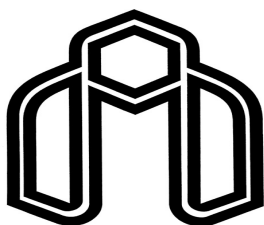


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه مهندسی برق - کنترل

کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی ماهر رباتیک

دانشجو:

سیامک آذرگشسب

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

رساله دکتری جهت اخذ رشته دکتری

شهریور ۱۳۹۳

تو بوی کدامین بهار را میدادی که این چنین کوچه و باغ های قلبمان سرشار از یاد و عطر توست
قلب مهربانم که هزاران رنج ناگفته در آن نقش بسته بود چه زیبا ترانه محبت را زمزمه می کرد
هرگز بهار بی وجودت را باور نداشتیم
بهار اینجا غم انگیزتر از صدها فزان بود
تقدیم به روح پدر عزیزم که در کودکی مرا تنها گذاشت

تقدیم به

قلب‌هایی که لمظه لمظه ضعیف شدند تا من جان بگیرم
دستانی که لمظه لمظه لرزان شدند تا من قلم در دست بفشارم
گیسوئی که لمظه لمظه سفید شدند تا من جوان شوم
قدم‌هایی که لمظه لمظه سست شدند تا من بر پله‌های موفقیت صعود کنم
پشمانی که لمظه لمظه کم سو شدند تا من به افق‌های دور دست چشم بدوزم
تقدیم به عموی عزیز و مادرمهربانم که اسطوره های همیشگی اینترند

تقدیم به

ستون‌های زندگیم، تقدیم به نگاهشان که تکیه گاه های لمظه‌های تردید و ترسم شدند
تا شریک شوند در سختی‌هایی که پایان ناپذیر بودند
تقدیم به برادران عزیز و فواهران مهربانم

تشکر و قدردانی

سپاس فدایی که آدمی را به نعمت تفکر آراست و استاد فرزانه‌ای چون پروفیسور محمد مهدی فاتح را در مسیر راهم قرار داد تا از اندیشه نابش بهره گیرم و دانش و بینشش را (ره‌توشه فویش سازم). پاس می‌دارم اندیشه بلندش را و ارچ می‌نهم همت والایش را.

از داوران ممتزم جناب آقای دکتر تشنه لب، جناب آقای دکتر طوسیان و جناب آقای دکتر اکبرزاده که زحمت داوری این پایان‌نامه را به عهده گرفتند بی‌نهایت سپاسگزارم. از تمامی اساتید و کارمندان دانشکده برق و همچنین تمامی دوستان گرانقدر بالافص آقای سعید فراشادی زاده که صبورانه مرا تحمل کردند، تشکر می‌نمایم.

تعهد نامه

اینجانب **سیامک آذرگشسب** دانشجوی دوره دکتری رشته برق کنترل دانشکده برق و ریاتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی تطبیقی گسسته بازوی ماهر ریاتیک تحت راهنمایی دکتر محمد مهدی فاتح متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مشترک 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 ۹۲/۷/۵
امضای دانشجو
سیامک آذرگشسب

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

بازوهای رباتیک سیستم‌های غیرخطی چندمتغیره با تزویج بالا و انواع عدم قطعیت‌ها می‌باشند. اگرچه روش‌های کنترل مقاوم و تطبیقی به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی و خطای گسسته‌سازی می‌باشند، پیشنهاد شده‌اند ولی به دلیل پیچیدگی دینامیک ربات با مشکل مواجه هستند. یک سیستم فازی می‌تواند به عنوان یک تقریب‌گر عمومی برای تقریب هر تابع غیرخطی استفاده شود. از این ویژگی سیستم‌های فازی در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی به خوبی استفاده شده است. سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی بر مبنای تضمین پایداری طراحی می‌شوند. از آنجا که در عمل، قوانین کنترل به صورت گسسته پیاده‌سازی می‌شوند، در این پایان‌نامه، طراحی کنترل‌کننده‌های زمان-گسسته فازی تطبیقی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ و تحلیل پایداری سیستم‌های کنترل پیشنهادی ارائه شده است. در این رساله، روش جدیدی برای الگوریتم گرادیان نزولی استفاده شده است. در اکثر مراجع، تخمین‌گرهای فازی به گونه‌ای طراحی می‌شوند که خروجی سیستم فازی، خروجی سیستم را ردگیری می‌کند. اما در این رساله، سیستم فازی برای تخمین عدم قطعیت مجتمع طراحی شده است و این مهمترین تمایز روش پیشنهادی با روش‌های قبلی است. یکی دیگر از نوآوری‌های این پایان‌نامه، ارائه روشی جدید برای جبران خطای تقریب سیستم فازی می‌باشد. در این رساله، برای جبران خطای تقریب سیستم فازی روش جدیدی ارائه شده است که نیازی به انتگرال‌گیری از خطای ردگیری ندارد. همچنین، قانون کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی با فیدبک موقعیت پیشنهادی، فقط پس خورد موقعیت مفصل را نیاز دارد. مطالعه موردی روی ربات هنرمند و ربات اسکارا انجام شده است. تحلیل پایداری و نتایج شبیه‌سازی اثر این روش کنترلی را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: راهبرد کنترل ولتاژ، کنترل زمان-گسسته، کنترل مستقل از مدل، کنترل فازی تطبیقی، کنترل مقاوم، بازوی ماهر رباتیک.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه.....
۲	۱-۱- رباتیک.....
۳	۲-۱- مروری بر کنترل دیجیتال.....
۷	۳-۱- مروری بر تحقیقات پیشین.....
۱۲	۴-۱- کنترل ولتاژ.....
۱۴	۵-۱- اهداف تحقیق.....
۱۵	۶-۱- مروری بر ساختار پایان نامه.....
۱۹	فصل دوم : مدل سازی سیستم رباتیک.....
۲۰	۱-۲- مقدمه.....
۲۰	۲-۲- اجزا و ساختار ربات.....
۲۱	۳-۲- نمایش دناویت- هارتنبرگ.....
۲۶	۴-۲- سینماتیک سرعت.....
۲۷	۱-۴-۲- تعیین ماتریس ژاکوبین.....
۳۱	۵-۲- مدل سازی دینامیکی.....
۳۲	۶-۲- انرژی جنبشی.....
۳۴	۷-۲- توزیع جرم.....
۳۶	۸-۲- انرژی پتانسیل.....
۳۶	۹-۲- لاگرانژین.....

۳۶۱۰-۲- معادلات دینامیکی
۳۸۱۱-۲- محرکه
۳۹۱-۱۱-۲- موتورهای dc مغناطیس دائم
۴۳۱۲-۲- مدل دینامیکی سیستم ربات به همراه محرکه
۴۷ فصل سوم : روش‌های کنترلی
۴۸۱-۳- راهبرد کنترل گشتاور
۴۸۱-۱-۳- مقدمه
۴۹۲-۱-۳- راهبرد کنترل گشتاور بر مبنای مدل
۵۱۳-۱-۳- شبیه سازی سیستم کنترل ربات
۵۵۲-۳- راهبرد کنترل ولتاژ
۵۵۱-۲-۳- مقدمه
۵۶۲-۲-۳- طراحی کنترل کننده مبتنی بر مدل
۵۹۳-۲-۳- شبیه سازی سیستم کنترل ربات
۶۳ فصل چهارم: کنترل زمان-گسسته مستقل از مدل با استفاده از تخمین گر فازی تطبیقی
۶۴۱-۴- مقدمه
۶۴۲-۴- قانون کنترل پیشنهادی مستقل از مدل
۶۶۳-۴- تخمین گر فازی تطبیقی گسسته
۷۰۴-۴- تحلیل پایداری
۷۳۵-۴- نتایج شبیه سازی
۷۴۱-۵-۴- کنترل ردگیری

۷۷کنترل با شرایط اولیه.....۲-۵-۴
۷۸کنترل با اغتشاش.....۳-۵-۴
۸۱	فصل پنجم: کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی با استفاده از فیدبک موقعیت
۸۲مقدمه.....۱-۵
۸۲قانون کنترل پیشنهادی.....۲-۵
۸۳تخمین‌گر فازی تطبیقی گسسته.....۳-۵
۸۸تحلیل پایداری.....۴-۵
۹۱نتایج شبیه‌سازی.....۵-۵
۹۱کنترل ردگیری.....۱-۵-۵
۹۴کنترل با اغتشاش.....۲-۵-۵
۹۷	فصل ششم: کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی در فضای کار.....
۹۸مقدمه.....۱-۶
۹۸قانون کنترل پیشنهادی.....۲-۶
۱۰۰تخمین‌گر فازی تطبیقی گسسته.....۳-۶
۱۰۲تحلیل پایداری.....۴-۶
۱۰۵نتایج شبیه‌سازی.....۵-۶
۱۰۵کنترل ردگیری.....۱-۵-۶
۱۰۶کنترل با اغتشاش.....۲-۵-۶
۱۱۱	فصل هفتم: کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقیم.....
۱۱۲مقدمه.....۱-۷

۱۱۲	۲-۷- طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم.....
۱۱۷	۳-۷- تحلیل پایداری.....
۱۱۹	۴-۷- شبیه‌سازی روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم.....
۱۲۰	۱-۴-۷- کنترل ردگیری.....
۱۲۱	۲-۴-۷- تنظیم.....
۱۲۷	فصل هشتم: کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی غیر مستقیم.....
۱۲۸	۱-۸- مقدمه.....
۱۲۸	۲-۸- طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم.....
۱۳۴	۳-۸- تحلیل پایداری.....
۱۳۷	۴-۸- شبیه‌سازی روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم.....
۱۳۷	۱-۴-۸- کنترل ردگیری.....
۱۴۰	۲-۴-۸- تنظیم.....
۱۴۵	فصل نهم: نتیجه گیری و پیشنهادات.....
۱۴۶	۱-۹- نتیجه گیری.....
۱۴۸	۲-۹- پیشنهادات.....
۱۴۹	مراجع.....

فهرست اشکال

صفحه	عنوان
۶	شکل (۱-۱) سیستم حلقه بسته با استفاده از کنترل کننده زمان-گسسته و سیستم زمان-پیوسته
۲۱	شکل (۱-۲) نمایش نمادهای مفاصل ربات
۲۴	شکل (۲-۲) پارامترهای دناویت هارتنبرگ
۲۵	شکل (۳-۲) اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند
۳۱	شکل (۴-۲) دستگاه‌های مختصات متصل به جسم صلب
۴۱	شکل (۵-۲) مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده- محرکه
۴۹	شکل (۱-۳) دیاگرام کنترل چند متغیره ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور
۵۱	شکل (۲-۳) دیاگرام سیستم کنترل ربات
۵۳	شکل (۳-۳) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل گشتاور
۵۳	شکل (۴-۳) سیگنال کنترلی با راهبرد کنترل گشتاور در ردگیری
۵۴	شکل (۵-۳) خطای تنظیم سیستم کنترل با راهبرد کنترل گشتاور
۵۴	شکل (۶-۳) سیگنال کنترلی با راهبرد کنترل گشتاور در تنظیم
۵۶	شکل (۷-۳) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات
۵۹	شکل (۸-۳) دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC
۵۹	شکل (۹-۳) سیستم کنترل موتور
۶۰	شکل (۱۰-۳) سیستم کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ
۶۱	شکل (۱۱-۳) مسیر مطلوب
۶۱	شکل (۱۲-۳) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ

- شکل (۳-۱۳) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ ۶۲
- شکل (۴-۱) تابع عضویت ورودی e_k ۶۹
- شکل (۴-۲) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی ۷۴
- شکل (۴-۳) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته ۷۵
- شکل (۴-۴) تطبیق پارامترهای سیستم فازی ۷۶
- شکل (۴-۵) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۷۶
- شکل (۴-۶) عملکرد ردگیری با شرایط اولیه در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۷۷
- شکل (۴-۷) ولتاژ موتورها با شرایط اولیه در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۷۸
- شکل (۴-۸) عملکرد تنظیم در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۷۹
- شکل (۴-۹) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در تنظیم ۸۰
- شکل (۴-۱۰) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم ۸۰
- شکل (۵-۱) تابع عضویت ورودی e_k ۸۵
- شکل (۵-۲) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی ۹۲
- شکل (۵-۳) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته ۹۳
- شکل (۵-۴) تطبیق پارامترهای سیستم فازی ۹۳
- شکل (۵-۵) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۹۴
- شکل (۵-۶) عملکرد ردگیری با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۹۵
- شکل (۵-۷) ولتاژ موتورها با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته ۹۶
- شکل (۶-۱) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی در فضای کار ۱۰۶
- شکل (۶-۲) مسیر مطلوب ۱۰۷

- شکل (۳-۶) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته صفحه xy در فضای کار ۱۰۸
- شکل (۴-۶) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته محور z در فضای کار ۱۰۸
- شکل (۵-۶) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در فضای کار ۱۰۹
- شکل (۶-۶) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در فضای کار ۱۰۹
- شکل (۷-۶) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته صفحه xy در فضای کار
با حضور اغتشاش..... ۱۱۰
- شکل (۸-۶) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در فضای کار با حضور اغتشاش ۱۱۰
- شکل (۱-۷) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم..... ۱۲۰
- شکل (۲-۷) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته ۱۲۱
- شکل (۳-۷) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در ردگیری ۱۲۲
- شکل (۴-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته ۱۲۲
- شکل (۵-۷) عملکرد نقطه تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته ۱۲۳
- شکل (۶-۷) خطای تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته ۱۲۴
- شکل (۷-۷) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم ۱۲۴
- شکل (۸-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته در تنظیم ۱۲۵
- شکل (۱-۸) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم..... ۱۳۸
- شکل (۲-۸) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ۱۳۹
- شکل (۳-۸) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در ردگیری ۱۳۹
- شکل (۴-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ۱۴۰
- شکل (۵-۸) عملکرد نقطه تنظیم در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ۱۴۱

- شکل (۶-۸) خطای تنظیم در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ۱۴۲
- شکل (۷-۸) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم ۱۴۲
- شکل (۸-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته در تنظیم ۱۴۳

فهرست جداول

صفحه	عنوان
۲۵	جدول (۱-۲) پارامترهای رابط مربوط به ربات هنرمند
۴۵	جدول (۲-۲) پارامترهای موتور
۴۵	جدول (۳-۲) پارامترهای ربات هنرمند با روش دناویت- هارتنبرگ
۴۶	جدول (۴-۲) پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند
۶۸	جدول (۱-۴) قوانین فازی
۸۶	جدول (۱-۵) قوانین فازی
۱۰۲	جدول (۱-۶) قوانین فازی

فصل اول:

مقدمه

۱-۱ رباتیک

امروزه خودکارسازی و رباتیک نقش مهمی در زندگی بشر به عهده دارد و بسیاری از جنبه‌های زندگی فردی و اجتماعی انسان از قبیل بهداشت، صنعت، کشاورزی، اقتصاد، قانون، سیاست تحت تأثیر آن قرار دارد. در حال حاضر در صنعت از ربات‌ها در جوشکاری، ماشین‌کاری و مونتاژکاری خط تولید استفاده می‌شود [۱].

ربات ماشین خودکار یا نیمه خودکاری است که برای انجام کاری برنامه‌ریزی می‌شود. ربات‌ها را می‌توان از جنبه‌های مختلفی دسته‌بندی کرد. امروزه ربات‌ها وارد زندگی عادی و روزمره انسان‌ها شده‌اند. اگر به اطراف خود نگاه کنیم مطمئناً کاربرد علم رباتیک را خواهیم دید. اولین دلیل و مهمترین آن، استفاده از ربات‌ها به جای کارگر است زیرا ممکن است شرایطی باشد که کار کردن برای انسان، دشوار یا غیرقابل انجام باشد و یا نیاز به دقت بالایی باشد. دوم اینکه ربات‌ها خستگی ناپذیرند و نیازمند شرایط انسانی نیستند. آنها می‌توانند ساعات متوالی و در شرایط دشوار و به دور از خطرات جانی محتمل برای انسان‌ها به کار خود ادامه دهند.

ربات یک ماشین هنرمند است که قادر است در شرایط خاصی که در آن قرار می‌گیرد، کار تعریف شده‌ای را انجام دهد و همچنین قابلیت تصمیم‌گیری در شرایط مختلف را نیز دارد. با این تعریف میتوان گفت که ربات‌ها برای کارهای مختلفی می‌توانند تعریف و ساخته شوند، مانند کارهای که انجام آن برای انسان غیرممکن یا دشوار باشد. برای مثال در قسمت مونتاژ یک کارخانه اتومبیل سازی، قسمتی هست که چرخ زاپاس ماشین را در صندوق عقب قرار می‌دهد، اگر یک انسان این کار را انجام دهد، خیلی زود دچار ناراحتی‌هایی مانند کمردرد می‌شود. اما می‌توان از یک ربات برای این کار استفاده کرد. همچنین می‌توان از ربات برای جوشکاری و سایر کارهای دشوار کارخانجات استفاده کرد. ربات وسیله مکانیکی جهت انجام وظایف مختلف است. همچنین ربات دستگاهی است که می‌تواند برای عمل به دستورات مختلف برنامه-

ریزی گردد و یا اعمال ویژه انجام دهد. مخصوصاً کارهایی که فراتر از حد توانایی‌های بشر باشند. ربات‌ها برای انجام بهتر کارهای صنعتی مانند جابجایی اشیاء یا کارهای تکراری شبیه جوشکاری بکار می‌روند. بنابراین، بهبود عملکرد سیستم‌های کنترل ربات‌ها تأثیر بسزایی در کیفیت محصولات و افزایش بهره‌ی تولید دارد. به همین دلیل طراحی سیستم‌های کنترل ربات‌ها توجه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است.

اغلب روشهای کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور مفاصل ربات می‌باشد [۲]. لیکن آنها بسیار پیچیده و پر محاسبه هستند. برای حل مسئله مذکور، اخیراً کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ موتورهای ربات ارائه شده است [۳]. در این روش، به نقش محرکه‌ها در سیستم کنترل ربات بخوبی توجه شده است.

۲-۱ مروری بر کنترل دیجیتال

در سال‌های اخیر افزایش سریعی در استفاده از کنترل کننده‌های دیجیتال در سیستم‌های کنترل حاصل شده است. در واقع بسیاری از سیستم‌های کنترل صنعتی، کامپیوترهای دیجیتال را به عنوان جزء لازم عملیات خود در بر می‌گیرند. کنترل‌های دیجیتال در رسیدن به عملکرد بهینه مثلاً بصورت قابلیت تولید حداکثر، سود حداکثر، هزینه حداقل، یا مصرف انرژی حداقل به کار می‌روند. سیر تکاملی اخیر ریزپردازنده و میکروکامپیوترها که می‌توانند در وظایف کنترلی مختلف مورد استفاده قرار گیرند، روند جدیدی در جهت منظور کردن کامپیوترهای دیجیتال حتی در سیستم‌های کنترل با مقیاس کوچک به منظور به دست آوردن عملکرد بهینه برقرار کرده است [۴].

اخیراً، کاربرد کنترل کامپیوتری، حرکت هوشمندانه در ربات‌های صنعتی، بهینه سازی مصرف سوخت در اتومبیل‌ها و ماشین آلات مانند اجاق‌های میکروویوی و چرخ‌های خیاطی و غیره را امکان‌پذیر ساخته

است. قابلیت تصمیم‌گیری و انعطاف‌پذیری در برنامه کنترل مزایای عملی سیستم‌های کنترل دیجیتال می‌باشد.

در مهندسی کنترل، کامپیوترهای دیجیتال برای دو منظور مختلف به کار برده شده‌اند. اولاً، از آنها برای تحلیل و ترکیب سیستم‌های کنترل پیچیده شامل شبیه‌سازی دیجیتالی و محاسبه دیجیتالی دینامیک-های کنترل پیچیده استفاده شده است. ثانیاً، بصورت کنترل‌کننده‌ها در سیستم‌های کنترل به کار برده شده‌اند [۴].

از مزایای سیستم‌های کنترل دیجیتال می‌توان به: قابلیت ساخت آسان، قابلیت تغییر، حساسیت کم نسبت به تغییرات محیط و ارزان بودن اشاره کرد. با این حال، بسیاری از سیستم‌ها به صورت زمان پیوسته کار می‌کنند. تعیین مدل سیستم زمان-گسسته از سیستم زمان-پیوسته برای کنترل دیجیتال بسیار مهم است. یک کنترل‌کننده دیجیتال بر اساس مدل زمان-گسسته فرایند زمان-پیوسته که با سیگنال‌های آنالوگ کار میکند، طراحی می‌شود. اگر مدل ریاضی سیستم معلوم باشد، مدل زمان-گسسته آن را می‌توان از طریق روش‌های گسسته سازی بدست آورد. با این حال، در واقعیت بسیاری از سیستم‌های پیچیده را به سختی می‌توان به صورت ریاضی مدلسازی کرد [۴]. بنابراین، توجه برای طراحی و آنالیز کنترل زمان-گسسته به منظور بکارگیری کامپیوترهای دیجیتال به عنوان کنترل‌کننده مورد نیاز است. کنترل زمان-گسسته از ربات‌های صنعتی پیش از این استفاده شده است [۵].

آنالیز پایداری سیستم‌های کنترل زمان-گسسته به طور گسترده‌ای مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در [۶] روش جدیدی برای آنالیز پایداری سیستم‌های کنترل فازی زمان-گسسته مبنی بر تابع لیاپانوف با طراحی کنترل‌کننده H_∞ ارائه شده است. همچنین، آنالیز پایداری و طراحی کنترل‌کننده برای سیستم کنترل فازی T-S گسسته با تأخیر زمانی، تحت شرایط عدم تطابق پارامترهای قسمت مقدم با مقادیر واقعی ارائه شده است، که در آن توابع عضویت مربوط به مدل فازی T-S گسسته برای تأخیر زمانی و کنترل‌کننده

فازی، متفاوت در نظر گرفته شده‌اند [۷]. هدف فعالیت‌های پژوهشی در این حوزه، بهبود عملکرد کنترل و تضمین پایداری در حضور نامعینی‌ها، غیر خطی‌ها، خطای گسسته سازی و مباحث مربوط به دوره نمونه برداری می‌باشد.

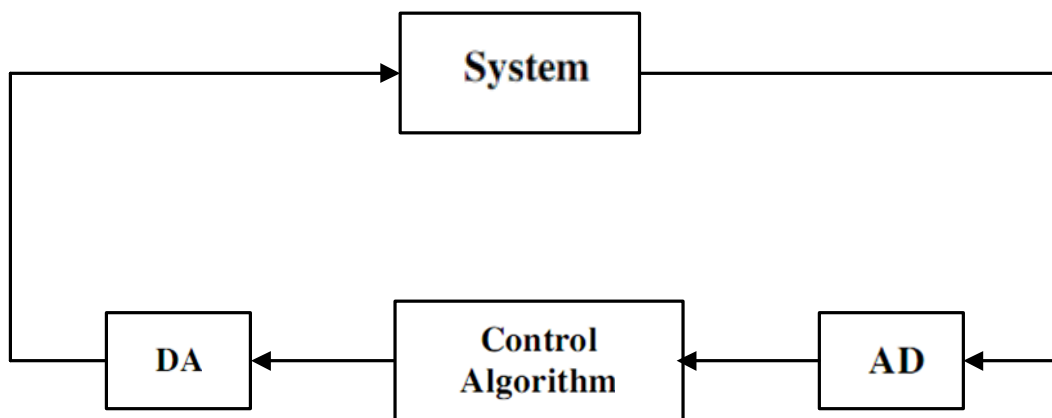
کنترل گسسته بازوی مکانیکی ربات یک حجم انبوهی از تحقیقات در شکل‌های مختلف الگوریتم‌های کنترلی به خود اختصاص داده است. نظریه کنترل دیجیتال برای سیستم‌های خطی با استفاده از تبدیل z پیشنهاد شده است. روش‌های کنترل‌های خطی گسسته تکراری به نام‌های صافی Q ، کانولوشن، یادگیری و توابع پایه ارائه و مقایسه شده‌اند [۸]. در بین آنها، الگوریتم صافی Q به عنوان یک کنترل داخلی، سریع-ترین سرعت اجرا، کمترین پیچیدگی محاسباتی، سادگی طراحی و پیاده‌سازی را نشان می‌دهد. هر چند خطای ردگیری نمی‌تواند به صفر، بعلت غیرخطی بودن سیستم رباتیک، همگرا شود.

کنترل ردگیری بهینه زمان-گسسته برای بازوی مکانیکی ربات با استفاده از مدل خطی گسسته پیشنهاد شده است [۹]. اگر چه مدل‌های خطی برای کنترل تکراری مؤثر هستند آنها نمی‌توانند به خوبی در کاربردهای غیرتکراری کار کنند. از آنجایی که استفاده از مدل‌های خطی زمان-گسسته برای بازوی مکانیکی ربات بعضی تقریب‌ها را بعلت غیر خطی بودن، فرایند گسسته‌سازی و نامعینی در بر دارد عملکرد کنترلی قابل ارضا نیست. بنابراین، در نظریه کنترل زمان-گسسته و طراحی برای سیستم‌های غیرخطی نظیر بازوهای مکانیکی ربات، نیاز به نظریه‌ها و الگوریتم‌های پیشرفته‌تری داریم. کنترل تکراری زمان-گسسته مقاوم برای ربات‌های الکتریکی با استفاده از یک مدل متغیر با زمان-گسسته خطی ارائه شده است [۱۰].

بعضی روش‌های کنترل زمان-گسسته برای بازوهای مکانیکی ربات به منظور غلبه بر نامعینی و غیرخطی نظیر کنترل مودلغزشی ارائه شده است [۱۱]. برخی کنترل‌های گسسته نظیر کنترل تکراری [۱۲]، کنترل تطبیقی مدل مرجع [۱۳]، کنترل تکراری مرتبه دوم خطی [۱۴] و کنترل بهینه [۹] با بکارگیری مدل بازوی مکانیکی ربات و جبران عدم قطعیت مدل عمل کرده‌اند. کنترل کننده یادگیری زمان-گسسته

برای ردگیری مسیر ربات مبتنی بر بینایی بدون هیچ دانش قبلی از مدل دوربین ربات نمایش داده شده است [۱۵].

اختلاف اصلی بین کامپیوترهای دیجیتال و زمان پیوسته اندازه گیری آنهاست که با استفاده از کامپیوترهای دیجیتال نمونه برداری میشوند. یک طرح بلوکی از یک کنترل کننده کامپیوتر زمان گسسته و یک سیستم زمان پیوسته در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. در این شکل کنترل کننده از سه قسمت تشکیل شده است. در مرکز بلوک کنترل کننده الگوریتم کنترلی است که یک توصیف ریاضی مربوط به سیگنال کنترل $u(k)$ با مقدارهای خروجی اندازه گیری $y(k)$ است. بلوک AD تبدیل آنالوگ به دیجیتال را نمایش میدهد یک مبدل AD سیگنال زمان پیوسته را به سیگنال زمان گسسته تبدیل میکند که با نمونه برداری انجام می شود. این نمونه برداری نوعاً در لحظه های زمانی با مسافت یکسان به طور جداگانه انجام میشود که زمان نمونه برداری نامیده میشود. قسمت آخر کنترل کننده مبدل DA است که برای تبدیل دیجیتال به آنالوگ استفاده میشود. سیگنال خروجی مبدل DA در طول دوره نمونه برداری ثابت نگه داشته می شود.



شکل (۱-۱) سیستم حلقه بسته با استفاده از کنترل کننده زمان-گسسته و سیستم زمان-پیوسته [۴]

۳-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

روش‌های بسیاری برای کنترل ربات ارائه شده است که مهم‌ترین آنها در حوزه کنترل غیرخطی عبارتند از: خطی سازی پس خوردی، کنترل مود لغزشی، کنترل پس گام و کنترل تطبیقی. از بین روش‌های مذکور، خطی سازی فیدبکی جذابیت و محبوبیت بیشتری دارد. این روش بسیار کلی است و می‌توان از آن در کنترل انواع سیستم‌ها اعم از خطی و غیر خطی و حتی سیستم‌های چند متغیره استفاده کرد. به عنوان مثال، در مقاله [۱۶] روشی برای کنترل سیستم قدرت چند ورودی-چند خروجی با استفاده از خطی سازی فیدبکی ارائه شده است. خطی سازی فیدبکی توجه بسیاری از محققان را در حوزه کنترل ربات به خود جلب کرده است. با استفاده از این روش می‌توان به راحتی دینامیک غیر خطی پیچیده ربات را که دارای تزویج بالا نیز می‌باشد، به چند معادله دینامیکی خطی مرتبه دوم تبدیل کرد. این روش در رباتیک به نام‌های گشتاور محاسباتییا دینامیک وارون مشهور است.

خطی سازی فیدبکی روشی مبتنی بر مدل می باشد. به همین دلیل محققان تلاش فراوانی جهت مقاوم کردن این روش و غلبه بر عدم قطعیت‌ها انجام داده‌اند. به طور کلی می‌توان تحقیقات خطی سازی فیدبکی را در سه حوزه کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم و کنترل فازی بررسی کرد که در این فصل مروری مختصر بر آنها خواهیم داشت.

تحقیقات گسترده‌ای برای طراحی سیستم‌های کنترل تطبیقی ربات‌های صلب به منظور تضمین پایداری سیستم کنترل و محدود ماندن سیگنال‌های داخلی انجام شده است. طبقه‌بندی جامعی از روش‌های تطبیقی ارائه شده است [۱۷] که آنها را به دو گروه عمده روش‌های مبتنی بر دینامیک وارون و روش‌های مبتنی بر غیرفعال بودن^۱ تقسیم می‌کنند. دینامیک وارون تطبیقی را می‌توان با فرض‌های مختلفی پیاده سازی کرد. به عنوان مثال، این روش با فرض اندازه‌گیری شتاب و کراندار بودن معکوس ماتریس اینرسی

^۱ Passivity

ارائه شده است. همچنین روشی ارائه شده است که به فرض کراندار بودن معکوس ماتریس اینرسی نیاز ندارد. اما می‌توان دینامیک وارون تطبیقی را طوری پیاده سازی کرد که به فرض اندازه گیری شتاب نیاز نداشته باشد. قوانین تطبیق در دینامیک وارون تطبیقی را می‌توان به دو صورت استفاده از خطای ردگیری یا خطای پیش بینی (خطای بین پارامترهای تخمین زده شده و پارامترهای واقعی) طراحی نمود. باید توجه داشت که در تمامی روش‌های فوق فقط عدم قطعیت پارامتری لحاظ شده است. علاوه بر این، تنظیم پارامترهای قوانین تطبیق ممکن است کار ساده ای نباشد [۱۷].

کنترل غیر خطی مقاوم بازوهای رباتیک [۲۰-۱۸] نیز تلاشی دیگر برای بهبود عملکرد روش خطی سازی فیدبکی جهت غلبه بر عدم قطعیت است. در این روش، طراحی قانون کنترل با توجه به مدل نامی سیستم صورت می‌گیرد. سپس، پایداری سیستم کنترل با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف اثبات می‌شود. برای جبران عدم قطعیت‌ها یک جمله به قانون کنترلی که خطی سازی فیدبکی را انجام می‌دهد، اضافه می‌شود. این جمله با توجه به باند عدم قطعیت سیستم و شرط منفی بودن مشتق زمانی تابع لیاپانوف بدست می‌آید. در مقایسه با روش‌های تطبیقی که به آنها اشاره شد، این روش قابلیت‌های بیشتری دارد، چون می‌تواند علاوه بر عدم قطعیت پارامتری، عدم قطعیت ناشی از دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی را نیز جبران کند. مزیت دیگر این روش نسبت به روش‌های تطبیقی آن است که نیازی به شناسایی پارامترهای سیستم ندارد.

در سال‌های اخیر، با ظهور منطق فازی به عنوان یک ابزار توانمند در کنترل سیستم‌های نامعین و پیچیده، تحول شگرفی در مهندسی کنترل بوجود آمد. اثبات‌های نظری مبنی بر این که مدل‌های فازی می‌توانند به صورت تقریبگرهای عمومی به کار گرفته شوند، در دهه گذشته ارائه شده‌اند [۲۳-۲۱]. به کمک قوانین فازی می‌توان سیستم‌هایی را که مدل ریاضی دقیقی از آنها در اختیار نیست، توصیف کرد. روش فازی تطبیقی غیر مستقیم از این ایده استفاده می‌کند [۲۴، ۲۵]. ویژگی دیگر منطق فازی، مدلسازی دانش و

تجربه انسان خبره به منظور کنترل سیستم‌های پیچیده می‌باشد [۲۶] روش فازی تطبیقی مستقیم^۲ [۲۷] این امکان را فراهم می‌آورد که با بکارگیری توانمندی سیستم فازی می‌توان به کنترل سیستم‌های غیرخطی پرداخت. علاوه بر این، می‌توان روش‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم را با هم ترکیب نمود و روشی بدست آورد که عملکرد بهتری داشته باشد [۲۸].

در میان انواع مختلف مدل‌های فازی، یک دسته بسیار مهم به نام مدل‌های فازی تاکاگی سوگنو وجود دارد [۲۹] که اخیراً توجه زیادی به دلیل ساختار خاص قوانین خروجی و موفقیت در تقریب توابع بدست آورده است [۳۰]. تفاوت اصلی بین مدل‌های فازی T-S و مدل‌های فازی دیگر در این واقعیت نهفته است که بخش نتیجه قانون فازی T-S، یک تابع حقیقی از متغیرهای صریح ورودی به جای مجموعه‌های فازی است. با توجه به این ویژگی، مدل‌های فازی T-S دارای دو حسن زیر می‌باشند: (۱) برای استفاده از انواع مختلف الگوریتم‌های آموزشی مناسب‌تر هستند. (۲) نمایش بهتری در برابر سیستم‌های پیچیده دارند. با استفاده از الگوریتم‌های آموزشی معروف خارج خط، مدل فازی T-S گسسته زمان را می‌توان از داده‌های اندازه‌گیری شده ورودی-خروجی تولید شده از روی سیستم پیوسته بدست آورد [۳۱]. لزوماً مدل سراسری سیستم برای موفقیت کنترل سیستم ضروری نیست. مثلاً یک مدل محلی خوب در اطراف نقطه کار سیستم می‌تواند به اندازه کافی برای اجرای کنترل تنظیم مناسب باشد. با استفاده از داده‌های اندازه‌گیری جمع‌آوری شده کنترل ساختار مدل و پارامترها می‌تواند به منظور گسترش محدوده مدل تقریبی تطبیق شوند. مدل اولیه فازی T-S از طریق آموزش خارج خط بدست می‌آید و معمولاً تنها یک مدل محلی است و درستی آن به تعداد داده‌های خارج خط بستگی دارد. بنابراین، مدل فازی T-S نمی‌تواند مدل دقیقی برای تولید سیگنال کنترل مناسب در عملیات بر خط فراهم کند، به ویژه وقتی که در سیستم تغییر پارامتر وجود داشته باشد. در چنین شرایطی کنترل تطبیقی مناسب است. کنترل تطبیقی در بسیاری از زمینه‌های مهندسی کنترل محبوبیت زیادی پیدا کرده و توجه زیادی را در توسعه کاربردهای پیشرفته به

² Direct adaptive fuzzy control

خود جذب کرده است. کنترل تطبیقی را می‌توان به دو دسته کنترل تطبیقی مستقیم و کنترل تطبیقی غیرمستقیم تقسیم کرد. کنترل تطبیقی مستقیم به طور مستقیم پارامترهای کنترل کننده را تنظیم می‌کند در صورتی که کنترل تطبیقی غیرمستقیم با تقریب مدل سیستم به تنظیم کنترل کننده می‌پردازد. طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم پایدار بیشتر برای موضوعات نظری مشکل مطرح شده است. برخی از طرح‌های کنترل تطبیقی اولیه با استفاده از مدل فازی T-S همراه با نتایج پایداری در مقالات ارائه شده است [۳۱-۳۳]. قانون کنترل در [۲۶] از یک کنترل هم ارزی معین و کنترل نظارتی ترکیب شده که خطای ردیابی بیش از خطای معین مورد استفاده قرار نگرفته است. روش استفاده شده در [۳۲] از یک عبارت کنترل هم ارزی معین تشکیل شده است، یک محدوده عبارت کنترلی برای محدود کردن مسیر خروجی سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد و یک عبارت کنترل مودلغزشی خطای تقریب را جبران می‌کند. روش‌های کنترل فازی تطبیقی برای سیستم زمان پیوسته را می‌توان در مقالات مختلفی یافت [۳۴-۳۷]. کنترل نظارتی^۳ [۳۸] نیز یکی دیگر از فنون ارائه شده در حوزه کنترل فازی می‌باشد. به همین دلیل در سال‌های اخیر، محققان تمرکز بیشتری روی کنترل فازی داشته‌اند و تلاش‌های فراوانی برای کنترل مقاوم ربات با استفاده از کنترل فازی صورت گرفته است [۳۹-۴۶]. پیشنهاد قانون کنترل فازی منحصر به روش خطی سازی پس خوردی نمی‌باشد و از سایر روش‌های کنترل غیر خطی مانند طراحی پس گام [۴۷]، کنترل مودلغزشی [۴۸-۵۱] نیز استفاده شده است. به عنوان مثال، می‌توان به کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مودلغزشی [۵۱] اشاره کرد. این روش، برای طراحی قانون کنترل و تضمین پایداری سیستم از کنترل مودلغزشی بهره می‌برد و به منظور جبران خطای ناشی از عدم قطعیت پارامتری از روش‌های فازی تطبیقی استفاده می‌کند. اما قانون کنترل این روش پیچیده می‌باشد و خطای ردگیری نیز نسبتاً قابل ملاحظه است. در مرجع [۵۲] روش فازی تطبیقی مدل مرجع ارائه شده است که تلاش دارد توسط یک کنترل کننده فازی عوامل غیر خطی سیستم را با خطی سازی فیدبکی تطبیقی

³ Supervisory control

حذف کند و سپس قطب‌های سیستم را در مکان‌هایی قرار دهد که از نظر مشخصات عملکردی (فراجهش، زمان خیز، زمان نشست و ...) مطلوب می‌باشد. اما قوانین تطبیق این روش، محاسبات زیادی در بر دارد.

شبکه‌های عصبی نیز قابلیت‌های بسیاری در کنترل ربات دارند [۵۶-۵۳]. در [۵۷] با استفاده از شبکه‌های عصبی به کنترل امپدانس^۴ ربات پرداخته شده است. کنترل امپدانس یکی از مؤثرترین روش‌های کنترل ربات‌هایی است که به محیط اطراف خود نیرو وارد می‌کنند. این کاربرد از ربات‌ها مستلزم کنترل موقعیت-نیرو می‌باشد. کنترل امپدانس می‌تواند رفتار دینامیکی مجری نهایی را با تنظیم پارامترهای دینامیکی همچون اینرسی، سرعت و سختی به طور مطلوب کنترل کند. اما به دلیل عدم قطعیت‌هایی که در مورد ربات و محیط داریم، طراحی این پارامترها بر اساس کار موردنظر و شرایط محیط بسیار مشکل است. اما شبکه‌های عصبی توانایی بسیار خوبی در یادگیری رفتار دینامیکی سیستم‌های پیچیده از خود نشان داده‌اند و می‌توانیم تنظیم پارامترهای امپدانس ربات را با شبکه‌های عصبی انجام دهیم [۵۷].

اکثر روش‌های کنترل ربات، مبتنی بر کنترل گشتاور می‌باشند و کنترل کننده گشتاور ورودی به مفاصل را محاسبه می‌کند. باید توجه داشت که این گشتاور نمی‌تواند مستقیماً به سیستم اعمال شود، چون باید توسط محرک‌های سیستم فراهم شود و ابتدا باید محرک‌های سیستم طوری تحریک شوند تا گشتاور مطلوب را تولید کنند. علاوه بر این، بسیاری از روش‌های کنترل گشتاور مانند روش کنترل مقاوم غیر خطی، مبتنی بر مدل نامی سیستم هستند. پیچیدگی مدل نامی و مدل واقعی یکسان است چون ساختار آنها مشابه یکدیگر می‌باشد و فقط مقادیر پارامترهای آنها تفاوت دارد. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده در این روش‌ها زیاد است و در پیاده سازی عملی با مشکلاتی از قبیل حجم حافظه مورد نیاز و زمان نمونه برداری مواجه هستیم.

⁴ Impedance control

نکته مهم دیگر در مورد روش‌های کنترل گشتاور، پس خورد های مورد نیاز برای پیاده سازی قانون کنترل است. در اکثر روش‌های ارائه شده، علاوه بر پس خورد موقعیت، پس خورد های سرعت و گاهی شتاب نیز مورد نیاز است [۵۸]. احتمال نویزی بودن این سیگنال‌ها زیاد است و موجب تضعیف عملکرد سیستم کنترل می‌شوند. بنابراین، ابداع روش جدید برای کنترل ربات که بتواند بر مشکلات مذکور فائق آید ضروری به نظر می‌رسد.

۴-۱ کنترل ولتاژ

در سال‌های اخیر، راهبرد کنترل ولتاژ [۵۸] ربات‌ها مطرح شده است که نه تنها مشکلات روش‌های کنترل گشتاور را ندارد بلکه دقت آن نیز به مراتب بهتر است. در این راهبرد از موتورهای الکتریکی به عنوان محرک استفاده می‌شود و ربات بعنوان بار موتورها محسوب می‌شوند که باید توسط موتور حرکت داده شوند. ورودی موتور سیگنال ولتاژ است و خروجی آن موقعیت زاویه ای موتور است. بنابراین، در این راهبرد با کنترل موتور سر و کار داریم و گشتاور مورد نیاز برای حرکت مفاصل ربات به صورت گشتاور بار موتور در معادلات ظاهر می‌شود. به عبارت دیگر، این راهبرد مستقل از دینامیک پیچیده غیر خطی ربات است [۵۹]. چون از طریق کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور به کنترل موقعیت مفاصل ربات می‌پردازیم. کنترل ولتاژ مشکلات کنترل گشتاور را ندارد. چون اولاً در این راهبرد دینامیک محرک (موتور) لحاظ شده است و قانون کنترل ولتاژ اعمالی به سیستم را محاسبه می‌کند. ثانیاً مستقل از مدل ربات است و بنابراین بار محاسباتی کنترل کننده بسیار کمتر است چون در این روش با مدل موتور سر و کار داریم که بسیار ساده تر از مدل ربات است. ثالثاً فقط به پس خورد های جریان موتور و متغیرهای مفاصل ربات نیاز داریم که اندازه گیری آنها بسیار راحت تر از اندازه گیری سرعت و شتاب است.

راهبرد کنترل ولتاژ قابلیت‌های بسیاری دارد و می‌تواند به سادگی با روش‌های کنترلی موجود از قبیل کنترل مقاوم، تطبیقی و فازی تطبیقی اجرا شود. علاوه بر این، می‌توان از تمام فنون تحلیل و طراحی کنترل خطی برای کنترل سیستم رباتیک استفاده نمود، زیرا موتور DC یک موتور خطی است. مقاوم نمودن این راهبرد در برابر عدم قطعیت‌ها یک میدان تحقیقاتی وسیع و جدید است. در سال‌های اخیر پیشرفت‌هایی در زمینه اندازه‌گیری شتاب با استفاده از شمارشگرهای نوری حاصل شده است. بر مبنای این فناوری جدید، یک روش مقاوم مبتنی بر کنترل ولتاژ با استفاده از پس‌خورد شتاب ارائه شده است [۶۰]. روش کنترل مقاوم غیر خطی [۱۸] نیز می‌تواند برای مقاوم نمودن راهبرد کنترل ولتاژ به کار گرفته شود. مقاله [۶۱] از این روش بهره می‌برد و روش‌هایی برای کاهش تأثیر عدم قطعیت در سیستم حلقه بسته پیشنهاد می‌دهد. در [۶۲] یک روش مقاوم فازی برای کنترل ربات‌های الکتریکی ارائه شده است. تحلیل پایداری کنترل فازی بازوهای رباتیک با توجه به پیچیدگی‌های مدل ربات بسیار مشکل است. اما در راهبرد کنترل ولتاژ می‌توان با پیشنهاد تابع لیاپانوف ساده پایداری سیستم کنترل فازی ربات را اثبات نمود [۶۲].

