

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی تطبیقی بازوهای ماهر ربات‌ها با استراتژی

کنترل ولتاژ

سارا فاتح

استاد راهنما:

دکتر محمدمهدی فاتح

شهریور ۹۱

سپاسگزاری

اکنون که در سایه لطف پروردگار مهربان این پایان نامه به سرانجام رسید لازم می دانم از زحمات پدر و استاد گرانقدر و بزرگوایم کمال تشکر و قدردانی را به عمل آورم. ایشان که پدران، دلسوزانه و صبورانه رنج تعلیم و تربیت را متحمل شدند، همواره راهنمای من در تمامی مقاطع تحصیلی و علمی هستند.

از مادر مهربان و دلسوزم سپاسگزارم که همواره با محبت های بی دریغش پشتیبانم بوده است.

از همسر عزیز و مهربانم ممنونم که همواره مرا همراهی نموده و به من آرامش بخشیده است.

از تمامی اساتید و معلمان صمیمانه قدردانی می نمایم که رنج آموزش را متحمل شدند.

آرزوی سلامتی و توفیق روزافزون همه این عزیزان را از خداوند منان مسئلت دارم.

سارا فاتح

شهریور ۹۱

چکیده

معادلات دینامیکی ربات نشان می‌دهد که مدل ربات شدیداً غیرخطی با تزویج سنگین بین ورودی‌ها و خروجی‌ها، چندمتغیره و بسیار محاسباتی است. بعلاوه، مدل فضای حالت سیستم رباتیک مشتمل بر بازوی ماهر رباتیک و موتورها به فرم غیرهمراه است ولی با محاسبه زیاد به فرم همراه در می‌آید. اگرچه روش‌های کنترل مقاوم و تطبیقی به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها پیشنهاد شده‌اند ولی به دلیل پیچیدگی دینامیک‌های ربات با مشکل مواجه هستند. در مقابل، طراحی کنترل‌کننده‌های فازی به دلیل آزاد بودن از مدل ربات آسان به نظر می‌رسد. با این وجود، اثبات پایداری سیستم‌های کنترل فازی دشوار است. از آنجا که سیستم کنترل ناپایدار فاقد ارزش است، لازم است که کنترل‌کننده پایداری را تضمین نماید. 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 بخوبی استفاده شده است. سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی بر مبنای تضمین پایداری طراحی می‌شوند. لیکن، روش‌های کنترل فازی تطبیقی ربات، بسیار پیچیده، محاسباتی، چندمتغیره و نیازمند در اختیار داشتن همه متغیرهای حالت می‌باشند. اغلب این مشکلات به خاطر کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور است. این پایان‌نامه روش نوینی از کنترل فازی تطبیقی ربات ارائه می‌دهد که بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ است. در مقایسه با روش‌های قبلی، ساده‌تر، کم محاسبه‌تر و کارآمدتر است، ضمن آنکه پایداری را نیز تضمین می‌نماید.

در این پایان‌نامه، مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات مطرح و سپس استراتژی‌های موجود برای کنترل ربات معرفی می‌شوند. در ادامه، روش‌های کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم و مستقیم بر مبنای استراتژی‌های کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ طراحی و تحلیل می‌گردند. سپس، بر روی ربات اسکارا شبیه‌سازی می‌شوند. عملکرد ردگیری و تنظیم کنترل‌کننده‌ها در رویارویی با عدم قطعیت‌ها بررسی می‌شود. پایداری سیستم کنترل نیز تحلیل می‌گردد. ساختار کنترل‌کننده‌ها و عملکرد آنها با

یکدیگر مقایسه می‌شود. این بررسی نشان می‌دهد که کنترل فازی تطبیقی بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به استراتژی کنترل گشتاور برتری دارد.

کلمات کلیدی: بازوی ماهر ربات، استراتژی کنترل گشتاور، استراتژی کنترل ولتاژ، عدم قطعیت، کنترل فازی تطبیقی

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- [1] Fateh M. M., Fateh S. (2012), "A Precise Robust Fuzzy Control of Robots using Voltage Control Strategy", International Journal of Automation and Computing, In press.
- [2] Fateh M. M., Fateh S. (2012), "Decentralized Direct Adaptive Fuzzy Control of Robots using Voltage Control Strategy", Nonlinear Dynamics, In press.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۳	۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین
۸	۲-۱ اهداف تحقیق
۹	۳-۱ مروری بر ساختار پایان نامه
۱۰	فصل دوم: مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات
۱۱	۱-۲ مقدمه
۱۱	۲-۲ معادلات سینماتیکی ربات
۱۴	۳-۲ ژاکوبین بازوی ماهر ربات
۱۵	۱-۳-۲ سرعت زاویه‌ای
۱۶	۲-۳-۲ سرعت خطی
۱۹	۴-۲ معادلات دینامیکی ربات
۱۹	۱-۴-۲ انرژی پتانسیل
۲۰	۲-۴-۲ انرژی جنبشی
۲۳	۳-۴-۲ دینامیک موتورها
۲۵	۵-۲ مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات اسکارا
۲۵	۱-۵-۲ مدلسازی سینماتیکی
۲۷	۲-۵-۲ مدلسازی دینامیکی
۳۰	فصل سوم: استراتژی کنترل گشتاور ربات
۳۱	۱-۳ مقدمه

۳۲	۲-۳ پیاده‌سازی استراتژی کنترل گشتاور بر مبنای مدل
۳۴	۱-۲-۳ شبیه‌سازی سیستم کنترل ربات
۳۸	فصل چهارم: کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی کنترل گشتاور
۳۹	۱-۴ مقدمه
۳۹	۲-۴ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم
۴۶	۳-۴ شبیه‌سازی کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۴۷	۱-۳-۴ کنترل ردگیری
۵۰	۲-۳-۴ تنظیم
۵۳	فصل پنجم: کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استراتژی کنترل گشتاور
۵۴	۱-۵ مقدمه
۵۴	۲-۵ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم
۵۸	۳-۵ شبیه‌سازی کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۵۹	۱-۳-۵ کنترل ردگیری
۶۱	۲-۳-۵ تنظیم
۶۴	فصل ششم: استراتژی کنترل ولتاژ ربات
۶۵	۱-۶ مقدمه
۶۶	۲-۶ طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر مدل
۶۹	۳-۶ شبیه‌سازی سیستم کنترل
۶۹	۱-۳-۶ کنترل ردگیری
۷۱	۲-۳-۶ تنظیم
۷۳	فصل هفتم: کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی کنترل ولتاژ

۷۴	۱-۷ مقدمه
۷۴	۲-۷ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم
۸۰	۳-۷ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۸۰	۱-۳-۷ کنترل ردگیری
۸۳	۲-۳-۷ تنظیم
۸۶	فصل هشتم: کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استراتژی کنترل ولتاژ
۸۶	۱-۸ مقدمه
۸۶	۲-۸ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم
۹۱	۳-۸ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۹۱	۱-۳-۸ کنترل ردگیری
۹۴	۲-۳-۸ تنظیم
۹۷	فصل نهم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۹۸	۱-۹ نتیجه گیری ها
۹۹	۲-۹ پیشنهادات
۱۰۰	منابع

فهرست شکل‌ها

صفحه

۲۶	شکل (۱-۲) دیاگرام مفصلی ربات اسکارا چهار - رابط
۳۱	شکل (۱-۳) دیاگرام کنترل چند متغیره ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور
۳۴	شکل (۲-۳) دیاگرام سیستم کنترل ربات
۳۵	شکل (۳-۳) عملکرد ردگیری ربات اسکارا
۳۵	شکل (۴-۳) سیگنال کنترل ربات اسکارا در ردگیری
۳۶	شکل (۵-۳) عملکرد تنظیم ربات اسکارا
۳۷	شکل (۶-۳) سیگنال کنترل ربات اسکارا در تنظیم
۴۲	شکل (۱-۴) توابع تعلق ورودی
۴۷	شکل (۲-۴) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۴۸	شکل (۳-۴) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۴۸	شکل (۴-۴) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در ردگیری
۴۹	شکل (۵-۴) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ و $\hat{\mathbf{g}}$ کنترل‌کننده‌ها در ردگیری
۵۱	شکل (۶-۴) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۵۱	شکل (۷-۴) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در تنظیم
۵۲	شکل (۸-۴) همگرایی پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ و $\hat{\mathbf{g}}$ کنترل‌کننده‌ها در تنظیم
۵۹	شکل (۱-۵) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۶۰	شکل (۲-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۶۰	شکل (۳-۵) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی مستقیم در ردگیری
۶۱	شکل (۴-۵) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{f}}$ کنترل‌کننده‌ها در ردگیری
۶۲	شکل (۵-۵) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۶۳	شکل (۶-۵) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی مستقیم در تنظیم
۶۳	شکل (۷-۵) همگرایی پارامترهای $\hat{\mathbf{f}}$ کنترل‌کننده‌ها در تنظیم
۶۶	شکل (۱-۶) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات بصورت مفصل مستقل
۶۸	شکل (۲-۶) دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC
۶۸	شکل (۳-۶) سیستم کنترل موتور
۶۹	شکل (۴-۶) سیستم کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ
۷۰	شکل (۵-۶) خطای ردگیری سیستم کنترل بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ
۷۰	شکل (۶-۶) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ در ردگیری
۷۲	شکل (۷-۶) خطای تنظیم سیستم کنترل بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ
۷۲	شکل (۸-۶) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ در تنظیم
۸۰	شکل (۱-۷) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۸۱	شکل (۲-۷) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۸۲	شکل (۳-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در ردگیری
۸۲	شکل (۴-۷) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{p}}$ و $\hat{\mathbf{b}}$ کنترل‌کننده‌ها در ردگیری
۸۴	شکل (۵-۷) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

- شکل (۶-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در تنظیم
شکل (۷-۷) همگرایی پارامترهای $\hat{\mathbf{p}}$ و \hat{b} کنترل کننده‌ها در تنظیم
شکل (۱-۸) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
شکل (۲-۸) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
شکل (۳-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم در ردگیری
شکل (۴-۸) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{y}}$ کنترل کننده‌ها در ردگیری
شکل (۵-۸) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم
شکل (۶-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم در تنظیم
شکل (۷-۸) همگرایی پارامترهای $\hat{\mathbf{y}}$ کنترل کننده‌ها در تنظیم

فهرست جداول

صفحه

۲۶	جدول (۱-۲) پارامترهای دناویت هارتنبرگ
۲۹	جدول (۲-۲) پارامترهای دینامیکی ربات
۴۲	جدول (۱-۴) قوانین فازی
۵۰	جدول (۲-۴) ضریب‌های g و h در هر کنترل‌کننده
۵۹	جدول (۱-۵) ضریب α در هر کنترل‌کننده
۶۹	جدول (۱-۶) مشخصات موتورهای DC

فصل اول

مقدمه

با پیشرفت علم و توسعه صنعت، ساخت ربات‌های جدید با کاربردهای متنوع در سال‌های اخیر مورد توجه بسیاری از دانشمندان و صنعتگران قرار گرفته است. ربات‌های صنعتی با کاربردهای فراوان از قبیل جابجایی اجسام، مونتاژ قطعات، رنگ‌آمیزی، جوشکاری، لحیم‌کاری، سوراخ‌کاری، سنباده‌کاری، بسته‌بندی و کار در محیط‌های خطرناک مورد استفاده قرار می‌گیرند. جهت استفاده از این ربات‌ها باید بتوان بخوبی آنها را کنترل نمود.

تاکنون دانشمندان علم کنترل ربات، روش‌های کنترلی و کارهای تحقیقاتی بسیاری را در کتاب‌ها، مقالات، مجلات علمی و کنفرانس‌ها در این زمینه ارائه نموده‌اند. تعدادی از روش‌های پیشنهادی در صنعت بصورت عملی اجرا شده است. اغلب روش‌های کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور مفاصل ربات می‌باشد [۱]. لیکن، آنها بسیار پیچیده و پر محاسبه هستند. برای حل مسئله مذکور، اخیراً کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ موتورهای ربات ارائه شده است [۲]. در این روش، به نقش محرکه‌ها در سیستم کنترل ربات بخوبی توجه شده است. هر یک از این روش‌ها دارای معایب و مزیت‌هایی هستند که در ادامه به بررسی آنها خواهیم پرداخت. در این پایان‌نامه روش جدید و موثری برای کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ ارائه می‌نماییم.

۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

کنترل ربات و کاربردهای آن موضوعات تحقیقاتی فعالی در زمینه کنترل و صنعت اتوماسیون‌سازی هستند. نوع کنترل ربات با توجه به هدف و کاری تعیین می‌گردد که قرار است ربات انجام دهد. بعنوان مثال، در جابجایی اجسام، ابتدا گیره باز می‌شود و به سمت جسم حرکت می‌کند و پس از گرفتن جسم، در چند مرحله جابجایی، جسم را به محل مورد نظر می‌رساند. سپس، برای گرفتن قطعه بعدی به جای اول خود بر می‌گردد. بنابراین، با کنترل موقعیت ربات مواجه می‌شویم. در انجام اکثر کارهای صنعتی از کنترل موقعیت ربات استفاده می‌شود ولی در بعضی موارد مانند گرفتن اجسام یا

سنباده کاری لازم است که علاوه بر کنترل موقعیت، نیروی تماس ربات با محیط نیز کنترل شود. بنابراین، کنترل نیروی ربات یا کنترل توام موقعیت و نیروی ربات مطرح می‌شوند [۱]. در این زمینه فعال تحقیقاتی، روش‌های کنترل دیگری از قبیل کنترل رفتار دینامیکی ربات و غیره نیز مورد توجه قرار گرفته است.

سیستم رباتیک یک سیستم پیچیده، چندمتغیره، غیرخطی، همراه با ترویج و نامعین می‌باشد، بنابراین کنترل آن دارای اهمیت ویژه‌ای است. جهت کنترل این سیستم پیچیده روش‌های کنترل مجزاسازی^۱ مطرح شده است [۳]. این روش کنترلی یک سیستم چند ورودی-چند خروجی را تبدیل به چند سیستم یک ورودی-یک خروجی می‌نماید. ولی باید توجه نمود که فرایندهای مجزاسازی گاهی ساختارهای پیچیده‌ای ایجاد می‌کنند که در عمل قابلیت اجرا ندارند. در این خصوص برای حل این مسئله ممکن است روش‌های کنترل جداگانه^۲ پیشنهاد شود. این روش موثر برای کنترل سیستم-های چندمتغیره بسیار سودمند می‌باشد زیرا کنترل سیستم چندمتغیره را از طریق کنترل جداگانه چند سیستم یک‌ورودی - یک‌خروجی انجام می‌دهد و اجرای عملی کنترل را آسان می‌نماید [۴]. این نوع کنترل کننده در بسیاری از ربات‌های مدرن بخاطر ساده شدن محاسبات و پایین آمدن هزینه سخت افزار بکار گرفته می‌شود [۵].

روش خطی سازی پس‌خورد^۳، یکی از روش‌های کنترل مجزاسازی ربات است. بطور کلی، ایده اصلی خطی‌سازی پس‌خورد، عبارتست از ساختن یک قانون کنترل که می‌تواند بخش‌های غیرخطی معادلات دینامیکی را حذف نموده و مجزا سازی را بطور کامل و آسان انجام دهد بدون آنکه با ترم‌های باقیمانده مواجه شویم. هر سیستمی که به فرم همراه در آید قابلیت خطی سازی پس‌خورد را دارد. مدل بازوی ماهر ربات نیز می‌تواند به فرم همراه درآید. بنابراین، با خطی‌سازی پس‌خورد کنترل می‌شود. ولتاژ موتورهای ربات نیز با کمک این روش می‌توانند کنترل شوند.

¹ Decoupling control

² Decentralized control

³ Feedback linearization

قانون کنترل خطی سازی پسخورد می‌تواند، سیستم غیرخطی و با تزویج ربات را به سیستم خطی و بدون تزویج تبدیل نماید. در سیستم حاصل، اثری از بخشهای غیرخطی وجود ندارد. در نتیجه، کنترل سیستم به مراتب آسانتر خواهد بود. ولی قانون کنترل خطی سازی پسخورد نیاز به مدل دقیق سیستم دارد و در صورت نداشتن مدل دقیق باید بتوان بر عدم قطعیت‌های مدل غلبه نمود. روش خطی سازی پسخورد به عنوان یک روش غیرخطی، جایگاه بسیار مهمی در کنترل ربات دارد و بطور موثر و گسترده‌ای بکار رفته است [۲].

روش کنترلی مفصل مستقل یا کنترل جداگانه مفصل، با بهره‌گیری از روش کنترل جداگانه سیستم، هر مفصل یا عبارتی محرکه‌های متصل به هر مفصل را بصورت جداگانه کنترل می‌نماید. در این روش، سیستم چندمتغیره ربات که یک سیستم چندورودی- چندخروجی است به صورت چند سیستم یک‌ورودی- یک‌خروجی دیده می‌شود. فیدبک‌ها از همان مفصلی گرفته می‌شود که کنترل می‌شود [۶]. به منظور کنترل ربات باید همه مفاصل بصورت جداگانه کنترل شوند. در این روش همه اثرات اتصال‌ها حذف می‌شوند یا به عنوان اغتشاش دیده می‌شوند [۱]، سپس توسط کنترل‌کننده‌ها جبران می‌شوند. با این روش موثر که بسیار کاربردی است، سیستم به آسانی کنترل می‌شود. با این وجود، باید گفت این روش برای ردگیری مسیرهای با تغییرات سریع مناسب نمی‌باشد. بدلیل وجود ترم‌های دینامیکی مثل گشتاور کوریولیس و جانب مرکز و تأثیرات تزویج که به سرعت مفاصل مربوط است، سیستم نمی‌تواند عملکرد مناسبی در سیستم‌های با کاربرد سریع ارائه دهد. ولی اگر ترم‌های دینامیکی و عدم قطعیت‌های ناشی از اصطکاک و اثر متقابل رابط‌ها توسط قانون کنترل جبران شود، این روش دارای عملکرد بسیار مناسبی خواهد بود. عملکرد کنترلی سیستم با روش‌های کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی بهبود می‌یابد. همچنین روش کنترل فازی بدلیل غلبه بر عدم قطعیت‌ها بطور موثری می‌تواند در کنترل جداگانه بکار گرفته شود.

کنترل مقاوم ربات با روش‌های متنوع برای کنترل ربات‌های صنعتی بکار گرفته شده است. قوانین کنترل مقاوم با استفاده از تئوری مستقیم لیاپانوف تحلیل می‌شوند. این قوانین در حضور گسترده

عدم قطعیت‌ها، همگرایی محدود یکنواخت خطا را فراهم می‌نمایند. کارهای ارزشمند بسیاری در زمینه کنترل مقاوم در فضای مفصلی [۷،۸] و در فضای کار ربات [۹،۱۰] ارائه شده است. یک روش کنترل غیرخطی مقاوم در برابر خطای مدل و اغتشاش خارجی ارائه شده است. این روش کنترل مبتنی بر روش کنترل مود لغزشی می‌باشد [۱۱].

روش‌های پیشنهادی مذکور با پیچیدگی ناشی از دینامیک مدل مواجه هستند. تحقیقات بسیاری برای حل این مسئله انجام گرفته است. کنترل مقاوم ربات با استفاده از مدل نامی برای ساده‌سازی طرح و بهبود عملکرد کنترلی سیستم راهکاری بر مبنای حد بالای عدم قطعیت ارائه می‌نماید [۱۲]. کنترل مقاوم ربات در فضای کار با بهره‌مندی از روش کنترل ولتاژ دارای طرحی ساده و عملکرد کنترلی مناسب برای کنترل ربات می‌باشد [۱۳]. کنترل مقاوم ربات‌های انعطاف‌پذیر نیز مبتنی بر کنترل ولتاژ ارائه شده است. در این روش کنترلی از کنترل‌کننده‌های خطی تناسبی-مشتقی^۱ و تناسبی-انتگرالی-مشتقی^۲ بخوبی استفاده شده است [۱۴].

کنترل تطبیقی در کنترل ربات کارایی بسیاری دارد. بسیاری از ربات‌ها در ابتدای کار کنترل، عدم قطعیت پارامتری دارند. اگر این پارامترها با یک مکانیزم تطبیق تنظیم نشوند، ممکن است باعث کاهش دقت و افت عملکرد و یا ناپایداری در سیستم کنترل گردد [۱۵]. اسلوتین یک الگوریتم کنترل تطبیقی برای بهنگام کردن پارامترهای ربات و بار آن به کمک ویژگی خطی بودن پارامترهای دینامیک مدل ربات طراحی نموده است [۱۶]. همچنین روش دیگری از کنترل تطبیقی ربات با جبران‌کننده فازی برای غلبه بر عدم قطعیت پارامتری مطرح شده است [۱۷].

کنترل فازی به دلیل سادگی طراحی و غلبه بر عدم قطعیت‌ها توجه دانشمندان بسیاری را به خود جلب نموده است. قوانین فازی، دانش و تجربه کارشناسان خبره را بصورت زبانی بیان می‌کند. به همین دلیل، کنترل فازی نسبت به روش‌های کنترل کلاسیک برتری دارد [۱۸]. این روش آسان با

^۱ Proportional-Derivative control

^۲ Proportional-Integral-Derivative control

قابلیت‌های انکارناپذیر وابسته به مدل نبوده و از این جهت در بسیاری از کارهای تحقیقاتی برای کنترل ربات مورد استفاده قرار گرفته است [۱۹،۲۰].

روش کنترل مقاوم فازی ربات به کمک روش مستقیم لیاپانوف ارائه شده است [۲۱]. این کنترل کننده از نوع تاکاگی-سوگنو با یک ساختار ساده می‌باشد. کنترل فازی ربات در فضای کار، بعنوان یک شیوه جدید برای کنترل مقاوم ربات‌های جوشکار در فضای کار مطرح شده است [۲۲]. هماهنگ-کننده فازی به عنوان کاربردی از کنترل کننده‌های فازی معرفی شده است [۲۳]. هماهنگ کننده فازی به مقابله با عدم قطعیت‌ها در تبدیل فضای مفصلی به فضای کار در کنترل ربات می‌پردازد.

یک ویژگی مهم و اساسی سیستم‌های فازی آن است که سیستم فازی قادر است به عنوان تقریب-گر عمومی برای تقریب هر سیستم غیرخطی، نامعین و همراه با عدم قطعیت بکار رود. به همین دلیل بسیاری از روش‌های کنترلی از این قابلیت سیستم فازی بهره‌مند شده‌اند [۲۴-۲۷]. همچنین این توانایی سیستم‌های فازی، بصورت موثری در کنترل کننده‌های فازی تطبیقی بکار گرفته می‌شود.

کنترل ردگیری ربات‌ها با سرعت بالا و دقت مناسب از موضوعات تحقیقاتی مهمی در کنترل ربات محسوب می‌گردد. کنترل کننده‌های فازی تطبیقی با بهره‌گیری از ویژگی‌های سیستم‌های فازی و کنترل کننده‌های تطبیقی بخوبی می‌توانند این هدف را محقق سازند. آنها با داشتن قابلیت تطبیق با تغییر محیط و مقابله با عدم قطعیت مدل، عملکرد کنترلی مناسبی را ارائه می‌دهند. روش مستقیم لیاپانوف در طراحی کنترل فازی تطبیقی بصورت موفقیت‌آمیزی استفاده شده است. کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مورد توجه بسیاری از دانشمندان جهت کنترل ربات‌ها قرار گرفته‌اند. از آن جمله می‌توان به یک کنترل تطبیقی چندورودی-چندخروجی بر اساس روش لیاپانوف برای جبران عدم قطعیت‌ها [۲۸]، همچنین یک روش آزاد از مدل فازی تطبیقی مدل مرجع با روش مود لغزشی با استفاده از اثبات پایداری لیاپانوف [۱۷] و کنترل ردگیری ربات با عدم قطعیت مدل با روش فازی تطبیقی نیز اشاره نمود [۲۹]. سیستم‌های فازی چند متغیره برای تولید قوانین کنترل گشتاور ربات در کنترل کننده‌های مذکور استفاده شده است. از آنجا که ربات دارای تزویج سنگین می‌باشد و این

روش‌ها برای تضمین پایداری و همگرایی خطای ردگیری به همه متغیرهای حالت سیستم نیاز دارند، بنابراین، دارای محاسبات سنگین از جهت تعداد زیاد قوانین برای پوشش متغیرهای ورودی در کنترل چند متغیره می‌باشند.

کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی به دو بخش فازی تطبیقی مستقیم و فازی تطبیقی غیرمستقیم تقسیم می‌شوند. روش تطبیقی مستقیم مبتنی بر دانش کنترلی است ولی روش تطبیقی غیرمستقیم مبتنی بر دانش سیستمی است. هر دو کنترل‌کننده می‌توانند برای کنترل ربات بخوبی بکار گرفته شوند. کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم برای کنترل سیستم‌های نامعین غیرخطی استفاده می‌شوند ولی بصورت خاص از آنها برای سیستم‌های با ضریب ورودی متغیر استفاده می‌شود در حالی که در این موارد کنترل فازی تطبیقی مستقیم بدرستی عمل نمی‌کند [۳۰]. کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم برای کنترل ربات‌های با بار ثابت پیشنهاد شده است [۳۱]. همچنین روش ترکیبی فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم [۳۲] و کنترل عصبی فازی تطبیقی در دو چهارچوب مستقیم و غیرمستقیم [۳۳] نیز برای کنترل ربات معرفی شده است.

در نهایت، بطور کلی می‌توان گفت کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی دارای مزیت‌های بسیاری می‌باشند ولی در طراحی آنها باید در نظر داشت که عملکرد آنها به طرح کنترل‌کننده، خطای تقریب و شرایط اولیه بسیار وابسته می‌باشد. همچنین اثبات پایداری و همگرایی آنها بدلیل ساختارهای پیچیده فازی با مسائل دشواری روبروست.

تاکنون بیشتر روش‌های کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور انجام گرفته است. با این وجود، عیب‌های اساسی در استفاده از این استراتژی وجود دارد. هنگام استفاده از این استراتژی، اغلب از دینامیک محرکه‌ها برای کنترل ربات جهت ساده‌سازی صرف نظر می‌شود [۳۴-۳۶]. دینامیک محرکه‌ها نقش مهمی در حرکت‌های سریع، بارهای متغیر، اصطکاک و اشباع محرکه‌ها ایفا می‌کند [۳۷]. استراتژی کنترل گشتاور شدیداً غیرخطی، با تزویج سنگین و بسیار محاسباتی است. برخی تحقیقات اخیر مثل کنترل فازی تطبیقی و پسگام [۳۸]، کنترل عصبی فازی تاکاگی سوگنو [۳۹]،

کنترل فازی تطبیقی مستقیم مدل مرجع [۴۰] و کنترل عصبی فازی تطبیقی [۳۳] به کل سیستم رباتیک شامل دینامیک موتورها توجه می‌کند. کنترل‌کننده‌های مذکور، پایداری سیستم کنترل را تضمین و همگرایی خطای ردگیری را فراهم می‌کنند. با این وجود، آنها با استفاده سیستم‌های فازی چند ورودی برای پوشش متغیرهای حالت مورد نیاز سیستم با مشکلات محاسباتی مواجه هستند. زیرا تعداد قوانین فازی با افزایش تعداد ورودی‌ها بصورت نمایی افزایش می‌یابد.

اخیرا استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل غیرمتمرکز آزاد از مدل ربات معرفی شده است [۲]. از آنجا که مدل موتور بسیار ساده‌تر از مدل ربات است، طراحی کنترل‌کننده بر مبنای مدل موتور، بسیار ساده‌تر از طراحی آن بر مبنای مدل ربات است. در این طراحی، ربات به عنوان بار موتور دیده می‌شود. برای کنترل هر مفصل، در واقع موتور آن مفصل کنترل می‌شود. به این ترتیب، کنترل سیستم چند متغیره ربات، بسادگی تبدیل به کنترل موتورهای آن می‌شود و با کنترل جداگانه هر مفصل بسادگی می‌توان ربات موردنظر را کنترل نمود. بهره‌مندی از مجزاسازی کامل، محاسبات کم و سرعت در انجام محاسبات، سادگی طراحی و دقت بالای آن و کنترل ردگیری با سرعت بالا، از مزیت‌های این استراتژی محسوب می‌گردد. تاکنون کنترل ولتاژ بصورت کنترل مقاوم [۱۳]، کنترل فازی [۲۱]، کنترل با تاخیر زمانی [۱۴] و کنترل تطبیقی [۴۱] ارائه شده است.

۲-۱ اهداف تحقیق

هدف اصلی تحقیق، طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی ربات با استراتژی کنترل ولتاژ است. در این خصوص، مدلسازی سیستم کنترل، طراحی کنترل‌کننده فازی، تحلیل پایداری و ارزیابی عملکرد سیستم کنترل انجام می‌شود. 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 استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل موتورهای ربات استفاده می‌کنیم. این روش نسبت به استراتژی مرسوم (کنترل گشتاور) ساده‌تر و کاربردی‌تر می‌باشد و از دقت، سرعت و سهولت اجرای بیشتری برخوردار است. با این روش هر مفصل را بصورت مستقل کنترل می‌نماییم. در حل این مسئله، هر دو روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم طراحی، شبیه‌سازی و با هم مقایسه می‌گردند. روش پیشنهادی با روش فازی تطبیقی مبتنی بر استراتژی کنترل گشتاور نیز مقایسه می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود.

۳-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه

فصل‌های دیگر این پایان‌نامه به ترتیب زیر تنظیم شده‌اند:

فصل دوم به مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات و بدست آوردن معادلات آن اختصاص داده شده است. در این فصل ربات اسکارا مدلسازی می‌گردد. در فصل سوم استراتژی کنترل گشتاور را بیان نموده و کنترل بر مبنای مدل مبتنی بر این استراتژی شبیه‌سازی می‌گردد. در فصل چهارم روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. در فصل پنجم کنترل فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. فصل ششم استراتژی کنترل ولتاژ را بیان نموده و یک کنترل بر مبنای مدل مبتنی بر این استراتژی شبیه‌سازی می‌گردد. در فصل هفتم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. در فصل هشتم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. در فصل نهم نتیجه‌گیری نهایی و پیشنهادات ارائه می‌شود.

فصل دوم

مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات

۱-۲ مقدمه

سینماتیک علم حرکت است که حرکت را بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجادکننده آن مطالعه می‌کند. هر بازوی مکانیکی را می‌توان به صورت مجموعه‌ای از اجسام صلب در نظر گرفت که به وسیله مفصل به یکدیگر اتصال یافته‌اند. بنابر ملاحظات طراحی، بازوهای مکانیکی ماهر در حالت کلی از مفصل‌های با یک درجه آزادی تشکیل می‌شوند (که در غیر این صورت مفصل n درجه آزادی با n مفصل یک درجه آزادی لولایی یا کشویی مدل می‌شود). سینماتیک بازوهای مکانیکی ماهر همه ویژگی‌های هندسی ربات را در بر می‌گیرد.

سینماتیک مستقیم یک ربات، در واقع توصیف کننده موقعیت مجری نهایی ربات بر اساس زوایای رابطها و متغیرهای مفاصل می‌باشد. بنابراین، لازم است پارامترهای مورد نیاز برای توصیف مکان نسبی مفاصل را انتخاب کنیم. هنگام به دست آوردن معادلات سینماتیکی یک ربات، هر رابط تنها به صورت جسمی صلب، رابطه بین دو محور مفصلی را در بازوی مکانیکی ماهر توصیف می‌کند و عواملی چون استحکام رابطها، جنس رابطها، مکان مفاصل در این بخش نظر گرفته نمی‌شود.

