

به نام خدا



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل فازی بازوی رباتیک بر مبنای پایداری تضمینی

نگارنده: مارال گودرزی

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

بهمن ماه ۱۳۹۶



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

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای مارال گودرزی با شماره

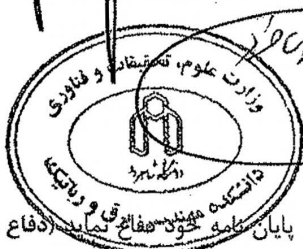
دانشجویی ۹۴۱۵۴۱۴ رشته مهندسی برق-کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: طراحی کنترل فازی بازوی

رباتیک بر مبنای پایداری تضمینی که در تاریخ ۱۳۹۶/۱۱/۱۱ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی

شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

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

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	رتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	دکتر محمد علی کاتح	استاد	
۲- استاد راهنمای دوم	_____	_____	_____
۳- استاد مشاور	_____	_____	_____
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	دکتر محمد هادی زارعی	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	دکتر ملی زارعی	دانشیار	
۶- استاد ممتحن دوم	دکتر علی رضا زارعی	دانشیار	



نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده: دکتر علی رضا زارعی
تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

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

تقدیم به

مادر فداکار و پدر عزیزم

از الطاف بی‌کران خدا سپاسگزارم

از کرامت وجود استاد فرزانه و فرهیخته پروفسور محمدمهدی فاتح برای زحمات
گرانقدرشان

از اساتید دانشکده مهندسی برق به ویژه اساتید پرمایه گروه برق-کنترل
از اساتید و دوستان عزیزی که علمشان را بی‌منت می‌بخشند

و...

بهترین‌های زندگی‌م

مادر و پدر فداکار و عزیزم که مایه هستی‌ام بودند

دوستان همیشه همراهم

از صمیم قلب سپاسگزارم

تعهد نامه

اینجانب **مارال گودرزی** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **مهندسی برق کنترل** دانشکده **مهندسی برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **طراحی کنترل فازی بازوی رباتیک بر مبنای پایداری تضمینی تحت راهنمایی دکتر محمد مهدی فاتح** متعهد میشوم

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

تاریخ

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده:

این پایان نامه به کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی ربات های الکتریکی می پردازد و روشی جدید مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می دهد. برای تخمین عدم قطعیت ناشی از اغتشاش خارجی، دینامیک های مدل نشده و عدم قطعیت پارامتری از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ بر مبنای روش حالت لغزشی استفاده می شود و پایداری سیستم کنترل را تضمین می کند. تطبیقی کردن روش فازی توانایی مقابله بر عدم قطعیت پارامتری را بهبود می دهد. قوانین تطبیق سیستم فازی با استفاده از اثبات پایداری سیستم به دست خواهند آمد. سیستم مورد مطالعه یک بازوی ماهر دو-رابط است که با استفاده از موتورهای جریان مستقیم مغناطیس دائم مجهز به چرخ دنده به حرکت درمی آید. اغتشاش خارجی و خطای تقریب سیستم فازی محدود در نظر گرفته می شود. متغیرهای حالت در دسترس می باشند و مسیر تا مرتبه مورد نیاز مشتق پذیر است. نتایج شبیه سازی بیانگر برتری کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی نسبت به کنترل فازی مقاوم است.

کلمات کلیدی: راهبرد کنترل ولتاژ، تخمین عدم قطعیت، کنترل فازی تطبیقی، کنترل حالت لغزشی،

بازوی ربات

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه.....	۱
۱-۱- مرور کارهای گذشته.....	۲
۲-۱- اهداف تحقیق.....	۷
۳-۱- ساختار پایان نامه.....	۷
فصل دوم: مدلسازی ریاضی بازوهای ماهر مکانیکی.....	۹
۱-۲- مقدمه.....	۱۰
۲-۲- مدلسازی سینماتیکی.....	۱۰
۱-۲-۲- سینماتیک مستقیم.....	۱۰
۲-۲-۲- سینماتیک سرعت و ماتریس ژاکوبین.....	۱۱
۳-۲- مدلسازی دینامیکی.....	۱۲
۴-۲- مدل ربات دو-رابط.....	۱۲
فصل سوم: راهبرد کنترل ولتاژ.....	۱۵
۱-۳- مقدمه.....	۱۶
۲-۳- معادلات حرکت سیستم رباتیک.....	۱۷
۳-۳- طراحی کنترل کننده با راهبرد کنترل ولتاژ.....	۱۹
۴-۳- شبیه سازی سیستم کنترل.....	۲۰
فصل چهارم: مروری بر سیستمهای فازی و کنترل فازی.....	۲۳

- ۴-۱- سیستمهای فازی.....۲۴
- ۴-۲- مقایسه دو سیستم فازی با موتور استنتاج ممدانی و سیستم تاکاگی-سوگنو-کانگ...۲۶
- ۴-۳- کنترل کننده های فازی.....۲۸
- ۴-۳-۱- کنترل حالت لغزشی.....۲۸
- ۴-۳-۲- کنترل فازی حالت لغزشی.....۳۱
- ۴-۳-۳- کنترل فازی تطبیقی.....۳۲
- ۴-۳-۳-۱- کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم.....۳۳
- ۴-۳-۳-۲- کنترل فازی تطبیقی مستقیم.....۳۷
- فصل پنجم: کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی بازوی ربات.....۴۱
- ۵-۱- مقدمه.....۴۲
- ۵-۲- طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی حالت لغزشی با سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ.....۴۲
- ۵-۳- شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات.....۴۸
- ۵-۳-۱- بررسی عملکرد کنترل کننده در ردگیری مسیر مطلوب.....۴۹
- ۵-۳-۲- بررسی عملکرد کنترل کننده در تنظیم.....۵۴
- ۵-۴- مقایسه روش پیشنهادی با روش فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو.....۵۸
- فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات.....۶۳
- ۶-۱- نتیجه گیری.....۶۴
- ۶-۲- پیشنهادها.....۶۴
- فهرست منابع.....۶۵

فهرست اشکال

- شکل ۱-۲ ربات دو-رابط..... ۱۴
- شکل ۱-۳ دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات..... ۱۷
- شکل ۲-۳ دیاگرام موتور مغناطیس دائم جریان مستقیم [۴۶]..... ۲۰
- شکل ۳-۳ سیستم کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ [۴۶]..... ۲۱
- شکل ۴-۳ سیستم کنترل موتور [۴۶]..... ۲۱
- شکل ۵-۳ خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ..... ۲۲
- شکل ۶-۳ ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ..... ۲۲
- شکل ۱-۴ ساختار اصلی سیستمهای فازی تطبیقی..... ۳۹
- شکل ۱-۵ توابع تعلق ورودی سیستم فازی..... ۴۵
- شکل ۲-۵ مسیر مطلوب..... ۴۹
- شکل ۳-۵ اغتشاش خارجی..... ۵۰
- شکل ۴-۵ خطای ردگیری کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش..... ۵۰
- شکل ۵-۵ ولتاژ موتور برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش..... ۵۱
- شکل ۶-۵ جریان موتور برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش..... ۵۱
- شکل ۷-۵ نمودار ضرایب C0 کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری..... ۵۲
- شکل ۸-۵ نمودار ضرایب C1 کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری..... ۵۲

- شکل ۵-۹ نمودار ضرایب C2 کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری.....۵۳
- شکل ۵-۱۰ نمودار همگرایی $\hat{\rho}$ کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش.....۵۳
- شکل ۵-۱۱ خطای تنظیم برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش.....۵۴
- شکل ۵-۱۲ ولتاژ موتور حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش.....۵۵
- شکل ۵-۱۳ جریان موتور حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش.....۵۵
- شکل ۵-۱۴ نمودار ضرایب C0 حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش.....۵۶
- شکل ۵-۱۵ نمودار ضرایب C1 حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش.....۵۶
- شکل ۵-۱۶ نمودار ضرایب C2 حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش.....۵۷
- شکل ۵-۱۷ نمودار همگرایی موقعیت موتور کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در تنظیم.....۵۷
- شکل ۵-۱۸ خطای ردگیری کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش.....۵۹
- شکل ۵-۱۹ ولتاژ موتور کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش در ردگیری.....۶۰
- شکل ۵-۲۰ جریان موتور کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش در ردگیری.....۶۰
- شکل ۵-۲۱ مقایسه انتگرال نرم خطا در کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با فازی مقاوم.....۶۱

فهرست جداول

- جدول ۱-۲ جدول دناویت هارتنبرگ برای ربات دو-رابط..... ۱۱
- جدول ۲-۲ پارامترهای دینامیکی ربات دو-رابط..... ۱۳
- جدول ۱-۳ پارامترهای موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم..... ۲۱
- جدول ۱-۵ پارامترهای موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم ۴۸
- جدول ۳-۵ قوانین فازی کنترل کننده فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو..... ۵۸

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مرور کارهای گذشته

امروزه ربات‌ها که دستاورد فناوری نوین می‌باشند نقش مهمی در زندگی انسان‌ها بازی می‌کنند. از آنجاکه این دستگاه‌ها قابلیت برنامه‌ریزی و کنترل دارند کارهای حساس و ظریف را سریع‌تر و دقیق‌تر از انسان انجام می‌دهند و قادر به انجام کار در محیط‌هایی هستند که انسان به لحاظ بیولوژیکی تحمل انجام کار در آن محیط‌ها را ندارد. مثل محیط‌های غیربهداشتی و سمی و محیط‌های صنعتی، هوای خیلی گرم و سرد. همچنین استفاده از این تجهیزات در صنعت باعث بهبود کیفیت و صرفه‌جویی اقتصادی شده است که توجه صنعتگران و محققان را به طراحی سیستم‌های کنترل ربات با دقت و سرعت بالا و هزینه پایین‌تر جلب کرده است.

روش‌های بسیاری برای کنترل ربات ارائه شده است که از جمله می‌توان به خطی سازی پس‌خوردی [۲ و ۱] به‌عنوان معروف‌ترین روش مبتنی بر مدل، کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم [۳-۷] به‌منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها، کنترل حالت لغزشی به‌عنوان یک روش مقاوم [۱] و روش‌های کنترل هوشمند نظیر کنترل فازی [۸] و کنترل عصبی [۹] و روش‌های کنترلی ترکیبی نظیر فازی تطبیقی حالت لغزشی [۱۰] اشاره کرد.

بسیاری از روش‌های کنترل ربات روش‌های مبتنی بر مدل هستند و باید شناخت دقیقی از مدل سیستم داشت این مهم به دلیل دینامیک‌های تکرار نشدنی مثل اصطکاک و یا تغییر پارامترهای سیستم باگذشت زمان، یا دینامیک‌هایی که شناختی از آن‌ها نداریم (دینامیک‌های مدل نشده) و اغتشاش وارده به سیستم که به‌طور کلی عدم قطعیت نامیده می‌شوند با سختی مواجه هستند. از آنجاکه سیستم ربات یک سیستم غیرخطی چند متغیره با تزویج و نامعینی است بنابراین کنترل آن مشکل هست که جهت کنترل این سیستم پیچیده روش‌های کنترل مجزا سازی^۱، مطرح شده است [۱۱]. خطی سازی فیدبکی

یکی از این روش‌هاست که دینامیک غیرخطی ربات را به چند معادله دینامیکی خطی مرتبه دوم تبدیل می‌کند. این روش به روش کنترل گشتاور معروف است.

از آنجا که روش خطی سازی پس‌خوردی روش مبتنی بر مدل است و مدل‌سازی، چه در اثر گذشت زمان و تغییر پارامترها و چه در اثر عدم دانش کافی در مدل کردن دینامیکی و چه در اثر اغتشاشات خارجی، همواره با عدم قطعیت روبرو است محققان جهت مقاوم کردن این روش در برابر عدم قطعیت‌ها حسب مورد کنترل تطبیقی، کنترل حالت لغزشی، کنترل غیرخطی مقاوم و کنترل فازی را ابداع کرده‌اند. در سیستم ربات با پارامترهای ثابت ولی نامعلوم استفاده از کنترل تطبیقی راهگشاست. اگر این پارامترها با یک روش تطبیق تنظیم نشوند، باعث کاهش دقت و افت عملکرد مطلوب و یا ناپایداری در سیستم کنترل می‌گردد [۲]. ایده اصلی در کنترل تطبیقی این است که پارامترهای ثابت ولی نامعلوم سیستم بر اساس سیگنال‌های اندازه‌گیری شده به‌صورت بهنگام تخمین زده می‌شوند و در انجام محاسبات ورودی کنترل از پارامترهای تخمین زده‌شده استفاده می‌شود [۲]. کنترل تطبیقی به دو روش تطبیقی مدل مرجع و تطبیقی خودتنظیم انجام می‌گیرد و نکته مهم در مورد این روش این است که تحریک پایا^۲ بودن سیگنال‌های تحریک ورودی برای شناسایی پارامترهای سیستم ضروری است [۱۲]. همچنین روش دیگری از کنترل تطبیقی ربات با جبران‌کننده فازی برای غلبه بر عدم قطعیت پارامتری مطرح شده است [۱۳]. کنترل مقاوم روش دیگری برای غلبه بر عدم قطعیت است که برای کنترل ربات‌های صنعتی بکار گرفته شده است. قوانین کنترل مقاوم با استفاده از روش لیاپانوف تحلیل می‌شوند. کارهای ارزشمند بسیاری در زمینه‌ی کنترل مقاوم در فضای مفصلی [۵،۳] و در فضای کار ربات [۱۵،۱۴] ارائه شده است.

این روش قابلیت غلبه بر انواع عدم قطعیت را دارد. اما دانستن حدود عدم قطعیت در این روش شرط لازم است. اگر حدود عدم قطعیت بزرگ‌تر از مقدار واقعی باشد، ممکن است اندازه سیگنال کنترل

بیشتر از مقدار مجاز آن شود که در این صورت پدیده اشباع رخ خواهد داد و کنترل کننده قادر به کنترل سیستم نخواهد بود. علاوه بر این، اگر دامنه سیگنال کنترل بیش از حد مجاز باشد، ممکن است به سیستم آسیب برساند، همچنین پدیده لرزش سیگنال کنترل نیز تقویت می‌شود. از طرف دیگر، اگر حدود عدم قطعیت کمتر از مقدار واقعی باشد، خطای ردگیری زیاد می‌شود و ممکن است منجر به ناپایداری سیستم کنترل شود [۱۶-۱۸].

روش کنترل غیرخطی مقاوم بازوهای رباتیک [۱۹-۲۱] نیز روش‌های سودمند دیگری برای بهبود عملکرد خطی سازی فیدبکی جهت غلبه بر عدم قطعیت هست. در این روش یک مدل نامی برای سیستم توسط طراح تخمین زده می‌شود و یک جمله به قانون کنترل خطی سازی فیدبکی برای جبران عدم قطعیت اضافه می‌شود. در مقایسه با روش تطبیقی این روش علاوه بر عدم قطعیت پارامتری بر عدم قطعیت ناشی از دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی هم غلبه می‌کند.

یک روش کنترل مقاوم در برابر خطای مدل (عدم قطعیت‌های پارامتری) و اغتشاش خارجی روش کنترل مبتنی بر روش کنترل حالت لغزشی است [۲۲] که باعث سرعت در پاسخ دینامیکی و سادگی محاسباتی می‌شود اما به دلیل استفاده از تابع علامت در مقاوم کردن سیگنال ورودی با پدیده لرزش مواجه است که باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده سیستم در فرکانس‌های بالا، عملکرد نامطلوب سیستم و فرسودگی قطعات می‌شود. برای حل این مشکل الگوریتم‌های هموارسازی همچون لایه مرزی و الگوریتم‌های تطبیقی کاهش لرزش سیگنال کنترل پیشنهاد شده است [۲۳].

ترکیب کنترل تطبیقی و مقاوم از مزایای هر دو نوع کنترل کننده برخوردار خواهد بود [۲۴]. یک روش دیگر، روش کنترل مقاوم پس گام هست که این روش بر اساس فیدبک‌های بازگشتی از حالت‌های سیستم هست طوری که پایداری سیستم حلقه بسته حفظ شود. در این روش نیز مثل هر روش مقاوم دیگر احتیاج به معلوم کردن کران عدم قطعیت است [۲۵].

در سال‌های اخیر کنترل هوشمند با ظهور منطق فازی و شبکه‌های عصبی تحول شگرفی در مهندسی کنترل ایجاد کرده است.

قوانین فازی دانش و تجربه کارشناسان خبره را به صورت زبانی بیان می کنند. از این رو بر کنترل کلاسیک برتری دارد [۸]. کنترل فازی یک روش مستقل از مدل هست. برای همین می توان از آن برای تخمین و توصیف سیستم هایی که مدل ریاضی دقیقی از آن ها نداریم استفاده کرد [۲۶،۲۷].

کنترل تطبیقی به دودسته کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم تقسیم می شود. کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم مبتنی بر دانش سیستمی است و قوانین فازی را برای تخمین مدل سیستم بکار می گیرد [۲۸-۲۹]. کنترل تطبیقی مستقیم مبتنی بر دانش کنترلی است و دانش انسان را در به کارگیری قوانین کنترل استفاده می کند [۳۰-۳۱]. علاوه بر این ترکیب دو روش هم عملکرد بهتری ارائه می دهد [۳۲]. کنترل فازی معمولی پیاده سازی ساده تری دارد اما احتیاج زیادی به قواعد کارشناسان خبره دارد. در بیشتر موارد کنترل کننده های فازی برای سیستم به صورت جعبه سیاه بکار گرفته می شود و حالت سعی و خطا دارد [۳۳]. کنترل مقاوم فازی ربات به کمک روش مستقیم لیاپانوف ارائه شده که از نوع فازی تاکاگی-سوگنو با یک ساختار ساده هست [۳۴].

از ویژگی های اساسی سیستم های فازی این است که سیستم های فازی به عنوان تقریب گر عمومی برای هر سیستم غیرخطی همراه با عدم قطعیت بکار می روند. به همین دلیل در بسیاری از روش های کنترلی از این خاصیت سیستم های فازی استفاده شده است [۳۵-۳۶]. همچنین این قابلیت سیستم های فازی، بیشتر در کنترل کننده های تطبیقی بکار گرفته شده است. کنترل کننده های فازی تطبیقی با بهره گیری از قابلیت های سیستم های فازی و کنترل کننده های تطبیقی به خوبی از عهده کنترل ردگیری ربات ها با دقت و سرعت مناسب برمی آیند. استفاده از روش مستقیم لیاپانوف در طراحی این کنترل کننده ها مرسوم است. علاوه بر ترکیب روش فازی با کنترل تطبیقی روش های دیگر نیز در پیشنهاد قانون کنترل و اثبات پایداری بکار گرفته شده است. دو روش مقاوم فازی و حالت لغزشی در پیشنهاد قانون کنترل [۳۷-۳۹] بسیار استفاده شده است. به عنوان مثال کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی [۱۰] اشاره بر این موضوع دارد. از آنجا که روش حالت لغزشی یک رهیافت قدرتمند در تضمین پایداری سیستم است در طراحی قانون کنترل از آن استفاده شده است و به منظور جبران خطای ناشی

از عدم قطعیت پارامتری از روش فازی تطبیقی استفاده کرده است. اما خطای ردگیری قابل ملاحظه و پیچیدگی قانون کنترل ایراد کار است. در [۵۶] کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی در فضای کار آمده است که محاسبه ماتریس ژاکوبین در فضای کار حجم محاسبات را بالا می‌برد.