کنترل ربات‌ها در فضای کار پیچیده تر از کنترل در فضای مفصلی می‌باشد، چون در فضای کار به ماتریس ژاکوبین نیز نیاز داریم که پارامترهای زیادی دارد. در نتیجه، نسبت به کنترل در فضای مفصلی عدم قطعیت‌های سیستم افزایش می‌یابد. در [۶۳] یک روش مقاوم تطبیقی مبتنی بر کنترل گشتاور برای کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. ترکیب روش‌های کنترلی همچون کنترل مود لغزشی، خطی سازی پس‌خورد و طراحی پس‌گام از فنون ارائه شده جهت کنترل گشتاور ربات در فضای کار می‌باشد [۶۴]. از کنترل فازی نیز برای مقاوم نمودن کنترل ربات در فضای کار استفاده شده است [۶۵]. طراحی قوانین تطبیق جهت شناسایی پارامترهای سینماتیکی و دینامیکی، نیز از راه‌حل‌های غلبه بر عدم قطعیت‌ها برای کنترل ربات در فضای کار می‌باشد [۶۶]. این روش نیز مبتنی بر کنترل گشتاور می‌باشد و

تعداد پارامترهای شناسایی زیاد است. همچنین قانون کنترل آن پیچیده است. در حالی که اگر با راهبرد کنترل ولتاژ به کنترل ربات در فضای کار پردازیم روابط بسیار ساده تر می‌شوند. در مقاله [۶۷] با استفاده از این راهبرد، یک فن ساده و جالب برای جبران عدم قطعیت جهت کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. در این فن نیازی به شناسایی هیچ پارامتری نداریم و فقط با استفاده از پس خورد ولتاژ خروجی کنترل کننده پس از یک تأخیر زمانی کوچک، سیستم کنترل در مقابل انواع عدم قطعیت‌ها اعم از عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی مقاوم می‌شود. این فن اختصاص به فضای کار ندارد و می‌توان به سادگی از آن در فضای مفصلی استفاده کرد.

وجود انعطاف مفاصل کنترل ربات را بسیار پیچیده تر می‌کند، چون در مقایسه با ربات‌های صلب، تعداد متغیرها دو برابر می‌شود [۱]. علاوه بر این، به دلیل انعطاف، موقعیت رابط نمی‌تواند دقیقاً موقعیت محرک را دنبال کند. بنابراین، قانون کنترل باید بتواند خطای ناشی از انعطاف مفاصل را نیز جبران کند. برای کنترل ربات‌های با مفاصل منعطف، روش‌های بسیاری مبتنی بر کنترل گشتاور ارائه شده است [۶۸-۷۲]. به عنوان مثال، می‌توان به کنترل PD [۷۳]، خطی سازی فیدبکی [۷۴]، کنترل مقاوم [۷۵]، کنترل مود لغزشی [۷۶]، کنترل تطبیقی [۷۷]، و کنترل فازی [۷۸] اشاره کرد. کنترل ربات‌های منعطف با راهبرد کنترل گشتاور به روابط بسیار پیچیده‌ای منجر می‌شود. در حالی که اگر با راهبرد کنترل ولتاژ به این مسئله پردازیم، دشواری‌های آن کاهش چشمگیری می‌یابد [۷۹]. کنترل ربات‌های منعطف با راهبرد کنترل ولتاژ یک زمینه تحقیقاتی جدید است و کارهای اندکی در این حوزه انجام شده است.

۵-۱ اهداف تحقیق

هدف اصلی تحقیق، طراحی کنترل کننده‌های زمان-گسسته فازی تطبیقی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ است. در این خصوص، مدلسازی سیستم کنترل، طراحی کنترل کننده فازی، روش گسسته‌سازی، تحلیل

پایداری و ارزیابی عملکرد سیستم کنترل انجام می‌شود. در عمل کنترل ربات به صورت گسسته انجام می‌شود پس بهتر است به جای طراحی کنترل زمان-پیوسته از کنترل زمان-گسسته استفاده کنیم. با توجه به پیچیده بودن سیستم رباتیک، غلبه بر عدم قطعیت‌ها شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. توانایی سیستم کنترل فازی در تقریب توابع در مهار رفتار غیرخطی و مقابله با عدم قطعیت‌ها مورد توجه قرار گرفته است. در اجرای کنترل نیز، از راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل موتورهای ربات استفاده می‌کنیم و این روش نسبت به راهبرد مرسوم کنترل گشتاور ساده‌تر و کاربردی‌تر می‌باشد و از دقت، سرعت و سهولت اجرای بیشتری برخوردار است. با این روش هر مفصل را به صورت مستقل کنترل می‌نماییم. در ضمن پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

۱-۶ مروری بر ساختار پایان نامه

فصل‌های دیگر پایان‌نامه به صورت زیر تنظیم شده‌اند. فصل دوم به مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات، محرکه و بدست آوردن معادلات آنها اختصاص داده شده است در این فصل ربات هنرمند مدلسازی می‌گردد. فصل سوم راهبرد کنترل ولتاژ را معرفی می‌کند و دلایل برتری آن را نسبت به کنترل گشتاور تشریح خواهیم نمود.

فصل چهارم یک روش جدید کنترل گسسته مستقل از مدل برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می‌دهد. تخمین‌گر فازی تطبیقی به عنوان کنترل‌کننده برای غلبه بر نامعینی‌ها شامل دینامیک‌های مدل نشده، اغتشاش خارجی و نامعینی پارامترها استفاده می‌شود. پارامترهای تخمین‌گر فازی برای حداقل کردن خطای تخمین با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی تطبیق می‌شوند. روش جدیدی برای الگوریتم گرادیان نزولی استفاده شده است به طوری که این الگوریتم به اطلاعات جفت‌های ورودی-خروجی برای تابع نامعلوم نیاز ندارد و به جای آن از خطا و مشتقات آن استفاده شده است. کنترل

گسسته پیشنهادی در برابر همه نامعینی‌ها مقاوم است. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

در فصل پنجم کنترل کننده فازی تطبیقی به شکل تاکاگی-سوگنو-کانگ است که تطبیق در آن با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی انجام می‌شود. در این الگوریتم کنترلی هیچ اطلاعاتی از تابع نامعینی برای تقریب نامعینی نیاز نداریم و به جای آن از خطا و نمونه‌های لحظات قبل آن استفاده می‌کنیم. اکثر الگوریتم‌های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک‌های از متغیرهای حالت را نیاز دارد. در این روش کنترلی طراحی برای پیاده‌سازی آسان است از آنجا که ساختار غیرمتمرکز دارد و فقط از موقعیت مفصل اندازه‌گیری می‌کند. بنابراین، الگوریتم کنترل پیشنهادی نیاز به اندازه‌گیری سرعت، اندازه‌گیری شتاب و اندازه‌گیری جریان موتور ندارد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

فصل ششم روش جدید کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ در فضای کار را ارائه می‌نماید. در کاربردهایی که ربات و جسم با هم در تماس هستند به کنترل در فضای کار نیاز داریم. کنترل فضای کار کاربردهای فراوانی در صنعت مانند جوشکاری و تراشکاری دارد. کنترل فضای کار مسئله پیچیده‌تری نسبت به فضای مفصلی است چون که عدم قطعیت‌های سینماتیکی هم اضافه می‌شوند. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

فصل هفتم روش جدید کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را ارائه می‌نماید. کنترل کننده پیشنهادی مستقل از مدل، به شکل کنترل کننده فازی ممدانی است. پارامترهای کنترل کننده فازی به صورت تطبیقی برای ردگیری مجانبی یک مسیر مطلوب تنظیم شده‌اند. یک ترم کنترل مقاوم برای جبران خطای تقریب سیستم فازی استفاده شده است. مکانیزم تطبیقی مبنی بر آنالیز پایداری استخراج شده است. خطای تقریب سیستم فازی و خطای گسسته‌سازی

برای ردیابی مجانبی مسیر مطلوب به خوبی جبران شده است. کنترل کننده پیشنهادی در برابر نامعینی‌ها که شامل خطای گسسته‌سازی، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی و نامعینی پارامترها می‌باشد، مقاوم است. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

در فصل هشتم، روش جدید کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را طراحی، بررسی، تحلیل و شبیه‌سازی خواهیم نمود. سپس پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. عملکرد سیستم کنترل و مزایای استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ در این روش را نیز مورد بررسی قرار می‌دهیم.

در فصل نهم نتیجه‌گیری نهایی و پیشنهادات ارائه می‌شود.

فصل دوم:

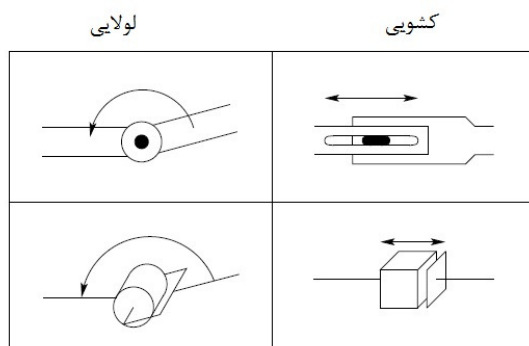
مدل سازی سیستم رباتیک

مقدمه

در این فصل چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی ربات هنرمند صلب تشریح می شود [۱]. مدل سازی ربات‌ها شامل دو بخش مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی است. در مدل سازی سینماتیکی روابط مربوط به حرکت ربات را بدست می آوریم. در این مدل سازی تشکیل جدول هارتنبرگ مهمترین گام است. این الگوریتم روشی منظم برای انجام سینماتیک مستقیم ارائه می کند. در رباتیک اولین مسئله که لازم است روشن شود، تعیین موقعیت ابزار و مجری نهایی در دستگاه مبنا می باشد. سینماتیک مستقیم بیانگر موقعیت و جهت مجری نهایی در دستگاه مبنا به ازای متغیرهای مفاصل ربات می باشد. متغیرهای مفصلی در مفاصل لولایی، زاویه بین رابط ها و در مفاصل کشویی طول رابط می باشد. در مدل سازی دینامیکی روابط انرژی جنبشی و پتانسیل ربات را بدست می آید. سپس با استفاده از روش های مکانیک تحلیلی مدل دینامیکی ربات را بدست می آید.

اجزا و ساختار ربات

بازوی مکانیکی ماهر از اتصال رابطها و مفاصل در یک زنجیر باز سینماتیک تشکیل می شوند. مفاصل به طور مشخص لولایی (دوار) یا کشویی (خطی) می باشند. یک مفصل لولایی شبیه یک لولا است که اجازه چرخش نسبی بین دو رابط را می دهد. یک مفصل کشویی اجازه حرکت نسبی طولی بین دو رابط را می دهد. از حرف اختصاری R برای نشان دادن مفاصل لولایی و حرف اختصاری P برای مفاصل کشویی استفاده می کنیم. شکل (۱-۲) زیر نمادهای مفاصل ربات را نشان می دهد.



شکل (۱-۲) نمایش نمادهای مفاصل ربات [۱]

تعداد مفاصل، درجه آزادی بازوی مکانیکی ماهر را تعیین می‌کند. یک بازوی مکانیکی ماهر معمولاً شش درجه آزادی مستقل دارد. سه درجه آزادی برای موقعیت یابی و سه درجه آزادی برای جهت یابی می‌باشد. ربات با کمتر از شش درجه آزادی بازو به هر نقطه در محیط کار با زاویه دلخواه نخواهد رسید. برای کاربردهایی نظیر دسترسی به اطراف یا پشت موانع نیاز به تعداد درجات حرکت بیشتر از شش می‌باشد. مشکل کنترل بازوی ماهر با افزایش درجه حرکت، افزایش می‌یابد. بازوی ماهر با داشتن بیش از شش رابط بعنوان بازوی ماهر با حرکت اضافی^۵ معرفی می‌گردد.

نمایش دناویت - هارتبرگ

برای انجام تحلیل سینماتیک مستقیم در یک روش متقارن باید برخی دستورات عملی معرفی شود. البته بدون این روش خاص هم می‌توان آنالیز سینماتیک را انجام داد، اما برای ربات‌هایی با n رابط، فوق العاده پیچیده است. دستوراتی که در ادامه معرفی می‌شود معادلات را بطور قابل توجهی ساده می‌سازد، بعلاوه آنها به یک زبان عمومی ارتقا می‌یابند که با آن، مهندسی ربات می‌توانند ارتباط برقرار کنند.

در ربات‌هایی با $n+1$ رابط، رابط‌ها را از شماره ۰ تا n شماره‌گذاری می‌کنیم. از پایه ربات بعنوان رابط صفر شروع می‌کنیم و مفاصل را از شماره ۱ تا n نام‌گذاری می‌کنیم. حال فرض کنید A_i ماتریسی همگن

⁵Redundant Manipulator

است که مختصات یک نقطه از مختصات i را به دستگاه $i-1$ ، تبدیل می‌کند. ماتریس A_i ثابت نیست اما مطابق با تغییر ترکیب ربات تغییر می‌کند. بنابراین A_i تابعی از متغیرمفاصل q_i می‌باشد :

$$A_i = A_i(q_i) \quad (1-2)$$

این ماتریس همگن ، ماتریس تبدیل نامیده می‌شود و با T_i^j نشان داده می‌شود

$$\begin{cases} T_i^j = A_{i+1}A_{i+2}\dots A_{j-1}A_j & i < j \\ T_i^j = I & i = j \end{cases} \quad (2-2)$$

$$T_i^j = (T_j^i)^{-1}$$

با توجه به روشی که ما دستگاه‌های مختصات را صورت صلب به رابط‌های مربوط متصل نموده‌ایم . در نتیجه موقعیت هر نقطه روی مجری نهایی که در دستگاه n بیان می‌شود مقداری ثابت و مستقل از شکل ربات است. موقعیت و جهت مجری نهایی نسبت به دستگاه مبنا بوسیله یک بردار سه عضوی d_0^n و یک ماتریس 3×3 دوران R_0^n نشان داده می‌شوند در این صورت ماتریس همگن به صورت زیر تعریف می‌شود :

$$H = \begin{bmatrix} R_0^n & d_0^n \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

در نتیجه موقعیت هر نقطه روی مجری نهایی در دستگاه مبنا با رابطه‌ی زیر تعیین می‌گردد:

$$H = T_0^n = A_1(q_1)\dots A_n(q_n) \quad (4-2)$$

هر تبدیل همگن بصورت ماتریس 4×4 بنام A_i داده می‌شود:

$$A_i = \begin{bmatrix} R_{i-1}^i & d_{i-1}^i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

بنابراین داریم :

$$T_i^j = A_{i+1}A_{i+2}\dots A_{j-1}A_j = \begin{bmatrix} R_i^j & d_i^j \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

ماتریس R_i^j جهت دستگاه i را نسبت به دستگاه i بیان می‌کند. بخش‌های دوران ماتریس T_i^j به صورت زیر می‌باشد :

$$R_i^j = R_i^{i+1} \dots R_{j-1}^j \quad (۷-۲)$$

بردار d_i^j بوسیله رابطه زیر بصورت تکراری بدست می‌آید:

$$d_i^j = d_i^{j-1} + R_i^{j-1} d_{j-1}^i \quad (۸-۲)$$

برای انجام آنالیز می‌توانیم هر دستگاه دلخواهی را به رابطه‌ها متصل نماییم، ولی رعایت نظم در انتخاب دستگاه‌ها مفید خواهد بود. یک دستورالعمل متداول برای تعیین دستگاه‌های مختصات در کاربردهای رباتیک، دناویت-هارتنبگ یا دستورالعمل D-H است در این دستورالعمل هر ماتریس تبدیل A_i به صورت ضرب چهار تبدیل اساسی نشان داده می‌شود :

$$A_i = Rot(z, \theta_i).Trans(z, d_i).Trans(x, a_i).Rot(x, \alpha_i) \quad (۹-۲)$$

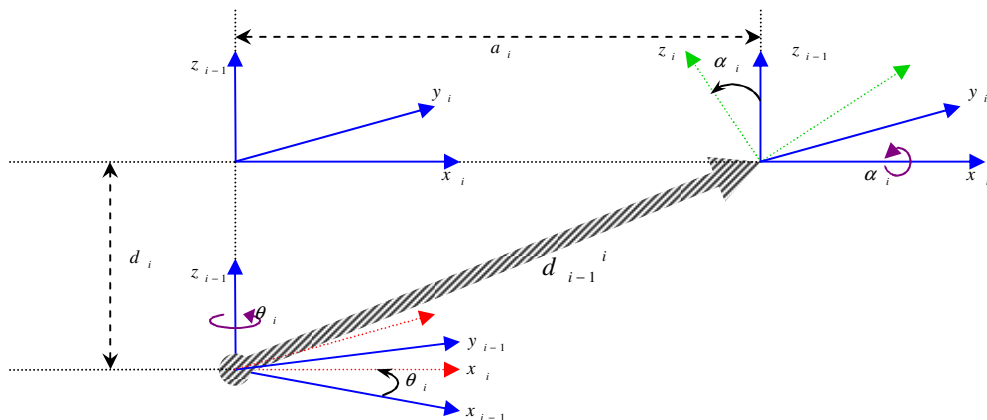
با جایگذاری ماتریس‌های تبدیل اساسی و انجام ضرب ماتریس A_i به صورت زیر تبدیل می‌شود :

$$A_i = \begin{bmatrix} C_\theta & -S_\theta & 0 & 0 \\ S_\theta & C_\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_\theta & -S_\theta & 0 \\ 0 & S_\theta & C_\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i} C_{\alpha_i} & S_{\theta_i} S_{\alpha_i} & a_i C_{\theta_i} \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i} C_{\alpha_i} & -C_{\theta_i} S_{\alpha_i} & a_i S_{\theta_i} \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در ماتریس تبدیل A_i چهار کمیت $\theta_i, d_i, a_i, \alpha_i$ پارامترهای رابط می‌باشند. a_i طول رابط، α_i پیچش رابط، d_i انحراف رابط و θ_i زاویه مفصل نامیده می‌شود. در مفاصل لولایی θ_i متغیر مفصلی و در مفاصل کشویی d_i متغیر مفصلی می‌باشد. همانطور که در شکل (۲-۲) دیده می‌شود این چهار پارامتر، به طور کامل برای یک رابط آورده شده است.

الگوریتم زیر به طور خلاصه، دستورالعمل دناویت- هارتنبرگ را نشان می دهد:



شکل (۲-۲) پارامترهای دناویت هارتنبرگ

گام ۱. محور مفاصل را z_0, \dots, z_{n-1} قرار داده و نامگذاری می نماییم.
 گام ۲. دستگاه پایه را نصب می نماییم و مبدا آن را در محلی دلخواه روی محور z_0 قرار می دهیم. محورهای x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد بطور مناسب انتخاب می نماییم. (برای $i = 0, \dots, n-1$ گام های ۳ تا ۵ را اجرا می نماییم)

گام ۳. مبدا o_i را در جایی که عمود مشترک z_{i-1} ، z_i و z_i را قطع می کند قرار می دهیم. اگر z_i و z_{i-1} متقاطع هستند نقطه o_i را در نقطه تقاطع قرار می دهیم. اگر z_{i-1} و z_i موازی هستند o_i را در محل مفصل i قرار می دهیم.

گام ۴. x_i را در امتداد عمود مشترک بین z_{i-1} و z_i و در عبور از o_i قرار می دهیم. یا هنگامی که z_{i-1} و z_i متقاطع هستند در جهت عمود به صفحه z_{i-1} و z_i قرار می دهیم.

گام ۵. y_i را با تکمیل دستگاه راستگرد مشخص می کنیم.

گام ۶. دستگاه مختصات قسمت پایانی z_n, y_n, x_n را تعیین می نماییم.

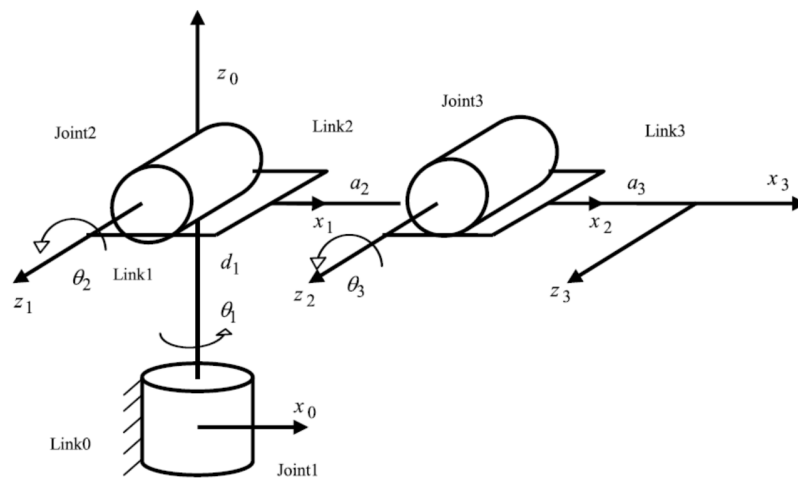
گام ۷. یک جدول از پارامترهای رابط $a_i, d_i, \alpha_i, \theta_i$ تشکیل می دهیم.

- ❖ a_i طول در امتداد x_i از o_i تا محل تقاطع محورهای x_i و z_{i-1} .
- ❖ d_i طول در امتداد z_{i-1} از o_{i-1} تا محل تقاطع محورهای x_i و z_{i-1} .
- ❖ α_i زاویه بین z_{i-1} و z_i که حول x_i اندازه گیری می شود.
- ❖ θ_i زاویه بین x_{i-1} و x_i که حول z_{i-1} اندازه گیری می شود.

گام ۸. ماتریس های تبدیل های همگن A_i را تشکیل می دهیم.

گام ۹. $T_0^n = A_1, \dots, A_n$ را تشکیل می دهیم. این ماتریس موقعیت و جهت دستگاه مختصات ابزار در دستگاه مختصات پایه تعیین می کند.

با توجه به اینکه در این رساله مطالعه موردی ربات هنرمند می باشد لذا در ادامه به مدل سازی این ربات می پردازیم. شکل (۳-۲) اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند و نام گذاری مفاصل را نشان می دهد. پس از ترسیم دیاگرام مفصلی، طبق گام ۷ جدول پارامترهای رابط را بصورت نشان داده شده در جدول (۱-۲) تشکیل می دهیم.



شکل (۳-۲) اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند [۱]

جدول (۱-۲) جدول پارامترهای رابط مربوط به ربات هنرمند

شماره رابطها	θ	d	a	α
رابط شماره ۱	θ_1^*	d_1	\cdot	$\pi/2$
رابط شماره ۲	θ_2^*	\cdot	a_2	\cdot
رابط شماره ۳	θ_3^*	\cdot	a_3	\cdot

ماتریس های تبدیل همگن به صورت زیر می باشد :

$$T_0^1 = \begin{bmatrix} C_{\theta_1} & 0 & S_{\theta_1} & 0 \\ S_{\theta_1} & 0 & -C_{\theta_1} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & d_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11-2)$$

$$T_1^2 = \begin{bmatrix} C_{\theta_2} & -S_{\theta_2} & 0 & a_2 C_{\theta_2} \\ S_{\theta_2} & C_{\theta_2} & 0 & a_2 S_{\theta_2} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12-2)$$

$$T_2^3 = \begin{bmatrix} C_{\theta_3} & -S_{\theta_3} & 0 & a_3 C_{\theta_3} \\ S_{\theta_3} & C_{\theta_3} & 0 & a_3 S_{\theta_3} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13-2)$$

موقعیت هر نقطه روی مجری نهایی در دستگاه مبنا با رابطه‌ی زیر تعیین می‌گردد :

$$T_0^3 = T_0^1 T_1^2 T_2^3 \quad (14-2)$$

$$T_0^3 = \begin{bmatrix} C_{\theta_{23}} C_{\theta_1} & -S_{\theta_{23}} C_{\theta_1} & S_{\theta_1} & C_{\theta_1} (a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) \\ C_{\theta_{23}} S_{\theta_1} & -S_{\theta_{23}} S_{\theta_1} & -C_{\theta_1} & S_{\theta_1} (a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) \\ S_{\theta_{23}} & C_{\theta_{23}} & 0 & d_1 + a_3 S_{\theta_{23}} + a_2 S_{\theta_1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

که $S_{\theta_i} = \sin(\theta_i)$ ، $C_{\theta_i} = \cos(\theta_i)$ ، $S_{\theta_{ij}} = \sin(\theta_i + \theta_j)$ و $C_{\theta_{ij}} = \cos(\theta_i + \theta_j)$ است.

سینماتیک سرعت

از دیدگاه ریاضی، معادلات سینماتیک مستقیم یک تابع بین فضای جهت‌ها و موقعیت‌های دکارتی^۶ و فضای موقعیت‌های مفاصل تعریف می‌کند. روابط سرعت بوسیله ژاکوبین این تابع تعیین می‌شوند. ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت‌های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌شود. ماتریس ژاکوبین در

⁶ Space of cartesian positions and orientations

طراحی و اجرای مسیرهای هموار^۷، تعیین ترکیب‌های تکین، تعیین معادلات دینامیکی حرکت، تبدیل نیروها و گشتاورها از مجری نهایی به مفاصل بازوی ماهر بکار می‌رود.

تعیین ماتریس ژاکوبین

بازوی ماهر را با n رابط و متغیرهای مفاصل q_1, \dots, q_n در نظر بگیریم، ماتریس تبدیل آن به صورت

زیر می‌باشد:

$$T_0^n(q) = \begin{bmatrix} R_0^n(q) & d_0^n(q) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15-2)$$

این ماتریس بیان کننده تبدیل از دستگاه مختصات متصل به مجری نهایی، به دستگاه مبنا را نشان می‌دهد. $q = [q_1, \dots, q_n]^T$ بردار متغیر مفاصل را نشان می‌دهد. متغیرهای مفاصل q_i ، موقعیت مجری نهایی جهت مجری نهایی R_0^n تابعی از زمان هستند. هدف ما برقراری ارتباط بین سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی با بردار سرعت‌های مفاصل $\dot{q}(t)$ می‌باشد. در این قسمت با استفاده از خواص ماتریس پاد متقارن به تعیین ژاکوبین می‌پردازیم. با توجه به متعامد بودن ماتریس دوران R داریم [۱]:

$$R(\theta)R(\theta)^T = I \quad (16-2)$$

با مشتق گیری از طرفین داریم:

$$\frac{dR(\theta)}{d\theta}R(\theta)^T + R(\theta)\frac{dR(\theta)^T}{d\theta} = 0 \quad (17-2)$$

با توجه به تعریف ماتریس پاد متقارن، ماتریس پاد متقارن زیر را در نظر بگیرید:

$$S = \frac{dR(\theta)}{d\theta}R(\theta)^T \quad (18-2)$$

رابطه بالا را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$S(w_0^n) = \dot{R}_0^n (R_0^n)^T \quad (19-2)$$

⁷ Smooth

در رابطه بالا w_0^n بردار سرعت زاویه‌ای مجری نهایی را تعریف می‌کند، همچنین سرعت خطی مجری نهایی بوسیله V_0^n تعریف می‌گردد:

$$V_0^n = J_v \dot{q}, w_0^n = J_w \dot{q} \quad (20-2)$$

در روابط بالا J_v و J_w ماتریس‌هایی $3 \times n$ می‌باشند. که n تعداد رابطها می‌باشد. روابط بالا را می‌توانیم به صورت ماتریسی بنویسیم:

$$\begin{bmatrix} V_0^n \\ w_0^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} \dot{q}, J_0^n = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} \quad (21-2)$$

توجه داشته باشید که ماتریس ژاکوبین یک ماتریس $6 \times n$ می‌باشد که در آن n تعداد رابطها می‌باشد. در بخش‌های قبل با استفاده از خواص ماتریس پاد متقارن و رابطه سرعت زاویه‌ای اثبات شد، در این قسمت با استفاده از آن نتایج به یافتن ژاکوبین می‌پردازیم.

$$w_0^n = w_0^1 + R_0^1 w_1^2 + R_0^2 w_2^3 + \dots + R_0^{n-1} w_{n-1}^n \quad (22-2)$$

چنانچه مفصل شماره i لولایی باشد، آنگاه q_i متغیر مفصل شماره i برابر θ_i و z_{i-1} محور دوران می‌باشد. بنابراین سرعت زاویه‌ای رابط i در دستگاه $i-1$ به صورت زیر می‌باشد:

$$w_{i-1}^i = \dot{q}_i k \quad (23-2)$$

با جایگذاری در رابطه سرعت زاویه‌ای داریم:

$$w_0^n = \dot{q}_1 k + \dot{q}_2 R_0^1 k + \dots + \dot{q}_n R_0^{n-1} k \quad (24-2)$$

رابطه بالا را می‌توانیم با اضافه کردن ρ به صورت زیر باز نویسی کنیم:

$$w_0^n = \rho_1 \dot{q}_1 k + \rho_2 \dot{q}_2 R_0^1 k + \dots + \rho_n \dot{q}_n R_0^{n-1} k \quad (25-2)$$

که برای مفاصل کشویی و $p_i = 1$ برای مفاصل لولایی می‌باشد.

چنانچه مفصل شماره i کشویی باشد، در این صورت حرکت دستگاه $i-1$ یک انتقال است در این صورت $w_{i-1}^i = 0$. بنابراین اگر مفصل i کشویی باشد، سرعت زاویه‌ای مجری نهایی به متغیر مفصلی که

در این نوع مفاصل d_i است، بستگی ندارد. بنابراین سرعت زاویه‌ای کلی مجری نهایی، w_0^n در دستگاه پایه با معادله زیر قابل توصیف می‌باشد:

$$J_w = [\rho_1 z_0 \quad \rho_2 z_1 \quad \dots \quad \rho_n z_{n-1}], w_0^n = [\rho_1 z_0 \quad \rho_2 z_1 \quad \dots \quad \rho_n z_{n-1}] \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \\ \vdots \\ \dot{q}_n \end{bmatrix} \quad (26-2)$$

بنابراین اگر مفصل شماره i لولایی باشد، $J_{w_i} = z_{i-1}$ و اگر مفصل شماره i کشویی باشد، $J_{w_i} = 0$ می‌باشد. برای تعیین سرعت خطی مفاصل لولایی از بردار موقعیت مشتق می‌گیریم:

$$d_0^n = d_0^{i-1} + R_0^{i-1} d_{i-1}^n \Rightarrow \dot{d}_0^n = \dot{d}_0^{i-1} + R_0^{i-1} \dot{d}_{i-1}^n + R_0^{i-1} \dot{d}_{i-1}^n \quad (27-2)$$

از آنجا که d_0^{i-1} ثابت است، بنابراین \dot{d}_0^{i-1} صفر می‌باشد، همچنین از آنجا که فقط متغیر شماره i مورد نظر است بنابراین R_0^{i-1} ثابت است در نتیجه سرعت خطی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{d}_0^n = R_0^{i-1} \dot{d}_{i-1}^n = R_0^{i-1} (w_{i-1}^n \times d_{i-1}^n) \quad (28-2)$$

$$\dot{d}_0^n = R_0^{i-1} w_{i-1}^n \times R_0^{i-1} d_{i-1}^n \quad (29-2)$$

$$\dot{d}_0^n = z_{i-1} \dot{q}_i \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \quad (30-2)$$

$$\dot{d}_0^n = J_v \dot{q} \quad (31-2)$$

بنابراین رابطه J_v به صورت زیر می‌باشد :

$$J_v = \frac{\partial d_0^n}{\partial q_i} = z_{i-1} \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \quad (32-2)$$

برای مفاصل کشویی داریم :

$$d_0^n = d_0^{i-1} + R_0^{i-1} d_{i-1}^i + R_0^i d_{i-1}^n \quad (33-2)$$

از آنجا که فقط مفصل شماره i حرکت می‌کند R_0^{i-1} و d_0^{i-1} ثابت هستند و از آنجا که مفصل شماره i کشویی است R_0^i نیز ثابت می‌باشد. پس

$$\dot{d}_0^n = R_0^{i-1} \dot{d}_{i-1}^i = z_{i-1} \dot{d}_i \quad (۳۴-۲)$$

بنابراین $J_{v_i} = z_{i-1}$ به صورت J_{v_i} می‌باشد.

بنابراین با جمع بندی روابط بالا می‌توانیم نتایج زیر را در بدست آوریم :

❖ ماتریس ژاکوبین برای مفاصل کشویی

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۳۵-۲)$$

❖ ماتریس ژاکوبین برای مفاصل لولایی

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (۳۶-۲)$$

❖ سینماتیک سرعت برای ربات با پیکربندی هنرمند با سه مفصل لولایی ، به صورت زیر

می‌باشد:

$$J = \begin{bmatrix} z_0 \times d_0^3 & z_1 \times (d_0^3 - d_0^1) & z_2 \times (d_0^3 - d_0^2) \\ z_0 & z_1 & z_2 \end{bmatrix} \quad (۳۷-۲)$$

پارامترهای مختلف بکار رفته در رابطه بالا به صورت زیر می‌باشد:

$$z_{i-1} = R_0^{i-1} k, Z_1 = R_1 k = \begin{bmatrix} S_{\theta_1} \\ -C_{\theta_1} \\ 0 \end{bmatrix}, k = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, d_0^1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (۳۸-۲)$$

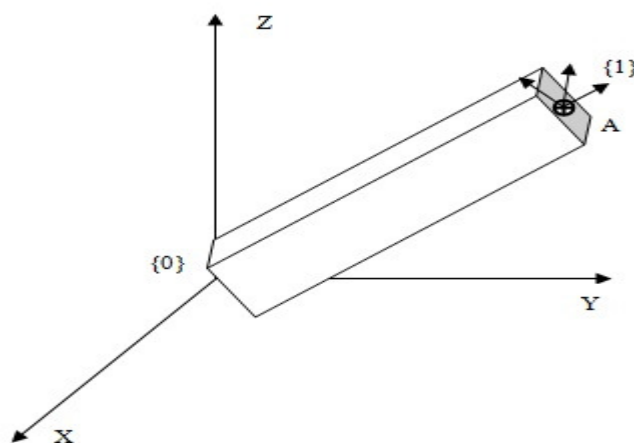
$$d_0^3 = \begin{bmatrix} C_{\theta_1}(a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) \\ S_{\theta_1}(a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) \\ d_1 + a_3 S_{\theta_{23}} + a_2 S_{\theta_2} \end{bmatrix}, z_2 = R_0^2 k = \begin{bmatrix} S_{\theta_1} \\ -C_{\theta_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (39-2)$$

بنابراین ماتریس ژاکوبین به صورت زیر می‌باشد:

$$J_{6 \times n} = \begin{bmatrix} -S_{\theta_1}(a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) & -C_{\theta_1}(a_3 S_{\theta_{23}} + a_2 S_{\theta_2}) & -a_3 S_{\theta_{23}} C_{\theta_1} \\ C_{\theta_1}(a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) & -S_{\theta_1}(a_3 S_{\theta_{23}} + a_2 S_{\theta_2}) & -a_3 S_{\theta_{23}} S_{\theta_1} \\ 0 & a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2} & a_3 C_{\theta_{23}} \\ 0 & S_{\theta_1} & S_{\theta_1} \\ 0 & -C_{\theta_1} & -C_{\theta_1} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40-2)$$

مدلسازی دینامیکی

در این فصل با استفاده از روش‌های مکانیک تحلیلی، معادلات دینامیکی ربات را بدست می‌آوریم. در مکانیک تحلیلی با تعیین انرژی‌های جنبشی و پتانسیل و تشکیل لاگرانژین سیستم، می‌توانیم با استفاده از معادلات اویلر-لاگرانژ معادلات دینامیکی را تشکیل می‌دهیم. در شکل (۴-۲) موقعیت نقطه A در دستگاه $\{0\}$ بوسیله P_0 و در دستگاه $\{1\}$ بوسیله P_1 توصیف می‌شود، d_0^1 توصیف مبداء دستگاه $\{1\}$ در $\{0\}$ ، همچنین ماتریس دوران دستگاه $\{1\}$ در دستگاه $\{0\}$ می‌باشد.



شکل (۴-۲) دستگاه‌های مختصات متصل به جسم صلب [۱]

رابطه زیر ارتباط بین دو توصیف P_0 و P_1 را نشان می‌دهد.

$$P_0 = d_0^1 + R_0^1 P_1 \quad (41-2)$$

انرژی جنبشی

انرژی جنبشی از رابطه $K = \frac{1}{2}mv^2$ محاسبه می‌گردد. انرژی جنبشی در رابطه‌های ربات از مجموع

انرژی نقاط رابطه بدست می‌آید، بنابراین داریم:

$$K = \frac{1}{2} \int_A \dot{P}_0^T \dot{P}_0 dm \quad (42-2)$$

با جایگذاری \dot{P}_0 در رابطه بالا داریم:

$$K = \frac{1}{2} \int_A (\dot{d}_0^1 + \dot{R}_0^1 P_1)^T (\dot{d}_0^1 + \dot{R}_0^1 P_1) dm \quad (43-2)$$

$$K = \frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{d}_0^1 dm + \frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 P_1 dm + \frac{1}{2} \int_A P_1^T \dot{R}_0^{1T} \dot{d}_0^1 dm + \frac{1}{2} \int_A P_1^T \dot{R}_0^{1T} \dot{R}_0^1 P_1 dm$$

در حاصل انتگرال زیر مختصات مرکز جرم ظاهر می‌شود، بنابراین اگر دستگاه مختصات را در مرکز جرم

قرار دهیم، حاصل انتگرال صفر می‌گردد:

$$\int P_1 dm = \tau_c m = 0 \quad (44-2)$$

بنابراین انرژی جنبشی ربات به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{d}_0^1 dm = \frac{1}{2} \dot{d}_0^{1T} \dot{d}_0^1 \int_A dm = \frac{1}{2} m \dot{d}_0^{1T} \dot{d}_0^1 = \frac{1}{2} m v_c^T v_c \quad (45-2)$$

$$\frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 P_1 dm + \frac{1}{2} \int_A P_1^T \dot{R}_0^{1T} \dot{d}_0^1 dm = \frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 P_1 dm + \left(\frac{1}{2} \int_A \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 P_1 dm \right)^T \quad (46-2)$$

با توجه به اینکه در مدل سازی، دستگاه‌های مختصات در مرکز جرم قرار داده شده‌اند، داریم:

$$\frac{1}{2} \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 \int_A P_1 dm + \left(\frac{1}{2} \dot{d}_0^1 T \dot{R}_0^1 \int_A P_1 dm \right)^T = 0 \quad (47-2)$$

$$\frac{1}{2} \int_A P_1^T \dot{R}_0^{IT} \dot{R}_0^I P_1 dm = \frac{1}{2} \int_A P^T \left(S(w_0^1) R_0^1 \right)^T \left(S(w_0^1) R_0^1 \right) P_1 dm \quad (48-2)$$

$$\frac{1}{2} \int_A P_1^T R_0^{IT} S(w_0^1)^T S(w_0^1) R_0^I P_1 dm = \frac{1}{2} \int_A w_0^{IT} S(R_0^I P_1)^T S(R_0^I P_1) w_0^I dm \quad (49-2)$$

با استفاده از خواص ماتریس پادمتقارن داریم :

$$S(w_0^1) R_0^I P_1 = w_0^1 \times R_0^I P_1 = -R_0^I P_1 \times w_0^1 = -S(R_0^I P_1) w_0^1 \quad (50-2)$$

$$K_1 = \frac{1}{2} w_0^{IT} \left(\int_A S(R_0^I P_1)^T S(R_0^I P_1) dm \right) w_0^I = \frac{1}{2} w_0^{IT} R_0^I \left(\int_A S(P_1)^T S(P_1) dm \right) R_0^{IT} w_0^I \quad (51-2)$$

$$K_1 = \frac{1}{2} w_0^{IT} R_0^I I_c R_0^{IT} w_0^I \quad (52-2)$$

بنابراین انرژی جنبشی جسم A به صورت زیر تعریف می شود :

$$K = \frac{1}{2} m v_c^T v_c + K_1 \quad (53-2)$$

در رابطه بالا I_c تانسور اینرسی یا تانسور لختی می باشد. بنابراین انرژی جنبشی رابط شماره i از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$K = \left(\frac{1}{2} \right) \sum_{i=1}^n m_i v_{c_i}^T v_{c_i} + \left(\frac{1}{2} \right) \sum_{i=1}^n w_i^T R_i I_i R_i^T w_i \quad (54-2)$$

با استفاده از رابطه ی موجود بین سرعت و سینماتیک سرعت ، داریم $V_{c_i} = J_{v_{c_i}} \dot{q}$ و $w_i = J_{w_i} \dot{q}$. با

جایگذاری در معادله انرژی جنبشی رابط شماره i ، داریم :

$$K = \left(\frac{1}{2} \right) \sum_{i=1}^n \left(m_i \dot{q}^T J_v^T J_v \dot{q} + \dot{q}^T J_w^T R_i I_i R_i^T J_w \dot{q} \right) = \left(\frac{1}{2} \right) \dot{q}^T \left(\sum_{i=1}^n \left(m_i J_v^T J_v + J_w^T R_i I_i R_i^T J_w \right) \right) \dot{q} \quad (55-2)$$

ماتریس $D(q)$ را می توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$D(q) = \sum_{i=1}^n \left(m_i J_v^T J_v + J_w^T R_i I_i R_i^T J_w \right) \Rightarrow K = \left(\frac{1}{2} \right) \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (56-2)$$

$D(q)$ هسته‌ی اصلی تشکیل معادلات دینامیکی ربات می‌باشد. برای ربات هنرمند به صورت زیر محاسبه می‌گردد :

$$D(q) = m_1 J_{v_{c1}}^T J_{v_{c1}} + m_2 J_{v_{c2}}^T J_{v_{c2}} + m_3 J_{v_{c3}}^T J_{v_{c3}} + J_{w_1}^T R_1 I_1 R_1^T J_{w_1} + J_{w_2}^T R_2 I_2 R_2^T J_{w_2} + J_{w_3}^T R_3 I_3 R_3^T J_{w_3} \quad (57-2)$$

با توجه به مطالبی که پیش‌تر درباره‌ی بدست آوردن ژاکوبین مطرح شد، پارامترهای مختلف $D(q)$ را به صورت زیر محاسبه می‌نماییم :

$$J_{v_{c1}} = [z_0 \times d_0^{c_1} \quad 0 \quad 0], J_{w_1} = [z_0 \quad 0 \quad 0] \quad (58-2)$$

$$J_{v_{c2}} = [z_0 \times d_0^{c_2} \quad z_1 \times (d_0^{c_2} - d_0^1) \quad 0], J_{w_2} = [z_0 \quad z_1 \quad 0] \quad (59-2)$$

$$J_{v_{c3}} = [z_0 \times d_0^{c_3} \quad z_1 \times (d_0^{c_3} - d_0^1) \quad z_2 \times (d_0^{c_3} - d_0^2)], J_{w_3} = [z_0 \quad z_1 \quad z_2] \quad (60-2)$$

$d_0^{c_1}$ ، $d_0^{c_2}$ ، $d_0^{c_3}$ در روابط بالا به صورت زیر می‌باشد :

$$d_0^{c_1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 / 2 \end{bmatrix}, d_0^{c_2} = \begin{bmatrix} 0.5a_2 C_{\theta_1} C_{\theta_2} \\ 0.5a_2 C_{\theta_2} S_{\theta_1} \\ d_1 + 0.5a_2 S_{\theta_2} \end{bmatrix}, d_0^{c_3} = \begin{bmatrix} C_{\theta_1} (a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) - 0.5a_3 C_{\theta_{23}} C_{\theta_1} \\ S_{\theta_1} (a_3 C_{\theta_{23}} + a_2 C_{\theta_2}) - 0.5a_3 C_{\theta_{23}} S_{\theta_1} \\ d_1 + 0.5a_3 S_{\theta_{23}} + a_2 S_{\theta_2} \end{bmatrix} \quad (61-2)$$

توزیع جرم

در سیستم‌های با یک درجه آزادی غالباً درباره جرم جسم صلب بحث می‌شود. در حرکت دورانی حول محوری ثابت مفهوم لنگر لختی بیان می‌شود. در حالتی که جسم صلب آزادانه در سه بعد حرکت می‌کند، تعداد محورهای دوران ممکن، بینهایت است. در مورد دوران حول محوری دلخواه، باید چگونگی توزیع جرم در جسم صلب را کاملاً مشخص کرد. در این قسمت تانسور لختی را، که می‌توان آن را تعمیم لنگر لختی اسکالری یک جسم در نظر گرفت، معرفی می‌کنیم. اگر چه تانسور لختی را می‌توان نسبت به هر دستگاه مختصات دلخواهی تعریف کرد، اما در کاربردهای رباتیک همواره تانسورهای لختی را نسبت به

دستگاه مختصات متصل شده به جسم صلب تعریف می‌کنیم. با توجه رابطه انرژی جنبشی ربات، تانسور اینرسی به صورت زیر می‌باشد:

$$I_c = \int_A S(P_1)^T S(P_1) dm \quad (62-2)$$

با استفاده از خواص ماتریس پاد متقارن به صورت زیر می‌توانیم به محاسبه تانسورهای لختی بپردازیم:

$$P_1 = \begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix}, S(P_1) = \begin{bmatrix} 0 & -P_z & P_y \\ P_z & 0 & -P_x \\ -P_y & P_x & 0 \end{bmatrix}, \quad (63-2)$$

در نتیجه تانسور لختی به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$I_c = \begin{bmatrix} -\int_A (P_z^2 + P_y^2) dm & \int_A P_y P_x dm & \int_A P_z P_x dm \\ \int_A P_x P_y dm & -\int_A (P_z^2 + P_x^2) dm & \int_A P_z P_y dm \\ \int_A P_x P_z dm & \int_A P_y P_z dm & -\int_A (P_y^2 + P_x^2) dm \end{bmatrix} \quad (64-2)$$

در ماتریس بالا عنصرهای روی قطر اصلی را لنگرهای لختی جرم می‌نامند. سایر عنصرهای این ماتریس را حاصلضربهای لختی جرم می‌نامند. این مجموعه شش عضوی از کمیت‌های مستقل، برای هر جسم صلب، به مکان و جهت گیری دستگاه مختصاتی که جسم نسبت به آن تعریف شده است، بستگی دارد. اگر در انتخاب جهت گیری دستگاه مختصات آزاد باشیم، می‌توان طوری عمل کرد که حاصلضربهای لختی صفر گردد. محورهایی از دستگاه مختصات مرجع که در آنها حاصلضربهای لختی صفر می‌گردد، محورهای اصلی و لنگرهای جرم متناظر با آنها را لنگرهای لختی اصلی می‌نامند. تانسور اینرسی برای محور i را می‌توان بصورت زیر تعریف کرد:

$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xxi} & I_{xyi} & I_{xzi} \\ I_{xyi} & I_{yyi} & I_{yzi} \\ I_{xzi} & I_{yzi} & I_{zzi} \end{bmatrix} \quad (65-2)$$

در عمل برای بدست آوردن تانسورهای لختی از نرم‌افزارهای مکانیکی مانند SolidWorks یا CATIA استفاده می‌شود.