۲-۲ محاسبه معادلات سینماتیکی ربات

برای بدست آوردن معادلات سینماتیکی ربات ابتدا طبق قوانین دناویت هارتنبرگ دستگاه‌های مختصات ربات را انتخاب و رسم می‌نماییم [۱]، نحوه انتخاب محورهای مختصات در ادامه توضیح داده خواهند شد. سپس مطابق قوانین دناویت هارتنبرگ جهت بدست آوردن معادلات سینماتیکی ربات عمل می‌نماییم.

خلاصه‌ای از ترتیب و نحوه اعمال این قوانین را بیان می‌کنیم:

ابتدا رابطها را نام‌گذاری می‌کنیم. رابط پایه و ساکن را رابط صفر و سپس رابط بعدی را رابط یک و به همین ترتیب همه رابطها را نام‌گذاری می‌کنیم.

بر روی هر مفصل یک دستگاه مختصات قرار می‌دهیم. برای تعیین محورهای آن طبق روش دناویت هارتنبرگ به صورت زیر عمل می‌نماییم:

- محورهای مفاصل را شناسایی می‌کنیم. محور مفصل آن محوری است که مفصل لولایی حول آن می‌چرخد یا مفصل کشویی در راستای آن حرکت می‌نماید. محورهای z را در راستای محور مفصلی قرار می‌دهیم.

- محور x_0 را بصورت اختیاری انتخاب می‌کنیم.

- محور x_i را بگونه‌ای انتخاب می‌کنیم که محور x_i عمود و متقاطع با z_{i-1} باشد.

- محور y_i را بگونه‌ای انتخاب می‌کنیم که همه دستگاهها بصورت راستگرد باشند.

- یک جدول از پارامترهای رابطها (a_i طول، d_i انحراف، α_i پیچش، θ_i زاویه) تشکیل می‌دهیم که تعریف هر پارامتر عبارتست از:

a_i : فاصله از z_{i-1} تا z_i در جهت x_i

d_i : فاصله از x_{i-1} تا x_i در جهت z_{i-1}

α_i : زاویه از z_{i-1} تا z_i حول x_i

θ_i : زاویه از x_{i-1} تا x_i حول z_{i-1}

- ماتریس همگن A_i که مختصات یک نقطه از دستگاه مختصات i را به دستگاه $i-1$ تبدیل می‌کند را تشکیل دهید. ماتریس A_i ثابت نیست و مطابق با حرکت ربات تغییر میکند. از آنجایی که هر مفصل دارای یک درجه آزادی است با توجه به نوع مفصل، در صورت کشویی بودن متغیر q_i اضافه طول و در صورت لولایی بودن متغیر q_i زاویه دوران مفصل را نمایش می‌دهد. بدین ترتیب A_i تابعی از فقط یک متغیر q_i می‌باشد:

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{A}_i(q_i) \quad (1-2)$$

• ماتریس همگنی که مختصات نقطه را از دستگاه j به دستگاه i تبدیل می‌کند را بدست می‌-

آوریم. این ماتریس، ماتریس تبدیل نامیده می‌شود و عبارتست از:

$$\mathbf{T}_i^j = \mathbf{A}_{i+1}\mathbf{A}_{i+2}\dots\mathbf{A}_{j-1}\mathbf{A}_j \quad (2-2)$$

و در نهایت از آن جا که هر نقطه روی مجری نهایی که در دستگاه n بیان می‌شود مقداری ثابت دارد و مستقل از شکل ربات است و موقعیت مجری نهایی نسبت به دستگاه آغازین یا پایه به وسیله یک بردار سه عضوی \mathbf{d} و یک ماتریس 3×3 دوران \mathbf{R} قابل نمایش است، خواهیم داشت:

$$\mathbf{T}_0^n = \mathbf{A}_1\mathbf{A}_2\dots\mathbf{A}_{n-1}\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0^n & \mathbf{d}_0^n \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

ماتریس \mathbf{R}_0^n جهت مجری نهایی در دستگاه آغازین را نمایش می‌دهد. در معادله (3-2) \mathbf{A}_i به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\mathbf{A}_i = \text{Rot}_{z,\theta_i} \text{Trans}_{z,d_i} \text{Trans}_{x,a_i} \text{Rot}_{z,\alpha_i} \quad (4-2)$$

θ_i ، α_i ، d_i ، a_i پارامترهای رابط و مفصل i هستند و ماتریس Rot ماتریس دوران و ماتریس Trans ماتریس انتقال می‌باشد. در نتیجه داریم:

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i} & 0 & 0 \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{\alpha_i} & -S_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} C_{\theta_i} & -S_{\theta_i}C_{\alpha_i} & S_{\theta_i}S_{\alpha_i} & a_iC_{\theta_i} \\ S_{\theta_i} & C_{\theta_i}C_{\alpha_i} & -C_{\theta_i}S_{\alpha_i} & a_iS_{\theta_i} \\ 0 & S_{\alpha_i} & C_{\alpha_i} & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

نمادهای S و C نمایانگر توابع \sin و \cos هستند که به اختصار بیان شده‌اند.

۳-۲ ژاکوبین بازوی ماهر ربات

در بخش قبل معادلات سینماتیک مستقیم برای موقعیت‌های مفاصل و موقعیت و جهت مجری نهایی را بدست آوردیم. در این بخش به سینماتیک سرعت بازوی ماهر، یعنی روابط سرعت، ارتباط سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی (یا هر نقطه دیگر روی بازوی ماهر) با سرعت‌های مفاصل می‌پردازیم. برای محاسبه سرعت مجری نهایی در اثر حرکت‌های خطی و زاویه‌ای رابط‌ها از مفهوم ژاکوبین استفاده می‌کنیم. ژاکوبین در واقع صورتی چند بعدی از مشتق است که برای تابع دلخواه \mathbf{Y} که تابعی از متغیر \mathbf{X} است (\mathbf{Y} و \mathbf{X} بردار هستند) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}(\mathbf{x}) \quad (۷-۲)$$

$$J = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{pmatrix} \quad (۸-۲)$$

که در آن $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = [f_1 \dots f_n]^T$. با مشتق‌گیری از معادله (۷-۲) داریم:

$$\dot{\mathbf{Y}} = J(\mathbf{X})\dot{\mathbf{X}} \quad (۹-۲)$$

در هر لحظه خاص \mathbf{X} مقدار معینی دارد و $J(\mathbf{X})$ یک تبدیل خطی متغیر با زمان است که متناسب با تغییر \mathbf{X} تغییر می‌کند. در اینجا برای مرتبط ساختن سرعت مفاصل به سرعت‌های دکارتی مجری نهایی از ژاکوبین استفاده می‌کنیم. بصورت کلی داریم:

$$\dot{\mathbf{X}} = J(\mathbf{q})\dot{\mathbf{q}} \quad (۱۰-۲)$$

که $\dot{\mathbf{X}}$ بردار سرعت خطی و زاویه‌ای مجری نهایی است و \mathbf{q} همان بردار متغیرهای مفصلی است. از آنجا که سرعت مجری نهایی حاصل سرعت زاویه‌ای و سرعت خطی رابط‌هاست، بنابراین در ادامه ابتدا

به محاسبه روابط سرعت زاویه‌ای و سپس سرعت خطی می‌پردازیم. همچنین این روابط در محاسبه معادلات دینامیکی ربات در بخش بعد مورد استفاده قرار می‌گیرند.

فرض کنیم \mathbf{W}_0^n بیانگر بردار سرعت زاویه‌ای مجری نهایی باشد و همچنین $\mathbf{V}_0^n = \dot{\mathbf{d}}_0^n$ بیانگر بردار سرعت خطی مجری نهایی باشد، داریم:

$$\mathbf{W}_0^n = J_w \dot{\mathbf{q}} \quad (11-2)$$

و

$$\mathbf{V}_0^n = J_v \dot{\mathbf{q}} \quad (12-2)$$

که J_w و J_v ماتریس‌های $3 \times n$ هستند. طبق معادله (۱۰-۲) داریم:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_0^n \\ \mathbf{W}_0^n \end{bmatrix} = J_0^n \dot{\mathbf{q}} \quad (13-2)$$

که ماتریس ژاکوبین J_0^n عبارتست از:

$$J_0^n = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} \quad (14-2)$$

ماتریس J_0^n یک ماتریس $3 \times n$ است که در آن n تعداد روابط می‌باشد.

۲-۳-۱- سرعت زاویه‌ای

سرعت زاویه‌ای مجری نهایی نسبت به دستگاه پایه را می‌توان با بیان سرعت زاویه‌ای روابط در دستگاه پایه و سپس جمع نمودن آنها تعیین کرد. چنانچه مفصل i ام لولایی باشد آنگاه q_i ، متغیر مفصل i ام برابر θ_i و محور دوران است. بنابراین سرعت زاویه‌ای رابط i در دستگاه $i-1$ عبارتست از:

$$\mathbf{W}_{i-1}^i = \dot{q}_i \mathbf{k} \quad (15-2)$$

که \mathbf{k} بردار یکه در راستای محور z_{i-1} است. چنانچه مفصل i ام کشویی باشد در این صورت حرکت دستگاه مختصات i نسبت به دستگاه مختصات $i-1$ تنها یک انتقال است و در این صورت:

$$\mathbf{W}_{i-1}^i = 0 \quad (16-2)$$

بنابراین اگر مفصل i ام کشویی باشد، سرعت زاویه‌ای مجری نهایی به q_i که حالا d_i است بستگی ندارد. جهت جمع نمودن سرعت‌های زاویه‌ای باید همه آنها در یک دستگاه مختصات بیان شوند، بنابراین سرعت زاویه‌ای در دستگاه پایه بصورت زیر بیان می‌شود.

$$\mathbf{W}_0^n = \mathbf{W}_0^1 + \mathbf{R}_0^1 \mathbf{W}_1^2 + \mathbf{R}_0^2 \mathbf{W}_2^3 + \dots + \mathbf{R}_0^{n-1} \mathbf{W}_{n-1}^n \quad (17-2)$$

معادله (17-2) با توجه به معادلات (15-2) و (16-2) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\mathbf{W}_0^n = \rho_1 \dot{q}_1 \mathbf{k} + \rho_2 \dot{q}_2 \mathbf{R}_0^1 \mathbf{k} + \dots + \rho_n \dot{q}_n \mathbf{R}_0^{n-1} \mathbf{k} = \sum_{i=1}^n \rho_i \dot{q}_i z_{i-1} \quad (18-2)$$

که

$$\mathbf{z}_{i-1} = \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{k} \quad (19-2)$$

اگر مفصل i ام لولایی باشد $\rho_i = 1$ و اگر کشویی باشد برابر $\rho_i = 0$ است.

بنابراین با توجه به معادله (11-2) داریم:

$$\mathbf{J}_w = [\rho_1 \mathbf{z}_0 \quad \rho_2 \mathbf{z}_1 \quad \dots \quad \rho_n \mathbf{z}_{n-1}] \quad (20-2)$$

که البته $\mathbf{z}_0 = \mathbf{k} = [0 \quad 0 \quad 1]^T$.

۲-۳-۲ سرعت خطی

سرعت خطی مجری نهایی عبارتست از:

$$\mathbf{V}_0^n = \mathbf{d}_0^n \quad (21-2)$$

با استفاده از قانون زنجیره ای مشتق داریم:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \frac{\partial \mathbf{d}_0^n}{\partial q_1} \dot{q}_1 + \frac{\partial \mathbf{d}_0^n}{\partial q_2} \dot{q}_2 + \dots + \frac{\partial \mathbf{d}_0^n}{\partial q_n} \dot{q}_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \mathbf{d}_0^n}{\partial q_i} \dot{q}_i \quad (22-2)$$

این رابطه همان سرعت خطی مجری نهایی است که در آن همه مفاصل به جز مفصل i ام ثابت نگه داشته شده اند و مفصل i ام با سرعت واحد رانده می شود. این فرض در روابط بعدی نیز صدق می کند. چنانچه مفصل i ام لولایی باشد، داریم:

$$\mathbf{d}_0^n = \mathbf{d}_0^1 + \mathbf{R}_0^1 \mathbf{d}_1^2 + \mathbf{R}_0^2 \mathbf{d}_2^3 + \dots + \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{d}_{i-1}^i + \dots + \mathbf{R}_0^{n-1} \mathbf{d}_{n-1}^n \quad (23-2)$$

بنابراین:

$$\mathbf{d}_0^n = \mathbf{d}_0^{i-1} + \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{d}_{i-1}^n \quad (24-2)$$

با مشتق گیری از رابطه (24-2) داریم:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \mathbf{R}_0^{i-1} \dot{\mathbf{d}}_{i-1}^n \quad (25-2)$$

با توجه به رابطه سرعت زاویه ای، رابطه فوق بصورت رابطه ضرب خارجی زیر حاصل می شود:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{d}}_0^n &= \mathbf{R}_0^{i-1} (\dot{q}_i \mathbf{k} \times \mathbf{d}_{i-1}^n) \\ &= \dot{q}_i \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{k} \times \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{d}_{i-1}^n \end{aligned} \quad (26-2)$$

با جایگذاری معادله (2-19) و با استفاده از معادله (2-24) می توان نوشت:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \dot{q}_i \mathbf{z}_{i-1} \times (\mathbf{d}_0^n - \mathbf{d}_0^{i-1}) \quad (27-2)$$

بنابراین اگر مفصل i ام لولایی باشد با توجه به معادلات (2-12) و (2-21) ستون i ام ماتریس J_v عبارتست از:

$$J_{v_i} = \mathbf{z}_{i-1} \times (\mathbf{d}_0^n - \mathbf{d}_0^{i-1}) \quad (28-2)$$

اگر مفصل i ام کشویی باشد داریم:

$$\mathbf{d}_{i-1}^i = d_i \mathbf{k} + a_i \mathbf{i} \quad (29-2)$$

که در رابطه فوق $\mathbf{i} = [1 \ 0 \ 0]^T$ و d_i و a_i پارامترهای رابط i ام هستند.

از طرفی، طبق معادله (۲۳-۲) می توان نوشت:

$$\mathbf{d}_0^n = \mathbf{d}_0^{i-1} + \mathbf{R}_0^{i-1} \mathbf{d}_{i-1}^i + \mathbf{R}_0^i \mathbf{d}_i^n \quad (30-2)$$

با توجه به فرض ثابت نگه داشته شدن همه مفاصل به جز مفصل i ام و رانده شدن مفصل i ام با سرعت واحد، با مشتق گیری از رابطه فوق خواهیم داشت:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \mathbf{R}_0^{i-1} \dot{\mathbf{d}}_{i-1}^i \quad (31-2)$$

به کمک معادلات (۲۹-۲) و (۳۱-۲) می توان نوشت:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \mathbf{R}_0^{i-1} \dot{d}_i \mathbf{k} \quad (32-2)$$

با توجه به معادله (۱۹-۲) داریم:

$$\dot{\mathbf{d}}_0^n = \mathbf{z}_{i-1} \dot{d}_i \quad (33-2)$$

در مفاصل کشویی $d_i = q_i$. بنابراین، اگر مفصل i ام کشویی باشد با در نظر گرفتن معادله (۱۲-۲)، ستون i ام ماتریس J_v عبارتست از:

$$J_{v_i} = \mathbf{z}_{i-1} \quad (34-2)$$

در نهایت ماتریس J_v بصورت زیر تعریف می شود:

$$J_v = [J_{v_1} \quad J_{v_2} \quad \cdots \quad J_{v_n}] \quad (35-2)$$

که J_{v_i} اگر مفصل i ام لولایی باشد با رابطه (۲۷-۲) و اگر کشویی باشد با معادله (۳۴-۲) محاسبه می گردد.

بنابراین ماتریس ژاکوبین ربات به صورت زیر حاصل می شود:

$$J = [J_1 \quad J_2 \quad \cdots \quad J_n] \quad (36-2)$$

که ستون i ام ماتریس ژاکوبین برای مفصل لولایی به صورت:

$$J = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{i-1} \times (\mathbf{d}_0^n - \mathbf{d}_0^{i-1}) \\ \mathbf{z}_{i-1} \end{bmatrix} \quad (37-2)$$

و برای مفصل کشویی به این صورت است:

$$J = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (38-2)$$

با استفاده از دورابطه ی آخر به سادگی می توان ژاکوبین بازوی ماهر را به دست آورد.

۴-۲ معادلات دینامیکی ربات

معادلات دینامیکی ربات با چند درجه آزادی، با محاسبه انرژی پتانسیل و انرژی جنبشی رابطها و مفاصل به دست می آید. برای انجام این کار پس از محاسبه مقادیر انرژیها، تابع لاگرانژین سیستم که عبارتست از اختلاف انرژی جنبشی و پتانسیل تشکیل می شود. سپس، از تابع لاگرانژین نسبت به متغیرهای مفاصل مشتق می گیریم. در اینجا برای توضیح دقیق روند کار ابتدا به روابط مربوط به محاسبه انرژیها پرداخته و سپس روابط نهایی را استخراج می نماییم.

۲-۴-۱ انرژی پتانسیل

انرژی پتانسیل سیستم، مجموع انرژی پتانسیل رابطهاست که به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V = \sum_{i=1}^n m_i \mathbf{g}^T \mathbf{d}_0^{c_i} \quad (39-2)$$

که در آن m_i جرم رابط i ام، \mathbf{g}^T بردار شتاب جاذبه در دستگاه 0 و $\mathbf{d}_0^{c_i}$ نشان دهنده موقعیت مرکز جرم رابط i ام در دستگاه 0 است.

برای محاسبه $\mathbf{d}_0^{c_i}$ باید مکان مرکز جرم هر رابط را در دستگاه مختصات متصل به همان رابط یعنی

$\mathbf{d}_i^{c_i}$ را محاسبه کرده و سپس، به کمک رابطه زیر مقدار $\mathbf{d}_0^{c_i}$ را محاسبه نماییم:

$$\mathbf{d}_0^{c_i} = \mathbf{d}_0^i + \mathbf{R}_0^i \mathbf{d}_i^{c_i} \quad (40-2)$$

۲-۴-۲ انرژی جنبشی

انرژی جنبشی یک ربات عبارتست از مجموع انرژی‌های جنبشی رابط‌های ربات یا به عبارت دیگر

برای رابط i ام انرژی جنبشی بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$K_i = \frac{1}{2} m_i \mathbf{V}_{c_i}^T \mathbf{V}_{c_i} + \frac{1}{2} \mathbf{W}_0^{iT} \mathbf{I}_0^i \mathbf{W}_0^i \quad (41-2)$$

که m_i جرم رابط i ام و \mathbf{V}_{c_i} بردار سرعت‌های خطی مرکز جرم رابط i ام و \mathbf{W}_0^i بردار سرعت زاویه-

ای رابط i ام ربات نسبت به دستگاه مختصات پایه و \mathbf{I}_0^i ماتریس ممان‌های اینرسی رابط i ام ربات

نسبت به دستگاه مختصات پایه می‌باشد.

برای آنکه بتوان ماتریس ممان اینرسی را مستقل از حرکت جسم محاسبه نمود لازم است ماتریس

ممان اینرسی را در دستگاهی متصل به همان رابط محاسبه نمود، که در اینصورت دستگاه متصل به

مرکز جرم ربات انتخاب شده است. داریم [۴۲]

$$\mathbf{I}_0^i = \mathbf{R}_0^i \mathbf{I}_i \mathbf{R}_0^{iT} \quad (42-2)$$

بنابراین رابطه (۴۱-۲) به صورت زیر بدست می‌آید

$$K_i = \frac{1}{2} m_i \mathbf{V}_{c_i}^T \mathbf{V}_{c_i} + \frac{1}{2} \mathbf{W}_0^{iT} \mathbf{R}_0^i \mathbf{I}_i \mathbf{R}_0^{iT} \mathbf{W}_0^i \quad (43-2)$$

که \mathbf{R}_0^i ماتریس دورانی است که بردارها را از دستگاه مختصات جسم به دستگاه مختصات پایه تبدیل

می‌کند. \mathbf{I}_i ماتریس ممان اینرسی رابط i ام در دستگاه مختصات متصل به مرکز جرم ربات و موازی با

دستگاه مختصات متصل به همان رابط می‌باشد که بصورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{I}_i = \begin{bmatrix} \int (y^2 + z^2) dm & -\int xy dm & -\int xz dm \\ -\int xy dm & \int (x^2 + z^2) dm & -\int yz dm \\ -\int xz dm & -\int yz dm & \int (y^2 + x^2) dm \end{bmatrix} \quad (44-2)$$

که x ، y ، z مختصات نقطه‌ای در دستگاه مختصات متصل به مرکز جرم رابط i ام می‌باشد.

معادله (44-2) را می‌توان به فرم کلی زیر نوشت

$$\mathbf{I}_i = \begin{bmatrix} I_{xx_i} & -I_{xy_i} & -I_{xz_i} \\ -I_{xy_i} & I_{yy_i} & -I_{yz_i} \\ -I_{xz_i} & -I_{yz_i} & I_{zz_i} \end{bmatrix} \quad (45-2)$$

با توجه به معادله (43-2) رابطه انرژی جنبشی ربات را می‌توان بصورت زیر بیان نمود:

$$K = \sum_{i=1}^n K_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n m_i \mathbf{V}_{c_i}^T \mathbf{V}_{c_i} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \mathbf{W}_0^{iT} \mathbf{R}_0^i \mathbf{I}_i \mathbf{R}_0^{iT} \mathbf{W}_0^i \quad (46-2)$$

طبق روابط (11-2) و (12-2) می‌توان نوشت:

$$\mathbf{V}_{c_i} = J_{v_{c_i}} \dot{\mathbf{q}} \quad (47-2)$$

و

$$\mathbf{W}_0^i = J_{w_i} \dot{\mathbf{q}} \quad (48-2)$$

برای محاسبه $J_{v_{c_i}}$ باید از $\mathbf{d}_0^{c_i}$ بجای \mathbf{d}_0^n در معادله (28-2) استفاده نمود. بنابراین طبق توضیحات

قبلی دوباره به رابطه (40-2) برای محاسبه $\mathbf{d}_0^{c_i}$ نیازمندیم.

با جایگذاری روابط (47-2) و (48-2) در رابطه اصلی (46-2) داریم:

$$K = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \sum_{i=1}^n \left[m_i J_{v_{c_i}}^T J_{v_{c_i}} + J_{w_i}^T \mathbf{R}_0^i \mathbf{I}_i \mathbf{R}_0^{iT} J_{w_i} \right] \dot{\mathbf{q}} \quad (49-2)$$

بنابراین رابطه (49-2) را می‌توان به فرم زیر نوشت:

$$K = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{D}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} \quad (50-2)$$

که در آن ماتریس $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ عبارتست از:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q}) = \sum_{i=1}^n \left[m_i J_{v_{ci}}^T J_{v_{ci}} + J_{w_i}^T \mathbf{R}_0^i \mathbf{I}_i \mathbf{R}_0^{iT} J_{w_i} \right] \quad (51-2)$$

انرژی پتانسیل ربات را به کمک رابطه (2-39) و انرژی جنبشی ربات را به کمک رابطه (2-50) محاسبه نمودیم. هم‌اکنون به تشکیل تابع لاگرانژین ربات می‌پردازیم.

$$L = K - V \quad (52-2)$$

معادله کلی دینامیکی سیستم عبارتست از:

$$\boldsymbol{\tau} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right) - \frac{\partial V}{\partial \mathbf{q}} \quad (53-2)$$

که در این رابطه $\boldsymbol{\tau}$ بردار گشتاور برای مفاصل لولایی و نیرو برای مفاصل کشویی است. با استفاده از معادلات (2-50) تا (2-52) در معادله (2-53) و ساده‌سازی روابط، به معادله نهایی زیر می‌رسیم:

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{D}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \dot{\mathbf{D}}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} - \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \left(\frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \right) \dot{\mathbf{q}} + \frac{\partial V}{\partial \mathbf{q}} \quad (54-2)$$

در نهایت، معادله دینامیکی ربات را به این صورت نمایش می‌دهیم:

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{D}(\mathbf{q}) \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) \quad (55-2)$$

که در آن $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ماتریس $n \times n$ اینرسی ربات، $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \dot{\mathbf{q}} \in R^n$ بردار گشتاور کوریولیس و جانب مرکز و $\mathbf{G}(\mathbf{q})$ بردار گشتاور گرانشی می‌باشد و

$$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \dot{\mathbf{D}}(\mathbf{q}) - \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \left(\frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \right) \quad (56-2)$$

$$\mathbf{G}(\mathbf{q}) = \frac{\partial V}{\partial \mathbf{q}} \quad (57-2)$$

معادلات ارائه شده در شبیه سازی حرکت ربات به ازای گشتاور ورودی معین بکار گرفته می شوند. این معادلات مدل ربات را می سازند و با توجه به آنها می توان رفتار دینامیکی ربات را بررسی نمود.

۲-۴-۳ دینامیک موتورها

گشتاور لازم برای حرکت مفاصل ربات، توسط محرکه ها که در اغلب موارد موتورهای الکتریکی هستند، فراهم می شود. بنابراین موتورها یک بخش اصلی از دینامیک سیستم رباتیک را تشکیل می دهند. گشتاور مورد نیاز هر مفصل توسط موتورها با رابطه زیر فراهم می شود [۴۳]

$$\mathbf{J}\ddot{\boldsymbol{\theta}}_m + \mathbf{B}\dot{\boldsymbol{\theta}}_m + \mathbf{r}\boldsymbol{\tau}_r = \boldsymbol{\tau}_m \quad (58-2)$$

که در این رابطه $\boldsymbol{\tau}_m$ بردار گشتاور تولیدی موتورها برای هر مفصل، $\boldsymbol{\tau}_r$ بردار گشتاور بار موتورها، \mathbf{r} ماتریس ضریب کاهشی چرخنده ها، $\boldsymbol{\theta}_m$ بردار زاویه موتورها، \mathbf{J} ماتریس جمع ممان اینرسی های روتورها و \mathbf{B} ماتریس ضریب اصطکاک روتورها می باشد. \mathbf{J} ، \mathbf{B} و \mathbf{r} ماتریس های قطری $n \times n$ هستند. از طرفی داریم

$$\mathbf{q} = \mathbf{r}\boldsymbol{\theta}_m \quad (59-2)$$

برای بدست آوردن معادلات سیستم رباتیک بر اساس ولتاژ موتورها بعنوان ورودی های کنترلی به معادله الکتریکی موتورهای مغناطیس دائم DC در فرم ماتریسی می پردازیم:

$$\mathbf{R}\mathbf{I}_a + \mathbf{L}\dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\varphi} = \mathbf{u} \quad (60-2)$$

که $\mathbf{u} \in R^n$ بردار ولتاژ موتورها، $\mathbf{I}_a \in R^n$ بردار جریان موتورها، $\boldsymbol{\varphi} \in R^n$ بردار اغتشاش های خارجی، \mathbf{R} ، \mathbf{L} و \mathbf{K}_b ماتریس های $n \times n$ به ترتیب معرف مقاومت سیم پیچ ها، اندوکتانس سیم پیچ ها و ضریب های ثابت القا می باشد. همچنین داریم:

$$\mathbf{K}_m\mathbf{I}_a = \boldsymbol{\tau}_m \quad (61-2)$$

که رابطه گشتاور تولیدی موتورها را با جریان آرمیچر نشان می دهد. \mathbf{K}_m ماتریس $n \times n$ ضریب های ثابت گشتاور می باشد.

با استفاده از معادلات (۵۵-۲) و (۵۸-۲) تا (۶۱-۲) می توان مدل فضای حالت زیر را بدست آورد:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}\mathbf{u} - \mathbf{b}\varphi \quad (62-2)$$

که در آن \mathbf{u} بردار ورودی سیستم و بردار \mathbf{x} متغیرهای حالت سیستم و $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ عبارتست از:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2 \\ \left(\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{x}_1)\right)^{-1} \left(-\left(\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\right)\mathbf{x}_2 - \mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{x}_1) - \mathbf{r}\boldsymbol{\tau}_f(\mathbf{x}_2) + \mathbf{K}_m\mathbf{x}_3\right) \\ -\mathbf{L}^{-1}\left(\mathbf{K}_b\mathbf{r}^{-1}\mathbf{x}_2 + \mathbf{R}\mathbf{x}_3\right) \end{bmatrix} \quad (63-2)$$

و

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{L}^{-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \mathbf{I}_a \end{bmatrix} \quad (64-2)$$

مدل فضای حالت (62-2) یک سیستم چندمتغیره غیرخطی با تزویج سنگین در فرم غیرهمراه را نشان می‌دهد. سیستم رباتیک با در نظر گرفتن دینامیک موتورها بسیار پیچیده است. پس، کنترل و مدلسازی آن با مسائل چالش برانگیزی مواجه است. در بسیاری از کارهای تحقیقاتی برای ساده‌سازی از دینامیک موتورها صرف نظر شده است ولی دینامیک موتورها نقش مهمی در کنترل ربات در حرکت‌های سریع و دقیق ایفا می‌کنند.

با استفاده از تبدیل:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1 &= \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{z}_2 &= \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{z}_3 &= \left(\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{x}_1)\right)^{-1} \left(\mathbf{K}_m\mathbf{x}_3 - \left(\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\right)\mathbf{x}_2 - \mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{x}_1) - \mathbf{r}\boldsymbol{\tau}_f(\mathbf{x}_2)\right) \end{aligned} \quad (65-2)$$

فرم همراه سیستم رباتیک با در نظر گرفتن دینامیک موتورها بصورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}}_1 &= \mathbf{z}_2 \\ \dot{\mathbf{z}}_2 &= \mathbf{z}_3 \\ \dot{\mathbf{z}}_3 &= \mathbf{h}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3) + \left(\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1)\right)^{-1} \mathbf{K}_m \mathbf{L}^{-1} (-\varphi + \mathbf{u}) \end{aligned}, \quad \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \ddot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \quad (66-2)$$

که در آن:

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \mathbf{z}_3) = & \left(\frac{d}{dt} (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{D}(\mathbf{z}_1))^{-1} \right) \left(-(\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2))\mathbf{z}_2 - \mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{z}_1) - \mathbf{r}\mathbf{t}_f(\mathbf{z}_2) \right) \\
& + \left(\frac{d}{dt} (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{D}(\mathbf{z}_1))^{-1} \right) \left((\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1))\mathbf{z}_3 + (\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2))\mathbf{z}_2 + \mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{z}_1) + \mathbf{r}\mathbf{t}_f(\mathbf{z}_2) \right) \\
& + (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1))^{-1} \left(-\mathbf{r}\dot{\mathbf{C}}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2)\mathbf{z}_2 - (\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2))\mathbf{z}_3 - \mathbf{r}\dot{\mathbf{G}}(\mathbf{z}_1) - \mathbf{r}\dot{\mathbf{t}}_f(\mathbf{z}_2) \right) \\
& - (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1))^{-1} \mathbf{L}^{-1}\mathbf{R} \left((\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1))\mathbf{z}_3 + (\mathbf{B}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2))\mathbf{z}_2 + \mathbf{r}\mathbf{G}(\mathbf{z}_1) + \mathbf{r}\mathbf{t}_f(\mathbf{z}_2) \right) \\
& - (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{z}_1))^{-1} \mathbf{K}_m \mathbf{L}^{-1} \mathbf{K}_b \mathbf{r}^{-1} \mathbf{z}_2
\end{aligned} \tag{۶۷-۲}$$

بنابراین دینامیک سیستم رباتیک با معادله زیر توصیف می‌شود:

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{h}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}}) + (\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{q}))^{-1} \mathbf{K}_m \mathbf{L}^{-1} (-\boldsymbol{\varphi} + \mathbf{u}) \tag{۶۸-۲}$$

فرم همراه (۶۶-۲) ثابت می‌کند که سیستم رباتیک کنترل پذیر است، چون ماتریس‌های \mathbf{J} ، $\mathbf{D}(\mathbf{z}_1)$ ، \mathbf{L} ، \mathbf{r} و \mathbf{K}_m مثبت هستند پس ماتریس $(\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{q}))$ وارون پذیر و غیرصفر است. در نتیجه $(\mathbf{J}\mathbf{r}^{-1} + \mathbf{r}\mathbf{D}(\mathbf{q}))^{-1} \mathbf{K}_m \mathbf{L}^{-1} \neq \mathbf{0}$. ولی فرم همراه سیستم رباتیک به شدت غیرخطی با کوپلاژ سنگین و محاسبات پیچیده است.