شبکه عصبی یک ایده کنترل غیرخطی و هوشمند مستقل از مدل هست. در [۴۰-۴۳] قابلیت این شبکه‌ها در زمینه کنترل ربات آورده شده است. دقت این سیستم‌ها به نحوه آموزش نرون‌ها در شبکه مربوط می‌شود و از آموزش‌های تکراری برای تنظیم پارامترهای دینامیک‌های سیستم‌های پیچیده استفاده می‌شود. همچنین اخیراً کنترل عصبی فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ [۴۴] و کنترل عصبی فازی تطبیقی [۴۵] مورد توجه قرار گرفته است. این روش‌ها پایداری و همگرایی خطای ردگیری را تضمین می‌کنند اما با افزایش تعداد ورودی‌های سیستم فازی تعداد قوانین فازی به‌طور نمایی افزایش یافته و مشکلات محاسباتی ایجاد می‌کند.

در اکثر روش‌های کنترل ربات کنترل‌کننده، گشتاور ورودی به مفاصل را محاسبه می‌کند با توجه به اینکه این گشتاور توسط محرک به سیستم اعمال می‌شود تحریک مناسب محرک‌ها برای ایجاد گشتاور مطلوب اهمیت پیدا می‌کند. همچنین برای پیاده‌سازی قانون کنترل احتیاج به سیگنال‌های پس‌خورد مثل پس‌خورد موقعیت، سرعت و شتاب است [۱۲] که این سیگنال‌ها آغشته به نویز حسگرها هستند و عملکرد سیستم کنترل را تضعیف می‌کنند. راهبرد کنترل ولتاژ [۴۶] برای کنترل غیرمتمرکز آزاد از مدل راه‌گشای این مشکلات شده است. اساس این روش به این صورت است که موتورهای الکتریکی به‌عنوان محرک مفاصل بازوها هستند و بازوی رباتیک به‌عنوان بار روی این موتورها است و توسط موتور به حرکت درمی‌آید. در واقع ورودی، ولتاژ موتور و خروجی، موقعیت زاویه‌ای موتور است. عملاً این راهبرد مستقل از دینامیک پیچیده و غیرخطی همراه با تزویج زیاد ربات هست [۴۶]. زیرا هم مدل موتور در مقایسه با مدل ربات بسیار ساده‌تر است و هم برای هر مفصل فقط موتور آن مفصل به‌طور مجزا از سایر موتورها کنترل می‌شود و این کار باعث مجزا سازی کامل، محاسبات کم و سرعت و دقت بالا می‌شود. گشتاور موردنیاز برای بازوی ربات به‌صورت گشتاور بار روی موتور در معادلات می‌آید و

برای پیاده‌سازی قانون کنترل فقط به پس‌خورد جریان موتور و موقعیت آن نیاز است که اندازه‌گیری آن‌ها به مراتب ساده‌تر از اندازه‌گیری سرعت و شتاب است.

کنترل ربات در فضای کار پیچیده‌تر از کنترل آن در فضای مفصلی هست زیرا در فضای کار به ماتریس ژاکوبین احتیاج داریم. بنابراین کنترل گشتاور ربات در فضای کار با پیچیدگی و محاسبات سنگین روبرو است [۴۷]. در [۴۸] با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ یک روش ساده برای جبران عدم قطعیت جهت کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است.

از قابلیت‌های راهبرد کنترل ولتاژ به‌کارگیری راحت آن با روش‌هایی از قبیل کنترل مقاوم [۴۹]، کنترل تطبیقی [۵۰] و کنترل فازی تاکاگی-سوگنو [۳۴] و کنترل با تأخیر زمانی [۵۱]، کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی در فضای کار [۵۶] هست.

۱-۲- اهداف تحقیق

با توجه به مزایای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، در این پایان‌نامه راهبرد کنترل ولتاژ را برای کنترل موقعیت بازوی ماهر دو-رابطی در فضای مفصلی انتخاب می‌کنیم. همچنین، به دلیل ویژگی تقریب عمومی سیستم‌های فازی، برای تخمین عدم قطعیت‌ها از سیستم‌های فازی سوگنو استفاده خواهیم کرد. طرح کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی را در چهارچوب راهبرد کنترل ولتاژ پیاده خواهیم نمود و با روش فازی مقاوم مقایسه خواهیم کرد.

۱-۳- ساختار پایان‌نامه

در فصل ۲ مروری اجمالی بر مدل‌سازی ربات آمده است. در فصل ۳ راهبرد کنترل ولتاژ و به‌کارگیری آن در بازوی ربات عنوان شده است. در فصل ۴ مروری بر کنترل فازی و کنترل فازی لغزشی و کنترل فازی تطبیقی ارائه شده است. در فصل ۵ کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی تاکاگی-سوگنو-کانگ بازوی

ربات با راهبرد کنترل ولتاژ بیان شده است و در پایان با کنترل فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو-کانگ مقایسه شده است.

فصل دوم

مدل سازی ریاضی بازوهای ربات

۲-۱- مقدمه

در این فصل به طور خلاصه به ارائه مدل بازوی ماهر دو-رابط طبق مدل سازی ریاضی بازوهای ربات می پردازیم [۱]. مدل سازی ربات ها شامل دو بخش مدل سازی سینماتیکی و مدل سازی دینامیکی است. در مدل سازی سینماتیکی روابط مربوط به حرکت ربات را بدون در نظر گرفتن نیروهای وارده به سیستم به دست می آورند. در مدل سازی سینماتیکی مهم ترین گام تشکیل جدول دناویت-هارتنبِrg است. این الگوریتم روشی منظم برای انجام سینماتیک مستقیم ارائه می کند. مدل سازی دینامیکی به دو روش فرمول بندی نیوتن-اولر که از قانون دوم نیوتن در حرکت برای توصیف سیستم های دینامیکی استفاده می کند و فرمول بندی لاگرانژی که بر اساس قضیه کار و انرژی، دینامیک سیستم را توصیف می کند، انجام می شود.

۲-۲- مدل سازی سینماتیکی

۲-۲-۱- سینماتیک مستقیم

مفاصل ربات ها به دو نوع کشویی و لولایی تقسیم می شوند. مفصل لولایی (که به اختصار با R نمایش داده می شود) امکان چرخش نسبی بین دو رابط را فراهم می آورد. مفصل کشویی (که با نماد P نشان داده می شود) اجازه حرکت نسبی طولی بین دو رابط را می دهد. با توجه به چگونگی ترتیب مفاصل ربات ها، پیکربندی های مختلفی از آن ها وجود دارد. پیکربندی های متداول عبارتند از: هنرمنند، استوانه ای، اسکارا، استنفورد و کروی. در این پایان نامه از ربات دو-رابط در سیستم کنترل استفاده شده است.

دستورالعمل دناویت-هارتنبِrg روشی منظم و منسجم برای مدل سازی سینماتیکی انواع ربات ها است. آنالیز سینماتیک مستقیم (تعیین موقعیت و جهت مجری نهایی با استفاده از متغیرهای مفاصل) با استفاده از این دستورالعمل انجام می شود. برای انجام این کار باید ماتریس های تبدیل و دوران و بردار انتقال را معرفی کرد و طی یک الگوریتمی جدول دناویت-هارتنبِrg را تشکیل داد [۱].

پارامترهای دناویت-هارتنبیگ برای ربات دو-رابط در جدول (۱-۲) آمده است.

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

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

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

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

جدول ۱-۲ جدول دناویت هارتنبیگ برای ربات دو-رابط

	θ	d	a	α
رابط ۱	θ_1^*	0	$a_1 = 1$	0
رابط ۲	θ_2^*	0	$a_2 = 1$	0

۲-۲-۲- سینماتیک سرعت و ماتریس ژاکوبین

روابط سرعت ربات به وسیله ماتریس ژاکوبین $J(q)$ به دست می‌آیند. این ماتریس یکی از مهم‌ترین کمیت‌های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌شود. ماتریس ژاکوبین در طراحی مسیرهای هموار، تعیین ترکیب‌های تکین، تبدیل نیروها و گشتاورها از مجری نهایی به مفاصل به کار می‌رود. در حقیقت این ماتریس را می‌توان به‌عنوان یک ماتریس تبدیل در نظر گرفت که بردار سرعت مفاصل \dot{q} را به بردار سرعت در فضای دکارتی یا همان فضای کار x تبدیل می‌کند. رابطه سرعت‌ها در فضای مفصلی و فضای کار به‌صورت زیر هست:

$$\dot{x} = J(q)\dot{q} \quad (1-2)$$

روابط به دست آوردن ژاکوبین در [۱] ارائه شده است.

۳-۲- مدل سازی دینامیکی

در این بخش رفتار دینامیکی بازوی ربات را بررسی می کنیم. رفتار دینامیکی به نرخ تغییر حالت و وضعیت بازو نسبت به گشتاور اعمالی به وسیله موتورهای محرک اطلاق می شود و همان طور که اشاره شد این معادلات دیفرانسیل به دو روش قابل حصول هستند. به طور مثال برای به دست آوردن مدل دینامیکی ربات از روش لاگرانژ ابتدا انرژی های جنبشی و پتانسیل ربات را محاسبه می کنیم. سپس لاگرانژین سیستم را تشکیل می دهیم. آنگاه با استفاده از معادلات اوایلر-لاگرانژ معادله دینامیکی ربات به دست می آید [۱]. معادله کلی نهایی بعد از محاسبات به شکل زیر ظاهر می شود:

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

که ماتریس $D(q)$ ماتریس اینرسی، $C(q, \dot{q})\dot{q}$ بردار نیروی گریز از مرکز و کورلیوس و $G(q)$ بردار نیروی گرانشی برای بازوی ربات می باشند. \ddot{q}, \dot{q}, q به ترتیب بردار موقعیت، سرعت و شتاب مفصل ربات هست.

۴-۲- مدل ربات دو-رابط

طبق رابطه (۲-۲) برای ربات دو-رابط داریم:

$$\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

بعد از محاسبات با روش لاگرانژی درایه های ماتریس های فوق عبارت اند از:

$$\begin{aligned}
 D_{11} &= m_1 l_{c1}^2 + I_1 + m_2 [I_1^2 + l_{c2}^2 + 2I_1 l_{c2} \cos(q_2)] + I_2 \\
 D_{12} = D_{21} &= m_2 I_1 l_{c2} \cos(q_2) + m_2 l_{c2}^2 + I_2 \\
 D_{22} &= m_2 l_{c2}^2 + I_2
 \end{aligned}
 \tag{۴-۲}$$

$$\begin{aligned}
 C_{11} &= -m_2 I_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_2 \\
 C_{12} &= -m_2 I_1 l_{c2} \sin(q_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \\
 C_{21} &= m_2 I_1 l_{c2} \sin(q_2) \dot{q}_1 \\
 C_{22} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{۵-۲}$$

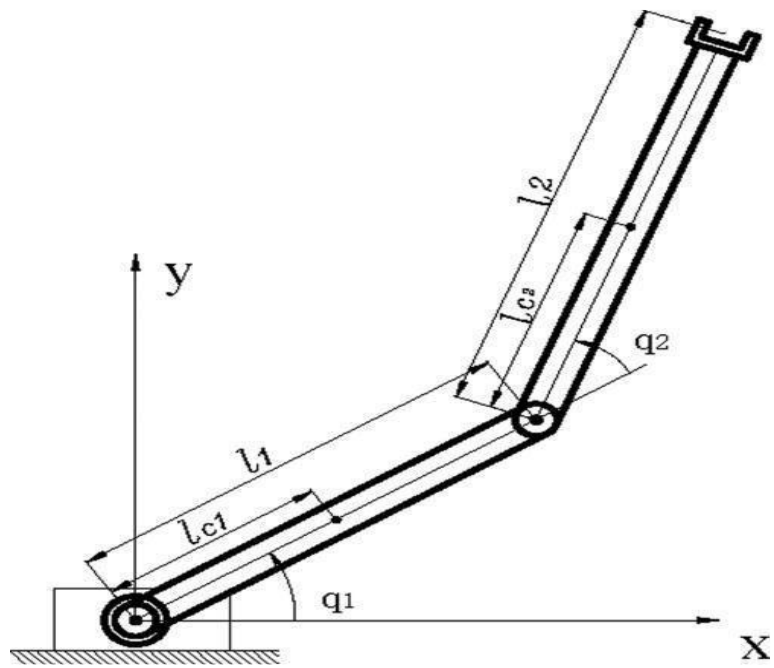
$$\begin{aligned}
 g_1 &= m_1 l_{c1} g \cos(q_1) + m_2 g (l_{c2} \cos(q_1 + q_2) + I_1 \cos(q_1)) \\
 g_2 &= m_2 l_{c2} g \cos(q_1 + q_2)
 \end{aligned}
 \tag{۶-۲}$$

$$\begin{aligned}
 l_1 = l_2 &= 1m, m_1 = 1kg, m_2 = 2kg, l_{c1} = 0.5m, \\
 l_{c2} &= 0.5m, I_1 = 0.12, I_2 = 0.25, g = 9.8
 \end{aligned}
 \tag{۷-۲}$$

در معادلات فوق، $\tau = [\tau_1, \tau_2]^T$ بردار گشتاور ورودی، q_1, q_2 زوایای مفصل‌ها، m_1, m_2 جرم بازوها و طول بازوهای رابط اول و دوم و I_1, I_2 ممان اینرسی رابط‌ها و l_{c1}, l_{c2} فاصله از مرکز جرم رابط‌ها می‌باشند. این پارامترها به‌طور خلاصه در جدول (۲-۲) آمده است.

جدول ۲-۲ پارامترهای دینامیکی ربات دو-رابط

	$l(m)$	$m(kg)$	$l_c(m)$	$I(kgm^2)$
رابط ۱	1	1	0.5	0.12
رابط ۲	1	2	0.5	0.25



شکل ۱-۲ ربات دو-رابط [۵۵]

فصل سوم

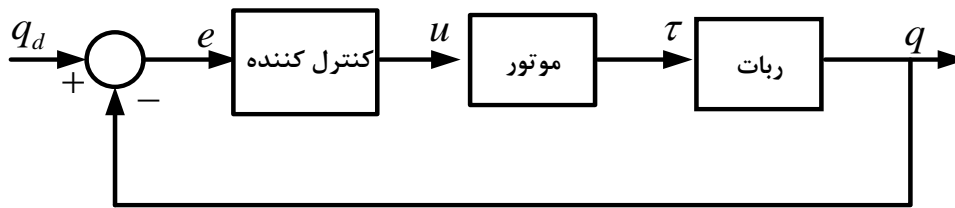
راهبرد کنترل و لتاژ

همان طور که در فصل اول اشاره شد، راهبرد کنترل گشتاور شامل پیچیدگی دینامیک ربات به دلیل استفاده از مدل ربات و مشکلات پیاده‌سازی عملی به خاطر وجود عملگرهاست. در مقابل، راهبرد کنترل ولتاژ مطرح شده است که معایب کنترل گشتاور را ندارد و به دلیل سادگی و سرعت بالای محاسبات و مقاوم کردن سیستم کنترل ربات مورد توجه قرار گرفته است [۴۶]. ایده اصلی راهبرد کنترل ولتاژ از آنجا نشأت می‌گیرد که به ربات و موتورهای آن، به صورت یک سیستم واحد بنام سیستم رباتیک توجه شود. آنگاه در واقع کنترل ربات به کنترل موتورهای مفاصل ربات تبدیل می‌گردد. از آنجا که مفاصل ربات توسط موتورهای آن به حرکت درمی‌آیند، مسئله کنترل ربات تبدیل به مسئله کنترل موتورهای آن می‌شود. با این دیدگاه کنترلی، به جای کنترل گشتاور مفاصل می‌توان به کنترل ولتاژ موتورهای مفاصل پرداخت. در این صورت سیگنال‌های ورودی، ولتاژ موتورهای ربات خواهد بود.

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

مدل سیستم ربات بسیار غیرخطی، چند ورودی-چند خروجی، و دارای تزویج و عدم قطعیت زیاد است. مدل موتور به صورت کلی بسیار ساده‌تر از مدل ربات است. بنابراین، طراحی کنترل کننده بر مبنای مدل موتور، بسیار ساده‌تر از طراحی آن بر مبنای مدل ربات است. در این نوع طراحی، ربات به عنوان بار موتور دیده می‌شود. برای کنترل موقعیت هر مفصل، در واقع زاویه موتور آن مفصل کنترل می‌شود. بدین ترتیب، کنترل سیستم چند متغیره ربات، تبدیل به کنترل تک تک موتورهای آن می‌شود که یک سیستم یک ورودی-یک خروجی است و با کنترل جداگانه هر مفصل به سادگی می‌توان ربات مورد نظر را کنترل نمود. بهره‌مندی از مجزا سازی کامل، محاسبات کم و سرعت در انجام محاسبات، سادگی طراحی و دقت بالای آن و مقاوم بودن سیستم کنترل نسبت به دینامیک‌های ربات، علت برتری راهبرد کنترل ولتاژ

ربات بر راهبرد کنترل گشتاور است. این راهبرد به دلیل صرف نظر نکردن از دینامیک محرکه‌ها عملکرد کنترلی بهتری خواهد داشت و برای ردگیری با سرعت بالا مناسب است. شکل (۱-۳) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات را نشان می‌دهد. در این فصل به طراحی و شبیه‌سازی کنترل کننده مبنی بر مدل با راهبرد کنترل ولتاژ می‌پردازیم.



شکل ۱-۳ دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات

۲-۳- معادلات حرکت سیستم رباتیک

موتورهای dc به دلیل آنکه قابلیت کنترل پذیری بالایی دارند در صنعت دارای کاربردهای فراوانی می‌باشند. معادله حرکت موتورهای dc مغناطیس دائم ربات به صورت ماتریسی زیر است:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l = \tau_m \quad (۱-۳)$$

که در آن J_m ماتریس قطری $n \times n$ ممان اینرسی، B_m ماتریس قطری $n \times n$ ضریب میرایی، θ_m بردار $n \times 1$ موقعیت زاویه‌ای، τ_m بردار گشتاور موتورها و r ماتریس قطری $n \times n$ ضرایب چرخ-دنده‌های موتورها می‌باشند. τ_l از معادله دینامیکی ربات به صورت زیر به دست می‌آید:

$$D(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau_l \quad (۲-۳)$$

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

$$q = r \theta_m \quad (۳-۳)$$

معادله $k_v I$ در مدار الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K_b\dot{\theta}_m = v \quad (4-3)$$

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

$$\tau_m = K_m I_a \quad (5-3)$$

است که K_m ماتریس قطری $n \times n$ ضرایب گشتاور موتورها است. در موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم K_b و K_m با یکدیگر برابرند.

از معادلات (3-1) تا (3-5) فرم فضای حالت معادلات ربات با خطی سازی فیدبکی به دست می‌آیند:

$$\dot{X} = H(X) + bv \quad (6-3)$$

که در آن

$$X = [q \quad \dot{q} \quad I_a]^T, \quad b = [0 \quad 0 \quad L^{-1}] \quad (7-3)$$

و تابع برداری $H(X)$ به صورت زیر است:

$$H(X) = \begin{bmatrix} x_2 \\ (J_m r^{-1} + rD(x_1))^{-1}(-B_m r^{-1} + rC(x_1, x_2))x_2 - rG(x_1) + K_m x_3 \\ -L^{-1}(K_b r^{-1}x_2 + Rx_3) \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

همانطور که مشاهده می‌شود معادلات حرکت سیستم رباتیک با در نظر گرفتن دینامیک موتورها نشان‌دهنده یک سیستم مرتبه 3 غیرخطی چندمتغیره بسیار پیچیده است. همچنین در این روابط ماتریس‌های مدل ربات ظاهر شده‌اند که از لحاظ عملی به طور دقیق در دسترس نیستند.

