



دانشکده مهندسی، برق و رباتیک
گروه کنترل

کنترل فازی تطبیقی بازوی ماهرربات در فضای کار

دانشجو: آرزیتا آذر فر

استاد راهنما:

دکتر محمد مهدی فاتح

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد کنترل

شهریور ۱۳۸۸

تقدیم به

پدر

و مادر

آنان که وجودم برایشان همه رنج بود و وجودشان برایم همه مهر،

مویشان سپیدگشت تا رویم سپید بماند.

توانشان رفت تا به توانایی برسم.

آنان که فروغ نگاهشان، گرمی کلامشان و روشنی رویشان سرمایه های جاودانی زندگی من است.

بادلی مملو از عشق، محبت و خضوع بردستانشان بوسه می زنم.

سپاس

فراوان از زحمات بی دریغ استاد

جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح

که همواره راهگشای کارم بودند و در تمام مراحل این پایان نامه مرا یاری نمودند.

و با تشکر فراوان از تمامی اساتید گروه کنترل

جناب آقایان دکتر طوسیان شاندیز ، دکتر حداد و دکتر صدرنیا

و تمام عزیزانی که در دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود همراه ما بودند.

چکیده

با صنعتی شدن عصر حاضر، پیشرفت‌های چشمگیری در زمینه کنترل ردگیری موقعیت ربات در فضای مفصلی پدید آمده است. ربات‌های صنعتی معمولاً با کیفیت خوبی ساخته می‌شوند. اما برای رسیدن به این کیفیت بالا، هزینه‌های زیادی به سیستم تحمیل می‌شود، که باعث افزایش قیمت سیستم خواهد شد. می‌توان هزینه افزایش کیفیت را با طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم‌تر و با کارایی بهتر جبران کرد. دو مسئله اساسی در کنترل ربات این است که ۱- با توجه به سیستم شدیداً غیر-خطی ربات و کوپلینگ بین مفاصل و همچنین وجود عدم قطعیت، ارائه یک مدل ریاضی دقیق برای چنین سیستم پیچیده‌ای بسیار مشکل خواهد بود. بنابراین عملکرد تکنیک‌های کنترلی مدل مبنا در فرایند‌های با سرعت و شتاب بالا، به شدت تحت تاثیر این عدم قطعیت‌ها می‌باشد. ۲- در شرایط وجود عدم قطعیت، به دلیل استفاده از سینماتیک ربات، ردگیری دقیق در فضای مفصلی، نمی‌تواند ردگیری دقیق فضای کار را تضمین نماید. بنابراین در این پایان نامه کنترل فازی تطبیقی در فضای کار را برای مسائل کنترل ربات پیشنهاد و پیاده سازی کرده‌ایم. دانش افراد خبره درباره دینامیک‌های سیستم و استراتژی‌های کنترل می‌تواند با کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی ترکیب شود که به عنوان مزیت کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی کلاسیک محسوب شود. در این راستا دو روش فازی تطبیقی به صورت موردی بر روی ربات پیوما ۵۶۰ پیاده سازی شده است. روش اول یک روش جدید کنترل فازی تطبیقی با ضرائب متغیر است که به صورت نوآوری در این رساله ارائه شده است. روش دوم، روشی مرسوم در کنترل فازی تطبیقی است که تا کنون برای سیستم‌های دیگر پیاده شده است، و در این پایان‌نامه در حوزه رباتیک بر روی ربات پیوما به کار گرفته شده است. این دو روش شبیه‌سازی و خطای ردگیری و مقاوم بودن دو روش با یکدیگر مقایسه شده است. در مرحله بعد، این دو روش با استراتژی ژاکوبین وارون، برای کنترل در فضای کار استفاده شد. نتایج شبیه‌سازی‌ها کارایی سیستم‌های فازی تطبیقی را در کنترل ربات، چه در فضای مفصلی و چه در فضای کار، تأیید می‌کند.

کلمات کلیدی:

بازوی ربات، کنترل فازی، فازی خود تنظیم، روش فازی تطبیقی مستقیم، فضای کار، کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم غیرخطی، کنترل مفصل مستقل، استراتژی ژاکوبی وارون

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- 1- M. M. Fateh, A. Azarfar , "Improving fuzzy control of robot manipulator via increasing scaling factors", *The second international symposium on intelligent informatics*, September 2009 , China

فهرست مطالب

۱	فصل اول:مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۳	۲-۱ کنترل فازی تطبیقی
۵	۱-۲-۱ مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم های فازی غیر تطبیقی
۵	۲-۲-۱ مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم های تطبیقی کلاسیک
۶	۳-۱ کنترل ربات در فضای کار
۹	۴-۱ مروری بر ساختار پایان نامه

فصل دوم:مروری بر کنترل فازی تطبیقی متعارف

۱۱	۱-۲ مقدمه
۱۱	۲-۲ طبقه بندی سیستمهای فازی تطبیقی
۱۳	۳-۲ کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۱۴	۱-۳-۲ طراحی قاعده تطبیق
۱۸	۴-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۲۰	۵-۲ کنترل کننده فازی تطبیقی ترکیب شده مستقیم/ غیر مستقیم
۲۲	۶-۲ کنترل نظارتی برای سیستمهای فازی

۲۴	<u>فصل سوم: معرفی ربات پیوما ۵۶۰</u>
۲۵	<u>۱-۳ مقدمه</u>
۲۶	<u>۲-۳ معرفی ربات</u>
۲۸	<u>۳-۳ سینماتیک مستقیم</u>
۳۱	<u>۱-۳-۳ سینماتیک مستقیم ربات پیوما ۵۶۰</u>
۳۴	<u>۴-۳ سینماتیک معکوس</u>
۳۵	<u>۱-۴-۳ مجزاسازی سینماتیکی</u>
۳۶	<u>۲-۴-۳ سینماتیک وارون ربات پیوما</u>
۳۶	<u>۱-۲-۴-۳ سینماتیک وارون موقعیت</u>
۳۹	<u>۲-۲-۴-۳ سینماتیک وارون جهت</u>
۴۰	<u>۵-۳ سینماتیک سرعت و ژاکوبین بازوی مکانیکی ماهر</u>
۴۳	<u>۱-۵-۳ ژاکوبین ربات پیوما ۵۶۰</u>
۴۴	<u>۲-۵-۳ تکین‌ها</u>
۴۵	<u>۶-۳ فضای کاری ربات</u>
۴۷	<u>۷-۳ معادلات حرکت ربات</u>
۴۹	<u>فصل چهارم: کنترل ربات در فضای مفصلی</u>
۵۰	<u>۱-۴ مقدمه</u>

۵۲	۲-۴ کنترل فازی تطبیقی ربات با ضرائب مقیاسی متغیر
۵۳	۱-۲-۴ کنترل کننده فازی اصلی
۵۶	۲-۲-۴ افزایش ضرائب مقیاسی ورودی در گروه صفر
۵۷	۳-۲-۴ نتایج شبیه‌سازی بر روی ربات پیوما
۵۹	۱-۳-۲-۴ بررسی دفع اغتشاش
۶۴	۴-۲-۴ افزایش ضریب مقیاسی خروجی در گروه صفر
۶۷	۳-۴ کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات پیوما
۷۴	۱-۳-۴ بررسی دفع اغتشاش
۷۶	۴-۴ مقایسه و نتیجه‌گیری
۷۷	فصل پنجم: کنترل ربات در فضای کار
۷۸	۱-۵ مقدمه
۷۹	۲-۵ مقایسه روش فضای کار با روشهای مبتنی بر مفصل
۸۱	۳-۵ روش کنترلی ژاکوبی وارون
۸۲	۱-۳-۵ پیاده سازی روش کنترلی ژاکوبی وارون بر روی ربات پیوما
۸۴	۲-۳-۵ روش کنترل فازی تطبیقی با ضرائب متغیر در فضای کار
۸۶	۱-۲-۳-۵ مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت سینماتیکی
۸۸	۳-۳-۵ روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار
۹۲	۴-۳-۵ تعمیم روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار

۹۵ ۱-۴-۳-۵ پیاده سازی روش تعمیم یافته بر روی ربات پیوما

۱۰۰ ۴-۵ جمع بندی و نتیجه گیری

۱۰۱ فصل ششم: نتیجه گیری

۱۰۲ ۱-۶ جمع بندی و نتیجه گیری

۱۰۴ ۲-۶ پیشنهادات

۱۰۵ فهرست منابع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱ سیستم کنترل فازی تطبیقی ۴
- شکل ۱-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم ۱۷
- شکل ۲-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم ۲۰
- شکل ۳-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی ترکیب مستقیم/غیرمستقیم ۲۲
- شکل ۱-۳ ربات پیوما ۵۶۰ ۲۶
- شکل ۲-۳ پیکربندی بازوی پیوما ۲۷
- شکل ۳-۳ پیکربندی مچ کروی پیوما ۲۷
- شکل ۴-۳ انتخاب دستگاه‌های مختصات و تعیین پارامترهای دناویت هارتنبرگ ۳۱
- شکل ۵-۳ بازوی پیوما ۵۶۰ در حالت صفر [Matlab Robotic Toolbox] ۳۲
- شکل ۶-۳ مدل ساده شده ربات پیوما بدون در نظر گرفتن انحراف رابط یک ۳۶
- شکل ۷-۳ مدل سه مفصل اول ربات پیوما با انحراف شانه ۳۷
- شکل ۸-۳ پیکربندی بازوی راست ربات پیوما ۳۷
- شکل ۹-۳ صفحه متشکل از رابط دوم و سوم ربات پیوما ۳۸
- شکل ۱۰-۳ چهار راه حل برای سینماتیک وارون ربات پیوما ۳۹
- شکل ۱۱-۳ ارتباط فضای کار با فضای مفصلی ۴۱
- شکل ۱۲-۳ فضای کاری قابل دسترس ربات پیوما در مختصات دکارتی (کره توپر نمیباشد) ۴۶
- شکل ۱۳-۳ دید بالایی از فضای کاری قابل دسترس ربات پیوما در مختصات دکارتی ۴۶

- شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام کلی کنترل ۵۲
- شکل ۴-۲ توابع تعلق ورودی ۵۳
- شکل ۴-۳ رویه قوانین تعریف شده برای سیستم فازی ۵۵
- شکل ۴-۴ دیاگرام قاعده تطبیق ۵۶
- شکل ۴-۵ مسیر مطلوب ردگیری ۵۸
- شکل ۴-۶ ، الف- گشتاورهای وارد بر سه مفصل بازو ب- گشتاورهای وارد بر سه مفصل مچ ۵۸
- شکل ۴-۷ الف- خطای ردگیری مربوط به مفصل بازو ب- خطای ردگیری مربوط به مفصل مچ ۶۰
- شکل ۴-۸ خطای ردگیری برای سه مفصل بازو، مفصل ۲ بدون مکانیسم افزایش گین ۶۱
- شکل ۴-۹ مکانیسم ضرایب مقیاسی ۶۲
- شکل ۴-۱۰ ولتاژ موتورها ۶۲
- شکل ۴-۱۱ بررسی تأثیر اغتشاش بزرگ در سیستم ۶۳
- شکل ۴-۱۲ خطای ردگیری با مکانیسم افزایش ضریب خروجی ۶۴
- شکل ۴-۱۳ خطای ردگیری، مفصل ۲ بدون مکانیسم افزایش ضریب خروجی میباشد ۶۵
- شکل ۴-۱۴ مکانیسم ضرایب مقیاسی خروجی ۶۶
- شکل ۴-۱۵ ولتاژ موتورها ۶۶
- شکل ۴-۱۶ توابع تعلق ورودیها ۶۷
- شکل ۴-۱۷ توابع تعلق اولیه خروجی ۶۸
- شکل ۴-۱۸ خطای ردگیری با $\gamma = 2$ ۷۰
- شکل ۴-۱۹ خطای ردگیری با $\gamma = 10$ ۷۱
- شکل ۴-۲۰ خطای ردگیری با $\gamma = 50$ ۷۲
- شکل ۴-۲۱ ولتاژ موتورها با $\gamma = 2$ ۷۳
- شکل ۴-۲۲ ولتاژ موتورها با $\gamma = 10$ ۷۳
- شکل ۴-۲۳ ولتاژ موتورها با $\gamma = 20$ ۷۳
- شکل ۴-۲۴ خطای ردگیری برای مفصل بازو، مفصل ۲ بدون قاعده تطبیق میباشد ۷۵

- شکل ۴-۲۵ مراکز تابع تعلق خروجی مربوط به قانون مرتبط با گروههای صفر فازی ورودی..... ۷۵
- شکل ۴-۲۶ ولتاژ موتورها برای مفاصل بازو در حضور اغتشاش..... ۷۶
- شکل ۵-۱ روش مبتنی بر مفصل با مسیر مرجع در فضای کار..... ۷۹
- شکل ۵-۲ روش کنترل در فضای کار..... ۸۰
- شکل ۵-۳ کنترلکننده ژاکوبی وارون..... ۸۱
- شکل ۵-۴ مسیر دایره ای مرجع برای ردگیری ربات..... ۸۴
- شکل ۵-۵ ردگیری کامل مسیر دایره‌ای توسط نقطه انتهایی ربات..... ۸۴
- شکل ۵-۶ الف- خطای ردگیری ربات در فضای دکارتی ب- بزرگنمایی خطا..... ۸۵
- شکل ۵-۷ خطای اعمال شده به کنترلکننده مفاصل..... ۸۶
- شکل ۵-۸ ردگیری نقطه انتهایی ربات..... ۸۷
- شکل ۵-۹ خطای ردگیری در فضای دکارتی..... ۸۷
- شکل ۵-۱۰ ردگیری مسیر توسط نقطه انتهایی ربات..... ۸۹
- شکل ۵-۱۱ خطای ردگیری در فضای دکارتی..... ۸۹
- شکل ۵-۱۲ ولتاژ موتورها..... ۸۹
- شکل ۵-۱۳ خطای ردگیری در فضای دکارتی در حضور عدم قطعیت..... ۹۱
- شکل ۵-۱۴ ولتاژ موتورها در حضور عدم قطعیت، سیستم عملاً از کنترل خارج شده است..... ۹۱
- شکل ۵-۱۵ خطای ردگیری در فضای دکارتی..... ۹۶
- شکل ۵-۱۶ ردگیری نقطه انتهایی ربات..... ۹۶
- شکل ۵-۱۷ ولتاژ اعمالی به موتورها..... ۹۷
- شکل ۵-۱۸ خطای ردگیری در فضای دکارتی با حضور ۵۰٪ عدم قطعیت..... ۹۸
- شکل ۵-۱۹ ولتاژ اعمال به موتورها در حضور عدم قطعیت..... ۹۸
- شکل ۵-۲۰ - تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی سیستم فازی به تفکیک هر مفصل..... ۱۰۰

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۳ پارامترهای دناویت هارتنبرگ ربات پیوما ۳۲

جدول ۱-۴ پارامترهای موتور ربات پیوما ۶۸

جدول ۲-۴ قوانین فازی کنترل‌کننده اصلی ۵۵

جدول ۳-۴ قوانین فازی ۶۸

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

امروزه از رباتها به طور گسترده، برای کارهای صنعتی ساده با تکرارپذیری بالا که نیازمند تقابل کمی بین ربات با محیط است، استفاده می گردد. مطلوب است که قابلیت های ربات را توسعه داده و از آنها در موارد پیچیده تر که به طور کل، نیازمند حرکت های دقیق تر و سریعتر و عکس العمل بیشتر با محیط است استفاده نماییم.