انرژی پتانسیل

انرژی پتانسیل از رابطه (۶۶-۲) محاسبه می‌گردد. در این رابطه g ثابت گرانشی، $9/81$ می‌باشد. m جرم جسم مورد نظر و h ارتفاع می‌باشد. برای ربات‌ها، با توجه به روال مدلسازی تشریح شده، ثابت گرانشی در راستای محور مفصل شماره ۱ می‌باشد. ثابت گرانشی برای ربات هنرمند در خلاف جهت محور Z دستگاه مبداء می‌باشد.

انرژی پتانسیل ربات با توجه به قرار دادن دستگاه‌های مختصات در مرکز جرم، به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$P = g^T \sum_{i=1}^3 r_{c_i} m_i = g^T (m_1 d_0^{c_1} + m_2 d_0^{c_2} + m_3 d_0^{c_3}), \quad g^T = [0 \quad 0 \quad 9.81] \quad (66-2)$$

لاگرانژین

لاگرانژین عبارت است از اختلاف انرژی پتانسیل و انرژی جنبشی، که به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$L = K - P \Rightarrow \begin{cases} K = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \\ L = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} - P(q) \end{cases} \quad (67-2)$$

معادلات دینامیکی^۸

با استفاده از معادله دینامیکی اوپلر-لاگرانژ^۹ دینامیک بدنه بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) - \frac{\partial L}{\partial q} = \tau \quad (68-2)$$

⁸ Dynamic equations

⁹ Euler-Lagrange Equations

با قرار دادن رابطه لاگرانژین در معادله دینامیکی اوپلر- لاگرانژ داریم :

$$\frac{\partial L}{\partial q} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q} (\dot{q}^T D(q) \dot{q}) - \frac{\partial}{\partial q} V(q), \quad \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = D(q) \dot{q}, \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) = D(q) \ddot{q} + \dot{D}(q) \dot{q} \quad (۶۹-۲)$$

بنابراین معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می‌آید:

$$D(q) \ddot{q} + \dot{D}(q) \dot{q} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q} (\dot{q}^T D(q) \dot{q}) + \frac{\partial}{\partial q} V(q) = \tau \quad (۷۰-۲)$$

معادله دینامیکی ربات معمولا به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$D(q) \ddot{q} + c(q, \dot{q}) \dot{q} + g(q) = \tau \quad (۷۱-۲)$$

که $g(q) = \frac{\partial}{\partial q} V(q)$. در رابطه بالا، درایه‌های ماتریس $c(q, \dot{q})$ نمادهای کریستوفل^{۱۰} نامیده می‌شود و

می‌توان آنها را به صورت زیر محاسبه کرد :

$$c_{ijk} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} = \sum_{i=1}^n c_{ijk}(q) \dot{q}_i = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \quad (۷۲-۲)$$

در معادله دینامیکی ربات سه بخش وجود دارد، که اول پیچیدگی، دوم مشتق از مختصات تعمیم یافته بخش‌های دوم با توان دوم مشتق‌های اول q که ممکن است ضرایب وابسته به q داشته باشند متناسب است. این قسمت به دو بخش تقسیم بندی می‌شود. بخش‌های شامل یک ضریب از نوع \dot{q}_i^2 که جانب مرکز^{۱۱} نامیده می‌شوند، هنگامی که آنها شامل یک ضریب از نوع $\dot{q}_i \dot{q}_j$ برای $i \neq j$ هستند، بخش‌های کورولیس^{۱۲} نامیده می‌شوند. نوع سوم آنهاپی هستند که فقط شامل q هستند و مشتقات آن را ندارند. آخرین قسمت از مشتق انرژی پتانسیل بدست می‌آید.

بنابراین با توجه به معادله دینامیک اوپلر- لاگرانژ داریم :

¹⁰ Christoffel Symbols

¹¹ Centrifugal

¹² Coriolis

$$\sum_j d_{kj}(q)\ddot{q}_j + \sum_{i,j} c_{ijk}(q)\dot{q}_i\dot{q}_j + \phi_k(q) = \tau_k \quad k=1, \dots, n \quad (73-2)$$

$$k=1 \quad i, j=1, 2, 3 \quad (74-2)$$

$$d_{11}\ddot{q}_1 + d_{12}\ddot{q}_2 + d_{13}\ddot{q}_3 + c_{111}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{121}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{131}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{211}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{221}\dot{q}_2\dot{q}_2 + c_{231}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{311}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{321}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{331}\dot{q}_3\dot{q}_3 + \phi_1 = \tau_1$$

$$k=2 \quad i, j=1, 2, 3 \quad (75-2)$$

$$d_{21}\ddot{q}_1 + d_{22}\ddot{q}_2 + d_{23}\ddot{q}_3 + c_{112}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{122}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{132}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{212}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{222}\dot{q}_2\dot{q}_2 + c_{232}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{312}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{322}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{332}\dot{q}_3\dot{q}_3 + \phi_2 = \tau_2$$

$$k=3 \quad i, j=1, 2, 3 \quad (76-2)$$

$$d_{31}\ddot{q}_1 + d_{32}\ddot{q}_2 + d_{33}\ddot{q}_3 + c_{113}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{123}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{133}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{213}\dot{q}_1\dot{q}_2 + c_{223}\dot{q}_2\dot{q}_2 + c_{233}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{313}\dot{q}_1\dot{q}_3 + c_{323}\dot{q}_3\dot{q}_2 + c_{333}\dot{q}_3\dot{q}_3 + \phi_3 = \tau_3$$

معادلات دینامیکی بدنه ربات به صورت ماتریسی به شکل کلی زیر می باشد:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau \quad (77-2)$$

که $h(q, \dot{q}) = c(q, \dot{q})q + g(q)$. درایه های ماتریس های $D(q)$ و $h(q, \dot{q})$ به صورت زیر می باشد:

$$D(q) = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix}, \quad h(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} \quad (78-2)$$

محرکه

محرکه آخرین عنصر حلقه ی کنترل می باشد، به عبارت دیگر فرمان کنترل کننده در نهایت توسط محرکه اجرا می گردد. با توجه به معادله دینامیکی بدنه ربات، برای به حرکت در آوردن بدنه ربات نیاز به اعمال گشتاور می باشد. برای ایجاد گشتاور مورد نیاز از محرکه ها استفاده می کنیم. محرکه ها به طور کلی به سه دسته تقسیم می شوند که عبارتند از:

❖ محرکه‌های الکتریکی

❖ محرکه‌های هیدرولیکی

❖ محرکه‌های پنوماتیکی

با توجه به اینکه سیستم‌های رباتیکی امروزی، بطور وسیع از موتورهای DC مغناطیس دائم استفاده می‌شود. در ادامه فقط به مدلسازی این محرکه‌ها می‌پردازیم.

موتورهای DC مغناطیس دائم و موتورهای پله‌ای عمده‌ترین نوع موتورهای الکتریکی هستند که در رباتیک بکار برده می‌شوند. اساس کار موتورهای الکتریکی تبدیل انرژی الکتریکی به انرژی مکانیکی می‌باشد. میزان بزرگی و جهت جریان در آرمیچر، تعیین کننده میزان گشتاور تولیدی متناظر می‌باشد. موتورهای dc مغناطیس دائم امروزی می‌توانند با حجم بسیار کم، گشتاور به نسبت بزرگی را تولید نمایند که این مسئله در ساخت ربات‌های امروزی از اهمیت به سزایی برخوردار است. این موتورها دقیق و قابل اطمینان هستند، بعلاوه با توسعه و پیشرفت کموتاتور الکتریکی، المان‌های الکترونیک صنعتی نظیر ترانزیستورهای قدرت و تایریستورها و تراپاک‌ها و غیره، توانایی‌های اجرایی موتورهای dc مغناطیس دائم روز به روز پیشرفت خواهد یافت. موتورهای پله‌ای با استفاده از پالس‌های الکتریکی عمل می‌کنند. میزان پالس‌ها به طور مستقیم موقعیت موتور را در یک حلقه‌ی باز کنترل می‌نمایند. از این نوع موتورها در کاربردهایی که نیاز به دقت بالا نمی‌باشد و حلقه کنترلی باز قابل قبول می‌باشد، استفاده می‌شود. این نوع موتورها ساده‌تر و ارزان‌تر از موتورهای dc مغناطیس دائم هستند. هر چند که اندازه و وزن آنها نسبت به موتورهای dc مغناطیس دائم بیشتر است، ولی توانایی اجرایی و توان محدودتری دارند.

موتورهای dc مغناطیس دائم

گشتاور لازم، توسط موتورها به مفصل‌ها اعمال می‌شود. در نتیجه موتورها نقش اساسی را در حرکت بازوی ماهر ربات به عهده دارند. کنترل موقعیت ربات هم در واقع کنترل خروجی موتورها می‌باشد. برای

کنترل خروجی موتورهای نیاز به معادلات دینامیکی آنها می‌باشد که بسته به نوع موتور، در ربات‌ها تفاوت می‌کند. موتورهای dc اصولاً بر این اساس کار می‌کنند که یک هادی حامل جریان در میدان مغناطیسی، نیروی $F = \phi \times i$ را حس می‌نماید که در آن ϕ شار میدان مغناطیسی و i جریان هادی است. موتور از یک استاتور ثابت و یک روتور متحرک که در داخل استاتور می‌چرخد.

اگر استاتور یک شار مغناطیسی شعاعی تولید نماید. آنگاه گشتاوری روی موتور خواهد بود که باعث چرخیدن آن می‌گردد. اندازه‌ی این گشتاور عبارت است از:

$$\tau_m = k_1 \phi i_a \quad (79-2)$$

که در این رابطه τ_m گشتاور موتور (N-m)، ϕ میدان مغناطیسی (وبر)، i_a جریان آرمیچر (آمپر) و k_1 یک ثابت فیزیکی است. بعلاوه، هر گاه یک هادی در یک میدان مغناطیسی حرکت کند، یک ولتاژ V_b بین ترمینال‌های آن تولید می‌گردد که متناسب با سرعت هادی در میدان است. این ولتاژ نیروی ضد محرکه الکتریکی نامیده می‌شود و تمایل به مخالفت با جریان هادی دارد. رابطه نیروی ضد محرکه به صورت زیر می‌باشد:

$$V_b = k_2 \phi \omega_m \quad (80-2)$$

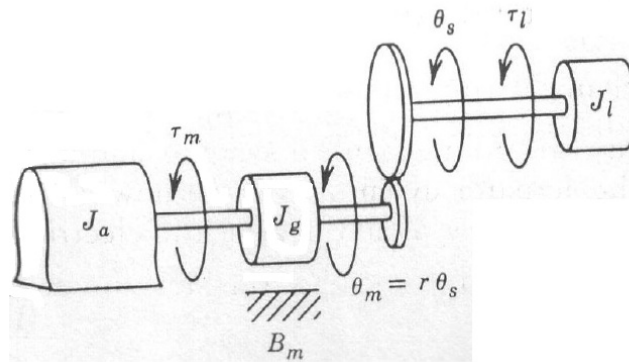
که در آن V_b ولتاژ ضد محرکه بر حسب ولت، ω_m سرعت زاویه‌ای روتور بر حسب رادیان بر ثانیه و k_2 ثابت تناسب است. از آنجا که بحث ما روی موتورهای dc مغناطیس دائم است، بنابراین استاتور از مغناطیس دائم می‌باشد. در این حالت می‌توانیم شار ϕ را ثابت فرض کنیم. معادله دیفرانسیل آرمیچر به صورت زیر می‌باشد:

$$L \frac{d}{dt} i_a + R i_a = V - V_b \quad (81-2)$$

که در آن L اندوکتانس، R مقاومت موتور و V ولتاژ موتور می‌باشند.

از آنجا که شار ϕ ثابت است، گشتاور تولیدی موتور برابر $\tau_m = k_1 \phi i_a = k_m i_a$ است، که در آن k_m ثابت گشتاور (بر حسب N-m/amp) است، با توجه به رابطه نیروی ضد محرکه داریم:

$$V_b = k_2 \phi \omega_m = k_b \omega_m = k_b \dot{\theta}_m \quad (۸۲-۲)$$



شکل (۵-۲) مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده- محرکه [۱]

که در آن k_b ثابت ضد محرکه القایی و $\dot{\theta}_m$ می‌باشد. شکل (۵-۲) مدل مکانیکی روتور یک موتور گشتاوری DC را نشان می‌دهد که از طریق یک سیستم انتقال چرخ دنده‌ای به باری دارای لختی دورانی، متصل شده است. سیستم انتقال با نسبت چرخ دنده $1:r$ ، به صورت کاهشده می‌باشد. بازوها برای هر موتور حکم بار را دارند. حضور چرخ دنده‌ها باعث می‌شود که این گشتاور بار به نسبت ضریب چرخ دنده‌ها کاهش یابد و به موتور وارد گردد که این مسئله خود کمک بزرگی برای کاهش بار روی موتور‌ها است. گشتاور خروجی موتور به منزله گشتاور ورودی مفصل‌ها می‌باشد، بنابراین $\tau_l = r\tau_m$ و $\theta_l = r\theta_m$ که در آن θ_m موقعیت زاویه‌ای موتور، θ_l موقعیت زاویه‌ای بار، r ضریب چرخ دنده، τ_m گشتاور تولید شده توسط موتور و τ_l گشتاور بار موتور می‌باشد. در نتیجه معادله حرکت سیستم به صورت زیر می‌باشد:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau_l = \tau_m \quad (۸۳-۲)$$

که در آن J_m ممان اینرسی موتور و B_m ضریب میرایی موتور می‌باشند.

با توجه به رابطه گشتاور موتور که تابعی از جریان روتور است. بنابراین $i_a = k_m^{-1} \tau_m$ و $\tau_m = k_m i_a$. در

نتیجه با استفاده از (۸۳-۲) داریم:

$$i_a = k_m^{-1} \tau_m = k_m^{-1} (J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l) \quad (۸۴-۲)$$

اندوکتانس ظاهر شده در معادله دیفرانسیل آرمیچر بسیار ناچیز و قابل صرف نظر کردن است. بنابراین با

صرف نظر از اندوکتانس آرمیچر و جایگذاری جریان i_a در معادله (۸۱-۲) داریم:

$$V = R i_a + V_b = (R k_m^{-1} J_m r^{-1}) \ddot{\theta}_l + (R k_m^{-1} B_m r^{-1} + k_b r^{-1}) \dot{\theta}_l + R k_m^{-1} r \tau_l \quad (۸۵-۲)$$

اگر n موتور داشته باشیم در این صورت:

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & R_n \end{bmatrix}, r = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & r_n \end{bmatrix}, J_m = \begin{bmatrix} J_{m_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & J_{m_n} \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} B_{m_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & B_{m_n} \end{bmatrix}, k_m = \begin{bmatrix} k_{m_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & k_{m_n} \end{bmatrix}, \dot{\theta}_l = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{l_1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{\theta}_{l_n} \end{bmatrix}, \ddot{\theta}_l = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{l_1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \ddot{\theta}_{l_n} \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix}$$

که $r_i, J_{m_i}, K_{m_i}, B_{m_i}, R_i$ همگی پارامترهای موتور i ام هستند.

همان گونه که از رابطه بالا مشخص است، با کنترل ولتاژ دو سر موتور می‌توانیم موقعیت موتور را کنترل

نماییم.

مدل دینامیکی سیستم ربات به همراه محرکه

با توجه به مطالبی که پیش تر مطرح شد، انتخاب موتور dc مغناطیس دائم به عنوان محرکه‌ی سیستم انتخاب مناسبی می‌باشد. بنابراین در این قسمت معادله‌ی دینامیکی کل سیستم که شامل دینامیک بدنه ربات و دینامیک محرکه می‌باشد، را بدست می‌آوریم. دینامیک بازوی ربات به صورت زیر می‌باشد:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau_i \quad (۸۶-۲)$$

رابطه بین ولتاژ و گشتاور موتور نیز به صورت زیر می‌باشد که با جایگذاری در معادله دینامیکی ربات به صورت زیر تبدیل می‌گردد:

$$V = (Rk_m^{-1}J_m r^{-1})\ddot{q} + (Rk_m^{-1}B_m r^{-1} + k_b r^{-1})\dot{q} + Rk_m^{-1}r(D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q})) = \quad (۸۷-۲)$$

$$(Rk_m^{-1}J_m r^{-1} + D(q))\ddot{q} + (Rk_m^{-1}B_m r^{-1} + k_b r^{-1})\dot{q} + Rk_m^{-1}rh(q, \dot{q})$$

با در نظر گرفتن $M(q)$ و $N(q, \dot{q})$ بصورت زیر معادلات دینامیکی ربات با در نظر گرفتن دینامیک موتورها را می‌توان به صورت کلی زیر نوشت :

$$V = M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) \Rightarrow \begin{cases} M(q) = (Rk_m^{-1}J_m r^{-1} + D(q)) \\ N(q, \dot{q}) = (Rk_m^{-1}B_m r^{-1} + k_b r^{-1})\dot{q} + Rk_m^{-1}rh(q, \dot{q}) \end{cases} \quad (۸۸-۲)$$

با در نظر گرفتن اینکه ربات هنرمند دارای سه مفصل می‌باشد، درآیه‌های ماتریس‌های $M(q)$ و $N(q, \dot{q})$ به شرح زیر بدست می‌آید.

$$M(q) = \begin{bmatrix} d_{11} + R_1 k_{m_1}^{-1} J_{m_1} r_1^{-1} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} + R_2 k_{m_2}^{-1} J_{m_2} r_2^{-1} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} + R_3 k_{m_3}^{-1} J_{m_3} r_3^{-1} \end{bmatrix} \quad (۸۹-۲)$$

$$N(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} (R_1 k_{m_1}^{-1} B_{m_1} r_1^{-1} + k_{b_1} r_1^{-1})\dot{q}_1 + R_1 k_{m_1}^{-1} r_1 h_1 \\ (R_2 k_{m_2}^{-1} B_{m_2} r_2^{-1} + k_{b_2} r_2^{-1})\dot{q}_2 + R_2 k_{m_2}^{-1} r_2 h_2 \\ (R_3 k_{m_3}^{-1} B_{m_3} r_3^{-1} + k_{b_3} r_3^{-1})\dot{q}_3 + R_3 k_{m_3}^{-1} r_3 h_3 \end{bmatrix} \quad (۹۰-۲)$$

با توجه به اینکه مطالعه موردی در این رساله بر روی ربات هنرمند است، بنابراین در فصل‌های دیگر از درایه‌های ماتریس‌های $D(q)$ و $h(q, \dot{q})$ ربات، پارامترهای موتورها در جدول (۲-۲) و پارامترهای دینامیکی داده شده در جداول (۲-۳) و (۲-۴) به صورت زیر استفاده می‌شود.

$$D(q) = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix}, \quad h(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

$$d_{11} = I_{221} + C_{q_2 q_3} (I_{223} C_{q_2 q_3} + I_{123} S_{q_2 q_3}) + S_{q_2 q_3} (I_{123} C_{q_2 q_3} + I_{113} S_{q_2 q_3}) - I_{112} (C_{q_2}^2 - 1) + 2I_{122} S_{q_2} C_{q_2} - 0.5m_3 a_3 C_{q_2 q_3} + a_2 C_{q_2}^2 (C_{q_1}^2 - 1) + 0.25a_2^2 m_2 C_{q_2}^2 + 0.25(m_3 C_{q_1}^2 (a_3 C_{q_2 q_3} + 2a_2 C_{q_2}^2)^2)$$

$$d_{12} = I_{233} C_{q_2 q_3} + I_{133} S_{q_2 q_3} + I_{232} C_{q_2} + I_{132} S_{q_2}$$

$$d_{13} = I_{233} C_{q_2 q_3} + I_{133} S_{q_2 q_3}$$

$$d_{21} = I_{233} C_{q_2 q_3} + I_{133} S_{q_2 q_3} + I_{232} C_{q_2} + I_{132} S_{q_2}$$

$$d_{22} = I_{332} + I_{333} + a_2 a_3 C_{q_3} + 0.25a_2^2 m_2 + a_2^2 m_3 + 0.25a_3^2 m_3$$

$$d_{23} = I_{333} + 0.5a_2 a_3 m_3 C_{q_3} + 0.25a_3^2 m_3$$

$$d_{31} = I_{233} C_{q_2 q_3} + I_{133} S_{q_2 q_3}$$

$$d_{32} = I_{333} + 0.5a_2 a_3 m_3 C_{q_3} + 0.25a_3^2 m_3$$

$$d_{33} = I_{333} + 0.25a_3^2 m_3$$

$$h_1 = \dot{q}_2^2 I_{132} C_{q_2} - I_{233} S_{q_2 q_3} (\dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2) - \dot{q}_2^2 I_{232} S_{q_2} + I_{133} C_{q_2 q_3} (\dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2) + 2\dot{q}_1 I_{123} (2C_{q_2 q_3}^2 - 1)(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) + \dot{q}_1 I_{113} (2C_{q_2 q_3} S_{q_2 q_3})(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) - \dot{q}_1 I_{223} (2C_{q_2 q_3} S_{q_2 q_3})(\dot{q}_2 + \dot{q}_3) + 2\dot{q}_2^2 \dot{q}_3^2 (I_{133} C_{q_2 q_3} - I_{233} S_{q_2 q_3}) - \dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - 1)S_{q_3})(\dot{q}_2 + 0.5\dot{q}_3) - 0.5\dot{q}_1 \dot{q}_3 a_2 a_3 m_3 S_{q_3} - 2.5\dot{q}_1^2 \dot{q}_2^2 a_2^2 m_2 S_{q_2} C_{q_2} - 0.5\dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} (\dot{q}_2 + \dot{q}_3)$$

$$h_2 = \dot{q}_1^2 S_{q_2} C_{q_2} (I_{222} - I_{112}) - \dot{q}_1^2 I_{122} (2C_{q_2}^2 - 1) - \dot{q}_1^2 I_{123} (2C_{q_2 q_3}^2 - 1) - \dot{q}_1^2 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} (I_{113} - I_{223}) + 0.5a_3 g m_3 C_{q_2 q_3} + a_2 g C_{q_2} (0.5m_2 + m_3) + \dot{q}_1^2 a_2^2 S_{q_2} C_{q_3} (0.25m_2 + m_3) + 0.25\dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} - 0.5\dot{q}_3^2 a_2 a_3 m_3 S_{q_3} + 0.5\dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - 1)S_{q_3}) - \dot{q}_2 \dot{q}_3 a_2 a_3 m_3 S_{q_3}$$

$$h_3 = \dot{q}_1^2 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} (I_{223} - I_{113}) - \dot{q}_1^2 I_{123} (2C_{q_2 q_3}^2 - 1) + 0.5a_3 g m_3 C_{q_2 q_3} + 0.25\dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} + a_2 a_3 m_3 S_{q_3} (0.25\dot{q}_1^2 + 0.5\dot{q}_2^2) + 0.25\dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - 1)S_{q_3})$$

جدول (۲-۲) پارامترهای موتور

Motors	R	k_b	L	J_m	B_m	r	v
1,2,3	1.26	0.26	0.001	0.0002	0.001	0.01	40

جدول (۳-۲) پارامترهای ربات هنرمند با روش دناویت- هارتنبرگ

Link	θ	d	a	α
1	θ_1	d_1	0	$\pi/2$
2	θ_2	0	a_2	0
3	θ_3	0	a_3	0

جدول (۲-۴) پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

Link	DH	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
1	$d_1 = 0.28$	0	-0.22	0	19	0.34	0.36	0.31	0	0	0
2	$a_2 = 0.76$	-0.51	0	0	18.18	0.18	1.32	1.31	0	0	0
3	$a_3 = 0.93$	-0.67	0	0	10.99	0.07	0.92	0.93	0	0	0

فصل سوم:

روش‌های کنترلی

راهبرد کنترل گشتاور

۳-۱-۱ مقدمه

بازوی ماهر ربات، یک سیستم مکانیکی است. بنابراین، نیرو نیرو یا گشتاور وارد به مفاصل به عنوان ورودی‌ها و موقعیت مفاصل به عنوان خروجی‌های ربات تلقی می‌شوند. این دیدگاه، در واقع راهبرد کنترل گشتاور را بیان می‌کند. در این راهبرد، قانون کنترل بر مبنای همان گشتاور یا نیروی وارد شده به مفاصل طراحی می‌شوند.

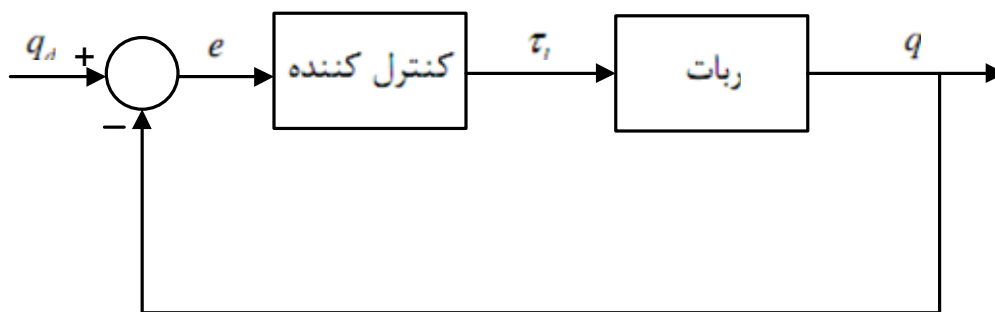
در کنترل موقعیت ربات، فرمان گشتاور به عنوان خروجی کنترل کننده به مفاصل ربات اعمال می‌گردد. در هر صورت برای کنترل حرکت ربات، باید گشتاور یا نیروی وارد به مفاصل را تنظیم نمود. به همین دلیل، کنترل گشتاور به عنوان راهبرد اصلی کنترل ربات مطرح بوده و در کنترل ربات‌های صنعتی بکار رفته است.

از آنجایی که راهبرد کنترل گشتاور به عنوان اساس کنترل ربات از گذشته تاکنون مطرح بوده است. کارهای تحقیقاتی بسیار زیاد و ارزشمندی در این زمینه انجام شده است. قوانین کنترلی مختلفی با استفاده از کنترل مقاوم [۱۸]، کنترل تطبیقی [۸۵]، کنترل هوشمند [۸۶] و غیره ارائه شده‌اند که توانسته‌اند بر مبنای کنترل گشتاور، ربات را کنترل نمایند. شکل (۳-۱) دیاگرام کنترل چند متغیره ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور نشان می‌دهد که در آن $q = [q_1, q_2, \dots, q_n]^T$ بردار موقعیت مفاصل، q_d بردار موقعیت مطلوب مفاصل، τ بردار گشتاور وارد به مفاصل و e بردار خطای موقعیت است. به دلیل آن که فرمان کنترل توسط محرکه به مفصل اعمال می‌شود، لازم است که محرکه نیز برای این منظور کنترل شود. محرکه‌ها می‌توانند الکتریکی، هیدرولیکی یا بادی باشند. در این میان، محرکه‌های الکتریکی خصوصاً موتورهای مغناطیس دائم DC به صورت فراگیر در ربات‌های امروزی استفاده می‌شوند. اگر از

موتور الکتریکی به عنوان محرکه استفاده شود، موتور را باید در وضعیت کنترل جریان قرار داد. زیرا گشتاور تولیدی تابع جریان آرمیچر است.

در راهبرد کنترل گشتاور، ربات به صورت یک سیستم مکانیکی جدا از محرکه‌های خود دیده می‌شود. از آنجا که موتور در مسیر سیگنال کنترل قرار دارد نباید از دینامیک موتور چشم پوشی نمود. در حالی که از دینامیک موتور در بسیاری از کنترل‌های پیشنهادی حوزه گشتاور صرف نظر شده است. در بعضی از روش‌های پیشنهادی، دینامیک بخش مکانیکی موتور به مدل دینامیکی ربات اضافه می‌گردد تا عملکرد سیستم بهبود یابد و صرفاً از دینامیک بخش الکتریکی موتور صرف نظر می‌شود.

اغلب روش‌های کنترل ربات مبنی بر راهبرد کنترل گشتاور، دارای محاسبات سنگین و پیچیده است و بدست آوردن قوانین کنترل آنها و اجرای آنها دشوار می‌باشد. از طرفی همان گونه که اشاره شد در بسیاری از این روش‌ها از دینامیک موتورها صرف نظر شده است. علاوه بر آن راهبرد کنترل گشتاور نیاز به حلقه داخلی کنترل جریان موتورها نیز دارد.



شکل (۱-۳) دیاگرام کنترل چند متغیره ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور

۳-۱-۲ راهبرد کنترل گشتاور بر مبنای مدل

در این بخش یک روش کنترل ربات با استفاده از خطی سازی فیدبکی بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور مبتنی بر مدل طراحی و شبیه سازی می‌شود. با طراحی و اجرای این روش با راهبرد کنترل گشتاور برای کنترل ربات و پیچیدگی‌های آن آشنا می‌شویم.

معادله دینامیکی ربات به صورت زیر است:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau_i \quad (1-3)$$

با توجه به معادله دینامیکی ربات (1-3) قانون کنترل خطی سازی پسخورد را به صورت زیر پیشنهاد می-دهیم:

$$D(q)u + h(q, \dot{q}) = \tau_i \quad (2-3)$$

که در آن u به صورت یک ورودی جدید تعریف شده است. با اعمال (2-3) به معادله دینامیکی (1-3) داریم:

$$\ddot{q} = u \quad (3-3)$$

سیستم حاصل، خطی و بدون تزویج است. حال به کنترل این سیستم می پردازیم. قانون کنترل خطی زیر، برای ردگیری مسیر مطلوب q_d پیشنهاد می شود:

$$u = \ddot{q}_d + k_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_p(q_d - q) \quad (4-3)$$

که در آن k_d و k_p ماتریس های قطری مثبت هستند که پارامترهای طراحی کنترل کننده می باشند. با جایگذاری (3-3) در (4-3) داریم:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} + k_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_p(q_d - q) = 0 \quad (5-3)$$

اگر بردار خطای ردگیری را به این صورت تعریف نماییم:

$$e = q_d - q \quad (6-3)$$

خواهیم داشت:

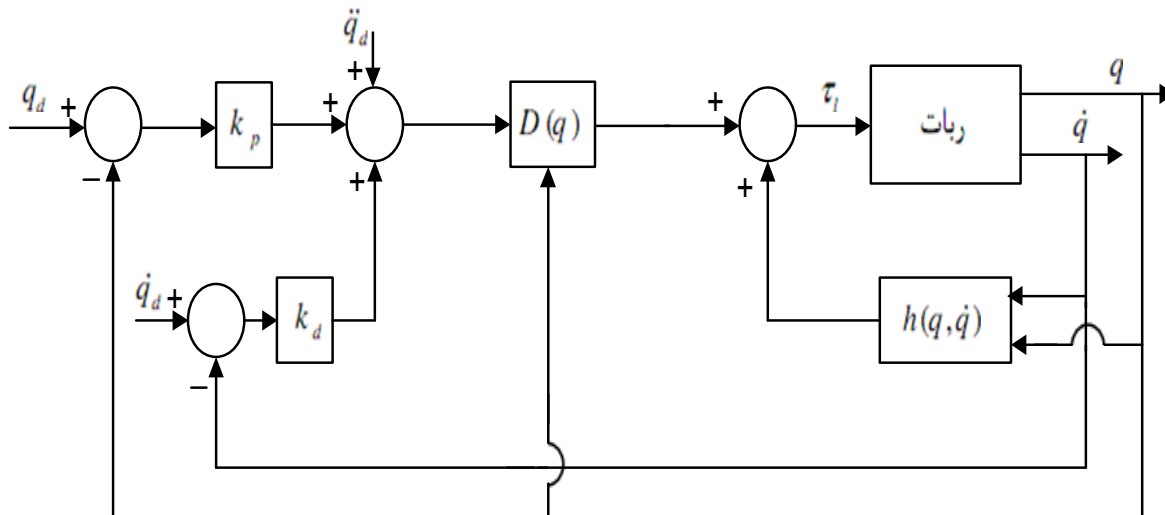
$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = 0 \quad (7-3)$$

با توجه به این معادله دیفرانسیل خطی، اگر ماتریس ضرایب k_d و k_p به صورت مثبت انتخاب شوند، پایداری سیستم تضمین و بردار خطای ردگیری به صورت نمایی به سمت صفر میل می کند.

با جایگذاری معادله (۳-۴) در (۳-۲) قانون کنترل نهایی سیستم به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\tau_l = D(q)(\ddot{q}_d + k_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_p(q_d - q)) + h(q, \dot{q}) \quad (۸-۳)$$

قانون کنترل (۳-۸) چند متغیره است و اجرای آن با محاسبات زیادی همراه است. همچنین این روش به مدل دقیق سیستم نیاز دارد و به دلیل پیچیدگی و تزویج سنگین مدل ربات، قانون کنترل آن نیز به دلیل وابسته بودن به مدل پیچیده می‌شود. در اغلب مواقع، مدل دقیق سیستم در اختیار نمی‌باشد و فقط مدل نامی سیستم در دسترس است. بنابراین، عدم قطعیت‌های ناشی از اختلاف مدل نامی و مدل دقیق سیستم باید جبران گردند. بدین منظور، از روش‌های کنترل مقاوم یا کنترل تطبیقی استفاده می‌شود. شکل (۳-۲) دیگرام سیستم کنترل را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۲) دیگرام سیستم کنترل ربات

۳-۱-۳ شبیه سازی سیستم کنترل ربات

سیستم کنترل ربات را بر روی ربات هنرمند شبیه سازی می‌نماییم. مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

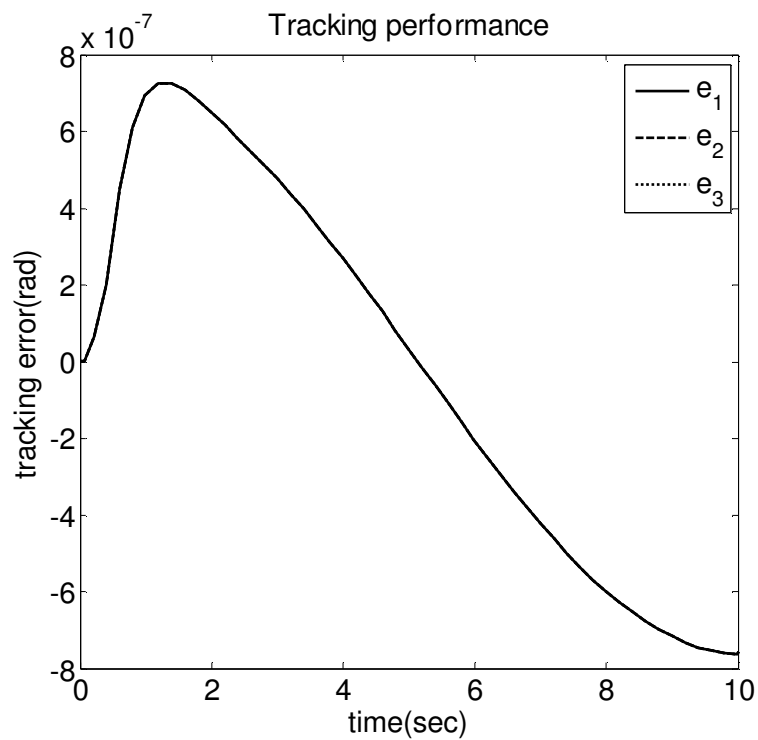
$$\theta_d = 1 - \cos(\pi t / 10) \quad (۹-۳)$$

مسیر مطلوب از صفر شروع می‌کند و به ۲ رادیان در ۱۰ ثانیه می‌رود. پارامترهای طراحی کنترل کننده به صورت زیر تعیین شده‌اند:

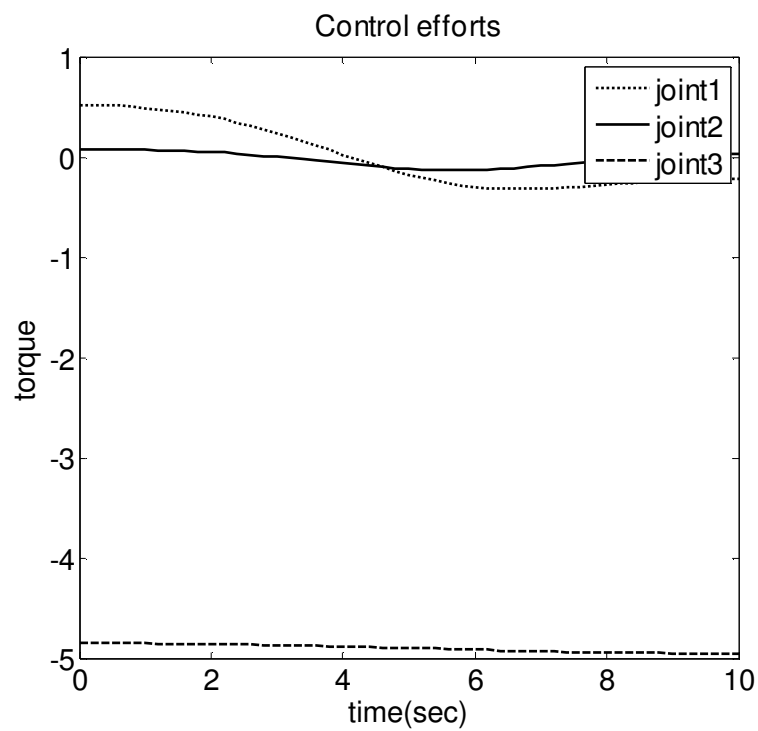
$$k_p = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad k_d = \begin{bmatrix} 6 & 0 & 0 \\ 0 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 6 \end{bmatrix} \quad (10-3)$$

پس از اجرای قانون کنترل چند متغیره نهایی، خطای ردگیری مفاصل ربات در شکل (۳-۳) و سیگنال‌های کنترل ردگیری در شکل (۴-۳) نشان داده شده‌اند. در شکل (۳-۳) خطای ردگیری از صفر آغاز می‌نماید و پس از آن در انتها به مقدار -7.8×10^{-7} می‌رسد. از آنجا که کنترل بر مبنای مدل است خطای ردگیری بسیار کوچک است و خطای هر سه مفصل مانند یکدیگر است. منحنی گشتاور ربات در شکل (۴-۳) رفتار متفاوت گشتاور-نیرو مفاصل را نشان می‌دهد. از آنجا که ربات مورد نظر سبک است و مسیر پیموده شده کند می‌باشد گشتاور-نیرو مفاصل بزرگ نیست.

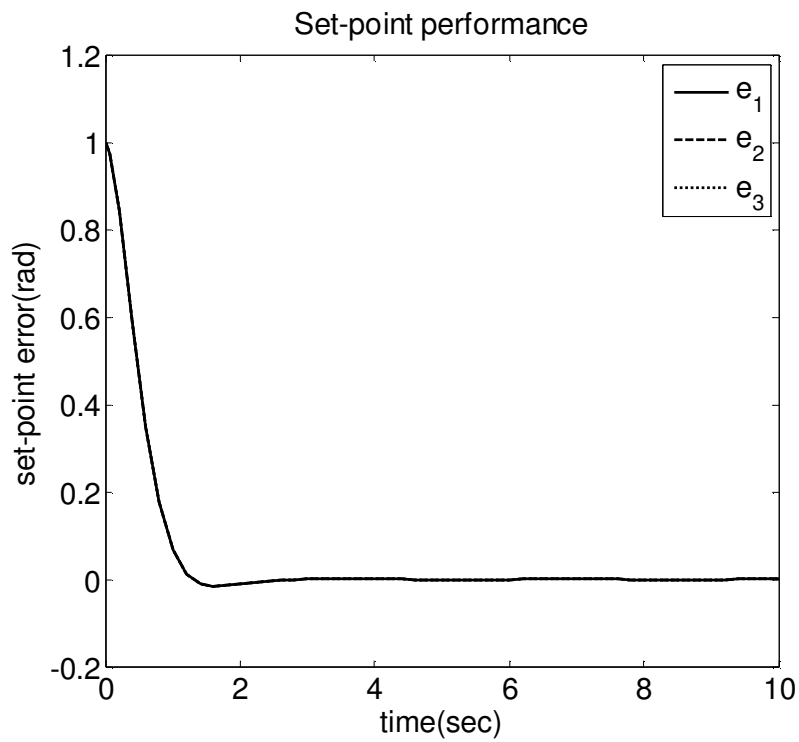
حال به بررسی عملکرد ربات در کنترل تنظیم می‌پردازیم. پارامترهای طراحی همانند کنترل ردگیری انتخاب شده‌اند. شکل (۵-۳) خطای تنظیم سیستم کنترل را نشان می‌دهد. سیستم کنترل در تنظیم به خوبی عمل می‌کند و خطای آن پس از مدت زمان کوتاهی به صفر همگرا می‌شود. پارامترهای طراحی به گونه‌ای انتخاب شده‌اند که هیچ گونه فرا جهش مشاهده نمی‌شود. شکل (۶-۳) سیگنال کنترل را در تنظیم نمایش می‌دهد. گشتاور-نیرو مفاصل از مقدار اولیه نسبتاً بزرگی آغاز می‌نماید. زیرا شتاب مفاصل در آغاز بیشتر است. همان گونه که مشاهده گردید سیستم کنترل در ردگیری و تنظیم مفاصل موفق بوده و از عملکرد کنترلی مناسبی برخوردار است.



