دانشگاه صنعتی شاهرود
دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان‌نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

کنترل مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد فازی تطبیقی گسسته بازوی رباتیک

نگارنده:

سید علیرضا بنی‌فاطمی

استاد راهنما :

پروفسور محمد مهدی فاتح

فروردین ۱۳۹۶

مدیریت تحصیلات تکمیلی

بسمه تعالی

شماره :

تاریخ :

فرم شماره (۶)

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای .... رشته .... گرایش .... تحت عنوان

....

که در تاریخ .... با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : .... امتیاز ....) ☐ دفاع مجدد ☐ مردود ☐

۱ـ عالی (۲۰ ـ ۱۹) ۲ـ بسیار خوب (۱۸/۹۹ ـ ۱۸)

۳ـ خوب (۱۷/۹۹ ـ ۱۶) ۴ـ قابل قبول (۱۵/۹۹ ـ ۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

a عضو هیأت داوران	نام ونام خانوادگی	مرتبهٔ علمی	امضاء
۱ـ استادراهنما			
۲ـ استاد مشاور			
۳ـ نماینده شورای تحصیلات تکمیلی			
۴ـ استاد ممتحن			
۵ ـ استاد ممتحن			

تأیید رئیس دانشکده :

تقدیم به پدر و مادرم

آنان‌که وجودم برایشان همه رنج بود و وجودشان برایم همه مهر

مویشان سپید گشت تا رویم سپید بماند

دستشان لحظه لحظه لرزان شد تا من قلم در دست بفشارم

آنان‌که فروغ نگاهشان، گرمی کلامشان و روشنی رویشان سرمایه‌های جاودان زندگی من است

با دلی مملو از عشق و محبت و خضوع بر دستانشان بوسه میزنم

استاد گرامی جناب آقای پروفسور محمد مهدی فاتح :

تلاش و کوشش حضرتعالی در انتقال معلومات و تجربیات ارزشمند برای کسب علم و دانش حقیقتاً قابل ستایش است. خدا را شاکرم که استاد فرزانه ای همچون شما را در مسیر راهم قرار داد تا از اندیشه نابتان بهره گیرم.

تعهد نامه

اینجانب .... دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته

.... دانشکده .... دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه

....تحت

راهنمائی...........................متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توســـط 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 د ست آمدن نتایج ا صلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مـستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) ا ستفاده شده ا ست ضوابط و ا صول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

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

چکیده

بازوهای رباتیک، سیستم‌های غیرخطی، چند متغیره با تزویج و عدم قطعیت می‌باشند. تاکنون روش‌های متعددی جهت کنترل فازی تطبیقی بازوی رباتیک ارائه شده اند. در این پایان‌نامه، برای اولین بار کنترل مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد فازی تطبیقی گسسته برای بازوی رباتیک ارائه می‌شود. از مزایای این روش آنست که پایداری با روش لیاپانوف تضمین می‌گردد. از آنجاکه در عمل، قوانین کنترل بصورت گسسته پیاده‌سازی می‌شوند، شبیه‌سازی این پایان‌نامه بصورت زمان-گسسته انجام شده است. همچنین، طراحی کنترل‌کننده زمان-گسسته فازی تطبیقی با راهبرد کنترل ولتاژ و راهبرد کنترل گشتاور نیز انجام شده است. روش پیشنهادی به مدل دقیق سیستم نیازی ندارد، لرزش سیگنال کنترل را کاهش داده و در زمان محدود، موجب همگرایی خطای ردیابی سیستم به صفر می‌گردد. همچنین این روش کنترلی در برابر اغتشاش خارجی نیز کارآمد و مقاوم می‌باشد. مطالعه روی ربات اسکارا انجام گردیده است. تحلیل پایداری و نتایج شبیه‌سازی تاثیر این روش کنترلی را نشان می‌دهند.

کلمات کلیدی : کنترل فازی تطبیقی، مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد، کنترل زمان - گسسته، بازوی رباتیک، کنترل ولتاژ و گشتاور

فهرست مطالب **صفحه**

فصل اول : پیشگفتار ۱
۱-۱-رباتیک ۲
۱-۲- کنترل دیجیتال ۳
۱-۳-مروری بر تحقیقات گذشته ۵
۱-۴-اهداف پژوهش ۸
۱-۵-مروری بر ساختار پایان‌نامه ۹
فصل دوم : مدل‌سازی بازوی رباتیک ۱۱
۲-۱- سینماتیک مستقیم ۱۱
۲-۱-۱-ماتریس دوران ۱۲
۲-۱-۲-بردار انتقال ۱۴
۲-۱-۳-الگوریتم دناویت هارتنبرگ ۱۶
۲-۲-ماتریس ژاکوپین ۱۸
۲-۳-مدل‌سازی دینامیکی ۱۹
۲-۳-۱-انرژی جنبشی ۱۹
۲-۳-۲-انرژی پتانسیل ۲۰
۲-۳-۳-لاگرانژین ۲۱
۲-۳-۴-معادله اویلر-لاگرانژ ۲۱
۲-۴-مدل‌سازی ربات اسکارا ۲۲
فصل سوم:کنترل فازی تطبیقی گسسته مود لغزشی ترمینال غیر منفرد ۲۷
۳-۱-مقدمه ۲۸
۳-۲-ترمینال جذب کننده ۲۹

۳-۳-محاسبه و طراحی کنترل‌کننده.. ۳۰
۳-۴- سطح لغزش ترمینال غیر منفرد و تحلیل پایداری.. ۳۲
۳-۵-محاسبه قوانین تطبیق.. ۴۱
۳-۶-راهبرد کنترل ولتاژ.. ۴۶
فصل چهارم: شبیه‌سازی.. ۵۱
۴-۱-راهبرد کنترل گشتاور... ۵۲
۴-۲-راهبرد کنترل ولتاژ.. ۶۲
فصل پنجم:نتیجه‌گیری و پیشنهادات... ۷۱
۵-۱-نتیجه‌گیری... ۷۲
۵-۲-پیشنهادات.. ۷۳
مراجع... ۷۴

فهرست اشکال **صفحه**

شکل(۲-۱) دستگاه مختصات دوران یافته...... ۱۴

شکل(۲-۲) انتقال دستگاه مختصات...... ۱۵

شکل(۲-۳) پیکره‌بندی ربات اسکارا...... ۲۴

شکل(۳-۱) توابع عضویت ورودی...... ۳۸

شکل(۳-۲) توابع عضویت خروجی...... ۳۸

شکل(۳-۳) بلوک دیاگرام سیستم کنترلی...... ۴۰

شکل(۳-۴) شماتیک موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم...... ۴۷

شکل(۳-۵) بلوک دیاگرام سیستم کنترلی با راهبرد کنترل ولتاژ...... ۴۹

شکل(۴-۱) مسیر مطلوب بازوی رباتیک...... ۵۳

شکل(۴-۲) اغتشاش وارد شده به بازوی رباتیک...... ۵۴

شکل(۴-۳) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک-لینک اول...... ۵۵

شکل(۴-۴) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک-لینک دوم...... ۵۵

شکل(۴-۵) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک-لینک سوم...... ۵۶

شکل(۴-۶) ترمینال سطح لغزش تولید شده برای هر لینک...... ۵۶

شکل(۴-۷) عملکرد ردگیری سیستم فازی تطبیقی...... ۵۸

شکل(۴-۸) گشتاور اعمال شده به بازوی رباتیک...... ۵۸

شکل(۴-۹) خروجی کنترلر فازی تطبیقی...... ۵۹

شکل(۴-۱۰) خروجی سیسنم فازی...... ۶۰

شکل (۴-۱۱) پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی-انتگرالی...... ۶۰

شکل(۴-۱۲) پارامتر تطبیق کنترلر فازی تطبیقی(ضرایب وزنی)...... ۶۱

شکل(۴-۱۳) پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی انتگرالی... ۶۱

شکل(۴-۱۴) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک اول.. ۶۳

شکل(۴-۱۵) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک دوم.. ۶۳

شکل(۴-۱۶) ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک سوم... ۶۴

شکل(۴-۱۷) ترمینال سطح لغزش تولید شده برای هر لینک بازوی ربات اسکارا.................................. ۶۵

شکل(۴-۱۸) عملکرد ردگیری سیستم فازی تطبیقی بازوی رباتیک.. ۶۶

شکل(۴-۱۹) ولتاژ اعمال شده به بازوهای ربات اسکارا.. ۶۷

شکل(۴-۲۰) خروجی کنترلر فازی تطبیقی.. ۶۷

شکل(۴-۲۱) خروجی سیستم فازی... ۶۸

شکل(۴-۲۲) پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی - انتگرالی... ۶۸

شکل(۴-۲۳) پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی - انتگرالی... ۶۹

شکل(۴-۲۴) پارامتر تطبیق کنترلر فازی تطبیقی (ضرایب وزنی)... ۶۹

فهرست جداول صفحه

جدول(۲-۱) پارامترهای دناویت-هارتنبرگ ربات اسکارا..۲۳

جدول(۲-۲) پارامترهای ربات اسکارا...۲۴

جدول(۳-۱) پارامترهای ربات.. ۵۰

جدول(۴-۱) پارامترهای طراحی ربات اسکارا..۵۳

فصل اول :

پیشگفتار

۱-۱-رباتیک

امروزه رباتیک و اتوماسیون، نقش مهمی در زندگی مردم به عهده دارند و جنبه های مختلفی از زندگی فردی و اجتماعی بشر، از قبیل صنعت، قانون، اقتصاد، بهداشت و سیاست تحت تاثیر آن قرار گرفته است. در حال حاضر از ربات‌ها در صنعت برای جوشکاری، ماشین‌کاری و مونتاژکاری در خطوط تولید استفاده می شود. ربات، ماشین خودکار یا نیمه خودکاری است که برای انجام کاری برنامه‌ریزی می شود. در میان کاربردهایی که برای ربات‌ها بیان می شود می توان به کاهش هزینه، افزایش دقت و تولید و افزایش انعطاف در مقایسه با ماشین های مخصوص دیگر اشاره کرد[۱]. اولین و مهمترین کاربرد ربات‌ها، استفاده ازآنها به جای کارگر است بدلیل آنکه ممکن است شرایطی باشد که کار کردن برای انسان، دشوار یا غیر قابل انجام باشد و یا نیاز به دقت بالایی باشد؛ دوم اینکه ربات ها خستگی‌ناپذیرند و می‌توانند ساعات متوالی و در شرایط دشوار و به دور از خطرات جانی محتمل برای انسان‌ها به کار خود ادامه دهند. بازوهای رباتیک با غیرخطی بودن و عدم قطعیت‌های متنوع در مدل دینامیکی، مانند اغتشاش و تغییر بار مشهور هستند و زمانی‌که الگوریتم کنترل بر پایه مدل سیستم باشد، رسیدن به عملکرد عالی، مشکل به نظر می‌رسد. بنابراین، طراحی یک کنترلر مناسب، یک چالش بزرگ بر سر راه مهندسین می‌باشد.

۱-۲-کنترل دیجیتال

امروزه کامپیوترهای دیجیتال جزئی لازم از سیستم‌های کنترل صنعتی به حساب می‌آیند. از کاربردهای کنترل دیجیتال می‌توان به حداقل سازی انرژی، هزینه، و حداکثر سازی سود و تولید اشاره کرد. کامپیوترهای دیجیتال در مهند سی کنترل برای دو منظور مختلف بکار برده شده‌اند. اولاً، از آنها برای تحلیل و ترکیب سیستم‌های کنترل پیچیده، شامل شبیه‌سازی و محاسبه‌ی دیجیتالی دینامیک‌های سیستم‌های کنترلی پیچیده استفاده شده است؛ ثانیاً، بعنوان کنترل‌کننده‌ها در سیستم‌های کنترل به کار برده می‌شوند[۲]. از آنجا که بسیاری از سیستم‌ها بصورت زمان-پیوسته کار می‌کنند، تعیین مدل سیستم زمان-گسسته از سیستم زمان-پیوسته برای کنترل دیجیتال بسیار مهم است. اگر مدل ریاضی سیستم معلوم باشد، مدل زمان-گسسته آنرا می‌توان از روش‌های گسسته‌سازی بدست آورد. با این وجود، در واقعیت، بسیاری از سیستم‌های پیچیده را به سختی می‌توان به صورت ریاضی مدلسازی کرد[۲]. بنابراین، توجه برای طراحی و آنالیز کنترل زمان-گسسته به منظور بکارگیری کامپیوترهای دیجیتال به عنوان کنترل‌کننده مورد نیاز است. در [۳]، روش جدیدی برای آنالیز پایداری سیستم‌های کنترل فازی زمان-گسسته مبتنی بر تابع لیاپانوف[1] با طراحی کنترل‌کننده H_∞ ارائه شده است. در[۴] روشی برای غلبه کردن بر غیر خطی بودن، عدم قطعیت،

[1] Lyapunov

خطای گسسته‌سازی و تقریب خطای سیستم فازی برای کنترل ردیابی بازوی رباتیک ارائه شده است؛ همچنین کنترل مقاوم برای جبران خطای تقریب کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی ربات برای ردیابی مجانبی مسیر مطلوب بکار گرفته شده است. طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم گسسته، به منظور غلبه بر خطای گسسته‌سازی، عدم قطعیت پارامتری و دینامیک‌های مدل نشده در [۵] بکار برده شده است. به منظور جبران پارامترهایی نظیر عدم قطعیت مدل، اغتشاش خارجی و خطای گسسته‌سازی در فضای وظیفه بازوی رباتیک، از تخمینگر فازی تطبیقی گسسته استفاده شده است. همچنین جهت حداقل کردن خطای تقریب از گرادیان نزولی استفاده شده است[۶]. راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل غیرمتمرکز فازی تطبیقی مستقیم بازوی رباتیک در [۷] بکار گرفته شده است. این روش، برای ساختار غیر متمرکز با پاسخی با دقت بالا، عملکرد ردیابی مقاوم و پایداری بسیار مناسب می‌باشد.

کنترل گسسته بازوی مکانیکی ربات، حجم انبوهی از تحقیقات در شکل‌های مختلف الگوریتم‌های کنترلی را به خود اختصاص داده است. روش‌های کنترل خطی گسسته تکراری به نامهای صافی Q، کانولوشن، یادگیری و توابع پایه ارائه و مقایسه شده‌اند[۸]. روش‌های کنترل زمان-گسسته برای بازوهای مکانیکی ربات به منظور غلبه بر نامعینی و غیرخطی بودن نظیر کنترل مود لغزشی، در[۹] ارائه شده است. همچنین، برخی کنترل‌های گسسته نظیر کنترل تکراری [۱۰]، کنترل تطبیقی مدل

مرجع [۱۱]، کنترل تکراری مرتبه دوم خطی[۱۲] ، و کنترل بهینه[۱۳] با بکارگیری مدل بازوی مکانیکی ربات و جبران عدم قطعیت مدل بررسی شده‌اند.

۱-۳ -مروری بر تحقیقات گذشته :

برای کنترل ربات، روش‌های گوناگونی ارائه شده است که مهمترین آنها در حوزه کنترل غیر خطی عبارتند از: کنترل فازی، کنترل تطبیقی، کنترل مود لغزشی، کنترل پسگام و کنترل پس‌خوردی.

در مقاله [۱۴]، کنترلر ترمینال مود لغزشی- فازی[۱] برای بازوی رباتیک بکار گرفته شده است. با این روش، خطای ردیابی سیستم در زمان محدود، به صفر میل می‌کند و همچنین سیستم حلقه بسته تا بی‌نهایت پایدار خواهد ماند. شبیه‌سازی‌ها مزیت این روش را در مقابل روش کلاسیک کنترل مود لغزشی- فازی (FSMC)[۲] بخوبی نشان می‌دهند چرا که عملکرد ردیابی به مراتب بهتر شده و همچنین لرزش سیگنال کنترل کاهش یافته است.

تجمیع کنترل فازی [۱۵]و کنترل مود لغزشی [۱۶] به یک موضوع تحقیقاتی مشهور تبدیل شده است [۱۷]. در [۱۸] سیستم کنترل تطبیقی غیرخطی با عدم قطعیت پارامتری بکار گرفته شده است، عملکرد

[۱] Terminal sliding mode control

[۲] Fuzzy sliding mode control

ردیابی تضمین شده است و پایداری سیستم بروش لیاپانوف اثبات شده است. در [۱۹]، الگوریتم فازی تطبیقی مود لغزشی بر پایه اطلاعات مدل که تا حدودی شناخته شده است، ارائه شده است.

اخیراً، روشی بنام کنترل ترمینال مود لغزشی موجب پیشرفت علم کنترل گردیده است، همچنین در صنعت و ساخت تجهیزات دقیق نیز کاربرد زیادی پیدا کرده است[۲۰]. مود لغزشی ترمینال برخلاف مود لغزشی کلاسیک، دارای سطح لغزش غیرخطی می‌باشد. به‌همین دلیل با استفاده از این روش، خطای ردیابی سیستم در زمان محدود به صفر میل می‌کند. اما خطاهای ردیابی سیستم در مود لغزشی کلاسیک به طور مجانبی به صفر میل می‌کند که موجب همگرایی خطاهای ردیابی سیستم در زمان نامحدود به صفر می‌گردد. مزایای روش مود لغزشی ترمینال عبارتند از: اولاً به مدل دقیق سیستم نیازی ندارند. دوماً لرزش سیگنال ورودی کنترل حذف می‌گردد؛ سوماً خطاهای ردیابی سیستم به سرعت به صفر میل می‌کند. مود لغزشی ترمینال برای سیستم‌های خطی MIMO در مقاله [۲۱] پیشنهاد شده است. روش کنترل مقاوم ترمینال مود لغزشی سیستم MIMO برای بازوی ربات n لینکی در [۱۶] ارائه شده است.

روش جدید ترمینال مود لغزشی فازی تطبیقی برای سیستم‌های با عدم قطعیت متغیر با زمان بررسی شده است[۲۲]. این روش برای بهبود مزایای کنترلر مود لغزشی ترمینال و کاهش لرزش سیگنال کنترل بکار گرفته می‌شود که موجب کاهش قابل توجه لرزش سیگنال کنترل حول سطح لغزش می‌گردد.

کنترل ردیابی تطبیقی غیرمنفرد مود لغزشی ترمینال با استفاده از شبکه های فازی برای بازوی ۶ لینکی ربات استفاده شده است[۲۳] . در مقایسه با کنترل لغزشی ابر صفحه‌ای[۱] ، کنترلر مود لغزشی ترمینال همگرایی سریع‌تری و دقت کنترلی بالاتری را به دنبال دارد. عملکرد ردیابی و پایداری حلقه بسته در این روش بوسیله تئوری لیاپانوف تضمین شده است. طراحی و کاربرد کنترل تطبیقی مود لغزشی بدون چترینگ[۲](لرزش سیگنال کنترل) (ACFSMC) برای کنترل حرکت بازوهای رباتیک بکارگرفته شده است که بعلت حضور عدم قطعیت و اغتشاش خارجی، کنترل تطبیقی و مقاوم روی این سیستم پیاده شده است[۲۴]. همچنین در این مقاله بر روی دو مکانیزم تخمین برخط[۳] عدم قطعیت و مدل فازی تطبیقی ربات، تمرکز شده است. کنترل تطبیقی شبکه‌های عصبی پایه‌ای شعاعی[۴] بر پایه‌ی کنترل فازی- مودلغزشی برای بازوی ربات دو لینکی بررسی شده است[۲۵] .برای تضمین پایداری و جبران خطای تقریب شبکه و اغتشاش خارجی، بهره کنترل مود لغزشی بوسیله سیستم فازی تطبیقی تنظیم شده است.

کنترل فازی مود لغزشی ، با استفاده از سیستم مرجع فازی عصبی تطبیقی با بهره‌گیری از مرتبه کسری در تنظیم پارامترهای بازوی رباتیک با دو درجه آزادی برای بهبود مقاومت اینگونه سیستم‌ها استفاده

۱ hyperplane
۲ chattering
۳ On line
۴ Radial basis function

شده است[۲۶].نشان داده شده است که در مقایسه با سیستم‌های با مرتبه صحیح، عملکرد ردیابی و درجه مقاومت و عدم حساسیت به اغتشاش بالا رفته است.

کنترلر تطبیقی مود لغزشی ترمینال مرتبه کسری(FO-TSMC)[۱]برای کنترل بازوی ربات با عدم قطعیت و اغتشاش خارجی بکار گرفته شده است. برای جبران خطای تقریب و همگرایی سریع، از کنترل مود لغزشی ترمینال استفاده شده است؛ همچنین برای بهبود عملکرد ردیابی از کنترلر مرتبه کسری استفاده شده و پایداری سیستم حلقه بسته بوسیله قضیه پایداری لیاپانوف اثبات شده است[۲۷]. سیستم فازی جهت جبران عدم قطعیت بکار برده شده است، همچنین در این مقاله نیازی به مشتق‌گیری از فرمول‌های خطی معادلات دینامیکی ربات و تنظیم پارامترها وجود ندارد و قوانین کنترل تطبیقی برای کاهش تاثیر خطای تقریب پیشنهاد شده است[۲۸]. کنترلر غیرمتمرکز فازی پسگام برای کنترل حرکت ربات با مفاصل صلب بکار گرفته شده است که در این کنترلر، جبرانساز برای تخمین کران خطای تقریب پیشنهاد شده است[۲۹].

۱-۴ اهداف پژوهش

هدف اصلی تحقیق، ارائه روشی جهت کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی رباتیک می‌باشد. در این خصوص، مدل‌سازی ربات، طراحی کنترل کننده مود لغزشی غیرمنفرد، طراحی کنترل کننده فازی

[۱] Fractional order TSMC

تطبیقی، تحلیل پایداری و ارزیابی سیستم کنترل انجام شده است. با توجه به پیچیده بودن سیستم رباتیک، غلبه بر اغتشاش خارجی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. در اجرا و شبیه‌سازی سیستم کنترل نیز از ربات اسکارا استفاده شده است.