ربات های صنعتی معمولاً با کیفیت خوبی ساخته می شوند. این ربات ها صحت، دقت و تکرارپذیری بالایی از خود نشان می دهند. در نتیجه کنترل کننده های رایج PID عملکرد خوبی مخصوصاً در کنترل نقطه به نقطه ارائه می دهند [1]. اما برای رسیدن به این کیفیت بالا هزینه های زیادی به سیستم تحمیل می شود که باعث افزایش قیمت سیستم خواهد شد. می توان هزینه افزایش کیفیت را با طراحی کنترل کننده های مقاوم تر و با کارایی بهتر جبران کرد. با توجه به سیستم شدیداً غیر خطی ربات و کوپلینگ بین مفاصل و همچنین وجود عدم قطعیت، ارائه یک مدل ریاضی دقیق برای چنین سیستم پیچیده ای بسیار مشکل خواهد بود. بنابراین عملکرد تکنیک های کنترلی مدل مبنا در فرایند های با سرعت و شتاب بالا، به شدت تحت تاثیر این عدم قطعیت ها می باشد. لذا روش های مدل مبنا بدون استفاده از روش های مقاوم [2] برای غلبه بر عدم قطعیت ها کارایی خوبی ندارند. کنترل مقاوم بازوی ربات می تواند پایداری سیستم را تضمین و عملکرد رضایت بخشی از خود نشان دهد [3]. اما طراحی این چنین کنترل کننده هایی به راحتی صورت نمی گیرد. در مقابل کنترل کننده های فازی طراحی ساده تری دارند و می توانند سیستم های پیچیده را با حضور عدم قطعیت کنترل کنند [4]. طراحی سیستم های فازی به اطلاعات دقیق از مدل سیستم نیازمند نمی باشد. این روش های هوشمند از اطلاعات افراد خبره برای تشکیل قوانین زبانی فازی استفاده می کند. به این دلیل است که کنترل

فازی برای کنترل ربات، مورد توجه محققین زیادی قرار گرفته است [8], [7], [6], [5]. در ادامه فصل، مقدماتی بر سیستم کنترل فازی تطبیقی و اصول کنترل در فضای کار ارائه می‌شود.

۱-۲ کنترل فازی تطبیقی

اهمیت کنترل‌کننده فازی هنگامی مشخص می‌شود که عدم قطعیت‌ها با تغییرات پارامترها، دینامیک-های مدل نشده و اغتشاش خارجی در سیستم وجود دارد. در این صورت با به‌کارگیری کنترل‌کننده تطبیقی فازی می‌توان بر عدم قطعیت‌ها غلبه نمود. یک کنترلر تطبیقی به طور کلی کنترلری است که بتواند با توجه به تغییرات سیستم تحت کنترل یا تغییرات در محیط، رفتار کنترلی خود را تنظیم کند. بعضی دلایل استفاده از کنترل تطبیقی به صورت زیر است :

۱- خصوصیات و پارامترهای سیستم تحت کنترل تغییر کند.

۲- خصوصیات محیط و اغتشاشات تغییر کند.

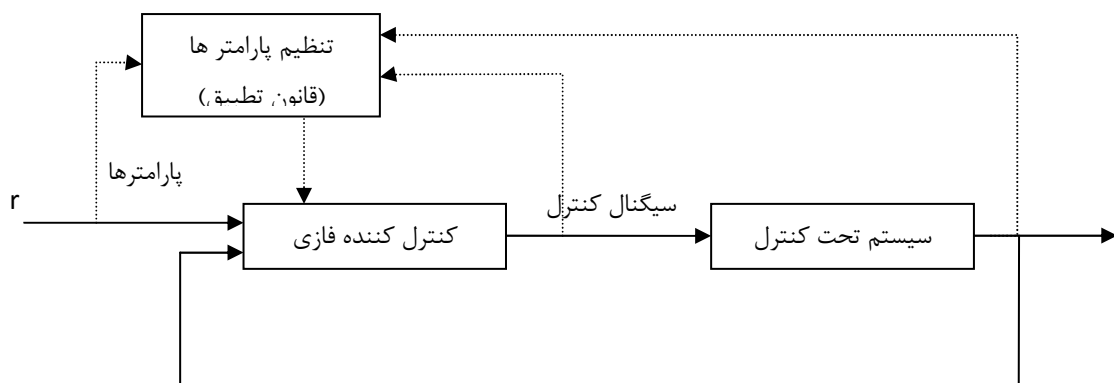
عموماً هدف اصلی سیستم تطبیقی عبارت از ثابت نگه داشتن کارایی یک سیستم در حضور این عدم قطعیت‌ها می‌باشد. بنابراین کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد.

کنترلرهای فازی تطبیقی اولین بار در نیمه دوم دهه ۱۹۷۰ توسط ممدانی و دانشجویانش ارائه شد و بعدها پیشرفت‌های قابل توجهی نمود. این کنترلرها برای پایدارسازی سیستم‌هایی با زمان مرده زیاد استفاده شد [9]. پس از آن کاربردهای زیادی از این سیستم‌ها با توجه به این ایده که سیستم‌های غیرخطی زیادی می‌توانند با دقت دلخواه توسط سیستم‌های فازی تقریب زده شود [10]، ارائه شد. در مقایسه با سیستم‌های تطبیقی کلاسیک که نیازمند پارامتریزه کردن خطی توابع بازگشتی می‌باشد که در صورت وجود بسیار طولانی و خسته‌کننده خواهد بود، سیستم‌های فازی تطبیقی لزوماً نیازمند آن نخواهند بود. با توجه به این حقیقت Wang به عنوان یکی از اولین‌ها، نتایج تحقیقات کاربردی

خود را در زمینه کنترل فازی تطبیقی در دهه ۹۰ در [11]، [12] و [4] ارائه داد. پس از آن Passino در ادامه، نتایج کارهای خود را مخصوصاً در زمینه طراحی کنترل فازی تطبیقی با شبکه‌های عصبی در [13] و [14] ارائه کرد.

Chen در [15] سیستم‌های فازی تطبیقی را با روش‌های کنترلی H_∞ تلفیق کرد تا کارایی سیستم کنترلی را بهبود بخشد، این روش را بر روی ربات پیاده‌سازی کرد و نتایج ارزشمندی در [16]، [17] ارائه کرد. پس از آن کنترل فازی تطبیقی پیشرفت‌های زیادی نمود و برای سیستم‌های متفاوتی، به خصوص برای ردگیری سیستم‌های غیرخطی [18] طراحی شد. روش‌های فازی تطبیقی بر اساس مود لغزشی ارائه شد و مورد توجه محققین زیادی در کنترل ربات قرار گرفت [19]، [20]، [21].

ساختار اصلی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی در شکل ۱-۱ نشان داده شده است. ساختار کنترل کننده از دو بخش تشکیل می‌شود، حلقه داخلی یک حلقه فیدبکی معمولی است و حلقه خارجی پارامترهای کنترلر را تنظیم می‌کند. سیگنال r به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده آل که سیستم کنترل فازی بایستی پیروی نماید، استفاده می‌گردد. فرض می‌شود سیستم تحت کنترل دارای اجزایی ناشناخته باشد. کنترل کننده‌های فازی از سیستم‌های فازی ساخته می‌شوند که پارامترهای آن قابل تنظیم می‌باشند. قاعده تعدیل، پارامترها را به صورت برخط چنان تنظیم می‌کند که خروجی سیستم تحت کنترل، خروجی مطلوب را دنبال نماید.



شکل ۱-۱ سیستم کنترل فازی تطبیقی

۱-۲-۱ مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم های فازی غیر تطبیقی

تفاوت اصلی بین سیستم های کنترل فازی تطبیقی و سیستم های فازی غیر تطبیقی عبارتند از: ۱- پارامترهای کنترل کننده های فازی در سیستم کنترل فازی تطبیقی در طی عملیات زمان حقیقی تغییر می کنند، در حالی که در کنترل کننده فازی غیر تطبیقی ثابت خواهند بود. ۲- یک جز اضافی به نام قاعده تعدیل در سیستم کنترل فازی تطبیقی اضافه می شود تا پارامترهای کنترل کننده فازی را تنظیم کند.

مزیت های اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل کننده فازی غیر تطبیقی عبارتند از: ۱- عملکرد و کارایی بهتری دارند زیرا کنترل کننده فازی تطبیقی می تواند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم نماید. ۲- دانش کمتری از سیستم تحت کنترل لازم می باشد، چرا که قاعده تعدیل می تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک نماید.

معایب اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل فازی غیر تطبیقی عبارتند از: ۱- تحلیل نتایج سیستم کنترل مشکل است زیرا سیستم کنترل نه تنها غیر خطی بلکه متغیر با زمان نیز می باشد. ۲- پیاده سازی آن گران و پرخرج است.

۱-۲-۲ مقایسه کنترل فازی تطبیقی و سیستم های تطبیقی کلاسیک

کنترل فازی تطبیقی و کنترل تطبیقی متعارف دارای تفاوت ها و شباهت هایی هستند. این دو در موارد زیر با هم مشابه هستند: ۱- ساختار پایه و اصول کم و بیش یکسان می باشند. ۲- ابزارهای ریاضی مورد استفاده در تحلیل و طراحی مشابه است.

تفاوت های اصلی عبارتند از : ۱- کنترل کننده های فازی دارای یک ساختار غیرخطی خاص می- باشند که برای سیستم های متفاوت یکسان است، در حالیکه ساختار یک کنترل کننده تطبیقی کلاسیک از سیستمی به سیستم دیگر متفاوت است. ۲- دانش کارشناسی درباره دینامیک های سیستم و استراتژی های کنترل می تواند با کنترل کننده های فازی تطبیقی ترکیب شود، ولی چنین دانشی در سیستم های کنترل تطبیقی کلاسیک در نظر گرفته نمی شود. تفاوت دوم مزیت اصلی کنترل فازی تطبیقی نسبت به کنترل تطبیقی کلاسیک را مشخص می نماید.

۳-۱ کنترل ربات در فضای کار

در بیشتر کاربردهای ربات، مسیر مطلوب بخش انتهایی بازو معمولاً در مختصات فضای کار مشخص می شود. هدف اصلی کنترل موقعیت در فضای کار این است که ربات مسیر مطلوب را برای بخش انتهایی بازو ردیابی کند. این در حالی است که تا کنون اکثر کنترل کننده های ربات در فضای مفصلی تعریف شده است. در روش کنترل ربات در فضای مفصلی، ابتدا باید با حل مسئله سینماتیک معکوس مسیر مطلوب را در مختصات مفصلی تعریف کرد. ولی در روش کنترل در فضای کار نیاز به حل مسئله سینماتیک معکوس نداریم و اطلاعات مربوط به فضای کار مستقیماً در قانون کنترل فیدبک استفاده می شود .

با تمام پیشرفت های چشمگیری که در زمینه کنترل موقعیت بازوی ربات در فضای مفصلی پدید آمده است، هنوز هم ردگیری دقیق ربات در فضای مفصلی نمی تواند ردگیری دقیق در فضای کار را تضمین نماید. زیرا روش های کنترل ربات در فضای مفصلی، برای تعیین موقعیت و جهت مجری نهایی، از مدل سینماتیکی ربات استفاده می کنند. در صورت وجود عدم قطعیت، این مدل دقیق نبوده و در نتیجه خطای حاصل به دلیل نبودن فیدبک از موقعیت مجری نهایی، جبران نمی شود. در حالی که

هدف از کنترل ردگیری، انجام صحیح کار درخواستی از ربات در فضای کار است. بنابراین، کنترل ربات در فضای کار همچنان به عنوان یک مسئله جدید مطرح است.

عدم قطعیت مدل سینماتیکی ربات مسئله سیستم کنترل است زیرا مدل سینماتیکی در روش‌های مفصلی، دقیق در نظر گرفته می‌شود که ضعف روش‌های مفصلی در ردگیری مجری نهایی محسوب می‌گردد و این موضوع، تفاوت اساسی روش کنترل در فضای مفصلی را با روش کنترل در فضای کار نشان می‌دهد. بنابراین، در روش کنترل در فضای کار برای دستیابی به موقعیت مجری نهایی باید آن را مستقیماً اندازه گرفت تا تاثیر خطای مدل سینماتیک ربات محفوظ بماند. مشخصات فضای کار ربات با یک سنسور از قبیل سیستم های بینایی ماشین ، سیستم های اندازه گیری الکترومغناطیسی یا سیستم های ردگیری لیزری ، اندازه گیری می شود و انتخاب یکی از این روش ها به کاربرد و نوع ربات بستگی دارد.

در سالهای اخیر افراد متعددی در زمینه کنترل ربات در فضای کار کار کرده اند. در سال ۱۹۸۱ ، برای پرهیز از محاسبات سینماتیک معکوس، [22] با استفاده از ماتریس انتقال ژاکوبین، کنترل کننده-ای برای تنظیم موقعیت ربات در فضای دکارتی ارائه داد. در ابتدا روش‌های کنترلی مختلفی با دانستن اطلاعات دقیق از دینامیک و سینماتیک سیستم، برای کنترل در فضای کار ارائه شد [23], [24], [25]. اما داشتن اطلاعات دقیق سیستم همواره امکان پذیر نیست مخصوصاً زمانی که ربات بار نامعلومی با طول و جهت نامشخصی حمل می‌کند [26]. بسیاری از روش‌های کنترلی در فضای کار مانند [27] [28] , [29], [30], [31] در حضور عدم قطعیت‌های سینماتیکی، کارایی خوب خود را از دست داده و حتی ممکن است ناپایدار شود. زیرا در این صورت نه محاسبات سینماتیکی معکوس و نه ماتریس ژاکوبین دقیق نیست.

[32] روشی تطبیقی برای ردگیری بازوی رباتیک در فضای عملیاتی ربات ارائه دادند که این روش نیازمند محاسبات سنگینی برای شناسایی معادلات دینامیکی ربات بود. کنترل ربات های چند رابط

در فضای کار با توجه به عدم قطعیت های موجود و توانایی فیدبک گرفتن مستقیم از نقطه کار مورد توجه محققین قرار گرفته است [33]. این کنترل کننده ها با اطلاعات کم از معادلات دینامیکی ربات با بهره گیری از تئوری لیاپانوف همگرایی خطای ردگیری را به سمت صفر تضمین می کنند [34]. استفاده از رویت گره های اغتشاش در فضای کار برای مقاوم سازی پیشنهاد شده است [35]. از ماتریس های انتقال ژاکوبین قابل تنظیم برای مقاوم سازی و تئوری لیاپانوف برای حفظ پایداری سیستم در کنترل در فضای کار استفاده شده است [36]. کنترل فضای کار ربات به صورت تطبیقی با حضور عدم قطعیت در سینماتیک، دینامیک بازو و دینامیک راه انداز، ارائه شده است [37].

تبدیل فضا در سیستم کنترل ضروری است زیرا محرکه ها در فضای مفصلی عمل می کنند، ولی کنترل کننده ها در فضای کار فرموله می گردند و خروجی کنترل کننده بایستی به فضای مفصلی منتقل گردد [38]. چنانچه کنترل کننده ها در فضای مفصلی فرموله گردد باید فیدبک ها از فضای کار به فضای مفصلی منتقل گردد. بنابراین، تبدیل فضا اجتناب ناپذیر است و به عنوان مسئله کنترل باید حل شود. برای تبدیل فضا از ماتریس ژاکوبین ربات استفاده می شود و این تبدیل با مشکل عدم قطعیت در ماتریس ژاکوبین مواجه است. طراحی قانون کنترل مقاوم در فضای کار با توجه به دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین، فضای تحقیقاتی جدیدی را باز نموده است و روش های متفاوتی برای جبران آن ارائه شده است [39], [34].

طراحی مسیر در فضای کار، متفاوت با فضای مفصلی است. طراحی مسیر با در نظر گرفتن مدل سینماتیکی و دینامیکی ربات، برای اجرای کاری مشخص انجام می گردد. طبیعی است که این مسیر بایستی در فضای کاری و مورد دسترس ربات تعریف شود. لازم است تا مسیر مرجع تعریف شده، هموار باشد و از نقاط تکین عبور نکند زیرا در نقاط تکین کنترل ربات از دست می رود. بررسی وضعیت تکین نیز یک مسئله کنترل است [40]. بررسی نقاط تکین نیز متکی بر اطلاعات ماتریس

ژاکوبین می‌باشد. بنابراین عدم قطعیت ماتریس ژاکوبین، یک مبحث جدید را در تعیین وضعیت تکین باز می‌کند.