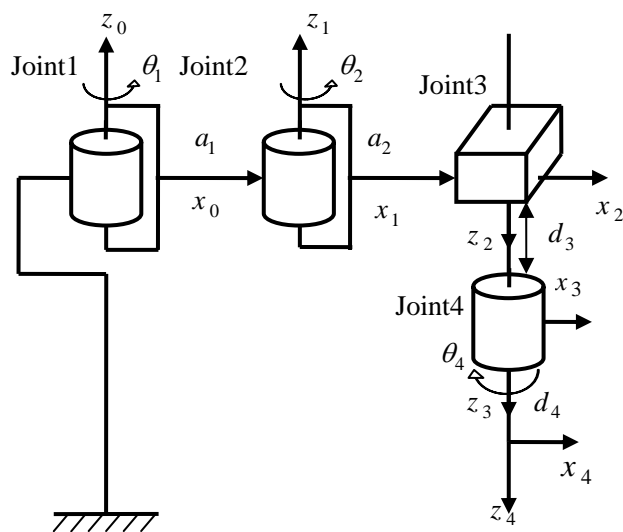
۵-۲ مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات اسکارا

در این بخش به مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات صنعتی اسکارا می‌پردازیم.

۱-۵-۲ مدل‌سازی سینماتیکی

ربات اسکارا دارای ۳ مفصل لولایی و یک مفصل کشویی است. شکل (۱-۲) دیاگرام مفصلی ربات

اسکارا ۴ رابط را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۲) دیاگرام مفصلی ربات اسکارا چهار رابط

دستگاه‌های مختصات طبق قوانین دناویت-هارتنبرگ بر روی مفاصل ربات مطابق شکل قرار داده شده‌اند. پارامترهای متغیر و پارامترهای ثابت ربات در شکل مشخص می‌باشند. با توجه به دستگاه‌های مختصات در شکل، جدول پارامترهای ربات بدین صورت تشکیل می‌گردد:

جدول (۱-۲) پارامترهای دناویت هارتنبرگ

i	θ (rad)	d (m)	a (m)	α (rad)
1	θ_1	0	$a_1 = 0.6$	0
2	θ_2	0	$a_2 = 0.4$	π
3	0	d_3	0	0
4	θ_4	$d_4 = 0.08$	0	0

مقادیر پارامترهای ثابت در جدول نوشته شده است.

با استفاده از معادلات (۲-۳) تا (۲-۶) ماتریس‌های تبدیل همگن A با توجه به پارامترهای ربات در

ادامه محاسبه می‌شود:

$$A_1 = \begin{bmatrix} C_{\theta_1} & -S_{\theta_1} & 0 & a_1 C_{\theta_1} \\ S_{\theta_1} & C_{\theta_1} & 0 & a_1 S_{\theta_1} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۲-۶۹)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} C_{\theta_2} & S_{\theta_2} & 0 & a_2 C_{\theta_2} \\ S_{\theta_2} & -C_{\theta_2} & 0 & a_2 S_{\theta_2} \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (70-2)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (71-2)$$

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} C_{\theta_4} & -S_{\theta_4} & 0 & a_4 C_{\theta_4} \\ S_{\theta_4} & C_{\theta_4} & 0 & a_4 S_{\theta_4} \\ 0 & 0 & 1 & d_4 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (72-2)$$

و در نهایت با جایگذاری در معادله (۳-۲) داریم:

$$\mathbf{T}_0^4 = \begin{bmatrix} C_{\theta_4}(C_{\theta_1}C_{\theta_2} - S_{\theta_1}S_{\theta_2}) & -S_{\theta_4}(C_{\theta_1}C_{\theta_2} - S_{\theta_1}S_{\theta_2}) & & & \\ +S_{\theta_4}(C_{\theta_1}S_{\theta_2} + S_{\theta_1}C_{\theta_2}) & +C_{\theta_4}(C_{\theta_1}S_{\theta_2} + S_{\theta_1}C_{\theta_2}) & 0 & a_2(C_{\theta_1}C_{\theta_2} - S_{\theta_1}S_{\theta_2}) + a_1C_{\theta_1} & \\ C_{\theta_4}(C_{\theta_1}S_{\theta_2} + S_{\theta_1}C_{\theta_2}) & -S_{\theta_4}(C_{\theta_1}S_{\theta_2} + S_{\theta_1}C_{\theta_2}) & & & \\ +S_{\theta_4}(S_{\theta_1}S_{\theta_2} - C_{\theta_1}C_{\theta_2}) & +C_{\theta_4}(S_{\theta_1}S_{\theta_2} - C_{\theta_1}C_{\theta_2}) & 0 & a_2(S_{\theta_1}C_{\theta_2} + C_{\theta_1}S_{\theta_2}) + a_1S_{\theta_1} & \\ 0 & 0 & -1 & -d_4 - \theta_3 & \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \end{bmatrix} \quad (73-2)$$

نمادهای S و C در معادلات فوق نمایانگر توابع \sin و \cos هستند که به اختصار بیان شده‌اند.

۲-۵-۲ مدل‌سازی دینامیکی

در این بخش ابتدا ماتریس‌های تبدیل ربات را بدست می‌آوریم، سپس به کمک آنها ماتریس‌های دوران، \mathbf{d} ، J_v و J_w و ماتریس D را حساب می‌کنیم. در مرحله بعد انرژی پتانسیل و انرژی جنبشی

را محاسبه نموده و مدل دینامیکی ربات را محاسبه می‌نماییم. مدل دینامیکی ربات اسکارا مورد نظر

طبق معادله (۷۵-۲) بصورت زیر قابل بیان است:

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) \quad (۷۴-۲)$$

اگر داشته باشیم:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} \\ D_{12} & D_{22} & D_{23} & D_{24} \\ D_{13} & D_{23} & D_{33} & D_{34} \\ D_{14} & D_{24} & D_{34} & D_{44} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \end{bmatrix} \quad (۷۵-۲)$$

و $[x_i \ y_i \ z_i]$ مختصات مرکز جرم رابط i ام در دستگاه i ام باشد، آنگاه:

$$\begin{aligned} D_{11} = & 2m_1a_1x_1 + 2m_3a_2x_3 + 2m_2a_2x_2 + m_1y_1^2 + m_3x_3^2 + m_3a_2^2 + m_2a_2^2 + m_3y_3^2 + m_4a_2^2 + m_3a_1^2 + m_4x_4^2 + m_1a_1^2 \\ & + m_4a_1^2 + m_1x_1^2 + m_2a_1^2 + m_2x_2^2 + m_4y_4^2 + m_2y_2^2 + 2m_2a_1x_2\cos(q_2) + 2m_3a_2a_1\cos(q_2) + 2m_3a_1y_3\sin(q_2) \\ & + 2m_2a_2a_1\cos(q_2) - 2m_4a_2y_4\sin(q_4) + 2m_4a_2x_4\cos(q_4) + 2m_2a_1y_2\sin(q_2) + 2m_3a_1x_3\cos(q_2) \\ & + 2m_4a_2a_1\cos(q_2) + Izz_3 + 2m_4a_1x_4\cos(q_2 - q_4) + Izz_1 + 2m_4a_1y_4\sin(q_2 - q_4) + Izz_2 + Izz_4 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_{12} = & 2m_3a_2x_3 + 2m_2a_2x_2 + m_3x_3^2 + m_3a_2^2 + m_2a_2^2 + m_3y_3^2 + m_4a_2^2 + m_4x_4^2 + m_2x_2^2 + m_4y_4^2 + m_2y_2^2 \\ & + m_2a_1x_2\cos(q_2) + m_3a_2a_1\cos(q_2) + m_3a_1y_3\sin(q_2) + m_2a_2a_1\cos(q_2) - 2m_4a_2y_4\sin(q_4) \\ & + 2m_4a_2x_4\cos(q_4) + m_2a_1y_2\sin(q_2) + m_3a_1x_3\cos(q_2) + m_4a_2\cos(q_2)a_1 + Izz_3 \\ & + m_4a_1x_4\cos(q_2 - q_4) + m_4a_1y_4\sin(q_2 - q_4) + Izz_2 + Izz_4 \end{aligned}$$

$$D_{13} = 0$$

$$D_{14} = -m_4a_2x_4\cos(q_4) - m_4y_4^2 - m_4a_1x_4\cos(q_2 - q_4) - m_4a_1y_4\sin(q_2 - q_4) + m_4a_2y_4\sin(q_4) - m_4x_4^2 - Izz_4$$

$$\begin{aligned} D_{22} = & m_2y_2^2 + 2m_3a_2x_3 + m_2x_2^2 + 2m_4a_2x_4\cos(q_4) + m_4y_4^2 + m_4x_4^2 + 2m_2a_2x_2 + Izz_3 - 2m_4a_2y_4\sin(q_4) \\ & + m_3y_3^2 + m_3a_2^2 + m_4a_2^2 + Izz_2 + Izz_4 + m_3x_3^2 + m_2a_2^2 \end{aligned}$$

$$D_{23} = 0$$

$$D_{24} = -m_4a_2x_4\cos(q_4) - m_4y_4^2 - m_4x_4^2 + m_4a_2y_4\sin(q_4) - Izz_4$$

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

$$D_{34} = 0$$

$$D_{44} = m_4y_4^2 + m_4x_4^2 + Izz_4$$

$$\begin{aligned} C_{11} = & -\dot{q}_2m_4a_1x_4\sin(q_2 - q_4) + \dot{q}_2m_4a_1y_4\cos(q_2 - q_4) + \dot{q}_2m_2a_1y_2\cos(q_2) - \dot{q}_2m_2a_1x_2\sin(q_2) \\ & - \dot{q}_2m_2a_2a_1\sin(q_2) - \dot{q}_2m_4a_2a_1\sin(q_2) - \dot{q}_2m_3a_2a_1\sin(q_2) + \dot{q}_2m_3a_1y_3\cos(q_2) - \dot{q}_2m_3a_1x_3\sin(q_2) \\ & + \dot{q}_4m_4a_1x_4\sin(q_2 - q_4) - \dot{q}_4m_4a_1y_4\cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_4m_4a_2x_4\sin(q_4) - \dot{q}_4m_4a_2y_4\cos(q_4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{12} = & \dot{q}_1 m_4 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) + \dot{q}_1 m_4 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) + \dot{q}_1 m_2 a_1 y_2 \cos(q_2) - \dot{q}_1 m_2 a_1 x_2 \sin(q_2) \\
& - \dot{q}_1 m_2 a_1 a_2 \sin(q_2) - \dot{q}_1 m_4 a_1 a_2 \sin(q_2) - \dot{q}_1 m_3 a_2 a_1 \sin(q_2) + \dot{q}_1 m_3 a_1 y_3 \cos(q_2) - \dot{q}_1 m_3 a_1 x_3 \sin(q_2) \\
& - \dot{q}_2 m_4 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) + \dot{q}_2 m_4 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) + \dot{q}_2 m_2 a_1 y_2 \cos(q_2) - \dot{q}_2 m_2 a_1 x_2 \sin(q_2) \\
& - \dot{q}_2 m_2 a_2 \sin(q_2) a_1 - \dot{q}_2 m_4 a_2 \sin(q_2) a_1 - \dot{q}_2 m_3 a_2 \sin(q_2) a_1 + \dot{q}_2 m_3 a_1 y_3 \cos(q_2) \\
& - \dot{q}_2 m_3 a_1 x_3 \sin(q_2) + \dot{q}_4 m_4 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) - \dot{q}_4 m_4 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_4 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) \\
& - \dot{q}_4 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4)
\end{aligned}$$

$$C_{13} = 0$$

$$\begin{aligned}
C_{14} = & m_4 (\dot{q}_1 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_1 a_2 y_4 \cos(q_4) + \dot{q}_2 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) \\
& - \dot{q}_2 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_2 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_2 a_2 y_4 \cos(q_4) - \dot{q}_4 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) + \dot{q}_4 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) \\
& + \dot{q}_4 a_2 x_4 \sin(q_4) + \dot{q}_4 a_2 y_4 \cos(q_4))
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{21} = & \dot{q}_1 m_4 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 m_4 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 m_2 a_1 y_2 \cos(q_2) + \dot{q}_1 m_2 a_1 x_2 \sin(q_2) \\
& + \dot{q}_1 m_2 a_1 a_2 \sin(q_2) + \dot{q}_1 m_4 a_1 a_2 \sin(q_2) + \dot{q}_1 m_3 a_1 a_2 \sin(q_2) - \dot{q}_1 m_3 a_1 y_3 \cos(q_2) + \dot{q}_1 m_3 a_1 x_3 \sin(q_2) \\
& - \dot{q}_4 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_4 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4)
\end{aligned}$$

$$C_{22} = -\dot{q}_4 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_4 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4)$$

$$C_{23} = 0$$

$$\begin{aligned}
C_{24} = & -\dot{q}_1 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_1 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4) - \dot{q}_2 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_2 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4) \\
& + \dot{q}_4 m_4 a_2 x_4 \sin(q_4) + \dot{q}_4 m_4 a_2 y_4 \cos(q_4)
\end{aligned}$$

$$C_{31} = C_{32} = C_{33} = C_{34} = 0$$

$$\begin{aligned}
C_{41} = & -m_4 (\dot{q}_1 a_1 x_4 \sin(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 a_1 y_4 \cos(q_2 - q_4) - \dot{q}_1 a_2 x_4 \sin(q_4) - \dot{q}_1 a_2 y_4 \cos(q_4) - \dot{q}_2 a_2 x_4 \sin(q_4) \\
& - \dot{q}_2 a_2 y_4 \cos(q_4))
\end{aligned}$$

$$C_{42} = m_4 a_2 (\dot{q}_1 x_4 \sin(q_4) + \dot{q}_1 y_4 \cos(q_4) + \dot{q}_2 x_4 \sin(q_4) + \dot{q}_2 y_4 \cos(q_4))$$

$$C_{43} = C_{44} = 0$$

$$G_1 = G_2 = 0$$

$$G_3 = -9.81m_3 - 9.81m_4$$

$$G_4 = 0$$

پارامترهای ماتریس اینرسی و موقعیت مرکز جرم رابطها در جدول (۲-۲) آمده است. معادلات

دینامیکی نشان می‌دهند که مدل دینامیکی ربات پیچیده، چندمتغیره و با توزیع سنگین می‌باشد.

جدول (۲-۲) پارامترهای دینامیکی ربات

i	x_i (m)	y_i (m)	z_i (m)	m_i (kg)	I_{xxi} (kgm ²)	I_{yyi} (kgm ²)	I_{zzi} (kgm ²)	I_{xyi} (kgm ²)	I_{xzi} (kgm ²)	I_{yzi} (kgm ²)
1	-0.318	0	0	26.14	0.0939	1.3441	1.3996	0	0.0051	0
2	-0.274	0	0	19.1	0.1947	0.6156	0.5144	0.0001	-0.0187	0.0001
3	0	0	-0.298	2.35	0.0695	0.0695	0.0002	0	0	0
4	0	0	-0.039	0.38	0.0002	0.0002	4.3×10^{-5}	0	0	0

فصل سوم

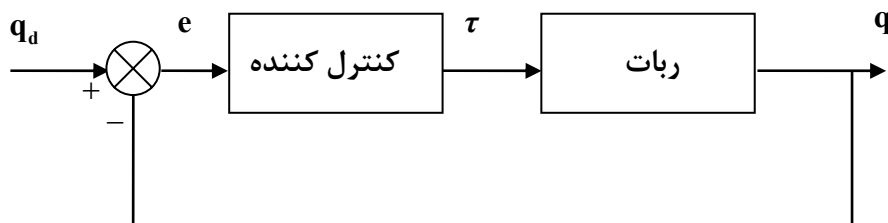
استراتژی کنترل گشتاور ربات

۱-۳ مقدمه

بازوی ماهر ربات، یک سیستم مکانیکی است. بنابراین، نیرو یا گشتاور وارد به مفاصل به عنوان ورودی‌ها و موقعیت مفاصل به عنوان خروجی‌های ربات تلقی می‌شوند. این دیدگاه، در واقع استراتژی کنترل گشتاور را بیان می‌کند. در این استراتژی، قانون کنترل بر مبنای همان گشتاور یا نیروی وارد شده به مفاصل طراحی می‌شود. قابل توجه آن که موتورهای ربات نادیده انگاشته شده‌اند.

در کنترل موقعیت ربات، فرمان گشتاور به عنوان خروجی کنترل کننده به مفصل 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 استراتژی اصلی کنترل ربات مطرح بوده و در کنترل ربات‌های صنعتی بکار رفته است.

از آنجا که استراتژی کنترل گشتاور بعنوان 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 [۴۴-۴۵]، کنترل تطبیقی [۴۶]، کنترل هوشمند [۴۷-۵۰] و غیره ارائه شده‌اند که توانسته‌اند بر مبنای کنترل گشتاور، ربات را کنترل نمایند. شکل (۱-۳) دیاگرام کنترل چند متغیره ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور نشان می‌دهد. که در آن بردار موقعیت مفاصل $q = [q_1 \ q_2 \ \dots \ q_n]^T$ بردار موقعیت مطلوب مفاصل، q_d بردار گشتاور τ بردار گشتاور وارد به مفاصل و e بردار خطای موقعیت است. بدلیل آن که فرمان کنترل توسط محرکه به مفصل اعمال می‌شود، لازم است که محرکه نیز برای این منظور کنترل شود. محرکه‌ها می‌توانند الکتریکی،



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

هیدرولیکی یا بادی باشند. در این میان، محرکه‌های الکتریکی خصوصا موتورهای مغناطیس دائم DC بصورت 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 استراتژی کنترل گشتاور، ربات بصورت 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 صرفا از دینامیک بخش الکتریکی موتور صرف نظر می‌شود. اغلب روش‌های کنترل ربات مبتنی بر استراتژی کنترل گشتاور، دارای محاسبات سنگین و پیچیده است و بدست آوردن قوانین کنترل آنها و اجرای آنها دشوار می‌باشد. از طرفی همان گونه که پیشتر اشاره شد در بسیاری از این روش‌ها از دینامیک موتورها صرف نظر شده است. علاوه بر آن استراتژی کنترل گشتاور نیاز به حلقه داخلی کنترل جریان موتورها نیز دارد.

۲-۳ شبیه‌سازی استراتژی کنترل گشتاور بر مبنای مدل

در این بخش یک روش کنترل ربات با استفاده از خطی‌سازی فیدبکی بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور مبتنی بر مدل طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. با طراحی و اجرای این روش با استراتژی کنترل گشتاور برای کنترل ربات و پیچیدگی‌های آن آشنا می‌شویم. با توجه به معادله دینامیکی ربات (۲-۵۵) قانون کنترل خطی‌سازی پس‌خورده را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\tau = D(q)u + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) \quad (1-3)$$

که در آن $\mathbf{u} \in R^n$ بصورت یک ورودی جدید تعریف شده است. با اعمال (۳-۱) به معادله دینامیکی (۲-۵۵)، داریم:

$$\ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{u} \quad (۲-۳)$$

سیستم حاصل، خطی و بدون تزویج است. حال به کنترل این سیستم می‌پردازیم که بسیار آسانتر از کنترل سیستم (۲-۵۵) در فصل دوم است. قانون کنترل خطی زیر، برای ردگیری مسیر مطلوب \mathbf{q}_d پیشنهاد می‌شود:

$$\mathbf{u} = \ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q}) \quad (۳-۳)$$

که در آن \mathbf{k}_p و \mathbf{k}_d ماتریسهای قطری مثبت $n \times n$ هستند که پارامترهای طراحی کنترل کننده می‌باشند. با جایگذاری (۲-۳) در (۳-۳) داریم:

$$\ddot{\mathbf{q}}_d - \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q}) = 0 \quad (۴-۳)$$

اگر بردار خطای ردگیری را بدین صورت تعریف نماییم:

$$\mathbf{e} = \mathbf{q}_d - \mathbf{q} \quad (۵-۳)$$

خواهیم داشت:

$$\ddot{\mathbf{e}} + \mathbf{k}_d\dot{\mathbf{e}} + \mathbf{k}_p\mathbf{e} = 0 \quad (۶-۳)$$

با توجه به این معادله دیفرانسیل خطی، اگر ماتریس ضرایب \mathbf{k}_p و \mathbf{k}_d بصورت مثبت انتخاب شوند، پایداری سیستم تضمین و بردار خطای ردگیری به صورت نمایی به سمت صفر میل می‌کند. با جایگذاری معادله (۳-۳) در (۱-۳) قانون کنترل نهایی سیستم به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{D}(\mathbf{q})\left(\ddot{\mathbf{q}}_d + \mathbf{k}_d(\dot{\mathbf{q}}_d - \dot{\mathbf{q}}) + \mathbf{k}_p(\mathbf{q}_d - \mathbf{q})\right) + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) \quad (۷-۳)$$

قانون کنترل (۷-۳) چندمتغیره 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

بدلیل 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 (۲-۳) دیاگرام سیستم کنترل را نمایش می‌دهد.

۳-۲-۱ شبیه‌سازی سیستم کنترل ربات

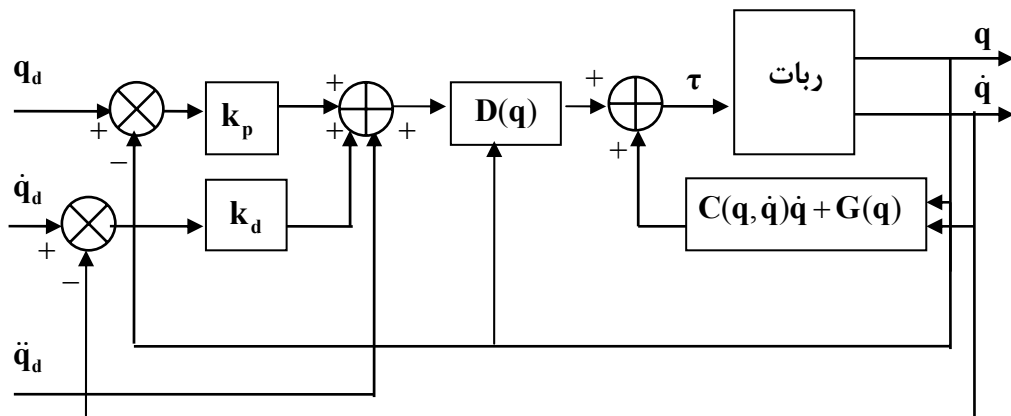
سیستم کنترل ربات را بر روی ربات اسکارا ۴ رابط شبیه‌سازی می‌نماییم. مسیر مطلوب برای ردگیری مفاصل بوسیله تابع زیر تعریف می‌گردد.

$$q_{d_i} = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 10) \quad (۸-۳)$$

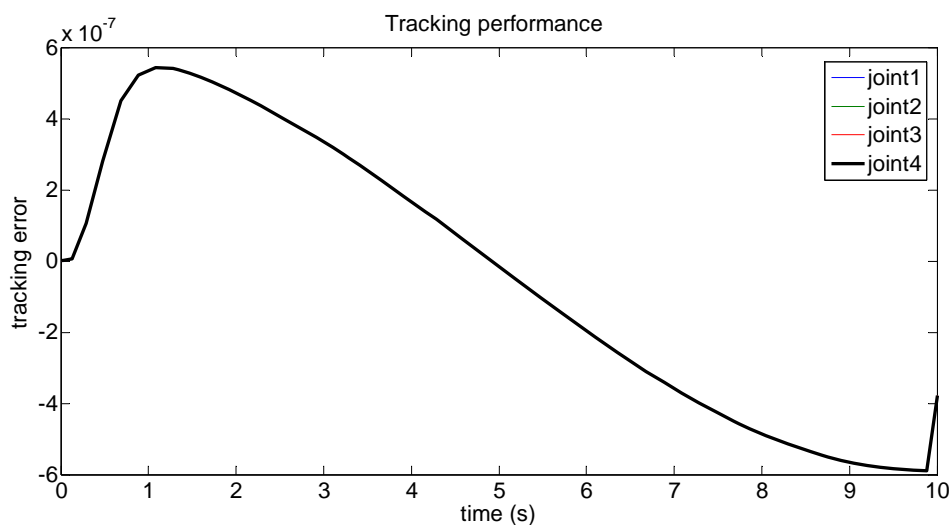
زمان اجرای شبیه‌سازی ۱۰ ثانیه انتخاب شده است. پارامترهای طراحی کنترل‌کننده به صورت زیر تعیین شده‌اند:

$$k_p = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad k_d = \begin{bmatrix} 6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6 \end{bmatrix} \quad (۹-۳)$$

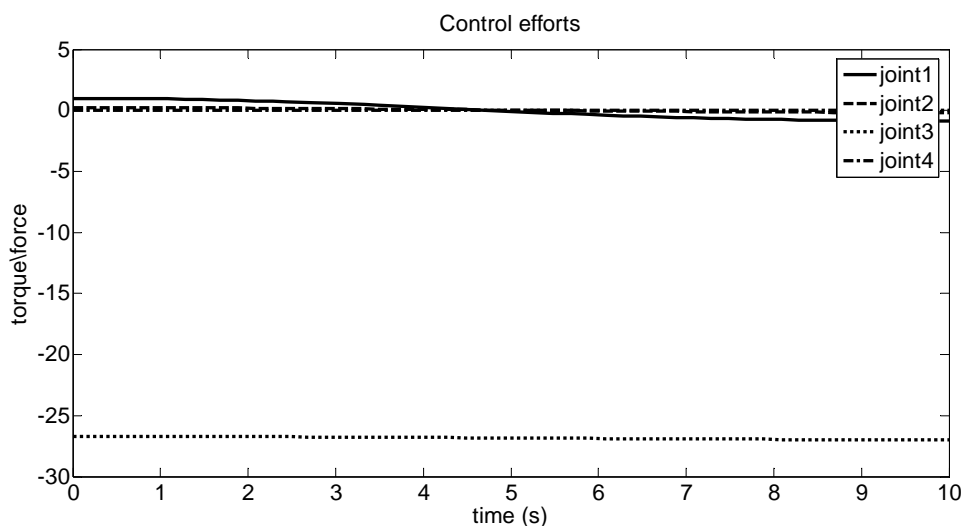
پس از اجرای قانون کنترل چندمتغیره نهایی، خطای ردگیری مفاصل ربات در شکل (۳-۳) و سیگنال‌های کنترل ردگیری در شکل (۴-۳) نشان داده شده‌اند.



شکل (۲-۳) دیاگرام سیستم کنترل ربات



شکل (۳-۳) عملکرد ردگیری ربات اسکارا

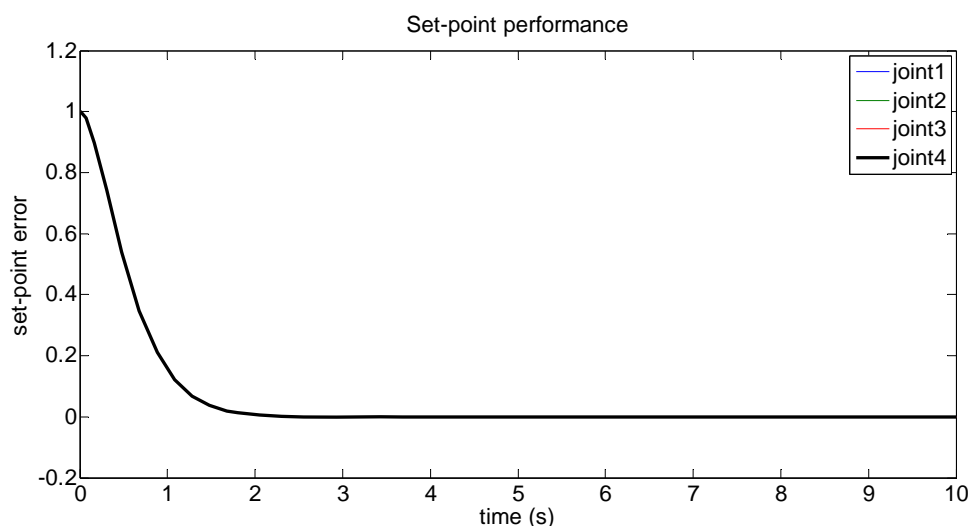


شکل (۴-۳) سیگنال کنترل ربات اسکارا در ردگیری

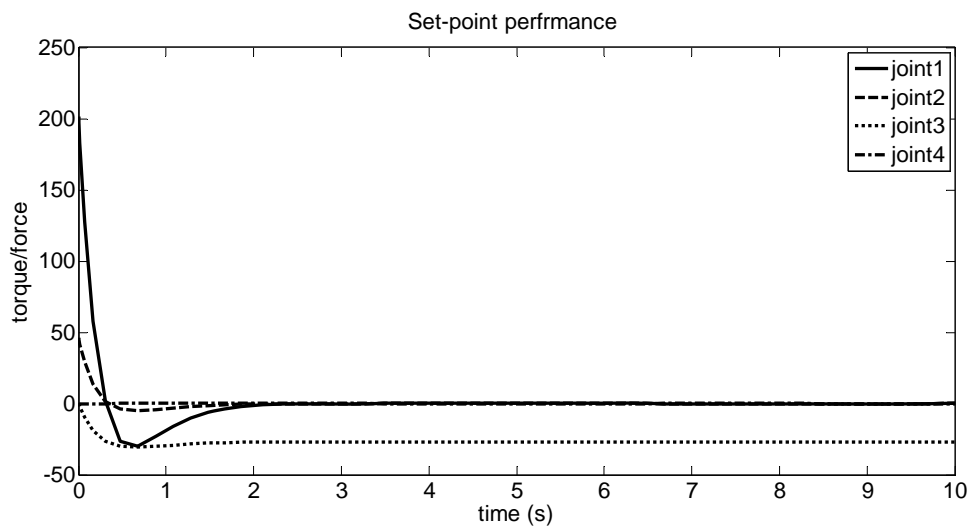
در شکل (۳-۳) خطای ردگیری از صفر آغاز می‌نماید و در زمان ۱ ثانیه به مقدار 5.8×10^{-7} پس از آن در انتها به مقدار -6×10^{-7} می‌رسد. واحد خطای موقعیت برای مفاصل لولایی rad و برای مفاصل کشویی متر است. از آنجا که کنترل بر مبنای مدل است خطای ردگیری بسیار کوچک است و خطای هر ۴ مفصل مانند یکدیگر است. زیرا، هر چهار کنترل کننده مفاصل یکسان هستند. منحنی گشتاور ربات در شکل (۴-۳) رفتار متفاوت گشتاور-نیرو مفاصل را نشان می‌دهد. مفاصل لولایی با واحد $N.m$ و مفاصل کشویی با واحد N معرفی می‌شوند. نیروی مفصل ۳ که نیروی ثقلی را تحمل

می‌کند بسیار بزرگتر از بقیه در حد $-26.5N$ است. از آنجا که ربات مورد نظر سبک وزن 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. منظور آن است که بینیم آیا از یک کنترل کننده می‌توان برای ردگیری و تنظیم استفاده نمود؟ همه مفاصل در ۱ تنظیم می‌شوند. شکل (۳-۵) خطای تنظیم سیستم کنترل را نشان می‌دهد، سیستم کنترل در تنظیم بخوبی عمل می‌کند و خطای آن پس از مدت زمان کوتاهی به صفر همگرا می‌شود. پارامترهای طراحی بگونه‌ای انتخاب شده‌اند که هیچ‌گونه فراجهدش مشاهده نمی‌شود. شکل (۳-۶) سیگنال کنترل را در تنظیم نمایش می‌دهد، این سیگنال از نوع گشتاور برای مفاصل لولایی و نیرو برای مفصل کشویی است. گشتاور-نیرو مفاصل از مقدار اولیه نسبتاً بزرگی آغاز می‌نمایند. زیرا شتاب مفاصل در آغاز بیشتر است. در پایان گشتاور مفاصل لولایی صفر است زیرا ربات متوقف شده و مفاصل لولایی یعنی مفصل ۱، ۲ و ۴ هیچگونه گشتاور ثقلی ندارند. مفصل ۳ که کشویی است نیرو ثقلی را تحمل می‌کند. همانگونه که مشاهده گردید سیستم کنترل در ردگیری و تنظیم مفاصل موفق بوده و از عملکرد کنترلی مناسبی برخوردار است.