۱-۵ مروری بر ساختار پایان‌نامه

فصول دیگر پایان‌نامه به‌صورت زیر تنظیم شده‌اند. فصل دوم به مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات و بدست آوردن معادلات آنها اختصاص داده شده است. در این فصل، ربات اسکارا مدلسازی می‌گردد.

در فصل سوم، روش کنترل فازی تطبیقی گسسته مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد ارائه شده است و دو راهبرد کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ بررسی گردیده است و تاثیر اغتشاش بر سیستم کنترلی نیز در نظر گرفته شده است. همچنین کنترل تطبیقی تناسبی-انتگرالی برای بهبود سرعت همگرایی سیستم نیز به‌کار گرفته شده است و پایداری نیز با روش لیاپانوف تضمین شده است در نتیجه خطای تقریب سیستم فازی تطبیقی جبران شده است. فصل چهارم به شبیه‌سازی روش کنترل پیشنهادی بر روی ربات سه لینکی اسکارا اختصاص داده شده است و شبیه‌سازی روش پیشنهادی بوسیله دو راهبرد کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ بررسی شده است. و نهایتاً در فصل پنجم نتیجه‌گیری نهایی و پیشنهادات ارائه شده اند.

فصل دوم

مدل‌سازی بازوی رباتیک

در این فصل روش بدست آوردن مدل ریاضی بازوی ماهر رباتیک بیان می‌گردد و مدل‌سازی بازوی ربات بصورت سینماتیکی و دینامیکی شرح داده می‌شود. با استفاده از جدول دناویت-هارتنبرگ روشی برای بکارگیری سینماتیک مستقیم بیان می‌گردد. در مدل‌سازی دینامیکی بازوی ربات، انرژی جنبشی و پتانسیل محاسبه شده و در نهایت مدل ریاضی ربات ارائه می‌گردد.

۲-۱سینماتیک مستقیم

سینماتیک مستقیم[۱] تعیین‌کننده جهت و موقعیت مجری نهایی با توجه به مقادیر متغیرهای مفصلی می‌باشد. یک بازوی رباتیک مجموعه‌ای از رابط‌ها است که توسط مفاصل مختلف به یکدیگر متصل گردیده‌اند، همچنین بازوی ربات با تعداد n مفصل همواره $n+1$ رابط را در بردارد. مفاصل ربات به دو نوع کشویی و لولایی تقسیم بندی می‌شوند. مفاصل لولایی که با R نشان داده می‌شوند امکان چرخش نسبی بین دو رابط را فراهم می‌کنند. همچنین، مفاصل کشویی که با P نشان داده می‌شود اجازه حرکت نسبی طولی را بین دو رابط می‌دهند. متغیرهای مفصلی در نوع لولایی زاویه بین دو رابط و در مفاصل کشویی طول رابط می‌باشند. با توجه به چگونگی ترکیب مفاصل، انواع متنوعی ربات وجود دارد. از جمله می‌توان به ربات‌های هنرمند، اسکارا، استنفورد و ... اشاره کرد. در این پایان نامه به ربات اسکارا پرداخته شده است. در ادامه برای بدست آوردن سینماتیک مستقیم، ماتریس دوران و بردار انتقال تعریف می‌گردد و سپس روش دناویت-هارتنبرگ برای بدست آوردن سینماتیک مستقیم بکار برده می‌شود.

۲-۱-۱ ماتریس دوران

شکل (۲-۱) را در نظر بگیرید. فرض کنید که P_0 نمایش نقطه P در مختصات دستگاه $ox_0y_0z_0$ و P_1 نمایش نقطه P در دستگاه $ox_1y_1z_1$ باشد. همانطور که در شکل (۲-۱) نشان داده شده است مبدا در این دستگاه نقطه o می‌باشد اما محورهای آن‌ها نسبت به هم دوران یافته‌اند. هدف آنست که با یک ماتریس دوران مناسب نقطه P_0 به نقطه P_1ربط داده شود. برای نقطه P_1 می‌توان نوشت:

$$P_1 = p_{1x}i_1 + p_{1y}j_1 + p_{1z}k_1 \qquad (۲-۱)$$

چون P_0 و P_1 نمایش یکسان بردار P می‌باشند ارتباط بین مولفه‌های P در دو دستگاه مختصات بصورت زیر است:

$$p_{0x} = P_0 i_0 = P_1 i_0 = p_{1x} i_1.i_0 + p_{1y} j_1.i_0 + p_{1z} k_1.i_0 \qquad (۲-۲)$$

فرمول‌های مشابهی برای p_{0y} و p_{0z} داریم یعنی:

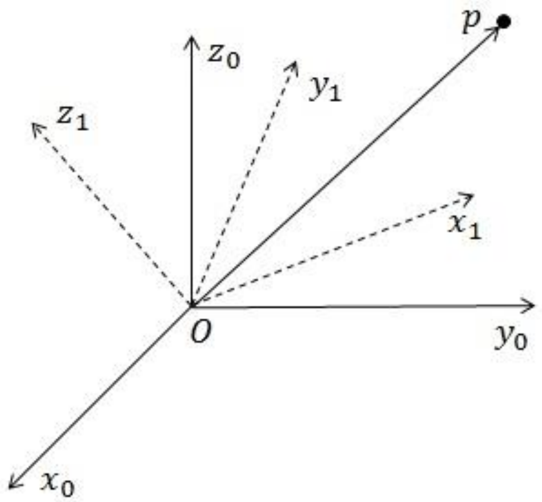
$$p_{0y} = p_{1x}i_1.j_0 + p_{1y}j_1.j_0 + p_{1z}k_1.j_0 \qquad (۲-۳)$$

$$p_{0z} = p_{1x}i_1.k_0 + p_{1y}j_1.k_0 + p_{1z}k_1.k_0 \qquad (۲-۴)$$

معادلات (۲-۲)، (۲-۳) و (۲-۴) را بصورت (۲-۵) می‌نویسیم.

$$P_0 = \begin{bmatrix} i_1.i_0 & j_1.i_0 & k_1.i_0 \\ i_1.j_0 & j_1.j_0 & k_1.j_0 \\ i_1.k_0 & j_1.k_0 & k_1.k_0 \end{bmatrix} P_1 = R_0^1 P_1 \qquad (۵-۲)$$

بنابراین اگر یک نقطه معلوم در مختصات $ox_1y_1z_1$ بعنوان P_1 بیان شود پس $R_0^1P_1$ همان بردار را در دستگاه $ox_0y_0z_0$ بیان می‌کند.



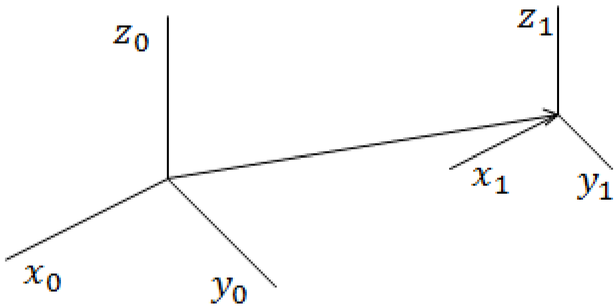
شکل (۲-۱): دستگاه مختصات دوران یافته

اگر از دوران مختصات $ox_0y_0z_0$ حول محور z_0 به اندازه زاویه θ مختصات $ox_1y_1z_1$ بوجود آمده باشد، خواهیم داشت:

$$R_0^1 = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (۶-۲)$$

۲-۱-۲ بردار انتقال

فرض کنید در شکل (۲-۲) محورهای مختصات $ox_0y_0z_0$ و $ox_1y_1z_1$ موازی باشند. بردار d_0^1 را می‌توان بنحوی انتخاب نمود که مختصات $ox_0y_0z_0$ را به مختصات $ox_1y_1z_1$ تبدیل کند.



شکل۲-۲: انتقال دستگاه مختصات

مانند حالت قبل هر نقطه مانند P_0 در دستگاه $ox_1y_1z_1$ را می‌توان مطابق رابطه (۲-۷) بصورت نقطه P_1 در دستگاه $ox_0y_0z_0$ تعریف نمود.

$$P_0 = P_1 + d_0^1 \tag{۲-۷}$$

رابطه کلی بین دو دستگاه مختصات را می‌توان بصورت ترکیب دوران خالص و انتقال خالص تعریف کرد که بعنوان حرکت صلب شناخته می‌شود. دو حرکت صلب بصورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$P_0 = R_0^1 P_1 + d_0^1 \tag{۲-۸}$$

$$P_1 = R_1^2 P_2 + d_1^2 \tag{۲-۹}$$

با جایگذاری رابطه (۲-۹) در (۲-۸) حرکت صلب دیگری حاصل می‌شود که بصورت رابطه (۲-۱۰) می‌باشد.

$$P_0 = R_0^1 R_1^2 P_2 + R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \tag{۱۰-۲}$$

رابطه بین P_0 و P_2 یک حرکت صلب است و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$P_0 = R_0^2 P_2 + d_0^2 \tag{۱۱-۲}$$

که:

$$\begin{aligned} R_0^2 &= R_0^1 R_1^2 \\ d_0^2 &= R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \end{aligned} \tag{۱۲-۲}$$

اکنون تساوی ماتریسی زیر از روابط (۲-۱۲) بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} R_0^1 & d_0^1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1^2 & d_1^2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0^1 R_1^2 & R_0^1 d_1^2 + d_0^1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۱۳-۲}$$

که نشان می‌دهد حرکت‌های صلب بوسیله مجموعه ماتریس‌های زیر می‌تواند نشان داده شود:

$$T_0^n = A_1 A_2 \ldots A_{n-1} A_n = \begin{bmatrix} R_0^n & d_0^n \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{۱۴-۲}$$

که به آن ماتریس همگن گفته می‌شود. ماتریس‌های A_i توصیف دستگاه مختصات i در دستگاه مختصات $i+1$ است.

۳-۱-۲ الگوریتم دناویت-هارتنبرگ

در ربات‌هایی با $n+1$ رابط، ابتدا رابط‌ها را از صفر تا n شماره‌گذاری می‌کنیم. پایه ربات را بعنوان رابط صفر و مفاصل را از یک تا n شماره‌گذاری می‌شوند. به انتهای هر رابط یک دستگاه مختصات متصل می‌کنیم. با این مقدمه دستورالعمل دناویت هارتنبرگ بصورت زیر بیان می‌شود:

مرحله ۱: محورهای مفاصل، $z_0, z_1, ..., z_{n-1}$ قرار داده می‌شود و نامگذاری می‌گردد.

مرحله ۲: دستگاه پایه نصب می‌گردد، مبدا هرجای دلخواه روی محور z_0 تنظیم می‌شود. محورهای x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راست گرد بطور مناسب انتخاب می‌شود. برای $i = 1, ..., n-1$ مرحله سه تا پنج اجرا می‌گردد.

مرحله ۳: مبدا o_i، جایی که عمود مشترک z_i و z_{i-1}، z_i را قطع می‌کند قرار داده می‌شود. اگر z_i و z_{i-1} موازی هستند o_i در محل مفصل i قرار داده می‌شود.

مرحله ۴: x_i در امتداد عمود مشترک بین z_i و z_{i-1} و در عمود از o_i قرار داده می‌شود. وقتی z_i و z_{i-1} متقاطع هستند در جهت عمود بر صفحه z_i و z_{i-1} قرار داده می‌شود.

مرحله ۵: y_i با تکمیل دستگاه راست گرد مشخص می‌شود.

مرحله ۶: دستگاه مختصات قسمت پایانی $x_n y_n z_n$ تعیین می‌گردد.

مرحله ۷: یک جدول از پارامترهای رابط a_i، d_i، α_i و θ_i درست می‌شود. پارامترهای ذکر شده بصورت زیر هستند:

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

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.

مرحله ۸: ماتریس تبدیل همگن زیر با جایگذاری پارامترهای بالا بدست آورده می‌شود.

$$A_i = \begin{bmatrix} \cos\theta_i & -\sin\theta_i & 0 & 0 \\ \sin\theta_i & \cos\theta_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \alpha_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha_i & -\sin\alpha_i & 0 \\ 0 & \sin\alpha_i & \cos\alpha_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۵-۲)$$

مرحله ۹: $T_0^n = A_1 A_2 ... A_n$ تشکیل می‌گردد. این ماتریس تبدیل موقعیت و جهت آخرین دستگاه را در دستگاه مبنا نشان می‌دهد.

۲-۲ماتریس ژاکوبین

هنگامی‌که ربات حرکت می‌کند، متغیرهای مفصلی، موقعیت و جهت مجری نهایی تابعی از زمان است. ماتریس ژاکوبین بخوبی ارتباط بین سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای مجری نهایی با متغیرهای مفصلی را نشان می‌دهد. رابطه سرعت در فضای مفصلی و سرعت در فضای کار بصورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{X} = J(q)\dot{q} \tag{۲-۱۶}$$

در رابطه (۲-16)، $\dot{X}$ ، $J(q)$ و $\dot{q}$ به ترتیب بردارهای مختصات نقطه انتهایی ربات، ماتریس ژاکوبین و بردار موقعیت مفاصل ربات هستند. روابط بدست آوردن ژاکوبین بصورت زیر خلاصه می‌شود [۳]:

محاسبه ماتریس ژاکوبین برای مفاصل کشویی:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{۲-۱۷}$$

محاسبه ماتریس ژاکوبین برای مفاصل لولایی:

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (o_n - o_{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \tag{۲-۱۸}$$

۲-۳ مدلسازی دینامیکی

برای بدست آوردن مدل دینامیکی ربات انرژی جنبشی و پتانسیل ربات محاسبه می‌گردد. سپس لاگرانژین سیستم تشکیل داده می‌شود. آنگاه با استفاده از معادلات اویلر لاگرانژ معادله دینامیکی ربات بدست آورده می‌شود.

۲-۳-۱ انرژی جنبشی

انرژی جنبشی ربات از مجموع انرژی‌های جنبشی رابط‌های آن بدست می‌آیند و انرژی جنبشی هر رابط از مجموع انرژی‌های جنبشی تمام نقاط آن بدست می‌آید. انرژی جنبشی یک ربات با n رابط از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$K = \frac{1}{2}\dot{q}^T\left(\sum_{i=1}^{n}\left(m_i J_v^T J_v + J_\omega^T R_i I_i R_i^T J_\omega\right)\right)\dot{q} \qquad (۲-۱۹)$$

J_v و J_ω از روابط (۲-۱۷) و (۲-۱۸) با توجه به نوع مفصل iام محاسبه می‌شوند و R_i ماتریس دوران دستگاه مختصات iام در دستگاه مبنا می‌باشد. m_i جرم رابط iام است. در رابطه بالا I_i تانسور لختی می‌باشد که بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I_N = \int \begin{bmatrix} -\left(p_z^2 + p_y^2\right) & p_x p_y & p_x p_z \\ p_x p_y & -\left(p_x^2 + p_z^2\right) & p_x p_y \\ p_x p_z & p_x p_y & -\left(p_x^2 + p_y^2\right) \end{bmatrix} dm \qquad (۲-۲۰)$$

اگر تعریف کنیم:

$$D(q)=\left(\sum_{i=1}^{n}\left(m_i J_v^T J_v + J_\omega^T R_i I_i R_i^T J_\omega\right)\right) \qquad (۲۱-۲)$$

خواهیم داشت:

$$K=\frac{1}{2}\dot{q}^T D(q)\dot{q} \qquad (۲۲-۲)$$

$D(q)$ ماتریس اینرسی ربات نام دارد.

۲-۳-۲ انرژی پتانسیل

انرژی پتانسیل گرانشی ربات با قرار دادن مبدا دستگاه مختصات رابط در مرکز جرم آن و استفاده از رابطه نیروی گرانشی بصورت زیر محاسبه می‌شود. r_{c_i} مختصات مرکز جرم می‌باشد.

$$P=g^T r_{c_i} m_i \qquad (۲۳-۲)$$

$$P=g^T\left(\sum_{i=1}^{n}\left(m_i d_0^{c_i}\right)\right) \qquad (۲۴-۲)$$

$$g^T=\begin{bmatrix}0 & 0 & 9.81\end{bmatrix} \qquad (۲۵-۲)$$

۳-۳-۲ لاگرانژین

لاگرانژین بصورت اختلاف انرژی جنبشی و پتانسیل تعریف می‌شود. داریم:

$$L = K - P \tag{۲-۲۶}$$

$$L = \frac{1}{2}\dot{q}^T D(q)\dot{q} - P \tag{۲-۲۷}$$

۲-۳-۴ معادله اویلر- لاگرانژ

معادله دینامیکی ربات با قرار دادن لاگرانژین از رابطه (۲-۲۷) در معادله اویلر- لاگرانژ که بصورت زیر تعریف می‌شود بدست می‌آید.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}\right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau \tag{۲-۲۸}$$

با جایگذاری لاگرانژین در رابطه فوق و انجام محاسبات لازم، معادلات دینامیکی ربات بصورت زیر بدست می‌آید:

$$D(q)\ddot{q} + \dot{D}(q)\dot{q} - \frac{1}{2}\frac{\partial}{\partial q}\left(\dot{q}^T D(q)\dot{q}\right) + \frac{\partial}{\partial q}P = \tau \tag{۲-۲۹}$$

رابطه بالا را می‌توان بصورت زیر ساده نمود:

$$D(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \tag{۲-۳۰}$$

در رابطه (۲-۳۰) $q \in R^n$ بردار موقعیت مفاصل، $D(q) \in R^{n\times n}$ ماتریس اینرسی بازو، $C(q,\dot{q})\dot{q} \in R^n$ بردار گشتاورهای گریز از مرکز و کریولیس، $G(q) \in R^n$ بردار گشتاورهای گرانشی و در نهایت $\tau \in R^n$ بردار گشتاورهای ورودی می‌باشد.

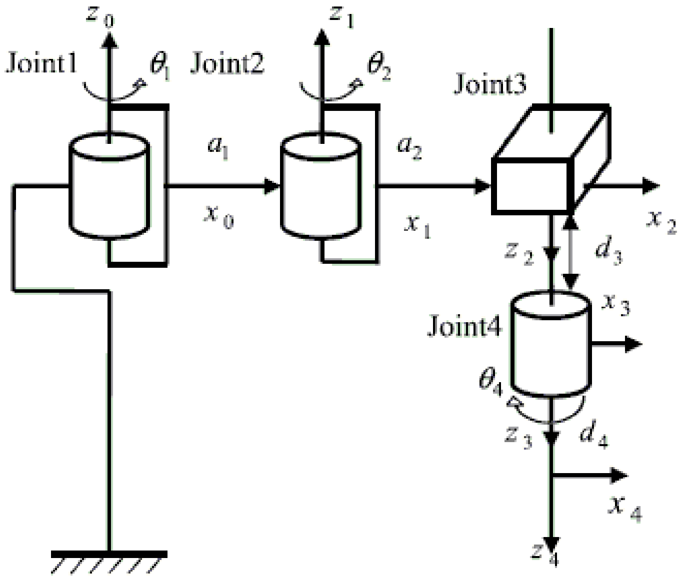
۲-۴ مدل‌سازی ربات اسکارا

برای مدل‌سازی طبق دستور دناویت-هارتنبرگ و قرار دادن دستگاه مختصات مطابق دستورالعمل مذکور شکل (۲-۳) جدول دناویت هارتنبرگ را بصورت زیر تشکیل می‌دهیم:

جدول۲-۱: پارامترهای دناویت هارتنبرگ ربات اسکارا

رابط	θ_i	d_i	a_i		α_i
۱	θ_1	۰	$a_1 = 0.621$		۰
۲	θ_2	۰	$a_2 = 1.064$		α_2
۳	۰	d_3	۰		۰

متغیرهای مفصلی θ_1، θ_2 و d_3 هستند و رابط چهارم به رابط سوم قفل شده است.



