



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

رساله دکتری جهت اخذ درجه دکتری

طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ هوشمند برای بازوی ماهر ربات با انعطاف در مفاصل

دانشجو: مجید مرادی زیرکوهی

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

استاد مشاور:

دکتر مهدی علیاری شوره دلی

بهمن ۱۳۹۱

ب

تقدیم:

تقدیم به پدر و مادر فدای کارم

«انسان همیشه به جایی می‌رسد که از ابتدا شروع کرده بود و لیکن چیزی در این گردش در حال تکامل است و آن اندیشه بشری است»

تقدیر و تشکر:

خدایا هزاران بار سپاس برای رهنمونیم از هزار توی جهل به سوی سر منزل خردورزی. درود فراوان خدمت خانواده بسیار عزیز، دلسوز و فداکارم که پیوسته جرعه نوش جام تعلیم و تربیت، فضیلت و انسانیت آنها بوده‌ام و همواره چراغ وجودشان روشنگر راه من در سختی‌ها و مشکلات بوده است، از ایشان تقدیر و تشکر فراوان دارم. همچنین بر خود لازم می‌دانم که مراتب سپاس و قدردانی خود را به حضور همسر مهربانم، به پاس حمایت از تلاش و وقتی که در راه تدوین این رساله صرف گردید، اعلام دارم.

از زحمات بی‌دریغ استاد فرهیخته و بزرگووارم در دانشگاه صنعتی شاهرود جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح که در دوران تحصیل همواره راهنما و مشوق بنده بوده‌اند و بویژه با راهنمایی‌های دلسوزانه خود در پیشبرد این رساله راهگشای اینجانب بودند، تشکر و قدردانی می‌شود. از خداوند متعال برای ایشان آرزوی موفقیت، بهروزی و سلامتی را خواهانم.

همچنین از استاد مشاور گرامی، جناب آقای دکتر مهدی علیاری در دانشگاه صنعتی خواجه نصیر که در انجام این رساله بنده را یاری نمودند کمال تشکر و قدردانی را دارم.

و تشکر فراوان از جناب آقای دکتر طوسیان و دکتر اکبرزاده در دانشگاه صنعتی شاهرود و دکتر محمد تشنه لب در دانشگاه صنعتی خواجه نصیر که داوری این رساله را قبول زحمت فرمودند.

تعهدنامه

اینجانب مجید مرادی زیرکوهی دانشجوی دوره دکتری رشته برق-کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان‌نامه: طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ هوشمند برای بازوی ماهر ربات با انعطاف در مفاصل تحت راهنمایی‌های جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح متعهد می‌شوم:

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان‌نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

چکیده:

با توجه به اهمیت روز افزون ربات‌ها در زندگی امروز، نیاز به ربات‌های کم حجم و سبک‌تر با سرعت، دقت و توان بالاتر بیش از هر زمان دیگری احساس می‌شود. از آنجا که دیگر ربات‌های صلب و سنگین کارایی خود را برای برآوردن چنین نیازهایی از دست داده اند، برای برآوردن این نیازها به کارگیری سیستم انتقال قدرت جدید برای ایجاد گشتاور زیاد در سرعت‌های کم در ربات‌ها امری اجتناب ناپذیر است. عمده ترین منشا ایجاد انعطاف پذیری استفاده از هارمونیک درایو در سیستم انتقال قدرت می‌باشد. انعطاف پذیری مفصل باعث می‌شود که رابطه موقعیت موتور و زاویه مفصل بازوی متناظر از یک تناسب ساده تبدیل به یک رابطه دینامیکی گردد که در ساده ترین حالت می‌توان آن را بصورت یک فنر پیچشی مدل کرد. از طرف دیگر وجود دینامیک بین موتور و بازو سیستم را در رده سیستم های کم کارانداز که در آنها تعداد درجات آزادی بیش از تعداد ورودی‌های کنترل است و در نتیجه نمی‌توان هر حالت را با یک ورودی متناظر کنترل کرد جا می‌دهد. این مسائل باعث شده است که کنترل ربات‌های با مفاصل انعطاف پذیر از مسائل مطرح در دنیای کنترل گشته و چالش زیادی را برای پژوهشگران فراهم سازد.

در این رساله، به کنترل فازی نوع-۲ ربات‌های دارای مفاصل انعطاف‌پذیر با در نظر گرفتن مسئله پایداری و اشباع محرکه می‌پردازیم. علاوه بر این، روش منظمی برای اعمال روش پیشنهادی به ربات‌های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن مسئله پایداری پیشنهاد می‌شود. به منظور غلبه بر پیچیدگی ناشی از دینامیک ربات از استراتژی کنترل ولتاژ استفاده می‌کنیم. کنترل ولتاژ در مقایسه با کنترل گشتاور، به علت عدم استفاده از مدل ربات، ساده تر، کم محاسبه تر و کارآمدتر است. بکارگیری استراتژی کنترل گشتاور، دو عیب اساسی دارد. اول آن که در محاسبه قانون کنترل از معادلات دینامیکی ربات استفاده می‌شود که بشدت غیرخطی، پیچیده و دارای تزویج هستند دوم آن که دینامیک محرکه در طراحی کنترل کننده منظور نمی‌شود.

یکی دیگر از مباحثی که در این رساله به آن پرداخته می‌شود، بررسی کاربرد و توانایی سیستم های فازی نوع دوم در تخمین عدم قطعیت هاست. به عنوان یک رهیافت جدید، از سیستم های فازی نوع دوم تطبیقی بصورت موفقیت آمیزی در تخمین عدم قطعیت ها در سیستم رباتیک استفاده می شود. مساله ای که در این حوزه تاکنون به آن پرداخته نشده است. نشان داده می‌شود که سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی عدم قطعیت‌ها در سیستم را بصورت تابعی غیر خطی از خطای ردگیری موتور و مشتق آن مدل می کند. یکی از مزایای روش پیشنهادی این است که در سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت ها نیازی به تمامی حالات سیستم نیست. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهاد شده کنترل می‌شود درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می - نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می شوند.

از طرفی، برای بررسی بهتر عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ یک کنترل کننده فازی نوع-۱ نیز به این منظور طراحی شده و عملکرد آنها در حضور دینامیک‌های مدل نشده مقایسه می‌شود. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد کنترل فازی نوع -۲ می‌تواند یک روش کارآمد برای مهار عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده باشد.

کلمات کلیدی: کنترل فازی نوع-۲، ربات های انعطاف پذیر، تخمین عدم قطعیت

- 1) **M. Moradi**, M.M. Fateh, M. Aliyari, " Type-2 fuzzy control of a flexible joint robot using voltage control strategy", International Journal of Automation and Computing, Springer, Accepted November 2012, SCOPUS.
- 2) **M. Moradi**, M.M. Fateh, M. Aliyari, " Adaptive Type-2 fuzzy control of flexible joint robot ", Journal of Solid and Fluid Mechanics, ISC, Accepted February 2013.
- 3) **M. Moradi**, M.M. Fateh, M. Aliyari, " Adaptive Type-2 Fuzzy Estimation of Uncertainties in the Control of Electrically Driven Flexible-Joint Robots", ISA Transaction, ISI, (Under Review (Revised)).
- 4) **M. Moradi**, M.M. Fateh, M. Aliyari, " Interval Type-2 Fuzzy PD Tracking Control of Flexible-Joint Robots", Journal of Intelligent & Fuzzy System, ISI, (Under Review).
- 5) **M. Moradi**, M.M. Fateh, M. Aliyari, " Intelligent Control of a DC Motor Having Nonlinear Load Using Interval Type-2 Fuzzy Logic Controller ", International Conference on Soft Computing and Software Engineering, Accepted January 2013 (SCSE'13).

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
بسم ا	آ.....
تقدیم	ث.....
تشکر	ج.....
چکیده	خ.....
فهرست مقالات	ذ.....
فهرست مطالب	ر.....
فهرست شکل‌ها	ص.....
فهرست جدول‌ها	ظ.....
فصل اول: مقدمه و مروری بر کارهای قبلی.....	۱.....
(۱-۱) مروری بر ادبیات موضوع.....	۲.....
(۲-۱) مقدمه ای بر سیستم های فازی نوع-۲ و کارهای قبلی.....	۲.....
(۳-۱) جایگاه ربات‌های با مفاصل انعطاف پذیر و مروری بر کارهای قبلی.....	۷.....
(۱-۳-۱) کنترل گشتاور.....	۱۴.....
(۲-۳-۱) کنترل ولتاژ.....	۱۵.....
(۴-۱) مروری بر اهداف.....	۱۷.....
فصل دوم: مدل سازی سینماتیکی ربات های صلب.....	۲۱.....
(۱-۲) مقدمه.....	۲۲.....
(۲-۲) اجزا و ساختار ربات.....	۲۲.....
(۳-۲) پیکربندی های سینماتیکی متداول.....	۲۳.....
(۴-۲) نمایش دناویت- هارتنبرگ.....	۲۷.....
(۵-۲) سینماتیک سرعت.....	۳۳.....
(۶-۲) مدل سازی میکانیکی.....	۳۷.....
(۷-۲) انرژی جنبشی.....	۳۸.....

۴۱	توزیع جرم	۸-۲
۴۳	انرژی پتانسیل	۹-۲
۴۶	لاگرانژین	۱۰-۲
۴۴	معادلات دینامیکی	۱۱-۲
۴۷	محركه	۱۲-۲
۵۱	مدل دینامیکی سیستم ربات به همراه محركه	۱۳-۲
۵۴	فصل سوم: مدل سازی ربات های با مفاصل انعطاف پذیر	
۵۵	مقدمه	۱-۳
۵۵	بررسی مدل های مختلف	۲-۳
۵۶	مدل اسپانگ	۳-۳
۶۱	فصل چهارم: مقدمه ای بر کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر	
۶۲	مقدمه	۱-۴
۶۵	بررسی موردی یک ربات تک محوره با مفاصل انعطاف پذیر	۲-۴
۶۵	خطی سازی با فیدبک صلب	۱-۲-۴
۶۷	خطی سازی با فیدبک انعطاف پذیر	۲-۲-۴
۶۸	کنترل ترکیبی	۳-۲-۴
۷۰	روش دینامیک وارون	۴-۲-۴
۷۳	کنترل غیر خطی مقاوم	۵-۲-۴
۷۷	مقدمه ای در مورد کنترل ولتاژ	۳-۴
۷۸	معرفی استراتژی کنترل ولتاژ	۱-۳-۴
۸۱	کنترل ولتاژ مقاوم	۲-۳-۴
۸۷	مقایسه استراتژی کنترل ولتاژ و گشتاور	۴-۴
۸۸	فصل پنجم: منطق سیستم های فازی نوع-۱ و نوع-۲	
۸۹	مقدمه	۱-۵
۹۱	توابع عضویت نوع اول	۲-۵

۹۱	توابع عضویت نوع دوم.....	۳-۵
۹۱	مجموعه های فازی نوع-۲.....	۴-۵
۹۲	تابع عضویت ثانویه.....	۵-۵
۹۳	تابع عضویت نوع بازه ای.....	۶-۵
۹۳	انواع توابع تعلق نوع-۲.....	۷-۵
۹۶	بلوک دیاگرام سیستم های فازی نوع اول و نوع دوم.....	۸-۵
۹۷	فازی ساز (۱-۸-۵).....	۸-۵
۹۷	قوانین (۲-۸-۵).....	۸-۵
۹۷	موتور استنتاج (۳-۸-۵).....	۸-۵
۹۸	کاهش مرتبه (۴-۸-۵).....	۸-۵
۹۹	غیر فازی ساز (۵-۸-۵).....	۸-۵
۱۰۰	انواع سیستم های فازی تاکاگی - سوگنو.....	۹-۵
۱۰۳	فصل ششم: طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ برای ربات های با مفاصل انعطاف پذیر.....	۱۰-۵
۱۰۴	مقدمه (۱-۶).....	۱۰-۶
۱۰۷	طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲.....	۲-۶
۱۲۰	نتایج شبیه سازی.....	۳-۶
۱۳۱	نتیجه گیری.....	۴-۶
۱۳۳	فصل هفتم: تخمین عدم قطعیت ها با استفاده از سیستم های فازی نوع-۲ تطبیقی.....	۱۱-۵
۱۳۴	مقدمه (۱-۷).....	۱۱-۷
۱۳۵	روش پیشنهادی.....	۲-۷
۱۳۵	طراحی حلقه داخلی.....	۱-۳-۷
۱۴۰	طراحی حلقه خارجی.....	۲-۳-۷
۱۴۲	بررسی پایداری سیستم رباتیک.....	۳-۷
۱۴۴	نتایج شبیه سازی.....	۴-۷
۱۵۰	نتیجه گیری.....	۵-۷

فصل هشتم: طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- تطبیقی برای ربات های با مفاصل انعطاف پذیر.....	۱۵۱
(۱-۸) مقدمه	۱۵۲
(۲-۸) طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- تطبیقی	۱۵۴
(۱-۲-۸) طراحی حلقه داخلی	۱۵۵
(۲-۲-۸) طراحی حلقه خارجی	۱۵۹
(۳-۸) شبیه سازی	۱۶۱
(۴-۸) نتیجه گیری	۱۶۶
فصل نهم: طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- تناسبی - مشتقی برای ربات های با مفاصل	
انعطاف پذیر	۱۶۸
(۱-۹) مقدمه	۱۶۹
(۲-۹) تحلیل دینامیک سیستم	۱۷۳
(۳-۹) طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- PD	۱۷۳
(۴-۹) اثبات پایداری کنترل کننده فازی نوع-۲	۱۷۱
(۵-۹) نتایج شبیه سازی	۱۷۶
(۶-۹) نتیجه گیری	۱۸۱
فصل دهم: نتیجه گیری و پیشنهادات	
(۱-۱۰) نتیجه گیری	۱۸۲
(۲-۱۰) پیشنهادات	۱۸۷
مراجع	۱۸۸

فهرست شکل ها

- شکل (۱-۱): بازوی ایستگاه فضایی بین المللی ۸
- شکل (۲-۱): دست چهار انگشتی و میله‌های کنترل آن ۸
- شکل (۱-۲): نمایش نمادهای مفاصل ربات ۲۳
- شکل (۲-۲): ربات با پیکربندی هنرمند ۲۴
- شکل (۳-۲): ربات یونیمیت با پیکربندی کروی ۲۵
- شکل (۴-۲): ربات اسکارا ۲۵
- شکل (۵-۲): بازوی ربات با پیکربندی استوانه‌ای ۲۶
- شکل (۶-۲): ربات با پیکربندی دکارتی ۲۷
- شکل (۷-۲): پارامترهای دناویت هارتنبرگ ۳۰
- شکل (۸-۲): اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند ۳۱
- شکل (۹-۲): دستگاه‌های مختصات متصل به جسم صلب ۳۸
- شکل (۱۰-۲): راستای ثابت گرانشی ۴۳
- شکل (۱۱-۲): مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده- محرکه ۵۰
- شکل (۱-۴): ربات با مفصل انعطاف پذیر یک درجه آزادی ۶۶
- شکل (۲-۴): خروجی مطلوب (پر رنگ) و خروجی واقعی (خط چین) با کنترل صلب ۶۷
- شکل (۳-۴): خروجی مطلوب (پر رنگ) و خروجی واقعی (خط چین) ۶۸
- شکل (۴-۴): دامنه سیگنال کنترل پس از طی حالت گذرا ۶۹
- شکل (۵-۴): بلوک دیاگرام خطی سازی فیدبکی ۷۱
- شکل (۶-۴): خطای ردگیری روش خطی سازی بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت ۷۱
- شکل (۷-۴): سیگنال کنترل (گشتاور) بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت ۷۱
- شکل (۸-۴): خطای ردگیری روش خطی سازی با در نظر گرفتن عدم قطعیت ۷۲
- شکل (۹-۴): عملکرد روش کنترل مقاوم غیرخطی با اعمال عدم قطعیت ۷۷
- شکل (۱۰-۴): سیگنال کنترل (گشتاور) روش کنترل مقاوم غیر خطی ۷۷
- شکل (۱۱-۴): بلوک دیاگرام یک موتور DC ۷۹

- شکل (۴-۱۲): سیگنال ولتاژ موتورها در روش کنترل ولتاژ بدون عدم قطعیت ۸۰
- شکل (۴-۱۳): خطای ردگیری روش کنترل ولتاژ بدون عدم قطعیت ۸۱
- شکل (۴-۱۴): خطای ردگیری روش کنترل ولتاژ مقاوم با اعمال عدم قطعیت ۸۶
- شکل (۴-۱۵): سیگنال کنترل در روش کنترل ولتاژ مقاوم با اعمال عدم قطعیت ۸۶
- شکل (۵-۱): مثالی از توابع عضویت نوع دوم ۹۲
- شکل (۵-۲): الف) تابع عضویت نوع دو با مرکز نامعین ب) عضویت نوع دو با انحراف نامعین ۹۴
- شکل (۵-۳): الف) تابع عضویت مثلثی با مرکز نامعین ب) تابع عضویت مثلثی با عرض نامعین ۹۶
- شکل (۵-۴): ساختار سیستم فازی نوع-۲ ۹۶
- شکل (۶-۱): توابع تعلق برای کنترل کننده فازی نوع-۱ ۱۰۹
- شکل (۶-۲): توابع تعلق برای کنترل کننده فازی نوع-۲ ۱۱۰
- شکل (۶-۳): بلوک دیاگرام سیستم کنترل ۱۱۱
- شکل (۶-۴): ربات دو محوره با محرک ۱۲۲
- شکل (۶-۵): مسیر مطلوب ۱۲۲
- شکل (۶-۶): عملکرد سیستم کنترل در تنظیم نقطه ۱۲۴
- شکل (۶-۷): عملکرد سیستم کنترل در ردگیری ورودی مطلوب ۱۲۴
- شکل (۶-۸): ولتاژ ورودی موتورها ۱۲۴
- شکل (۶-۹): توابع تعلق بهینه کنترل کننده فازی نوع-۱ ۱۲۶
- شکل (۶-۹): توابع تعلق بهینه کنترل کننده فازی نوع-۲ ۱۲۷
- شکل (۶-۱۱): تابع هزینه ۱۲۸
- شکل (۶-۱۲): عملکرد سیستم کنترل بهینه در تنظیم نقطه ۱۲۹
- شکل (۶-۱۳): عملکرد سیستم کنترل بهینه در ردگیری مسیر مطلوب ۱۲۹
- شکل (۶-۱۴): پاسخ پله با تاخیر ۰.۲ ثانیه ای در مسیر فیدبک ۱۳۱
- شکل (۶-۱۵): پاسخ پله با تاخیر ۰.۳ ثانیه ای در مسیر فیدبک ۱۳۱
- شکل (۷-۱): توابع تعلق برای ورودی خطا ۱۳۸
- شکل (۷-۲): بلوک دیاگرام سیستم کنترل ۱۴۲

- شکل (۷-۳): مسیر مطلوب..... ۱۴۵
- شکل (۷-۴): عملکرد سیستم کنترل با روش پیشنهادی..... ۱۴۵
- شکل (۷-۵): ولتاژ موتورها با روش پیشنهادی ۱۴۵
- شکل ۷-۶: تطبیق پارامترها در سیستم فازی نوع-۲..... ۱۴۶
- شکل (۷-۷): سیگنال گشتاور..... ۱۴۶
- شکل (۷-۸): عملکرد سیستم فازی نوع اول در حضور اغتشاش خارجی ۱۴۷
- شکل (۷-۹): عملکرد سیستم فازی نوع دوم در حضور اغتشاش خارجی ۱۴۷
- شکل (۷-۱۰): مسیر مطلوب..... ۱۴۹
- شکل (۷-۱۱): خطای ردگیری سیستم کنترل با سیستم فازی نوع دوم ۱۴۹
- شکل (۷-۱۲): ولتاژ موتورها در ردگیری مسیر مطلوب..... ۱۴۹
- شکل (۸-۱): بلوک دیاگرام سیستم کنترل..... ۱۶۱
- شکل (۸-۲): خطای ردگیری سیستم کنترل..... ۱۶۳
- شکل (۸-۳): سیگنال کنترلی در سیستم کنترل..... ۱۶۳
- شکل (۸-۴): گشتاور اعمالی..... ۱۶۴
- شکل (۸-۵): عملکرد روش غیر خطی در حضور اغتشاش خارجی..... ۱۶۴
- شکل (۸-۶): عملکرد سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی در حضور اغتشاش خارجی..... ۱۶۵
- شکل (۸-۷): سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش خارجی..... ۱۶۵
- شکل (۸-۸): گشتاور اعمالی در حضور اغتشاش خارجی..... ۱۶۵
- شکل (۹-۱): بلوک دیاگرام سیستم کنترل..... ۱۷۲
- شکل (۹-۲): خطای ردگیری کنترل کننده فازی نوع دوم PD..... ۱۷۹
- شکل (۹-۳): ولتاژ موتورها با استفاده از کنترل کننده فازی نوع دوم PD..... ۱۷۹
- شکل (۹-۴): عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش با کنترل کننده فازی نوع اول PD ۱۸۰
- شکل (۹-۵): عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش با کنترل کننده فازی نوع دوم PD ۱۸۰
- شکل (۹-۶): عملکرد ردگیری سیستم کنترل با در نظر گرفتن معیار ISE..... ۱۸۰
- شکل (۹-۷): عملکرد ردگیری سیستم کنترل با در نظر گرفتن معیار ISU..... ۱۸۱

فهرست جدول ها

- جدول (۱-۲): جدول پارامترهای رابط مربوط به ربات هنرمند ۳۲
- جدول (۲-۲): پارامترهای ربات هنرمند با روش دناویت- هارتنبرگ ۵۳
- جدول (۳-۲): پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند ۵۳
- جدول (۴-۲): پارامترهای موتور ۵۳
- جدول (۱-۶) : پارامترهای دینامیک ربات ۱۲۲
- جدول (۲-۶): پارامترهای موتورها ۱۲۳
- جدول (۳-۶): ضرایب مقیاس کنترل کننده ها ۱۲۳
- جدول (۴-۶): ضرایب مقیاس بهینه ۱۲۸
- جدول (۵-۶) : بررسی اثر اغتشاش خارجی بر عملکرد سیستم کنترل ۱۳۰
- جدول (۱-۷): مقایسه عملکرد سیستم در ردگیری با تغییر دامنه اغتشاش ۱۴۸
- جدول (۱-۹): ضرایب مقیاس ۱۷۸

فصل اول:

مقدمه و مروری بر کارهای قبلی

- ❖ مروری بر ادبیات موضوع
- ❖ مقدمه ای بر سیستم های فازی نوع-۲ و کارهای قبلی
- ❖ جایگاه ربات های با مفاصل انعطاف پذیر و مروری بر کارهای قبلی
- ❖ کنترل گشتاور
- ❖ کنترل ولتاژ
- ❖ مروری بر اهداف

۱-۲ مروری بر ادبیات موضوع

ادبیات موضوع در سه بخش عمده مورد بررسی قرار می‌گیرد. نخست تحقیقات و پژوهش‌های قبلی در زمینه سیستم‌های فازی نوع-۲ مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس به جایگاه و کارهای انجام شده در زمینه کنترل ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر پرداخته می‌شود و در پایان محورهای اصلی این پایان‌نامه بیان می‌شوند.

۲-۲ مقدمه‌ای بر سیستم‌های فازی نوع-۲ و کارهای قبلی

همزمان با پیشرفت‌های بشر در فناوری، علم کنترل نیز به موازات آن، پیشرفت نموده و سیستم‌های کنترل، مجهزتر و پیچیده‌تر شده‌اند. از نتایج این پیچیدگی، آن است که اولاً مدل‌سازی سیستم‌ها دشوارتر گردیده و حتی در مواردی، دست یافتن به یک مدل مناسب، نیاز به ماه‌ها و سال‌ها وقت و صرف هزینه‌های بسیار دارد. از سوی دیگر، روش‌های کنترلی این سیستم‌ها نیز خود تبدیل به یک مشکل بزرگ برای طراحان گشته‌اند، چرا که روش‌های مبتنی بر مدل، ناکارآمدی خود را در کنترل سیستم‌های پیچیده نشان داده‌اند. طراحی کنترل‌کننده‌های کلاسیک پیچیده‌تر، نظیر کنترل‌کننده‌های تطبیقی و مقاوم نیز به صرف زمان و دقت بسیار دارد. از این رو در سال‌های اخیر، استقبال چشمگیری از حضور ابزار هوشمند در طراحی سیستم‌های کنترل شده است که شاخص‌ترین آنها سیستم فازی و شبکه‌های عصبی می‌باشند.

یکی از کنترل‌های قدرتمند در کنترل سیستم‌های دارای دینامیک مدل نشده کنترل‌کننده‌های فازی هستند که در حوزه الگوریتم‌ها هوشمند قرار می‌گیرند. الگوریتم‌های هوشمند یک فضای تحقیقاتی مهم جدیدی هستند که استفاده از دانش بشری در طراحی کنترل‌کننده‌ها را ممکن می‌کنند. منطق فازی در طراحی کنترل‌کننده‌ها دارای مزایایی از قبیل عدم نیاز به مدل ریاضی بسیار دقیق از سیستم می‌باشد. به

عبارت دیگر استفاده از متغیرهای فازی در مقابل متغیرهای صریح^۱ این امکان را به ما می‌دهد تا بتوانیم رفتار سیستم را در محدوده وسیعی از تغییرات پارامترهای آن مد نظر داشته باشیم. و کنترل کننده ای که برای این سیستم طراحی می‌کنیم در محدوده تغییرات، پایدار و مقاوم باشد. این دو خصوصیت از مهمترین مزیت های کنترل کننده فازی است.

منطق فازی تاکنون در شاخه های مختلف علوم بکار رفته است. اما شاید مهمترین کاربردهای آن را در سیستم های کنترل بیابیم. از آنجا که منطق فازی در ژاپن رشد چشمگیری داشته است شاید ژاپن را بتوان منشا کاربرد فازی در صنعت دانست. سوگنو برای اولین بار کنترل کننده فازی را با حدود ۱۰۰ قانون برای کنترل یک بالگرد در شرایط خطر ارائه داد. این مسئله بوسیله روش های کنترلی کلاسیک قابل حل نبود و انسان هم برای کنترل بالگردها در این شرایط با مشکل مواجه بوده است. بنابراین، این مسئله یکی از مهمترین دستاوردهای منطق فازی است. نشان داده شده است که این منطق تا زمانی که از منطق کنترلی موجود بشر تقلید کند، گزینه‌ای عالی برای کاربرد در بسیاری از سیستم‌های کنترلی خواهد بود.

عدم دقت در مدل سازی می تواند اثرات نامطلوب شدیدی بر سیستم های غیر خطی بگذارد. عدم دقت در مدل سازی ممکن است ناشی از عدم قطعیت های سیستم (به عنوان مثال پارامترهای نامعلوم سیستم)، یا به خاطر انتخاب هدفدار، یک نمایش ساده از دینامیک‌های سیستم باشد(به عنوان مثال مدل سازی اصطکاک به صورت خطی). عدم قطعیت ها به دو دسته قابل تقسیم هستند:

(۱) ساختاری (پارامتری)

(۲) غیر ساختاری (دینامیک های مدل نشده)

^۱ Crisp

نوع اول عدم قطعیت به عدم دقت در تعیین مقادیر پارامترها که در مدل دینامیکی سیستم هستند، مربوط می‌شود. در حالی که نوع دوم عدم قطعیت به عدم دقت در مرتبه سیستم (یعنی تخمین مرتبه پایین تر) مربوط می‌شود.

همانطور که می‌دانیم سیستم‌های فیزیکی دارای ماهیتی غیر خطی هستند. کنترل این سیستم‌ها که هم دارای عدم قطعیت ساختاری^۱ و هم عدم قطعیت غیر ساختاری^۲ می‌باشند امری دشوار می‌باشد [۱]. شیوه‌های طراحی کنترل غیر خطی از قبیل کنترل بهینه، کنترل تطبیقی، کنترل هوشمند، خطی سازی فیدبکی و کنترل مود لغزشی در این نوع از مسایل کنترلی بسیار موفق عمل می‌کنند [۲]. توابع تعلق کنترل کننده‌های فازی بصورت دقیق بر مبنای دانش بشری انتخاب می‌شوند یعنی در طراحی آنها هیچ عدم قطعیتی در نظر گرفته نمی‌شود. در صورتی که در بسیاری از شرایط که با عدم قطعیت روبرو هستیم تعیین دقیق توابع تعلق ممکن نیست [۳]. مثلاً در پیش بینی سری زمانی تعیین دقیق توابع تعلق بخاطر وجود نویز در اطلاعات امکان پذیر نیست. از طرفی با تغییر شرایط محیط عملکرد کنترل کننده فازی نوع ۱- کاهش یافته که منجر به کنترل ضعیف سیستم می‌شود [۴]. در واقع، کنترل کننده‌های فازی نوع-۱ در مدل کردن و جبران عدم قطعیت با محدودیت مواجه هستند. از این رو، در جاهایی که شرایط محیط دائماً در حال تغییر و عملکرد سیستم تحت تاثیر نویز شدید است چندان جوابگو نیستند [۴].

این مشکلات کاربرد سیستم‌های فازی نوع-۱ را با چالش‌هایی مواجه کرد که مدت‌ها هیچ توجه‌ای با آن نشده بود. زاده با شناخت این نواقص عملکردی در سال ۱۹۷۵ یعنی ده سال بعد از معرفی فازی نوع-۱، نسل جدیدی از سیستم‌های فازی که به نوع-۲ معروف شدند را معرفی کرد [۵]. ویژگی منحصر به فرد این سیستم‌ها در این است که توابع تعلق آنها خود فازی هستند. یعنی درجه توابع تعلق مجموعه‌ای در بازه [0 1] است. از این رو توابع تعلق فازی نوع-۱ دو بعدی و درجه توابع تعلق فازی نوع-۲ سه بعدی

¹ Structured uncertainty

² Unstructured uncertainty

هستند. در واقع فازی نوع-۲ توسعه یافته نوع-۱ با داشتن یک بعد اضافه می‌باشند. که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع-۱ فراهم می‌کند. سه بعدی بودن توابع تعلق، سیستم های فازی نوع-۲ را قادر به مدل کردن و از بین بردن بیشتر عدم قطعیت‌ها می‌کند [۶]. در واقع اگر فازی نوع-۱ را بعنوان یک تقریب گر درجه اول در نظر بگیریم فازی نوع-۲ تقریب گر درجه دو است [۷].

تا کنون از فازی نوع-۲ در کاربرد های گوناگونی بصورت موفقیت آمیزی استفاده شده است. در [۸] برای تصمیم گیری فازی از فازی نوع-۲ استفاده شده است. در [۹] برای تقریب تابع از فازی نوع-۲ استفاده شده است که نتایج نشان می‌دهد که هنگامی که اطلاعات دارای نویز باشند عملکرد فازی نوع-۲ بسیار بهتر از فازی نوع-۱ است.

یکی از کاربردهای موفقیت آمیز و جالب توجه فازی نوع-۲، استفاده از آن در کنترل سرعت موتور زیر دریایی است [۴]. موتورهای زیردریایی بسیار حجیم بوده و دارای قدرت خروجی زیادی هستند. در این موتورها کوچکترین تغییری در سرعت می‌تواند آسیب جدی به مجموعه موتور و بار مربوطه برساند. علاوه بر این، در بعضی از کاربردها مثل ژنراتورها، سرعت موتور باید کاملاً ثابت باشد. زیرا مثلاً فرکانس 50 Hz نیاز به راه اندازی موتور در سرعت 1000 rpm دارد و کوچکترین تغییری در سرعت منجر به تغییر فرکانس می‌شود که اثرات مخربی را به همراه دارد. از آنجا که موتورهای زیردریایی در یک محیط به شدت نویزی و مرطوب کار می‌کنند و با تغییر بار و سوخت روبرو هستند، انتخاب یک روش کنترل مناسب برای کنترل دقیق سرعت موتور و غلبه بر این عدم قطعیت‌ها ضروری است. به‌خاطر سادگی، از کنترل کننده‌های PID برای کنترل سرعت موتور زیردریایی استفاده شده است. محققان زیادی انواع مختلفی از PID های بهینه را برای اینکار پیشنهاد داده‌اند. در واقع، در عمل این تکنیک‌ها یک نقطه شروع را برای تنظیم دستی بوسیله یک شخص با تجربه فراهم می‌کنند. از کنترل فازی نوع-۱ نیز برای کنترل سرعت این موتورها استفاده شده است. اما از آنجا که این موتورها با عدم قطعیت‌های متنوع و گسترده ای روبرو

هستند و فازی نوع-۱ فقط تا حدودی می‌تواند عدم قطعیت‌ها را جبران نماید، استفاده از کنترل فازی نوع-۱ برای این کار نیاز به تنظیم پیوسته‌ی آن برای شرایط مختلف یا استفاده از چندین کنترل فازی نوع-۱ با هم دارد. از آنجا که فازی نوع-۲ توانایی بیشتری در رویارویی با عدم قطعیت‌ها دارد اخیراً از کنترل فازی نوع-۲ بصورت موفقیت‌آمیزی برای کنترل سرعت موتور زیردریایی استفاده شده‌است. نتایج نشان می‌دهد با توجه به اینکه موتور در یک محیط نویزی قرار دارد کنترل فازی نوع-۲ یک کنترل کننده نوید بخش برای کنترل دقیق و مقاوم سرعت است.

در [۱۰] از کنترل فازی نوع-۲ به منظور پایدارسازی پاندول معکوس با در نظر گرفتن مسئله پایداری استفاده شده است. شرایط پایداری با استفاده از نامساوی های مثلثی^۱ بر مبنای تابع لیاپانوف بدست آمده اند و نتایج حاکی از برتری کنترل فازی نوع-۲ نسبت به نوع-۱ دارد. در [۱۱] از کنترل فازی-عصبی با مود لغزشی برای کنترل یک سیستم غیرخطی با اطلاعات آموزشی نویزی در حضور اغتشاش استفاده شده است. در این مقاله کنترل کننده ترکیبی حاصل هم با فازی نوع-۲ و هم با فازی نوع-۱ طراحی شده است. نتایج نشان می‌دهد فازی نوع-۲ به ردگیری بهتری می‌انجامد. در [۱۲] از فازی نوع-۲ بصورت موفقیت‌آمیزی بمنظور پیش بینی سری زمانی استفاده شده است. در [۱۳] از کنترل فازی نوع-۱ و نوع-۲ بمنظور کنترل سطح مایع در یک سیستم که دارای ماهیتی غیرخطی و دارای تاخیر زمانی است استفاده شده است. نتایج تجربی نشان می‌دهد که وقتی خطای مدل سازی کم است هر دو کنترل کننده دارای عملکردی مشابه بوده و قادر به حذف نواسانات هستند ولی وقتی خطای مدل سازی زیاد است کنترل فازی نوع-۲ بسیار بهتر از فازی نوع-۱ پاسخ می‌دهد و سطح مایع زودتر به سطح مطلوب می‌رسد. همانطور که دیدیم محور اکثر تحقیقات انجام شده در زمینه سیستم های فازی نوع-۲ استفاده از آن به عنوان یک کنترل کننده است. تا کنون کارایی سیستم‌های فازی نوع-۲ در تخمین عدم قطعیت‌ها مورد

^۱ LMI

بررسی قرار نگرفته است که پرداختن به این موضوع همانطور که بعداً نیز خواهد آمد یکی از محور های اصلی این تحقیق است.

۳-۲ جایگاه ربات های با مفاصل انعطاف پذیر و مروری بر کارهای قبلی

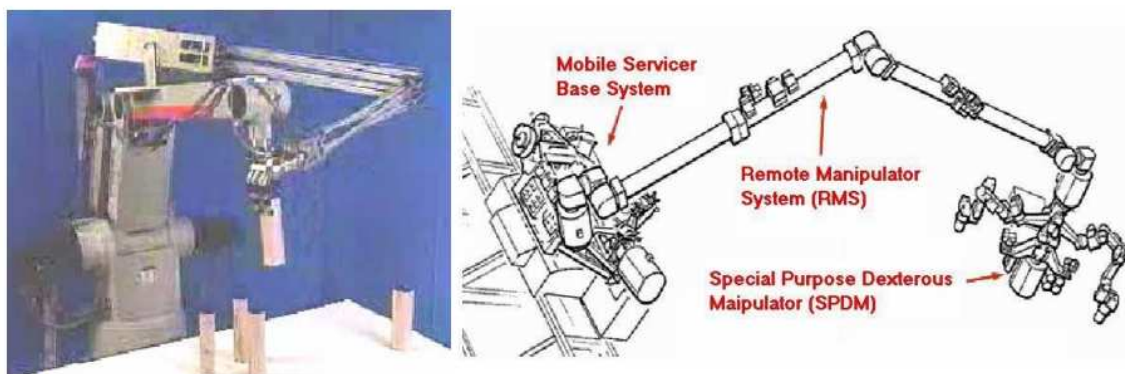
طراحی کنترل برای ربات ها از اوایل دهه ۱۹۷۰، توجه مهندسين کنترل را به خود جلب کرد. کم کم ربات ها، در کاربرد های متنوعی مورد استفاده قرار گرفتند. امروزه ربات های چند محوره^۱، در کاربردهای مختلف فضایی، صنعتی و غیره بکار گرفته شده اند که اغلب با کنترل کننده های متداول مانند کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی - مشتقی (PID) کار می کنند. می توان ادعا کرد، مساله کنترل مکان برای ربات های صلب، امروزه بطور مناسبی فهمیده و حل شده است. اما رفته رفته که ربات های تنومند متداول، با ربات های کوچکتر، سبکتر، سریعتر و باهوشتر جدید جایگزین می شوند، دیگر کنترل کننده های متداول PID پاسخ مناسبی نمی دهند و مسائل جدیدی در مهندسی کنترل پیش می آید. برهمکنش ربات ها با محیط اطراف باعث ایجاد نیاز به کنترل نیرو و کنترل امیدانس می شود. همکاری چند ربات برای انجام یک کار، مثل برداشتن اجسام سنگین یا غیر صلب، کارکرد بر مبنای اطلاعات دیداری و کارکرد از دور^۲ به عنوان مثال برای انواع کاربرد های فضایی، ماشین های عمرانی و کشاورزی، جراحی های دقیق از دیگر موضوعات مطرح در کنترل ربات هاست [۱۴].

اگر از دید کاربردی به مساله بنگریم، در چندین سال اخیر پیشرفت رباتیک از کاربردهای متداول صنعتی به سمت کاربردهای جدید، مثل ربات های پیشرفته فضایی و ربات های خدمتکار سوق پیدا کرده است [۱۵]. این ربات ها برای کار در فضا، جابجایی در مسافت های طولانی و انجام عملیات دقیق نیازمند تولید گشتاور بالا در سرعت های پایین می باشند. از این رو بسیاری از ربات ها از سیستم انتقال قدرت (جعبه دنده) برای افزایش گشتاور و کاهش سرعت استفاده می کنند. با توجه به نیازهای جدید، استفاده از

¹ Link

² Teleoperation

هارمونیک درایو^۱ به علت ویژگی های خوب شان مانند نسبت تبدیل های بالا در حجم و فضای کوچک، تقریباً عدم وجود لقی، هم محور بودن محور های ورودی و خروجی، قابلیت انتقال گشتاور های زیاد و راندمان بالا در حدود ۹۰-۹۵ درصد امری اجتناب ناپذیر گردیده است [۱۶]. از جمله مشهور ترین کاربرد فضایی آن را می توان استفاده در ایستگاه فضایی آلفا در شکل (۱-۱) نام برد. حتی اگر کاربرد های فضایی را در نظر نگیریم طراحی و ساخت دست ماهر چه برای کاربرد های فضایی و چه برای دیگر کاربردها همواره از موضوعات مطرح در رباتیک بوده است. نتیجه این تلاش ها تا چند سال قبل ساخته شدن دست هایی بود که یا درجات آزادی کمی داشتند و یا اگر تعداد درجات آزادی آنها از شش تجاوز می کرد آنقدر سیم و شیلنگ یا میله از خارج به میچ دست برای کنترل انگشتان متصل بود که مانند شکل (۱-۲) عملاً آنرا غیر قابل استفاده می کرد. یکی از تلاش های موفق در زمینه ساخت دست و بازویی شبیه دست و بازوی انسان در مرکز پژوهش های فضایی آلمان انجام گرفته است. از مهمترین مشخصات ساختاری این دست و بازو استفاده از هارمونیک درایو در بازو برای رد کردن سیم ها و تجهیزات الکترونیکی و کنترل از میان محور بازو و استفاده از میکرو هارمونیک درایو در انگشتان دست است. این نوع هارمونیک درایو



شکل (۱-۱): بازوی ایستگاه فضایی بین المللی [۱۹]

شکل (۱-۲): دست چهار انگشتی و میله های کنترل

آن [۱۹]

^۱ Harmonic drive

که به تازگی عرضه شده است دارای نسبت تبدیل بین ۱:۵۰۰ و ۱:۱۰۰۰ هستند و توانایی انتقال گشتاور 10mNm در سرعت ۱۰۰rpm را دارا هستند. بنا بر ادعای طراحان، مهمترین منشا خطا و ناشناخته ترین بخش این پروژه از نظر مدل سازی، همین هارمونیک درایوها هستند که بخاطر مزیت‌های زیادشان ناگزیر به استفاده از آنها شده اند.

پس از معرفی سیستم‌های انتقال قدرت جدید به نام هارمونیک درایو، استفاده وسیع از این فن آوری جدید در طراحی و ساخت ربات‌ها صورت پذیرفت. همانطور که گفته شد هارمونیک درایو سیستم جعبه دنده مخصوصی است که مکانیزم انتقال قدرت در آن توسط یک المان انعطاف‌پذیر صورت می‌گیرد [۱۶]. بدینوسیله کاهش سرعت‌های نسبتا بالا در حجم بسیار کم امکان‌پذیر است. از سویی استفاده از هارمونیک درایوها و همچنین سنسورهای گشتاور در طراحی ربات‌ها باعث شده که صلب بودن مفاصل تحت الشعاع قرارگیرد. بدلیل انعطاف‌پذیری مفاصل، زاویه حرکت محور موتور مستقیما به محور بازوی ربات مربوط نمی‌شود و این در بسیاری از کاربردها که نیاز به دقت بالا می‌باشد مشکل ایجاد می‌کند. نوسانات ناخواسته در اثر انعطاف مفاصل، محدودیت پهنای باند را برای همه الگوریتم‌های کنترلی که بر مبنای ربات‌های صلب طراحی شده‌اند تحمیل کرده، علاوه بر این، ممکن است مشکلات پایداری را برای قوانین کنترل فیدبکی که تاثیر انعطاف مفاصل را ناچیز گرفته اند بوجود آورد [۱۷]. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از نوسانات، انعطاف‌پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل‌کننده منظور شود [۱۸].

به کارگیری هارمونیک درایو و حس‌گرهای اندازه‌گیری گشتاور باعث ایجاد انعطاف‌پذیری در مفاصل می‌شود. همانطور که دیدیم در بسیاری از کاربردهای جدید مساله اصلی برای کنترل ربات‌ها با مفاصل انعطاف‌پذیر است که نتیجه ذاتی القا شده از طرف ساختار ربات است [۱۵]. البته برای جلوگیری از ایجاد انعطاف‌پذیری و اصطحاک غیر خطی و لقی و دیگر موارد ناشی از جعبه دنده می‌توان ربات‌ها را بدون

جعبه دنده و با رانش مستقیم^۱ ساخت. اما این کار مستلزم استفاده از موتورهای سنگین است و مشکلات خاص خود را به همراه دارد. علاوه بر مفصل، استفاده از بازوهای کم وزن و انعطاف پذیر نیز حرکت پذیری بالا و سرعت زیاد را به ارمغان می‌آورد و انرژی مصرفی را کم می‌کند. در واقع صلب بودن و انعطاف پذیری هر کدام مزیت‌های خود را دارند: در کاراندازه‌های صلب پهنای باند بالایی برای اعمال نیرو داریم که کار را ساده می‌کند. از طرف دیگر اگر از کاراندازه‌های انعطاف‌پذیر استفاده شود کنترل نیروی پایدار و کم نویز به علاوه ایجاد ایمنی در تعامل با اشیای خارجی و برخورد های اتفاقی را خواهیم داشت. یعنی بهتر است مصالح‌های انجام گیرد [۱۹]. پس در خیلی از موارد ناگزیر با ربات‌های انعطاف پذیر روبرو خواهیم شد. منشا ایجاد انعطاف‌پذیری در مفاصل اغلب سیستم انتقال توان از جمله تسمه، چرخ دنده و هارمونیک درایو است [۱۸]، [۲۰]. همچنین حس‌گرهای گشتاور و یا برخی از کاراندازه‌ها نیز می‌توانند منشا انعطاف پذیری باشند.

پژوهش بر روی کنترل ربات‌ها با مفاصل انعطاف پذیر از اوایل دهه ۸۰ شروع شده است. نویسندگان بطور تجربی و نظری نشان دادند که لحاظ نکردن انعطاف پذیری در قانون کنترل باعث افت عملکرد شده و نمی‌توان پهنای باند مطلوب را از سیستم گرفت [۱۷]، [۲۰]. در واقع، محققان بیان کرده‌اند که در ربات‌های متداول که یک مفصل چرخشی توسط یک موتور DC از طریق هارمونیک درایو بکار انداخته می‌شود، ضریب فتری مفصل در قیاس با دیگر پارامترهای سیستم، بسیار بزرگ، و میرایی مفصل کوچک می‌باشد. در نتیجه با تشدید شدیدی روبرو خواهیم بود که اگر آنرا در نظر نگیریم حتی می‌تواند منجر به ناپایداری گردد [۱۷]. نویسندگان با صرف نظر از نیروهای کوریولیس و جانب مرکز به یک مدل خطی رسیده و بر مبنای آن روشی برای کنترل آن پیشنهاد کرده‌اند که نتایج برای سرعت و دقت بالا مطلوب نمی‌باشد [۲۱].

^۱ Direct Drive

از سویی دیگر، خاصیت انعطاف‌پذیری در ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر باعث بروز رفتار دوگانه با دو ثابت زمانی کوچک و بزرگ می‌گردد. این رفتار از همان ابتدا پژوهشگران را به استفاده از روش انحراف تکین برای مدل‌سازی ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر هدایت کرد [۲۰]. در سال ۱۹۸۷ اسپانگ^۱ با ناچیز شمردن تاثیرات حرکت محور بر روی انرژی جنبشی روتور، با استفاده از نظریه انحراف تکین مدلی برای ربات‌های چند محوره با مفاصل انعطاف‌پذیر ارائه کرد که قابلیت خطی‌سازی را نیز دارا بود [۲۲]. در همان مقاله او یک روش کنترلی به روش خطی‌سازی با فیدبک انعطاف‌پذیر ارائه نمود. این روش برای عدم قطعیت پارامتری مقاوم است اما نیاز به اندازه‌گیری شتاب دارد. علاوه بر این در مقایسه با روش خطی‌سازی فیدبکی دارای محاسبات بیشتری است. روش‌های متنوع دیگری نیز برای کنترل ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر ارائه شده است. یکی از این روش‌ها کنترل تطبیقی است. کارهای تطبیقی برای ربات‌های صلب به دو شاخه تقسیم می‌شوند [۲۳]. رویکرد اول تعمیم روش گشتاور محاسبه شده یا دینامیک معکوس هستند که به رویکرد تطبیقی دینامیک وارون معروف شده‌اند و در آن کنترل‌کننده سیستم حلقه بسته را با فیدبک خطی می‌کند. در رویکرد دوم از خاصیت غیر فعال بودن ربات‌های صلب و حفظ آن بصورت تطبیقی استفاده می‌شود [۲۴]. دینامیک وارون تطبیقی را می‌توان با فرض‌های مختلفی پیاده‌سازی کرد. به عنوان مثال، این روش با فرض اندازه‌گیری شتاب و کراندار بودن معکوس ماتریس اینرسی^۲ ارائه شده است. اما دینامیک وارون تطبیقی را می‌توان طوری پیاده‌سازی کرد که به فرض اندازه‌گیری شتاب نیازی نداشته باشند. قوانین تطبیق^۳ در دینامیک وارون را می‌توان به دو صورت استفاده از خطای ردگیری^۴ یا خطای پیش‌بینی^۵ (خطای بین پارامترهای تخمین زده شده و پارامترهای واقعی) طراحی نمود. باید توجه داشت که در تمام روش‌های فوق فقط عدم قطعیت پارامتری لحاظ شده است. علاوه بر

¹ Spong

² inertia matrix

³ Adaptation law

⁴ Tracking error

⁵ Prediction error

این، تنظیم پارامترهای قوانین تطبیق ممکن است کار ساده ای نباشد. نکته مهم دیگر در مورد روش‌های تطبیقی، مسئله تحریک پایا است. در این روشها، چون در حال شناسایی پارامترهای سیستم هستیم تحریک پایا بودن سیگنال‌های تحریک ضروری است [۲۵]. با توجه به این بحث می‌توان نتیجه گرفت که روش‌های تطبیقی مورد استفاده در ربات‌های صلب مستقیماً برای ربات‌های انعطاف پذیر قابل استفاده نیستند.

خراسانی در [۲۳] شرح داد که چگونه روش‌های تطبیقی صلب باید با فرضیات مشخصی برای ربات‌های انعطاف پذیر تغییر داده شوند. در این مقاله یک کنترل تطبیقی ارائه شده که احتیاج به اندازه‌گیری شتاب و سرعت از معایب آن است. استفاده از فیدبک بهره بالا که عموماً برای تقلیل اثرات غیر خطی بکار می‌رود و استفاده از تطبیق سریع می‌تواند منجر به تحریک دینامیک‌های مدل نشده و در نتیجه ایجاد مشکلات پایداری گردد که این یکی دیگر از مشکلات کنترل تطبیقی در ربات‌های انعطاف پذیر است [۲۲]، [۲۳]. خراسانی و همکارانش در [۲۶] نشان دادند که شبکه عصبی خیلی از مشکلات ربات‌های انعطاف پذیر را حل می‌کند. ایده شبکه عصبی هم بصورت تطبیقی [۲۷] و هم بصورت مقاوم [۲۸] پیاده شده است.

کنترل غیر خطی مقاوم^۱ بازوه‌های رباتیک [۲۹]، [۳۰] نیز تلاشی دیگر برای بهبود عملکرد روش خطی سازی فیدبکی جهت غلبه بر عدم قطعیت است. در این روش طراحی قانون کنترل با توجه به مدل نامی^۲ سیستم صورت می‌گیرد. پایداری سیستم با روش لیاپانوف اثبات می‌شود و برای جبران عدم قطعیت‌ها یک جمله به قانون کنترلی که خطی سازی فیدبکی را انجام می‌دهد، اضافه می‌شود. مقدار این جمله با استفاده از باند عدم قطعیت سیستم و شرط منفی بودن مشتق زمانی تابع لیاپانوف بدست می‌آید. در مقایسه با روش‌های تطبیقی که به آن اشاره شد، این تکنیک قابلیت بیشتری دارد، چون می‌تواند علاوه بر

^۱ Robust Nonlinear Control

^۲ Nominal model

عدم قطعیت پارامتری، عدم قطعیت ناشی از دینامیک های مدل نشده^۱ و اغتشاش خارجی^۲ را نیز جبران کند. مزیت دیگر این روش نسبت به روش های تطبیقی این است که نیازی به شناسایی پارامترهای سیستم ندارد. بنابراین، تحریک پایا نبودن سیگنال های تحریک مشکلی بوجود نمی آورد.

با ظهور منطق فازی به عنوان یک ابزار توانمند در کنترل سیستم های همراه با عدم قطعیت و پیچیده، تحول شگرفی در مهندسی کنترل بوجود آمد. چون به کمک قوانین فازی می توان سیستم هایی را توصیف کرد که مدل ریاضی دقیقی از آنها در اختیار نیست. روش های فازی تطبیقی غیر مستقیم^۳ از این ایده استفاده می کند [۳۱]، [۳۲]. ویژگی دیگر منطق فازی، مدل سازی دانش و توانایی انسان به منظور کنترل سیستم های پیچیده می باشد [۳۳] که روش فازی تطبیقی مستقیم^۴ [۳۴] این امکان را فراهم می کند. علاوه بر این، می توان روش های تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم را با هم ترکیب نمود و روشی بدست آورد که عملکرد بهتری داشته باشد [۳۵]. به همین دلیل در سال های اخیر، محققان تمرکز بیشتری روی کنترل فازی داشته اند و تلاش های فراوانی برای کنترل مقاوم ربات های صلب با استفاده از کنترل فازی صورت گرفته است [۳۵] تا [۳۸]. البته استفاده از کنترل فازی نوع-۲ در کنترل ربات ها بسیار محدود است [۳۹]. مثلاً در چند مورد برای کنترل ربات های سیار^۵ استفاده شده است. در [۴۰] از کنترل فازی نوع دوم و الگوریتم ژنتیک برای کنترل ردگیری ربات های سیار با استفاده از کنترل گشتاور استفاده شده است. در این مقاله نشان داده شده است که عملکرد کنترل فازی نوع-۲ به مراتب از کنترل فازی نوع-۱ در مواجهه با نویز بهتر است. در [۴۱] کنترل کننده فازی نوع-۲ بصورت موفقیت آمیزی برای کنترل ربات سیار بکار برده شد. نتایج عملی حاکی از عملکرد خوب کنترل کننده فازی نوع-۲ در مواجهه با نویز دارد. در [۴۲] نیز یک کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی برای کنترل یک ربات صلب دو محوره پیشنهاد شده

¹ Unmodeled dynamics

² External disturbance

³ Indirect Adaptive Fuzzy

⁴ Direct Adaptive Fuzzy

⁵ Mobile robot

است. در این مقاله با در نظر گرفتن فرضیاتی پایداری سیستم حلقه بسته بررسی شده و نتایج نشان می-دهد که کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی در مواجهه با نویز با صرف تلاش کنترلی کمتر (هزینه کمتر) می تواند به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. البته در این مقاله نیز دینامیک محرکه در نظر نگرفته شده است. در [۴۳] از الگوریتم ژنتیک برای طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ و اعمال آن به ربات سیار استفاده شده است. کنترل کننده فازی نوع-۲ تنها در یک مورد برای کنترل یک ربات تک محوره با مفصل انعطاف پذیر استفاده شده است [۴۴]. البته در این مقاله از یک مدل ساده شده (بدون تزویج) استفاده شده و پایداری سیستم حلقه بسته نیز بررسی نشده است. در [۴۵] نیز به عنوان یک کاربرد دیگر از سیستم های فازی نوع دوم بر مبنای اطلاعات ورودی و خروجی برای شناسایی دست ربات استفاده شده است. نکته قابل توجه این است که در این مقالات محدود مدل مورد استفاده ساده بوده و دینامیک محرکه نیز در نظر نگرفته شده است. علاوه بر این هیچ روش منظمی برای اعمال کنترل فازی نوع-۲ به ربات های با چندین درجه آزادی با حفظ پایداری بیان نشده است. در حالت کلی روش های مورد بحث را می توان به دو گروه عمده کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ تقسیم کرد.

۱-۱-۱ کنترل گشتاور

اکثر روش های ارائه شده برای کنترل ربات، مبتنی بر کنترل گشتاور هستند و کنترل کننده گشتاور ورودی مفاصل را محاسبه می کند. باید توجه داشت که در عمل این گشتاور مستقیماً نمی تواند به سیستم اعمال شود، بنابراین محرکه های سیستم رباتیک باید بگونه ای تحریک شوند که سبب ایجاد گشتاور مورد نظر شوند. حال این سوال مطرح می شود که به ورودی محرک چه سیگنالی باید اعمال کنیم. علاوه بر این، بسیاری از روش های کنترل گشتاور مانند روش کنترل مقاوم غیر خطی، مبتنی بر مدل نامی سیستم هستند. با توجه به حضور دینامیک های ربات در مدل نامی، تفاوت چندانی بین مدل نامی و مدل واقعی از لحاظ دشواری و پیچیدگی وجود ندارد. در این روش ها، از دینامیک محرکه که گشتاور مطلوب را برای

ربات ایجاد می کند، صرف نظر می شود [۳۵] تا [۴۴]. حجم بالای محاسباتی کنترل کننده و محدودیت پیاده سازی عملی مانند حجم حافظه مورد نیاز و زمان نمونه برداری سبب ایجاد مشکلاتی در بکارگیری قوانین کنترل گشتاور شده است. نکته مهم دیگر در مورد روش های کنترل گشتاور، فیدبک های مورد نیاز برای پیاده سازی قانون کنترل است. در اکثر این روش ها، علاوه بر فیدبک موقعیت، فیدبک سرعت و گاهی شتاب نیز نیاز است [۲۵]. خطای اندازه گیری و همراه شدن نویز با سیگنال های فیدبک شده، سبب تضعیف عملکرد سیستم کنترل و کاهش قابلیت اطمینان کل سیستم می شود. بنابراین، استفاده از روش جدیدی برای کنترل ربات که بتواند بر مشکلات ذکر شده غلبه کند ضروری بنظر می رسد.

۲-۱-۱ کنترل ولتاژ

همانطور که بیان شد استراتژی کنترل گشتاور با مشکلات اساسی مواجه است. در مقابل، استراتژی کنترل ولتاژ که اخیراً مورد توجه محققان قرار گرفته است معایب روش کنترل گشتاور را ندارد. مهمترین مزیت استراتژی کنترل ولتاژ، عدم نیاز به مدل ربات^۱ در طراحی قانون کنترل است. در این استراتژی از موتورهای الکتریکی به عنوان محرکه استفاده می شود و بازوی ماهر ربات به عنوان بار این موتورها محسوب می شود که توسط موتورها به حرکت در می آید. ورودی موتورها سیگنال ولتاژ است و خروجی آن موقعیت زاویه ای موتور است. بنابراین در این استراتژی مسال اصلی کنترل موتور است و گشتاور مورد نیاز برای حرکت دادن مفاصل ربات به صورت گشتاور بار موتور در معادلات ظاهر می شود. به عبارت دیگر، این استراتژی مستقل از دینامیک پیچیده غیر خطی ربات است. زیرا از طریق کنترل موقعیت زاویه ای موتور به کنترل موقعی مفاصل می پردازد [۴۶] تا [۴۹].

استراتژی کنترل ولتاژ قابلیت های بسیاری دارد و می تواند بسادگی با سایر روش های کنترلی موجود از قبیل کنترل مقاوم، تطبیقی و فازی به کار گرفته شود. علاوه بر این، چون در این استراتژی مسئله

¹ Free from robot manipulator

اصلی کنترل موتور است، بنابراین می‌توان از تمام تکنیک‌هایی که جهت تحلیل و طراحی سیستم‌ها در کنترل خطی ارائه شده است برای کنترل ربات که یک سیستم غیر خطی است، استفاده نمود.