شکل (۳-۵) عملکرد تنظیم ربات اسکارا



شکل (۳-۶) سیگنال کنترل ربات اسکارا در تنظیم

فصل چهارم

کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم ربات

با استراتژی کنترل گشتاور

۱-۴ مقدمه

روش فازی تطبیقی غیرمستقیم قادر است هر سیستم ناشناخته و غیرخطی را کنترل نماید. در کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور با ضریب متغیر ورودی مواجه هستیم. بنابراین، کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم از اهمیت و کاربرد ویژه‌ای برخوردار میگردد زیرا طراحی کنترل فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای لیپانوف با مشکل مواجه می‌شود. در این فصل، روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور ربات را طراحی نموده و آن را تحلیل و شبیه‌سازی می‌نماییم. در نهایت پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌گردد.

۲-۴ طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم

مدل دینامیکی ربات در حضور اصطکاک و اغتشاش خارجی بدین صورت قابل بیان است:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \boldsymbol{\tau}_f(\dot{\mathbf{q}}) + \boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{\tau}_r \quad (1-4)$$

که در آن که در آن $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ماتریس $n \times n$ اینرسی ربات، $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} \in R^n$ بردار گشتاور کوریولیس و جانب مرکز، $\mathbf{G}(\mathbf{q})$ بردار گشتاور گرانشی می‌باشد، $\boldsymbol{\tau}_f(\dot{\mathbf{q}})$ بردار گشتاورهای ناشی از اصطکاک، $\boldsymbol{\mu}$ بردار اغتشاش خارجی و $\boldsymbol{\tau}_r$ بردار گشتاورهای مفاصل ربات می‌باشد. به منظور طراحی، عملیات ریاضی به شرح زیر را انجام می‌دهیم. می‌توان نوشت:

$$\mathbf{D}(\mathbf{q}) = \mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2 \quad (2-4)$$

که در آن ماتریس \mathbf{D}_1 شامل عناصر قطر اصلی ماتریس \mathbf{D} و سایر عناصر صفر هستند. \mathbf{D}_2 شامل عناصر غیر از قطر اصلی ماتریس \mathbf{D} است و سایر عناصر صفر هستند. با جایگذاری در معادله (۱-۴) داریم:

$$\ddot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{A}\boldsymbol{\tau}_r \quad (3-4)$$

که در آن

$$\mathbf{A} = \mathbf{D}_1^{-1} \quad (4-4)$$

و

$$\boldsymbol{\eta} = \mathbf{A}(\mathbf{D}_2\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \boldsymbol{\tau}_f(\dot{\mathbf{q}}) + \boldsymbol{\mu}) \quad (5-4)$$

می‌باشد. سیستم (3-4) در ساختار مجزا شده عبارتست از:

$$\ddot{q}_i + \eta_i = A_{ii}\tau_{ri} \quad (6-4)$$

که در آن \ddot{q}_i شتاب مفصل i ام، η_i ، i امین المان بردار، $\boldsymbol{\eta}$ ، A_{ii} ، i امین المان روی قطر اصلی ماتریس \mathbf{A} و τ_{ri} ، i امین المان بردار $\boldsymbol{\tau}_r$ می‌باشد. با در نظر گرفتن رابطه (6-4) قانون کنترل بدین صورت پیشنهاد می‌گردد:

$$\ddot{q}_{di} + c_1(\dot{q}_{di} - \dot{q}_i) + c_2(q_{di} - q_i) + \hat{\eta}_i = \hat{A}_{ii}\tau_{ri} \quad (7-4)$$

که در آن q_{di} موقعیت مطلوب مفصل i ام، $\hat{\eta}_i$ تخمین η_i ، \hat{A}_{ii} تخمین A_{ii} و c_1 و c_2 پارامترهای طراحی کنترل کننده می‌باشند.

با اعمال قانون کنترل (7-4) به سیستم (6-4)، سیستم حلقه بسته زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\ddot{q}_{di} - \ddot{q}_i + c_1(\dot{q}_{di} - \dot{q}_i) + c_2(q_{di} - q_i) = (\hat{A}_{ii} - A_{ii})\tau_{ri} + \eta_i - \hat{\eta}_i \quad (8-4)$$

که با تعریف خطای ردگیری بصورت:

$$e = q_{di} - q_i \quad (9-4)$$

داریم:

$$\ddot{e} + c_1\dot{e} + c_2e = (\hat{A}_{ii} - A_{ii})\tau_{ri} + \eta_i - \hat{\eta}_i \quad (10-4)$$

جهت محاسبه $\hat{\eta}_i$ و \hat{A}_{ii} دو سیستم فازی طراحی می‌کنیم. خطا e و مشتق آن \dot{e} ورودی‌های سیستم‌های فازی هستند.

اگر ۳ تابع تعلق برای هر ورودی فازی در نظر گرفته شود فضای کنترل با ۹ قانون فازی پوشش داده می‌شود. قوانین فازی زبانی به فرم ممدانی بدین صورت نوشته شده‌اند [۱۸]

$$\text{Rule } l: \text{ If } e \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_l \text{ Then } \hat{\eta}_i \text{ is } C_l \quad (11-4)$$

$$\text{Rule } l: \text{ If } e \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_l \text{ Then } \hat{A}_{ii} \text{ is } C_l \quad (12-4)$$

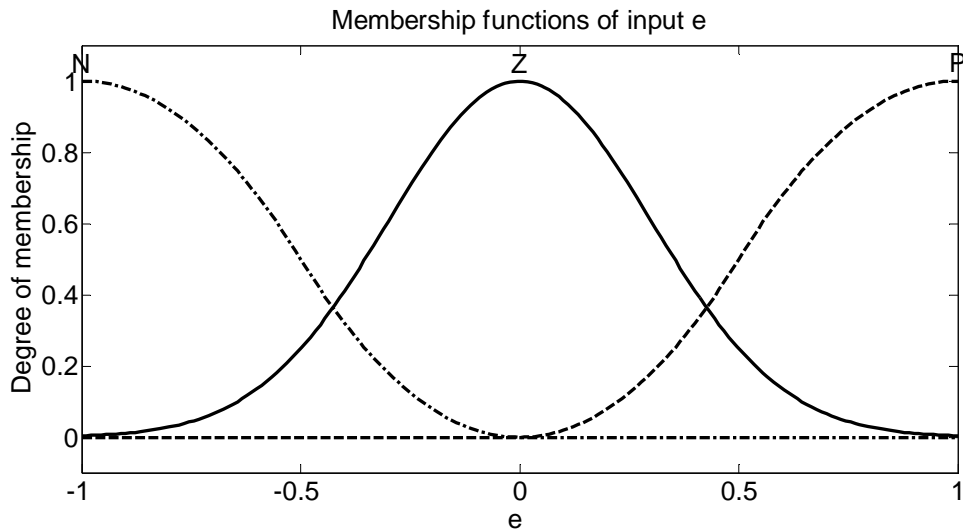
Rule l قانون l ام را برای $l = 1, \dots, 9$ تعیین می‌نماید. A_l ، B_l و C_l توابع تعلق فازی مربوط به e ، \dot{e} و $\hat{\eta}_i$ یا \hat{A}_{ii} هستند. سه تابع تعلق P ، Z و N برای متغیر ورودی e مطابق شکل (۱-۴) در نظر گرفته شده است. این توابع تعلق با توابع ریاضی (۱۳-۴) تعریف شده‌اند.

سیستم فازی بگونه‌ای طراحی می‌شود که شرایط پیوستگی، سازگاری و کامل بودن را برقرار نماید [۱۸]. پیوستگی به این معناست که خروجی سیستم فازی ناپیوسته نباشد. سازگاری به این مفهوم است که دو یا چند قانون فازی نتوان یافت که بخش آنگاه یکسان داشته باشند. کامل بودن به این صورت است که به ازای هر مقدار از ورودی‌ها در بازه مورد نظر حداقل یک قانون فازی فعال شود. گروه‌های فازی هر متغیر فازی نیز باید کل بازه مورد نظر را پوشش دهند و به ازای هر مقدار از متغیر ورودی حداقل یک گروه فازی باید فعال شود.

$$\mu_P(e) = \begin{cases} 0 & e \leq 0 \\ 2e^2 & 0 \leq e \leq 0.5 \\ 1 - 2(e - 1)^2 & 0.5 \leq e \leq 1 \\ 1 & e \geq 1 \end{cases},$$

$$\mu_N(e) = \begin{cases} 1 & e \leq -1 \\ 1 - 2(e + 1)^2 & -1 \leq e \leq -0.5 \\ 2e^2 & -0.5 \leq e \leq 0 \\ 0 & e \geq 0 \end{cases}, \quad (13-4)$$

$$\mu_Z(e) = \exp(-e^2 / (2\sigma^2)), \quad \sigma = 0.3$$



شکل (۱-۴) توابع تعلق ورودی e

توابع تعلق e را نیز همانند توابع تعلق e انتخاب نموده‌ایم. توابع تعلق متغیرهای خروجی $\hat{\eta}_i$ و \hat{A}_{ii} با توابع گوسین زیر بیان شده است:

$$\mu_{C_l}(\hat{\eta}_i) = \exp\left(-\left(\frac{\hat{\eta}_i - \hat{\xi}_l}{2\sigma^2}\right)^2\right) \quad (۱۴-۴)$$

که در آن $\hat{\xi}_l$ مرکز C_l است و

$$\mu_{C_l}(\hat{A}_{ii}) = \exp\left(-\left(\frac{\hat{A}_{ii} - \hat{d}_l}{2\sigma^2}\right)^2\right) \quad (۱۵-۴)$$

در سیستم فازی دوم \hat{d}_l مرکز C_l است.

با استفاده از روابط فوق، قوانین فازی در جدول (۱-۴) نوشته شده‌اند.

جدول (۱-۴) قوانین فازی

Rule l	1	2	3	4	5	6	7	8	9
A_l	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
B_l	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
C_l	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	C_9

اگر از موتور استنتاج فازی ممدانی، فازی‌ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز استفاده شود،

داریم [۱۸]

$$\hat{\eta}_i = \sum_{l=1}^9 \hat{\xi}_l \psi_l(e, \dot{e}) = \hat{\xi}^T \psi(e, \dot{e}) \quad (۱۶-۴)$$

$$\hat{A}_{ii} = \sum_{l=1}^9 \hat{d}_l \psi_l(e, \dot{e}) = \hat{\mathbf{d}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (17-4)$$

که در معادلات فوق $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \dots \psi_9]^T$ و ψ_l عبارتست از:

$$\psi_l(e, \dot{e}) = \frac{\mu_{A_l}(e) \mu_{B_l}(\dot{e})}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(e) \mu_{B_l}(\dot{e})} \quad (18-4)$$

در معادله (18-4) $\mu_{A_l}, \mu_{B_l} \in [0, 1]$ پارامترهای ξ در (16-4) و پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ در (17-4) بعداً در

ادامه توسط قوانین تطبیق بدست می‌آیند.

یک ویژگی مهم سیستم‌های فازی آن است که می‌تواند یک مجموعه قوانین زبانی را به یک تقریب غیرخطی تبدیل نماید. روابط (16-4) و (17-4) با توجه به همین ویژگی سیستم‌های فازی حاصل شده‌اند. بر اساس تئوری تقریب عمومی سیستم‌های فازی، η_i و A_{ii} در (10-4) بصورت زیر قابل بیان هستند:

$$\eta_i = \xi^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \rho_1 \quad (19-4)$$

و

$$A_{ii} = \mathbf{d}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \rho_2 \quad (20-4)$$

که در آنها ρ_1 و ρ_2 خطاهای تقریب هستند و ξ در (15-4) تقریب ξ و $\hat{\mathbf{d}}$ در (16-4) تقریب \mathbf{d} می‌باشد.

با جایگذاری (19-4) و (20-4) در (10-4) داریم:

$$\ddot{e} + k_1 \dot{e} + k_2 e = (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \tau_{ii} + (\xi - \hat{\xi})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \rho \quad (21-4)$$

که در آن

$$\rho = \rho_1 - \rho_2 \tau_{ii} \quad (22-4)$$

رابطه (۲۱-۴) را می توان به فرم فضای حالت زیر تبدیل نمود:

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{AE} + \mathbf{B}w \quad (23-4)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_2 & -c_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, w = (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T \boldsymbol{\Psi} \tau_{ii} + (\hat{\xi} - \xi)^T \boldsymbol{\Psi} + \rho \quad (24-4)$$

برای آنکه بتوان مکانیزم تطبیق را پیدا کرد بگونه ای که خطا همگرا شود، تابع مثبت معین زیر پیشنهاد می شود:

$$F = 0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{P} \mathbf{E} + \frac{1}{2g} (\hat{\xi} - \xi)^T (\hat{\xi} - \xi) + \frac{1}{2h} (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d}) \quad (25-4)$$

در رابطه فوق ضریب های ثابت g و h مثبت هستند و \mathbf{P} و \mathbf{Q} ماتریس های مثبت معین متقارن منحصر به فردی هستند که در معادله ماتریسی لیاپانوف زیر صدق می کنند:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \quad (26-4)$$

با استفاده از روابط (۲۳-۴) تا (۲۶-۴)، \dot{F} بدین صورت بدست می آید:

$$\dot{F} = -0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \left((\hat{\xi} - \xi)^T \boldsymbol{\Psi} - \rho \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T \boldsymbol{\Psi} \tau_{ii} + \frac{1}{g} (\hat{\xi} - \xi)^T \dot{\hat{\xi}} + \frac{1}{h} (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T \dot{\hat{\mathbf{d}}} \quad (27-4)$$

در این رابطه $\mathbf{P}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}$ معرف ستون دوم ماتریس \mathbf{P} است. (۲۷-۴) را می توان این گونه بیان نمود:

$$\dot{F} = -0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + (\hat{\xi} - \xi)^T \left(-\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\Psi} + \frac{1}{g} \dot{\hat{\xi}} \right) + (\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d})^T \left(\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\Psi} \tau_{ii} + \frac{1}{h} \dot{\hat{\mathbf{d}}} \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \rho \quad (28-4)$$

با انتخاب قوانین تطبیق به صورت:

$$\dot{\hat{\xi}} = g \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\Psi} \quad (29-4)$$

$$\dot{\mathbf{d}} = -h\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \psi \tau_n \quad (30-4)$$

نتیجه می دهد:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \rho \quad (31-4)$$

بنابراین پارامترهای تطبیق در ادامه بدین صورت بدست می آیند:

$$\hat{\xi} = \int_0^t g\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \psi d\sigma + \hat{\xi}(0) \quad (32-4)$$

و

$$\hat{\mathbf{d}} = -\int_0^t h\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \psi \tau_n d\sigma + \hat{\mathbf{d}}(0) \quad (33-4)$$

خطای ردگیری در صورتی کاهش می یابد که $\dot{F} < 0$. بنابراین:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \rho < 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \quad (34-4)$$

با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \leq \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (35-4)$$

که $\lambda_{\min}(\mathbf{Q})$ و $\lambda_{\max}(\mathbf{Q})$ مقادیر ویژه حداقل و حداکثر ماتریس \mathbf{Q} هستند. برای تضمین (33-4) کافیت:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \rho < 0.5\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (36-4)$$

با توجه به نامساوی شوارتز داریم:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \rho \leq \|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\rho| \quad (37-4)$$

اگر داشته باشیم:

$$\|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\rho| < 0.5\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (38-4)$$

یا

$$2\|\mathbf{P}_2\| \cdot |\rho| / \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) < \|\mathbf{E}\| \quad (39-4)$$

نامساوی (۳۶-۴) تضمین می‌شود. در نتیجه تا زمانی که رابطه فوق برقرار باشد خطای ردگیری کاهش می‌یابد. یا بعبارت دیگر می‌توان گفت خطا وارد یک فضای کروی محدود به شعاع $2\|\mathbf{P}_2\| \cdot |\rho| / \lambda_{\min}(\mathbf{Q})$ می‌گردد.

قانون کنترل نهایی با توجه به رابطه (۷-۴)، (۱۵-۴) و (۱۶-۴) عبارتست از:

$$\left(\hat{\mathbf{d}}^T \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{e}, \dot{\mathbf{e}})\right)^{-1} (\ddot{q}_{di} + c_1(\dot{q}_{di} - \dot{q}_i) + c_2(q_{di} - q_i) + \hat{\boldsymbol{\xi}}^T \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{e}, \dot{\mathbf{e}})) = \tau_{ri} \quad (40-4)$$

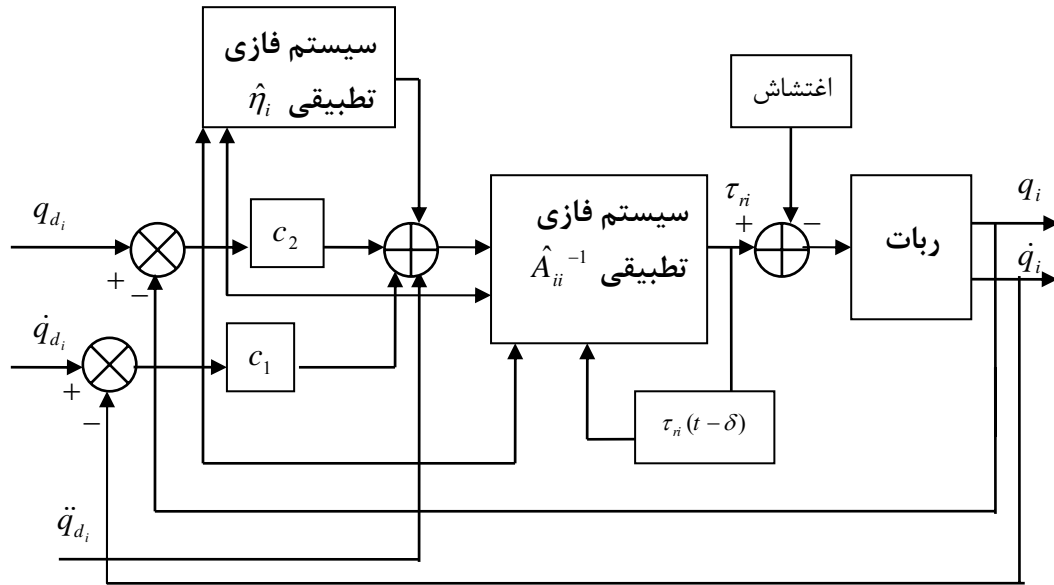
با توجه به (۴۰-۴)، قانون کنترل وقتی قابل محاسبه است که مقدار $\hat{\mathbf{d}}$ معلوم باشد، از طرفی طبق معادله (۳۳-۴) برای محاسبه $\hat{\mathbf{d}}$ به τ_{ri} نیازمندیم که نامعلوم است. برای حل مسئله جهت محاسبه $\hat{\mathbf{d}}$ بجای $\tau_{ri}(t)$ از $\tau_{ri}(t - \delta)$ که در اختیار است استفاده کنیم. بنابراین:

$$\hat{\mathbf{d}} = -\int_0^t h\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\Psi} \tau_{ri}(\sigma - \delta) d\sigma + \hat{\mathbf{d}}(0) \quad (41-4)$$

که تأخیر زمانی δ در کنترل پیوسته مقدار زمانی کوچکی است.

۳-۴ شبیه سازی روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات اسکارا ۴ رابط اجرا و شبیه سازی می‌نماییم. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل عمل می‌نماید، بنابراین برای هر مفصل از یک کنترل کننده مجزا استفاده می‌شود. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور در شکل (۲-۴) ترسیم شده است.



شکل (۲-۴) دیاگرام سیستم کنترل فازي تطبيقی غیرمستقیم

۳-۳-۴ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بصورت زیر تعریف می گردد.

$$q_{d_i} = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 4) \quad (۴۲-۴)$$

جهت اجرای شبیه سازی از قانون کنترل (۴۰-۴) و قوانین تطبیق (۳۲-۴) و (۴۱-۴) استفاده می-

نماییم، پارامترهای مورد نیاز در کنترل ردگیری ربات به صورت زیر انتخاب شده اند:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10000 & -200 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 20000 & 10199 \\ 10199 & 398 \end{bmatrix}, g = 35000, \quad (۴۳-۴)$$

$$h = 200, \hat{\xi}(0) = \mathbf{0}, \hat{\mathbf{d}}(0) = rand, \delta = 0.01$$

هر ۴ کنترل کننده بصورت یکسان انتخاب شده اند ولی در حالت کلی می توانند متفاوت باشند.

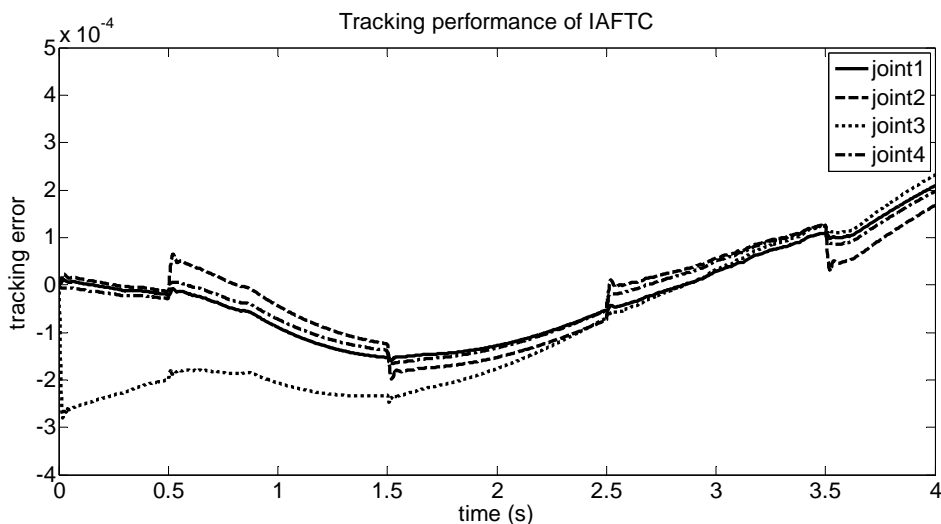
بردار $\hat{\mathbf{d}}(0)$ باید به صورت غیر صفر انتخاب شود. زیرا در قانون کنترل از معکوس $\hat{\mathbf{d}}^T \psi(\mathbf{e}, \dot{\mathbf{e}})$

استفاده می شود و این مقدار نمی تواند صفر باشد، بنابراین از تابع دلخواه $rand$ برای تولید مقادیرهای

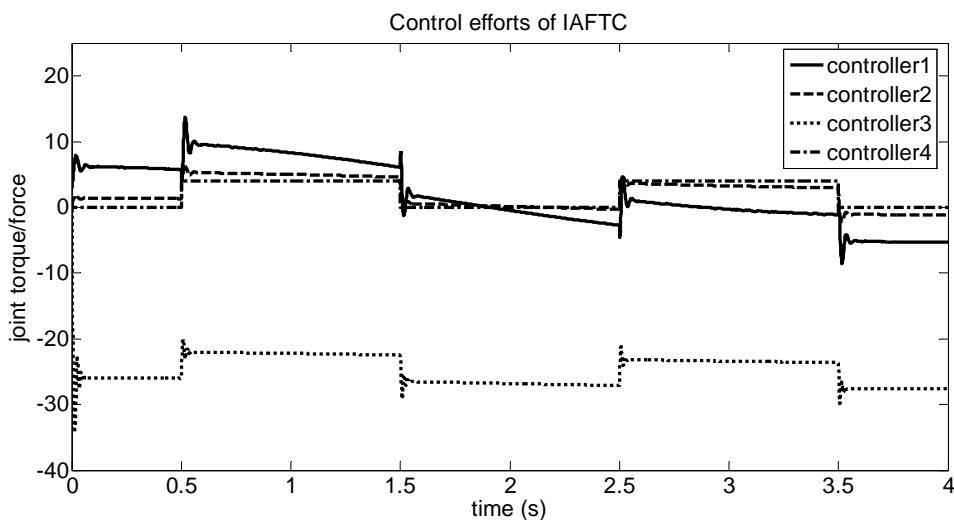
اولیه بردار $\hat{\mathbf{d}}$ استفاده شده است. زمان اجرای شبیه سازی ۴ ثانیه انتخاب شده است.

اغتشاش خارجی بوسیله یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر نیم ثانیه و دامنه ۴ و پهنای پالس ۱ ثانیه به سیستم کنترل اعمال می‌شود. بدین ترتیب می‌توان تأثیر عدم قطعیت خارجی را بر سیستم کنترل را بررسی نمود.

شکل (۳-۴) خطای ردگیری سیستم کنترل در حضور اغتشاش را نمایش می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری کوچک است و مقدار خطای ردگیری مفصل سوم که دارای بیشترین خطاست در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $2.13 \times 10^{-4} m$ می‌باشد. شکل (۴-۴) سیگنال‌های کنترل ربات را نشان می‌دهد. تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ و $\hat{\mathbf{\xi}}$ کنترل‌کننده‌ها نیز در شکل (۵-۴) ترسیم شده است.

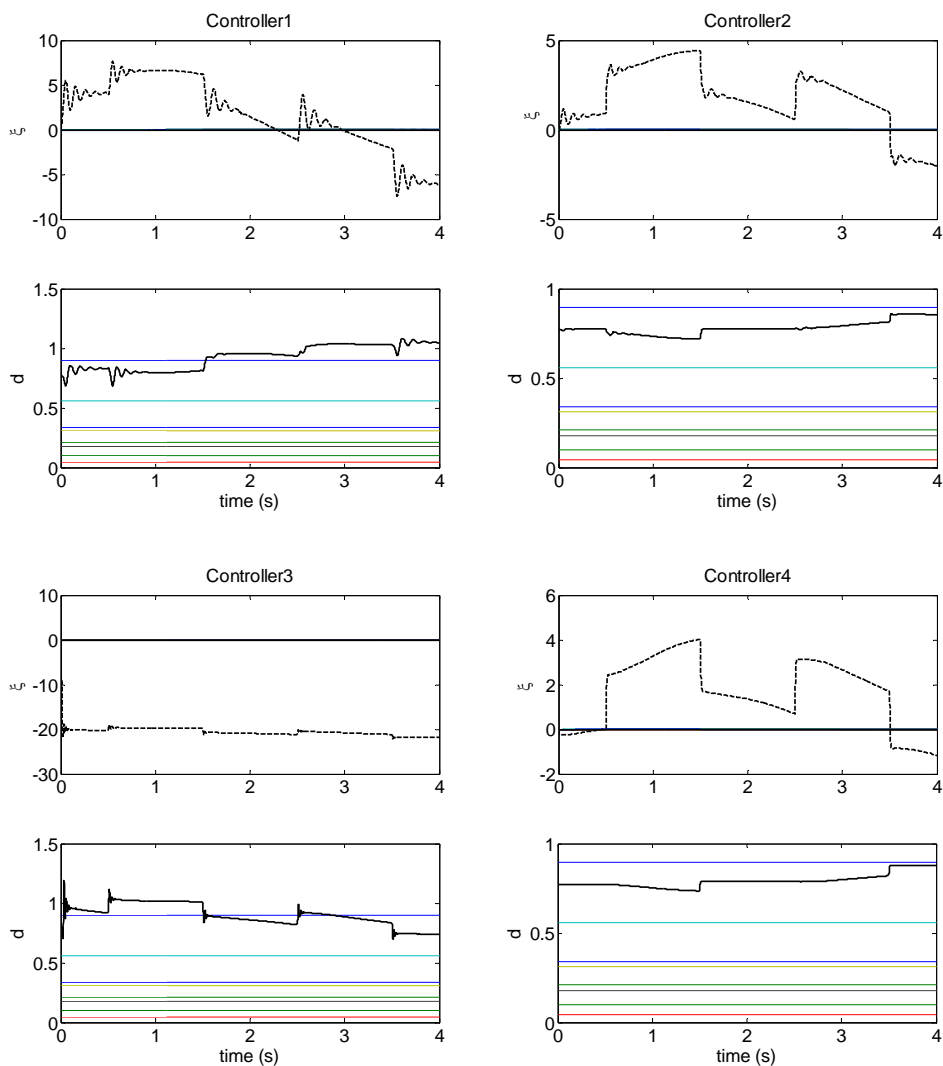


شکل (۳-۴) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم



شکل (۴-۴) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در ردگیری

تغییرات ناگهانی روی شکل (۳-۴) اثر اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد که به صورت پالس مربعی است. عملکرد سیستم کنترل نشان می‌دهد که در مقابل عدم قطعیت مقاوم است. خطای اولیه در ردگیری وابسته به موقعیت هندسی ربات است، گشتاور گرانشی تابع این موقعیت است. سیگنال‌های کنترل ربات در شکل (۴-۴) پاسخ سریع سیستم برای جبران اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد. اندازه گشتاورها در محدوده مجاز می‌باشد. مفصل ۳ به واسطه تحمل نیروی گرانش رفتار متفاوتی با سایر مفاصل نشان می‌دهد.



شکل (۴-۵) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ و $\hat{\mathbf{g}}$ کنترل‌کننده‌ها در ردگیری

به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب پارامترهای طراحی سیستم کنترل فازی با روش سعی و خطا تنظیم شده‌اند. بنابراین ممکن است که نتیجه بهتری نیز بدست آید. تطبیق پارامترهای سیستم فازی در شکل (۴-۵) نشان می‌دهد که فقط قانون پنجم بطور فعال در تطبیق حضور دارد. زیرا، خطای ردگیری و مشتق آن در گروه صفر قرار دارند.

۴-۳-۲ تنظیم

برای بررسی عملکرد تنظیم سیستم کنترل، موقعیت مطلوب مفاصل روی ۱ تنظیم شده است. پارامترهای مورد نیاز در کنترل تنظیم بدین صورت انتخاب شده‌اند:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \hat{\xi}(0) = 0, \hat{\mathbf{d}}(0) = 0.2, \delta = 0.01 \quad (4-44)$$

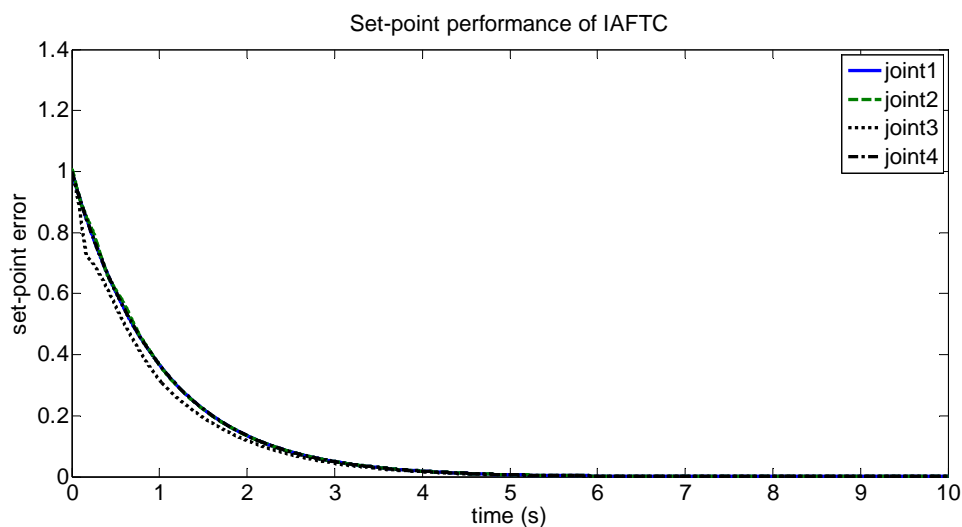
و ضریب‌های g و h برای هر کنترل‌کننده مطابق جدول (۴-۲) انتخاب شده است. زمان اجرای شبیه‌سازی در تنظیم ۱۰ ثانیه انتخاب شده است.