شکل ۲-۳ : پیکربندی ربات اسکارا [۳۰]

در قدم بعد ماتریس ژاکوبین را با استفاده از روابط (۲-۱۷) و (۲-۱۸) بدست می‌آوریم:

$$J(q)=\begin{bmatrix} -a_1\sin(\theta_1)-a_2\sin(\theta_1+\theta_2) & -a_2\sin(\theta_1+\theta_2) & 0 \\ a_1\cos(\theta_1)+a_2\cos(\theta_1+\theta_2) & a_2\cos(\theta_1+\theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (۲-۳۱)$$

جدول پارامترهای ربات اسکارا بصورت زیر است:

جدول ۲-۲ پارامترهای ربات اسکارا

رابط	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
۱	-۰,۳۸۰۳	-۰,۰۰۱۴	-۰,۱۴۴۶	۹۵,۲۳۱۵	۱,۶۲۱۶	۷,۳۱۰۷	۷,۶۰۰۶	۰,۰۲۷	-۰,۰۰۲۶	۰,۰۰۰۱
۲	-۰,۶۷۳۹	۰,۰۰۱۱	-۰,۱۹۵۶	۱۵۸,۰۸۶۶	۳,۷۴۵۲	۲۲,۶۴۳۶	۲۱,۶۸۲۵	۰,۰۱۴	۲,۰۹۹۶	-۰,۰۰۱۵
۳	۰	۰	-۰,۵۴۰۳	۱۶,۶۱۷۱	۱,۶۳۳۹	۱,۶۳۳۹	۰,۰۴۰۷	۰	-۰,۰۰۰۴	۰

در جدول (۲-۲) بردار $\left[x_i \quad y_i \quad z_i\right]$، m_i و I_i به ترتیب بردار مرکز جرم بر حسب متر، جرم بر حسب کیلوگرم و تانسور لختی بر حسب کیلوگرم متر مربع رابط iام هستند. در قدم بعد انرژی جنبشی و پتانسیل را با استفاده از روابط (۲-۱۹) و (۲-۲۳) محاسبه می‌شوند و در نهایت با استفاده از رابطه (۲-۲۸) ماتریس‌های $D(q)$ و $C(q,\dot{q})$ و بردار $G(q)$ بصورت زیر حاصل می‌شود:

$$D(q)=\begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & D_{24} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & D_{34} \\ D_{41} & D_{42} & D_{43} & D_{44} \end{bmatrix} \tag{۳۲-۲}$$

که در رابطه (۲-32):

$$\begin{aligned} D_{11} &= I_{zz1}+I_{zz2}+I_{zz3}+I_{zz4}+m_1\left(a_1+x_{c1}\right)^2+m_2\left[\left(a_2+x_{c2}\right)^2+a_1^2\right] \\ &+\left(m_3+m_4\right)\left(a_1^2+a_2^2\right)+\cos\left(\theta_2\right)\left[2a_1m_2\left(a_2+x_{c2}\right)+2a_1a_2\left(m_3+m_4\right)\right] \end{aligned}$$

$$D_{22}=I_{zz2}+I_{zz3}+I_{zz4}+m_2\left(a_2+x_{c2}\right)^2+a_2^2\left(m_3+m_4\right)$$

$$D_{33}=m_3+m_4$$

$$\begin{aligned} D_{12}=D_{21} &= I_{zz2}+I_{zz3}+I_{zz4}+m_2\left(a_2+x_{c2}\right)^2+a_2^2\left(m_3+m_4\right) \\ &+\cos\left(\theta_2\right)\left[a_1m_2\left(a_2+x_{c2}\right)+a_1a_2\left(m_3+m_4\right)\right] \end{aligned}$$

$$D_{13}=D_{31}=D_{23}=D_{32}=D_{34}=D_{43}=0$$

$$D_{14}=D_{41}=D_{42}=D_{24}=-I_{zz4}$$

$$C(q,\dot{q})=\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \qquad (۲-۳۳)$$

که در رابطه (۲-۳۳):

$$C_{11}=-[a_1 m_2(a_2+x_{c2})+a_1 a_2(m_3+m_4)]\sin(\theta_2)\dot{\theta}_2$$

$$C_{12}=-[a_1 m_2(a_2+x_{c2})+a_1 a_2(m_3+m_4)]\sin(\theta_2)(\dot{\theta}_1+\dot{\theta}_2)$$

$$C_{21}=[a_1 m_2(a_2+x_{c2})+a_1 a_2(m_3+m_4)]\sin(\theta_2)\dot{\theta}_1$$

$$C_{13}=C_{14}=C_{22}=C_{23}=C_{24}=C_{31}=C_{32}=C_{33}=C_{34}=C_{41}=C_{42}=C_{43}=C_{44}=0$$

$$G(q)=\begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \end{bmatrix} \qquad (۲-۳۴)$$

که در رابطه (۲-۳۴):

$$G_1=G_2=G_4=0$$

$$G_3=-9.81(m_3+m_4)$$

با توجه به اینکه مفصل چهارم به مفصل سوم قفل شده است، ماتریس های $D(q)$، $C(q,\dot{q})$ و $G(q)$ بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$D(q) = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} \end{bmatrix} \quad (۳۵-۲)$$

$$C(q,\dot{q}) = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{bmatrix} \quad (۳۶-۲)$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \end{bmatrix} \quad (۳۷-۲)$$

از روابط (۲-۳۵)، (۲-۳۶) و (۲-۳۷) جهت شبیه‌سازی در ادامه استفاده می‌شود. همچنین شبیه سازی-های این مقاله بر روی ربات اسکارا با سه درجه آزادی بررسی خواهد شد.

فصل سوم

کنترل فازی تطبیقی گسسته مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد

۳-۱ مقدمه :

در این پایان‌نامه، کنترل فازی تطبیقی گسسته مود لغزشی ترمینال غیر منفرد بازوی رباتیک ارائه شده است. از روش کنترل مود لغزشی ترمینال، در سیستم‌های گوناگونی استفاده شده است[۳۱]. در روش پیشنهادی، منطق فازی، ترمینال مود لغزشی غیر منفرد و کنترل تطبیقی با یکدیگر ترکیب شده‌اند، و کنترلر فازی تطبیقی گسسته و کنترلرPI نیز برای بالا بردن سرعت همگرایی به سیستم اضافه شده است. از مزیت‌های این روش نسبت به مد لغزشی کلاسیک می‌توان به این اشاره کرد که خطای ردیابی در زمان محدود به صفر همگرا می‌شود در صورتیکه در روش کلاسیک به صورت مجانبی و در زمان نامحدود به صفر همگرا می‌گردد. از آنجایی‌که سیستم‌ها و کامپیوترهای دیجیتال بصورت گسسته عمل می‌کنند، محاسبات و شبیه‌سازی‌های این بخش نیز بصورت گسسته-زمانی انجام شده است.[۳۲] گسسته‌سازی مود لغزشی ترمینال را برای سیستم‌های پیوسته-زمانی بررسی کرده است.

همانطور که در فصل ۲ اشاره شد، دینامیک کلی بازوی ربات بصورت زیر می‌باشد:

$$D(q)\ddot{q} + C(q.\dot{q})\dot{q} + G(q) + T_d = \tau \qquad (۱-۳)$$

که T_d اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم می‌باشد.

۳-۲ ترمینال جذب کننده:

سیستم مرتبه دوم بصورت زیر در نظرگرفته می‌شود:

$$\dot{x}_1 = x_2 \qquad (۳-۲)$$

$$\dot{x}_2 = f(x_1.x_2) + b(x_1.x_2)u(t)$$

که x_1 و x_2 حالات سیستم ، و f(.) و b(.) توابعی از x_1 و x_2، و u، ورودی کنترلی می‌باشد.

برای دستیابی به همگرایی حالات، متغیر ترمینال لغزشی مرتبه اول بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$s = x_2 + \beta {x_1}^{\frac{r}{p}} \qquad (۳-۳)$$

که p وr اعداد صحیح مثبت فرد می‌باشند و $\beta > 0$ ثابت طراحی می‌باشد بطوریکه [۲۳]:

$$2\,r > p > r \qquad (۳-۴)$$

متغیر ترمینال لغزشی s میتواند در زمان محدود به ترمینال لغزشی $s = 0$ برسد. در حالت،

دینامیک‌های سیستم با معادله دیفرانسیل غیر خطی زیر بدست می‌آیند:

$$\dot{x}_1 = -\beta x_1^{\frac{r}{p}} \qquad (۳-۵)$$

در مقاله [۳۳] نشـان داده شده ا ست که $x_1 = 0$ ترمینال جذب کننده[۱] سی ستم (۳-۵) می‌با شد. در حقیقت اگر مقدار اولیه x_1 در $t = 0$ بصـــورت $(x_1(0) \neq 0)$ باشـــد و دو عدد صـــحیح فرد p و r

[۱] Terminal attractor

بصـورتی انتخاب شـوند که شـرایط (۳-۴) را برآورده سـازند، با حل معادله (۳-۵)، زمان همگرایی[۱] t_c

برای حل بصورت زیر بدست می آید:

$$\mathrm{t_c} = -\int_{x_1(0)}^{0} \frac{\mathrm{d}x_1}{\beta {x_1}^{\frac{\mathrm{r}}{\mathrm{p}}}} = \frac{|x_1(0)|^{1-\frac{\mathrm{r}}{\mathrm{p}}}}{\beta\left(1-\frac{\mathrm{r}}{\mathrm{p}}\right)} \qquad (۶-۳)$$

رابطه (۳-۶) بدین معناست که در ترمینال لغزشی، x_1 و x_2 در زمان محدود به صفر همگرا می‌شوند.

۳-۳ محاسبه و طراحی کنترل کننده :

حال با تعریف سطح لغزشی ترمینال و خطای ردیابی بصورت زیر داریم[۱۴]:

$$s = \dot{\mathrm{e}} + \alpha \mathrm{e}^{\frac{r}{\mathrm{p}}} \qquad (۷-۳)$$

$$e = q - q_d \qquad (۸-۳)$$

که در آن q متغیرهای مفاصل و q_d مسیر مطلوب می‌باشد. و p وr اعداد صحیح مثبت فرد می‌باشند

و $\alpha = \mathrm{diag}[\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \alpha_3]$ ثابت طراحی می‌باشد بطوریکه رابطه (۳-۴) را نیز ارضا می‌کنند.

با شرایط گفته شده و رابطه (۳-۴) داریم:

$$\dot{e} + \alpha e^{\frac{r}{p}} = 0 \qquad (۹-۳)$$

[۱] Convergence time

در نتیجه زمان همگرایی خطای ردیابی همانند رابطه (۳-۶) بصورت زیر می‌باشد:

$$t = -\int_{e(0)}^{0} \frac{\mathrm{d}e}{\alpha e^{\frac{r}{p}}} = \frac{|e(0)|^{1-\frac{r}{p}}}{\alpha\left(1-\frac{r}{p}\right)} \tag{۳-۱۰}$$

که $e(0)$ مقدار اولیه خطا می‌باشد. رابطه بالا نشان‌دهنده همگرایی خطای ردیابی در زمان محدود به صفر می‌باشد. با توجه به رابطه (۳-۱۰)، زمان همگرایی در مد ترمینال لغزشی به پارامترهای α و p و r و $e(0)$ بستگی دارد.

سطح لغزش بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$s = \dot{e} + \alpha e^{\frac{r}{p}} = \dot{q} - \dot{q}_d + \alpha e^{\frac{r}{p}} = \dot{q} - \dot{q}_r \tag{۳-۱۱}$$

با مشتق‌گیری از رابطه بالا داریم:

$$\dot{s} = \ddot{e} + (\alpha e^{\frac{r}{p}})' = \ddot{q} - \ddot{q}_d + \left(\alpha e^{\frac{r}{p}}\right)' = \ddot{q} - \ddot{q}_r \tag{۳-۱۲}$$

که در روابط بالا

$$\begin{cases} \dot{q}_r = \dot{q}_d - \alpha e^{\frac{r}{p}} \\ \ddot{q}_r = \ddot{q}_d - \left(\alpha e^{\frac{r}{p}}\right)' \end{cases} \tag{۳-۱۳}$$

آنگاه داریم:

$$\ddot{q}_r = \ddot{q}_d - \alpha \frac{d}{dt}\left(e^{\frac{r}{p}}\right) = \ddot{q}_d - \frac{r}{p} diag\left(\alpha_i e^{\frac{(r-p)}{p}}\right)\dot{e} = \ddot{q}_d + \left[\alpha_1^2 \frac{r}{p} e_1^{\frac{(2r-p)}{p}} . \dots . \alpha_i^2 \frac{r}{p} e_i^{\frac{(2r-p)}{p}} . \dots . \alpha_n^2 \frac{r}{p} e_n^{\frac{(2r-p)}{p}}\right]^T \quad (۱۴-۳)$$

که در آن α_i، iامین درایه از ماتریس قطری α می‌باشد.

با توجه به روابط ارائه شده در بالا ، رابطه (۳-۱) بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$D(\dot{s} + \ddot{q}_r) + C(s + \dot{q}_r) + G + T_d = \tau_m \quad (۱۵-۳)$$

در نتیجه داریم:

$$D\dot{s} = \tau_m - D\ddot{q}r - Cs - C\dot{q}r - G - T_d \quad (۱۶-۳)$$

۳-۴ سطح لغزش ترمینال غیر منفرد و تحلیل پایداری

از قانون لیاپانوف برای اثبات پایداری استفاده می‌شود. با پیشنهاد تابع مثبت معین به صورت زیر [۱۴-۳۷]:

$$V = \frac{1}{2} s^T D s \quad (۱۷-۳)$$

که D معین مثبت متقارن است در نتیجه V نیزمعین مثبت است.

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\dot{s}^T D s + \frac{1}{2} s^T \dot{D} s + \frac{1}{2} s^T D \dot{s} \quad (۱۸-۳)$$

چون D متقارن است در نتیجه:

$$\dot{V} = s^T D \dot{s} + \frac{1}{2} s^T \dot{D} s \quad (۱۹-۳)$$

با استفاده از رابطه (۳-۱۶):

$$\dot{\mathrm{V}} = \mathrm{s}^{\mathrm{T}}(\tau_{\mathrm{m}} - \mathrm{D}\ddot{\mathrm{q}}\mathrm{r} - \mathrm{Cs} - \mathrm{C}\dot{\mathrm{q}}\mathrm{r} - \mathrm{G} - \mathrm{T_d}) + \frac{1}{2}\mathrm{s}^{\mathrm{T}}\dot{\mathrm{D}}\mathrm{s} \quad (۳-۲۰)$$

$$= \frac{1}{2}\mathrm{s}^{\mathrm{T}}\left(\dot{\mathrm{D}} - 2\mathrm{C}\right)\mathrm{s} + \mathrm{s}^{\mathrm{T}}(\tau_{\mathrm{m}} - \mathrm{D}\ddot{\mathrm{q}}_{\mathrm{r}} - \mathrm{C}\dot{\mathrm{q}}_{\mathrm{r}} - \mathrm{G} - \mathrm{T_d}) \quad (۳-۲۱)$$

چون $\dot{\mathrm{D}} - 2\mathrm{C}$ پاد متقارن است:

$$\dot{V} = s^T(\tau_{\mathrm{m}} - D\ddot{q}_r - C\dot{q}_r - G - T_d) \quad (۳-۲۲)$$

$$\tau_{\mathrm{m}} = -\mathrm{Ksgn(s)} \quad (۳-۲۳)$$

$$\mathrm{K} = \mathrm{diag}[\mathrm{k_{11}}. \dots .\mathrm{k_{nn}}] \qquad i = 1. \dots .n \quad (۳-۲۴)$$

در نتیجه:

$$\dot{V} = s^T(-Ksgn(s) - D\ddot{q}_r - C\dot{q}_r - G - T_d) \quad (۳-۲۵)$$

با تعریف B بصورت زیر:

$$B = -D\ddot{q}r - C\dot{q}r - G - T_d \quad (۳-۲۶)$$

سپس رابطه (۳-۲۵) بدین صورت بازنویسی می‌گردد:

$$\dot{V} = s^T[B - Ksgn(s)] = \sum^{n} s_i[B_i - K_{ii}sgn(s_i)] \quad (۳-۲۷)$$

از آنجایی که هدف اثبات $\dot{v} < 0$ می‌باشد، دو حالت در نظر گرفته می‌شود:

۱- اگر $s_i \neq 0$ و $e_i \neq 0$ باشد:

با توجه به رابطه‌های (۳-۱۴) و (۳-۲۶):

اگر e و $\dot{e}$ محدود باشند ، آنگاه B نیز محدود است . با فرض در نظر گرفتن $|B_i|^*$ به‌طوری‌که:

$$|B_i|^* > |B_i| \qquad (۳-۲۸)$$

اگر K به گونه‌ای انتخاب شود که

$$K_{ii} > |B_i|^* \qquad (۳-۲۹)$$

با توجه به رابطه (۳-۲۷)، بازای $s_i > 0$ و $s_i < 0$ داریم:

$$s_i[B_i - K_{ii} sgn(s_i)] < 0 \qquad (۳-۳۰)$$

در نتیجه $\dot{V} < 0$ اثبات می‌گردد.

۲- اگر $s_i \neq 0$ و $e_i = 0$ باشد:

با توجه به رابطه (۳-۱۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{q}_r &= \dot{q}_d - \alpha e^{\frac{r}{p}} \\ &= \dot{q}_d - \left[\alpha_1 e_1^{\frac{r}{p}} \ldots\ldots \alpha_i e_i^{\frac{r}{p}} \ldots\ldots \alpha_n e_n^{\frac{r}{p}}\right]^T \end{aligned} \qquad (۳-۳۱)$$

و همچنین

$$\ddot{q}_r = \ddot{q}_d - \alpha \frac{d}{dt}\left(e^{\frac{r}{p}}\right) = \left[\ddot{q}_{d1} - \alpha_1 \frac{r}{p} e_1^{\frac{(r-p)}{p}} \dot{e}_1 \; \ldots . \ddot{q}_{di} - \alpha_i \frac{q}{p} e_i^{\frac{(r-p)}{p}} \text{-} \right. \quad (۳-۳۲)$$

$$\left. \dot{e}_i \ldots . \ddot{q}_{dn} - \alpha_n \frac{r}{p} e_n^{\frac{(r-p)}{p}} \dot{e}_n \right]^T$$

حال معادله $\ddot{q}_{ri} = \ddot{q}_{di} - \alpha_i \frac{r}{p} e_i^{\frac{(r-p)}{p}} \dot{e}_i$ با مشکل منفرد شدن مواجه می‌شود. در این روش، با استفاده از یک سطح لغزشی غیر منفرد[۱]، از منفرد شدن جلوگیری می‌شود.

برای غلبه بر مشکل منفرد شدن در مود لغزشی ترمینال، تعدادی روش پیشنهاد شده است. یک روش، تغییر دادن سطح لغزش بین ترمینال سطح لغزش و سطح لغزش خطی بر پایه ابرصفحه‌ها[۲] می‌باشد[۳۴]. روش دیگر، فرستادن مسیر، به یک ناحیه باز از قبل مشخص شده می‌باشد که کنترل مود لغزشی ترمینال در آن ناحیه، منفرد نباشد[۳۵]. در این پایان‌نامه، مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد پیشنهاد گردیده است که می‌تواند مشکل منفرد شدن را بطور کامل برطرف کند. مود لغزشی ترمینال غیرمنفرد پیشنهاد شده عبارتست از[۳۶]:

$$s = \frac{1}{\alpha} \dot{e}^{\frac{p}{r}} + e \quad (۳-۳۳)$$

که $\alpha > 0$ ثابت طراحی و p و r اعداد صحیح فرد مثبت و تحت شرایط رابطه (۳-۴) می‌باشند.

زمانیکه $s = 0$ باشد، معادله (۳-۳۳) معادل با سطح لغزش معادله (۳-۷) می‌گردد. در نتیجه زمان رسیدن به نقطه $e = 0$ که همان زمان آرامش می‌باشد، و در رابطه (۳-۱۰) نشان داده شده است،

---

۱ Non-singular sliding surface

۲ Hyper-plane

برای دو معادله برابر می‌باشد که نشان دهنده اینست که خطا در هر دو سطح لغزش، در زمان محدود به صفر همگرا می‌شود. همچنین در رابطه (۳-۳۳) مشتق s محاسبه می‌شود:

$$\dot{s} = \frac{p}{\alpha . r} \dot{e}^{\frac{p-r}{r}} \ddot{e} + \dot{e} \tag{۳-۳۴}$$

در رابطه بالا، $\dot{s}$ شامل توان‌های منفی نمی‌شود در نتیجه می‌تواند مانع از منفرد شدن شود.

در نتیجه سطح لغزش ترمینال غیر منفرد بصورت زیر می‌باشد:

$$s_i = \begin{cases} \dot{e}_i + \alpha e_i^{\frac{r}{p}} & s_i = 0 \ \ or \ \ s_i \neq 0 \, . \ |e_i| > \varepsilon \\ \frac{1}{\alpha} \dot{e}_i^{\frac{p}{r}} + e_i & s_i \neq 0 \ . \ |e_i| \leq \varepsilon \end{cases} \tag{۳-۳۵}$$

که ε ثابت مثبت می‌باشد.

از (۳-۳۱) و (۳-۳۲) داریم:

اگر e و $\dot{e}$ محدود باشند، B نیز محدود است. با انتخاب K بصورت $k_{ii} > |B_i|^*$ داریم:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^{n} s_i [B_i - K_{ii} sgn(s_i)] < 0 \tag{۳-۳۶}$$

در نتیجه در این حالت نیز پایداری اثبات می‌شود. از آنجا که برای تضمین همگرایی خطای ردیابی، هر K_{ii} باید بسیار بزرگ انتخاب شود، که این خود باعث ایجاد لرزش زیاد در سیستم می‌گردد، با استفاده از این روش، بهره کنترل فازی u جایگزین Ksgn(s) می‌گردد. در نتیجه

$$\tau_m = -u \tag{۳-۳۷}$$

$$u = [u_1 \,.\, \dots \,.\, u_n]^T \qquad (۳-۳۸)$$

$$\dot{V} = s^T[B - u] = \sum_{i=1}^{n} s_i[B_i - u_i] \qquad (۳-۳۹)$$

طبق رابطه (۳-۳۹) زمانی‌که $|s_i|$ بزرگ باشـــد، با توجه به رابطه (۳-۲۶)، باید $|u_i|$ نیز بزرگ انتخاب شـــود تا $\dot{V} < 0$ گردد . همچنین زمانی‌که $|s_i|$ کوچک انتخاب شـــود، $|u_i|$ نیز باید کوچک باشـــد. هنگامی‌که $s_i = 0$ باشد، u_i می‌تواند صفر باشد بنابراین $\dot{V} = 0$ می‌باشد. در نتیجه همواره $\dot{V} \leq 0$ و پایداری سیستم اثبات می‌شود.