شناسایی مدل سینماتیکی و ژاکوبین ربات و کاربرد آنها در سیستم کنترل نیز مطرح شده‌اند [41] ، [42]. ماتریس ژاکوبین در طراحی مسیر هموار، تعیین حالت تکین و تبدیل فضا به کار می‌رود و از مدل سینماتیکی در تعیین مجری نهایی استفاده می‌شود. بنابراین، تحقیق در مورد تعیین مدل مناسب سینماتیکی ربات و ماتریس ژاکوبین حائز اهمیت است.

در این پایان‌نامه از روش‌های فازی تطبیقی برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها و کنترل ربات در فضای کار استفاده شده است.

۴-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه

موضوع این پایان‌نامه، کنترل فازی تطبیقی موقعیت بازوی ماهر رباتیک در فضای کار است، که به‌طور موردی بر روی ربات صنعتی پیوما ۵۶۰ با شش درجه آزادی پیاده‌سازی شده است. هدف از این پایان‌نامه کاربرد روش کنترل فازی تطبیقی در رباتیک و کنترل ربات در فضای کار است. بنابراین در فصل دوم این پایان‌نامه به بررسی روش‌های فازی تطبیقی ارائه شده در [4] می‌پردازیم. سینماتیک مستقیم، معکوس، ژاکوبین و مدل ربات پیوما در فصل سوم مورد بررسی قرار می‌گیرد. فصل چهارم مربوط به کنترل ربات در فضای مفصلی است. دو روش کنترلی در فضای مفصلی بر روی ربات پیاده‌سازی و مقایسه شده است. فصل پنجم به کنترل ربات پیوما در فضای کار می‌پردازد. نتیجه‌گیری و مقایسه در فصل ششم آورده شده است.

فصل دوم

مروری بر کنش‌های فیزیکی تطبیقی متعارف

۲-۱ مقدمه

در این فصل، به بررسی روش‌های کنترل فازی تطبیقی متعارف می‌پردازیم. در بخش دوم طبقه‌بندی این نوع سیستم‌ها که به صورت کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم، غیرمستقیم و سیستم‌های ترکیبی مستقیم/غیرمستقیم است، ارائه شده است. روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در این پایان‌نامه مورد استفاده قرار گرفته است و در بخش سوم این فصل شرح داده شده است. در بخش چهارم و پنجم مروری کوتاه بر سیستم‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم و ترکیبی آورده شده است. اگرچه این سیستم‌ها خواص همگرایی خوبی دارند، لیکن برای تضمین پایداری جامع سیستم‌های غیرخطی و متغیر با زمان در بخش ششم فصل، روش کنترل نظارتی برای تضمین کراندار بودن همه متغیرها به صورت ایده بیان شده است.

۲-۲ طبقه بندی سیستم‌های فازی تطبیقی

از نقطه نظر مفهومی، هر سیستم کنترل حداقل دارای یک سیستم تحت کنترل و یک کنترل‌کننده می‌باشد. بنابراین دانش بشری در مورد یک سیستم کنترل می‌تواند به دو دسته تقسیم شود: دانش سیستم و دانش کنترل. در چهارچوب کنترل فازی، این دو نوع از دانش بشری به صورت زیر مشخص می‌شوند:

دانش سیستمی: قواعد اگر-آنگاه فازی که رفتار سیستم ناشناخته را شرح می‌دهند.

دانش کنترلی: قواعد کنترل فازی که مشخص می‌نمایند در هر وضعیت، چه عمل کنترلی بایستی اتخاذ گردد.

بسته به اینکه چه نوع دانش بشری مورد استفاده قرار می‌گیرد و با توجه به ساختار کنترل کننده فازی، کنترل فازی تطبیقی به سه دسته تقسیم بندی می‌شود:

کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم: کنترل کننده فازی تعدادی سیستم فازی را شامل می‌شود که این سیستم‌های فازی (در ابتدا) از روی دانش سیستمی ساخته می‌شوند. به عبارتی در کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم، سیستم فازی به عنوان بخشی از مدل سیستم تحت کنترل مورد استفاده قرار می‌گیرد.

کنترل فازی تطبیقی مستقیم: کنترل کننده فازی تنها یک سیستم فازی می‌باشد که در ابتدا از دانش کنترلی ساخته می‌شود. به عبارتی دیگر اگر سیستم با منطق فازی به عنوان کنترل کننده استفاده شود، کنترل فازی تطبیقی مستقیم نامیده می‌شود.

کنترل فازی ترکیب مستقیم و غیر مستقیم: کنترل فازی یک متوسط وزن دار شده از کنترل-کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم می‌باشد. بنابراین هر دو دانش سیستمی و دانش کنترلی مورد استفاده واقع می‌گردند.

در حالت کلی سه دسته از پارامترهای سیستم فازی قابل تنظیم و تغییر می‌باشند:

۱- ضرائب مقیاسی (scaling factors)

۲- تعاریف مجموعه های فازی (توابع تعلق)

۳- قواعد اگر-آنگاه فازی

هر کدام از سه مجموعه پارامترهای مذکور در کنترل کننده می‌توانند به عنوان پارامترهای قابل تطبیق در کنترل کننده های فازی تطبیقی مختلف استفاده شوند [43].

سیستم‌های فازی تطبیقی که در آن توابع تعلق یا ضرائب مقیاسی تنظیم می‌شوند، سیستم‌های خود تنظیم (selftuning fuzzy system) نامیده می‌شوند. برای تنظیم این پارامترها می‌توان از قواعد

تطبیق وابسته به مدل، الگوریتم‌های بهینه‌سازی مختلف و شبکه‌های عصبی استفاده کرد. به عنوان اولین‌ها در اوایل دهه ۹۰، [44] و [45] روش‌های مختلفی را برای تنظیم ضرائب مقیاسی بر اساس مدل فرآیند ارائه دادند؛ و اخیراً کاربردهای بسیار موفقی از تنظیم ضرائب مقیاسی و توابع تعلق ارائه شده است [46]، [47]، [43].

نوع دیگری از سیستم‌های فازی تطبیقی، سیستم‌های خودسازمانده (self organizing fuzzy system) هستند که در این سیستم‌ها قواعد اگر-آنگاه فازی مورد تنظیم قرار می‌گیرند. ایده اول برای این نوع سیستم‌ها این بود که قانون مربوط به عملکرد ضعیف کنترل کننده شناسایی و با قانون بهتری جایگزین شود [48]. پس از آن روش‌های مختلفی برای تنظیم این قواعد ارائه شد.

۲-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم

در این روش از یک سیستم فازی منفرد به عنوان کنترل کننده استفاده می‌شود.

هدف کنترل در اینجا، طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد $u = u(Z|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده-آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. بردار Z بردار ورودی‌های سیستم فازی و بردار θ ، بردار پارامترهای مورد تنظیم کنترل کننده می‌باشد. به طور مشخص سیستم فازی $u(Z|\theta)$ از طریق دو گام زیر ساخته می‌شود:

گام اول: برای هر متغیر z_i ورودی ($i = 1, 2, \dots, n$)، m_i مجموعه فازی $A_i^{l_i}$ ($l_i = 1, 2, \dots, m_i$) تعریف می‌کنیم.

گام دوم: سیستم فازی $u(Z|\theta)$ را از $\prod_{i=1}^n m_i$ قاعده زیر می‌سازیم:

اگر $A_1^{l_1}$ ، z_1 است و ... و z_n ، $A_n^{l_n}$ است، آنگاه $\mu_D^{L_1 \dots L_n}$ است.

که $i = 1, 2, \dots, n$ ، $l_i = 1, 2, \dots, m_i$ و $S^{l_1 \dots l_n}$ مجموعه‌های فازی خروجی است. به طور مشخص، با استفاده از موتور استنتاج فازی ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مرکز، رابطه زیر را بدست خواهیم آورد:

$$u(Z|\theta) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]} \quad (1-2)$$

$\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ - مراکز توابع تعلق خروجی - را به عنوان پارامترهای قابل تنظیم انتخاب می‌کنیم و آنها را در بردار $\theta \in R^{\prod_{i=1}^n m_i}$ جمع‌آوری می‌کنیم، کنترل‌کننده فازی به صورت

$$u(Z|\theta) = \theta^T \varepsilon(Z) \quad (2-2)$$

خواهد شد که $\varepsilon(Z)$ یک بردار $\prod_{i=1}^n m_i$ بعدی به صورت زیر است:

$$\varepsilon_{l_1 \dots l_n}(Z) = \frac{[\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i}^{l_i(z_i)}]} \quad (3-2)$$

مقادیر اولیه پارامترها را با استفاده از دانش اولیه یا به صورت تصادفی انتخاب می‌کنیم.

۱-۳-۲ طراحی قاعده تطبیق

فرض کنید سیستم یک سیستم غیرخطی مرتبه n ام می‌باشد که به وسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + bu \quad (4-2)$$

$$y = x \quad (5-2)$$

اگر تابع غیر خطی $f(X)$ مشخص باشد، آنگاه ما می‌توانیم کنترل u را چنان انتخاب نماییم که قسمت غیرخطی را از بین ببرد و کنترل‌کننده را بر پایه تئوری کنترل خطی طراحی کنیم. در حالت خاص، فرض کنید $e = y_m - y = y_m - x$ ، $\mathbf{e} = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$ ، $\mathbf{K} = (k_n, \dots, k_1)^T$ باشند به طوری که همه ریشه‌های چندجمله‌ای $s^n + k_1 s^{n-1} + \dots + k_n$ در نیمه باز چپ صفحه مختلط قرار داشته باشند، و قاعده کنترل را بدین صورت انتخاب کنید:

$$u^* = \frac{1}{b} [-f(X) + y_m^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e}] \quad (6-2)$$

با جایگذاری رابطه بالا سیستم حلقه بسته را به صورت زیر به دست می‌آوریم:

$$e^n + k_1 e^{(n-1)} + \dots + k_n e = 0 \quad (7-2)$$

به دلیل انتخاب k_i ها، داریم $e(t) \rightarrow 0$ هرگاه $t \rightarrow \infty$ ، یعنی خروجی سیستم y به سوی خروجی حقیقی y_m به طور مجانبی همگرا می‌گردد.

حال فرض کنید u^* همان کنترل ایده آل و $u(Z|\theta)$ خروجی کنترل‌کننده فازی باشد، آنگاه معادله دینامیکی حلقه بسته با مرتب سازی به صورت زیر در می‌آید:

$$e^n = -\mathbf{K}^T \mathbf{e} + b[u^* - u(Z|\theta)] \quad (8-2)$$

فرض کنید

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & -k_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \quad (9-2)$$

آنگاه دینامک حلقه بسته میتواند به صورت برداری زیر نوشته شود :

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}[u^* - u(Z|\theta)] \quad (10-2)$$

پارامترهای بهینه را بدین شکل تعریف می‌کنیم:

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \mathbb{R}^n} \prod_{i=1}^n m_i [\sup_{Z \in \mathbb{R}^n} |u(Z|\theta) - u^*|] \quad (11-2)$$

خطای تقریب حداقل عبارت است از :

$$\omega = u(Z|\theta^*) - u^* \quad (12-2)$$

با استفاده از تعریف خطای تقریب حداقل معادله خطا به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + b(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \mathbf{b}\omega \quad (13-2)$$

تابع لیاپانوف زیر را در برای صفر شدن خطا و همگرایی θ به θ^* در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T P \mathbf{e} + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (14-2)$$

γ یک ثابت مثبت و P یک ماتریس مثبت است که معادله لیاپانوف زیر را برآورده می‌کند.

$$\Lambda^T P + P \Lambda = -Q \quad (15-2)$$

Q یک ماتریس مثبت معین دلخواه $n \times n$ می‌باشد.

یادآوری می‌شود که طبق فرض $b > 0$ و در نتیجه آن V مثبت می‌باشد.

با در نظر گرفتن روابط (13-2) و (15-2) خواهیم داشت :

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T Q \mathbf{e} + \mathbf{e}^T P \mathbf{b} [(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \omega] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (16-2)$$

اگر p_n آخرین ستون P باشد، با توجه به $\mathbf{b} = [0, 0, \dots, 0, b]^T$ داریم $\mathbf{e}^T P \mathbf{b} = \mathbf{e}^T p_n b$ بنابراین

مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T [\gamma \mathbf{e}^T p_n \varepsilon(Z) - \dot{\theta}] - \mathbf{e}^T p_n b \omega \quad (17-2)$$

اگر قاعده تطبیق را به صورت زیر انتخاب کنیم

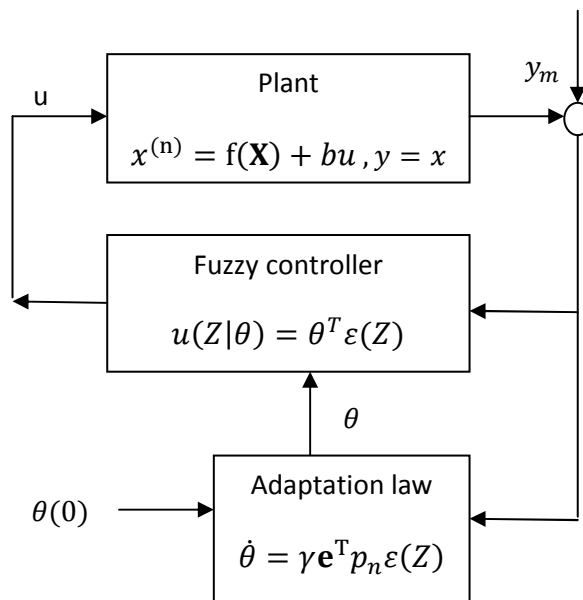
$$\dot{\theta} = \gamma \mathbf{e}^T p_n \varepsilon(Z) \quad (18-2)$$

آنگاه

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} - \mathbf{e}^T p_n b \omega \quad (19-2)$$

کل سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم در شکل ۱-۲ نشان داده شده است.

از آنجائیکه $Q > 0$ و ω خطای تقریب حداقل می‌باشد، می‌توانیم امیدوار باشیم که با طراحی یک سیستم فازی $u(Z|\theta)$ به همراه تعداد قواعد به اندازه کافی بزرگ، ω به اندازه کافی کوچک خواهد شد، به طوری که $\left| \mathbf{e}^T p_n b \omega \right| < \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e}$ ، که $\dot{V} < 0$ را نتیجه خواهد داد.



شکل ۱-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

این روش در طراحی قاعده تعدیل، روش ترکیب لیاپانوف نامیده می‌شود. چرا که هدف ما در این روش حداقل سازی تابع لیاپانوف V می‌باشد.

۲-۴ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

سیستم غیرخطی مرتبه n ام که به وسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \quad (20-2)$$

$$y = x \quad (21-2)$$

از آنجاییکه توابع $f(\mathbf{X})$ و $g(\mathbf{X})$ در سیستم، غیرخطی بوده و نامعلوم فرض می‌گردد، ما با یک مسئله تک‌ورودی تک‌خروجی کاملاً عمومی سروکار داریم. در اینجا نیز هدف ما طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد $u = u(Z|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده‌آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید.

فرض کنید u^* همان کنترل ایده‌آل مطرح شده در کنترل فازی تطبیقی مستقیم باشد که b با $g(x)$ جایگزین شده باشد. داریم:

$$u^* = \frac{1}{g(\mathbf{X})} [-f(\mathbf{X}) + y_m^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e}] \quad (22-2)$$

با توجه به اینکه توابع $f(\mathbf{X})$ و $g(\mathbf{X})$ در سیستم، نامعلوم هستند، لذا کنترل کننده ایده‌آل (۲۲-۲) نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. بنابراین یک ایده معقول جایگزینی $f(\mathbf{X})$ و $g(\mathbf{X})$ بوسیله سیستم‌های فازی $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ می‌باشد که با قواعد اگر-آنگاه فازی ساخته می‌شود. Z بردار ورودی سیستم فازی می‌باشد. از آنجایی که برای ساخت قواعد فازی به دانش سیستمی نیازمندیم و معمولاً تنها

اطلاعات تقریبی در دست داریم لذا سیستم‌های فازی ساخته شده $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ قادر نخواهند بود به اندازه کافی $f(\mathbf{X})$ و $g(\mathbf{X})$ را تقریب بزنند. به منظور بهبود یافتن پاسخ سیستم یک ایده آنست که برخی پارامترها را در $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ آزاد گذاریم تا در طی عملیات بر خط تغییر یابند به طوریکه دقت تقریب همراه با گذشت زمان بهبود یابد. فرض کنید $\theta_f \in R^{M_f}$ و $\theta_g \in R^{M_g}$ به ترتیب پارامترهای آزاد در $\hat{f}(Z)$ و $\hat{g}(Z)$ باشند، بنابراین ما $\hat{f}(Z) = \hat{f}(Z|\theta_f)$ و $\hat{g}(Z) = \hat{g}(Z|\theta_g)$ را در رابطه (۲۲-۲) جایگزین می‌کنیم.

$$u = u_I = \frac{1}{\hat{g}(Z|\theta_g)} [-\hat{f}(Z|\theta_f) + y_m^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e}] \quad (23-2)$$

این کنترل کننده فازی، کنترل کننده معادل قطعی نامیده می‌شود، زیرا اگر \hat{f} و \hat{g} معادل با f و g متناظر خود باشند (که به این مفهوم است که هیچ‌گونه عدم قطعیتی در رابطه با f و g وجود نخواهد داشت)، آنگاه کنترل کننده u_I همان کنترل کننده ایده‌آل u^* رابطه (۲۲-۲) خواهد شد.