جدول (۴-۲) ضریب‌های g و h در هر کنترل‌کننده

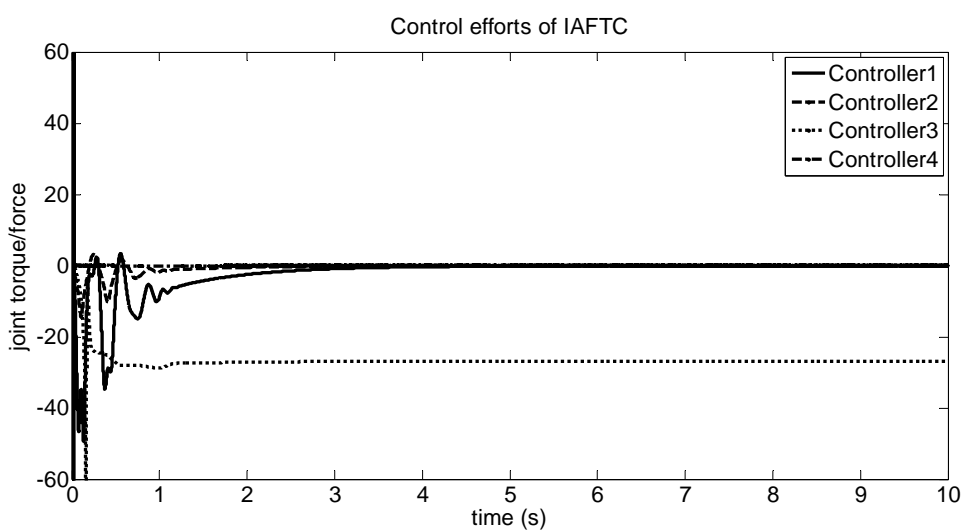
	g	h
Controller 1	4000000	2000
Controller 2	40000	200
Controller 3	400000	2000
Controller 4	40000	200

شکل (۴-۶) خطای تنظیم مفاصل را نشان می‌دهد، بیشترین مقدار خطا در نقطه انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $4.54 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. همانگونه که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در تنظیم بخوبی عمل می‌کند و پس از مدت کوتاهی به سمت صفر میل می‌کند. سیگنال کنترل در تنظیم در شکل (۴-۷) نمایش داده شده است. همگرایی پارامترها در تنظیم نیز در شکل (۴-۸) قابل مشاهده است. در اینجا مشاهده می‌شود که اغلب پارامترها در فرایند تطبیق شرکت نموده‌اند. زیرا، خطای اولیه بزرگ است و در روند کاهش تقریباً همه قوانین فازی فعال می‌شود. بعلاوه،

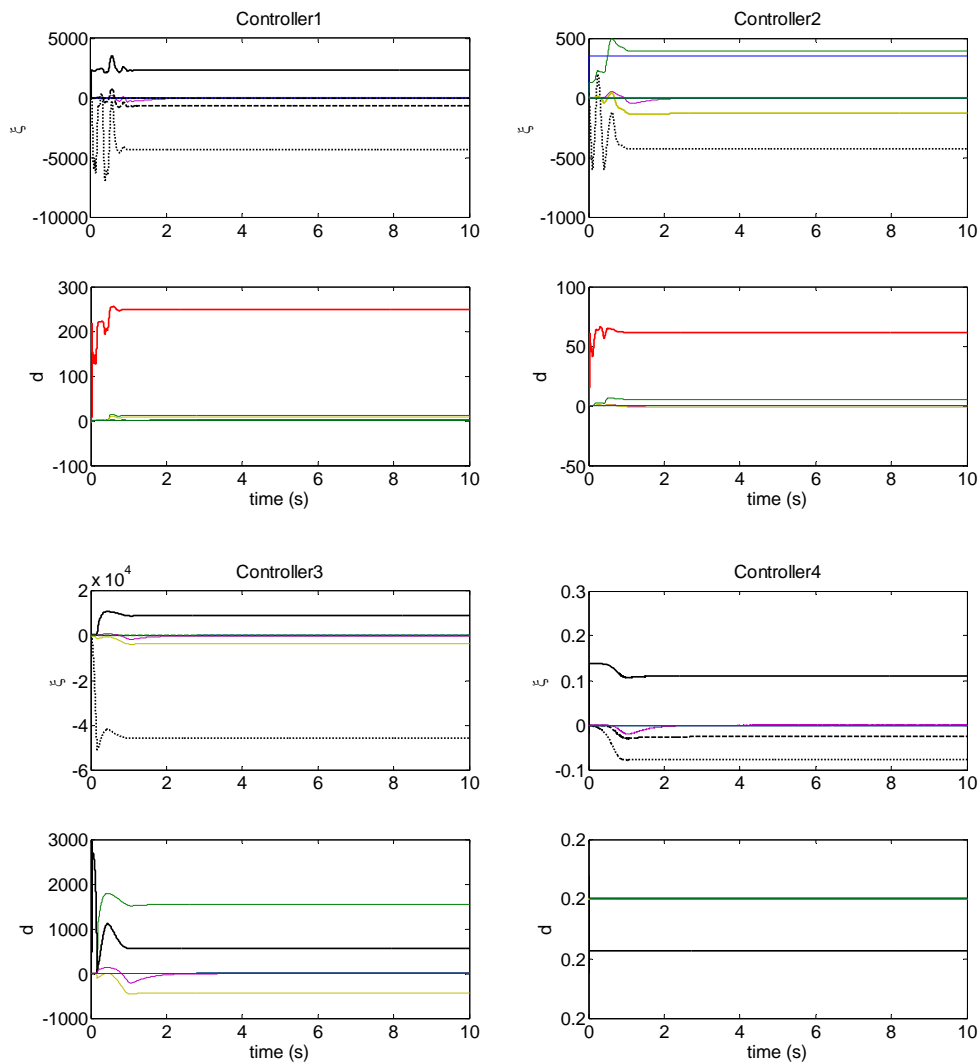
همه پارامترها به مقدار ثابتی همگرا می‌شوند. زیرا، در پایان ربات متوقف است و همه مفاصل گشتاور- نیرو ثابتی دارند.



شکل (۴-۶) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم



شکل (۴-۷) سیگنال‌های کنترل سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در تنظیم



شکل (۸-۴) همگرایی پارامترهای $\hat{\mathbf{d}}$ و $\hat{\mathbf{c}}$ کنترل کننده‌ها در تنظیم

در نهایت، بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای کنترل گشتاور دارای عملکرد ردگیری و تنظیم مناسب و خوبی است. همچنین، وابسته به مدل سیستم نمی‌باشد. در مواجهه با عدم قطعیت‌ها نیز مقاوم می‌باشد و قابلیت مقابله با آنها را دارد. همانگونه که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. این روش بصورت مفصل مستقل به سیستم اعمال شده و دارای طرحی ساده می‌باشد. ولی در این روش کنترلی از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر می‌شود که عیب این روش کنترلی محسوب می‌شود.

فصل پنجم

کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات

با استراتژی کنترل گشتاور

۱-۵ مقدمه

روش فازی تطبیقی مستقیم می‌تواند سیستم‌های غیرخطی و همراه با عدم قطعیت را کنترل نماید. برای طراحی کنترل‌کننده با روش فازی تطبیقی مستقیم باید یک سیستم فازی طراحی نمود که بر مبنای دانش کنترلی سیستم ساخته شود. این روش اکثراً در سیستم‌هایی قابل پیاده‌سازی است که ضریب ورودی ثابت باشد. در کنترل ربات با استراتژی کنترل گشتاور، ضریب ورودی سیستم متغیر است. بنابراین، باید کنترل‌کننده طوری طراحی شود که اثر ضریب ورودی حذف شود تا بتوان پایداری سیستم کنترل را تضمین نمود. در این فصل روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استراتژی کنترل گشتاور ربات را طراحی نموده و آن را تحلیل و پایداری سیستم کنترل را بررسی می‌نماییم. در نهایت سیستم کنترل را بر روی ربات شبیه‌سازی نموده و عملکرد آن را مشاهده می‌کنیم.

۲-۵ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم

برای طراحی سیستم کنترل ابتدا تلاش کنیم اثر ضریب ورودی را حذف نماییم و سپس قانون کنترل را ارائه نماییم. بر مبنای مدل دینامیکی ربات در حضور اصطکاک و اغتشاشات خارجی (۴-۱) می‌توان نوشت:

$$\ddot{\mathbf{q}} - \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{D}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \boldsymbol{\tau}_f(\dot{\mathbf{q}}) + \boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{\tau}_r \quad (1-5)$$

که تنها $\ddot{\mathbf{q}}$ به مدل ربات اضافه و کم شده است و $\mathbf{D}(\mathbf{q})$ ماتریس $n \times n$ اینرسی ربات، $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} \in R^n$ بردار گشتاور کوریولیس و جانب مرکز، $\mathbf{G}(\mathbf{q})$ بردار گشتاور گرانشی می‌باشد، $\boldsymbol{\tau}_f(\dot{\mathbf{q}})$ بردار گشتاورهای ناشی از اصطکاک، $\boldsymbol{\mu}$ بردار اغتشاشات خارجی و $\boldsymbol{\tau}_r$ بردار گشتاورهای مفاصل ربات می‌باشد.

بنابراین:

$$\ddot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\tau}_r \quad (2-5)$$

$$\boldsymbol{\eta} = (\mathbf{D}(\mathbf{q}) - \mathbf{I})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \boldsymbol{\tau}_r(\dot{\mathbf{q}}) + \boldsymbol{\mu} \quad (3-5)$$

برای طراحی سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم، در ابتدا لازم است بنا بر دانش کنترلی یک کنترل کننده فازی طراحی نماییم. برای این منظور یک کنترل کننده فازی مشابه سیستم فازی فصل قبل طراحی می کنیم. خطای ردگیری و مشتق خطای هر مفصل را بعنوان ورودی سیستم فازی و گشتاور- نیرو هر مفصل را بعنوان خروجی آن در نظر می گیریم. اگر برای هر ورودی فازی ۳ تابع تعلق در نظر گرفته شود فضای کنترل با ۹ قانون فازی پوشش داده می شود.

اگر در سیستم (۲-۵) τ_r امین مولفه بردار $\boldsymbol{\tau}_r$ باشد، قوانین فازی زبانی به فرم ممدانی بدین صورت نوشته شده اند:

$$\text{Rule } l: \text{ If } e \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_l \text{ Then } \tau_r \text{ is } C_l \quad (4-5)$$

Rule l قانون l ام را برای $l = 1, \dots, 9$ تعیین می نماید. A_l ، B_l و C_l توابع تعلق فازی مربوط به e ، \dot{e} و τ_r هستند. سه تابع تعلق P ، Z و N همانند فصل قبل برای متغیر ورودی e مطابق شکل (۴-۴) در نظر گرفته شده است. توابع تعلق با توابع ریاضی مطابق (۴-۱۳) تعریف شده اند. توابع تعلق \dot{e} را نیز همانند توابع تعلق e انتخاب می نماییم. توابع تعلق متغیر خروجی τ_r با تابع گوسین زیر بیان می شود:

$$\mu_{C_l}(\tau_r) = \exp\left(-\left(\frac{(\tau_r - \hat{f}_l)^2}{2\sigma^2}\right)\right) \quad (5-5)$$

که در آن \hat{f}_l مرکز C_l است و $\sigma = 0.3$.

با استفاده از روابط بیان شده، قوانین فازی مشابه قبل در جدول (۴-۱) نوشته شده اند.

اگر از موتور استنتاج فازی ممدانی، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مراکز استفاده شود

[۱۸]، جهت کنترل سیستم (۲-۵) می توان قانون کنترل فازی تطبیقی مستقیم زیر را پیشنهاد نمود:

$$\tau_r = \sum_{l=1}^9 \hat{f}_l \psi_l(e, \dot{e}) = \hat{\mathbf{f}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (6-5)$$

که در معادله فوق $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \dots \psi_9]^T$ و ψ_l عبارتست از (4-17). در معادله (4-17) پارامترهای f_l پارامترهای تطبیق هستند که بعداً محاسبه خواهند شد. $\mu_{A_l}, \mu_{B_l} \in [0, 1]$ با افزودن کنترل کننده فازی (6-5) به سیستم (5-2) خواهیم داشت:

$$\ddot{q} + \boldsymbol{\eta} = \hat{\mathbf{f}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (7-5)$$

که در آن η و \ddot{q} ، i امین مولفه بردارهای $\boldsymbol{\eta}$ و $\ddot{\mathbf{q}}$ در (5-2) هستند. $\hat{\mathbf{f}}$ نیز تخمین \mathbf{f} است که در ادامه تعریف خواهد شد. با توجه به ویژگی تقریب زنی سیستم های فازی می توان برای هر مفصل نوشت:

$$\ddot{q}_d + k_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_2(q_d - q) + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{f}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \gamma \quad (8-5)$$

که γ خطای تقریب و پارامترهای k_1 و k_2 مثبت هستند. با کم کردن دو طرف روابط (5-7) و (5-8) داریم:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} + k_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_2(q_d - q) = (\mathbf{f} - \hat{\mathbf{f}})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \gamma \quad (9-5)$$

که با تعریف خطای ردگیری بصورت:

$$e = q_d - q \quad (10-5)$$

$$\ddot{e} + k_1 \dot{e} + k_2 e = (\mathbf{f} - \hat{\mathbf{f}})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \gamma \quad (11-5)$$

رابطه (5-11) را می توان به فرم فضای حالت زیر تبدیل نمود:

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{A}\mathbf{E} + \mathbf{B}w \quad (12-5)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, w = (\mathbf{f} - \hat{\mathbf{f}})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \gamma \quad (13-5)$$

برای بدست آوردن قانون تطبیق، بگونه‌ای که خطا همگرا شود، تابع مثبت معین زیر را پیشنهاد می‌کنیم:

$$F = 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{P} \mathbf{E} + \frac{1}{2\alpha} (\hat{\mathbf{f}} - \mathbf{f})^T (\hat{\mathbf{f}} - \mathbf{f}) \quad (14-5)$$

در رابطه فوق ضریب ثابت α مثبت و \mathbf{P} و \mathbf{Q} ماتریس‌های مثبت معین متقارن منحصر به فردی هستند که در معادله ماتریسی لیاپانوف صدق می‌کنند:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \quad (15-5)$$

با استفاده از روابط (12-5) تا (15-5)، \dot{F} بدین صورت بدست می‌آید:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \left((\hat{\mathbf{f}} - \mathbf{f})^T \boldsymbol{\psi} + \gamma \right) - \frac{1}{\alpha} (\hat{\mathbf{f}} - \mathbf{f})^T \dot{\hat{\mathbf{f}}} \quad (16-5)$$

در این رابطه $\mathbf{P}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}$ ستون دوم ماتریس \mathbf{P} است. از (16-5) می‌توان بدست آورد:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + (\hat{\mathbf{f}} - \mathbf{f})^T \left(\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} - \frac{1}{\alpha} \dot{\hat{\mathbf{f}}} \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \gamma \quad (17-5)$$

بنابراین با انتخاب قانون تطبیق به صورت:

$$\dot{\hat{\mathbf{f}}} = \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} \quad (18-5)$$

داریم:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \gamma \quad (19-5)$$

در نتیجه، پارامترهای تطبیق در ادامه بدین صورت بدست می‌آیند:

$$\hat{\mathbf{f}} = \int_0^t \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} d\sigma + \hat{\mathbf{f}}(0) \quad (20-5)$$

برای کاهش خطای ردگیری باید $\dot{F} < 0$ باشد، بنابراین:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \gamma < 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \quad (21-5)$$

همانطور که در فصل قبل نیز اشاره شد با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \leq \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (22-5)$$

که $\lambda_{\min}(\mathbf{Q})$ و $\lambda_{\max}(\mathbf{Q})$ مقادیر ویژه حداقل و حداکثر ماتریس \mathbf{Q} هستند. برای تضمین (5-21) کفایت:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \gamma < 0.5 \lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (23-5)$$

از آنجا که:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \gamma \leq \|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\gamma| \quad (24-5)$$

اگر:

$$\|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\gamma| < 0.5 \lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (25-5)$$

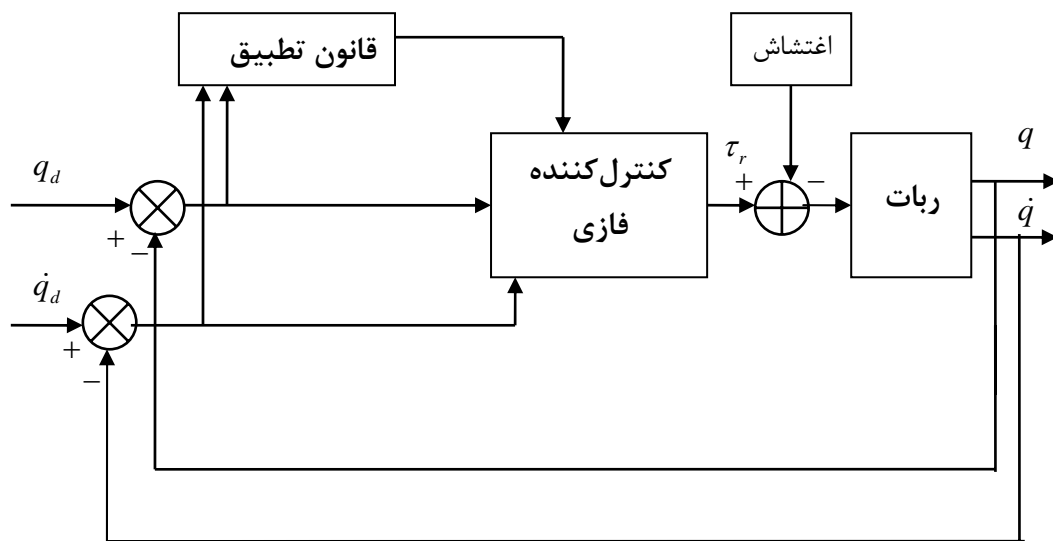
یا:

$$2\|\mathbf{P}_2\| \cdot |\gamma| / \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) < \|\mathbf{E}\| \quad (26-5)$$

نامساوی $\dot{F} < 0$ تضمین می‌شود. پس، تا زمانی که رابطه فوق برقرار باشد خطای ردگیری کاهش می‌یابد. یا بعبارت دیگر می‌توان گفت خطا محدود می‌گردد.

۳-۵ شبیه‌سازی روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم

جهت بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات اسکارا ۴ رابط شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌گردد، بنابراین برای هر مفصل از یک کنترل‌کننده مجزا استفاده می‌شود. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استراتژی کنترل گشتاور در شکل (5-1) نمایش داده شده است.



شکل (۱-۵) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

۱-۳-۵ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب ردگیری هر مفصل برای همه مفاصل بصورت یکسان و با تابع زیر تعریف شده است:

$$q_d = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 10) \quad (۲۷-۵)$$

قانون کنترل (۶-۵) و قانون تطبیق (۲۰-۵) به ربات اسکارا جهت شبیه‌سازی سیستم کنترل اعمال شده است، پارامترهای مورد نیاز در کنترل ردگیری ربات برای هر مفصل بصورت یکسان و به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}, \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{0}) = \mathbf{0} \quad (۲۸-۵)$$

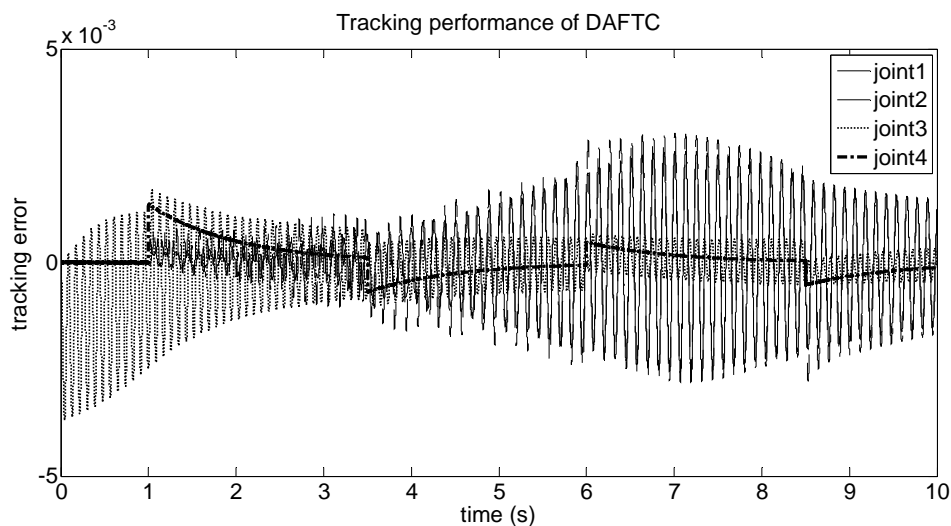
ماتریس \mathbf{Q} برابر ماتریس همانی یا یکه \mathbf{I} انتخاب شده است. ضریب α برای هر کنترل کننده بصورت جداگانه مطابق جدول (۱-۵) در نظر گرفته شده است. مقادیر انتخابی برای دستیابی به عملکرد مناسب با روش سعی و خطا بدست آمده است.

جدول (۱-۵) ضریب α در هر کنترل کننده

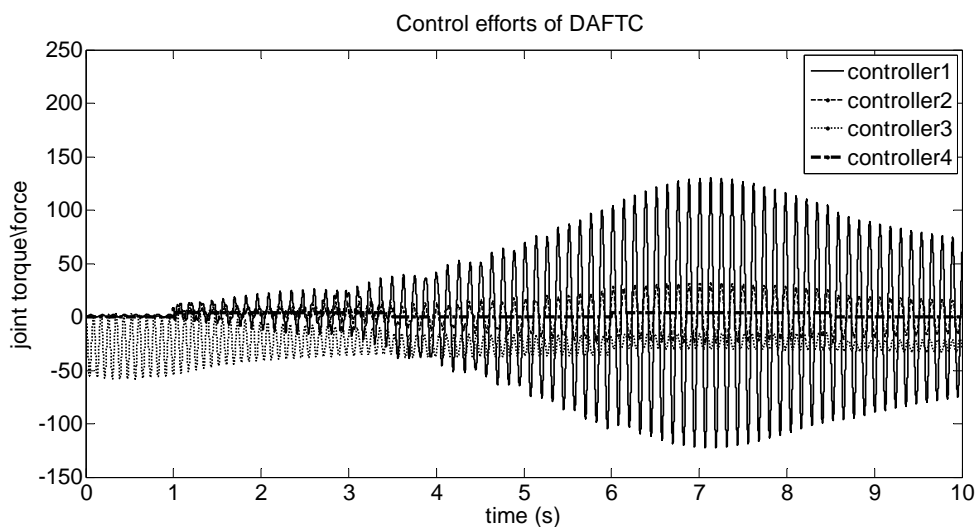
Controller 1	Controller 2	Controller 3	Controller 4
100000	20000	30000	20000

زمان اجرای شبیه‌سازی ۱۰ ثانیه انتخاب شده است. اغتشاش خارجی بوسیله یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۵ ثانیه، تأخیر ۱ ثانیه و دامنه ۴ و پهناي پالس ۲،۵ ثانیه به سیستم کنترل اعمال می‌شود. بدین ترتیب می‌توان تأثیر عدم قطعیت‌ها بر سیستم کنترل را بررسی نمود.

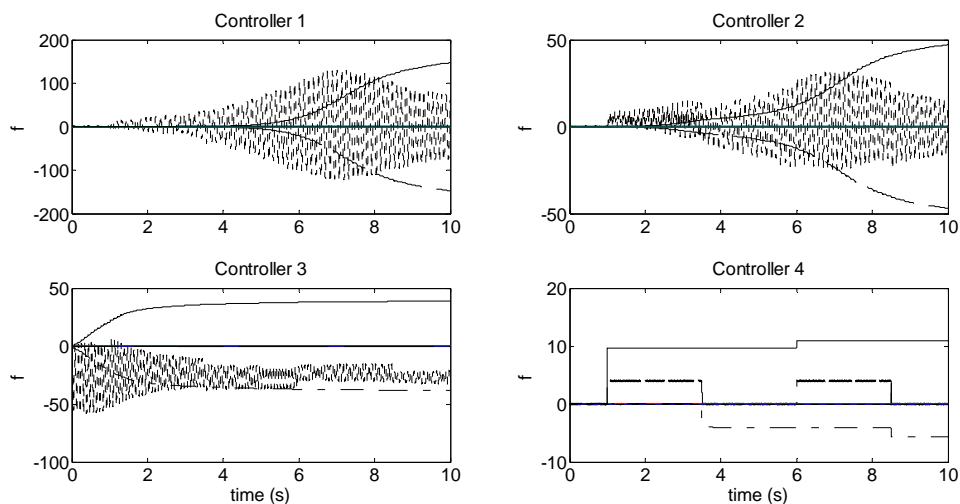
شکل (۲-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل پس از انجام شبیه‌سازی با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری نسبتاً کوچک است ولی عملکرد کنترل ردگیری چندان مناسب نمی‌باشد و نوسانی است. شکل (۳-۵) سیگنال کنترل گشتاور-نیرو مفاصل را نشان می‌دهد. سیگنال‌های کنترل نیز عملکرد نوسانی دارند.



شکل (۲-۵) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم



شکل (۳-۵) سیگنال‌های کنترل در سیستم فازی تطبیقی مستقیم در ردگیری



شکل (۴-۵) تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{f}}$ کنترل کننده‌ها در ردگیری

تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{f}}$ کنترل کننده‌ها نیز در شکل (۴-۵) ترسیم شده است. همانگونه که در شکل مشخص است پارامترهای کنترل کننده‌های یک و دو بخوبی تطبیق نیافته و عملکرد نوسانی دارند. در نتیجه کنترل کننده در ردگیری عملکرد چندان مناسبی ندارد. علت اصلی پیچیدگی معادلات دینامیک ربات است و سیستم کنترل فازی مذکور نتوانسته است بخوبی بر دینامیک ربات و اغتشاش خارجی غلبه نماید. به عبارت دیگر، خطای تقریب γ قابل توجه است. مقایسه نتایج شبیه‌سازی این فصل با فصل قبل نشان می‌دهد که کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم نسبت به مستقیم در ردگیری برتری دارد.

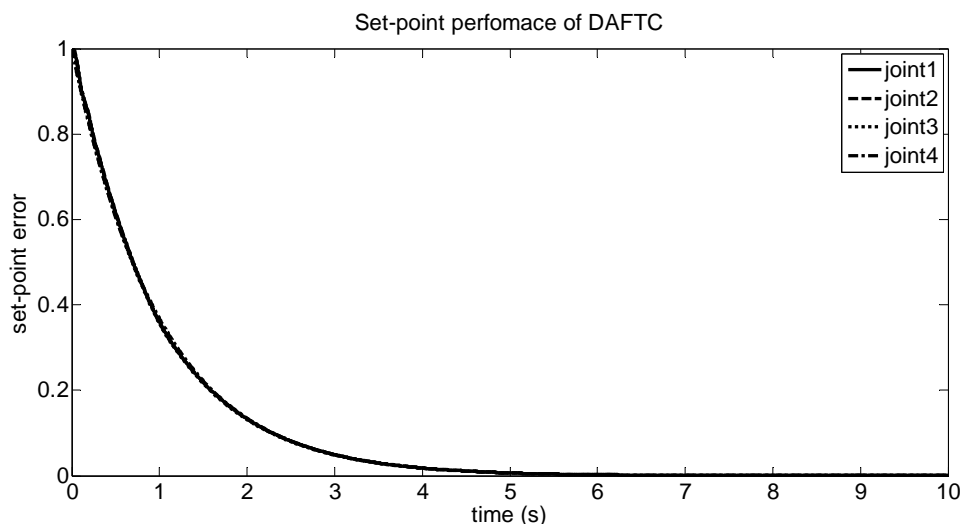
۲-۲-۵ تنظیم

برای بررسی عملکرد تنظیم سیستم کنترل، موقعیت مطلوب مفاصل روی ۱ تنظیم شده است. پارامترهای مورد نیاز در کنترل تنظیم به صورت (۲۸-۵) و جدول (۱-۵) همانند ردگیری انتخاب شده‌اند. زمان اجرای شبیه‌سازی نیز ۱۰ ثانیه انتخاب شده است.

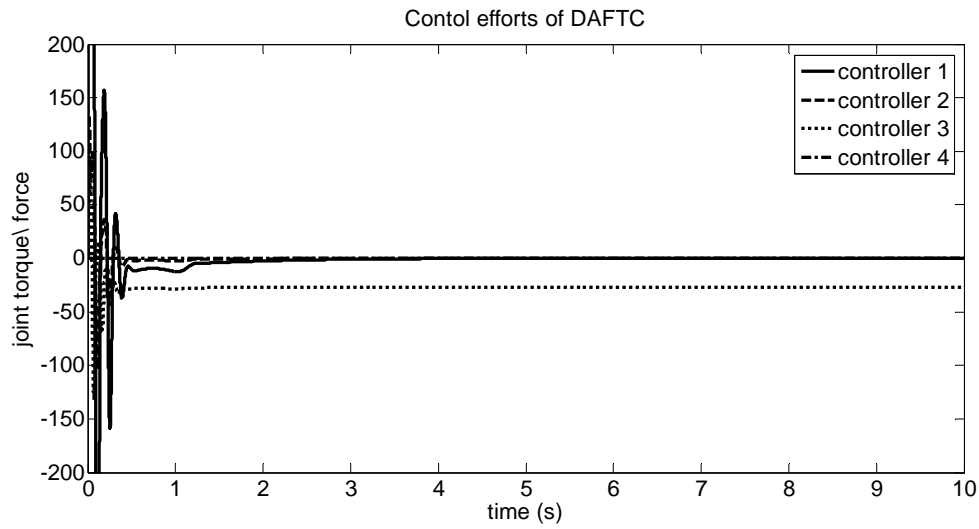
پس از انجام شبیه‌سازی، شکل (۵-۵) خطای تنظیم مفاصل را نشان می‌دهد. بیشترین مقدار خطا در نقطه انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $4.5 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد که خیلی کوچک

است. همانگونه که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در تنظیم بخوبی عمل می‌کند و نمودار خطای مفاصل پس از مدت کوتاهی به صفر میل می‌کند. خطای ماندگار تقریباً صفر است و فراجهدش دیده نمی‌شود. سیگنال‌های کنترل در تنظیم در شکل (۵-۶) نمایش داده شده‌اند. گشتاور-نیرو مفاصل در محدوده مجاز است. به دلیل وجود خطای اولیه بالا، تلاش سیگنال‌های کنترل در آغاز زیاد است ولی تلاش‌های کنترلی با کاهش ردگیری کاهش می‌یابد. همگرایی پارامترها در تنظیم نیز در شکل (۵-۷) قابل مشاهده است. همانگونه که در شکل مشخص است پارامترها پس از مدت کوتاهی بخوبی به مقدار ثابتی همگرا می‌شوند و کنترل‌کننده‌ها عملکرد مناسبی را در تنظیم ارائه می‌دهند.