با تعریف قوانین فازی بصورت زیر

If s_i is NB then u_i is NB

If s_i is NS then u_i is NS

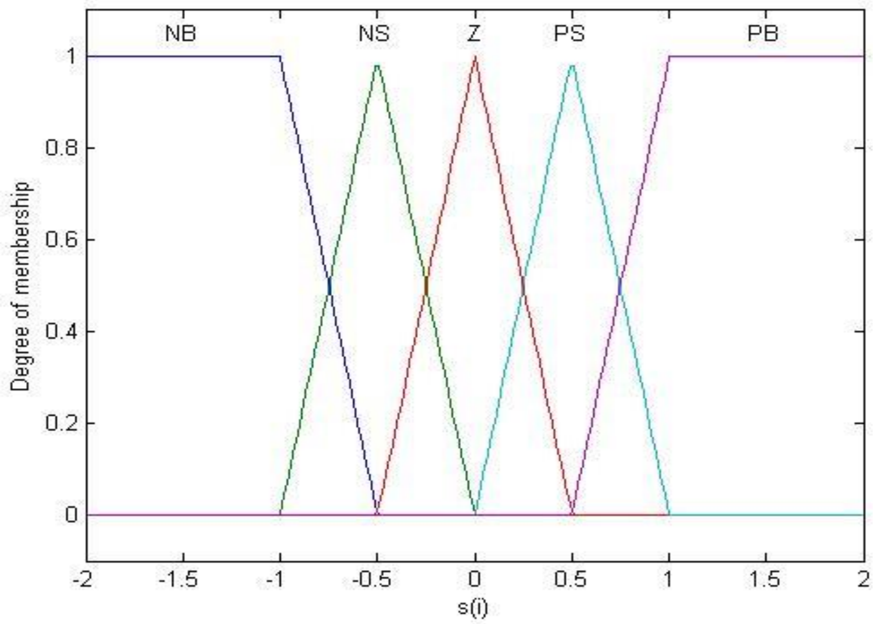
If s_i is Z then u_i is Z

If s_i is PS then u_i is PS

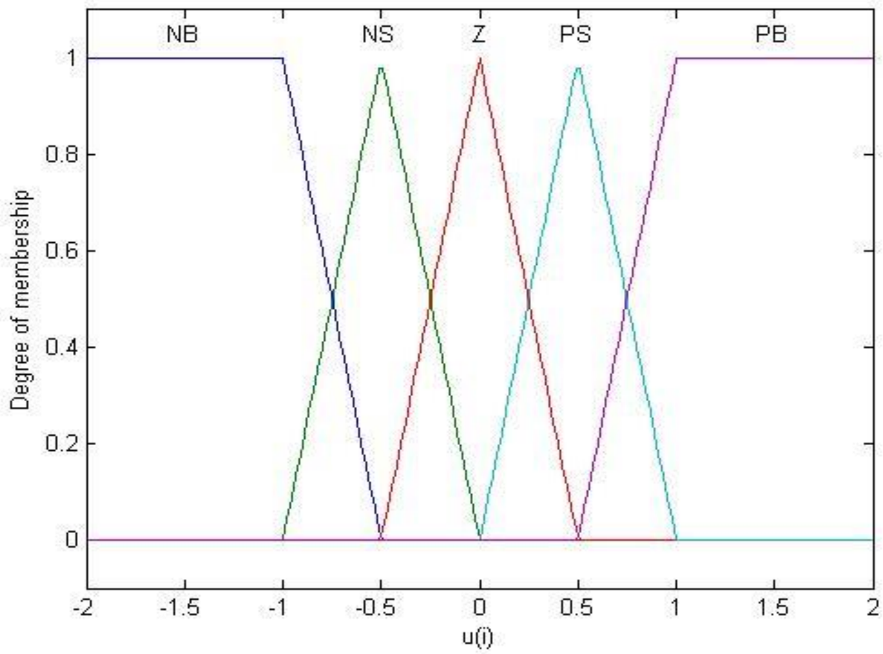
If s_i is PB then u_i is PB

که s_i و u_i به ترتیب متغیرهای ورودی و خروجی سیستم فازی می‌باشند. قوانین فازی ارائه شده در بالا نشـــان‌دهنده (کوچک منفی)NS، (بزرگ منفی)NB، (کوچک مثبت)PS ، (بزرگ مثبت)PB و(صفر)Z می‌باشند.

شکل‌های (۳-۱)و (۳-۲) توابع عضویت ورودی و خروجی را نشان می‌دهند .



شکل۳-۱ : توابع عضویت ورودی



شکل ۳-۲: توابع عضویت خروجی

با استفاده از غیر فازی ساز میانگین مراکز، خروجی iام سیستم فازی از رابطه زیر محاسبه

می‌شود :

$$u_i c = \frac{\sum_{L=1}^{M} \theta_{iL}\zeta_L(s_i)}{\sum_{L=1}^{M} \zeta_L(s_i)} = W_i^T \theta_i \quad (۴۰-۳)$$

که M تعداد قوانین فازی و $\theta_i = [\theta_{i1}.\dots\ \theta_{iM}]$ پارامترهای تنظیم و $W_i^T = [w_{i1}.\dots\ w_{iM}]^T$ توابع پایه فازی می‌باشند که بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$W_{iL} = \frac{\zeta_L(s_i)}{\sum_{L=1}^{M} \zeta_L(s_i)} \quad (۴۱-۳)$$

iامین خروجی کنترلر از رابطه زیر بدست می‌آید:

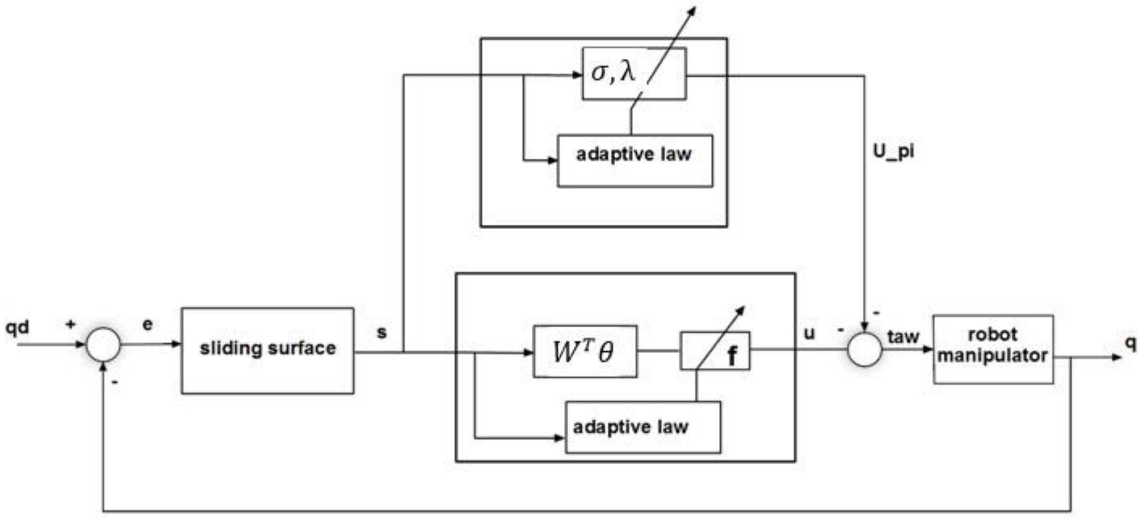
$$u_i = \sum_{j=1}^{n} f_{ij}\, u_j c \quad (۴۲-۳)$$

که f_{ij} ضریب تاثیر jامین خروجی سیستم فازی روی iامین متغیر خروجی می‌باشد. علی‌رغم اینکه روش ارائه شده جهت کنترل بازوی رباتیک کارآمد می‌باشد، اما یکی از نقاط ضعف این روش آن‌است که پارامترهای کنترل فازی با سعی و خطا [۱] بدست می‌آیند که مدت زمان اجرای برنامه و همچنین تعداد تکرار برای رسیدن به هدف مطلوب را افزایش می‌دهد. به همین دلیل برای غلبه بر مشکلات ذکر شده، از کنترلر تطبیقی تناسبی – انتگرالی [۲] مود لغزشی ترمینال استفاده می‌شود.

[۱] Trial and error

[۲] Proportional-Integral controller

بلوک دیگرام سیستم کنترلی پیشنهادی برای بازوی ربات بصورت شکل (۳-۳) می‌باشد:



شکل ۳-۳ : بلوک دیاگرام سیستم کنترلی

خروجی کنترلر بلوک دیاگرام شکل (۳-۳) بصورت زیر می باشد:

$$\tau = -u - u\_pi \qquad (۴۳\text{-}۳)$$

که u بصورت رابطه (۳-۴۲) و u_pi بصورت زیر می‌باشند:

$$u\_pi = K_p s + K_I \int sdt \qquad (۴۴\text{-}۳)$$

که در آن K_p و K_I به ترتیب عبارتند از:

$$K_p = diag[\alpha_1 + \sigma_1 \ldots.\ \alpha_i + \sigma_i \ldots.\alpha_n + \sigma_n]$$

(۴۵-۳)

$$K_I = diag[k_1 + \lambda_1 \ldots.k_i + \lambda_i \ldots.k_n + \lambda_n]$$

که α_i و k_i مقادیر ثابت و مثبت و σ_i و λ_i مقادیر مثبت تطبیق می‌باشند.

۳-۵ محاسبه قوانین تطبیق

برای تعیین قوانین تطبیقی f_{ij} ، σ_i و λ_i از قانون پایداری لیاپانوف استفاده می‌کنیم، با پیشنهاد تابع لیاپانوف به‌صورت زیر:

(۳-۴۶)

$$V=\frac{1}{2}s^TDs+\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{2\gamma_{ij}}\left(f_{ij}-f_{ij}^*\right)^2+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{2\eta_i}(\sigma_i-\sigma_i^*)^2+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{2\delta_i}(\lambda_i-\lambda_i^*)^2$$

که در آن f_{ij}^* ، λ_i^* و σ_i^* به ترتین بهتریب تقریب‌گرهای f_{ij} ، λ_i و σ_i می‌باشند. در رابطه (۳-۴۶)، D ماتریس مثبت معین می‌باشد در نتیجه V مثبت معین است. با تعریف روابط زیر داریم:

(۳-۴۷)

$$\begin{cases}\tilde{f}_{ij}=f_{ij}-f_{ij}^*\\ \tilde{\sigma}_i=\sigma_i-\sigma_i^*\\ \tilde{\lambda}_i=\lambda_i-\lambda_i^*\end{cases}$$

با مشتق‌گیری از رابطه (۳-۴۶):

(۳-۴۸)

$$\dot{V}=\frac{1}{2}\left(\dot{s}^TDs+s^T\dot{D}s+s^TD\dot{s}\right)+\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\gamma_{ij}}\tilde{f}_{ij}\dot{\tilde{f}}_{ij}+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\eta_i}\tilde{\sigma}_i\dot{\tilde{\sigma}}_i+\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\delta_i}\tilde{\lambda}_i\dot{\tilde{\lambda}}_i$$

$$= s^T[D\dot{s} + Cs] + \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\gamma_{ij}}\tilde{f}_{ij}\dot{\tilde{f}}_{ij} + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\eta_i}\tilde{\sigma}_i\dot{\tilde{\sigma}}_i + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\delta_i}\tilde{\lambda}_i\dot{\tilde{\lambda}}_i$$

با استفاده از رابطه (۳-۱۶):

$$\dot{V} = s^T\left[B - u - K_p - K_I\int s dt\right] + \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\gamma_{ij}}\tilde{f}_{ij}\dot{\tilde{f}}_{ij} + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\eta_i}\tilde{\sigma}_i\dot{\tilde{\sigma}}_i + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\delta_i}\tilde{\lambda}_i\dot{\tilde{\lambda}}_i \qquad (۴۹-۳)$$

$$= \sum_{i=1}^{n} s_i\left[B_i - \sum_{j=1}^{n} f_{ij}u_j c - \alpha_i s_i - \sigma_i s_i - K_i\int_0^{t_i} s_i dt - \lambda_i\int_0^{t_i} s_i\, dt\right] + \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\gamma_{ij}}\tilde{f}_{ij}\dot{\tilde{f}}_{ij} + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\eta_i}\tilde{\sigma}_i\dot{\tilde{\sigma}}_i + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\delta_i}\tilde{\lambda}_i\dot{\tilde{\lambda}}_i \qquad (۵۰-۳)$$

آنگاه با جایگزاری رابطه (۳-۴۷) در (۳-۵۰) داریم:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^{n} s_i\left[B_i - \left(\sum_{j=1}^{n}\tilde{f}_{ij}u_j c + \sum_{j=1}^{n} f_{ij}^{*}\, u_j c\right) - \alpha_i s_i - (\tilde{\sigma}_i s_i + \sigma_i^{*} s_i) - K_I\int_0^{t_i} s_i dt - \left(\tilde{\lambda}_i\int_0^{t_i} s_i dt + \lambda_i^{*}\int_0^{t_i} s_i dt\right)\right] + \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{1}{\gamma_{ij}}\tilde{f}_{ij}\dot{\tilde{f}}_{ij} + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\eta_i}\tilde{\sigma}_i\dot{\tilde{\sigma}}_i + \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\delta_i}\tilde{\lambda}_i\dot{\tilde{\lambda}}_i \qquad (۵۱-۳)$$

و در نتیجه داریم:

$$= \sum_{i=1}^{n} -s_i\alpha_i s_i + \sum_{i=1}^{n} -s_i K_i \int_0^{t_i} s_i dt + \sum_{i=1}^{n} [s_i(B_i - \sum_{j=1}^{n} f_{ij}^{*} u_j c) - s_i\sigma_i^{*} s_i - s_i\lambda_i^{*} \int_0^{t_i} s_i dt] + \sum_{i=1}^{n} (\sum_{j=1}^{n} \frac{1}{\gamma_{ij}} \tilde{f}_{ij} \dot{\tilde{f}}_{ij} - s_i \sum_{j=1}^{n} \tilde{f}_{ij} u_j c) + \sum_{i=1}^{n} (\frac{1}{\eta_i} \tilde{\sigma}_i \dot{\tilde{\sigma}}_i - s_i \tilde{\sigma}_i s_i) + \sum_{i=1}^{n} (\frac{1}{\delta_i} \tilde{\lambda}_i \dot{\tilde{\lambda}}_i - \tilde{\lambda}_i \int_0^{t_i} s_i dt) \quad (۵۲-۳)$$

با تعریف خطای تقریب حداقل φ_i بصورت زیر داریم:

$$\left|B_i - \sum_{j=1}^{n} f_{ij}^{*} u_j c\right| \le \varphi_i \qquad (i = 1. \ldots .n) \quad (۵۳-۳)$$

و همچنین کران بالای φ_i بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\varphi_i \le \sigma_i^{*} s_i + \lambda_i^{*} \int_0^{t_i} s_i dt \quad (۵۴-۳)$$

با توجه به رابطه‌های (۳-۵۳) و (۳-۵۴) داریم:

$$s_i(B_i - \sum_{j=1}^{n} f_{ij}^{*} u_j c) \le |s_i| \left|B_i - \sum_{j=1}^{n} f_{ij.}^{*} u_j c\right| \le |s_i| \varphi_i \quad (۵۵-۳)$$

برای مشتق تابع لیاپانوف داریم:

$$\Rightarrow \dot{V} \le \sum_{i=1}^{n} -s_i \alpha_i s_i + \sum_{i=1}^{n} -s_i K_i \int_0^{t_i} s_i dt + \sum_{i=1}^{n} [|s_i| \varphi_i - s_i \sigma_i^{*} s_i - s_i\lambda_i^{*} \int_0^{t_i} s_i dt] + \sum_{i=1}^{n} (\sum_{j=1}^{n} \frac{1}{\gamma_{ij}} \tilde{f}_{ij} \dot{\tilde{f}}_{ij} - s_i \sum_{j=1}^{n} \tilde{f}_{ij} u_j c) + \sum_{i=1}^{n} (\frac{1}{\eta_i} \tilde{\sigma}_i \dot{\tilde{\sigma}}_i - s_i \tilde{\sigma}_i s_i) + \sum_{i=1}^{n} (\frac{1}{\delta_i} \tilde{\lambda}_i \dot{\tilde{\lambda}}_i - \tilde{\lambda}_i \int_0^{t_i} s_i dt) \quad (۵۶-۳)$$

از طرفی برطبق رابطه (۳-۵۴) داریم:

$$|s_i| \varphi_i \le \sigma_i^{*} s_i^2 + s_i \lambda_i^{*} \int_0^{t_i} s_i dt \quad (۵۷-۳)$$

در نهایت رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V} \le \sum_{i=1}^{n} -s_i\alpha_i s_i + \sum_{i=1}^{n} -s_i K_i \int_0^{t_i} s_i dt + \sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n} \tilde{f}_{ij}\left(\frac{1}{\gamma_{ij}}\dot{\tilde{f}}_{ij} - s_i u_j c\right) + \sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{\eta_i}\dot{\tilde{\sigma}}_i - s_i^2\right) + \sum_{i=1}^{n}\tilde{\lambda}_i\left(\frac{1}{\delta_i}\dot{\tilde{\lambda}}_i - \int_0^{t_i} s_i dt\right) \tag{۵۸-۳}$$

در نتیجه برای آنکه $\dot{V} < 0$ گردد باید روابط زیر برقرار شود:

$$\begin{cases} \dot{f}_{ij} = \gamma_{ij} s_i u_j c \\ \dot{\sigma}_i = \eta_i s_i^2 \\ \dot{\lambda}_i = \delta_i \int s_i dt \end{cases} \tag{۵۹-۳}$$

$$\dot{V} \le \sum_{i=1}^{n} -s_i\,\alpha_i s_i + \sum_{i=1}^{n} -s_i K_i \int_0^{t_i} s_i dt \le 0 \tag{۶۰-۳}$$

در نتیجه قوانین تطبیق بدست می‌آیند و همچنین برطبق رابطه (۳-۶۰)، از آنجا که $\dot{V} < 0$ شده است، پایداری سیستم نیز بروش لیاپانوف اثبات می‌گردد.در نتیجه خطای تقریت کنترل فازی تطبیقی جبران می‌گردد.

اکنون رابطه (۳-۵۹) را بو سیله نگهدار مرتبه صفر و رابطه اولر گ سسته می‌کنیم. در تبدیل سیگنال زمان-پیوسته به سیگنال زمان-گسسته عمل نمونه‌برداری یک عمل اساسی است. نمونه‌برداری متناوب متداول‌ترین نوع عمل نمونه‌برداری ا ست که در این حالت لحظه‌های نمونه‌برداری به فوا صل یکسان از هم هستند یا $t = kT$ $(k = 0.1.2. \dots)$. به منظور گسسته سازی معادلات می‌توان از نگهدار مرتبه

صفر[1] استفاده کرد که از سیگنال، نمونه‌برداری می‌کند و آن‌را برای یک دوره نمونه‌برداری مشخص ثابت نگه می‌دارد. برای مثال سیگنال پیو سته *x(t)* به عنوان ورودی نگهدار مرتبه صفر در نظر گرفته می‌شود، آنگاه خروجی نگهدار مرتبه صفر که سیگنال گسسته x_k است به‌صورت زیر محاسبه می‌شود :

$$x_k = x(kT) \quad for \;\; kT \le t \le (k+1)T \tag{۳-۶۱}$$

که T دوره نمونه‌برداری و k شماره نمونه است. از گسسته‌سازی بروش اولر[2] استفاده می‌کنیم. رابطه زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{X} = AX + BU \tag{۳-۶۲}$$

رابطه اولر پیشرو[3] بصورت زیر می‌باشد:

$$\dot{X} \approx \frac{X(k+1) - X(k)}{T_s} \tag{۳-۶۳}$$

که T_s زمان نمونه‌برداری می‌باشد. آنگاه با جایگزاری رابطه (۳-۶۲) در (۳-۶۳) داریم:

$$\frac{X(k+1) - X(k)}{T_s} = AX(k) + BU(k) \tag{۳-۶۴}$$

در نتیجه

$$X(k+1) = AT_sX(k) + BT_sU(k) + X(k) \tag{۳-۶۵}$$

با ساده‌سازی رابطه (۳-۶۵) داریم:

$$X(k+1) = (AT_s + I)X(k) + BT_sU(k) \tag{۳-۶۶}$$

---

[1] Zero order hold

[2] Euler

[3] Forward Euler

آنگاه طبق رابطه اولر ارائه شده در بالا، برای پارامترهای تطبیق رابطه (۳-۵۹) داریم:

$$\begin{cases} f_{ij}(k+1) = T_s \gamma_{ij} s_i(k) u_j c(k) + f_{ij}(k) \\ \sigma_i(k+1) = T_s \eta_i s_i(k)^2 + \sigma_i(k) \\ \lambda_i(k+1) = T_s \delta_i \int s_i(k) + \lambda_i(k) \end{cases} \qquad (۳\text{-}۶۷)$$

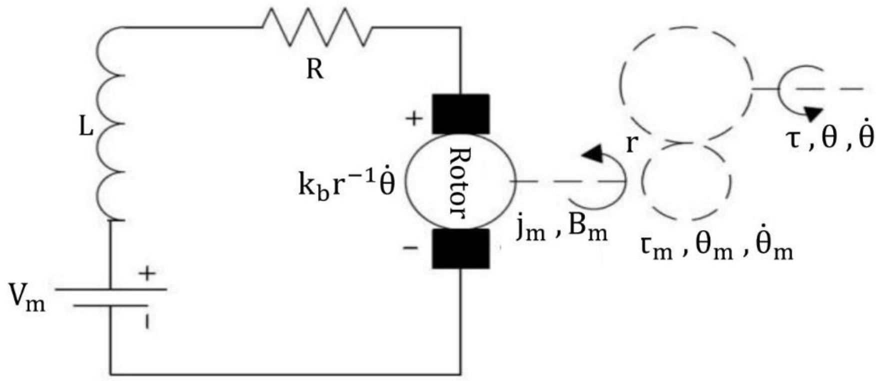
تا اینجا روش کنترلی بر پایه‌ی راهبرد کنترل گشتاور بررسی شد. در ادامه روش ارائه شده در این پایان‌نامه با راهبرد کنترل ولتاژ بررسی می‌شود.