مقاوم نمودن این استراتژی در برابر عدم قطعیت‌ها یک میدان تحقیقاتی جدید و وسیع است. در سال‌های اخیر پیشرفت‌هایی در زمینه اندازه‌گیری شتاب با استفاده از کدگذار^۱ های نوری حاصل شده است. بر مبنای این تکنولوژی جدید، یک روش مقاوم مبتنی بر کنترل ولتاژ با استفاده از فیدبک شتاب ارائه شده است [۵۰]. روش کنترل مقاوم غیر خطی [۲۹]. نیز می‌تواند برای مقاوم نمودن استراتژی کنترل ولتاژ بکار گرفته شود. در [۵۱] روش‌هایی برای کاهش تاثیر عدم قطعیت در سیستم حلقه بسته پیشنهاد می‌شود. در [۵۲] یک روش مقاوم فازی برای کنترل ربات‌های الکتریکی^۲ ارائه شده است. تحلیل پایداری کنترل فازی بازوهای رباتیک با توجه به پیچیدگی مدل ربات بسیار مشکل است. اما در استراتژی کنترل ولتاژ می‌توان با پیشنهاد دادن یک تابع لیاپانوف ساده پایداری سیستم کنترل فازی را اثبات نمود [۱-۵۲].

کنترل فازی در فضای کار^۳ پیچیده تر از کنترل در فضای مفصلی^۴ است چون در فضای کار به ماتریس ژاکوبین^۵ نیاز داریم که پارامترهای زیادی دارد. در نتیجه، نسبت به کنترل در فضای مفصلی عدم قطعیت‌های سیستم افزایش می‌یابد [۵۳]. در [۵۴] یک روش کنترل مقاوم مبتنی بر کنترل گشتاور برای کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. ترکیب روش‌های کنترلی همچون کنترل مد لغزشی، خطی سازی فیدبکی و طراحی پسگام یکی دیگر از تکنیک‌های دیگر ارائه شده جهت کنترل گشتاور ربات در فضای کار می‌باشند [۵۵]. همانطور که گفته شد این روش‌ها پیچیده‌گی‌های خاص خود را دارند در حالی که اگر با استراتژی کنترل ولتاژ به کنترل ربات در فضای کار بپردازیم روابط بسیار ساده‌تر می‌شوند. در [۵۰] با استفاده از این استراتژی یک تکنیک ساده برای جبران عدم قطعیت جهت کنترل ربات در

¹ Encoder

² Electrically Driven Robot manipulators

³ Task space

⁴ Joint space

⁵ Jacobian matrix

فضای کار ارائه شده است. در این تکنیک نیازی به شناسایی هیچ پارامتری نداریم و فقط با استفاده از فیدبک گرفتن از ولتاژ خروجی کنترل کننده پس از یک تاخیر زمان کوچک، سیستم کنترل در برابر انواع عدم قطعیت ها اعم از عدم قطعیت پارامتری، دینامیک های مدل نشده و اغتشاش خارجی مقاوم می شود. از طرفی در نظر گرفتن انعطاف مفاصل کنترل ربات را بسیار پیچیده تر می کند. چون در مقایسه با ربات های صلب، تعداد متغیرها دو برابر می شود [۵۶]. علاوه بر این، به دلیل انعطاف، موقعیت رابط نمی تواند دقیقاً موقعیت محرکه را دنبال کند. بنابراین، قانون کنترل باید توانایی جبران خطای ناشی از انعطاف مفاصل را داشته باشد. برای کنترل ربات با مفاصل انعطاف پذیر، روش های بسیاری مبتنی بر کنترل گشتاور ارائه شده است [۳۵] تا [۴۴]. تحقیقات انجام شده در این زمینه نشان می دهد که کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر با استفاده از استراتژی کنترل گشتاور به روابط بسیار پیچیده ای منجر می شود. در حالی که اگر با استراتژی کنترل ولتاژ به آن پرداخته شود، دشواری های آن کاهش چشمگیری می یابد [۴۶] تا [۴۸]. البته در بعضی مقالات از جمله [۵۷] و [۵۸] روش های کنترل مقاومی با در نظر گرفتن دینامیک محرک بر مبنای کنترل گشتاور پیشنهاد شده است ولی منظور نمودن دینامیک محرک باعث پیچیدگی قانون کنترل شده است.

۴-۲ مروری بر اهداف

با توجه به مباحثی که در بخش های قبل بیان شد، کنترل ربات های انعطاف پذیر^۱ با چالش های از جمله غیرخطی بودن، پیچیدگی مدل، تزویج^۲ شدید و عدم قطعیت مواجه است. یکی دیگر از مشکلات موجود در کنترل ربات های انعطاف پذیر مشکل بزرگ بودن سیگنال کنترلی^۳ در عین حفظ عملکرد قابل قبول است. با توجه به نامعینی های موجود در سیستم، کنترل کننده ای نیاز داریم که نسبت به این نامعینی ها مقاوم باشد. از سوی دیگر باید ضمن کاهش هزینه کنترلی دارای عملکرد مطلوب باشد. از

¹ Flexible

² Coupling

³ Control signal

طرفی همانطور که بیان شد روش‌های متداول در کنترل ربات‌های صلب برای کنترل ربات‌های انعطاف پذیر کارایی خوبی ندارند و حتی ممکن است با مساله ناپایداری مواجه شویم. علاوه بر این توصیف دقیق دینامیک ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر^۱ به دلیل ویژگی‌های خاص مدل از جمله غیر خطی، متغیر با زمان، تزویج و مرتبه بالا کار بسیار پیچیده‌ای است. به همین دلیل کنترل‌کننده‌هایی که طراحی آنها وابسته به مدل نیست^۲، می‌تواند گزینه مناسبی برای کنترل ربات‌های قابل انعطاف باشد. از جمله این روش‌های کنترلی، روش‌های کنترل فازی هستند. تا کنون کنترل فازی نوع-۲ برای کنترل ربات انعطاف پذیر چند محوره با در نظر گرفتن دینامیک محرکه مورد استفاده قرار نگرفته است. از این رو با توجه به مزایای استراتژی کنترل ولتاژ نسبت به استراتژی کنترل گشتاور، یکی از محورهای اصلی این پایان نامه استفاده از کنترل فازی نوع-۲ و کنترل فازی نوع-۲ تطبیقی برای کنترل ربات هنرمند با مفاصل انعطاف پذیر با استراتژی کنترل ولتاژ است. بدین منظور ابتدا یک کنترل فازی نوع-۲ بهینه با استفاده از بهینه سازی جمعی ذرات برای کنترل یک ربات دو محوره با مفاصل انعطاف پذیر با در نظر گرفتن اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده طراحی می‌شود و سپس با استفاده از روش لیاپانوف پایداری سیستم حلقه بسته نیز مورد بررسی قرار می‌گیرد. در ادامه کنترل فازی نوع-۲ تطبیقی نیز با در نظر گرفتن مسئله پایداری بر روی ربات هنرمند که دارای سه مفصل لولایی^۳ است با مفاصل انعطاف‌پذیر پیاده می‌شود. نوآوری کنترل‌کننده ارائه شده در این قسمت نسبت به آنچه در مقالات پیشین دیده می‌شود، این است که کنترل‌کننده حاضر می‌تواند در حضور اغتشاش خارجی به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. علاوه بر این با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ علی‌رغم در نظر گرفتن دینامیک محرکه، دینامیک سیستم میکانیکی (ربات) در بدست آوردن دینامیک خطای ردگیری دخیل نیست. بنابراین، حجم محاسبات کنترل‌کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می‌شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر

¹ Flexible-joint Robots

² Free Model

³ Revolute joint

می‌شود. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. علاوه بر این روش منظمی برای اعمال روش پیشنهادی به ربات‌های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه و مسئله پایداری پیشنهاد می‌شود.

نکته قابل توجه این است که در اکثر مقالاتی که تا کنون در زمینه سیستم های فازی نوع-۲ منتشر شده اند محور اکثر تحقیقات انجام شده استفاده از آن به عنوان یک کنترل کننده است. تا کنون کارایی سیستم های فازی نوع-۲ در تخمین عدم قطعیت ها مورد بررسی قرار نگرفته است از این رو یکی دیگر از نوآوری های این پایان نامه استفاده از سیستم های فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها در سیستم رباتیک می‌باشد. مسئله ای که در این حوزه تا کنون به آن پرداخته نشده است.

در فصل دوم چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی ربات هنرمند صلب را بعنوان زیر بنایی برای بدست آوردن مدل انعطاف‌پذیر آن در فصل سوم که به عنوان مطالعه موردی در این پایان نامه در نظر گرفته شده است، تشریح خواهیم کرد. در فصل سوم ابتدا با بررسی کارهای صورت گرفته در زمینه ربات‌های با مفاصل انعطاف پذیر آشنا شده و سپس مدل سازی ربات های با مفاصل انعطاف‌پذیر را مورد بررسی قرار می‌دهیم. علاوه بر این مدل فضای حالت سیستم رباتیک به همراه محرکه ارائه می‌شود. در فصل چهارم بحث کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر را مورد مطالعه قرار می‌دهیم. ابتدا برای دیدن مشکلات و وجوه مختلف مسئله، شبیه سازی یک ربات یک محوره با مفصل انعطاف‌پذیر را به عنوان کوتاه ترین راه بر می‌گزینیم و با بررسی تعدادی از کارهای انجام شده در این حوزه با کاستی‌های موجود آشنا می‌شویم. پس از ایجاد آشنایی با اصطلاحات، مزایا و معایب روش‌ها، به بیان و مقایسه دو استراتژی متداول کنترل ربات یعنی استراتژی کنترل ولتاژ و استراتژی کنترل گشتاور می‌پردازیم. در فصل پنجم منطق فازی و سیستم های فازی نوع اول و دوم بصورت خلاصه و به عنوان مقدمه‌ای برای طراحی کنترل کننده در

فصول بعد، مورد مطالعه قرار می‌گیرد. در فصل ششم یک کنترل فازی نوع ۲- بهینه با استفاده از بهینه سازی جمعی ذرات برای کنترل یک ربات دو محوره با مفاصل انعطاف‌پذیر با در نظر گرفتن اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده طراحی می‌شود و سپس با استفاده از روش لیاپانوف پایداری سیستم حلقه بسته نیز مورد بررسی قرار می‌گیرد.

در فصل هفتم به عنوان یک رهیافت و نوآوری جدید، از سیستم های فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها در سیستم کنترل استفاده می‌شود. علاوه بر این از روش لیاپانوف برای بررسی پایداری سیستم کنترل استفاده می‌شود.

در فصل هشتم کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی به عنوان یک رهیافت جدید برای کنترل ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ طراحی می‌شود. نوآوری کنترل کننده ارائه شده در این قسمت نسبت به آنچه در مقالات پیشین دیده می‌شود، این است که کنترل کننده حاضر می‌تواند در حضور اغتشاش خارجی به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. علاوه بر این ساختار کنترل کننده ساده بوده و قوانین بروز رسانی پارامترها با استفاده از روش لیاپانوف بدست می‌آیند.

در فصل نهم با تحلیل دینامیک سیستم نشان خواهیم داد که ربات با مفاصل انعطاف پذیر را می‌توان مستقیماً با استفاده از یک کنترل کننده تناسبی- مشتقی و به تبع آن با استفاده از یک کنترل کننده فازی نوع دوم با در نظر گرفتن مسئله پایداری کنترل کرد.

در فصل دهم نیز نتیجه گیری و پیشنهادات ارائه شده است.

فصل دوم:

مدل سازی سینماتیکی ربات های صلب

❖ مقدمه

❖ مدل سازی میکانیکی

❖ محرکه

❖ مدل دینامیکی سیستم به همراه محرکه

در این فصل چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی ربات هنرمند صلب تشریح می‌شود. مدل بدست آمده بعنوان زیر بنایی برای بدست آوردن مدل انعطاف پذیر آن در فصل بعد که به عنوان مطالعه موردی در این پایان نامه در نظر گرفته شده است، استفاده می‌شود. مدل سازی ربات‌ها شامل دو بخش مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی است. در مدل سازی سینماتیکی روابط مربوط به حرکت ربات را بدست می‌آوریم. در این مدل سازی تشکیل جدول هارتنبرگ^۱ مهمترین گام است. این الگوریتم روشی منظم برای انجام سینماتیک مستقیم ارائه می‌کند. در رباتیک اولین مسئله که لازم است روشن شود، تعیین موقعیت ابزار و مجری نهایی در دستگاه مبنا می‌باشد. سینماتیک مستقیم بیانگر موقعیت و جهت مجری نهایی در دستگاه مبنا به ازای متغیرهای مفاصل ربات می‌باشد. متغیرهای مفصلی در مفاصل لولایی^۲، زاویه بین رابط‌ها و در مفاصل کشویی^۳ طول رابط می‌باشد. در مدل سازی دینامیکی روابط انرژی جنبشی و پتانسیل ربات را بدست می‌آید. سپس با استفاده از روش‌های مکانیک تحلیلی مدل دینامیکی ربات را بدست می‌آید. مطالب این فصل از مرجع [۵۹] می‌باشند.

۲-۲ اجزا و ساختار ربات

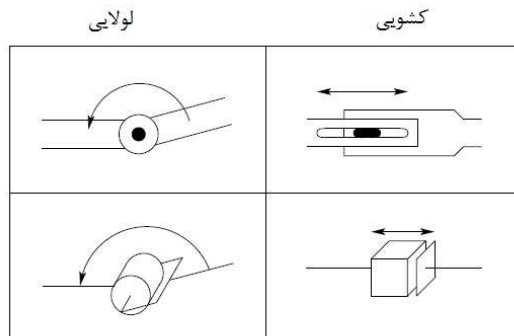
بازوی مکانیکی ماهر از اتصال رابط‌ها و مفاصل در یک زنجیر باز سینماتیک^۴ تشکیل می‌شوند. مفاصل به طور مشخص لولایی (دوار) یا کشویی (خطی) می‌باشند. یک مفصل لولایی شبیه یک لولا است که اجازه چرخش نسبی بین دو رابط را می‌دهد. یک مفصل کشویی اجازه حرکت نسبی طولی بین دو رابط را می‌دهد. از حرف اختصاری R برای نشان دادن مفاصل لولایی و حرف اختصاری P برای مفاصل کشویی استفاده می‌کنیم. شکل (۱-۲) زیر نمادهای مفاصل ربات را نشان می‌دهد.

¹ Hartenberg

² Revolute joint

³ Prismatic joint

⁴ Open kinematic chain



شکل (۲-۱): نمایش نمادهای مفاصل ربات [۵۹]

تعداد مفاصل، درجه آزادی^۱ بازوی مکانیکی ماهر را تعیین می‌کند. یک بازوی مکانیکی ماهر معمولاً شش درجه آزادی مستقل دارد. سه درجه آزادی برای موقعیت یابی^۲ و سه درجه آزادی برای جهت یابی^۳ می‌باشد با کمتر از شش درجه آزادی بازو به هر نقطه در محیط کار با زاویه دلخواه نخواهد رسید. برای کاربردهایی نظیر دسترسی به اطراف یا پشت موانع نیاز به تعداد درجات حرکت بیشتر از شش می‌باشد. مشکل کنترل یک بازوی ماهر با افزایش درجه حرکت، افزایش می‌یابد. بازوی ماهر با داشتن بیش از شش رابط بعنوان بازوی ماهر با حرکت اضافی^۴ معرفی می‌گردد.

۲-۳ پیکربندی‌های سینماتیکی متداول

همانطور که گفته شد مفاصل ربات به دو نوع کشویی و لولایی تقسیم می‌شوند. با توجه به چگونگی ترتیب مفاصل ربات‌ها، پیکربندی‌های مختلفی از آنها وجود دارد.

۲-۳-۱ طبقه بندی بازوهای مکانیکی ماهر^۵

برای طبقه بندی بازوهای ربات از معیارهای متفاوتی نظیر هندسه آنها، یا ساختار سینماتیک، نوع کاربرد آنها برای آنچه طراحی می‌شوند، روش کنترل و غیره می‌توان استفاده کرد. در متن‌های تخصصی

^۱ Degrees-of-freedom (DOF)

^۲ Positioning

^۳ Orientation

^۴ Redundant Manipulator

^۵ Classification of Robotic Manipulators



شکل (۲-۲): ربات با پیکربندی هنرمند [۵۹]

رباتیک معمولاً بازوی ماهر را مطابق هندسه آنها طبقه بندی می‌کنیم. در حال حاضر اغلب بازوهای ماهر صنعتی دارای شش یا کمتر درجه آزادی هستند. این بازوهای ماهر به طور سینماتیکی بر اساس بازو سه مفصل اول توصیف می‌شوند. سه مفصل انتها، میچ می‌باشد که بطور مجزا توصیف می‌شود. به منظور انجام آنالیزهای سینماتیکی دیاگرام مفصلی برای بازو ترسیم می‌شود. اکثریت بازوهای ماهر در یکی از پنج نوع شکل هندسی زیر قرار می‌گیرند.

۲-۳-۲ ربات هنرمند^۱

در این پیکربندی تمام مفاصل بازو از نوع لولایی می‌باشد. شکل (۲-۲) یک ربات درکارخانه ذوب فلز را نشان می‌دهد.

۲-۳-۲ کرووی^۲

در این پیکربندی از دو مفصل لولایی و یک مفصل کشویی استفاده شده است. اصطلاح ترکیب کرووی از این حقیقت ناشی می‌شود که از مختصات کرووی^۳ برای تعریف موقعیت مجری نهایی استفاده می‌شود. رباتهای یونیمیت^۴ و استنفورد^۵ از این نوع می‌باشند.

¹ Articulated (RRR)

² Spherical (RRP)

³ Spherical coordinates

⁴ Unimate manipulator

⁵ Stanford manipulator



شکل (۳-۲): ربات یونیمیت با پیکربندی کروی [۵۹]

کاربرد ربات‌هایی با پیکربندی کروی بیشتر در صنایع ذوب فلزات می‌باشد. ربات یونیمیت یکی از این قبیل ربات‌ها می‌باشد که در شکل (۳-۲) نمایش داده شده است.

۴-۳-۲ اسکارا^۱

در این ترکیب از دو مفصل لولایی و یک مفصل کشویی استفاده شده است. این ربات عموماً برای عملیات مونتاژ^۲ استفاده می‌شود. یک ربات اسکارا (۴-۲) نشان داده شده است .



شکل (۴-۲): ربات اسکارا [۵۹]

^۱ SCARA (RRP)

^۲ Assembly



شکل (۵-۲): بازوی ربات با پیکربندی استوانه‌ای [۵۹]

۵-۳-۲ استوانه‌ای^۱

در این ترکیب اولین مفصل از نوع دورانی یا مفصلی می‌باشد، که چرخش حول پایه ایجاد می‌کند. مفاصل بعدی از نوع کشویی می‌باشند. متغیرهای مفاصل مجری نهایی در یک مختصات استوانه‌ای^۲ نسبت به پایه ربات تعریف می‌شوند. شکل (۵-۲) رباتی با پیکربندی استوانه‌ای نشان می‌دهد.

۶-۳-۲ کارتزین^۳

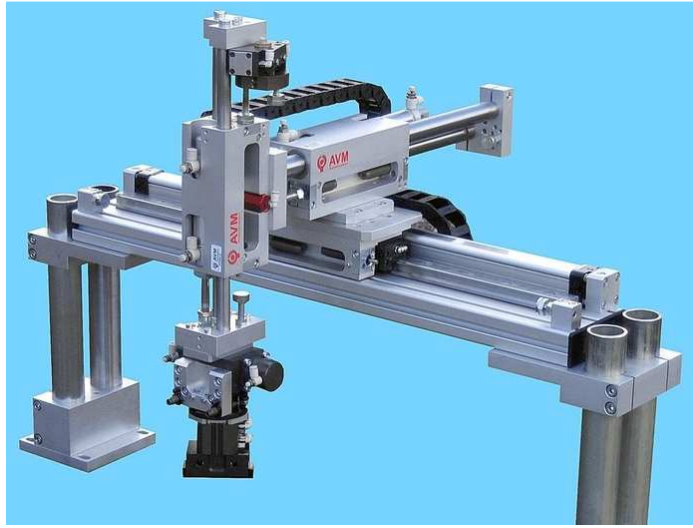
در این پیکربندی فقط از مفاصل کشویی استفاده می‌شود. برای بازوی ماهر دکارتی، متغیرهای مفاصل مجری نهایی در مختصات دکارتی^۴ نسبت به پایه می‌باشند. ترکیب‌های دکارتی برای کارهای مونتاژ بالای میز، بعنوان ، ربات‌های نقاله، برای انتقال محموله‌ها یا اشیاء به کار می‌روند (شکل ۶-۲).

¹ Cylindrical (RPP)

² Cylindrical Coordinates

³ Cartesian (PPP)

⁴ Cartesian coordinates



شکل (۲-۶): ربات با پیکربندی دکارتی [۵۹]

در ادامه چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی ربات های بازوی مکانیکی را تشریح خواهیم کرد.

۴-۲ نمایش دناویت - هارتنبرگ^۱

برای انجام آنالیز سینماتیک مستقیم در یک روش متقارن باید برخی دستورالعملها معرفی شود. البته بدون این روش خاص هم می توان آنالیز سینماتیک را انجام داد، اما برای ربات هایی با n رابط، فوق العاده پیچیده است. دستوراتی که در ادامه معرفی می شود معادلات را بطور قابل توجهی ساده می سازد، بعلاوه آنها به یک زبان عمومی ارتقا می یابند که با آن، مهندسين ربات می توانند ارتباط برقرار کنند.

در ربات هایی با $n+1$ رابط، رابطها را از شماره ۰ تا n شماره گذاری می کنیم. از پایه ربات بعنوان رابط صفر شروع می کنیم و مفاصل را از شماره ۱ تا n نام گذاری می کنیم. حال فرض کنید A_i ماتریسی همگن است که مختصات یک نقطه از مختصات i را به دستگاه $i-1$ ، تبدیل می کند. ماتریس A_i ثابت نیست اما مطابق با تغییر ترکیب ربات تغییر می کند. بنابراین A_i تابعی از متغیرمفاصل q_i می باشد :

$$A_i = A_i(q_i) \quad (۱-۲)$$

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

^۱ Denavit-Hartenberg

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

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

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

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

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

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

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

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

بنابراین داریم:

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

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

$$R_i^j = R_i^{i+1}\dots R_{j-1}^j \quad (7-2)$$

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

$$d_i^j = d_i^{j-1} + R_i^{j-1}d_{j-1}^i \quad (8-2)$$

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

$$A_i = Rot(z, \theta_i).Trans(z, d_i).Trans(x, a_i).Rot(x, \alpha_i) \quad (9-2)$$

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

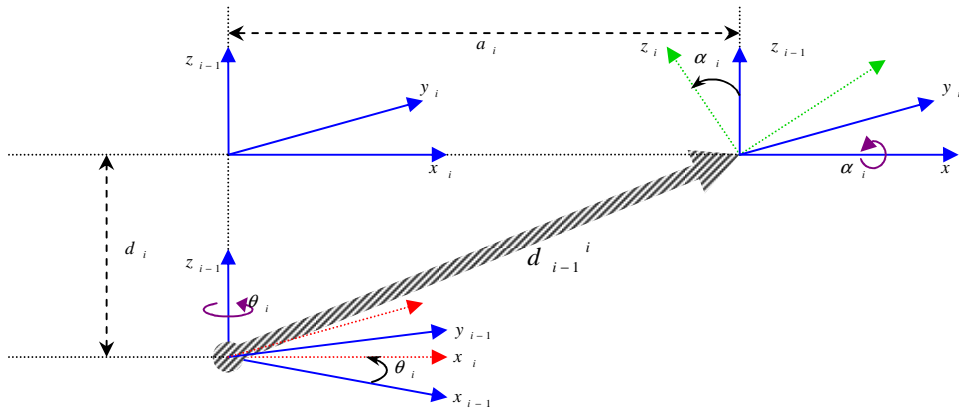
$$A_i = \begin{bmatrix} C_{\theta} & -S_{\theta} & 0 & 0 \\ S_{\theta} & C_{\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{\alpha} & -S_{\alpha} & 0 \\ 0 & S_{\alpha} & C_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10-2)$$

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

در ماتریس تبدیل A_i چهار کمیت $\theta_i, d_i, a_i, \alpha_i$ پارامترهای رابط^۱ می‌باشند. a_i طول رابط^۲، α_i پیچش رابط^۳، d_i انحراف رابط^۴ و θ_i زاویه مفصل^۵ نامیده می‌شود. در مفاصل لولایی θ_i متغیر مفصلی و در مفاصل کشویی d_i متغیر مفصلی می‌باشد. همانطور که در شکل (۷-۲) دیده می‌شود این چهار پارامتر، به طور کامل برای یک رابط آورده شده است.

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

¹ Link parameters
² Link length
³ Link twist
⁴ Link offset
⁵ Joint angle



شکل (۲-۷): پارامترهای دناویت هارتنبرگ

- گام ۱. محور مفاصل را Z_0, \dots, Z_{n-1} قرار داده و نامگذاری می نماییم.
 - گام ۲. دستگاه پایه را نصب می نماییم و مبدا آن را در محلی دلخواه روی محور Z_0 قرار می دهیم. و محور های x_0 و y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد بطور مناسب انتخاب می نماییم. (برای $i=0, \dots, n-1$ گام های ۳ تا ۵ را اجرا می نماییم)
 - گام ۳. مبدا O_i را در جایی که عمود مشترک Z_{i-1}, Z_i, Z_i را قطع می کند قرار می دهیم. اگر Z_{i-1} و Z_i متقاطع هستند نقطه O_i را در نقطه تقاطع قرار می دهیم. اگر Z_{i-1} و Z_i موازی هستند O_i را در محل مفصل i قرار می دهیم.
 - گام ۴. x_i را در امتداد عمود مشترک بین Z_{i-1} و Z_i و در عبور از O_i قرار می دهیم. یا هنگامی که Z_{i-1} و Z_i متقاطع هستند در جهت عمود به صفحه Z_{i-1} و Z_i قرار می دهیم.
 - گام ۵. y_i را با تکمیل دستگاه راستگرد مشخص می کنیم.
 - گام ۶. دستگاه مختصات قسمت پایانی Z_n, y_n, x_n, O_n را تعیین می نماییم.
 - گام ۷. یک جدول از پارامتر های رابط α_i و a_i و d_i و θ_i تشکیل می دهیم.
- ❖ a_i طول در امتداد x_i از O_i تا محل تقاطع محورهای x_i و Z_{i-1} .

❖ d_i طول در امتداد Z_{i-1} از 0_{i-1} تا محل تقاطع محورهای Z_{i-1} و X_i .

❖ α_i زاویه بین Z_{i-1} و Z_i که حول X_i اندازه گیری می شود.

❖ θ_i زاویه بین X_{i-1} و X_i که حول Z_{i-1} اندازه گیری می شود.

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

گام ۹. $T_0^n = A_1 \dots A_n$ را تشکیل می دهیم. این ماتریس موقعیت و جهت دستگاه

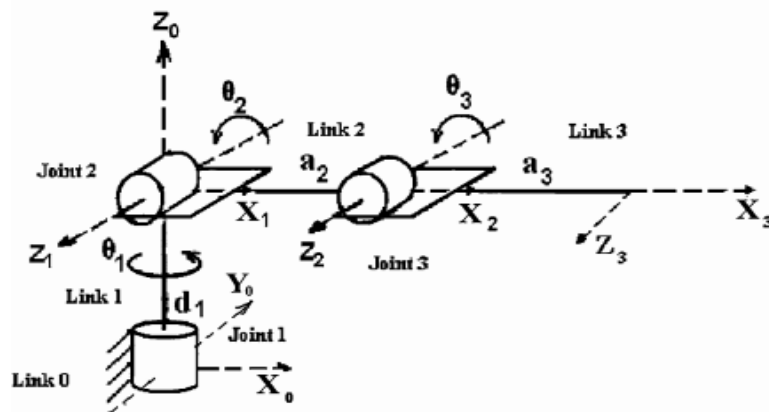
مختصات ابزار در دستگاه مختصات پایه تعیین می کند.

با توجه به اینکه در این رساله مطالعه موردی ربات هنرمند می باشد لذا در ادامه به مدل سازی این

ربات می پردازیم. شکل (۸-۲) اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند و نام گذاری

مفاصل را نشان می دهد. پس از ترسیم دیاگرام مفصلی، طبق گام ۷ جدول پارامترهای رابط را بصورت

نشان داده شده در جدول (۱-۲) تشکیل می دهیم.



شکل (۸-۲): اختصاص دستگاه مختصات به دیاگرام مفصلی ربات هنرمند [۵۹]

جدول (۱-۲): جدول پارامترهای رابط مربوط به ربات کروی

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

ماتریس‌های تبدیل همگن به صورت زیر می‌باشد :

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

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

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

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

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

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

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

۵-۲ سینماتیک سرعت

از دیدگاه ریاضی، معادلات سینماتیک مستقیم یک تابع بین فضای جهت‌ها و موقعیت‌های دکارتی^۱ و فضای موقعیت‌های مفاصل تعریف می‌کند. روابط سرعت بوسیله ژاکوبین این تابع تعیین می‌شوند. ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت‌های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌شود. ماتریس ژاکوبین در طراحی و اجرای مسیرهای هموار^۲، تعیین ترکیب‌های تکین، تعیین معادلات دینامیکی حرکت، تبدیل نیروها و گشتاورها از مجری نهایی به مفاصل بازوی ماهر بکار می‌رود.

۱-۵-۲ تعیین ماتریس ژاکوبین

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

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

این ماتریس بیان کننده تبدیل از دستگاه مختصات متصل به مجری نهایی، به دستگاه مبنا را نشان می‌دهد. $q = [q_1, \dots, q_n]^T$ بردار متغیر مفاصل را نشان می‌دهد. متغیرهای مفاصل q_i ، موقعیت مجری نهایی جهت مجری نهایی R_0^n تابعی از زمان هستند. هدف ما برقراری ارتباط بین سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی با بردار سرعت‌های مفاصل $\dot{q}(t)$ می‌باشد. در این قسمت با استفاده از خواص ماتریس پاد متقارن به تعیین ژاکوبین می‌پردازیم. با توجه به متعامد بودن ماتریس دوران R داریم [۱۴]:

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

با مشتق گیری از طرفین داریم:

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

¹ Space of cartesian positions and orientations

² Smooth

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

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

رابطه بالا را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

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

در رابطه بالا w_0^n بردار سرعت زاویه ای مجری نهایی را تعریف می کند، همچنین سرعت خطی مجری

نهایی بوسیله V_0^n تعریف می گردد:

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

در روابط بالا J_v و J_w ماتریس هایی $3 \times n$ می باشند. که n تعداد رابطه ها می باشد. روابط بالا را می توانیم

به صورت ماتریسی بنویسیم:

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

توجه داشته باشید که ماتریس ژاکوبین یک ماتریس $6 \times n$ می باشد که در آن n تعداد رابطه ها می باشد.

در بخش های قبل با استفاده از خواص ماتریس پاد متقارن و رابطه سرعت زاویه ای اثبات شد، در این

قسمت با استفاده از آن نتایج به یافتن ژاکوبین می پردازیم.

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

چنانچه مفصل شماره i لولایی باشد، آنگاه q_i متغیر مفصل شماره i برابر θ_i و z_{i-1} محور دوران می باشد.

بنابراین سرعت زاویه ای رابط i در دستگاه $i - 1$ به صورت زیر می باشد:

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

با جایگذاری در رابطه سرعت زاویه ای داریم:

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

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

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

$$\rho_i = \begin{cases} 0 & \text{برای مفاصل کشویی} \\ 1 & \text{برای مفاصل لولایی} \end{cases}$$

چنانچه مفصل شماره i کشویی باشد، در این صورت حرکت دستگاه $1 - i$ یک انتقال است در این صورت $w_{i-1}^i = 0$. بنابراین اگر مفصل i کشویی باشد، سرعت زاویه‌ای مجری نهایی به متغیر مفصلی که در این نوع مفاصل d_i است، بستگی ندارد. بنابراین سرعت زاویه‌ای کلی مجری نهایی، w_0^n در دستگاه پایه با معادله زیر قابل توصیف می‌باشد:

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

بنابراین اگر مفصل شماره i لولایی باشد، $J_{w_i} = z_{i-1}$ و اگر مفصل شماره i کشویی باشد، $J_{w_i} = 0$ می‌باشد.

برای تعیین سرعت خطی مفاصل لولایی از بردار موقعیت مشتق می‌گیریم:

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

از آنجا که d_0^{i-1} ثابت است، بنابراین \dot{d}_0^{i-1} صفر می‌باشد، همچنین از آنجا که فقط متغیر شماره i مورد نظر

است بنابراین R_0^{i-1} ثابت است در نتیجه سرعت خطی به صورت زیر تعریف می‌شود:

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

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

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

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

بنابراین رابطه J_v به صورت زیر می‌باشد:

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

برای مفاصل کشویی داریم :

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

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

$$\dot{d}_0^n = R_0^{i-1} \dot{d}_{i-1}^i = z_{i-1} \dot{d}_i \quad (34-2)$$

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

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

❖ ماتریس ژاکوبین برای مفاصل کشویی

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (35-2)$$

❖ ماتریس ژاکوبین برای مفاصل لولایی

$$J_i = \begin{bmatrix} J_v \\ J_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (36-2)$$

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

می باشد:

$$J = \begin{bmatrix} z_0 \times d_0^3 & z_1 \times (d_0^3 - d_0^1) & z_2 \times (d_0^3 - d_0^2) \\ z_0 & z_1 & z_2 \end{bmatrix} \quad (37-2)$$

پارامترهای مختلف بکار رفته در رابطه بالا به صورت زیر می باشد:

$$z_{i-1} = R_0^{i-1}k, Z_1 = R_1k = \begin{bmatrix} S_{\theta_1} \\ -C_{\theta_1} \\ 0 \end{bmatrix}, k = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, d_0^1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1 \end{bmatrix} \quad (38-2)$$

$$d_0^3 = \begin{bmatrix} C_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) \\ S_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) \\ d_1 + a_3S_{\theta_{23}} + a_2S_{\theta_2} \end{bmatrix}, z_2 = R_0^2k = \begin{bmatrix} S_{\theta_1} \\ -C_{\theta_1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (39-2)$$

بنابراین ماتریس ژاکوبین به صورت زیر می‌باشد:

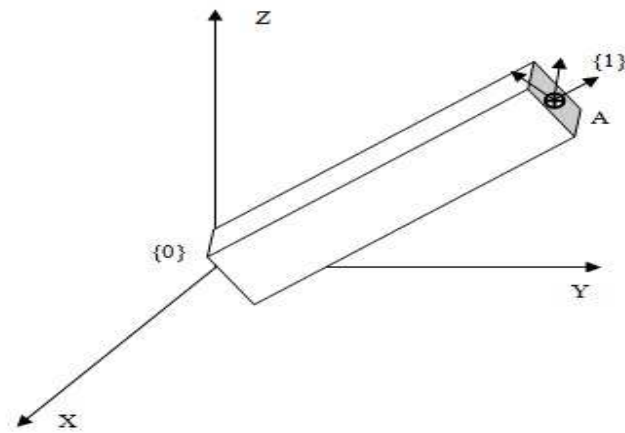
$$J_{6 \times n} = \begin{bmatrix} -S_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) & -C_{\theta_1}(a_3S_{\theta_{23}} + a_2S_{\theta_2}) & -a_3S_{\theta_{23}}C_{\theta_1} \\ C_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) & -S_{\theta_1}(a_3S_{\theta_{23}} + a_2S_{\theta_2}) & -a_3S_{\theta_{23}}S_{\theta_1} \\ 0 & a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2} & a_3C_{\theta_{23}} \\ 0 & S_{\theta_1} & S_{\theta_1} \\ 0 & -C_{\theta_1} & -C_{\theta_1} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (40-2)$$

۶-۲ مدل‌سازی دینامیکی

در این فصل با استفاده از روش‌های مکانیک تحلیلی، معادلات دینامیکی ربات را بدست می‌آوریم. در مکانیک تحلیلی با تعیین انرژی‌های جنبشی^۱ و پتانسیل^۲ و تشکیل لاگرانژین سیستم، می‌توانیم با استفاده از معادلات اویلر-لاگرانژ معادلات دینامیکی را تشکیل می‌دهیم. در شکل (۹-۲) موقعیت نقطه A در دستگاه {0} بوسیله P_0 و در دستگاه {1} بوسیله P_1 توصیف می‌شود، d_0^1 توصیف مبداء دستگاه {1} در {0}، همچنین R_0^1 ماتریس دوران دستگاه {1} در دستگاه {0} می‌باشد.

¹ Kinetic energy

² Potential energy



شکل (۹-۲): دستگاه‌های مختصات متصل به جسم صلب [۵۹]

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

$$P_0 = d_0^1 + R_0^1 P_1 \quad (۴۱-۲)$$

۷-۲ انرژی جنبشی

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

انرژی نقاط رابطه بدست می‌آید، بنابراین داریم:

$$K = \frac{1}{2} \int_A \dot{P}_0^T \dot{P}_0 dm \quad (۴۲-۲)$$

با جایگذاری در رابطه بالا داریم:

$$K = \frac{1}{2} \int_A (\dot{d}_0^1 + \dot{R}_0^1 P_1)^T (\dot{d}_0^1 + \dot{R}_0^1 P_1) dm \quad (۴۳-۲)$$

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

در حاصل انتگرال زیر مختصات مرکز جرم^۱ ظاهر می‌شود، بنابراین اگر دستگاه مختصات را در مرکز جرم

قرار دهیم، حاصل انتگرال صفر می‌گردد:

^۱Center of mass

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

بنابراین انرژی جنبشی ربات به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

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

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

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

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

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

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

با استفاده از خواص ماتریس پادمتقارن داریم:

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

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

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

بنابراین انرژی جنبشی جسم A به صورت زیر تعریف می‌شود:

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

در رابطه بالا I_c تانسور اینرسی^۱ یا تانسور لختی می‌باشد. بنابراین انرژی جنبشی رابط شماره i از رابطه

زیر محاسبه می‌گردد:

¹ Inertia tensor

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

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

جایگذاری در معادله انرژی جنبشی رابط شماره i ، داریم:

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

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

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

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

می‌گردد:

$$D(q) = m_1 J_{v_{c_1}}^T J_{v_{c_1}} + m_2 J_{v_{c_2}}^T J_{v_{c_2}} + m_3 J_{v_{c_3}}^T J_{v_{c_3}} + J_{w_1}^T R_1 I_1 R_1^T J_{w_1} + J_{w_2}^T R_2 I_2 R_2^T J_{w_2} + J_{w_3}^T R_3 I_3 R_3^T J_{w_3} \quad (57-2)$$

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

صورت زیر محاسبه می‌نماییم:

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

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

$$J_{v_{c_3}} = [z_0 \times (d_0^{c_3} - d_0^0) \quad z_1 \times (d_0^{c_3} - d_0^1) \quad z_2 \times (d_0^{c_3} - d_0^2)], J_{w_3} = [z_0 \quad z_1 \quad z_2] \quad (60-2)$$

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

$$d_0^{c_1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ d_1/2 \end{bmatrix}, d_0^{c_2} = \begin{bmatrix} 0.5a_2C_{\theta_1}C_{\theta_2} \\ 0.5a_2C_{\theta_2}S_{\theta_1} \\ d_1 + 0.5a_2S_{\theta_2} \end{bmatrix}, d_0^{c_3} = \begin{bmatrix} C_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) - 0.5a_3C_{\theta_{23}}C_{\theta_1} \\ S_{\theta_1}(a_3C_{\theta_{23}} + a_2C_{\theta_2}) - 0.5a_3C_{\theta_{23}}S_{\theta_1} \\ d_1 + 0.5a_3S_{\theta_{23}} + a_2S_{\theta_2} \end{bmatrix} \quad (61-2)$$

۶-۲ توزیع جرم^۱

در سیستم‌های با یک درجه آزادی غالباً درباره جرم جسم صلب^۲ بحث می‌شود. در حرکت دورانی حول محوری ثابت مفهوم لنگر لختی^۳ بیان می‌شود. در حالتی که جسم صلب آزادانه در سه بعد حرکت می‌کند، تعداد محورهای دوران ممکن، بینهایت است. در مورد دوران حول محوری دلخواه، باید چگونگی توزیع جرم در جسم صلب را کاملاً مشخص کرد. در این قسمت تانسور لختی را، که می‌توان آن را تعمیم لنگر لختی اسکالری یک جسم در نظر گرفت، معرفی می‌کنیم. اگر چه تانسور لختی را می‌توان نسبت به هر دستگاه مختصات دلخواهی تعریف کرد، اما در کاربردهای رباتیک همواره تانسورهای لختی را نسبت به دستگاه مختصات متصل شده به جسم صلب تعریف می‌کنیم. با توجه رابطه انرژی جنبشی ربات، تانسور اینرسی به صورت زیر می‌باشد:

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

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

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

در نتیجه تانسور لختی به صورت زیر محاسبه می‌گردد :

¹ Mass distribution
² Rigid object
³ Moment of inertia

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

در ماتریس بالا عنصرهای روی قطر اصلی را لنگرهای لختی جرم^۱ می‌نامند. سایر عنصرهای این ماتریس را حاصلضرب‌های لختی جرم^۲ می‌نامند. این مجموعه شش عضوی از کمیت‌های مستقل، برای هر جسم صلب، به مکان و جهت گیری دستگاه مختصاتی که جسم نسبت به آن تعریف شده است، بستگی دارد. اگر در انتخاب جهت گیری دستگاه مختصات آزاد باشیم، می‌توان طوری عمل کرد که حاصلضرب‌های لختی صفر گردد. محورهایی از دستگاه مختصات مرجع که در آنها حاصلضرب‌های لختی صفر می‌گردد، محورهای اصلی و لنگرهای جرم متناظر با آنها را لنگرهای لختی اصلی^۳ می‌نامند. تانسور اینرسی برای محور i را می‌توان بصورت زیر تعریف کرد:

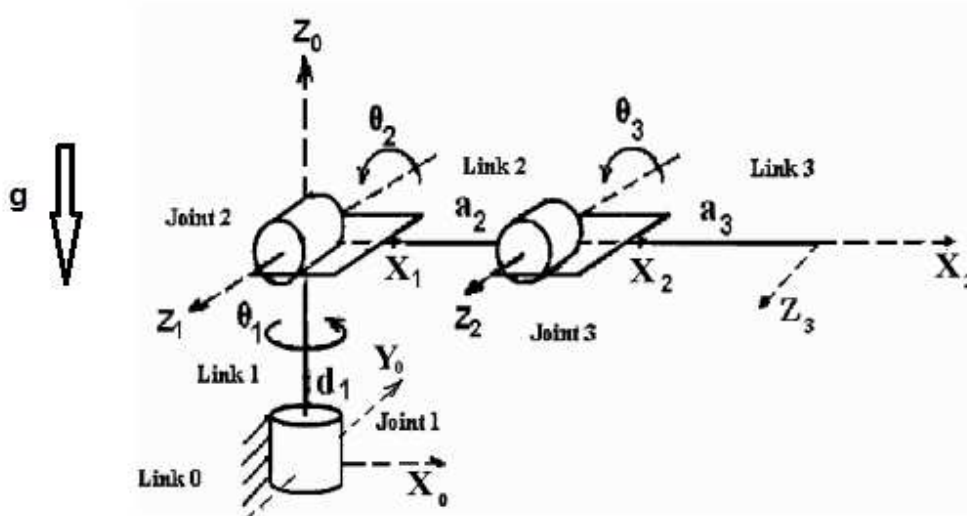
$$I_i = \begin{bmatrix} I_{xxi} & I_{xyi} & I_{xzi} \\ I_{xyi} & I_{yyi} & I_{yzi} \\ I_{xzi} & I_{yzi} & I_{zzi} \end{bmatrix} \quad (65-2)$$

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

¹ Mass moment of inertia

² Mass product of inertia

³ Principal moment of inertia



شکل (۲-۱۰): راستای ثابت گرانشی با توجه به نحوه اختصاص دستگاه‌های مختصات به ربات تعیین می‌گردد [۵۹]

۸-۲ انرژی پتانسیل

انرژی پتانسیل از رابطه (۲-۶۶) محاسبه می‌گردد. در این رابطه g ثابت گرانشی^۱، ۹.۸۱ می‌باشد. m جرم جسم مورد نظر و h ارتفاع می‌باشد. برای ربات‌ها، با توجه به روال مدلسازی تشریح شده، ثابت گرانشی در راستای محور مفصل شماره ۱ می‌باشد. بنابراین با توجه به شکل (۲-۱۰) ثابت گرانشی برای ربات هنرمند در جهت محور Z دستگاه مبدا می‌باشد.

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

$$P = g^T \sum_{i=1}^3 r_{c_i} m_i = g^T (m_1 d_0^{c_1} + m_2 d_0^{c_2} + m_3 d_0^{c_3}), \quad g^T = [0 \quad 0 \quad 9.81] \quad (۲-۶۶)$$

۹-۲ لاگرانژین

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

^۱ Gravitational constant

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

۱۰-۲ معادلات دینامیکی^۱

با استفاده از معادله دینامیکی اوپلر-لاگرانژ^۲ دینامیک بدنه بصورت زیر بدست می‌آید:

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

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

$$\frac{\partial L}{\partial q} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q} (\dot{q}^T D(q) \dot{q}) - \frac{\partial}{\partial q} V(q), \quad \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = D(q) \dot{q}, \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) = D(q) \ddot{q} + \dot{D}(q) \dot{q} \quad (69-2)$$

بنابراین معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می‌آید:

$$D(q) \ddot{q} + \dot{D}(q) \dot{q} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q} (\dot{q}^T D(q) \dot{q}) + \frac{\partial}{\partial q} V(q) = \tau \quad (70-2)$$

معادله دینامیکی ربات معمولاً به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$D(q) \ddot{q} + c(q, \dot{q}) \dot{q} + g(q) = \tau \quad (71-2)$$

که $g(q) = \frac{\partial}{\partial q} V(q)$ در رابطه بالا، درایه‌های ماتریس $c(q, \dot{q})$ نمادهای کریستوفل^۳ نامیده می‌شود و

می‌توان آنها را به صورت زیر محاسبه کرد :

$$c_{ijk} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} = \sum_{i=1}^n c_{ijk}(q) \dot{q}_i = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_j} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} \dot{q}_i \quad (72-2)$$

در معادله دینامیکی ربات سه بخش وجود دارد، که بخش اول پیچیدگی، دوم مشتق از مختصات تعمیم یافته بخش‌های دوم با توان دوم مشتق‌های اول q که ممکن است ضرایب وابسته به q داشته باشند

¹ Dynamic equations

² Euler-Lagrange Equations

³ Christoffel Symbols

متناسب است. این قسمت به دو بخش تقسیم بندی می‌شود. بخش‌های شامل یک ضریب از نوع \dot{q}_i^2 که جانب مرکز^۱ نامیده می‌شوند، هنگامی که آنها شامل یک ضریب از نوع $\dot{q}_i \dot{q}_j$ برای $i \neq j$ هستند، بخش‌های کورولیس^۲ نامیده می‌شوند. نوع سوم آنهایی هستند که فقط شامل q هستند و مشتقات آن را ندارند. آخرین قسمت از مشتق انرژی پتانسیل بدست می‌آید.

بنابراین با توجه به معادله دینامیک اوایلر-لاگرانژ داریم :

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

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

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

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

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

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

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

معادلات دینامیکی بدنه ربات به صورت ماتریسی به شکل کلی زیر می‌باشد:

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

که $h(q, \dot{q}) = c(q, \dot{q})q + g(q)$. درایه‌های ماتریس‌های $D(q)$ و $h(q, \dot{q})$ به صورت زیر می‌باشد:

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

$$d_{11} = I_{22_1} + C_{q_2 q_3} (I_{22_3} C_{q_2 q_3} + I_{12_3} S_{q_2 q_3}) + \text{که}$$

$$S_{q_2 q_3} (I_{12_3} C_{q_2 q_3} + I_{11_3} S_{q_2 q_3}) -$$

$$I_{11_2} (C_{q_2}^2 - 1) + 2I_{12_2} S_{q_2} C_{q_2} -$$

¹ Centrifugal

² Coriolis

$$\begin{aligned}
& 0.5m_3a_3C_{q_2q_3} + a_2C_{q_2}^2(C_{q_1}^2 - 1) + \\
& 0.25a_2^2m_2C_{q_2}^2 + .25(m_3C_{q_1}^2(a_3C_{q_2q_3} + \\
& 2a_2C_{q_2}^2)^2) \\
d_{12} &= I_{23_3}C_{q_2q_3} + I_{13_3}S_{q_2q_3} + I_{23_2}C_{q_2} + \\
& I_{13_2}S_{q_2} \\
d_{13} &= I_{23_3}C_{q_2q_3} + I_{13_3}S_{q_2q_3} \\
d_{21} &= I_{23_3}C_{q_2q_3} + I_{13_3}S_{q_2q_3} + I_{23_2}C_{q_2} + \\
& I_{13_2}S_{q_2} \\
d_{22} &= I_{33_2} + I_{33_3} + .25a_2^2m_2 + a_2^2m_3 + \\
& .25a_3^2m_3 + a_2a_3m_3C_{q_3} \\
d_{23} &= I_{33_3} + 0.25a_3^2m_3 + 0.5a_2a_3m_3C_{q_3} \\
d_{31} &= I_{23_3}C_{q_2q_3} + I_{13_3}S_{q_2q_3} \\
d_{32} &= I_{33_3} + 0.25a_3^2m_3 + 0.5a_2a_3m_3C_{q_3} \\
d_{33} &= I_{33_3} + 0.25a_3^2m_3
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
h_1 &= \\
& \dot{q}_2^2 I_{13_2} C_{q_2} - I_{23_3} S_{q_2q_3} (\dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2) - \dot{q}_2^2 I_{23_2} S_{q_2} + I_{13_3} C_{q_2q_3} (\dot{q}_2^2 + \dot{q}_3^2) + 2\dot{q}_1 I_{12_3} (2C_{q_2q_3}^2 - \\
& 1) (\dot{q}_2 + \dot{q}_3) + \dot{q}_1 I_{11_3} (2S_{q_2q_3} C_{q_2q_3}) (\dot{q}_2 + \dot{q}_3) - \dot{q}_1 I_{22_3} (2S_{q_2q_3} C_{q_2q_3}) (\dot{q}_2 + \dot{q}_3) + \\
& 2\dot{q}_2^2 \dot{q}_3^2 (I_{13_3} C_{q_2q_3} - I_{23_3} S_{q_2q_3}) - 2.5\dot{q}_1^2 \dot{q}_2^2 a_2^2 m_2 S_{q_2} C_{q_2} - 0.5\dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2q_3} C_{q_2q_3} (\dot{q}_2 + \dot{q}_3) - \\
& \dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - 1) S_{q_3}) (\dot{q}_2 + 0.5\dot{q}_3) - 0.5\dot{q}_1 \dot{q}_3 a_2 a_3 m_3 S_{q_3}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
h_2 &= \\
& \dot{q}_1^2 S_{q_2} C_{q_2} (I_{22_2} - I_{11_2}) - \dot{q}_1^2 I_{12_2} (2C_{q_2}^2 - 1) - \dot{q}_1^2 I_{12_3} (2C_{q_2q_3}^2 - 1) - \dot{q}_1^2 S_{q_2q_3} C_{q_2q_3} (I_{11_3} - \\
& I_{22_3}) + 0.5a_3 g m_3 C_{q_2q_3} + a_2 g C_{q_2} (0.5m_2 + m_3) + \dot{q}_1^2 a_2^2 S_{q_2} C_{q_3} (0.25m_2 + m_3) + \\
& 0.25\dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2q_3} C_{q_2q_3} - 0.5\dot{q}_3^2 a_2 a_3 m_3 S_{q_3} + 0.5\dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - \\
& 1) S_{q_3}) - \dot{q}_2 \dot{q}_3 a_2 a_3 m_3 S_{q_3}
\end{aligned}$$

$$h_3 = \dot{q}_1^2 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} (I_{22_3} - I_{11_3}) - \dot{q}_1^2 I_{12_3} (2C_{q_2 q_3}^2 - 1) + 0.5 a_3 g m_3 C_{q_2 q_3} + 0.25 \dot{q}_1^2 a_3^2 m_3 S_{q_2 q_3} C_{q_2 q_3} + a_2 a_3 m_3 S_{q_3} (0.25 \dot{q}_1^2 + 0.5 \dot{q}_2^2) + 0.25 \dot{q}_1^2 a_2 a_3 m_3 (2S_{q_2} C_{q_2} C_{q_3} + (2C_{q_2}^2 - 1) S_{q_3})$$

۱۱-۲ محرکه

محرکه آخرین عنصر حلقه‌ی کنترل^۱ می‌باشد، به عبارت دیگر فرمان کنترل کننده در نهایت توسط محرکه اجرا می‌گردد. با توجه به معادله دینامیکی بدنه ربات، برای به حرکت در آوردن بدنه ربات نیاز به اعمال گشتاور می‌باشد. برای ایجاد گشتاور مورد نیاز از محرکه‌ها استفاده می‌کنیم. محرکه‌ها به طور کلی به سه دسته تقسیم می‌شوند که عبارتند از:

❖ محرکه‌های الکتریکی^۲

❖ محرکه‌های هیدرولیکی^۳

❖ محرکه‌های پنوماتیکی^۴

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

موتورهای dc مغناطیس دائم^۵ و موتورهای پله‌ای^۶ عمده‌ترین نوع موتورهای الکتریکی هستند که در رباتیک بکار برده می‌شوند. اساس کار موتورهای الکتریکی تبدیل انرژی الکتریکی به انرژی مکانیکی می‌باشد. میزان بزرگی و جهت جریان در آرمیچر^۷، تعیین کننده میزان گشتاور تولیدی متناظر می‌باشد. موتورهای dc مغناطیس دائم امروزی می‌توانند با حجم بسیار کم، گشتاور به نسبت بزرگی را تولید نمایند که این مسئله در ساخت ربات‌های امروزی از اهمیت به سزایی برخوردار است. این موتورها دقیق و قابل

¹ Control loop

² Electrical actuators

³ Hydraulic actuators

⁴ Pneumatic actuators

⁵ Permanent magnet DC motor

⁶ Stepper motors

⁷ Armature

اطمینان^۱ هستند، بعلاوه با توسعه و پیشرفت سویگرهای الکتریکی^۲، المان‌های الکترونیک صنعتی نظیر ترانزیستورهای قدرت^۳ و تایریستورها^۴ و ترایاک‌ها و غیره، توانایی‌های اجرایی موتوهای dc مغناطیس دائم دائم روز به روز پیشرفت خواهد یافت. موتورهای پله‌ای با استفاده از پالس‌های الکتریکی^۵ عمل می‌کنند. میزان پالس‌ها به طور مستقیم موقعیت موتور را در یک حلقه‌ی باز کنترل می‌نمایند. از این نوع موتورها در کاربردهایی که نیاز به دقت بالا نمی‌باشد و حلقه کنترلی باز قابل قبول می‌باشد، استفاده می‌شود. این نوع موتورها ساده‌تر و ارزان‌تر از موتورهای dc مغناطیس دائم هستند. هر چند که اندازه و وزن آنها نسبت به موتورهای dc مغناطیس دائم بیشتر است، ولی توانایی اجرایی و توان محدودتری دارند.

۱-۱۱-۲ موتورهای dc مغناطیس دائم

گشتاور لازم، توسط موتورها به مفصل‌ها اعمال می‌شود. در نتیجه موتورها نقش اساسی را در حرکت بازوی ماهر ربات به عهده دارند. کنترل موقعیت ربات هم در واقع کنترل خروجی موتورها می‌باشد. برای کنترل خروجی موتورها نیاز به معادلات دینامیکی آنها می‌باشد که بسته به نوع موتور، در ربات‌ها تفاوت می‌کند. موتورهای dc اصولاً بر این اساس کار می‌کنند که یک هادی حامل جریان در میدان مغناطیسی، نیروی $F = \varphi \times i$ را حس می‌نماید که در آن φ شار میدان مغناطیسی^۶ و i جریان هادی است. موتور از یک استاتور^۷ ثابت و یک روتور^۸ متحرک که در داخل استاتور می‌چرخد.

اگر استاتور یک شار مغناطیسی شعاعی^۹ تولید نماید. آنگاه گشتاوری روی موتور خواهد بود که باعث

چرخیدن آن می‌گردد. اندازه‌ی این گشتاور عبارت است از:

¹ Reliable
² Commutators
³ Power transistors
⁴ Thyristors
⁵ Electrical pulse
⁶ Magnetic flux
⁷ Stator
⁸ Rotor
⁹ Radial magnetic flux

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

که در این رابطه τ_m گشتاور موتور (N-m)، ϕ میدان مغناطیسی (وبر^۱)، i_a جریان آرمیچر (آمپر) و k یک ثابت فیزیکی است. بعلاوه، هر گاه یک هادی در یک میدان مغناطیسی حرکت کند، یک ولتاژ V_b بین ترمینال‌های آن تولید می‌گردد که متناسب با سرعت هادی در میدان است. این ولتاژ نیروی ضد محرکه الکتریکی^۲ نامیده می‌شود و تمایل به مخالفت با جریان هادی دارد. رابطه نیروی ضد محرکه به صورت زیر می‌باشد:

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

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

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

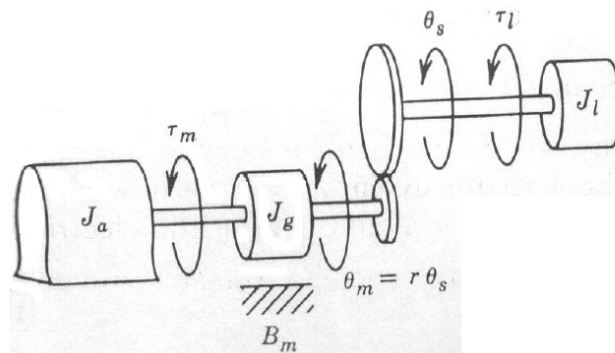
از آنجا که شار ϕ ثابت است، گشتاور تولیدی موتور برابر $\tau_m = k_1 \phi i_a = k_m i_a$ است، که در آن k_m ثابت گشتاور^۳ (بر حسب N-m/amp) است، با توجه به رابطه نیروی ضد محرکه داریم:

$$V_b = k_2 \phi \omega_m = k_b \omega_m = k_b \dot{\theta}_m \quad (82-2)$$

¹ Webers

² Back emf

³ Torque constant



شکل (۱۱-۲): مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده- محرکه^۱ [۵۹]

که در آن k_b ثابت ضد محرکه القایی^۲ می‌باشد. شکل (۱۱-۲) مدل مکانیکی روتور یک موتور گشتاوری DC را نشان می‌دهد که از طریق یک سیستم انتقال چرخ‌دنده‌ای به باری دارای لختی دورانی، متصل شده است. سیستم انتقال با نسبت چرخ دنده $1:r$ ، به صورت کاهنده می‌باشد. بازوها برای هر موتور حکم بار را دارند. حضور چرخ دنده‌ها باعث می‌شود که این گشتاور بار به نسبت ضریب چرخ دنده‌ها کاهش یابد و به موتور وارد گردد که این مسئله خود کمک بزرگی برای کاهش بار روی موتور‌ها است. گشتاور خروجی موتور به منزله گشتاور ورودی مفصل‌ها می‌باشد، بنابراین $\tau_l = r\tau_m$ و $\theta_l = r\theta_m$. در نتیجه معادله حرکت سیستم به صورت زیر می‌باشد:

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

با توجه به رابطه گشتاور موتور که تابعی از جریان روتور است. بنابراین $i_a = k_m^{-1}\tau_m$ و $\tau_m = k_m i_a$. در نتیجه با استفاده از (۸۲-۲) داریم:

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

¹ Lumped model of a single link with actuator/gear train

² Back emf constant

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

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

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

اگر ما n موتور داشته باشیم در این صورت:

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

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

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

همان گونه که از رابطه بالا مشخص است، با کنترل ولتاژ دو سر موتور می توانیم موقعیت موتور را کنترل نماییم.

