^{-1} \dot{q}_d$ به قانون

کنترل مقادیر خطاها به میزان قابل توجهی کاهش پیدا کرده است.

فصل ۶.

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۶-۱- نتیجه‌گیری

در این پایان نامه کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی ممدانی با پسخورد جریان و پیشخورد سرعت مطلوب برای کنترل بازوی ربات پیوما که توسط موتورهای الکتریکی جریان مستقیم مغناطیس دائم بدون سیستم انتقال چرخ دنده‌ای تحریک می‌شدند طراحی شد. مزیت بازوی ربات با رانش مستقیم، حذف انعطاف، خلاصی و پس زنی چرخ دنده، کاهش اصطکاک، کاهش اینرسی و افزایش قابلیت اطمینان، می‌باشد ولی اثرات دینامیکی ربات روی موتورهای افزایش می‌یابد. ربات سیستم کاملاً غیرخطی، دارای عدم قطعیت و چند متغیره می‌باشد، در حالتی که موتور بار زیادی تحمل می‌کند برای تولید گشتاور لازم، جریان بیشتری نیاز خواهد داشت. در این حالت می‌توان از پسخورد جریان در سیستم کنترل استفاده کرد. برای کنترل ربات، کنترل‌کننده فازی که کاملاً آزاد از مدل دینامیکی ربات بوده و به همه عدم قطعیت‌ها غلبه می‌کند بکار گرفته شد. ورودی‌های کنترل‌کننده فازی، سیگنال خطا و مشتق آن در نظر گرفته شد. برای بررسی پایداری و تحلیل عملکرد سیستم کنترل فازی نیاز به استفاده از تمام متغیرهای حالت است. از آنجا که متغیرهای حالت ربات، جریان موتورهای موقعیت و سرعت مفاصل می‌باشد، برای بهبود عملکرد کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی، طرح جدید کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی ممدانی با پسخورد جریان و پیشخورد سرعت مطلوب استفاده شد. در این روش کنترل، راهبرد کنترل ولتاژ که باعث سادگی، سریع بودن، مقاوم بودن کنترل و آزاد بودن از مدل دینامیکی ربات می‌شود، بکار گرفته شد. به علت جلوگیری از افزایش تعداد قواعد فازی که با افزایش تعداد ورودی بصورت نمایی رشد می‌یابد و باعث افزایش زمان و حجم محاسبات و کندی سیستم کنترل می‌شود، پسخورد جریان بعنوان ورودی کنترل‌کننده فازی نبوده، بلکه بعنوان پسخوردی که ولتاژ موتور را تقویت‌کند در نظر گرفته شد. با بکار بردن این روش مقادیر خطای ردگیری در مقایسه با کنترل‌کننده فازی تناسبی - مشتقی به طور قابل توجهی کاهش پیدا کرده و پایداری سیستم کنترل بدلیل استفاده از تمام متغیرهای حالت تضمین شده است.

۶-۲- پیشنهادها:

برای بهینه کردن سیستم کنترل می‌توان از روش‌های کنترل دیگر، همچون کنترل فازی تطبیقی با پس‌خورد جریان استفاده کرد.

پیوست ۱

Syms : $q_1 \ q_2 \ q_3 \ \dot{q}_1 \ \dot{q}_2 \ \dot{q}_3 \ \dot{q}_w1 \ \dot{q}_w2 \ \dot{q}_w3 \ d_1 \ d_2 \ d_3 \ L_1 \ L_2 \ L_3$
 $a_{i1} \ a_{i2} \ a_{i3} \ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 \ m_1 \ m_2 \ m_3 \ I_1 \ I_2 \ I_3 \ L_{c1} \ L_{c2} \ L_{c3} \ \text{real}$

%-----transformation matrix-----

```
T10=[cos(q1) -sin(q1)*cos(alfa1) sin(q1)*sin(alfa1) ai1*cos(q1)
      sin(q1) cos(q1)*cos(alfa1) -cos(q1)*sin(alfa1) ai1*sin(q1)
      0 sin(alfa1) cos(alfa1) di1
      0 0 0 1];
```

```
T21=[cos(q2) -sin(q2)*cos(alfa2) sin(q2)*sin(alfa2) ai2*cos(q2)
      sin(q2) cos(q2)*cos(alfa2) -cos(q2)*sin(alfa2) ai2*sin(q2)
      0 sin(alfa2) cos(alfa2) di2
      0 0 0 1];
```

```
T32=[cos(q3) -sin(q3)*cos(alfa3) sin(q3)*sin(alfa3) ai3*cos(q3)
      sin(q3) cos(q3)*cos(alfa3) -cos(q3)*sin(alfa3) ai3*sin(q3)
      0 sin(alfa3) cos(alfa3) di3
      0 0 0 1];
```

```
T20=T10*T21;
```

```
T30=T10*T21*T32;
```