همانند روش قبل با اعمال u به سیستم و در نظر گرفتن پارامترهای بهینه (θ_f^*, θ_g^*) و خطای تقریب حداقل و با تعریف تابع لیاپانوف به صورت زیر:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T P \mathbf{e} + \frac{1}{2\gamma_1} (\theta_f - \theta_f^*)^T (\theta_f - \theta_f^*) + \frac{1}{2\gamma_2} (\theta_g - \theta_g^*)^T (\theta_g - \theta_g^*) \quad (24-2)$$

پس از مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف، برای منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف، قاعده تطبیق به صورت زیر خواهد بود. که در این حالت $\mathbf{b} = [0, 0, \dots, 0, 1]^T$ خواهد بود.

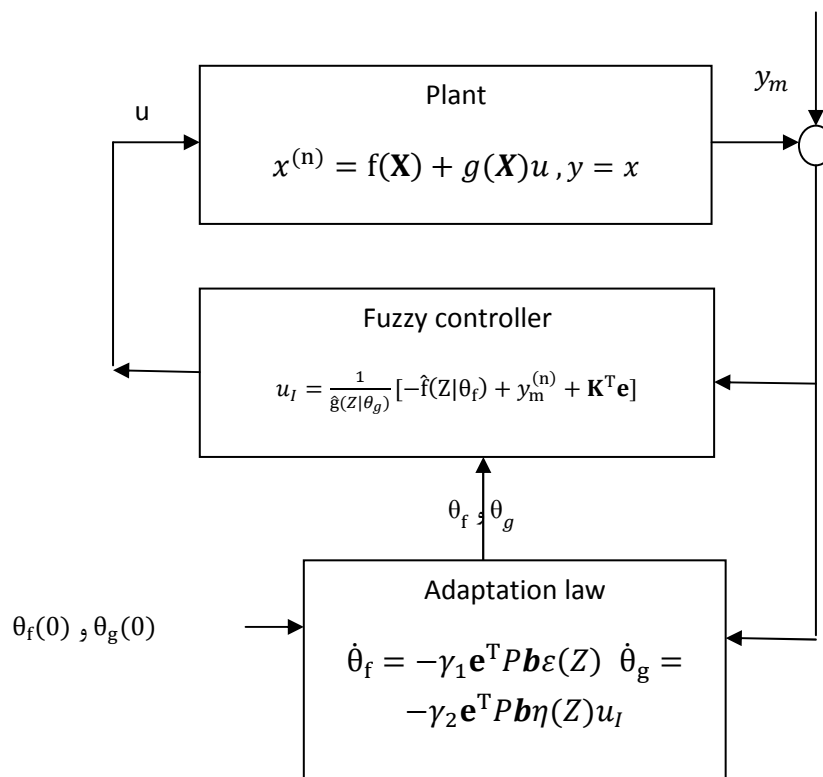
$$\dot{\theta}_f = -\gamma_1 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \varepsilon(Z) \quad (25-2)$$

$$\dot{\theta}_g = -\gamma_2 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \eta(x) u_I \quad (26-2)$$

به طور خلاصه کل سیستم کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم در شکل ۲-۲ نمایش داده شده است. بایستی یادآوری گردد که دانش سیستمی از طریق پارامترهای اولیه $\theta_f(0)$ و $\theta_g(0)$ دخالت داده شده است.

۲-۵ کنترل کننده فازی تطبیقی ترکیب شده مستقیم / غیر مستقیم

کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم می تواند با استفاده از توصیفات زبانی درباره سیستم (دانش سیستمی) ساخته شود. در صورتی که کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم می تواند قواعد کنترل زبانی (دانش کنترلی) را مورد استفاده قرار دهد. کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم/غیر مستقیم ترکیب شده، قادر خواهد بود هر دو نوع اطلاعات زبانی را استفاده نماید.



شکل ۲-۲ سیستم کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

هدف ما در این قسمت عبارت است از ترکیب این دو کنترل کننده و طراحی یک قاعده تطبیق به منظور تنظیم پارامترها در کنترل کننده، به طوری که خروجی سیستم حلقه بسته، خروجی ایده آل را دنبال نماید. فرض کنید u^* همان کنترل ایده آل مطرح شده در روشهای قبل با $b=I$ باشد. داریم:

$$u^* = -f(\mathbf{X}) + y_m^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e} \quad (27-2)$$

بنابراین کنترل کننده فازی غیرمستقیم به صورت زیر خواهد بود.

$$u_{12} = -\hat{f}(X) + y_m^{(n)} + \mathbf{K}^T \mathbf{e} \quad (28-2)$$

و کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم را به صورت زیر تعریف می کنیم.

$$u_3 = u_D(Z|\theta_D) \quad (29-2)$$

که u_D یک سیستم فازی مشابه با کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم طراحی شده در بخش قبل می باشد. بنابراین یک انتخاب خوب از کنترل کننده نهایی می تواند به صورت میانگین وزن دار شده u_{12} و u_3 باشد. کنترل کننده نهایی عبارت است از

$$u = \alpha u_{12} + (1 - \alpha) u_3 \quad (30-2)$$

که $\alpha \in [0,1]$ یک فاکتور وزنی می باشد. اگر دانش سیستمی مهم تر و معتبرتر از دانش کنترلی باشد، بایستی مقدار بزرگی برای α انتخاب کنیم و در غیر این صورت باید مقدار کوچک تری برای α در نظر گرفت. با توجه به توضیحات قبل، قاعده تطبیق به صورت زیر خواهد بود.

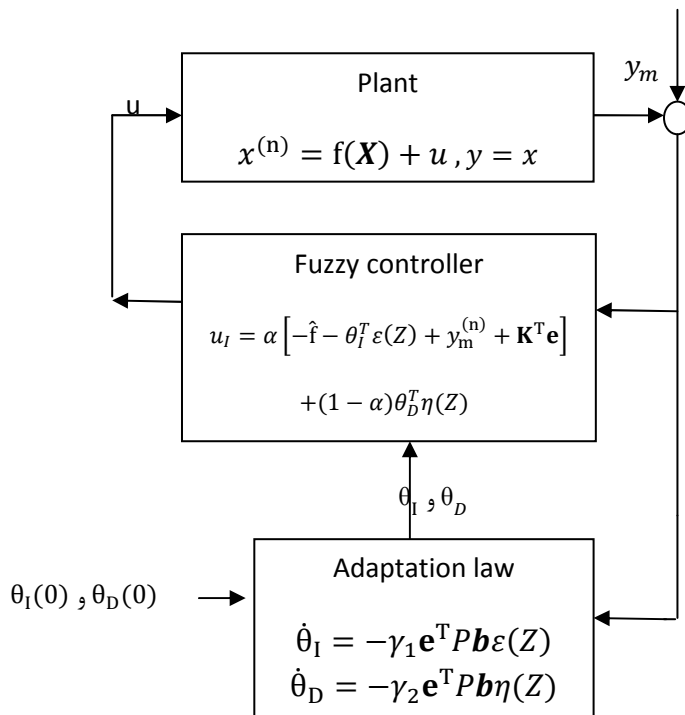
$$\dot{\theta}_I = -\gamma_1 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \varepsilon(Z) \quad (31-2)$$

$$\dot{\theta}_D = -\gamma_2 \mathbf{e}^T P \mathbf{b} \eta(Z) u_I \quad (32-2)$$

به طور خلاصه، سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم/غیر مستقیم ترکیب شده در شکل ۲-۳ نشان داده شده است.

۲-۶ کنترل نظارتی برای سیستم‌های فازی

در روش‌های قبل فرض کردیم اگر همه متغیرهای درگیر محدود باشند و خطای تقریب حداقل به صورت مربع انتگرال پذیر باشد آنگاه خطای ردیابی به صفر همگرا می شود. از آنجاکه سیستم‌های فازی تقریب‌زننده‌های کلی می‌باشند، می‌توانیم با قواعد بیشتری سیستم‌های فازی بسازیم که حداقل خطای تقریب را به‌طور دلخواهی کوچک نماید. برای تضمین محدودیت همه متغیرها از ایده کنترل نظارتی استفاده می‌کنیم. با توجه به این‌که ما قصد داریم تا عمل کنترل اصلی توسط کنترل کننده فازی به انجام رسد، لذا شایسته است که کنترل کننده سطح دوم به عنوان یک حامی و حافظ



شکل ۲-۳ سیستم کنترل فازی تطبیقی ترکیب مستقیم/غیر مستقیم

کنترل کننده اصلی باشد. بنابراین کنترل کننده سطح دوم را چنان انتخاب می‌کنیم تا در راه نظارت بر کنترل به صورت زیر به کار رود: در صورتی که کنترل کننده فازی به خوبی کار نماید، کنترل کننده سطح دوم عملیاتی را انجام نمی‌دهد، اما اگر سیستم کنترل فازی منجر به ناپایداری گردد، کنترل-کننده سطح دوم شروع به کار نموده و امکان پایداری را تضمین می‌نماید. از این رو کنترل کننده سطح دوم، کنترل کننده نظارتی نام‌گذاری می‌شود. جزئیات این روش در [4] ارائه شده است.

فصل سوم

معرفی ربات پیوما

۳-۱ مقدمه

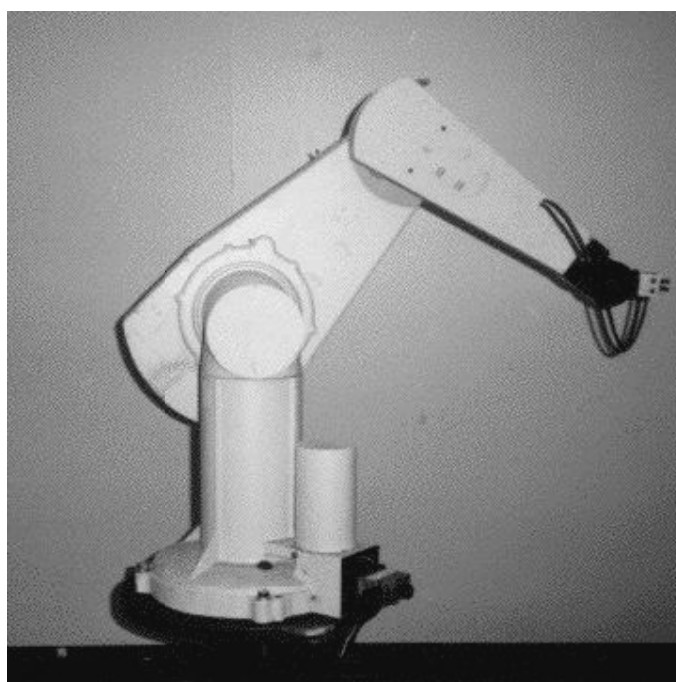
رباتیک یکی از میدان‌های فناوری جدید می‌باشد که از مرزهای مهندسی سنتی عبور می‌کند. ربات پیوما یکی از رایج‌ترین ربات‌های مورد استفاده در صنعت است. برای کنترل این ربات نیازمند دانستن مشخصات سینماتیکی و دینامیکی آن هستیم. سینماتیک علم حرکت است که حرکت را بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجاد کننده آن، مطالعه می‌کند. در محدوده علم سینماتیک، مکان، سرعت، شتاب و همه مشتق‌های مرتبه بالاتر از متغیرهای مکان (نسبت به زمان یا هر متغیر یا متغیرهای دیگر) بررسی می‌شود. بدین ترتیب، سینماتیک بازوهای مکانیکی ماهر همه ویژگی‌های هندسی و وابسته به زمان حرکت را در بر می‌گیرد. رابطه بین این حرکت‌ها و نیروها و گشتاورهای ایجاد کننده آنها به علم دینامیک مربوط می‌شود.

در این فصل ابتدا به معرفی ربات پیوما خواهیم پرداخت. محاسبه سینماتیک مستقیم ربات در بخش سوم فصل آورده شده است. پس از آن سینماتیک وارون را مورد بررسی قرار می‌دهیم. ژاکوبین بازوی ماهر به عنوان مبنای سینماتیک سرعت در بخش پنجم این فصل بررسی می‌شود. کل حجم جارو شده توسط مجری نهایی، فضای کاری ربات نامیده می‌شود. این فضا به وسیله هندسه بازوی ماهر و هم چنین توسط محدودیت‌های مکانیکی مفاصل، مقید می‌شود. فضای کاری ربات پیوما در بخش ششم فصل مورد بحث قرار گرفته است و در آخر معادلات حرکت ربات آورده شده است.

۲-۳ معرفی ربات

بزرگ‌ترین ناحیه کاری کاربردهای ربات در بخش مونتاژ است. بنابراین، ربات‌ها با توجه به کاربرد، اغلب به صورت ربات مونتاژکار یا ربات غیر مونتاژکار دسته بندی می‌شوند [49]. ربات پیوما^۱ (ماشین قابل برنامه‌ریزی همه منظوره برای مونتاژ) یکی از رایج‌ترین ربات‌های مونتاژکار در جهان است. این ربات توسط Vic Schienman طراحی و در اواسط دهه ۷۰ میلادی با سرمایه گذاری شرکت جنرال موتور در موسسه MIT ساخته شد. پس از آن برای سال‌های زیادی شرکت Unimation، این ربات را به صورت تجاری تولید کرد و اخیراً مجوز ساخت آن به شرکت‌های دیگر واگذار شده است.

ربات پیوما ۵۶۰ - از سری ربات‌های پیوما- دارای شش مفصل است. این ربات در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. تعداد مفاصل، درجه آزادی (DOF) بازوی مکانیکی ماهر را معین می‌کند.

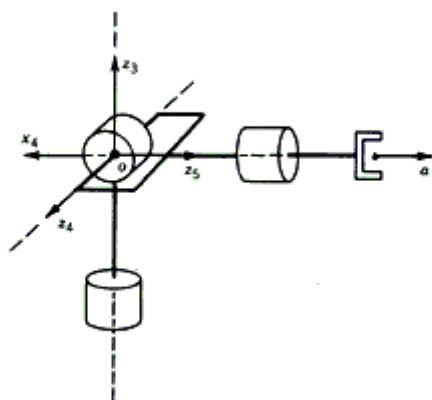


شکل ۱-۳ ربات پیوما ۵۶۰

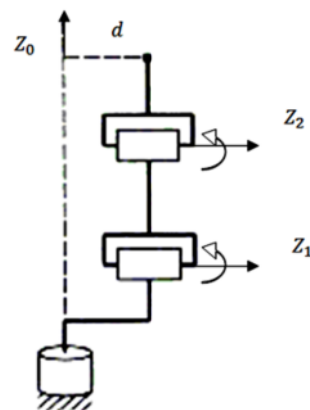
^۱ PUMA (Programmable Universal Machine for Assembling)

تمام مفاصل از نوع لولایی می‌باشند. این مفاصل با موتورهای مغناطیس دائم به حرکت در می‌آیند. موتورها از طریق چرخ‌دنده به رابط‌های مفاصل متصل می‌شود به طوری که دینامیک ربات به صورت بار دینامیکی موتور محسوب می‌شود. هر مفصل با موتور و کنترل‌کننده مربوط به خود تنظیم می‌شود. سه مفصل اول مربوط به بازوی ربات و برای موقعیت‌یابی استفاده می‌شود. سه مفصل آخر، مربوط به مچ و برای جهت‌یابی کاربرد دارد. با کمتر از شش درجه آزادی، بازو به هر نقطه در محیط کار با زاویه دلخواه نخواهد رسید.