۱۲-۲ مدل دینامیکی سیستم ربات به همراه محرکه

با توجه به مطالبی که پیش تر مطرح شد، انتخاب موتور dc مغناطیس دائم به عنوان محرکه‌ی سیستم انتخاب مناسبی می باشد. بنابراین در این قسمت معادله‌ی دینامیکی کل سیستم که شامل دینامیک بدنه ربات و دینامیک محرکه می باشد، را بدست می آوریم. دینامیک بدنه ربات به صورت زیر می باشد که در آن τ_l گشتاور بار می باشد:

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

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

به صورت زیر تبدیل می‌گردد:

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

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

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

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

با در نظر گرفتن اینکه ربات هنرمند دارای سه مفصل می باشد، درآیه‌های ماتریس‌های $M(q)$ و $N(q, \dot{q})$ در زیر آورده شده است.

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

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

با توجه به اینکه مطالعه موردی در این رساله بر روی ربات هنرمند است. بنابراین در فصل‌های دیگر از پارامترهای دینامیکی داده شده در جدول (۲-۲) و (۳-۲) استفاده می‌شود. پارامترهای موتورها نیز در جدول (۴-۲) آمده است.

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

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

جدول (۳-۲): پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

Link	DH	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
1	$d_1 = 0.280$	0	-0.22	0	19	0.34	0.36	0.31	0	0	0
2	$a_2 = 0.760$	-0.51	0	0	18.18	0.18	1.32	1.31	0	0	0
3	$a_3 = 0.930$	-0.67	0	0	10.99	0.07	0.92	0.93	0	0	0

جدول (۴-۲): پارامترهای موتور

Motors	R	k_b	L	J_m	B_m	r	K
1,2,3	1.26	0.26	0.001	0.0002	0.001	0.01	500

فصل سوم :

مدل سازی ربات های با مفاصل انعطاف پذیر

❖ مقدمه

❖ بررسی مدل های مختلف ارائه شده

❖ مدل اسپانگ

همانطور که گفته شد برای آسان کردن طراحی کنترل کننده، طراحی کنترل کننده برای ربات های صنعتی بیشتر با فرض صلب بودن ربات صورت می گیرد. اگر بخواهیم انعطاف پذیری مفصل و دینامیک محرکه را نیز در نظر بگیریم مدل سازی و کنترل ربات انعطاف پذیر بسیار مشکل تر از ربات های صلب خواهد بود. زیرا در اینصورت دینامیک سیستم از مرتبه دو به مرتبه پنج افزایش می یابد [۶۰]. در این فصل ابتدا به بررسی مختصری از کارهای صورت گرفته بر روی مدل سازی ربات های با مفاصل انعطاف پذیر پرداخته و سپس جزییات دقیق تری از مدل اولیه به عنوان مدل اسپانگ^۱ را بیان خواهیم کرد.

۳-۲ بررسی مدل های مختلف ارائه شده

اولین مدل سازی به صورت کلاسیک در زمینه ربات های با مفاصل انعطاف پذیر در سال ۱۹۸۷ توسط اسپانگ صورت گرفت [۶۱]. در این مدل سازی مفاصل انعطاف پذیر به صورت یک فنر خطی در نظر گرفته شده است. در کارهای بعدی عمدتاً با کار بر روی مدل اسپانگ و اضافه نمودن مواردی از قبیل بهبود مدل های اصطکاک، در نظر گرفتن حالت خاص از مفاصل پر کاربرد مانند هارمونیک درایو و اضافه نمودن اثر نیرو های جانب مرکز و کوریولیس سعی در بهبود مدل و در آوردن آن به فرم مناسب برای طراحی کنترل کننده نموده اند. در سال ۱۹۸۸ نشان داده شد که فرض انرژی جنبشی مدل اسپانگ در برخی شرایط کاری برقرار نیست [۶۲]. دو سال بعد در [۶۳] به مدل سازی دقیق دینامیک یک ربات انعطاف پذیر بدون فرض های ساده کننده پرداخته شد. در این مدل آنها اثر پارامتر های بازو، کارانداز و مفصل را بر دینامیک در نظر گرفته و موردی را حذف نکردند. همان سال سه پژوهشگر دیگر از روش بازگشتی نیوتون- اویلر به جای روش لاگرانژ در استخراج معادلات دینامیکی استفاده کردند [۶۴]. در سال ۱۹۹۷ نویسندگان فرض ضعیف بودن انعطاف پذیری (بزرگ بودن ضریب فنری) را زیر سوال برده و با یک

¹ Spong

مدل با انعطاف پذیری زیاد نشان دادند که روش پیشنهادی آنها عملکرد قابل قبولی دارد [۶۵]. پژوهشگران دیگری نیز با در نظر گرفتن اصطکاک، نیروهای کوریولیس و جانب مرکز، انعطاف پذیری غیر خطی، دینامیک های مدل نشده و نویز اندازه گیری برای یک ربات انعطاف پذیر دو محوره مدلی ارائه کردند [۶۶]. کار های دیگری نیز در این زمینه انجام شده است که برای اطلاعات بیشتر می توان به مرجع [۶۷] مراجعه نمایید. همانطور که گفته شد مدل اسپانگ، مدل مرجع در زمینه ربات های با مفاصل انعطاف پذیر است که امروزه به عنوان مدل اسپانگ^۱ شناخته می شود. از این رو با توجه به اینکه در این رساله برای اهداف کنترلی از این مدل استفاده شده است، بنابراین در ادامه فقط به بیان جزئیات این مدل می پردازیم.

۳-۳ مدل اسپانگ

در ربات های با مفاصل انعطاف پذیر بدلیل انعطاف موجود در مفصل، موقعیت محرک مستقیماً به موقعیت محور مفصل مرتبط نیست، بنابراین در مدل سازی این ربات ها باید هم موقعیت محرک و هم موقعیت مفصل را به عنوان بردار حالت در نظر گرفت. برای مدل سازی یک ربات n محوره با n محور صلب که بوسیله n مفصل چرخشی انعطاف پذیر به هم متصل شده اند فرض می کنیم که $\hat{\theta}_{2i} : i = 1, 2, \dots, n$ نشان دهنده موقعیت محور i -ام و $\hat{\theta}_{2i-1} = \frac{\theta_{m_i}}{m_i} : i = 1, 2, \dots, n$ که θ_{m_i} موقعیت موتور کوپل شده به محور i ام و m_i ضریب چرخ دنده آن است. در صورتی که سیستم کاملاً صلب باشد خواهیم داشت: $\hat{\theta}_{2i} = \hat{\theta}_{2i-1}$. در ادامه برای راحتی با فرض $q_1 = (\theta_2, \theta_4, \dots, \theta_{2n})^T$ و $q_2 = (\theta_1, \theta_3, \dots, \theta_{2n-1})^T$ بردار q را بصورت $q = (q_1, q_2)^T$ در نظر می گیریم. برای مدل سازی فرضیات زیر را در نظر می گیریم [۶۱]:

۱- انرژی جنبشی روتور فقط ناشی از حرکت دورانی آن است یا به عبارت دیگر حرکت روتور،

¹ Spong

چرخش خالص نسبت به یک محور مختصات اینرسی است.

۲- اینرسی روتور نسبت به محور روتور متقارن است. به گونه‌ای که انرژی پتانسیل سیستم و همچنین سرعت مرکز جرم روتور مستقل از موقعیت روتور می‌باشد.

انرژی جنبشی سیستم با توجه به فرض اول عبارت است از:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}_1^T D(q_1) \dot{q}_1 + \frac{1}{2} \dot{q}_2^T J \dot{q}_2 \quad (۱-۳)$$

که $D(q_1)$ ماتریس جسم صلب و J ماتریس اینرسی روتور/ جعبه دنده بصورت زیر می‌باشند.

$$J = \begin{bmatrix} m_1^2 I_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & m_n^2 I_n \end{bmatrix} \quad (۲-۳)$$

می‌باشد. عناصر روی قطر اصلی J ، حاصل ضرب اینرسی روتور حول محور اصلی چرخش در توان دوم نسبت جعبه دنده می‌باشد. حال با توجه به فرض دوم از آنجا که اینرسی روتور حول محور چرخش متقارن است، انرژی پتانسیل جاذبه فقط تابعی از q_1 خواهد بود. مجموع انرژی پتانسیل را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$P = P_1(q_1) + P_2(q_1 - q_2) \quad (۳-۳)$$

که $P_1(q_1)$ انرژی پتانسیل ربات صلب می‌باشد که در فصل قبل در مورد آن بحث شد و جمله دوم مجموع انرژی پتانسیل با فرض تقریب i امین مفصل با یک فنر پیچشی خطی عبارت است از:

$$P_2 = \frac{1}{2} k (q_1 - q_2)^T (q_1 - q_2) \quad (۴-۳)$$

که k ماتریس ضرایب سختی مفاصل می‌باشد. یعنی

$$k = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & k_n \end{bmatrix} \quad (۵-۳)$$

k_i ضریب سختی مفصل i -ام می‌باشد. لاگرانژین سیستم بصورت زیر خواهد بود [۲۲]:

$$L = K - P = \frac{1}{2} \dot{q}_1^T D(q_1) \dot{q}_1 + \frac{1}{2} \dot{q}_2^T J \dot{q}_2 - P_1(q_1) - \frac{1}{2} k(q_1 - q_2)^T (q_1 - q_2) \quad (6-3)$$

با استفاده از معادله دینامیکی اویلر-لاگرانژ که به صورت زیر تعریف می‌شود، دینامیک ربات انعطاف‌پذیر را بدست می‌آوریم:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_1} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_1} = 0 \quad (7-3)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_2} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_2} = \tau \quad (8-3)$$

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

$$\frac{\partial L}{\partial q_1} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q_1} (\dot{q}_1^T D(q_1) \dot{q}_1) - \frac{\partial P_1(q_1)}{\partial q_1} - k(q_1 - q_2) \quad (9-3)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_1} = D(q_1) \dot{q}_1 \quad (10-3)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_1} \right) = \dot{D}(q_1) \dot{q}_1 + D(q_1) \ddot{q}_1 \quad (11-3)$$

همچنین داریم:

$$\frac{\partial L}{\partial q_2} = k(q_1 - q_2) \quad (12-3)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_2} = j \dot{q}_2 \quad (13-3)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_2} \right) = j \ddot{q}_2 \quad (14-3)$$

با استفاده از معادلات (7-3) تا (14-3) می‌توان معادلات دینامیکی حاکم بر ربات انعطاف‌پذیر را بصورت زیر نوشت:

$$D(q_1) \ddot{q}_1 + C(q_1, \dot{q}_1) \dot{q}_1 + g(q_1) + k(q_1 - q_2) = 0 \quad (15-3)$$

$$j \ddot{q}_2 - k(q_1 - q_2) = \tau \quad (16-3)$$

که

$$C(q_1, \dot{q}_1) \dot{q}_1 = \dot{D}(q_1) \dot{q}_1 - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial q_1} (\dot{q}_1^T D(q_1) \dot{q}_1) \quad (17-3)$$

$$g(q_1) = \frac{\partial P_1(q_1)}{\partial q_1} \quad (18-3)$$

معادلات حاکم بر ربات با مفصل انعطاف پذیر را معمولاً با در نظر گرفتن ضریب چرخ دنده بصورت زیر

$$r = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & r_n \end{bmatrix}, r_i = 1/m_i \quad (19-3)$$

و استفاده از θ بجای q_1 بصورت زیر نوشته می‌شوند [47]:

$$D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) + F_d\dot{q}_1 + F_s(\dot{q}_1) + \tau_d = K(r\theta_m - \theta) \quad (20-3)$$

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + rK(r\theta_m - \theta) + \tau_f = \tau \quad (21-3)$$

که در آن $\theta \in R^n$ بردار متغیرهای مفصلی، $\dot{\theta} \in R^n$ بردار سرعت‌های مفصلی، $\ddot{\theta} \in R^n$ بردار شتاب‌های مفصلی، $D(\theta) \in R^{n \times n}$ ماتریس متقارن ممان اینرسی فضای مفصلی یا تانسور اینرسی بازوی ماهر، $C(\theta, \dot{\theta}) \in R^n$ بردار گشتاورهای کوریولیس و جانب مرکز، $g(\theta) \in R^n$ بردار توصیف کننده نیروهای گرانشی، $\tau \in R^n$ بردار گشتاور ورودی، $\theta_m \in R^n$ متغیر زاویه‌ای موبوط به موتور، K بیانگر مقدار انعطاف مفاصل، $F_d \in R^{n \times n}$ ماتریس قطری ثابت های اصطکاک ویسکوز، $F_s(\dot{q}_1) \in R^n$ بردار ترم‌های اصطکاک خشک، $\tau_d \in R^n$ بردار اغتشاش یا تاثیرات دینامیک های مدل نشده، $\tau_f \in R^n$ بردار اغتشاش یا تاثیرات دینامیک های مدل نشده، $r \in R^{n \times n}$ ضریب چرخ دنده، $J \in R^{n \times n}$ و $B \in R^{n \times n}$ پارامترهای موتور می‌باشد.

معادلات (20-3) و (21-3) بشدت غیر خطی و دارای تزویج شدید می‌باشند. برای بدست آوردن ولتاژ به عنوان ورودی سیستم رباتیک با توجه به مباحثی که در فصل دوم بخش (2-12-1) مطرح شد، معادله الکتریکی حاکم بر موتور را بصورت زیر می‌توان در نظر گرفت:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + K_b\dot{\theta}_m \quad (22-3)$$

که در آن R مقاومت اهمی سیم پیچ روتور، L اندوکتانس سیم پیچ روتور و K_b ثابت ضد محرکه القایی و u ولتاژ ورودی موتور است. در موتور های DC مغناطیس دائم شار مغناطیسی مربوط به استاتور ثابت می‌باشد بنابراین گشتاور اعمالی به موتور از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$\mathbf{K}_m \mathbf{I}_a = \boldsymbol{\tau} \quad (23-3)$$

که در آن \mathbf{I}_a جریان ورودی به موتور و \mathbf{K}_m ثابت موتور است.

معادلات حاکم بر ربات با مفصل انعطاف پذیر را با در نظر گرفتن دینامیک محرک در فرم فضای حالت می توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}u \quad (24-3)$$

که

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{D}^{-1}(\mathbf{x}_1)(-\mathbf{g}(\mathbf{x}_1) - \mathbf{K}\mathbf{x}_1 - \mathbf{C}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\mathbf{x}_2 + \mathbf{K}r\mathbf{x}_3) \\ \mathbf{x}_4 \\ J^{-1}(r\mathbf{K}\mathbf{x}_1 - r^2\mathbf{K}\mathbf{x}_3 - \mathbf{B}\mathbf{x}_4 + \mathbf{K}_m\mathbf{x}_5) \\ -\mathbf{L}^{-1}(\mathbf{K}_b\mathbf{x}_4 + \mathbf{R}\mathbf{x}_5) \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \mathbf{L}^{-1} \end{bmatrix}, \quad (25)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} \\ \boldsymbol{\theta}_m \\ \dot{\boldsymbol{\theta}}_m \\ \mathbf{I}_a \end{bmatrix}$$

با توجه به مدل فضای حالت دینامیک کل سیستم از مرتبه پنج^۱ می باشد. توجه به این نکته حائز اهمیت است که در ربات صلب ما n درجه آزادی و همچنین n ورودی ($\boldsymbol{\tau} \in \mathbf{R}^n$) داریم. بنابراین با استفاده از استراتژی مفصل مستقل برای هر درجه آزادی می توان یک کنترل کننده مجزا طراحی کرد. ولی ربات انعطاف پذیر دارای $2n$ درجه آزادی است در صورتی که تعداد ورودی های کنترلی n تا می باشد. یعنی وجود انعطاف پذیری، سیستم را در رده سیستم های کم کارانداز جای می دهد که در آنها تعداد درجات آزادی بیش از تعداد ورودی های کنترل است و در نتیجه نمی توان هر حالت را با یک ورودی متناظر کنترل کرد. بنابراین کنترل ربات های انعطاف پذیر با در نظر گرفتن دینامیک محرکه چالش زیادی را برای پژوهشگران فراهم می سازد. زیرا همانطور که در فصل اول هم اشاره شد بیشتر روش های کنترلی پیاده شده بر روی ربات های صلب، مستقیماً قابل اعمال به ربات های انعطاف پذیر نیستند.

¹ Fifth-order

فصل چهارم :

مقدمه ای بر کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر

❖ مقدمه

❖ بررسی موردی یک ربات تک محوره با مفصل انعطاف پذیر

❖ خطی سازی با فیدبک صلب و انعطاف پذیر

❖ کنترل ترکیبی

❖ استراتژی کنترل گشتاور

❖ استراتژی کنترل ولتاژ

❖ مقایسه روش های متداول کنترل ربات

بررسی کارهای قبلی نشان می‌دهد که کنترل ربات‌های انعطاف پذیر با چالش‌های زیادی از جمله غیرخطی بودن، بزرگی مدل، تزویج شدید و عدم قطعیت مواجه است. دینامیک و کنترل رباتها با مفاصل قابل انعطاف اخیراً مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. در اوایل دهه هشتاد نشان داده شد که کاربرد الگوریتم‌های کنترلی بر مبنای ربات‌های صلب، بر روی ربات‌های واقعی در عمل محدود است. همانطور که قبلاً گفته شد بدلیل انعطاف‌پذیری مفاصل، زاویه حرکت محور موتور مستقیماً به محور بازوی ربات مربوط نمی‌شود و این در بسیاری از کاربردها که نیاز به دقت بالا می‌باشد مشکل ایجاد می‌کند. نوسانات ناخواسته در اثر انعطاف مفاصل، محدودیت پهنای باند را برای همه الگوریتم‌های کنترلی که بر مبنای ربات‌های صلب طراحی شده‌اند تحمیل کرده، علاوه بر این ممکن است مشکلات پایداری را برای قوانین کنترل فیدبکی که تاثیر انعطاف مفاصل را ناچیز گرفته اند بوجود آورد [۱۷]. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از نوسانات، انعطاف‌پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل‌کننده منظور شود [۱۸]. از طرف دیگر پژوهش بر روی ربات‌های با انعطاف در مفاصل مهمتر از بررسی انعطاف در بازوهای ربات است. چون اولاً امروزه با استفاده از مواد ترکیبی می‌توان بازوهای سبک با صلبیت بالا ساخت [۶۸]؛ ثانياً مودهای نوسانی بازوها بسیار فرکانس بالاتر از مودهای نوسانی مفاصل هستند [۶۹]. علاوه بر این بازوهای منعطف را می‌توان به صورت تعدادی بازوی صلب که با مفاصل دارای انعطاف به هم وصل شده اند مدل سازی کرد [۷۰]. از سوی دیگر بر مبنای نتایج تئوری و عملی نشان داده شده است که منبع اصلی انعطاف مفاصل هستند [۶۹]، [۷۰].

کار بر روی ربات‌های با انعطاف در مفاصل از اوایل دهه ۸۰ آغاز شده است و هنوز هم ادامه دارد. در [۷۱] که در سال ۱۹۹۸ نوشته شده است، نویسنده پس از بررسی مقالات زیاد و پژوهش چند ساله در زمینه کنترل ربات‌ها، آنها را به سه دسته ربات‌های صلب، ربات‌های صلب با دینامیک محرکه و ربات

های با انعطاف در مفاصل تقسیم کرده و روش های ارائه شده برای کنترل هر دسته را به صورت طبقه بندی شده مرتب کرده است. در پایان این مقاله نویسنده نتیجه گیری کرده است که کنترل ربات های با انعطاف در مفاصل یک حوزه فعال تحقیقاتی در مهندسی کنترل است.

پیش تر به مدلسازی دینامیکی و سینماتیکی بدنه ربات به همراه محرکه پرداختیم. معادلات دینامیکی بازوی ماهر ربات پیچیده، غیرخطی^۱ و چند متغیره^۲ می باشند. بنابراین برای کنترل ربات ناگزیر به استفاده از روش های غیر خطی و چند متغیره می باشیم. این روش های غیرخطی و چند متغیره به ما اجازه می دهند که تحلیل عمیق، کامل و دقیقتری از عملکرد سیستم کنترل داشته باشیم.

روش های طراحی کنترل مقاوم در قبال عدم قطعیت بر پایداری مقاوم^۳ و عملکرد مقاوم^۴ تاکید دارند. روش های جدید طراحی به این واقعیت اشاره دارند که سیستم های فیزیکی^۵ را نمی توان دقیقاً مدلسازی کرد. ضمن اینکه به سبک پیش بینی نشده ای تغییر می کنند و در معرض ورودی های مزاحم قابل توجهی قرار دارند. در بسیاری از روش های طراحی سیستم های کنترل، فرض بر آگاهی از مدل سیستم می باشد، اما همان گونه که مطرح شد همواره باید به این مهم که مدل فرآیند دقیق نمی باشد، توجه داشته باشیم [۷۲]. برای وجود عدم قطعیت در تعیین دقیق مدل سیستم، می توان دلایل زیر را برشمرد:

- ❖ پارامترهای سیستم تغییر می کنند.
- ❖ دینامیک سیستم کاملاً مدل سازی نشده است.
- ❖ تاخیرهای زمانی^۶ کاملاً مدل سازی نشده اند.
- ❖ نقطه تعادل یا نقطه کار تغییر می کند.
- ❖ سنسورها^۱ دارای اغتشاش هستند.

^۱ Nonlinear
^۲ Multivariable
^۳ Robust stability
^۴ Robust performance
^۵ Physical system
^۶ Time delay

❖ ورودی‌های مزاحم قابل پیش بینی نیستند.

هدف از طراحی سیستم‌های مقاوم حفظ اطمینان از رفتار سیستم در قبال عدم قطعیت در مدلسازی و تغییر پارامترهای مدل می‌باشد.

حال با بیان این مقدمات به مساله اصلی کنترل برمی‌گردیم. در ادامه ابتدا برای ملموس شدن مساله کنترل با بیان مدل یک ربات تک محوره با مفاصل انعطاف پذیر به بررسی چند نمونه از کارهای انجام شده بر روی این ربات تک محوره پرداخته و با جنبه های مختلف کنترل آن از طریق شبیه سازی آشنا خواهیم شد [۶۱]. سپس به بیان استراتژی های متداول کنترل ربات یعنی استراتژی کنترل گشتاور و استراتژی کنترل ولتاژ می پردازیم.

۱-۴ بررسی موردی یک ربات تک محوره با مفاصل انعطاف پذیر

یک ربات تک محوره مانند شکل (۱-۴) را در نظر می‌گیریم. فرض می‌کنیم چرخ دنده وجود ندارد و موتور توسط فنری به بازو گشتاور اعمال می‌کند. معادلات دینامیکی سیستم را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$I\ddot{q}_1 + mgL\sin(q_1) = K(q_2 - q_1) \quad (1-4)$$

$$J\ddot{q}_2 - K(q_1 - q_2) = u \quad (2-4)$$

که q_1 زاویه مفصل، q_2 زاویه موتور، m وزن محور، L طول محور و K سختی فنر است. مدل فضای حالت این سیستم با انتخاب $x_1 = q_1$ و $x_3 = q_2$ بصورت زیر است:

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{mgL}{I}\sin(x_1) - \frac{K}{I}(x_1 - x_3)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 \quad (3-4)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{K}{J}(x_1 - x_3) + \frac{1}{J}u$$

۱-۲-۴ خطی سازی با فیدبک صلب

در اولین رویکرد، انعطاف پذیری را در نظر نگرفته و کنترل طراحی شده برای ربات صلب را به ربات انعطاف پذیر اعمال می‌کنیم. با استفاده از مدل (۳-۴) می‌توان نوشت:

$$\ddot{q} = -\frac{mgL}{I+J}\sin(q) + \frac{1}{I+J}u \quad (4-4)$$



شکل (۱-۴): ربات با مفصل انعطاف پذیر یک درجه آزادی [۵۹]

که در واقع همان مدل ربات صلب است و در آن $q = q_1 = q_2$ می باشد. برای خطی کردن سیستم فوق با فیدبک باید ورودی زیر اعمال شود:

$$u = (I + J)(v + mgL \sin(q)) \quad (۵-۴)$$

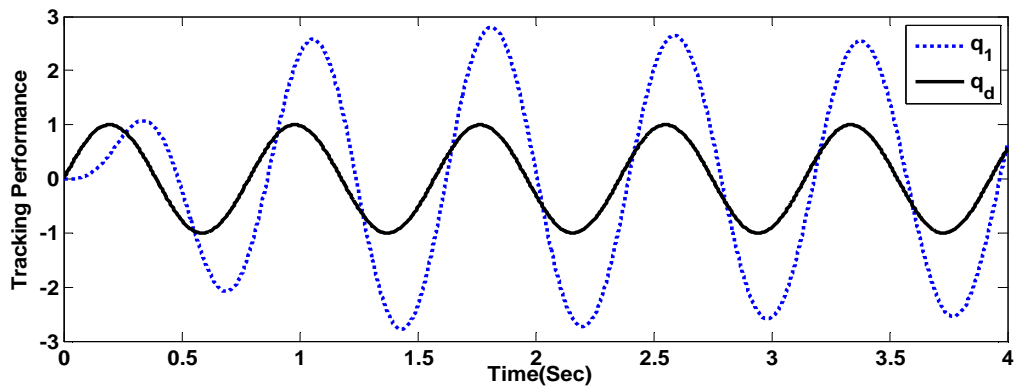
و ورودی جدید v برای تحمیل دینامیک خطی مناسب به خطا، بصورت زیر تعریف می شود:

$$v = \ddot{q}_d - k_2(\dot{q} - \dot{q}_d) - k_1(q - q_d) \quad (۶-۴)$$

که k_1 و k_2 ضریب مثبت و q_d خروجی مطلوب است. هستند. با اعمال (۶-۴) به (۵-۴) دینامیک خطا بصورت زیر بدست می آید:

$$\ddot{e} + k_2\dot{e} + k_1e = 0 \quad (۷-۴)$$

که $e = q - q_d$. برای اعمال کنترل فوق به سیستم اصلی (انعطاف پذیر) چون دیگر $q_1 \neq q_2$ تنها نکته مبهم آن است که در رابطه (۶-۴) از q_1 به جای q استفاده شود یا q_2 ؟ به نظر می رسد که چون متغیر مورد نظر برای ردیابی q_1 است باید از آن فیدبک گرفت اما در این صورت سیستم ناپایدار است. با فیدبک گرفتن q_2 (متغیر موتور) سیستم پایدار می شود اما ردیابی خوب نیست. در شکل (۲-۴) خروجی مطلوب و خروجی واقعی (q_1) (متغیر محور) با فرض $k = 100$ و واحد فرض کردن بقیه پارامترها به ازای ورودی $q_d = \sin(8t)$ ، $k_1 = 100$ و $k_2 = 20$ رسم شده اند. در نتیجه می توان گفت که در نظر



شکل (۲-۴): خروجی مطلوب (پر رنگ) و خروجی واقعی (خط چین) با کنترل صلب

نگرفتن انعطاف پذیری برای کنترل ربات با مفصل انعطاف پذیر اگر باعث ناپایداری نشود، حداقل باعث افت عملکرد در حد غیر قابل قبول می گردد.

۲-۲-۴ خطی سازی با فیدبک انعطاف پذیر

سیستم (۳-۴) با تبدیل زیر:

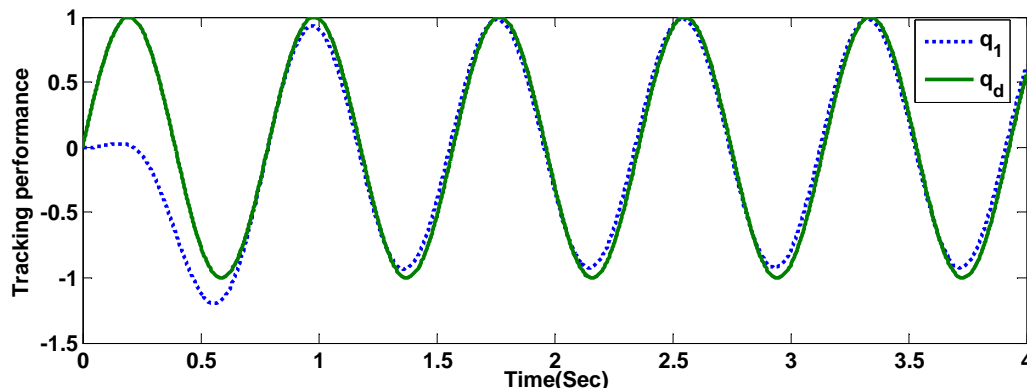
$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_2 = x_2 \\ z_3 = -\frac{MgL}{I} \sin(x_1) - \frac{K}{I}(x_1 - x_3) \\ z_4 = -\frac{MgL}{I} \cos(x_1) - \frac{K}{I}(x_2 - x_4) \end{cases} \quad (۸-۴)$$

و با در نظر گرفت ورودی بصورت:

$$\begin{cases} u = \frac{J}{K}(v - \alpha(x)) \\ \alpha(x) = \frac{MgL}{I} \sin(x_1) \left(x_2^2 + \frac{MgL}{I} \cos(x_1) + \frac{K}{I} \right) + \frac{K}{I}(x_1 - x_3) \left(\frac{K}{I} + \frac{K}{J} + \frac{MgL}{I} \cos(x_1) \right) \end{cases} \quad (۹-۴)$$

به سیستم خطی زیر تبدیل می شود:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = v \end{cases} \quad (۱۰-۴)$$



شکل (۳-۴): خروجی مطلوب (پر رنگ) و خروجی واقعی (خط چین)

فرض کنید می‌خواهیم موقعیت بازو z_1 یک مسیر داده شده z_d را ردیابی کند. قانون کنترل زیر

$$v = z_d^{(4)} - a_3 \ddot{z}_1^{(3)} - a_2 \dot{z}_1 - a_1 \dot{z}_1 - a_0 \ddot{z}_1 \quad (۱۱-۴)$$

که در آن $\ddot{z}_1 = z_1 - z_d$ است به دینامیک‌های خطای ردیابی زیر منتهی می‌شود:

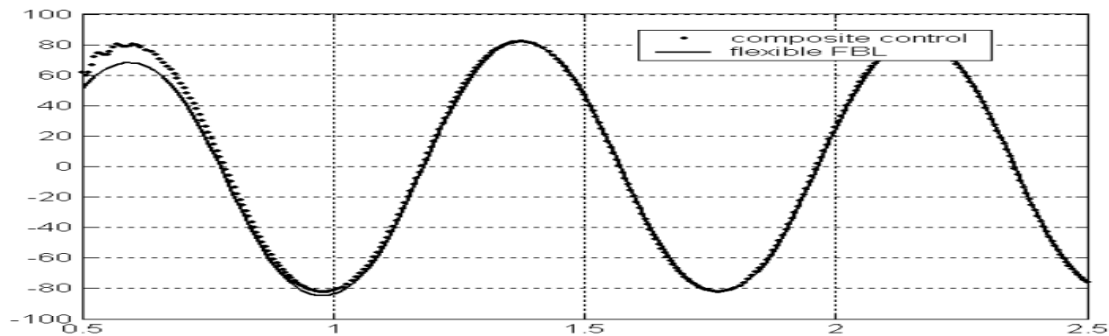
$$\ddot{z}_1^{(4)} + a_3 \ddot{z}_1^{(3)} + a_2 \dot{z}_1 + a_1 \dot{z}_1 + a_0 \ddot{z}_1 = 0 \quad (۱۲-۴)$$

اگر ثابت‌های a_i بصورت مناسب انتخاب شوند این دینامیک‌ها پایدار نمایی است. در شکل (۳-۴) نتیجه شبیه‌سازی با در نظر گرفتن دینامیک $(s + 10)^4$ برای خطا آمده است. همانطور که مشاهده می‌شود سیستم دارای عملکرد مناسبی است. در نتیجه انعطاف‌پذیری در روش خطی سازی با فیدبک ردیابی را قابل قبول می‌سازد اما پیاده‌سازی آن مستلزم اندازه‌گیری موقعیت موتور و بازو به اضافه سرعت‌های آنهاست. (در موارد پیچیده‌تر اندازه‌گیری شتاب و مشتق آن نیز لازم می‌باشد [۶۱])

۳-۲-۴ کنترل ترکیبی

در بسیاری از مقالات نیز بر مبنای رویه انتگرالی^۱ روش‌های برای کنترل ربات‌های انعطاف‌پذیر ارائه شده است. در این مقالات از استراتژی کنترل ترکیبی استفاده شده است. که یک ترم آن قانون کنترل مقاوم و ترم دیگر آن قانون کنترل پایدار ساز است. معمولاً برای بیان قانون کنترل مقاوم از کنترل کننده PID استفاده می‌شود. از معایب روش رویه انتگرالی مقاوم نبودن در مواجهه با عدم قطعیت‌ها و وابسته

^۱ Integral manifold



شکل (۴-۴): دامنه سیگنال کنترل پس از طی حالت گذرا [۱۹]

بودن به دینامیک ربات است. البته برای حل مشکل اول از ترکیب آن با روش های تطبیقی نیز استفاده شده است [۷۳]. روش اخیر مزایای زیادی را نسبت به روش های قبلی نشان می دهد اما اگر عمیق تر به مسئله بنگریم مانعی در پیاده سازی عملی مشاهده خواهد شد که تعداد انگشت شماری از پژوهشگران به آن پرداخته اند [۷۴] و آن هزینه بالای کنترل و رخ دادن مشکل اشباع محرکه ها است که در شبیه سازی کامپیوتری پنهان می ماند. با توجه به اینکه این روش در حوزه کار رساله نمی باشد بنابراین در ادامه فقط برابری مقایسه، نتایج ارائه می شود. شکل (۴-۴) سیگنال کنترلی در دو روش اخیر را برای حالتی که زمان گذرا تقریباً تمام شده است، نشان می دهد. مشاهده می شود که در این زمان ها تفاوت چندانی وجود ندارد. اما اگر حالت گذرای سیستم ها را در نظر بگیریم، در روش خطی سازی با فیدبک انعطاف پذیر حداکثر دامنه کنترل کمتر از ۱۲۰ نیوتن متر است. در صورتیکه این مقدار برای روش کنترل ترکیبی بیش از ۱۰۰۰۰ نیوتن متر می باشد. اگر اشباع کاراندازها (محرکه ها) را به مدل اضافه کنیم، روش اول تا حد اشباع ۱۰۰ (که با توجه به دامنه مورد نیاز در حالت ماندگار مقدار معقولی است) همچنان با عملکرد خوب کار می کند. اما روش دوم با حد اشباع ۹۰۰ (که بیش از ۱۰ برابر دامنه در حالت ماندگار است) ناپایدار می شود. در نتیجه روش کنترل ترکیبی ردیابی را بهبود می بخشد اما هزینه کنترل را زیاد می کند و در صورت اشباع محرکه ها، ناپایدار می شود. همانطور که در فصل اول اشاره شد، روش خطی سازی فیدبکی (دینامیک وارون) یکی از پرکاربردترین روش های ارائه شده برای کنترل ربات می باشد که مبتنی

بر کنترل گشتاور می باشد. در این بخش ابتدا روش خطی سازی فیدبکی را که بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور است مرور کرده و آن را روی یک ربات هنرمند اجرا می کنیم. در شبیه سازی ها عملکرد استراتژی کنترل گشتاور را در برابر عدم قطعیت ها پارامتری، دینامیک های مدل نشده و اغتشاش خارجی بررسی خواهیم کرد. در بخش بعد استراتژی کنترل ولتاژ را معرفی می کنیم و نتایج این دو استراتژی را بررسی خواهیم کرد.

۴-۲-۴ روش دینامیک وارون (گشتاور محاسباتی)

معادلات دینامیکی ربات صلب را در نظر بگیرید:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau \quad (۱۳-۴)$$

قانون کنترل را با استفاده از خطی سازی فیدبکی می توان بصورت زیر پیشنهاد داد.

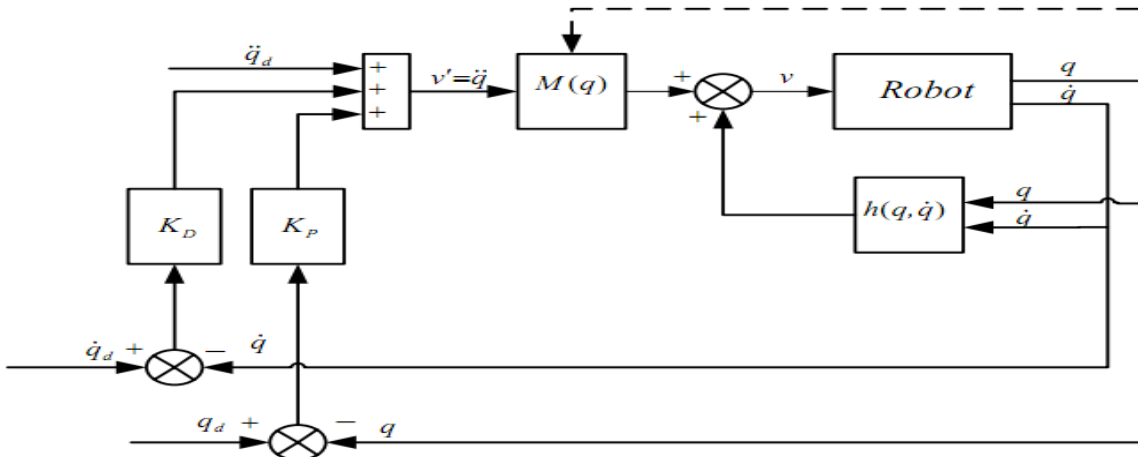
$$D(q)(\ddot{q}_d + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q)) + h(q, \dot{q}) = \tau \quad (۱۴-۴)$$

q_d مسیر مطلوب در فضای مفصلی می باشد. با انتخاب مقادیر مناسب برای ماتریس های قطری K_d و K_p می توان رفتار گذرای سیستم را کنترل کرد. با استفاده از روابط (۱۳-۴) و (۱۴-۴) دینامیک حلقه بسته بصورت زیر در می آید.

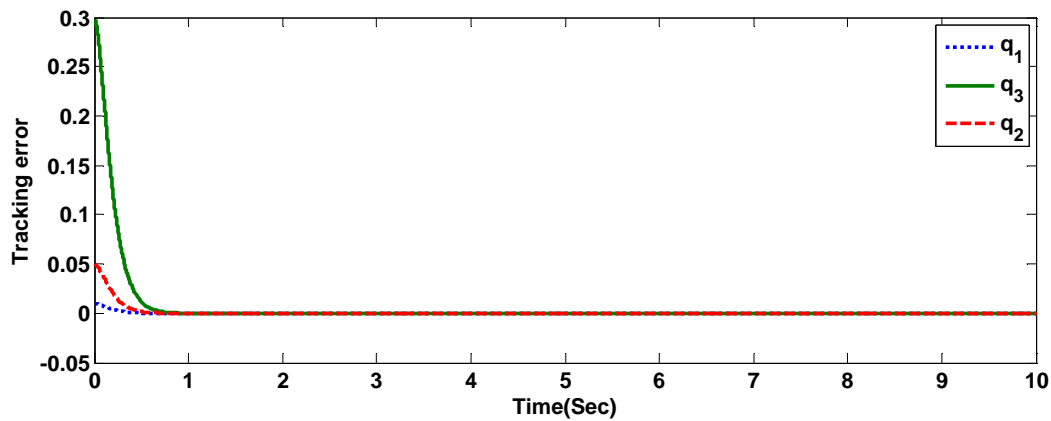
$$\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e = 0 \quad (۱۵-۴)$$

که در آن $e = q_d - q$. بلوک دیاگرام کنترل ربات به شیوه خطی سازی فیدبکی در شکل (۵-۴) نمایش داده شده است. با انتخاب $K_d = 20I$ و $K_p = 100I$ این روش را روی ربات کروی صلب اجرا می کنیم. مسیر مطلوب برای هر سه مفصل $q_d = 1 - \cos(\frac{\pi}{10}t)$ می باشد. خطای ردگیری در شکل (۶-۴) نشان داده شده است. همانطور که می بینم خطا در مدت زمان کوتاهی به صفر رسیده است. سیگنال کنترل (گشتاور) هم در شکل (۷-۴) آمده است. باید به این نکته توجه شود پیاده سازی قانون گشتاور (۱۴-۴)

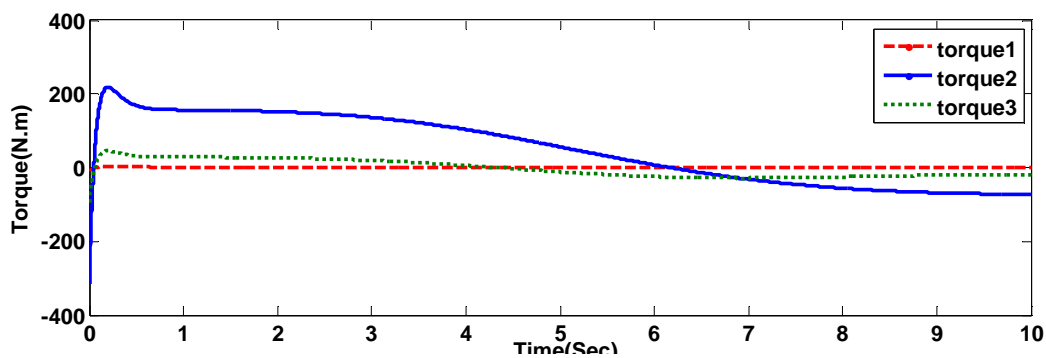
به مدل پیچیده ربات یعنی به ماتریس های $h(q, \dot{q})$ و $D(q)$ نیاز دارد. محاسبه دقیق و صریح مدل ربات، کاری وقت گیر، دشوار و پرهزینه است.



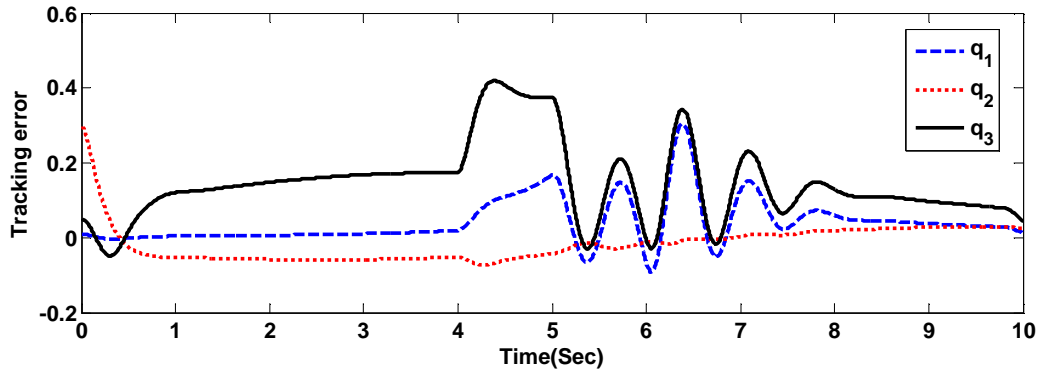
شکل (۴-۵): بلوک دیاگرام خطی سازی فیدبکی



شکل (۴-۶): خطای ردگیری روش خطی سازی بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت



شکل (۷-۴): سیگنال کنترل (گشتاور) بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت



شکل (۸-۴): خطای ردگیری روش خطی سازی با در نظر گرفتن عدم قطعیت

حال برای ارزیابی بهتر عملکرد سیستم با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامتری، قانون کنترل را بصورت زیر را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\widehat{D}(q)(\ddot{q}_d + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q)) + \widehat{h}(q, \dot{q}) = \tau \quad (۱۶-۴)$$

که عدم قطعیت‌های پارامتری را بصورت $\widehat{D} = .8D$ و $\widehat{h} = .8h$ در نظر می‌گیریم. علاوه بر این در شبیه‌سازی مدل ربات به صورت

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) + \tau_f + \tau_{dist} = \tau \quad (۱۷-۴)$$

در نظر گرفته شده است. τ_f دینامیک مدل نشده (گشتاور اصطکاک) است.

$$\tau_f = [20\dot{q}_1 + 8\text{sign}(\dot{q}_1) \quad 4\dot{q}_2 + .16\text{sign}(\dot{q}_2) \quad 4\dot{q}_3 + 8\text{sign}(\dot{q}_3)]^T \quad (۱۸-۴)$$

اغتشاش خارجی τ_{dist} نیز مجموع سه تابع پله می‌باشد که به صورت

$$\tau_{dist} = 25u(t - 4) - 30u(t - 5) + 10u(t - 6) \quad (۱۹-۴)$$

به سیستم اعمال شده است. $u(t)$ تابع پله واحد می‌باشد. حداکثر دامنه گشتاور اعمالی در حالت ماندگار در روش دینامیک وارون (شکل ۷-۴) حداکثر ۲۱۰ نیوتون متر است و دامنه گشتاور اغتشاش تقریباً ۱۲ درصد آن انتخاب شده است. خطای ردگیری در شکل (۸-۴) نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه

می‌شود، روش خطی سازی در مواجهه با عدم قطعیت‌ها عملکرد قابل قبولی ندارد. در ادامه روشی غیر خطی بر مبنای خطی سازی فیدبکی برای مواجهه با عدم قطعیت‌ها ارائه می‌گردد.

۵-۲-۴ کنترل غیر خطی مقاوم

فرض کنید معادله دینامیکی سیستم به صورت زیر باشد:

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \tau \quad (۲۰-۴)$$

قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید.

$$\bar{D}(q)u + \hat{h}(q, \dot{q}) = \tau \quad (۲۱-۴)$$

$\bar{D}(q)$ و $\hat{h}(q, \dot{q})$ تخمین‌هایی از $D(q)$ و $h(q, \dot{q})$ هستند (مدل نامی). برای ردگیری مسیر مطلوب q_d در فضای مفصلی، u را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$u = \ddot{q}_d + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q) + u_r \quad (۲۲-۴)$$

u_r را برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها، به قانون کنترل اضافه نموده‌ایم و در ادامه مقدار آن را بدست خواهیم آورد. با جایگذاری τ از رابطه (۲۰-۴) در (۲۱-۴)، معادله حلقه بسته

$$D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) = \bar{D}(q)u + \hat{h}(q, \dot{q}) \quad (۲۳-۴)$$

بدست می‌آید. در نتیجه خواهیم داشت:

$$\ddot{q} = D^{-1}(q)\bar{D}(q)u + D^{-1}(q)(\hat{h}(q, \dot{q}) - h(q, \dot{q})) \quad (۲۴-۴)$$

برای سادگی از شناسه‌های q و \dot{q} صرف نظر می‌کنیم. با اضافه و کم کردن u به سمت راست رابطه فوق خواهیم داشت:

$$\ddot{q} = u + (D^{-1}\bar{D} - I)u + D^{-1}(\hat{h} - h) \quad (۲۵-۴)$$

با جایگذاری u از (۲۲-۴) در (۲۵-۴) خواهیم داشت:

$$\ddot{q} = \ddot{q}_d + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q) + u_r + (D^{-1}\bar{D} - I)u + D^{-1}(\hat{h} - h) \quad (۲۶-۴)$$

با تعاریف

$$e = q - q_d \quad (27-4)$$

$$\eta = (D^{-1}\hat{D} - I)u + D^{-1}(\hat{h} - h) \quad (28-4)$$

خواهیم داشت:

$$\ddot{e} + K_d \dot{e} + k_p e = u_r + \eta \quad (29-4)$$

اکنون با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف u_r را بدست می‌آوریم. ابتدا معادلات حالت سیستم در فضای ردگیری را بدست می‌آوریم. با تعریف متغیرهای حالت به صورت

$$x = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \quad (30-4)$$

معادلات حالت به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{x} = Ax + Bu_s \quad (31-4)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -K_p & -K_d \end{bmatrix} \quad , \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad (32-4)$$

$$u_s = u_r + \eta \quad (33-4)$$

تابع لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V(x) = x^T P x \quad (34-4)$$

که P یک ماتریس متقارن مثبت معین است. مشتق زمانی $F(x)$ برابر است با

$$\dot{V}(x) = x^T (A^T P + PA)x + 2x^T P B u_s = -x^T Q x + 2x^T P B u_s \quad (35-4)$$

اگر A هرویتز باشد، P از معادله ریکاتی زیر محاسبه می‌شود که در آن Q یک ماتریس متقارن مثبت معین است.

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (36-4)$$

با توجه به رابطه (35-4) برای اینکه سیستم پایدار مجانبی باشد، باید داشته باشیم:

$$x^T PB u_s = x^T PB (u_r + \eta) \leq 0 \quad (37-4)$$

فرض کنید $\|\eta\| \leq \varphi$ باشد. در این صورت نشان خواهیم داد که اگر u_r را به صورت

$$u_r = \begin{cases} \frac{-(x^T PB)^T \varphi}{\|x^T PB\|} & \|x^T PB\| \neq 0 \\ 0 & \|x^T PB\| = 0 \end{cases} \quad (38-4)$$

انتخاب کنیم، رابطه (37-4) برقرار خواهد شد و پایداری سیستم اثبات می‌شود.

اثبات: u_r از معادله (38-4) را در (37-4) جایگذاری می‌کنیم.

$$x^T PB \left(\frac{-(x^T PB)^T \varphi}{\|x^T PB\|} + \eta \right) = (-\|x^T PB\| \varphi + x^T PB \eta) \quad (39-4)$$

از طرفی می‌دانیم که:

$$x^T PB \eta \leq \|x^T PB\| \cdot \|\eta\| \leq \|x^T PB\| \varphi \quad (40-4)$$

بنابراین، خواهیم داشت:

$$x^T PB \eta - \|x^T PB\| \varphi \leq 0 \quad (41-4)$$

و شرط منفی بودن مشتق زمانی تابع لیاپانوف محقق می‌شود.

اکنون باید مقدار φ (باند عدم قطعیت) در رابطه (41-4) را بدست آوریم. با توجه به روابط (22-4) و (4-4)

(28) داریم:

$$\eta = (D^{-1} \hat{D} - I) \{ \ddot{q}_a + K_a (\dot{q}_a - \dot{q}) + K_p (q_a - q) + u_r \} + D^{-1} (\hat{h} - h) \quad (42-4)$$

بنابراین η به صورت زیر محدود می‌شود:

$$\|\eta\| \leq \|(D^{-1} \hat{D} - I)\| \cdot \|\ddot{q}_a - K_a \dot{e} - K_p e + u_r\| + \|D^{-1}\| \cdot \|\hat{h} - h\| \quad (43-4)$$

به ازای تمام مقادیر q داریم [59]:

$$D_1 \leq \|D^{-1}\| \leq D_2 \quad (44-4)$$

با انتخاب \hat{D} به صورت

$$\hat{D} = \frac{2I}{D_1 + D_2} \quad (45-4)$$

خواهیم داشت [59]:

$$\|(D^{-1}\hat{D} - I)\| \leq \frac{D_1 - D_2}{D_1 + D_2} =: \alpha \leq 1 \quad (46-4)$$

بنابراین، نامساوی (43-4) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\|\eta\| \leq \alpha \cdot \|\ddot{q}_d - K_d \dot{e} - K_p e\| + \alpha \|u_r\| + \|D^{-1}\| \cdot \|\hat{h} - h\| \quad (47-4)$$

فرض کنید $\|u_r\| \leq \varphi$ [59] در این صورت داریم:

$$\|\eta\| \leq \alpha \cdot \|\ddot{q}_d - K_d \dot{e} - K_p e\| + \alpha \varphi + D_2 \|\hat{h} - h\| := \varphi \quad (48-4)$$

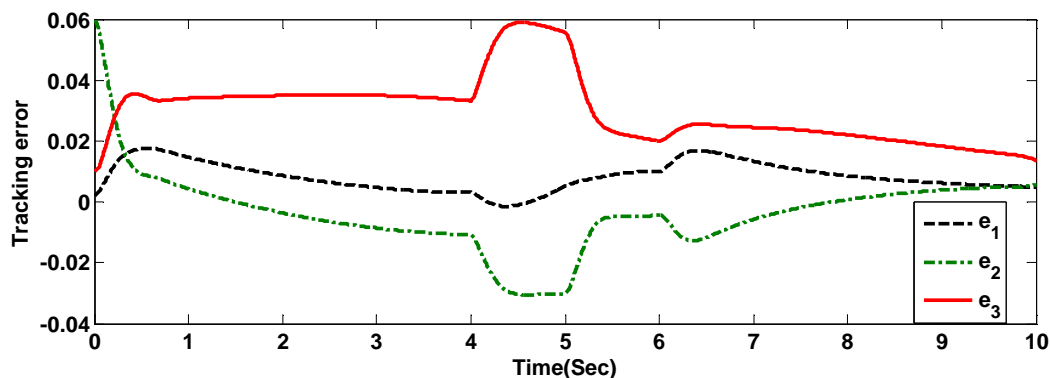
در نتیجه باند عدم قطعیت به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\varphi = \frac{\|\ddot{q}_d - K_d \dot{e} - K_p e\| + D_2 \|\hat{h} - h\|}{1 - \alpha} \quad (49-4)$$

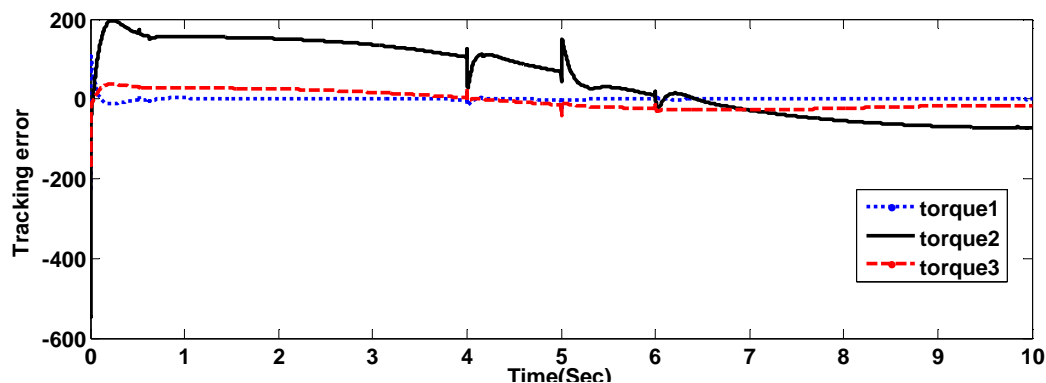
۱-۵-۲-۴ نتایج شبیه سازی

روش کنترل غیر خطی مقاوم، با مقادیر پارامترهای $K_p = 100I$ و $K_d = 20I$ زیر روی بازوی ماهر هنرمند پیاده سازی می‌شود. علاوه بر این عدم قطعیت پارامتری را به صورت $\hat{h} = .8h$ و $\hat{D} = .8D$ اعمال می‌کنیم. مسیر مطلوب برای هر سه مفصل همان مسیر بخش قبل می‌باشد. در شبیه سازی مدل ربات به صورت (4-17) در نظر گرفته می‌شود.

خطای ردگیری در شکل (4-9) نشان داده شده است. همان طور که ملاحظه می‌شود، روش کنترل مقاوم غیر خطی در جبران عدم قطعیت‌ها عملکرد قابل قبولی دارد. شکل (4-10) سیگنال کنترل را نمایش می‌دهد. پرش‌هایی در این سیگنال در لحظه‌های 4، 5، و 6 ثانیه دیده می‌شود که بیانگر عملکرد صحیح کنترلی برای دفع اغتشاش خارجی است.



شکل (۹-۴): عملکرد روش کنترل مقاوم غیرخطی با اعمال عدم قطعیت



شکل (۱۰-۴): سیگنال کنترل (گشتاور) روش کنترل مقاوم غیر خطی

۳-۴ مقدمه ای در مورد کنترل ولتاژ

همان طور که در بخش قبل اشاره شد، استراتژی کنترل گشتاور در پیاده سازی عملی با مشکلاتی اساسی مواجه است. در مقابل این استراتژی، استراتژی کنترل ولتاژ مطرح شده است که معایب کنترل گشتاور را ندارد. مهم ترین مزیت استراتژی کنترل ولتاژ این است که در طراحی قانون کنترل آن نیازی به مدل ربات نداریم. زیرا جریان موتور حاوی تمام اثرات غیرخطی بار (ربات) است. در نتیجه، با فیدبک گرفتن از جریان موتور دینامیک غیر خطی پیچیده ربات را در اختیار خواهیم داشت. در این بخش این استراتژی را معرفی می کنیم و دلایل برتری آن را نسبت به کنترل گشتاور تشریح خواهیم کرد. نتایج شبیه سازی تأییدی بر

عملکرد صحیح این استراتژی است. سپس به کمک روش کنترل مقاوم غیرخطی که در بخش پیش معرفی شد، به طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر کنترل ولتاژ خواهیم پرداخت و پایداری کل سیستم (ربات، موتورها و کنترل کننده) را اثبات خواهیم کرد.

۱-۳-۴ معرفی استراتژی کنترل ولتاژ

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

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l = \tau \quad (50-4)$$

J_m ممان اینرسی موتور و B_m ضریب میرایی می باشند. r ضریب چرخ دنده است. θ_m موقعیت زاویه ای موتور، τ گشتاور تولید شده توسط موتور و τ_l گشتاور بار موتور می باشند که از معادله دینامیکی ربات به صورت زیر بدست می آید.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau_l \quad (51-4)$$

رابطه بین موقعیت موتور و متغیرهای ربات به صورت زیر است:

$$q = r \theta_m \quad (52-4)$$

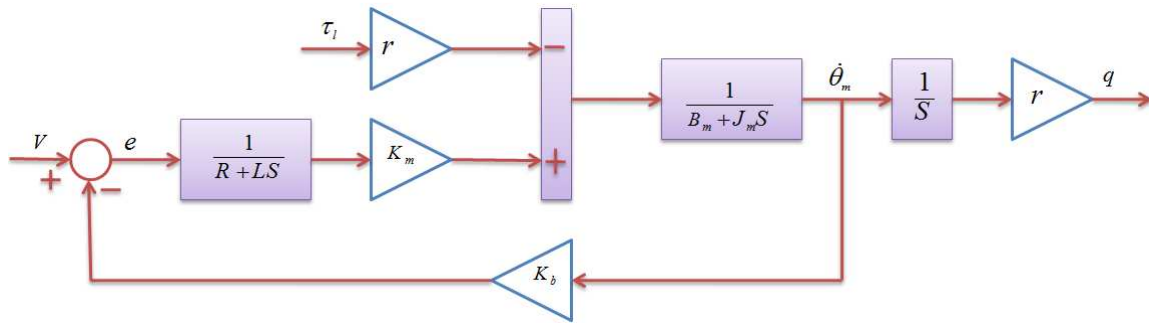
از طرفی معادله ولتاژ موتور را می توان به صورت زیر نوشت:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + k_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (53-4)$$

که در آن R, L, k_b به ترتیب ثابت ضد محرکه القایی، اندوکتانس و مقاومت موتور و i و v جریان و ولتاژ ترمینال موتور می باشند. با توجه به رابطه (۵۲-۴) می توانیم (۵۳-۴) را بر حسب متغیر مفصل ربات صلب به صورت زیر بنویسیم.