۳-۳- طراحی کنترل کننده با راهبرد کنترل ولتاژ

بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ از مدل موتور در ساده‌سازی معادلات استفاده می‌شود و روش کنترلی بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ که ربات را به سیستم تک ورودی-تک خروجی تبدیل کرده است و کنترل هر مفصل را جداگانه انجام می‌دهد ارائه می‌شود. هدف، کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور است و سیگنال کنترل، ولتاژ ترمینال موتور است. بنابراین معادلات برای موتور و موقعیت یک موتور برای یک مفصل نوشته می‌شوند و در نهایت قابل تعمیم به بردار $n \times 1$ برای n رابط و موتور مفاصل آن‌ها هستند. بنابراین، معادله دینامیکی سیستم همان معادله (۳-۴) است. با توجه به رابطه (۳-۳) می‌توانیم (۳-۴) را بر حسب متغیر مفصل ربات به صورت زیر بنویسیم:

$$RI_a + LI_a \dot{q} + K_b r^{-1} \dot{q} = v \quad (۹-۳)$$

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

$$RI_a + LI_a \dot{\phi} + K_b r^{-1} \phi = v \quad (۱۰-۳)$$

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

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

$$\dot{q} = \dot{q}_d + k_p (q_d - q) \quad (۱۲-۳)$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که:

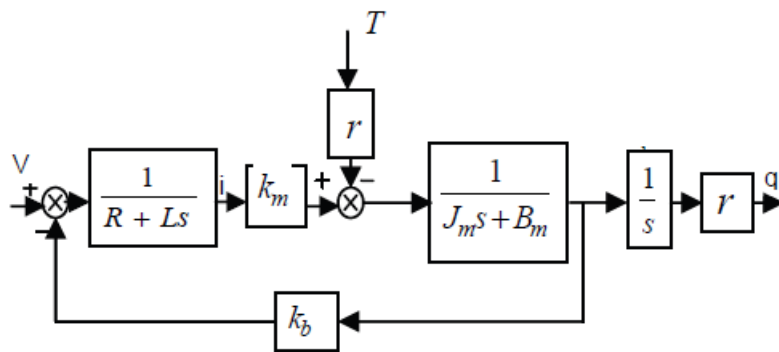
$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (۱۳-۳)$$

که در آن

$$e = q_d - q \quad (۱۴-۳)$$

است. بنابراین، اگر k_p مثبت معین باشد، باگذشت زمان خطابه سمت صفر میل می‌کند. همان‌طور که ملاحظه شد، قانون کنترل (۳-۱۱) خطای ردگیری را به صفر می‌رساند.

دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC در شکل (۳-۲) رسم شده است و شکل (۳-۳) سیستم کنترل ربات را نمایش می‌دهد. در شکل (۳-۴) سیستم کنترل موتور با محدودکننده ولتاژ آورده شده است.



شکل ۳-۲ دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC [۴۶]

۳-۴- شبیه‌سازی سیستم کنترل

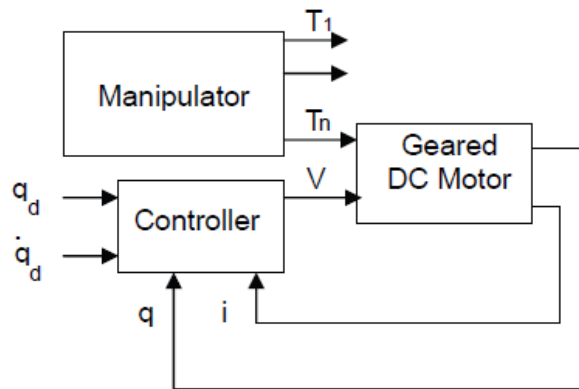
سیستم کنترل به صورت مستقل به مفصل‌های ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. پارامترهای موتور در جدول (۳-۱)، و پارامترهای دینامیکی ربات طبق جدول (۳-۲) داده شده‌اند. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$q_{di} = 1 - \cos(\pi t / 5) \quad i = 1, 2 \quad (۳-۱۵)$$

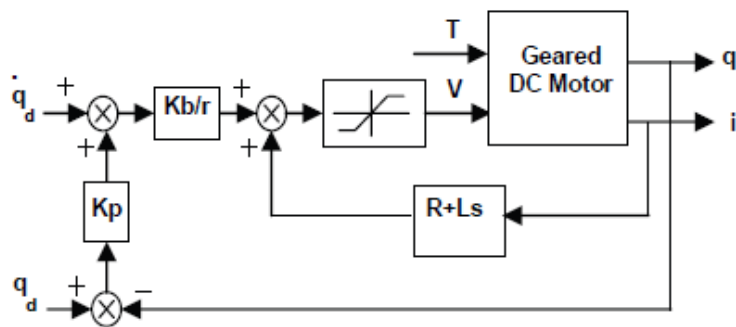
در پارامترهای موتور $k_b = k_m$ و در شبیه‌سازی $k_p = 10$ هست.

جدول ۱-۳ پارامترهای موتور

Motor	$R(\Omega)$	k_m (V.s/rad)	J_m (Nms ² /rad)	B_m (Nms ² /rad)	r	$L(H)$	$u_{\max}(V)$
1,2	1.6	0.26	0.0002	0.001	0.01	0.001	40

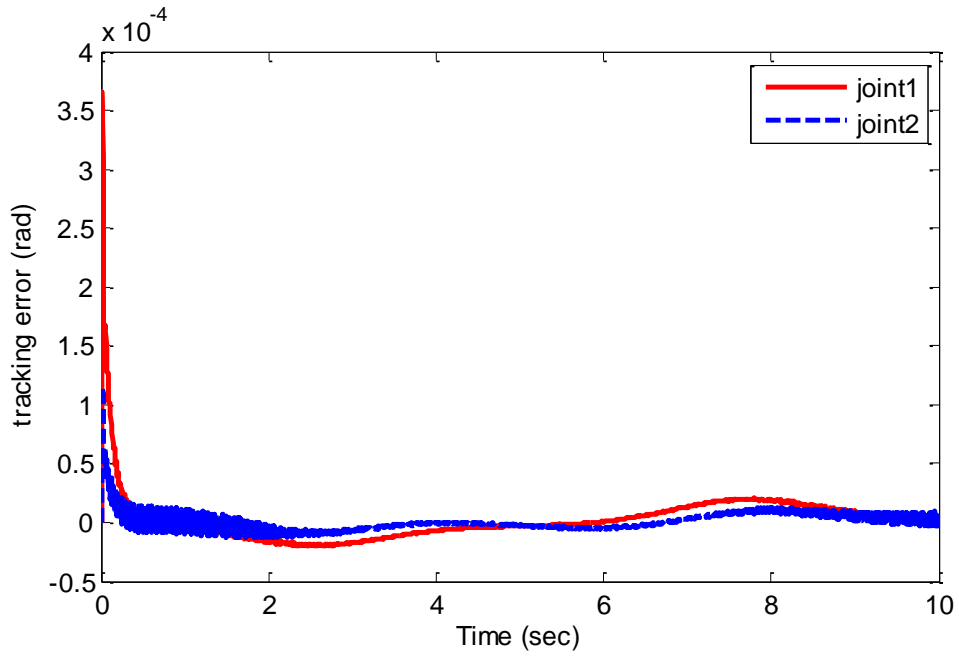


شکل ۳-۳ سیستم کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ [۴۶]

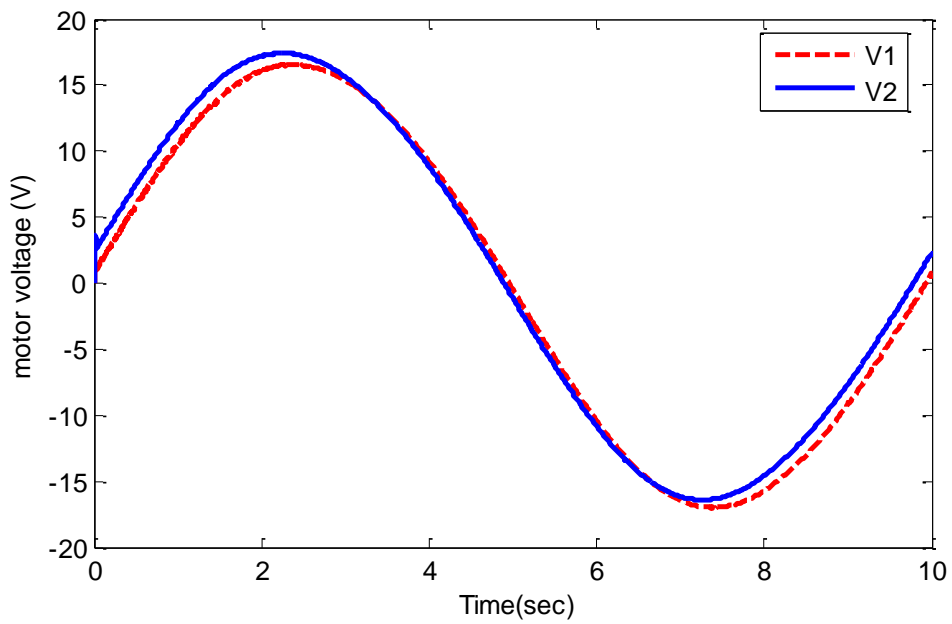


شکل ۳-۴ سیستم کنترل موتور [۴۶]

خطای ردگیری در شکل (۳-۵) رسم شده است. همان طور که مشاهده می گردد عملکرد ردگیری سیستم کنترل بسیار مناسب است. شکل (۳-۶) سیگنال ولتاژ موتورها را نشان می دهد. همان طور که ملاحظه می شود سیگنالی نرم است، نوسانات شدید ندارد و در محدوده کاری موتورها قرار دارد.



شکل (۳-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ



شکل (۳-۶) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ

فصل چهارم

مروری بر سیستم‌های فازی و کنترل فازی

۴-۱- سیستم‌های فازی

منطق فازی شاخه‌ای از هوش مصنوعی است که اولین بار توسط پروفسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ ارائه گردید [۵۱]. برخلاف دیگران که معتقد بودند باید تقریب‌ها را دقیق‌تر کرد تا بهره‌وری بالاتر رود لطفی زاده معتقد بود که باید به دنبال ساختن مدل‌هایی بود که ابهام را به‌عنوان بخشی از سیستم مدل کند و اساس کار را بر پایه استفاده از متغیرهای غیرصریح زبانی به‌جای متغیرهای عددی قرارداد. از آنجاکه سیستم‌هایی که با آن‌ها سروکار داریم پیچیده‌تر از آن هستند که با روابط دقیق ریاضی مدل شوند همواره نیاز به دانش انسانی به‌عنوان کارشناس خبره به‌صورت قواعد زبانی برای مدل‌سازی دقیق سیستم‌ها مطرح بوده طوری که این سیستم‌های هوشمند تقریباً نظیر اهل فن مسائل را تحلیل و پردازش کنند.

سیستم‌های فازی سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد زبانی هستند. این سیستم‌ها به سه شکل (۱) سیستم‌های فازی خالص (۲) سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ و (۳) سیستم‌های با فازی ساز و غیر فازی ساز می‌باشند. ساختار اصلی سیستم‌های فازی تشکیل شده است از پایگاه قواعد فازی (مجموعه قواعد اگر و آنگاه) و موتور استنتاج فازی که مجموعه ورودی‌های فازی را به مجموعه خروجی‌های فازی بر اساس منطق فازی نگاشت می‌دهد. مشکل اصلی سیستم‌های خالص فازی آن است که ورودی‌ها و خروجی‌ها مجموعه‌های فازی هستند (قواعد زبانی) درحالی‌که در مهندسی، ورودی‌ها و خروجی‌ها باید اعداد صریحی باشند. برای حل این مشکل تاکاگی-سوگنو و کانگ سیستم جدیدی با همین نام معرفی کردند که ورودی و خروجی آن متغیرهای عددی هستند و بخش آنگاه قواعد آن ترکیب خطی از ورودی‌هاست. ساختار اصلی این سیستم مشتمل است بر پایگاه قواعد فازی و بخش میانگین وزن دهی شده که ورودی را به خروجی نگاشت می‌دهد. از آنجاکه بخش آنگاه، یک فرمول ریاضی است بنابراین استفاده از قواعد زبانی و نمایش دانش بشری را محدود کرده و انعطاف سیستم فازی را از بین برده است. برای همین برای سیستم‌های فازی خالص در ورودی یک فازی ساز و در

خروجی یک غیر فازی ساز برای تبدیل متغیرهای عددی به متغیرهای فازی اضافه کردند که مشکلات هر دو سیستم را حل نمود. بنابراین هدف استفاده از سیستم‌های فازی که فرایندی است برای تبدیل یک پایگاه دانش به یک نگاشت غیرخطی، فراهم آمد.

از جمله مهم‌ترین موتورهای استنتاج فازی موتورهای ضرب ممدانی، مینیمم ممدانی، لوکاشیویکز، زاده و دنیس-رشر هست. مهم‌ترین فازی سازها، فازی ساز منفرد، گوسین و مثلثی و مهم‌ترین غیر فازی سازها، غیر فازی ساز مرکز ثقل، میانگین مراکز و ماکزیمم هستند. با ترکیب این‌ها برای ساختن سیستم‌های فازی ۴۵ نوع سیستم به دست می‌آید که عموماً همه آن‌ها سیستم‌های با مفهوم و کارسازی نیستند. با انتخاب فازی ساز منفرد، موتور ضرب ممدانی و غیر فازی ساز میانگین مراکز سیستم فازی توصیفی به شکل زیر است [۸]:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^l(x_i) \right)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^l(x_i) \right)} \quad (1-4)$$

یعنی سیستم فازی به‌عنوان یک سیستم مبتنی بر قواعد زبانی قابل‌نمایش به‌صورت نگاشت غیرخطی دقیق هست که باعث کاربری بالای این سیستم‌ها در مهندسی شده است.

استفاده از این توابع غیرخطی به‌عنوان کنترل‌کننده، تصمیم‌گیرنده یا پردازش گر سیگنال یا هر نوع سیستم دیگر اهمیتی ندارد بلکه اهمیت موضوع از نقطه‌نظر تقریب سیستم‌ها توسط این تابع غیرخطی هست بطوریکه اثبات می‌شود [۸] برای هر تابع پیوسته حقیقی داده‌شده $g(x)$ در مجموعه U در

فضای R^n ، یک سیستم فازی $f(x)$ وجود دارد که

$$\sup |f(x) - g(x)| \leq \varepsilon \quad \varepsilon \geq 0 \quad (2-4)$$

که:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left(\prod_{i=1}^n a_i^l \exp\left(-\frac{(x_i - \bar{x}_i^l)^2}{\delta_i^l}\right) \right)}{\sum_{l=1}^M \left(\prod_{i=1}^n a_i^l \exp\left(-\frac{(x_i - \bar{x}_i^l)^2}{\delta_i^l}\right) \right)} \quad (3-4)$$

بدین معنا که سیستم‌های فازی با مور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد، غیر فازی ساز میانگین مراکز و توابع تعلق گوسین، تقریب زنده‌های عمومی هستند.

۲-۴- مقایسه دو سیستم فازی با موتور استنتاج ممدانی و سیستم تاکاگی-

سوگنو-کانگ

سیستم استنتاج ممدانی و سیستم تاکاگی-سوگنو-کانگ (TSK) پرکاربردترین سیستم‌ها

هستند. در سیستم استنتاج ممدانی قواعد فازی به شکل زیر بیان می‌شوند:

$$R_l: \text{اگر } x_1 \text{ است } C_1^l \text{ و } x_2 \text{ است } C_2^l \text{ و } \dots \text{ (یا) } x_n \text{ است } C_n^l \text{ آنگاه } y^l = B^l$$

$$l = 1, 2, \dots, n$$

اما در سیستم فازی TSK قواعد به شکل زیر هستند:

$$R_l: \text{اگر } x_1 \text{ است } C_1^l \text{ و } x_2 \text{ است } C_2^l \text{ و } \dots \text{ (یا) } x_n \text{ است } C_n^l \text{ آنگاه}$$

$$l = 1 \dots M \quad y^l = C_0^l + C_1^l x_1 + \dots + C_n^l x_n$$

که خروجی سیستم فازی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M y^l w^l}{\sum_{l=1}^M w^l} \quad (4-4)$$

$$w^l = \prod_{i=1}^n \mu_{C_i}^l(x_i)$$

درواقع این سیستم حالت خاصی از سیستم کلی فازی است به طور مثال اگر سیستم فازی با موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد، غیر فازی ساز میانگین مراکز تعریف گردد با سیستم TSK یکی خواهد بود. درواقع خروجی خطی، این سیستم را تا اندازه ای مثل یک تابع قطعه‌قطعه خطی که تغییرات هر قطعه نسبت به قطعه دیگر ملایم است تبدیل می‌کند.

سیستم ممدانی به دلیل داشتن طبیعت تفسیری از قوانین در سیستم‌های تصمیم سازی استفاده می‌شود و می‌تواند به هر دو صورت چندورودی-یک خروجی و چند ورودی-چند خروجی پیاده‌سازی شود. این سیستم از مجموعه‌های فازی به‌عنوان نتیجه قانون استفاده می‌کند و خروجی هر قانون به‌صورت غیرخطی و فازی است و روش‌های غیر فازی ساز مخصوص خود دارد [۵۷،۵۲]. اما سیستم TSK با خروجی خطی بیشتر در سیستم‌های کنترلی و در زمینه‌هایی که نیاز به محاسبات ریاضی باشد مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما این سیستم نمی‌تواند به‌صورت چند ورودی-چند خروجی پیاده‌سازی شود و فقط برای سیستم‌های کنترلی چندورودی-یک خروجی خطی بهتر عمل می‌کند. این سیستم از انعطاف و دقت عملکرد بالاتری برخوردار است و از لحاظ محاسباتی نسبت به سیستم ممدانی مؤثرتر است زیرا فرآیند غیر فازی ساز به زمان محاسباتی کمتری نیاز دارد [۵۷،۵۲].

در مسئله کنترل ربات نیاز به تخمین مدل و عدم قطعیت‌های آن هست و به دست آوردن مدل ریاضی سیستم و تخمین پارامترهای نامعلوم و دینامیک‌های مدل نشده توسط سیستم TSK مناسب‌تر است و مخصوصاً که با به‌کارگیری راهبرد کنترل ولتاژ، ربات، تبدیل به یک سیستم یک‌ورودی-یک‌خروجی می‌شود و هر موتور مفصل آن به‌طور جدا از بقیه موتورها قابل کنترل است استفاده از این سیستم پیشنهاد شده است.

۴-۳- کنترل کننده‌های فازی

اگر از سیستم‌های فازی به‌عنوان کنترل کننده یا در مدل‌سازی فرآیند استفاده شود و کنترل کننده بر اساس آن مدل طراحی شود، این سیستم‌ها عنوان کنترل کننده فازی به خود می‌گیرند. کنترل فازی به دودسته کلی کنترل فازی تطبیقی و غیر تطبیقی تقسیم می‌شود. در کنترل فازی غیر تطبیقی ساختار و پارامترهای کنترل کننده ثابت هست و در طی زمان کنترل تغییر نمی‌یابد در حالی که این مقادیر در کنترل تطبیقی برحسب شرایط در حال تغییر هستند. از این‌رو کنترل غیر تطبیقی پیاده‌سازی ساده‌تری دارد اما از طرفی احتیاج زیادی به قواعد زبانی کارشناس خبره دارد و بیشتر حالت سعی و خطا به خود می‌گیرد. اما کنترل تطبیقی به اطلاعات کمتری نیاز دارد ولی پیاده‌سازی آن هزینه بالایی دارد.