%-----revolution and transition matrix-----

```
R10=T10(1:3,1:3);
```

```
R20=T20(1:3,1:3);
```

```
R30=T30(1:3,1:3);
```

```
d10=T10(1:3,4);
```

```
d20=T20(1:3,4);
```

```
d30=T30(1:3,4);
```

%----- $Z_{i-1} = R_{i-10} * K$ & $K = [0;0;1]$ -----

```
K=[0;0;1];
```

```
Z0=K;
```

```
Z1=R10*K;
```

```
Z2=R20*K;
```

```

dc1=[-(Lc1); 0; 0];
dc2=[-(Lc2); 0; 0];
dc3=[-(Lc3);0;0];
dc10=d10+R10*dc1;
dc20=d20+R20*dc2;
dc30=d30+R30*dc3;

%-----jacobian-----

a=cross(Z0,dc10);
b=cross(Z0,dc20);
c=cross(Z1,dc20-d10);
d=cross(Z0,dc30);
e=cross(Z1,dc30-d10);
f=cross(Z2,dc30-d20);

ss=[0;0;0];

JVc1=[a ss ss];
JVc2=[b c ss];
JVc3=[d e f];

JW1=[Z0 ss ss];
JW2=[Z0 Z1 ss];
JW3=[Z0 Z1 Z2];

%----- inertia matrix-----

D=m1*(JVc1')*JVc1+m2*(JVc2')*JVc2+m3*(JVc3')*JVc3+(JW1')*R10*I1*(R10')*J
W1+(JW2')*R20*I2*(R20')*JW2+(JW3')*R30*I3*(R30')*JW3;

A1=(D(1,1));

```

```

A2=(D(1,2));
A3=(D(1,3));
A4=(D(2,1));
A5=(D(2,2));
A6=(D(2,3));
A7=(D(3,1));
A8=(D(3,2));
A9=(D(3,3));

D=[A1 A2 A3;A4 A5 A6;A7 A8 A9];

%----- inertia matrix differential one-----

DiffDq=[DIFFDq1;DIFFDq2 ;DIFFDq3];

Ddot=(DIFFDq1.*qdot1)+(DIFFDq2.*qdot2)+(DIFFDq3.*qdot3);

%-----Kinetic energy-----

K=(1/2)*[qdot1 qdot2 qdot3]*D*[qdot1;qdot2;qdot3];

K=simple(K);

diffK=[diff(K,q1);diff(K,q2);diff(K,q3)];

diffK=simple(diffK);

%----- gravity acceleration-----

G=[0;0;9.81];

%-----potential energy-----

V=(m1*G'*dc10)+(m2*G'*dc20)+(m3*G'*dc30);

A=diff(V,q1);

B=diff(V,q2);

C=diff(V,q3);

```

diffV=[A;B;C];

H=Ddot*[qdot1;qdot2;qdot3]-diffK+diffV;

%-----total equation-----

oo = -0.5*[[qdot1 qdot2 qdot3]* DIFFDq1*[qdot1;qdot2;qdot3];[qdot1 qdot2 qdot3]*
DIFFDq2*[qdot1;qdot2;qdot3];[qdot1,qdot2,qdot3]* DIFFDq3*[qdot1;qdot2;qdot3]];

Cqdot=Ddot*[qdot1;qdot2;qdot3]- oo

tetawdot= inv(Jm+D)*(-Bm*qdot-Cqdot-r*g+Km*Ia);

Iadot= -1*inv(L)*(Kb*qdot+R*Ia)+inv(L)*(v);

TAW=D*[qwdot1;qwdot2;qwdot3]+H;