پیکر بندی ربات پیوما مشابه با بازوی ماهر هنرمند به همراه مچ کروی است. این پیکره به تفکیک مچ و بازو در شکل ۲-۳ و ۳-۳ مشخص شده است.



شکل ۳-۳ پیکر بندی مچ کروی ربات پیوما



شکل ۲-۳ پیکر بندی بازوی پیوما

در ترکیب بازو، محورهای مفاصل Z_1 و Z_2 موازی هستند و Z_1 و Z_2 بر Z_0 عمود هستند. این ترکیب آزادی حرکت نسبتاً زیادی در یک فضای فشرده را فراهم می‌کند [49].

در مچ کروی، محورهای مفاصل مچ در نقطه‌ای مشترک تقاطع دارند که مرکز مچ نامیده می‌شود. این مرکز در شکل ۳-۳ (نقطه O) مشخص شده است. مچ کروی به طور چشمگیری محاسبات سینماتیک را ساده می‌سازد و امکان مجزا سازی تعیین موقعیت و جهت را تا حد زیادی فراهم می‌کند. بنابراین تعداد درجه آزادی جهت به درجات آزادی مچ بستگی دارد. ربات پیوما با سه درجه

آزادی در بازو و سه درجه آزادی در مچ ، می تواند به هر نقطه دلخواه در فضای کاری با جهت مطلوب برسد.

۳-۳ سینماتیک مستقیم

به دنبال هر حرکت ربات یک سری از معادلات و ارزیابی های هندسی پیچیده وجود دارد که دینامیک حرکت را توصیف می کند. تعیین موقعیت و جهت مجری نهایی به ازای متغیرهای مفاصل ربات، مسئله سینماتیک مستقیم است. متغیرهای مفاصل، همان زوایای بین رابط ها در مفاصل چرخان یا لولایی و طول رابط در مفاصل لغزشی یا کشویی هستند. در مقابل سینماتیک وارون به این صورت بیان می شود : به ازای موقعیت و جهت مورد نظر برای مجری نهایی ربات، متغیر های مفاصل را تعیین کنید. برای بدست آوردن سینماتیک مستقیم ربات فرض کنید یک ربات $n+1$ رابط، از شماره ۰ تا n دارد که با پایه ربات به عنوان رابط صفر شروع می شود. مفاصل از شماره های ۱ تا n شماره بندی می شوند و مفصل i ام نقطه ای در فضا است که رابط های $i-1$ و i در آن نقطه به هم متصل می شوند. متغیر مفصل i ام با q_i نمایش داده می شود. در مرحله بعد یک دستگاه مختصات به هر رابط به صورت صلب متصل می شود. اولین دستگاه مختصات به پایه متصل می شود و دستگاه صفر نامیده می شود. سپس دستگاه های ۱ تا n را طوری انتخاب می کنیم که دستگاه i به طور صلب متصل به رابط i باشد. این بدان معنی است که در هر حرکتی که ربات انجام می دهد، مختصات هر نقطه روی رابط i ، وقتی در دستگاه مختصات i بیان می شود ثابت است.

یک دستورالعمل متداول برای تعیین دستگاه های 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 می شود.

$$A_i = T_{z,\theta_i} T_{z,d_i} T_{x,a_i} T_{x,\alpha_i}$$

$$= \begin{bmatrix} C\theta_i & -S\theta_i & 0 & 0 \\ S\theta_i & C\theta_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C\alpha_i & -S\alpha_i & 0 \\ 0 & S\alpha_i & C\alpha_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \cos \alpha_i & \sin \theta_i \sin \alpha_i & a_i \cos \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \cos \alpha_i & -\cos \theta_i \sin \alpha_i & a_i \sin \theta_i \\ 0 & \sin \alpha_i & \cos \alpha_i & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

که در آن چهار کمیت θ_i ، α_i ، d_i و a_i پارامترهای رابط i و مفصل i هستند. a_i طول، α_i پیچش، d_i انحراف و θ_i زاویه نامیده می شوند. $\cos \theta$ و $\sin \theta$ به اختصار با $C\theta$ و $S\theta$ نشان داده شده است. ماتریس A_i تابعی از یک متغیر است، بنابراین برای هر رابط سه تا از چهار کمیت فوق ثابت هستند و چهارمین پارامتر θ_i برای مفصل لولایی و d_i برای مفصل کشویی متغیر هستند.

جهت بدست آوردن نمایش سینماتیک مستقیم ربات، طبق الگوریتم ذیل ابتدا دستگاه های مختصات را برای یک ربات با n رابط تعیین کرده و سپس پارامترهای رابط را برای بازوی مورد نظر استخراج کرده و نهایتاً اقدام به محاسبه ماتریس های تبدیل نماییم. مراحل به دست آوردن سینماتیک مستقیم برای هر بازوی ماهر به شرح زیر خلاصه می گردد:

گام ۱: محورهای مفاصل را Z_0, \dots, Z_{n-1} قرار می دهیم.

گام ۲: دستگاه پایه را نصب کنید. مبدأ را در هر جای دلخواه روی محور Z_0 تنظیم کنید. محور X_0, Y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد به طور مناسب انتخاب نمایید.

برای $i = 1, \dots, n - 1$ گام های ۳ تا ۵ را اجرا نمایید.

گام ۳: مبدأ O_i را جایی که خط شامل عمود مشترک Z_i, Z_{i-1} محور Z_i را قطع می کند قرار دهید
اگر Z_i, Z_{i-1} موازی هستند O_i را در محل مفصل i قرار دهید.

گام ۴: x_i را عمود و متقاطع بر Z_{i-1} ، گذرا از نقطه O_i و عمود بر Z_i در نظر بگیرید.

گام ۵: y_i را با در نظر گرفتن جهت راستگرد دستگاه مشخص کنید.

گام ۶: دستگاه مختصات پایانی O_n, x_n, y_n, z_n را تعیین کنید. مبدأ O_n را در انتهای رابط $n-1$ و اغلب به طور متقارن بین انگشتان دست ربات قرار داده می شود. محور Z_n را برای سادگی موازی Z_{n-1} در نظر بگیرید.

گام ۷: جدول پارامترهای رابط $a_i, d_i, \alpha_i, \theta_i$ را تشکیل دهید.

a_i = طول امتداد x_i از O_i تا محل تقاطع محورهای x_i و Z_{i-1}

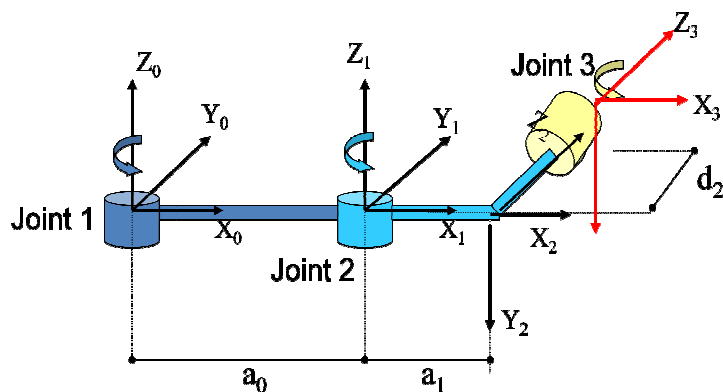
d_i = طول امتداد Z_{i-1} از O_{i-1} تا محل تقاطع محورهای x_i و Z_{i-1} . هرگاه مفصل i کشویی باشد d_i متغیر است.

α_i = زاویه بین Z_i, Z_{i-1} که حول x_i اندازه گیری می شود.

θ_i = زاویه بین x_i, x_{i-1} که حول Z_{i-1} گیری می شود. هرگاه مفصل i لولایی باشد θ_i متغیر است.

گام ۸: ماتریس های تبدیل همگن A_i را با جایگذاری پارامترهای بدست آمده در بالا در معادله ۳-۲ تشکیل دهید.

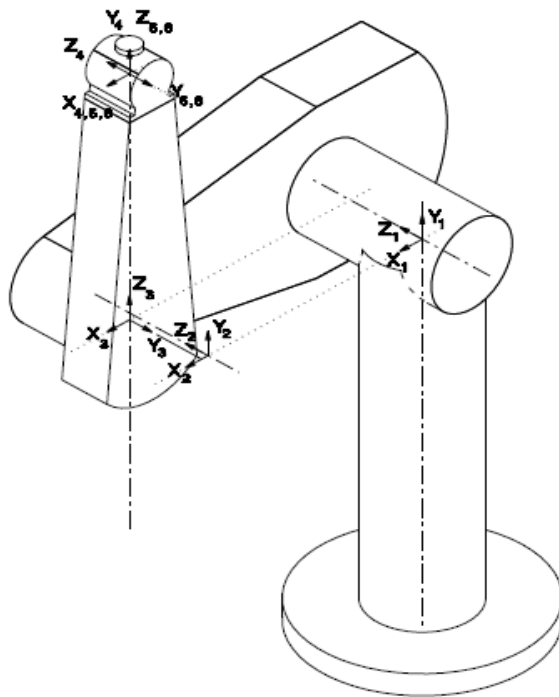
گام ۹: $T_0^n = A_1 \dots A_n$ را تشکیل دهید. این موقعیت و جهت دستگاه مختصات ابزار در دستگاه مختصات پایه را معین می سازد. مثالی از انتخاب دستگاه های مختصات و تعیین پارامترهای مربوطه در شکل ۳-۴ نشان داده شده است.



شکل ۳-۴ انتخاب دستگاه‌های مختصات و تعیین پارامترهای دناویت هارتنبرگ

۳-۳-۱ سینماتیک مستقیم ربات پیوما ۵۶۰

روبات‌هایی که در صنعت مورد استفاده هستند، سال‌هاست که در پیکربندی‌های سینماتیکی گوناگون در دسترس‌اند. اینک از آنچه که تا کنون گفته‌شد، جهت به دست آوردن معادلات سینماتیکی ربات پیوما ۵۶۰ استفاده می‌کنیم. همه مفصل‌های این ربات لولایی، و تعداد درجات آزادی آن شش است. روبات پیوما با دستگاه‌های مختصات رابط‌های آن، در حالتی که کلیه زوایای مفصلی برابر صفرند، در شکل ۳-۵ نشان داده شده است. برای تعیین پارامترهای رابط، دستگاه‌ها را بر طبق دستورالعمل D-H به لینک‌ها متصل می‌کنیم. نحوه اتصال دستگاه به لینک‌ها در شکل ۳-۵ به وضوح دیده می‌شود. پس از تعریف چهارچوب‌های رابط‌ها و به دست آوردن پارامترهای رابط متناظر با آنها، می‌توان به آسانی معادله‌های سینماتیکی را پی‌ریزی کرد. با استفاده از مقادیر پارامترهای رابط، می‌توان ماتریس‌های تبدیل کلی را برای هر رابط محاسبه کرد. مطابق با نحوه اتصال دستگاه‌ها به صورت فوق، پارامترهای رابط به صورت جدول ۳-۱ بدست آمد. با توجه به پارامترهای جدول ۳-۱ ماتریس‌های تبدیل به شرح ذیل می‌باشد.



شکل ۳-۵ بازوی پیوما ۵۶۰ در حالت صفر [Matlab Robotic Toolbox]

جدول (۱-۳) پارامترهای دناویت هارتنبرگ ربات پیوما

Joint i	θ_i	α_i	$a_i(m)$	$d_i(m)$
1	θ_1	90	0	0
2	θ_2	0	0.4318	0
3	θ_3	-90	0.0203	0.15005
4	θ_4	90	0	0.43180
5	θ_5	-90	0	0
6	θ_6	0	0	0

که در آن $a_2 = 0.4318$ ، $a_3 = 0.0203$ ، $d_3 = 0.15005$ و $d_4 = 0.43180$ می-

باشد.

$$T_{i-1}^i = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & -\sin \theta_i \cos \alpha_i & \sin \theta_i \sin \alpha_i & a_i \cos \theta_i \\ \sin \theta_i & \cos \theta_i \cos \alpha_i & -\cos \theta_i \sin \alpha_i & a_i \sin \theta_i \\ 0 & \sin \alpha_i & \cos \alpha_i & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_0^1 = \begin{bmatrix} C\theta_1 & 0 & S\theta_1 & 0 \\ S\theta_1 & 0 & -C\theta_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_1^2 = \begin{bmatrix} C\theta_2 & -S\theta_2 & 0 & a_2 C\theta_2 \\ S\theta_2 & C\theta_2 & 0 & a_2 S\theta_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_2^3 = \begin{bmatrix} C\theta_3 & 0 & -S\theta_3 & a_3 C\theta_3 \\ S\theta_3 & 0 & C\theta_3 & a_3 S\theta_3 \\ 0 & -1 & 0 & d_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_3^4 = \begin{bmatrix} C\theta_4 & 0 & S\theta_4 & 0 \\ S\theta_4 & 0 & -C\theta_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & d_4 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_4^5 = \begin{bmatrix} C\theta_5 & 0 & -S\theta_5 & 0 \\ S\theta_5 & 0 & C\theta_5 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_5^6 = \begin{bmatrix} C\theta_6 & -S\theta_6 & 0 & 0 \\ S\theta_6 & C\theta_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

سپس به وسیله ضرب ماتریس‌های تبدیل رابطه‌ها در یکدیگر، می‌توان ماتریس تبدیل کلی منفردی را که دستگاه مختصات N را به دستگاه صفر مربوط می‌سازد، به دست آورد.

$$T_0^N = T_0^1 T_1^2 \dots T_{N-1}^N \quad (3-3)$$

تبدیل کلی T_0^N ، تابعی از تمام متغیرهای مفصلی (n متغیر) است. چنانچه مکان مفصل‌های ربات توسط حساسه‌های مکانی معین شده‌باشد، می‌توان مکان و جهت‌گیری آخرین رابط را با محاسبه T_0^N در مختصات دکارتی به دست آورد.

۳-۴ سینماتیک معکوس

یافتن متغیرهای مفاصل بر حسب موقعیت و جهت مجری نهایی، مسئله سینماتیک وارون است و بطور کلی مشکل تر از مسئله سینماتیک مستقیم است.

اگرچه مسئله سینماتیک مستقیم همیشه یک حل یگانه دارد که بطور ساده با ارزیابی سینماتیک مستقیم به سادگی به دست می آید، مسئله سینماتیک وارون ممکن است یک جواب داشته باشد و یا نداشته باشد. همچنین اگر جواب وجود دارد ممکن است یگانه یا غیر یگانه باشد. وجود یا عدم وجود جواب، به فضای کاری بازوی مکانیکی ماهر بستگی دارد. به بیان ساده، فضای کاری حجمی از فضاست که مجری نهایی بازو قادر است آن را تحت پوشش قرار دهد. شرط وجود جواب آن است که نقطه تعیین شده به عنوان هدف، در محدوده فضای کاری باشد. به علاوه از آنجا که معادلات سینماتیک مستقیم به طور کلی توابع پیچیده غیرخطی از متغیرهای مفاصل هستند، پاسخ ها در صورت وجود، ممکن است به سختی به دست آیند.

برای حل مسئله سینماتیک وارون بیشتر علاقمند به یافتن حل تحلیلی از معادلات هستیم که به حل عددی ترجیح داده می شود. راه حل های عددی به دو دلیل ترجیح داده می شوند. اولاً در کاربردهای معین نظیر تعقیب خط جوشکاری که موقعیت آن به وسیله سیستم بینایی فراهم می شود معادلات سینماتیک مستقیم باید به سرعت حل شوند، مثلاً در هر ۲۰ میلی ثانیه و داشتن روابط تحلیلی نسبت به جستجوی عددی یک ضرورت عملی است. ثانیاً راه حل های تحلیلی امکان ایجاد قوانین برای انتخاب راه حل ویژه را از بین راه حل های مختلف می دهند.