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{k_b}{r} \frac{dq}{dt} \quad (54-4)$$

با استفاده از روابط فوق می‌توان بلوک دیاگرام نشان داده شده در شکل (۴-۱۱) را برای یک موتور و بار آن که یک بازوی ربات می‌باشد رسم کرد.



شکل (۴-۱۱): بلوک دیاگرام یک موتور DC

همان طور که گفتیم در روش کنترل ولتاژ، کنترل ربات به کنترل موتور تبدیل می‌شود و هدف کنترل موقعیت زاویه‌ای موتور است و سیگنال کنترل، ولتاژ ترمینال موتور می‌باشد. بنابراین، معادله دینامیکی سیستم همان معادله (۴-۵۴) می‌باشد. باید یک قانون کنترل ارائه دهیم تا خطای ردگیری موقعیت مفصل را به صفر برساند. قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{k_b}{r} u \quad (۴-۵۵)$$

$$u = \dot{q}_d + k_p(q_d - q) \quad (۴-۵۶)$$

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

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r \tau_l = \tau = K_m I \quad (۴-۵۷)$$

بنابراین جریان موتور حاوی تأثیرات دینامیکی ربات و موتور است. با استفاده از روابط (۴-۵۴) تا (۴-۵۶) دینامیک حلقه بسته به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{q} = \dot{q}_d + k_p(q_d - q) \quad (58-4)$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که:

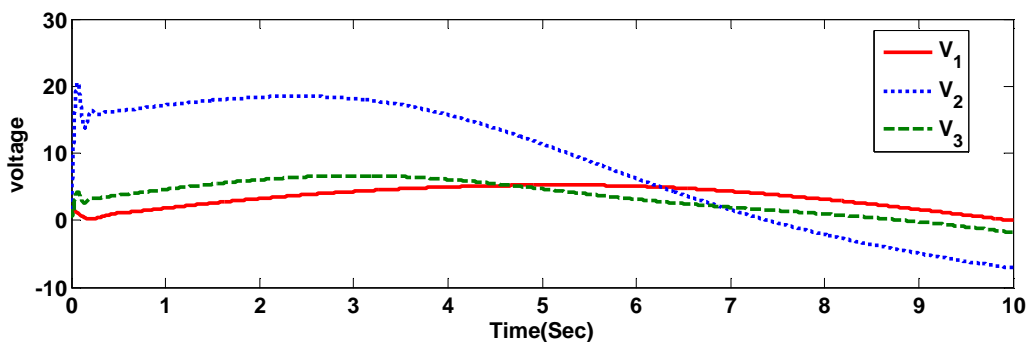
$$\dot{e} + k_p e = 0 \quad (59-4)$$

$$e = q_d - q \quad \text{که در آن}$$

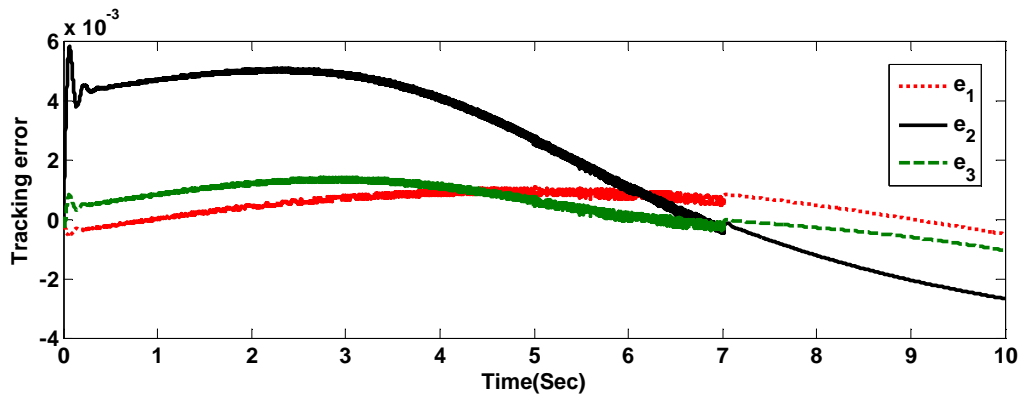
بنابراین، اگر k_p مثبت باشد، با گذشت زمان خطا به سمت صفر میل می‌کند. همان طور که ملاحظه شد، قانون کنترل (۵۶-۴) خطای ردگیری را به صفر می‌رساند.

۱-۱-۳-۴ نتایج شبیه سازی

پارامترهای مربوط به ربات هنرمند و موتورها در فصل ۲ ارائه شده است. مسیر مطلوب برای هر سه مفصل $q_d = 1 - \cos\left(\frac{\pi}{10}t\right)$ می‌باشد. مقدار k_p را عدد ۲۰۰ انتخاب می‌کنیم. شکل (۱۲-۴) سیگنال ولتاژ موتورها را نشان می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌شود سیگنالی نرم است، نوسانات شدید ندارد و در محدوده کاری موتورها قرار دارد. خطاهای ردگیری در حالتی که عدم قطعیت نداریم در شکل (۱۳-۴) رسم شده است. همانطور که مشاهده می‌شود عملکرد سیستم کنترل بسیار خوب بوده و خطای ردگیری به خوبی کاهش پیدا کرده است.



شکل (۱۲-۴): سیگنال ولتاژ موتورها در روش کنترل ولتاژ بدون عدم قطعیت



شکل (۴-۱۳): خطای ردگیری روش کنترل ولتاژ بدون عدم قطعیت

۲-۳-۴ کنترل ولتاژ مقاوم

اکنون با استفاده از روش کنترل مقاوم غیرخطی که در فصل قبل معرفی شد به طراحی کنترل مقاوم با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ می‌پردازیم. همانطور که در فصل دوم نشان داده شد معادلات دینامیکی ربات به همراه محرکه را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) = V \quad (۴-۶۰)$$

که $M(q)$ و $N(q, \dot{q})$ بترتیب در (۲-۸۹) و (۲-۹۰) تعریف شده‌اند.

برای کامل کردن مدل سیستم و در نظر گرفتن عدم قطعیت‌هایی از قبیل دینامیک مدل نشده (مانند اصطکاک و ...) و اغتشاش خارجی، مدل زیر را پیشنهاد می‌دهیم:

$$M(q)\ddot{q} + H(q, \dot{q}) = V \quad (۴-۶۱)$$

$$H(q, \dot{q}) = N(q, \dot{q}) + d \quad (۴-۶۲)$$

d بیانگر دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی می‌باشد. می‌توان رابطه (۴-۶۱) را با توجه به مدل نامی به صورت زیر نوشت:

$$\hat{M}(q)\ddot{q} + \hat{H}(q, \dot{q}) + V_d = V \quad (۴-۶۳)$$

$\hat{M}(q)$ و $\hat{H}(q, \dot{q})$ مدل نامی سیستم را نشان می‌دهند و ساختاری همانند $M(q)$ و $H(q, \dot{q})$ دارند، ولی مقادیر پارامترهای آنها متفاوت می‌باشد. عبارت متغیر با زمان V_d شامل عدم قطعیت‌ها اعم از عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است. با توجه به (۴-۶۱) و (۴-۶۳) می‌توان نتیجه گرفت که V_d کران بالا دارد. چون می‌توان نوشت

$$(M(q) - \hat{M}(q))\ddot{q} + (H(q, \dot{q}) - \hat{H}(q, \dot{q})) = V_d \quad (۴-۶۴)$$

بنابراین V_d کران بالایی به صورت زیر دارد

$$\|V_d\| \leq \|M(q) - \hat{M}(q)\| \cdot \|\ddot{q}\| + \|H(q, \dot{q}) - \hat{H}(q, \dot{q})\| \quad (۴-۶۵)$$

$\|\cdot\|$ نشان دهنده نرم ۲ یک بردار یا ماتریس می‌باشد. اکنون قانون کنترل زیر را در نظر می‌گیریم:

$$\hat{M}(q)u + \hat{H}(q, \dot{q}) = V \quad (۴-۶۶)$$

با جایگذاری V از رابطه (۴-۶۳) در (۴-۶۶)، معادله حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{q} + \hat{M}^{-1}(q)V_d = u \quad (۴-۶۷)$$

برای ردگیری مسیر مطلوب، u را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$u = \ddot{q}_d + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q) + u_r \quad (۴-۶۸)$$

u_r را برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها، به قانون کنترل اضافه نموده‌ایم و در ادامه مقدار آن را بدست خواهیم

آورد. با جایگذاری u از رابطه (۴-۶۷) در (۴-۶۸)، معادله حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{q}_d - \ddot{q} + K_d(\dot{q}_d - \dot{q}) + K_p(q_d - q) = \lambda - u_r \quad (۴-۶۹)$$

که در آن $\lambda = \hat{M}^{-1}(q)V_d$. با توجه به رابطه (۲-۸۸)، $M(q)$ به صورت زیر محدود می‌شود:

$$\|M(q)\| < \|RK_m^{-1}J_m r^{-1}\| + \|RK_m^{-1}r\| \cdot \|D(q)\| \quad (۴-۷۰)$$

ماتریس اینرسی $D(q)$ به ازای همه $q \in R^n$ کران دار است یعنی $\mu_1 \leq \|D(q)\| \leq \mu_2$ که μ_1 و μ_2 ثابت

های مثبتی هستند [۵۹]. بنابراین، با توجه به رابطه اخیر می‌توان گفت که $M(q)$ نیز کران بالا دارد. چون

ساختار $\hat{M}(q)$ مانند $M(q)$ می‌باشد، می‌توان نتیجه گرفت که $\hat{M}(q)$ نیز کران بالا دارد. بنابر این $\hat{M}^{-1}(q)$ نیز کراندار است. چون طبق رابطه (۴-۶۵)، V_d کراندار است پس می‌توان نتیجه گرفت که λ نیز کراندار است. اکنون با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف u_r را بدست می‌آوریم. ابتدا معادلات حالت سیستم در فضای ردگیری را بدست می‌آوریم. با استفاده از (۴-۶۹) و تعریف $e = q_d - q$ خواهیم داشت

$$\ddot{e} + K_d \dot{e} + K_p e = \lambda - u_r \quad (۴-۷۱)$$

با تعریف متغیرهای حالت به صورت

$$x = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \quad (۴-۷۲)$$

معادلات حالت به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{x} = Ax + Bu_s \quad (۴-۷۳)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -K_p & -K_d \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad (۴-۷۴)$$

$$u_s = \lambda - u_r \quad (۴-۷۵)$$

تابع لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V(x) = x^T P x \quad (۴-۷۶)$$

که P یک ماتریس متقارن مثبت معین است. مشتق زمانی $V(x)$ برابر است با

$$\dot{V}(x) = x^T (A^T P + PA)x + 2x^T P B u_s = -x^T Q x + 2x^T P B u_s \quad (۴-۷۷)$$

اگر A هرویتز باشد، P از معادله ریکاتی زیر محاسبه می‌شود که در آن Q یک ماتریس متقارن مثبت معین است.

$$A^T P + PA + Q = 0 \quad (۴-۷۸)$$

با توجه به رابطه (۴-۷۷) برای اینکه سیستم پایدار مجانبی باشد، باید داشته باشیم:

$$x^T P B u_s = x^T P B (\lambda - u_r) \leq 0 \quad (۴-۷۹)$$

فرض کنید $\|\lambda\| \leq \varphi$ باشد. در این صورت نشان خواهیم داد که اگر u_r را به صورت

$$u_r = \begin{cases} \frac{(x^T PB)^T \varphi}{\|x^T PB\|} & \|x^T PB\| \neq 0 \\ 0 & \|x^T PB\| = 0 \end{cases} \quad (۸۰-۴)$$

انتخاب کنیم، رابطه (۷۹-۴) برقرار خواهد شد و پایداری سیستم اثبات می‌شود.

اثبات: u_r از معادله (۸۰-۴) را در (۷۹-۴) جایگذاری می‌کنیم.

$$x^T PB \left(\lambda - \frac{(x^T PB)^T \varphi}{\|x^T PB\|} \right) = (x^T PB \lambda - \|x^T PB\| \varphi) \leq 0 \quad (۸۱-۴)$$

از (۸۱-۴) می‌توان نتیجه گرفت که

$$x^T PB \lambda \leq \|x^T PB\| \varphi \quad (۸۲-۴)$$

اگر نامساوی فوق برقرار باشد پایداری سیستم تضمین شده است. با توجه به نامساوی کوشی-شوارتز می‌توان نوشت

$$x^T PB \lambda \leq \|x^T PB\| \cdot \|\lambda\| \quad (۸۳-۴)$$

بنابراین حداکثر مقدار $x^T PB \lambda$ عبارتست از $\|x^T PB\| \|\lambda\|$. اگر این مقدار از $\|x^T PB\| \varphi$ کمتر باشد، نامساوی (۸۳-۴) برقرار می‌شود و پایداری سیستم اثبات می‌شود. بنابراین باید داشته باشیم:

$$\|x^T PB\| \cdot \|\lambda\| \leq \|x^T PB\| \varphi \quad (۸۴-۴)$$

نامساوی فوق نیز با توجه به فرض $\|\lambda\| \leq \varphi$ همواره برقرار است. اکنون باید از صحت این فرض اطمینان حاصل کنیم و مقدار φ را بدست آوریم. چون برای تعیین u_r در (۸۰-۴) مقدار φ باید معلوم باشد. از رابطه $\lambda = \widehat{M}^{-1}(q) V_d$ نتیجه می‌شود که

$$\lambda = \widehat{M}^{-1}(q) (M(q) - \widehat{M}(q)) \ddot{q} + \widehat{M}^{-1}(q) (H(q, \dot{q}) - \widehat{H}(q, \dot{q})) \quad (۸۵-۴)$$

بنابراین λ به صورت زیر محدود می‌شود:

$$\|\lambda\| \leq \|\widehat{M}^{-1}(q)\| \| (M(q) - \widehat{M}(q)) \| \|\ddot{q}\| + \|\widehat{M}^{-1}(q)\| \| H(q, \dot{q}) - \widehat{H}(q, \dot{q}) \| \quad (۸۶-۴)$$

اگر فرض کنیم

$$\|(M(q) - \hat{M}(q))\| \leq a, \|H(q, \dot{q}) - \hat{H}(q, \dot{q})\| \leq b, \|\hat{M}^{-1}(q)\| \leq c \quad (۸۷-۴)$$

آنگاه باند عدم قطعیت به صورت زیر در می‌آید:

$$\|\lambda\| \leq ca\|\ddot{q}\| + cb = \varphi \quad (۸۸-۴)$$

در رابطه فوق $\|\ddot{q}\|$ باید اندازه گیری شود و a, b, c معلوم هستند. اگر $\|\ddot{q}\|$ قابل اندازه گیری نباشد می‌توانیم آن را محاسبه کنیم. با استفاده از (۸۵-۴) و (۶۸-۴) داریم:

$$\lambda = \hat{M}^{-1}(M - \hat{M})(\ddot{q}_d + K_d \dot{e} + K_p e + u_r) + \hat{M}^{-1}(H - \hat{H}) \quad (۸۹-۴)$$

بنابراین λ به صورت زیر محدود می‌شود:

$$\|\lambda\| \leq ca\|(\ddot{q}_d + K_d \dot{e} + K_p e)\| + ca\|u_r\| + cb \quad (۹۰-۴)$$

تذکره: برای کاهش لرزش سیگنال کنترل می‌توانیم u_r در (۸۰-۴) را به صورت زیر اصلاح کنیم [۵۹].

$$u_r = \begin{cases} \frac{(x^{TPB})^T \varphi}{\|x^{TPB}\|} & \|x^{TPB}\| \geq \varepsilon \\ \frac{(x^{TPB})^T \varphi}{\varepsilon} & \|x^{TPB}\| < 0 \end{cases} \quad (۹۱-۴)$$

ε مقدار کوچکی است.

۱-۲-۳-۴ نتایج شبیه سازی

در شبیه سازی از قانون کنترل (۶۸-۴) با u_r که در رابطه (۹۱-۴) داده شده است به ازای $\varepsilon = 0.1$

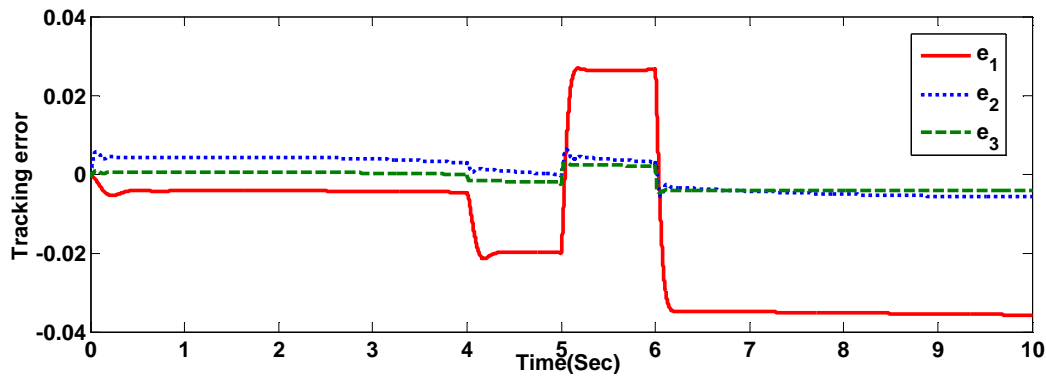
استفاده شده است. مقادیر k_p و k_d همان مقادیر بخش قبل می‌باشند. مدل ریاضی بازوی ماهر هنرمند در

فصل ۲ معرفی شده است. گشتاور اصطکاک نیز گشتاور رابطه (۱۸-۴) می‌باشد. در شبیه سازی مدل

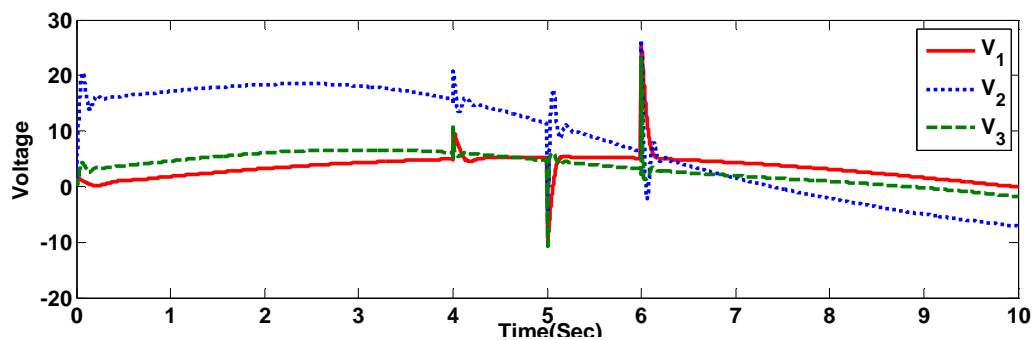
سیستم را به صورت

$$M(q)\ddot{q} + H(q, \dot{q}) + \tau_f + v_{dist} = V \quad (۹۲-۴)$$

در نظر می‌گیریم که در آن بردار اغتشاش خارجی است و τ_f گشتاور اغتشاش است. مانند فصل قبل، دامنه اغتشاش خارجی را ۲۰ درصد دامنه سیگنال کنترل در شرایطی که عدم قطعیت نداریم،



شکل (۴-۱۴): خطای ردگیری روش کنترل ولتاژ مقاوم با اعمال عدم قطعیت



شکل (۴-۱۵): سیگنال کنترل (ولتاژ) روش کنترل ولتاژ مقاوم با اعمال عدم قطعیت

انتخاب می‌کنیم. همانطور که در شکل (۴-۱۲) مشاهده می‌شود دامنه سیگنال ولتاژ بدون اعمال عدم قطعیت، حداکثر ۲۵ ولت است. بنابراین، اغتشاش خارجی هر مفصل را به صورت زیر به سیستم اعمال می‌کنیم:

$$v_{dist} = 5s(t - 4) - 10s(t - 5) + 5s(t - 6) \quad (4-93)$$

عدم قطعیت پارامتری را مشابه بخش قبل در نظر می‌گیریم. خطای ردگیری در شکل (۴-۱۴) نشان داده شده است. سیگنال کنترل نیز در شکل (۴-۱۵) نشان داده شده است. پرش‌هایی در این سیگنال در لحظه‌های ۴، ۵، و ۶ ثانیه دیده می‌شود که بیانگر عملکرد صحیح کنترلی برای دفع اغتشاش خارجی است.

۴-۴ مقایسه استراتژی کنترل ولتاژ و گشتاور

مقایسه قانون کنترل (۴-۵۵) (روش کنترل ولتاژ) با قانون کنترل (۴-۲۱) (روش کنترل گشتاور) به وضوح سادگی استراتژی کنترل ولتاژ را نشان می‌دهد. برای پیاده سازی قانون کنترل (۴-۲۱) نیاز به مدل پیچیده ربات یعنی ماتریس های D و h داریم. به دست آوردن این مدل کاری وقت گیر و دشوار می‌باشد. در حالی که برای پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ، به پارامترهای ساده‌ای همچون مقاومت، اندوکتانس و ثابت ضد محرکه القایی نیاز داریم. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می‌شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می‌شود. نکته مهم دیگر در تمایز این دو روش، فیدبک‌های مورد نیاز آنها می‌باشد. همان طور که روابط (۴-۵۴) و (۴-۵۶) نشان می‌دهند، پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ به فیدبک های جریان، مشتق جریان و موقعیت زاویه‌ای موتور نیاز دارد. در حالی که پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل گشتاور به فیدبک‌های موقعیت و سرعت مفاصل نیاز دارد. افزایش استفاده از سنسورهای الکتریکی و مکانیکی سبب کاهش هزینه و افزایش دقت اندازه گیری می‌شود. نکته بسیار مهم دیگر آن است که توسعه استراتژی کنترل ولتاژ و بکارگیری روش‌های مقاوم، امکان صرفنظر کردن از اندوکتانس موتور و یا در نظر گرفتن جمله $L \frac{di}{dt}$ به عنوان دینامیک مدل نشده فراهم آورده است. که در این صورت نیاز به فیدبک مشتق جریان نداریم. نتایج نشان می‌دهد که استراتژی کنترل ولتاژ در مقایسه با استراتژی کنترل گشتاور بسیار ساده و کارآمدتر است.

فصل پنجم :

منطق سیستم های فازی نوع-۱ و نوع-۲

❖ مقدمه

❖ توابع عضویت نوع اول و نوع دوم

❖ مقایسه ساختار سیستم های فازی نوع اول و دوم

❖ انواع سیستم های فازی تاکاگی - سوگنو

۵-۱ مقدمه

همانطور که گفته شد یکی از کنترل‌های قدرتمند در کنترل سیستم‌های دارای دینامیک مدل نشده کنترل کننده‌های فازی هستند که در حوزه الگوریتم‌ها هوشمند قرار می‌گیرند. محور اصلی این تحقیق نسل جدیدی از کنترل‌های فازی بنام نوع-۲ است. مقالاتی که جدیداً در این مورد منتشر شده نشان می‌دهد کنترل‌های فازی نوع-۲ در حال وارد شدن به عرصه کنترل است.

عدم قطعیت‌هایی که یک سیستم فازی با آنها مواجه است را می‌توان به چند دسته تقسیم کرد [۳]:

❖ عدم قطعیت در ورودی‌های کنترل کننده فازی مثلاً اندازه‌گیری سنسور ممکن است تحت تاثیر چند منبع مختلف نویز باشد.

❖ عدم قطعیت در خروجی کنترل کننده فازی مثلاً تغییر کردن شرایط محرکه در اثر فرسودگی یا تغییرات محیط

❖ عدم قطعیت در پایگاه قواعد مثلاً دو متخصص مختلف ممکن است برای قسمت آنگاه یک قاعده دو نظر متفاوت داشته باشند.

❖ عدم قطعیت ناشی از تغییر شرایط عملکرد کنترل کننده (تغییر محیط) مثلاً ممکن است محیط تحت تاثیر نویز باشد.

تمام عدم قطعیت‌های فوق اثر خود را در توابع تعلق ورودی و خروجی نشان می‌دهند. کنترل کننده فازی مرسوم که به کنترل کننده فازی نوع-۱ معروف است در بعضی شرایط تا حدودی می‌تواند اثر این عدم قطعیت‌ها را از بین ببرد [۷]. توابع تعلق این کنترل کننده‌ها بصورت دقیق بر مبنای دانش بشری انتخاب می‌شوند یعنی در طراحی آنها هیچ عدم قطعیتی در نظر گرفته نمی‌شود. در صورتی که در بسیاری از شرایط که با عدم قطعیت روبرو هستیم تعیین دقیق توابع تعلق ممکن نیست. مثلاً در پیش بینی سری زمانی تعیین دقیق توابع تعلق بخاطر وجود نویز در دیتا امکان پذیر نیست [۱۲]. از طرفی با تغییر شرایط

محیط عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۱ کاهش یافته که منجر به کنترل ضعیف سیستم می شود [۴]. در واقع کنترل کننده‌های فازی نوع-۱ چون در مدل کردن و از بین بردن عدم قطعیت با محدودیت مواجه هستند در جاهایی که شرایط محیط دائما در حال تغییر و عملکرد سیستم تحت تاثیر نويز شديد است چندان جوابگو نیستند [۴].

زاده در سال ۱۹۷۵ نسل جدیدی از سیستم‌های فازی که به نوع-۲ معرف شدند را معرفی کرد [۵]. یک تابع عضویت نوع دوم می‌تواند مقادیری را از بازه [0 1] به خود بگیرد، این تابع عضویت تابع عضویت اولیه^۱ نامیده می‌شود. از سوی دیگر یک مقدار عضویت ثانویه برای هر مقدار عضویت اولیه وجود دارد که درجه عضویتی را برای توابع عضویت اولیه تعریف می‌نماید. اگر مقدار عضویت ثانویه مقادیر بازه [0 1] را به خود بپذیرند آن را سیستم نوع دوم تعمیم یافته^۲ اگر تنها مقادیر صفر و یک را اختیار کنند آن را سیستم فازی نوع دوم بازه ای^۳ می‌نامند. با توجه به اینکه سیستم‌های فازی نوع دوم تعمیم یافته دارای محاسبات بسیار سنگینی می‌باشند بنابراین اکثر محققان ترجیح می‌دهند که از سیستم‌های فازی نوع دوم بازه‌ای که دارای محاسبات کمتری می‌باشند، استفاده نمایند. به هر حال سیستم‌های فازی نوع دوم تعمیم یافته دارای درجه آزادی بالاتر و در نتیجه قابلیت مواجه با عدم قطعیت بهتری می‌باشد.

ویژگی منحصر به فرد سیستم‌های فازی نوع-۲ در این است که توابع تعلق آنها خود فازی هستند یعنی درجه توابع تعلق مجموعه‌ای در بازه [0 1] است. از این رو توابع تعلق نوع-۱ دو بعدی و درجه توابع تعلق نوع-۲ سه بعدی هستند. در واقع سیستم‌های فازی نوع-۲ توسعه یافته نوع-۱ با داشتن یک بعد اضافه می‌باشند. که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع-۲ فراهم می‌کند. در ادامه به معرفی توابع عضویت نوع اول، نوع دوم و سیستم‌های فازی مبتنی بر آنها می‌پردازیم [۳]، [۷].

¹ Primary membership function

² Generalized type-2 fuzzy logic system

³ Interval type-2 fuzzy logic system

۲-۵ توابع عضویت نوع اول

یک مجموعه فازی نوع اول A که بصورت تک متغیره است بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$A = \{x, \mu_A(x) | \forall x \in X\} \quad (1-5)$$

تابع عضویت نوع اول $\mu_A(x)$ همواره مقداری بین صفر و یک را ایجاد می‌نماید. در این حالت به ازای هر ورودی x یک مقدار حقیقی صریح بین صفر و یک اختصاص داده می‌شود.

۳-۵ توابع عضویت نوع دوم

هرگاه نتوان عضویت را بصورت صریح یک یا صفر تعریف نمود باید از مجموعه‌های فازی نوع اول استفاده نمود. اما اگر نتوان درجه عضویت را بصورت یک عدد قطعی بین صفر و یک مشخص کرد، طبیعتاً باید از مجموعه‌های فازی نوع دوم که در آن مقادیر عضویت نیز خود فازی هستند، استفاده نمود. البته این نقد به توابع تعلق نوع دوم نیز وارد می‌باشد چرا که با وجود اینکه مقدار عضویت ثانویه خود فازی است، اما آن را بصورت دقیق مشخص می‌نماییم. بنابراین باید گفت که برای مدل کردن دقیق عدم قطعیت باید از توابع عضویت فازی نوع بی‌نهایت استفاده نمود. در این رساله تنها بر روی توابع تعلق نوع اول و نوع دوم تمرکز می‌نماییم. ابتدا به بیان چند تعریف می‌پردازیم.

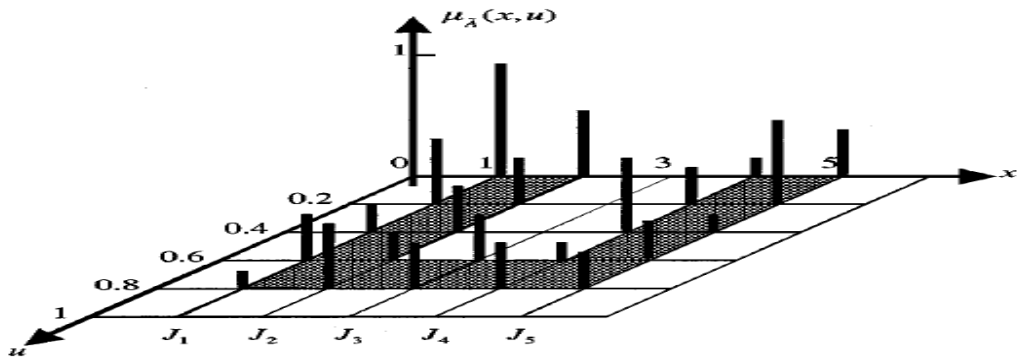
۴-۵ مجموعه فازی نوع-۲:

یک مجموعه فازی نوع-۲ که با \tilde{A} نشان داده می‌شود با یک تابع تعلق نوع دوم $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{A} = \left\{ \left((x, u), \mu_{\tilde{A}}(x, u) \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \right) \right\} \quad (2-5)$$

که $0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1$. مجموعه فازی \tilde{A} را بصورت زیر نیز می‌توان تعریف کرد:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \frac{\mu_{\tilde{A}}(x, u)}{(x, u)} \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (3-5)$$



شکل (۵-۱): مثالی از توابع عضویت نوع دوم [۳]

که \iint بیانگر اجتماع روی تمام حالات مجاز x و u می باشد و $J_x \subseteq [0,1]$ نشانگر تابع تعلق اولیه^۱ است. بنابراین توابع تعلق نوع-۱ دو بعدی و درجه توابع تعلق نوع-۲ سه بعدی هستند. در واقع سیستم های فازی نوع-۱ توسعه یافته سیستم های فازی نوع-۲ با داشتن یک بعد اضافه می باشند. که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع ۱ فراهم می کند. سه بعدی بودن توابع تعلق سیستم های فازی نوع ۲ آنها قادر به مدل کردن و از بین بردن بیشتر عدم قطعیت ها می کند [۶]. مثلاً به ازای $x = \{1,2,3,4,5\}$ و

$$u = \{0,0.2,0.4,0.6,0.8\} \text{ داریم:}$$

$$J_1 = [0, .2, .4, .6, .8] \quad J_2 = J_1 \quad J_3 = [.6, .8], \quad J_4 = J_1, \quad J_5 = J_1 \text{ هر ضربه در شکل (۵-۱) نمایانگر}$$

$\mu_{\bar{A}}(x, u)$ در یک مقدار خاص زوج (x, u) است.

۵-۵ تابع عضویت ثانویه^۲:

برای هر مقدار x مثلاً $x = x'$ در یک صفحه دو بعد داریم که محور آن u و $\mu_{\bar{A}}(x', u)$ یک برش عمودی از $\mu_{\bar{A}}(x, u)$ است. تابع عضویت ثانویه، این برش عمودی^۳ می باشد که بصورت $\mu_{\bar{A}}(x = x', u)$ برای $x' \in X$ و $J_{x'} \subseteq [0,1]$ تعریف می شود. بنابراین تابع عضویت ثانویه بصورت زیر در می آید:

$$\mu_{\bar{A}}(x = x', u) = \mu_{\bar{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} \frac{f_{x'}(u)}{u} \quad J_{x'} \subseteq [0,1] \quad (۴-۵)$$

¹ Primary membership function

² Secondary Membership Function

³ Vertical Slice

که در آن $0 \leq f_x'(u) \leq 1$.

۵-۶ تابع عضویت نوع بازه ای:

اگر $f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1]$ در این حالت تابع عضویت ثانویه یک تابع بازه ای می باشد. که اگر این مساله به ازای $\forall x \in X$ برقرار باشد در این صورت تابع عضویت نوع دوم را تابع عضویت نوع دوم بازه ای می نامند. یعنی

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} 1/u \right] / x, \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (5-5)$$

۵-۷ انواع توابع تعلق نوع-۲:

تعدادی توابع فازی نوع دوم تا به حال معرفی شده اند که از آن جمله می توان به توابع نوع دوم مثلثی، گوسین، دوزنقه ای و نظایر آن اشاره کرد. در این میان توابع گوسین بطور گسترده ای در مقالات مختلف مورد استفاده قرار می گیرد. در توابع گوسین بکار رفته در مقالات مرکز دسته و یا انحراف آن بصورت بازه ای در نظر گرفته شده است. در واقع برای نشان دادن یک تابع عضویت فازی نوع-۲ بازه ای گوسی دو حالت مرکز نامعین و انحراف معیار نامعین مطرح می شود. در حالت مرکز نامعین، مرکز تابع عضویت گوسی یک عدد واحد نیست، بلکه عددی در یک بازه محدود مثل $[m_1, m_2]$ می تواند باشد در این حالت انحراف معیار تابع گوسی ثابت در نظر گرفته می شود. در این حالت تابع تعلق گوسی را بصورت زیر می توان نشان داد:

$$\tilde{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x-m}{\sigma} \right)^2} \quad \text{that } m \in [m_1, m_2] \quad (6-5)$$

که m مرکز و σ انحراف معیار است. در واقع در این حالت تابع تعلق نوع دوم بین دو تابع تعلق بالا^۱ و پایین^۲ بصورت زیر محصور می گردد.

¹ Upper membership function

² Lower membership function

$$\bar{\mu}(x) = \begin{cases} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m_1}{\sigma}\right)^2}, & x < m_1 \\ 1, & m_1 \leq x \leq m_2 \\ e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m_2}{\sigma}\right)^2}, & x > m_2 \end{cases} \quad (7-5)$$

$$\underline{\mu}(x) = \begin{cases} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m_2}{\sigma}\right)^2}, & x \leq \frac{m_1+m_2}{2} \\ e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m_1}{\sigma}\right)^2}, & x > \frac{m_1+m_2}{2} \end{cases} \quad (8-5)$$

این تابع تعلق گوسی در شکل (۲-۵) قسمت (الف) نشان داده شده است.

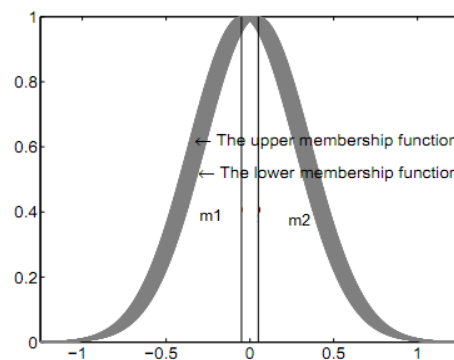
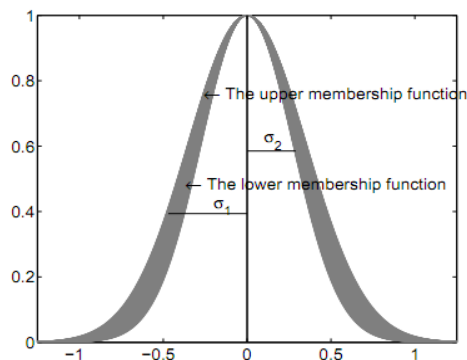
از سوی دیگر در حالت انحراف نامعین، مرکز تابع گوسی ثابت در نظر گرفته می‌شود ولی انحراف معیار تابع گوسی عددی در بازه محدود $[\sigma_1, \sigma_2]$ می‌تواند باشد. در این حالت تابع تعلق گوسی را بصورت زیر می‌توان نشان داد:

$$\bar{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2} \quad \text{that } \sigma \in [\sigma_1, \sigma_2] \quad (9-5)$$

در واقع در این حالت نیز تابع تعلق نوع دوم بین دو تابع تعلق بالا و پایین بصورت زیر محصور می‌گردد.

$$\bar{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma_2}\right)^2}, \quad \underline{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma_1}\right)^2} \quad (10-5)$$

این تابع تعلق گوسی نیز در شکل (۲-۵) قسمت (ب) نشان داده شده است. ناحیه نامعینی در فازی نوع-۲ را ردپای عدم قطعیت^۱ می‌نامند. در شکل (۲-۵) ناحیه هاشورخورده ردپای عدم قطعیت توابع عضویت



شکل (۲-۵): (الف) تابع عضویت نوع دوم با مرکز نامعین (ب) تابع عضویت نوع دوم با انحراف نامعین [۳]

¹ Footprint of uncertainty

نوع-۲ هستند. همچنین بر اساس توابع تعلق مثلثی نیز می توان توابع تعلق فازی نوع دوم ایجاد کرد. رابطه کلی تابع تعلق فازی مثلثی نوع دوم بصورت زیر است. که در آن مرکز دسته (m) و یا عرض دسته (d) می تواند نامعین باشد.

$$\tilde{\mu}_x = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m|}{d}, & m-d < 0 < m+d \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (11-5)$$

اگر مرکز دسته نامعین باشد یعنی $m_1 \leq m \leq m_2$ ، توابع نوع دوم دارای یک تابع عضویت حد بالا و یک تابع عضویت حد پایین بصورت زیر می باشند:

$$\bar{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m_1|}{d} & m_1 - d < x < m_1 \\ 1, & m_1 \leq x \leq m_2 \\ 1 - \frac{|x-m_2|}{d} & m_2 < x < m_2 + d \end{cases} \quad (12-5)$$

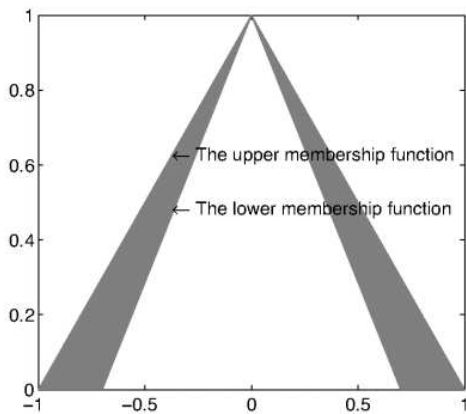
$$\underline{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m_2|}{d} & m_2 - d < x \leq \frac{m_1+m_2}{2} \\ 1 - \frac{|x-m_1|}{d}, & \frac{m_1+m_2}{2} < x < m_1 + d \end{cases} \quad (13-5)$$

همچنین اگر عرض دسته نامعین باشد یعنی $d_1 \leq d \leq d_2$ ، توابع نوع دوم دارای یک تابع عضویت حد بالا و یک تابع عضویت حد پایین به صورت زیر خواهند بود:

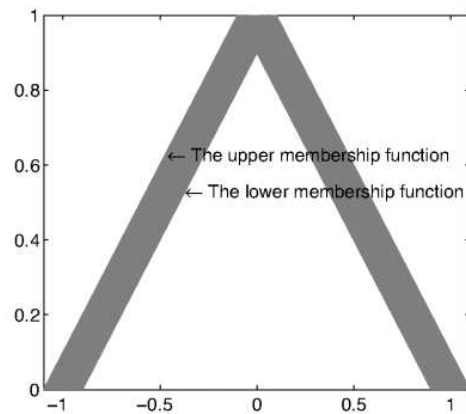
$$\bar{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m|}{d_1}, & m - d_1 < 0 < m + d_1 \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (14-5)$$

$$\underline{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m|}{d_2}, & m - d_2 < 0 < m + d_2 \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (15-5)$$

شکل (۳-۵) (الف) و (ب) نشانگر تابع تعلق مثلثی با مرکز و عرض نامعین است.



(ب)

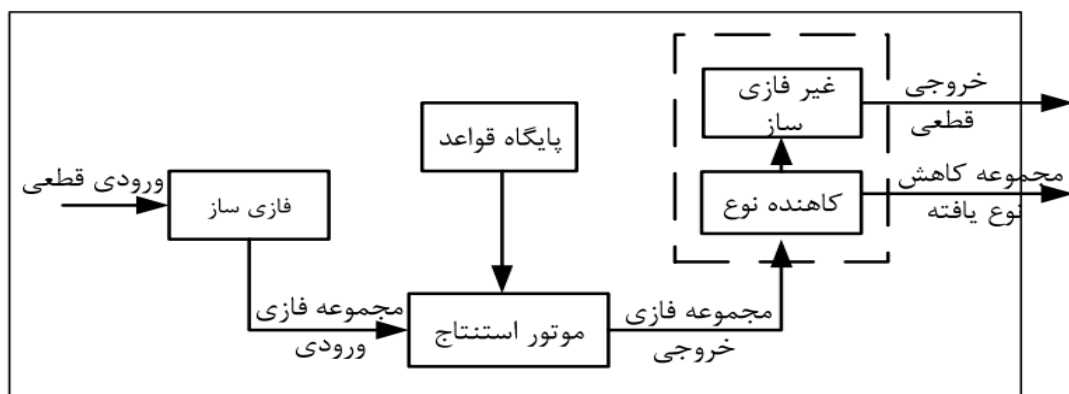


(الف)

شکل (۳-۵): الف) تابع عضویت مثلثی با مرکز نامعین ب) تابع عضویت مثلثی با عرض نامعین [۶]

۵-۸ بلوک دیاگرام سیستم های فازی نوع اول و نوع دوم:

یک سیستم فازی نوع-۲ همانند سیستم فازی نوع-۱ با استفاده از یک سری قوانین اگر-آنگاه توصیف می شود. اما در مقایسه با فازی نوع-۱ قسمت اگر یا آنگاه قوانین دارای مجموعه های فازی نوع-۲ هستند. سیستم های فازی نوع-۲ ساختاری مشابه سیستم های فازی نوع-۱ دارند با این تفاوت که خروجی شامل یک بلوک پردازشگر است که خود شامل دو بلوک غیرفازی ساز و کاهش نوع سیستم^۱ است. ساختار سیستم فازی نوع-۲ در شکل (۴-۵) نشان داده شده است.



شکل (۴-۵): ساختار سیستم فازی نوع-۲ [۳]

^۱ Type- reduced

فرض کنید سیستم فازی نوع-۲ دارای p ورودی $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \dots, x_p \in X_p$ و یک خروجی $y \in Y$ باشد. حال ما هر کدام از بلوک های شکل (۴-۵) را شرح می دهیم:

۱-۸-۵ فازی ساز:

فازی ساز ورودی $x = (x_1, \dots, x_p)^T$ را به یک مجموعه فازی نوع دوم نگاشت می دهد. در اکثر سیستم های فازی از فازی ساز منفرد استفاده می شود.

۲-۸-۵ قوانین:

ساختار قوانین در سیستمهای فازی نوع-۱ و نوع-۲ مشابه هم است. با این تفاوت که در سیستم های فازی نوع-۲ قسمت اگر و آنگاه قوانین با مجموعه های فازی نوع-۲ نشان داده می شود. اگر تعداد قوانین را M فرض کنیم قانون l th را می توان بصورت زیر نوشت:

$$R^l: \text{if } x_1 \text{ is } \tilde{X}_1^l \text{ and } \dots x_p \text{ is } \tilde{X}_p^l, \text{ then } y \text{ is } \tilde{G}^l \quad l = 1, 2, \dots, M \quad (۱۶-۵)$$

که \tilde{X}_j^l و \tilde{G}^l توابع تعلق نوع دوم هستند. با این قوانین عدم قطعیت هم در توابع تعلق ورودی و هم در توابع تعلق خروجی در نظر گرفته می شد.

۳-۸-۵ موتور استنتاج:

در سیستم فازی نوع اول موتور استنتاج با اپراتور های اجتماع و اشتراک رابطه بین ورودی و خروجی را با استفاده از پایگاه قواعد تعیین می کند. اما در سیستم های فازی نوع دوم اپراتور های پیوند^۱ و ملاقات^۲ مورد استفاده قرار می گیرند و بصورت کامل در [۷] توضیح داده شده اند. در اینجا بطور خلاصه روابط مهم آورده می شود. در ابتدا با فعال شده قوانین مجموعه آتش^۳ بصورت زیر بدست می آید:

$$F^l = \coprod_{x \in X} \left[\prod_{j=1}^p \mu_{\tilde{X}_j^l}(x_j) \right] \quad (۱۷-۵)$$

¹ Joint

² Meet

³ Firing Strength

که Π بیانگر عملگر پیوند و Π بیانگر عملگر ملاقات هستند. با اعمال دو عملگر فوق نتیجه، یک مجموعه

فازی نوع دوم بازه ای بصورت $F^l(x) = [f^l(x), \bar{f}^l(x)] = [\underline{f}^l, \bar{f}^l]$ است که

$$f^l(x) = \underline{\mu}_{\bar{x}_1^l}(x_1) \times \dots \times \underline{\mu}_{\bar{x}_p^l}(x_p) \quad (18-5)$$

$$\bar{f}^l(x) = \bar{\mu}_{\bar{x}_1^l}(x_1) \times \dots \times \bar{\mu}_{\bar{x}_p^l}(x_p) \quad (19-5)$$

که عبارات $\underline{\mu}_{\bar{x}_i^l}(x_i)$ و $\bar{\mu}_{\bar{x}_i^l}(x_i)$ بترتیب درجه توابع تعلق پایین و بالا هستند.

۴-۸-۵ کاهش- مرتبه^۱(TR):

کاهش مرتبه در واقع توسعه یافته غیر فازی ساز نوع-۱ است. بلوک کاهش مرتبه در واقع خروجی مجموعه فازی نوع-۲ موتور استنتاج را به یک مجموعه فازی نوع-۱ تبدیل می کند. روش های متعددی برای اینکار وجود دارد که متداولترین آنها روش مرکز مجموعه ها^۲ است که بصورت زیر بیان می شود:

$$Y_{Cos(x)} = \int_{y^1 \in EY^1} \dots \int_{y^M \in EY^M} \times \int_{f^1 \in F^l(x)} \dots \int_{f^M \in F^l(x)} \left[\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i} \right] = [y_l, y_r] \quad (20-5)$$

که $F^l(x) = [f^l(x), \bar{f}^l(x)]$ مجموعه آتش قاعده l است و $Y^M = [y_l^M, y_r^M]$ یک مجموعه فازی نوع-۱ است که متناظر با مرکز مجموعه فازی نوع-۲ قسمت آنگاه قانون M th است. y_l و y_r بصورت زیر بدست می آیند:

$$y_l = \frac{\sum_{i=1}^L \bar{f}^i y^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{f}^i y^i}{\sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{f}^i} \quad (21-5)$$

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^R \underline{f}^i y^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i y^i}{\sum_{i=1}^R \underline{f}^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i} \quad (22-5)$$

که R و L با استفاده از الگوریتم کارنیک- مندل^۳ بدست می آیند. این الگوریتم بازگشتی است و دارای محاسبات زیادی می باشد. بیشترین محاسبات سیستم فازی نوع دوم مربوط به این بلوک است.

¹ Type Reducer

² Center of Sets (Cos)

³ Karnik Mendel

۵-۸-۵ غیر فازی ساز:

در نهایت بلوک غیر فازی ساز محاسبه خروجی سیستم را بر عهده دارد. ورودی این بلوک مقادیر فازی و خروجی آن مقادیر قطعی است. یعنی

$$y(x) = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (۲۳-۵)$$

حال بعد از آشنایی با قسمت های مختلف سیستم فازی نوع دوم با کمی ساده سازی می توان آن را به فرم زیر که مناسب برای پیاده سازی آن بصورت تطبیقی است بیان کرد. y_r را می توان بصورت زیر بازنویس کرد:

$$y_r = \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i y_r^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i y_r^i = [\underline{y}_r \ \bar{y}_r] \begin{bmatrix} \underline{Q}_r \\ \bar{Q}_r \end{bmatrix} = \theta_r^T \xi_r \quad (۲۴-۵)$$

$$D_r = \sum_{i=1}^R \underline{f}^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i \text{ و } \xi_r^T = [\underline{Q}_r \ \bar{Q}_r], \bar{q}_r^i = \bar{f}^i / D_r, \underline{q}_r^i = \underline{f}^i / D_r \text{ که}$$

از طرفی

$$\underline{y}_r = [y_r^1, y_r^2, \dots, y_r^R] \quad (۲۵-۵)$$

$$\bar{y}_r = [y_r^{R+1}, y_r^{R+2}, \dots, y_r^M] \quad (۲۶-۵)$$

$$\underline{Q}_r = [\underline{q}_r^1, \underline{q}_r^2, \dots, \underline{q}_r^R]^T \quad (۲۷-۵)$$

$$\bar{Q}_r = [\bar{q}_r^{R+1}, \bar{q}_r^{R+2}, \dots, \bar{q}_r^M]^T \quad (۲۸-۵)$$

و $\theta_r^T = [\underline{y}_r \ \bar{y}_r]$ است. y_l را نیز می توان بصورت زیر بازنویس کرد:

$$y_l = \sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i y_l^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i y_l^i = [\bar{y}_l \ \underline{y}_l] \begin{bmatrix} \bar{Q}_l \\ \underline{Q}_l \end{bmatrix} = \theta_l^T \xi_l \quad (۲۹-۵)$$

$$D_l = \sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{f}^i \text{ و } \xi_l^T = [\bar{Q}_l \ \underline{Q}_l], \bar{q}_l^i = \bar{f}^i / D_l, \underline{q}_l^i = \underline{f}^i / D_l \text{ که}$$

$$\underline{y}_l = [y_l^{L+1}, y_l^{L+2}, \dots, y_l^M] \quad (۳۰-۵)$$

$$\bar{y}^l = [y_l^1, y_l^2, \dots, y_l^L] \quad (31-5)$$

$$\bar{Q}^l = [\bar{q}_l^1, \bar{q}_l^2, \dots, \bar{q}_l^L]^T \quad (32-5)$$

$$\underline{Q}_l = [\underline{q}_l^{L+1}, \underline{q}_l^{L+2}, \dots, \underline{q}_l^M]^T \quad (33-5)$$

و $\Theta_l^T = [\bar{y}^l \underline{y}_l]$ است.

حال خروجی را بصورت زیر می توان محاسبه کرد:

$$y(x) = 0.5(y_l + y_r) = 0.5(\theta_l^T \xi_l + \theta_r^T \xi_r) = 0.5[\theta_l^T \ \theta_r^T] \begin{bmatrix} \xi_l \\ \xi_r \end{bmatrix} = \theta^T \xi \quad (34-5)$$

که $\theta^T = [\theta_l^T \ \theta_r^T]$ و $\xi^T = 0.5[\xi_l \ \xi_r]$ است.

۵-۹ انواع سیستم های فازی تاکاگی - سوگنو [۷۵]:

(۱) سیستم های فازی تاکاگی - سوگنو نوع اول (A1-C0) :

در سال ۱۹۸۵ تاکاگی و سوگنو [۷۶] یک سیستم فازی جدید معرفی نمودند که بر خلاف سیستم های فازی که قبلا مورد بررسی قرار می گرفت از یک تابع ریاضی قطعی در بخش تالی خود بهره می برد. قانون i -ام سیستم فازی بصورت زیر تعریف می شود:

$$R^i: \text{ IF } x_1 \text{ is } X_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_p \text{ is } X_p^i, \text{ THEN } y = O_i(x_1, x_2, \dots, x_p) \quad (35-5)$$

در این سیستم فازی x_1, x_2, \dots, x_p متغیرهای ورودی سیستم فازی و $O_i(\cdot)$ تابعی از ورودی هاست. همچنین $X_j^i (j = 1, 2, \dots, p)$ مجموعه های فازی نوع یک هستند. این سیستم می تواند به صورت نوع گسترش یافته ای از سیستم های فازی منفرد^۱ در نظر گرفته شود [۷۶]. قابل ذکر است که در این سیستم تنها قسمت مقدم سیستم قابلیت تفسیر پذیری زبانی دارد و $O_i(\cdot)$ فازی نمی باشد. تابع $O_i(\cdot)$ بصورت های مختلفی قابل تعریف می باشد. اگر این تابع بصورت یک عدد ثابت b_i در نظر گرفته شود یک سیستم فازی یگانه بدست می آید. در حالت کلی با توجه به اینکه این حالت می تواند به عنوان بسط مرتبه صفر

¹ Singleton fuzzy system

تیلور سیستم فازی در نظر گرفته شود، سیستم فازی تاکاگی- سوگنو مرتبه صفر نامیده می شود. یک انتخاب ممکن معروف برای $O_i(.)$ می تواند به صورت یک تابع خطی از ورودی ها باشد که به عنوان سیستم فازی تاکاگی- سوگنو مرتبه یک نامیده می شود [۷۷]. خروجی سیستم فازی تاکاگی- سوگنو نوع (A1-C0) به صورت زیر بدست می آید.

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M w_i O_i}{\sum_{i=1}^M w_i} \quad (36-5)$$

نامگذاری این سیستم فازی بصورت (A1-C0) به این دلیل است که این سیستم فازی در بخش مقدم از توابع فازی نوع اول و در تالی از توابع غیر فازی استفاده می کند. در رابطه فازی فوق M تعداد قوانین و w_i قدرت آتش قانون مربوط بر اساس موتور استنتاج ضرب است که بصورت زیر تعریف می شود:

$$w_i = \mu_{x_1^i}(x_1) \mu_{x_2^i}(x_2) \dots \mu_{x_p^i}(x_p) \quad (37-5)$$

همچنین با تعریف قدرت آتش نرمالیزه شده به صورت :

$$h_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^M w_i} \quad (38-5)$$

داریم:

$$y = \sum_{i=1}^M h_i O_i \quad (39-5)$$

۲) سیستم های فازی تاکاگی- سوگنو نوع دوم ((A2-C0) :

ساختار سیستم فازی نوع دوم (A2-C0) یک ساختار نوع دوم بازه ای است که از توابع تعلق نوع دوم در بخش مقدم و از اعداد قطعی در بخش تالی خود بهره برده، یکی از بهترین ساختار های فازی نوع دوم از نظر حجم محاسبات می باشد. یک قانون این سیستم فازی بصورت زیر قابل نوشتن است:

$$R^i: \text{ IF } x_1 \text{ is } \tilde{X}_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_p \text{ is } \tilde{X}_p^i, \text{ THEN } y_i = c_0^i + c_1^i x_1 + \dots + c_p^i x_p \quad (40-5)$$

در این سیستم فازی x_1, x_2, \dots, x_p متغیرهای ورودی، y_i متغیر های خروجی، $X_j^i (j = 1, 2, \dots, p)$ مجموعه های فازی نوع دوم هستند. همچنین $c_j^i (j = 0, 1, 2, \dots, p)$ پارامتر های بخش تالی هستند.

۳) سیستم های فازی تاکاگی - سوگنو نوع سوم (A2-C1) :

ساختار سیستم فازی نوع دوم (A2-C1) یک ساختار فازی نوع دوم بازه ای است که از توابع تعلق نوع دوم در بخش مقدم و از مجموعه های فازی نوع اول در بخش تالی خود بهره می برد. این نوع سیستم های فازی به لحاظ محاسباتی پیچیده می باشند. با توجه به اینکه این نوع سیستم های فازی در این رساله مورد بحث نمی باشند، در این قسمت به معرفی اجمالی آنها می پردازیم. یک قانون این سیستم فازی بصورت زیر قابل بیان است:

$$R^i: \text{ IF } x_1 \text{ is } \tilde{X}_1^i \text{ and } \dots \text{ and } x_p \text{ is } \tilde{X}_p^i, \text{ THEN } y \text{ is } Y^i = C_0^i + C_1^i x_1 + \dots + C_p^i x_p \quad (41-5)$$

در این سیستم فازی x_1, x_2, \dots, x_p متغیرهای ورودی، Y^i خروجی قانون i -ام است. همچنین $\tilde{X}_j^i (j = 1, 2, \dots, p)$ مجموعه های فازی نوع دوم و $C_j^i (j = 0, 1, 2, \dots, p)$ مجموعه های فازی نوع یک

هستند.

فصل ششم:

طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- برای ربات های با مفاصل انعطاف پذیر

❖ مقدمه

❖ طراحی کنترل کننده فازی نوع دوم

❖ اثبات پایداری

❖ بررسی نتایج

❖ نتیجه گیری

همانطور که در فصل اول بیان شد روش های بسیاری از جمله کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم برای کنترل ربات پیشنهاد شده است. اما این روش ها پیچیده و دارای محاسبات زیادی هستند. در بیشتر مقالاتی که در این زمینه منتشر شده است یک دینامیک ساده (درجه دوم) را برای بازوی ربات در نظر گرفته اند. علاوه بر این برای ساده سازی دینامیک محرک در نظر گرفته نشده است. در صورتی که دینامیک محرک در کنترل بازوی ربات بخصوص زمانی که نیاز به حرکت سریع برای جابجایی یک بار متغیر با زمان است، بسیار حائز اهمیت است [۵۸]. اگر بخواهیم انعطاف پذیری مفصل و دینامیک محرکه را نیز در نظر بگیریم مدل سازی و کنترل ربات های انعطاف پذیر بسیار مشکل تر از ربات های صلب خواهد بود. زیرا در اینصورت دینامیک سیستم از مرتبه دو به مرتبه پنج افزایش می یابد [۷۸]. از این رو اخیرا در بعضی از مقالات در این زمینه، دینامیک محرکه در نظر گرفته شده است [۵۸]، [۷۸]. دینامیک محرک آنالیز های پایداری سیستم حلقه بسته را مشکل تر می کند. گشتاور محاسباتی نیز برای کنترل بازوی ربات مورد استفاده قرار گرفته است [۷۹]. اما این روش نیازمند یک مدل دقیق از بازوی ربات است. بازوی ربات سیستمی غیر خطی، نامعین با تزویج سنگین بین متغیرها است. [۵۶] و بخاطر عدم امکان تخمین درست بعضی از پارامترهایش عدم قطعیت های متنوعی را در دینامیک خود دارد. در نتیجه بدست آوردن یک مدل ریاضی مناسب از آن برای طراحی کنترل کننده های وابسته به مدل مشکل است. حتی در صورت تهیه مدل دقیق دینامیکی ربات، بخاطر حجم محاسبات بالا از آن نمی توانیم استفاده کنیم. برای حل این مشکل، استفاده از مدل ساده شده توصیه می شود و در نتیجه مدل تقریبی ترجیح داده می شود. در اینصورت روش های مبتنی بر مدل که نیازمند مدل دقیقی از سیستم هستند با مشکل مواجه می شوند. کنترل ربات های قابل انعطاف با چالش های زیادی از جمله غیرخطی بودن، بزرگی مدل، تزویج شدید و عدم قطعیت مواجه است [۱۸]. نوسانات ناخواسته در اثر انعطاف مفاصل، محدودیت پهنای باند را برای

همه الگوریتم های کنترلی که بر مبنای ربات های صلب طراحی شده اند تحمیل کرده، علاوه بر این ممکن است مشکلات پایداری را برای قوانین کنترل فیدبکی که تاثیر انعطاف مفاصل را ناچیز گرفته اند بوجود آورد. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از نوسانات، انعطاف پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل کننده منظور شود [۱۸-۱]. دینامیک و کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر اخیراً مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. در اوایل دهه هشتاد نشان داده شد که کاربرد الگوریتم های کنترلی بر مبنای ربات های صلب، بر روی ربات های واقعی در عمل محدود است [۱۷]. از طرفی توصیف دقیق دینامیک ربات های با مفاصل قابل انعطاف به دلیل ویژگی های خاص مدل از جمله غیر خطی، متغیر با زمان، تزویج و مرتبه بالا کار بسیار پیچیده ای است. به همین دلیل کنترل کننده هایی که طراحی آنها وابسته به مدل نیست، می تواند گزینه مناسبی برای کنترل ربات های قابل انعطاف باشد. از جمله این روش های کنترلی، روش های کنترل فازی هستند. کنترل کننده های فازی که در حوزه الگوریتم های هوشمند قرار دارند، یکی از کنترل کننده های قدرتمند در کنترل سیستم های با مدل دینامیکی نامعین هستند.