از جمله روش‌های کنترل فازی غیر تطبیقی روش کنترل فازی حالت لغزشی است که به‌عنوان یک روش قدرتمند در تضمین پایداری و یک روش کنترل مقاوم برای سیستم‌های غیرخطی در حضور عدم قطعیت است. روش حالت لغزشی با داشتن مدلی از عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاش به شرطی که محدوده آن‌ها معلوم باشد برای کنترل سیستم‌ها بکار می‌رود. تلفیق این روش با کنترل فازی به‌گونه‌ای که کنترل فازی در مدل‌سازی و تخمین عدم قطعیت و اغتشاش سیستم بکار رود کنترل کننده مؤثرتری می‌سازد. چون سیستم فازی در مهار عدم قطعیت‌ها موفق‌تر عمل می‌کند و در برابر عدم قطعیت‌هایی که هنگام طراحی کنترل کننده کلاسیک دیده نشده (دینامیک‌های مدل نشده) انعطاف بیشتری دارد.

۴-۳-۱- کنترل حالت لغزشی

ابتدا مروری به کنترل حالت لغزشی و می‌کنیم و بعد از آن کنترل فازی حالت لغزشی را به‌طور خلاصه توضیح می‌دهیم [۸ و ۲].

سیستم غیرخطی تک ورودی-تک خروجی زیر را در نظر می‌گیریم:

$$x^{(n)} = f(X) + u \quad (۵-۴)$$

که $u \in R$ ورودی کنترل، $x \in R$ خروجی و $X = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T \in R^n$ بردار حالت می‌باشند. تابع $f(x)$ یک تابع با عدم قطعیت هست طوری که :

$$f(X) = \hat{f}(X) + \Delta f(X) \quad , \quad |\Delta f(X)| \leq F \quad (6-4)$$

یعنی $\hat{f}(X)$ و F معلوم و $\Delta f(X)$ بخش نامعلوم می‌باشند.

می‌خواهیم $u(X)$ را طوری پیدا کنیم که بردار حالت X در سیستم حلقه بسته حالت مطلوب

را ردگیری کند. یعنی خطای ردیابی $e = X_d - X$ به سمت صفر همگرا

شود. برای این منظور فرض می‌کنیم سطح لغزشی به شکل $e \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1}$ که $\lambda > 0$ و

عدد ثابت است تعریف می‌کنیم. که اگر برای مثال $n = 2$ باشد $S(X, t) = \dot{e} + \lambda e$ یک خط مستقیم

در صفحه فاز $(x - \hat{x})$ هست. مشاهده می‌شود اگر بردار حالت X روی سطح $S(t)$ برای $t \geq 0$ باشد

به ازای شرط اولیه $X(0) = X_d(0)$ آنگاه $e(t) = 0$ برای $t \geq 0$ خواهد شد. یعنی اگر خطای ردیابی

صفر باشد معادل با این است که $S(X, t) = 0$ ، یک معادله دیفرانسیل خطی با پاسخ یکتای صفر است.

برای اثبات پایداری از روش لیاپانوف استفاده می‌کنیم طوری که تابع معین مثبت $V(S) = \frac{1}{2}S^2$ را

در نظر می‌گیریم. اگر $\dot{V} < 0$ می‌توان نتیجه گرفت $V \rightarrow 0$ یعنی $\frac{1}{2}S^2 \rightarrow 0$ و $S \rightarrow 0$ میل می‌کند

در نتیجه خطای ردگیری صفر می‌شود.

$$\dot{V}(S) = S\dot{S} \quad (7-4)$$

فرض می‌کنیم:

$$\dot{V}(s) \leq -\eta|S| \quad , \quad \eta \geq 0 \quad , \quad \Rightarrow \dot{V} \leq 0 \quad (8-4)$$

$$S\dot{S} \leq -\eta|S| \quad \Rightarrow \quad \frac{S}{|S|}\dot{S} \leq -\eta \Rightarrow \text{sgn}(S)\dot{S} \leq -\eta$$

برای سیستم با $n = 2$ داریم :

$$\ddot{X} = f(X) + u \quad (۹-۴)$$

$$f(x) = \hat{f}(X) + \Delta f(x) \quad , \quad |\Delta f(x)| \leq F$$

که:

$$x = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix}, \quad x_d = \begin{bmatrix} x_d \\ \dot{x}_d \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d - x \\ \dot{x}_d - \dot{x} \end{bmatrix} \quad (۱۰-۴)$$

و داریم:

$$S = \dot{e} + \lambda e, \quad \dot{S} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} = \ddot{x}_d - \ddot{x} + \lambda(\dot{x}_d - \dot{x}) \quad (۱۱-۴)$$

طبق (۸-۴) داریم:

$$\text{sgn}(S) [\ddot{x}_d - f(x) - u + \lambda \dot{e}] \leq -\eta$$

$$\text{sgn}(S) [\ddot{x}_d - \hat{f}(x) - \Delta f(x) - u + \lambda \dot{e}] \leq -\eta \quad (۱۲-۴)$$

$$f(x) = \hat{f}(X) + \Delta f(x) \quad , \quad |\Delta f(x)| \leq F$$

سیگنال کنترل u پیشنهادی برابر است با :

$$u = \ddot{x}_d - \hat{f}(X) + \lambda \dot{e} + \rho \text{sgn}(S) \quad (۱۳-۴)$$

که $\rho \text{sgn}(S)$ برای جبران عدم قطعیت است. با جاگذاری (۱۳-۴) در (۱۲-۴) داریم:

$$\text{sgn}(S) [-\Delta f(X) - \rho \text{sgn}(S)] \leq -\eta \quad (۱۴-۴)$$

$$-\text{sgn}(S) \cdot \Delta f(X) - \rho \leq -\eta$$

برای اینکه $-\text{sgn}(S) \cdot \Delta f(X) + \eta \leq \rho$ شود کافی است فرض کنیم $\rho = \eta + F$ باشد.

یعنی :

$$u = \ddot{x}_d - \hat{f}(X) + \lambda \dot{e} + (\eta + F) \operatorname{sgn}(S) \quad (15-4)$$

که با این سیگنال کنترلی، $e \rightarrow 0$ می‌رود.

۴-۳-۲- کنترل کننده فازی حالت لغزشی

سیستم رابطه (۴-۶) را در نظر می‌گیریم. اگر کنترل کننده $u = u_{fuzzy}(X)$ یک کنترل کننده فازی

باشد در روابط (۴-۱۲) و (۴-۱۳) از u_{fuzzy} استفاده می‌کنیم و داریم :

$$\operatorname{sgn}(S) [\ddot{x}_d - f(X) - u_{fuzzy} + \lambda \dot{e}] \leq -\eta \quad (16-4)$$

می‌توان نتیجه گرفت [۸]:

$$u_{fuzzy}(X) \geq \eta + [\ddot{x}_d - f(X) + \lambda \dot{e}] \quad : \operatorname{sgn}(S) > 0 \quad (17-4)$$

$$u_{fuzzy}(X) \leq -\eta + [\ddot{x}_d - f(X) + \lambda \dot{e}] \quad : \operatorname{sgn}(S) < 0$$

همان‌طور که دیده می‌شود با این سیگنال کنترلی نیز حالت X به سطح لغزش $S(t)$ می‌رسد و خطای

$e(t) \rightarrow 0$ همگرا می‌شود. اما وجود تابع $\operatorname{sgn}(S)$ باعث می‌شود u_{fuzzy} در سطح $S = 0$ به صورت

گسسته باشد و نوسان پیدا کند. این مسئله مطلوب نیست و روش‌های حل زیادی در مراجع مختلف

از جمله استفاده از روش لایه مرزی با تابع $\operatorname{sat}(S)$ بجای تابع علامت با قبول شرط $|e(t)| \leq \varepsilon$

بیان شده‌اند. اما طراحی کنترل کننده فازی لغزشی به‌عنوان یک کنترل کننده غیر تطبیقی به این شکل

است که با توجه به اینکه بردار حالت $X^T = [x, \dot{x}]^T$ در نظر گرفته‌ایم ورودی سیستم فازی را

در فضای دوبعدی می‌گیریم :

$$E = (e, \dot{e})^T \in u = [\alpha_1, \beta_1] \times [\alpha_2, \beta_2] \quad (18-4)$$

یعنی بازه‌ای برای بردار خطا در نظر گرفته و تعدادی توابع تعلق به شکل گوسین یا مثلثی در آن بازه برای e ، \dot{e} اختصاص می‌دهیم. ورودی فازی طبق روابط (4-13) و (4-15) و (4-17) برابر است با:

$$u_{fuzzy} = g(e, \dot{e}) = \ddot{x}_d - \hat{f}(X) + \lambda \dot{e} + [\eta + F] \operatorname{sgn}(S) \quad (19-4)$$

که $g(e, \dot{e}) = \bar{y}^{i_1 i_2}$ مراکز توابع تعلق گروه فازی خروجی می‌باشند که از بخش آنگاه قواعد زبانی برمی‌آیند. سیستم فازی $f(X)$ با موتور استنتاج ضرب و فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز برابر خواهد بود با [8]:

$$f(X) = \frac{\sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} \bar{y}^{i_1 i_2} [\mu_{A_1}^{i_1}(e) \mu_{A_2}^{i_2}(\dot{e})]}{\sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} [\mu_{A_1}^{i_1}(e) \mu_{A_2}^{i_2}(\dot{e})]} \quad (20-4)$$

۴-۳-۳- کنترل فازی تطبیقی

ساختار اصلی سیستم‌های فازی تطبیقی در شکل (4-1) آمده است. همان‌طور که از شکل مشخص است در مقایسه با کنترل فازی غیر تطبیقی در کنترل فازی تطبیقی پارامترهای مربوط به کنترل‌کننده در طی عملیات زمان حقیقی تغییر می‌کنند و این تغییر توسط قاعده تعدیل تعریف‌شده انجام می‌گیرد. این کار باعث می‌شود کارایی کنترل‌کننده بالا رود و دانش کمتری از سیستم برای طراحی لازم شود. اما درعین حال تحلیل ریاضی پیچیده‌ای ایجاد کرده و پیاده‌سازی سیستم کنترل را سخت می‌کند این کنترل‌کننده‌ها به سه نوع غیرمستقیم، مستقیم و ترکیبی از هر دو تقسیم می‌شوند.

۴-۳-۱- کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

این کنترل کننده از روی دانشی که از سیستم داریم ساخته می‌شود [۸]. برای مثال اگر سیستم زیر را در نظر بگیریم :

$$\begin{aligned} x^{(n)} &= f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \\ y &= x \end{aligned} \quad (۲۱-۴)$$

که f, g توابع نامعلوم، u ورودی و y خروجی و $x = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$ بردار حالت هستند.

هدف، طراحی کنترل کننده $u = u(X | \theta)$ که با تنظیم پارامترهای θ ، خروجی y ، خروجی مرجع y_m را دنبال کند. قوانین اگر-آنگاه فازی بر اساس دانشی که از سیستم در دسترس داریم بیان می‌شوند برای مثال :

اگر $F_1^{l_1} x_1, \dots, F_n^{l_1} x_n$ باشد آنگاه $f(x) E^{l_1}$ است.

اگر $G_1^{l_2} x_1, \dots, G_n^{l_2} x_n$ باشد آنگاه $g(x) H^{l_2}$ است.

که H, E, G, F مجموعه‌های فازی هستند.

گفتیم که در سیستم معادلات (۲۱-۴) هدف این است که $y \rightarrow y_m$ میل کند. بنابراین خطا $e = y_m - y$ است. اگر بر اساس کنترل خطی با فرض معلوم بودن f, g ، u را طوری اعمال کنیم که قسمت غیرخطی از بین برود (۲۲-۴) و با K های مناسب قطب‌های سیستم حلقه بسته در مکان‌های مطلوب در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار گیرند داریم :

$$u = \frac{1}{g(X)} [-f(X) + y_m^{(n)} + k^T E] \quad (۲۲-۴)$$

که بردار خطا و بردار ضرایب عبارت‌اند از:

$$E = (e, \dot{e}, \dots, e^{n-1}) \quad \text{و} \quad K = (k_n \dots k_1) \quad (۲۳-۴)$$

بنابراین سیستم حلقه بسته عبارت است از $e^{(n)} + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0$ که با انتخاب K مناسب $e \rightarrow 0$ خواهد رفت.

اما f, g توابع نامعلوم هستند. بنابراین باید آن‌ها را توسط سیستم فازی تقریب بزنیم.

$$\hat{f}(x) = \hat{f}(x | \theta_f) \quad , \quad \hat{g}(x) = \hat{g}(x | \theta_g) \quad (24-4)$$

در نتیجه :

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x | \theta_g)} \left[-\hat{f}(x | \theta_f) + y_m^{(n)} + K^T E \right] \quad (25-4)$$

حال برای ورودی‌های x_i ، P_i مجموعه فازی $A_i^{l_i}$ برای قوانینی که شامل $F_i^{l_i}$ هستند و q_i مجموعه فازی $B_i^{l_i}$ برای $G_i^{l_i}$ با در نظر گرفتن قوانین زبانی تعریف شده از سیستم و استفاده از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز داریم:

$$\hat{f}(X | \theta_f) = \frac{\sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} \bar{y}_f^{l_1 \dots l_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i) \right]}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i) \right]}$$

$$\hat{g}(X | \theta_g) = \frac{\sum_{l_1=1}^{q_1} \dots \sum_{l_n=1}^{q_n} \bar{y}_g^{l_1 \dots l_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{B_i}^{l_i}(x_i) \right]}{\sum_{l_1=1}^{q_1} \dots \sum_{l_n=1}^{q_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{B_i}^{l_i}(x_i) \right]} \quad (26-4)$$

که \bar{y}_f و \bar{y}_g پارامترهای آزاد قابل تنظیم (مراکز خروجی سیستم فازی) هستند با تفکیک روابط \hat{f} و \hat{g} به ازای l_n قانون داریم:

$$\hat{f}(X | \theta_f) = \theta_f^T \xi(X) \quad (27-4)$$

$$\hat{g}(X | \theta_g) = \theta_g^T \eta(X)$$

$$\xi_{l_1 \dots l_n}(X) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i}(x_i) \right]} \quad (27-4)$$

$$\eta_{l_1 \dots l_n}(X) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{B_i}^{l_i}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{q_1} \dots \sum_{l_n=1}^{q_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{B_i}^{l_i}(x_i) \right]}$$

حال اگر رابطه (۲۵-۴) در (۲۱-۴) جاگذاری کنیم سیستم حلقه بسته به صورت زیر خواهد شد :

$$e^{(n)} = -K^T E + \left[\hat{f}(x | \theta_f) - f(x) \right] + \left[\hat{g}(x | \theta_g) - g(x) \right] u \quad (28-4)$$

با تبدیل معادله بالا به رابطه برداری با ماتریس حالت به فرم همراه رابطه زیر به دست می آید:

$$\dot{E} = AE + B \left[\left(\hat{f}(X | \theta_f) - f(X) \right) + \left(\hat{g}(X | \theta_g) - g(X) \right) u \right] \quad (29-4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & 1 \\ -K_n & \dots & & & -k_1 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

اگر θ_f^* و θ_g^* بهترین تقریب‌های پارامترهای سیستم باشند طوری که خطای تقریب حداقل شده باشد تعریف می‌کنیم :

$$w = \left[\hat{f}(X | \theta_f^*) - f(X) \right] + \left[\hat{g}(X | \theta_g^*) - g(X) \right] u \quad (30-4)$$

بنابراین می‌توان رابطه (۲۹-۴) را به شکل زیر نوشت :

$$\dot{E} = AE + B \left\{ \left[\hat{f}(X | \theta_f) - \hat{f}(X | \theta_f^*) \right] + \left[\hat{g}(X | \theta_g) - \hat{g}(X | \theta_g^*) \right] u + w \right\} \quad (31-4)$$

با جاگذاری (۲۷-۴) در (۳۰-۴) رابطه (۳۲-۴) به دست می آید:

$$\dot{E} = AE + B \left\{ \left[(\theta_f | \theta_f^*)^T \xi(X) \right] + \left[(\theta_g | \theta_g^*)^T \eta(X) \right] u + w \right\} \quad (۳۲-۴)$$

برای تنظیم پارامترها از روش لیاپانوف استفاده می‌کنیم تابع معین مثبت لیاپانوف با توجه به رابطه (۴)-

(۳۳) عبارت است از:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T (\theta_f - \theta_f^*) + \frac{1}{2\gamma_2} (\theta_g - \theta_g^*)^T (\theta_g - \theta_g^*) \quad (۳۳-۴)$$

γ_1 و γ_2 ثابت‌های مثبت و P ماتریس معین مثبت است طوری که $A^T P + P A = -Q$ برآورده می‌شود

که Q هم یک ماتریس معین مثبت هست. با تشکیل مشتق تابع لیاپانوف قوانین تطبیق به دست می‌آیند:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} E^T Q E + E^T P B w + \frac{1}{\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T \left[\dot{\theta}_f + \gamma_1 E^T P B \xi(X) \right] + \\ & \frac{1}{\gamma_2} (\theta_g - \theta_g^*)^T \left[\dot{\theta}_g + \gamma_2 E^T P B \eta(X) u \right] \end{aligned} \quad (۳۴-۴)$$

شرط اینکه $\dot{V} < 0$ شود این است که دو عبارت آخر صفر شوند و خطای تقریب حداقل w کوچک

باشد:

$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 E^T P B \xi(X) \quad (۳۵-۴)$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 E^T P B \eta(X)$$

$$-\frac{1}{2} E^T Q E + E^T P B w < 0$$

۴-۳-۲- کنترل فازی تطبیقی مستقیم

هدف کنترل در اینجا نیز مثل حالت قبل، طراحی یک کنترل کننده پس خورد $u = u(X | \theta)$ بر پایه سیستم فازی و ارائه یک قانون تطبیق برای تنظیم پارامترهای θ هست طوری که $y \rightarrow y_m$ میل کند [۸]. اما در اینجا بجای استفاده از دانش سیستمی از دانش کنترلی استفاده می شود طوری که قواعد اگر-آنگاه فازی به شکل اگر D_1^l x_1 است و ... و D_n^l x_n است آنگاه u C^l است. که C, D مجموعه های فازی و تعداد l بسته به تعداد قوانین هست.

مثل حالت قبل برای هر متغیر x_i ، m_i مجموعه فازی $A_i^{l_i}$ تعریف می کنیم و از روی حاصل ضرب قواعد سیستم فازی $u(X | \theta)$ را نظیر روابط (۴-۲۶) می سازیم با این تفاوت که $\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ پارامترهای قابل تنظیم ما می باشند.

$$u(X | \theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i) \right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \left[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i) \right]} \quad (۴-۳۶)$$

با تعریف $u(X | \theta) = \theta^T \xi(X)$ به عنوان کنترل ایده آلی که در رابطه (۴-۲۵) آوردیم البته با فرض $g(X) = b$ که b عدد ثابت است و نوشتن معادلات حالت به فرم همراه معادله سیستم حلقه بسته به صورت زیر خواهد بود:

$$e^n = -k^T E + b [u^* - u(X | \theta)] \quad (۴-۳۷)$$

فرم برداری رابطه با ماتریس حالت همراه برابر است با:

$$\dot{E} = AE + b [u^* - u(X | \theta)] \quad (۴-۳۸)$$

با در نظر گرفتن پارامترهای بهینه که خطای تقریب را حداقل می کنند تعریف می کنیم:

$$w = u(X | \theta^*) - u^* \quad (۴-۳۹)$$

بنابراین معادله برداری خطا به شکل زیر درمی آید:

$$\dot{E} = AE + b(\theta^* - \theta)^T \xi(X) - bw \quad (40-4)$$

با تعریف تابع لیپانوف و مشتق گیری از آن داریم:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (41-4)$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} E^T Q E + E^T P b [(\theta^* - \theta)^T \xi(X) - w] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (42-4)$$

قاعده تطبیق برابر است با:

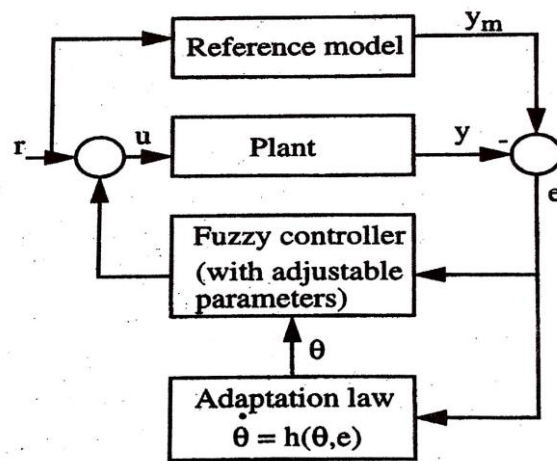
$$\dot{\theta} = \gamma E^T P b \xi(X) \quad (43-4)$$

و برای اینکه شرط $\dot{V} < 0$ باید روابط زیر برقرار باشند:

$$-\frac{1}{2} E^T Q E - E^T P b w < 0 \quad (44-4)$$

$$|E^T P b w| < \frac{1}{2} E^T Q E$$

که لازمه آن این است که w به اندازه کافی کوچک باشد.