۳-۶ راهبرد کنترل ولتاژ

یک بازوی ماهر با معادله‌ی دینامیکی زیر را درنظر بگیرید [۳۸]:

$$\mathrm{D(q)\ddot{q} + C(q.\dot{q})\dot{q} + G(q)} + T_d = \tau \qquad (۳\text{-}۶۸)$$

موتوری که مدل الکتریکیِ آن در شکل (۳-۴) نشان داده شده است، گشتاور ربات را از رابطه‌ی (۳-۶۹) تأمین می‌سازد:



شکل۳-۴: شماتیک موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم

$$j_m\ddot{\theta}_m + B_m\dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \tag{۶۹-۳}$$

که τ_m بردار $n \times 1$ گشتاور تولیدیِ موتور و j_m، B_m و r ماتریس‌های قطری $n \times n$ موتور به‌ترتیب به نام‌های ماتریس اینرسی، ضریب اصطکاک و نسبت تبدیل کاهش چرخ‌دنده می‌باشند. بردار متغیرهای مفصلی ربات q با بردار زوایای محور موتورها θ_m توسط ماتریس نسبت تبدیل کاهنده به‌صورت زیر در ارتباط می‌باشند:

$$q = r\theta_m \tag{۷۰-۳}$$

گشتاور تولیدی موتورها با جریان مصرفی آن‌ها توسط ماترس k_m رابطه‌ی مستقیم دارد، لذا:

$$\tau_m = k_m I_a \tag{۷۱-۳}$$

که I_a بردار جریان موتورها می‌باشد. با جایگذاری معادله‌ی (۳-۶۸) در (۳-۶۹) داریم:

$$j_m\ddot{\theta}_m + B_m\dot{\theta}_m + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G + T_d\ ) = \tau_m \tag{۷۲-۳}$$

با استفاده از معادله‌ی (۳-۷۰) اگر بجای زوایای محور موتورها، معادل متغیرهای مفصلی ربات را در معادله‌ی بالا جایگزین کنیم داریم:

$$j_m(r^{-1}\ddot{q}) + B_m(r^{-1}\dot{q}) + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G + T_d\ ) = \tau_m \tag{۷۳-۳}$$

با استفاده از معادله‌ی ولتاژ موتور و معادله‌های (۳-۷۰) و (۳-۷۱) داریم:

$$\begin{aligned} &V_m = RI_a + L\dot{I}_a + k_b\dot{\theta}_m \\ &\tau_m = k_m I_a \ \rightarrow\ I_a = k_m^{-1}\tau_m \quad \Rightarrow\ V_m = R(k_m^{-1}\tau_m) + L\dot{I}_a + k_b(r^{-1}\dot{q}) \\ &q = r\theta_m \ \rightarrow\ \dot{\theta}_m = r^{-1}\dot{q} \end{aligned} \tag{۳-۷۴}$$

اگر به‌جای τ_m ، معادلش را از رابطه‌ی (۳-۷۲) در رابطه‌ی بالا قراردهیم:

$$V_m = Rk_m^{-1}(j_m(r^{-1}\ddot{q}) + B_m(r^{-1}\dot{q}) + r(D\ddot{q} + C\dot{q} + G + T_d)) + L\dot{I}_a + k_b(r^{-1}\dot{q}) \tag{۳-۷۵}$$

که در نتیجه داریم:

$$V_m = Rk_m^{-1}(j_m r^{-1} + rD)\ddot{q} + (Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1})\dot{q} + Rk_m^{-1}r(G + T_d) + L\dot{I}_a \tag{۳-۷۶}$$

در معادله‌ی بالا از تغییر متغیرهای زیر استفاده می‌کنیم:

$$D_n = Rk_m^{-1}(j_m r^{-1} + rD) \tag{۳-۷۷}$$

$$C_n = (Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC) + k_b r^{-1}) \tag{۳-۷۸}$$

$$G_n = Rk_m^{-1}r(G + T_d) \tag{۳-۷۹}$$

در نتیجه داریم:

$$V_m = D_n\ddot{q} + C_n\dot{q} + G_n + L\dot{I}_a \tag{۳-۸۰}$$

در رابطه‌ی (۳-۷۶) برای طراحی کنترل‌کننده $L\dot{I}_a$ را می‌توان به‌عنوان اغتشاش خارجی ویا دینامیک مدل نشده درنظر گرفت، اما برای اعمال کنترل‌کننده به مدل واقعی باید در مدل واقعی مقدار دقیق $L\dot{I}_a$ مشخص باشد، بدین منظور اعمال معادله‌ی (۳-۷۰) به معادله‌ی ولتاژ موتور نتیجه میدهد:

$$\begin{aligned} &V_m = RI_a + L\dot{I}_a + k_b\dot{\theta}_m \\ &q = r\theta_m \ \rightarrow\ \dot{\theta}_m = r^{-1}\dot{q} \end{aligned} \quad \Rightarrow\ V_m = RI_a + L\dot{I}_a + k_b(r^{-1}\dot{q}) \tag{۳-۸۱}$$

که اگر $\dot{I}_a$ را از رابطه‌ی بالا بدست بیاوریم:

$$\dot{I}_a = L^{-1}V_m - L^{-1}(RI_a + k_b r^{-1}\dot{q}) \tag{۳-۸۲}$$

از طرفی با استفاده از معادله‌های (۳-۷۱) و (۳-۷۳) داریم:

$$(j_m r^{-1} + rD)\ddot{q} + (B_m r^{-1} + rC)\dot{q} + r(G + T_d) = k_m I_a \tag{۸۳-۳}$$

$\ddot{q}$ را از رابطه‌ی بالا بدست می‌آوریم که بصورت زیر می‌باشد:

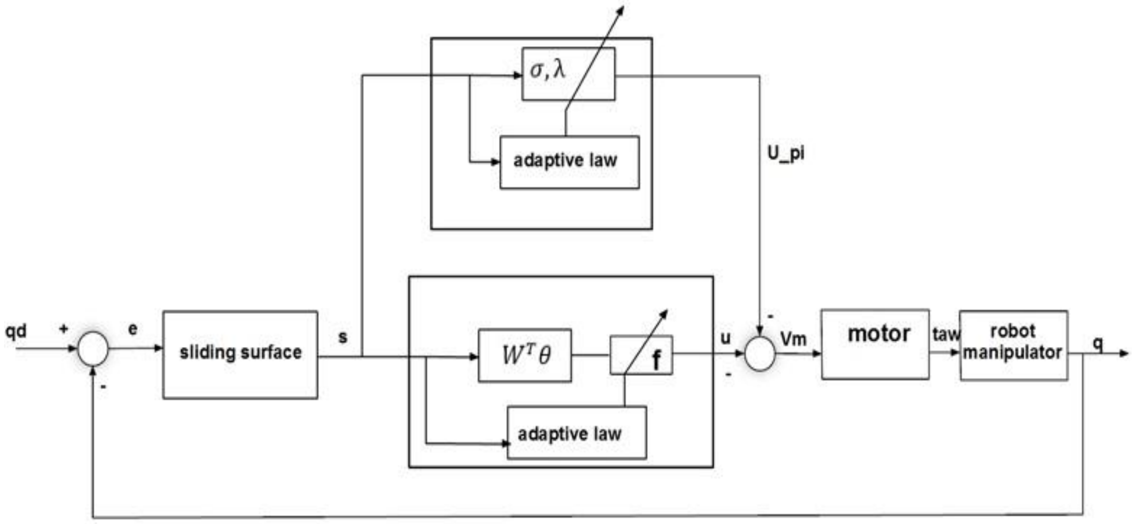
$$\ddot{q} = (j_m r^{-1} + rD)^{-1}(-\,(B_m r^{-1} + rC)\dot{q} - r(G + T_d) + k_m I_a) \tag{۸۴-۳}$$

درنتیجه با درنظر گرفتن $\dot{q}$ ، $\ddot{q}$ و $\dot{I}_a$ به‌عنوان متغیرهای حالت، مدل واقعی سیستم در فضای حالت به‌صورت زیر درنظر گرفته می‌شود:

$$X = \begin{bmatrix} q_{\,n*1} \\ \dot{q}_{\,n*1} \\ I_{a\,n*1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \qquad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \\ \dot{I}_a \end{bmatrix} = f(X) + bV_m \tag{۸۵-۳}$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \\ \dot{I}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ (j_m r^{-1} + rD)^{-1}(-\,(B_m r^{-1} + rC)x_2 - r(G + T_d) + k_m x_3) \\ -L^{-1}(Rx_3 + k_b r^{-1} x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix} V_m \tag{۸۶-۳}$$

در رابطه‌ی بالا همان‌طور که مشاهده می‌شود با اعمال ولتاژ به مدل واقعی، $\dot{I}_a$ محاسبه شده و در محاسبه‌ی $\dot{q}$ و $\ddot{q}$ به‌کار می‌رود.از محاسبات انجام شده در این قسمت برای راهبرد کنترل ولتاژ استفاده



شکل (۳-۵) بلوک دیاگرام سیستم کنترلی با راهبرد کنترل ولتاژ

می‌کنیم. بلوک دیاگرام سیستم کنترلی با راهبرد کنترل ولتاژ بصورت شکل (۳-۵) می‌باشد.

پارامترهای موتورها در جدول (۳-۱) آورده شده است.

جدول ۳-۱ پارامترهای ربات

موتورها	R	L	K_b	J_m	B_m	r
۱و۲و۳	۱,۲۶	۰,۰۰۱	۰,۲۶	۰,۰۰۰۲	۰,۰۰۱	۰,۰۱

فصل چهارم :

شبیه سازی

در این فصل، شبیه‌سازی روش ارائه شده در فصل سوم را مورد بررسی قرار می‌دهیم و کارایی این روش را در کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی رباتیک می‌سنجیم. برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، کنترل را روی ربات اسکارا شبیه‌سازی می‌نماییم. پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات اسکارا در جدول ۱-۲ و ۲-۲ آورده شده‌اند[۳۱].

۴-۱ راهبرد کنترل گشتاور

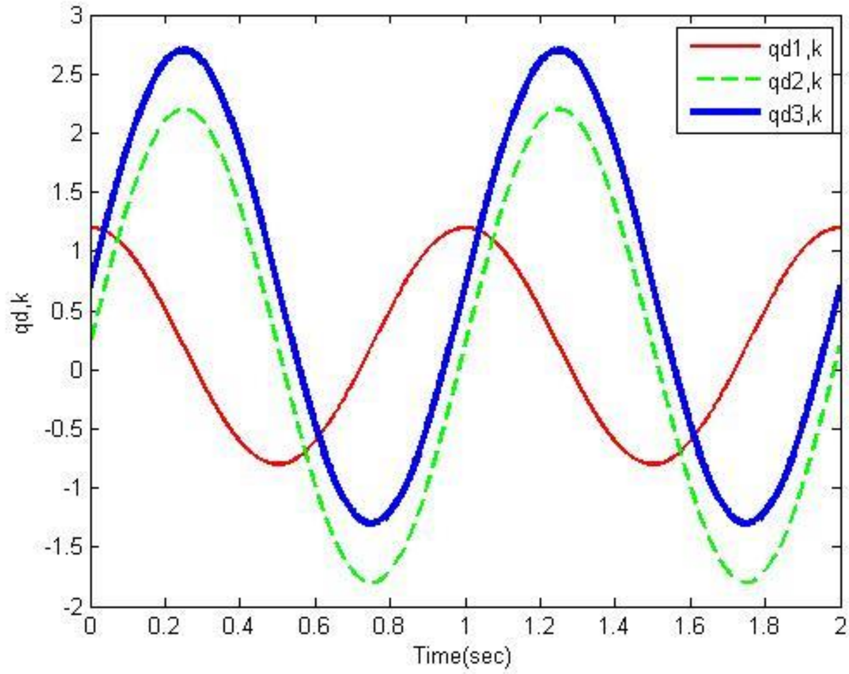
در ابتدا، شبیه‌سازی بوسیله راهبرد کنترل گشتاور ارائه می‌شود:

مسیر مطلوب برای ردگیری هر بازو مطابق زیر انتخاب شده است:

$$q_{d.k} = [0.2 + \cos(2k\pi T) \quad 0.2 + 2\sin(2\mathrm{k\pi T}) \quad 0.7 + 2\,sin(2\,k\mathrm{\pi T})]^T \qquad (۴-۱)$$

که در آن $0 \leq KT \leq 2$

مسیرهای مطلوب مطابق با شکل(۴-۱) در نظر گرفته شده است:



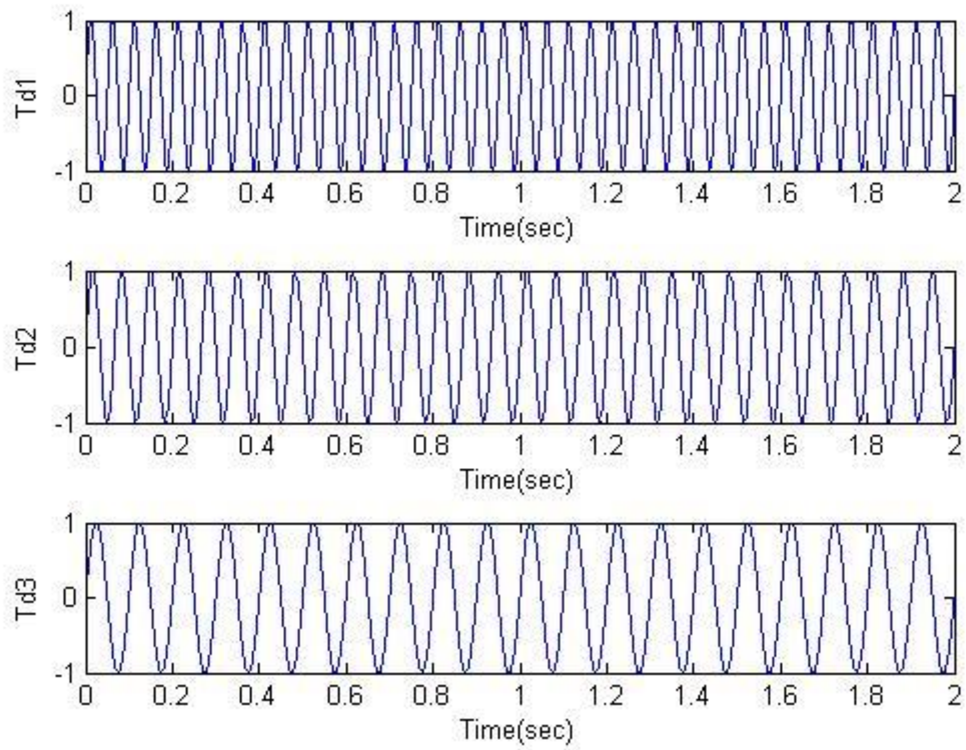
شکل ۴-۱ مسیر مطلوب بازوی رباتیک

در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی بصورت جدول (۴-۱) می‌باشند.

جدول۴-۱: پارامترهای طراحی ربات اسکارا

$\lambda = 0.01$	$\alpha = \begin{bmatrix} 20 & 0 & 0 \\ 0 & 20 & 0 \\ 0 & 0 & 20 \end{bmatrix}$	$\varepsilon = 0.008$	$r = 5$ $p = 7$
$f_{ii} = 0.1$ $f_{ij} = 0$ $i.j = 1. \dots . 3$	$\gamma_{ii} = 4$ $\gamma_{ij} = 2$ $i.j = 1. \dots . 3$	$\eta = 1000$	$\sigma = 0.1$

اغتشاش وارد شده به سیستم نیز مطابق با شکل (۴-۲) می‌باشد.

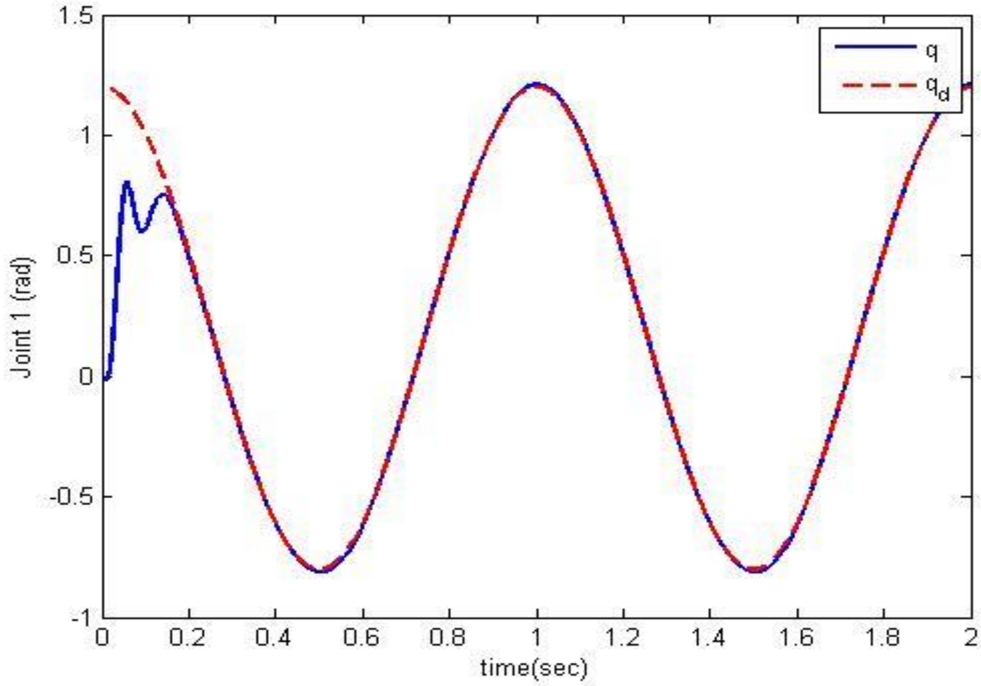


شکل ۴-۲ اغتشاش وارد شده به بازوهای رباتیک

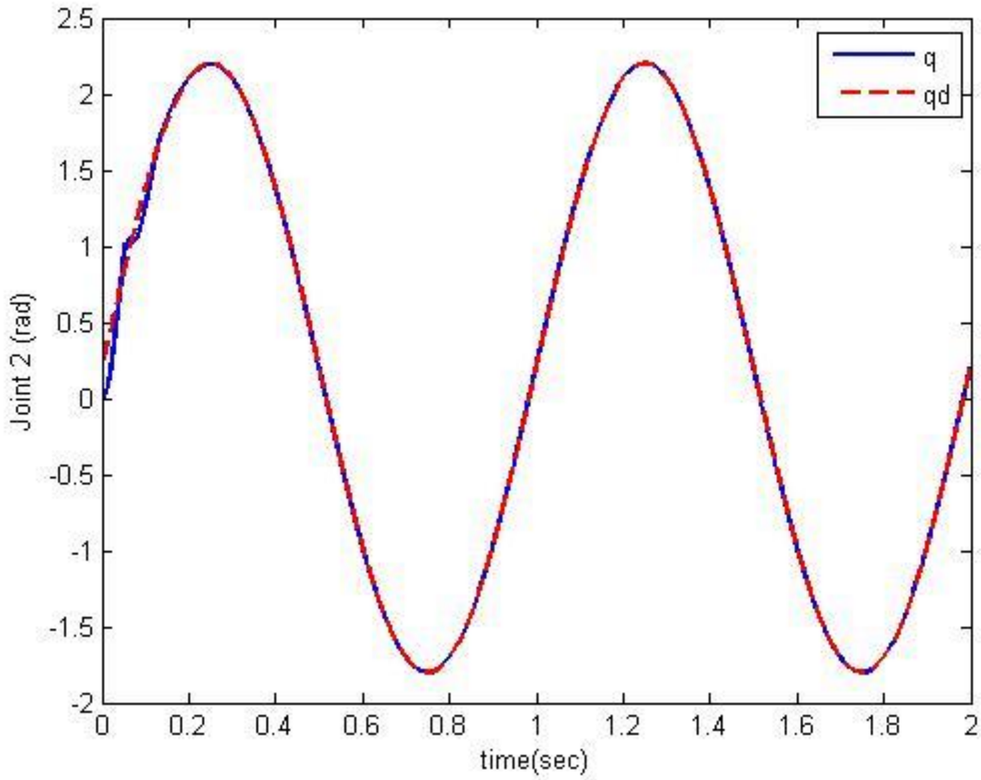
مقادیر اولیه موقعیت و سرعت بازوهای ربات به‌صورت زیر می‌باشد:

$$q(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T \qquad \dot{q}(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T$$

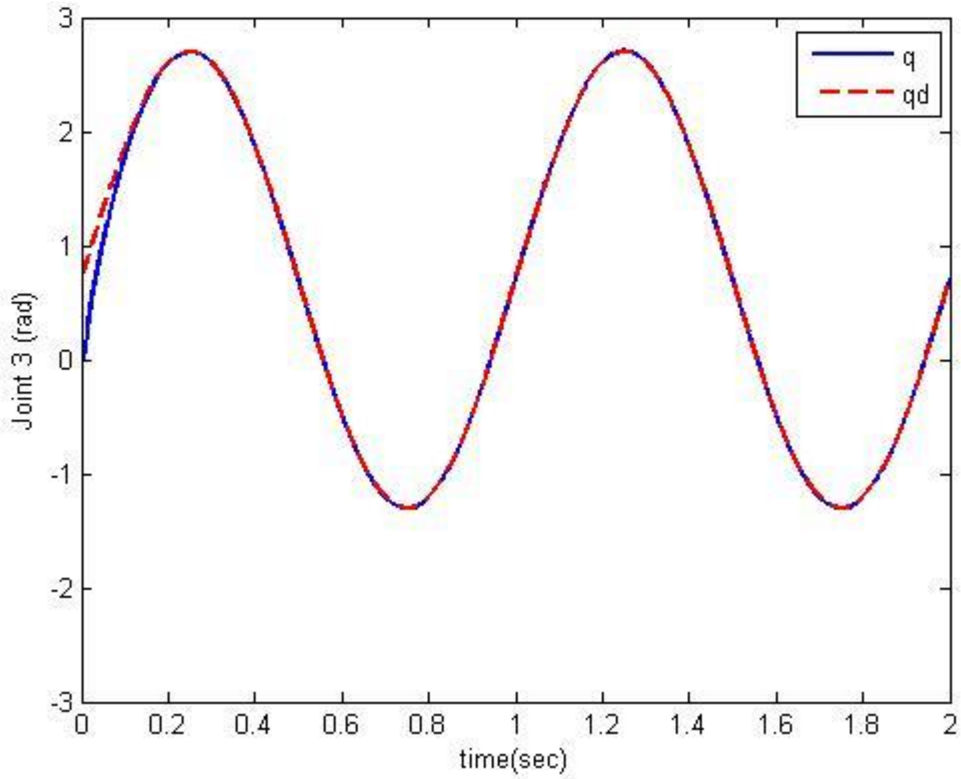
شکل‌های (۴-۳) تا (۴-۵) ردگیری مسیر مطلوب در حضور اغتشاش و مقادیر اولیه مذکور را بخوبی نشان می‌دهند.