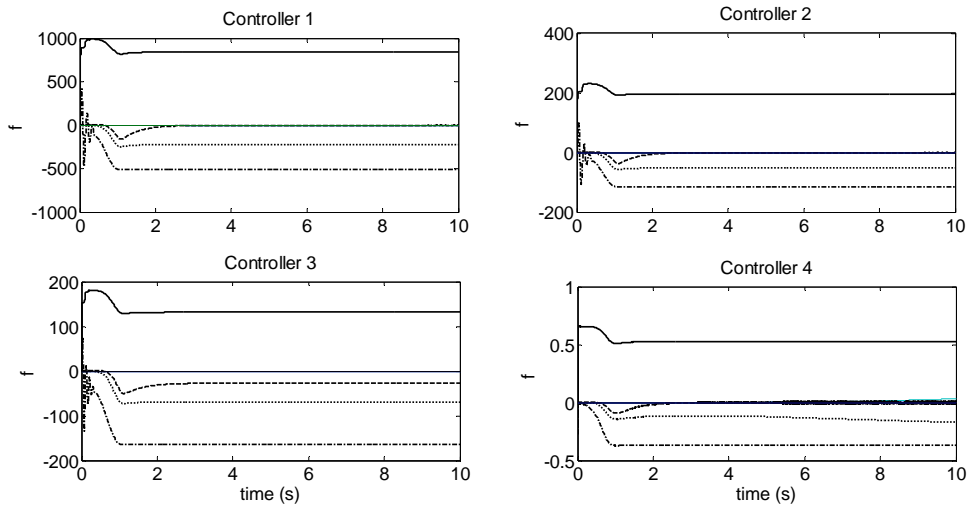
در نهایت، بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم بر مبنای کنترل گشتاور دارای عملکرد ردگیری نه چندان مناسب ولی دارای عملکرد تنظیم مناسب و خوبی است. این کنترل‌کننده در مواجهه با عدم قطعیت‌ها نسبتاً مقاوم می‌باشد. این روش بصورت مفصل مستقل اعمال شده و از این جهت اجرای آن نسبتاً ساده است. سیستم کنترل دارای طرحی ساده و تنها نیاز به دو ورودی خطا و مشتق آن برای هر مفصل نیاز دارد و مستقل از مدل ربات است. همانگونه که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. ولی در این روش کنترل نیز از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر می‌شود.



شکل (۵-۵) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم



شکل (۶-۵) سیگنال‌های کنترل در سیستم فازی تطبیقی مستقیم در تنظیم



شکل (۷-۵) همگرایی پارامترهای \hat{f} کنترل‌کننده‌ها در تنظیم

فصل ششم

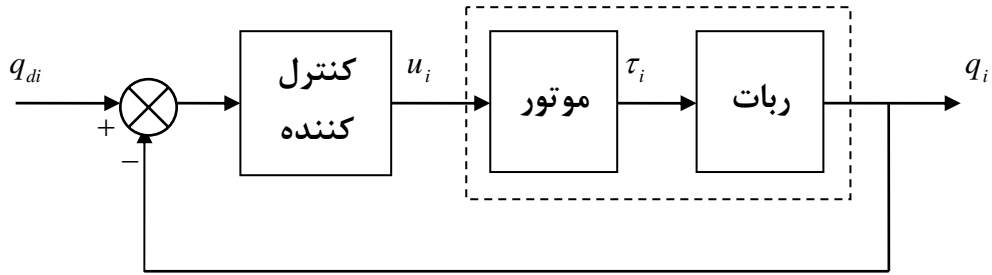
استراتژی کنترل و لتاژ ربات

ایده اصلی استراتژی کنترل ولتاژ از آنجا نشأت می‌گیرد که به ربات و موتورهای آن، بصورت 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 سیگنال ورودی، ولتاژ موتورهای ربات خواهد بود.

موتور الکتریکی دستگاهی است که توسط منبع ولتاژ تغذیه می‌شود. بنابراین حتی برای کنترل جریان موتور، باید ولتاژ آن را کنترل نماییم. کنترل ولتاژ موتور از گذشته در مهندسی کنترل مطرح بوده است و کارهای بسیاری در این حوزه صورت پذیرفته است. اگر از موتور مغناطیس دائم DC استفاده شود این موتور بدلیل داشتن دینامیک خطی، بخوبی و به آسانی قابل کنترل است.

مدل موتور بصورت کلی بسیار ساده‌تر از مدل ربات است. بنابراین، طراحی کنترل‌کننده 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 بسادگی می‌توان ربات مورد نظر را کنترل نمود. استراتژی کنترل ولتاژ ربات بر مبنای مدل موتور و آزاد از مدل ربات نخستین بار در مقاله [۲] معرفی شده است.

بهره مندی از مجزا سازی کامل، محاسبات کم و سرعت در انجام محاسبات، سادگی طراحی و دقت بالای آن و مقاوم بودن سیستم کنترل نسبت به دینامیک‌های ربات، استراتژی کنترل ولتاژ ربات را بر استراتژی کنترل گشتاور برتری می‌دهد. این استراتژی بدلیل صرف نظر نکردن از دینامیک



شکل (۱-۶) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات بصورت مفصل مستقل

محركه‌ها عملکرد کنترلی بهتری خواهد داشت و برای ردگیری با سرعت بالا مناسب می‌باشد. شکل

(۱-۶) دیاگرام کنترل ولتاژ موتور مفصل ربات را نمایش می‌دهد.

در این فصل به طراحی و شبیه‌سازی کنترل کننده مبتنی بر مدل با استراتژی کنترل ولتاژ می-

پردازیم تا با اساس استراتژی کنترل ولتاژ ربات و مزیت‌های آن آشنا شویم.

۲-۶ طراحی کنترل کننده مبتنی بر مدل

در این بخش سعی داریم یک کنترل کننده مفصل مستقل مبتنی بر مدل موتور بر مبنای

استراتژی کنترل ولتاژ ربات مطابق مقاله [۲] طراحی نماییم. سپس در بخش بعد سیستم کنترل را بر

روی ربات اسکارا ۴ رابط اجرا نموده و عملکرد سیستم را طی شبیه سازی بررسی نماییم.

با توجه به مدل موتور (۲-۵۸) که در فصل ۲ به آن پرداخته شد، خواهیم داشت:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \quad (۱-۶)$$

همانگونه که در این رابطه مشخص است، ربات به عنوان بار موتور τ در نظر گرفته می‌شود.

رابطه گشتاور موتور با جریان آرمیچر عبارتست از:

$$\tau_m = k_m I_a \quad (۲-۶)$$

که k_m ضریب ثابت گشتاور و I_a جریان آرمیچر و τ_m گشتاور موتور می‌باشد.

با جایگذاری معادله (۲-۶) در (۱-۶) ، داریم:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r\tau = k_m I_a \quad (۳-۶)$$

همانگونه که از رابطه (۳-۶) مشخص است، تمام ترم‌های غیرخطی ربات τ در جریان موتور I_a موجود می‌باشند، بنابراین برای مقابله با ترم‌های غیرخطی ربات باید با ترم‌های جریان موتور مقابله نمود. در موتورهای مغناطیس دائم DC داریم:

$$RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m = v \quad (۴-۶)$$

که v ولتاژ موتور، I_a جریان موتور، θ_m زاویه موتور، R ، L و K_b به ترتیب معرف مقاومت سیم-پیچ، اندوکتانس سیم‌پیچ و ضریب ثابت القا می‌باشد. با استفاده از خطی‌سازی پس‌خورد برای مقابله با ترم‌های جریان و کنترل موتور قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$RI_a + LI_a + K_b f = v \quad (۵-۶)$$

که f یک ورودی جدید کنترلی است. با استفاده از دو رابطه قبل سیستم خطی زیر حاصل می‌شود:

$$f = \dot{\theta}_m \quad (۶-۶)$$

بنابراین برای ردگیری قانون کنترل خطی زیر پیشنهاد می‌شود:

$$f = \dot{\theta}_{md} + k_p (\theta_{md} - \theta_m) \quad (۷-۶)$$

θ_{md} موقعیت مطلوب موتور است. از دو رابطه قبل نتیجه می‌شود:

$$\dot{\theta}_{md} - \dot{\theta}_m + k_p (\theta_{md} - \theta_m) = 0 \quad (۸-۶)$$

اگر تعریف کنیم:

$$e = \theta_{md} - \theta_m \quad (۹-۶)$$

که e خطای ردگیری است، با جایگذاری در (۸-۶):

$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (۱۰-۶)$$

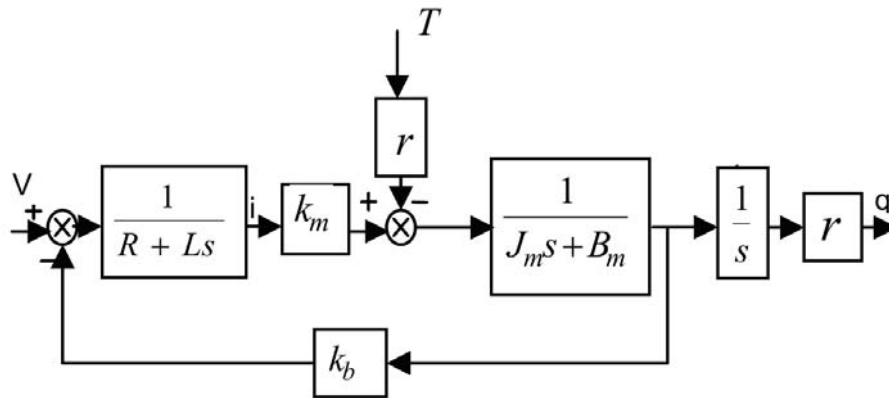
بنابراین با انتخاب $k_p > 0$ ، با گذشت زمان خطا به سمت صفر میل می‌کند. با توجه به معادلات (۳-۶) و (۴-۶) و

$$q = r\theta_m \quad (۱۱-۶)$$

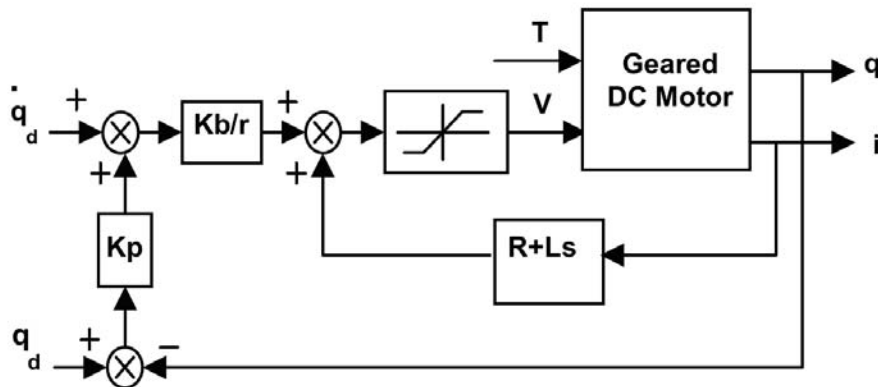
با توجه به معادلات (۵-۶)، (۷-۶) و (۹-۶) قانون نهایی کنترل ربات بدین صورت حاصل می‌شود:

$$RI_a + LI_a + K_b r^{-1}(\dot{q}_d + k_p(q_d - q)) = v \quad (۱۲-۶)$$

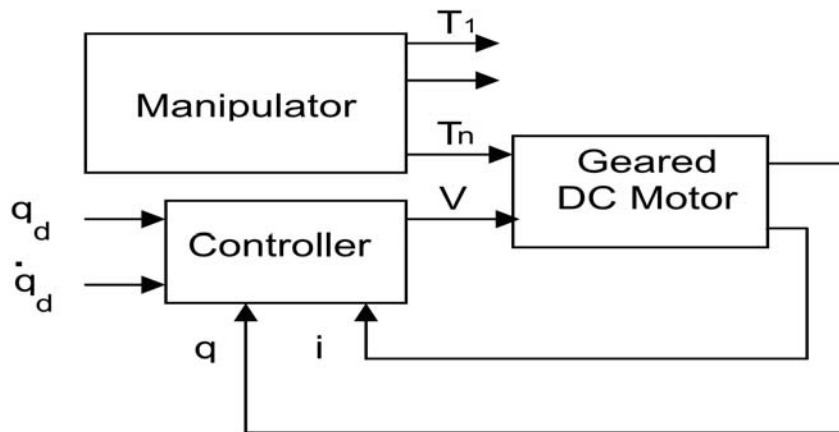
دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC در شکل (۲-۶) رسم شده است. شکل (۳-۶) سیستم کنترل موتور و شکل (۴-۶) سیستم کنترل ربات را نمایش می‌دهد. به منظور محافظت موتور در مقابل اضافه ولتاژ از محدودکننده ولتاژ در شکل (۳-۶) استفاده شده است. در این صورت، مقادیر حدی ولتاژ به محدودکننده اعمال می‌شوند. در صورت بکارگیری محدودکننده ولتاژ باید توجه نمود که در وضعیت اشباع، قانون کنترل پیشنهادی دیگر عمل نمی‌کند و ولتاژ موتور روی مقادیر حدی باقی می‌ماند.



شکل (۲-۶) دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC



شکل (۳-۶) سیستم کنترل موتور



شکل (۴-۶) سیستم کنترل ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ

۳-۶ شبیه‌سازی سیستم کنترل

سیستم کنترل در قسمت قبل را بر روی ربات اسکارا شبیه‌سازی نموده و عملکرد سیستم کنترل ربات را بررسی خواهیم نمود. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌گردد، بنابراین برای هر مفصل از یک کنترل کننده جداگانه استفاده می‌شود. موتورهای DC مورد استفاده برای هر مفصل ربات بصورت یکسان انتخاب شده و مشخصات آنها در جدول (۱-۶) ارائه شده است.

جدول (۱-۶) مشخصات موتورهای DC

u_{max} (V)	R (Ω)	K_b ($\frac{V \cdot s}{rad}$)	L (H)	J_m ($\frac{Nm \cdot s^2}{rad}$)	B_m ($\frac{Nm \cdot s}{rad}$)	r
42	1.6	0.26	0.001	0.0002	0.001	0.01

۱-۳-۶ کنترل ردگیری

قانون کنترل (۱۲-۶) به ربات اسکارا جهت شبیه‌سازی کنترل ردگیری سیستم اعمال شده است، مسیر مطلوب ردگیری هر مفصل برای همه مفاصل بصورت یکسان و با تابع زیر معرفی شده است:

$$q_d = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 4) \quad (۱۳-۶)$$

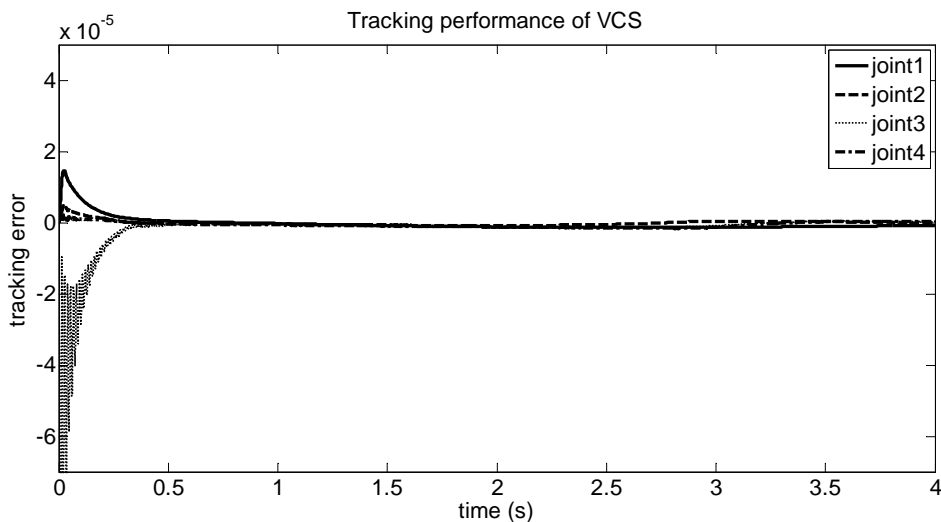
پارامتر کنترل ردگیری ربات برای مفاصل بصورت زیر انتخاب شده است:

$$k_p = 10 \quad (۱۴-۶)$$

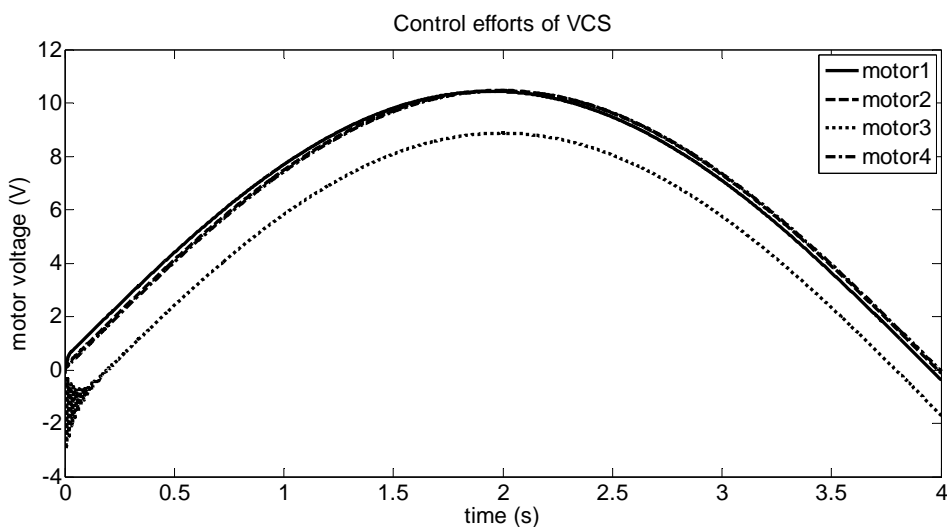
زمان اجرای شبیه‌سازی ۴ ثانیه انتخاب می‌شود. در صورت وجود نویز در جریان از فیلتر پایین گذر زیر می‌توان استفاده نمود:

$$H(s) = \frac{1}{0.001s + 1} \quad (۱۵-۶)$$

شکل (۵-۶) خطای ردگیری سیستم کنترل را نمایش می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌گردد عملکرد ردگیری سیستم کنترل بسیار مناسب است. خطای ردگیری بسیار کوچک و حداکثر خطای ردگیری، مربوط به مفصل ۱ و مقدار آن در نقطه انتهای شبیه‌سازی $-7.75 \times 10^{-7} \text{ rad}$ می‌باشد.



شکل (۵-۶) خطای ردگیری سیستم کنترل با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۶-۶) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با استراتژی کنترل ولتاژ در ردگیری

شکل (۶-۶) سیگنال کنترل ولتاژ موتورهای هر مفصل را نشان می‌دهد. ولتاژ موتورهای نرم و در محدوده مجاز است. بیشترین تلاش کنترلی مربوط به موتور مفصل ۳ بدلیل غلبه بر نیروی گرانشی است.

۶-۳-۲ تنظیم

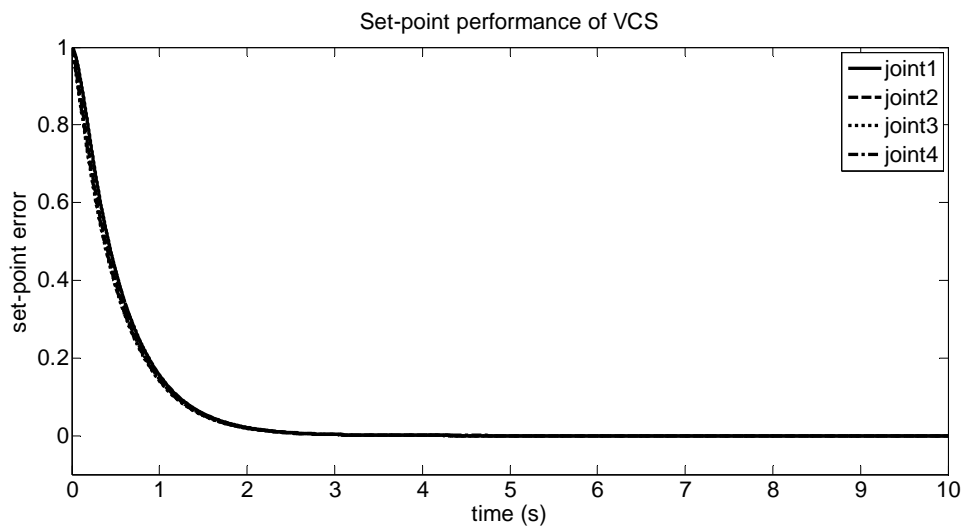
برای بررسی عملکرد تنظیم سیستم کنترل، موقعیت مطلوب مفاصل روی عدد ۱ تنظیم شده است. پارامتر مورد نیاز k_p در کنترل تنظیم به صورت زیر انتخاب شده است:

$$k_p = 2 \quad (۶-۱۶)$$

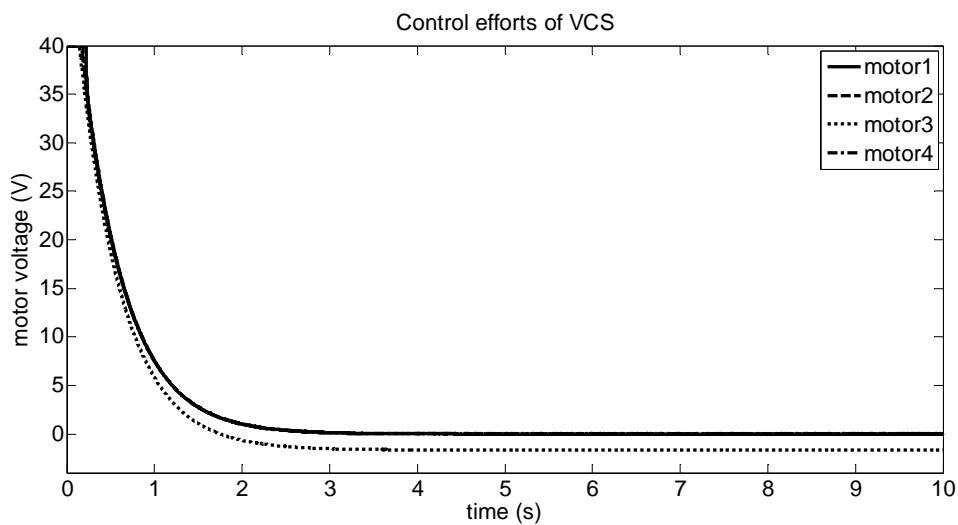
زمان اجرای شبیه‌سازی نیز ۱۰ ثانیه می‌باشد. شکل (۶-۷) خطای تنظیم مفاصل را نشان می‌دهد. بیشترین مقدار خطا در پایان مربوط به مفصل ۱ با مقدار $1.1 \times 10^{-4} \text{ rad}$ می‌باشد. سیستم کنترل در تنظیم بخوبی کنترل می‌شود و نمودار خطای مفاصل پس از مدت کوتاهی به سمت صفر میل می‌کند. خطای ماندگار تقریباً صفر است و فراجهدش دیده نمی‌شود. سیگنال‌های کنترل ولتاژ موتورهای در تنظیم در شکل (۶-۸) نمایش داده شده‌اند. نمودار ولتاژ موتورهای مناسب و قابل قبول می‌باشد. تلاش‌های کنترلی در آغاز بزرگ و توسط محدودکننده ولتاژ روی مقدار حدی متوقف شده‌اند. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است تلاش‌های کنترلی نیز مطابق قانون کنترل بزرگ هستند. ولتاژ موتور مفصل ۳ برای غلبه بر نیروی گرانشی دارای مقدار است. ولتاژ سایر موتورهای در پایان تقریباً صفر است زیرا باری روی آنها نیست. بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل ربات با استراتژی کنترل ولتاژ دارای عملکرد بسیار مناسب و مطلوبی است. این روش بصورت مفصل مستقل به سیستم رباتیک اعمال شده و از این رو اجرای آن ساده است.

با توجه به اینکه مدل موتور بسیار ساده‌تر از مدل ربات است کنترل بر مبنای مدل موتور بسیار ساده‌تر از کنترل بر مبنای مدل ربات است. در این روش، دینامیک موتورهای منظور شده است. بنابراین، با توجه به این مزیت‌ها، استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به استراتژی کنترل گشتاور برتری دارد. این

روش کنترل به مدل موتور وابسته می‌باشد ولی به مدل ربات بستگی ندارد. در صورت در دسترس نبودن مدل موتور می‌توان از روش‌های آزاد از مدل در کنترل آن استفاده کرد.



شکل (۶-۷) خطای تنظیم سیستم کنترل با استراتژی کنترل ولتاژ



شکل (۶-۸) ولتاژ موتورهای سیستم کنترل با استراتژی کنترل ولتاژ در تنظیم

فصل هفتم

کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم ربات

با استراتژی کنترل ولتاژ

۱-۷ مقدمه

روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم ربات با استراتژی کنترل گشتاور را در فصل چهارم طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی نمودیم. در این فصل، روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ را طراحی، بررسی، تحلیل و شبیه‌سازی خواهیم نمود. سپس، پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌گردد. عملکرد سیستم کنترل و مزایای استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ در این روش را نیز مورد بررسی قرار می‌دهیم.

۲-۷ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم

مدل دینامیکی سیستم رباتیک (۲-۶۸) در فصل ۲ مسائل دشواری را جهت طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم مفصل مستقل نشان می‌دهد. جهت طراحی یک سیستم کنترل مفصل مستقل باید:

۱. یک مدل مجزا شده معرفی شود بگونه‌ای که فیدبک‌های مورد نیاز برای هر کنترل‌کننده u توسط همان مفصل با متغیرهای اسکالر q ، \dot{q} و \ddot{q} فراهم شود. ولی یک تزویج شدید توسط $\mathbf{h}(q, \dot{q}, \ddot{q})$ و $\mathbf{D}(q)$ در سیستم وجود دارد که مانع از این کار می‌شود.
۲. دینامیک هر مفصل باید در فرم همراه باشد یعنی در فرم معادله اسکالر

$$q^{(n)} = f(\mathbf{s}) + g(\mathbf{s})u \quad (1-7)$$

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

بنابراین برای طراحی یک کنترل‌کننده مفصل مستقل باید سیستم رباتیک را بصورت مجزا درآوریم. با استفاده از معادلات (۲-۵۸) تا (۲-۶۱) برای i امین موتور در فرم اسکالر داریم:

$$RK_m^{-1}Jr^{-1}\ddot{q} + (RK_m^{-1}Br^{-1} + K_b r^{-1})\dot{q} + RK_m^{-1}r\tau_r + LI_a + \varphi = u \quad (2-7)$$

که \ddot{q} ، \dot{q} ، τ_r ، I_a و φ ، i امین المان بردارهای \ddot{q} ، \dot{q} ، τ_r ، I_a و φ هستند. R ، L ، K_m ، K_b ، J و B به ترتیب مقاومت، اندوکتانس، ضریب ثابت گشتاور، ضریب ثابت القاء، اینرسی، ضریب اصطکاک روتور و ضریب کاهشی چرخنده موتور i ام می باشد.

در موتورهای مغناطیس دائم DC داریم [۴۳]

$$K_m = K_b \quad (3-7)$$

سپس معادله (۲-۷) را بصورت زیر ساده سازی می کنیم:

$$\ddot{q} + a\dot{q} + \vartheta = bu \quad (4-7)$$

که عدم قطعیت ϑ بصورت زیر تعریف می شود:

$$\vartheta = (RK_m^{-1}Jr^{-1})^{-1} (RK_m^{-1}r\tau_r + LI_a + \varphi) \quad (5-7)$$

$$a = J^{-1}B + J^{-1}R^{-1}, \quad b = rJ^{-1}K_m R^{-1} \quad (6-7)$$

عدم قطعیت ϑ شامل دینامیک ربات τ_r ، اغتشاش خارجی و دینامیک LI_a می باشد. با کنترل ولتاژ قابلیت غلبه بر این عدم قطعیت را محک خواهیم زد.

برای کنترل موتور هر مفصل ربات روش مفصل مستقل کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی کنترل ولتاژ را ارائه می نماییم. برای این منظور سیستم (۴-۷) را بدین صورت بازنویسی می کنیم:

$$\ddot{q} + \phi = bu \quad (7-7)$$

که در آن

$$\phi = a\dot{q} + \vartheta \quad (8-7)$$

با در نظر گرفتن (۷-۷) قانون ردگیری زیر پیشنهاد می شود:

$$\hat{b}^{-1}(\ddot{q}_d + a_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + a_2(q_d - q) + \hat{\phi}) = u \quad (9-7)$$

که در آن q_d موقعیت مطلوب مفصل و ضرایب ثابت a_1 و a_2 پارامترهای طراحی هستند. \hat{b} و $\hat{\phi}$ تخمین‌های b و ϕ هستند.

با افزودن قانون کنترل (9-7) به سیستم (7-7) سیستم حلقه بسته زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} + a_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + a_2(q_d - q) + \hat{\phi} - \phi = (\hat{b} - b)u \quad (10-7)$$

با تعریف خطای ردگیری $e = q_d - q$ داریم:

$$\ddot{e} + a_1\dot{e} + a_2e = (\hat{b} - b)u - (\hat{\phi} - \phi) \quad (11-7)$$

جهت محاسبه $\hat{\phi}$ یک سیستم فازی با ورودی‌های خطای ردگیری e و مشتق آن \dot{e} و خروجی $\hat{\phi}$ مشابه سیستم فازی فصل 4 طراحی می‌کنیم.

اگر 3 تابع تعلق برای هر ورودی فازی در نظر گرفته شود فضای کنترل با 9 قانون فازی پوشش داده می‌شود. قوانین فازی زبانی به فرم ممدانی بدین صورت نوشته شده‌اند:

$$\text{Rule } l: \text{ If } e \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_l \text{ Then } \hat{\phi} \text{ is } C_l \quad (12-7)$$

که Rule l قانون l ام را برای $l = 1, \dots, 9$ تعیین می‌نماید. A_l ، B_l و C_l توابع تعلق فازی مربوط به e ، \dot{e} و $\hat{\phi}$ هستند. مشابه قبل، سه تابع تعلق P ، Z و N برای متغیر ورودی e و همین توابع تعلق را برای \dot{e} مطابق شکل (4-1) در نظر می‌گیریم. توابع تعلق نیز با توابع ریاضی مطابق (4-13) تعریف شده‌اند. توابع تعلق متغیر خروجی $\hat{\phi}$ با تابع گوسین زیر بیان می‌شود:

$$\mu_{C_l}(\hat{\phi}) = \exp\left(-\left(\frac{\hat{\phi} - \hat{p}_l}{2\sigma}\right)^2\right) \quad (13-7)$$

که در آن \hat{p}_l مرکز C_l است و $\sigma = 0.3$.

با استفاده از روابط بیان شده، قوانین فازی مشابه قبل در جدول (4-1) نوشته شده‌اند.

اگر از موتور استنتاج فازی ممدانی، فازی ساز منفرد و غیرفازی ساز میانگین مراکز استفاده شود
 [۱۸]، $\hat{\phi}$ عبارت است از:

$$\hat{\phi} = \sum_{l=1}^9 \hat{p}_l \psi_l(e, \dot{e}) = \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (14-7)$$

که در معادله فوق $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \dots \psi_9]^T$ و ψ_l در (۱۷-۴) داده شده است. پارامترهای \hat{p}_l پارامترهای
 تطبیق هستند که بعداً محاسبه خواهند شد.