شکل ۱-۴ ساختار اصلی سیستم‌های فازی تطبیقی [۸]

فصل پنجم

کنترل فازی تطبیقی حالت لغزشی بازوی ربات

۵-۱- مقدمه

همان‌طور که در فصل ۴ اشاره شد، روش حالت لغزشی از روش‌های قدرتمند تضمین پایداری و کنترل مقاوم است. از آنجاکه در کنترل ربات با عدم قطعیت بالا روبرو هستیم، ترکیب این کنترل‌کننده با کنترل‌کننده فازی در جبران عدم قطعیت مؤثر خواهد بود. در این پایان‌نامه از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ (TSK) استفاده شده است. دلیل این انتخاب آن است که تقریب مدل‌های ریاضی سیستم‌های غیرخطی با استفاده از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ از دقت و انعطاف خوبی برخوردار است. در کنترل فازی غیر تطبیقی باید اطلاعات زیادی از سیستم در اختیار باشد که ممکن است تهیه این اطلاعات فرایندی دشوار و زمان‌بر باشد. با استفاده از کنترل فازی تطبیقی، بر این مشکل غلبه می‌شود. در این فصل، کنترل فازی مد لغزشی با راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شده است. اغتشاش خارجی محدود در نظر گرفته می‌شود. متغیرهای حالت در دسترس می‌باشند و مسیر تا مرتبه موردنیاز مشتق‌پذیر است. ابتدا طراحی کنترل‌کننده را توضیح می‌دهیم. سپس اثبات پایداری ارائه خواهد شد. در ادامه، مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی و کنترل فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو انجام خواهیم داد.

۵-۲- طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی حالت لغزشی با سیستم فازی تاکاگی-سوگنو-کانگ

همان‌طور که در فصل ۳ اشاره شد روابط حاکم بر کنترل ربات با راهبرد کنترل ولتاژ به‌قرار زیر است:

معادله کلی ربات به شکل رابطه (۵-۱) است

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

که ماتریس $D(q)$ ماتریس $n \times n$ اینرسی، $C(q, \dot{q})\dot{q}$ بردار $n \times 1$ نیروی جانب مرکز و کوریولیس و $G(q)$ بردار $n \times 1$ نیروی گرانشی و τ_l بردار $n \times 1$ گشتاور مفاصل برای بازوی ربات می‌باشند.

موتور الکتریکی، گشتاور مفاصل را با رابطه (۲-۵) تأمین می‌کند.

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

که در آن J_m ماتریس قطری $n \times n$ ممان اینرسی، B_m ماتریس قطری $n \times n$ ضریب میرایی، θ_m بردار $n \times 1$ موقعیت زاویه‌ای، τ_m بردار گشتاور موتورها و r ماتریس قطری $n \times n$ ضرایب چرخ-دنده‌های موتورها می‌باشند. رابطه بین موقعیت موتور و موقعیت ربات را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$q = r\theta_m \quad (۳-۵)$$

ورودی سیستم در راهبرد کنترل ولتاژ، ولتاژ موتور است. معادله ولتاژ موتور به صورت زیر است:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{q} + v_d = v \quad (۴-۵)$$

که در آن L ماتریس قطری $n \times n$ اندوکتانس، R ماتریس قطری $n \times n$ مقاومت آرمیچر، K_b ماتریس قطری $n \times n$ ضریب عکس‌العمل آرمیچر، و I_a بردار $n \times 1$ جریان و v بردار $n \times 1$ ولتاژ موتورها می‌باشند. رابطه بین گشتاور و جریان نیز در موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم به صورت زیر است که K_m ماتریس قطری $n \times n$ ثابت‌های گشتاور موتورها هست. V_d اغتشاش وارد بر موتور است و فرض می‌کنیم محدود است.

$$\tau_m = K_m I_a \quad (۵-۵)$$

در موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم K_m و K_b با یکدیگر برابرند.

همان‌طور که در فصل ۳ اشاره شد از معادلات (۱-۵) تا (۵-۵) فرم فضای حالت معادلات ربات با خطی سازی فیدبکی به دست می‌آیند روابط (۷-۳) تا (۹-۳) که نشان می‌دهند سیستم ربات چند متغیره بسیار غیرخطی با تزویج زیاد و ماتریس حالت به فرم غیرهمراه هست که چالش‌های زیادی در کنترل ربات به وجود آورده است. همچنین در روابط فضای حالت، ماتریس‌های مدل ربات (۱-۵) ظاهر

می‌شوند که از لحاظ عملی به‌طور دقیق در دسترس نیستند. برای همین بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ از مدل موتور در ساده‌سازی معادلات استفاده می‌شود و روش کنترلی بر اساس راهبرد کنترل ولتاژ که ربات را به سیستم تک ورودی-تک خروجی تبدیل کرده است و کنترل هر مفصل را جداگانه انجام می‌دهد ارائه می‌شود. بنابراین معادلات برای موتور و موقعیت یک رابط برای یک مفصل نوشته می‌شوند و در نهایت قابل تعمیم به بردار $n \times 1$ برای n رابط هستند. در واقع تمام روابط به‌صورت اسکالر و برای مفصل i ام نوشته شده‌اند و برای سادگی از آوردن اندیس i خودداری شده است.

با استفاده از معادلات (۲-۵) تا (۵-۵) جریان موتور برابر است با:

$$I_a = K_m^{-1} (J_m r^{-1} \ddot{q} + B_m r^{-1} \dot{q} + r \tau_l) \quad (۶-۵)$$

و با جاگذاری این رابطه در رابطه (۴-۵) داریم:

$$RK_m^{-1} J_m r^{-1} \ddot{q} + (RK_m^{-1} B_m r^{-1} + K_b r^{-1}) \dot{q} + RK_m^{-1} r \tau_l + L \dot{I}_a + v_d = v \quad (۷-۵)$$

با اضافه کردن $\pm \ddot{q}$ در طرف چپ معادله (۷-۵) معادله (۸-۵) به دست می‌آید که به‌صورت اسکالر برای هر مفصل در نظر گرفته می‌شود:

$$\ddot{q} + f = v \quad (۸-۵)$$

$$f = (RK_m^{-1} J_m r^{-1} - 1) \ddot{q} + (RK_m^{-1} B_m r^{-1} + K_b r^{-1}) \dot{q} + RK_m^{-1} r \tau_l + L \dot{I}_a + v_d \quad (۹-۵)$$

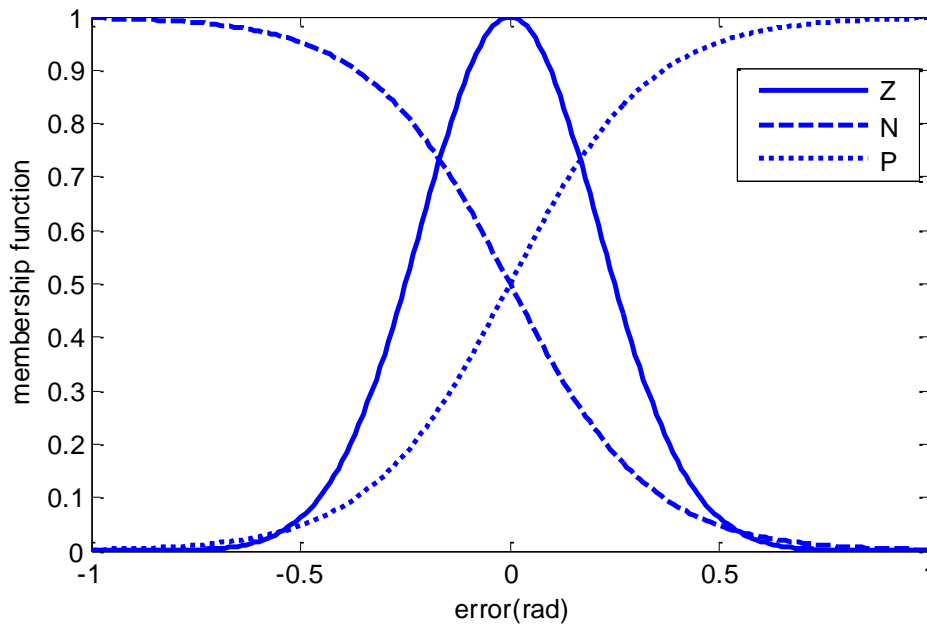
همان‌طور که از رابطه (۸-۵) مشاهده می‌شود تابع f عدم قطعیت جمع شده، است که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده $L \dot{I}_a$ و اغتشاش v_d و دینامیک بازوی ربات τ_l به‌عنوان بار روی موتور، می‌باشد. $L \dot{I}_a$ نویز فرکانس بالا تولید می‌کند و در بخش بعدی ثابت می‌شود به‌شرط محدود بودن اغتشاش و ولتاژ موتور این مقدار محدود است. حال سیستم فازی و سیگنال کنترل پیشنهادی باید بر این عدم قطعیت‌ها غلبه کند.

در کنترل حالت لغزشی سطح لغزش را بر اساس خطای ردیابی تعریف می‌کنیم:

$$S = \dot{e} + \alpha e, \quad e = q_d - q, \quad \dot{e} = \dot{q}_d - \dot{q} \quad (10-5)$$

در فصل ۴ اشاره شد که سیگنال کنترل در روش حالت لغزشی با فرض $\dot{V} = S\dot{S} \leq -\eta \text{sgn}(S)$ پیشنهاد داده می‌شود:

$$\dot{S} = \ddot{e} + \alpha \dot{e} = \ddot{q}_d - \ddot{q} + \alpha \dot{e} = \ddot{q}_d - v + f + \alpha \dot{e} \quad (11-5)$$



شکل ۵-۱ توابع تعلق ورودی سیستم فازی [۵۴]

فرض می‌کنیم:

$$f = F^* + \Delta F, \quad |\Delta F| < \rho \quad (12-5)$$

که F^* مدل فازی واقعی سیستم است و ΔF خطای تقریب فازی که از قضیه تقریب عمومی که در فصل ۴ بیان شد نتیجه می‌شود مقدار کوچکی است. \hat{F} به عنوان مدل نامی سیستم هست و از آنجا که به دست آوردن مدل نامی دقیق مشکل هست برای تخمین آن از سیستم فازی TSK استفاده می‌شود. در واقع \hat{F} یک سیستم فازی است. سیستم فازی TSK را توسط ورودی‌های e, \dot{e} می‌سازیم. برای

هرکدام از ورودی‌ها سه تابع عضویت طبق شکل (۵-۱) در نظر می‌گیریم [۵۴]. همانطور که بیان شد در سیستم فازی TSK خروجی سیستم ترکیب خطی از ورودی‌ها می‌باشد F^*, \hat{F} را طبق رابطه (۵-۱۳) در نظر می‌گیریم.

$$\hat{F} = \frac{\sum_{l=1}^9 (\hat{C}_0^l + \hat{C}_1^l e + \hat{C}_2^l \dot{e}) \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})} \quad (13-5)$$

$$F^* = \frac{\sum_{l=1}^9 (C_0^{*l} + C_1^{*l} e + C_2^{*l} \dot{e}) \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})}$$

با جداسازی روابط (۵-۱۳) داریم:

$$F^* = C_0^{*T} \zeta_0 + C_1^{*T} \zeta_1 + C_2^{*T} \zeta_2 \quad (14-5)$$

$$\hat{F} = \hat{C}_0^T \zeta_0 + \hat{C}_1^T \zeta_1 + \hat{C}_2^T \zeta_2$$

$$\text{که } \zeta_0^l = \frac{\mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})} \text{ و } \zeta_1^l = \frac{\mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e}) e}{\sum_{l=1}^9 \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})} \text{ و } \zeta_2^l = \frac{\mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e}) \dot{e}}{\sum_{l=1}^9 \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})} \text{ می‌باشند و}$$

C_i, ζ_i بردارهای 9×1 هستند.

با توجه به رابطه (۵-۱۱) سیگنال کنترل را پیشنهاد می‌دهیم که $\hat{\rho}$ ثابت مثبت و برای جبران عدم قطعیت و مقاوم‌سازی سیگنال کنترل است:

$$v = \ddot{q}_d + \alpha \dot{e} + \hat{F} + \hat{\rho} \text{sgn}(S) \quad (15-5)$$

$$\dot{S} = F^* - \hat{F} + \Delta F - \hat{\rho} \text{sgn}(S) \quad (16-5)$$

با جاگذاری F^*, \hat{F} از رابطه (۵-۱۴) داریم:

$$\dot{S} = \tilde{C}_0^T \zeta_0 + \tilde{C}_1^T \zeta_1 + \tilde{C}_2^T \zeta_2 + \Delta F - \hat{\rho} \text{sgn}(S) \quad (17-5)$$

از روش لیاپانوف برای اثبات پایداری و به دست آوردن قوانین تطبیق استفاده می‌کنیم. تابع لیاپانوف

پیشنهادی مطابق معادله (۱۸-۵) هست:

$$V = \frac{1}{2}S^2 + \frac{1}{2\gamma_0}\tilde{C}_0^T\tilde{C}_0 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{C}_1^T\tilde{C}_1 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{C}_2^T\tilde{C}_2 + \frac{1}{2\gamma_3}(\rho - \hat{\rho})^2 \quad (18-5)$$

V یک تابع معین مثبت است و اگر $\dot{V} \leq 0$ باشد تضمین می‌کند $S \rightarrow 0$ میل می‌کند و در نتیجه

$e \rightarrow 0$ خواهد رفت. مشتق زمانی تابع لیاپانوف برابر است با:

$$\dot{V} = S\dot{S} - \frac{1}{\gamma_0}\tilde{C}_0^T\dot{\tilde{C}}_0 - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{C}_1^T\dot{\tilde{C}}_1 - \frac{1}{\gamma_2}\tilde{C}_2^T\dot{\tilde{C}}_2 - \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\rho}\dot{\hat{\rho}} \quad (19-5)$$

با جاگذاری رابطه (۱۷-۵) در (۱۹-۵) و اضافه کردن $\pm \rho \operatorname{sgn}(S)$ در رابطه (۱۷-۵) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & S \left[\tilde{C}_0^T \zeta_0 + \tilde{C}_1^T \zeta_1 + \tilde{C}_2^T \zeta_2 + \Delta F - \hat{\rho} \operatorname{sgn}(S) \pm \rho \operatorname{sgn}(S) \right] - \\ & \frac{1}{\gamma_0}\tilde{C}_0^T\dot{\tilde{C}}_0 - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{C}_1^T\dot{\tilde{C}}_1 - \frac{1}{\gamma_2}\tilde{C}_2^T\dot{\tilde{C}}_2 - \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\rho}\dot{\hat{\rho}} \end{aligned} \quad (20-5)$$

با انجام چند عملیات جبری برای تضمین $\dot{V} \leq 0$ داریم:

$$S\tilde{C}_0^T\zeta_0 - \frac{1}{\gamma_0}\tilde{C}_0^T\dot{\tilde{C}}_0 = 0 \quad (21-5)$$

$$S\tilde{C}_1^T\zeta_1 - \frac{1}{\gamma_1}\tilde{C}_1^T\dot{\tilde{C}}_1 = 0$$

$$S\tilde{C}_2^T\zeta_2 - \frac{1}{\gamma_2}\tilde{C}_2^T\dot{\tilde{C}}_2 = 0$$

$$S\tilde{\rho}\operatorname{sgn}(S) - \frac{1}{\gamma_3}\tilde{\rho}\dot{\hat{\rho}} = 0$$

قوانین تطبیق با در نظر گرفتن شرایط اولیه مناسب عبارت‌اند از:

$$\dot{\tilde{C}}_0 = \gamma_0\zeta_0 S \quad \text{و} \quad \dot{\tilde{C}}_1 = \gamma_1\zeta_1 S \quad \text{و} \quad \dot{\tilde{C}}_2 = \gamma_2\zeta_2 S \quad \text{و} \quad \dot{\tilde{\rho}} = \gamma_3|S| \quad (22-5)$$

در نتیجه جملات باقی مانده رابطه (۲۱-۵) عبارت است از:

$$\dot{V} = S (\Delta F - \rho \operatorname{sgn}(S)) \leq |S| |\Delta F| - \rho |S| = |S| (|\Delta F| - \rho) \leq 0 \quad (23-5)$$

برای اینکه $\dot{V} \leq 0$ شود باید شرط $|\Delta F| < \rho$ برقرار باشد. با توجه به $[\Delta \cdot]$ و با فرض اینکه q_d (مسیر مطلوب) باید دارای منحنی صاف، نرم و تا مرتبه مورد نیاز مشتق پذیر و کران دار باشد، در رابطه ولتاژ موتور (۴-۵) اگر اغتشاش ورودی $|v_d| \leq v_{d \max}$ و ولتاژ موتور $|v| \leq v_{\max}$ باشد می توان نتیجه گرفت I_a, \dot{q} محدود هستند. پس با انتخاب ρ مناسب که برای جبران عدم قطعیت هست می توان رابطه $|\Delta F| < \rho$ را برقرار کرد. در نتیجه $\dot{V} \leq 0$ خواهد بود و در نتیجه $S \rightarrow 0$ و $e \rightarrow 0$ می رود و از آنجا که $e = q_d - q$ و q_d معلوم و محدود است پس q نیز محدود است یعنی بردار حالت $[q, \dot{q}, I_a]^T$ محدود هست و این به این معنی است که متغیرهای حالت سیستم محدود هستند و پایداری ثابت می شود.

۳-۵- شبیه سازی روش کنترل بر روی ربات

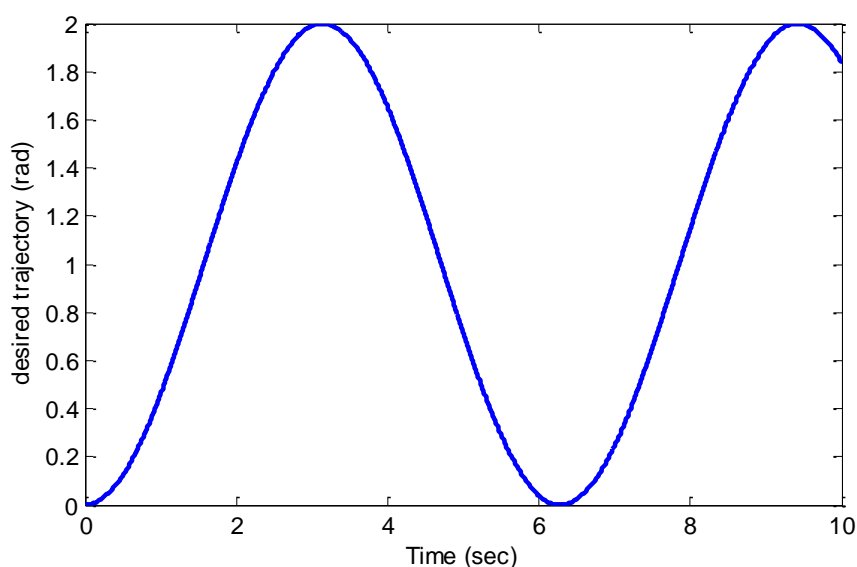
شبیه سازی بر روی ربات دو-رابط با موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم انجام گرفته است. پارامترهای ربات دو-رابط مطابق جدول (۲-۲) هست. در جدول (۱-۵) پارامترهای موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم آمده است در این نوع موتورها $k_b = k_m$ است.