اخیراً روش های کنترل هوشمند موفقیت خود را در حل بسیاری از مسائل پیچیده و مواجه با سیستم های با دینامیک نامشخص نشان داده اند. شبکه های عصبی چون نیاز به مدل سیستم ندارند در کنترل بازوی ربات صلب و انعطاف پذیر بسیار موفق عمل کرده اند [۷۳]. اما بیشتر آنها دارای حجم محاسباتی بالایی هستند. از کنترل فازی نیز بطور وسیعی برای کنترل بازوی ربات در فضای مفصلی استفاده شده است. در [۵۸] از سیستم فازی نوع-۱ همراه با روش پس گام^۱ برای کنترل یک ربات تک محوره با مفصل انعطاف پذیر استفاده شده است. در این مقاله دینامیک محرکه در نظر گرفته شده و از سیستم فازی نوع-۱ برای تخمین حالات غیر قابل اندازه گیری سیستم استفاده شده است. از معایب روش پیشنهادی در این مقاله وابستگی به مدل و نیاز به طراحی رویت گر در ساختار کنترل کننده با حجم

¹ Backstepping

محاسبات بالاست. همانطور که در فصل اول بیان شد اغلب روش های پیشنهادی بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور هستند. اما این استراتژی، دو عیب اساسی دارد. اول آن که از معادلات دینامیکی ربات استفاده می شود که بشدت غیرخطی و پیچیده هستند دوم آن که دینامیک محرکه در طراحی کنترل کننده منظور نمی شود. استراتژی کنترل ولتاژ بخاطر وابسته نبودن به دینامیک ربات و ساختار ساده نسبت به کنترل گشتاور برتری دارد. این استراتژی بجای استفاده از دینامیک ربات که پیچیده و چند متغیره است از مدل موتور برای طراحی کنترل کننده استفاده می نماید [۴۶]. در بعضی مقالات از جمله [۵۷] و [۵۸]، روشهای کنترل مقاومی با در نظر گرفتن دینامیک محرک بر مبنای کنترل گشتاور پیشنهاد شده است. منظور نمودن دینامیک محرکه باعث پیچیدگی قانون کنترل شده است. بعلاوه، به سنسورها یا تخمین گرهای بسیاری برای داشتن ردگیری خوب در مواجهه با عدم قطعیت ها نیاز دارد. در مقابل، استراتژی کنترل ولتاژ روش ساده ای در کنترل ربات با در نظر گرفتن دینامیک محرکه پیشنهاد می کند. روشهای کنترل مقاوم [۴۸] و کنترل غیرخطی [۴۷] با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل ربات قابل انعطاف ارائه شده اند.

با توجه به مباحث گفته شده، نیاز به کنترل کننده ای داریم که نسبت به این نامعینی ها مقاوم باشد. از سوی دیگر باید ضمن کاهش هزینه کنترلی دارای عملکرد مطلوب باشد. به همین دلیل در سال های اخیر، محققان تمرکز بیشتری روی کنترل فازی داشته اند و تلاش های فراوانی برای کنترل مقاوم ربات های صلب با استفاده از کنترل فازی صورت گرفته است [۳۵] تا [۳۸]. البته همانطور که در فصل اول بیان شد، استفاده از کنترل فازی نوع-۲ در کنترل ربات های انعطاف پذیر بسیار محدود است. تنها در یک مورد برای کنترل یک ربات تک محوره با مفصل انعطاف پذیر استفاده شده است [۴۰]. در این مقاله از یک مدل ساده شده (بدون تزویج) استفاده شده و پایداری سیستم حلقه بسته نیز بررسی نشده است. علاوه بر این در این مقالات محدود هیچ روش منظمی برای اعمال کنترل فازی نوع-۲ به ربات های با چندین درجه آزادی با

حفظ پایداری بیان نشده است. در این فصل از کنترل کننده فازی نوع-۲ که تا کنون بر روی ربات های چند محوره با مفاصل انعطاف پذیر با در نظر گرفتن مساله پایداری و اشباع محرکه پیاده سازی نشده است استفاده می کنیم. علاوه بر این روش منظمی برای اعمال روش پیشنهادی به ربات های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه و مسئله پایداری پیشنهاد می شود. با توجه به ویژگی های این کنترل کننده که در فصل ۵ با آنها اشاره شد مانند بهبود عملکرد سیستم در حضور نامعینی ها، کاهش هزینه کنترل و قابلیت تحمل اغتشاش خوب بنظر می رسد با طراحی این کنترل کننده بتوانیم به نیازهای مورد نظر برای سیستم دست یافته و ضمن بهبود عملکرد سیستم هزینه کنترلی آن را کاهش دهیم. از این رو در ادامه به طراحی چنین کنترل کننده ای با در نظر گرفتن مسئله پایداری خواهیم پرداخت. علاوه بر این از روش بهینه سازی جمعی ذرات برای بهینه کردن ساختار کنترل کننده و بهبود عملکرد سیستم کنترل استفاده می کنیم.

۲-۶ طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲

همانطور که گفته شد بدلیل استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ کنترل کننده دارای تزویج نمی باشد، بنابراین برای هر محور یک کنترل کننده مجزا طراحی می کنیم. ربات مورد بحث در این فصل یک ربات دو محوره می باشد. از این رو دو کنترل کننده فازی نوع-۲ باید طراحی شود. فرض می کنیم هر کنترل کننده دارای دو ورودی خطا (x_1) و تغییرات خطا (x_2) و یک خروجی (u) است. بنابراین بردار ورودی را می توان بصورت $\mathbf{x} = \boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_d$ در نظر گرفت. که $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \ \theta_2]^T$ ، $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ و $\boldsymbol{\theta}_d = [\theta_{d1} \ \theta_{d2}]^T$ زاویای مطلوب مفاصل هستند. کنترل کننده با توجه به ورودی های x_1 و x_2 سیگنال کنترلی $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^2$ را فراهم می کند. توابع تعلق سیستم فازی می توانند بصورت مثلثی، گوسین و یا دوزنقه ای انتخاب شوند. چون بعد از طراحی کنترل کننده می خواهیم ساختار آن را بهینه کنیم و توابع تعلق گوسین دارای پارامترهای کمتری نسبت به انواع دیگر دیگر توابع تعلق می باشد، بنابراین انتخاب

مناسب تری برای بهینه سازی است. از این رو توابع تعلق را بصورت گوسین انتخاب می کنیم. برای ارزیابی بهتر سیستم کنترل، بترتیب کنترل فازی نوع-۱ و نوع-۲ را به صورت جداگانه به سیستم اعمال کرده و عملکرد آنها را در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده بررسی می کنیم. تابع تعلق کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ بترتیب در شکل (۱-۶) و شکل (۲-۶) آمده است. همانطور که در شکل (۶-۲) نشان داده شده است توابع تعلق کنترل کننده فازی نوع-۲ بصورت گوسین و با انحراف نامعین در نظر گرفته شده اند. تمامی توابع تعلق در بازه $[1 \ -1]$ نرمالیزه شده اند. از طرفی برای داشتن عملکرد بهتر و بردن ورودی به محدوده $[1 \ -1]$ ورودی های خطا، تغییرات خطا و خروجی در کنترل کننده فازی اول بترتیب از ضرایب مقیاس دهی^۱ k_0, k_1, k_2 و برای کنترل کننده فازی دوم از ضرایب مقیاس دهی k'_0, k'_1 استفاده می شود.

همانطور که در فصل چهارم بیان شد، در حالت انحراف نامعین، مرکز تابع گوسی ثابت در نظر گرفته می شود ولی انحراف معیار تابع گوسی عددی در بازه محدود $[\sigma_1, \sigma_2]$ می تواند باشد. در این حالت تابع تعلق گوسی را بصورت زیر می توان نشان داد:

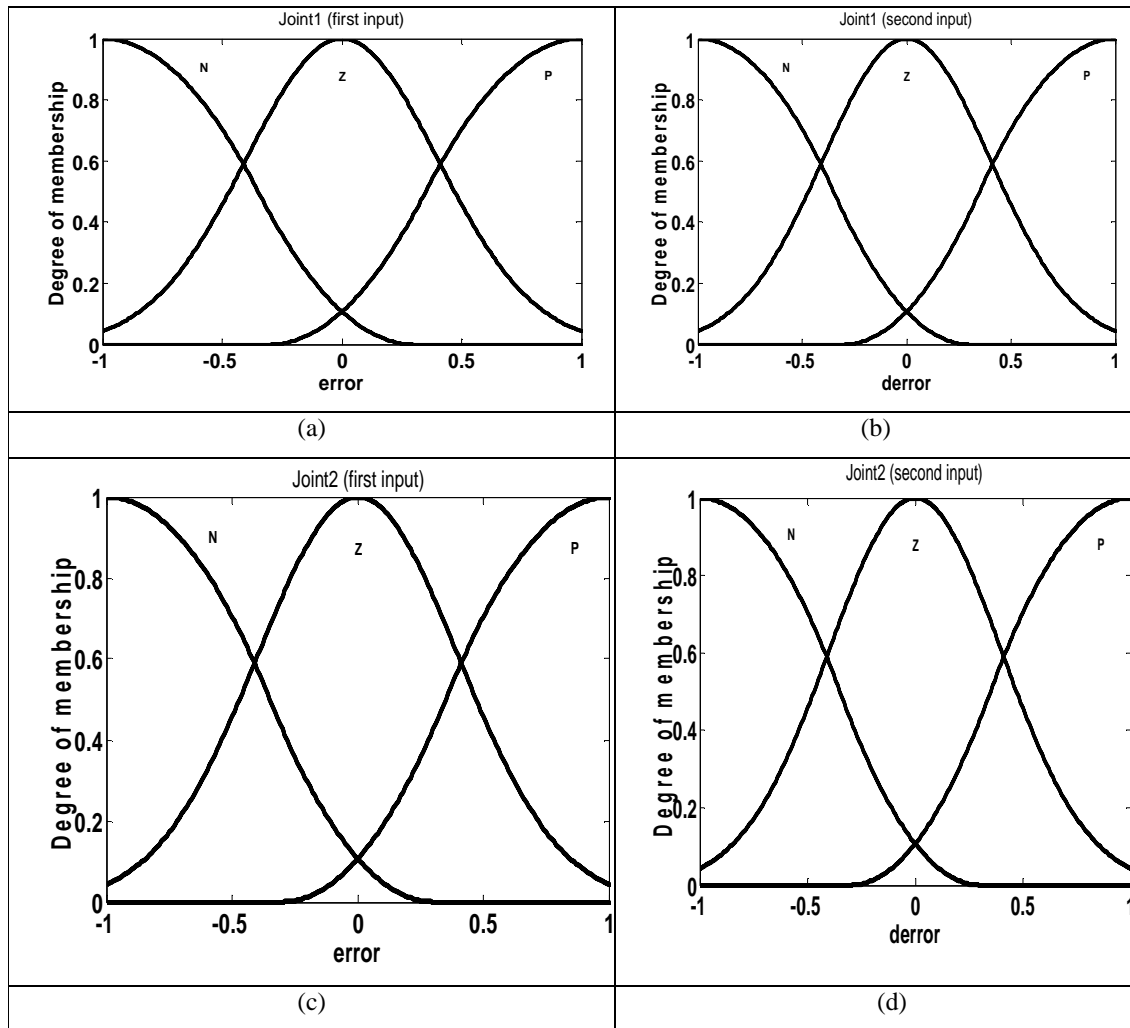
$$\tilde{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2} \quad \text{that } \sigma \in [\sigma_1, \sigma_2] \quad (1-6)$$

یعنی هر تابع تعلق را می توان با سه پارامتر مشخص کرد. با توجه به اینکه برای هر محور یک کنترل کننده مجزا طراحی می شود و هر ورودی دارای سه تابع تعلق گوسین است. بنابراین با احتساب ضرایب مقیاس تعداد کل پارامترهای کنترل فازی نوع-۲ برای بهینه سازی $42 = 2 \times (6 \times 3 + 3)$ می باشد. بطریق مشابه تعداد پارامترهای کنترل فازی نوع-۱ برای بهینه سازی $30 = 2 \times (6 \times 2 + 3)$ می باشد. توجه شود که از بهینه سازی جمعی ذرات فقط برای بهینه سازی توابع تعلق و ضرایب مقیاس استفاده می شود بنابراین قوانین ثابت در نظر گرفته می شوند. با توجه به اینکه هر دو کنترل کننده فازی نوع-۱ و

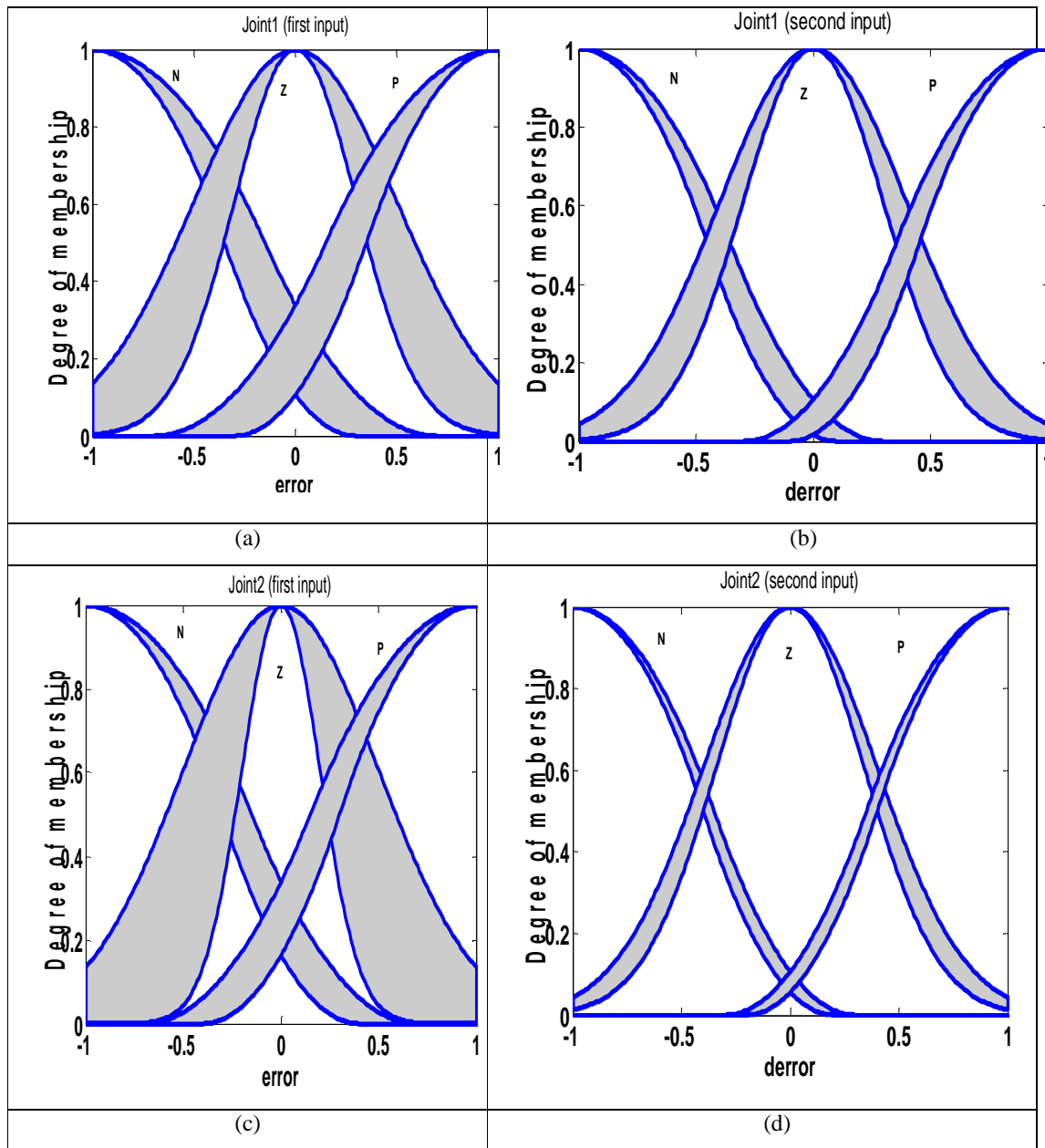
¹ Scaling Factors

نوع ۲- دارای قوانین و تعداد توابع تعلق یکسان هستند، مقایسه عملکرد آنها درک خوبی را در مورد FOU

بیان می کند.

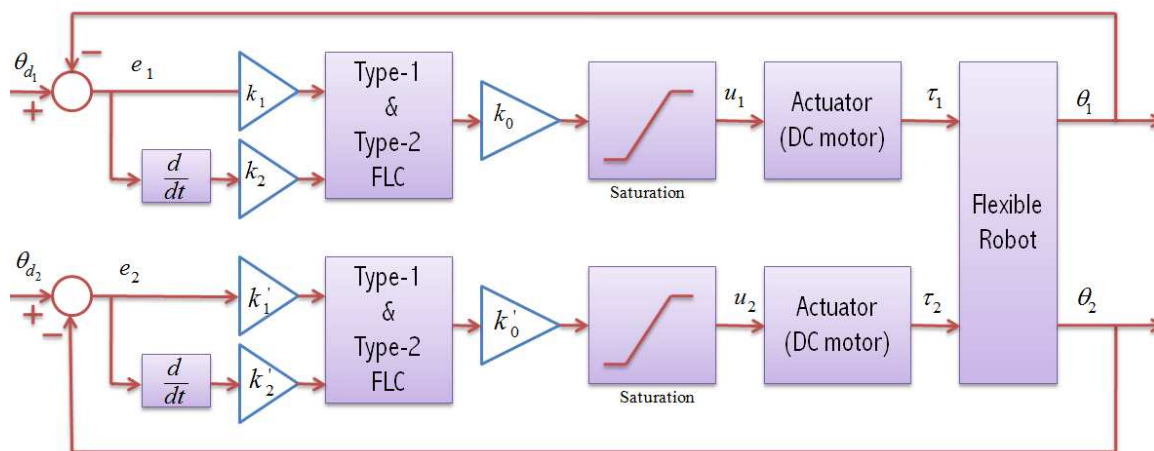


شکل (۶-۱): توابع تعلق برای کنترل کننده فازی نوع-۱ (a,b) برای کنترل کننده محور اول (c,d) برای کنترل کننده محور دوم



شکل (۶-۲): توابع تعلق برای کنترل کننده فازی نوع-۲ (a,b) برای کنترل کننده محور اول (c,d) برای کنترل کننده محور دوم

برای شفافیت بیشتر بلوک دیاگرام سیستم کنترل در شکل (۶-۳) آورده شده است. بدون شک پایداری یکی از مهم ترین مشخصه‌های کنترلی است. اهمیت مفهوم پایداری با این واقعیت تاکید می‌شود که تقریباً تمام سیستم‌های عملی و کاربردی را چنان طراحی می‌کنند که پایدار باشند. سیستمی که



شکل (۳-۶): بلوک دیاگرام سیستم کنترل

پایدار نباشد عملاً کاربردی ندارد. بنابراین با توجه به اهمیت مسئله پایداری در ادامه به بیان روش تحلیل پایداری کنترل کننده فازی نوع-۲ می‌پردازیم.

۳-۶ اثبات پایداری کنترل کننده فازی نوع-۲ طراحی شده

تقریباً می‌توان گفت طراحی کنترل کننده فازی به آسانی انجام می‌شود ولی تحلیل پایداری آن چالش بزرگی در تحقیقات بشمار می‌رود. پیچیدگی تحلیل، ناشی از پیچیدگی دینامیک‌های غیر خطی سیستم و پیچیدگی ساختار کنترل کننده فازی است. برای تحلیل پایداری باید کنترل کننده فازی و سیستم فرموله شوند و سیستم حلقه بسته تشکیل شود. در این میان، فرمول بندی کنترل فازی تاکاگی-سوگنو، همراهی مناسبی با تحلیل پایداری بر اساس تئوری سیستم‌های کنترل غیر خطی دارد [۸۰]. در این بخش بررسی، طراحی و تحلیل پایداری کنترل کننده فازی نوع-۲ تاکاگی-سوگنو بر پایه تئوری کنترل غیر خطی با روش مستقیم لیاپانوف ارائه شده است. همانطور که در فصل چهارم بیان شد قوانین سیستم فازی تاکاگی-سوگنو متفاوت با سیستم فازی ممدانی است. این تفاوت بدلیل وجود تابع خطی در بخش آنگاه دستورات آشکار می‌شود. این سیستم فازی، تقریب‌گر عمومی و نوعی کنترل کننده غیر خطی است که در نواحی مختلف فضای ورودی با بهره‌های متغیر عمل می‌کند [۸۱] و تمام پارامترهای قوانین فازی قابل تنظیم می‌باشند. برای تحلیل پایداری ابتدا باید کنترل کننده فازی نوع-۲ و سیستم را فرموله کنیم.

ساختار سیستم فازی نوع دوم (A2 - C0) یک ساختار نوع دوم بازه‌ای است که از توابع تعلق نوع دوم در بخش مقدم و از اعداد قطعی در بخش تالی خود بهره برده، یکی از بهترین ساختارهای فازی نوع دوم از نظر حجم محاسبات می‌باشد. یک قانون این سیستم فازی نوع-۲ با دو ورودی و یک خروجی، بصورت زیر قابل نوشتن است.

$$R^i: \text{if } x_1 \text{ is } \tilde{X}_1^i \text{ and } x_2 \text{ is } \tilde{X}_2^i, \text{ then } y^i = a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i0} \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1-6)$$

که در آن نشان دهنده قانون i ام و $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ بردار ورودی است. از طرفی $\tilde{X}_j^i (j = 1, 2)$ مجموعه های فازی نوع دوم بازه ای ورودی‌ها، y^i خروجی صریح، a_{i0}, a_{i2}, a_{i1} پارامترهای طراحی هستند. با توجه به مباحثی که در فصل چهارم مطرح شد، رابطه (۲۱-۵) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$y_l = \sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i (a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i0}) + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i (a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i0}) \quad (2-6)$$

$$D_l = \sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{f}^i \text{ و } \underline{q}_l^i = \underline{f}^i / D_l, \bar{q}_l^i = \bar{f}^i / D_l \text{ که}$$

بطریق مشابه رابطه (۲۲-۵) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$y_r = \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i (a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i0}) + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i (a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i0}) \quad (3-6)$$

$$D_r = \sum_{i=1}^R \underline{f}^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i \text{ و } \underline{q}_r^i = \underline{f}^i / D_r, \bar{q}_r^i = \bar{f}^i / D_r \text{ که}$$

با جایگذاری رابطه های (۲-۶) و (۳-۶) در رابطه (۲۳-۵) و کمی ساده سازی می‌توان نوشت:

$$y(\mathbf{x}) = C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x}) \quad (4-6)$$

که

$$C_1(\mathbf{x}) = 0.5(\sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i1} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i1} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i1} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i1}) \quad (5-6)$$

$$C_2(\mathbf{x}) = 0.5(\sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i2} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i2} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i2} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i2}) \quad (6-6)$$

$$C_0(\mathbf{x}) = 0.5(\sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i0} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i0} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i0} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i0}) \quad (7-6)$$

در ادامه روند طراحی فقط برای کنترل کننده محور اول بیان می‌شود. بدون از دست دادن کلیت، با توجه به استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ، نتیجه قابل تعمیم به کنترل کننده محور دوم نیز می‌باشد. با در نظر گرفتن ضرایب مقیاس دهی بردار ورودی را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [k_1 z_1 \ k_2 z_2]^T \quad (۸-۶)$$

که $z_2 = \dot{\theta}_{d1} - \dot{\theta}_1$ و $z_1 = \theta_{d1} - \theta_1$. در این صورت می‌توان نوشت $\dot{x}_1 = \alpha x_2$ که $\alpha = k_1/k_2 > 0$. با در نظر گرفتن ضرایب مقیاس خروجی کنترل کننده فازی نوع دوم (ولتاژ اعمالی به موتور ها) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$u(\mathbf{x}) = k_0(C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x})) \quad (۹-۶)$$

با جایگذاری (۹-۶) در (۳-۲۲) داریم:

$$(C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x}))k_0 = RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m \quad (۱۰-۶)$$

در ادامه برای طراحی کنترل کننده فازی با تضمین پایداری باید فرضیاتی را در نظر بگیریم.

فرض ۱: برای حفاظت از موتورها، ولتاژ ورودی به موتور ها محدود است یعنی

$$|RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m| \leq u_{max} \quad (۱۱-۶)$$

که u_{max} حداکثر ولتاژ مجاز قابل اعمال به موتور است.

فرض ۲: طراحی مسیر مطلوب باید بگونه‌ای باشد که موتور بتواند با اعمال ولتاژی کمتر از u_{max} به

ردگیری آن بپردازد. در غیر اینصورت باید از موتور قویتری با قابلیت تحمل ولتاژ بیشتر استفاده کرد.

حال روش مستقیم لیاپانوف را برای تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده فازی نوع دوم دنبال می‌کنیم.

بدین منظور تابع مثبت معین V را بصورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$V = \int_0^{x_1} C_2(\mathbf{x})x_1 dx_1 \quad (۱۲-۶)$$

که V یک تابع مثبت معین است اگر $C_2(\mathbf{x}) > 0$. با در نظر گرفتن رابطه (۶-۶) برای برقراری این شرط کافی است $0 \leq a_{i2}$ و $\exists i$ به نحوی که $a_{i2} > 0$.

اثبات:

فرض می‌کنیم $0 < C_2 \leq C_2(\mathbf{x})$. که C_2 مقدار ثابت و مثبتی است. بنابراین

$$C_2 \int_0^{x_1} x_1 dx_1 \leq \int_0^{x_1} C_2(\mathbf{x}) x_1 dx_1 \quad (۱۳-۶)$$

در نتیجه $0 < 0.5 C_2 x_1^2 \leq \int_0^{x_1} C_2(\mathbf{x}) x_1 dx_1$. با توجه به این رابطه می‌توان گفت که برای $x_1 \neq 0$

داریم $V > 0$. از طرفی چون $\int_0^0 C_2(\mathbf{x}) x_1 dx_1 = 0$ و $C_2(\mathbf{x}) x_1$ محدود است پس اگر $x_1 = 0$ آنگاه

$V = 0$. در نتیجه V یک تابع مثبت معین است.

با مشتق‌گیری نسبت به زمان از (۶-۱۲) داریم:

$$\dot{V} = C_2(\mathbf{x}) x_1 \dot{x}_1 = \alpha C_2(\mathbf{x}) x_1 x_2 \quad (۱۴-۶)$$

با استفاده از (۶-۱۰) می‌توان نوشت:

$$C_2(\mathbf{x}) x_2 = -C_1(\mathbf{x}) x_1 - C_0(\mathbf{x}) + (RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m) / k_0 \quad (۱۵-۶)$$

با جایگذاری (۶-۱۵) در (۶-۱۴) داریم:

$$\dot{V} = -\alpha C_1(\mathbf{x}) x_1^2 - \alpha C_0(\mathbf{x}) x_1 + \alpha x_1 (RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m) / k_0 \quad (۱۶-۶)$$

از آنجا که برای $C_1(\mathbf{x}) \geq 0$ داریم $-\alpha C_1(\mathbf{x}) x_1^2 \leq 0$. لذا برای برقراری $\dot{V} \leq 0$ باید داشته باشیم:

$$x_1 (RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m) \leq k_0 C_0(\mathbf{x}) x_1 \quad (۱۷-۶)$$

از طرفی

$$x_1 (RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m) \leq |x_1| |RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m| \leq |x_1| u_{max} \quad (۱۸-۶)$$

در نتیجه برای برقراری رابطه (۶-۱۷) باید داشته باشیم

$$|x_1| u_{max} \leq k_0 C_0(\mathbf{x}) x_1 \quad (۱۹-۶)$$

با توجه به این نکته که $k_0 > 0$ برای برقراری رابطه فوق باید $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ یعنی لازم است $C_0(\mathbf{x})$ هم علامت با x_1 طراحی شود. با در نظر گرفتن رابطه (۶-۷) برای این کار کفایت a_{i0} هم علامت با x_1 انتخاب شود. با استفاده از (۶-۱۹) و توجه به این نکته که $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ می توان نوشت:

$$u_{max}/|C_0(\mathbf{x})| \leq k_0 \quad (۶-۲۰)$$

با استفاده از رابطه (۶-۵) داریم:

$$c_{0,min} \leq C_0(\mathbf{x}) \leq c_{0,max} \quad (۶-۲۱)$$

که $c_{0,min}$ و $c_{0,max}$ هر دو ثابت هستند. برای اینکه رابطه (۶-۲۰) همیشه برقرار باشد k_0 را بصورت زیر انتخاب می کنیم:

$$u_{max}/c_{0,max} = k_0 \quad (۶-۲۲)$$

توجه شود که اگر مقدار k_0 محاسبه شده برای برقراری شرط (۶-۲۰) کافی نباشد، در این صورت باید یک موتور با u_{max} بزرگتر انتخاب شود.

بنابراین پایداری کنترل کننده با فرضیات $C_1(\mathbf{x}) > 0$ ، $C_2(\mathbf{x}) > 0$ ، $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ و $u_{max}/c_{0,max} = k_0$ برقرار می شود. یعنی در قانون i ام، برای برقراری شرط $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ ، a_{i0} هم علامت با x_1 انتخاب می شود. از طرفی در تمام قوانین برای برقراری شروط $C_1(\mathbf{x}) > 0$ و $C_2(\mathbf{x}) > 0$ می توان $a_{i1} \geq 0$ و $a_{i2} \geq 0$ انتخاب کرد. البته $\exists i$ به نحوی که $a_{i1} > 0$ و $a_{i2} > 0$.

به منظور تعیین قوانین می توان حالات زیر را در نظر گرفت:

(۱) اگر $x_1 x_2 < 0$ باشد. با توجه به رابطه (۶-۱۴)، پایداری مجانبی تضمین می شود ($\dot{V} < 0$).

پس، مقدار ولتاژ موتور باید کم باشد.

(۲) اگر $x_1 = 0$ و $x_2 = 0$ باشد. پایداری لیاپانوفی با $\dot{V} = 0$ در (۶-۱۴) برقرار است. پس، مقدار

ولتاژ موتور باید متوسط باشد.

(۳) اگر $x_1 x_2 > 0$ باشد. ناپایداری با $\dot{V} > 0$ در (۶-۱۴) برقرار است. پس، مقدار ولتاژ موتور باید بزرگ باشد.

بنابراین با توجه به مباحث مطرح شده، نه قانون فازی را می‌توان بصورت زیر نوشت:

- Rule 1: if x_1 is P and x_2 is P then $y = 1$
- Rule 2: if x_1 is P and x_2 is Z then $y = 0.75$
- Rule 3: if x_1 is P and x_2 is N then $y = 0.25$
- Rule 4: if x_1 is Z and x_2 is P then $y = 0.5$
- Rule 5: if x_1 is Z and x_2 is Z then $y = 150x_1 + 10x_2$
- Rule 6: if x_1 is Z and x_2 is N then $y = -0.5$
- Rule 7: if x_1 is N and x_2 is P then $y = -0.25$
- Rule 8: if x_1 is N and x_2 is Z then $y = -0.75$
- Rule 9: if x_1 is N and x_2 is N then $y = -1$

توجه شود که برای برقراری فرضیات مطرح شده در تمام قوانین ($i = 1, 2, \dots, 9$)، x_1 هم علامت با a_{0i} انتخاب شده و علاوه بر این در قانون پنجم $a_{51} > 0$ و $a_{52} > 0$ انتخاب شده اند.

با توجه به آنالیز فوق می‌توان نتیجه گرفت که x_1 و x_2 محدود هستند. که این دلالت بر این دارد که y (خروجی کنترل کننده) نیز محدود است.

اثبات:

با استفاده از رابطه (۶-۴) باید نشان دهیم که

$$|y(\mathbf{x})| = |C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x})| \leq |C_1(\mathbf{x})x_1| + |C_2(\mathbf{x})x_2| + |C_0(\mathbf{x})| \leq \beta \quad (۶-۲۳)$$

که β یک مقدار محدود است.

با استفاده از روابط (۶-۵)، (۶-۶) و (۶-۷) می‌توان نوشت:

$$|C_1(\mathbf{x})x_1| \leq 0.5\alpha_1|x_1| \quad (۶-۲۴)$$

$$|C_2(\mathbf{x})x_2| \leq 0.5\alpha_2|x_2| \quad (۶-۲۵)$$

$$|C_0(\mathbf{x})| \leq 0.5\alpha_0 \quad (26-6)$$

که

$$\left| \left(\sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i1} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i1} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i1} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i1} \right) \right| \leq \alpha_1 \quad (27-6)$$

$$\left| \sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i2} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i2} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i2} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i2} \right| \leq \alpha_2 \quad (28-6)$$

$$\left| \sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i a_{i0} + \sum_{i=L+1}^M \underline{q}_l^i a_{i0} + \sum_{i=1}^R \underline{q}_r^i a_{i0} + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i a_{i0} \right| \leq \alpha_0 \quad (29-6)$$

که α_1 ، α_2 و α_0 ضرایب ثابتی هستند.

با در نظر گرفتن روابط (5-18) و (5-19) داریم:

$$\underline{f}^i(x) \leq 1 \quad (30-6)$$

$$\bar{f}^i(x) \leq 1 \quad (31-6)$$

بنابراین می توان نتیجه گرفت که

$$|D_r| = \left| \sum_{i=1}^R \underline{f}^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i \right| \leq \gamma_1 \quad (32-6)$$

$$|D_l| = \left| \sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{f}^i \right| \leq \gamma_2 \quad (33-6)$$

که γ_1 و γ_2 ثابت محدود هستند. در نتیجه به راحتی می توان نشان داد که $\bar{q}_l^i = \bar{f}^i / D_l$ ، $\bar{q}_r^i = \bar{f}^i / D_r$

، $\underline{q}_r^i = \underline{f}^i / D_r$ و $\underline{q}_l^i = \underline{f}^i / D_l$ محدود هستند. با توجه به اینکه a_{i1} ، a_{i2} و a_{i0} ضرایب ثابت می باشد،

نامساوی های (27-6)، (28-6) و (29-6) اثبات می شوند. در نتیجه خروجی کنترل کننده و به تبع آن

ولتاژ ورودی موتور ها با احتساب ضرایب مقیاس محدود است. یعنی

$$|u| \leq 0.5 k_0 (\alpha_1 |x_1| + \alpha_2 |x_2| + \alpha_0) \leq \beta \quad (34-6)$$

در ادامه، ابتدا باید ثابت کنیم که در حضور اغتشاش خروجی محدود، در صورتی که ولتاژ ورودی موتور محدود باشد جریان آن (I_a) نیز محدود است [۴۸]. برای اینکه دینامیک خطای ردگیری خوش تعریف باشد و ربات بتواند مسیر مطلوب را ردگیری کند باید فرضیاتی را در نظر بگیریم.

فرض ۳:

مسیر مطلوب طراحی شده (θ_d) باید هموار باشد. یعنی مشتق آن ($\dot{\theta}_d$) تا مرتبه مورد نیاز موجود و محدود باشد.

فرض ۴:

اغتشاش خارجی $\varphi(t)$ محدود است یعنی $|\varphi(t)| \leq \varphi_{max}$ که φ_{max} یک مقدار ثابت مثبت است. حال معادله دینامیکی حاکم بر موتور را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + k_b\dot{\theta}_m + \varphi(t) \quad (۳۵-۶)$$

با ضرب طرفین (۳۵-۶) در I_a داریم:

$$uI_a = RI_a^2 + L\dot{I}_aI_a + k_b\dot{\theta}_mI_a + \varphi(t)I_a \quad (۳۶-۶)$$

که uI_a توان الکتریکی، $k_b\dot{\theta}_mI_a$ توان میکانیکی، RI_a^2 توان تلف شده در سیم پیچ‌ها و $L\dot{I}_aI_a$ مشتق انرژی مغناطیسی ذخیره شده در سیم پیچ‌ها می‌باشد. با انتگرال گرفتن از طرفین (۳۶-۶) و کمی ساده سازی داریم:

$$\int_0^t (u - \varphi(t))I_a dt = \int_0^t RI_a^2 dt + \int_0^t L\dot{I}_aI_a dt + \int_0^t k_b\dot{\theta}_mI_a dt \quad (۳۷-۶)$$

با در نظر گرفتن $I_a(0) = 0$ ، می‌توان نوشت:

$$\int_0^t (u - \varphi(t))I_a dt = RI_a^2 t + 0.5LI_a^2 + \int_0^t k_b\dot{\theta}_mI_a dt \quad (۳۸-۶)$$

با توجه به اینکه $RI_a^2 t \geq 0$ و $0.5LI_a^2 \geq 0$ ، در نتیجه

$$\int_0^t k_b \dot{\theta}_m I_a dt \leq \int_0^t (u - \varphi(t)) I_a dt \quad (39-6)$$

با در نظر گرفتن رابطه (39-6) کران بالای انرژی میکانیکی برابر است با

$$\int_0^t k_b \dot{\theta}_m I_a dt = \int_0^t (u - \varphi(t)) I_a dt \quad (40-6)$$

در نتیجه

$$k_b \dot{\theta}_m = u - \varphi(t) \quad (41-6)$$

بنابراین می توان نتیجه گرفت که $\dot{\theta}_m$ محدود است. یعنی

$$|\dot{\theta}_m| \leq (|u| + |\varphi(t)|)/k_b \quad (42-6)$$

از طرفی طبق فرض ۱ ولتاژ ورودی موتور محدود است. یعنی $|u| \leq u_{max}$. در نتیجه کران بالای سرعت

موتور را می توان بصورت زیر بدست آورد:

$$|\dot{\theta}_m| \leq (u_{max} + \varphi_{max})/k_b \quad (43-6)$$

از طرفی با توجه به رابطه (35-6) می توان نوشت:

$$RI_a + L\dot{I}_a = w \quad (44-6)$$

که $w = u - k_b \dot{\theta}_m - \varphi(t)$. قبلا نشان داده شد که u ، $\dot{\theta}_m$ و $\varphi(t)$ محدود هستند. لذا با توجه به

رابطه (44-6)، که یک معادله دیفرانسیل خطی با ورودی محدود (w) است، طبق معیار راث-هورویتز^۱ می

توان نتیجه گرفت که I_a هم محدود است. از سوی دیگر با توجه به (44-6) می توان نوشت:

$$L\dot{I}_a = w - RI_a \quad (45-6)$$

از آنجا که نشان داده شد I_a و w محدود هستند، محدود بودن \dot{I}_a نتیجه می شود.

حال با توجه به اینکه جریان موتور (I_a) محدود است نتیجه می شود که گشتاور موتور ($\tau = k_m I_a$) نیز

محدود است. با در نظر گرفتن رابطه (3-21) داریم:

¹ Routh-Hurwitz

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + r^2K\theta_m = \tau + rK\theta \quad (46-6)$$

با توجه به فرض ۳، θ_d و $\dot{\theta}_d$ محدود هستند. بنابراین با در نظر گرفتن روابط $\theta = \theta_d - x_1$ و $\dot{\theta} = \dot{\theta}_d - x_2$ ، محدود بودن x_1 و x_2 (که قبلاً ثابت شد) دلالت بر محدود بودن θ و $\dot{\theta}$ دارد. در نتیجه (46-6) را می‌توان یک سیستم درجه دوم با ورودی محدود $\tau + rK\theta$ در نظر گرفت. با توجه به مثبت بودن ضرایب J ، B و r^2K طبق معیار راث-هورویتز می‌توان نتیجه گرفت که θ_m ، $\dot{\theta}_m$ و $\ddot{\theta}_m$ محدود هستند. در نتیجه چون تمام متغیرهای وابسته به محور i ام و محرکه آن (موتور) یعنی θ ، $\dot{\theta}$ ، θ_m ، $\dot{\theta}_m$ ، $\ddot{\theta}_m$ و I_a محدود هستند. بردارهای θ ، $\dot{\theta}$ ، θ_m ، $\dot{\theta}_m$ و I_a هم محدود هستند. بنابراین تمامی سیگنال‌های سیستم کنترل محدود بوده و پایداری اثبات می‌شود. در نتیجه همانطور که بیان شد بدلیل استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ، نتیجه قابل تعمیم به ربات‌های با چندین درجه آزادی است. این نتیجه بسیار ارزشمند بوده و یک رهیافت ساده را برای طراحی کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ با در نظر گرفتن مسئله پایداری برای ربات‌های با n درجه آزادی پیشنهاد می‌کند.

۴-۶ نتایج شبیه سازی

در این قسمت، برای مقایسه عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲، عملکرد آنها در ردگیری یک ربات دو محوره با مفاصل انعطاف پذیر مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

ربات مورد مطالعه یک ربات سری با دو مفصل لولایی می‌باشد که در شکل (4-6) نشان داده شده است. ماتریس متقارن ممان اینرسی فضای مفصلی $(D(\theta))$ ، بردار گشتاورهای کوریولیس و جانب مرکز $(C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta})$ ، بردار توصیف کننده نیروهای گرانشی $(G(\theta))$ و بردار اصطحکاک $(\tau_f(\dot{\theta}))$ بصورت زیر هستند [56].

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} d_1 & d_2 \\ d_2 & d_3 \end{bmatrix} \quad (47-6)$$

$$C(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} -m_2 l_1 l_{c_2} \dot{\theta}_2 \sin(\theta_2) & -m_2 l_1 l_{c_2} (\dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2) \sin(\theta_2) \\ m_2 l_1 l_{c_2} \dot{\theta}_1 \sin(\theta_2) & 0 \end{bmatrix} \quad (48-6)$$

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} (m_1 l_{c_1} + m_2 l_1) g \cos(\theta_1) + m_2 l_{c_2} g \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ m_2 l_{c_2} g \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix} \quad (49-6)$$

$$\tau_f(\dot{\theta}) = \begin{bmatrix} b_1 \dot{\theta}_1 + c_1 \text{sign}(\dot{\theta}_1) \\ b_2 \dot{\theta}_1 + c_2 \text{sign}(\dot{\theta}_1) \end{bmatrix} \quad (50-6)$$

که

$$d_1 = m_1 l_{c_1} + m_2 (l_1^2 + l_{c_1}^2 + 2l_1 l_{c_2} \cos(\theta_2)) + I_1 + I_2 \quad (51-6)$$

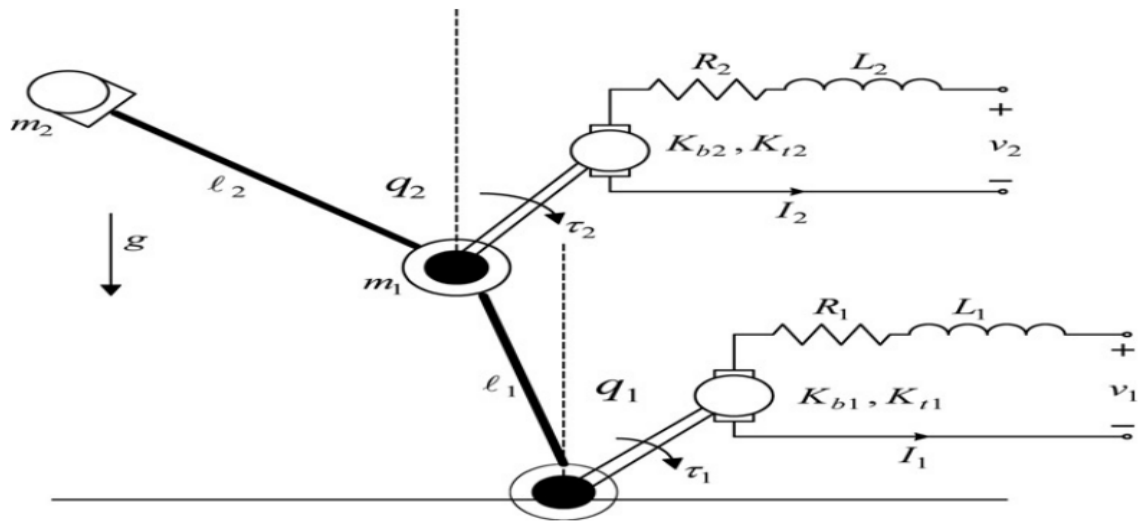
$$d_2 = m_2 (l_{c_2}^2 + l_1 l_{c_2} \cos(\theta_2)) + I_2 \quad (52-6)$$

$$d_3 = m_2 l_{c_2}^2 + I_2 \quad (53-6)$$

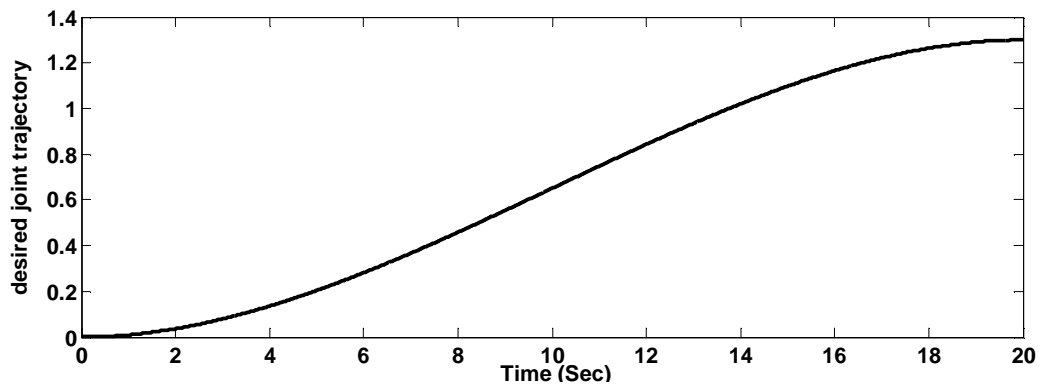
که l_i طول لینک، m_i جرم لینک، I_i ممان اینرسی، l_{c_i} فاصله مرکز لینک تا مفصل i ، b_i و c_i ضرایب ثابتی هستند. سیستم های فازی نوع-۲ طراحی شده دارای دو ورودی خطا و تغییرات خطا هستند که توابع تعلق آنها در شکل (۲-۶) نشان داده شده است. مسیر مطلوب مفصل در شکل (۵-۶) نشان داده شده است. پارامترهای دینامیکی ربات و پارامترهای موتور بترتیب در جدول (۱-۶) و (۲-۶) آمده است.

علاوه بر این برای حفاظت موتورها حداکثر ولتاژ قابل اعمال به موتورها $40V$ در نظر گرفته شده است.

شبهه سازی ۱: ابتدا به بررسی عملکرد کنترل کننده در تنظیم ورودی ثابت 1 rad می پردازیم. ضرایب مقیاس مورد استفاده در ورودی و خروجی کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ که با روش سعی و خطا بدست آمده اند، در جدول (۳-۶) آمده است. عملکرد سیستم با هر دو کنترل کننده نوع-۱ و نوع-۲ در شکل (۶-۶) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود کنترل کننده فازی نوع-۱ دارای پاسخ سریعتری می باشد. ولی در کل پاسخ هر دو کنترل کننده دارای فراجهدش و تا حدودی خطای حالت ماندگار بوده و چندان مناسب نمی باشند.



شکل (۶-۴): ربات دو محوره با محرک [۸۲]



شکل (۶-۵): مسیر مطلوب

جدول (۶-۱): پارامتر های دینامیک ربات

$L(m)$	$L_c(m)$	m	$I(kgm^2)$	b	c	محور ها
1	0.5	1	0.12	1	5	1
1	0.5	2	0.25	1	5	2

جدول (۲-۶) : پارامتر های موتورها

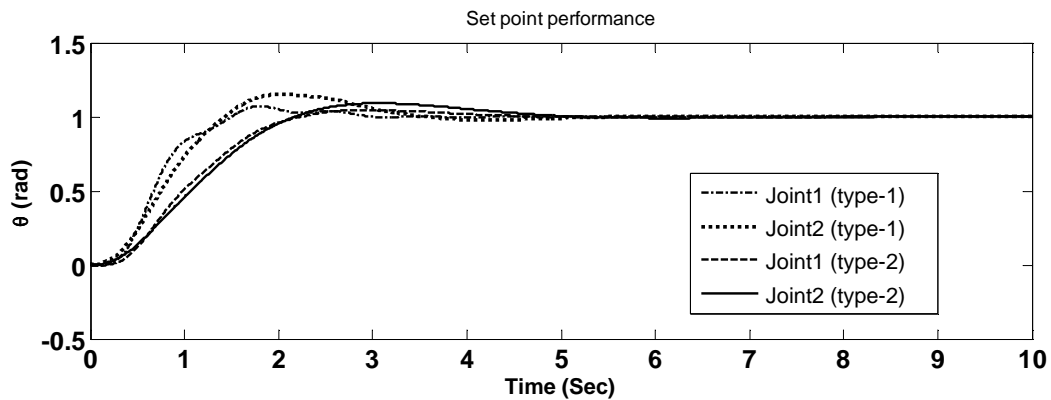
موتورها	k	r	B	J	L	k_b	R	u
1,2	500	0.02	0.001	0.0002	0.001	0.26	1.6	40

شبیه سازی ۲: در این قسمت عملکرد سیستم در ردگیری مسیر مطلوب (شکل ۶-۵) با استفاده از کنترل فازی نوع-۱ و نوع-۲ در شکل (۶-۷) نشان داده شده است. همانطور که دیده می شود ردگیری بخوبی انجام شده و هر دو کنترل کننده عملکرد تقریباً مشابه ای دارند. علاوه بر این ولتاژ ورودی موتورها (سیگنال کنترلی) نیز در شکل (۶-۸) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می شود سیگنال کنترلی نرم بوده و دارای لرزش نمی باشد. علاوه بر این ولتاژ اعمالی به موتورها از $40V$ بیشتر نشده است. در حالت کلی در این حالت، ردگیری چندان خوب نیست ولی سیگنال کنترلی قابل قبول است.

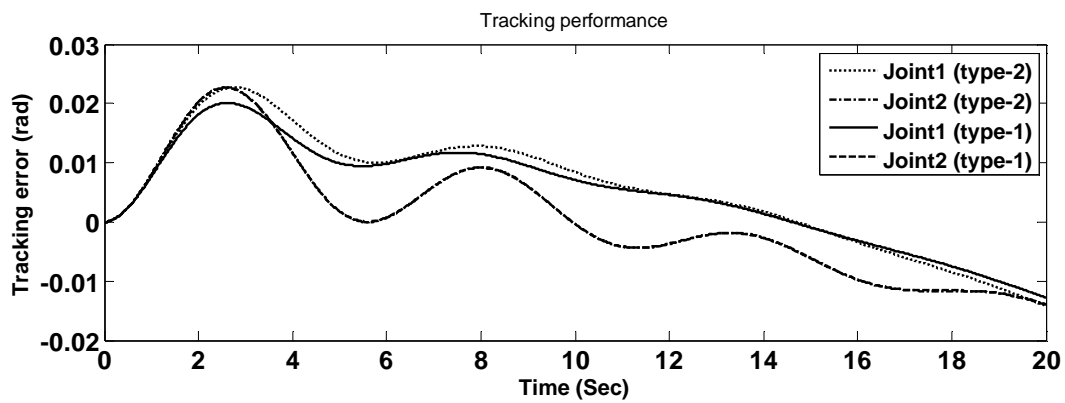
شبیه سازی ۳: همانطور که گفته شد ضرایب مقیاس و پارامتر های توابع تعلق با سعی و خطا برای رسیدن به عملکرد مطلوب بدست آمده است. در این قسمت با استفاده از بهینه سازی جمعی ذرات برای رسیدن به عملکرد مطلوب هم ضرایب مقیاس و هم پارامتر های توابع تعلق با در نظر گرفتن

جدول (۳-۶): ضرایب مقیاس کنترل کننده ها

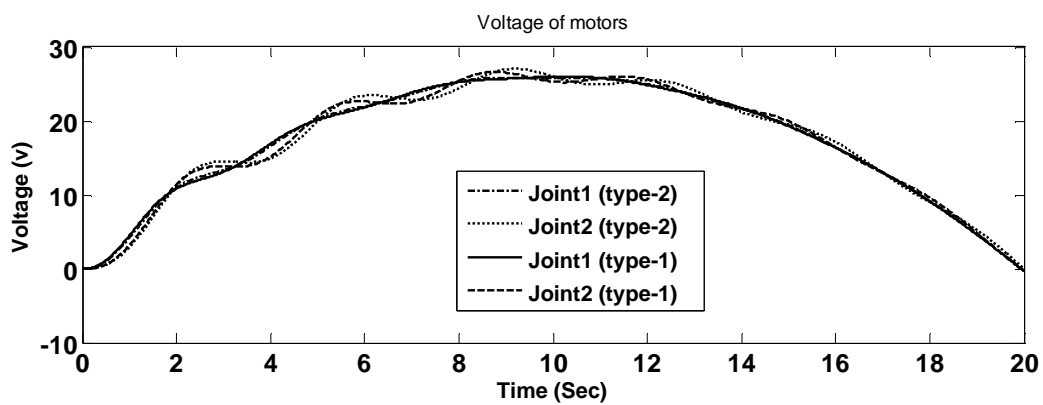
k_1	k_2	k_o	k'_1	k'_2	k'_o	ضرایب مقیاس دهی کنترل کننده
0.003	35	100	0.0027	25	93	فازی نوع-۱
0.002	36	105	0.002	28	111	فازی نوع-۲



شکل (۶-۶): عملکرد سیستم کنترل در تنظیم نقطه ثابت



شکل (۶-۷): عملکرد سیستم کنترل در ردگیری ورودی مطلوب



شکل (۶-۸): ولتاژ ورودی موتور ها

یک تابع هزینه بهینه می شوند. تابع هزینه بصورت میانگین جذر مجموع مربعات خطا (MRSE¹) انتخاب

می شود. یعنی تابع هزینه i امین پرنده (ذره) بصورت زیر محاسبه می شود:

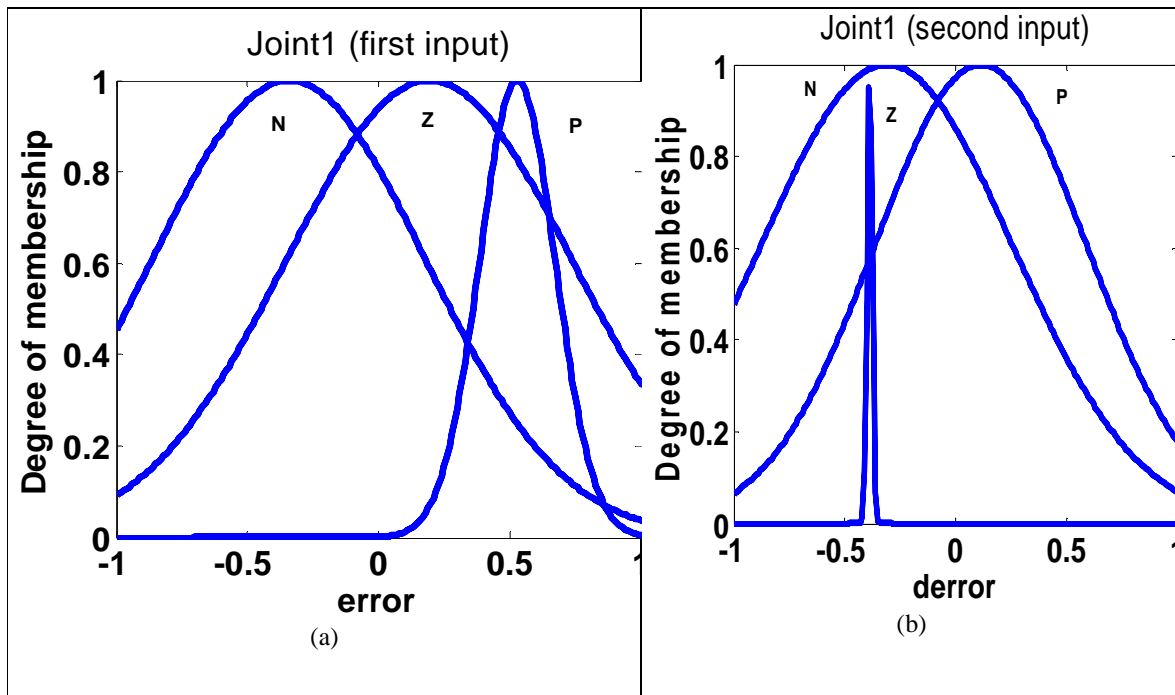
$$MRSE = E(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{e_1^2(i) + e_2^2(i)} \quad (54-6)$$

که k تعداد مراحل²، N تعداد نمونه ها³، $e_1(i)$ خطای مفصل اول⁴ و $e_2(i)$ خطای مفصل دوم است.