در عمل وجود راه حل های مسئله سینماتیک وارون بستگی به ملاحظات فنی و ریاضی دارد. برای مثال حرکت مفصل لولایی شاید به کمتر از ۳۶۰ درجه کامل از چرخش محدود شود. بنابراین بعضی راه-حل های ریاضی معادلات سینماتیک به ترکیب فیزیکی قابل تشخیص از بازوی ماهر پاسخ نمی دهند.

هنگامی که یک راه حل برای معادلات ریاضی تعیین شد، باید بیشتر آن را بررسی نمود که آیا همه قیود دامنه‌های ممکن حرکت‌های مفاصل را برآورده می‌سازد.

۳-۴-۱ مجزاسازی سینماتیکی

در بازوی ماهر پیوما با شش مفصل، آخرین سه مفصل در یک نقطه متقاطع هستند. در این صورت مسئله سینماتیک و ارون به دو مسئله ساده تر به صورت سینماتیک و ارون موقعیت و سینماتیک و ارون جهت تقسیم می‌شود. به عبارت دیگر، برای بازوی ماهر با شش درجه آزادی و میج کروی، مسئله سینماتیک و ارون ممکن است به دو مسئله ساده تر، اول یافتن موقعیت محل تقاطع محورهای میج به نام مرکز میج و سپس یافتن جهت میج، تقسیم شود. فرض کروی بودن میج به معنی آن است که در نقطه 0 متقاطع هستند و بنابراین مبدأهای $0_4, 0_5$ که به وسیله D-H علامت گذاری می‌شوند در مرکز میج خواهند بود. نکته مهم این فرض آن است که در سینماتیک و ارون، حرکت سه رابط آخر حول محورهایشان موقعیت 0 را تغییر نخواهد داد. بنابراین موقعیت مرکز میج تابعی از فقط سه متغیر اول خواهد بود. از آنجا که مبدأ دستگاه ابزار 0_6 یک انتقال به طول d_6 در امتداد محور Z_5 از 0 می‌باشد. بردار 0_6 در دستگاه $0_0X_0Y_0Z_0$ عبارت است از:

$$o_6 - o = -d_6 Rk \quad (۴-۳)$$

بنابراین اگر داشته باشیم

$$R_0^6 = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \quad (۵-۳)$$

اگر مولفه های موقعیت مجری نهایی d با d_x, d_y, d_z و مولفه های مرکز میج p_c با p_x, p_y, p_z نشان داده شود، آنگاه داریم :

$$\begin{bmatrix} p_x \\ p_y \\ p_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_x - d_6 r_{13} \\ d_y - d_6 r_{23} \\ d_z - d_6 r_{33} \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

بنابراین موقعیت مرکز مچ با سه مفصل بازوی ربات مشخص می شود. این ماتریس تبدیل R_0^3 را تعیین می نماید. جهت مجری نهایی را نسبت به دستگاه از رابطه زیر تعیین می نماییم:

$$R = R_0^3 R_3^6 \quad (7-3)$$

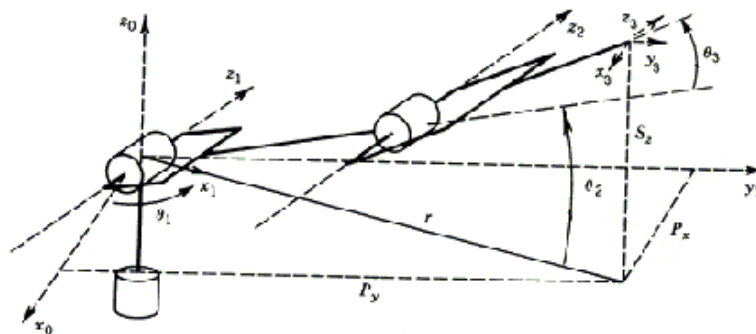
$$R_3^6 = (R_0^3)^{-1} R = (R_0^3)^T R \quad (8-3)$$

سپس آخرین سه زاویه مفاصل مطابق با گروه زوایای اوایلر در ارتباط با تعیین می شود.

۲-۴-۳ سینماتیک وارون ربات پیوما

۱-۲-۴-۳ سینماتیک وارون موقعیت

فرض می شود موقعیت مرکز مچ (نقطه p) در فضای دکارتی بدست آمده است می خواهیم متغیرهای مفصلی را بازای این نقطه بدست آوریم. مدل ساده شده ربات پیوما بدون در نظر گرفتن انحراف رابط یک، مطابق شکل ۶-۳ می باشد.



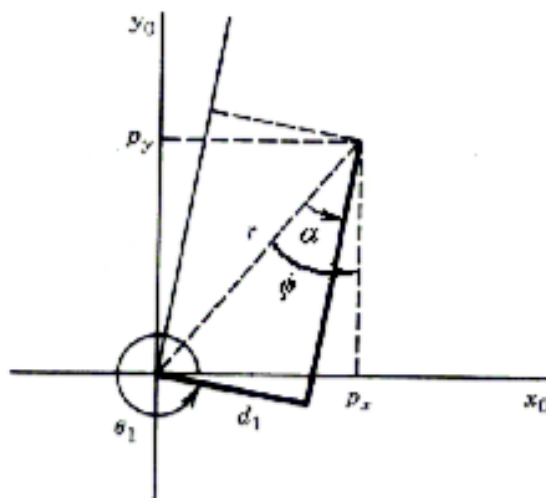
شکل ۶-۳ مدل ساده شده ربات پیوما بدون در نظر گرفتن انحراف رابط یک

وجود یک انحراف در شانه ربات پیوما بین رابط یک و دو ($d_1 \neq 0$) باعث می شود مرکز میچ محور z_0 را قطع نکند. انحراف شانه در شکل ساده شده ۳-۷ مشخص شده است. بنابراین احتمال پیکربندی تکین رایج برای بازوهای هنرمند، برای ربات پیوما وجود ندارد. در این حالت به طور کلی دو راه حل برای θ_1 وجود دارد که به نام های بازوی چپ و بازوی راست نامیده می شود.



شکل ۳-۷ مدل سه مفصل اول ربات پیوما با انحراف شانه

اگر پیکربندی بازوی راست را در نظر بگیریم مطابق با شکل ۳-۸ داریم :



شکل ۳-۸ پیکربندی بازوی راست ربات پیوما

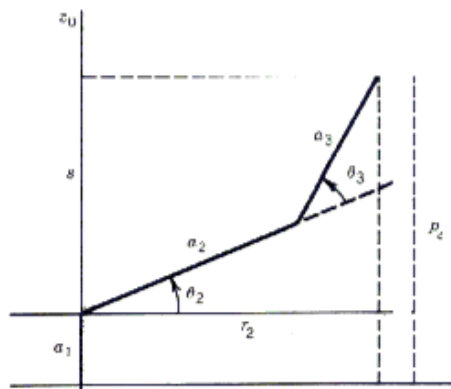
$$\theta_1 = \emptyset - \alpha \quad (9-3)$$

$$\emptyset = \text{Atan}(p_x, p_y) \quad (10-3)$$

$$\alpha = \text{Atan}(d_1, \sqrt{r^2 - d_1^2}) = \text{Atan}(d_1, \sqrt{p_x^2 + p_y^2 - d_1^2}) \quad (11-3)$$

$$\theta_1 = \text{Atan}(p_x, p_y) - \text{Atan}(d_1, \sqrt{r^2 - d_1^2}) = \text{Atan}(d_1, \sqrt{p_x^2 + p_y^2 - d_1^2}) \quad (12-3)$$

در تعیین زوایای θ_2, θ_3 برای بازوی پیوما به ازای θ_1 معلوم، به صفحه ای توجه می کنیم که به وسیله رابط های دوم و سوم مطابق شکل ۹-۳ تشکیل می شود.



شکل ۹-۳ صفحه متشکل از رابط دوم و سوم ربات پیوما

$$\cos \theta_3 = \frac{r^2 + s^2 - a_2^2 - a_3^2}{2a_2a_3} = \frac{p_x^2 + p_y^2 + (p_2 - d_1)^2 - a_2^2 - a_3^2}{2a_2a_3} = D \quad (13-3)$$

$$\theta_3 = \text{Atan}(D, \pm \sqrt{1 - D^2}) \quad (14-3)$$

و به طور مشابه برای θ_2 داریم :

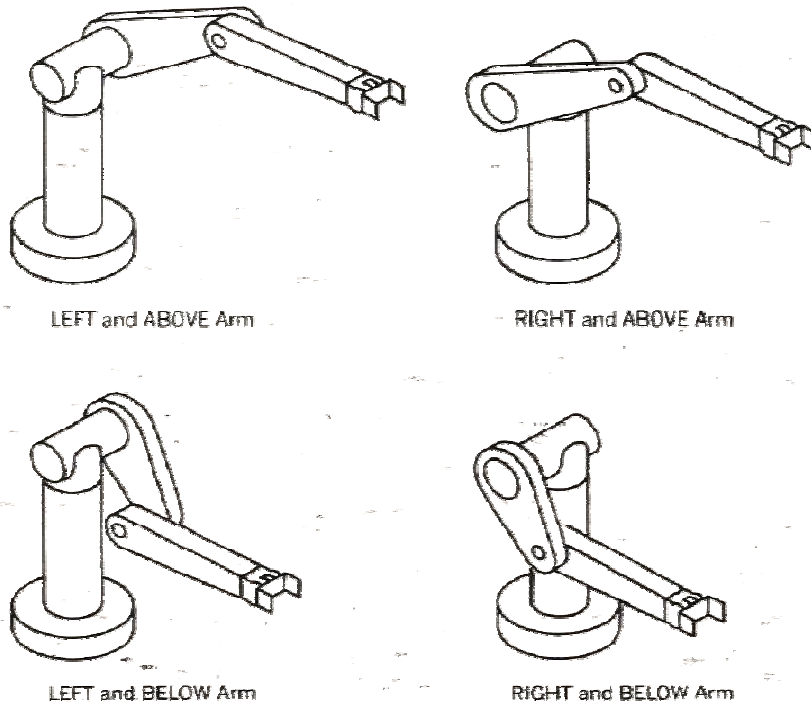
$$\theta_2 = \text{Atan}(r, s) - \text{Atan}(a_2 + a_3 \cos \theta_3, a_3 \sin \theta_3)$$

$$= \text{Atan}\left(\sqrt{p_x^2 + p_y^2}, p_z - p_1\right) - \text{Atan}(a_2 + a_3 c_{\theta_3}, a_3 s_{\theta_3}) \quad (15-3)$$

دو راه حل برای θ_3 به ترتیب به حالت آرنج-بالا و حالت آرنج-پایین مربوط می شود. بنابراین در حالت کلی چهار راه حل برای سینماتیک وارون موقعیت پیوما وجود دارد که به حالت های دست چپ - آرنج بالا ، دست چپ - آرنج پایین ، دست راست - آرنج بالا ، دست راست - آرنج پایین مربوط می شوند. این چهار حالت در شکل ۱۰-۳ نشان داده شده است.

۲-۲-۴-۳ سینماتیک وارون جهت

در سینماتیک وارون موقعیت، مقادیر سه متغیر اول مربوط به یک موقعیت داده شده از مرکز مچ را تعیین می شود. سینماتیک وارون جهت، یافتن مقادیر سه متغیر آخر مربوط به جهت داده شده نسبت به دستگاه مختصات $O_3X_3Y_3Z_3$ می باشد. برای یک مچ کروی این موضوع می تواند به عنوان مسئله یافتن گروه زوایای اویلر مربوط به ماتریس دوران داده شده R باشد.



شکل ۳-۱۰ چهار راه حل برای سینماتیک وارون ربات پیوما

از سینماتیک مستقیم ماتریس R_3^6 برای ربات پیوما را به صورت زیر داریم:

$$R_3^6 = \begin{bmatrix} c_4 c_5 c_6 + s_4 s_6 & -c_4 c_5 s_6 + s_4 c_6 & c_4 s_5 \\ s_4 c_5 c_6 - c_4 c_6 & -s_4 c_5 s_6 - c_4 c_6 & s_4 s_5 \\ s_5 c_6 & -s_5 s_6 & c_5 \end{bmatrix} \quad (16-3)$$

از طرفی با حل سینماتیک وارون موقعیت داریم:

$$R_3^6 = (R_0^3)^T R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{bmatrix} \quad (17-3)$$

از برابر قرار دادن ماتریس ها داریم:

$$\theta_5 = \text{Atan}(r_{33}, \pm\sqrt{1 - r_{33}^2}) \quad (18-3)$$

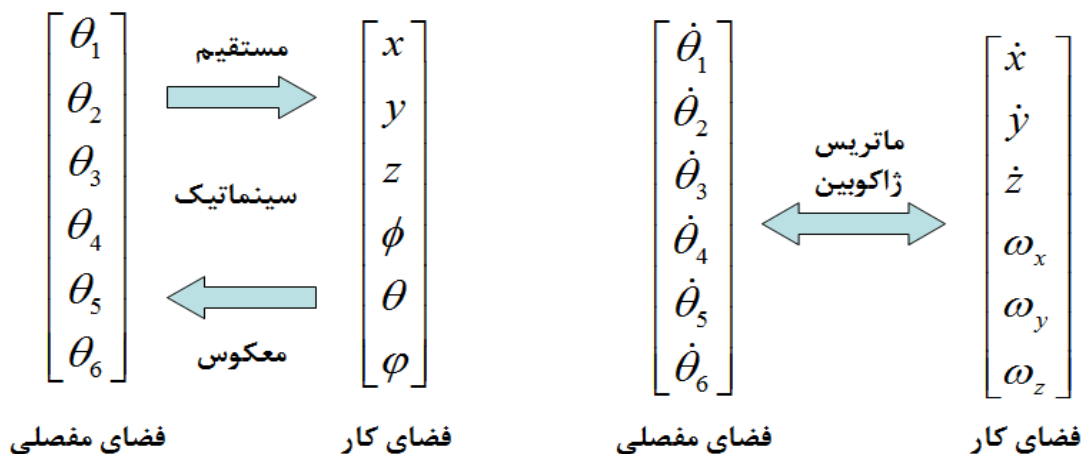
$$\theta_4 = \begin{cases} \text{Atan}(r_{13}, r_{23}) & \text{if } \sin(\theta_5) > 0 \\ \text{Atan}(-r_{13}, -r_{23}) & \text{if } \sin(\theta_5) < 0 \end{cases} \quad (19-3)$$

$$\theta_6 = \begin{cases} \text{Atan}(-r_{31}, r_{32}) & \text{if } \sin(\theta_5) > 0 \\ \text{Atan}(r_{31}, -r_{32}) & \text{if } \sin(\theta_5) < 0 \end{cases} \quad (۳)$$

(۲۰)

۳-۵ سینماتیک سرعت و ژاکوبین بازوی مکانیکی ماهر

از دیدگاه ریاضی، معادلات سینماتیک مستقیم یک تابع بین فضای جهت‌ها و موقعیت‌های دکارتی و فضای موقعیت‌های مفاصل تعریف می‌کند. روابط سرعت به وسیله ژاکوبین این تابع تعیین می‌شوند. این روابط در شکل ۳-۱۱ مشخص شده است. ژاکوبین یک تابع ماتریسی است و می‌تواند به‌عنوان نوعی بردار از مشتق تابع اسکالر تلقی گردد. ژاکوبین یا ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت‌های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌گردد و به صورت مجازی هر جنبه از کارهای رباتیک را پدید می‌آورد. در طراحی و اجرای مسیرهای هموار، در تعیین ترکیب‌های تکین، در اجرای حرکت‌های



شکل ۳-۱۱ ارتباط فضای کار با فضای مفصلی

مختصاتی (مشابه انسان)، در به‌دست آوردن معادلات دینامیکی حرکت، و در تبدیل نیروها و گشتاور-

ها از مجری نهایی به مفاصل بازوی ماهر به‌کار می‌رود.