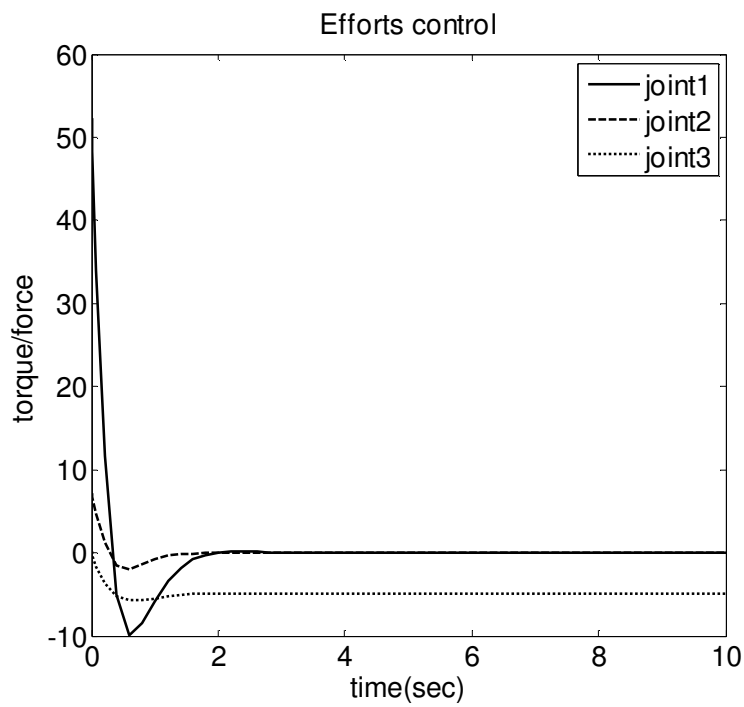
شکل (۳-۳) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل گشتاور



شکل (۴-۳) سیگنال کنترلی با راهبرد کنترل گشتاور در ردگیری



شکل (۵-۳) خطای تنظیم سیستم کنترل با راهبرد کنترل گشتاور



شکل (۶-۳) سیگنال کنترلی با راهبرد کنترل گشتاور در تنظیم

راهبرد کنترل ولتاژ

۱-۲-۳ مقدمه

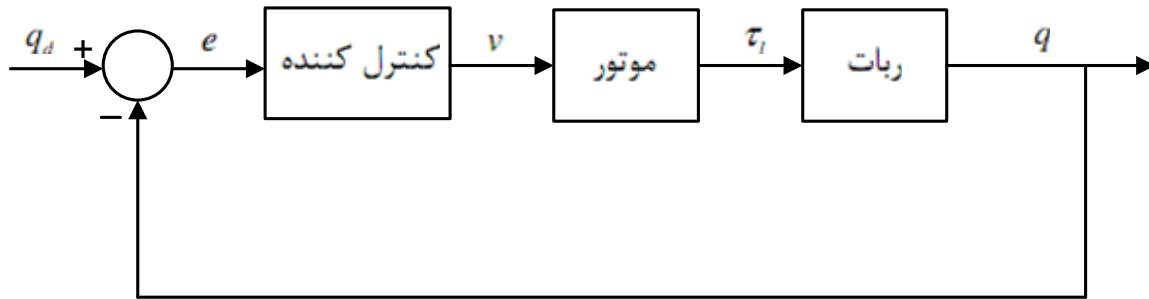
همان طور که در فصل اول اشاره شد، راهبرد کنترل گشتاور در پیاده سازی عملی با مشکلات اساسی مواجه است. در مقابل، راهبرد کنترل ولتاژ مطرح شده است که معایب کنترل گشتاور را ندارد. ایده اصلی راهبرد کنترل ولتاژ از آنجا نشأت می‌گیرد که به ربات و موتورهای آن، به صورت یک سیستم واحد بنام سیستم رباتیک توجه شود. آنگاه در واقع کنترل ربات به کنترل موتورهای مفاصل ربات تبدیل می‌گردد. از آنجا که مفاصل ربات توسط موتورهای آن به حرکت در می‌آیند، 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 دستگامی است که توسط منبع ولتاژ تغذیه می‌شود. بنابراین حتی برای کنترل جریان موتور، باید ولتاژ آن را کنترل نماییم. اگر از موتور مغناطیس دائم DC استفاده شود این موتور به دلیل داشتن دینامیک خطی، به خوبی و به آسانی قابل کنترل 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 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 مجزاسازی کامل، محاسبات کم و سرعت در انجام محاسبات، سادگی طراحی و دقت بالای آن و مقاوم بودن سیستم کنترل نسبت به دینامیک‌های ربات، راهبرد کنترل ولتاژ ربات را بر راهبرد کنترل گشتاور برتری می‌دهد. این راهبرد به دلیل صرف نظر نکردن از دینامیک محرکه‌ها عملکرد کنترلی

بهتری خواهد داشت و برای ردگیری با سرعت بالا مناسب می‌باشد. شکل (۷-۳) 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 (۷-۳) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات

۲-۲-۳ طراحی کنترل کننده مبتنی بر مدل

موتورهای DC در صنعت کاربردهای فراوانی دارند. دلیل آن نیز قابلیت کنترل پذیری بالای آنها می‌باشد. معادله حرکت موتور DC مغناطیس دائم به صورت زیر است:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l = \tau_m \quad (۱۱-۳)$$

که τ_l از معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می‌آید:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau_l \quad (۱۲-۳)$$

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

$$q = r \theta_m \quad (۱۳-۳)$$

معادله kvl در مدار الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$V = R i_a + L \frac{d i_a}{d t} + k_b \frac{d \theta_m}{d t} \quad (۱۴-۳)$$

با توجه به رابطه (۱۳-۳) می‌توانیم (۱۴-۳) را بر حسب متغیر مفصل ربات به صورت زیر بنویسیم:

$$V = R i_a + L \frac{d i_a}{d t} + \frac{k_b}{r} \frac{d q}{d t} \quad (۱۵-۳)$$

همان طور که گفتیم در روش کنترل ولتاژ، کنترل ربات به کنترل موتور تبدیل می‌شود و هدف کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور است و سیگنال کنترل، ولتاژ ترمینال موتور می‌باشد. بنابراین، معادله دینامیکی سیستم همان معادله kvl (۳-۱۵) می‌باشد. باید یک قانون کنترل ارائه دهیم تا خطای ردگیری موقعیت مفصل را به صفر برساند. قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید:

$$V = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{k_b}{r} u \quad (۳-۱۶)$$

$$u = \dot{q}_d + k_p (q_d - q) \quad (۳-۱۷)$$

باید توجه داشت که در این قانون کنترل نگران دینامیک ربات نیستیم. چون با فیدبک گرفتن از جریان موتور تمام دینامیک‌های غیر خطی ربات در اختیار خواهند بود و با حذف شدن جریان توسط قانون کنترل فوق، معادله حلقه بسته مستقل از دینامیک غیر خطی پیچیده ربات خواهد شد. دلیل این ادعا با توجه به معادله زیر روشن تر می‌شود:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l = \tau_m = k_m i_a \quad (۳-۱۸)$$

بنابراین جریان موتور حاوی تأثیرات دینامیکی ربات و موتور است. با استفاده از روابط (۳-۱۵) تا (۳-۱۷) دینامیک حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{q} = \dot{q}_d + k_p (q_d - q) \quad (۳-۱۹)$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (۳-۲۰)$$

که در آن

$$e = q_d - q \quad (۳-۲۱)$$

بنابراین، اگر k_p مثبت باشد، با گذشت زمان خطا به سمت صفر میل می‌کند. همان طور که ملاحظه شد، قانون کنترل (۳-۱۶) خطای ردگیری را به صفر می‌رساند.

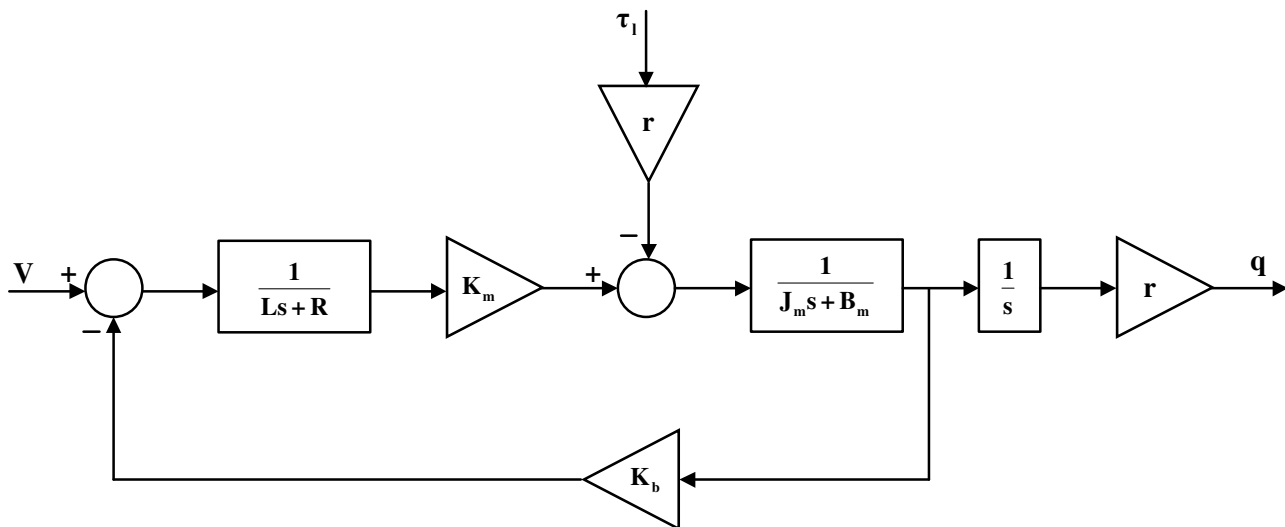
قانون کنترل گشتاور برای معادله دینامیکی ربات (۳-۱۲) با استفاده از خطی سازی فیدبکی به صورت زیر است:

$$D(q)(\ddot{q}_d + k_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_p(q_d - q)) + h(q, \dot{q}) = \tau_\ell \quad (۳-۲۲)$$

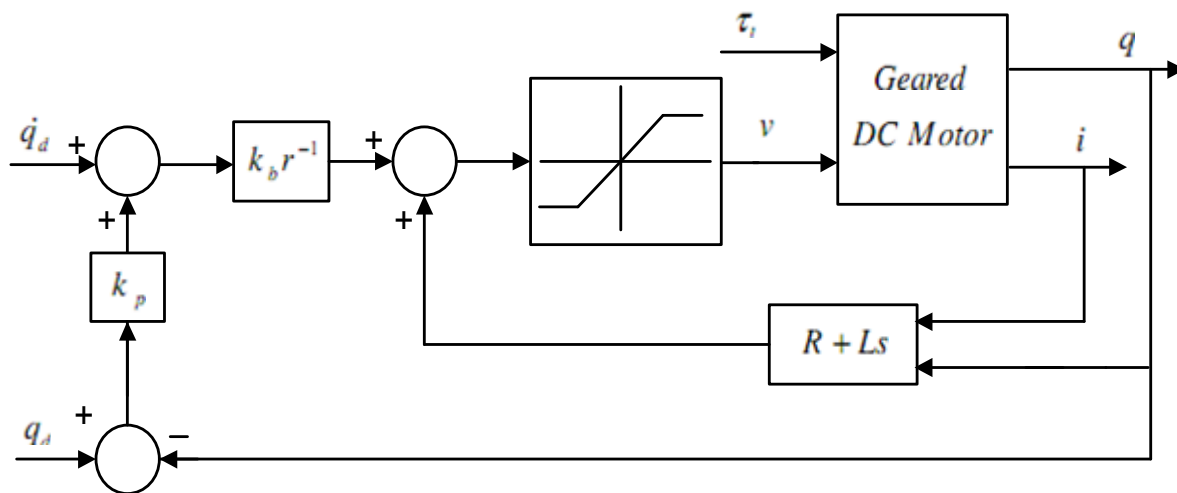
q_d مسیر مطلوب در فضای مفصلی می باشد.

برای پیاده سازی قانون کنترل (۳-۲۲) نیاز به مدل پیچیده ربات یعنی ماتریس های $D(q)$ و $h(q, \dot{q})$ داریم. به دست آوردن این مدل کاری وقت گیر و دشوار می باشد. در حالی که برای پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ، به پارامترهای ساده ای همچون مقاومت، اندوکتانس و ثابت ضد محرکه القایی نیاز داریم. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می شود. نکته مهم دیگر در تمایز این دو روش، فیدبک های مورد نیاز آنها می باشد. همان طور که روابط (۳-۱۶) و (۳-۱۷) نشان می دهند، پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ به فیدبک های جریان، مشتق جریان و موقعیت زاویه ای موتور نیاز دارد. در حالی که پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل گشتاور به فیدبک های موقعیت و سرعت مفاصل نیاز دارد. نکته بسیار مهم دیگر آن است که می توان در مدلی که برای موتور در نظر می گیریم از اندوکتانس آن صرف نظر کنیم یا اینکه جمله $L \frac{di_a}{dt}$ را به عنوان دینامیک مدل نشده در نظر بگیریم که در این صورت نیاز به فیدبک مشتق جریان نداریم.

دیگرام موتور مغناطیس دائم DC در شکل (۳-۸) رسم شده است. شکل (۳-۹) سیستم کنترل موتور و شکل (۳-۱۰) سیستم کنترل ربات را نمایش می دهد. به منظور محافظت موتور در مقابل اضافه ولتاژ از محدود کننده ولتاژ در شکل (۳-۹) استفاده شده است. در این صورت مقادیر حدی ولتاژ به محدود کننده اعمال می شوند. در صورت بکارگیری محدود کننده ولتاژ باید توجه نمود که در وضعیت اشباع، کنترل پیشنهادی دیگر عمل نمی کند و ولتاژ موتور روی مقادیر حدی باقی می ماند.



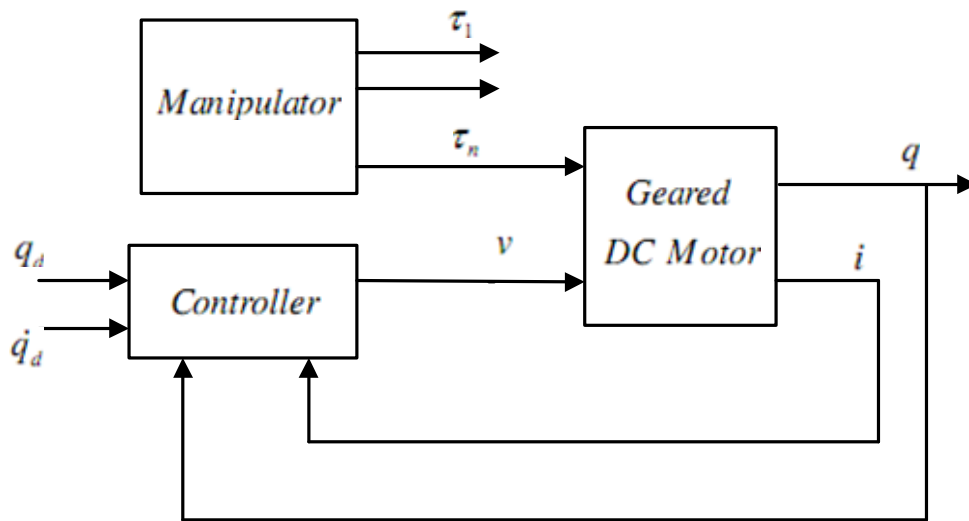
شکل (۸-۳) دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC



شکل (۹-۳) سیستم کنترل موتور

۳-۲-۳ شبیه‌سازی سیستم کنترل

سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل کننده جداگانه استفاده می‌شود. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول (۳-۲) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۴-۲) داده شده‌اند.



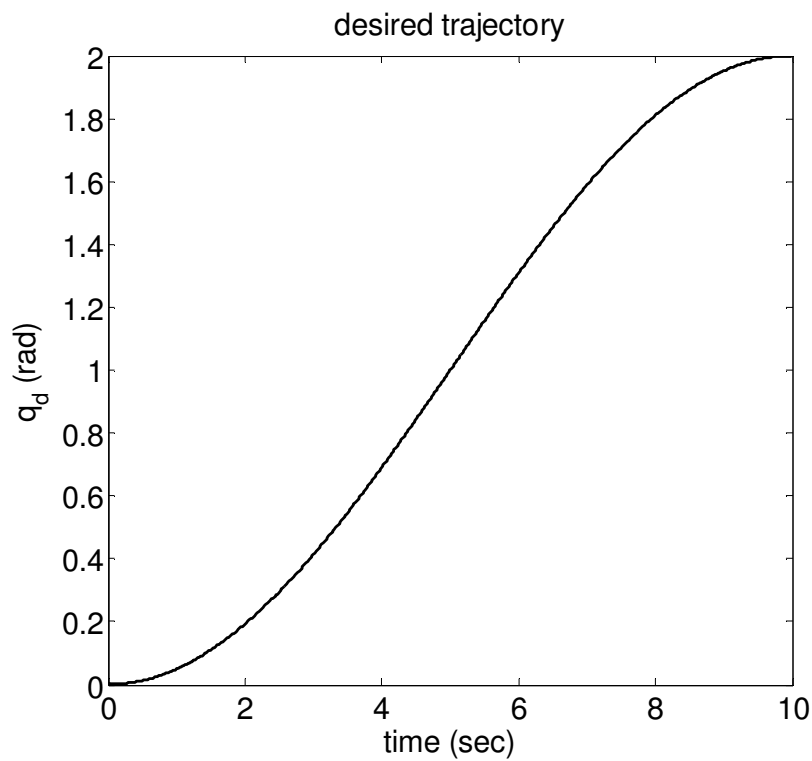
شکل (۱۰-۳) سیستم کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

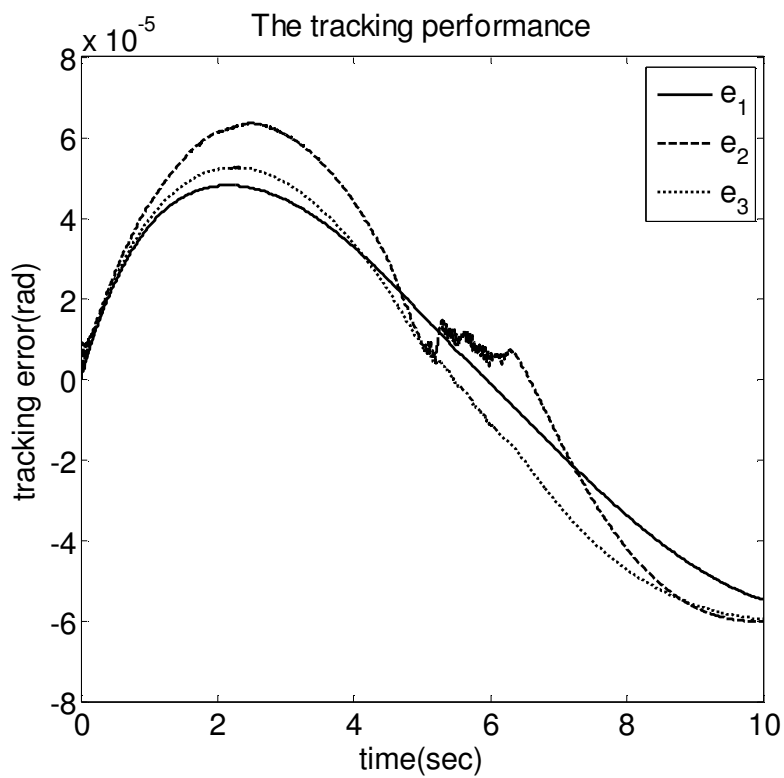
$$q_d = 1 - \cos(\pi t / 10) \quad (۲۳-۳)$$

مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل (۱۱-۳) یکسان در نظر گرفته شده است. مسیر مطلوب از صفر شروع می کند و به ۲ رادیان در ۱۰ ثانیه می رود.

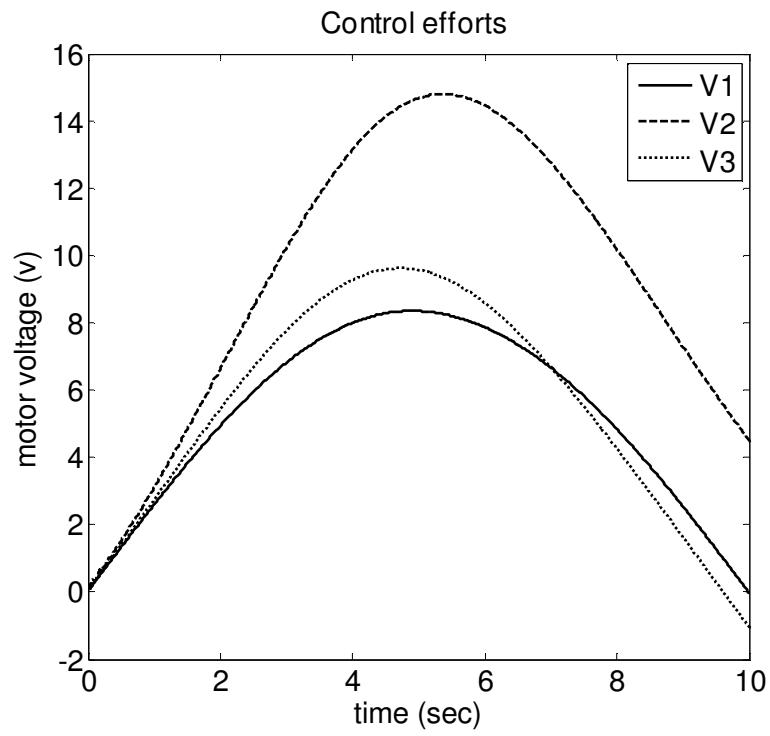
در این شبیه سازی، $k_p = 1$ انتخاب شده است. خطای ردگیری در شکل (۱۲-۳) رسم شده اند. همان طور که مشاهده می گردد عملکرد ردگیری سیستم کنترل بسیار مناسب است. شکل (۱۳-۳) سیگنال ولتاژ موتورها را نشان می دهد. همان طور که ملاحظه می شود سیگنالی نرم است، نوسانات شدید ندارد و در محدوده کاری موتورها قرار دارد.



شکل (۱۱-۳) مسیر مطلوب



شکل (۱۲-۳) خطای ردگیری سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ



شکل (۳-۱۳) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با راهبرد کنترل ولتاژ

فصل چهارم:

کنترل زمان-گسسته مستقل از مدل با استفاده از تخمین‌گر فازی تطبیقی

۴-۱ مقدمه

همان طور که در فصل اول اشاره شد، راهبرد کنترل گشتاور در پیاده سازی عملی با مشکلات اساسی مواجه است. در مقابل، راهبرد کنترل ولتاژ مطرح شده است که معایب کنترل گشتاور را ندارد. مهم ترین مزیت راهبرد کنترل ولتاژ این است که در طراحی قانون کنترل آن نیازی به مدل ربات نداریم. زیرا جریان موتور حاوی تمام تأثیرات غیرخطی بار (ربات) است. در این فصل روش جدید کنترل گسسته مستقل از مدل برای بازوهای مکانیکی ربات مینی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می شود. تخمین گر فازی تطبیقی به عنوان کنترل کننده برای غلبه بر نامعینی ها که شامل دینامیک های مدل نشده، اغتشاش خارجی و نامعینی پارامترها است، استفاده می شود. پارامترهای تخمین گر فازی برای حداقل کردن خطای تخمین با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی تطبیق داده می شوند. روش جدیدی برای الگوریتم گرادیان نزولی استفاده شده است به طوری که این الگوریتم به اطلاعات جفت های ورودی خروجی برای تابع نامعلوم نیاز ندارد و به جای آن از خطا و مشتقات خطا استفاده شده است. کنترل گسسته پیشنهادی در برابر همه نامعینی ها مقاوم است. نتایج شبیه سازی تأییدی بر عملکرد صحیح این روش را نشان می دهد و پایداری سیستم کنترل را اثبات خواهیم کرد.

۴-۲ قانون کنترل پیشنهادی مستقل از مدل

معادله الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$v = RI_a + LI_a + K_b r^{-1} \dot{q} + \varphi \quad (1-4)$$

متغیر φ اغتشاش خارجی را نشان می دهد.

در تبدیل سیگنال زمان-پیوسته به سیگنال زمان-گسسته عمل نمونه برداری یک عمل اساسی است. نمونه برداری متناوب متداول ترین نوع عمل نمونه برداری است که در این حالت لحظه های نمونه برداری به فواصل یکسان از هم هستند یا $t = kT$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$). به منظور گسسته سازی معادله (۴-۱)

می‌توان از نگهدار مرتبه صفر استفاده کرد که از سیگنال نمونه‌برداری می‌کند و آن را برای یک دوره نمونه‌برداری مشخص ثابت نگه می‌دارد. برای مثال سیگنال پیوسته $x(t)$ به عنوان ورودی نگهدار مرتبه صفر در نظر گرفته می‌شود، آنگاه خروجی نگهدار مرتبه صفر که سیگنال گسسته x_k است به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$x_k = x(kT) \text{ for } kT \leq t < (k+1)T \quad (۲-۴)$$

که T دوره نمونه‌برداری و k شماره نمونه هستند. برای بازسازی مناسب یک سیگنال از نمونه‌های آن، زمان نمونه برداری باید ده برابر بیشتر فرکانس سیگنال باشد [۸۷]. کنترل کننده‌های دیجیتال ربات‌ها زمان نمونه برداری حدود $10ms$ برای راهبرد کنترل گشتاور استفاده می‌کند. روش کنترل پیشنهادی در این رساله مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ با استفاده از معادلات الکتریکی است. از آنجاییکه موتورهای الکتریکی خیلی سریعتر از ربات‌ها هستند یک زمان نمونه برداری $1ms$ برای شبیه سازی انتخاب شده است. زمان نمونه برداری نمی‌تواند خیلی کوچک انتخاب شود زیرا کامپیوتر برای محاسبه قانون کنترل نیاز به زمان دارد علاوه بر این سیگنال ممکن است با نویز ترکیب شده باشد. بنابراین با بکارگیری نگهدارنده مرتبه صفر، فرم گسسته معادله (۴-۱) به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$v_k = RI_{a,k} + LI_{a,k} + K_b r^{-1} \dot{q}_k + \varphi_k \quad (۳-۴)$$

دینامیک سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v_k = \dot{q}_k + F_k \quad (۴-۴)$$

از این رو F_k با تفریق معادله (۴-۴) از (۳-۴) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$F_k = RI_{a,k} + LI_{a,k} + K_b r^{-1} \dot{q}_k - \dot{q}_k + \varphi_k \quad (۵-۴)$$

که F_k عدم قطعیت را بیان می‌کند. عدم قطعیت F_k ، اغتشاش خارجی φ_k و عدم قطعیت مدل موتور

$$RI_{a,k} + LI_{a,k} + K_b r^{-1} \dot{q}_k$$

با استفاده از معادله (۴-۴)، قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$v_k = v_{\max} \text{sat}(u_k / v_{\max}) \quad (۶-۴)$$

در اینجا $\text{sat}(\cdot)$ تابع اشباع را مشخص می‌کند و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{sat}(u_k / v_{\max}) = \begin{cases} 1 & u_k \geq v_{\max} \\ u_k / v_{\max} & |u_k| < v_{\max} \\ -1 & u_k \leq -v_{\max} \end{cases} \quad (۷-۴)$$

که v_{\max} ماکزیمم ولتاژ موتور است و u_k به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$u_k = \dot{q}_{d,k} + k_p(q_{d,k} - q_k) + \hat{F}_k \quad (۸-۴)$$

که \hat{F}_k تخمین از F_k است و با استفاده از سیستم فازی تطبیقی در بخش بعدی ارائه می‌شود. $q_{d,k}$ موقعیت مطلوب مفصل و k_p پارامتر طراحی کنترل است.

۳-۴ تخمین‌گر فازی تطبیقی گسسته

با جایگذاری قانون کنترل (۶-۴) در سیستم (۴-۴)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{q}_k + F_k = v_{\max} \text{sat}(u_k / v_{\max}) \quad (۹-۴)$$

برای حالت $u_k > v_{\max}$ ، با توجه به معادله (۷-۴) داریم:

$$\dot{q}_k + F_k = v_{\max} \quad (۱۰-۴)$$

با توجه به اینکه در معادله (۱۰-۴) تخمین‌گر \hat{F}_k وجود ندارد بنابراین \hat{F}_k تأثیری در سیستم حلقه بسته ندارد. از این رو، \hat{F}_k را می‌توان به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$\hat{F}_k = v_{\max} - \dot{q}_k \quad (۱۱-۴)$$

به عنوان یک نتیجه با مقایسه (۱۰-۴) و (۱۱-۴) داریم:

$$\hat{F}_k = F_k \quad (12-4)$$

معادله (۱۲-۴) بیان می‌کند که خطای تخمین صفر می‌شود.

برای حالت $u_k < -v_{\max}$ ، با توجه به معادله (۷-۴) داریم:

$$\dot{q}_k + F_k = -v_{\max} \quad (13-4)$$

با توجه به اینکه در معادله (۱۳-۴) تخمین گر \hat{F}_k وجود ندارد بنابراین \hat{F}_k تأثیری در سیستم حلقه بسته

ندارد. از این رو، \hat{F}_k را می‌توان به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$\hat{F}_k = -v_{\max} - \dot{q}_k \quad (14-4)$$

به عنوان یک نتیجه با مقایسه (۱۳-۴) و (۱۴-۴) داریم:

$$\hat{F}_k = F_k \quad (15-4)$$

معادله (۱۵-۴) بیان می‌کند که خطای تخمین صفر می‌شود.

برای حالت $|u| \leq v_{\max}$ ، با توجه به معادله‌های (۷-۴)، (۸-۴) و (۹-۴) داریم:

$$\dot{q}_k + F_k = \dot{q}_{d,k} + k_p(q_{d,k} - q_k) + \hat{F}_k \quad (16-4)$$

بنابراین سیستم حلقه بسته را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{e}_k + k_p e_k = F_k - \hat{F}_k \quad (17-4)$$

که e_k خطای ردیابی است و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$e_k = q_{d,k} - q_k \quad (18-4)$$

فرض می‌کنیم که \hat{F}_k خروجی سیستم فازی با ورودی‌های e_k و \dot{e}_k می‌باشد. اگر سه مجموعه فازی برای

هر ورودی فازی داشته باشیم کل فضای کنترلی بوسیله نه قانون فازی پوشانده خواهد شد. قوانین فازی

در نوع ممدانی به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$FR_1: \text{if } e_k \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e}_k \text{ is } B_l \text{ then } \hat{F}_k \text{ is } C_l \quad (19-4)$$

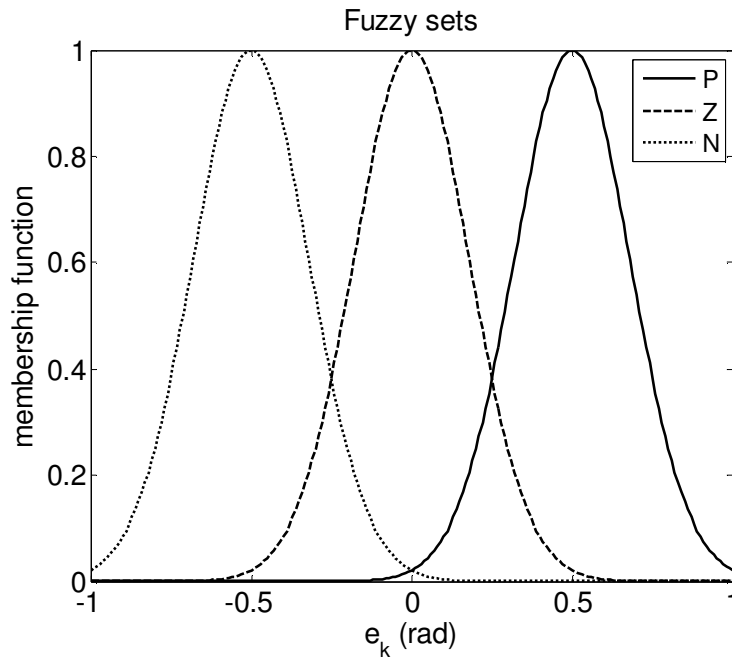
در اینجا FR_l ، l امین قانون فازی برای $l=1, \dots, 9$ را مشخص می‌کند. در l امین قانون A_l ، B_l و C_l به ترتیب توابع عضویت فازی متعلق به متغیرهای فازی e_k ، \dot{e}_k و \hat{F}_k هستند. سه توابع عضویت گوسین به نام‌های مثبت (P)، صفر (Z) و منفی (N) برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل (۴-۱) نشان داده شده، تعریف می‌شود. توابع عضویت گوسین برای ورودی \dot{e}_k نیز مشابه e_k تنظیم شده‌اند. نه توابع عضویت گوسین متناسب به نام‌های خیلی خیلی مثبت، خیلی مثبت، مثبت، صفر، منفی، خیلی منفی، خیلی خیلی منفی برای \hat{F}_k به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mu_l(\hat{F}_k) = \exp\left(-\left(\frac{\hat{F}_k - \bar{y}_k^l}{\sigma}\right)^2\right) \text{ for } l=1, \dots, 9 \quad (۴-۲۰)$$

که σ و \bar{y}_k^l پارامترهای طراحی هستند. σ ثابت است اما \bar{y}_k^l بوسیله قانون تطبیق تنظیم می‌شود. قوانین فازی باید معلوم باشند به طوری که سیستم کنترل به نقطه تعادل برود. می‌توانیم از دانش افراد خبره، روش آزمایش و خطا یا الگوریتم بهینه‌سازی برای طراحی کنترل‌کننده فازی استفاده کنیم. قوانین فازی در جدول (۴-۱) داده شده‌اند. در اینجا، \hat{F}_k با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی برای کمترین خطای ردیابی تطبیق می‌شود.

جدول (۴-۱) قوانین فازی

		\dot{e}_k		
		N	Z	P
e_k	P	Z	PM	VPH
	Z	NM	Z	PM
	N	VNH	NM	Z



شکل (۱-۴) تابع عضویت ورودی e_k

اگر از موتور استنتاج ضرب، فازی‌ساز منفرد، غیر فازی‌ساز میانگین مراکز و توابع عضویت گوسین استفاده کنیم، سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود [۲۶]:

$$\hat{F}_k(e_k, \dot{e}_k) = \frac{\sum_{L=1}^9 \bar{y}_k^L z_k^L}{\sum_{L=1}^9 z_k^L} \quad (۲۱-۴)$$

که

$$z_k^L = \mu_{A_l}(e_k) \mu_{B_l}(\dot{e}_k) \quad (۲۲-۴)$$

در اینجا $\mu_{A_l}(e_k) \in [0,1]$ و $\mu_{B_l}(\dot{e}_k) \in [0,1]$ به ترتیب توابع عضویت برای مجموعه‌های فازی μ_{A_l} و μ_{B_l} هستند و \bar{y}_k^L مرکز مجموعه فازی C_l است. هدف طراحی یک سیستم فازی \hat{F}_k است به طوری که خطای

تخمین

$$E_k = \frac{1}{2} (F_k - \hat{F}_k)^2 \quad (۲۳-۴)$$

مینیمم شود. پارامتری که باید آنلاین تنظیم شود \bar{y}_k^l است. قانون تطبیق در الگوریتم گرادیان نزولی به صورت زیر داده شده است [۲۶]:

$$\bar{y}_{k+1}^l = \bar{y}_k^l - \alpha \frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l} \quad (24-4)$$

در اینجا α ثابت مثبت است و سرعت همگرایی را مشخص می‌کند و $\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l} = - \frac{z_k^l (F_k - \hat{F}_k)}{\sum_{L=1}^9 z_k^l} \quad (25-4)$$

توجه داشته باشید که F_k یک تابع نامعلوم و غیر قابل اندازه‌گیری است. بنابراین F_k در دسترس نیست و نمی‌تواند در قانون تطبیق استفاده شود. برای حل مشکل، روش جدیدی با جایگذاری (۴-۱۷) در (۴-۲۵) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l} = - \frac{z_k^l (\dot{e}_k + k_p e_k)}{\sum_{L=1}^9 z_k^l} \quad (26-4)$$

مدل معادله (۴-۴) با هدف خاصی پیشنهاد شده است. روش استفاده شده برای محاسبه $\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l}$ در (۴-۲۶)

برای الگوریتم گرادیان نزولی بیان می‌کند که الگوریتم، اطلاعات ورودی خروجی برای تابع را نیاز ندارد و به جای آن از خطای ردگیری و مشتقاتش که قابل اندازه‌گیری هستند، استفاده شده است. با جایگذاری

(۴-۲۶) در (۴-۲۴) قانون تطبیق به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\bar{y}_{k+1}^l = \bar{y}_k^l + \alpha \frac{z_k^l (\dot{e}_k + k_p e_k)}{\sum_{L=1}^9 z_k^l} \quad (27-4)$$

۴-۴ تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، \dot{q} و I_a بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب q_d باید نرم باشد به طوری که q_d و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز در دسترس باشند و همه به طور یکنواخت محدود شوند [۸۰]. نرم بودن مسیر مطلوب با استفاده از طراحی یک مسیر مناسب می‌تواند تضمین شود. مفهوم فیزیکی نرم بودن مسیر آن است که q و \dot{q} نمی‌تواند به صورت ناگهانی تحت تأثیر گشتاورهای محدود تغییر کند.

بعنوان شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)| \leq \varphi_{\max}$ محدود شده است. به عنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل کننده مقاوم باید اغتشاش خارجی محدود باشد. برای بازوی مکانیکی ربات، عدم قطعیت از نوع غیر تصادفی فرض می‌شود که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است [۸۰]. طراحی کنترل باید برای بدترین حالت ممکن عدم قطعیت در باند شناخته شده طراحی شود. با استفاده از قانون کنترل (۴-۶) فرضیات زیر را داریم:

فرض ۳: ولتاژ موتور به صورت $|v| \leq v_{\max}$ محدود شده است.

فرض ۴: موتور باید به اندازه‌ای کافی به منظور راندن ربات برای ردگیری سرعت مفصل مطلوب تحت ولتاژ مجاز ماکزیمم، قوی باشد.

سیستم حلقه بسته (۴-۹) بیان می‌کند که ولتاژ هر موتور، v_k ، با توجه به اینکه $v_k = v_{\max} \text{sat}(u_k / v_{\max})$ و $|v_{\max} \text{sat}(u_k / v_{\max})| \leq v_{\max}$ است، محدود می‌باشد. مطابق با اثبات ارائه شده بوسیله [۷۹]، در ربات‌های الکتریکی وقتی که ولتاژ موتور محدود است، سرعت موتور \dot{q} ، جریان موتور I_a و \dot{I}_a محدود هستند. محدود بودن q به صورت زیر اثبات می‌شود:

با در نظر گرفتن قانون کنترل (۴-۷)، باید محدود بودن q را در سه مرحله $u_k > v_{\max}$ ، $|u_k| \leq v_{\max}$ و $u_k < -v_{\max}$ بررسی نماییم.

در حالت $|u_k| \leq v_{\max}$ ، سیستم حلقه بسته (۴-۱۷) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\dot{e}_k + k_p e_k = w \quad (28-4)$$

که $w = F_k - \hat{F}_k$. معادله دیفرانسیل خطی مرتبه اول (28-4) با $k_p > 0$ مبنی بر روش روث هرولتز یک سیستم پایدار است. خروجی e_k محدود است اگر ورودی w محدود باشد. الگوریتم گرادیان نزولی، کاهش خطا را بوسیله $E_k = \frac{1}{2}(F_k - \hat{F}_k)^2$ در معادله (23-4) بوجود می‌آورد. بنابراین $|F_k - \hat{F}_k|$ ، محدود است. با $w = F_k - \hat{F}_k$ ، محدود بودن e_k اثبات شد. با استفاده از معادله (18-4)، $q_k = q_{d,k} - e_k$ را داریم. بنابراین محدود بودن q_k اثبات می‌شود.

در حالت $u_k > v_{\max}$ ، با جایگذاری (8-4) به $u_k > v_{\max}$ داریم:

$$\dot{q}_{d,k} + k_p (q_{d,k} - q_k) + \hat{F}_k > v_{\max} \quad (29-4)$$

با جایگذاری (11-4) به (29-4) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{q}_k + k_p q_k < \dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k} \quad (30-4)$$

از آنجا که $|\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}| \leq \dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}$ ، می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{q}_k + k_p q_k < |\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}| \quad (31-4)$$

در حالت $u_k < -v_{\max}$ ، با جایگذاری (8-4) به $u_k < -v_{\max}$ داریم:

$$\dot{q}_{d,k} + k_p (q_{d,k} - q_k) + \hat{F}_k < -v_{\max} \quad (32-4)$$

با جایگذاری (14-4) به (32-4) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k} < \dot{q}_k + k_p q_k \quad (33-4)$$

از انجاییکه $|\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}| \leq -\dot{q}_{d,k} - k_p q_{d,k}$ ، می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$-\left|\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}\right| < \dot{q}_k + k_p q_k \quad (34-4)$$

با استفاده از (31-4) و (34-4) داریم:

$$|\dot{q}_k + k_p q_k| < |\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}| \quad (35-4)$$

با در نظر گرفتن:

$$\dot{q}_k + k_p q_k = w \quad (36-4)$$

که w با در نظر گرفتن (35-4) و (36-4) به صورت زیر محدود است:

$$|w| < |\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}| \quad (37-4)$$

و $|\dot{q}_{d,k} + k_p q_{d,k}|$ با استفاده از فرض ۱ مقدار محدودی است. معادله (36-4) تحت ورودی محدود، یک

سیستم خطی پایدار است. بنابراین، خروجی آن q_k محدود است.

از این رو برای هر موتور، موقیت مفصل q ، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a محدود هستند. در نتیجه

محدودیت حالت‌های بردارهای q ، \dot{q} و I_a اثبات شد.

۵-۴ نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات هنرمند با در نظر گرفتن موتورهای

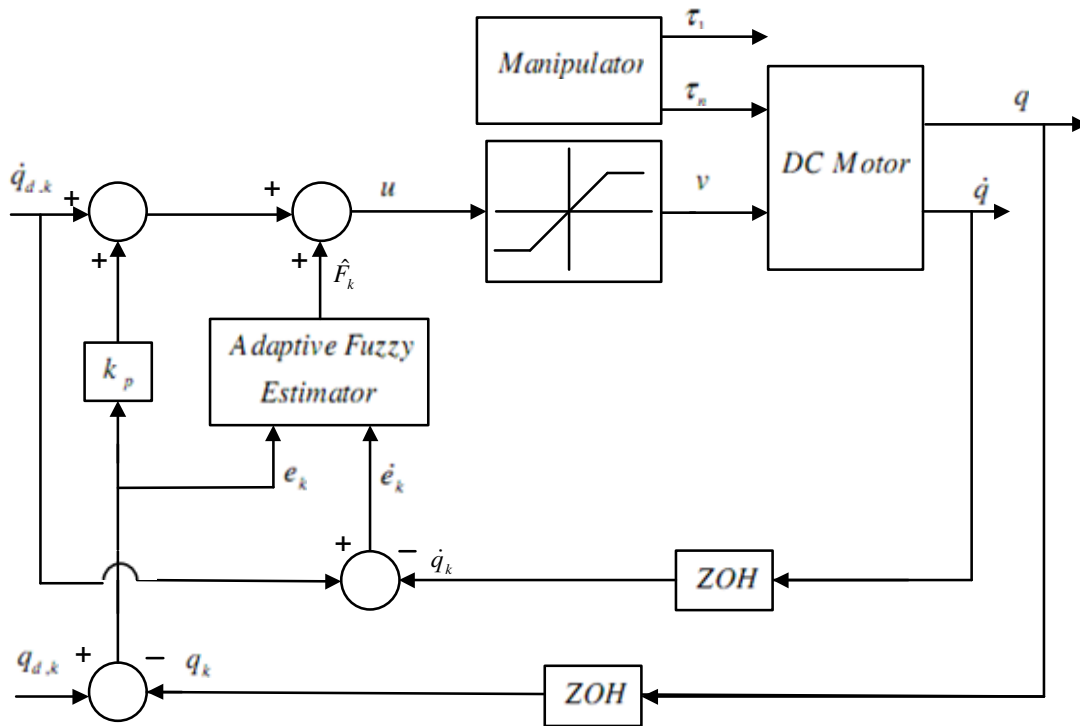
هر مفصل شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین

برای کنترل موتورهای هر مفصل از کنترل‌کننده جداگانه برای هر موتور استفاده می‌شود. ماکزیمم ولتاژ

هر موتور $u_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت -

هارتنبگ ربات هنرمند در جدول (۳-۲) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۴-۲) داده شده‌اند.

دیگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل (۲-۴) ترسیم شده است.