پارامترهای بهینه سازی جمعی ذرات بصورت $c_1 = 2.05, c_2 = 2.05$ ، $\varphi = .72$ ، تعداد پرندگان

(جمعیت اولیه) ۱۵۰ و تعداد تکرار ۱۰۰ انتخاب می شوند. در نتیجه اعمال روش بهینه سازی جمعی

ذرات به سیستم کنترل،

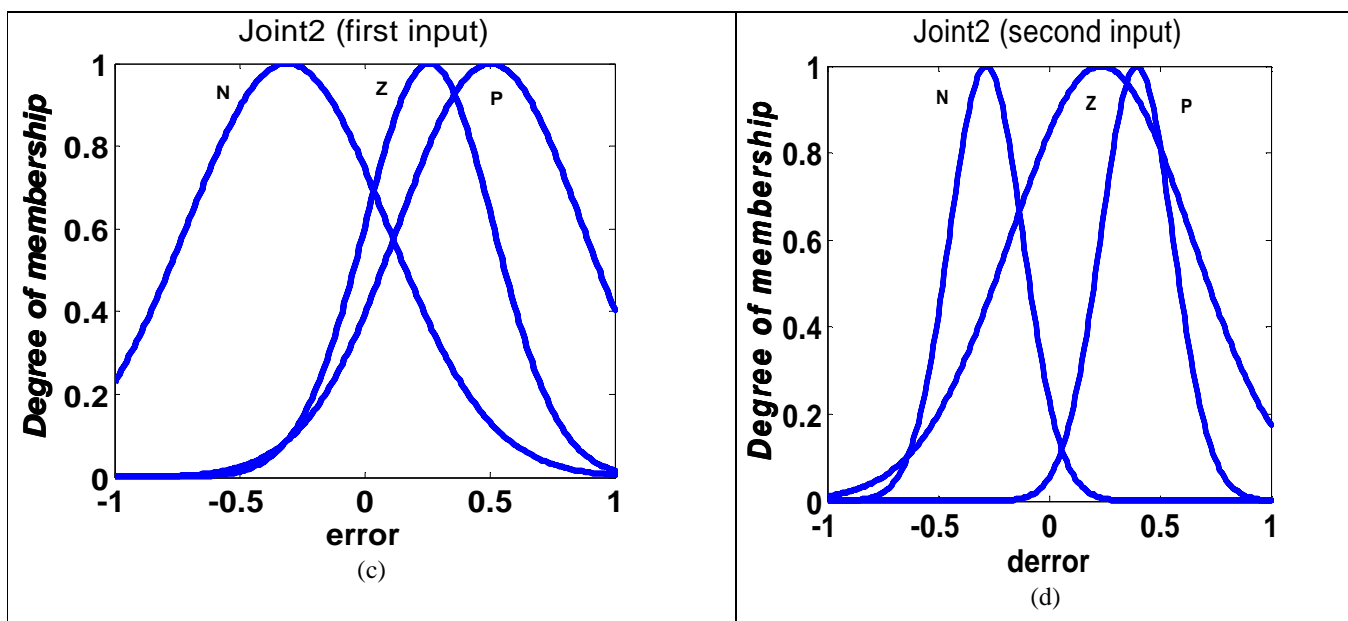


¹ Mean of Root of Squared Error (MRSE)

² Iteration Number

³ Sample

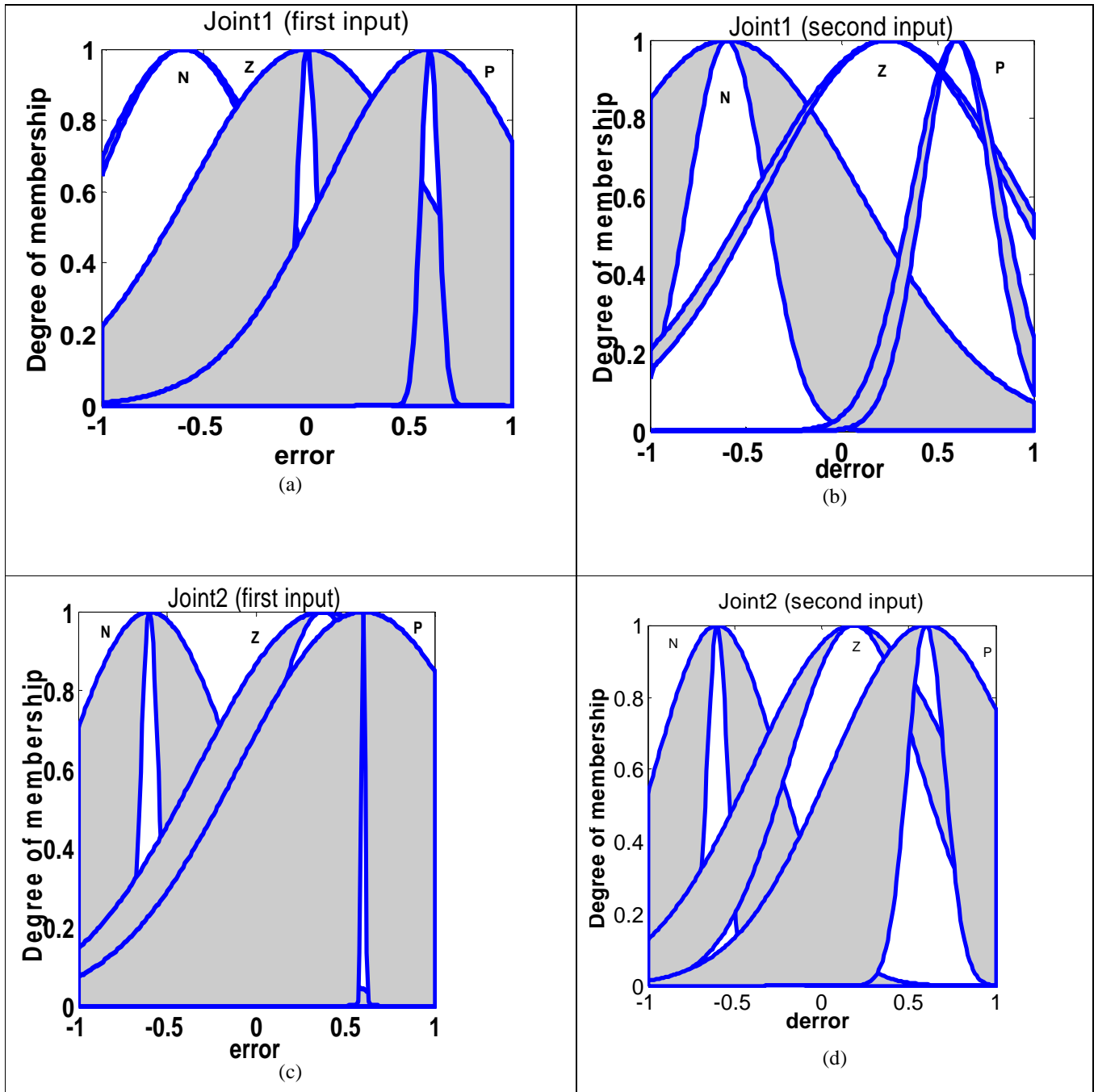
⁴ Trajectory error of ith sample



شکل (۹-۶): توابع تعلق بهینه شده کنترل کننده فازي نوع-۱، برای کنترل کننده محور اول و (c,d) برای کنترل

کننده محور دوم

توابع تعلق کنترل کننده فازي نوع-۱ و نوع-۲ بترتیب در شکل های (۹-۶) و (۱۰-۶) نشان داده شده است. توجه شود که توابع تعلق نشان داده شده، توابع تعلق نهایی بعد از اتمام کار روش بهینه سازی جمعی ذرات می باشند. در صورتی که توابع تعلق نهایی دارای هم پوشانی باشند می تواند قوانین را بصورت مناسبی کاهش داد. ضرایب مقیاس بهینه نیز در جدول (۴-۶) آمده است.



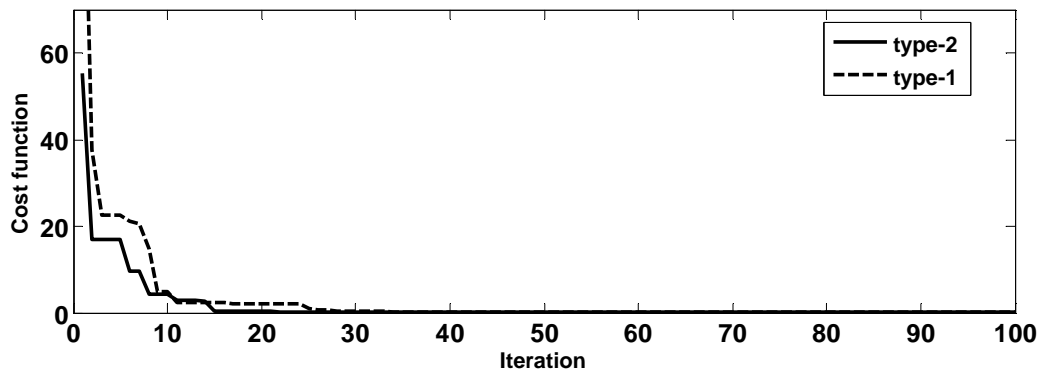
شکل (۶-۱): توابع تعلق بهینه کنترل کننده فازی نوع-۲، (a,b) برای کنترل کننده محور اول و (c,d) برای کنترل

کننده محور دوم

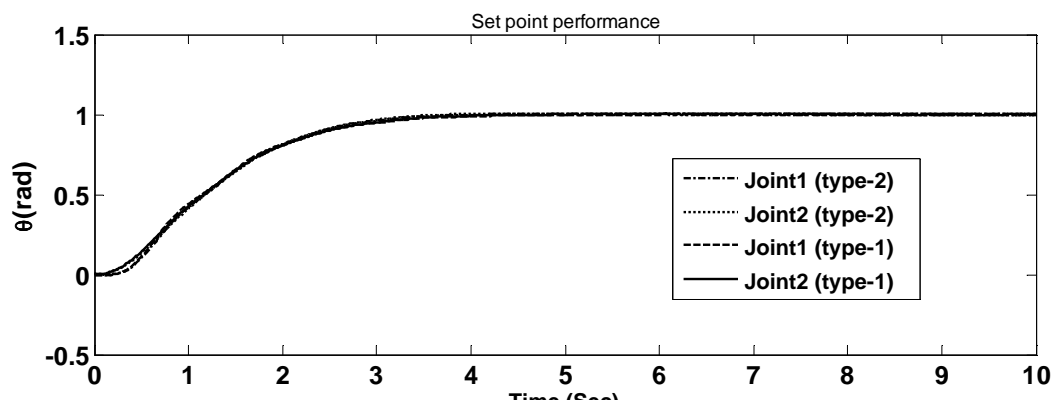
جدول (۴-۶): ضرایب مقیاس بهینه کنترل کننده ها

k_1	k_2	k_0	k'_1	k'_2	k'_0	ضرایب
						مقیاس بهینه
						کنترل کننده
0.0021	35.04	103.5	0.0017	33.86	99.67	فازی نوع-۱
0.0022	36.67	129.67	0.0018	37.08	120.89	فازی نوع-۲

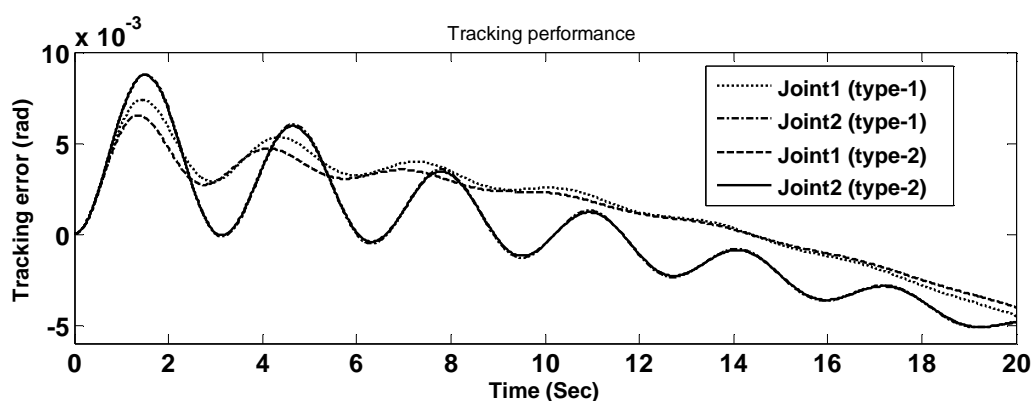
نرخ سرعت همگرایی بهینه سازی جمعی ذرات در شکل (۶-۱۱) نشان داده شده است. همانطور که قبلا گفته شد هر دو کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ دارای قوانین و تعداد توابع تعلق یکسان هستند بنابراین مقایسه عملکرد آنها درک خوبی را در مورد بازه عدم قطعیت بیان می کند. با توجه به شکل (۶-۱۱) یک نتیجه قابل ذکر این است که کنترل کننده فازی نوع دوم تابع هزینه را سریعتر و تا حدودی بیشتر کاهش داده است. در واقع بعد سوم توابع تعلق (FOU) باعث عملکرد بهتر کنترل کننده فازی نوع دوم شده است. عملکرد سیستم کنترل بهینه شده در تنظیم نقطه ثابت و ردگیری مسیر مطلوب بترتیب در شکل های (۶-۱۲) و (۶-۱۳) آمده است.



شکل (۶-۱۱): تابع هزینه



شکل (۱۲-۶): عملکرد سیستم کنترل بهینه شده در تنظیم نقطه ثابت



شکل (۱۳-۶): عملکرد سیستم کنترل بهینه شده در ردگیری مسیر مطلوب

همانطور که در شکل (۱۲-۶) و شکل (۱۳-۶) مشاهده می‌شود عملکرد سیستم کنترل با هر دو کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ در مقایسه با حالتی که با سعی و خطا طراحی شده بود (شبیه سازی ۱ و ۲) بسیار بهتر شده است. پاسخ سیستم در ردیابی ورودی ثابت فراجاهش و خطای حالت ماندگار ندارد و عملکرد هر دو سیستم تا حدودی یکسان است. ماکزیمم خطای ردگیری کنترل کننده فازی نوع اول برای مفصل یک و دو به ترتیب 7×10^{-3} و 8×10^{-3} می باشد. در صورتی که همین مقادیر برای کنترل کننده فازی نوع دوم 6×10^{-3} و 7.98×10^{-3} می باشند.

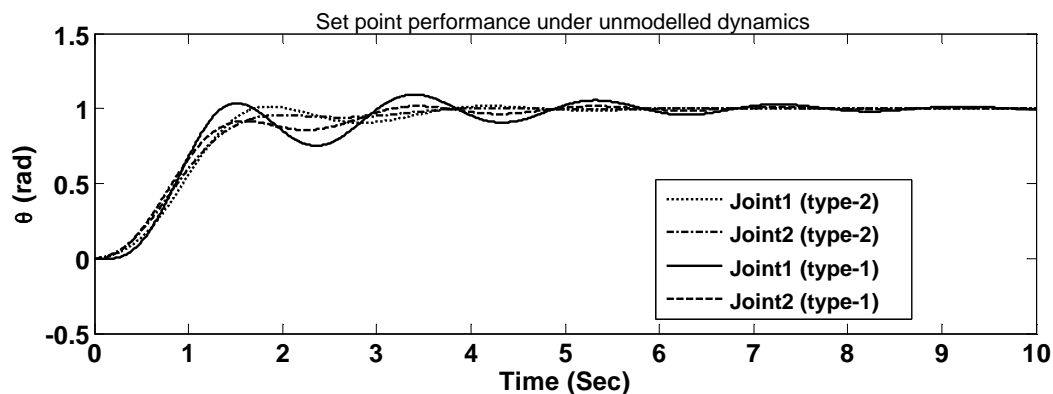
شبیه سازی ۴: در این قسمت عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش خارجی (φ) مورد ارزیابی قرار می گیرد. برای این کار اغتشاش خارجی بصورت یک پالس در نظر گرفته می‌شود. برای بررسی بهتر،

دامنه پالس را تدریجی زیاد کرده و اثر آن بر عملکرد سیستم با در نظر گرفتن معیار $MRSE$ (۶-۵۴) در جدول (۶-۵) آمده است. همانطور که نتایج نشان می‌دهد در صورتی که اغتشاش خارجی دارای دامنه کم باشد عملکرد کنترل‌کننده فازی نوع-۱ تا حدودی از کنترل‌کننده فازی نوع-۲ بهتر است. ولی با افزایش دامنه اغتشاش خارجی عملکرد کنترل‌کننده فازی نوع-۱ کاهش پیدا کرده و کنترل‌کننده فازی نوع-۲ عملکرد بهتری از خود نشان داده است. بنابراین توانایی کنترل‌کننده فازی نوع-۲ در مقابله با اغتشاش خارجی از کنترل‌کننده فازی نوع-۱ بهتر است. در نتیجه اگر نویز موجود در سیستم زیاد باشد بهتر است که از سیستم‌های فازی نوع دوم استفاده شود. در حالیکه اگر نویز موجود مقدار کمی داشته باشد با توجه به سادگی ساختار سیستم فازی نوع اول بهتر است که از این سیستم‌ها استفاده نمود.

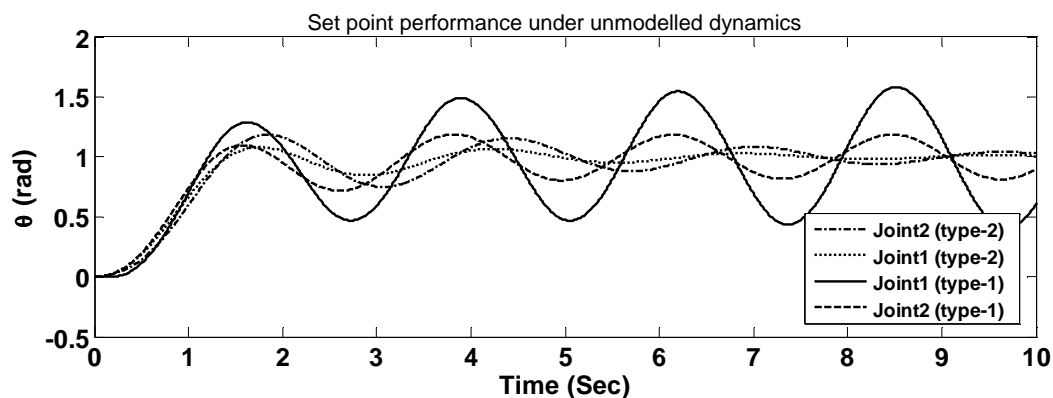
شبهه سازی ۵: در این قسمت عملکرد کنترل‌کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده مورد بررسی قرار می‌گیرد. بدین منظور تاخیری در مسیر فیدبک لحاظ می‌شود [۸۳]. پاسخ پله به ازای تاخیر ۰.۲ ثانیه و ۰.۳ ثانیه بترتیب در شکل‌های (۶-۱۴) و (۶-۱۵) آمده است. همانطور که می‌بینیم در این حالت پاسخ کنترل‌کننده فازی نوع دوم دارای فراجاهش و نوسانات کمتری می‌باشد. در نتیجه در این حالت نیز کنترل‌کننده فازی نوع دوم دارای عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده فازی نوع اول می‌باشد.

جدول (۶-۵): بررسی اثر اغتشاش خارجی بر عملکرد سیستم کنترل

دامنه اغتشاش	فازی نوع دوم ($MRSE$)	فازی نوع اول ($MRSE$)
A=0	0.1860	0.1892
A=1	0.1879	0.1958
A=2	0.1910	0.2044
A=4	0.2022	0.2337



شکل (۶-۱۴): پاسخ پله با تاخیر 0.2 ثانیه ای در مسیر فیدبک



شکل (۶-۱۵): پاسخ پله با تاخیر 0.3 ثانیه ای در مسیر فیدبک

۵-۶ نتیجه گیری :

در این فصل به طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ و نوع-۱ با ساختار بهینه برای کنترل یک ربات دو محوره با مفاصل انعطاف پذیر و با در نظر گرفتن مساله پایداری پرداخته شد. کنترل کننده فازی نوع-۲ با استراتژی کنترل ولتاژ با در نظر گرفتن دینامیک محرکه طراحی شد. در نظر گرفتن دینامیک محرکه باعث پیچیدگی مدل و سخت تر شده طراحی کنترل کننده می گردد. علاوه بر این، در این فصل روش منظمی برای کنترل ربات های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه و مسئله پایداری با استفاده از کنترل کننده های فازی نوع-۱ و نوع-۲ پیشنهاد شد. استراتژی کنترل ولتاژ بخاطر آزادی از دینامیک ربات و ساختار ساده نسبت به روش مرسوم کنترل گشتاور برتری دارد. استراتژی کنترل گشتاور،

دو عیب اساسی دارد. اول آن که در محاسبه قانون کنترل از معادلات دینامیکی ربات استفاده می‌شود که بشدت غیرخطی و پیچیده هستند دوم آن که دینامیک محرکه در طراحی کنترل کننده منظور نمی‌شود. نتایج نشان می‌دهد که هر دو کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ بدون در نظر گرفتن اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده عملکرد یکسانی دارند. ولی عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی از کنترل کننده فازی نوع-۱ بهتر است. بنابراین یکی از ویژگی‌های خوب کنترل کننده فازی نوع-۲ کاهش نوسانات بخصوص در حوالی حالت مانگار در حضور اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده است. در نتیجه همانطور که در این فصل نشان داده شد، کنترل فازی نوع-۲ می‌تواند یک روش کارآمد برای مهار عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده باشد. از این رو کنترل فازی نوع-۲ را می‌توان یک کنترل کننده نوید بخش برای کاربردهای صنعتی ربات دانست.

فصل هفتم :

تخمین عدم قطعیت ها با استفاده از سیستم های فازی نوع-۲ تطبیقی

❖ مقدمه

❖ روش پیشنهادی

❖ بررسی پایداری سیستم رباتیک

❖ بررسی نتایج

❖ نتیجه گیری

اخیرا توجه زیادی به کنترل مقاوم به عنوان یک روش مواجهه با عدم قطعیت‌ها شده است [۸۴]. عدم قطعیت‌ها شامل دینامیک‌های مدل نشده، عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی است. علی‌رغم پیشرفت‌های تئوری، اعمال این روش‌ها در عمل با محدودیت‌هایی از جمله لرزش سیگنال کنترل، سنسورهای مورد نیاز، اشباع محرکه‌ها و بعضا فرضیات لازم برای اعمال قانون کنترل مواجه هستند [۸۴]. علاوه بر این در اکثر روش‌های پیشنهادی گشاور به عنوان ورودی سیستم در نظر گرفته شده و دینامیک محرکه در نظر گرفته نشده است. برای پیاده‌سازی بیشتر روش‌های مبتنی بر مدل، نیاز به در نظر گرفتن منابع مختلفی از عدم قطعیت از جمله خطای مدل سازی هستیم. یکی از روش‌های موفق در کنترل ربات خطی سازی فیدبکی است که وجود عدم قطعیت‌ها، کاربرد این روش را با محدودیت مواجه می‌کند. برای اعمال خطی سازی فیدبکی نیاز به یک مدل دقیق از ربات داریم در صورتی که چنین مدلی در دسترس نیست و بجای آن می‌توان از یک مدل نامی استفاده کرد. مدل نامی با مدل واقعی اختلاف داشته و باعث کاهش عملکرد سیستم کنترل می‌شود [۵۰]. بنابراین برای افزایش عملکرد سیستم کنترل باید اثر عدم قطعیت‌ها به نحوی با استفاده از قانون کنترل جبران شود [۸۵]. اخیرا به روش‌های کنترل مقاوم برای مواجهه با عدم قطعیت‌ها در سیستم توجه خاصی شده است. در بیشتر روش‌های پیشنهادی از روش لیاپانوف برای اثبات پایداری و بیان قانون کنترل استفاده شده است [۱]. با مروری بر کارهای انجام شده در این حوزه به این نتیجه می‌رسیم که اکثر این مقالات کران بالای عدم قطعیت‌ها در سیستم مشخص فرض شده است. برای بهبود کنترل کننده روش‌های نیز برای تخمین و یا تنظیم این کران پیشنهاد شده است [۸۶]. در هر صورت اگر در عمل این فرضیات نقض شوند عملکرد کنترل کننده تضعیف می‌شود و پایداری زیر سوال می‌رود. همانطور که قبلا گفته شد، محور اکثر تحقیقات انجام شده در زمینه سیستم‌های فازی نوع-۲ استفاده از آن به عنوان یک کنترل کننده است. تا کنون کارایی سیستم‌های فازی نوع-

۲ در تخمین عدم قطعیت‌ها مورد بررسی قرار نگرفته است. از این رو به عنوان یک رهیافت و نوآوری جدید در این فصل از سیستم های فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها در سیستم کنترل استفاده می‌شود. مساله ای که در این حوزه تاکنون به آن پرداخته نشده است. نشان داده می‌شود که سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی عدم قطعیت‌ها در سیستم را بصورت تابعی غیر خطی از خطای ردگیری موتور و مشتق آن مدل می‌کند. یکی از مزایای روش پیشنهادی این است که در سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها نیازی به تمامی حالت سیستم نیست. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهاد شده کنترل می‌شود. درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می‌نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می‌شوند.

۲-۷ روش پیشنهادی

برای کنترل ربات قابل انعطاف معرفی شده در فصل ۳، یک روش کنترلی بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ ارائه می‌شود. روش کنترل پیشنهادی شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور کنترل می‌شود و حلقه خارجی موقعیت مطلوب موتور را فراهم می‌کند.

۱-۲-۷ طراحی حلقه داخلی

در حلقه داخلی موقعیت موتور کنترل می‌شود. بدین منظور معادله الکتریکی موتور را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + k_b\dot{\theta}_m + \varphi(t) \quad (1-7)$$

که $\varphi(t)$ را می توان یک اغتشاش خارجی محدود در نظر گرفت. توجه به این نکته جالب است که (۷-۱) یک سیستم تک ورودی- تک خروجی است در صورتی که سیستم ربات چند متغیره است. از این رو در روش پیشنهادی بجای استفاده از مدل ربات از مدل موتور استفاده می شود. در واقع موقعیت موتور (θ_m) به عنوان خروجی می تواند با استفاده از ولتاژ موتور (u) به عنوان ورودی کنترل شود. توجه شود که جریان موتور حاوی تمام تأثیرات غیرخطی بار (ربات) است. از این رو حذف اثر آن منجر به قانون کنترلی می شود که به دینامیک ربات وابسته نیست^۱. رابطه (۷-۱) را می توان بصورت زیر نوشت.

$$u = k_b \dot{\theta}_m + F \quad (۷-۲)$$

که

$$F = RI_a + L\dot{I}_a + \varphi \quad (۷-۳)$$

در واقع F شامل اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده است. با استفاده از (۷-۳) قانون کنترل زیر پیشنهاد می شود:

$$u = \hat{k}_b(\dot{\theta}_{md} + \alpha(\theta_{md} - \theta_m)) + \hat{F} \quad (۷-۴)$$

که α یک ثابت مثبت، θ_{md} زاویه مطلوب موتور و \hat{F} تخمین F توسط یک سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی است. توجه شود که از آنجایی که F مشخص نیست، بنابراین در قانون کنترل از تخمین آن یعنی \hat{F} استفاده می کنیم. توجه شود که معمولا از سنسورهای سرعت بخاطر کاهش هزینه ساخت و کاهش اندازه و وزن درایوها استفاده نمی شود. علاوه بر این در سیستم های رباتیک عملی، اندازه گیری سرعت توسط تاکومتر^۲ انجام می شود که معمولا آغشته به نویز است. بنابراین با در نظر گرفتن محدودیت های فیزیکی و اقتصادی، طراحی یک کنترل کننده که نیاز به اندازه گیری سرعت نداشته باشد حائز اهمیت است [۵۸]. یکی از مزایای قانون کنترل پیشنهادی این است که برای اعمال آن فقط نیاز به اندازه گیری موقعیت موتور

¹ Free from manipulator dynamic

² Tachometer

(θ_m) داریم. در صورتی که در اکثر روش های پیشنهادی در مقالات مختلف معمولاً نیاز به اندازه گیری سرعت موتور یا سرعت محور است. جایگذاری (۴-۷) در (۲-۷) نتیجه می دهد:

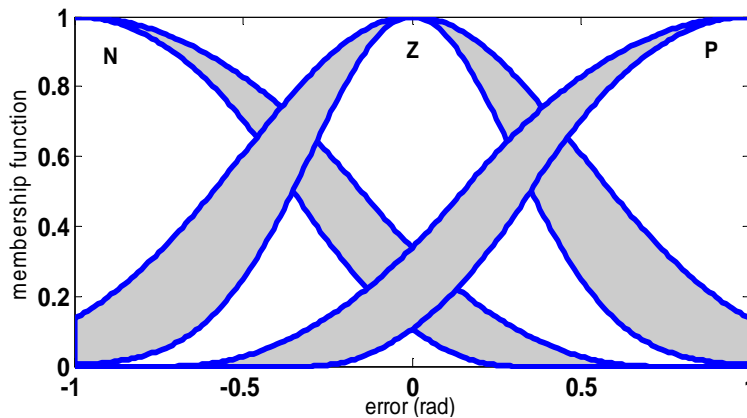
$$\dot{e} + ae = \frac{\bar{k}_b}{\hat{k}_b} \dot{\theta}_m + \frac{\bar{F}}{\hat{k}_b} \quad (۵-۷)$$

که $\bar{F} = F - \hat{F}$ ، $\bar{k}_b = k_b - \hat{k}_b$ و $e = \theta_{md} - \theta_m$ خطای ردگیری است. فرض کنید \hat{F} توسط یک سیستم فازی نوع-۲ با ورودی های x_1 و x_2 تخمین زده شود. اگر برای هر ورودی سه تابع تعلق نوع-۲ در نظر گرفته شود در اینصورت نه قانون به فرم زیر خواهیم داشت:

$$R^i: \text{if } x_1 \text{ is } \bar{X}_1^i \text{ and } x_2 \text{ is } \bar{X}_2^i \text{ then } y^i \text{ is } [y_l^i \ y_r^i] \quad i = 1, 2, \dots, 9 \quad (۶-۷)$$

که R^i بیانگر قانون i -ام، \bar{X}_1^i و \bar{X}_2^i بترتیب توابع تعلق نوع-۲ برای ورودی های x_1 و x_2 هستند. سه تابع تعلق با انحراف نامعین بصورت نشان داده شده در شکل (۱-۷) برای x_1 در نظر گرفته می شود. سه تابع تعلق با انحراف نامعین نیز مشابه شکل (۱-۷) برای x_2 انتخاب می شود. توجه شود که برای هر دو ورودی x_1 و x_2 توابع تعلق یکسانی در نظر گرفته شده است. با توجه به اینکه در ادامه می خواهیم از سیستم فازی نوع-۲ برای مدل سازی استفاده کنیم دلیل انتخاب توابع تعلق گوسین این است که قضیه تقریب عمومی سیستم های فازی فقط با استفاده از این توابع تعلق اثبات شده است. تمامی توابع تعلق در بازه $[-1 \ 1]$ نرمالیزه شده اند. از طرفی برای داشتن عملکرد بهتر و بردن ورودی به محدوده $[-1 \ 1]$ ، برای ورودی های خطا و تغییرات خطا بترتیب از ضرایب مقیاس k_1 و k_2 استفاده می شود یعنی $x_1 = k_1 e$ و $x_2 = k_2 \dot{e}$. برای افزایش عملکرد سیستم کنترل، با استفاده از روش لیاپانوف مرکز توابع تعلق بصورت تطبیقی تغییر می کنند. همانطور که می دانیم سیستم های فازی تقریبگر عمومی هستند [۸۷]. در نتیجه یک سیستم فازی نوع دوم بهینه به فرم (۵-۳۴) وجود دارد که

$$F(e, \dot{e}) = \Theta^* \xi + \varepsilon \quad (۷-۷)$$



شکل (۷-۱): توابع تعلق برای ورودی خطا

که ε خطای تقریب محدود است یعنی $|\varepsilon| \leq \rho$ که ρ یک مقدار ثابت مثبت است. استفاده از یک سیستم فازی نوع دوم برای تقریب $F(e, \dot{e})$ نتیجه می‌دهد:

$$\hat{F}(e, \dot{e}) = \hat{\Theta}^T \xi \quad (۸-۷)$$

که $\hat{\Theta}$ بردار تخمین Θ^* است. توجه شود که با توجه به این مباحث و در نظر گرفتن رابطه (۷-۵)، عدم قطعیت‌های موجود در سیستم یعنی F را می‌توان بصورت تابعی غیرخطی از e ، \dot{e} و $\hat{\theta}_m$ مدل کرد. یعنی

$$F = \hat{k}_b(\dot{e} + \alpha e) - \tilde{k}_b \hat{\theta}_m + \hat{F}(e, \dot{e}) \quad (۹-۷)$$

با استفاده از (۷-۷) و (۸-۷) داریم:

$$F - \hat{F} = \tilde{\Theta}^T \xi + \varepsilon = .5\tilde{\theta}_r^T \xi + .5\tilde{\theta}_l^T \xi + \varepsilon \quad (۱۰-۷)$$

که $\tilde{\theta}_l^T = \theta_l^{*T} - \hat{\theta}_l^T$ و $\tilde{\theta}_r^T = \theta_r^{*T} - \hat{\theta}_r^T$ از طرفی θ_l^* و θ_r^* بترتیب مقدار بهینه $\hat{\theta}_l$ و $\hat{\theta}_r$ هستند. با جایگذاری (۱۰-۷) در (۷-۵) داریم:

$$\dot{e} + \alpha e = \frac{\tilde{k}_b}{\hat{k}_b} \hat{\theta}_m + \frac{0.5\tilde{\theta}_r^T \xi}{\hat{k}_b} + \frac{0.5\tilde{\theta}_l^T \xi}{\hat{k}_b} + \varepsilon \quad (۱۱-۷)$$

که $\varepsilon = \varepsilon / \hat{k}_b$. برای بدست آوردن قوانین بروز رسانی پارامترها یک تابع لیاپانوف بصورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V = 0.5\hat{k}_b e^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{k}_b^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_r^T \tilde{\theta}_r + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_l^T \tilde{\theta}_l \quad (12-7)$$

که $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ ثابت های مثبتی هستند. توجه شود که فرض $\hat{k}_b > 0$ برای مثبت معین بودن V منظور می شود. با مشتق گرفتن از (12-7) داریم:

$$\dot{V} = \hat{k}_b e \dot{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{k}_b \dot{\tilde{k}}_b + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_r^T \dot{\tilde{\theta}}_r + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_l^T \dot{\tilde{\theta}}_l \quad (13-7)$$

با جایگذاری (11-7) در (13-7) داریم:

$$\dot{V} = e \hat{k}_b \left(-\alpha e + \frac{\tilde{k}_b}{\hat{k}_b} \dot{\theta}_m + \frac{\tilde{\theta}_r^T \xi_r}{2\hat{k}_b} + \frac{\tilde{\theta}_l^T \xi_l}{2\hat{k}_b} + \epsilon \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{k}_b \dot{\tilde{k}}_b + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_r^T \dot{\tilde{\theta}}_r + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_l^T \dot{\tilde{\theta}}_l \quad (14-7)$$

با کمی ساده سازی نتیجه می شود:

$$\dot{V} = \tilde{k}_b \left(e \dot{\theta}_m + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{k}}_b \right) + \tilde{\theta}_r^T \left(0.5 e \xi_r + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\theta}}_r \right) + \tilde{\theta}_l^T \left(0.5 e \xi_l + \frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{\theta}}_l \right) - \alpha \hat{k}_b e^2 + e \hat{k}_b \epsilon \quad (15-7)$$

برای نشان دادن همگرایی خطا، قوانین بروز رسانی پارامترها بصورت زیر انتخاب می شوند:

$$\dot{\tilde{k}}_b = \gamma_1 e \dot{\theta}_m \quad (16-7)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_r = 0.5 \gamma_2 e \xi_r \quad (17-7)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_l = 0.5 \gamma_3 e \xi_l \quad (18-7)$$

با جایگذاری (16-7) تا (18-7) در (15-7) داریم:

$$\dot{V} = -\alpha \hat{k}_b e^2 + e \hat{k}_b \epsilon \quad (19-7)$$

برای اثبات همگرایی خطا باید $\dot{V} \leq 0$ ، در نتیجه لازم است $e \hat{k}_b \epsilon \leq \alpha \hat{k}_b e^2$. بنابراین باید $|\epsilon|/|e| \leq \alpha$

برقرار باشد. بر مبنای تئوری تقریب ϵ محدود است یعنی $|\epsilon| \leq \rho_1$ که $\rho_1 = \rho/\hat{k}_b$ در نتیجه برای

برقراری $|\epsilon|/|e| \leq \alpha$ می توان α را بصورت زیر انتخاب کرد:

$$\rho_1 / |e| = \alpha \quad (20-7)$$

با جایگذاری (20-7) در (19-7) داریم:

$$u = \hat{k}_b (\dot{\theta}_{md} + \rho_1 \text{sign}(e)) + \hat{F} \quad (21-7)$$

۲-۲-۷ طراحی حلقه خارجی

حلقه خارجی بمنظور کنترل زاویه موتور و فراهم کردن θ_{md} برای حلقه داخلی با استفاده از یک کنترل کننده PID بصورت زیر طراحی می‌شود.

$$\theta_{md} = k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt \quad (۲۲-۷)$$

که k_d, k_p, k_i مقادیر مثبتی هستند. θ زاویه واقعی مفصل، θ_d زاویه مطلوب مفصل و $E = \theta_d - \theta$ خطای ردگیری مفصل است. با جایگذاری مشتق (۲۲-۷) در (۲۱-۷) قانون کنترل کل بدست می‌آید.

$$u = \hat{k}_b (k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \rho_1 \text{sign}(e)) + \hat{F} \quad (۲۳-۷)$$

از سوی دیگر، برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین ضرایب PID از تئوری روش مد لغزشی استفاده می‌شود. به این منظور سطح لغزش بصورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$S = e + \lambda \int e dt \quad (۲۴-۷)$$

که $e = \theta_{md} - \theta_m$ و λ مقدار مثبتی است. با استفاده از (۲۲-۷) و (۲۴-۷) داریم:

$$\dot{S} = k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda (k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m) \quad (۲۵-۷)$$

برای برقراری شرط لغزش به منظور تامین پایداری کنترل کننده تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$V_1 = 0.5S^2 \quad (۲۶-۷)$$

در نتیجه شرط لغزش بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{V}_1 = S\dot{S} < 0 \quad (۲۷-۷)$$

با جایگذاری (۲۵-۷) در (۲۷-۷) داریم:

$$\dot{V}_1 = S(k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda (k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m)) \quad (۲۸-۷)$$

برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین تطبیقی ضرایب PID روش گرادیان بمنظور کمینه کردن سطح لغزش اعمال می‌شود. برای تضمین همگرایی ضرایب کنترل کننده از روش اصلاح شده- سیگما^۱ استفاده می‌شود [۸۸]. به این منظور تابع هزینه‌ای را بصورت زیر می‌توان در نظر گرفت:

$$CF = \dot{V}_1 + 0.5 \sigma (k_p^2 + k_i^2 + k_d^2) \quad (29-7)$$

که σ یک مقدار مثبت کوچک است. در نتیجه با استفاده از روش گرادیان داریم:

$$\dot{k}_p = -\gamma_4 \frac{\partial CF}{\partial k_p} = -\gamma_4 S(\dot{E} + \lambda E) - \gamma_4 \sigma k_p \quad (30-7)$$

$$\dot{k}_d = -\gamma_5 \frac{\partial CF}{\partial k_d} = -\gamma_5 S(\ddot{E} + \lambda \dot{E}) - \gamma_5 \sigma k_d \quad (31-7)$$

$$\dot{k}_i = -\gamma_6 \frac{\partial CF}{\partial k_i} = -\gamma_6 S(E + \lambda \int E dt) - \gamma_6 \sigma k_i \quad (32-7)$$

که γ_4 ، γ_5 و γ_6 نرخ یادگیری هستند. برای شفافیت بیشتر ساختار کنترلی پیشنهادی، بلوک دیاگرام سیستم کنترل که شامل هر دو حلقه داخلی و خارجی است، در شکل (۲-۷) نشان داده شده است.

از طرفی با جایگذاری (۲۳-۷) در (۲-۷) داریم:

$$k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E = \mu(t) \quad (33-7)$$

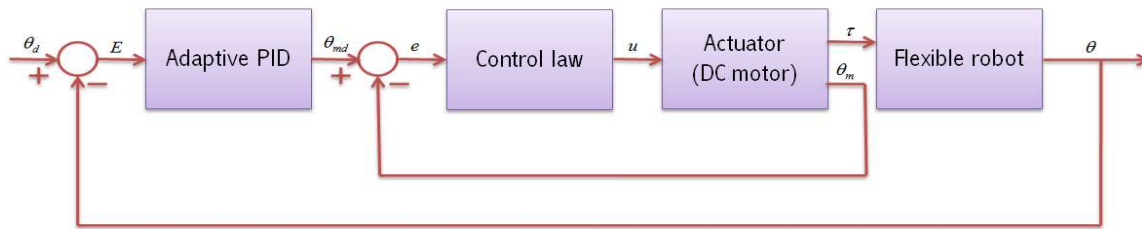
که

$$\mu(t) = \frac{\bar{k}_b}{\hat{k}_b} \dot{\theta}_m + \frac{\bar{F}}{\hat{k}_b} - \rho_1 \text{sign}(e) + \dot{\theta}_m \quad (34-7)$$

از طرفی با توجه به رابطه (۴۳-۶)، سرعت موتور ($\dot{\theta}_m$) محدود است. در نتیجه کران بالای $\mu(t)$ را می‌توان بصورت زیر بدست آورد.

$$|\mu(t)| \leq \left| \frac{\bar{k}_b}{\hat{k}_b} \dot{\theta}_m \right| + \left| \frac{\bar{F}}{\hat{k}_b} \right| + |\rho_1 \text{sign}(e)| + |\dot{\theta}_m| = \rho_2 \quad (35-7)$$

¹ □ - modification



شکل (۷-۲): بلوک دیاگرام سیستم کنترل

که ρ_2 یک مقدار مثبت است. سیستم حلقه بسته توصیف شده با (۷-۳۳) یک سیستم درجه دوم با ضرایب مثبت و ورودی $\mu(t)$ است. طبق معیار راث-هورویتز می توان نتیجه گرفت این سیستم پایدار است و در نتیجه با ورودی محدود $\mu(t)$ خروجی محدود E تولید می کند. برای تضمین (۷-۳۵) و پیاده سازی (۷-۲۳) لازم است که تمامی سیگنال های اندازه گیری شده و سیگنال های داخلی محدود باشند. بنابراین در بخش بعد پایداری سیستم رباتیک مورد بررسی قرار می گیرد [۴۷].

۷-۳ بررسی پایداری سیستم رباتیک

برای بررسی پایداری سیستم رباتیک (۳-۲۰) یک تابع لیپانوف بصورت زیر پیشنهاد می شود:

$$V_2(\mathbf{x}) = 0.5\dot{\theta}_m^T J \theta_m + 0.5\dot{\theta}^T D(\theta)\dot{\theta} + 0.5(r\theta_m^T - \theta^T)K(r\theta_m - \theta) + \int_0^\theta g^T(\theta) d\theta + 0.5I_a^T L I_a \quad (۷-۳۶)$$

با توجه به رابطه (۷-۳۶) تابع لیپانوف پیشنهادی یک تابع مثبت معین و تابعی از بردار حالت \mathbf{x} توصیف شده با رابطه (۳-۲۴) می باشد. بنابراین برای $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ داریم $V_2(\mathbf{x}) = 0$ و برای $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ داریم $V_2(\mathbf{x}) > 0$. با گرفتن مشتق از (۷-۳۶) داریم:

$$\dot{V}_2(\mathbf{x}) = \dot{\theta}_m^T J \ddot{\theta}_m + \dot{\theta}^T D(\theta)\ddot{\theta} + 0.5\dot{\theta}^T \dot{D}(\theta)\dot{\theta} + (r\dot{\theta}_m^T - \dot{\theta}^T)K(r\dot{\theta}_m - \dot{\theta}) + g^T(\theta)\dot{\theta} + I_a^T L \dot{I}_a \quad (۷-۳۷)$$

با استفاده از روابط (۳-۲۰) تا (۳-۲۲) داریم:

$$D(\theta)\ddot{\theta} = -C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} - g(\theta) + K(r\dot{\theta}_m - \dot{\theta}) \quad (۷-۳۸)$$

$$J\ddot{\theta}_m = -B\dot{\theta}_m - rK(r\dot{\theta}_m - \dot{\theta}) + \tau \quad (۷-۳۹)$$

$$L\dot{I}_a = u - RI_a - K_b\dot{\theta}_m \quad (40-7)$$

جایگذاری (38-7) تا (40-7) در (37-7) نتیجه می‌دهد:

$$\dot{V}_2(\mathbf{x}) = \dot{\theta}_m^T - I_a^T K_b \dot{\theta}_m - \dot{\theta}_m^T B \dot{\theta}_m + \quad (41-7)$$

$$\begin{aligned} & 0.5\dot{\theta}^T (\dot{D}(\theta) - 2C(\theta, \dot{\theta}))\dot{\theta} \\ & - \dot{\theta}_m^T r K (r\theta_m - \theta) + (r\theta_m^T - \theta^T) K r \dot{\theta}_m \\ & - (r\theta_m^T - \theta^T) K \dot{\theta} + \dot{\theta}^T K (r\theta_m - \theta) \\ & - \dot{\theta}^T g(\theta) + g^T(\theta)\dot{\theta} - I_a^T R I_a + I_a^T u \end{aligned}$$

برای ساده کردن (41-7) از از یکی از خواص دینامیک ربات [56] بصورت زیر استفاده می‌شود.

$$0.5\dot{\theta}^T (\dot{D}(\theta) - 2C(\theta, \dot{\theta}))\dot{\theta} = 0 \quad (42-7)$$

از طرفی از آنجا که K, K_b, B, r و ماتریس های قطری هستند با کمی ساده سازی نتیجه می‌شود:

$$\dot{V}_2(\mathbf{x}) = -\dot{\theta}_m^T B \dot{\theta}_m - I_a^T R I_a + I_a^T u \quad (43-7)$$

با توجه به اینکه می‌خواهیم پایداری خود سیستم رباتیک را بدون در نظر گرفتن ورودی انجام دهیم بنابراین سیستم حلقه باز بصورت زیر است:

$$\dot{V}_2(\mathbf{x}) = -\dot{\theta}_m^T B \dot{\theta}_m - I_a^T R I_a \quad (44-7)$$

با توجه به اینکه $B > 0$ و $R > 0$ در نتیجه $\dot{V}_2(\mathbf{x}) \leq 0$. از طرفی فرض $I_a = 0$ و $\dot{\theta}_m = 0$ نتیجه می

دهد $\dot{V}_2(\mathbf{x}) = 0$ در غیر اینصورت $\dot{V}_2(\mathbf{x}) < 0$. در نتیجه سیستم رباتیک پایدار است. از طرفی طبق

فرض 1 در فصل شش ولتاژ ورودی موتورها محدود است، یعنی $\|u\| \leq u_{max}$. از طرفی با توجه به رابطه

(3-22) می‌توان نوشت:

$$|\dot{I}_a| \leq (|u| + k_b |\dot{\theta}_m| + R|I_a|)/L \quad (45-7)$$

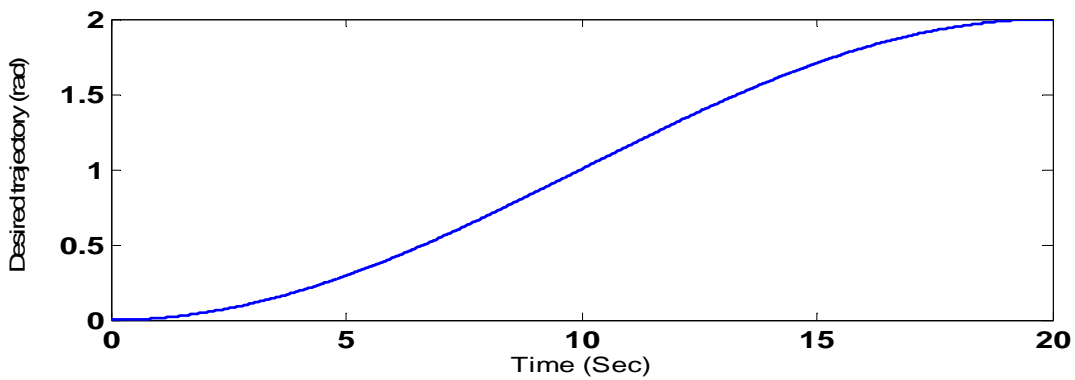
در نتیجه با توجه به اینکه عبارات سمت راست (45-7) محدود هستند، \dot{I}_a هم محدود است. یعنی تمامی

سیگنال های مورد نیاز برای اعمال قانون کنترل (22-7) محدود هستند.

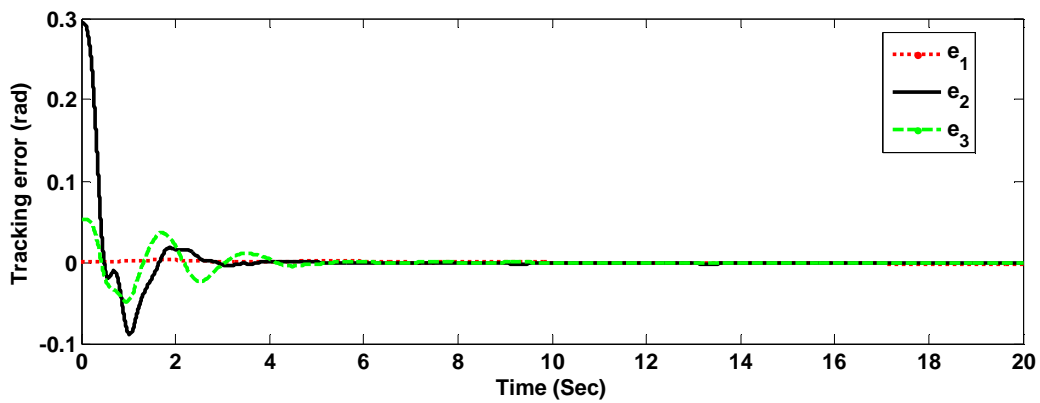
۴-۷ نتایج شبیه سازی

قانون کنترل پیشنهادی در (۲۳-۷) بمنظور کنترل یک ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل مورد استفاده قرار می‌گیرد. ربات مورد نظر یک ربات سری با سه مفصل لولایی می‌باشد که در شکل (۱۴-۲) نشان داده شده است. پارامترهای دینامیکی ربات و پارامترهای موتور بترتیب در جدول (۲-۲) تا (۴-۲) آمده است. برای اعمال قوانین تطبیق (۱۶-۷) تا (۱۸-۷)، $\hat{\theta}_l = 0, \hat{\theta}_r = 0$ و $\hat{k}_b(0) = 0.18$ در نظر گرفته شده است. ضرایب قوانین تطبیق بصورت $\gamma_2 = \gamma_3 = 850$ ، $\gamma_4 = \gamma_5 = 0.1$ ، $\gamma_6 = 0.01$ و $\lambda = 1$ و $\sigma = 0.01$ انتخاب شده اند. مقادیر اولیه کنترل کننده PID نیز بصورت $k_p(0) = 500, k_i(0) = 200$ و $k_d(0) = 12$ انتخاب شده اند. علاوه بر این برای موتور یک $\gamma_1 = 0.01$ و $\rho_1 = 0.2$ ، برای موتور دوم $\gamma_1 = 0.00001$ و $\rho_1 = 0.1$ و برای موتور سوم $\gamma_1 = 0.00001$ و $\rho_1 = 0.1$ انتخاب شده اند. مسیر مطلوب در شکل (۳-۷) نشان داده شده است. علاوه بر این برای حفاظت موتورها حداکثر ولتاژ مجاز ۵۰ ولت در نظر گرفته شده است.

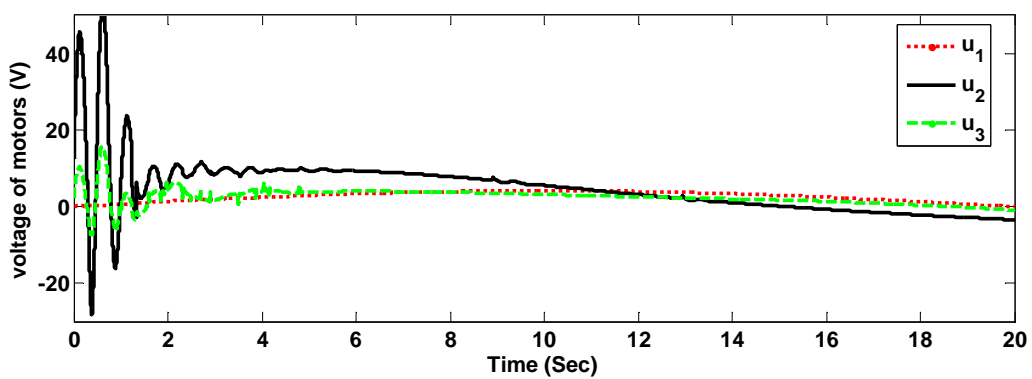
شبیه سازی اول: در این قسمت، سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی طراحی شده به منظور تخمین عدم قطعیت بکار می‌رود. در این حالت اغتشاش خارجی در نظر گرفته نشده است. عملکرد سیستم کنترل و ولتاژ موتور ها (تلاش کنترلی) بترتیب در شکل های (۴-۷) و (۵-۷) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۴-۷) دیده می‌شود خطای ردگیری بخوبی و با سرعت خوبی کاهش پیدا کرده است. علاوه بر این سیگنال کنترلی دارای لرزش نمی‌باشد. نوسانات مشاهده شده در ابتدای سیگنال کنترل بیشتر بخاطر انعطاف‌پذیر بودن مفاصل و تحت بار بودن موتورها است. علاوه بر این ولتاژ اعمالی به موتورها از ۵۰V بیشتر نشده است. خطای ردگیری نشان می‌دهد که پارامترهای سیستم فازی نوع-۲ همانطور که در شکل (۶-۷) نشان داده شده است بخوبی بروز شده اند. علاوه بر این سیگنال گشتاور نیز در شکل (۷-۷) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود این سیگنال هم نرم و بدون لرزش می‌باشد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده کارا بودن این روش کنترلی دارد.



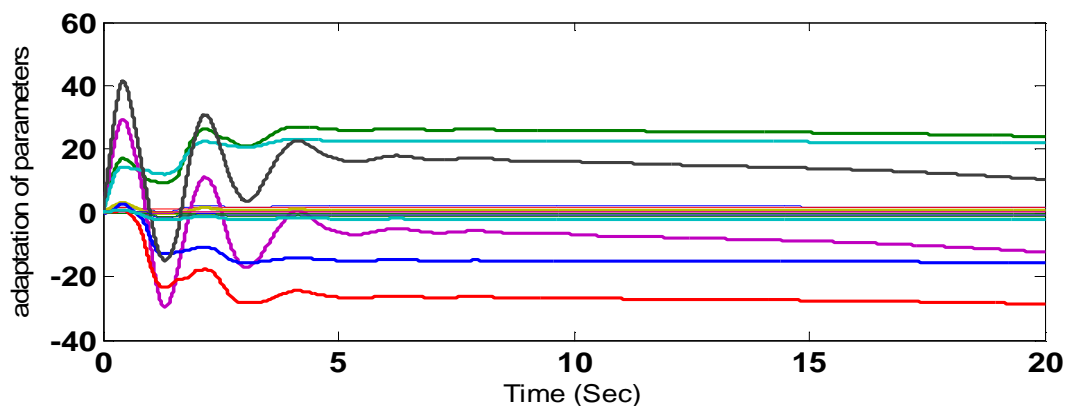
شکل (۳-۷): مسیر مطلوب



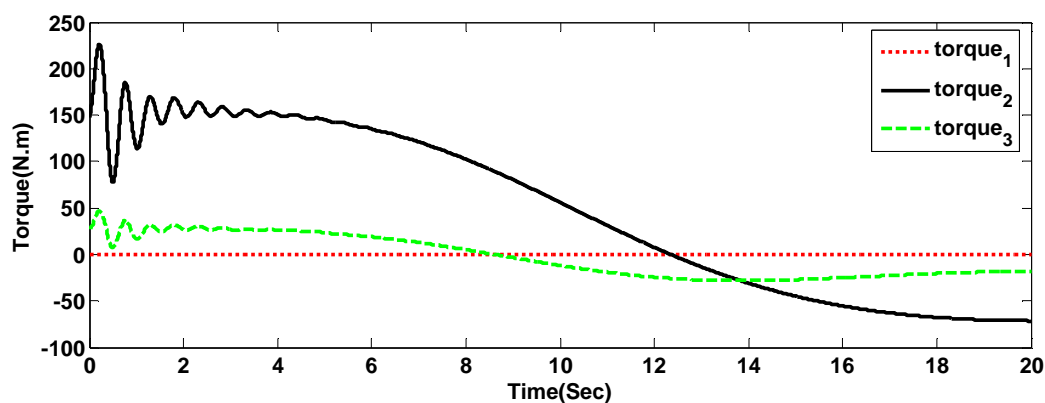
شکل (۴-۷): عملکرد سیستم کنترل با روش پیشنهادی



شکل (۵-۷): ولتاژ موتور ها با روش پیشنهادی

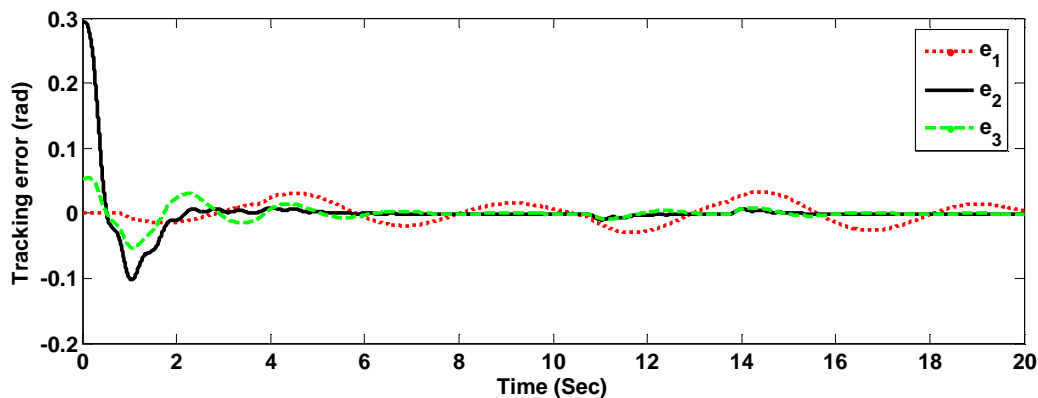


شکل (۶-۷): تطبیق پارامترها در سیستم فازی نوع-۲

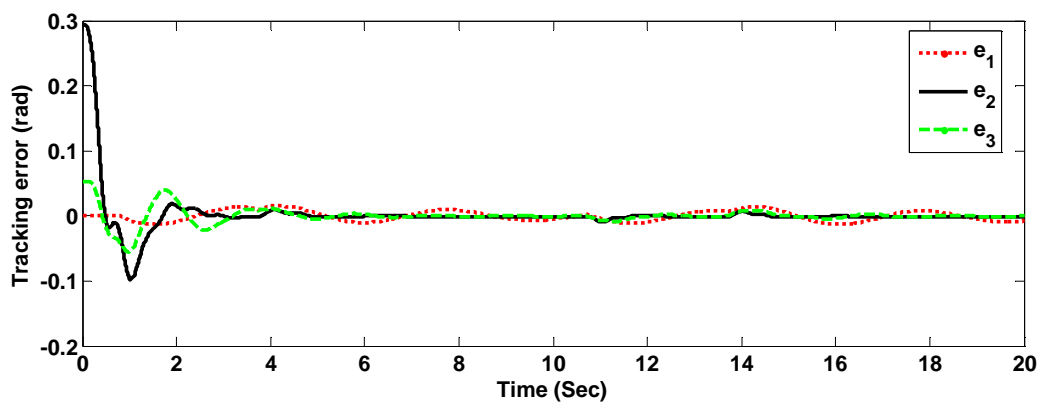


شکل (۷-۷): سیگنال گشتاور

شبه سازی دوم: در این قسمت عملکرد سیستم فازی نوع دوم و نوع اول در تخمین عدم قطعیت‌ها در حضور اغتشاش خارجی (φ) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. عملکرد سیستم فازی نوع دوم و نوع اول در این حالت با در نظر گرفتن اغتشاش خارجی بصورت یک پالس با دامنه ۴ و دوره تناوب ۱۰ بترتیب در شکل های (۷-۸) و (۷-۹) نشان داده شده است.