برای یک بازوی ماهر n رابط ابتدا ژاکوبین و تبدیل لحظه‌ای بین بردار n عضوی سرعت‌های مفاصل و بردار 6 عضوی مشتمل بر سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی را به دست می‌آوریم. بنابراین ژاکوبین یک ماتریس $6 \times n$ است. روش یکسانی برای تعیین تبدیل سرعت‌های مفاصل و سرعت‌های خطی و زاویه‌ای هر نقطه روی بازوی ماهر به کار می‌رود.

به بازوی ماهر n رابط با متغیرهای مفاصل $q_1 \dots q_n$ توجه نمایید. داریم :

$$T_0^n = \begin{bmatrix} R_0^n(q) & d_0^n(q) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (21-3)$$

که تبدیل از دستگاه مختصات مجری نهایی به دستگاه پایه را نشان می‌دهد و $q = (q_1 \dots q_n)^T$ بردار متغیرهای مفاصل است. همان‌گونه که ربات در اطراف حرکت می‌کند، متغیرهای مفاصل q_i و موقعیت مجری نهایی d_0^n و جهت آن R_0^n تابعی از زمان خواهند بود. هدف این بخش ارتباط دادن سرعت‌های خطی و زاویه‌ای مجری نهایی با بردار سرعت‌های مفاصل $\dot{q}(t)$ است. فرض کنید:

$$S(\omega_0^n) = \dot{R}_0^n (R_0^n)^T \quad (22-3)$$

که ω_0^n بردار سرعت زاویه‌ای مجری نهایی را تعریف می‌کند. در نظر بگیرید:

$$V_0^n = \dot{d}_0^n \quad (23-3)$$

سرعت خطی مجری نهایی را تعریف می‌کند. ما روابط را به صورت زیر در می‌آوریم.

$$V_0^n = J_v \dot{q} \quad (24-3)$$

$$\omega_0^n = J_\omega \dot{q} \quad (25-3)$$

که J_ω و J_v ماتریس‌های $3 \times n$ هستند. می‌توان رابطه بالا را به صورت زیر نوشت :

$$\begin{bmatrix} V_0^n \\ \omega_0^n \end{bmatrix} = J_0^n \dot{q} \quad (26-3)$$

که J_0^n به صورت زیر به دست می آید:

$$J_0^n = \begin{bmatrix} J_v \\ J_\omega \end{bmatrix} \quad (27-3)$$

ماتریس J_0^n ژاکوبین بازوی ماهر یا به طور مختصر ژاکوبین نامیده می شود. ماتریس J_0^n یک ماتریس $6 \times n$ است که در آن n تعداد رابطهاست.

[49] یک رابطه ساده برای ژاکوبین هر بازوی ماهر ارائه می دهد که در آن :

$$J = [J_1 \dots J_n] \quad (28-3)$$

ستون i -ام (J_i) وقتی که مفصل i لولایی باشد به صورت زیر است :

$$J_i = \begin{bmatrix} z_{i-1} \times (d_0^n - d_0^{i-1}) \\ z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (29-3)$$

و اگر مفصل i کشویی باشد:

$$J_i = \begin{bmatrix} z_{i-1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (30-3)$$

که در آن d_0^i مبدأ دستگاه i -ام در دستگاه پایه، $z_{i-1} = R_0^{i-1} \bar{k}$ و بردار \bar{k} یکه برابر است با $z_0 = \bar{k} = (0 \ 0 \ 1)^T$

۳-۵-۱ ژاکوبین ربات پیوما ۵۶۰

از آنجا که هر ۶ مفصل ربات پیوما لولایی هستند، ژاکوبین بازوی ماهر با استفاده از فرمول قبل بسیار ساده می شود. در واقع تنها مقادیر مورد نیاز برای محاسبه ژاکوبین، بردارهای واحد z_i و بردارهای d_0^i هستند که به ترتیب اولین سه عضو در سومین ستون T_0^i و اولین سه عضو چهارمین ستون T_0^i هستند. بنابراین فقط سومین و چهارمین ستون ماتریسهای T_0^i برای تعیین مقدار ژاکوبین مورد نیاز

است. روال بالا نه فقط برای محاسبه سرعت مجری نهایی بلکه برای محاسبه سرعت هر نقطه روی بازوی ماهر نیز برقرار است.

$$Z_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad Z_1 = \begin{bmatrix} S_1 \\ -C_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad Z_2 = \begin{bmatrix} S_1 \\ -C_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad Z_3 = \begin{bmatrix} -C_1 S_{23} \\ -S_1 S_{23} \\ C_{23} \end{bmatrix}$$

$$Z_4 = \begin{bmatrix} C_1 C_{23} S_4 + S_1 C_4 \\ S_1 C_{23} S_4 - C_1 C_4 \\ S_{23} S_4 \end{bmatrix}, \quad Z_5 = \begin{bmatrix} -(C_1 C_{23} C_4 + S_1 S_4) S_5 - C_1 S_{23} C_5 \\ -(S_1 C_{23} C_4 + C_1 S_4) S_5 - S_1 S_{23} C_5 \\ -S_{23} C_4 S_5 + C_{23} C_5 \end{bmatrix} \quad (31-3)$$

بنابراین برای ژاکوبین سرعت زاویه ای داریم :

$$J_w = \begin{bmatrix} 0 & S_1 & S_1 & -C_1 S_{23} & C_1 C_{23} S_4 + S_1 C_4 & -(C_1 C_{23} C_4 + S_1 S_4) S_5 - C_1 S_{23} C_5 \\ 0 & -C_1 & -C_1 & -S_1 S_{23} & S_1 C_{23} S_4 - C_1 C_4 & -(S_1 C_{23} C_4 + C_1 S_4) S_5 - S_1 S_{23} C_5 \\ 1 & 0 & 0 & C_{23} & S_{23} S_4 & -S_{23} C_4 S_5 + C_{23} C_5 \end{bmatrix} \quad (32-3)$$

و برای ژاکوبین سرعت خطی خواهیم داشت:

$$J_v = [z_0 \times (d_0^n) \quad z_1 \times (d_0^n - d_0^1) \quad z_2 \times (d_0^n - d_0^2) \quad z_3 \times (d_0^n - d_0^3) \quad z_4 \times (d_0^n - d_0^4) \quad z_5 \times (d_0^n - d_0^5)] \quad (33-3)$$

که به علت طولانی شدن روابط در اینجا آورده نشده است.

۳-۵-۲ تکین‌ها

حالت تکین وقتی رخ می‌دهد که ربات درجه آزادی خود را از دست بدهد و نتواند به صورت مطلوب عمل نماید. این در دو حالت ممکن است پدید آید: ۱- وقتی مفاصل ربات به مقادیر حدی فیزیک خود می‌رسند و در نتیجه آن نمی‌توانند بیشتر حرکت کنند و ۲- ربات ممکن است در وسط ناحیه کاری خود نیز تکین شود و آن وقتی است که محور Z دو مفصل مشابه هم‌امتداد شوند، در این لحظه

تغییر در هر دو مفصل به یک حرکت منجر می‌شود و در حقیقت ربات یک درجه آزادی خود را از دست داده است و در نتیجه آن ماتریس ژاکوبین ربات نیز کاهش مرتبه می‌دهد [50]. بنابراین نقاطی را که در آن دترمینان ماتریس ژاکوبین صفر می‌شود را ترکیب‌های تکین می‌نامند.

ربات پیوما سه حالت تکین دارد ، ۱- حالت تکین هم‌ترازی (Alignment) که در آن مچ تا حد امکان به محور مفصل اول نزدیک می‌شود. ۲- حالت تکین آرنج (elbow) ، حالتی که ربات کاملاً کشیده شده یا بر روی خود خم شده باشد به طوری که ادامه حرکت به علت محدودیت‌های فیزیکی ربات امکان پذیر نباشد. ۳- حالت تکین مچ (wrist) ، حالت تکین رایج در مچ کروی که در آن محورهای مفاصل چهارم و ششم هم راستا می‌شوند. برای محاسبه این ترکیب‌های تکین روابط زیر را می‌توان از صفر شدن دترمینان ماتریس ژاکوبین به دست آورد.

$$\text{حالت هم‌ترازی: } d_4 \sin(\theta_2 + \theta_3) + a_2 \cos(\theta_2) - a_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) = 0 \quad (34-3)$$

$$\text{حالت آرنج: } \sin(\theta_3 - \text{Atan}(a_3, d_4)) = 0 \quad (35-3)$$

$$\text{حالت مچ: } \sin(\theta_5) = 0 \quad (36-3)$$

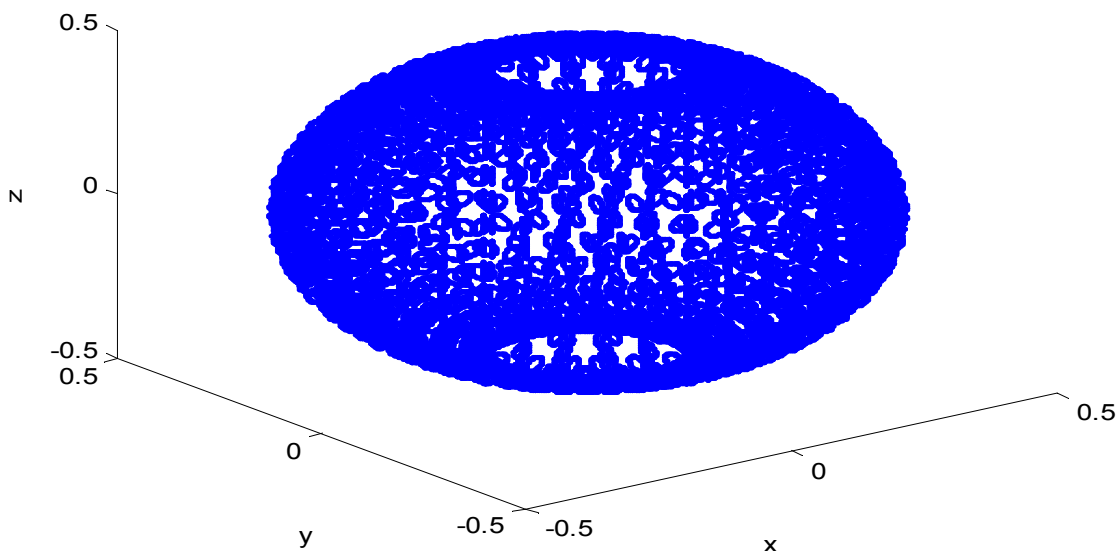
در طراحی مسیر برای ربات باید دقت شود که ربات از نقاط تکین عبور نکند. زیرا در نقاط تکین ممکن است نیروها، گشتاورها و سرعت‌های محدود مجری نهایی به گشتاورها و سرعت‌های نامحدود مفاصل منجر شود [51].

۳-۶ فضای کاری ربات

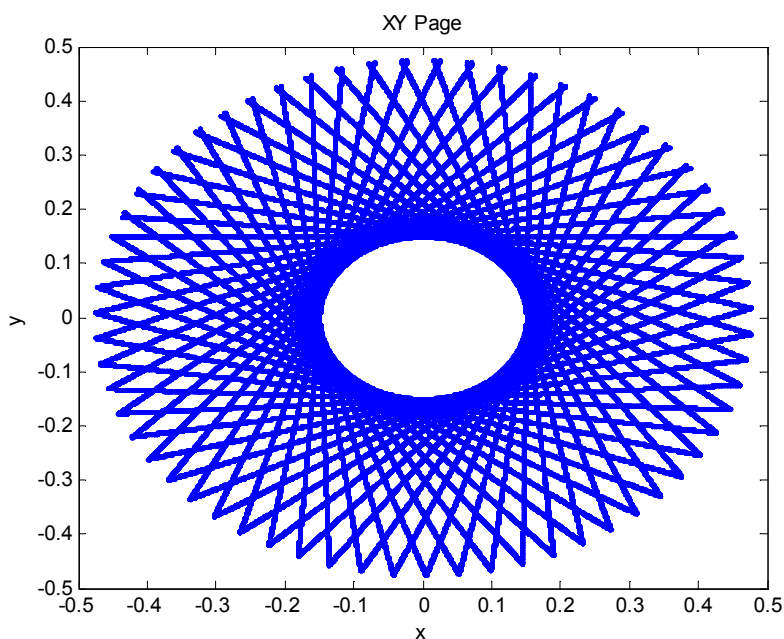
ربات‌ها بسته به پیکربندی و اندازه رابط‌ها و مفاصل مچ می‌توانند به مجموعه‌ای از نقاط، دسترسی داشته باشند که فضای کاری نامیده می‌شود. شکل فضای کاری برای هر ربات به صورت یگانه به

مشخصه‌های آن مربوط می‌شود. هنگامی که ربات برای کار خاصی برنامه ریزی می‌شود، فضای کاری آن باید بررسی شود تا اطمینان حاصل شود که ربات به نقاط مورد نظر خواهد رسید. فضای کاری را می‌توان به صورت ریاضی با نوشتن معادلاتی که رابطها و مفاصل ربات و محدودیت‌های آن‌ها را شامل می‌شود، به دست آورد. از طریق دیگر می‌توان فضای کاری را به صورت منطقی با حرکت هر مفصل در محدوده حرکت خود و سپس با ترکیب آن‌ها به دست آورد. از آن جهت که هدف ما در این پایان‌نامه کنترل موقعیت ربات پیوما می‌باشد، برای بررسی فضای کاری از جهت گیری‌های میچ صرف‌نظر کرده و فقط ترکیب حالت‌های ممکن برای سه مفصل بازو را در نظر گرفتیم. مفاصل ربات لولایی می‌باشد و در بازه $[-\pi, \pi]$ تغییر می‌کنند. با دقت ۰.۲، رادیان برای تغییرات هر مفصل، در مجموع ۳۲۷۶۸ نقطه کاری نمونه برای ربات بدست آوردیم که در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است. تصویر این فضا با دید از طرف بالا به صورت طرح نشان داده شده در شکل ۳-۱۳ خواهد بود. بخشی از فضای غیر قابل دسترس ربات در این شکل دیده می‌شود.

Task Space of Puma Robot



شکل ۳-۱۲ فضای دسترسی ربات پیوما در مختصات دکارتی (کره توپر نمی‌باشد).



شکل ۳-۱۳ دید بالا از فضای دسترسی ربات پیوما در مختصات دکارتی (تصویر فضای شکل ۳-۱۲ بر صفحه XY)

در طراحی‌های مسیر به منظور ردگیری برای ربات باید محدوده کاری ربات در نظر گرفته شد. مسر نباید از فضاهای غیر قابل دسترس ربات عبور کند.

۳-۷ معادلات حرکت ربات

مدل ریاضی یک ربات صلب با n درجه آزادی را می‌توان با مجموعه‌ای از n معادله به صورت زیر بیان کرد [49].

$$A(q)\ddot{q} + B(q)[\dot{q}\dot{q}] + C(q)[\dot{q}^2] + G(q) = \tau \quad (3-37)$$

که قسمت‌های مختلف آن به شرح زیر توصیف می‌شود.

q : یک بردار n بعدی است که موقعیت مفصل های ربات را توصیف می کند.

τ : بردار گشتاور ورودی

$A(q)$: ماتریس اینرسی مثبت معین متقارن $n \times n$ بازوی ربات

$B(q)$: ماتریس $n \times n$ گشتاورهای گریز از مرکز

$C(q)$: ماتریس $n \times \frac{n(n-1)}{2}$ گشتاورهای کوریولیس

$G(q)$: بردار گشتاور گرانشی

نمادهای $[\dot{q}\dot{q}]$ و $[q^2]$ به ترتیب بیانگر حاصل ضرب بردارهای سرعت و مربع سرعتها به ترتیب با ابعاد $n \times 1$ و $\frac{n(n-1)}{2} \times 1$ می باشند.

فرم گسترده $[q\dot{q}]$ و $[q^2]$ به ترتیب به صورت های ذیل نمایش داده می شود.

$$[\dot{q}\dot{q}] = [\dot{q}_1\dot{q}_2 \quad \dot{q}_1\dot{q}_3 \quad \dots \quad \dot{q}_1\dot{q}_n \quad \dot{q}_2\dot{q}_3 \quad \dots \quad \dot{q}_{n-2}\dot{q}_n \quad \dot{q}_{n-1}\dot{q}_n] \quad (3-38)$$

$$[q^2] = [q_1^2 \quad q_2^2 \quad \dots \quad q_n^2] \quad (3-39)$$

معادله دینامیکی ربات را می توان همچنین به فرم فشرده ذیل نوشت:

$$A(q)\ddot{q} + H(q, \dot{q}) = \tau \quad (3-40)$$

که $H(q, \dot{q})$ نیروهای گرانشی و گریز از مرکز را شامل می شود.