جدول ۱-۵ پارامترهای موتور جریان مستقیم

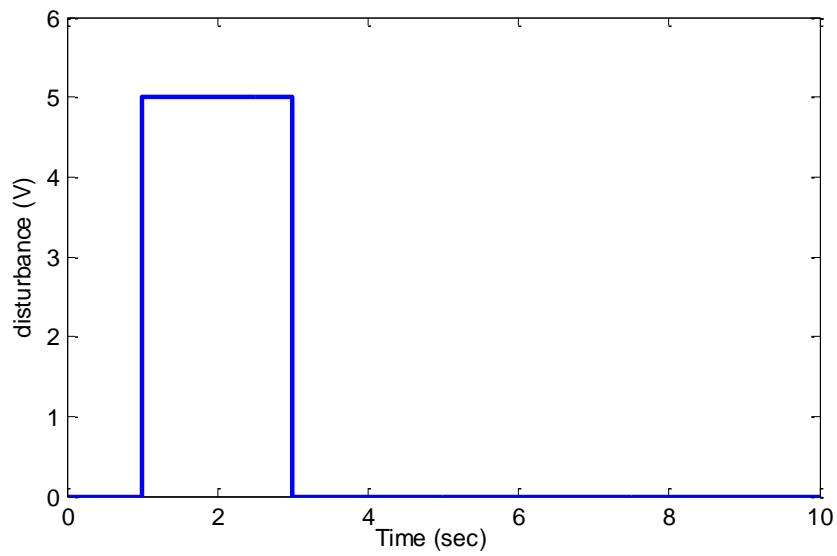
Motor	$R(\Omega)$	k_m (V.s/rad)	J_m (Nms ² /rad)	B_m (Nms ² /rad)	r	$L(H)$	$u_{\max}(V)$
1,2	1.26	0.26	0.0002	0.001	0.01	0.001	40

۵-۳-۱- بررسی عملکرد کنترل کننده در ردگیری مسیر مطلوب

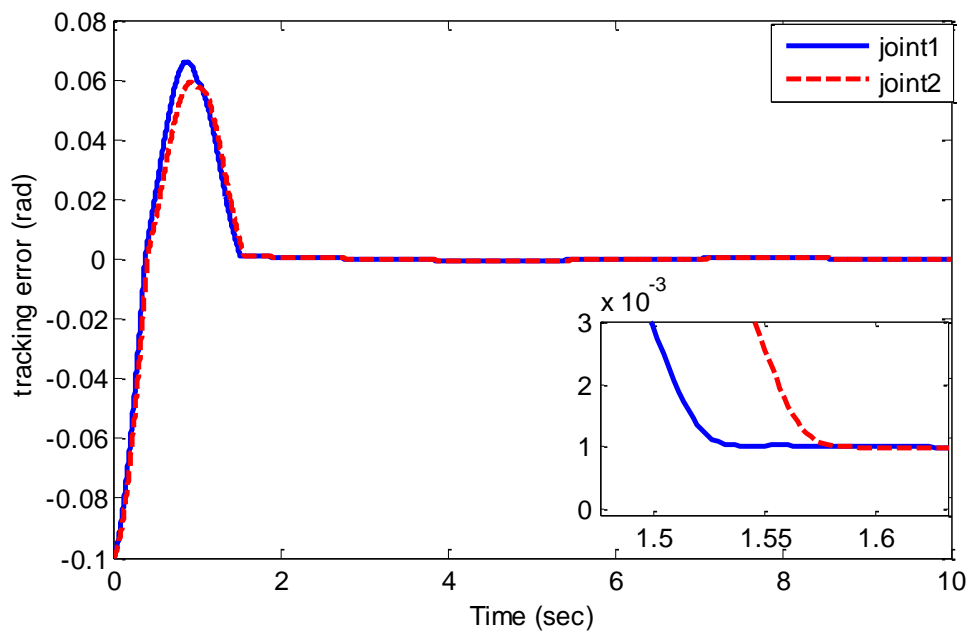
در این بخش عملکرد کنترل کننده بر روی هر دو مفصل در ردگیری مسیر مطلوب و در حضور اغتشاش خارجی آورده شده است. پارامترهای هر دو کنترل کننده مشابه هست. مسیر مطلوب $1 - \cos t$ طبق شکل (۲-۵) انتخاب شده است. خطای اولیه موقعیت، 0.1 rad در نظر گرفته شده است. بردار ضرایب خطا $[e, \dot{e}]^T$ عبارت است از $[20, 1]^T$ و شرایط اولیه C_i ها صفر در نظر گرفته شده است. پارامترهای کنترل کننده عبارتند از $\gamma_0 = \gamma_1 = \gamma_2 = 0.5, \gamma_3 = 1$ از $\hat{\rho}(0) = 2, \alpha = 100$. در شکل (۳-۵) اغتشاش خارجی وارد بر ورودی کنترل کننده آمده است. در شکل (۴-۵) خطای ردگیری برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی آمده است. خطا در انتهای ۱۰ ثانیه در محدوده $\pm 2 \times 10^{-4} \text{ rad}$ هست. در شکل (۵-۵) ولتاژ ورودی موتور آمده است. همان طور که مشاهده می شود ولتاژ در محدوده مجاز هست. در شکل (۶-۵) جریان موتور آمده است. مشاهده می شود جریان موتور کران دار است. در شکل های (۷-۵) و (۸-۵) و (۹-۵) ضرایب C_i' آورده شده اند. شرط اولیه صفر برای این ضرایب در نظر گرفته شده است. و در شکل (۱۰-۵) نمودار همگرایی $\hat{\rho}$ آورده شده است.



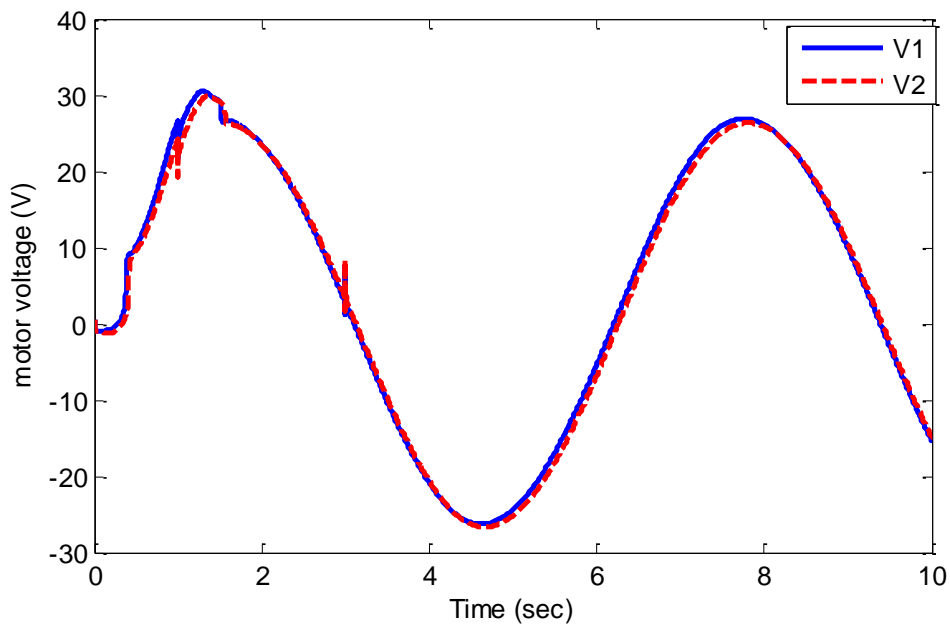
شکل ۲-۵ مسیر مطلوب



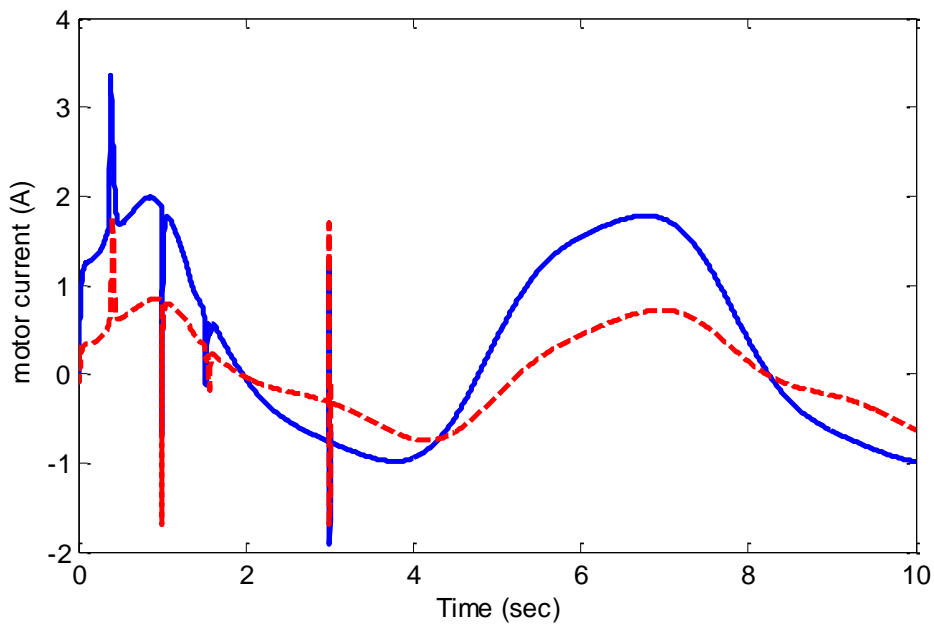
شکل ۳-۵ اغتشاش خارجی



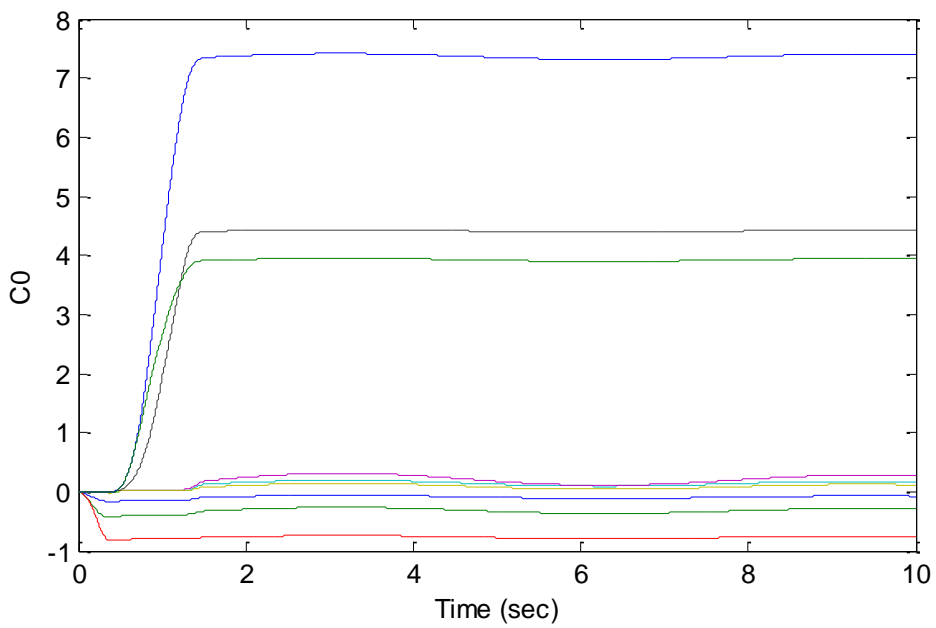
شکل ۴-۵ خطای ردگیری کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش



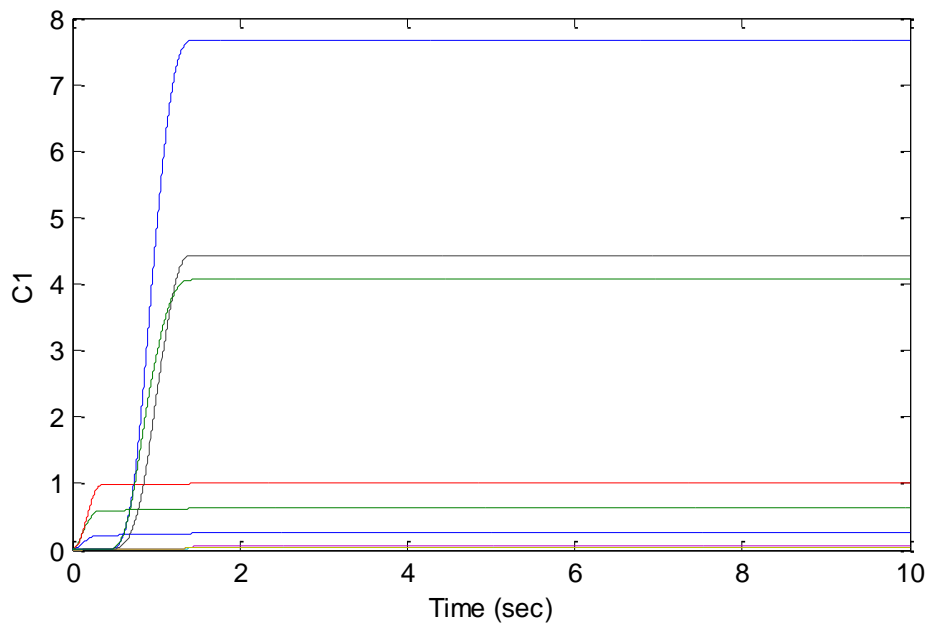
شکل ۵-۵ ولتاژ ورودی موتور برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش در ردگیری



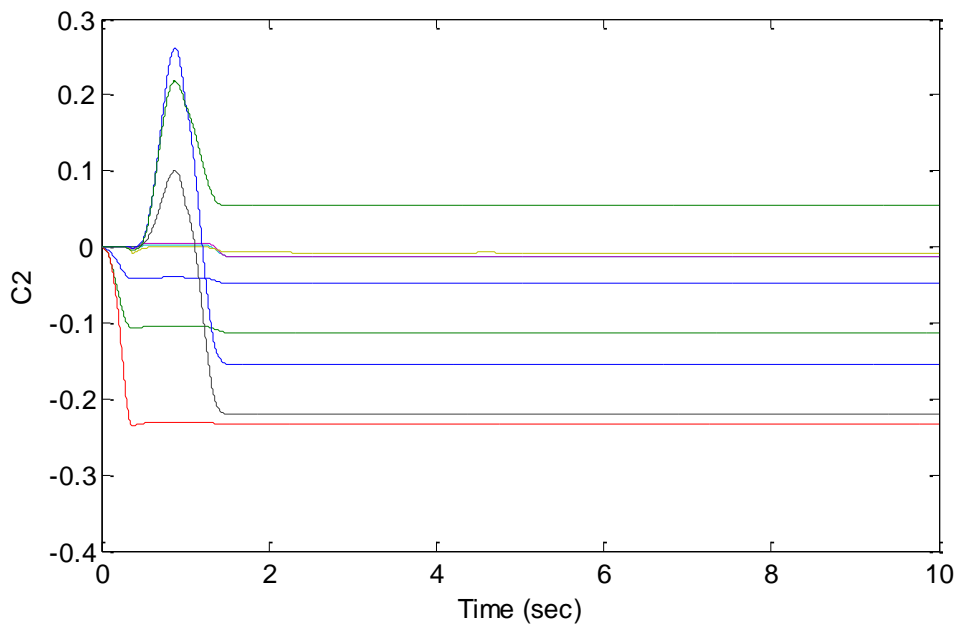
شکل ۵-۶ جریان موتور برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش در ردگیری



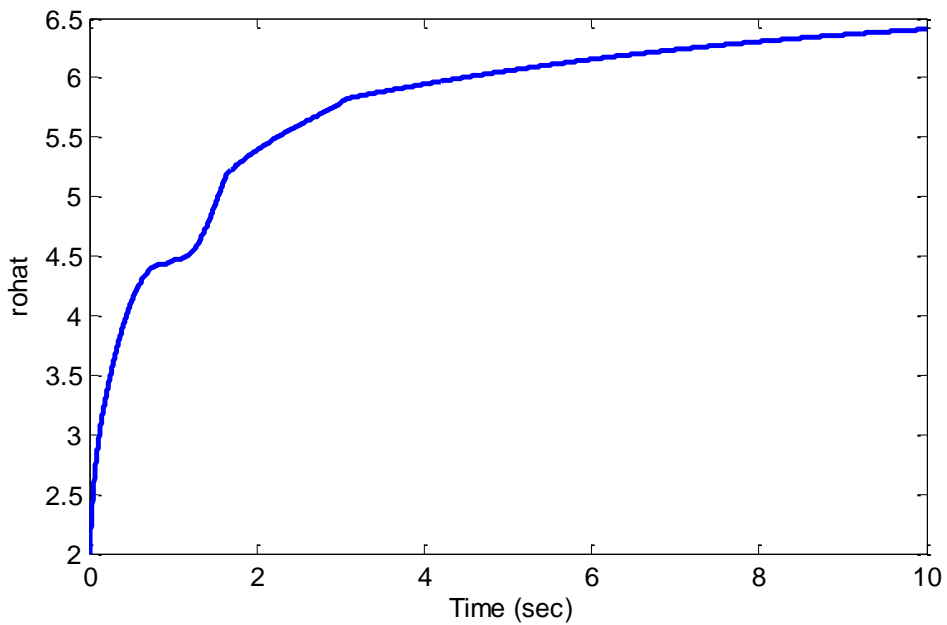
شکل ۵-۷ نمودار ضرایب CO کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری



شکل ۵-۸ نمودار ضرایب C1 کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری



شکل ۵-۹ نمودار ضرایب C2 کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در ردگیری

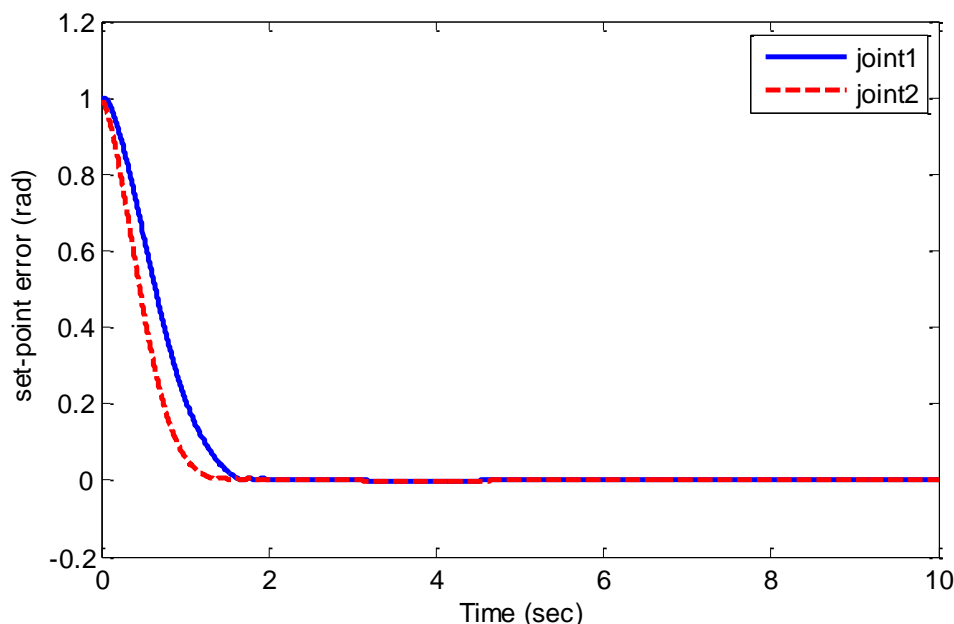


شکل ۵-۱۰ نمودار همگرایی $\hat{\rho}$ کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش

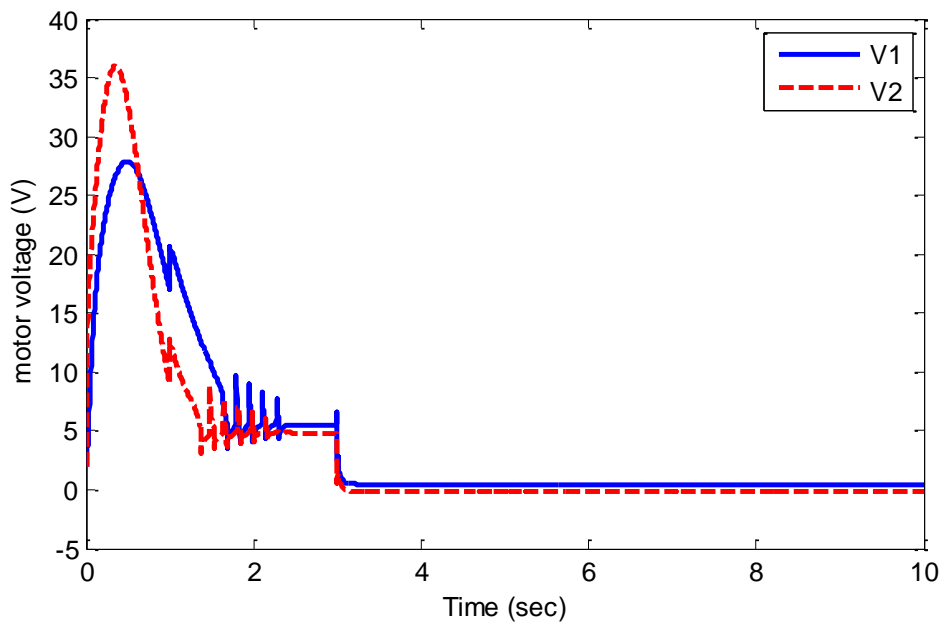
۵-۳-۲- بررسی عملکرد کنترل کننده در تنظیم

در این بخش عملکرد کنترل کننده بر روی هر دو مفصل در تنظیم موقعیت مطلوب و در حضور اغتشاش آورده شده است. برای بررسی عملکرد تنظیم کننده، موقعیت مطلوب مفاصل روی $1rad$ تنظیم شده است. بردار ضرایب خطا $[e, \dot{e}]^T$ عبارت است از $[100, 20]^T$ و شرایط اولیه C_i ها صفر در نظر گرفته شده است.

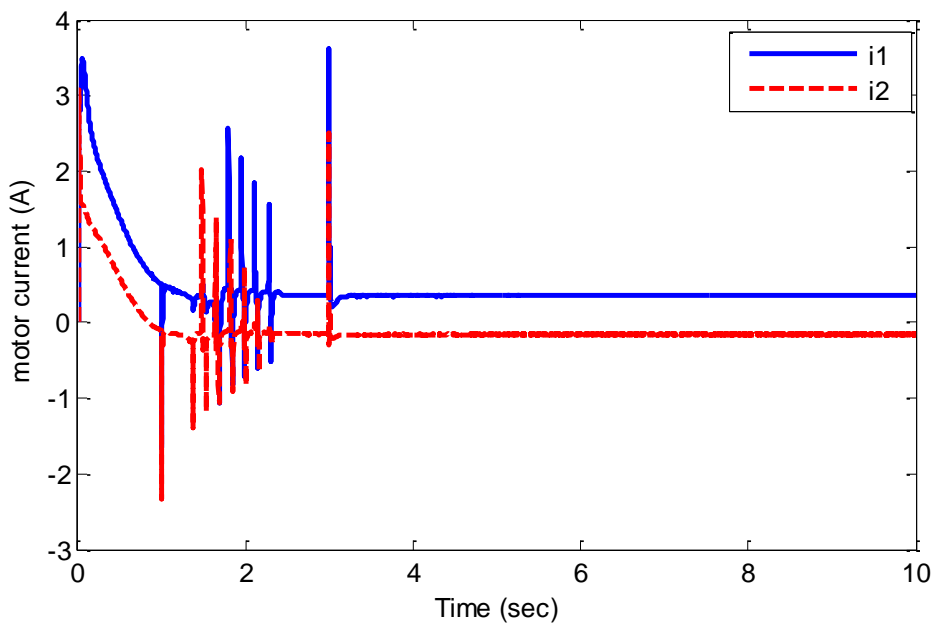
پارامترهای کنترل کننده عبارتند از $\hat{\rho}(0) = 2, \alpha = 5, \gamma_0 = 10, \gamma_1 = \gamma_2 = 0.001, \gamma_3 = 1$ از اغتشاش وارده همانند مورد قبل هست. در شکل (۵-۱۱) خطای ردگیری برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی آمده است. خطا در محدوده $\pm 2 \times 10^{-4} rad$ هست. در شکل (۵-۱۲) ولتاژ ورودی موتور آمده است. همان طور که مشاهده می شود ولتاژ در محدوده مجاز هست. در شکل (۵-۱۳) جریان موتور آمده است. مشاهده می شود جریان موتور کران دار است. در شکل های (۵-۱۴) و (۵-۱۵) و (۵-۱۶) ضرایب C_i' آورده شده اند. شرط اولیه صفر برای این ضرایب در نظر گرفته شده است.



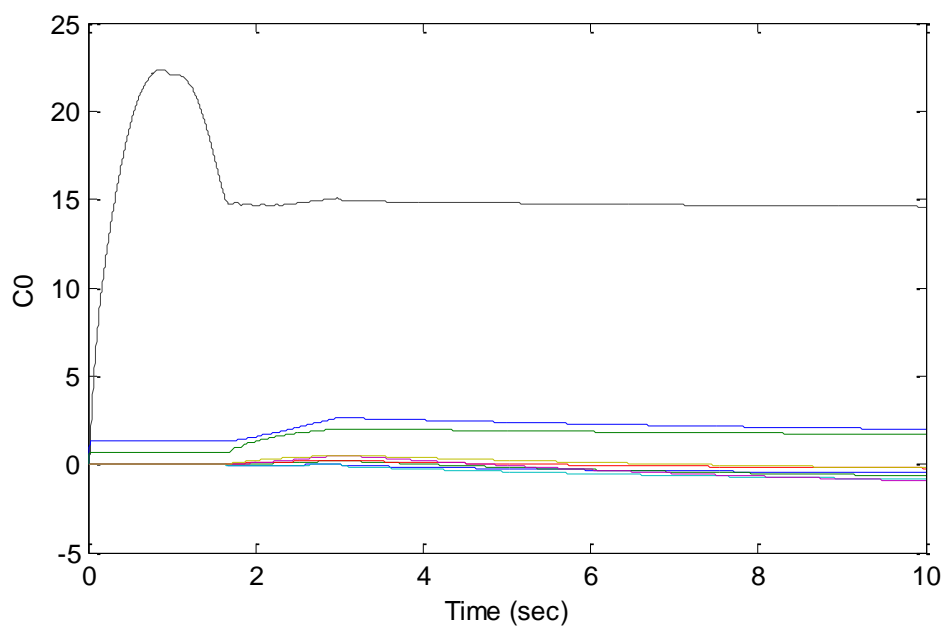
شکل ۵-۱۱ خطای تنظیم برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش



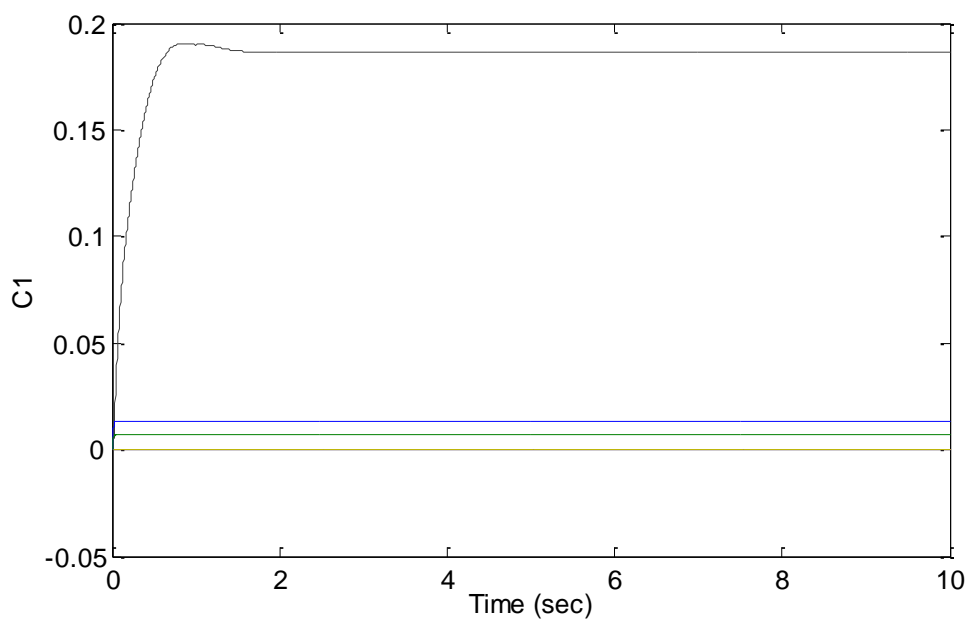
شکل ۵-۱۲ ولتاژ موتور حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اعمال اغتشاش



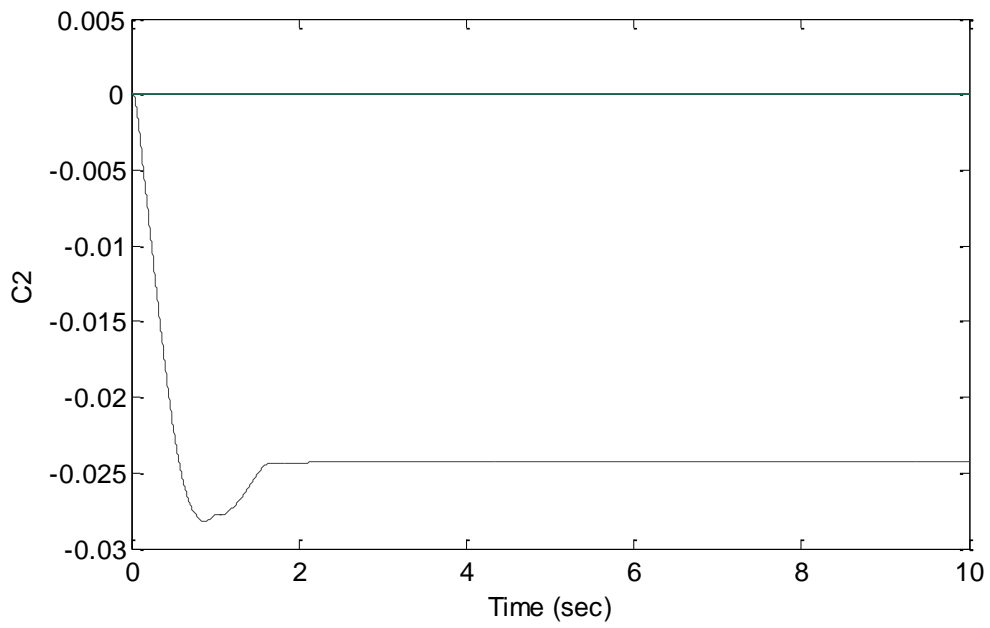
شکل ۵-۱۳ جریان موتور حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش



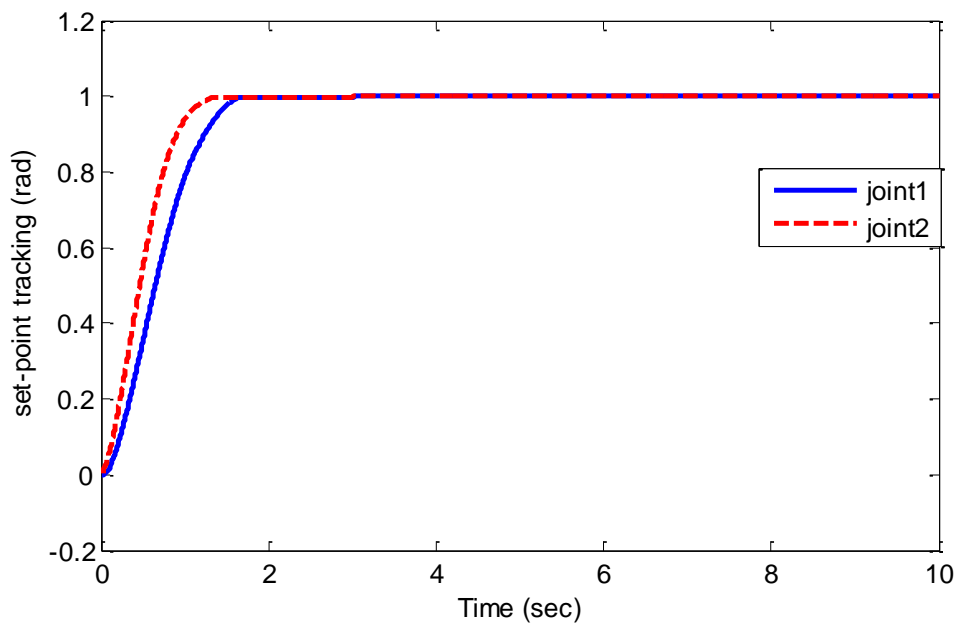
شکل ۵-۱۴ نمودار ضرایب C_0 حالت تنظیم کننده فازى تطبیقى لغزشى با اغتشاش



شکل ۵-۱۵ نمودار ضرایب C_1 حالت تنظیم کننده فازى تطبیقى لغزشى با اغتشاش



شکل ۱۶-۵ نمودار ضرایب C2 حالت تنظیم کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش



شکل ۱۷-۵ نمودار همگرایی موقعیت موتور کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با اغتشاش در تنظیم

۵-۴- مقایسه روش پیشنهادی با روش فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو

در [۳۴] تحلیل پایداری بدون داشتن مدل صریح انجام گرفته و ساختار ساده‌ای از کنترل کننده و تابع لیاپانوف منتخب برای کنترل فازی تاکاگی-سوگنو ی غیرمتمرکز و مقاوم بر اساس تئوری کنترل غیرخطی با راهبرد کنترل ولتاژ آمده است. کنترل فازی مقاوم غیر تطبیقی TSK با راهبرد کنترل ولتاژ بر روی بازوی ربات ارائه شده است. با به کارگیری این روش و پیاده سازی آن بر روی ربات دو-رابطم مقایسه‌ای بین دو روش پیشنهادی و روش [۳۴] انجام می‌دهیم. همان طور که قبلاً اشاره شد سیستم فازی TSK به شکل رابطه زیر ساخته می‌شود:

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})}{\sum_{l=1}^M \mu_A^l(e) \mu_B^l(\dot{e})} \quad (۲۳-۵)$$

ورودی سیستم فازی بردار خطا $\begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_d - q \\ \dot{q}_d - \dot{q} \end{bmatrix}$ است. طبق شکل (۵-۱) سه تابع تعلق N, Z, P

برای هر ورودی تعریف می‌کنیم. قوانین اگر-آنگاه همان طور که قبلاً اشاره شد به صورت زیر است:

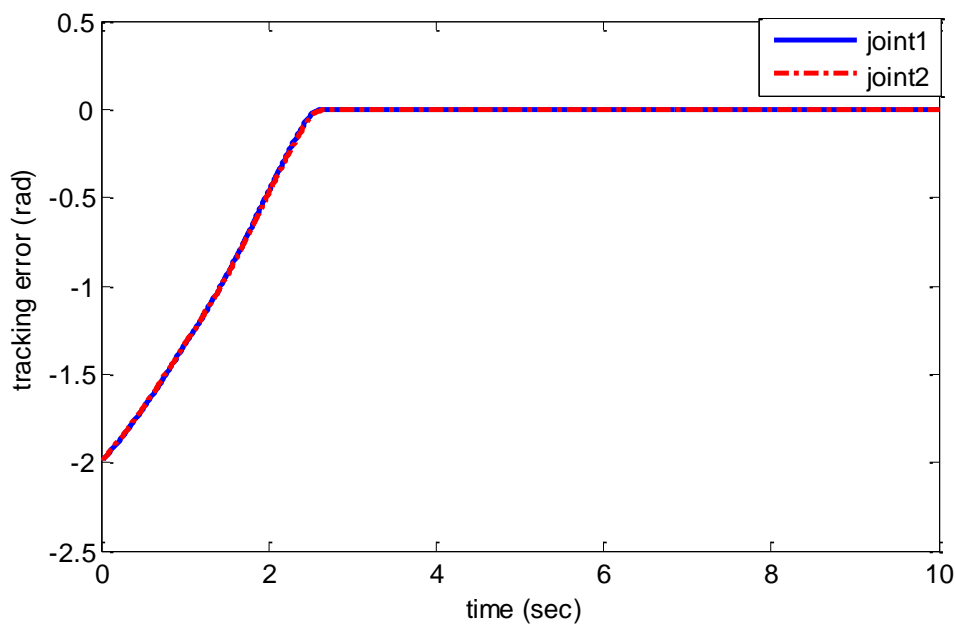
$$\text{اگر } x_1 \text{ } A_1^l \text{ باشد و } x_2 \text{ } A_2^l \text{ باشد آنگاه } \bar{y}^l = a_1^l x_1 + a_2^l x_2 + a_0^l$$

۹ قانون برای کنترل تعریف شده است که طبق جدول (۲-۵) است:

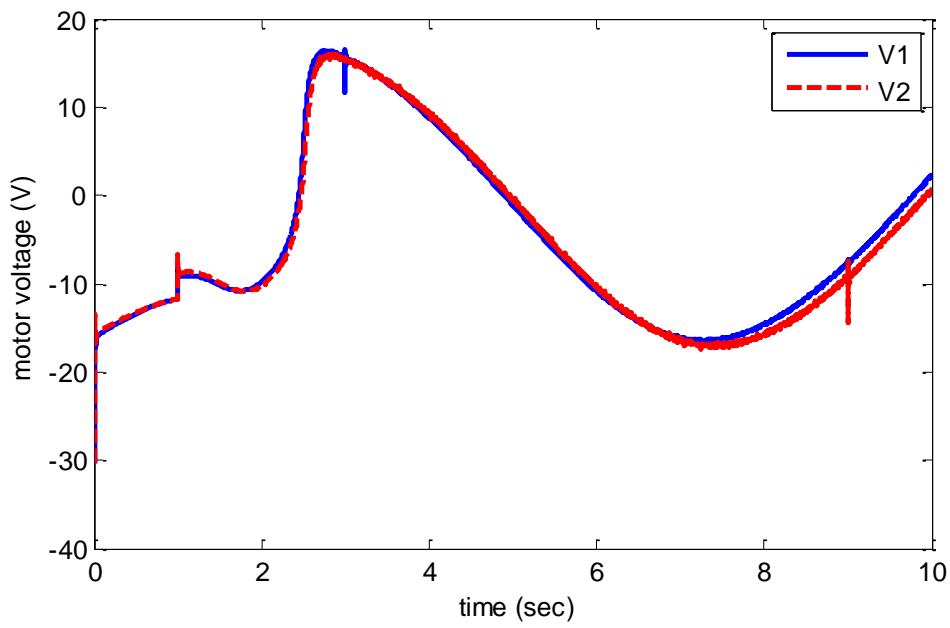
جدول (۲-۵) قوانین فازی کنترل کننده فازی مقاوم تاکاگی-سوگنو