با توجه به ویژگی تقریب عمومی سیستم‌های فازی، ϕ در (۷-۷) را می‌توان بدین صورت نوشت

$$\phi = \mathbf{p}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \kappa \quad (15-7)$$

که κ خطای تقریب و $\hat{\mathbf{p}}$ در (۱۴-۷) تخمین \mathbf{p} است. با جایگذاری (۱۵-۷) و (۱۴-۷) در (۱۱-۷)
 خواهیم داشت:

$$\ddot{e} + a_1 \dot{e} + a_2 e = (\hat{b} - b)u - (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) + \kappa \quad (16-7)$$

رابطه (۱۶-۷) را می‌توان به فرم فضای حالت زیر تبدیل نمود:

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{A}\mathbf{E} + \mathbf{B}w \quad (17-7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, w = (\hat{b} - b)u - (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T \boldsymbol{\psi} + \kappa \quad (18-7)$$

برای بدست آوردن قانون تطبیق بگونه‌ای که خطا همگرا شود، تابع مثبت معین زیر را پیشنهاد می‌
 دهیم:

$$F = 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{P}\mathbf{E} + \frac{1}{2\alpha} (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p}) + \frac{1}{2\beta} (\hat{b} - b)^2 \quad (19-7)$$

در رابطه فوق ضریب‌های ثابت α و β مثبت و \mathbf{P} و \mathbf{Q} ماتریس‌های مثبت معین متقارن منحصر به
 فردی هستند که در معادله ماتریسی لیاپانوف زیر صدق می‌کنند:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \quad (20-7)$$

با استفاده از روابط (17-7) تا (20-7)، \dot{F} بدین صورت حاصل می‌شود:

$$\dot{F} = -0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \left((\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T \boldsymbol{\psi} - \kappa \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 (\hat{b} - b) u + \frac{1}{\alpha} (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T \dot{\hat{\mathbf{p}}} + \frac{1}{\beta} (\hat{b} - b) \dot{\hat{b}} \quad (21-7)$$

در این رابطه $\mathbf{P}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}$ ستون دوم ماتریس \mathbf{P} است. از (21-7) می‌توان بدست آورد:

$$\dot{F} = -0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + (\hat{\mathbf{p}} - \mathbf{p})^T \left(-\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} + \frac{1}{\alpha} \dot{\hat{\mathbf{p}}} \right) + (\hat{b} - b) \left(\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 u + \frac{1}{\beta} \dot{\hat{b}} \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \kappa \quad (22-7)$$

بنابراین با انتخاب قوانین تطبیق به صورت:

$$\dot{\hat{\mathbf{p}}} = \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} \quad (23-7)$$

$$\dot{\hat{b}} = -\beta \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 u \quad (24-7)$$

داریم:

$$\dot{F} = -0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \kappa \quad (25-7)$$

در نتیجه پارامترهای تطبیق بدین صورت بدست می‌آیند:

$$\hat{\mathbf{p}} = \int_0^t \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} d\sigma + \hat{\mathbf{p}}(0) \quad (26-7)$$

$$\hat{b} = -\int_0^t \beta \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 u d\sigma + \hat{b}(0) \quad (27-7)$$

برای کاهش خطای ردگیری باید $\dot{F} < 0$ باشد، بنابراین:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \kappa < 0.5 \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \quad (28-7)$$

با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \leq \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (29-7)$$

که $\lambda_{\min}(\mathbf{Q})$ و $\lambda_{\max}(\mathbf{Q})$ مقادیر ویژه حداقل و حداکثر ماتریس \mathbf{Q} هستند. برای تضمین (28-7) کفایت:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \kappa < 0.5 \lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (30-7)$$

از آنجا که:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \kappa \leq \|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\kappa| \quad (31-7)$$

اگر داشته باشیم:

$$\|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\kappa| < 0.5 \lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|\mathbf{E}\|^2 \quad (32-7)$$

$$2\|\mathbf{P}_2\| \cdot |\kappa| / \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) < \|\mathbf{E}\| \quad (33-7)$$

$F < 0$ ، (30-7) تضمین می‌شود. پس تا زمانی که رابطه فوق برقرار باشد خطای ردگیری کاهش می‌یابد. یا عبارت دیگر می‌توان گفت خطا محدود می‌گردد.

قانون کنترل با توجه به روابط (9-7) و (14-7) عبارتست از:

$$\hat{b}^{-1}(\ddot{q}_d + a_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + a_2(q_d - q) + \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e})) = u \quad (34-7)$$

با توجه به معادله (34-7)، قانون کنترل هنگامی می‌تواند محاسبه شود که مقدار \hat{b} مشخص باشد، از طرفی با توجه به رابطه (27-7) برای محاسبه \hat{b} به u نیازمندیم که نامعلوم است. برای حل این مسئله برای محاسبه \hat{b} بجای $u(t)$ از $u(t - \delta)$ استفاده می‌کنیم. بنابراین داریم:

$$\hat{b} = -\int_0^t \beta \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 u(\sigma - \delta) d\sigma + \hat{b}(0) \quad (35-7)$$

که δ در کنترل پیوسته یک تأخیر زمانی خیلی کوچک است.

۳-۷ شبیه‌سازی روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

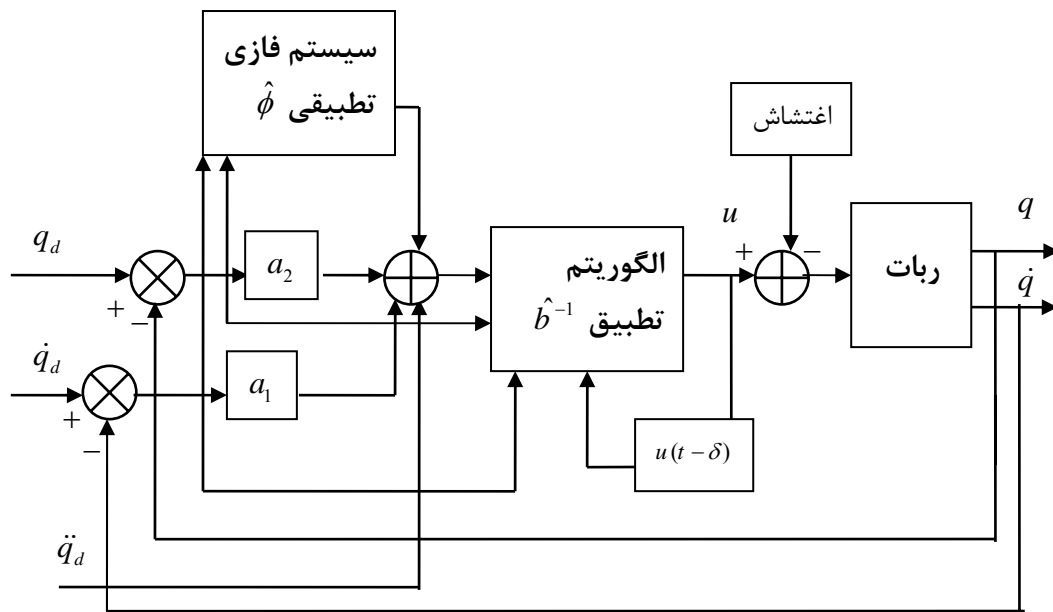
برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات اسکارا با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل مطابق جدول (۱-۶) اجرا و شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود، بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی کنترل ولتاژ در شکل (۱-۷) رسم شده است.

۱-۳-۷ کنترل ردگیری

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

$$q_d = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 4) \quad (۳۶-۷)$$

جهت اجرای شبیه‌سازی از قانون کنترل (۳۴-۷) و قوانین تطبیق (۳۵-۷) و (۲۶-۷) استفاده می‌کنیم.



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

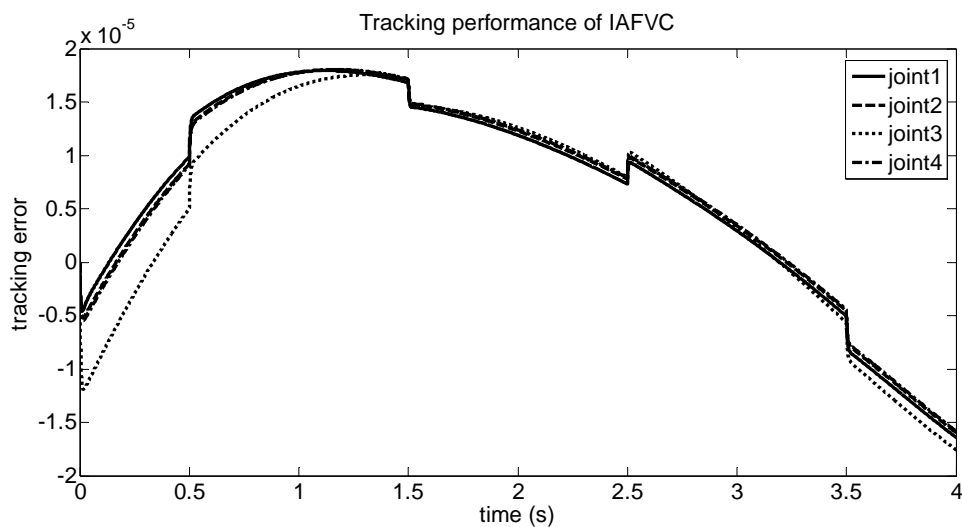
پارامترهای مورد نیاز در کنترل ردگیری ربات به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10000 & -200 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 20000 & 10199 \\ 10199 & 398 \end{bmatrix}, \alpha = 40000, \quad (37-7)$$

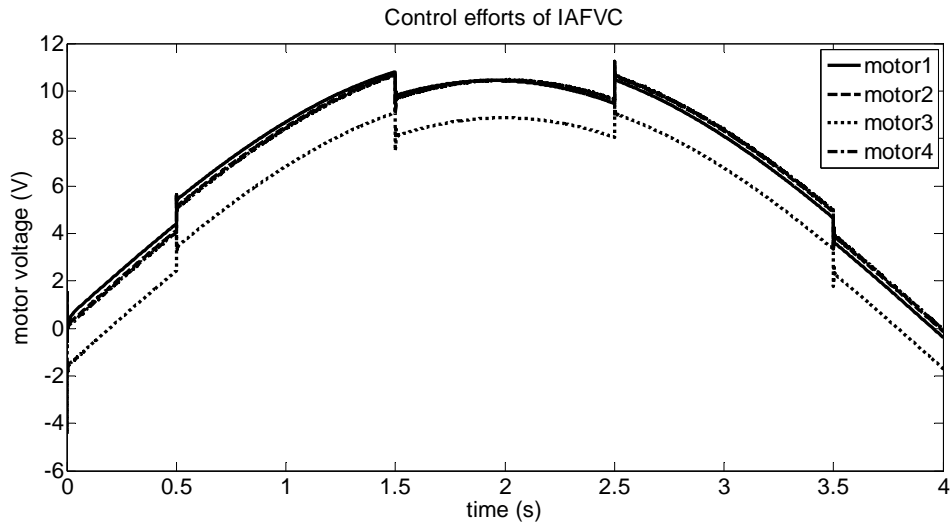
$$\beta = 200, \hat{\mathbf{p}}(0) = 0, \hat{b}(0) = 0.2, \delta = 0.01$$

هر ۴ کنترل‌کننده بصورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. زمان اجرای شبیه‌سازی، ۴ ثانیه است. اغتشاش خارجی با یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر نیم ثانیه و دامنه ۱ ولت و پهنای پالس ۱ ثانیه به سیستم کنترل اعمال می‌شود. بدین ترتیب می‌توان تأثیر اغتشاش خارجی بر سیستم کنترل را نیز بررسی نمود.

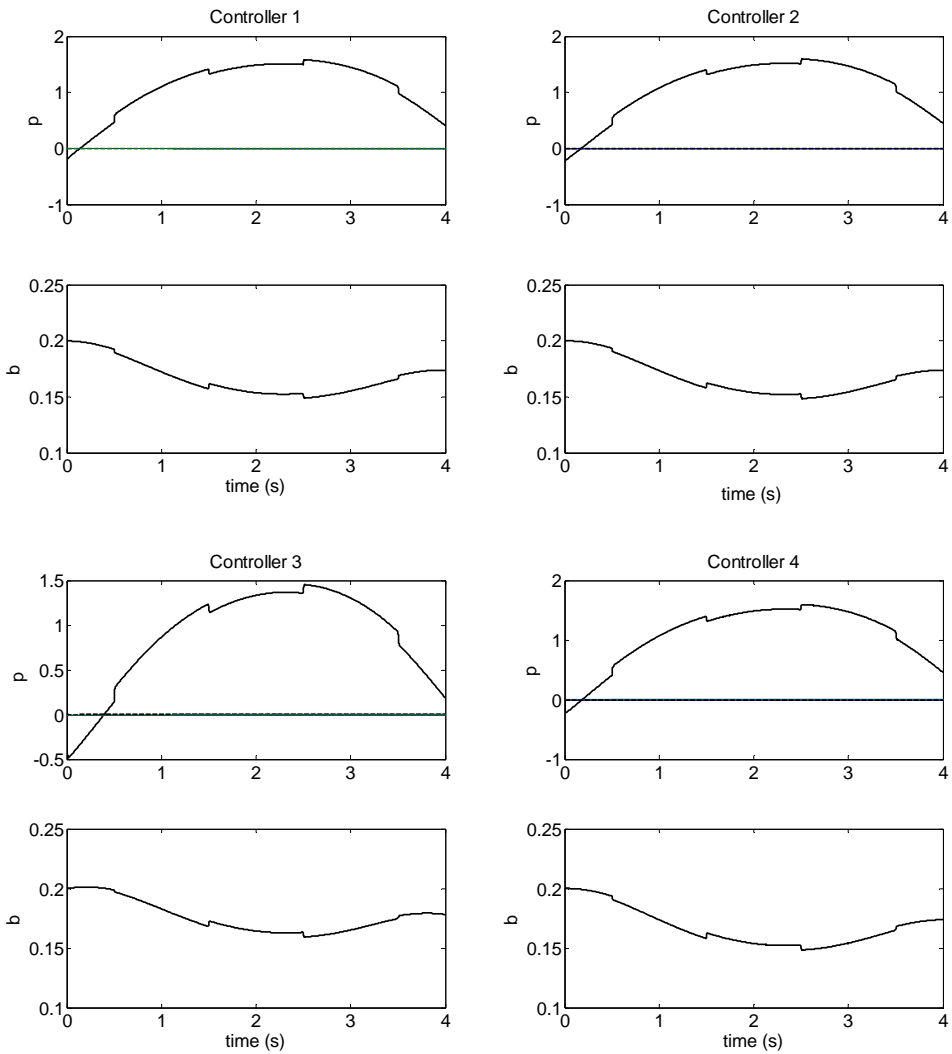
شکل (۲-۷) خطای ردگیری سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می‌دهد. همانگونه که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری کوچک است و مقدار خطای ردگیری مفصل سوم که دارای بیشترین خطاست در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-1.75 \times 10^{-5} m$ می‌باشد. تغییرات ناگهانی روی منحنی به خاطر اغتشاش خارجی است. عملکرد سیستم نشان می‌دهد که نسبت به اغتشاش خارجی مقاوم است. شکل (۳-۷) ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. تلاش‌های کنترلی بخوبی به اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند. ولتاژها در محدوده مجاز می‌باشند.



شکل (۲-۷) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم



شکل (۳-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در ردگیری



شکل (۴-۷) تطبیق پارامترهای \hat{p} و \hat{b} کنترل کننده‌ها در ردگیری

تطبيق پارامترهای \hat{b} و \hat{p} کنترل کننده‌ها نیز در شکل (۷-۴) ترسیم شده است. برای تطبيق پارامترهای \hat{p} فقط قانون فازی پنجم در تطبيق شرکت کرده است. زیرا، متغیرهای ورودی در محدوده گروه فازی صفر هستند. پس، فقط قانون پنجم فعال می‌شود.

۷-۳-۲ تنظیم

برای بررسی عملکرد تنظیم سیستم کنترل، موقعیت مطلوب مفاصل روی ۱ تنظیم شده است. پارامترهای مورد نیاز در کنترل تنظیم برای کنترل کننده موتور مفصل ۱ به صورت:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -16 & -26 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 32 & 41 \\ 41 & 50 \end{bmatrix}, \alpha = 4500, \beta = 500, \hat{\mathbf{p}}(0) = 0, \quad (۷-۳۸)$$

$$\hat{b}(0) = 0.2, \delta = 0.001$$

و برای ۳ کنترل کننده دیگر بصورت یکسان و مطابق زیر انتخاب شده است

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -9 & -6 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 18 & 14 \\ 14 & 10 \end{bmatrix}, \alpha = 4500, \beta = 200, \hat{\mathbf{p}}(0) = 0, \quad (۷-۳۹)$$

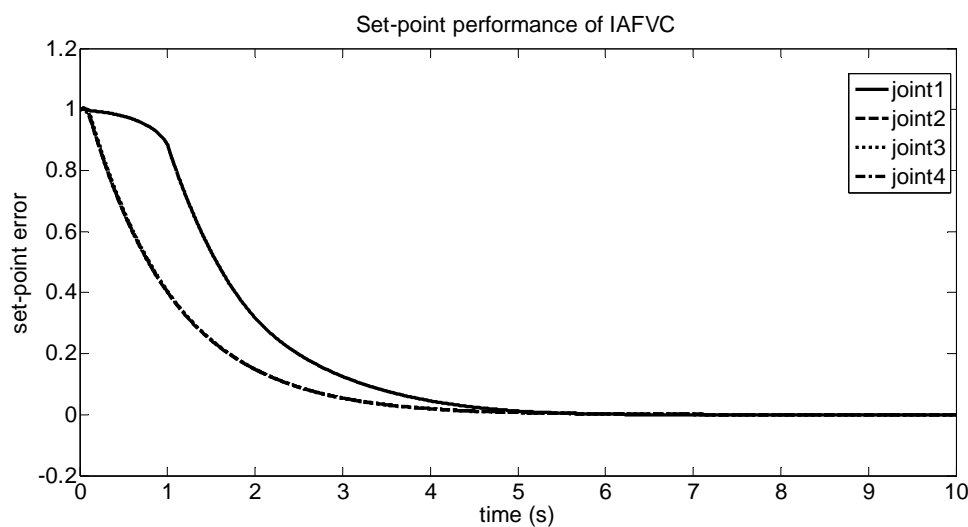
$$\hat{b}(0) = 0.2, \delta = 0.001$$

زمان اجرای شبیه‌سازی در تنظیم ۱۰ ثانیه انتخاب شده است.

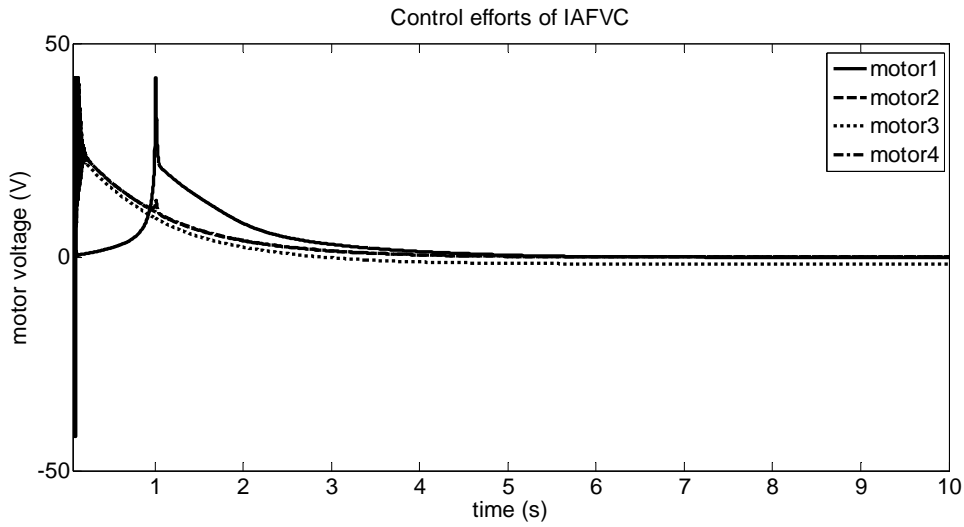
شکل (۷-۵) خطای تنظیم مفاصل را نشان می‌دهد، بیشترین مقدار خطا در انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۴ با مقدار $3.9 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. همانگونه که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در تنظیم عملکرد مناسبی دارد. خطای ماندگار تقریباً صفر است و فراجاهش دیده نمی‌شود. ولتاژ موتورهای در تنظیم در شکل (۷-۶) نمایش داده شده است. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ است. ولتاژ موتور مفصل ۳ برای غلبه بر نیروی گرانشی دارای مقدار است. ولتاژ سایر موتورها در پایان تقریباً صفر است زیرا باری روی آنها نیست. همگرایی پارامترها در تنظیم نیز در شکل (۷-۷) قابل مشاهده است، پارامترها بخوبی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند. زیرا، در پایان ربات

متوقف است و همه مفاصل گشتاور-نیرو ثابتی دارند. اغلب پارامترها در روند تطبیق شرکت نموده‌اند. زیرا، خطای اولیه بزرگ است و تقریباً همه قوانین فازی برای کاهش خطا فعال می‌شود.

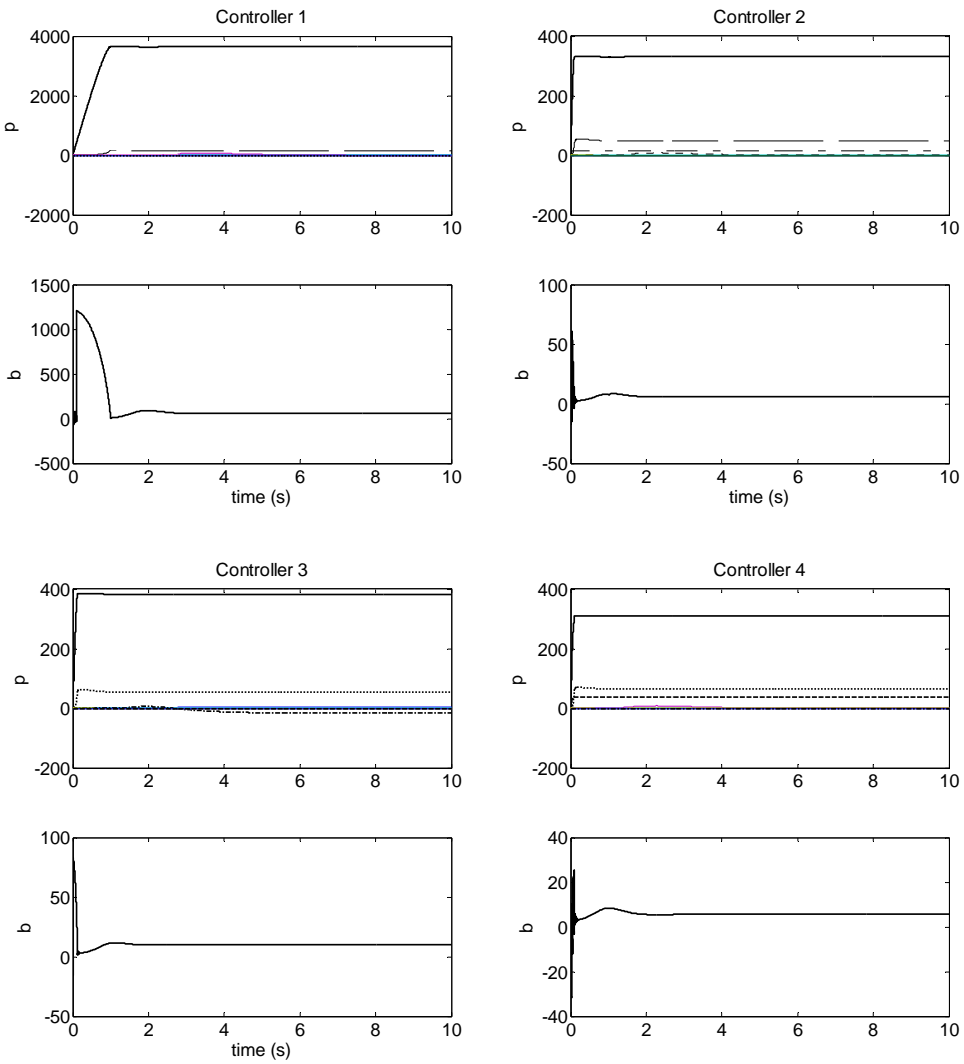
بطور کلی می‌توان اظهار نمود روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری بسیار خوب و عملکرد تنظیم مناسبی است. این روش در مقابل عدم قطعیت‌ها مقاوم بوده و به مدل سیستم رباتیک وابسته نمی‌باشد. سیستم کنترل پایدار است. این روش بصورت مفصل مستقل اعمال شده و هر موتور بصورت جداگانه کنترل می‌گردد. در این روش کنترلی از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر نمی‌شود و بنابراین دارای عملکرد کنترلی بهتری نسبت به کنترل گشتاور است. طرح سیستم کنترل ساده و کاربردی است. همچنین این روش نسبت به روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای کنترل گشتاور دارای ساختار ساده‌تری بوده و بنابراین اجرای آن آسان‌تر است.



شکل (۵-۷) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم



شکل (۶-۷) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم در تنظیم



شکل (۷-۷) همگرایی پارامترهای \hat{p} و \hat{b} کنترل کننده‌ها در تنظیم

فصل هشتم

کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات با

استراتژی کنترل ولتاژ

کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات با استراتژی کنترل گشتاور را در فصل پنجم معرفی، طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی نمودیم. همانگونه که در آن بخش مشاهده گردید این روش عملکرد ردگیری چندان مناسبی نداشت. در این فصل، روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ را معرفی، طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی خواهیم نمود و عملکرد این کنترل‌کننده و مزایای استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ بجای کنترل گشتاور را نیز مورد توجه و بررسی قرار می‌دهیم. پایداری سیستم کنترل را تحلیل و بررسی نموده و در نهایت آن را تضمین می‌نماییم.

۲-۸ طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم

جهت طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم مفصل مستقل برای سیستم رباتیک (۲-۶۸) با مسائل زیر روبرو هستیم:

- یک تزویج شدید توسط $h(q, \dot{q}, \ddot{q})$ و $D(q)$ در سیستم وجود دارد.
- دینامیک هر مفصل به فرم همراه نیست.
- ضریب ورودی متغیر است.
- اغتشاش خارجی وجود دارد.

بنابراین برای طراحی یک کنترل‌کننده مفصل مستقل باید سیستم رباتیک را مشابه فصل قبل تفکیک کنیم. معادلات (۴-۷)، (۵-۷) و (۶-۷) در فصل قبل سیستم تفکیک شده را نمایش می‌دهند. جهت طراحی سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم ابتدا یک کنترل‌کننده فازی طراحی می‌نماییم. برای این منظور یک کنترل‌کننده فازی مشابه سیستم فازی فصل ۴ طراحی می‌کنیم. خطای ردگیری e و مشتق آن \dot{e} ورودی‌های کنترل‌کننده فازی و ولتاژ موتورها u خروجی کنترل‌کننده فازی

هستند. اگر برای هر ورودی فازی ۳ تابع تعلق در نظر گرفته شود فضای کنترل با ۹ قانون فازی پوشش داده می‌شود.

آنگاه قوانین فازی زبانی به فرم ممدانی بدین صورت نوشته شده‌اند:

$$\text{Rule } l: \text{ If } e \text{ is } A_l \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_l \text{ Then } u \text{ is } C_l \quad (1-8)$$

Rule قانون l ام را برای $l = 1, \dots, 9$ تعیین می‌نماید. A_l ، B_l و C_l توابع تعلق فازی مربوط به e ، \dot{e} و u هستند. مشابه فصل ۴ سه تابع تعلق P ، Z و N برای متغیر ورودی e و همین توابع تعلق را برای \dot{e} مطابق شکل (۴-۱) در نظر می‌گیریم. توابع تعلق با توابع ریاضی مطابق (۴-۱۳) تعریف شده‌اند.

توابع تعلق متغیر خروجی u با تابع گوسین زیر بیان می‌شود:

$$\mu_{C_l}(u) = \exp\left(-\left(\frac{u - \hat{y}_l}{2\sigma}\right)^2\right) \quad (2-8)$$

که در آن \hat{y}_l مرکز C_l است و $\sigma = 0.3$.

با استفاده از روابط بیان شده، قوانین فازی مشابه قبل در جدول (۴-۱) نوشته شده‌اند.

اگر از موتور استنتاج فازی ممدانی، فازی‌ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز استفاده شود [۱۸]،

می‌توان قانون کنترل فازی تطبیقی مستقیم زیر را پیشنهاد نمود:

$$u = \sum_{l=1}^9 \hat{y}_l \psi_l(e, \dot{e}) = \hat{\mathbf{y}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (3-8)$$

که در معادله فوق $\boldsymbol{\psi} = [\psi_1 \dots \psi_9]^T$ و ψ_l عبارتست از (۴-۱۷). در معادله (۴-۱۷)

پارامترهای \hat{y}_l پارامترهای تطبیق هستند که بعداً محاسبه خواهند شد. $\mu_{A_l}, \mu_{B_l} \in [0, 1]$.