شکل (۸-۷): عملکرد سیستم فازی نوع اول در حضور اغتشاش خارجی



شکل (۹-۷): عملکرد سیستم فازی نوع دوم در حضور اغتشاش خارجی

همانطور که در شکل های (۸-۷) و (۹-۷) نشان داده شده است سیستم فازی نوع دوم در حضور اغتشاش خارجی نسبت به سیستم فازی نوع اول عملکرد بهتری داشته است. پاسخ سیستم کنترل با استفاده از سیستم فازی نوع اول به عنوان تخمین گر عدم قطعیت، نوسانی است. در نتیجه سیستم کنترل با سیستم فازی نوع دوم منجر به خطای ردگیری بهتر با نوسانات کمتر شده است. برای بررسی بهتر عملکرد سیستم کنترل در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده، میانگین مجموع مربعات خطا ($MISE$) به عنوان یک معیار در نظر گرفته می شود.

$$MISE = \frac{1}{20} \int_0^{20} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2) dt \quad (۴۶-۷)$$

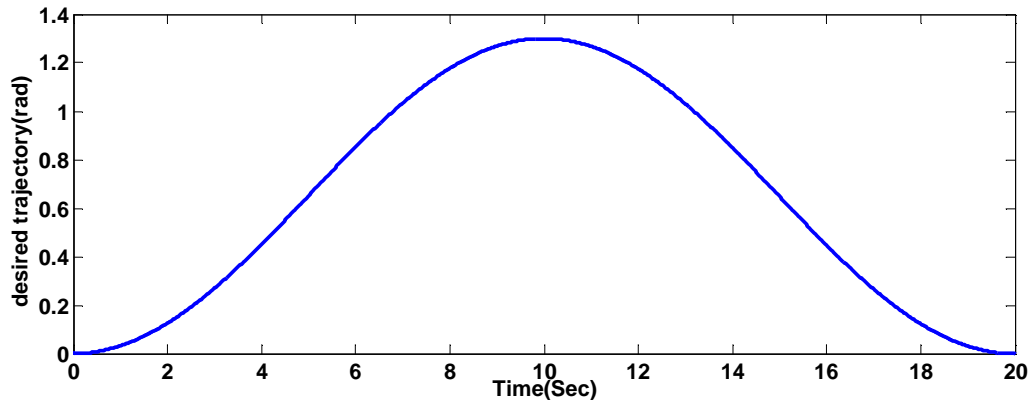
که e_1 خطای ردگیری مفصل اول، e_2 خطای ردگیری مفصل دوم و e_3 خطای ردگیری مفصل سوم است.

برای بررسی بهتر، دامنه پالس را تدریجی زیاد کرده و اثر آن بر عملکرد سیستم با در نظر گرفتن معیار MISE در جدول (۱-۷) آمده است. همانطور که نتایج نشان می‌دهد در صورتی که اغتشاش خارجی دارای دامنه کم باشد عملکرد سیستم فازی نوع-۱ تا حدودی از سیستم فازی نوع-۲ در مواجهه با اغتشاش خارجی و تخمین عدم قطعیت بهتر است. ولی با افزایش دامنه اغتشاش خارجی عملکرد سیستم فازی نوع-۱ کاهش پیدا کرده و سیستم فازی نوع-۲ عملکرد بهتری از خود نشان داده است. بنابراین یکی از ویژگی‌های خوب کنترل‌کننده فازی نوع-۲ کاهش نوسانات بخصوص در حوالی حالت ماندگار در حضور اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده است. در نتیجه اگر نویز موجود در سیستم زیاد باشد بهتر است که از سیستم‌های فازی نوع دوم استفاده شود. در حالیکه اگر نویز موجود مقدار کمی داشته باشد با توجه به سادگی ساختار سیستم فازی نوع اول بهتر است که از این سیستم‌ها استفاده نمود.

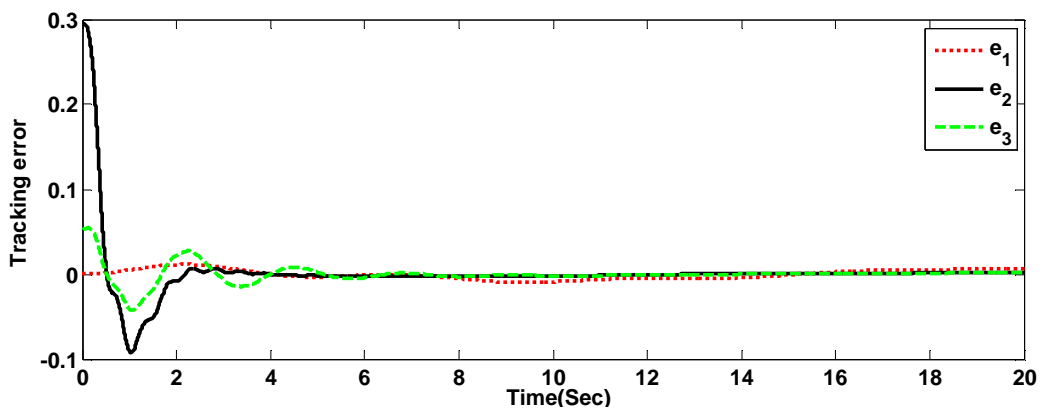
شبهه سازی سوم: برای بررسی بهتر سیستم کنترل در ردگیری، ورودی دیگری را بصورت نشان داده شده در شکل (۱۰-۷) به سیستم اعمال می‌کنیم. خطای ردگیری سیستم کنترل و سیگنال کنترلی (ولتاژ موتورها) در این حالت بترتیب در شکل‌های (۱۱-۷) و (۱۲-۷) نشان داده شده است. همانطور که می‌بینیم سیستم کنترل عملکرد قابل قبولی داشته و ولتاژ موتورها نیز بدون نوسانات شدید و در محدوده مجاز قرار دارد.

جدول (۱-۷): مقایسه عملکرد سیستم در ردگیری با تغییر دامنه اغتشاش

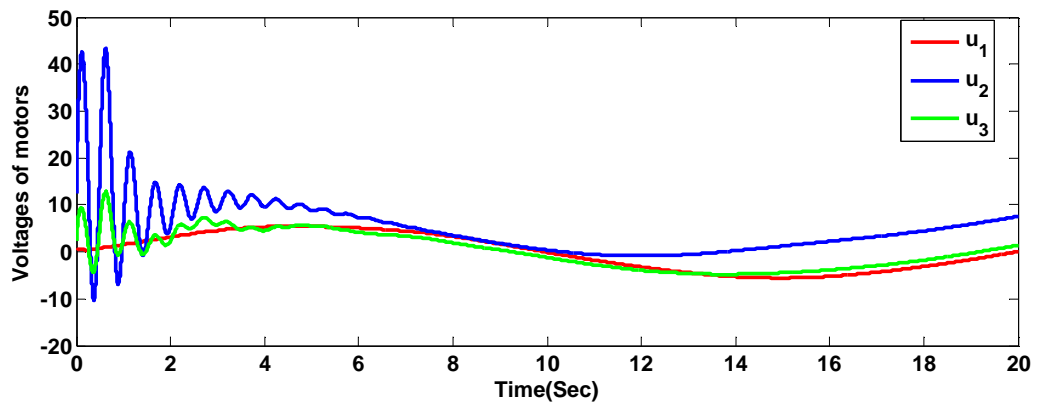
معیار MISE		
نوع سیستم فازی	نوع-۲	نوع-۱
بدون اغتشاش	1.5316	1.5237
در حضور اغتشاش	2.0135	2.2436



شکل (۷-۱۰): مسیر مطلوب



شکل (۷-۱۱): خطای ردگیری سیستم کنترل با سیستم فازی نوع دوم و مسیر (۷-۹)



شکل (۷-۱۲): ولتاژ موتور ها در ردگیری مسیر (۷-۹)

۷-۵ نتیجه گیری

در این فصل، یک روش کنترل غیر خطی با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ بمنظور حل مسئله ردگیری ربات هنرمند با مفاصل انعطاف پذیر ارائه شد. قانون کنترل پیشنهادی بسیار ساده بودن و به دینامیک ربات وابسته نیست. علاوه بر این، به عنوان یک رهیاف جدید، در قانون کنترل از قابلیت سیستم‌های فازی نوع دوم در تخمین عدم قطعیت‌ها استفاده شده است. نشان داده شد که سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی عدم قطعیت‌ها در سیستم را بصورت تابعی غیرخطی از خطای ردگیری موتور و مشتق آن مدل می‌کند. یکی از مزایای روش پیشنهادی این است که در سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها نیازی به تمامی حالت سیستم نیست. علاوه بر این از روش لیاپانوف برای بررسی پایداری سیستم کنترل استفاده شده است. برای بررسی عملکرد سیستم‌های فازی نوع دوم تطبیقی در مقایسه با سیستم‌های فازی نوع اول تطبیقی در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی، اغتشاش خارجی بصورت یک پالس از کانال ورودی به سیستم اعمال شده است. که نتایج نشان می‌دهد در صورتی که اغتشاش خارجی دارای دامنه کم باشد عملکرد سیستم فازی نوع-۱ تا حدودی از سیستم فازی نوع-۲ در مواجهه با اغتشاش خارجی و تخمین عدم قطعیت بهتر است. ولی با افزایش دامنه اغتشاش خارجی عملکرد سیستم فازی نوع-۱ کاهش پیدا کرده و سیستم فازی نوع-۲ عملکرد بهتری از خود نشان داده است. بنابراین یکی از ویژگی‌های خوب کنترل‌کننده فازی نوع-۲ کاهش نوسانات بخصوص در حوالی حالت ماندگار در حضور اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده است.

فصل هشتم :

طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲- تطبیقی برای ربات های با مفاصل انعطاف پذیر

❖ مقدمه

❖ طراحی کنترل کننده فازی نوع دوم تطبیقی

❖ بررسی نتایج

❖ نتیجه گیری

بسیاری از سیستم‌های دینامیکی که بایستی کنترل شوند پارامترهای نامعلومی دارند که یا ثابت‌اند و یا به آهستگی تغییر می‌کنند. برای مثال، ربات‌ها ممکن است اجسام بزرگی را با پارامترهای اینرسی نامعلوم حمل کنند. کنترل تطبیقی یک روش برای کنترل این سیستم هاست [۸۸]. بیشتر کارهای انجام شده در این زمینه بر روی سیستم‌های خطی یا یک سری سیستم‌های غیر خطی با دینامیک ساده شده انجام گرفته است. در حقیقت کنترل تطبیقی سیستم‌های خطی و کلاس خاصی از سیستم‌های غیر خطی در دهه ۱۹۷۰ توسعه پیدا کرده است. کنترل تطبیقی سیستم‌های غیر خطی در حالت کلی تئوری مدونی ندارد و هنوز هم یکی از چالش‌های عرصه کنترل است [۸۸]. بیشتر روش‌های کنترل تطبیقی متداول اثر عدم قطعیت‌های مدل‌سازی را در نظر نگرفته‌اند. تحقیقات نشان می‌دهد که در نظر نگرفتن عدم قطعیت‌های مدل‌سازی در طراحی کنترلر ممکن است باعث بروز نتایج منفی ای مثل لرزش سیگنال کنترل و افزایش خطای ردگیری شوند [۸۸]. برای حل این مشکل، اخیراً روش‌های فازی-تطبیقی توجه محققان را به خود جلب کرده است. در این روش‌ها، ابتدا یک سیستم فازی ساخته می‌شود و سپس پارامترهای آن با استفاده از یک قانون تطبیق تنظیم می‌شود. کنترل‌کننده‌های فازی-تطبیقی به دو صورت مستقیم و غیر مستقیم بکار می‌روند. در روش مستقیم از آنها به عنوان یک کنترل‌کننده استفاده می‌شود در صورتی که در روش غیر مستقیم برای مدل کردن یک سیستم نامعلوم بکار می‌روند [۸۷]. با توجه به اینکه سیستم‌های فازی مشابه شبکه‌های عصبی تقریب‌گرهای عمومی هستند، در [۸۹] با استفاده از این اصل یک روش فازی تطبیقی برای سیستم‌های غیر خطی با دینامیک نامشخص ارائه شده است. در این مقاله ابتدا از سیستم فازی برای شناسایی سیستم غیر خطی نامشخص استفاده شده است و سپس پارامترهای سیستم فازی با استفاده از یک سری قوانین تطبیقی که بر مبنای تئوری لیاپانوف بدست آمده اند بروز می‌شوند. در [۹۰] یک روش کنترل تطبیقی-فازی برای کنترل بازوی ماهر ربات استفاده شده

است. در این روش اگر چه پایداری سیستم تضمین می‌شود ولی پیاده سازی سیستم کنترل نیاز به برآورده شدن یک سری شرایط دارد که کاربرد آن را در عمل با محدودیت مواجه می‌کند. نکته کلیدی در این کارها، استفاده از سیستم فازی برای تقریب سیستم غیر خطی و سپس نوشتن سیستم فازی تقریبی بصورت ترکیب خطی از پارامترهای نامعلوم و نهایتاً اعمال روش‌های کنترل تطبیقی برای بروز کردن این پارامترهای نامعلوم است. البته گاهی بخاطر خطای تقریبی که بین سیستم اصلی و تقریبی وجود دارد نیاز به یک روش مقاوم برای تضمین پایداری می‌باشد. در اکثر کارهای انجام شده در این حوزه دینامیک محرک در نظر گرفته نشده است. در صورتی که دینامیک محرک در کنترل بازوی ربات بسیار حائز اهمیت است. در نظر گرفتن دینامیک محرکه در طراحی کنترل کننده برای ربات‌های صلب مرتبه سیستم را از دو به سه افزایش می‌دهد که این مسئله طراحی کنترل کننده را مشکل‌تر می‌کند [۹۱]. تا کنون کنترل کننده‌هایی برای کنترل ربات‌های صلب با در نظر گرفتن دینامیک محرک پیشنهاد شده است. اما در اغلب این مقالات فرض شده که سیستم الکترو مکانیکی کاملاً مشخص است [۸۲]. در بعضی مقالات برای حل این مشکل، روش‌های فازی و عصبی پیشنهاد شده است [۹۱]. ویژگی مشترک در بین اکثر مقالات منتشر شده در این حوزه این است که دینامیک ربات و محرکه در بدست آوردن دینامیک خطای ردگیری دخیل هستند. بنابراین دینامیک خطای بدست آمده پیچیده می‌شود. علاوه بر این در اکثر مقالات فرض می‌شود که مقدار اندوکتانس موتور و ثابت گشتاور (که در واقع نقش رابط بین محرک و ربات را دارد) مشخص هستند [۹۲]. در صورتی که در سیستم‌های کنترل عملی، بخاطر گرما و عوامل غیر قابل پیش بینی دیگر، مقادیر این پارامترها دارای تغییراتی در حوالی مقادیر نامی شان است. بنابراین هر دو مقدار اندوکتانس موتور و ثابت گشتاور ممکن است دارای عدم قطعیت متغیر با زمان باشند [۸۲]. همانطور که در فصل اول بیان شد روش‌های تطبیقی مورد استفاده در ربات‌های صلب مستقیماً برای ربات‌های انعطاف پذیر قابل استفاده نیستند. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از

نوسانات، انعطاف پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل کننده منظور شود. اگر بخواهیم علاوه بر دینامیک محرکه، انعطاف پذیری مفصل را نیز در نظر بگیریم مدل سازی و کنترل ربات‌های انعطاف پذیر بسیار مشکل‌تر از ربات‌های صلب خواهد بود. زیرا در اینصورت دینامیک سیستم از مرتبه دو به مرتبه پنج افزایش می‌یابد [۷۸].

در این فصل کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی به عنوان یک رهیافت جدید برای کنترل ربات‌های با مفاصل انعطاف پذیر بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ با استفاده از روش لیاپانوف طراحی می‌شود. نوآوری کنترل کننده ارائه شده در این قسمت نسبت به آنچه در مقالات پیشین دیده می‌شود، این است که کنترل کننده حاضر می‌تواند در حضور اغتشاش خارجی به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. علاوه بر این با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ علی‌رغم در نظر گرفتن دینامیک محرکه، دینامیک سیستم میکانیکی (ربات) در بدست آوردن دینامیک خطای ردگیری دخیل نیست. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر شده و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می‌شود. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهاد شده کنترل می‌شود درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می‌نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می‌شوند.

۸-۲ طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی

برای کنترل ربات قابل انعطاف معرفی شده در فصل ۳، یک روش کنترلی بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ ارائه می‌شود. روش کنترل پیشنهادی شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور کنترل می‌شود و حلقه خارجی موقعیت مطلوب موتور را فراهم می‌کند.

۱-۲-۸ طراحی حلقه داخلی

معادله الکتریکی موتور را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + K_b\dot{\theta}_m + \varphi(t) \quad (1-8)$$

که $\varphi(t)$ را می‌توان یک اغتشاش خارجی محدود در نظر گرفت. توجه به این نکته جالب است که (۸-۱) یک سیستم تک ورودی-تک خروجی است در صورتی که سیستم ربات چند متغیره است از این رو در روش پیشنهادی بجای استفاده از مدل ربات از مدل موتور استفاده می‌شود. بنابراین بجای کنترل یک سیستم چند متغیره در استراتژی کنترل گشتاور، n سیستم تک ورودی-تک خروجی در استراتژی کنترل ولتاژ کنترل می‌شوند.

رابطه (۱-۸) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{\theta}_m = f + gu + d(t) \quad (2-8)$$

که $d(t) = k_b^{-1}\varphi(t)$ و دو تابع f و g بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$f = -\frac{RI_a + L\dot{I}_a}{k_b} \quad (3-8)$$

$$g = \frac{1}{k_b} \quad (4-8)$$

با استفاده از روش خطی سازی فیدبکی و با در نظر گرفتن $\varphi(t) = 0$ قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = \frac{1}{g}(-f + \theta_{md} + \alpha(\theta_{md} - \theta_m)) \quad (5-8)$$

که α یک مقدار مثبت ثابت و θ_{md} موقعیت مطلوب زاویه موتور است. با جایگذاری (۵-۸) در (۲-۸) و انجام کمی محاسبات داریم:

$$\dot{e} + \alpha e = 0 \quad (6-8)$$

که e خطای ردگیری است و بصورت $e = \theta_{md} - \theta_m$ تعریف می‌شود. می‌توان نتیجه گرفت که با استفاده از قانون کنترل (5-8) خطا به صفر میل می‌کند.

با در نظر گرفتن رابطه (6-8)-(2-8) مشخص است که در خطی سازی فیدبکی برای رسیدن به عملکرد مطلوب باید دو تابع f ، g و $d(t)$ بصورت دقیق مشخص باشند. لذا در حضور عدم قطعیت، عملکرد سیستم تضعیف می‌شود. از این رو برای رسیدن به عملکرد مطلوب باید اثر عدم قطعیت‌ها به نحوی جبران شود. برای حل این مشکل، می‌توان دو تابع نامعلوم f و g را با استفاده از سیستم‌های فازی-تطبیقی \hat{f} و \hat{g} تقریب زد. علاوه بر توابع f و g عدم قطعیت $d(t)$ نیز باید جبران شود. در این خصوص از توانایی سیستم فازی نوع-2 در غلبه بر عدم قطعیت بهره می‌بریم. توابع f و g به پارامترهایی نظیر L ، R و k_b وابسته‌اند. با اندازه‌گیری می‌توان مقادیر تقریبی آنها را بدست آورد. اما حتی مقدار اندک خطا در مقادیر این پارامترها می‌تواند تاثیر چشمگیری در تغییر رفتار دینامیکی سیستم کنترل بر مبنای مدل داشته باشد. از آنجا که دینامیک بازوی رباتیک با مفاصل انعطاف پذیر و وجود محرکه الکتریکی از مرتبه 5 است [6]. طراحی روش‌های کنترل مقاوم مرسوم بسیار پیچیده می‌شوند. در مقایسه، طراحی روش‌های کنترل فازی بدلیل عدم وابستگی به مدل آسان‌تر بنظر می‌رسند. با این تفاوت که محاسبات آنها بیشتر است. از طرفی، علی‌رغم ویژگی‌های مثبت سیستم‌های فازی نوع دوم، یکی از معایب این سیستم‌ها بیشتر بودن حجم محاسباتشان نسبت به سیستم‌های فازی نوع اول است. البته این خود بهایی است که باید برای حفظ عملکرد سیستم در مواجهه با نویز و عدم قطعیت‌ها پرداخت شود [3].

بنابراین قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = \frac{1}{\hat{g}}(-\hat{f} + \dot{\theta}_{md} + \alpha(\theta_{md} - \theta_m)) \quad (7-8)$$

با استفاده از (2-8) و اضافه و کم کردن عبارت $\hat{g}u$ داریم:

$$\dot{\theta}_m = f + gu + \hat{g}u - \hat{g}u + d(t) \quad (۸-۸)$$

با جایگذاری (۷-۸) در (۸-۸) و انجام کمی محاسبات داریم:

$$\dot{e} = -\alpha e + (\hat{f} - f) + (\hat{g} - g)u + d(t) \quad (۹-۸)$$

از طرفی فرض کنید که θ_f و θ_g بترتیب پارامترهای قابل تنظیمی در \hat{f} و \hat{g} باشند. بنابراین \hat{f} و \hat{g} را می توان بصورت $\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f)$ و $\hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g)$ در نظر گرفت. با استفاده از تئوری تقریب [۸۷] یک سیستم فازی بهینه $\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f^*)$ به فرم (۳۴-۵) وجود دارد به نحوی که

$$\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f^*) = \Theta_f^{*T} \xi_f + \varepsilon \quad (۱۰-۸)$$

که Θ_f^* مقدار بهینه θ_f است و ε خطای تقریب محدودی. یعنی $|\varepsilon| \leq \rho_1$ که ρ_1 یک مقدار ثابت است. استفاده از یک سیستم فازی نوع-۲ برای تقریب \hat{f} نتیجه می دهد:

$$\hat{f}(\mathbf{x}|\theta) = \hat{\Theta}_f \xi_f \quad (۱۱-۸)$$

که $\hat{\Theta}_f$ تخمین Θ_f^* است. بسادگی می توان نشان داد:

$$\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f) - \hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f^*) = \tilde{\Theta}_f^T \xi_f + \varepsilon = .5\tilde{\theta}_{r,f}^T \xi_f + .5\tilde{\theta}_{l,f}^T \xi_f + \varepsilon \quad (۱۲-۸)$$

که $\tilde{\theta}_{r,f}^T = \theta_{r,f}^{*T} - \hat{\theta}_{r,f}^T$ و $\tilde{\theta}_{l,f}^T = \theta_{l,f}^{*T} - \hat{\theta}_{l,f}^T$ و $\tilde{\Theta}_f = \Theta_f^* - \hat{\Theta}_f$ ، $\theta_{r,f}^*$ مقدار بهینه $\theta_{r,f}$ و $\theta_{l,f}^*$ مقدار بهینه $\theta_{l,f}$ است. به طریق مشابه می توان نشان داد:

$$\hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g) - \hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g^*) = \tilde{\Theta}_g^T \xi_g = .5\tilde{\theta}_{r,g}^T \xi_g + .5\tilde{\theta}_{l,g}^T \xi_g \quad (۱۳-۸)$$

که $\tilde{\theta}_{r,g}^T = \theta_{r,g}^{*T} - \hat{\theta}_{r,g}^T$ و $\tilde{\theta}_{l,g}^T = \theta_{l,g}^{*T} - \hat{\theta}_{l,g}^T$ و $\tilde{\Theta}_g = \Theta_g^* - \hat{\Theta}_g$ ، $\theta_{r,g}^*$ مقدار بهینه $\theta_{r,g}$ و $\theta_{l,g}^*$ مقدار بهینه $\theta_{l,g}$ است. در این صورت رابطه (۹-۸) را بصورت زیر می توان نوشت:

$$\dot{e} = -\alpha e + (\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f) - \hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f^*)) + (\hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g) - \hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g^*))u + w - d(t) \quad (۱۴-۸)$$

که w خطای تقریب است و بصورت زیر تعریف می شود:

$$w = (\hat{f}(\mathbf{x}|\theta_f^*) - f) + (\hat{g}(\mathbf{x}|\theta_g^*) - g)u + \varepsilon \quad (۱۵-۸)$$

با استفاده از رابطه های (۸-۱۲ تا ۸-۱۵) داریم:

$$\dot{e} = -\alpha e + .5\tilde{\theta}_{r,f}^T \xi_f + .5\tilde{\theta}_{l,f}^T \xi_f + (.5\tilde{\theta}_{r,g}^T + .5\tilde{\theta}_{l,g}^T) \xi_g u - (.5\tilde{\theta}_r^T \xi + .5\tilde{\theta}_l^T \xi) + w - d(t) \quad (۸-۱۶)$$

برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین بروز رسانی پارامترها تابع لیپانوف زیر انتخاب می شود:

$$V = 0.5e^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_{r,f}^T \tilde{\theta}_{r,f} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_{l,f}^T \tilde{\theta}_{l,f} + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_{r,g}^T \tilde{\theta}_{r,g} + \frac{1}{2\gamma_4} \tilde{\theta}_{l,g}^T \tilde{\theta}_{l,g} \quad (۸-۱۷)$$

که $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ و γ_5 مقادیر مثبت و ثابتی هستند (ضرایب تطبیق). با مشتق گیری از رابطه فوق داریم:

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_{r,f}^T \dot{\tilde{\theta}}_{r,f} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_{l,f}^T \dot{\tilde{\theta}}_{l,f} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_{r,g}^T \dot{\tilde{\theta}}_{r,g} + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\theta}_{l,g}^T \dot{\tilde{\theta}}_{l,g} \quad (۸-۱۸)$$

با جایگزین کردن (۸-۱۶) در (۸-۱۸) و کمی ساده سازی داریم:

$$\dot{V} = -\alpha e^2 + \tilde{\theta}_{r,f}^T \left(e\xi_f + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\theta}}_{r,f} \right) + \tilde{\theta}_{l,f}^T \left(e\xi_f + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\theta}}_{l,f} \right) + \tilde{\theta}_{r,g}^T \left(e\xi_g u + \frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{\theta}}_{r,g} \right) + \tilde{\theta}_{l,g}^T \left(e\xi_g u + \frac{1}{\gamma_4} \dot{\tilde{\theta}}_{l,g} \right) + e(w - d) \quad (۸-۱۹)$$

برای اثبات همگرایی قوانین بروز رسانی پارامترها را بصورت زیر می توان در نظر گرفت:

$$\dot{\tilde{\theta}}_{r,f} = -\gamma_1 e \xi_f \quad (۸-۲۰)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{l,f} = -\gamma_2 e \xi_f \quad (۸-۲۱)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{r,g} = -\gamma_3 e \xi_g u \quad (۸-۲۲)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{l,g} = -\gamma_4 e \xi_g u \quad (۸-۲۳)$$

با انتخاب این قوانین رابطه (۸-۱۹) را می توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{V} = -\alpha e^2 + e(w - d) \quad (۸-۲۴)$$

برای برقراری شرط $\dot{V} \leq 0$ ، لازم است که

$$e(w - d) \leq \alpha e^2 \quad (۸-۲۵)$$

در نتیجه با فرض $|w - d(t)| \leq \rho$ داریم:

$$e(w - d) \leq |e|\rho \leq \alpha e^2 \quad (26-8)$$

که ρ یک ثابت مثبت است. برای برقراری شرط (26-8)، α را می توان بصورت زیر انتخاب کرد:

$$\alpha = \frac{\rho}{|e|} \quad (27-8)$$

با جایگذاری (27-8) در (7-8) داریم:

$$u = \frac{1}{g}(-\hat{f} + \dot{\theta}_{md} + \rho \text{sign}(e)) \quad (28-8)$$

که sign تابع علامت است و بصورت $\text{sign}(e) = e/|e|$ تعریف می شود. توجه شود که از آنجا که روش کنترل تطبیقی پیشنهادی بر مبنای لیاپانوف است همگرایی تضمین می گردد. در این خصوص کافی است که ضرایب مثبت انتخاب شوند. ضرایب تطبیق کوچک باعث کند شدن همگرایی می شوند. از طرفی انتخاب ضرایب بزرگ باعث همگرایی سریع پارامترها می شود.

۲-۲-۸ طراحی حلقه خارجی

حلقه خارجی بمنظور کنترل زاویه موتور و فراهم کردن θ_{md} برای حلقه داخلی با استفاده از یک کنترل کننده PID بصورت زیر طراحی می شود.

$$\theta_{md} = k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt \quad (29-8)$$

که k_i و k_p, k_d مقادیر مثبتی هستند. θ زاویه واقعی مفصل، θ_d زاویه مطلوب مفصل و $E = \theta_d - \theta$ خطای ردگیری مفصل است. با جایگذاری مشتق (29-8) در (7-8) قانون کنترل کل بدست می آید.

$$u = \frac{1}{g}(-\hat{f} + k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \rho \text{sign}(e)) \quad (30-8)$$

از سوی دیگر، برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین ضرایب PID از تئوری روش مد لغزشی استفاده می شود. به این منظور سطح لغزش بصورت زیر تعریف می شود:

$$S = e + \lambda \int e dt \quad (31-8)$$

که $e = \theta_{md} - \theta_m$ و λ مقدار مثبتی است. با استفاده از (۲۹-۸) و (۳۱-۸) داریم:

$$\dot{S} = k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda(k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m) \quad (۳۲-۸)$$

برای برقراری شرط لغزش به منظور تامین پایداری کنترل کننده تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می-کنیم:

$$V_1 = 0.5S^2 \quad (۳۳-۸)$$

در نتیجه شرط لغزش بصورت زیر تعریف می-شود:

$$\dot{V}_1 = S\dot{S} < 0 \quad (۳۴-۸)$$

با جایگذاری (۳۲-۸) در (۳۴-۸) داریم:

$$\dot{V}_1 = S(k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda(k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m)) \quad (۳۵-۸)$$

برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین تطبیقی ضرایب PID روش گرادیان بمنظور کمینه کردن سطح لغزش اعمال می-شود. برای تضمین همگرایی ضرایب کنترل کننده از روش اصلاح شده- سیگما استفاده می-شود [۸۸]. به این منظور تابع هزینه‌ای بصورت زیر را می-توان در نظر گرفت:

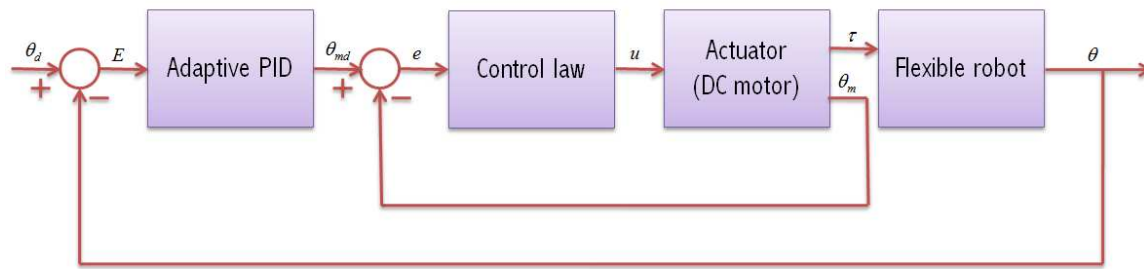
$$CF = \dot{V}_1 + 0.5 \sigma(k_p^2 + k_i^2 + k_d^2) \quad (۳۶-۸)$$

که σ یک مقدار مثبت کوچک است. در نتیجه با استفاده از روش گرادبان داریم:

$$\dot{k}_p = -\gamma_5 \frac{\partial CF}{\partial k_p} = -\gamma_5 S(\dot{E} + \lambda E) - \gamma_5 \sigma k_p \quad (۳۷-۸)$$

$$\dot{k}_d = -\gamma_6 \frac{\partial CF}{\partial k_d} = -\gamma_6 S(\ddot{E} + \lambda \dot{E}) - \gamma_6 \sigma k_d \quad (۳۸-۸)$$

$$\dot{k}_i = -\gamma_7 \frac{\partial CF}{\partial k_i} = -\gamma_7 S(E + \lambda \int E dt) - \gamma_7 \sigma k_i \quad (۳۹-۸)$$



شکل (۱-۸): بلوک دیاگرام سیستم کنترل

که γ_5 ، γ_6 و γ_7 نرخ یادگیری هستند. بلوک دیاگرام سیستم کنترل که شامل هر دو حلقه داخلی و خارجی است، در شکل (۱-۸) نشان داده شده است. با توجه به بخش های ۱-۲-۸ و ۲-۲-۸ مراحل طراحی قانون کنترل پیشنهادی را بصورت خلاصه می توان بصورت زیر بیان کرد:

(۱) انتخاب توابع تعلق برای ورودی خطا و تغییرات خطا

(۲) طراحی حلقه داخلی: انتخاب مناسب ضرایب ρ ، γ_1 ، γ_2 ، γ_3 و γ_4 و شرایط اولیه قوانین تطبیق (۲۰-۸) تا (۲۳-۸)

(۳) طراحی حلقه خارجی: انتخاب مناسب ضرایب λ ، σ و γ_5 و شرایط اولیه قوانین تطبیق (۳۷-۸) تا (۳۹-۸)

(۴) محاسبه ξ_l و ξ_r برای تقریب توابع نا معلوم f و g

(۵) اعمال قانون کنترل (۳۰-۸) به سیستم الکترو مکانیکی

۳-۸ شبیه سازی

قانون کنترل پیشنهادی در (۳۰-۸) بمنظور کنترل یک ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل مورد استفاده قرار می گیرد. ربات مورد نظر یک ربات سری با سه مفصل لولایی می باشد که در شکل (۱۴-۲) نشان داده شده است. پارامترهای ربات با استفاده از روش دناویت- هارتنبرگ در جدول (۲-۲) آمده است. که α_i و θ_i ، d_i ، a_i بترتیب بیانگر طول، انحراف، زاویه و پیچش هستند. پارامترهای دینامیکی ربات و

پارامترهای موتور بترتیب در جدول های (۳-۲) و (۴-۲) آمده است. سیستم های فازی نوع-۲ طراحی شده دارای دو ورودی خطا و تغییرات خطا هستند که توابع تعلق آنها مشابه در نظر گرفته شده و در شکل (۱-۷) نشان داده شده است. توجه شود که با توجه به اینکه قضیه تئوری تقریب سیستم‌های فازی فقط با توابع تعلق گوسین اثبات شده است بنابراین توابع تعلق بصورت گوسین انتخاب شده اند. مسیر مطلوب مفصل در شکل (۲-۷) نشان داده شده است. برای اعمال قوانین تطبیق (۲۰-۸) تا (۲۳-۸) شرایط اولیه صفر در نظر گرفته شده است. ضرایب قوانین تطبیق بصورت $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$ ، $\gamma_3 = \gamma_4 = 0.1$ ، $\gamma_5 = 0.2$ ، $\rho = 20$ و $\sigma = 0.01$ انتخاب شده‌اند. مقادیر اولیه کنترل کننده PID نیز بصورت $k_d(0) = 12$ و $k_p(0) = 2000$ ، $k_i(0) = 200$ انتخاب شده اند.

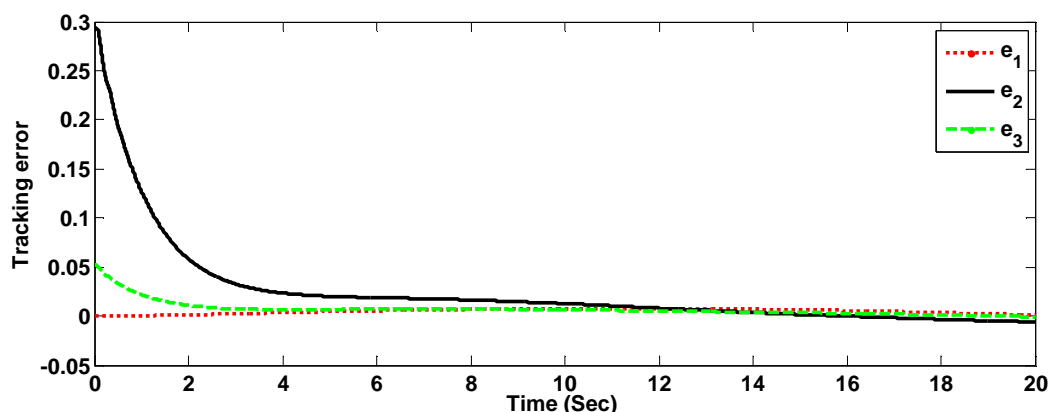
با اعمال قانون کنترل (۳۰-۸) عملکرد سیستم در شکل (۲-۸) نشان داده شده است. همانطور که دیده می شود ردگیری بخوبی انجام شده است. سیگنال کنترلی هم در شکل (۳-۸) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود سیگنال کنترلی دارای لرزش نمی‌باشد. نوسانات کم مشاهده شده در ابتدای سیگنال کنترل بیشتر بخاطر انعطاف پذیر بودن مفاصل است. هنگامی پدیده لرزش سیگنال کنترل توسط تابع $sgn(e)$ در (۳۰-۸) آشکار می‌شود که e تغییر علامت دهد. بررسی e در شکل (۲-۸) نشان می دهد که e بسیار کم تغییر علامت داده است. از طرفی بخش $\rho sgn(e)$ در مقایسه با سایر بخش‌ها در قانون کنترل کوچک بنظر می‌رسد. بنابراین پدیده لرزش کنترل در شکل (۳-۸) آشکار نشده است. علاوه بر این سیگنال گشتاور نیز در شکل (۴-۸) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود این سیگنال نرم و بدون لرزش می‌باشد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده کارا بودن این روش کنترلی دارد. برای بهتر نشان دادن توانایی این روش در کنترل سیستم، این روش با یک روش غیر خطی [۴۷] که اخیراً در زمینه استراتژی کنترل ولتاژ ارائه شده است مقایسه می‌شود و عملکرد آن در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. بدین منظور اغتشاش خارجی $(\varphi(t))$ بصورت یک

پالس با دامنه ۴ و دوره تناوب ۲ ثانیه در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این در شبیه سازی τ_d و $F_s(\dot{q}_1)$ که در (۳-۲۰) معرفی شدند بصورت زیر در نظر گرفته شده‌اند:

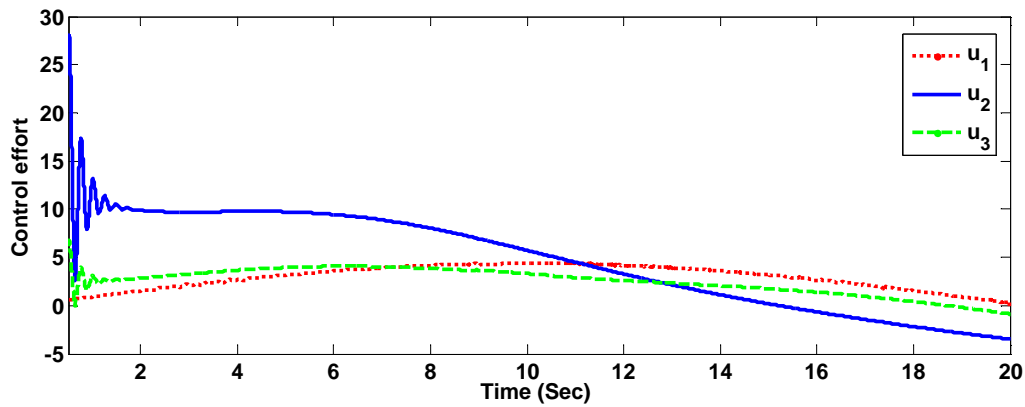
$$F_s(\dot{q}_1) = [2\dot{q}_1 + 8\text{sign}(\dot{q}_1) \quad 4\dot{q}_2 + .16\text{sign}(\dot{q}_2) \quad 4\dot{q}_3 + 8\text{sign}(\dot{q}_3)]^T \quad (۴۰-۸)$$

$$\tau_d = \begin{bmatrix} 2u(t-4) - 4u(t-10) + 3u(t-12) \\ 40u(t-4) - 50u(t-10) + 30u(t-12) \\ 10u(t-4) - 20u(t-10) + 15u(t-12) \end{bmatrix} \quad (۴۱-۸)$$

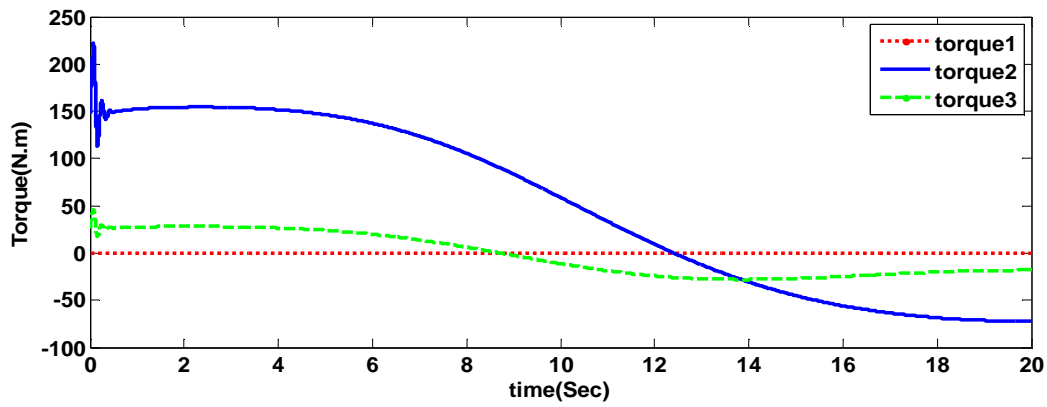
$u(t)$ تابع پله واحد می‌باشد. با توجه به شکل (۴-۸) حداکثر دامنه گشتاور اعمالی برای مفصل ۱ برابر ۲ نیوتون متر، برای مفصل دوم ۲۳۰ نیوتون متر و برای مفصل سوم ۵۰ نیوتون متر است. در نتیجه دامنه گشتاور اغتشاش تقریباً ۲۰ درصد آن انتخاب شده است. خطای ردگیری روش کنترل غیر خطی ارائه شده در [۴۷]، در شکل (۵-۸) نشان داده شده است. همچنین عملکرد سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی نیز در حضور اغتشاش خارجی در شکل (۶-۸) نشان داده شده است. همانطور که می‌بینیم در حضور اغتشاش خارجی کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی خود را با شرایط جدید وفق داده و منجر به ردگیری بهتری می‌شود. سیگنال کنترلی (ولتاژ موتور ها) و گشتاور اعمالی نیز بترتیب در شکل های (۷-۸) و (۸-۸) نشان داده شده است. پرش‌هایی در این سیگنال در لحظه‌های ۴، ۱۰، و ۱۲ ثانیه دیده می‌شود که بیانگر عملکرد صحیح کنترلی برای دفع اغتشاش خارجی است.



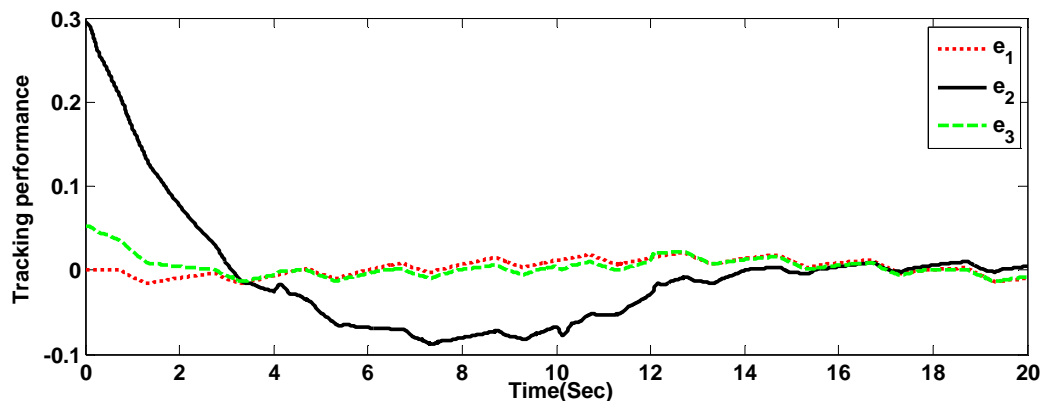
شکل (۸-۲): خطای ردگیری سیستم کنترل



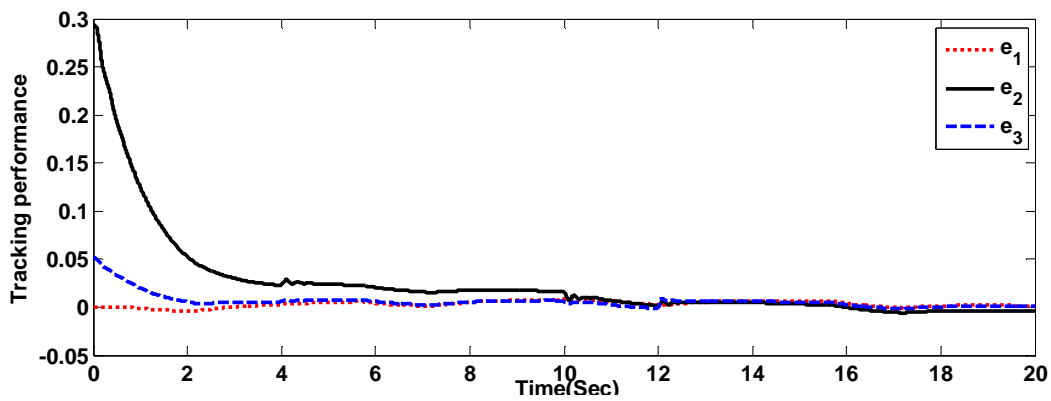
شکل (۳-۸): سیگنال کنترلی (تلاش کنترلی) سیستم کنترل



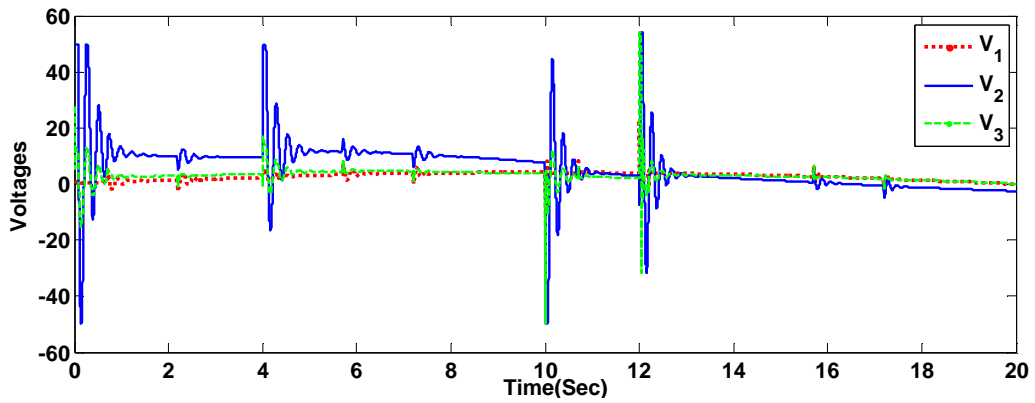
شکل (۴-۸): گشتاور اعمالی



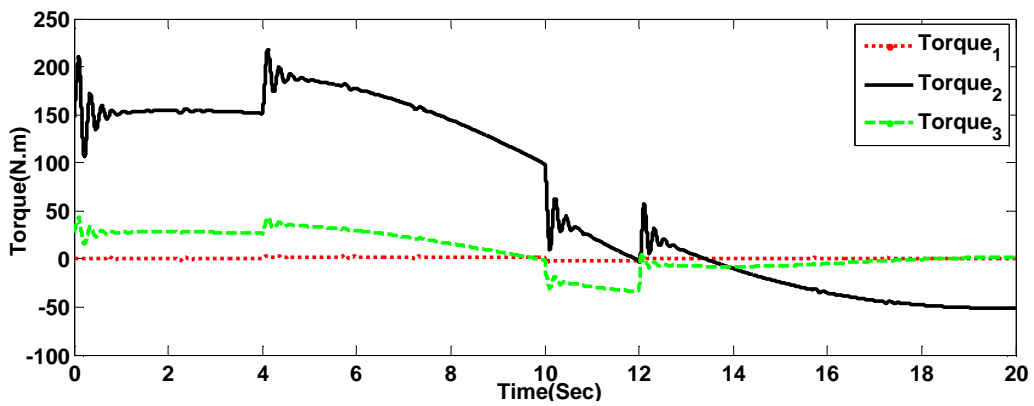
شکل (۵-۸): عملکرد روش غیر خطی در حضور اغتشاش خارجی



شکل (۸-۶): عملکرد سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی در حضور اغتشاش خارجی



شکل (۸-۷): سیگنال کنترلی (ولتاژ موتور ها) در حضور اغتشاش خارجی



شکل (۸-۸): گشتاور اعمالی در حضور اغتشاش خارجی

۴-۸ نتیجه گیری:

در این فصل، کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی برای کنترل ربات‌های قابل انعطاف با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ ارائه شد. قوانین بروز رسانی پارامترها با استفاده از روش لیپانوف بدست آمدند. از مزایای روش کنترلی پیشنهادی این است که غیرمتمرکز بوده و به دینامیک ربات وابسته نیست. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهاد شده کنترل می‌شود درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می‌نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می‌شوند. نوآوری کنترل کننده ارائه شده در این قسمت نسبت به آنچه در مقالات پیشین دیده می‌شود، این است که کنترل کننده حاضر می‌تواند در حضور اغتشاش خارجی به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. علاوه بر این با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ علی رغم در نظر گرفتن دینامیک محرکه، دینامیک سیستم مکانیکی (ربات) در بدست آوردن دینامیک خطای ردگیری دخیل نیست. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. نتایج شبیه سازی کارایی این روش را در کنترل ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل در حضور اغتشاش خارجی بخوبی نشان می‌دهد.

از نقطه نظر پیاده سازی برای پیاده سازی قانون کنترل گشتاور نیاز به مدل پیچیده ربات داریم. به دست آوردن این مدل کاری وقت گیر و دشوار می‌باشد. در صورتی که پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ باعث می‌شود حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر شود. از طرفی، علی رغم ویژگی‌های مثبت سیستم‌های فازی نوع دوم، یکی از معایب این سیستم‌ها بیشتر بودن حجم محاسباتشان نسبت به سیستم‌های فازی نوع اول است. البته این بهایی است که باید برای بهبود عملکرد سیستم در مواجهه با نویز

و عدم قطعیت گسترده پرداخت شود. از سوی دیگر، اجرای عملی کنترل کننده فازی نوع-۲ نیاز مند توجه بیشتر به جور بودن کنترل کننده با سرعت اجرای کار مورد نظر است. در این خصوص لازم است که در زمان واقعی کلیه محاسبات کنترلی در بازه زمانی پریود نمونه برداری به اتمام برسد. قابل توجه آنکه، همواره طراحی کنترل کننده حداقلی مطلوبتر است. بنابراین، در صورتی طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ مطرح می شود که کنترل کننده های مقاوم ساده تر به دلیل پیچیدگی سیستم ناشی از وجود عدم قطعیت گسترده، محاسبات گسترده مدل و بالا بودن مرتبه سیستم، عملکرد مناسبی از خود نشان ندهند.

فصل نهم :

طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ تناسبی - مشتقی برای ربات های با مفاصل انعطاف پذیر

❖ مقدمه

❖ تحلیل دینامیک سیستم

❖ طراحی کنترل کننده تناسبی - مشتقی

❖ اثبات پایداری

❖ بررسی نتایج

❖ نتیجه گیری

در فصل ششم به طراحی کنترل کننده فازی نوع دوم برای یک ربات دو محوره با انعطاف در مفاصل پرداخته شد. در این فصل با تحلیل دینامیک سیستم نشان می دهیم که یک ربات با مفصل انعطاف پذیر را می توان مستقیماً با استفاده از یک کنترل کننده PD بعلاوه یک جمله $k_b r^{-1} \dot{\theta}_d$ و یک تخمینگر عدم قطعیت کنترل کرد. این نتیجه بسیار مهمی است و ما را به طراحی یک کنترل کننده با ساختار ساده رهنمود می کند.

کنترل کننده های PID که در بیشتر ربات های صنعتی استفاده می شوند برای کنترل دقیق و سریع ربات مناسب نیستند. این کنترل کننده ها وابسته به مدل بوده و برای محاسبه قانون کنترل با فرض اینکه پارامتر های ربات مشخص هستند از مدل ربات استفاده می کنند. هنگامی که سیستم دارای عدم قطعیت یا ترم های غیر خطی است این کنترل کننده ها چندان جوابگو نیستند [۸۹]. برای بهبود عملکرد کنترل کننده های PID روش های مختلفی مانند کنترل فازی، کنترل تطبیقی، و روش حاشیه فاز پیشنهاد شده است [۲]. در [۹۴] نیز از کنترل کننده فازی نوع-۱ PID برای کنترل ربات یک محوره استفاده شده است. در این مقاله بصورت عملی نشان داده شده است که کنترل کننده فازی PID در مقایسه با کنترل کننده PID متداول به نتایج بهتری منجر شده است. از معایب این مقاله مدل ساده و بدون تزویج در نظر گرفته شده است. علاوه بر این دینامیک محرک نیز در نظر گرفته نشده است. با مروری بر کار های قبلی منتشر شده در این حوزه می توان به این نتیجه رسید که در حالت کلی استفاده از کنترل کننده PD برای کنترل ربات های صلب به نتایج قابل قبولی منجر می شود ولی استفاده از آن برای کنترل ربات های انعطاف پذیر نتایج رضایت بخشی نمی دهد [۹۵]. در بسیاری از مقالات نیز بر مبنای رویه انتگرالی^۱ روش های برای کنترل ربات های انعطاف پذیر ارائه شده است. در این مقالات از استراتژی کنترل ترکیبی استفاده شده

¹ Integral manifold

است. که یک ترم آن قانون کنترل مقاوم و ترم دیگر آن قانون کنترل پایدار ساز است. معمولاً برای بیان قانون کنترل مقاوم از کنترل کننده PID استفاده می شود. از معایب روش رویه انتگرالی مقاوم نبودن در مواجهه با عدم قطعیت ها و وابسته بودن به دینامیک ربات است [۷۳]. علاوه بر این، در این روش، انعطاف پذیری مفصل ضعیف^۱ در نظر گرفته می شود [۹۶]. البته برای حل مشکل مقاوم نبودن در مواجهه با عدم قطعیت ها از ترکیب آن با روش های تطبیقی نیز استفاده شده است [۹۷]. ولی در هر صورت روش کنترل ترکیبی ردیابی را بهبود می بخشد اما هزینه کنترل را زیاد می کند و در صورت اشباع محرکه ها، ناپایدار می شود. اکثر روش های که برای کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر انجام شده است در حیطه کنترل غیر خطی است. در ادامه قصد داریم با تحلیل سیستم نشان دهیم که مستقیماً از فرم ساده و خطی کنترل کننده PD به همراه دو ترم دیگر می توان برای کنترل ربات انعطاف پذیر استفاده کرد. علاوه بر این با توجه به اینکه کنترل کننده فازی نوع دوم در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده مقاوم هستند لذا به جای استفاده از یک کنترل کننده PD همراه با یک تخمین گر عدم قطعیت، می توان از یک کنترل کننده فازی نوع دوم استفاده کرد. از طرفی در مقایسه با روش های کنترلی که در بعضی مقالات آمده و عموماً شامل دو حلقه کنترلی هستند این روش داری ساختاری بسیار کارآمد، ساده و تنها شامل یک حلقه کنترلی است. علاوه بر این روش منظمی برای اعمال روش پیشنهادی به ربات های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه و مسئله پایداری پیشنهاد می شود. از این رو در ادامه به طراحی چنین کنترل کننده ای برای کنترل ربات هنرمند با در نظر گرفتن مسئله پایداری خواهیم پرداخت.

۹-۲ تحلیل دینامیک سیستم

با استفاده از (۳-۲۰) و با در نظر گرفتن $\tau_l = K(r\theta_m - \theta)$ می توان نوشت:

¹ Weak elasticity of joint.

$$\tau_l = K(r\theta_m - \theta) \Rightarrow r\theta_m = K^{-1}(\tau_l) + \theta \quad (1-9)$$

علاوه بر این با استفاده از رابطه (۲۱-۳) می توان نوشت:

$$\tau_l = r^{-1}(\tau + \varphi_1) \quad (2-9)$$

که φ_1 شامل دینامیک‌های مدل نشده است. با جایگزین کردن (۲-۹) در (۱-۹) و در نظر گرفتن (۲۳-۳) نتیجه می‌شود:

$$r\theta_m = K^{-1}(r^{-1}(K_m I_a + \varphi_1)) + \theta \quad (3-9)$$

با گرفتن مشتق از رابطه (۳-۹) داریم:

$$\dot{\theta}_m = K^{-1}r^{-2}K_m \dot{I}_a + r^{-1}\dot{\theta} + K^{-1}r^{-2}\dot{\varphi}_1 \quad (4-9)$$

با جایگذاری (۴-۹) در (۲۲-۳) داریم:

$$u = L_m \dot{I}_a + k_b r^{-1} \dot{\theta} + \varphi_2 \quad (5-9)$$

که $\varphi_2 = k_b K^{-1} r^{-2} \dot{\varphi}_1 + R I_a + \varphi$ و $L_m = L + k_b K^{-1} r^{-2} K_m$

توجه شود که L_m در مقایسه با L مقدار بزرگی است و قابل صرفنظر کردن نیست. جریان موتور را می توان مستقیماً با استفاده از یک کنترل کننده PI کنترل کرد. یعنی

$$I_a = k_p e + k_i \int e dt \quad (6-9)$$

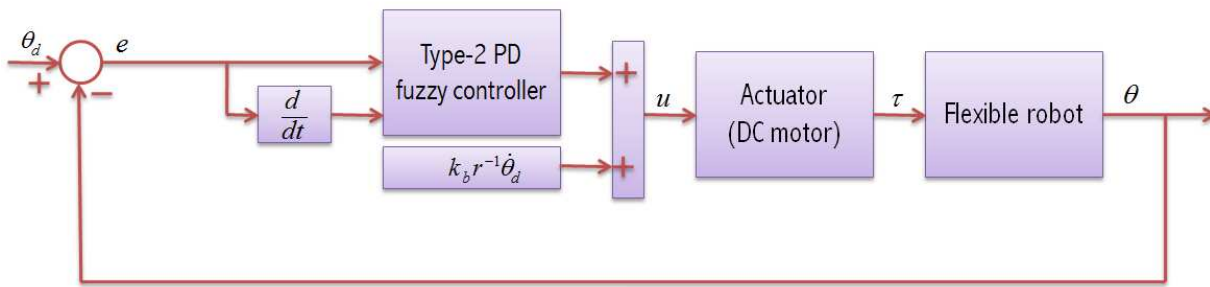
که k_d و k_i ضرایب مثبتی هستند و $e = \theta_d - \theta$ خطای ردگیری است. θ زاویه مفصل و θ_d زاویه مطلوب مفصل می باشد. جایگذاری (۶-۹) در (۵-۹) نتیجه می‌دهد:

$$u = L_m(k_p \dot{e} + k_i e) + k_b r^{-1}(\dot{\theta}) + \varphi_2 \quad (7-9)$$

با استفاده از (۷-۹) یک قانون کنترل بصورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = L_m(k_p \dot{e} + k_i e) + k_b r^{-1}(\dot{\theta}_d + \beta(\theta_d - \theta)) + \hat{\varphi}_2 \quad (8-9)$$

که β یک ثابت مثبت و $\hat{\varphi}_2$ تخمین φ_2 است. با کمی ساده سازی داریم:



شکل (۹-۱): بلوک دیاگرام سیستم کنترل

$$u = k_b r^{-1} \dot{\theta}_d + (k'_p) e + (k'_d) \dot{e} + \hat{\varphi}_2 \quad (9-9)$$

$$\text{که } k'_d = L_m k_p \text{ و } k'_p = L_m k_i + k_b r^{-1} \beta$$

معادله (۹-۹) شامل سه جمله است: جمله اول $k_b r^{-1} \dot{\theta}_d$ است و جمله دوم را می‌توان یک کنترل کننده با ضرایب k'_p و k'_d در نظر گرفت. جمله سوم نیز تخمین عدم قطعیت است. بنابراین با توجه به رابطه (۹-۹) می‌توان به این نتیجه مهم رسید که یک ربات با مفصل انعطاف پذیر را می‌توان مستقیماً با استفاده از یک کنترل کننده PD بعلاوه یک جمله $k_b r^{-1} \dot{\theta}_d$ و یک تخمینگر عدم قطعیت کنترل کرد. این نتیجه بسیار مهمی است و ما را به طراحی یک کنترل کننده با ساختار ساده رهنمود می‌کند. از طرفی با توجه به اینکه کنترل کننده فازی نوع دوم در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده مقاوم هستند بنابراین، به جای استفاده از یک کنترل کننده PD همراه با یک تخمینگر عدم قطعیت، می‌توان از یک کنترل کننده فازی نوع دوم استفاده کرد. از طرفی در مقایسه با روش‌های کنترلی که در بعضی مقالات آمده و عموماً شامل دو حلقه کنترلی هستند این روش دارای ساختاری بسیار کارآمد، ساده و تنها شامل یک حلقه کنترلی است. برای شفافیت بیشتر روش پیشنهادی، بلوک دیاگرام سیستم کنترل در شکل (۹-۱) نشان داده شده است. در ادامه به طراحی چنین کنترل کننده‌ای با در نظر گرفتن مسئله پایداری و اشباع محرکه می‌پردازیم.