مراجع

- [۱] ذاکرزاده م، (۱۳۸۳)، پایان نامه کارشناسی ارشد: "طراحی، تحلیل سینماتیکی و دینامیکی، بهینه سازی و ساخت یک ربات"، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی شریف.
- [2] M.W.,Spong ,Hutchinson, S. Vidyasagar, M.(2006),” Robot Modeling and Control”, Vol .1.
- [3] F.Aghili and M. Buehler,J.M.Hollerbach(1997)”Dynamics and Control of Direct Drive Robots with positive joint torque feedback”,*IEEE Int.Conf.Robotics Automation (ICRA), Albuquerque,NM Vol.2, pp .1156 – 1161.*
- [۴] سلیمی خلیق ی، (۱۳۸۸)، پایان نامه کارشناسی ارشد: " کنترل تطبیقی و مقاوم ربات با در نظر گرفتن دینامیک محرکه ها"، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شریف.
- [5] S.Y.Yi and M. J .chung, (1997)“A Robust Fuzzy Logic Controller for Robot Manipulators With Uncertainties”, *IEEE Transactions on Systems, Vol.27, no.4, pp.706-713.*
- [6] R.Lozano and B.Brogliato,(1992)”Adaptive Control of Robot Manipulators with Flexible Joints”,*IEEE Transactions on automatic control, Vol.37, no.2, pp174-181.*
- [7] J.Y.s.Luh,M.W.Walker and R.P.C.Paul(1980),” Resolved-acceleration control of mechanical manipulators,” ,*IEEE Trans.Auto.control,Vol.25, no.3, pp468-478.*
- [8] E.Gilbert and I.ha(1984),”An approach to nonlinear feedback control with application to robotics”,*IEEE Trans.Syst.man and Cybern,Vol.14,no.6,pp1628-1631*
- [9] X.Wang and L.K.Chen(1989),”Proving the uniform boundness of some commonly used control schemes for robots”,*IEEE Conference on Robotics and Automation, Vol.3, pp1491-1496.*
- [۱۰] دکتر علی خاکی صدیق،(۱۳۹۰)، "تحلیل و طراحی سیستم های کنترل چند متغیره" جلد اول، چاپ اول، خواجه نصیرالدین طوسی
- [11] S.Kawamura,F.Miyazaki,and S.Arimoto(1988),” Is a local linear PD feedback control law effective for trajectory tracking of robot motion”, *IEEE Conference on Robotics and Automation, Vol.3, pp.1335-1340.*
- [12] D.E.Koditschek(1987)”Quadratic lyapunov functions for mechanical systems”*,IEEE conference on Robotics and Automation,Vol.6, pp1-6.*

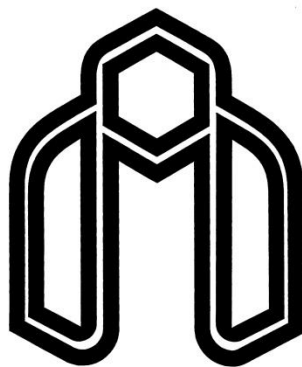
- [13] Mark W. Spong,(1992)'' On the Robust Control of Robot Manipulators'', *IEEE Transactions on automatic Control*,Vol. 37, no.11, pp 1782-1786.
- [14] Rogelio Lozano and Bernard Brogliato,(1992)'' Adaptive Control of Robot Manipulators with Flexible Joints'',*IEEE Transactions on automatic Control*,Vol.37, no.2, pp174-181.
- [15] Sourav Banerjee, Peng Yung Woo.(2000)''Fuzzy Logic Control of Robot Manipulator'',*IEEE T Transaction on Fuzzy systems*,Vol.8,no.4,pp 462-468.
- [16] K.S.Narendra and A.M.Annaswamy(1989)''stable Adaptive System''Prentice Hall,Englewood Cliffs.
- [17] W.S.Lee,B.d.o.Anderson,R.L.Kosut and I.M.Y. Mareels(1993)''A new approach to adaptive robust control''*Adaptive and signal processing*,Vol.7, pp183-211.
- [18] Y.H.Chen(1986)''On the deterministic performance of uncertain dynamic system'', *J.of. control*,Vol.43, no.5, pp1557-79.
- [19] L.Cai and G. song(1993)''A smooth robust nonlinear controller of robot manipulator with joint stick-slip friction'',*IEEE international conference on robotic and automation*,Vol.3, pp 499-454.
- [20] L.Cai and G.song(1994)''Joint stick-slip friction compensation of robot manipulators by using smooth robust controller'',*IEEE international conference on robotic and automation*,Vol.11, no.6, pp 451-470.
- [21] D.M Dawson,Z. Qu and F,L.Lewis(1992)''Hybrid adaptive-robust control for a robot manipulator'',*adaptive Control and Signal processing*,Vol.6, pp537-545.
- [22] G.song,L.cai and A.Abdalla(1994)''Interactive adaptive-robust tracking control of robot manipulators'',*IEEE Regional NY/NJ control conference*,Vol.3 ,pp 5-9.
- [23] Nurkan Yagiz, Yuksel Hacıoglu,(2009) :'' Robust Control of a Spatial Robot using Fuzzy sliding Modes'',*Mathematical and Computational Application*,Vol.49, no.1-2 ,pp. 114-127.
- [24] M.M.Fatch, (2010)''Robust Fuzzy Control of electrical manipulators'',*Intelligent and Robotic Systems*,Vol.60, no.3-4,pp415-434.
- [25] M.M.Fateh(2006):''Variable Structure Slip Control for Grasping Objects''*Proceedings of the 2nd WSEAS International Conference on Dynamical Systems and Control, Bucharest, Romania*.
- [26] J. Velagic,A. Aksamovic,(2005)'' Fuzzy Logic System for Position Control and Current Stabilization of a Robot Manipulator'',*IEEE*,Vol.1, pp 334 - 337.