با اضافه کردن کنترل‌کننده فازی (۳-۸) به سیستم (۴-۷) خواهیم داشت:

$$\ddot{q} + a\dot{q} + \mathcal{G} = b\hat{\mathbf{y}}^T \boldsymbol{\psi}(e, \dot{e}) \quad (4-8)$$

\hat{y} تخمین y است که در ادامه تعریف خواهد شد. با توجه به ویژگی تقریب‌گر عمومی بودن سیستم-های فازی می‌توان برای هر مفصل نوشت:

$$b^{-1}(\ddot{q}_d + k_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_2(q_d - q) + a\dot{q} + g) = y^T \psi(e, \dot{e}) + \varepsilon \quad (5-8)$$

که ε خطای تقریب و پارامترهای k_1 و k_2 مثبت هستند. جهت بدست آوردن مکانیزم تطبیق از دو رابطه قبل می‌توان نوشت:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} + k_1(\dot{q}_d - \dot{q}) + k_2(q_d - q) = b(y - \hat{y})^T \psi(e, \dot{e}) + b\varepsilon \quad (6-8)$$

که با تعریف خطای ردگیری بصورت $e = q_d - q$ داریم:

$$\ddot{e} + k_1\dot{e} + k_2e = b(y - \hat{y})^T \psi(e, \dot{e}) + b\varepsilon \quad (7-8)$$

بنابراین رابطه (7-8) به فرم فضای حالت زیر تبدیل می‌شود:

$$\dot{\mathbf{E}} = \mathbf{AE} + \mathbf{B}w \quad (9-8)$$

که

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_2 & -k_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}, w = b(y - \hat{y})^T \psi(e, \dot{e}) + b\varepsilon \quad (10-8)$$

تابع مثبت معین زیر را برای بدست آوردن قانون تطبیق بگونه‌ای که خطا همگرا شود، پیشنهاد می‌کنیم:

$$F = 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{PE} + \frac{b}{2\alpha}(\hat{y} - y)^T (\hat{y} - y) \quad (11-8)$$

در رابطه فوق ضریب ثابت α مثبت و \mathbf{P} و \mathbf{Q} ماتریس‌های مثبت معین متقارن منحصر به فردی هستند که در معادله ماتریسی لیاپانوف زیر صدق می‌کنند:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{PA} = -\mathbf{Q} \quad (12-8)$$

با استفاده از روابط (9-8) تا (12-8)، \dot{F} بدین صورت بدست می‌آید:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \left((\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}^T) \boldsymbol{\psi} + \varepsilon \right) - \frac{b}{\alpha} (\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}^T) \dot{\hat{\mathbf{y}}} \quad (13-8)$$

در این رابطه $\mathbf{P}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}$ ستون دوم ماتریس \mathbf{P} است. با توجه به (13-8) داریم:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + b (\mathbf{y}^T - \hat{\mathbf{y}}^T) \left(\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} - \frac{1}{\alpha} \dot{\hat{\mathbf{y}}} \right) + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \varepsilon \quad (14-8)$$

بنابراین با انتخاب قانون تطبیق به صورت:

$$\dot{\hat{\mathbf{y}}} = \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} \quad (15-8)$$

داریم:

$$\dot{F} = -0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} + \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \varepsilon \quad (17-8)$$

در نتیجه پارامترهای تطبیق در ادامه بدین صورت بدست می‌آیند:

$$\hat{\mathbf{y}} = \int_0^t \alpha \mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 \boldsymbol{\psi} d\sigma + \hat{\mathbf{y}}(0) \quad (18-8)$$

جهت کاهش خطای ردگیری باید $\dot{F} < 0$ باشد، بنابراین:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \varepsilon < 0.5\mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} \quad (19-8)$$

همانطور که در فصل قبل نیز اشاره شد با در نظر گرفتن (7-29) برای تضمین (19-8) کفایت:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \varepsilon < 0.5\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{E}\|^2 \quad (20-8)$$

از آنجا که:

$$\mathbf{E}^T \mathbf{P}_2 b \varepsilon \leq b \|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\varepsilon| \quad (21-8)$$

اگر:

$$b \|\mathbf{E}\| \cdot \|\mathbf{P}_2\| \cdot |\varepsilon| < 0.5\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{E}\|^2 \quad (22-8)$$

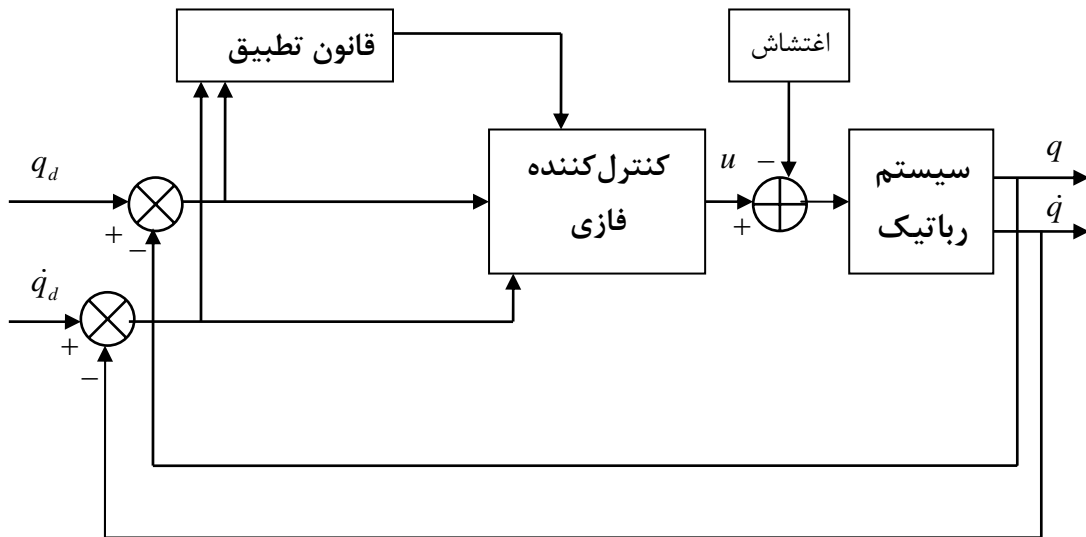
یا

$$2b \|P_2\| \cdot |\varepsilon| / \lambda_{\min}(Q) < \|E\| \quad (۲۳-۸)$$

نامساوی (۲۰-۸) تضمین می‌گردد. بنابراین تا زمانی که رابطه فوق برقرار باشد خطای ردگیری کاهش می‌یابد یا به عبارت دیگر خطا محدود می‌گردد.

۳-۸ شبیه‌سازی روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم

قانون کنترل را روی ربات اسکارا شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل بصورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود، بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل‌کننده جداگانه استفاده می‌شود. سپس، عملکرد سیستم کنترل مورد بررسی قرار می‌گیرد. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ در شکل (۱-۸) ترسیم شده است.



شکل (۱-۸) دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

۸-۳-۱ کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل به صورت زیر داده شده است:

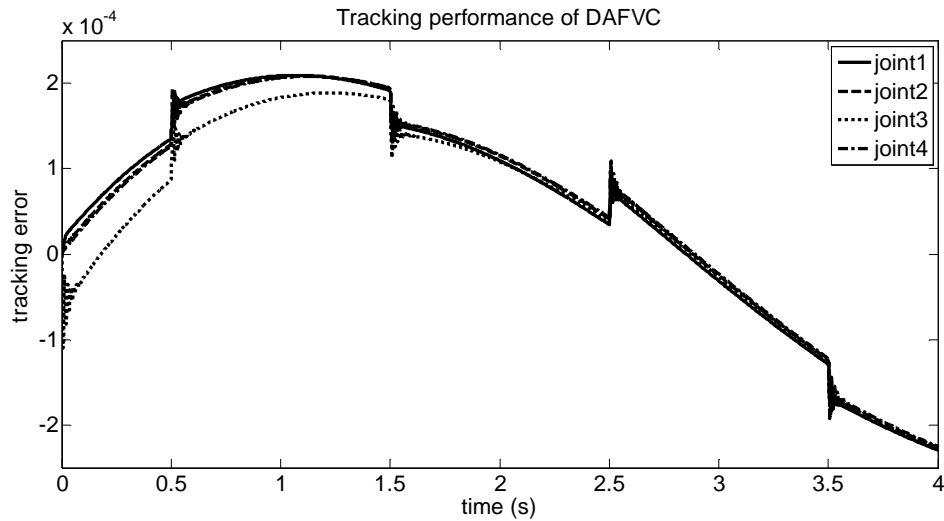
$$q_d = 0.5 - 0.5 \cos(\pi t / 4) \quad (۸-۲۴)$$

جهت اجرای شبیه‌سازی از قانون کنترل (۸-۳) و قانون تطبیق (۸-۱۸) استفاده می‌نماییم، پارامترهای مورد نیاز در کنترل ردگیری ربات به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

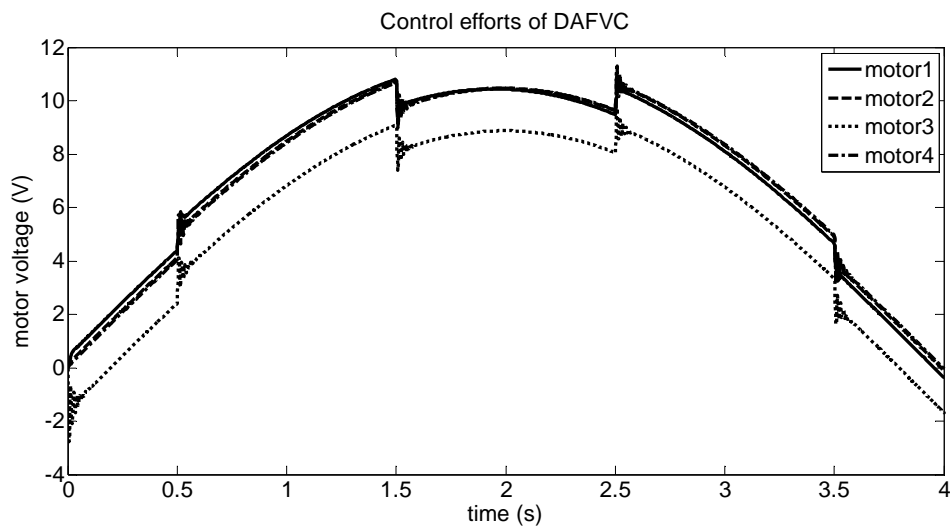
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -100 & -20 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 200 & 0 \\ 0 & 38 \end{bmatrix}, \alpha = 25000, \hat{\mathbf{y}}(0) = 0 \quad (۸-۲۵)$$

هر ۴ کنترل‌کننده بصورت یکسان انتخاب شده‌اند. ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت انتخاب شوند. زمان اجرای شبیه‌سازی نیز ۴ ثانیه انتخاب شده است. اغتشاش خارجی توسط یک تابع تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر نیم ثانیه و دامنه ۱ ولت و پهنای پالس ۱ ثانیه به سیستم کنترل اعمال می‌شود. بدین ترتیب می‌توان تأثیر اغتشاش خارجی بر سیستم کنترل را بررسی نمود.

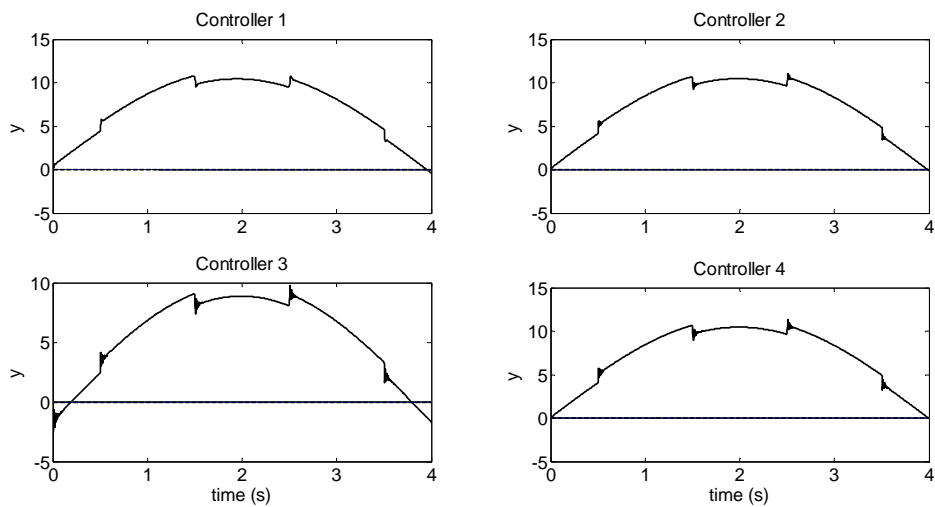
شکل (۸-۲) خطای ردگیری سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد. تغییرات ناگهانی روی شکل، اثر اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد. خطای ردگیری خیلی کوچک است و مقدار خطای ردگیری مفصل اول که دارای حداکثر خطاست در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-2.23 \times 10^{-4} \text{ rad}$ می‌باشد. عملکرد سیستم نشان می‌دهد که نسبت به اغتشاش خارجی مقاوم است. شکل (۸-۳) ولتاژ موتورها برای کنترل ۴ مفصل ربات در ردگیری را نشان می‌دهد. تلاش‌های کنترلی بخوبی به اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند. منحنی ولتاژ موتورها نرم بوده و قابلیت پیاده‌سازی سیستم کنترل در عمل را نشان می‌دهد و در محدوده مجاز می‌باشند. فرایند تطبیق پارامترهای $\hat{\mathbf{y}}$ کنترل‌کننده‌ها نیز در شکل (۸-۴) رسم شده است. تطبیق پارامترهای سیستم فازی در شکل (۸-۴) نشان می‌دهد که فقط قانون پنجم بطور فعال در تطبیق حضور دارد. زیرا، خطای ردگیری و مشتق آن در بازه گروه فازی صفر قرار دارند.



شکل (۲-۸) خطای ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم



شکل (۳-۸) سیگنال‌های کنترل ولتاژ سیستم فازی تطبیقی مستقیم در ردگیری



شکل (۴-۸) تطبیق پارامترهای \hat{y} کنترل‌کننده‌ها در ردگیری

۸-۳-۲ تنظیم

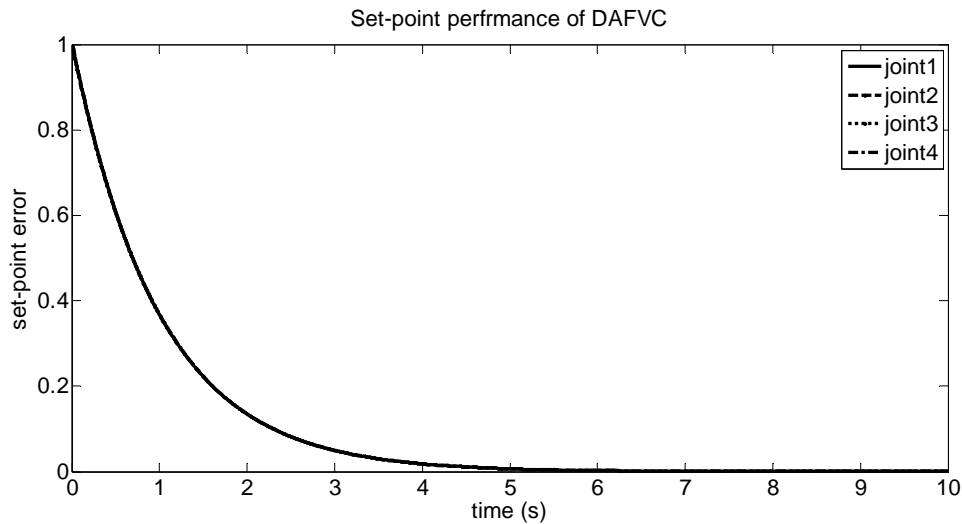
برای بررسی عملکرد تنظیم سیستم کنترل، موقعیت مطلوب مفاصل روی ۱ تنظیم شده است. پارامترهای مورد نیاز در کنترل تنظیم برای همه کنترل‌کننده‌ها مانند ردگیری (۸-۲۹) انتخاب شده است. زمان اجرای شبیه‌سازی در تنظیم ۱۰ ثانیه است.

شکل (۸-۵) خطای تنظیم مفاصل را نشان می‌دهد. خطای ماندگار تقریباً صفر است و فراجاهش دیده نمی‌شود. بیشترین مقدار خطا در انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $4.513 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد. همانگونه که مشاهده می‌شود سیستم کنترل در تنظیم عملکرد بسیار مناسبی دارد. همه کنترل‌کننده‌ها در تنظیم عملکرد مشابهی داشته و نمودار آنها روی هم منطبق شده است. ولتاژ موتورها در تنظیم در شکل (۸-۶) نمایش داده شده است. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ هستند. ولتاژ موتور مفصل ۳ 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 مستقیم نیز در شکل (۸-۷) قابل مشاهده است. پارامترها در تنظیم خوبی همگرا شده‌اند. مشاهده می‌شود که تعدادی از پارامترها در فرایند تطبیق شرکت نموده‌اند. زیرا، خطای اولیه بزرگ است و در روند کاهش خطا تعدادی از قوانین فازی فعال می‌شود. همچنین در نهایت همه پارامترها به مقدار ثابتی همگرا می‌شوند.

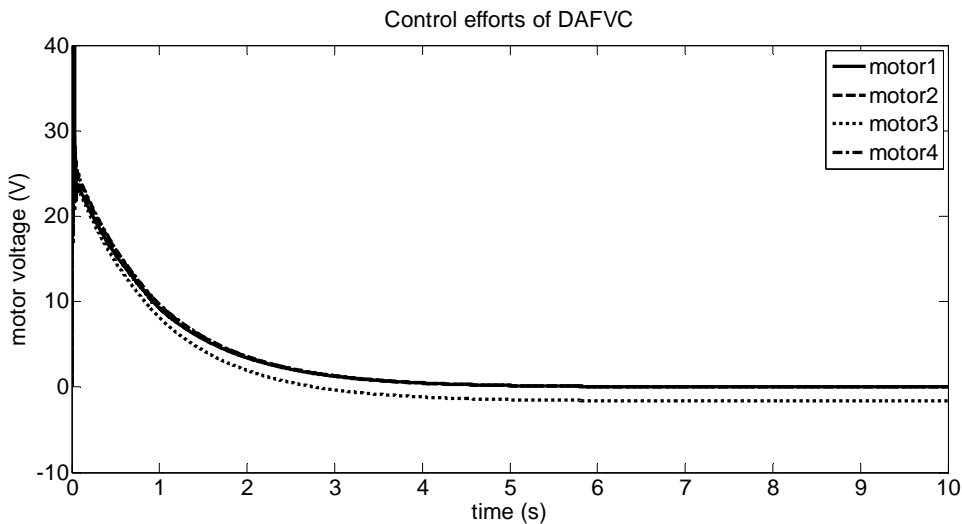
به منظور بدست آوردن عملکرد مطلوب، پارامترهای طراحی سیستم کنترل فازی با روش سعی و خطا تنظیم شده‌اند. بنابراین ممکن است که نتیجه بهتری، هم در تنظیم و هم در ردگیری، نیز بدست آید.

در نهایت، بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استراتژی 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. همانگونه که تحلیل گردید سیستم کنترل پایدار است. این روش بصورت مفصل مستقل به سیستم رباتیک اعمال

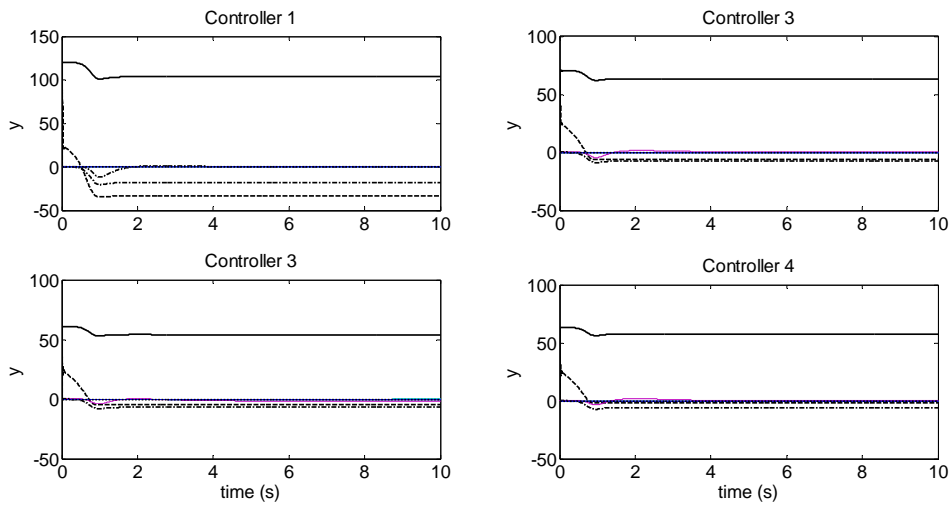
شده و هر موتور بصورت جداگانه کنترل می‌گردد. بنابراین اجرای آن ساده می‌باشد. در این روش کنترل بدلیل در نظر گرفتن دینامیک موتورها در روند طراحی، از دینامیک محرکه‌ها صرف نظر نمی‌شود و بنابراین نسبت به کنترل گشتاور برتر است. همچنین این روش کنترل نسبت به روش فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای کنترل گشتاور از عملکرد ردگیری بسیار مناسب‌تری برخوردار می‌باشد.



شکل (۵-۸) خطای تنظیم سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم (کنترل ولتاژ)



شکل (۶-۸) ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم در تنظیم (کنترل ولتاژ)



شکل (۷-۸) همگرایی پارامترهای $\hat{\lambda}$ کنترل کننده‌ها در تنظیم

فصل نهم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۹-۱ نتیجه‌گیری‌ها

در این پایان‌نامه، مدلسازی سینماتیکی و دینامیکی ربات، استراتژی‌های کنترل گشتاور و ولتاژ و کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم مورد توجه و بررسی قرار گرفته‌اند، تا بتوان به هدف اصلی پایان‌نامه یعنی کنترل فازی تطبیقی با استراتژی کنترل ولتاژ بخوبی توجه نمود. هر یک از روش‌های کنترلی مذکور طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است و به ارزیابی عملکرد سیستم کنترل در هر مورد ردگیری و تنظیم پرداخته شده است. روش‌های کنترل ولتاژ آزاد از مدل ربات بوده و بصورت مفصل مستقل به سیستم اعمال گردیده است. در نتیجه کنترل چند متغیره ربات به کنترل جداگانه هر مفصل تبدیل شده است که علاوه بر سادگی، سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات دارد. آن‌ها تنها از دو فیدبک خطای ردگیری و مشتق آن برای قانون کنترل ربات استفاده می‌نمایند در حالیکه در بسیاری از روش‌های کنترلی از همه حالت‌های سیستم برای تضمین پایداری استفاده می‌شود. سیستم فازی تنها با داشتن دو متغیر ورودی و ۹ قانون فازی بسیار ساده و محاسبات آن بصورت قابل توجه‌ای کاهش یافته است. نتایج شبیه‌سازی نشان داده است که آن‌ها هنگام رویارویی با اغتشاش خارجی، مقاوم هستند.

ضعف روش‌های مبتنی بر استراتژی کنترل گشتاور آن است که دینامیک محرکه‌ها را در نظر نمی‌گیرند ولی در مقابل روش‌های مبتنی بر استراتژی کنترل ولتاژ به نقش موتورها توجه اساسی دارند. روش‌های مبتنی بر استراتژی کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری مناسب‌تر و دقیق‌تری هستند. ساختار کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم ساده‌تر از کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم می‌باشد ولی عملکرد ردگیری آن‌ها ضعیف‌تر از عملکرد کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم است. علت آن است که با بکارگیری دو سیستم تطبیق به نحو موثرتری به غلبه بر دینامیک سیستم می‌پردازند.

بطور کلی می‌توان نتیجه‌گیری نمود که بدلیل مزیت‌های مذکور کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای استراتژی کنترل

گشتاور ترجیح داده می‌شوند. با توجه به هدف طراحی که ممکن است دقت بیشتر در عملکرد ردگیری یا ساده بودن ساختار کنترل‌کننده مورد توجه باشد هر یک از کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم یا فازی تطبیقی مستقیم می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند.

۲-۹ پیشنهادات

پیشنهادات زیر برای ادامه تحقیقات ارائه می‌گردد:

- می‌توان با بررسی عملکرد سیستم فازی تطبیقی بجای تطبیق همه پارامترها تنها یک یا هر چند پارامتر مورد نیاز را تطبیق نمود و سایر پارامترها را بصورت ثابت در نظر گرفت.
- می‌توان روش فازی تطبیقی را با روش‌های کنترل غیرخطی دیگر ترکیب نمود و عملکرد کنترل را بهبود بخشید.
- می‌توان برای انتخاب پارامترهای طراحی از روش‌های هوشمند برای پیدا کردن پارامترهای طراحی بهینه استفاده نمود.
- می‌توان روش کنترلی مذکور را بر روی ربات‌های انعطاف پذیر پیاده‌سازی نمود.
- پیاده‌سازی عملی سیستم کنترل پیشنهاد می‌شود.

- [1] Spong M. W. and Vidyasagar M. (1989), "Robot Dynamics and Control", John Wiley and Sons, Inc.
- [2] Fateh M. M., (2008), "On the voltage-based control of robot manipulators", International Journal of Control, Automation, and Systems, 6, 702–712.
- [3] Isidori A. (1989), "Nonlinear control systems", Springer-Verlag, Heidelberg.
- [4] Shen Y., Cai W.J., Li S. (2010), "Multivariable process control: decentralized, decoupling, or sparse", Ind. Eng. Chem. Res. 49, 761–771.
- [5] Hsua S.H., Fua L.C. (2006), "A fully adaptive decentralized control of robot manipulators", Automatica 42, 1761–1767.
- [6] Seraji H. (1989), "Decentralized adaptive control of manipulators: theory, simulation, and experimentation", IEEE Trans. Robot. Autom. 5, 183-200.
- [7] Qu Z., Dawson D.M. (1996), "Robust Tracking Control of Robot Manipulators", IEEE, New York.
- [8] Abdallah C., Dawson D., Dorato P., Jamshidi M. (1991), "Survey of robust control for rigid roots", Control Syst. Mag.11, 24–30.
- [9] Cheah C.C., Hirano M., Kawamura S., Arimoto S. (2003), "Approximate Jacobian control for robots with uncertain kinematics and dynamics", IEEE Trans. Robot. Autom.19, 692–702.
- [10] Fateh M.M., Soltanpour M.R. (2009), "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transformation of control space", Int. J. Innov. Comput. Info. Control.5(11A), 3949–3960.
- [11] James T. I., Huang T. J-H. (1994), "Robust nonlinear control of robot manipulators", Robotics and Automation, IEEE international conference, 3,2083-2088.
- [12] Fateh M. M. (2010), "Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model", Nonlinear Dynamics, 61, 655–666.
- [13] Fateh M. M. (2010), "Robust voltage control of electrical manipulators in task-space", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, 6, 2691–2700.
- [14] Fateh M. M. (2011), "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", Nonlinear Dynamics, 67, 1525-1537.

- [15] Slotine J. -J. E., Li W. (1991), "Applied nonlinear control", Prentice Hall.
- [16] Slotin J. E. and S. S. Sastry (1983), "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators", *Int. J. Contr.*, 38, 465–492.
- [17] Yoo B. K. and Ham W. C. (2000), "Adaptive Control of Robot Manipulator Using Fuzzy Compensator", *IEEE trans. on fuzzy systems*, 8, 186–199.
- [18] Wang L.X. (1996), "A course in fuzzy systems and control", Prentice Hall, Englewood Cliffs.
- [19] Lim C.M., Hiyama T. (1991), "Application of fuzzy logic control to a manipulator", *IEEE Trans. Robot. Autom.*1, 688–691.
- [20] Ham C., Qu Z., Johnson R. (2000), "Robust fuzzy control for robot manipulators", *IEEE Proc., Control Theory Appl.*147, 212–216.
- [21] Fateh M.M. (2010), "Robust fuzzy control of electrical manipulators", *J. Intell. Robot. Systems* 60, 415–434.
- [22] Fateh M. M. (2010), "Fuzzy task-space control of a welding robot", *International Journal of Robotics and Automation*, 25, 372-378.
- [23] Fateh M. M., Shahrabi Farahani S., Khatamianfar A. (2010), "Task space control of a welding robot using a fuzzy coordinator", *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 8, 574–582.
- [24] Wang L. X. and Mendel J. M. (1992), "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least squares learning", *IEEE Trans. Neural Networks*, 3, 807–814.
- [25] Wang L. X. (1995), "Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems" *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 40, 11-23.
- [26] Wu J. C. and Liu T. S. (1996), "A sliding-mode approach to fuzzy control design", *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, 4, 141-151.
- [27] Ghalia M. B. and Alouani A. T. (1995), "Sliding mode control synthesis using fuzzy logic", in *Proc. American Control Conf.*, Seattle, WA, 1528–1532.
- [28] Hwang J.P., Kim E. (2006), "Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*14, 232–247.
- [29] Kim, E. (2004), "Output feedback tracking control of robot manipulator with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*12, 368–376

- [30] Wang L.X. (1994), "Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [31] Hyun C.-H., Park C.-W., and Kim S. (2010), "TS fuzzy model based indirect adaptive fuzzy observer and controller design", *Information Sciences*, 180, 2314–2327.
- [32] Yu H. and Lloyd S. (1997), "Combined direct and indirect adaptive control of constrained robots" *Int. J. Contr.*, 68, 955–970.
- [33] Wai R.-J. and Yang Z.-W. (2008), "Adaptive fuzzy neural network control design via a T–S fuzzy model for a robot manipulator including actuator dynamics", *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, 8, 1326-1346.
- [34] Santibanez V., Kelly R., and Llama M. A. (2005), "A novel global asymptotic stable set-point fuzzy controller with bounded torques for robot manipulators", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 13, 362–372.
- [35] Kim E. (2004), "Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 12, 368–378.
- [36] Jafarov E. M., Parlakçý M. N. A., and Istefanopulos Y. (2005), "A new variable structure PID-controller design for robot manipulators", *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, 13, 122–130.
- [37] Chen B. S., Uang H. J., and Tseng C. S. (1998), "Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: A fuzzy-based dynamic game approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 6, 538–552.
- [38] Hwang J.P., Kim E. (2006), "Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.* 14, 232–247.
- [39] Wai R.J., Chen P.C. (2004), "Intelligent tracking control for robot manipulator including actuator dynamics via TSK-type fuzzy neural network", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.* 12, 552–560.
- [40] Cho Y.W., Seo K.S., Lee H.J. (2007), "A direct adaptive fuzzy control of nonlinear systems with application to robot manipulator tracking control", *Int. J. Control. Autom. Syst.* 5, 630–642.
- [41] Fateh, M.M. (2011), "Nonlinear control of electrical flexible-joint robots", *Nonlinear Dyn.* 67, 2549-2559.
- [42] Fateh M. M. (2007), "A novel formulation of inertia tensor using skew symmetric matrices", *WSEAS Transactions on Systems*, 1, 229–234.

- [43] Spong M.W., Hutchinson S., Vidyasagar M. (2006), "Robot modelling and control", John Wiley & Sons, Hoboken, NJ.
- [44] Torres S., Mendez J. A., Acosta L., and Becerra V. M. (2007), "On improving the performance in robust controllers for robot manipulators with parametric disturbances," *Control Engineering Practice*, 15, 557-566.
- [45] Spong M. W. (1992), "On the robust control of robot manipulators," *IEEE Trans. on Automatic Control*, 37, 1782-1786.
- [46] Chiu C. S., Lian K. Y., and Wu T. C. (2004), "Robust adaptive motion/force tracking control design for uncertain constrained robot manipulators", *Automatica*, 40, 2111-2119.
- [47] Tang Y., Sun F., and Sun Z. (2006), "Neural network control of flexible-link manipulators using sliding mode" , *Neurocomputing*, 70, 288-295.
- [48] Tian L. and Collins C. (2005), "Adaptive neuro-fuzzy control of a flexible manipulator" , *Mechatronics*, 15, 1305-1320.
- [49] Li Y. (2006), "Robust neural networks compensating motion control of reconfigurable manipulator," *Proc. of the First Int. Conf. on Innovative Computing, Information and Control*, 2, 388-391.
- [50] Purwar S., Kar I. N., Jha A. N. (2005), "Adaptive control of robot manipulators using fuzzy logic systems under actuator constraints" , *Fuzzy Sets and Systems*, 152, 651-664.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

Adaptive Fuzzy Control of Robot Manipulators using Voltage Control Strategy

Sara Fateh

Supervisor:

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

September 2012

Abstract

The dynamic equations of robot show that the robot's model is highly nonlinear, heavily coupled, multivariable and computationally extensive. In addition, the state space model of the robotic system including the robot manipulator and motors is in a non companion form, however, can be converted to the companion form by many calculations. Although, adaptive and robust control methods are suggested to overcome the uncertainty, they face difficulties because of the complexity of the dynamics of the robot. In contrast, designing fuzzy controllers due to being free of robot model seems to be easy. Thus, guaranteeing the stability of the fuzzy systems is difficult. Since an unstable control system is useless, it is necessary that the controller guarantees stability. 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. Though, adaptive fuzzy control methods are very complex, computational, multivariable and they need all system states. Most of these problems are caused because the robot control methods are based on torque control strategy. This thesis proposes a novel adaptive fuzzy robot control based on voltage control strategy. Comparing to classic control methods, it is simpler, less computational and more applicable, it also guarantees stability.

In this thesis, robot kinematic and dynamic modeling are presented and then, available robot control strategies are introduced. Next, Indirect and direct adaptive fuzzy controls using torque and voltage control strategies are designed and analysed. Then, they are simulated on an SCARA robot. Tracking and set-point performance in the presence of uncertainty is evaluated. Stability of the control systems is analyzed. Structure and the performance of the controllers are compared. This research shows adaptive fuzzy control using voltage control strategy is superior to torque control strategy.

Keywords: Robot manipulator, Torque control strategy, Voltage control strategy, Uncertainty, Adaptive fuzzy control