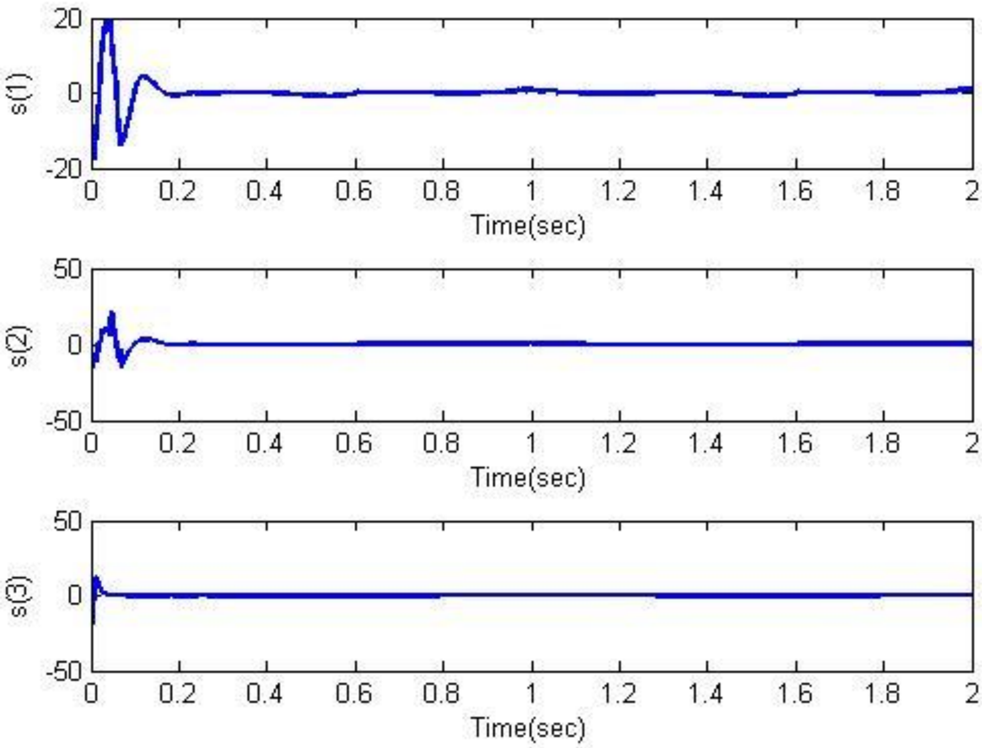
شکل ۴-۳: ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک اول



شکل ۴-۴ : ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک دوم



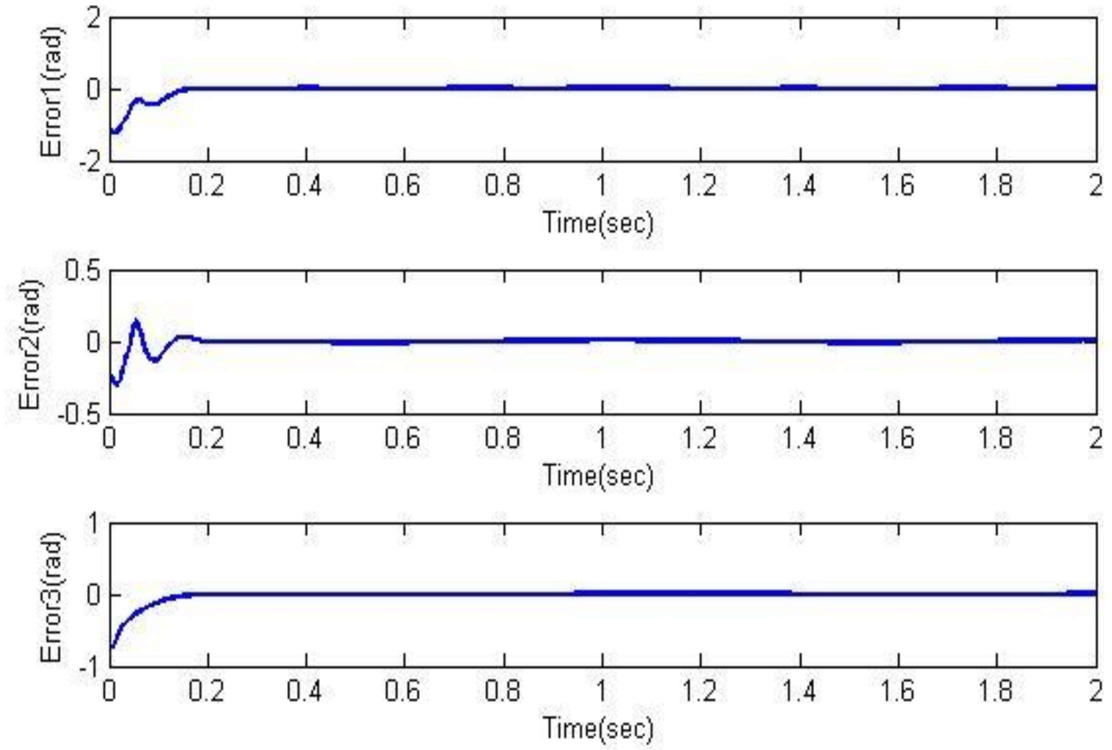
شکل ۴-۵ : ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک سوم



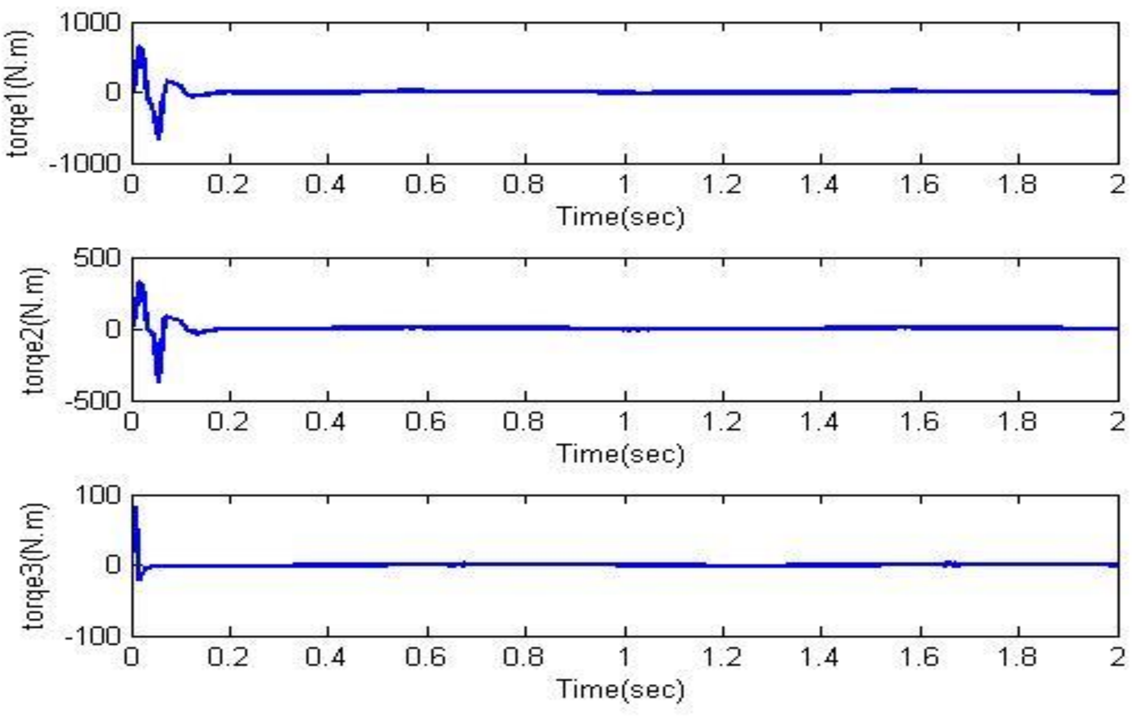
شکل ۴-۶ سطح لغزش ترمینال تولید شده برای هر لینک بازوی رباتیک

همانطور که از اشکال بالا مشخص است سیستم به خوبی مسیرهای مطلوب را در حضور اغتشاش خارجی دنبال کرده است که این نشان‌دهنده کارایی بالای این روش برای کنترل فازی تطبیقی به شمار می‌رود. واضح است که بازوی ربات بعد از گذشت زمان کوتاهی از شروع بکار کردن، موقعیت مطلوب را در حضور اغتشاش ردگیری می‌نماید. نمودار سطح لغزش ترمینال تولید شده توسط این روش در شکل (۴-۶) آورده شده است. واضح است که لرزش سیگنال کنترل به طور چشمگیری کاهش یافته است که از مزایای سطح لغزش ترمینال به شمار می‌رود.

نمودار خطای ردگیری کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی ربات اسکارا در شکل (۴-۷) نشان داده شده است. همانطور که انتظار می‌رفت با استفاده از این روش کنترلی، خطای ردگیری در زمان محدود و با سرعت بالا به صفر همگرا شده است در حالی که در روش‌های دیگر این خطا بطور مجانبی و در زمان نامحدود به صفر همگرا می‌گردد.



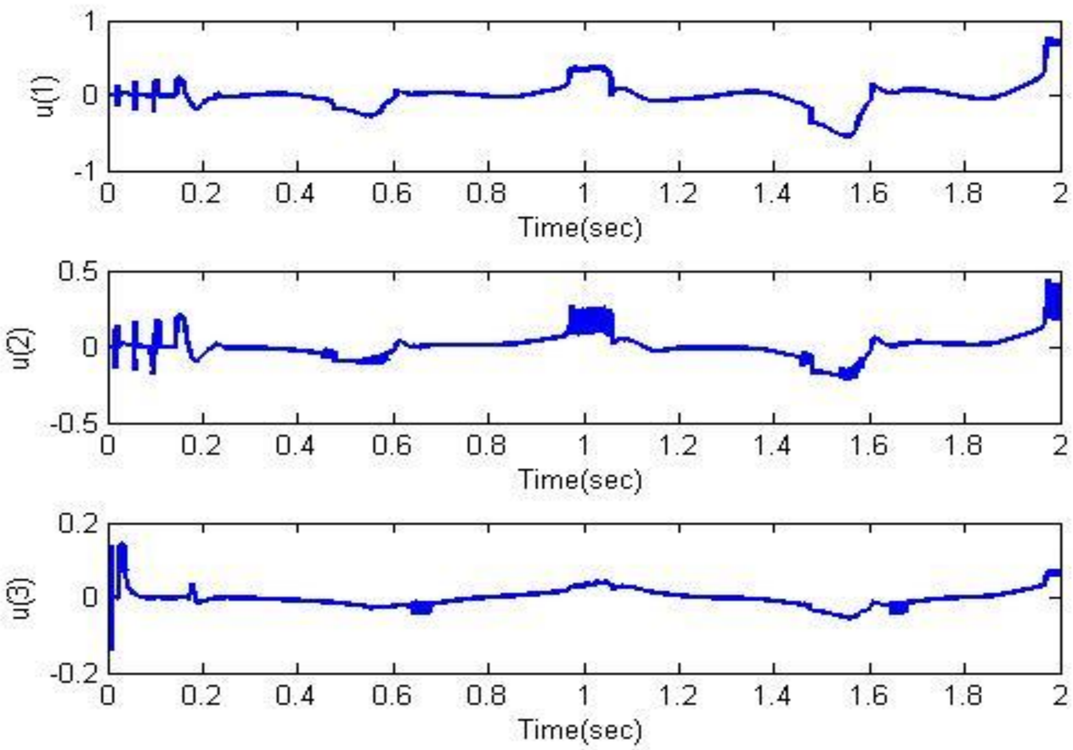
شکل ۴-۷ عملکرد ردگیری سیستم فازی تطبیقی بازوی رباتیک



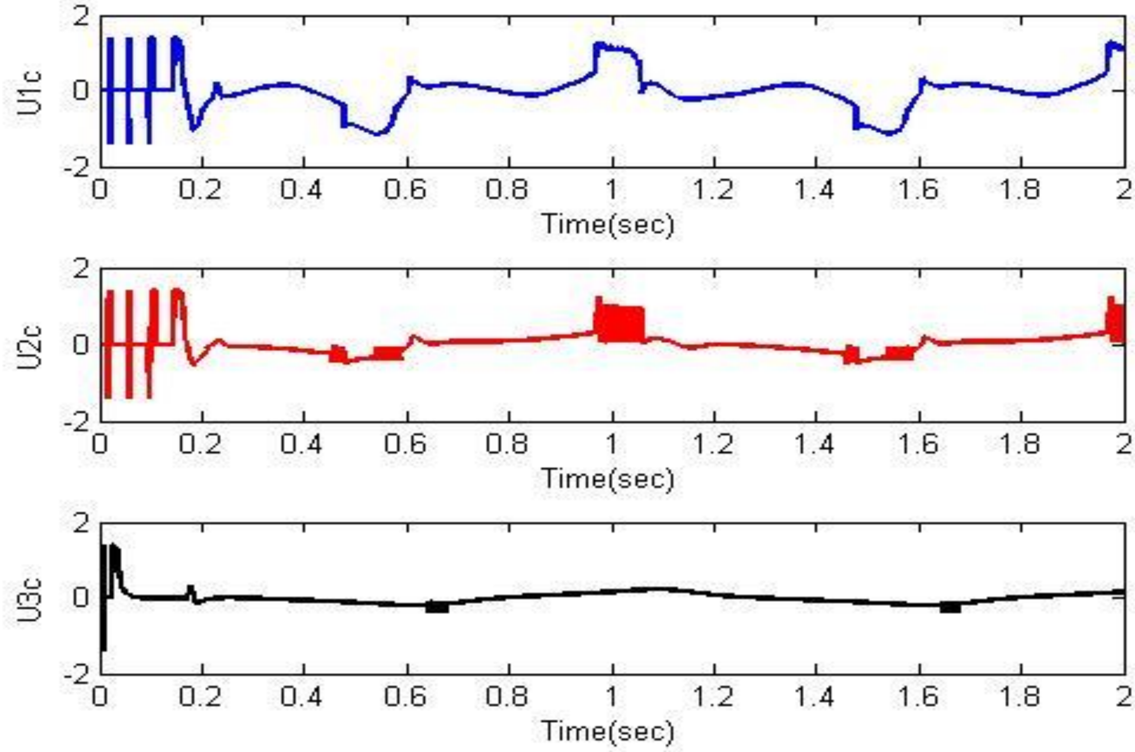
شکل ۴-۸گشتاور اعمال شده به بازوی ربات اسکارا

گشتاور اعمال شده به بازوهای ربات به‌صورت شکل(۴-۸) می‌باشد. این گشتاور کنترلی حاصل برآیند کنترلر تطبیقی تناسبی-انتگرالی و کنترلر فازی تطبیقی می‌باشد. همانطور که از شکل (۴-۸) مشخص اســت گشــتاور اعمال شــده به ســیســتم در ابتدا بالا بوده تا بازوی ربات را در زمان کوتاه به موقعیت مطلوب برساند و پس از کنترل بازو، در زمان کوتاهی گشتاور کاهش می‌یابد. همگرایی گشتاور اعمال شده به بازوی ربات اسکارا، نشان از پایداری سیستم می‌باشد.

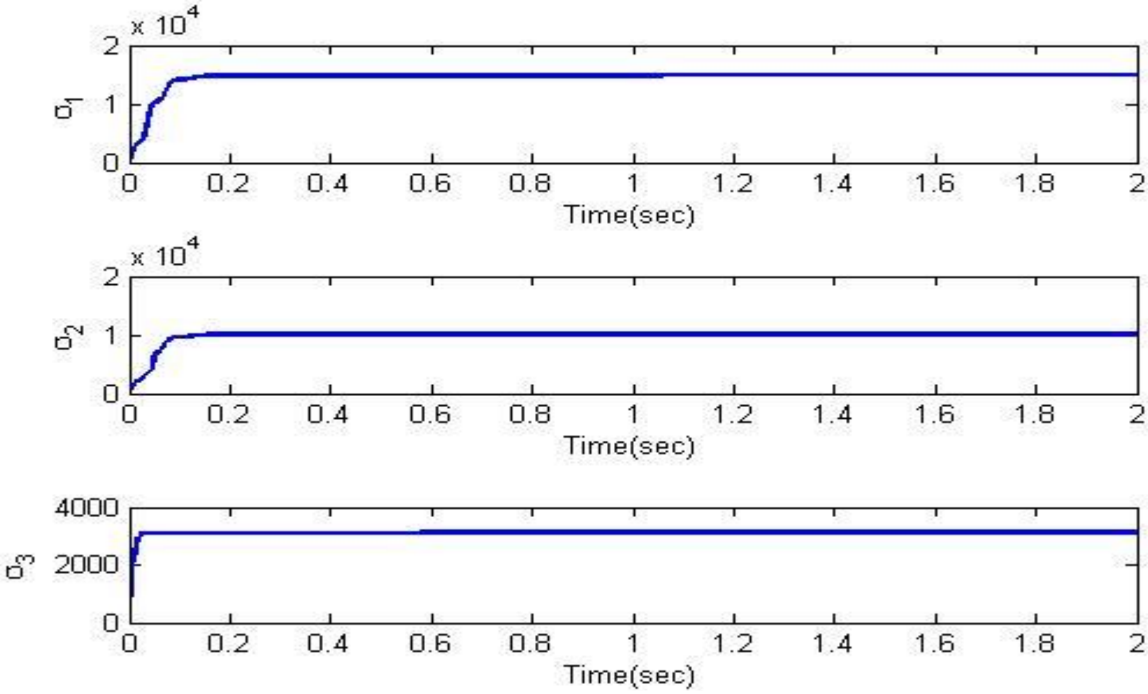
خروجی کنترلر فازی تطبیقی و خروجی سیستم فازی، به ترتیب در شکل‌های (۴-۹) و (۴-۱۰) نشان داده شده‌اند .



شکل ۴-۹ خروجی کنترلر فازی تطبیقی

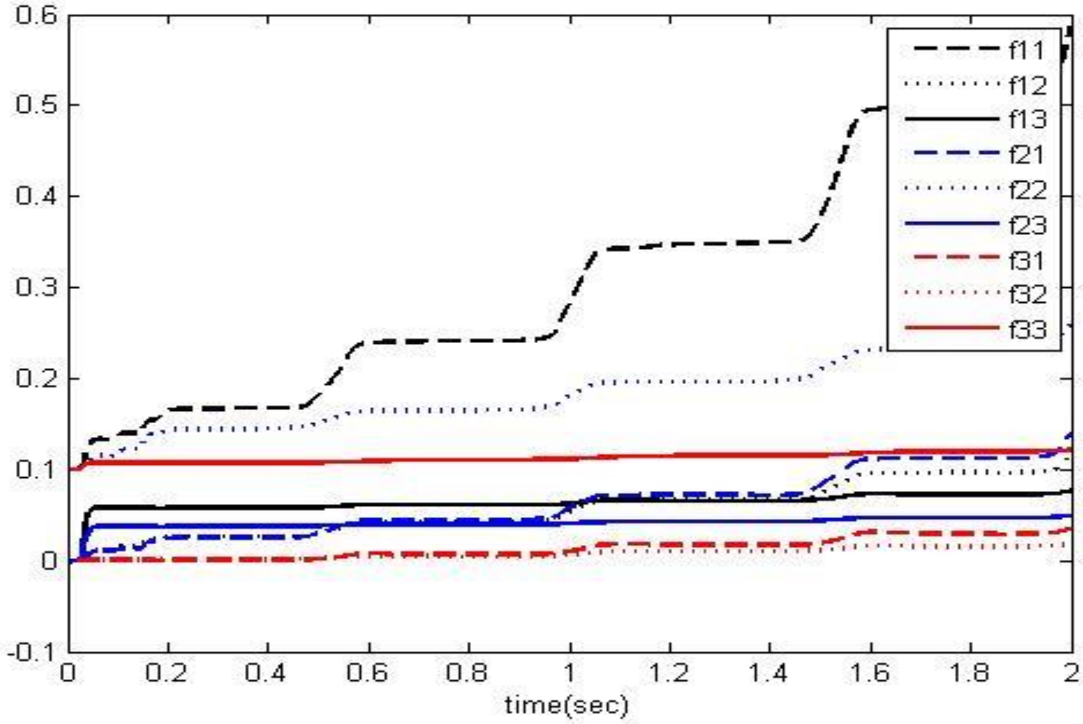


شکل ۴-۱۰ خروجی سیستم فازی

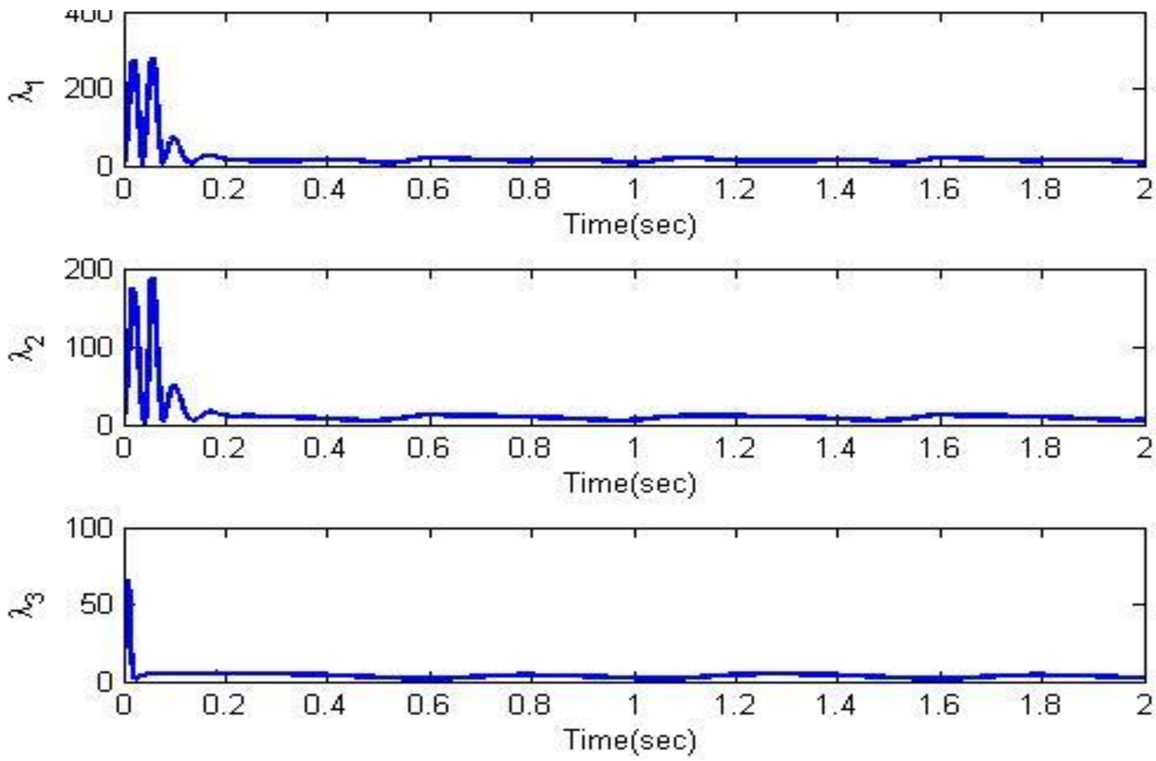


شکل ۴-۱۱ پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی - انتگرالی

پارامترهای تطبیق کنترل فازی تطبیقی و کنترل تطبیقی تناسبی - انتگرالی در شکل های (۴-۱۱) و (۴-۱۲) و (۴-۱۳) نشان داده شده‌اند .