شکل (۲-۴) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی

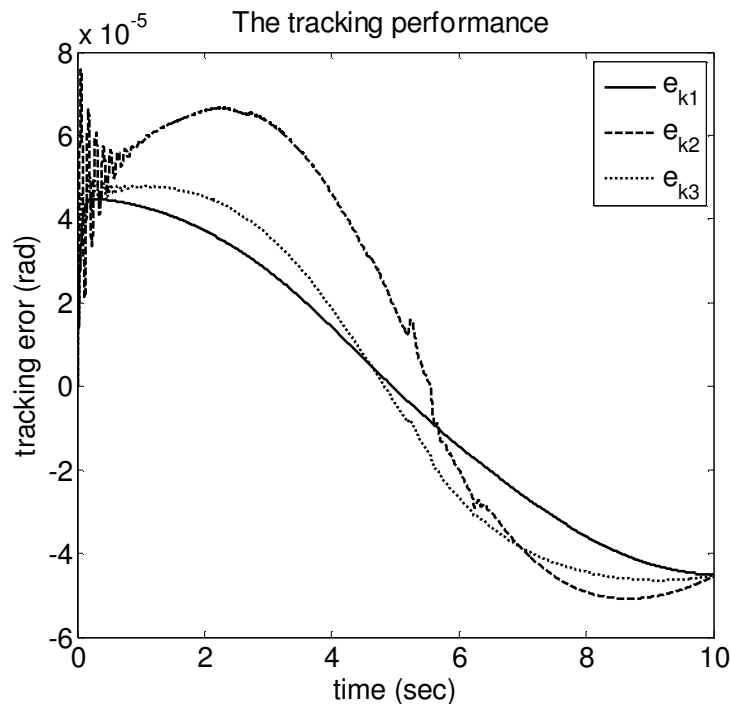
۱-۵-۴ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

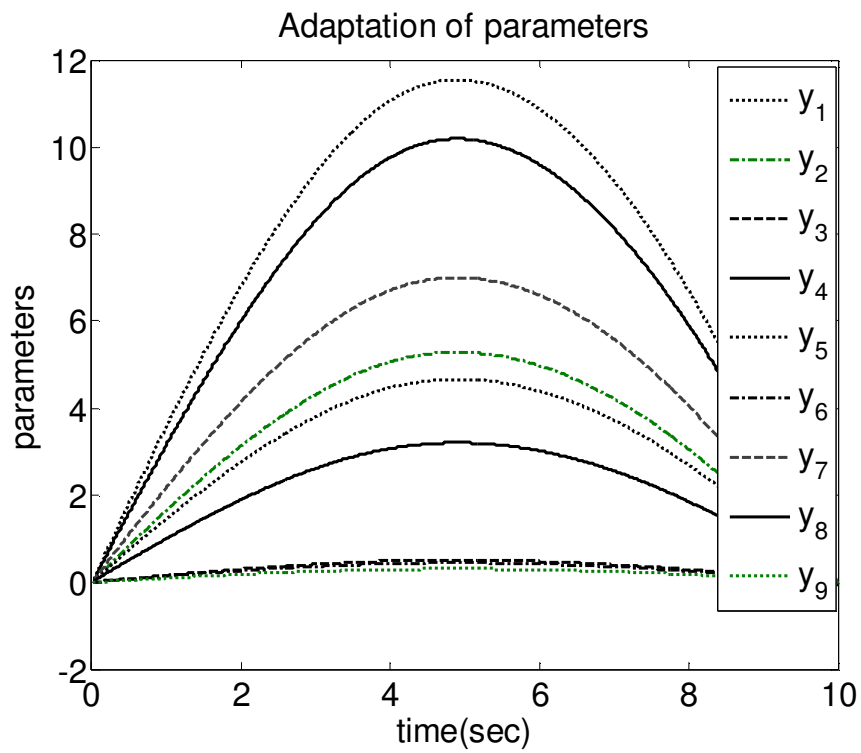
$$q_{d,k} = 1 - \cos(\pi kT / 10) \quad \text{for} \quad 0 \leq kT < 10 \quad (۳۸-۴)$$

مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل (۱۱-۳) یکسان در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{y}_k^l(0) = 0$ ، $\alpha = 15$ و $k_p = 10$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی زمان گسسته در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. نمادهای e_1 ، e_2 و e_3 خطای ردگیری برای مفصل‌های ۱، ۲ و ۳ هستند. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل

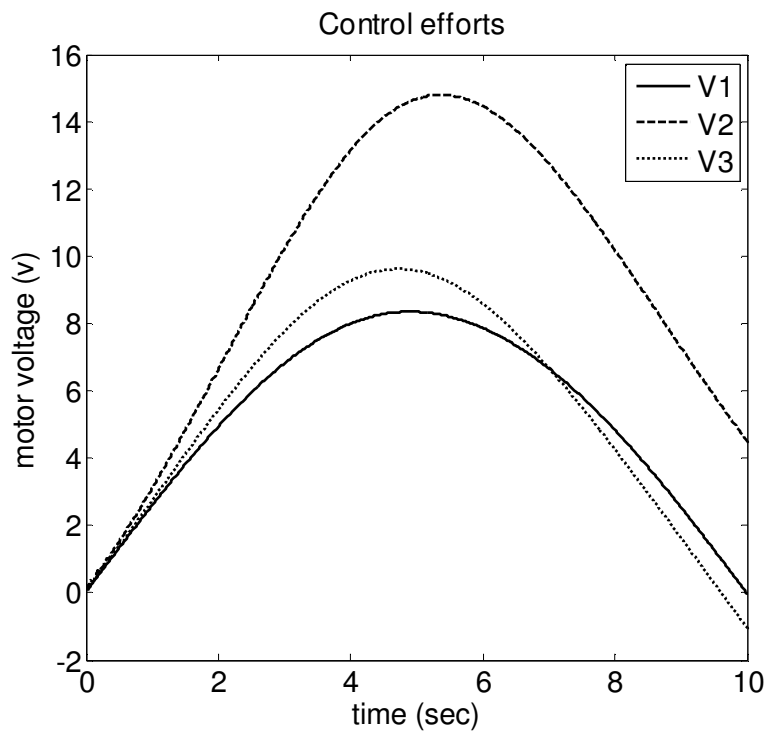
دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-4.32 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل (۴-۴) نشان داده شده است. با استفاده از شکل (۴-۴)، بردار پارامترها نمی‌تواند به مقدار ثابتی همگرا شوند. بر اساس برخی شرایط لازم و کافی، بردار پارامترها می‌تواند به مقدار واقعی در کنترل تطبیق همگرا شوند [۸۲]. اگر سیگنال مرجع به اندازه‌ای کافی از فرکانس‌های مختلف تشکیل شود آنگاه بردار پارامترها به مقدار واقعی همگرا می‌شوند. مسیر مطلوب در شکل (۳-۱۱) نشان داده شده است که از لحاظ فرکانسی غنی نیست. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل (۴-۵) نمایش داده شده است.



شکل (۴-۳) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته



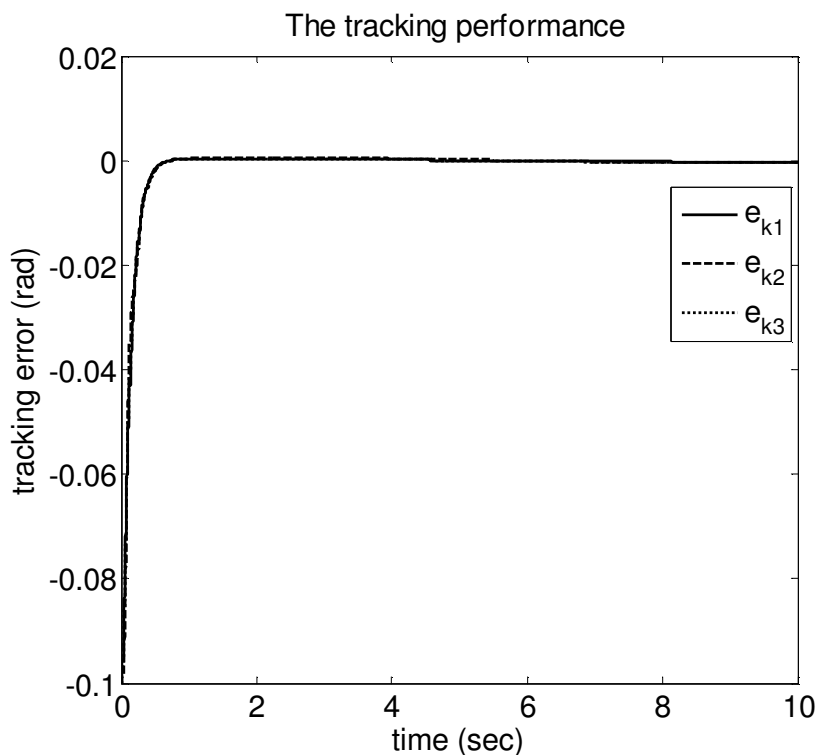
شکل (۴-۴) تطبیق پارامترهای سیستم فازی



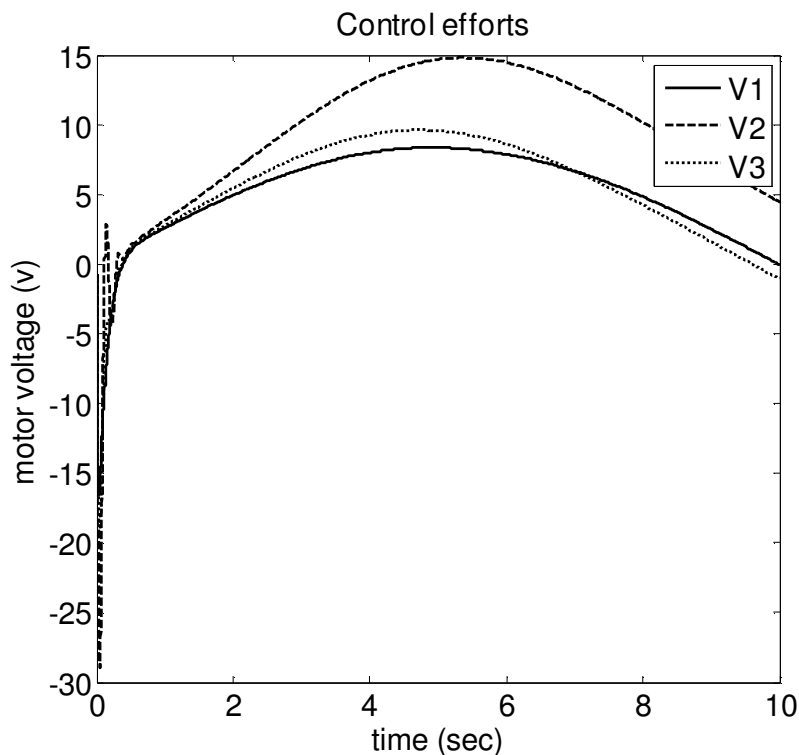
شکل (۴-۵) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

۴-۵-۲ کنترل با شرایط اولیه

در این قسمت از شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{y}_k^l(0) = 0$ ، $\alpha = 7$ و $k_p = 7$ انتخاب شده‌اند. اثر خطای اولیه مورد بررسی قرار گرفته است در حالی که مقدار -0.1 رادیان به عنوان خطاهای اولیه به مفاصل داده شده‌اند. سیستم کنترلی از یک نقطه که دور از نقطه تعادل هست شروع می‌کند، هر چند که در ادامه به خوبی به سمت نقطه تعادل می‌رود. خطای ردیابی به مقداری حدود -2.73×10^{-4} rad کاهش پیدا می‌کند در صورتی که از -0.1 شروع می‌کند که در شکل (۴-۶) نشان داده شده است. پاسخ‌ها به نرمی برای کاهش اندازه خطای‌های ردگیری رفتار می‌کنند. در این شبیه‌سازی، مقاوم بودن سیستم از لحاظ پایداری و عملکرد ردگیری، در هدایت سیستم به سمت نقطه تعادل ارائه شده است. برای از بین بردن خطای اولیه غیر صفر تلاش کنترلی در لحظات اولیه دارای جهش می‌باشد. همان طور که در شکل (۴-۷) نمایش داده شده است ولتاژ موتورها رفتار نرمی تحت ماکزیمم ولتاژ مجاز دارند.



شکل (۴-۶) عملکرد ردگیری با شرایط اولیه در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل (۷-۴) ولتاژ موتورها با شرایط اولیه در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

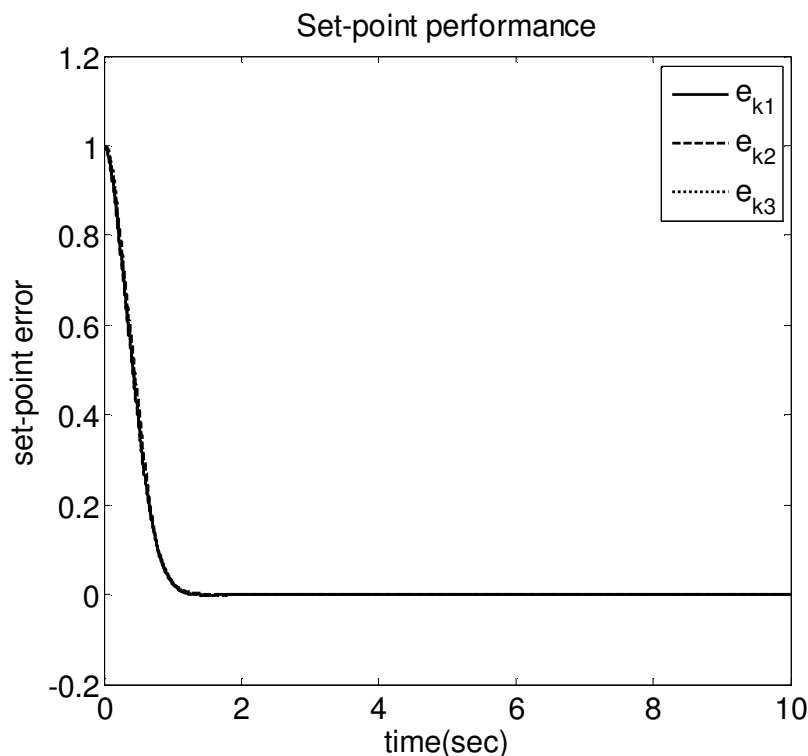
۳-۵-۴ کنترل با تنظیم

در این قسمت از شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{y}_k^l(0) = 0$ ، $\alpha = 1$ و $k_p = 2$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. شکل (۸-۴) عملکرد تنظیم مفاصل را نمایش می‌دهد. بیشترین مقدار خطا مربوط به مفصل ۲ با مقدار $9.1 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌گردد سیستم کنترل در تنظیم عملکرد مناسبی دارد. خطای ماندگار تقریباً صفر است و فراجاهش دیده نمی‌شود.

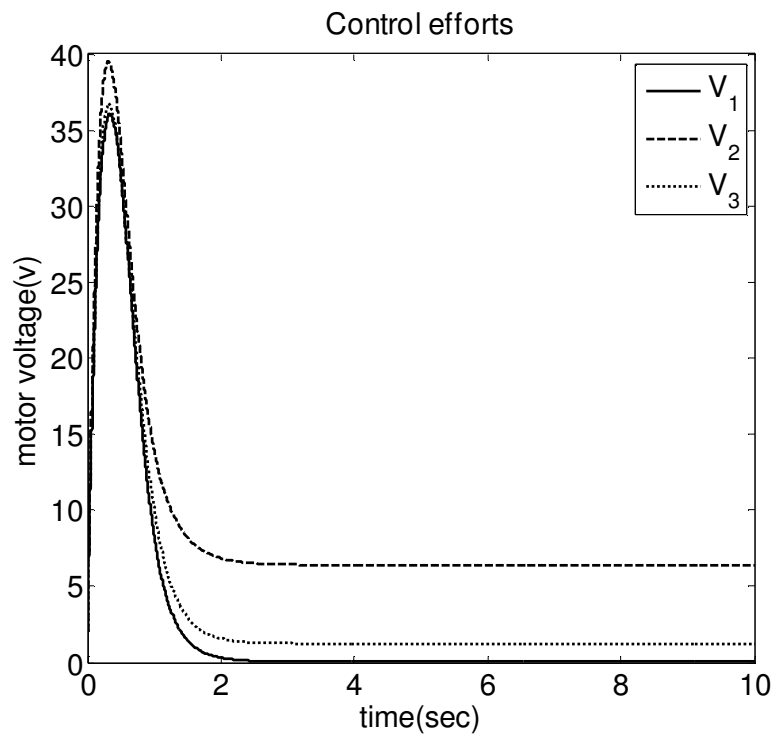
ولتاژ موتورها در شکل (۹-۴) نشان داده شده‌اند. از آنجاییکه خطای اولیه بزرگ است سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ هستند. ولتاژ موتور مفصل ۲ برای غلبه بر نیروی گرانشی دارای مقدار است. ولتاژ سایر موتورها در پایان تقریباً صفر است زیرا باری روی آنها نیست.

همگرایی پارامترهای کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی نیز در شکل (۴-۱۰) قابل مشاهده است. پارامترها در تنظیم به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند. همان طور که در شکل مشاهده می‌گردد پارامترها در روند تطبیق شرکت نموده‌اند. زیرا خطای اولیه بزرگ است و تقریباً همه قوانین فازی برای کاهش خطا فعال می‌شوند.

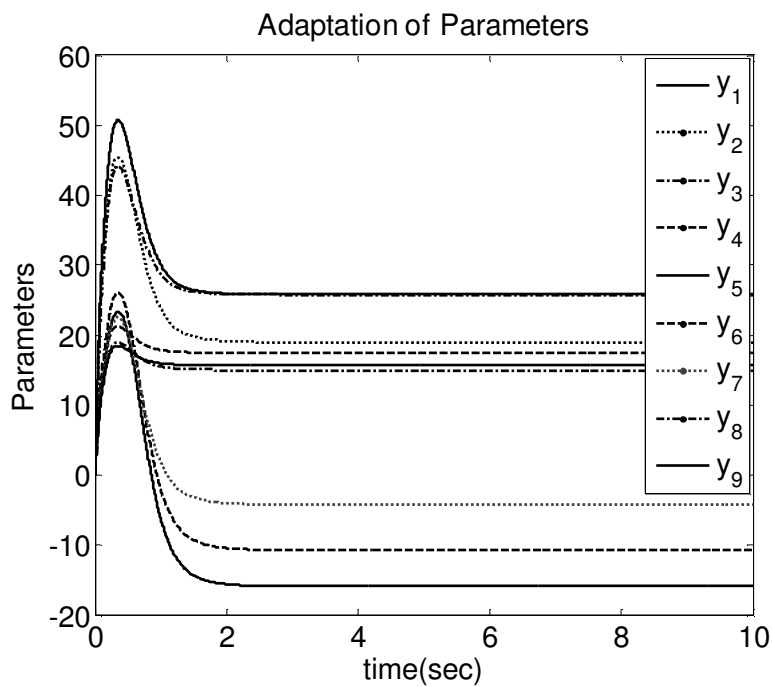
در نهایت بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته با راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری خوب و عملکرد تنظیم بسیار مناسبی است. این روش در مقابله با عدم قطعیت‌ها موفق بوده و سیستم کنترل مقاوم است و به مدل بازوی رباتیک وابسته نمی‌باشد. همان طور که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. این روش به صورت مفصل مستقل به سیستم رباتیک اعمال شده و هر موتور به صورت جداگانه کنترل می‌گردد. بنابراین پیاده سازی عملی آن ساده می‌باشد.



شکل (۴-۸) عملکرد تنظیم در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل (۹-۴) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در تنظیم



شکل (۱۰-۴) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم

فصل پنجم:

کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی با استفاده از پس خورد موقعیت

۵-۱ مقدمه

این فصل یک روش جدید کنترل گسسته مستقل از مدل را برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ تنها با اندازه‌گیری موقعیت ارائه می‌دهد. در اینجا کنترل کننده فازی تطبیقی به شکل تاکاگی-سوگنو-کانگ است که با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی تطبیق می‌شوند. در این الگوریتم کنترلی هیچ اطلاعاتی از تابع نامعینی برای تقریب نامعینی نیاز نداریم و به جای آن از خطا و نمونه‌های لحظات قبل آن استفاده می‌کنیم. اکثر الگوریتم‌های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک‌های متغیرهای حالت را نیاز دارد. پیاده‌سازی عملی این روش کنترلی آسان است از آنجا که ساختار غیرمتمرکز دارد و فقط از موقعیت مفصل اندازه‌گیری می‌کند. بنابراین الگوریتم کنترل پیشنهادی نیاز به اندازه‌گیری سرعت، شتاب و جریان موتور ندارد. کنترل گسسته پیشنهادی در برابر همه نامعینی‌ها مقاوم است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد صحیح این روش را تأیید می‌کند و پایداری سیستم کنترل را اثبات خواهیم کرد.

۵-۲ قانون کنترل پیشنهادی

معادله الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$v = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} + \varphi \quad (۱-۵)$$

متغیر φ اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد. دینامیک سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = \ddot{q} + g \quad (۲-۵)$$

که g به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$g = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} + \varphi - \ddot{q} \quad (۳-۵)$$

به منظور پیشنهاد یک کنترل کننده مستقل از مدل، سیستم (۲-۵) را می‌توان در نظر گرفت که در آن g نامعینی را بیان می‌کند.

با استفاده از معادله (۲-۵) می‌توان یک سیستم خطی گسسته با دوره نمونه‌برداری T بدست آورد که T یک ثابت مثبت کوچک است. با جایگذاری kT به T برای $kT \leq t < (k+1)T$ و $k = 1, 2, \dots$ مدل زمان-گسسته سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = \ddot{q}_k + g_k + \varepsilon_1 \quad (۴-۵)$$

که $\ddot{q}_k = \ddot{q}(kT)$ و $g_k = g(kT)$ و خطای گسسته‌سازی ε_1 به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\varepsilon_1 = \ddot{q} - \ddot{q}_k + g - g_k \quad (۵-۵)$$

قانون کنترل فازی تطبیقی گسسته را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$v = \ddot{q}_{d,k} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} + f_k \quad (۶-۵)$$

که v خروجی کنترل‌کننده است و به ولتاژ ورودی موتور داده می‌شود. $e_k = q_{d,k} - q_k$ خطای ردیابی در زمان نمونه‌برداری فعلی T ، $e_{k-1} = q_{d,k-1} - q_{k-1}$ ، زمان نمونه‌برداری در لحظه قبلی e_k و k_1 و k_2 پارامترهای طراحی کنترل هستند. عبارت f_k یک سیستم فازی تطبیقی برای جبران نامعینی است. $\ddot{q}_{d,k}$ مقدار زمان-گسسته شتاب مفصل مطلوب $\ddot{q}_d(t)$ را با استفاده از تبدیل نگهدار مرتبه صفر مشخص می‌کند و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\ddot{q}_{d,k} = \ddot{q}_d(kT) \quad \text{for } kT \leq t < (k+1)T \text{ and } k = 0, \dots \quad (۷-۵)$$

۳-۵ تخمین‌گر فازی تطبیقی گسسته

با جایگذاری قانون کنترل (۶-۵) در مدل زمان-گسسته سیستم (۴-۵)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{e}_k + k_1 \dot{e}_k + k_2 e_{k-1} = g_k + \varepsilon_1 - f_k \quad (۸-۵)$$

که $\ddot{q}_k - \ddot{q}_{d,k} = \ddot{e}_k$. به دلیل مشکلات پیاده سازی عملی برای بدست آوردن \dot{e}_k می توان آن را با استفاده از تابع مشتق به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\dot{e}_k = \frac{e_k - e_{k-1}}{T} + \varepsilon_2 \quad (9-5)$$

با استفاده از

$$\ddot{e}_k = \frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T^2} + \varepsilon_2 \quad (10-5)$$

که در آن ε_2 خطای گسسته سازی است. معادله (۸-۵) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2} = G_k - f_k \quad (11-5)$$

که در آن

$$a_1 = k_1 + \frac{1}{T^2}, \quad a_2 = k_2 - \frac{2}{T^2}, \quad a_3 = \frac{1}{T^2}, \quad G_k = g_k + \varepsilon_1 - \varepsilon_2 \quad (12-5)$$

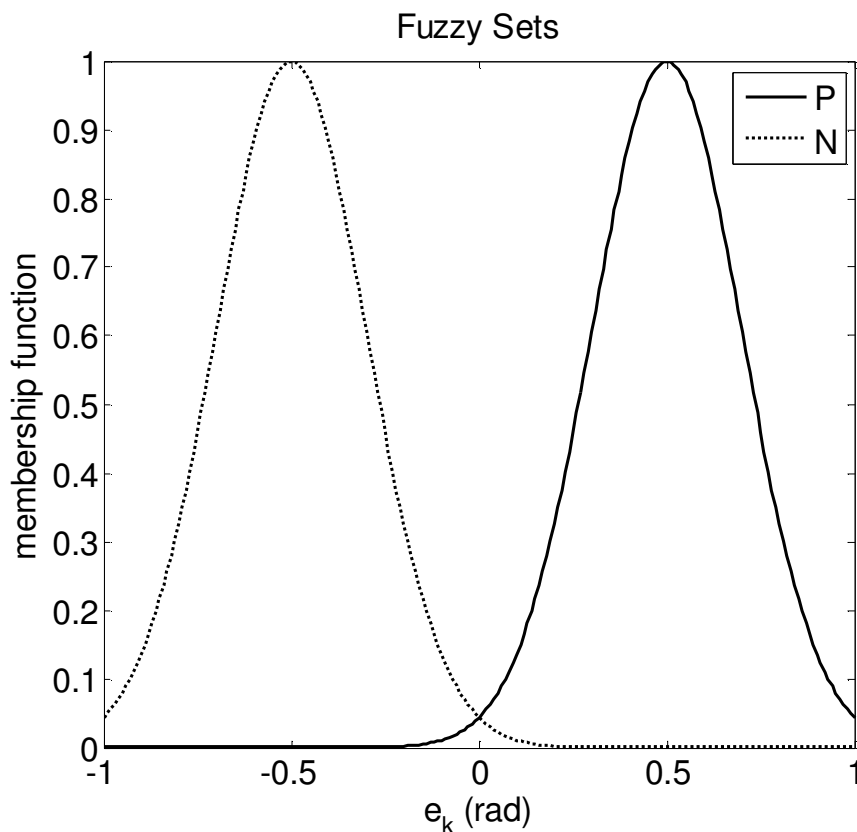
فرض می کنیم که \hat{F}_k خروجی سیستم فازی با ورودی های e_k و e_{k-1} و e_{k-2} می باشد. اگر دو مجموعه فازی برای هر ورودی فازی داشته باشیم کل فضای کنترلی بوسیله هشت قانون فازی پوشانده خواهد شد. قوانین فازی در نوع تاکاگی-سوگنو-کانگ به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$FR_l : \text{if } e_k \text{ is } A_1^l \text{ and } e_{k-1} \text{ is } A_2^l \text{ and } e_{k-2} \text{ is } A_3^l \quad (13-5)$$

$$\text{then } f_k^l = c_{0,k}^l + c_{1,k}^l e_k + c_{2,k}^l e_{k-1} + c_{3,k}^l e_{k-2}$$

در اینجا FR_l ، $l = 1, \dots, 8$ را مشخص می کند. در l امین قانون A_1^l ، A_2^l و A_3^l به ترتیب توابع عضویت فازی متعلق به متغیرهای فازی e_k ، e_{k-1} و e_{k-2} هستند. توابع عضویت گوسین به نام های مثبت (P) و منفی (N) برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل (۵-۱) نشان داده شده، تعریف می شود. توابع عضویت گوسین برای ورودی e_{k-1} و e_{k-2} نیز مشابه e_k تنظیم شده اند. ضرایب $c_{3,k}^l$ و $c_{2,k}^l$ ، $c_{1,k}^l$ ، $c_{0,k}^l$ پارامترهای طراحی هستند.

قوانین فازی باید معلوم باشند به طوری که سیستم کنترل به نقطه تعادل برود. می‌توانیم از دانش افراد خبره، روش آزمایش و خطا یا الگوریتم بهینه‌سازی برای طراحی کنترل‌کننده فازی استفاده کنیم. قوانین فازی در جدول (۱-۵) داده شده‌اند. در اینجا، f_k با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی برای کمترین خطای ردیابی تطبیق می‌شود.



شکل (۱-۵) تابع عضویت ورودی e_k

اگر از موتور استنتاج ضرب، فازی‌ساز منفرد، غیر فازی‌ساز میانگین مراکز و توابع عضویت گوسین استفاده کنیم، سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود [۲۶]:

$$f_k = \frac{\sum_{l=1}^8 f_k^l z_k^l}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} \quad (۱۴-۵)$$

جدول (۵-۱) قوانین فازی

e_k	e_{k-1}	e_{k-2}	f_k^l
N	N	N	f_k^1
N	N	P	f_k^2
N	P	N	f_k^3
N	P	P	f_k^4
P	N	N	f_k^5
P	N	P	f_k^6
P	P	N	f_k^7
P	P	P	f_k^8

که

$$z_{,k}^l = \mu_{A_1^l}(e_k) \mu_{A_2^l}(e_{k-1}) \mu_{A_3^l}(e_{k-2}) \quad (۱۵-۵)$$

$$f_k^l = c_{0,k}^l + c_{1,k}^l e_k + c_{2,k}^l e_{k-1} + c_{3,k}^l e_{k-2} \quad (۱۶-۵)$$

در اینجا $\mu_{A_1^l}(e_k) \in [0,1]$ ، $\mu_{A_2^l}(e_{k-1}) \in [0,1]$ و $\mu_{A_3^l}(e_{k-2}) \in [0,1]$ به ترتیب توابع عضویت برای مجموعه‌های فازی $\mu_{A_1^l}$ ، $\mu_{A_2^l}$ و $\mu_{A_3^l}$ هستند. هدف طراحی یک سیستم فازی f_k است به طوری که

خطای تخمین

$$E_k = \frac{1}{2} (G_k - f_k)^2 \quad (۱۷-۵)$$

مینیمم شود. برای این هدف پارامترهای $c_{0,k}^l$ ، $c_{1,k}^l$ ، $c_{2,k}^l$ و $c_{3,k}^l$ باید آنلاین تنظیم شود. قانون تطبیق در الگوریتم گرادیان نزولی به صورت زیر داده شده است [۲۶]:

$$c_{i,k+1}^l = c_{i,k}^l - \alpha \frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l} \text{ for } i = 0, \dots, 3 \quad (18-5)$$

در اینجا α ثابت مثبت است و سرعت همگرایی را مشخص می‌کند و $\frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l} = \frac{\partial E_k}{\partial f_k} \frac{\partial f_k}{\partial f_k^l} \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{i,k}^l} \text{ for } i = 0, \dots, 3 \quad (19-5)$$

با استفاده از (17-5)، می‌توان $\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = f_k - G_k$ را محاسبه نمود. G_k نامعینی و نامعلوم است بنابراین در

دسترس نیست. با جایگذاری (11-5) برای $G_k - f_k$ در $\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = f_k - G_k$ داریم:

$$\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = -(a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2}) \quad (20-5)$$

در نتیجه، $\frac{\partial E_k}{\partial f_k}$ را می‌توان به آسانی به صورت (20-5) تنها با استفاده از اندازه‌گیری خطای موقعیت

مفصل محاسبه نمود. بنابراین، الگوریتم گرادیان نزولی به اطلاعات ورودی-خروجی برای تابع نامعلوم G_k

نیاز ندارد و به جای آن از خطای ردگیری e_k و زمان‌های نمونه‌برداری قبل از آن که قابل اندازه‌گیری

هستند، استفاده شده است.

از معادله (14-5) داریم:

$$\frac{\partial f_k}{\partial f_k^l} = \frac{z_k^l}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} \quad (21-5)$$

از (16-5) برای $i = 0, \dots, 3$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial f_k^l}{\partial c_{0,k}^l} = 1 \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{1,k}^l} = e_k \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{2,k}^l} = e_{k-1} \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{3,k}^l} = e_{k-2} \quad (22-5)$$

با جایگذاری معادله‌های (۲۰-۵)، (۲۱-۵) و (۲۲-۵) در (۱۹-۵) داریم:

$$c_{0,k+1}^l = c_{0,k}^l + \alpha \frac{z_k^l (a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} \quad (23-5)$$

$$c_{1,k+1}^l = c_{1,k}^l + \alpha \frac{z_k^l (a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} e_k \quad (24-5)$$

$$c_{2,k+1}^l = c_{2,k}^l + \alpha \frac{z_k^l (a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} e_{k-1} \quad (25-5)$$

$$c_{3,k+1}^l = c_{3,k}^l + \alpha \frac{z_k^l (a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} e_{k-2} \quad (26-5)$$

۴-۵ تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، \dot{q} و I_a بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب q_d باید نرم باشد به طوری که q_d و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز در دسترس باشند و همه به طور یکنواخت محدود شوند [۸۰].

بعنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)| \leq \varphi_{\max}$ محدود شده است.

سیستم حلقه بسته (۱۱-۵) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2} = w \quad (27-5)$$

که $w = G_k - f_k$. معادله دیفرانسیل خطی مرتبه دوم (۲۷-۵) مبنی بر روش پایداری جوری یک سیستم

پایدار است. خروجی e_k محدود است اگر ورودی w محدود باشد. الگوریتم گرادیان نزولی، کاهش خطا را

بوسیله $E_k = \frac{1}{2}(G_k - f_k)^2$ در معادله (۱۷-۵) بوجود می‌آورد. بنابراین $w = G_k - f_k$ محدود است. در

سیستم (۲۷-۵)، محدود بودن ورودی w بیان می‌کند که:

نتیجه ۱: e_k, e_{k-1} و e_{k-2} محدود هستند.

ما $q_k = q_{d,k} - e_k$ را داریم. مطابق با فرض ۱، $q_{d,k}$ محدود است. بنابراین

نتیجه ۲: موقعیت مفصل q_k محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_1^l}, \mu_{A_2^l}, \mu_{A_3^l} \in [0, 1]$ ، مطابق با معادله (۱۵-۵) می‌توان $|z_k^l| \leq 1$ را نتیجه گرفت. از این رو

نتیجه ۳: تابع z_k^l محدود است.

پارامترهای $c_{0,k+1}^l, c_{1,k+1}^l, c_{2,k+1}^l$ و $c_{3,k+1}^l$ به صورت معادله‌های (۲۳-۵) تا (۲۶-۵) بیان شده‌اند که در

آنها a_1, a_2 و a_3 ثابت هستند. همان طوری که در نتیجه ۱ بیان شد e_k, e_{k-1} و e_{k-2} محدود هستند.

محدودیت تابع z_k^l در نتیجه ۳ بررسی شد. بنابراین:

نتیجه ۴: پارامترهای $c_{0,k+1}^l, c_{1,k+1}^l, c_{2,k+1}^l$ و $c_{3,k+1}^l$ محدود هستند.

با استفاده از نتیجه ۱، نتیجه ۴ و معادله (۱۶-۵) می‌توان گفت که:

نتیجه ۵: تابع f_k^l محدود است.

با در نظر گرفتن معادله (۱۴-۵)، نتیجه ۳ و نتیجه ۵، می‌توان نتیجه گرفت که:

نتیجه ۶: تابع f_k محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل معادله (۶-۵) و با استفاده از فرض ۱ برای محدود بودن $\ddot{q}_{d,k}$ ، نتیجه ۶

برای محدودیت f_k و نتیجه ۱ برای محدود بودن e_k و e_{k-1} ، داریم که:

نتیجه ۷: ولتاژ موتور v محدود است.

با ضرب طرفین معادله (۱-۵) در I_a ، معادله توان به صورت زیر بدست می‌آید:

$$vI_a = RI_a^2 + LI_a \dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{q} I_a + \phi I_a \quad (28-5)$$

موتور توان الکتریکی vI_a را گرفته و توان مکانیکی $K_b r^{-1} \dot{q} I_a$ را که در معادله (28-5) بیان شده تولید می‌کند. ترم RI_a^2 توان اتلافی در سیم پیچ‌ها و ترم $LI_a \dot{I}_a$ مشتق انرژی ذخیره شده می‌باشد. معادله (28-5) را برای $t > 0$ می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\int_0^t (v - \phi) I_a dt = \int_0^t RI_a^2 dt + \int_0^t LI_a \dot{I}_a dt + \int_0^t K_b r^{-1} \dot{q} I_a dt \quad (29-5)$$

با $I_a(0) = 0$ معادله (29-5) به صورت زیر است:

$$\int_0^t (v - \phi) I_a dt = RI_a^2 t + 0.5LI_a^2 + \int_0^t K_b r^{-1} \dot{q} I_a dt \quad (30-5)$$

از آن جایی که $RI_a^2 t \geq 0$ و $0.5LI_a^2 \geq 0$ ، داریم:

$$\int_0^t K_b r^{-1} \dot{q} I_a dt \leq \int_0^t (v - \phi) I_a dt \quad (31-5)$$

کران بالای انرژی مکانیکی به شکل زیر داده شده است:

$$\int_0^t K_b r^{-1} \dot{q} I_a dt = \int_0^t (v - \phi) I_a dt \quad (32-5)$$

از آن جایی که در کران بالای انرژی مکانیکی

$$K_b r^{-1} \dot{q} = v - \phi \quad (33-5)$$

بنابراین \dot{q} به صورت $|\dot{q}| \leq (|v| + |\phi|) / K_b r^{-1}$ محدود شده است از این رو:

نتیجه ۸: سرعت موتور \dot{q} محدود است.

با استفاده از معادله (1-5) می‌توان نوشت:

$$RI_a + LI_a \dot{I}_a = w \quad (34-5)$$

که

$$w = v - K_b r^{-1} \dot{q} - \phi \quad (35-5)$$

معادله (35-5) و محدود بودن v در نتیجه ۷، \dot{q} در نتیجه ۸ و ϕ در فرض ۲، بیان می‌کند که:

نتیجه ۹: w محدود است.

معادله دیفرانسیل خطی (۳۴-۵) مبنی بر معیار روث هرویتز یک سیستم خطی پایدار است. محدود بودن ورودی w بیان می‌کند که:

نتیجه ۱۰: جریان موتور I_a محدود است.

با استفاده از معادله (۳۴-۵) و محدود بودن w در نتیجه ۹ و I_a در نتیجه ۱۰، می‌توان گفت که:

نتیجه ۱۱: \dot{I}_a محدود است.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۲، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a در نتیجه ۸، محدود هستند. بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۱۲: بردارهای حالت q ، \dot{q} و I_a محدود هستند.

بنابراین، پایداری اثبات شد.

۵-۵ نتایج شبیه‌سازی

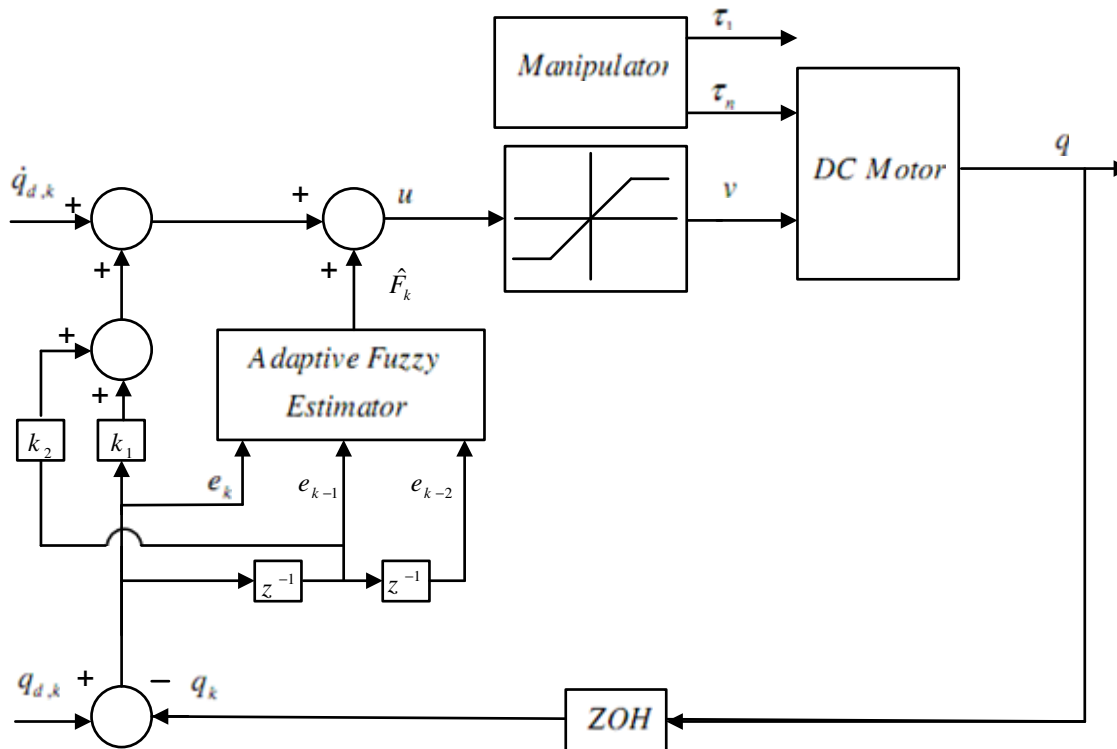
برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات هنرمند با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $v_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول (۳-۲) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۴-۲) داده شده‌اند. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل (۲-۵) ترسیم شده است.

۱-۵-۵ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

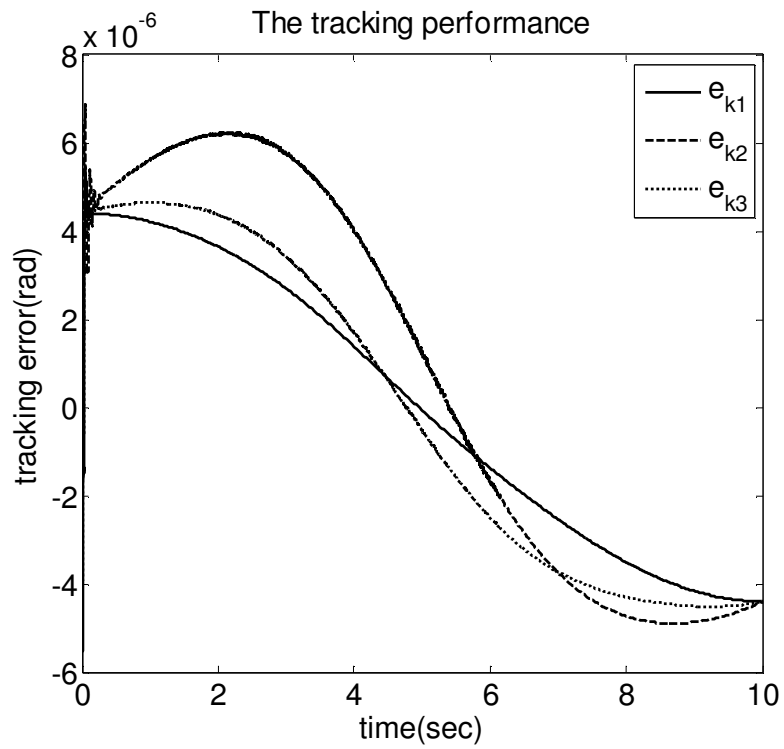
$$q_{d,k} = 1 - \cos(\pi k T / 10) \quad \text{for} \quad 0 \leq k T < 10 \quad (36-5)$$

مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل (۳-۱۱) یکسان در نظر گرفته شده است.