۳-۹ طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲-PD

همانطور که گفته شد بدلیل استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ کنترل کننده دارای تزویج نمی باشد لذا برای هر محور یک کنترل کننده مجزا طراحی می کنیم. ربات مورد بحث در این فصل یک ربات سه محوره می باشد. از این رو سه کنترل کننده فازی نوع-۲ باید طراحی شود. فرض می کنیم هر کنترل کننده دارای دو ورودی خطا (x_1) و تغییرات خطا (x_2) و یک خروجی (u) است. بنابراین بردار ورودی را می توان بصورت $\mathbf{x} = \boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}_d$ در نظر گرفت. که $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$ ، $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \ \theta_2]^T$ زوایای مفاصل و $\boldsymbol{\theta}_d = [\theta_{d1} \ \theta_{d2}]^T$ زوایای مطلوب مفاصل هستند. کنترل کننده با توجه به ورودی های x_1 و x_2 سیگنال کنترلی $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^2$ را فراهم می کند. تابع تعلق کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ بترتیب در شکل (۶-۱) و شکل (۶-۲) آمده است. همانطور که در شکل (۶-۲) نشان داده شده است توابع تعلق کنترل کننده فازی نوع-۲ بصورت گوسین و با انحراف نامعین در نظر گرفته شده اند. تمامی توابع تعلق در بازه $[-1 \ 1]$ نرمالیزه شده اند. از طرفی برای داشتن عملکرد بهتر و بردن ورودی به محدوده $[-1 \ 1]$ ورودی های خطا، تغییرات خطا و خروجی در کنترل کننده فازی اول بترتیب از ضرایب مقیاس^۱ k_{p1} ، k_{d1} و k_{o1} ، برای کنترل کننده فازی دوم از ضرایب مقیاس دهی k_{p2} ، k_{d2} و k_{o2} ، برای کنترل کننده سوم از ضرایب مقیاس دهی k_{p3} ، k_{o3} و k_{d3} استفاده می شود. برای ارزیابی بهتر سیستم کنترل، بترتیب کنترل فازی نوع-۱ و نوع-۲ را به صورت جداگانه به سیستم اعمال می کنیم و عملکرد آنها را در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده بررسی کنیم. با توجه به اهمیت مسئله پایداری در ادامه با در نظر گرفتن مساله پایداری به طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ می پردازیم.

۴-۹ اثبات پایداری کنترل کننده فازی نوع-۲

^۱ Scaling Factors

در این قسمت به بررسی پایداری سیستم کنترل با توجه به مباحث بخش (۲-۶) می‌پردازیم. با استفاده از روابط (۲-۶) تا (۸-۶) و با در نظر گرفتن ضرایب مقیاس خروجی کنترل کننده فازی نوع دوم که ولتاژ اعمالی به موتور ها است را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$u(\mathbf{x}) = k_{0_1}(C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x})) + k_b r^{-1} \dot{\theta}_d \quad (10-9)$$

با جایگذاری (۱۰-۹) در (۲۲-۳) داریم:

$$(C_1(\mathbf{x})x_1 + C_2(\mathbf{x})x_2 + C_0(\mathbf{x}))k_{0_1} + k_b r^{-1} \dot{\theta}_d = RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m \quad (11-9)$$

حال روش مستقیم لیاپانوف را برای تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده فازی نوع دوم دنبال می‌کنیم. بدین منظور تابع مثبت معین V را بصورت (۱۲-۶) انتخاب می‌کنیم. با استفاده از (۱۰-۶) می‌توان نوشت:

$$C_2(\mathbf{x})x_2 = -C_1(\mathbf{x})x_1 - C_0(\mathbf{x}) + (RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m)/k_{0_1} - k_b r^{-1} \dot{\theta}_d/k_{0_1} \quad (12-9)$$

با جایگذاری (۱۲-۹) در (۱۴-۶) داریم:

$$\dot{V} = -\alpha C_1(\mathbf{x})x_1^2 - \alpha C_0(\mathbf{x})x_1 + \alpha x_1(RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m)/k_{0_1} - \alpha x_1 k_b r^{-1} \dot{\theta}_d/k_{0_1} \quad (13-9)$$

از آنجایی که برای $C_1(\mathbf{x}) \geq 0$ داریم $-\alpha C_1(\mathbf{x})x_1^2 \leq 0$. لذا برای برقراری $\dot{V} \leq 0$ باید داشته باشیم:

$$x_1(RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m) - x_1 k_b r^{-1} \dot{\theta}_d \leq k_{0_1} C_0(\mathbf{x})x_1 \quad (14-9)$$

از طرفی با در نظر کردن فرضیات لازم مطرح شده در فصل ششم می‌توان نوشت:

$$x_1(RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m) - x_1 k_b r^{-1} \dot{\theta}_d \leq \quad (15-9)$$

$$|x_1| |RI_a + L\dot{I}_a + k_b \dot{\theta}_m| + k_b r^{-1} |x_1| |\dot{\theta}_d| \leq |x_1| (u_{max} + k_b r^{-1} \gamma)$$

با توجه به فرض ۳ در فصل ششم $|\dot{\theta}_d| \leq \gamma$ و مقدار مثبتی است. در نتیجه برای برقراری رابطه (۹-۹)

(۱۴) باید داشته باشیم:

$$|x_1| (u_{max} + k_b r^{-1} \gamma) \leq k_{0_1} C_0(\mathbf{x})x_1 \quad (16-9)$$

با توجه به این نکته که $k_{0_1} > 0$ برای برقراری رابطه فوق باید $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ یعنی لازم است $C_0(\mathbf{x})$ هم علامت با x_1 طراحی شود. با در نظر گرفتن رابطه (۶-۷) برای این کار کفایت a_{i0} هم علامت با x_1 انتخاب شود.

با استفاده از (۹-۱۶) و توجه به این نکته که $0 < x_1 C_0(\mathbf{x})$ می توان نوشت:

$$(u_{max} + k_b r^{-1} \gamma) / |C_0(\mathbf{x})| \leq k_{0_1} \quad (۹-۱۷)$$

با در نظر گرفتن رابطه (۶-۲۱) برای اینکه رابطه (۹-۱۷) همیشه برقرار باشد k_{0_1} را بصورت زیر انتخاب می کنیم:

$$(u_{max} + k_b r^{-1} \gamma) / c_{0,max} = k_{0_1} \quad (۹-۱۸)$$

توجه شود که اگر مقدار k_{0_1} محاسبه شده برای برقراری شرط (۹-۱۷) کافی نباشد، در این صورت باید یک موتور با u_{max} بزرگتر انتخاب شود.

بنابراین پایداری کنترل کننده با فرضیات $C_1(\mathbf{x}) > 0$ ، $C_2(\mathbf{x}) > 0$ و $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ و $u_{max}/c_{0,max} = k_0$ برقرار می شود. یعنی در قانون i ام، برای برقراری شرط $x_1 C_0(\mathbf{x}) > 0$ ، a_{i0} هم علامت با x_1 انتخاب می شود. از طرفی در تمام قوانین برای برقراری شروط $C_1(\mathbf{x}) > 0$ و $C_2(\mathbf{x}) > 0$ می توان $a_{i1} \geq 0$ و $a_{i2} \geq 0$ انتخاب کرد. البته $\exists i$ به نحوی که $a_{i1} > 0$ و $a_{i2} > 0$.

به منظور تعیین قوانین می توان حالات زیر را در نظر گرفت:

(۱) اگر $x_1 x_2 < 0$ باشد. با توجه به رابطه (۶-۱۴) پایداری مجانبی تضمین می شود ($\dot{V} < 0$). پس،

مقدار ولتاژ موتور باید کم باشد.

(۲) اگر $x_1 = 0$ و $x_2 = 0$ باشد. پایداری لیپانوفی با $\dot{V} = 0$ در (۶-۱۴) برقرار است. پس، مقدار

ولتاژ موتور باید متوسط باشد.

(۳) اگر $x_1 x_2 > 0$ باشد. ناپایداری با $\dot{V} > 0$ در (۶-۱۴) برقرار است. پس، مقدار ولتاژ موتور باید

بزرگ باشد.

بنابراین با توجه به مباحث مطرح شده، نه قانون فازی را می‌توان بصورت زیر نوشت:

Rule 1: if x_1 is P and x_2 is P then $y = 1$

Rule 2: if x_1 is P and x_2 is Z then $y = 0.75$

Rule 3: if x_1 is P and x_2 is N then $y = 0.25$

Rule 4: if x_1 is Z and x_2 is P then $y = 0.5$

Rule 5: if x_1 is Z and x_2 is Z then $y = 150x_1 + 10x_2$

Rule 6: if x_1 is Z and x_2 is N then $y = -0.5$

Rule 7: if x_1 is N and x_2 is P then $y = -0.25$

Rule 8: if x_1 is N and x_2 is Z then $y = -0.75$

Rule 9: if x_1 is N and x_2 is N then $y = -1$

توجه شود که برای برقراری فرضیات مطرح شده در تمام قوانین ($i = 1, 2, \dots, 9$)، x_1 هم علامت با a_{0i}

انتخاب شده و علاوه بر این در قانون پنجم $a_{51} > 0$ و $a_{52} > 0$ انتخاب شده اند.

با توجه به آنالیز فوق می‌توان نتیجه گرفت که x_1 و x_2 محدود هستند. که این دلالت بر این دارد که y

(خروجی کنترل کننده) نیز همانطور که در فصل ششم اثبات شد محدود است. بنابراین، همانطور که در

فصل ششم نشان داده شد تمامی سیگنال‌های سیستم کنترل محدود بوده و پایداری اثبات می‌شود. در

نتیجه همانطور که بیان شد بدلیل استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ، نتیجه قابل تعمیم به ربات‌های با

چندین درجه آزادی است. این نتیجه بسیار ارزشمند بوده و یک رهیافت ساده را برای طراحی کنترل

کننده فازی نوع-۱ PD و نوع-۲ PD با در نظر گرفتن مسئله پایداری پیشنهاد می‌کند.

۵-۹ نتایج شبیه سازی

در این قسمت، برای مقایسه عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲، عملکرد آنها در ردگیری یک

ربات سه محوره با مفاصل انعطاف پذیر مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. ربات مورد مطالعه یک ربات سری با

سه مفصل لولایی می‌باشد که در شکل (۲-۱۴) نشان داده شده است. سیستم‌های فازی نوع-۲ طراحی

شده دارای دو ورودی خطا و تغییرات خطا هستند که توابع تعلق آنها در شکل (۲-۶) نشان داده شده است. مسیر مطلوب مفاصل بصورت $\theta_d = 1 - \cos(.05\pi t)$ در نظر گرفته شده است. پارامترهای دینامیکی ربات و پارامترهای موتور بترتیب در جدول (۲-۲) تا (۴-۲) آمده است. بدلیل استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ کنترل کننده دارای تزویج نمی‌باشد. بنابراین برای هر محور یک کنترل کننده مجزا طراحی می‌کنیم. علاوه بر این برای حفاظت موتورها حداکثر ولتاژ قابل اعمال به موتورها $50V$ در نظر گرفته شده است. ضرایب مقیاس نیز در جدول (۱-۹) آمده است.

شبیه سازی ۱: در این قسمت، عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ PD در ردگیری مسیر بدون در نظر گرفتن اغتشاش خارجی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. همانطور که در شکل (۲-۹) نشان داده شده است ردگیری به خوبی انجام شده است. ولتاژ موتورها نیز همانطور که در شکل (۳-۹) نشان داده شده در محدوده مجاز قرار داشته و داری لرزش نمی‌باشد. شکل های (۲-۹) و (۳-۹) کارا بودن این روش کنترل را بخوبی نشان می‌دهند.

شبیه سازی ۲: در این قسمت، عملکرد کنترل کننده فازی نوع دوم PD و نوع اول PD در حضور اغتشاش خارجی با هم مقایسه می‌شود. اغتشاش خارجی بصورت یک پالس با دورن تناوب ۲ و دامنه ۴ در نظر گرفته می‌شود. برای بررسی بهتر عملکرد سیستم کنترل در مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده، انتگرال مربعات خطا (ISE) و انتگرال قدر مطلق سیگنال کنترلی (ولتاژ موتورها) به عنوان معیار در نظر گرفته می‌شوند.

$$ISE = \int_0^{10} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2) dt \quad (۱۹-۹)$$

$$ISU = \int_0^{10} (|u_1| + |u_2| + |u_3|) dt \quad (۲۰-۹)$$

که e_1 خطای ردگیری مفصل اول، e_2 خطای ردگیری مفصل دوم و e_3 خطای ردگیری مفصل سوم است.

جدول (۹-۱): ضرایب مقیاس

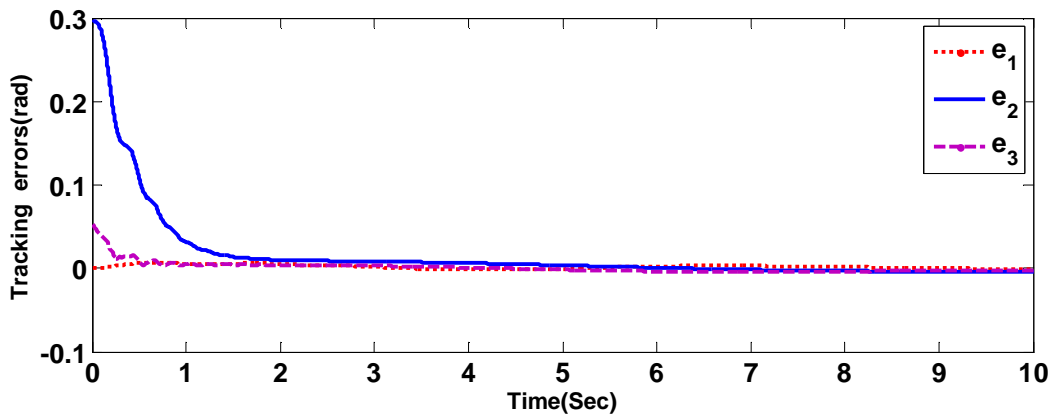
ضرایب مقیاس	
k_{p_1}	0.01
k_{d_1}	200
k_{i_1}	30
k_{p_2}	0.09
k_{d_2}	400
k_{i_2}	200
k_{p_3}	0.07
k_{d_3}	200
k_{i_3}	100

همچنین u_1 ولتاژ اعمالی به محور اول، u_2 ولتاژ اعمالی به محور دوم و u_3 ولتاژ اعمالی به محور سوم می باشد. پاسخ سیستم کنترل با کنترل کننده فازی نوع دوم PD و نوع اول PD بترتیب در شکل های (۹-۴) و (۹-۵) آمده است. عملکرد سیستم کنترل در ردگیری نیز با در نظر گرفتن معیار ISE در شکل (۹-۶) نشان داده شده است.

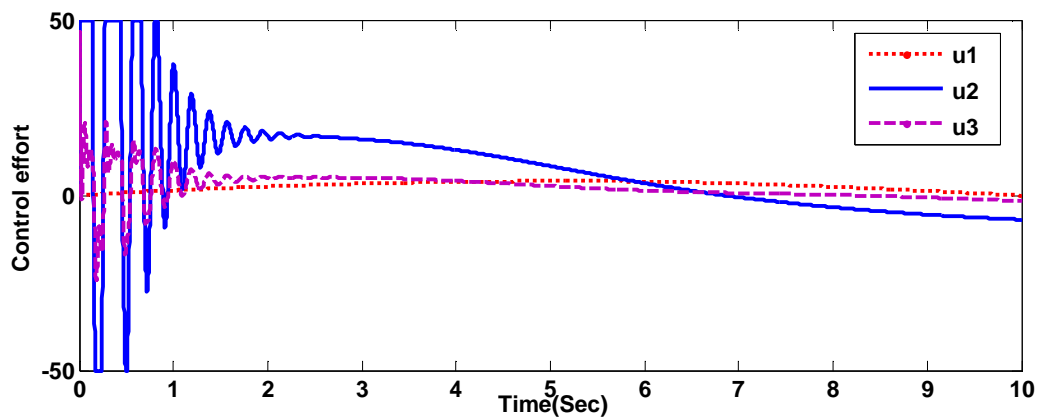
با در نظر گرفتن شکل های (۹-۴) و (۹-۵)، پاسخ سیستم کنترل با کنترل کننده فازی نوع دوم PD بهتر از کنترل کننده فازی نوع اول PD است.

در واقع کنترل کننده فازی نوع دوم PD دارای ردگیری بهتری در حضور اغتشاش است. شکل (۹-۶) نیز موید این مطلب است، زیرا همانطور که دیده می شود کنترل کننده فازی نوع دوم PD در مقایسه با کنترل کننده فازی نوع اول PD به ISE کمتری منجر شده است. در عمل نوع و مقدار سیگنال کنترلی نیز حائز اهمیت است. چون دینامیک موتور در نظر گرفته شده پس سیگنال کنترلی در اینجا همان ولتاژ اعمالی به موتورها می باشد که در شکل (۹-۷) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۹-۷)، کنترل کننده فازی نوع دوم PD با تلاش کنترلی کمتر به ردگیری بهتری در حضور اغتشاش خارجی منجر شده است. در واقع کنترل کننده فازی نوع اول PD برای مواجهه با اغتشاش خارجی و دینامیک های مدل نشده نیاز به تلاش کنترلی بیشتر یعنی اعمال ولتاژ بیشتری به موتورها می باشد. بنابراین با توجه به نتایج فوق، کنترل

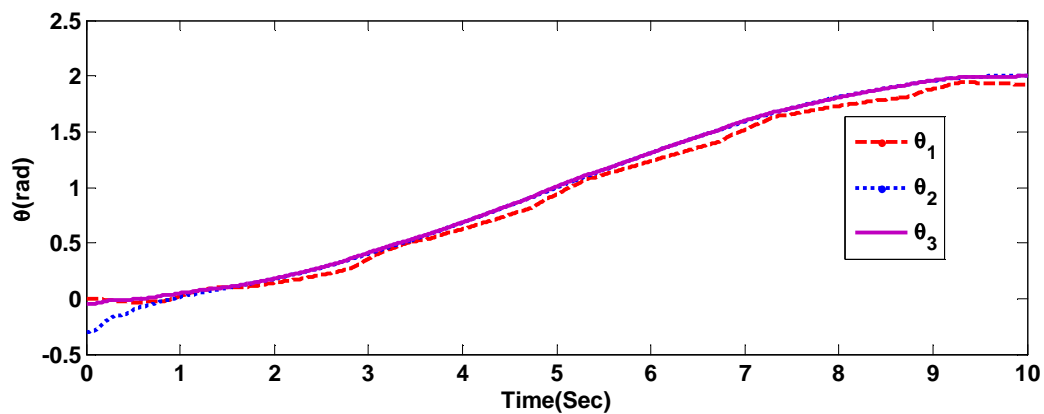
کننده فازی نوع دوم PD در مواجهه با با اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده با در نظر گرفتن معیارهای ISE و ISU بسیار موفقتر عمل کرده است.



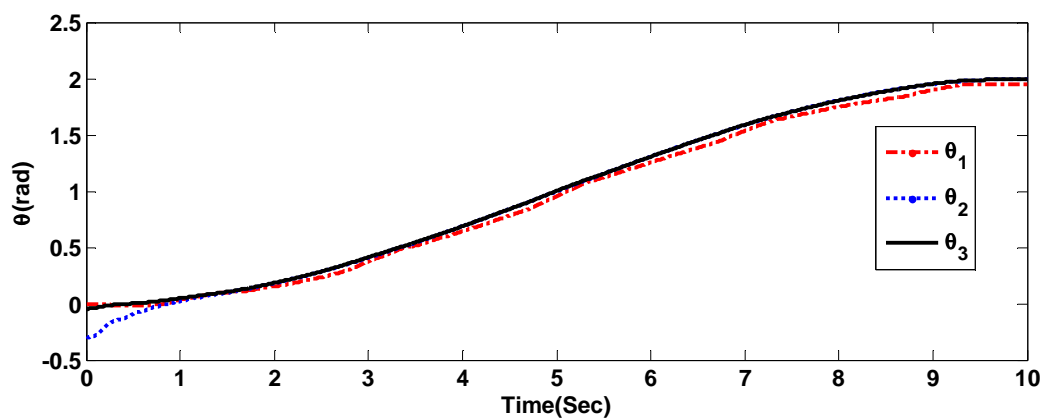
شکل (۹-۲): خطای ردگیری کنترل کننده فازی نوع دوم PD



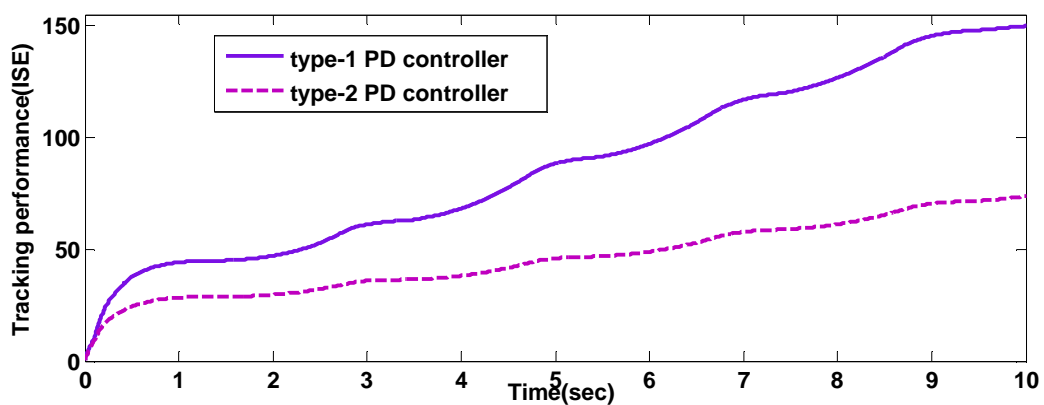
شکل (۹-۳): ولتاژ موتور ها (تلاش کنترلی) با استفاده از کنترل کننده فازی نوع دوم PD



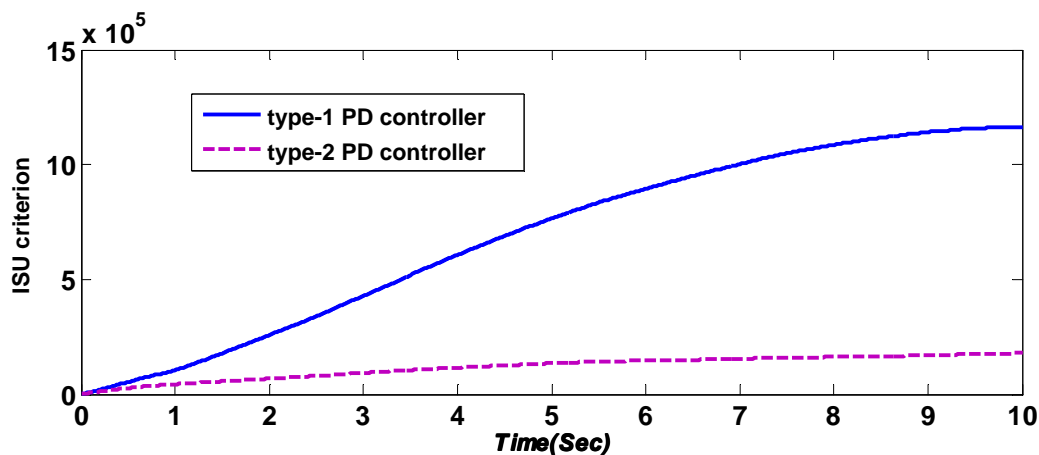
شکل (۹-۴): عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش با کنترل کننده فازی نوع اول PD



شکل (۹-۵): عملکرد سیستم کنترل در حضور اغتشاش با کنترل کننده فازی نوع دوم PD



شکل (۹-۶): عملکرد ردگیری سیستم کنترل با در نظر گرفتن معیار ISE



شکل (۹-۷): عملکرد ردگیری سیستم کنترل با در نظر گرفتن معیار ISU

۹-۶ نتیجه گیری :

در این فصل بصورت تحلیلی نشان داده شد که ربات‌های با مفاصل انعطاف‌پذیر را می‌توان به سادگی با یک کنترل کننده PD کنترل کرد. در ادامه به طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ PD و نوع-۱ PD برای کنترل یک ربات سه محوره با انعطاف در مفاصل با در نظر گرفتن مساله پایداری پرداخته شد. کنترل کننده پیشنهادی دارای ساختاری ساده و کارآمد می‌باشد. نتایج نشان می‌دهد که عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ PD در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده از کنترل کننده فازی نوع-۱ PD بهتر است. از سوی دیگر کنترل کننده فازی نوع دوم PD با صرف تلاش کنترل کمتری در حضور اغتشاش خارجی به ردگیری بهتری انجامیده است. علاوه بر این در این فصل روش منظمی برای کنترل ربات‌های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه و مسئله پایداری با استفاده از کنترل کننده های فازی نوع-۱ PD و نوع-۲ PD پیشنهاد شد. در نتیجه همانطور که در این فصل نشان داده شد، کنترل فازی نوع-۲ می‌تواند یک روش کارآمد برای مهار عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده باشد. از این رو کنترل فازی نوع-۲ را می‌توان یک کنترل کننده نوید بخش برای کاربردهای صنعتی ربات دانست.

فصل دهم :
نتیجه گیری و پیشنهادات

❖ نتیجه گیری

❖ پیشنهادات

۱-۱۰ نتیجه گیری :

در فصل اول، با مروری بر کارهای قبلی در حوزه کنترل ربات های انعطاف پذیر به این نتیجه رسیدیم که انعطاف پذیری ربات ها باعث پیچیده تر شدن کنترل آنها در مقایسه با ربات های صلب می شود. و اگر این انعطاف پذیری در طراحی کنترل در نظر گرفته نشود ممکن است به عدم ردیابی و یا حداقل افت عملکرد سیستم کنترل منجر گردد. بطور کلی متوجه شدیم که کنترل ربات های انعطاف پذیر هم اکنون یکی از مباحث بروز و پویا در مهندسی کنترل است.

در فصل دوم، مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی بازوهای ماهر مکانیکی را مرور کردیم و چگونگی بدست آوردن مدل ریاضی ربات هنرمند صلب را مورد مطالعه قرار دادیم.

در فصل سوم، ابتدا با بررسی کارهای صورت گرفته در زمینه ربات های با مفاصل انعطاف پذیر آشنا شده و سپس مدل سازی ربات های با مفاصل انعطاف پذیر مورد بررسی قرار گرفت. علاوه بر این مدل فضای حال سیستم رباتیک شامل باوی ربات و محرکه (موتور DC) ارائه شد. در این فصل با توجه به این مدل به این نتیجه رسیدیم که وجود انعطاف در مفاصل، سیستم را در رده سیستم های کم کارانداز قرار می دهد که در آنها تعداد درجات آزادی بیش از تعداد ورودی های کنترل است و در نتیجه نمی توان هر حالت را با یک ورودی متناظر کنترل کرد. بنابراین کنترل ربات های انعطاف پذیر با در نظر گرفتن دینامیک محرکه چالش زیادی را برای پژوهشگران فراهم می سازد.

در فصل چهارم، بحث کنترل ربات های با مفاصل انعطاف پذیر مورد مطالعه قرار گرفت و ابتدا برای ملموس شدن مساله کنترل با بیان مدل یک ربات تک محوره با مفاصل انعطاف پذیر به بررسی چند نمونه از کارهای انجام شده بر روی این ربات تک محوره پرداخته و با جنبه های مختلف کنترل آن از طریق شبیه سازی آشنا شدیم. در این فصل با استفاده از خطی سازی با فیدبک صلب، انعطاف پذیر و کنترل ترکیبی به این نتیجه رسیدیم که نوسانات ناخواسته در اثر انعطاف مفاصل، محدودیت پهنای باند را برای همه

الگوریتم های کنترلی که بر مبنای ربات های صلب طراحی شده اند تحمیل کرده، علاوه بر این ممکن است مشکلات پایداری را برای قوانین کنترل فیدبکی که تاثیر انعطاف مفاصل را ناچیز گرفته اند بوجود آورد. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از نوسانات، انعطاف پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل کننده منظور شود. سپس به بیان جزییات استراتژی های متداول کنترل ربات یعنی استراتژی کنترل گشتاور و استراتژی کنترل ولتاژ که در فصل اول بصورت خلاصه به آنها اشاره شد پرداخته شد. با توجه به مباحث مطرح شده در این فصل، برای پیاده سازی قانون کنترل گشتاور نیاز به مدل پیچیده ربات داریم. به دست آوردن این مدل کاری وقت گیر و دشوار می باشد. در حالی که برای پیاده سازی قانون کنترل ولتاژ، به پارامترهای ساده ای همچون مقاومت، اندوکتانس و ثابت ضد محرکه القایی نیاز داریم. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می شود. نکته مهم دیگر در تمایز این دو روش، فیدبک های مورد نیاز آنها می باشد. پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل ولتاژ به فیدبک های جریان، مشتق جریان و موقعیت زاویه ای موتور نیاز دارد. در حالی که پیاده سازی قانون کنترل روش کنترل گشتاور به فیدبک های موقعیت و سرعت مفاصل نیاز دارد. افزایش استفاده از سنسورهای الکتریکی و میکانیکی سبب کاهش هزینه و افزایش دقت اندازه گیری می شود. نتایج نشان می دهد که استراتژی کنترل ولتاژ در مقایسه با استراتژی کنترل گشتاور بسیار ساده تر و کارآمدتر است.

در فصل پنجم، منطق فازی و سیستم های فازی نوع اول و دوم بصورت خلاصه و به عنوان مقدمه ای برای طراحی کنترل کننده در فصول بعد مورد مطالعه قرار گرفت.

در فصل ششم، به طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ و نوع-۱ با ساختار بهینه برای کنترل یک ربات دو محوره با انعطاف در مفاصل با در نظر گرفتن مساله پایداری پرداخته شد. کنترل کننده فازی نوع-۲ با استراتژی کنترل ولتاژ برای یک ربات دو محوره با مفاصل انعطاف پذیر با در نظر گرفتن دینامیک محرکه

طراحی شد. نتایج نشان داده است که هر دو کنترل کننده فازی نوع-۱ و نوع-۲ بدون در نظر گرفتن اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده عملکرد یکسانی دارند. ولی عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده از کنترل کننده فازی نوع-۱ بهتر است. بنابراین یکی از ویژگی‌های خوب کنترل کننده فازی نوع-۲ کاهش نوسانات بخصوص در حوالی حالت مانگار در حضور اغتشاش و دینامیک‌های مدل نشده است. علاوه بر این روش منظمی برای اعمال روش پیشنهادی به ربات‌های با چندین درجه آزادی با در نظر گرفتن دینامیک محرکه، اشباع محرکه و مسئله پایداری پیشنهاد شد. در نتیجه همانطور که در این فصل نشان داده شد، کنترل فازی نوع-۲ می‌تواند یک روش کارآمد برای مهار عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده باشد. از این رو کنترل فازی نوع-۲ را می‌توان یک کنترل کننده نوید بخش برای کاربردهای صنعتی ربات دانست.

در فصل هفتم، یک روش کنترل غیرخطی با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ بمنظور حل مسئله ردگیری ربات هنرمند با مفاصل انعطاف پذیر ارائه شد. قانون کنترل پیشنهادی بسیار ساده بوده و به دینامیک ربات وابسته نیست. علاوه بر این، به عنوان یک رهیاف جدید، در قانون کنترل از قابلیت سیستم‌های فازی نوع دوم در تخمین عدم قطعیت‌ها استفاده شده است. از روش لیاپانوف برای بررسی پایداری سیستم کنترل استفاده شده است. علاوه بر این، نشان داده شد که سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی عدم قطعیت‌ها در سیستم را بصورت تابعی غیرخطی از خطای ردگیری موتور و مشتق آن مدل می‌کند. یکی از مزایای روش پیشنهادی این است که در سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی برای تخمین عدم قطعیت‌ها نیازی به تمامی حالات سیستم نیست. با توجه به آن که عدم قطعیت شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است سیستم کنترل توانمندی قابل ملاحظه‌ای در غلبه بر عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده نشان می‌دهد. در صورتی که اغتشاش خارجی دارای دامنه کوچک باشد عملکرد سیستم فازی نوع-۱ تا حدودی از سیستم فازی نوع-۲ در مواجهه با اغتشاش خارجی و تخمین عدم قطعیت‌ها بهتر

است. ولی با افزایش دامنه اغتشاش خارجی عملکرد سیستم فازی نوع-۱ کاهش پیدا کرده و سیستم فازی نوع-۲ عملکرد بهتری از خود نشان داده است. بنابراین یکی از ویژگی های خوب کنترل کننده فازی نوع-۲ کاهش نوسانات بخصوص در حوالی حالت ماندگار در حضور اغتشاش و دینامیک های مدل نشده است.

در فصل هشتم، کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی برای کنترل ربات های قابل انعطاف با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ ارائه شده است. قوانین بروز رسانی پارامترها با استفاده از روش لیاپانوف بدست آمده است. از مزایای روش کنترلی پیشنهادی این است که غیرمتمرکز بوده و به دینامیک ربات وابسته نیست. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی کنترل می شود درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می شوند. نوآوری کنترل کننده ارائه شده نسبت به آنچه در مقالات پیشین دیده می شود، این است که کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی تاکنون روی ربات انعطاف پذیر پیاده نشده است. این کنترل کننده می تواند در حضور اغتشاش خارجی به کنترل موفقیت آمیز سیستم بپردازد. علاوه بر این، با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ، علی رغم در نظر گرفتن دینامیک محرکه، دینامیک سیستم مکانیکی (ربات) در بدست آوردن دینامیک خطای ردگیری دخیل نیست. بنابراین، حجم محاسبات کنترل کننده و فضای حافظه مورد نیاز کمتر می شود و سرعت پاسخ دهی سیستم بیشتر می شود. نتایج شبیه سازی کارایی این روش را در کنترل ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل در حضور اغتشاش خارجی بخوبی نشان می دهد.

در فصل نهم، بصورت تحلیلی نشان داده شد که ربات های با مفاصل انعطاف پذیر را می توان به سادگی با یک کنترل کننده PD کنترل کرد. در ادامه به طراحی کنترل کننده فازی نوع-۲ PD و نوع-۱ PD برای کنترل یک ربات سه محوره با انعطاف در مفاصل با در نظر گرفتن مساله پایداری پرداخته شد. کنترل

کننده پیشنهادی دارای ساختاری ساده و کارآمد می‌باشد. نتایج نشان می‌دهد که عملکرد کنترل کننده فازی نوع-۲ PD در مواجهه با دینامیک‌های مدل نشده از کنترل کننده فازی نوع-۱ PD بهتر است. از سوی دیگر کنترل کننده فازی نوع دوم PD با صرف تلاش کنترل کمتری در حضور اغتشاش خارجی به ردگیری بهتری انجامیده است. در نتیجه همانطور که در این فصل نشان داده شد، کنترل فازی نوع-۲ می‌تواند یک روش کارآمد برای مهار عدم قطعیت‌ها در طیف گسترده باشد. از این رو کنترل فازی نوع-۲ را می‌توان یک کنترل کننده نوید بخش برای کاربردهای صنعتی ربات دانست.

۲-۱۰ پیشنهادات

در ادامه پیشنهاداتی زیر ارائه می‌شود:

- ۱) در این رساله، برای پارامترهای خروجی سیستم فازی از پارامترهای قطعی استفاده شده است. استفاده از سیستم‌های فازی نوع دوم در قسمت تالی نیز با توجه به اینکه این سیستم‌ها دارای خواص مناسب‌تری در حضور نویز می‌باشند می‌تواند مورد توجه قرار گیرد.
- ۲) یکی از معایب سیستم‌های فازی نوع دوم محاسبات بیشتر نسبت به سیستم‌های فازی نوع-۱ است. البته این خود بهایی است که باید برای حفظ عملکرد سیستم در مواجهه با اغتشاش پرداخت شود. توجه به بخش غیر فازی ساز در کاهش حجم محاسبات ضروری بنظر می‌رسد.
- ۳) در این رساله به عنوان یک رهیافت جدید از سیستم‌های فازی نوع-۲ به عنوان تخمین گر عدم قطعیت استفاده شد. پیشنهاد می‌شود در حوزه‌های دیگر نیز این سیستم‌ها استفاده شود.
- ۴) سادگی کنترل ولتاژ نسبت به کنترل گشتاور، پیاده سازی آسان کنترل ولتاژ را موجب خواهد شد.

مراجع:

- [1] J.J. Slotine, (1991), " *Applied Nonlinear Control*", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- [2] G. Feng, (2006)," A Survey on Analysis and Design of Model-Based Fuzzy Control Systems", *IEEE Transactions on fuzzy systems*, Vol. 14, NO. 5,pp.1021-1034.
- [3] J. Mendel and R. John,(2002), " Type-2 fuzzy sets made simple", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 10,No.2, pp. 117–127.
- [4] H. Hagrass,(2007),"A new generation of fuzzy controller", *IEEE Computational Intelligence Magazine* .
- [5] L.A. Zadeh,(1975), " The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning-1", *Information Sciences*, vol. 8, pp. 199–249.
- [6] Q. Liang and J. Mendel,(2000), " Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design", *IEEE Trans. On Fuzzy Systems*, vol. 8, No. 5, pp. 535-550.
- [7] J. Mendel,(2001), " Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions", Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- [8] R.R. Yager, (1980)," Fuzzy subsets of type II in decisions", *Journal of Cybernetics*,Vol.10,pp.137–159.
- [9] G. Deschrijver and E.E. Kerre, (2007)," On the position of intuitionistic fuzzy set theory in the framework of theories modelling imprecision", *Information Sciences*,Vol.2, N.o.4, pp. 1860–1866.
- [10] H. Lam, L. Seneviratne,(2008)," Stability Analysis of interval type-2 fuzzy-model based control systems", *IEEE Transactions on Systems and Cybernetics*,Vol.6 ,pp. 617–628.
- [11] T. Lin,(2010), " Based on interval type-2 fuzzy-neural network direct adaptive sliding mode control for SISO nonlinear systems",*Commun Nonlinear Sci Numer Simulat*,Vol. 15,pp. 4084–4099.
- [12] N.N. Karnik, J.M. Mendel, (1999)," Applications of type-2 fuzzy logic systems to forecasting of time-series", *Information Sciences*,Vol.2, N.o.2, pp.89–111.
- [13] D. Wu and W.W. Tan,(2004), "A type-2 Fuzzy Logic Controller for the Liquid-level Process", *In Proc. FUZZ-IEEE*, pp. 953–958.
- [14] ازگلی س، تقی راد ح،(۱۳۸۱)، "آشنایی با ربات های کشسان مفصل و هارمونیک درایو"، کنفرانس دانشجویی برق، دانشگاه شیراز.
- [15] A. albu-Schaffer and G. Hirzinger,(2000)," State feedback controller for flexible joint robots: A Globally stable approach implemented on Dir's light-weight robots",*Iros*,Vol.2,PP.1087-1094.

- [16] H.D Taghirad ,P.R Belanger ,(1998)," Modelling and Parameter Identification of Harmonic Drive System",*Journal of Dynamic System,Measurement and Control*,Vol.2,pp.23-34.
- [17] L.M. Sweet and M.C.Good,(1995)," Redefinition of the Robot MotionControl Problems:Effects of Plant Dynamics,Drive System Constraints,and user Requirements", *IEEE int.Conf.on Decision and Control*,Vol.5,No.3,pp.18-25.
- [18] M.O. Tokhi and A.K.M. Azad , (2008). " Flexible Robot Manipulators Modelling, simulation and control", Published by The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom .
- [۱۹] خسروی م،(۱۳۷۸). رساله کارشناسی ارشد: "مدلسازی و کنترل مقاوم ربات های با مفاصل انعطاف پذیر"، زیر نظر دکتر تقی راد، دانشکده برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر.
- [20] A. Ficolo,R.Marino and S.Nicosia,(1986),"A singular Perturbation Approach to the Control of Elastic Robotics",*Annual Allerton Conf.on Communication, Control and Computing*.
- [21] H.B Kuntze , A. Jacobasch , J. Richalet . and C. Arber ,(1986)," On the predictive functional control of an elastic industrial robot", *IEEE int.Conf.on Decision and Control*.
- [22] M.W. Spong,(1987)," Modeling and control of elastic joint robots". *Journal of Dynamic Systems,Measurement and Control*,Vol.109, pp.310–319.
- [23] K. Khorasani,(1992),"Adaptive Control of Flexible-/joint Robots", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*,Vol.8, No.2, pp.250-267.
- [24] J.J.E Slotine and W. Li,(1988)," Adaptive Manipulator Control: A Case Study", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol.33, No.11, pp.995-1003.
- [25] R. Ortega , M.W. Spong ,(1988), " Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial", *Proceedings of the 27th conference on decision and control*, pp. 1575-1584.
- [26] V. Zeman, R.V, Khorasani,(1997), " Control of a flexible-joint robot using neural networks", *IEEE Trans. Control Syst. Technol*, Vo.5, pp.453–462.
- [27] E.Y.O Sidi,D. Massicotte,S. Lesueur,(1998)," Adaptive High PrecisionControl for a Flexible Joint Robot with Friction and Parameter Uncertainties using Neural Network",*Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*.
- [28] H. Kim and J.K Parker,(1993)," Artificial Neural Network for Identification and Tracking Control of a Flexible Joint Single Link Robot", *IEEE SSST Southeastern Symposium on System Theory*.
- [29] M.W. Spong ,(1992), " On the robust control of robot manipulators", *IEEE Transaction on automatic control*, Vol. 37, No. 11, pp. 1782-1786.
- [30] M.M. Fateh , M.R.Soltanpour ,(2009)," Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transportation of control space", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*,Vol. 5, No. 11, pp. 3949-3960.

- [31] N.Golea , (2002)," Indirect fuzzy adaptive model-following control for robot manipulators", *Proceedings of the IEEE international conference on control applications*, pp. 198-202.
- [32] L.Wei , L.Yang , H.Wang , (2006), " Indirect fuzzy adaptive control for trajectory tracking of uncertain robots", *Electric Machines and control*, pp. 393-397.
- [33] L. Wang ,(1994), " *Adaptive fuzzy systems and control*", Prentice Hal.
- [34] W. Hong-rui , C. Zeng-wei , W.Li-xin , T. Xue-jing , L. Xiu-ling ,(2007), " Direct adaptive fuzzy control for robots in cartesian space", *Proceedings of Sixth International Conference on Machine Learning Cybernetics*, pp. 482-486.
- [35] M.J Er , S.H Chin ,(2000), " Hybrid adaptive fuzzy controllers of robot manipulators with bounds estimation", *IEEE Transaction on industrial electronics*, Vol. 47, No. 5, pp. 1151-1160.
- [36] S.H. Chin , Er M. J., (1998)," Hybrid adaptive fuzzy controllers of robot manipulators", *Proceedings of the IEEE/RSJ International conference on intelligent robots and systems*, pp. 1132-1137.
- [37] E. Kim E,(2004), " Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", *IEEE Transaction on fuzzy systems*, Vol. 12, No. 3, pp. 368-378.
- [38] Y. Jin ,(1998), " Decentralized adaptive fuzzy control of robot manipulators", *IEEE Transaction on syst. Man cybern*, Vol. 28, No. 1, pp. 47-57.
- [39] D. Turkay , V. Adil and et al, " Industrial applications of type-2 fuzzy sets and systems: A concise review", *Computers in Industry*, Vol.62,pp.125–137,2011.
- [40] R. Martinez, O. Castillo, L. Aguilar,(2008)," Optimization with genetic algorithms of interval type-2 fuzzy logic controllers for an autonomous wheeled mobile robot: a comparison under different kinds of perturbations", *Proc. IEEE FUZZ Conference*.
- [41] H. Hagra,(2004), " A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*,pp.524–539.
- [42] L. Tsung-Chih and L. Han-Leih,(2009)," Direct adaptive interval type-2 fuzzy control of multivariable nonlinear systems ", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Vol. 22,pp. 420–430.
- [43] C.Wagner, H. Hagra, (2007)," A genetic algorithm based architecture for evolving type-2 fuzzy logic controllers for real world autonomous mobile robots", *in: Proc. IEEE FUZZ Conference*, pp.193–198.

- [44] C. Hicham, G. Wail., (2008), " Type-2 Fuzzy Logic Control of a Flexible-Joint Manipulator", *J Intell Robot Syst*, Vol.51, pp.159–186.
- [45] P. Torres, D. Saez, (2008), " Type-2 fuzzy logic identification applied to the modelling of a robot hand", *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, Vol. 5 ,pp.854–861.
- [46] M.M. Fateh, (2008), " On the voltage-based control of robot manipulators", *Int. J. Control. Autom. Syst*, Vol.6, pp. 702–712 .
- [47] M.M. Fateh, (2012), " Nonlinear control of electrical flexible-joint robots", *Nonlinear Dyn*, Vol. 67, pp. 2549–2559.
- [48] M.M. Fateh, (2011), " Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dyn*, Vol.67, pp.1525–1537.
- [49] M. M. Fateh, S. Khorashadizadeh, (2012), " Optimal robust voltage control of electrically driven robot manipulators", *Nonlinear Dynamics*, DOI 10.1007/s11071-012-0546-4.
- [50] M.M. Fateh , (2010), " Robust control of electrical manipulators by joint acceleration", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, Vol. 6, No. 12, pp. 5501-5510.
- [51] M.M. Fateh ,(2009), " Robust control of electrical manipulators by reducing the effects of uncertainties", *World Applied Sciences Journal*, Vol. 7, pp.161–167.
- [52] M.M. Fateh ,(2010), " Robust fuzzy control of electrical manipulators", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 60, No. (3), pp. 415-434.
- [53] J.Carig,(1989), " *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*", Addison-Wesley .
- [54] M.R. Soltanpour , M.M.Fateh ,(2009), " Adaptive robust tracking control of robot manipulators in the task-space under uncertainties", *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, Vol. 3, No. 1, pp. 308–322.
- [55] M.R. Soltanpour ,M.M. Fateh (2009), " Sliding mode robust control of robot manipulator in the task space by support of feedback linearization and backstepping control", *World Applied Sciences Journal*, Vol. 6, No. 1, pp. 70–76.
- [56] M.W. Spong , M. Vidyasagar ,(1989), " *Robot dynamic and control*", Wiley, New York.
- [57] B. S. Chen, H. J. Uang, and C. S. Tseng,(1998), " Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: A fuzzy-based dynamic game approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, vol 6, pp. 538–552.
- [58] L. Yongming , T. Shaocheng and L. Tieshan ,(2013), " Adaptive fuzzy output feedback control for a single-link flexible robot manipulator driven DC

- motor via backstepping", *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, Vol.14, pp. 483-494.
- [59] M. W. Spong, S. Hutchinson, M. Vidyasagar,(2004), " *Robot modelling and control*", John Wiley & Sons, Hoboken, NJ.
- [60] C. Ming-Chih and H. An-Chyau ,(2007)," Adaptive Control for Flexible-Joint Electrically Driven Robot With Time-Varying Uncertainties", *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 54, NO. Vol.2, N.o.2, pp.1032-1038.
- [61] M.W.Spong, (1987)," Modeling and control of elastic joint robots", *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, 109, pp.310–319 .
- [62] S.S Ge and L. Postlethwaite,(1995)," Adaptive neural network controller design for flexible joint robots using singular perturbation technique", *Transactions of the institute of measurement and control*,Vol.17,No.3,pp.120-131,
- [63] M.C. Readman , P.R Belanger ,(1990)," Analysis and control of a Flexible joint robot", *IEEE int.Conf. on Decision and Control*.
- [64] S.H. Murphy , J.T Wen and G.N. Saridis ,(1990)," Simulation and Analysis of Flexibility Jointed Manipulators", *IEEE int.Conf. on Decision and Control*.
- [65] J.H. Oh ,J.S. Lee ,(1997)," Control of Flexible-joint Robot System by Back Stepping Design Approach", *IEEE int. Conf. on Robotics ad Automation*.
- [66] F. Ciuca ,T. Lahdhiri and H.A. Elmaraghy ,(1999)," Linear Robust Motion Control of Flexible-Joint Robot, Part A: Modelling", *American Control Conf*.
- [67] K.D. Santosha , E. Peter ,(2006)," Dynamic analysis of flexible manipulators, a literature review", *Mechanism and Machine Theory*, Vol.41,pp. 749–777.
- [68] M.W. Spong, K. Khorasani, P.V. Kokotovic,(1987)," An integral manifold approach to the feedback control of flexible joint robots", *IEEE J. Robot. Automation*, pp.291–300.
- [69] L.M. Sweet , M.C. Good ,(1984), " Re-definition of the robot motion control problems: Effects of plant dynamics, drive system constraints, and user requirements", *IEEE Int. Conf. on Decision and Control*.
- [70] A. Ficola ,R. Marino , S. Nicosia ,(1983), " A Singular perturbation approach to the control of elastic robots", *Annual Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*.
- [71] S.S. Ge ,(1998), "Advanced control techniques of robotic manipulators", *American Control Conf*.
- [72] F. Lin , (2007),*Robust Control Design: An optimal Control Approach* , Wiley.
- [73] S. Ozgoli and H. D. Taghirad, (2006)," A Survey on the Control of Flexible Joint Robots", *Asian Journal of Control*, Vol. 8, No. 4, pp. 1-15.

- [74] S. Ozgoli and H. D. Taghirad,(2005)," Robust Stability Analysis of Flexible Joint Robots Composite Control with Saturating Actuators", *IEEE Int. Conf on Control Applications*, Toronto, Canada.
- [75] G. Zheng, J. Wang and L. Jiang,(2009)," Research on Type-2 TSK Fuzzy Logic Systems", *Fuzzy Info. and Eng.*, Vol.2,pp.491-500.
- [76] T. Takagi, M. Sugeno,(1985), " Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Systems Man Cybernet* , Vol. 15, No. 1, pp.116–132.
- [77] O. Nelles, (2000),"Nonlinear System Identification: From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models", Springer.
- [78] C. Ming-Chih and H. An-Chyau ,(2007)," Adaptive Control for Flexible-Joint Electrically Driven Robot With Time-Varying Uncertainties", *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 54, No. 2, pp.1031-1038.
- [79] K.P. Jankowski, and H.V. Brussel, (1993)," Inverse Dynamics Task Control of Flexible Joint Robots : Continuous-Time Approach", *Mech. Machine Theory*, Vol. 28, N.o. 6, pp. 741-749 .
- [80] D. L. Tsay , H. Y. Chung ., and Lcc C. J.,(1997), " The adaptive control of nonlinear system using the Sugeno-type of fuzzy logic", *IEEE Transactions on fuzzy systems*, vol.7, no. 2, pp. 225-229.
- [81] H. Ying , (1998), " Sufficient conditions on uniform approximation of multivariate functions by general Takagi-Sugeno fuzzy systems with linear rule consequent", *IEEE Transactions on systems man and cybernetics*, Vol. 55, No. 1, pp. 515-520.
- [82] Y.-C. Chang and H.M. Yen,(2009), " Robust tracking control for a class of uncertain electrically driven robots", *Published in IET Control Theory and Applications*,Vol. 3, pp. 519–532.
- [83] Wu. Dongrui , W. Wan Tan,(2006)," Genetic learning and performance evaluation of interval type-2 fuzzy logic controllers", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*,Vol. 19 ,pp. 829–841.
- [84] C. Abdallah, D. Dawson, P. Dorato, M. Jamshidi, (1991), " Survey of robust control for rigid robot", *IEEE Control Syst. Mag*, Vol.11, pp.24–30 .
- [85] H.G. Sage, D. Mathelin, E. Ostertag, (1999)," Robust control of robot manipulators: a survey", *Int. J. Control*,Vol. 72, pp.1498–1522 .
- [86] M.M. Fateh,(2010), " Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model", *Nonlinear Dyn.* Vol.61, N.o.4, pp.655–666 .
- [87] L. Wang,(1996), A Course in Fuzzy Systems and Control.Prentice-Hall, New York .
- [88] P.A. Loannou and J. Sun, (2003), *Robust Adaptive Control*, Prentice Hall.

- [89] Y. C. Chang, (2001), " Adaptive fuzzy-based tracking control for nonlinear SISO systems via VSS and approaches", *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, vol. 9, no. 2, pp. 278–292.
- [90] H.wang, J.P., Kim, E,(2006)," Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst*. Vol.14, N.o.2, pp. 232–247 .
- [91] J. Pil Hwang and E. Kim, (2006)," Robust Tracking Control of an Electrically Driven Robot: Adaptive Fuzzy Logic Approach", *IEEE transactions on fuzzy systems*, Vol. 14, NO. 2,pp. 234-239.
- [92] C. Kwan, F.L. Lewis , D.M. Dawson ,(1998), " Robust neural-network control of rigid-link electrically driven robots", *IEEE Trans.Neural Netw*, Vol.9, pp. 581–588.
- [93] J Astrom,(1990), " *Advanced PID Control*", John Wiley & Sons,
- [94] A. Heidar , D. Misir, D. Feigenpan and G. Chen, (1997)," Fuzzy PID control of a flexible-joint robot arm with uncertainties from time-varying loads", *IEEE transactions on control systems technology*, Vol. 5, pp. 371- 378.
- [95] A. Tanius and M. Mossad, Ph.D theses,(1994), " Motion and Force Control of Flexible Joint Robot Manipulators", McMaster University,1994.
- [96] A. Alin and H. Gerd ,(2001)," A globally stable state feedback controller for flexible joint robots", *Advanced Robotics*, Vol. 15, No. 8, pp. 799– 814.
- [97] F. Ghorbel, M.W. Spong, (1992)," Adaptive Integral Manifold Control of flexible joint Manipulators", *Proc. IEEE Int. Conf. Rob. Autom* , pp.45-57.

Abstract:

Due to the increasing importance of robots in today's life, the use of robots with light weight, small size, higher speed, more accuracy and greater power is required. Since the rigid and heavy robots are not effective to perform well in advanced applications, it is very desirable to use flexible robotic manipulators. In the meantime, in order to produce high torque in low speed using transmission system is inevitable. The major root for flexibility is using harmonic drive in the transmission system. By joint flexibility we mean that the motor position and joint angle are not related through a simple gain but instead there is a dynamic relation between them. This can be modeled in the simplest way as a torsional spring. On the other hand, joint flexibility makes the system under actuated in which the number of control inputs is less than the number of degree of freedoms (DOFs). So one cannot use each input to control a related DOF. These problems have been challenged many researchers through the last two decades and yet it is an open problem.

This thesis is devoted to the type-2 fuzzy control of flexible joint robots by considering the stability problem and actuator saturation. Moreover, a systematic design methodology is provided to demonstrate how this proposed method can be extended to robots with multi degree of freedom while still ensuring that stability is guaranteed. To overcome the complexity of the robot manipulators dynamics, we use voltage control strategy. Compared to torque control strategy, voltage control is simpler, less computational and more efficient because of not using the robot model. The implementation of torque control strategy has two major drawbacks. First, torque control laws are inherently involved in complexity of the manipulator dynamics characterized by nonlinearity, largeness of model, coupling, uncertainty and joint flexibility. Second, actuator dynamics may be excluded from the controller design.

Another issue addressed in this thesis is to investigate the applicability and capability of type-2 fuzzy system in the estimation of uncertainties. As a new approach, adaptive type-2 fuzzy system is successfully used as an uncertainty estimator in robotic system. A problem that has not been addressed so far in this area. It is verified that the proposed adaptive type-2 fuzzy system can model the uncertainty as a nonlinear function of the joint position error

and its time derivative. The proposed adaptive type-2 fuzzy system has an advantage that does not employ all system states to estimate the uncertainty. Since uncertainty may include parametric uncertainty, unmodeled dynamics and external disturbances, control system is capable of overcoming the uncertainties in the wide range. The design includes two interior loops: the inner loop controls the motor position using the proposed adaptive type-2 fuzzy control while the outer loop controls the joint angle of the robot using an adaptive proportional-integral-derivative (PID) controller. By defining proper sliding condition using gradient descent there PID control gains are updated.

Furthermore, to better examine the performance of the type-2 fuzzy controller, a type-1 fuzzy controller is also designed and their performances in the face of unmodeled dynamics are compared. Simulation results show that type-2 fuzzy control can be an effective way to overcome the uncertainties in the wide range.

Keywords: Type-2 fuzzy control; Flexible-joint robots; Uncertainty estimation



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

**Designing Intelligent Type-2 Fuzzy Control for Flexible-Joint
Robots**

Majid Moradi Zirkohi

Supervisor:

Prof. Mohammad Mehdi Fateh

Advisor:

Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli

February 2013