- [27] Zuoshi Song, Jianqiang Yi, Dongbin Zhao, Xinchun Li,(2005)''A computed torque controller for uncertain robotic manipulator systems: Fuzzy approach'',*Fuzzy Sets and Systems*,Vol.154 ,pp 208–226.
- [28] Fateh, M.M.(2012)''Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy'',*Nonlinear Dyn*,Vol.70, pp1919–1930.
- [29] Ha Quang Thinh Ngo, Jin-Ho Shin,Won-Ho Kim,(2008)''Fuzzy Sliding Mode Control for a Robot Manipulator'', *Artificial Life and Robotics* Vol.13,no.1, pp 124-128.
- [30] G.Calcev,(1998)''Some Remarks on the Stability of Mamdani Fuzzy Control Systems'', *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*,Vol. 6,no.3, pp.436 – 442.
- [31] M.M.Fateh,(2010)''Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model'',*Nonlinear Dyn*,61,pp655–666.
- [32] S.Torres,J.A.Mendez,L.Acosta, and V.M.Becerra,(2007) ''On improving the performance in robust controllers for robot manipulators with parametric disturbances'', *Control Engineering Practice*,Vol.15, pp 552-566.
- [33] C.S.Chui,K.Y.Lian, and T.C.Wu,(2004)"Robust adaptive motion/force tracking control design for uncertain constrained robot manipulators," *Automatica*,Vol.44, pp 2111-2111.
- [34] Y.Tang,F.Sun,and Z.Sun,(2006)''Neural network control of flexible-link manipulators using sliding mode'', *Neurocomputing*,Vol.24, pp.299-215.
- [35] S.Purwar,I.N.Kar,and A.N.Jha,(2005)''Adaptive control of robot manipulators using fuzzy logic systems under actuator constraints'',*Fuzzy Sets and Systems*, Vol.152, pp 651-664.
- [36] Fateh,M.M.,(2008).''On the voltage-based control of robot manipulators'', *International Journal of Control, Automation, and Systems*,Vol.6, no.5, pp 702-712.
- [37] R.Kelly ,V.Santibiflez,and H.Berghuis,(1997)''point to point robot control under actuator constraints'', *Control Engineering Practice*,Vol.5, no.1, pp.1555-1562.
- [38] Li-Xin Wang (1997)''A Course in Fuzzy Systems and Control''Prentice-Hall International,

Abstract

Robotic manipulators driven by electric motors without using gears are called direct drive robots. These robots show a better performance due to eliminating backlash, compliance and friction caused by gear transmissions. Dynamics of manipulator is very complicated, extensively computational and uncertain. On the other hand, fuzzy control can play an important role because of having knowledge based rules. It can be easily designed for systems with an unknown structure. In this thesis, a fuzzy Proportional - Derivative control is designed for a Puma robot arm. The robot is driven by permanent magnet dc electric motors for tracking position of a desired trajectory. Studies show that fuzzy controller is successful in controlling the nonlinear behavior and overcoming uncertainty. However, to ensure stability and provide good performance require the use of all state variables. Computational burden due to the large number of inputs and fuzzy laws will be greatly increased, thus makes it difficult to implement the control. This thesis presents a new control scheme to reduce the computational burden and improves the performance of fuzzy control system. The proposed controller consists of a fuzzy proportional-derivative control based on voltage control strategy with compensated current and feed-forward of the desired joint speed. Stability of control system is guaranteed. Mathematical analysis and simulation results show that the effectiveness of the proposed approach. In addition, its performance is better than the performance of fuzzy proportional- derivative control.

Keywords: Fuzzy control, Robot manipulator, Compensated current, Voltage control strategy



Shahrood University of Technology
Faculty of Mechanical Engineering

**Fuzzy position control of robot manipulator
driven by electric motors using voltage control
strategy**

Hamidreza Parsinezhad

Supervisors

Dr. M. M. Fateh

Date: jan 2013