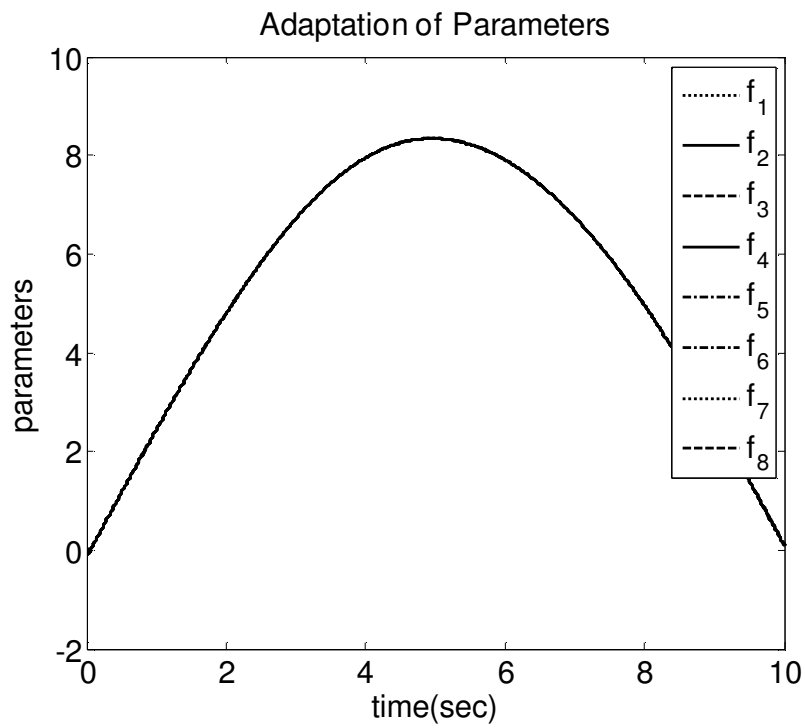


شکل (۲-۵) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی

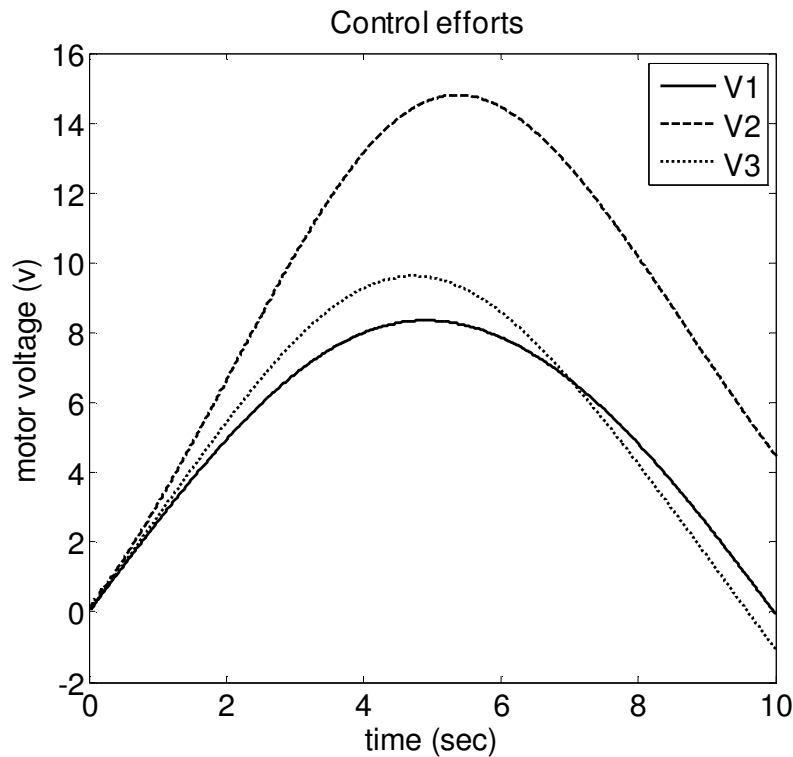
در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{c}_{3,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{2,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{1,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{0,k}^{-1}(0) = 0$ در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{c}_{3,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{2,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{1,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\bar{c}_{0,k}^{-1}(0) = 0$ ، $\alpha = 0.5$ ، $k_1 = 9000$ و $k_2 = 500$ انتخاب شده‌اند. هر چهار کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته در شکل (۳-۵) نشان داده شده است. نمادهای e_1 ، e_2 و e_3 خطای ردگیری برای مفصل‌های ۱ ، ۲ و ۳ هستند. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-4.32 \times 10^{-6} \text{ rad}$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل (۵-۵) نمایش داده شده است.



شکل (۳-۵) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل (۴-۵) تطبیق پارامترهای سیستم فازی



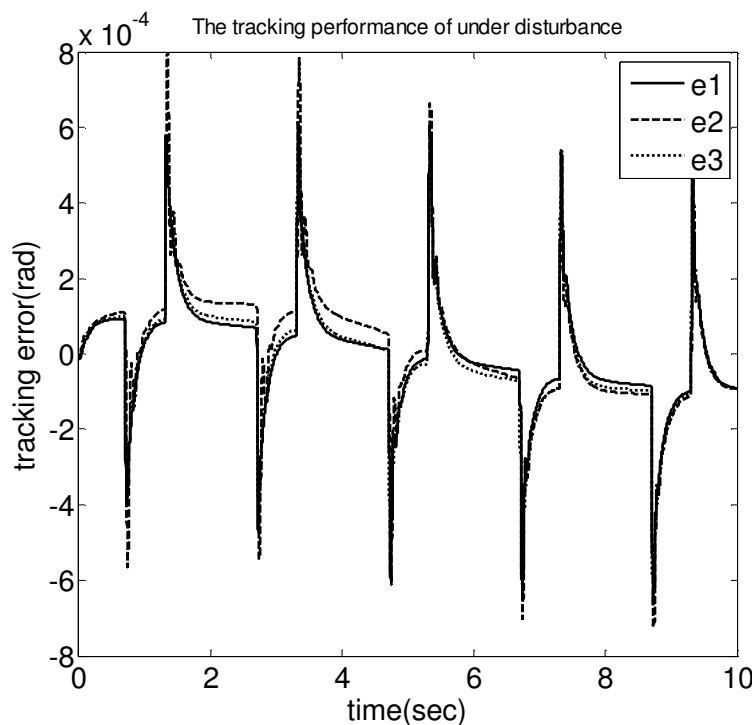
شکل (۵-۵) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

۵-۵-۲ کنترل با اغتشاش

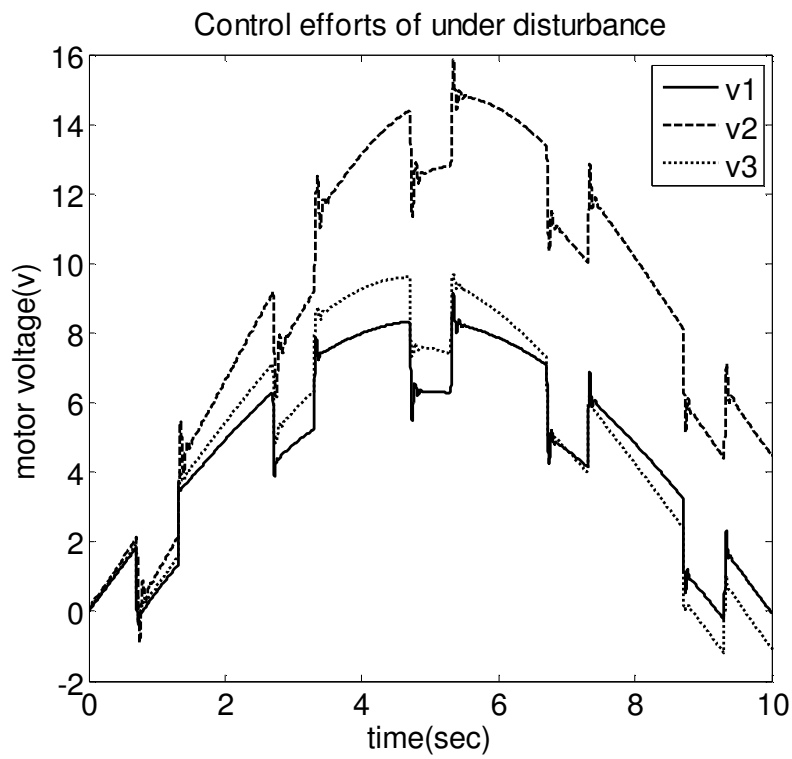
در این قسمت از شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{c}_{2,k}^l(0) = 0$ ، $\bar{c}_{1,k}^l(0) = 0$ ، $\bar{c}_{0,k}^l(0) = 0$ ، $\bar{c}_{3,k}^l(0) = 0$ ، $\alpha = 0.05$ ، $k_1 = 4000$ و $k_2 = 50$ انتخاب شده‌اند. در اینجا چون می‌خواهیم عملکرد کنترل کننده و مقاوم بودن آن در برابر بدترین حالت اغتشاش با فرکانس و دامنه نسبتاً زیاد را نسبت به فرکانس و دامنه ولتاژ موتورها بررسی کنیم یک اغتشاش خارجی با یک تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر ۰/۷ ثانیه، دامنه ۲ ولت و پهنای پالس با ۳۰ درصد پریود زمانی به سیستم کنترل اعمال می‌شود. شکل (۶-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-8 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. تغییرات ناگهانی روی منحنی به خاطر اغتشاش خارجی است. شکل (۷-۵) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. تلاش‌های

کنترلی به خوبی به اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند و لتاژ موتورها در محدوده مجاز می‌باشند.

همان طور که در فصل پنجم و ششم بیان شد از نظر حجم محاسباتی، کنترل زمان-گسسته مستقل از مدل به دلیل کم بودن قوانین به محاسبات کمتری نیاز دارد، در صورتی که کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی TSK بر مبنای پس خورد موقعیت به پارامترهای به روز رسانی بیشتری نیاز دارد. اما از نظر پیاده‌سازی عملی، کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی TSK مناسب تر است. زیرا فقط به فیدبک موقعیت نیازمند است، در حالی که کنترل زمان-گسسته مستقل از مدل علاوه بر فیدبک موقعیت به فیدبک سرعت نیز وابسته است. همچنین، روش کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی TSK به دلیل برخورداری از ضرایب تنظیم بیشتر، خطای ردگیری کوچکتری نسبت به کنترل زمان-گسسته مستقل از مدل دارد و سیستم فازی دقیق تر کار می‌کند.



شکل (۵-۶) عملکرد ردگیری با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل (۷-۵) ولتاژ موتورها با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

فصل ششم:

کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی در فضای کار

۶-۱ مقدمه

کنترل فضای کار کاربردهای فراوانی در صنعت مانند جوشکاری و تراشکاری دارد. کنترل فضای کار مسئله پیچیده‌تری نسبت به فضای مفصلی است چون که عدم قطعیت‌های سینماتیکی هم اضافه می‌شوند. در این فصل روش جدید کنترل گسسته مستقل از مدل را برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ در فضای کار ارائه می‌شود. کنترل گسسته پیشنهادی در برابر همه نامعینی‌ها مقاوم است. نتایج شبیه سازی عملکرد صحیح این روش را تأیید می‌کند و پایداری سیستم کنترل اثبات می‌شود.

۶-۲ قانون کنترل پیشنهادی

معادله الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$v = RI_a + LI_a + K_b r^{-1} \dot{q} + \varphi \quad (1-6)$$

متغیر φ اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد.

سرعت فضای کار $\dot{X}(t)$ به سرعت فضای مفصلی $\dot{q}(t)$ به صورت زیر وابسته است [۸۲]:

$$\dot{X} = J(q)\dot{q} \quad (2-6)$$

که $J(q) \in R^{n \times n}$ ماتریس ژاکوبین از فضای مفصلی به فضای کار است. با مشتق‌گیری از (۲-۶) نسبت به زمان می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$\ddot{X} = J(q)\ddot{q} + \dot{J}(q)\dot{q} \quad (3-6)$$

$\dot{J}(q)$ موجود است اگر مسیر مطلوب نرم باشد. با این فرض که هیچ نقطه تکینی در مسیر مطلوب به منظور فضای کار وجود ندارد به طوری که ماتریس ژاکوبین مرتبه کامل است.

از معادله (۲-۶)، می‌توان $\dot{q} = J^{-1}(q)\dot{X}$ را نوشت. در این فصل ناحیه کاری ربات $J^{-1}(q)$ غیر تکین، فرض می‌شود. از این رو، معادله (۱-۶) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = RI_a + LI_a + K_b r^{-1} J^{-1}(q) \dot{X} + \varphi \quad (4-6)$$

معادله (۴-۶) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = \hat{J}^{-1} \ddot{X} + g \quad (۵-۶)$$

که \hat{J}^{-1} تخمین و معکوس J است و g به صورت زیر بیان می‌شود:

$$g = R I_a + L \dot{I}_a + K_b r^{-1} J^{-1} \dot{X} + \varphi - \hat{J}^{-1} \ddot{X} \quad (۶-۶)$$

به منظور پیشنهاد یک کنترل‌کننده مستقل از مدل، سیستم (۵-۶) را می‌توان در نظر گرفت که در آن g نامعینی را بیان می‌کند.

با استفاده از معادله (۵-۶) می‌توان یک سیستم خطی گسسته با دوره نمونه‌برداری T بدست آورد که T یک ثابت مثبت کوچک است. با جایگذاری kT به T برای $kT \leq t < (k+1)T$ و $k = 1, 2, \dots$ یک زمان-گسسته سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = \hat{J}_k^{-1} \ddot{X}_k + g_k + \varepsilon_1 \quad (۷-۶)$$

که $\hat{J}_k^{-1} = \hat{J}^{-1}(kT)$ ، $\ddot{X}_k = \ddot{X}(kT)$ ، $g_k = g(kT)$ و ε_1 خطای گسسته‌سازی است که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\varepsilon_1 = \hat{J}^{-1} \ddot{X} - \hat{J}_k^{-1} \ddot{X}_k + g - g_k \quad (۸-۶)$$

قانون کنترل فازی تطبیقی گسسته را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$v = \hat{J}_k^{-1} (\ddot{X}_{d,k} + k_d \dot{e}_k + k_p e_k) + f_k \quad (۹-۶)$$

که v خروجی کنترل‌کننده است و به ولتاژ ورودی موتور داده می‌شود. $e_k = X_{d,k} - X_k$ خطای ردیابی را مشخص می‌کند، $\dot{e}_k = \dot{X}_{d,k} - \dot{X}_k$ مشتق خطای ردیابی e_k است، k_p و k_d پارامترهای طراحی کنترل هستند. عبارت f_k یک سیستم فازی تطبیقی برای جبران نامعینی است. مقدار زمان-گسسته شتاب مفصل مطلوب $\ddot{X}_d(t)$ را با استفاده از تبدیل نگهدار مرتبه صفر مشخص می‌کند و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\ddot{X}_{d,k} = \ddot{X}_d(kT) \quad \text{for } kT \leq t < (k+1)T \text{ and } k = 0, \dots \quad (10-6)$$

۳-۶ تخمین‌گر فازی تطبیقی گسسته

با جایگذاری قانون کنترل (۹-۶) در سیستم (۷-۶)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\hat{J}_k^{-1}(\ddot{e}_k + k_d \dot{e}_k + k_p e_k) = g_k + \varepsilon_1 - f_k \quad (11-6)$$

که $\ddot{X}_{d,k} - \ddot{X}_k = \ddot{e}_k$ ، معادله (۱۱-۶) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\hat{J}_k^{-1}(\ddot{e}_k + k_d \dot{e}_k + k_p e_k) = G_k - f_k \quad (12-6)$$

که

$$G_k = g_k + \varepsilon_1 \quad (13-6)$$

فرض می‌کنیم که \hat{F}_k خروجی سیستم فازی با ورودی‌های e_k ، \dot{e}_k و \ddot{e}_k می‌باشد. اگر دو مجموعه فازی برای هر ورودی فازی داشته باشیم کل فضای کنترلی بوسیله هشت قانون فازی پوشانده خواهد شد. قوانین فازی در نوع ممدانی به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$FR_l : \text{if } e_k \text{ is } A_1^l \text{ and } \dot{e}_k \text{ is } A_2^l \text{ and } \ddot{e}_k \text{ is } A_3^l \text{ then } f_k = C_l \quad (14-6)$$

در اینجا FR_l ، l امین قانون فازی برای $l = 1, \dots, 8$ را مشخص می‌کند. در A_1^l ، A_2^l ، A_3^l و C_l به ترتیب توابع عضویت فازی متعلق به متغیرهای فازی e_k ، \dot{e}_k ، \ddot{e}_k و f_k هستند. دو توابع عضویت گوسین به نام‌های مثبت (P) و منفی (N) برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل (۵-۱) نشان داده شده، تعریف می‌شود. توابع عضویت گوسین برای ورودی \dot{e}_k و \ddot{e}_k نیز مشابه e_k تنظیم شده‌اند. هشت توابع عضویت گوسین برای f_k به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mu_l(f_k) = \exp\left(-\left(\frac{f_k - \bar{y}_k^l}{\sigma}\right)^2\right) \quad \text{for } l = 1, \dots, 9 \quad (15-6)$$

که σ و \bar{y}_k^l پارامترهای طراحی هستند. σ ثابت است اما \bar{y}_k^l بوسیله قانون تطبیق تنظیم می‌شود.

قوانین فازی باید معلوم باشند به طوری که سیستم کنترل به نقطه تعادل برود. میتوانیم از دانش افراد خبره، روش آزمایش و خطا یا الگوریتم بهینه‌سازی برای طراحی کنترل‌کننده فازی استفاده کنیم. قوانین فازی در جدول (۶-۱) داده شده‌اند. در اینجا، f_k با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی برای کمترین خطای ردیابی تطبیق می‌شود.

اگر از موتور استنتاج ضرب، فازی‌ساز منفرد، غیر فازی‌ساز میانگین مراکز و توابع عضویت گوسین استفاده کنیم، سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود [۲۶]:

$$f_k(e_k, \dot{e}_k, \ddot{e}_k) = \frac{\sum_{L=1}^8 \bar{y}_k^L z_k^L}{\sum_{L=1}^8 z_k^L} \quad (16-6)$$

که

$$z_k^L = \mu_{A_1^L}(e_k) \mu_{A_2^L}(\dot{e}_k) \mu_{A_3^L}(\ddot{e}_k) \quad (17-6)$$

در اینجا $\mu_{A_1^L}(e_k) \in [0,1]$ ، $\mu_{A_2^L}(\dot{e}_k) \in [0,1]$ و $\mu_{A_3^L}(\ddot{e}_k) \in [0,1]$ به ترتیب توابع عضویت برای مجموعه‌های فازی $\mu_{A_1^L}$ ، $\mu_{A_2^L}$ و $\mu_{A_3^L}$ هستند و \bar{y}_k^L مرکز مجموعه فازی C_L است هدف طراحی یک سیستم فازی f_k است به طوری که خطای تخمین

$$E_k = \frac{1}{2}(G_k - f_k)^2 \quad (18-6)$$

مینیمم شود. پارامتری که باید آنلاین تنظیم شود \bar{y}_k^L است. قانون تطبیق در الگوریتم گرادیان نزولی به صورت زیر داده شده است [۲۶]:

$$\bar{y}_{k+1}^L = \bar{y}_k^L - \alpha \frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^L} \quad (19-6)$$

در اینجا α ثابت مثبت است و سرعت همگرایی را مشخص می‌کند و $\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^L}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^L} = - \frac{z_k^L (G_k - f_k)}{\sum_{L=1}^9 z_k^L} \quad (20-6)$$

G_k نامعینی و نامعلوم است بنابراین در دسترس نیست. با جایگذاری (۶-۱۲) در (۶-۲۰) داریم:

$$\frac{\partial E_k}{\partial \bar{y}_k^l} = - \frac{z_k^l (\hat{J}_k^{-1} (\ddot{e}_k + k_d \dot{e}_k + k_p e_k))}{\sum_{L=1}^9 z_k^l} \quad (۶-۲۱)$$

جدول (۶-۱) قوانین فازی

e_k	\dot{e}_k	\ddot{e}_k	f_k^l
N	N	N	f_k^1
N	N	P	f_k^2
N	P	N	f_k^3
N	P	P	f_k^4
P	N	N	f_k^5
P	N	P	f_k^6
P	P	N	f_k^7
P	P	P	f_k^8

بنابراین، به جای اختلاف تابع نامعلوم G_k و سیستم فازی تطبیقی f_k ، از خطای ردگیری e_k و مشتق‌های آن که قابل اندازه‌گیری هستند، استفاده شده است. با جایگذاری (۶-۲۱) به (۶-۱۹) قانون تطبیق به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\bar{y}_{k+1}^l = \bar{y}_k^l + \alpha \frac{z_k^l (\hat{J}_k^{-1} (\ddot{e}_k + k_d \dot{e}_k + k_p e_k))}{\sum_{L=1}^9 z_k^l} \quad (۶-۲۲)$$

۶-۴ تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، \dot{q} و $I_a q$ بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب $X_{d,k}$ باید نرم باشد به طوری که $X_{d,k}$ و مشتقات بالاتر تا مرتبه مورد نیاز در دسترس باشند و همه به طور یکسان محدود شوند [۸۰]. نرم بودن مسیر مطلوب با استفاده از طراحی یک مسیر مناسب می‌تواند تضمین شود. مفهوم فیزیکی نرم بودن مسیر آن است که X و \dot{X} نمی‌تواند به صورت ناگهانی تحت تأثیر نیروهای محدود تغییر کند.

بعنوان شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)| \leq \varphi_{\max}$ محدود شده است. به عنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل کننده مقاوم باید اغتشاش خارجی محدود باشد. برای بازوی مکانیکی ربات، عدم قطعیت از نوع غیر تصادفی فرض می‌شود که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است [۸۰]. طراحی کنترل باید برای بدترین حالت ممکن عدم قطعیت در باند شناخته شده طراحی شود.

فرض ۳: عملکرد ربات در یک فضای کار محدود فرض می‌شود به طوری که ماتریس ژاکوبین مرتبه کامل است. با این فرض که هیچ نقطه تکینی در مسیر مطلوب به منظور فضای کار وجود ندارد به طوری که معکوس ماتریس ژاکوبین \hat{J}_k^{-1} محدود است. این قید می‌تواند با استفاده از طراحی یک مسیر مناسب قابل ارضا باشد به طوری که مسیر مطلوب نقطه تکین در فضای کار را عبور نکند.

سیستم حلقه بسته (۶-۱۱) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\hat{J}_k^{-1}(\ddot{e}_k + k_d \dot{e}_k + k_p e_k) = w \quad (۶-۲۳)$$

که $w = G_k - f_k$. معادله دیفرانسیل خطی مرتبه دوم (۶-۲۳) با $k_d > 0$ ، $k_p > 0$ و محدودیت \hat{J}_k^{-1} ، مبنی بر روش روث-هرویتز یک سیستم پایدار است. خروجی e_k محدود است اگر ورودی w محدود باشد.

الگوریتم گرادیان نزولی، کاهش خطا را بوسیله $E_k = \frac{1}{2}(G_k - f_k)^2$ در معادله (۶-۱۸) بوجود می‌آورد.

بنابراین $w = G_k - f_k$ ، محدود است. در سیستم (۶-۲۳)، محدود بودن ورودی w بیان می‌کند که:

نتیجه ۱: e_k ، \dot{e}_k و \ddot{e}_k محدود هستند.

ما $X_k = X_{d,k} - e_k$ را داریم. مطابق با فرض ۱، $X_{d,k}$ محدود است. بنابراین

نتیجه ۲: موقعیت فضای کار X_k محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_1^l}, \mu_{A_2^l}, \mu_{A_3^l} \in [0, 1]$ ، مطابق با معادله (۶-۱۷) می توان $|z_k^l| \leq 1$ را نتیجه گرفت. از این رو

نتیجه ۳: تابع z_k^l محدود است.

پارامتر \bar{y}_{k+1}^l به صورت معادله (۶-۲۲) بیان شده که در آن k_p و k_d ثابت هستند و \hat{J}_k^{-1} محدود است.

همان طوری که در نتیجه ۱ بیان شد e_k ، \dot{e}_k و \ddot{e}_k محدود هستند. محدودیت تابع z_k^l در نتیجه ۳

بررسی شد. بنابراین:

نتیجه ۴: پارامتر \bar{y}_{k+1}^l محدود است.

با استفاده از نتیجه ۳، نتیجه ۴ و معادله (۶-۱۶) می توان گفت که:

نتیجه ۵: تابع f_k محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل معادله (۶-۹) و با استفاده از فرض ۱ و فرض ۳ برای محدود بودن $\ddot{X}_{d,k}$

و \hat{J}_k^{-1} ، نتیجه ۵ برای محدودیت f_k و نتیجه ۱ برای محدود بودن e_k و \dot{e}_k ، داریم که:

نتیجه ۶: ولتاژ موتور v محدود است.

مطابق [۷۹]، در ربات های الکتریکی وقتی که ولتاژ موتور محدود است، اثبات شده که:

نتیجه ۷: سرعت موتور \dot{q} و جریان موتور I_a محدود هستند.

از آنجاییکه

$$q = \int_0^t \dot{q} dt \quad (۶-۲۴)$$

با استفاده از نتیجه ۷، \dot{q} محدود است با محدودیت t در بازه ی کاری مسیر مطلوب، بنابراین

نتیجه ۸: موقعیت مفصل q محدود است.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۸، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a در نتیجه ۷، محدود هستند.

بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۹: بردارهای حالت q ، \dot{q} و I_a محدود هستند.

بنابراین، پایداری اثبات شد.

۵-۶ نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی اسکارا با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $v_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات اسکارا و پارامترهای دینامیکی ربات اسکارا در [۸۳] داده شده‌اند. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در فضای کار در شکل (۱-۶) ترسیم شده است.

۱-۵-۶ کنترل ردگیری

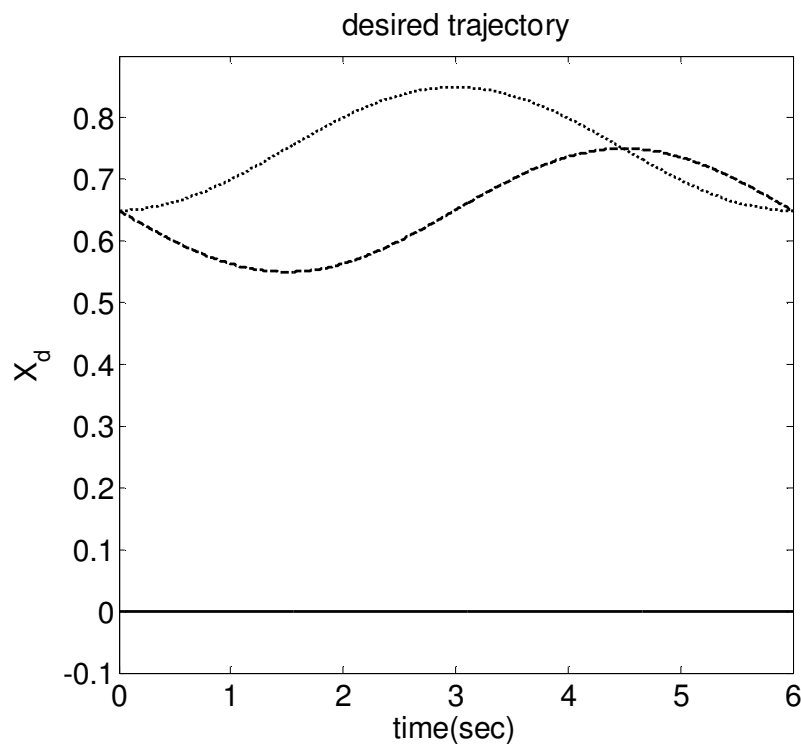
مسیر مطلوب برای ردگیری مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$X_d = \begin{bmatrix} 0.75 - 0.1 \cos\left(\frac{\pi kT}{3}\right) & 0.65 - 0.1 \sin\left(\frac{\pi kT}{3}\right) & 0 \end{bmatrix}^T \quad (۲۵-۶)$$

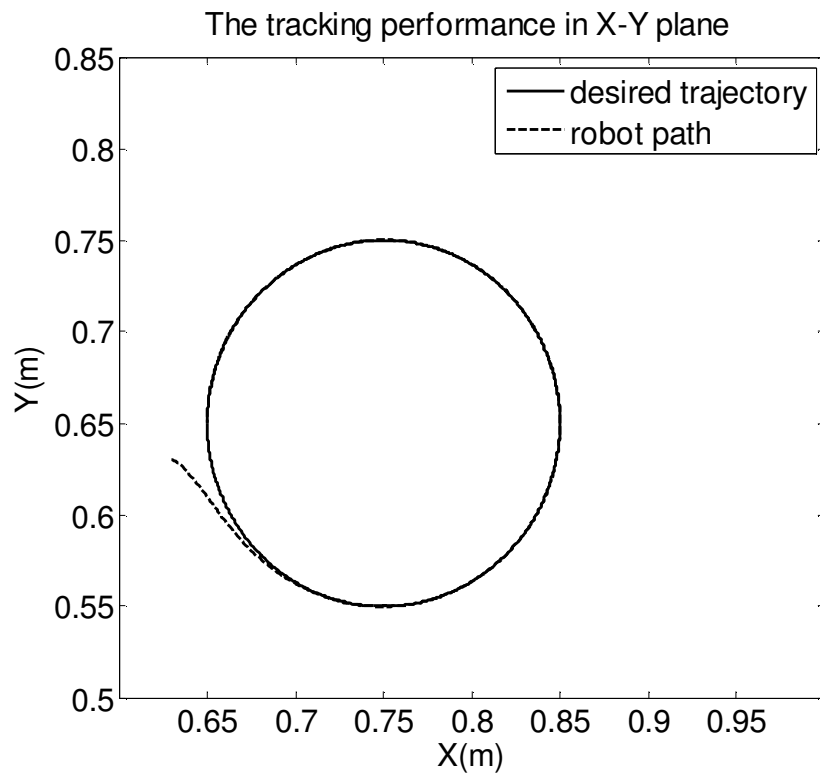
مسیرهای مفصل مطلوب مطابق با شکل (۲-۶) در نظر گرفته شده است.

در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\bar{y}_k^l(0) = 0$ ، $\alpha = 0.285$ ، $k_d = 108$ و $k_p = 388$ انتخاب شده‌اند. برای در نظر گرفتن نامعینی‌های سینماتیکی، $\hat{J}(q)$ به صورت $\hat{J}(q) = 0.8J(q)$ انتخاب شده است. هر چهار کنترل‌کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی

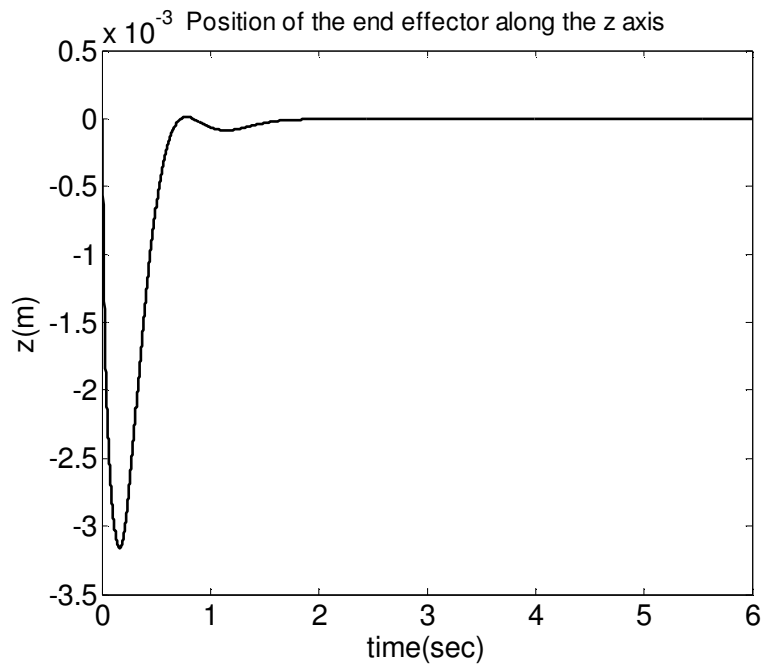
پهنای پالس با ۳۰ درصد پریود زمانی به سیستم کنترل اعمال می‌شود. شکل (۶-۷) خطای ردگیری سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می‌دهد. شکل (۶-۸) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. تلاش‌های کنترلی به خوبی به اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند ولتاژ موتورها در محدوده مجاز می‌باشند.



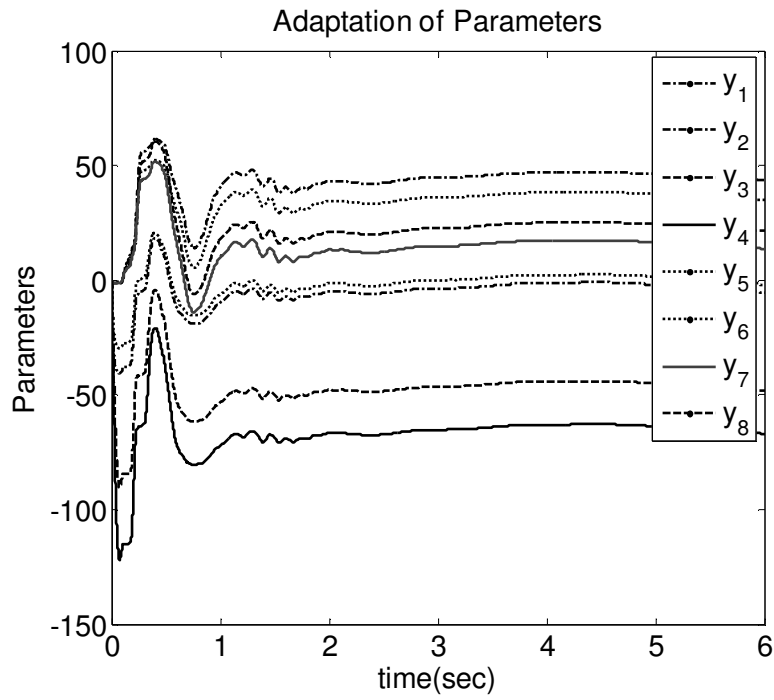
شکل (۶-۲) مسیر مطلوب



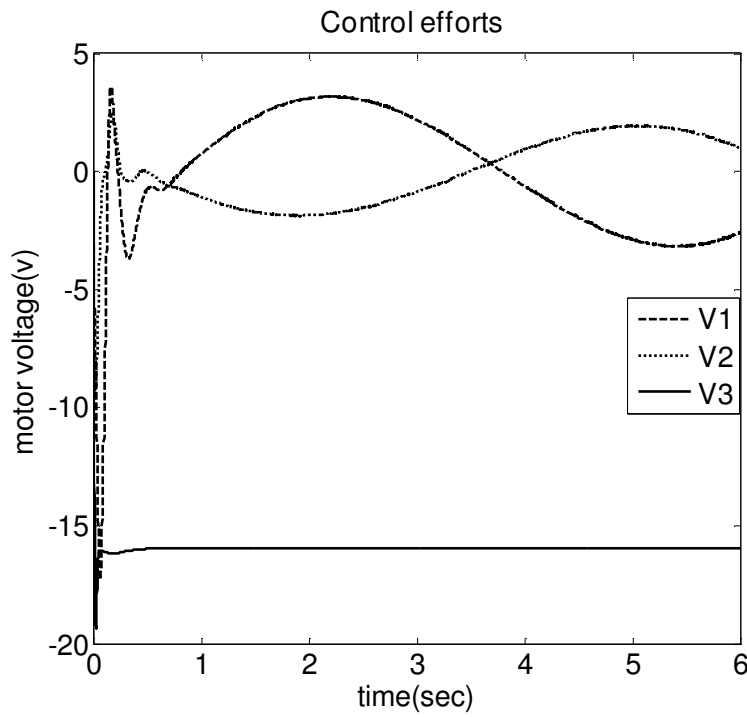
شکل (۳-۶) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته صفحه xy در فضای کار



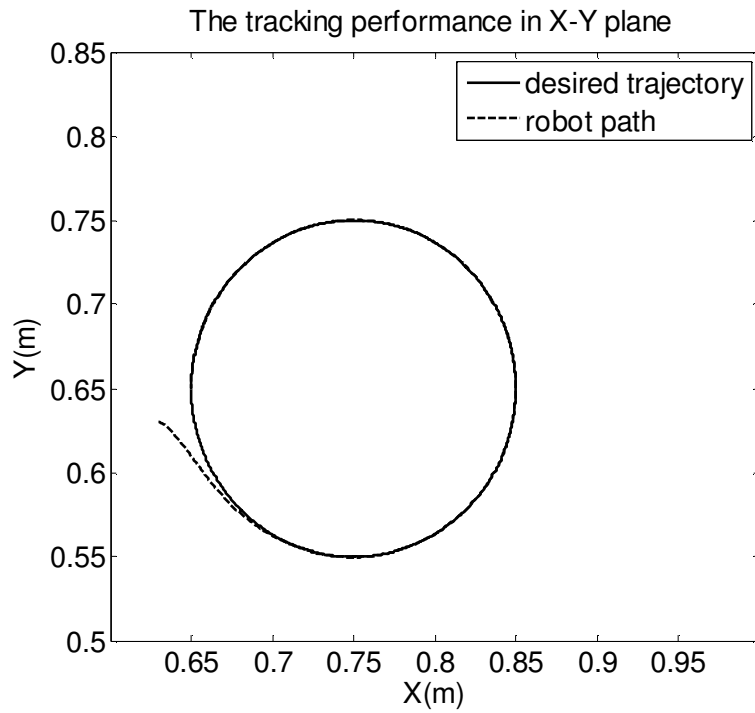
شکل (۴-۶) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته محور z در فضای کار



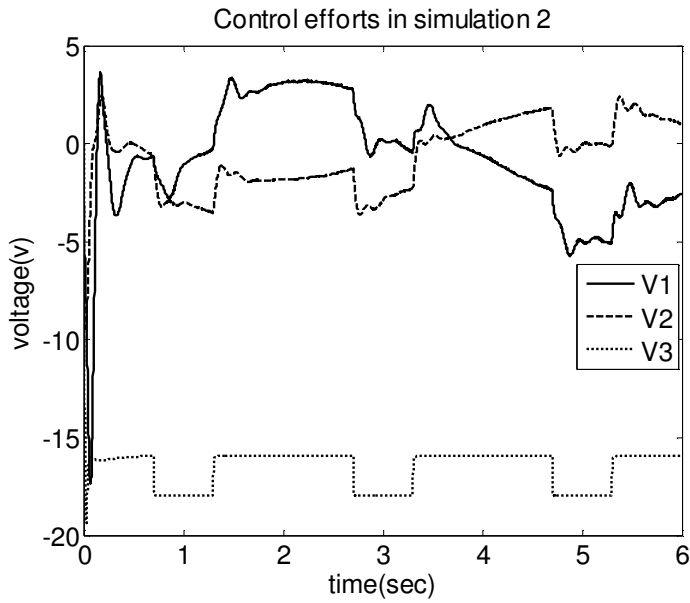
شکل (۵-۶) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در فضای کار



شکل (۶-۶) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در فضای کار



شکل (۶-۷) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته صفحه xy در فضای کار با حضور اغتشاش



شکل (۶-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته در فضای کار با حضور اغتشاش

فصل هفتم:

کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقیم

۷-۱ مقدمه

این فصل روش جدید کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را ارائه می‌نماید. کنترل کننده پیشنهادی مستقل از مدل، به شکل کنترل کننده فازی ممدانی است. پارامترهای کنترل کننده فازی به صورت تطبیقی برای ردگیری مجانبی یک مسیر مطلوب تنظیم شده‌اند. یک ترم کنترل مقاوم برای جبران خطای تقریب سیستم فازی استفاده شده است. مکانیزم تطبیقی مبنی بر آنالیز پایداری استخراج شده است. خطای تقریب سیستم فازی و خطای گسسته‌سازی برای ردیابی مجانبی مسیر مطلوب به خوبی جبران شده است. کنترل کننده پیشنهادی در برابر نامعینی‌ها که شامل خطای گسسته‌سازی، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی و نامعینی پارامترها می‌باشد، مقاوم است. نتایج شبیه سازی عملکرد صحیح این روش را تأیید می‌کند و پایداری سیستم کنترل اثبات می‌شود.

۷-۲ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم

معادله الکتریکی موتور به صورت زیر است:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} + \varphi \quad (۱-۷)$$

با استفاده از مقادیر نامی برای پارامترها، سیستم (۱-۷) را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$u = \hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}\dot{q} + \vartheta \quad (۲-۷)$$

که \hat{R} ، \hat{K}_b و \hat{r} مقادیر نامی برای پارامترهای واقعی R ، K_b و r هستند. متغیر ϑ نامعینی نامیده می‌شود و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\vartheta = (R - \hat{R})I_a + L\dot{I}_a + (K_b r^{-1} - \hat{K}_b \hat{r}^{-1})\dot{q} + \varphi \quad (۳-۷)$$

قانون کنترل بر مبنای ولتاژ را می‌توان به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$u = \hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}(\dot{q}_d + \lambda e) + \hat{\vartheta} \quad (۴-۷)$$

که λ پارامتر طراحی کنترل است، $\hat{\vartheta}$ یک تخمین از ϑ و \hat{q}_d سرعت مطلوب مفصل را مشخص می کند.

خطای ردیابی e به صورت زیر تعریف می شود:

$$e = q_d - q \quad (5-7)$$

با بکارگیری قانون کنترل معادله (۴-۷) در معادله (۲-۷) سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r}\hat{K}_b^{-1}(\vartheta - \hat{\vartheta}) \quad (6-7)$$

مطابق با قضیه تقریب عمومی، کنترل کننده معادله (۴-۷) را میتوان با استفاده از یک سیستم فازی به صورت زیر تقریب زد:

$$\hat{R}I_a + \hat{K}_b\hat{r}^{-1}(\dot{q}_d + \lambda e) + \hat{\vartheta} = u_{fuzzy}^* + \Delta \quad (7-7)$$

که u_{fuzzy}^* سیستم فازی ایده‌ال و Δ خطای تقریب سیستم فازی u_{fuzzy}^* است. بنابراین، قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$u = u_{fuzzy,k} + u_{c,k} \quad (8-7)$$

در اینجا $u_{fuzzy,k}$ کنترل کننده فازی زمان-گسسته و $u_{c,k}$ ترم کنترل مقاوم زمان-گسسته است. با بکارگیری قانون کنترل معادله (۸-۷) در معادله (۲-۷)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می آید:

$$\hat{R}I_a + \hat{K}_b\hat{r}^{-1}\dot{q} + \vartheta = u_{fuzzy,k} + u_{c,k} \quad (9-7)$$

سیستم فازی ایده‌ال u_{fuzzy}^* می تواند به صورت زیر گسسته سازی شود:

$$u_{fuzzy,k}^* = u_{fuzzy}^* - \delta \quad (10-7)$$

که $u_{fuzzy,k}^*$ کنترل کننده ایده‌ال فازی زمان-گسسته است و δ خطای فرایند گسسته سازی است. با تفریق معادله (۹-۷) از معادله (۷-۷) داریم:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r}\hat{K}_b^{-1}(u_{fuzzy,k}^* - u_{fuzzy,k} + \mathcal{E} - u_{c,k}) \quad (11-7)$$

که \mathcal{E} به صورت زیر نمایش داده می شود:

$$\varepsilon = \Delta + \delta + \vartheta - \hat{\vartheta} \quad (12-7)$$

هدف سیستم کنترلی این است که e به صفر همگرا شود. این منجر به در نظر گرفتن e بعنوان ورودی سیستم فازی است. هر چند، متغیر ورودی یک سیگنال زمان-گسسته است. بنابراین، e_k را بعنوان ورودی در نظر می‌گیریم که نسخه زمان-گسسته از e است. کنترل‌کننده فازی به این صورت طراحی میشود: سه مجموعه فازی برای ورودی e_k در نظر گرفته شده و قوانین فازی در نوع ممدانی بیان می‌شود:

$$FR_{l,k} : \text{if } e_k \text{ is } A_{l,k} \text{ then } u_{fuzzy,k} \text{ is } B_{l,k} \quad (13-7)$$

که $FR_{l,k}$ ، l امین قانون فازی برای $l = 1, \dots, 3$ را مشخص می‌کند. در l امین قانون، $A_{l,k}$ و $B_{l,k}$ توابع عضویت فازی برای متغیرهای فازی e_k و $u_{fuzzy,k}$ هستند. سه تابع عضویت گوسین، $\xi_l(e_k)$ ، به نام‌های مثبت، صفر و منفی برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل (۵-۱) نشان داده شده، تعریف می‌شود.

با استفاده از فازی‌ساز منفرد، موتور استنتاج ضرب و غیرفازی‌ساز مجموع وزنی هر خروجی قانون، خروجی سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود [۲۶]:

$$u_{fuzzy,k}^* = \sum_{l=1}^3 p_l \xi_l(e_k) = p^T \xi(e_k) \quad (14-7)$$

$$u_{fuzzy,k} = \sum_{l=1}^3 \hat{p}_{l,k} \xi_l(e_k) = \hat{p}^T \xi(e_k) \quad (15-7)$$

که $p = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T$ بردار پارامترها است، و \hat{p} یک تخمین از p و $\xi(e_k)$ بردار توابع عضویت گوسین که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\xi_l(e_k) = \exp\left(-\frac{(e_k - c_l)^2}{2\beta_l^2}\right) \quad (16-7)$$

که c_l و β_l مرکز و انحراف استاندارد هستند.