شکل ۴-۱۲ پارامتر تطبیق کنترلر فازی تطبیقی (ضرایب وزنی)



شکل ۴-۱۳ پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی-انتگرالی

از شکل‌های ۴-۱۱ تا ۴-۱۳ می‌توان نتیجه گرفت که سیستم کنترل نهایی پایدار می‌باشد .

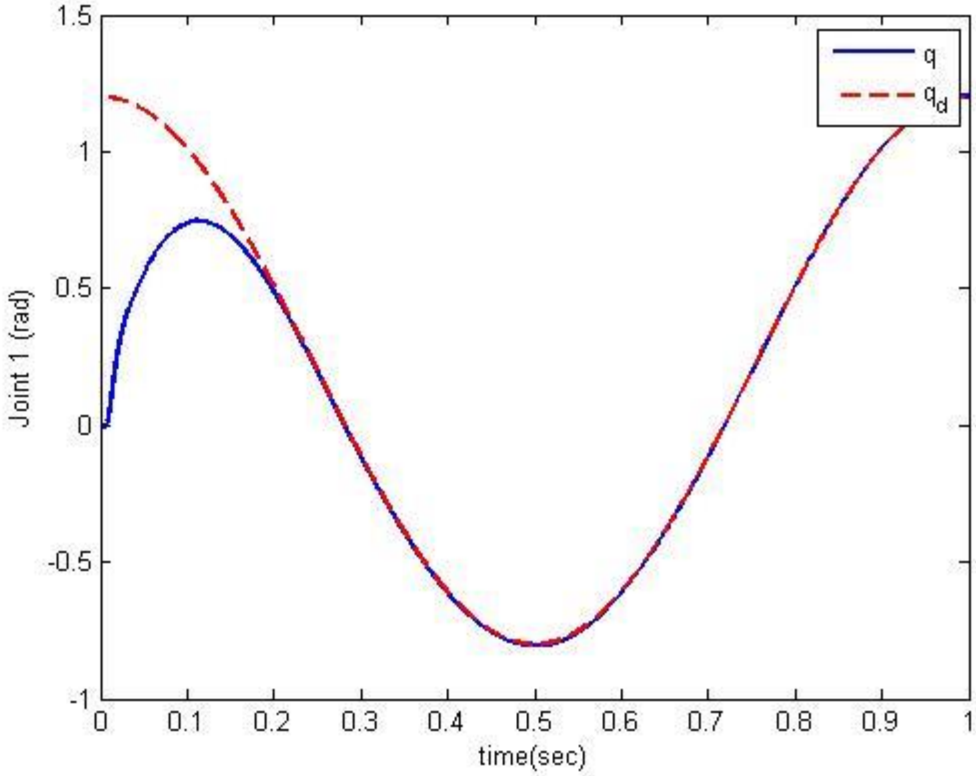
۴-۲ راهبرد کنترل ولتاژ

روش‌ها و محاسبات انجام شده در بخش (۳-۵) را در این قسمت شبیه‌سازی می‌کنیم.

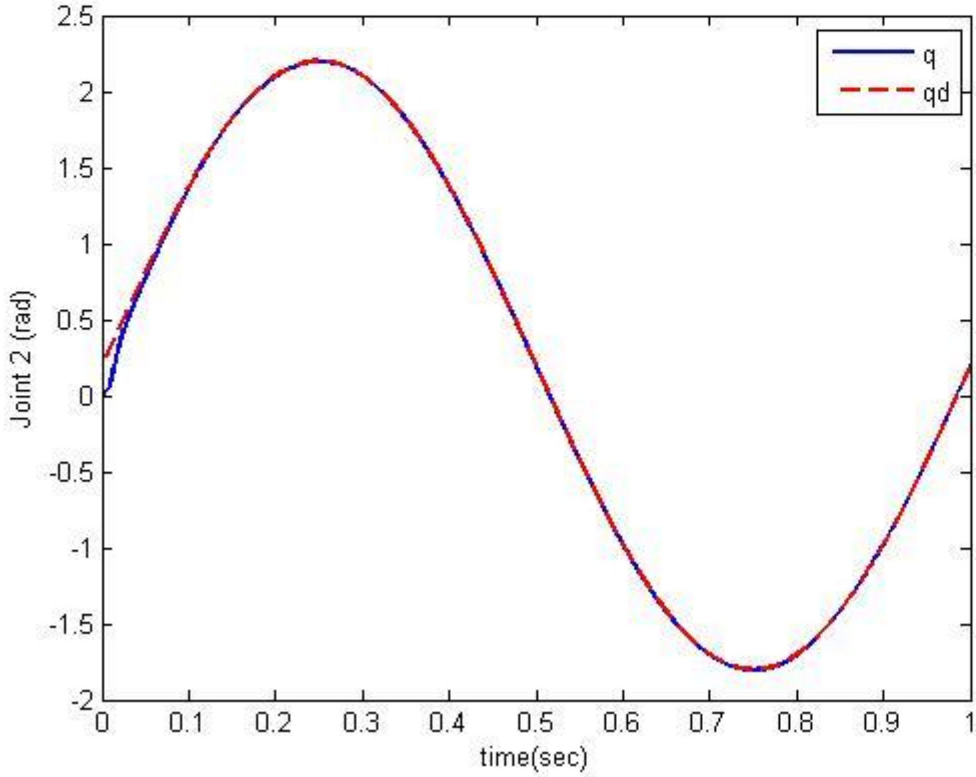
مسیر مطلوب برای ردگیری مطابق قبل و طبق رابطه (۴-۱) می‌باشد که در آن $0 < KT < 1$ در نظر گرفته شده است. همچنین اغتشاش واردشده به سیستم نیز مطابق شکل (۴-۲) می‌باشد. مقادیر اولیه موقعیت و سرعت بازوهای ربات به‌صورت زیر می‌باشد:

$$q_k(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T \qquad\qquad \dot{q}_k(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T$$

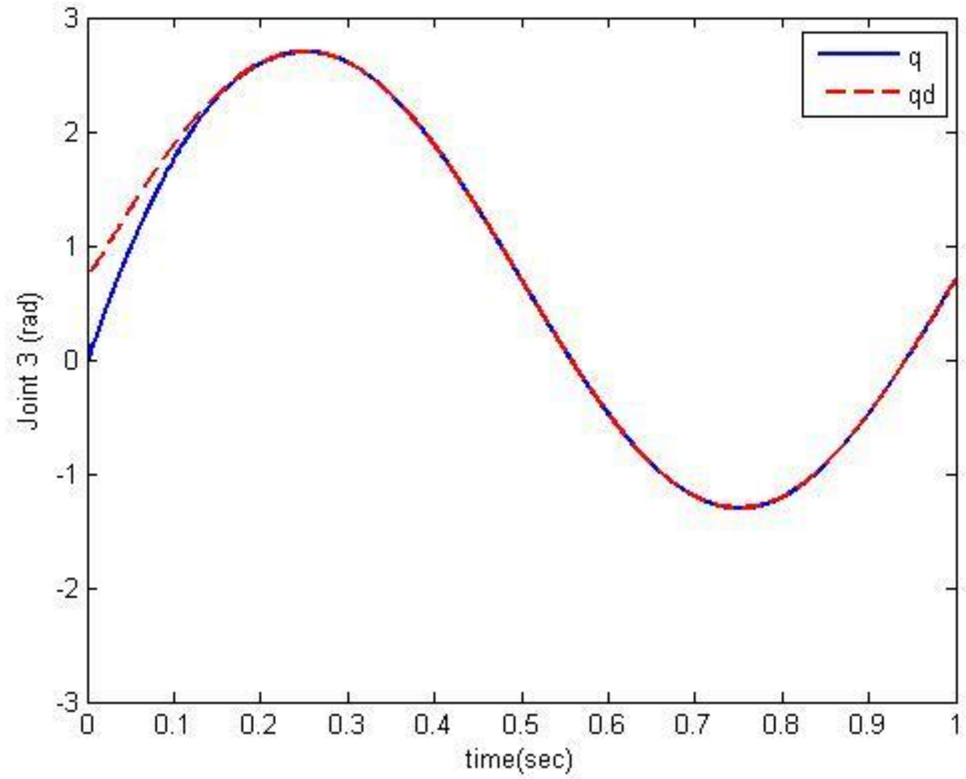
شکل‌های (۴-۱۴) تا (۴-۱۶) ردگیری مسیر مطلوب در حضور اغتشاش و مقادیر اولیه مذکور را با راهبرد کنترل ولتاژ بخوبی نشان می‌دهند.



شکل ۴-۱۴: ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک اول

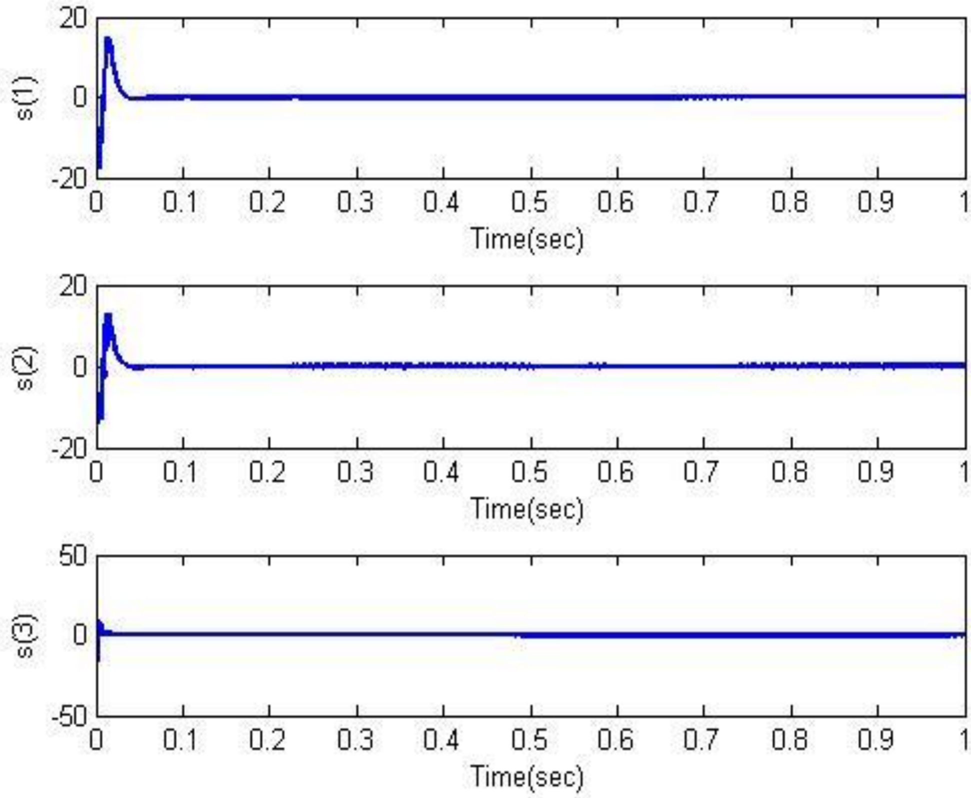


شکل ۴-۱۵: ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک دوم

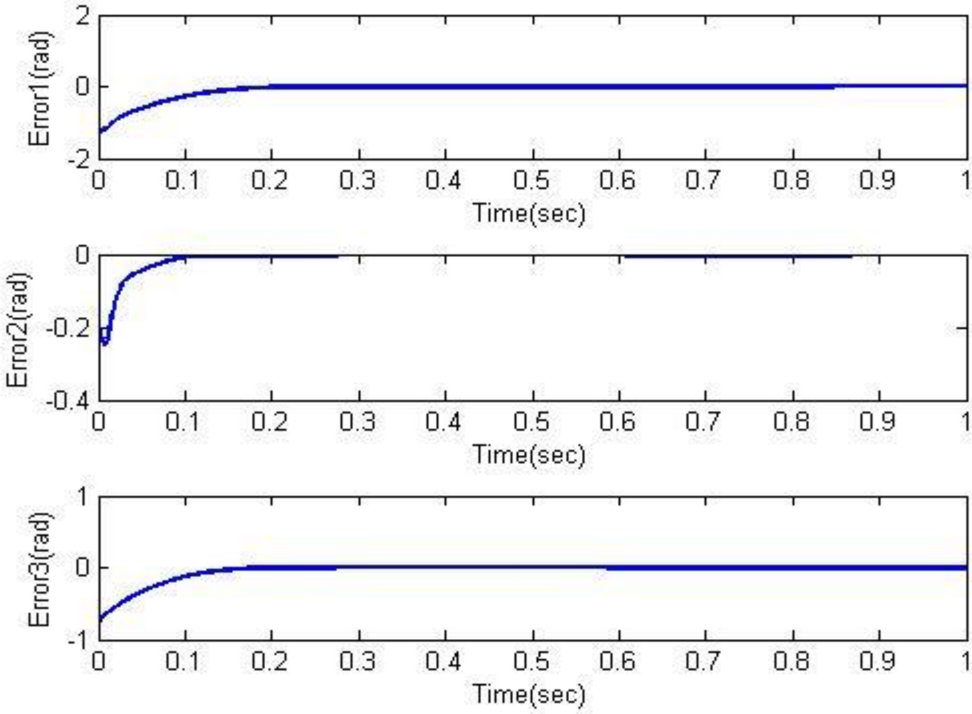


شکل ۴-۱۶: ردگیری موقعیت بازوی رباتیک – لینک سوم

همانگونه که در اشکال بالا مشخص است، سیستم کنترلی با راهبرد کنترل ولتاژ نیز بخوبی مسیر مطلوب را در زمان کوتاه و در حضور اغتشاش، دنبال می‌کند. سطح لغزش ترمینال تولید شده در شکل (۴-۱۷) نشان داده شده است و همانطور که مشخص است لرزش سیگنال نسبت به راهبرد کنترل گشتاور کاهش یافته است. نمودار خطای ردگیری کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی ربات اسکارا در شکل (۴-۱۸) نشان داده شده است. با استفاده از این روش کنترلی، خطای ردگیری در زمان محدود و با سرعت بالا به صفر همگرا شده، در حالی‌که در روش‌های دیگر، این خطا بطور مجانبی و در زمان نامحدود به صفر همگرا می‌گردد.

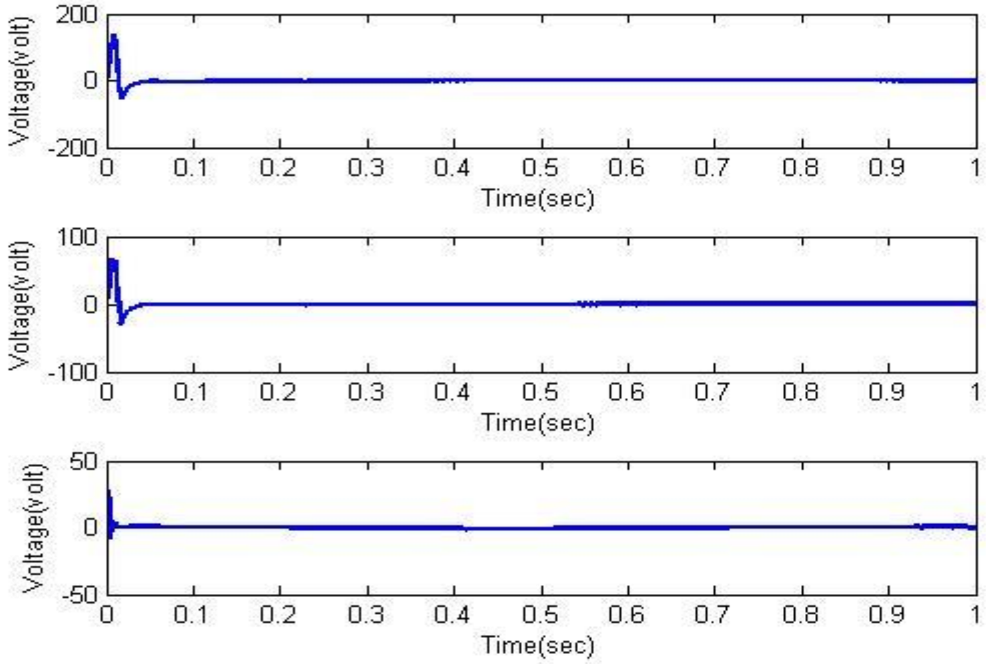


شکل ۴-۱۷ ترمینال سطح لغزش تولید شده برای هر لینک بازوی ربات اسکارا



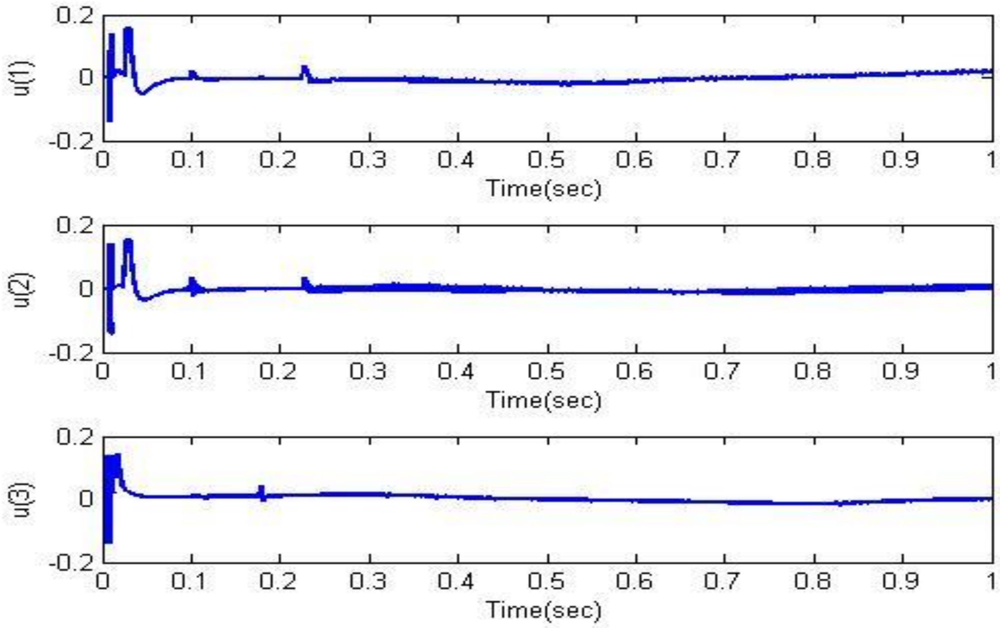
شکل ۴-۱۸ عملکرد ردگیری سیستم فازی تطبیقی بازوی رباتیک

ولتاژ اعمال شده به بازوهای ربات به‌صورت شکل(۴-۱۹) می‌باشد. همانطور که مشخص است، ولتاژ اعمال شده به سیستم در ابتدا بالا بوده تا بازوی ربات را در زمان کوتاه به موقعیت مطلوب برساند و پس از کنترل بازو، در زمان کوتاهی ولتاژ کاهش می‌یابد. عدم واگرایی ولتاژ اعمال شده به موتورهای بازوهای ربات بیانگر پایداری سیستم می‌باشد.