$f(x)$	x_2		
	N	Z	P
x_1	P	0.25	0.75
	Z	-0.5	$a_1 x_1 + a_2 x_2$
	N	-1	-0.75
			1
			0.5
			-0.25

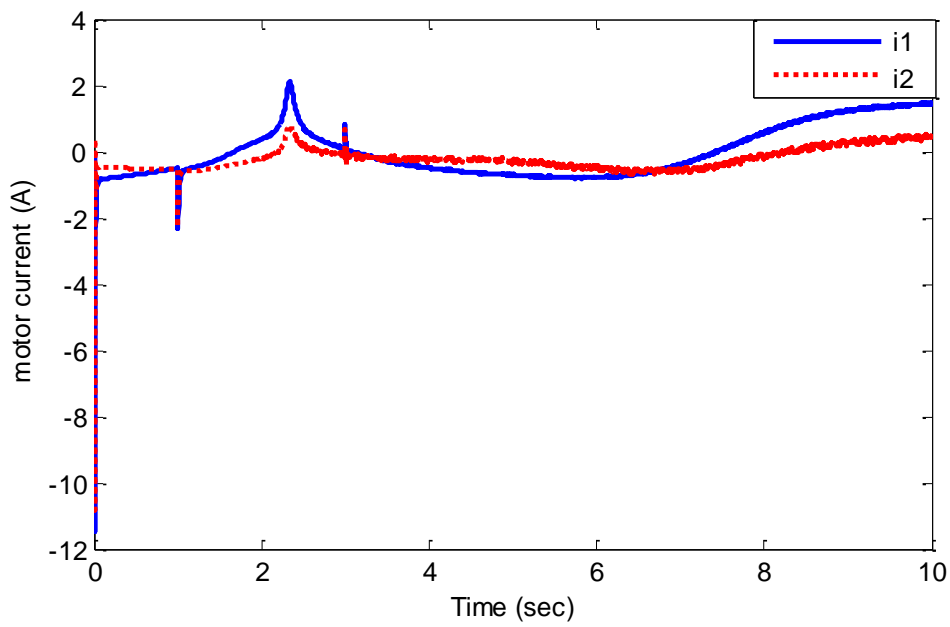
همان طور که از جدول مشاهده می شود برای ۸ قانون برای \bar{y} ، a_0 و برای قانون پنجم در حواشی نقطه تعادل $a_1x_1 + a_2x_2$ تعریف شده است که در شبیه سازی بر روی ربات دو-رابط یکی از مقادیر پیشنهادی به صورت $[a_1, a_2]^T = [150, 10]$ مورد استفاده قرار گرفته است. شبیه سازی برای ربات با پارامترهای جدول (۲-۲) و موتور جریان مستقیم با مشخصات جدول (۵-۱) انجام گرفته است. مسیر مطلوب طبق شکل (۵-۲) هست و در شکل (۵-۱۷) خطای ردگیری و در شکل (۵-۱۸) ولتاژ ورودی موتورها و شکل (۵-۱۹) جریان موتورها با اعمال اغتشاش خارجی آمده است. تنظیم ضرایب a_i^l بر اساس تعریف تابع لیاپانوف و مفروضات استفاده شده برای اثبات پایداری توسط اثبات $\dot{V} < 0$ انجام گرفته است و به تفصیل در [۳۴] بیان شده است. در هر صورت در روش های غیر تطبیقی این مهم از دانش فرد خبره نشأت می گیرد و در مقایسه با روش های غیر تطبیقی اطلاعات زیادتری از سیستم باید در دسترس داشت. در مقایسه با نتایج کنترل فازی تطبیقی لغزشی باید گفت در این روش محدوده ولتاژ پایین تر است ولی خطای ردگیری در مقایسه با روش فازی تطبیقی لغزشی که در محدوده $\pm 2 \times 10^{-4} rad$ بود در این روش بالاتر است و در بازه $\pm 4 \times 10^{-3} rad$ حاصل شده است.



شکل ۵-۱۸ خطای ردگیری کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش

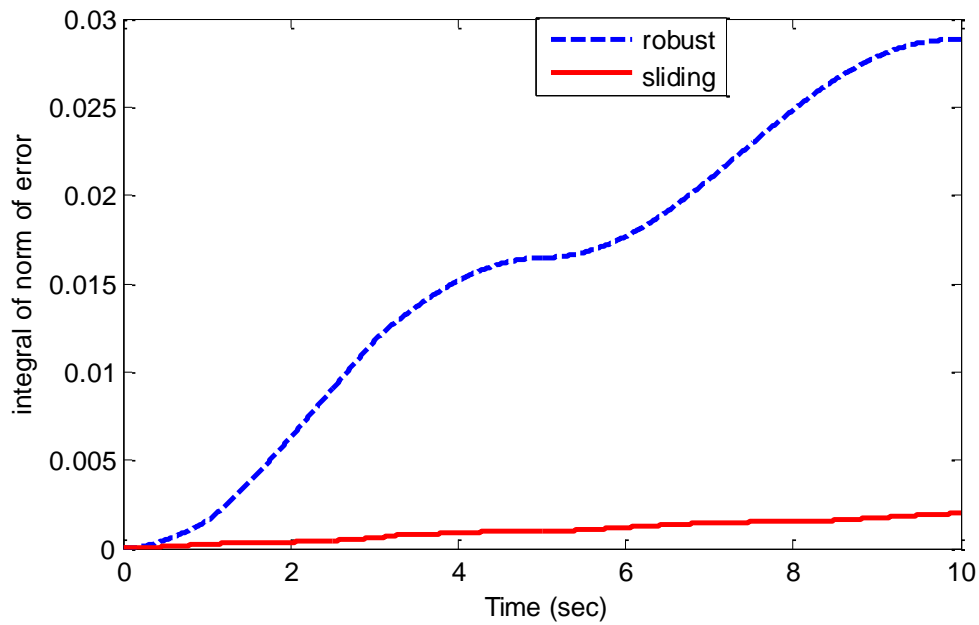


شکل ۵-۱۹ ولتاژ موتور کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش در ردگیری



شکل ۵-۲۰ جریان موتور کنترل کننده فازی مقاوم با اعمال اغتشاش در ردگیری

برای مقایسه دو روش از نمودار انتگرال نرم خطا استفاده شده است که در شکل (۲۱-۵) آورده شده است. مشاهده می‌شود شاخص $\int \|e\|$ برای کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی کمتر از کنترل کننده فازی مقاوم هست.



شکل ۲۱-۵ مقایسه انتگرال نرم خطا در کنترل کننده فازی تطبیقی لغزشی با فازی مقاوم

فصل ششم

نتیجه‌گیری

۶-۱- نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه، طراحی کنترل‌کننده با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ و کنترل حالت لغزشی انجام شد. برای تخمین عدم قطعیت‌ها از سیستم فازی TSK استفاده شد. قوانین تطبیق پارامترهای سیستم فازی TSK با استفاده از اثبات پایداری استخراج شد. همچنین، عملکرد سیستم کنترل در برابر اغتشاش خارجی مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی بیانگر توانایی سیستم کنترل پیشنهادی در ردگیری مسیرهای مطلوب و مقاوم بودن آن در برابر انواع عدم قطعیت‌ها و اغتشاش خارجی است. همچنین، به‌منظور ارزیابی تأثیر قوانین تطبیق پارامترهای سیستم TSK در عملکرد کنترل‌کننده، مقایسه‌ای بین روش پیشنهادی و کنترل فازی مقاوم غیر تطبیقی انجام شد. نتایج شبیه‌سازی، بیانگر برتری تنظیم پارامترهای سیستم فازی با استفاده از قوانین تطبیق است.

۶-۲- پیشنهادها

در رابطه با پیشنهادها برای کار در آینده می‌توان به ارتقا سیستم فازی به سیستم فازی نوع ۲، یا استفاده از حالت لغزشی دینامیک و یا تنظیم ضرایب با سیستم فازی-عصبی اشاره کرد.

- [1] Spong M. W., Hutchinson, S., and Vidyasagar M. (2006), "**Robot modeling and control**", Wiley, Hoboken.
- [2] Slotine, J. J. and Li, W, (1991), "**Applied nonlinear control**", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [3] Qu, Z., and Dawson, D. M. (1996), "**Robust tracking control of robot manipulators**", New York: IEEE Press.
- [4] Sage, H.G., De Mathelin, M.F., and Ostertag, E. (1999), "**Robust control of robot manipulators: a survey**", Int. J. Control. Vol. 72, No. 16, pp. 1498–1522.
- [5] Abdallah, C., Dawson, D., Dorato, P., Jamshidi, M. (1991), "**Survey of robust control for rigid robots**", IEEE Control Syst. Mag., Vol. 11, pp. 24–30.
- [6] Corless M.J., (1993), "**Control of uncertain nonlinear systems**", ASME Trans. J. Dyn. Syst. Meas. Control, Vol. 115, No, 2B, pp. 362–372.
- [7] Astrom K. J. and Wittenmark B., (1995), "**Adaptive Control**", Addison-Wesley, New York.
- [8] Wang, L.X., (1996), "**A Course in Fuzzy Systems and Control**", Prentice Hall, New York.
- [9] Wai R.J., (2003), "**Tracking control based on neural network strategy for robot manipulators**", *Neurocomputing*, Vol. 51, pp. 425-445.
- [10] Hsu F.Y., Fu L.C., (1995), "**Nonlinear control of robot manipulators using adaptive fuzzy sliding mode control**", Proceedings of the 1995 IEEE/RSJ international conference on intelligent robots and systems, Vol. 1, pp. 156-161.
- [11] Isidori, A., (1989), "**Nonlinear Control Systems**", Springer, Heidelberg.
- [12] Ortega R., Spong M., W.,(1988), "**Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial**", Proceedings of the 27th conference on decision and control, pp. 1575-1584, Austin, Texas.

- [13] Yoo, B.K., Ham, W.C., (2000), “**Adaptive control of robot manipulator using fuzzy compensator**”, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 8, pp.186–199
- [14] Cheah, C.C., Hirano, M., Kawamura, S., Arimoto, S., (2003), “**Approximate Jacobian control for robots with uncertain kinematics and dynamics**”, IEEE Trans. Robot. Autom, Vol.19, No.4, pp.692–702.
- [15] Fateh M.M., Soltanpour M.R., (2009), “**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(A), pp. 3949-3960.
- [16] Fateh, M. M. (2010). “**Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model**”, Nonlinear Dynamics, Vol. [61](#), No. 4, pp. 655–666.
- [17] Fateh M. M., Azargoshasb S. and Khorashadizadeh S. (2014), “**Model-free discrete control for robot manipulators using a fuzzy estimator**”, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 33, No. 3, pp. 1-18.
- [18] Fateh, M. M., Ahmadi, S. M., and Khorashadizadeh, S., (2014), “**Adaptive RBF network control for robot manipulators**”, Journal of AI and Data Mining, In Press.
- [19] Spong M., W., (1992), “**On the robust control of robot manipulators**”, IEEE Transaction on automatic control, Vol. 37, No. 11, pp. 1782-1786.
- [20] Spong M., W., Vidyasagar M., (1985), “**Robust nonlinear control of robot manipulators**”, Proceedings of the 24th conference on decision and control, pp. 1767-1772, Ft. Lauderdale, FL.
- [21] Spong M., W., Vidyasagar M., (1987), “**Robust linear compensator design for nonlinear robotic control**”, IEEE Journal of Robotics and Automation, Vol. 3, No. 4, pp. 345-351.

- [22] James T. I., Huang T. J-H. (1994), “**Robust nonlinear control of robot manipulators**”, Robotic and Automation, IEEE international conference, Vol. 3, pp.2083-2088
- [23] Slotine JJE and Sastry SS (1983), “**Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces with application to robot manipulator**”, Int J Control, Vol. 38, pp. 465–492.
- [24] Su CY., Stepanenko Y., (1994), “**Adaptive sliding mode control of robot manipulators**”, general sliding manifold case, Automatica, Vol. 30, No. 9, pp. 1497-1500.
- [25] M. R. Soltanpour and M. M. Fateh, (2009) “**Adaptive Robust Tracking Control of Robot Manipulators in the Task-space under Uncertainties**” vol. 3, no. 1, pp. 308–322.
- [26] Lim, C.M., Hiyama, T., (1991) “**Application of fuzzy logic control to a manipulator**”, IEEE Trans. Robot. Autom, Vol. 1, No. 5, pp. 688–691
- [27] Ham, C., Qu, Z., Johnson, R., (2000), “**Robust fuzzy control for robot manipulators**”, IEE Proc., Control Theory Appl, Vol. 147, No. 2 , pp.212–216
- [28] Golea N., (2002), “**Indirect fuzzy adaptive model-following control for robot manipulators**”, Proceedings of the 2002 IEEE international conference on control applications, pp. 198-202, Galasgow, Scotland, U.K.
- [29] Wei L., Yang L., Wang H., (2006), “**Indirect fuzzy adaptive control for trajectory tracking of uncertain robots**”, *Electric Machines and control*, pp. 393-397.
- [30] Wang L.X., (1994), “**Adaptive fuzzy systems and control**”, Prentice Hall.

- [31] Hong-rui W., Zeng-wei C., Li-xin W., Xue-jing T., Xiu-ling L., (2007), “**Direct adaptive fuzzy control for robots in cartesian space**”, Proceedings of Sixth International Conference on Machine Learning Cybernetics, pp. 482-486, Hong Kong.
- [32] Er M. J., Chin S.H., (2000) “**Hybrid adaptive fuzzy controllers of robot manipulators with bounds estimation**”, IEEE Transaction on industrial electronics, Vol. 47, No. 5, pp. 1151-1160.
- [33] Ying, H., (1998), “**The Takagi–Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers**”, Automatica, Vol. 34, No. 2, pp. 157–167
- [34] Fateh M.M., (2010), “**Robust fuzzy control of electrical manipulators**”, Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol. 60, No. (3), pp. 415-434.
- [35] Wang, L. X., & Mendel, J. M. (1992), “**Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning**”, *IEEE transactions on Neural Networks*, Vol. 3, No. (5), pp. 807-814.
- [36] Wang, L. X., (1995), “**Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems**”, IEEE transactions on automatic control, Vol. 40, No. (1), pp.11-23.
- [37] Sun F.C., Sun Z.Q., Feng G., (1996), “**Design of adaptive fuzzy sliding mode controller for robot manipulators**”, Proceedings of the Fifth IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Vol. 1, pp. 62-67.
- [38] Zhang D., Song S., (2008), “**Research on the adaptive fuzzy sliding mode control of 2-DOF robot**”, Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery, pp. 236-240.

- [39] Zhu D., Mei T., Luo M., Zhu D., (2009), “**Adaptive sliding mode control for robots based on fuzzy support vector machines**”, Proceedings of the 2009 IEEE international conference on mechatronics and automation, Changchun, China.
- [40] Giordano V., Topalov A.V., Kaynak O., Turchiano B., (2004), “**Sliding-mode approach for on-line neural identification of robotic manipulators**”, 5th Asian Control Conference., Vol.3, pp. 2060- 2065.
- [41] Sadati N., Ghadami R., Bagherpour M., (2005), “**An adaptive neural network sliding controller for robotic manipulators**”, IEEE International Conference on Industrial Technology, pp.1246-1251.
- [42] Xuemei R., Rad A.B., Lewis F.L. , (2007), “**Neural Network-Based Compensation Control of Robot Manipulators with Unknown Dynamics**”, American Control Conference, pp.13-18.
- [43] Wai R.J., (2003), “**Tracking control based on neural network strategy for robot manipulators**”, Neurocomputing, Vol. 51, pp. 425-445.
- [44] Wai, R.J., Chen, P.C., (2004), “**Intelligent tracking control for robot manipulator including actuator dynamics via TSK-type fuzzy neural network**”, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 12, pp. 552– 560
- [45] Wai, R. J. and Yang, Z. W., (2008), “**Adaptive fuzzy neural network control design via a T-S fuzzy model for a robot manipulator including actuator dynamics**”, IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Vol. 29, No. 5, pp. 583–591.
- [46] Fateh M.M., (2008), “**On the voltage based control of electrical manipulators**”, International Journal of Control, Automation and System, Vol. 6, No.5, pp. 702–712.
- [47] Soltanpour M. R., Fateh M.M., (2009), “**Sliding mode robust control of robot manipulator in the task space by support of feedback linearization and backstepping control**”, World Applied Sciences Journal, Vol. 6, No. 1, pp. 70–76.

- [48] Fateh M.M., (2010), “**Robust voltage control of electrical manipulators in task-space**”, International Journal of Innovative Computing, Information and Control, Vol. 6, No. 6, pp.2691-2700.
- [49] Fateh, M.M., (2012), “**Nonlinear control of electrical flexible-joint robots**”, Nonlinear Dyn., Vol. 67, No. (4), pp. 2549–2559.
- [50] Fateh, M.M., (2012), “**Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy**”, Nonlinear Dyn., Vol. 67, pp.1525–1537.
- [51] L. A. Zadeh, (1965), “**Fuzzy sets**”, Information and control, vol. 8, pp. 338-353.
- [52] Y. Wang and Y. Chen, (2014), “**A Comparison of Mamdani and Sugeno Fuzzy Inference Systems for Traffic Flow Prediction**”, Journal of Computers, vol. 9, pp. 12-21.
- [53] Shen, Y., Cai, W.J., Li, S., (2010), “**Multivariable process control: decentralized, decoupling, or sparse**”, Ind. Eng. Chem. Res., Vol. 49, pp.761–771
- [54] MM. Fateh, S. Khorashadizadeh, (2012), “**Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty**”, Nonlinear Dynamics, Vol.69, No. (3), pp.1465-1477
- [55] Fateh, M.M, (2012) “**Nonlinear control of electrical flexible-joint robots, Nonlinear Dynamics**” Vol. 67, No. (4), pp.2549-2559

[۵۶] م.م. فاتح، ح. اسراری، س. خراشادی زاده، ۱۳۹۴، کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی بازوی رباتیک در فضای کار با راهبرد کنترل ولتاژ، مجله مکانیک سازه ها و اشاره ها، دوره ۵، شماره ۳، صفحه ۱۷-۲۶

[۵۷] ع. جعفری.س، ح. شهبازی، ۱۳۹۴، مروری بر الگوریتم‌های استنتاج فازی، چهارمین کنفرانس

ایده های نو در مهندسی برق، دانشگاه آزاد اصفهان

Abstract

This thesis presents a novel adaptive fuzzy control approach for robot manipulators based on voltage control strategy. The TSK fuzzy system is applied to estimate the parameter uncertainty, external disturbances and unmodeled dynamics. This approach guarantees the stability using sliding mode control approach. Adaptive fuzzy approach improves overcoming parametric uncertainty too. The adaptation rules achieve from stability analysis. The control approach is applied on two-link robot arm with geared permanent magnet DC motors. It is assumed that the external disturbance and approximation error of the fuzzy system are bounded and the desired trajectory is smooth in the sense that its derivatives up to a necessary order available and uniformly bounded to analyze stability. The simulation results verify that the adaptive fuzzy sliding mode controller is superior to robust fuzzy control approach in comparison.

Keywords: voltage control strategy, uncertainty estimation, adaptive fuzzy control, sliding mode control, robot manipulator



Shahrood University
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Designing the fuzzy control of robot manipulator based on guaranteed stability

Maral goodarzi

Supervisor:

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

2018