به منظور بدست آوردن سیگنال زمان-گسسته، از نگهدار مرتبه صفر استفاده می‌کنیم. سیگنال زمان-گسسته، f_k ، را می‌توان از سیگنال زمان پیوسته $f(t)$ با استفاده از نگهدار مرتبه صفر که به صورت زیر تعریف می‌شود، بدست آورد:

$$f_k = f(kT) \quad \text{for } kT \leq t < (k+1)T \text{ and } k = 0, 1, \dots \quad (17-7)$$

با جایگذاری معادله‌های (14-7) و (15-7) در معادله (11-7) داریم:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} ((P^T - \hat{P}^T) \xi_l(e_k) + \varepsilon - u_{c,k}) \quad (18-7)$$

با تعریف

$$\tilde{P} = P - \hat{P} \quad (19-8)$$

معادله (18-7) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} (\tilde{p}^T \xi_l(e_k) + \varepsilon - u_{c,k}) \quad (20-7)$$

ترم کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد شده است:

$$u_{c,k} = \hat{\alpha}_1 e_k + \hat{\alpha}_2 \quad (21-7)$$

که پارامترهای $\hat{\alpha}_1$ و $\hat{\alpha}_2$ با استفاده از قوانین تطبیق بعداً مشخص می‌شوند. به منظور طراحی قوانین تطبیق، تابع مثبت معین به این صورت پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{\tilde{p}^T \tilde{p}}{\gamma} + \frac{\tilde{\alpha}_1^2}{\gamma_1} \right) \quad (22-7)$$

که $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ و مقدار ایده‌آل آن صفر است چون منجر به کمترین خطای تقریب می‌شود و γ و γ_1 ثابت‌های مثبت هستند.

با مشتق‌گیری از معادله (22-7) و با استفاده از معادله‌های (20-7) و (21-7) داریم:

$$\dot{V} = \tilde{p}^T \left(\hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) - \frac{\dot{\tilde{p}}}{\gamma} \right) + \hat{\alpha}_1 \left(-\hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k + \frac{\dot{\tilde{\alpha}}_1}{\gamma_1} \right) + \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e (\varepsilon - \hat{\alpha}_2) - \lambda e^2 \quad (23-7)$$

با انتخاب قوانین تطبیق \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ به صورت زیر

$$\dot{\hat{p}} = \gamma \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) \quad (24-7)$$

$$\dot{\hat{\alpha}}_1 = \gamma_1 \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k \quad (25-7)$$

در نتیجه

$$\dot{V} = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e (\varepsilon - \hat{\alpha}_2) - \lambda e^2 \quad (26-7)$$

از معادله (22-7)، اگر $\dot{V} < 0$ برای $e \neq 0$ باشد آنگاه e به صفر همگرا می‌شود. برای برقراری $\dot{V} < 0$ ، لازم است که:

$$e \varepsilon \leq e \hat{\alpha}_2 \quad (27-7)$$

فرض می‌کنیم ε به صورت $|\varepsilon| \leq \rho$ محدود شده است که ρ یک ثابت مثبت است. از این رو

$$e \varepsilon \leq |e| \rho \quad (28-7)$$

برای برقراری معادله (27-7) کفایت که

$$e \hat{\alpha}_2 = |e| \rho \quad (29-7)$$

بنابراین

$$\hat{\alpha}_2 = \text{sgn}(e) \rho \quad (30-7)$$

با استفاده از معادله (30-7)، $|\hat{\alpha}_2| = \rho$ را داریم بنابراین $\hat{\alpha}_2$ محدود است.

قانون کنترل پیشنهادی (8-7) با استفاده از (15-7)، (21-7) و (30-7) به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$u = \hat{p}^T \xi(e_k) + \hat{\alpha}_1 e_k + \text{sgn}(e) \rho \quad (31-7)$$

که \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ از معادله‌های (24-7) و (25-7) به صورت زیر محاسبه شده‌اند:

$$\hat{p} = \int_0^t \gamma \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) dt + \hat{p}(0) \quad (32-7)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \int_0^t \gamma_1 \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k dt + \hat{\alpha}_1(0) \quad (۳۳-۷)$$

زمان-گسسته e_k تقریباً برابر با زمان پیوسته e است، بنابراین e را می‌توان بوسیله e_k در قانون کنترل (۷-۳۱) و قوانین تطبیق معادله‌های (۳۲-۷) و (۳۳-۷) جایگذاری کرد. قانون کنترل پیشنهادی، فقط فیدبک موقعیت مفصل برای محاسبه e_k را مورد نیاز است بنابراین برای پیاده‌سازی آسان است.

با استفاده از معادله‌های (۲۶-۷) و (۲۷-۷)، $\dot{V} < -\lambda e^2$ را داریم. بنابراین، $\dot{V} < 0$ تا زمانی که $e \neq 0$.

نتیجه ۱: با در نظر گرفتن V در معادله (۲۲-۷) و برقراری $\dot{V} < 0$ بوسیله قانون کنترل معادله (۳۱-۷)، بیان میکند که e ، \tilde{P} و $\tilde{\alpha}_1$ محدود هستند.

۳-۷ تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، \dot{q} و I_a بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب q_d باید نرم باشد به طوری که q_d و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز در دسترس باشند و همه به طور یکنواخت محدود شوند [۸۰].

بعنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)| \leq \varphi_{\max}$ محدود شده است.

ما $q = q_d - e$ را داریم. مطابق با محدود بودن e در نتیجه ۱ و محدودیت q_d در فرض ۱،

نتیجه ۲: موقعیت مفصل q محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_{1,k}} \in [0, 1]$ ، مطابق با معادله (۱۶-۷) می‌توان $|\xi_l(e_k)| \leq 1$ را نتیجه گرفت. از این رو

نتیجه ۳: تابع $\xi_l(e_k)$ محدود است.

پارامتر p و α_1 ثابت است، $\tilde{P} = P - \hat{P}$ و $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ ، در نتیجه ۱ محدود هستند. بنابراین:

نتیجه ۴: پارامتر \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل $u = \hat{p}^T \xi(e_k) + \hat{\alpha}_1 e_k + \text{sgn}(e) \rho$ محدودیت $\xi(e_k)$ در نتیجه ۳، $\hat{\alpha}_1$ و \hat{p} در نتیجه ۴، e در نتیجه ۱ و با توجه به اینکه ρ ثابت است، داریم که:

نتیجه ۵: قانون کنترل u محدود است.

مطابق [۷۹]، در ربات‌های الکتریکی وقتی که ولتاژ موتور محدود است، اثبات شده که:

نتیجه ۶: سرعت موتور \dot{q} و جریان موتور I_a محدود هستند.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۲، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a در نتیجه ۶، محدود هستند. بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۷: بردارهای حالت q ، \dot{q} و I_a محدود هستند.

لم باربالات: اگر f تابع مشتق پذیر باشد که حد آن در بی نهایت محدود باشد و \dot{f} محدود باشد آنگاه

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 0 \quad (34-7)$$

در بالا ذکر شد که معادله (۲۶-۷) دارای دو عبارت منفی است اگر $\Omega = \lambda e^2$ ، آنگاه داریم:

$$\Omega \leq -\dot{V} \quad (35-7)$$

با انتگرال گیری از طرفین معادله (۳۵-۷) داریم:

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t -\dot{V}(\tau) d\tau \leq V(0) - V(t) \quad (36-7)$$

$V(0)$ دارای مقدار محدود است، $V(t)$ هم یک تابع مثبت که مشتق آن کوچکتر از صفر است به همین دلیل $V(t)$ یک تابع مثبت غیر افزایشی است بنابراین اختلاف $V(0) - V(t)$ یک مقدار محدود است. بنابراین خواهیم داشت:

$$f = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \infty \quad (37-7)$$

با دو بار مشتق گیری از f داریم:

$$\ddot{f} = \dot{\Omega} = 2\lambda e \dot{e} \quad (38-7)$$

$\dot{e} = \dot{q}_d - \dot{q}$ را داریم. مطابق با محدود بودن \dot{q} در نتیجه ۷ و محدودیت \dot{q}_d در فرض ۱،

نتیجه ۸: مشتق خطای ردگیری \dot{e} محدود است.

با توجه به محدود بودن e در نتیجه ۱ و \dot{e} در نتیجه ۸،

نتیجه ۹: \ddot{f} محدود است.

بنابراین با توجه به لم باربالات می توان نوشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{f}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \lambda e^2 = 0 \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (39-7)$$

با توجه به معادله (۳۹-۷)،

نتیجه ۱۰: خطای ردیابی e به صورت مجانبی به صفر همگرا می شود.

۴-۷ شبیه سازی روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم

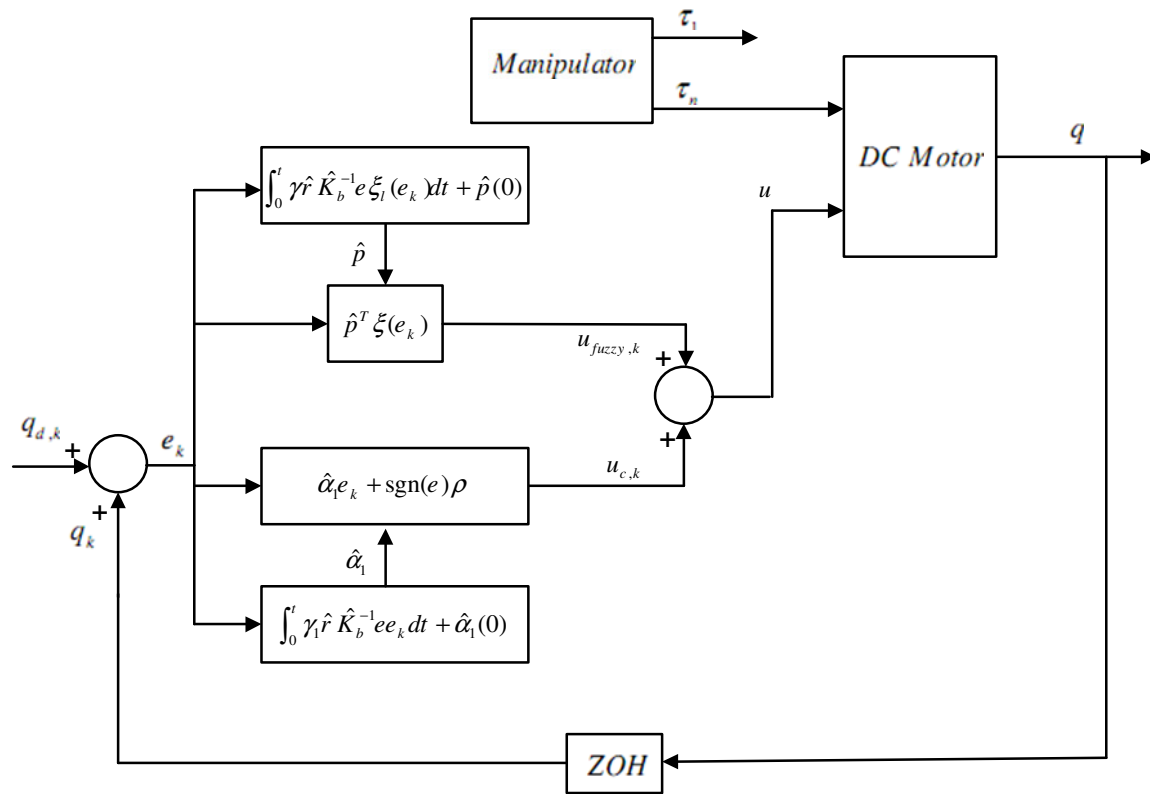
برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات هنرمند با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه سازی می نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می شود. بنابراین برای کنترل موتور هر مفصل از کنترل کننده جداگانه استفاده می شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $u_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول (۳-۲) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۴-۲) داده شده اند. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل (۱-۷) ترسیم شده است.

۷-۴-۱ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$q_{d,k} = 1 - \cos(\pi kT / 10) \quad \text{for} \quad 0 \leq kT < 10 \quad (۷-۴۰)$$

مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل (۳-۱۱) یکسان در نظر گرفته شده است.



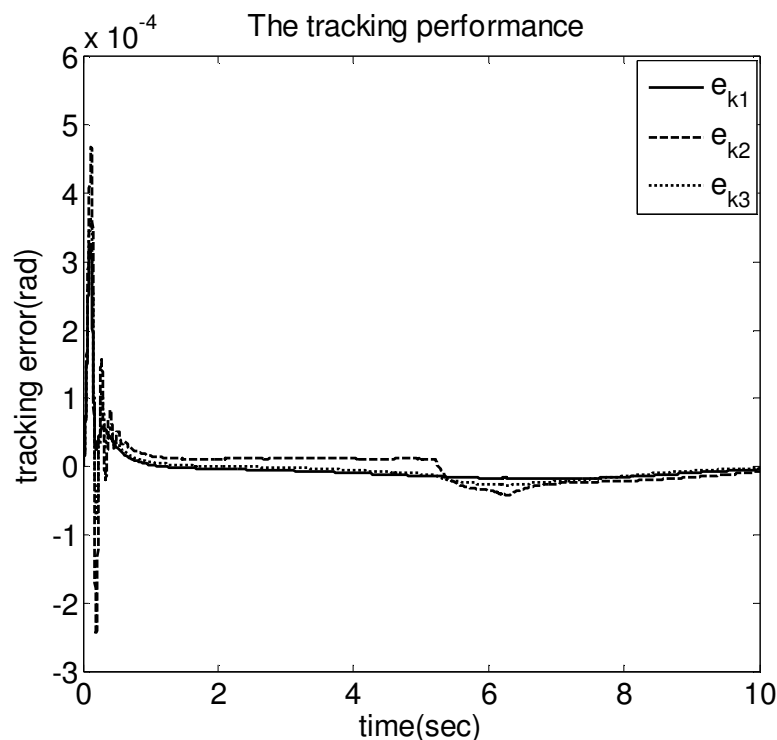
شکل (۷-۱) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 9000$ ، $\gamma_1 = 10^{11}$ و $\rho = 0.01$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته در شکل (۷-۲) نشان داده شده است. نمادهای e_1 ، e_2 و e_3 خطای ردگیری برای مفصل-

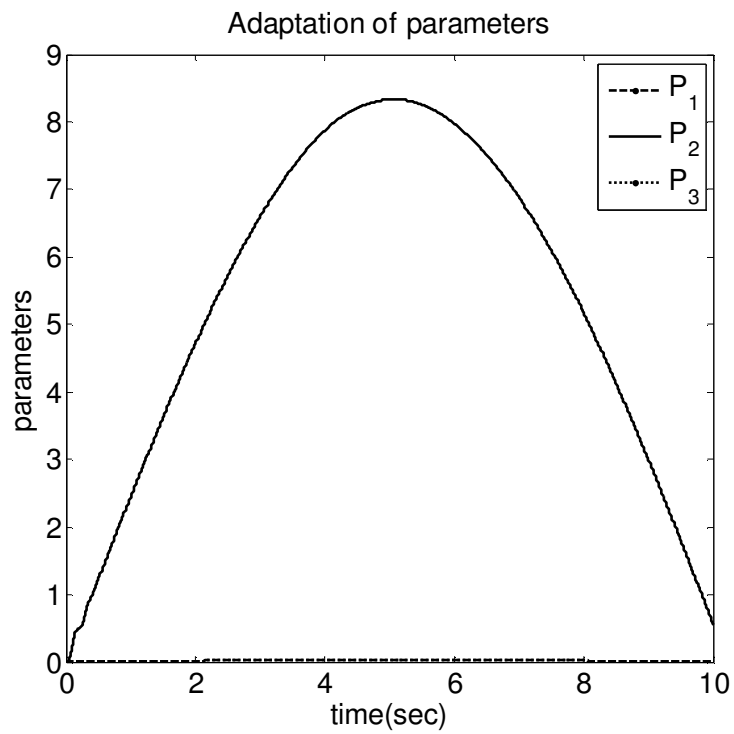
های ۱، ۲ و ۳ هستند. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $2.8 \times 10^{-6} \text{ rad}$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل (۳-۷) نشان داده شده است. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل (۴-۷) نمایش داده شده است.

۲-۴-۷ تنظیم

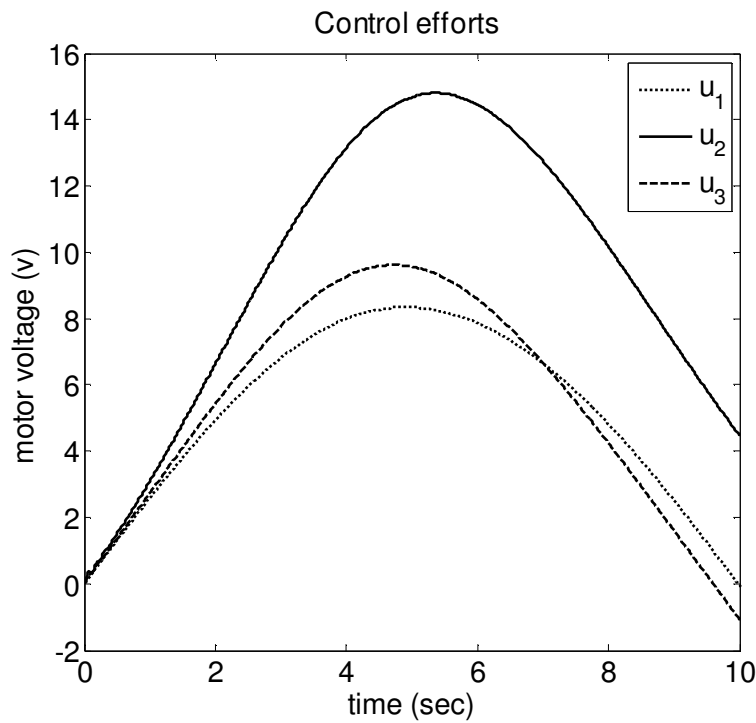
در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 900$ ، $\gamma_1 = 10000$ و $\rho = 0.01$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. شکل (۷-۵) عملکرد تنظیم و شکل (۶-۷) خطای تنظیم مفاصل را نمایش می‌دهد. بیشترین مقدار خطا در انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $5.3 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌گردد سیستم کنترل در تنظیم عملکرد مناسبی دارد.



شکل (۲-۷) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته



شکل (۳-۷) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در ردگیری

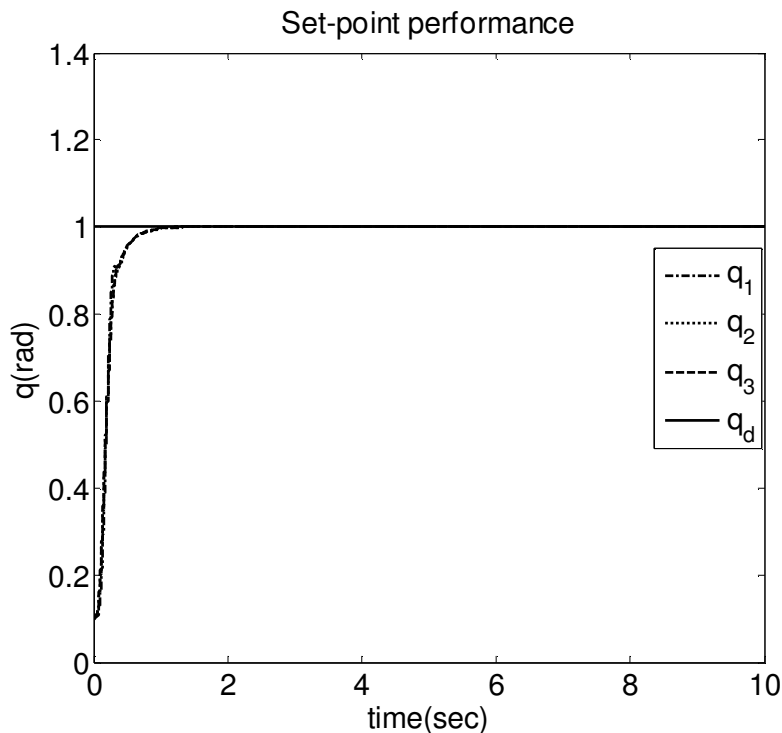


شکل (۴-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته

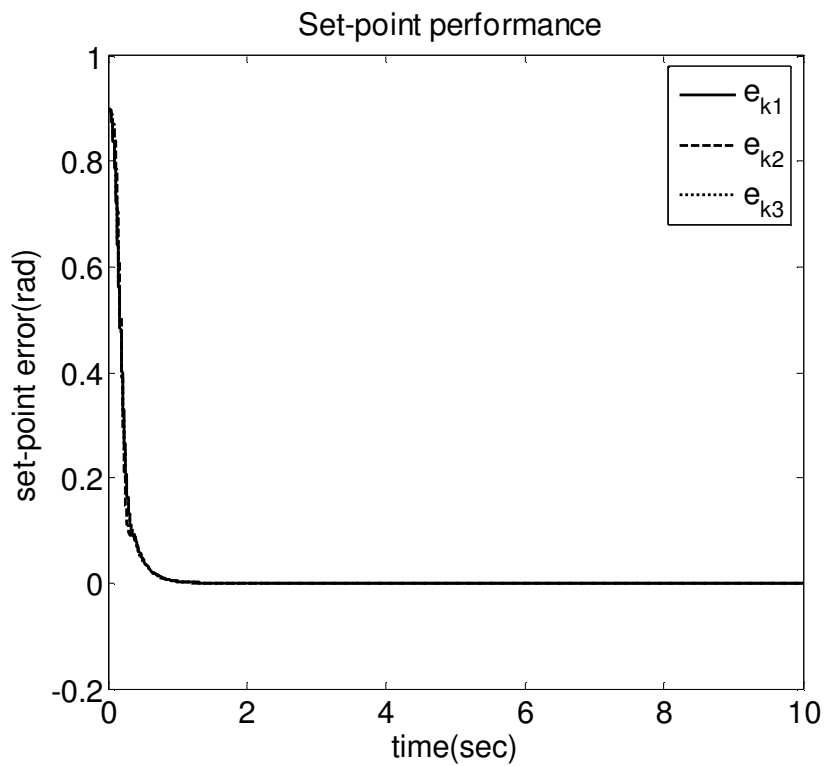
همه کنترل کننده‌ها در تنظیم عملکرد مشابهی داشته و نمودار آنها روی هم منطبق شده است. همگرایی پارامترهای کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم نیز در شکل (۷-۷) قابل مشاهده است. پارامترها در تنظیم به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.

ولتاژ موتورها در تنظیم در شکل (۸-۷) نشان داده شده‌اند. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است، سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ هستند ولی پس از مدت کمی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.

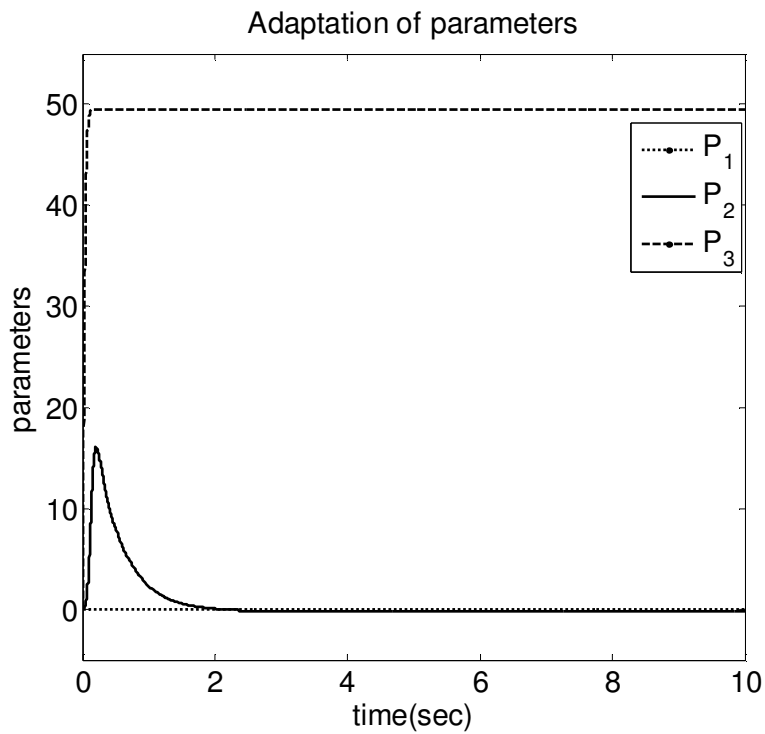
در نهایت بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته با راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری خوب و عملکرد تنظیم بسیار مناسبی است. این روش در مقابله با عدم قطعیت‌ها موفق بوده و سیستم کنترل مقاوم است و به مدل بازوی رباتیک وابسته نمی‌باشد. همان طور که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. این روش به صورت مفصل مستقل به سیستم رباتیک اعمال شده و هر موتور به صورت جداگانه کنترل می‌گردد. بنابراین اجرای آن ساده می‌باشد.



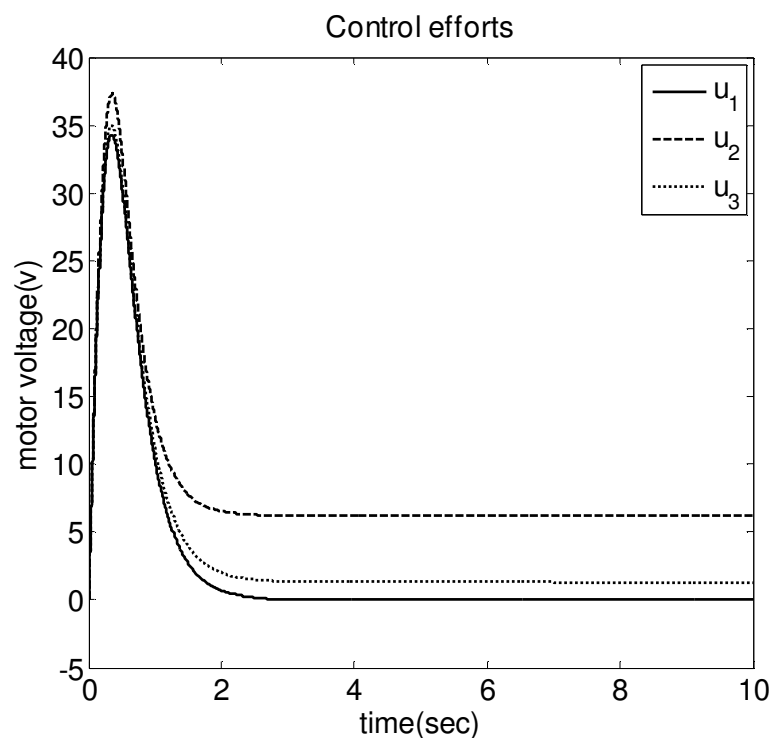
شکل (۷-۵) عملکرد نقطه تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته



شکل (۶-۷) خطای تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته



شکل (۷-۷) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم



شکل (۷-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته در تنظیم

همان طوری که در فصل‌های پنجم تا هشتم بیان شده است، در کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقیم همگرایی مجانبی خطای ردگیری به سمت صفر تضمین می‌گردد، در حالی که کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقل از مدل، کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی با فیدبک موقعیت و کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی در فضای کار، فقط محدود بودن خطای ردگیری را ضمانت می‌نمایند.

فصل هشتم:

کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی غیر مستقیم

۸-۱ مقدمه

در این فصل روش جدید کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را طراحی، بررسی، تحلیل و شبیه‌سازی خواهیم نمود. سپس پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. عملکرد سیستم کنترل و مزایای استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ در این روش را نیز مورد بررسی قرار می‌دهیم.

۸-۲ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیر مستقیم

برای طراحی یک سیستم کنترل مفصل مستقل، معادلات دینامیکی باید در فرم همراه باشند یعنی در فرم معادله اسکالر به صورت زیر:

$$q^n = f(s) + g(s)u \quad (۱-۸)$$

که $s = [q, \dots, q^{n-1}]^T$ بردار حالت، $f(s)$ و $g(s)$ توابع اسکالر، q^n ، n امین مشتق موقعیت مفصل و ولتاژ موتور است.

بنابراین برای طراحی یک کنترل کننده مفصل مستقل باید سیستم رباتیک را به صورت مجزا درآوریم. موتورهای الکتریکی، گشتاورهای مفصل τ را به صورت زیر فراهم می‌کنند:

$$\tau_m = J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + r\tau \quad (۲-۸)$$

سرعت مفصل \dot{q} بوسیله سرعت موتور $\dot{\theta}_m$ از طریق چرخ دنده به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{q} = r\dot{\theta}_m \quad (۳-۸)$$

به منظور بدست آوردن ولتاژهای موتور به عنوان ورودی سیستم، معادلات الکتریکی حاکم بر موتورهای مغناطیس دائم را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{q} \quad (۴-۸)$$

جریان موتور، گشتاور موتور را به عنوان ورودی برای معادله دینامیکی (۲-۸) به صورت زیر ایجاد می‌کند:

$$\tau_m = K_m I_a \quad (5-8)$$

در موتورهای مغناطیس دائم DC داریم [۸۴]:

$$K_m = K_b \quad (6-8)$$

با استفاده از معادلات (۲-۸) تا (۶-۸) برای i امین موتور در فرم اسکالر داریم:

$$\ddot{q} + (J^{-1}B + J^{-1}R^{-1}K_b K_m)\dot{q} + \frac{RK_m^{-1}r\tau + LI_a}{RK_m^{-1}Jr^{-1}} + \varphi = (RK_m^{-1}Jr^{-1})^{-1}u \quad (7-8)$$

که φ اغتشاش خارجی را بیان می‌کند. برای کنترل موتور هر مفصل ربات با استفاده از روش مفصل مستقل، روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را ارائه می‌نماییم. برای این منظور سیستم (۷-۸) را بدین صورت بازنویسی می‌کنیم:

$$\ddot{q} + \vartheta = \hat{a}u \quad (8-8)$$

که \hat{a} تخمینی از a و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$a = (RK_m^{-1}Jr^{-1})^{-1} \quad (9-8)$$

متغیر ϑ به عنوان عدم قطعیت در نظر گرفته می‌شود و به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\vartheta = (J^{-1}B + J^{-1}R^{-1}K_b K_m)\dot{q} + \frac{RK_m^{-1}r\tau + LI_a}{RK_m^{-1}Jr^{-1}} + \varphi + \hat{a}u - au \quad (10-8)$$

عدم قطعیت ϑ شامل دینامیک ربات τ ، اغتشاش خارجی و دینامیک LI_a می‌باشد. قابلیت کنترل کننده پیشنهادی در غلبه بر این عدم قطعیت را بررسی می‌نماییم.

قانون کنترل بر مبنای ولتاژ را می‌توان به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$u = \hat{a}^{-1}(\ddot{q}_d + k_d \dot{e} + k_p e + \hat{\vartheta}) \quad (11-8)$$

که k_d و k_p پارامترهای طراحی کنترل هستند، $\hat{\vartheta}$ یک تخمین از ϑ و \dot{q}_d شتاب مطلوب مفصل را مشخص می‌کند. خطای ردیابی e به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e = q_d - q \quad (12-8)$$

با بکارگیری قانون کنترل معادله (۸-۱۱) در معادله (۸-۸) سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می-آید:

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = \vartheta - \hat{\vartheta} \quad (۸-۱۳)$$

مطابق با قضیه تقریب عمومی، کنترل کننده معادله (۸-۱۱) را میتوان با استفاده از یک سیستم فازی به صورت زیر تقریب زد:

$$\hat{a}^{-1}(\ddot{q}_d + k_d \dot{e} + k_p e + \hat{\vartheta}) = u_{fuzzy}^* + \Delta \quad (۸-۱۴)$$

که u_{fuzzy}^* سیستم فازی ایده‌ال و Δ خطای تقریب سیستم فازی u_{fuzzy}^* است. بنابراین، قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$(۸-۱۵)$$

$$u = u_{fuzzy,k} + u_{c,k}$$

در اینجا $u_{fuzzy,k}$ کنترل کننده فازی زمان-گسسته و $u_{c,k}$ ترم کنترل مقاوم زمان-گسسته است. با بکارگیری قانون کنترل معادله (۸-۱۵) در معادله (۸-۸)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{q} + \vartheta = \hat{a}(u_{fuzzy,k} + u_{c,k}) \quad (۸-۱۶)$$

سیستم فازی ایده‌ال u_{fuzzy}^* می‌تواند به صورت زیر گسسته‌سازی شود:

$$u_{fuzzy,k}^* = u_{fuzzy}^* - \delta \quad (۸-۱۷)$$

که $u_{fuzzy,k}^*$ کنترل کننده ایده‌ال فازی زمان-گسسته است و δ خطای فرایند گسسته‌سازی است. با تفریق معادله (۸-۱۶) از معادله (۸-۱۴) داریم:

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = \hat{a}(u_{fuzzy,k}^* - u_{fuzzy,k}) + \varepsilon - \hat{a}u_{c,k} \quad (۸-۱۸)$$

که ε به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$\varepsilon = \hat{a}\Delta + \hat{a}\delta + \vartheta - \hat{\vartheta} \quad (۸-۱۹)$$

هدف سیستم کنترلی این است که e به صفر همگرا شوند. این منجر به در نظر گرفتن e بعنوان ورودی سیستم فازی است. هر چند، متغیر ورودی یک سیگنال زمان-گسسته است. بنابراین، ما e_k را بعنوان ورودی در نظر میگیریم که نسخه زمان-گسسته از e است. اگر سه مجموعه فازی برای هر ورودی فازی داشته باشیم کل فضای کنترلی بوسیله سه قانون فازی پوشانده خواهد شد. قوانین فازی در نوع ممدانی به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$FR_{l,k} : \text{if } e_k \text{ is } A_{l,k} \text{ then } u_{fuzzy,k} \text{ is } B_{l,k} \quad (20-8)$$

که $FR_{l,k}$ ، l امین قانون فازی برای $l = 1, \dots, 3$ را مشخص می کند. در l امین قانون، $A_{l,k}$ و $B_{l,k}$ توابع عضویت فازی برای متغیرهای فازی e_k و $u_{fuzzy,k}$ هستند. سه تابع عضویت گوسین، به نامهای مثبت، صفر و منفی برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل (۴-۱) نشان داده شده، تعریف می شود. با استفاده از فازی ساز منفرد، موتور استنتاج ضرب و غیرفازی ساز مجموع وزنی هر خروجی قانون، خروجی سیستم فازی به صورت زیر بیان می شود [۲۶]:

$$u_{fuzzy,k}^* = \sum_{l=1}^3 p_l \xi_l(e_k) = p^T \xi(e_k) \quad (21-8)$$

$$u_{fuzzy,k} = \sum_{l=1}^3 \hat{p}_l \xi_l(e_k) = \hat{p}^T \xi(e_k) \quad (22-8)$$

که $p = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T$ بردار پارامترها است، و \hat{p} یک تخمین از p و $\xi_l(e_k)$ بردار توابع عضویت گوسین که به صورت زیر بیان می شود:

$$\xi_l(e_k) = \exp\left(-\frac{(e_k - c_l)^2}{2\beta_l^2}\right) \quad (23-8)$$

که c_l و β_l مرکز و انحراف استاندارد هستند.

به منظور بدست آوردن سیگنال زمان-گسسته، ما از نگهدار مرتبه صفر استفاده می‌کنیم. یک سیگنال زمان-گسسته، f_k ، را می‌توان از یک سیگنال زمان پیوسته $f(t)$ با استفاده از نگهدار مرتبه صفر که به صورت زیر تعریف می‌شود، بدست آورد:

$$f_k = f(kT) \quad \text{for } kT \leq t < (k+1)T \text{ and } k = 0, 1, \dots \quad (24-8)$$

با جایگذاری معادله‌های (21-8) و (22-8) در معادله (18-8) داریم:

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = \hat{a}(P^T - \hat{P}^T) \xi(e_k) + \varepsilon - \hat{a}u_{c,k} \quad (25-8)$$

با تعریف

$$\tilde{P} = P - \hat{P} \quad (26-8)$$

معادله (25-8) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = \hat{a} \tilde{P} \xi(e_k) + \varepsilon - \hat{a}u_{c,k} \quad (27-8)$$

ترم کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد شده است:

$$u_{c,k} = \hat{\alpha}_1 \dot{e}_k + \hat{\alpha}_2 e_k + \hat{\alpha}_3 \quad (28-8)$$

که پارامترهای $\hat{\alpha}_1$ ، $\hat{\alpha}_2$ و $\hat{\alpha}_3$ با استفاده از قوانین تطبیق بعداً مشخص می‌شوند.

رابطه (27-8) را می‌توان به فرم فضای حالت زیر تبدیل نمود:

$$\dot{X} = AX + BW \quad (29-8)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, W = \hat{a} \tilde{P} \xi(e_k) + \varepsilon - \hat{a}u_{c,k} \quad (30-8)$$

به منظور طراحی قوانین تطبیق، یک تابع معین مثبت به این صورت پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} \left(X^T DX + \frac{\tilde{p}^T \tilde{p}}{\gamma} + \frac{\tilde{\alpha}_1^2}{\gamma_1} + \frac{\tilde{\alpha}_2^2}{\gamma_2} \right) \quad (31-8)$$

که $\bar{\alpha}_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2$ ، $\bar{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ و α_2 و α_1 مقادیر ایده‌آل آنها صفر است چون منجر به کمترین خطای تقریب می‌شود و در آن ضرایب ثابت γ ، γ_1 و γ_2 مثبت و ماتریس D مثبت معین متقارن هستند.

با مشتق‌گیری از معادله (۳۱-۸) و با استفاده از معادله‌های (۲۷-۸) و (۲۸-۸) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} X^T Q X + \tilde{p}^T \left(X^T DB \hat{\xi}(e_k) - \frac{\dot{\hat{p}}}{\gamma} \right) + \hat{\alpha}_1 (-X^T DB \hat{e}_k + \frac{\dot{\hat{\alpha}}_1}{\gamma_1}) + \\ & \hat{\alpha}_2 (-X^T DB \hat{e}_k + \frac{\dot{\hat{\alpha}}_2}{\gamma_2}) + X^T DB (\varepsilon - \hat{a} \hat{\alpha}_3) \end{aligned} \quad (۳۲-۸)$$

که در آن $Q = A^T D + DA$. با انتخاب قوانین تطبیق $\dot{\hat{p}}$ ، $\dot{\hat{\alpha}}_1$ و $\dot{\hat{\alpha}}_2$ به صورت زیر

$$\dot{\hat{p}} = \gamma X^T DB \hat{\xi}(e_k) \quad (۳۳-۸)$$

$$\dot{\hat{\alpha}}_1 = \gamma_1 X^T DB \hat{e}_k \quad (۳۴-۸)$$

$$\dot{\hat{\alpha}}_2 = \gamma_2 X^T DB \hat{e}_k \quad (۳۵-۸)$$

در نتیجه

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} X^T Q X + X^T DB (\varepsilon - \hat{a} \hat{\alpha}_3) \quad (۳۶-۸)$$

از معادله (۳۱-۸)، اگر $\dot{V} < 0$ برای $e \neq 0$ باشد آنگاه e به صفر همگرا می‌شود. برای برقراری $\dot{V} < 0$ ،

لازم است که:

$$X^T DB \varepsilon \leq X^T DB \hat{a} \hat{\alpha}_3 \quad (۳۷-۸)$$

فرض می‌کنیم ε به صورت $|\varepsilon| \leq \rho$ محدود شده است که ρ یک ثابت مثبت است. از این رو

$$X^T DB \varepsilon \leq |X^T DB| \rho \quad (۳۸-۸)$$

برای برقراری نامعادله (۳۷-۸) کفایت که

$$X^T DB \hat{a} \hat{\alpha}_3 = |X^T DB| \rho \quad (۳۹-۸)$$

بنابراین

$$\hat{\alpha}_3 = \frac{|X^T DB| \rho}{X^T DB \hat{a}} \quad (۴۰-۸)$$

قانون کنترل پیشنهادی (۱۵-۸) با استفاده از (۲۲-۹) و (۲۸-۸) به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$u = \hat{p}^T \xi(e_k) + \hat{\alpha}_1 \dot{e}_k + \hat{\alpha}_2 e_k + \hat{\alpha}_3 \quad (۴۱-۸)$$

که \hat{p} ، $\hat{\alpha}_1$ و $\hat{\alpha}_2$ از معادله‌های (۳۱-۸)، (۳۲-۸) و (۳۳-۸) به صورت زیر محاسبه شده‌اند:

$$\hat{p} = \int_0^t \gamma X^T D B \hat{a} \xi(e_k) dt + \hat{p}(0) \quad (۴۲-۸)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \int_0^t \gamma_1 X^T D B \hat{a} \dot{e}_k dt + \hat{\alpha}_1(0) \quad (۴۳-۸)$$

$$\hat{\alpha}_2 = \int_0^t \gamma_2 X^T D B \hat{a} e_k dt + \hat{\alpha}_2(0) \quad (۴۴-۸)$$

زمان-گسسته e_k تقریباً برابر با زمان پیوسته e است، بنابراین e را می‌توان بوسیله e_k در قانون کنترل (۸-۸)

(۴۱) و قوانین تطبیق معادله‌های (۴۲-۸)، (۴۳-۸) و (۴۴-۸) جایگذاری کرد.

با استفاده از معادله‌های (۳۶-۸) و (۳۷-۸)، $V < -\frac{1}{2} X^T Q X$ را داریم. بنابراین، $\dot{V} < 0$ تا زمانیکه

$$e \neq 0 \text{ و } \dot{e} \neq 0$$

نتیجه ۱: با در نظر گرفتن V در معادله (۳۱-۸) و برقراری $\dot{V} < 0$ بوسیله قانون کنترل معادله (۴۱-۸)،

بیان میکند که X ، \tilde{P} ، $\tilde{\alpha}_1$ و $\tilde{\alpha}_2$ محدود هستند.

۳-۸ تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، \dot{q} و I_a بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز

پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب q_d باید نرم باشد به طوری که q_d و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز در دسترس

باشند و همه به طور یکنواخت محدود شوند [۸۰].

بعنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)| \leq \varphi_{\max}$ محدود شده است.

از آنجاییکه $X = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$ محدود هست بنابراین e و \dot{e} محدود هستند. ما $q = q_d - e$ را داریم. مطابق با

محدود بودن e در نتیجه ۱ و محدودیت q_d در فرض ۱،

نتیجه ۲: موقعیت مفصل q محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_{1,k}} \in [0, 1]$ ، مطابق با معادله (۸-۲۳) می توان $|\xi_1^*(e_k)| \leq 1$ را نتیجه گرفت. از این رو

نتیجه ۳: تابع $\xi^*(e_k)$ محدود است.

پارامتر p ، α_1 و α_2 ثابت است، $\tilde{P} = P - \hat{P}$ ، $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ و $\tilde{\alpha}_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2$ در نتیجه ۱ محدود است.

بنابراین:

نتیجه ۴: پارامتر \hat{p} ، $\hat{\alpha}_1$ و $\hat{\alpha}_2$ محدود است.

مطابق معادله (۸-۴۰)، محدودیت X در نتیجه ۱ و با توجه به اینکه \hat{a} ، ρ ، B و D محدود هستند بیان

می کند که

نتیجه ۵: پارامتر $\hat{\alpha}_3$ محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل $u = \hat{p}^T \xi^*(e_k) + \hat{\alpha}_1 \dot{e}_k + \hat{\alpha}_2 e_k + \hat{\alpha}_3$ با محدودیت $\xi^*(e_k)$ در نتیجه ۳، \hat{p}

، $\hat{\alpha}_1$ و $\hat{\alpha}_2$ در نتیجه ۴، $X = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$ در نتیجه ۱، $\hat{\alpha}_3$ در نتیجه ۵، داریم که:

نتیجه ۶: قانون کنترل u محدود است.

مطابق [۷۹]، در ربات های الکتریکی وقتی که ولتاژ موتور محدود است، اثبات شده که:

نتیجه ۷: سرعت موتور \dot{q} و جریان موتور I_a محدود هستند.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۲، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a در نتیجه ۷، محدود هستند. بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۸: بردارهای حالت q ، \dot{q} و I_a محدود هستند.