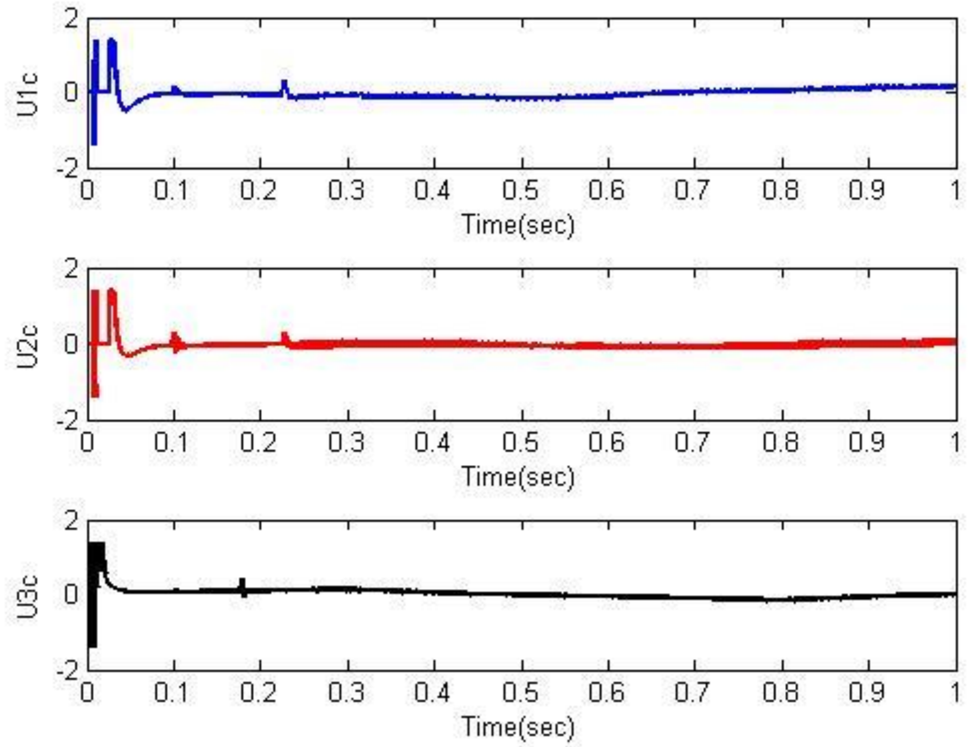


شکل ۴-۱۹ ولتاژ اعمال شده به بازوهای ربات اسکارا

خروجی کنترلر فازی تطبیقی و خروجی سیستم فازی، به ترتیب در شکل‌های (۴-۲۰) و (۴-۲۱) نشان داده شده‌اند.

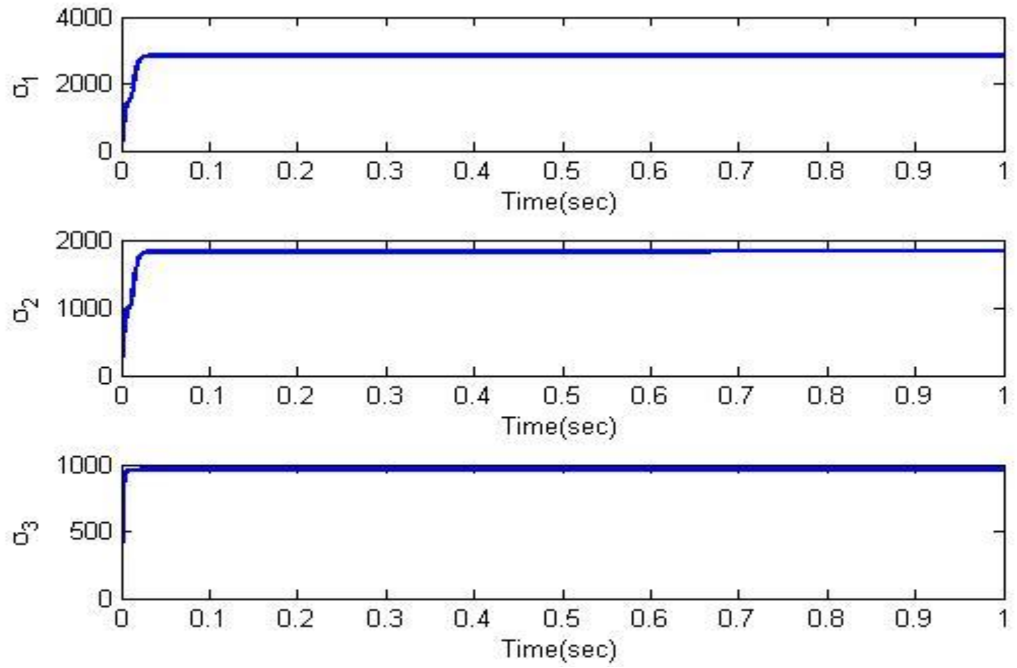


شکل ۴-۲۰ خروجی کنترلر فازی تطبیقی

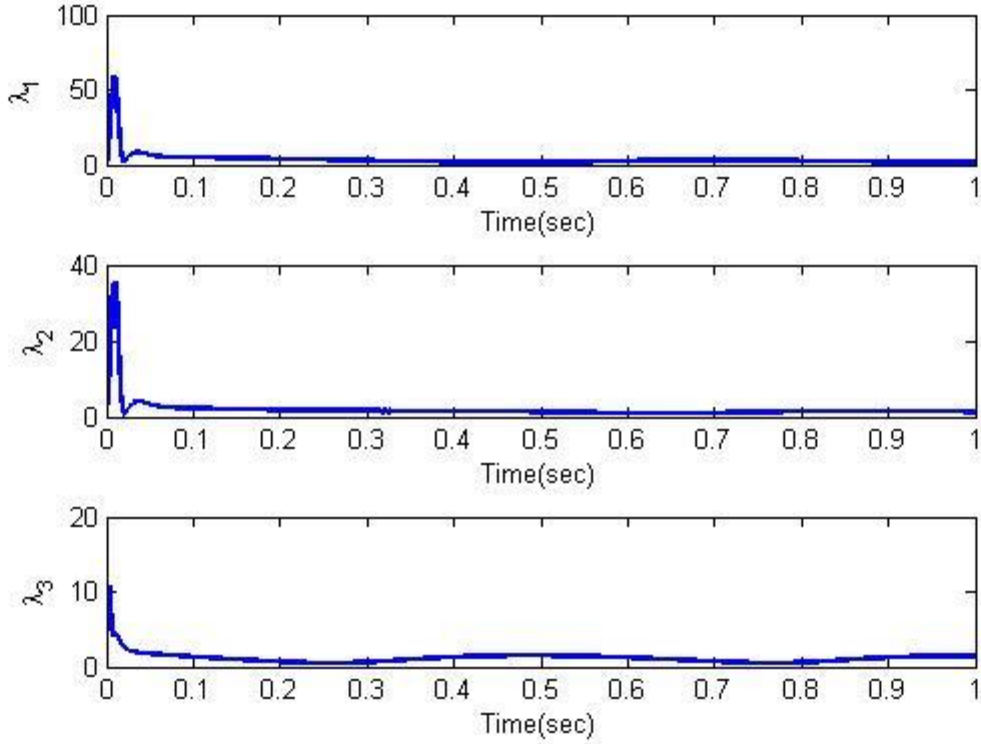


شکل ۴-۲۱ خروجی سیستم فازی

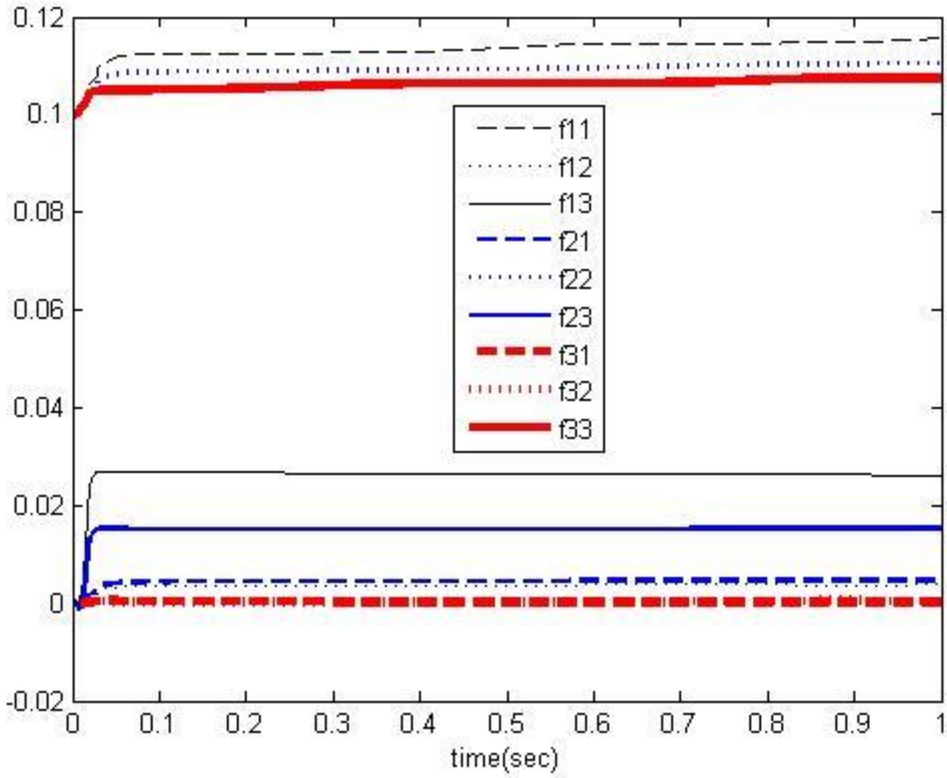
پارامترهای تطبیق کنترل فازی تطبیقی و کنترل تطبیقی تناسبی - انتگرالی در شکل های (۴-۲۲) و (۴-۲۳)و (۴-۲۴) نشان داده شده‌اند.



شکل ۴-۲۲ پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی - انتگرالی



شکل ۴-۲۳ پارامتر تطبیق کنترلر تناسبی - انتگرالی



شکل ۴-۲۴ ضرایب وزنی کنترلر فازی تطبیقی

همانطور که در اشکال بالا مشخص است، در روش راهبرد کنترل ولتاژ نیز همانند راهبرد کنترل گشتاور، تمامی پارامترهای تطبیق سیستم کنترلی همگرا هستند و در نتیجه سیستم ربات پایدار می‌باشد. در دو روش ارائه شده، پاسخ سیستم دارای سرعت خوب و کمترین نوسان می‌باشد. سطح لغزش با کمترین اعوجاج و در زمان کوتاهی به صفر میل کرده است و خطای ردگیری نیز در زمان محدود به صفر میل کرده است. نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، خطای ردگیری در راهبرد کنترل ولتاژ با سرعت بیشتر و نوسان کمتر به صفر همگرا شده است که بیانگر مزیت این روش در برابر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشد.

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

روش پیشنهادی در این پایان‌نامه، از آنجا که به مدل دقیق نیازی ندارد، می‌تواند برای بازوهای رباتیک با دینامیک مدل نشده، عدم قطعیت‌های ساختار نیافته و اغتشاش خارجی مورد استفاده قرار گیرد. ساختار کنترل‌کننده به گونه‌ای است که لرزش سیگنال ورودی سیستم را کاهش داده و خطای ردیابی سیستم در زمان محدود به صفر همگرا می‌گردد. همچنین پایداری بروش لیاپانوف اثبات شده است در نتیجه خطای تقریب سیستم فازی جبران گردیده است. همچنین می‌توان به‌طور همزمان متغیرهای سیستم فازی و کنترلر PI را تنظیم کرد. شبیه‌سازی‌ها بیانگر پایداری بالای این کنترلر در برابر اغتشاش خارجی می‌باشند.

همچنین این روش تضمین می‌کند که سیستم حلقه بسته تا بی‌نهایت پایدار بماند. از ترمینال مود لغزشی غیرمنفرد به منظور همگرایی سریع خطا استفاده شده است. پیاده‌سازی عملی روش کنترل پیشنهادی، ساده می‌باشد چرا که به محاسبات دقیق دینامیک رباتیک نیازی ندارد. پایداری و مقاومت روش کنترل پیشنهادی، در برابر اغتشاش خارجی بوسیله تئوری لیاپانوف نشان داده شده است. از خصوصیات اصلی این روش می‌توان به پایین بودن عملیات محاسباتی، حذف موثر آشفتگی و عملکرد ردیابی سریع اشاره کرد. مزیت اصلی این روش کنترلی این است که خطا، در زمان محدود به صفر همگرا می‌شود در حالی که در روش‌های دیگر این خطا در زمان نامحدود و بطور مجانبی به صفر همگرا

می‌گردد. در شبیه‌سازی‌ها موقعیت بازوی رباتیک در حضور اغتشاش و بوسیله دو راهبرد کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ بررسی شده است و نشان‌دهنده مقاوم بودن این روش‌ها در برابر اغتشاش خارجی می‌باشد.

۵-۲ پیشنهادات

پیشنهادات زیر برای ادامه تحقیقات ارائه می‌گردد:

- روش کنترل مذکور بر روی ربات‌های انعطاف‌پذیر پیاده‌سازی گردد.
- روش فازی را با روش‌های کنترل غیرخطی دیگر ترکیب نموده و عملکرد کنترل را بهبود بخشید.
- می‌توان از رویتگر مقاوم برای تخمین ترمینال سطح لغزشی استفاده کرد.
- می‌توان با بررسی عملکرد سیستم فازی تطبیقی بجای تطبیق همه پارامترها ، تنها یک یا هر چند پارامتر موردنیاز را تطبیق نمود و سایر پارامترها را بصورت ثابت در نظر گرفت.
- پیاده‌سازی عملی سیستم کنترلی پیشنهاد می‌گردد.

مراجع

[1] Spong M. W., Vidyasagar M. (1989), 'Robot dynamics and control', John Wiley and Sons, Inc, New york,.

[2] Ogata K. (1987), "Descrete-Time control systems", Prentice Hall , NJ,.

[3]Zhang H. and Feng G.(2008), "stability analysis and H∞ controller design of descrete-time fuzzy large scale systems based on piecewise lyapunov functions",IEEE Transactions on systems, Vol.38, No.5 , pp.1390-1401.

[4] Fateh M. M. ans Azargoshasb S.,(2014)," Discrete adaptive fuzzy control for asymptotic tracking of robotic manipulators" , *Non linear Dyn* 78, pp 2195-2204

[5] Fateh M. M. ans Azargoshasb S., (2014),"Discrete-Time Indirect Adaptive Fuzzy Control For Robot Manipulators", *International Journal of Intelligent Computing and Cybernetics*, Vol. 7 Iss 4

[6] Fateh M. M. and Azargoshasb S., (2015), "Discrete time robust control of robot manipulators in the task space using adaptive fuzzy estimator" **J**ournal of ***AI*** *and* ***D****ata* ***M****ining* ,Vol 3, No 1, pp.113-120

[7] Fateh M. M. and Fateh S.,(2012), "Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dyn* , NO.70, pp. 1919-1930

[8] Kempf C., Messner W., Tornizuka M. and Horowitz R.(1993), "Comparison of four discrete time repetitive control algorithms", *IEEE Cont Syst Mag*, Vol.13,No.6, pp.48-54

[9] Corradini M. L., Fossi V., Giantomassi A., Ippoliti G.,Longhi S. and Orlando G.(2012), "Desctere time sliding mode control of robotic manipulators :development and experimental validation", *Control Engineering practice*, vol 20, No .8,pp.816-822

[10] Tsai M. C., Anwar G. and TOmizuka M.(1988), "descrete time repetitive control for robot manipulators", *IEEE International conference on Robotics and Automation*, vol.3.pp.1341-1346.

[11] Tsai M. C. and TOmizuka M.(1989), "Model refrence adaptive control and repetitive control for robot manipulators", *IEEE International conference on Robotics and Automation*, vol.3.pp.1650-1655.

[12] Fateh M. M. and Baluchzadeh M.(2012), “Modeling and robust Descrete LQ repetitive control of electrically driven robots”, *International Journal of Automation and computing* , Vol. 10, No.5 , pp. 472-480.

[13] Fateh M. M. and Baluchzadeh M.(2013), “Descrete Optimal Control for robot manipulators”, *The International Journal for computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 33, No.1/2,pp. 423-444.

[14] Huang Y. and Li T. (2005), “Fuzzy Terminal Sliding-Mode Controller for Robotic Manipulators”, *International Conference on Mechatronics*, pp.858-863 , Taipei, Taiwan .

[15] Fateh, M. M., & Azargoshasb, S. (2014).” Discrete adaptive fuzzy control for asymptotic tracking of robotic manipulators”. Nonlinear Dynamics, *78*(3), 2195-2204.

[16] Zhihong M., Paplinski A. P., and Wu H. R. (1994), “A Robust MIMO Terminal Sliding Mode Control Scheme for Rigid Robotic Manipulators”, *IEEE Transaction on automatic control*, VOL. 39, NO. **12**

[17] Nekoukar V., Erfanian A. (2011), “Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems” *Fuzzy Sets and Systems, No*.179,pp. 34 –49

[18] Huang, Y. J., Kuo, T. C., & Chang, S. H. (2008). “Adaptive sliding-mode control for nonlinearsystems with uncertain parameters”. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 38(2), 534-539.

[19] Shi, W., Luo, R., & Wang, D. (2016, May). “Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for MIMO nonlinear systems”. *In Control and Decision Conference (CCDC), 2016 Chinese* (pp. 6663-6668). IEEE.

[20] Li, J. H., Li, T. H. S., & Ou, T. H. (2003). “Design and implementation of fuzzy sliding-mode controller for a wedge balancing system*”. Journal of Intelligent and Robotic Systems*, *37*(3), 285-306.

[21] Suiyang, K., Zhihong, M., & Shengkui, Z. (2007, December). “Terminal sliding mode control for MIMO TS fuzzy systems. In *Information”, Communications & Signal Processing, 2007 6th International Conference on* (pp. 1-5). IEEE.

[22] Tao c. w. , Taur j. s. and Chan M. (2004), “Adaptive Fuzzy Terminal Sliding Mode Controller for Linear Systems With Mismatched Time-Varying Uncertainties”*IEEE Transaction on systems,*Vol. 34, No. 1

[23] Lin C.,(2006), “Nonsingular Terminal Sliding Mode Control of Robot Manipulators Using Fuzzy Wavelet Networks”, IEEE transactions on fuzzy systems , Vol. 14, No. 6 , pp. 849-859 .

[24] Zeinali, M. (2015, April). “Adaptive chattering-free sliding mode control design using fuzzy model of the system and estimated uncertainties and its application to robot manipulators”. *In Recent Advances in Sliding Modes (RASM), International Workshop on* (pp. 1-6).

[25] Liu, F., and Fan, S. (2009, November),” Adaptive RBFNN Based Fuzzy Sliding Mode Control for Two Link Robot Manipulator”.*In Artificial Intelligence and Computational Intelligence, AICI'09. International Conference on* (Vol. 2, pp. 272-276).IEEE

[26] Efe, M. Ö.,(2008), “Fractional fuzzy adaptive sliding-mode control of a 2-DOF direct-drive robot arm”, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, No.*38*(6),pp. 1561-1570.

[27] Nojavanzadeh, D., and Badamchizadeh, M.,(2016),” Adaptive fractional-order non-singular fast terminal sliding mode control for robot manipulators”., IET Control Theory & Applications.

[28] Yoo B. K. , and Ham W. C. (2000), “ Adaptive control of robot manipulator using fuzzy compensator “, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol.*8*(2),pp. 186-199.

[29] Kim, Y.T.,(2010), “Decentralized Adaptive Fuzzy Backstepping Control Of Rigid-Link Electrically Driven Robots”. *Intelligent Automation & Soft Computing*, Vol.*16*(2), pp.135-149.

[30] M. M. Fateh, R. Babaghasabha, ‘Impedance control of robots using voltage control strategy’, Nonlinear Dynamics, Volume 74, Issue 1-2, PP 277-286, 2013.

[31] Venkataraman S. T., and Gulati S. (1993), “Control of nonlinear systems using terminal sliding modes. Journal of dynamic systems*”,measurement, and control*,Vol. *115*(3), pp.554-560.

[32] Janardhanan S.,and Bandyopadhyay B.,(2006), “On discretization of continuous-time terminal sliding mode”. *IEEE transactions on automatic control*, Vol.*51*(9), pp.1532-1536.

[33] Zak M.,(1988), “Terminal attractors for addressable memory in neural networks”, *Physics Letters A*, *133*(1),pp. 18-22.

[34] Zhihong, M., & Yu, X. H. (1996, December). “Terminal sliding mode control of MIMO linear systems”. In *Decision and Control, 1996., Proceedings of the 35th IEEE Conference on* (Vol. 4, pp. 4619-4624). IEEE.

[35] Wu, Y., Yu, X., & Man, Z. (1998). “Terminal sliding mode control design for uncertain dynamic systems”. *Systems & Control Letters*, *34*(5), 281-287.

[36] Feng, Y., Yu, X., Man, Z.,(2002). “Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators” . Automatica 38,pp. 2159 – 2167.

[37] Guo, Y., & Woo, P. Y. (2003). “An adaptive fuzzy sliding mode controller for robotic manipulators”. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, *33*(2), 149-159.

[38] Spong, M.W., Hutchinson, S., Vidyasagar, M. (2006) , “ Robot Modelling and Control” , Wiley, Hoboken.

Abstract

Robot manipulators are nonlinear multivariable systems with high couplings and various uncertainties. In this thesis, for the first time descrete adaptive fuzzy non-singular terminal sliding mode control for robotic manipulator is used. The advantage of this method is that adaptive fuzzy control systems are designed on the basis of guaranteeing stability. Because in practical implementation the control law is carried out using digital processors, in this thesis, the simulation is performed in discrete-time mode. Also designing adaptive fuzzy discrete-time controller is performed by voltage and torque control strategies. The proposed method doesn’t require a system model and reduces the chattering and lead to converge the system tracking error to zero in limit time. Also this control method is robust against external disturbance. Simulation studies are performed on a SCARA robot. Stability analysis and simulation results show the effects of this method.

Keywords: Adaptive fuzzy control, Non-singular terminal sliding mode, Discrete-time control, Robot manipulator, Torque and voltage control

Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Control Engineering

Descrete Adaptive Fuzzy Non-singular Terminal Sliding-mode Control For Robotic Manipulator

By:

Seyed Alireza Banifatemi

Supervisor:

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

April 2017