لم باربالات: اگر f تابع مشتق پذیر باشد که حد آن در بی نهایت محدود باشد و \ddot{f} محدود باشد آنگاه

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{f}(t) = 0 \quad (45-8)$$

در بالا ذکر شد که معادله (۳۶-۸) دارای دو عبارت منفی است اگر $\Omega = \frac{1}{2} X^T Q X$ ، آنگاه داریم:

$$\Omega \leq -\dot{V} \quad (46-8)$$

با انتگرال گیری از طرفین معادله (۴۶-۸) داریم:

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t -\dot{V}(\tau) d\tau \leq V(0) - V(t) \quad (47-8)$$

$V(0)$ دارای مقدار محدود است، $V(t)$ هم یک تابع مثبت که مشتق آن کوچکتر از صفر است به همین

دلیل $V(t)$ یک تابع مثبت غیر افزایشی است بنابراین اختلاف $V(0) - V(t)$ یک مقدار محدود است.

بنابراین خواهیم داشت:

$$f = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \infty \quad (48-8)$$

با دو بار مشتق گیری از f داریم:

$$\dot{f} = \dot{\Omega} = \dot{X}^T Q X + X^T Q \dot{X} \quad (49-8)$$

از آنجاییکه $\dot{X} = AX + BW$ ، با محدودیت X ، W ، A و B

نتیجه ۹: \dot{X} محدود است.

با محدود بودن X ، \dot{X} و Q

نتیجه ۱۰: \ddot{f} محدود است.

بنابراین با توجه به لم باربالات می توان نوشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f'(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} X^T Q X = 0 \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} e^2 + e^2 = 0 \quad (50-7)$$

با توجه به معادله (50-7)،

نتیجه ۱۱: خطای ردگیری e و مشتق آن \dot{e} به صورت مجانبی به صفر همگرا می شود.

۴-۸ شبیه سازی روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات هنرمند با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه سازی می نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می شود. بنابراین برای کنترل موتور هر مفصل از کنترل کننده جداگانه استفاده می شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $u_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول (۲-۲)، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول (۳-۲) و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول (۴-۲) داده شده اند. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل (۱-۸) ترسیم شده است.

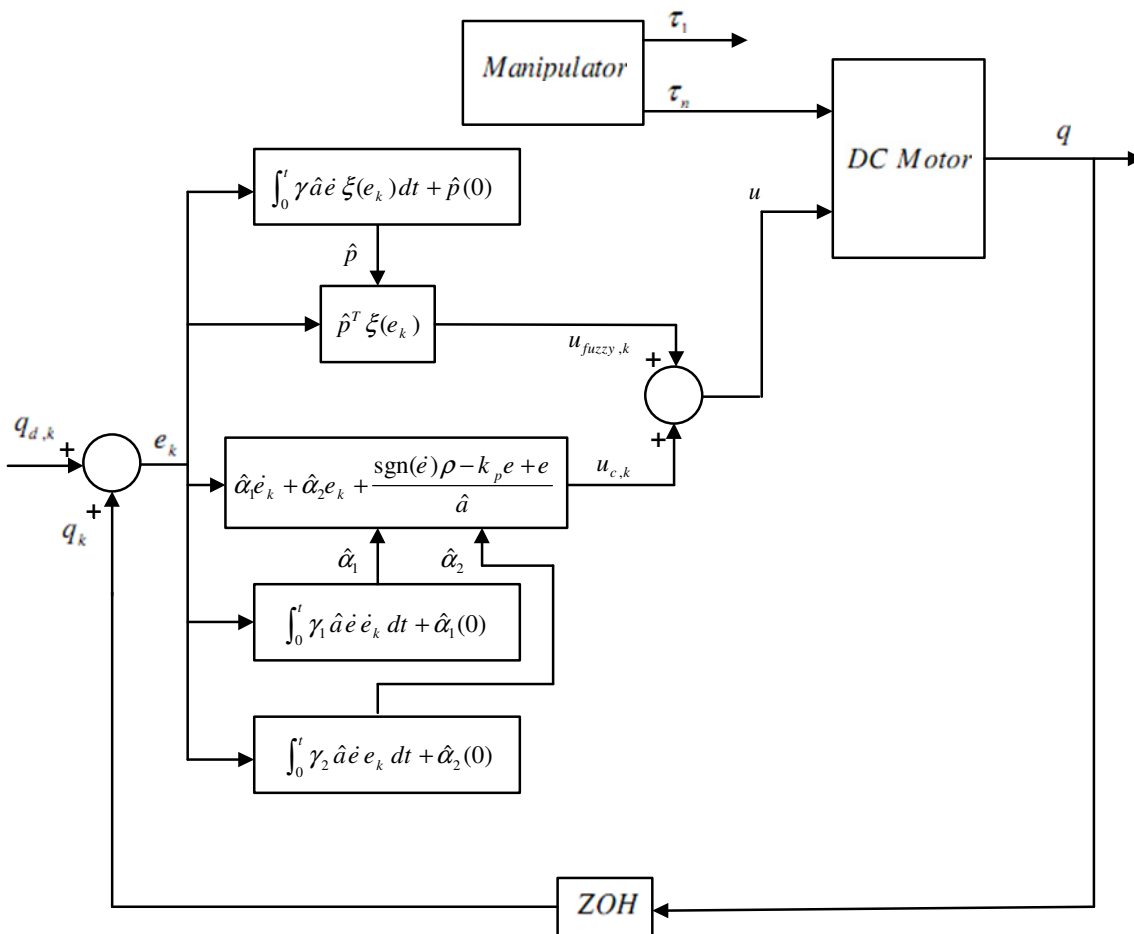
۱-۴-۸ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

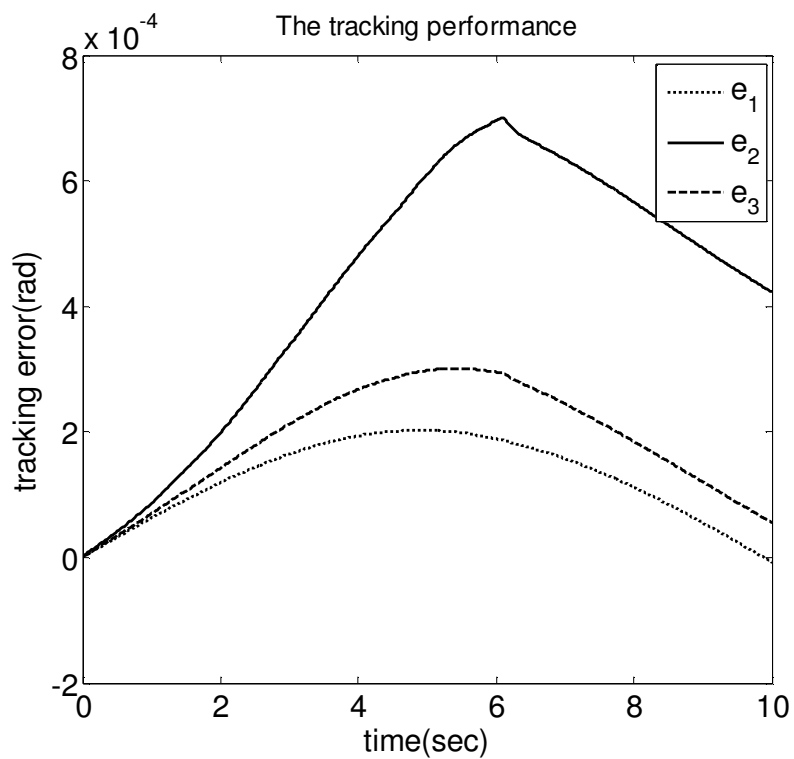
$$q_{d,k} = 1 - \cos(\pi k T / 10) \quad \text{for} \quad 0 \leq k T < 10 \quad (51-8)$$

مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل (۱۱-۳) یکسان در نظر گرفته شده است. در این شبیه سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 5000$ ، $\gamma_1 = 5000$ ، $\gamma_2 = 5000$ ، $k_p = 1$ و $\rho = 0.01$ انتخاب شده اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده اند، ولی در حالت کلی میتوانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته در شکل (۲-۸) نشان داده شده است.

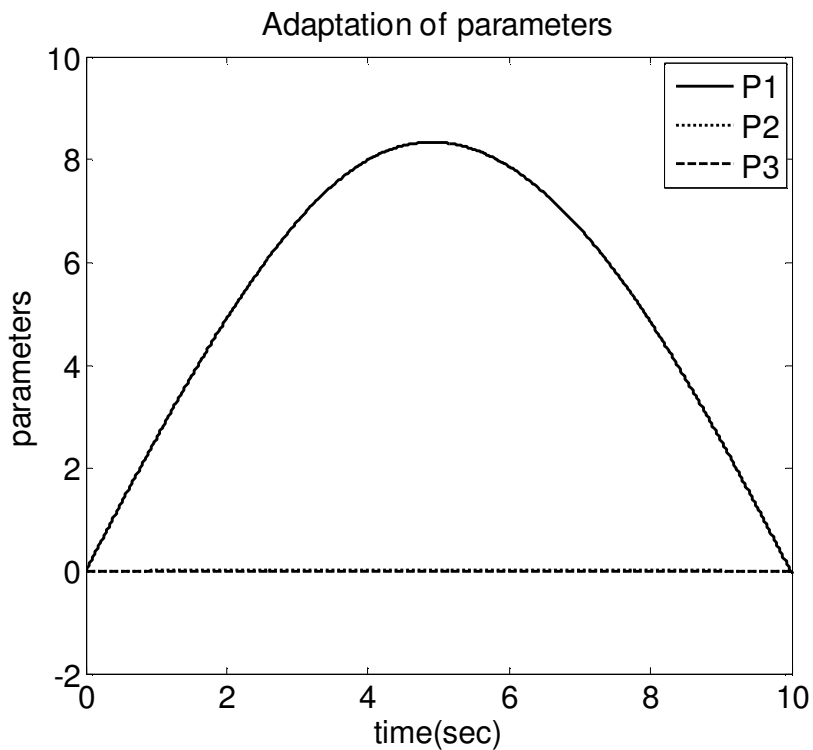
نمادهای e_1 ، e_2 و e_3 خطای ردگیری برای مفصل‌های ۱، ۲ و ۳ هستند. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $4.18 \times 10^{-4} rad$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل (۸-۳) نشان داده شده است. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل (۸-۴) نمایش داده شده است.



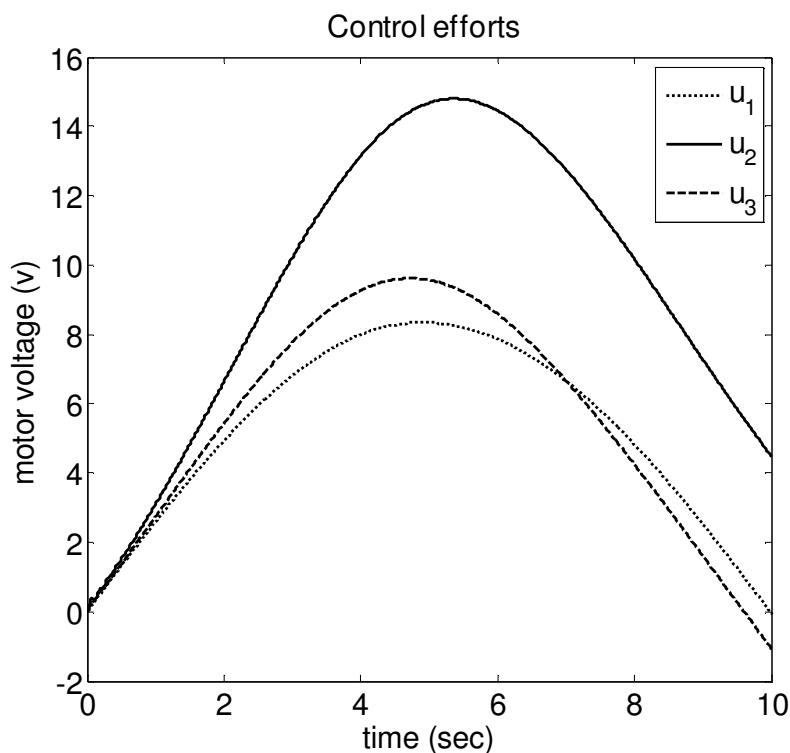
شکل (۸-۱) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم



شکل (۲-۸) عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته



شکل (۳-۸) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در ردگیری



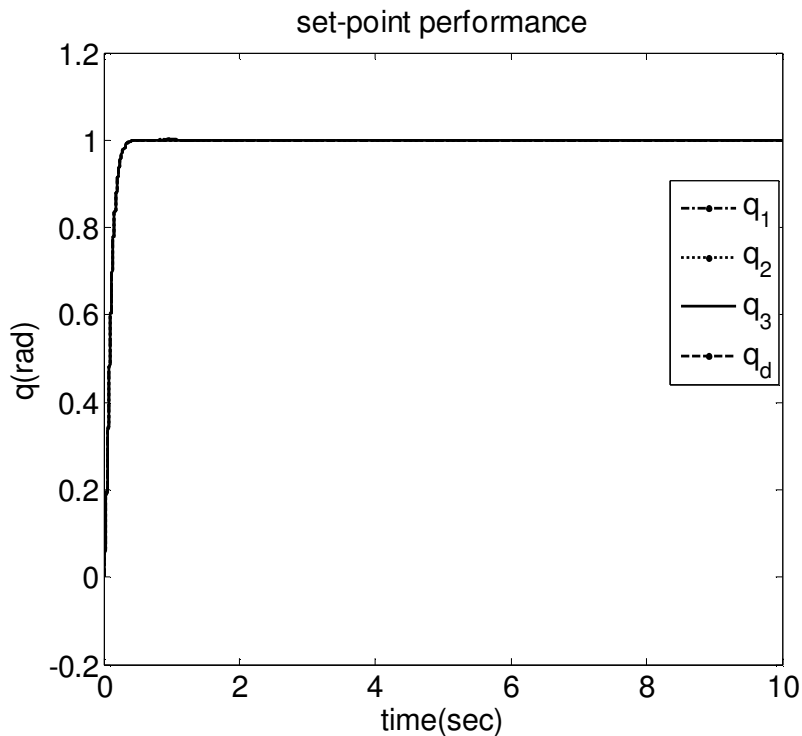
شکل (۴-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته

۲-۴-۸ تنظیم

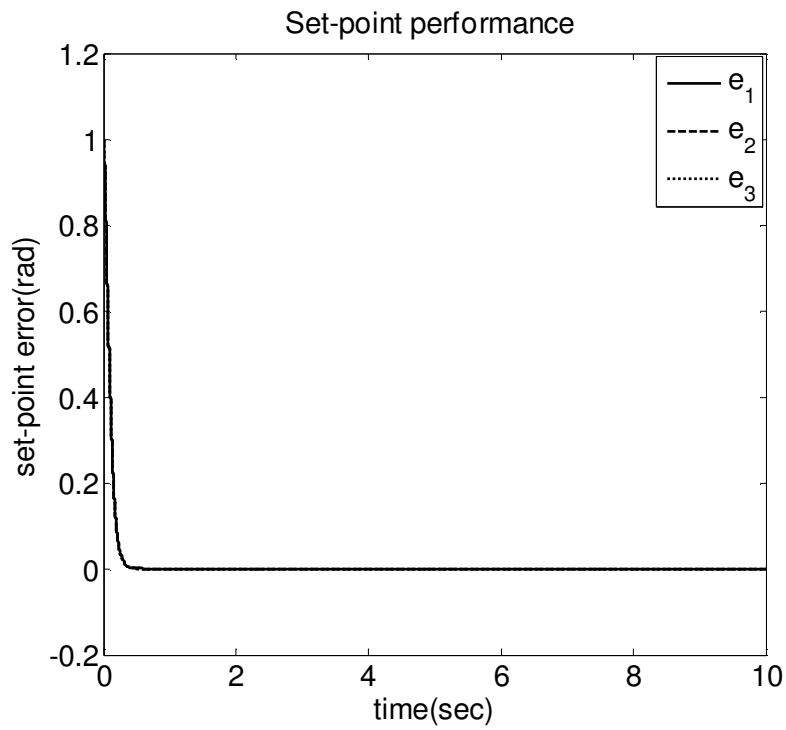
در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 3500$ ، $\gamma_1 = 4000$ ، $\gamma_2 = 4000$ ، $k_p = 1$ و $\rho = 0.001$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. شکل (۵-۸) عملکرد نقطه تنظیم و شکل (۶-۸) خطای تنظیم مفاصل را نمایش می‌دهد. بیشترین مقدار خطا در انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $-2.3 \times 10^{-4} \text{ rad}$ می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌گردد سیستم کنترل در تنظیم عملکرد مناسبی دارد. همه کنترل کننده‌ها در تنظیم عملکرد مشابهی داشته و نمودار آنها روی هم منطبق شده است.

همگرایی پارامترهای کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم نیز در شکل (۷-۸) قابل مشاهده است. پارامترها در تنظیم به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.

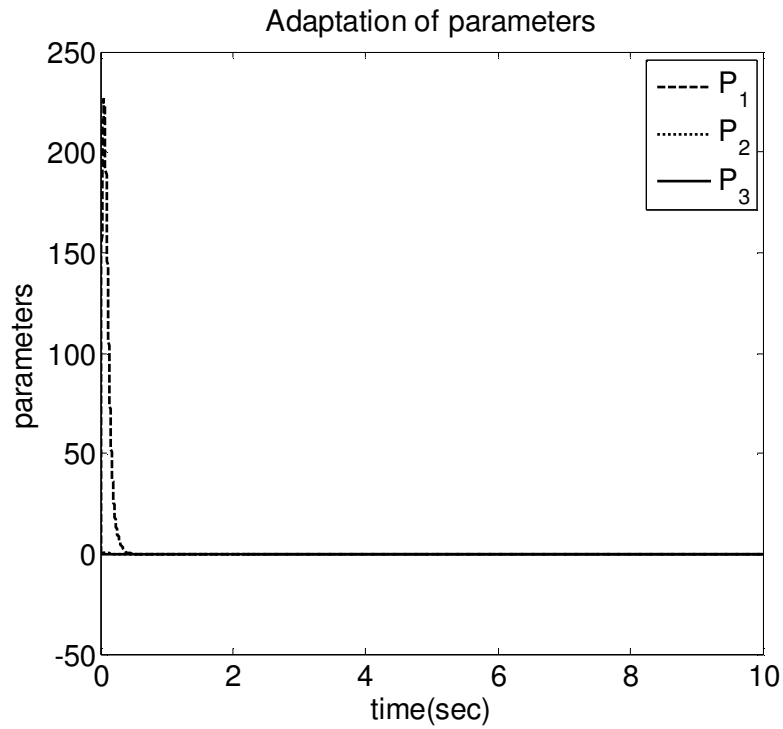
ولتاژ موتورها در تنظیم در شکل (۸-۸) نشان داده شده‌اند. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است، سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ هستند ولی پس از مدت کمی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند. در نهایت بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته با راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری خوب و عملکرد تنظیم بسیار مناسبی است. این روش در مقابله با عدم قطعیت‌ها موفق بوده و سیستم کنترل مقاوم است و به مدل سیستم رباتیک وابسته نمی‌باشد. همان طور که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. این روش به صورت مفصل مستقل به سیستم رباتیک اعمال شده و هر موتور به صورت جداگانه کنترل می‌گردد. بنابراین اجرای آن ساده می‌باشد.



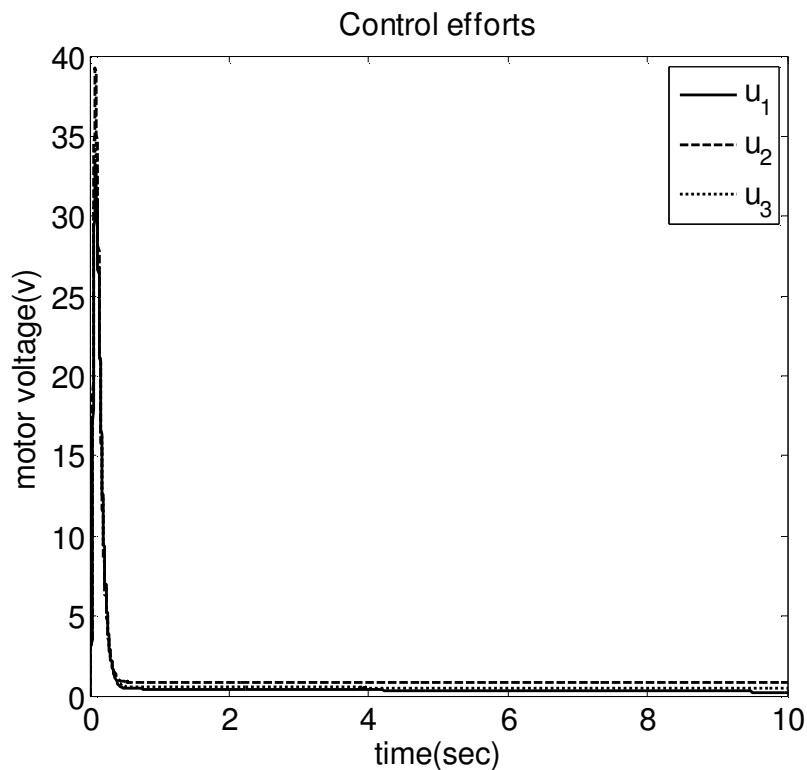
شکل (۸-۵) عملکرد نقطه تنظیم در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته



شکل (۶-۸) خطای تنظیم در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته



شکل (۷-۸) تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم



شکل (۸-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیر مستقیم زمان-گسسته در تنظیم

همان طوری که در فصل هشتم و نهم بیان شد، در کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی غیر مستقیم همگرایی خطای ردگیری و مشتق خطای ردگیری به سمت صفر به صورت مجانبی تضمین شده است، اما در کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقیم فقط همگرایی مجانبی خطای ردگیری تضمین می شود. از طرف دیگر، دامنه سیگنال کنترل در مسئله تنظیم در کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی غیر مستقیم نسبت به کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی مستقیم برتری دارد زیرا ولتاژ کمتری به موتورها اعمال می شود. علاوه بر این پیاده سازی عملی هر دو کنترل کننده به علت استفاده از پس خورد موقعیت تنها ساده می باشد.

فصل نهم:

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۹-۱ نتیجه‌گیری

در این رساله، استراتژی کنترل ولتاژ و کنترل‌کننده فازی تطبیقی زمان‌گسسته مورد توجه و بررسی قرار گرفته‌اند. هر یک از روشهای کنترلی مذکور طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است و به ارزیابی عملکرد سیستم کنترل در مسائل ردگیری، تنظیم، دفع اغتشاش و چگونگی پاسخ به شرایط اولیه پرداخته شده است. روش‌های کنترل ولتاژ مستقل از مدل ربات بوده و با استفاده از فن مفصل مستقل به سیستم اعمال گردیده است. در نتیجه کنترل چندمتغیره ربات به کنترل جداگانه هر مفصل تبدیل شده است که علاوه بر سادگی، سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات دارد. طراحی سیستم فازی تنها با داشتن یک یا دو متغیر ورودی بسیار ساده و محاسبات آن به صورت قابل توجه‌ای کاهش یافته است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است، مقاوم هستند. در عمل، کنترل ربات به صورت گسسته به خاطر قابلیت ساخت آسان، قابلیت تغییر، حساسیت کم نسبت به تغییرات محیط و ارزان بودن، انجام می‌شود. از این رو، توجه به طراحی و آنالیز کنترل گسسته زمان به منظور بکارگیری کامپیوترهای دیجیتال به عنوان کنترل‌کننده مورد نیاز است. بنابراین، در این پایان‌نامه، به جای طراحی کنترل‌کننده زمان‌پیوسته از کنترل‌کننده زمان‌گسسته استفاده شده است.

در این رساله، تنظیم پارامترهای تخمینگر فازی با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی انجام شده است. در اکثر مراجع، تخمینگرهای فازی به گونه‌ای طراحی می‌شوند که خروجی سیستم فازی، خروجی سیستم را ردگیری کند. اما در اینجا، سیستم فازی برای تخمین عدم قطعیت مجتمع طراحی شده است و این مهمترین تمایز روش پیشنهادی با روشهای قبلی است. تابع عدم قطعیت را نمیتوان اندازه‌گیری نمود. بنابراین نمیتوانیم خروجی سیستم فازی را با خروجی واقعی مقایسه کنیم تا با استفاده از خطای بدست آمده پارامترهای سیستم فازی را بروزرسانی کنیم. برای حل این مشکل، نشان دادیم که خطای تخمین

سیستم فازی تابعی از خطای ردگیری و مشتق آن است و با استفاده از آنها پارامترهای سیستم فازی تطبیق شده اند. با توجه به اینکه اکثر رباتهای تجاری فقط فیدبک موقعیت را در اختیار کاربر قرار می-دهند، در این رساله، تنها از این فیدبک و نمونه‌های لحظات قبل آن استفاده شده است. در حالیکه اکثر الگوریتم‌های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک‌های متغیرهای حالت را نیاز دارند. فیدبک‌های سرعت و شتاب معمولاً آغشته به نویز هستند و در صورت استفاده از آنها در قانون کنترل، ممکن است موجب تضعیف عملکرد سیستم شوند. برخی از مراجع استفاده از رویکرد را برای حذف فیدبک‌های سرعت و شتاب پیشنهاد داده اند. اما حجم محاسبات در این روشها زیاد است.

یکی از مهمترین چالشهای کنترل در فضای کار، عدم قطعیت‌های سینماتیکی و دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین است. بنابراین، کنترل فضای کار مسئله پیچیده‌تری نسبت به فضای مفصلی است، زیرا عدم قطعیت‌های سینماتیکی هم اضافه می‌شوند. اکثر روشهای ارائه شده برای کنترل در فضای کار، به مدل دینامیکی ربات وابسته هستند و از ویژگی خطی بودن معادله حرکت ربات نسبت به پارامترها استفاده می‌کنند. در این روشها باید ساختار ماتریس اینرسی، بردار گشتاور گرانشی و ... کاملاً معلوم و شناخته شده باشند. همچنین بدلیل وجود این ماتریسها در قوانین کنترل و تطبیق، حجم حافظه مورد نیاز و محاسبات کنترل کننده زیاد است. اما روش پیشنهادی، مستقل از معادله حرکت ربات است و معایب مذکور را ندارد. برای تطبیق پارامترهای تخمینگر فازی از الگوریتم گرادیان نزولی ارائه شده استفاده شده است.

اکثر روشهای ارائه شده برای جبران خطای تقریب سیستم فازی از خطای ردگیری و انتگرال آن استفاده می کنند. اما در این رساله، برای جبران خطای تقریب سیستم فازی روش جدیدی ارائه شده است که نیازی به انتگرال‌گیری از خطای ردگیری ندارد. همچنین، قانون کنترل پیشنهادی، فقط پس خورد موقعیت مفصل را نیاز دارد. بنابراین پیاده‌سازی آن آسان است.

ضعف روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور آن است که دینامیک محرکه‌ها را در نظر نمی‌گیرد ولی در مقابل روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ به نقش موتورها توجه اساس دارد. روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری مناسب‌تر و دقیق‌تری هستند. به طور کلی میتوان نتیجه گرفت که بدلیل مزیت‌های مذکور کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور ترجیح داده می‌شوند.

۲-۹ پیشنهادات

در نهایت جهت ادامه کار این پایان نامه موارد زیر پیشنهاد می‌شود:

- ۱- پیاده‌سازی عملی روش‌های کنترل پیشنهادی
- ۲- بهینه کردن پارامترهای تطبیق و کنترل به کمک روش‌های مختلف بهینه‌سازی
- ۳- پیاده‌سازی روش کنترلی مذکور بر روی ربات‌های انعطاف پذیر
- ۴- استفاده از روش‌های دیگر گسسته‌سازی
- ۵- بکارگیری سیستم‌های فازی نوع-۲ برای تخمین گر عدم قطعیت
- ۶- تعمیم نتایج حاصل از این رساله، برای کنترل امیدانس بازوی ربات

مراجع

- [1] Spong M. W. and Vidyasagar M. (1989), “**Robot dynamic and control**”, Wiley, New York.
- [2] Luh J. Y. S. (1983), “Conventional controller design for industrial robots-atutorial”, **IEEE Trans. Systems Man Cybernet**, Vol. 13, pp. 298-316.
- [3] 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.
- [4] Ogata K. (1987), “**Discrete-Time Control Systems**”, Prentice-Hall, NJ,.
- [5] Zagorianos A., Tzafestas S. G. and Stavrakakis G. S. (1995), “Online discrete-time control of industrial robots”, **Robotics and Autonomous Systems**, Vol. 14, pp. 289-299.
- [6] Zhang H. and Feng G. (2008), "Stability analysis and H_{∞} controller design of discrete-time fuzzy large-scale systems based on piecewise lyapunov functions", **IEEE Transactions on Systems**, Vol. 38, No. 5, pp. 1390-1401.
- [7] Zhang Z., Huang X., Ban X. and Gao X. Z. (2011), "Stability Analysis and Design for Discrete Fuzzy Systems with Time-Delay under Imperfect Premise Matching", **Journal of Information & Computational Science**, Vol. 8, No. 13, pp. 2613-2622.
- [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] Fateh M. M. and Baluchzadeh M. (2013), “Discrete 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.

- [10] Fateh M. M., Ahsani Tehrani H. and Karbassi S.M. (2013), “Repetitive control of electrically driven robot manipulators”, **International Journal of Systems Science**, Vol. 44, No. 4, pp. 775–785.
- [11] Corradini M. L., Fossi V., Giantomassi A., Ippoliti G., Longhi S. and Orlando G. (2012), “Discrete time sliding mode control of robotic manipulators: development and experimental validation”, **Control Engineering Practice**, Vol. 20, No. 8, pp. 816-822.
- [12] Tsai M. C., Anwar G. and Tomizuka M. (1988), “Discrete time repetitive control for robot manipulators”, **IEEE International Conference on Robotics and Automation**, Vol. 3, pp. 1341-1346.
- [13] Tsai M. C. and Tomizuka M. (1989), “Model reference adaptive control and repetitive control for robot manipulators”, **IEEE International Conference on Robotics and Automation**, Vol. 3, pp. 1650-1655.
- [14] Fateh M. M. and Baluchzadeh M. (2012), “Modeling and robust discrete LQ repetitive control of electrically driven robots”, **International Journal of Automation and Computing**, Vol. 10, No. 5, pp. 472-480.
- [15] Jiang P., Bamforth L. C. A., Feng Z., Baruch J. E. F. and Chen Y. Q. (2007), “Indirect iterative learning control for a discrete visual servo without a camera-robot model”, **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, PartB: Cybernetics**, Vol. 37, No. 4, pp. 863-876.
- [16] Akhrif O., Okou F. A., Dessaint L. A., Champagne R. (1999), “Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems”, **IEEE Transaction on power systems**, Vol. 14, No. 2, pp. 620-628.
- [17] 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.

- [18] Spong M. W. (1992), “ On the robust control of robot manipulators”, **IEEE Transaction on automatic control**, Vol. 37, No. 11, pp. 1782-1786.
- [19] Spong M. W. and Vidyasagar M. (1985), “Robust nonlinear control of robot manipulators”, **Proceedings of the 24th conference on decision and control**, pp. 1767-1772.
- [20] Fateh M.M. and 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, pp. 3949-3960.
- [21] Jin Y. (2003), “**Advanced Fuzzy Systems Design and Applications**”, Physica-Verlag, Heidelberg, NY.
- [22] Kosko B. (1994), “Fuzzy systems as universal approximators”, **IEEE Trans. Comput.**, Vol.43, pp. 1329–1333.
- [23] Rovatti R. (1998), “Fuzzy piecewise multilinear and piecewise linear systems as universal approximators in Sobolev norms”, **IEEE Trans. Fuzzy Systems**, Vol. 6, pp. 235–249.
- [24] 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.
- [25] Wei L., Yang L. and Wang H. (2006), “Indirect fuzzy adaptive control for trajectory tracking of uncertain robots”, **Electric Machines and control**, pp. 393-397.
- [26] Wang L. X. (1994), “**Adaptive fuzzy systems and control**”, Prentice Hall.
- [27] Hong-rui W., Zeng-wei C., Li-xin W., Xue-jing T. and 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.

- [28] Er M. J. and 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.
- [29] Takagi T. and Sugeno M. (1985), "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", **IEEE Trans. Systems Man Cybernet.** Vol. 15, pp. 116–132.
- [30] Cao S. G., Rees N. W. and Feng G. (1997), "Analysis and design for a class of complex control systems. Part II: fuzzy controller design", **Automatica**, Vol. 33, pp. 1029–1039.
- [31] Qi R. and Brdys M. A. (2006), "Indirect adaptive fuzzy control for nonlinear systems with online modeling", in: **Proc. Internat. Conf. Control, Glasgow, Scotland.**
- [32] Spooner J. T. and Passino K. M. (1996), "Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks", **IEEE Trans. Fuzzy Systems**, Vol. 4, pp. 339–359.
- [33] Yoo B. and Ham W. (1998), "Adaptive fuzzy sliding mode control of nonlinear systems", **IEEE Trans. Fuzzy Systems**, Vol. 6, pp. 315–321.
- [34] Golea N., Golea A. and Benmahammed K. (2003), "Stable indirect fuzzy adaptive control", **Fuzzy Sets and Systems**, Vol. 137, pp. 353–366.
- [35] Hojati M. and Gazor S. (2002), "Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems", **IEEE Trans. Fuzzy Syst.**, Vol. 10, pp. 198–210.
- [36] Park C. W. and Cho Y. W. (2004), "T–S model based indirect adaptive fuzzy control using online parameter estimation", **IEEE Trans. Systems Man Cybernet Part B**, Vol. 34, pp. 2293–2302.
- [37] Yu W. S. and Sun C. J. (2001), "Fuzzy model based adaptive control for a class of nonlinear systems", **IEEE Trans. Fuzzy Systems**, Vol. 9, pp. 413–425.

- [38] Jin Y. (1998), “Decentralized adaptive fuzzy control of robot manipulators”, **IEEE Transactions on Systems, man, and Cybernetics-part B: Cybernetics**, Vol. 28, No. 1, pp. 47-57.
- [39] Yoo B. K. and Woon C. H. (2000), “Adaptive control of robot manipulators using fuzzy compensator”, **IEEE Transaction on fuzzy systems**, Vol. 8, No. 2, pp.186-199.
- [40] Kim E. (2004), “Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic”, **IEEE Transaction on fuzzy systems**, Vol. 12, No. 3, pp. 368-378.
- [41] Ham C., Qu Z. and Johnson R. (2000), “ Robust fuzzy control for robot manipulators”, **IEE Proc., control theory appl.** Vol. 147, No. 2, pp. 212-216.
- [42] Hwang J. P. and Kim E. (2006), “ Robust tracking control of an electrically driven robot: Adaptive fuzzy approach”, **IEEE Transaction on Fuzzy Systems**, Vol. 14, No. 2, pp. 232-247.
- [43] Kim V. T. (2002), “Independent joint adaptive fuzzy control of robot manipulators”, **The 5th Biannual world automation congress**, Vol. 14, pp. 645-652.
- [44] Purwar S., Kar I. N. and Jha A. N. (2005), “ Adaptive control of robot manipulators using fuzzy logic systems under actuator constraints”, **Fuzzy Sets and Systems**, Vol. 152, No. 3, pp. 651-664.
- [45] Fateh M. M. (2010), “Fuzzy task-space control of a welding robot”, **International Journal of Robotics and Automation**, Vol. 25, No. 4, pp. 372-378.
- [46] Fateh M. M., Shahrabi Frahani S. and Khatamianfar A. (2010), “Task space control of a welding robot using a fuzzy coordinator”, **International Journal of Control, Automation, and Systems**, Vol. 8, No. 3, pp. 574–582.

- [47] Jihong Q., Yaping D., Jinkun L. and Hongyan W. (2007), "Robust adaptive fuzzy output tracking control of uncertain robot system using backstepping design", **Proceedings of the 27th Chinese control conference**, pp. 303-308.
- [48] Sun F. C., Sun Z. Q. and 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.
- [49] Zhang D. and 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.
- [50] Zhu D., Mei T., Luo M. and 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**.
- [51] Hsu F. Y. and 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.
- [52] Koo T. K. J. (1995), "Model reference adaptive fuzzy control of robot manipulator", **IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics**, Vol. 1, pp. 424-429.
- [53] Giordano V., Topalov A. V., Kaynak O. and Turchiano B. (2004), "Sliding-mode approach for on-line neural identification of robotic manipulators", **5th Asian Control Conference.**, Vol.3, pp. 2060- 2065.
- [54] Sadati N., Ghadami R. and Bagherpour M. (2005), "An adaptive neural network sliding controller for robotic manipulators", **IEEE International Conference on Industrial Technology**, pp. 1246-1251.
- [55] Xuemei R., Rad A. B. and Lewis F. L. (2007), "Neural Network-Based Compensation Control of Robot Manipulators with Unknown Dynamics," **American Control Conference**, pp. 13-18.

- [56] Wai R. J. (2003), "Tracking control based on neural network strategy for robot manipulators", **Neurocomputing**, Vol. 51, pp. 425-445.
- [57] Tsuji T. and Tanaka Y. (2005), "On-line learning of robot arm impedance using neural networks", **Robotics and Autonomous Systems**, Vol. 52, pp. 257-271.
- [58] 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.
- [59] Ortega R. and Spong M. W. (1988), "Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial", **Proceedings of the 27th conference on decision and control**, pp. 1575-1584.
- [60] Fateh M. M. (2010), "Robust control of electrical manipulators by joint acceleration", **International Journal of Innovative Computing, Information and Control**, Vol. 6, No. 12, pp. 5501-5510.
- [61] Fateh M. M. (2009), "Robust control of electrical manipulators by reducing the effects of uncertainties", **World Applied Sciences Journal**, Vol. 7, Special Issue, pp.161–167.
- [62] Fateh M. M. (2010), "Robust fuzzy control of electrical manipulators", **Journal of Intelligent and Robotic Systems**, Vol. 60, No. 3, pp. 415-434.
- [63] Soltanpour M. R. and Fateh M. M. (2009), "Adaptive robust tracking control of robot manipulators in the task-space under uncertainties", **Australian Journal of Basic and Applied Sciences**, Vol. 3, No. 1, pp. 308–322.
- [64] Soltanpour M. R. and 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.
- [65] Shahrabi Farahani S., Fateh M. M. and Khatamianfar A. (2009), "Fuzzy position control of a SCARA welding robot in task space", **17th Iranian Conference on**

Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran.

- [66] Cheah C. C., Hirano M., Kawamura S. and Arimoto S. (2003), “Approximate jacobian control for robot with uncertain kinematics and dynamics”, **IEEE Transaction on Robotics and Automation**, Vol. 19, No. 4, pp. 692-702.
- [67] 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.
- [68] Spong M. W., Khorasani K. and Kokotovic P. V. (1987), “An integral manifold approach to the feedback control of flexible joint robots”, **IEEE J. Robot. Autom.**, Vol. 3, No. 4, pp. 291–300.
- [69] Wang D. (1995), “A simple iterative learning controller for manipulators with flexible joints”, **Automatica**, Vol. 31, No. 9, pp.1341–1344.
- [70] Zeman V., Patel R. V. and Khorasani K. (1997), “Control of a flexible-joint robot using neural networks”, **IEEE Trans. Control Syst. Technol.**, Vol. 5, No. 4, pp. 453–462.
- [71] Kugi A., Ott C., Albu-Schaffer A. and Hirzinger G. (2008), “On the passivity-based impedance control of flexible joint robots”, **IEEE Trans. Robot. Autom.**, Vol. 24, No. 2, pp. 416–429.
- [72] Talole E., Kolhe P. and Phadke B. (2009), “Extended state observer based control of flexible joint system with experimental validation”, **IEEE Trans. Ind. Electron**, Vol. 57, No. 4, pp. 1411–1419.
- [73] Tomei P. (1991), “A simple PD controller for robots with elastic joints,” **IEEE Transaction on Automatic Control**, Vol. 36, No. 10, pp. 1208–1213.

- [74] Luca A. D., Isidori A. and Nicolo F. (1985), "Control of robot arm with elastic joints via nonlinear dynamic feedback", **Proceedings of the 24th conference on decision and control**, Vol. 24, pp. 1671-1679.
- [75] Spong M. W. (1987), "Modeling and control of elastic joint robots", **ASME J. Dyn. Syst. Meas. Control**, Vol. 109, pp. 310-319.
- [76] Wilson G. A. (1994), "Robust tracking of elastic joint manipulators using sliding mode control", **Trans. Inst. Meas. Control**, Vol. 16, No. 2, pp. 99-107.
- [77] Spong M. W. (1985), "Adaptive control of flexible joint manipulators: comments on two papers", **Automatica**, Vol. 31, No. 4, pp. 585-590.
- [78] Chang L. L. and Chuan C. C. (1995), "Rigid model-based fuzzy control of flexible-joint manipulators", **Journal of Intelligent and Robotic Systems**, Vol. 13, No. 2, pp.107-126.
- [79] Fateh M. M. (2012), "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", **Nonlinear Dynamics**, Vol. 67, No. 2, pp.1525-1537.
- [80] Qu Z. and Dawson D. M. (1996), "**Robust tracking control of robot manipulators**", IEEE Press, Inc., New York.
- [81] Boyd S. and Sastry S. (1986), "Necessary and sufficient conditions for parameter convergence in adaptive control", **Automatica**, Vol. 22, No. 6, pp. 629-639.
- [82] Cheah C. C., Liu C. and Slotine J. J. E. (2006), "Adaptive jacobian tracking control of robots with uncertainties in kinematic, dynamic and actuator models", **IEEE Trans. Automatic control**, Vol. 51, No. 6, pp. 1024-1029.
- [83] Fateh M. M. and Babaghasabha R. (2010). "Impedance control of robots using voltage control strategy", **Nonlinear Dynamics**, Accepted 19 May 2013.
- [84] Spong M. W., Hutchinson S. and Vidyasagar M. (2006), "**Robot Modelling and Control**", Wiley, Hoboken.

- [85] Li z., Ge S.S., Adams M. and Wijesoma W.S. (2008), “Robust adaptive control of uncertainforce/motion constrained nonholonomic mobile manipulators”, **Automatica**, Vol. 44, pp. 776 – 784.
- [86] Li Y. (2006), “Robust Neural Networks Compensating Motion Control of Reconfigurable Manipulator”, **First International Conference on Innovative Computing, Information and Control**, Vol. 2, pp. 388 – 391.
- [87] Johnson C.D., (2007), “**Process control instrumentation technology**”, Prentice-Hall of India, New Delhi.

Abstract:

Robot manipulators are nonlinear multivariable systems with high couplings and various uncertainties. Although, adaptive and robust control methods are suggested to overcome the uncertainties including parametric uncertainty, un-modeled dynamics, external disturbances and discretization error, they face many challenges because of the complexity in robot dynamics. A fuzzy system can be used as a universal approximator for any nonlinear system. This feature has been efficiently used to design the adaptive fuzzy controllers. Adaptive fuzzy control systems are designed based on guaranteeing stability. Since practical implementation of the control law is carried out using digital processors, designing a discrete-time adaptive fuzzy controller for robot manipulators based on the voltage control strategy and proposed control systems stability analysis is suggested in this thesis. In this thesis, a novel method is used for gradient descent algorithm. In most references, the fuzzy estimator is designed such that fuzzy output tracks the system output. However, in this thesis, the system fuzzy is design for estimation of the lumped uncertainty, and this is the most important distinction between proposed method and previous approaches. Another novelty this thesis is presenting a new approach for compensating the approximation error of fuzzy system. In this thesis, a new method is developed for compensating the approximation error of the fuzzy system which does not needed integration of tracking error. Moreover, the proposed discrete-time adaptive fuzzy with position feedback control law requires feedbacks of joint positions only. Simulation studies are performed on a SCARA and articulated robot. Stability analysis and simulation results show its efficiency in the control.

Keywords: voltage control strategy, discrete-time control, free-model control, adaptive fuzzy control, robust control, robot manipulators.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Discrete Adaptive Fuzzy Control of a Robot Manipulator

Siamak Azargoshasb

Supervisor:
Dr Mohammad Mehdi Fateh

September 2014