در این پایان نامه، پارامترهای مدل ربات پیوما ۵۶۰ از toolbox رباتیک Matlab استخراج شده و در شبیه سازی ها مورد استفاده قرار گرفته است.

فصل چهارم

کنترل ربات در فضای مفصلی

۴-۱ مقدمه

در بسیاری از موارد می‌خواهیم مجری نهایی خط مستقیم و یا مسیرهایی با شکل توصیف شده در مختصات دکارتی را دنبال کند. یک روش این است که می‌توان تابع‌های زمانی مسیره‌های فضای مفصلی را که با مسیره‌های دکارتی متناظرند، محاسبه کرد. بنابراین در این فصل، فرض کردیم که مسیر مورد نظر، بر حسب تابع‌های زمانی مکان، سرعت و شتاب مفصل، معلوم است. با داشتن این ورودی‌ها، روش‌های کنترل مبتنی بر مفصل را طراحی کردیم. در بازوی مکانیکی ماهر، هر مفصل مجهز به حساسه‌هایی برای اندازه‌گیری زاویه مفصلی است. پس هدف این است که مفصل‌های بازو مسیره‌های از پیش تعیین شده‌ای را دنبال کند. یک روش کنترل که در این فصل نیز استفاده شده است، استراتژی کنترل مفصل مستقل است که مخصوصاً برای پیاده سازی کنترل‌های فازی استفاده وسیعی دارد [52],[53]. در این گونه روش‌ها می‌توان کنترل‌کننده را به صورت مجزا برای هر مفصل طراحی نمود. در این استراتژی موقعیت و سرعت مفصل، برای کنترل‌کننده فیدبک می‌شود و سپس قانون کنترل به همان مفصل اعمال می‌گردد [40]. از مزایای این روش، مجزاسازی سیستم، طراحی آسان، محاسبات کم و پیاده سازی ساده سیستم کنترل است. با وجود این، به دلیل تعامل سنگین بین رابط‌ها و مفاصل ربات، مجزاسازی سیستم موجب بروز عدم قطعیت‌های الحاقی می‌گردد [54].

بنابراین برای تحقق این هدف، معادلات موتور هر مفصل را به سیستم اضافه می‌کنیم. خروجی کنترل‌کننده ما در این حالت ولتاژ موتورها خواهد بود. کنترل ولتاژ موتور در مسائل کنترل ربات، یک روش مناسب و در مقایسه با برخی روش‌ها، راحت‌تر است [55]. هر مفصل با یک موتور مغناطیس دائم حرکت می‌کند. معادلات موتور مغناطیس دائم به صورت زیر است [49].

$$v = R_a I_a + L_a \dot{I}_a + K_b r^{-1} \dot{q}_i \quad (1-4)$$

$$I_a = K_m^{-1} T_m \quad (2-4)$$

که در آن v ولتاژ موتور ، I_a جریان آرمیچر، \dot{q}_i سرعت مفصل i ام ، R_a و L_a مقاومت و اندوکتانس آرمیچر ، K_b ثابت ضد محرکه القایی، r ضریب چرخ دنده ، K_m ثابت گشتاور و T_m گشتاور تولیدی موتور است که طبق رابطه زیر گشتاور بار را برای راه اندازی مفصل تولید می کند.

$$T_m = J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + r T_i \quad (3-4)$$

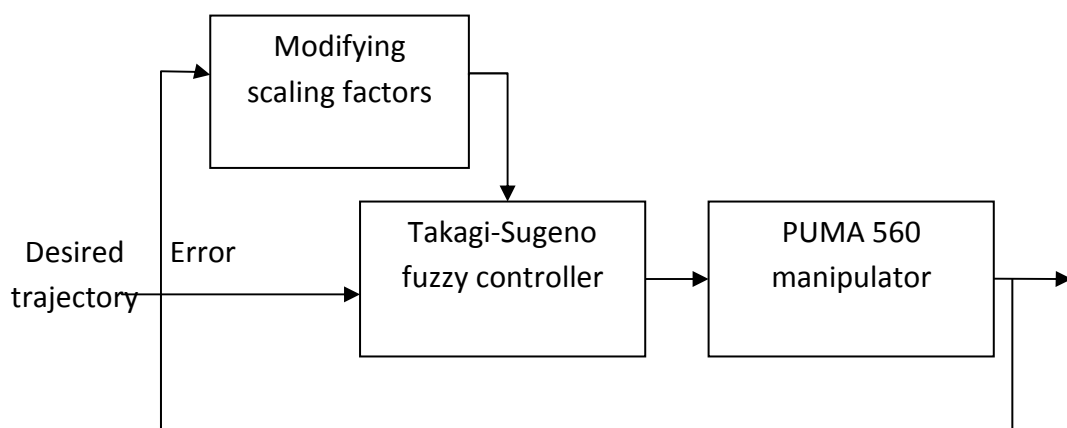
J_m جمع اینرسی های چرخ دنده و محرکه می باشد، B_m ضریب میرایی، θ_m زاویه موتور که به نسبت ضریب چرخ دنده با زاویه مفصل ارتباط دارد. T_i ، گشتاور مفصل i ام، عضوی از ماتریس τ است که توسط معادله ربات (۳-۳۷) تعریف شده است. مشاهده می شود که مجزاسازی سیستم برای اعمال کنترل فازی با استفاده از معادله موتور بسیار راحت تر صورت می گیرد. پارامترهای موتورهای ربات پیوما که در شبیه سازی استفاده شده است به صورت جدول ۴-۱ می باشد. با استراتژی مفصل مستقل و ایده کنترل ولتاژی موتورهای^۲ ربات، در بخش دوم یک روش کنترل فازی تطبیقی جدید بر روی ربات پیوما پیاده سازی شده است، در این روش در هر مرحله ضرائب مقیاسی سیستم با توجه به خطای موجود تغییر می کند. در قسمت سوم فصل، روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم که در فصل دوم توضیح داده شد، بر روی ربات پیاده سازی می شود و دو روش با هم مقایسه می شود.

جدول ۴-۱ پارامترهای موتور ربات پیوما

Motor	R_a	L_a	J_m	B_m	K_m	r	K_b
۱	۱/۶	۰/۰۰۴۸	۰/۰۰۰۲	۰/۰۰۱۴۸	۰/۲۶۱۱	۶۲/۵۵	۰/۱۹
۲	۱/۶	۰/۰۰۴۸	۰/۰۰۰۲	۰/۰۰۰۸۱۷	۰/۲۶۱۱	۱۰۷/۸۱	۰/۱۹
۳	۱/۶	۰/۰۰۴۸	۰/۰۰۰۲	۰/۰۰۱۳۸	۰/۲۶۱۱	۵۳/۱۵	۰/۱۹
۴	۳/۹	۰/۰۰۳۹	۰/۰۰۰۰۳۳	۰/۰۰۰۰۷۱۲	۰/۰۹۸۸	۷۶/۰۴	۰/۱۲
۵	۳/۹	۰/۰۰۳۹	۰/۰۰۰۰۳۳	۰/۰۰۰۰۸۲۶	۰/۰۹۸۸	۷۱/۹۲	۰/۱۲
۶	۳/۹	۰/۰۰۳۹	۰/۰۰۰۰۳۳	۰/۰۰۰۰۳۶۷	۰/۰۹۸۸	۷۶/۶۵	۰/۱۲

۲-۴ کنترل فازی تطبیقی ربات با ضرائب مقیاسی^۳ متغیر

کنترل با منطق فازی از توانایی های دانش و تحلیل بشری برای غلبه بر عدم قطعیت استفاده می کند و دارای مزایای زیادی از قبیل مقاوم بودن و بی نیاز از مدل بودن را داراست. ضرائب مقیاسی، ضرائب اعمال شده به ورودی ها و خروجی سیستم فازی می باشد. سیستم کنترلی ارائه شده در این قسمت، شامل دو بخش می باشد. بخش اول یک کنترل کننده فازی معمولی است. این کنترل کننده در خطاهای زیاد با ضرائب مقیاسی ثابت عمل می کند، سیستم را کنترل کرده و خطا را کاهش می دهد، وقتی خطا از حد معینی کمتر شد، بخش دوم کنترل کننده وارد عمل شده و ضرائب مقیاسی را به صورت خطی افزایش می دهد. این افزایش گین خطای ماندگار سیستم را به صورت چشمگیری کاهش می دهد و سیستم را مقاوم تر می سازد [56]. از آنجا که این افزایش گین حساسیت سیستم را تا حدی افزایش می دهد، کنترل کننده طوری طراحی شده است که در صورت بروز اغتشاش یا هرگونه آشوب که منجر به افزایش خطای سیستم از حد مشخصی گردد، ضرائب مقیاسی به همان مقدار ثابت قبلی باز می گردد. بنابراین کنترل کننده با ضرائب ثابت باید پایدار باشد. بلوک دیاگرام این کنترل کننده در شکل ۴-۱ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱ بلوک دیاگرام کلی کنترل

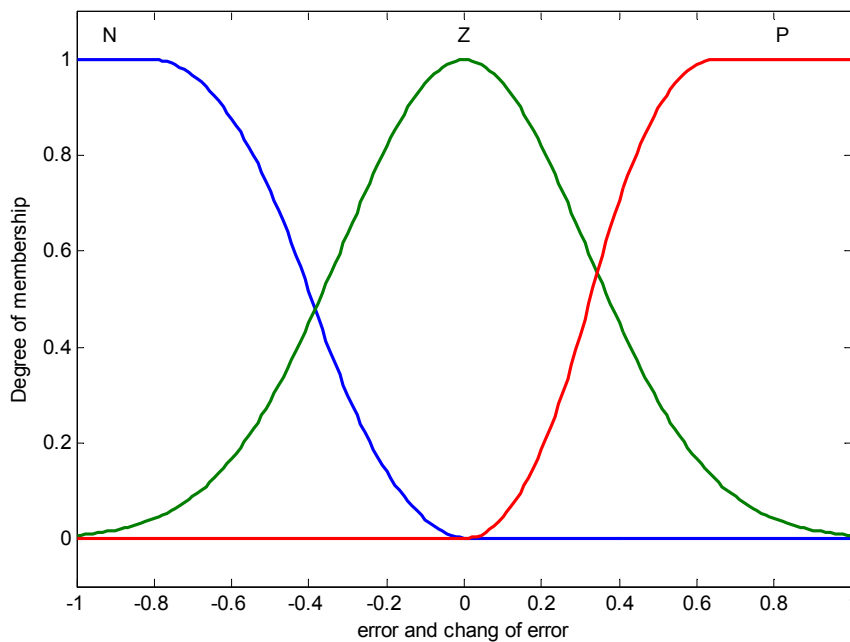
۴-۲-۱ کنترل کننده فازی اصلی

کنترل کننده فازی سیستم از نوع سوگنو می باشد. خطای موقعیت و تغییرات خطا را به عنوان ورودی به کنترل کننده اعمال می کنیم. خروجی آن ولتاژ کنترلی برای موتورهای ربات می باشد. توابع عضویت برای ورودی ها از نوع گوسین و به صورت نرمال بین $[-1, 1]$ تعریف می شوند.

از آنجا که هر کدام از دو متغیر ورودی، سه تابع عضویت دارند، در نتیجه آن نه قانون فازی بایستی برای سیستم تعریف گردد. قوانین را به صورت سوگنو، بدین صورت تعریف می کنیم:

$$R_j : \text{if } x_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \dots x_n \text{ is } A_n^j \text{ THEN } y = a_1^j x_1 + \dots + a_n^j x_n + a_0^j \quad (4-4)$$

که در آن x_i ها متغیرهای ورودی و A_i^j توابع تعلق زام مربوط به آن ها می باشد. y خروجی سیستم و a_k^j ها ضرائب ثابت می باشند. این گونه سیستم ها را سیستم های فازی تاکاگی-سوگنو یا به اختصار سیستم های سوگنو می گویند. سیستم فازی سوگنو همانند یک تابع تکه ای خطی عمل می کند



شکل ۴-۲ توابع تعلق ورودی

که تغییرات آن از قطعه ای به قطعه دیگر نرم باشد. در واقع سیستم فازی سوگنو یک درون یابی غیر خطی بین نگاشت های خطی بخش انگاه قواعد است. خروجی کنترل کننده فازی سوگنو به صورت زیر خواهد بود.

$$f(x) = \frac{\sum_{j=1}^M (a_1^j x_1 + \dots + a_n^j x_n + a_0^j) (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i))}{\sum_{j=1}^M (\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i))} \quad (5-4)$$

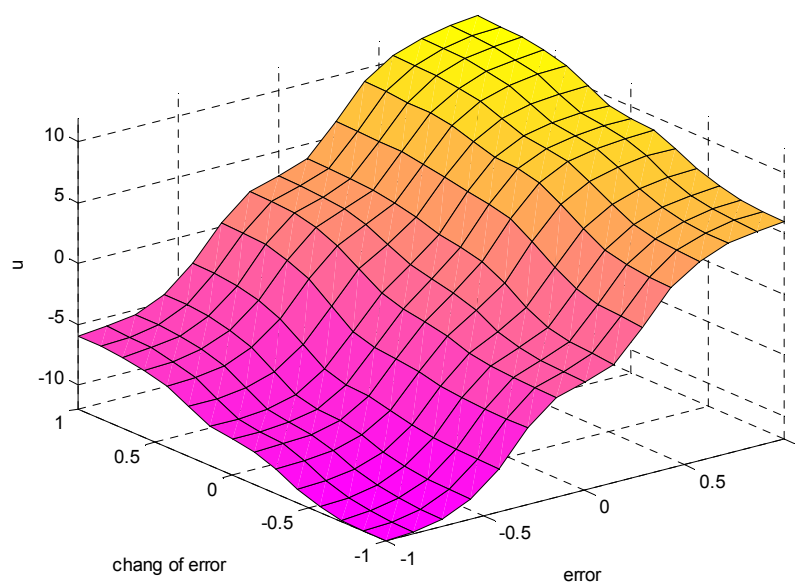
که در آن M تعداد قوانین است که در سیستم ما برابر با ۹ خواهد بود. n تعداد ورودی سیستم فازی است. در کنترل کننده به کار رفته ، در تعریف قوانین (۴-۴)، ترکیب های خروجی، به جز ترکیب خروجی تعریف شده برای گروه های صفر ورودی ها، به صورت پارامتر ثابت تعریف شده اند. خروجی قانون مربوط به گروه های صفر ورودی، به صورت ترکیب خطی از ورودی های خطا و مشتق خطا تعریف می شود. استفاده از این ترکیب در گروه صفر باعث کاهش خطای ماندگار سیستم می شود و به نوعی کنترل سیستم در خطاهای کوچک با کنترل خطی PD انجام می شود که با طراحی و تغییر ضرائب Kp و Kd می توان پاسخ گذرا و خطا را بهبود بخشید. در واقع این کنترل از مزایای کنترل فازی برای غلبه بر عدم قطعیت، دفع اغتشاش و کنترل رفتار غیر خطی بهره مند است و پس از کنترل خطا و قرار گرفتن در گروه صفر به نوعی از روش های کنترل خطی برای حذف خطای ماندگار استفاده می شود. قوانین کنترلی را به صورت جدول ۲-۴ تعریف می کنیم. قوانین باید نرم و پیوسته باشد و کل فضای احتمالی ورودی را پوشش دهد. در تعریف قوانین باید دقت شود که تغییر کوچک در ورودی منجر به تغییرات زیاد خروجی نگردد. سیستم فازی یک تابع غیرخطی است که نگاشتی از فضای ورودی به فضای خروجی ایجاد می کند. این تابع در شکل ۳-۴ نشان داده شده است که رویه

قوانین فازی نامیده می‌شود. تقارن، پیوستگی و نرم بودن تغییرات روبه قوانین، نشانگر تعریف مناسب

Chang of error	Positive	Zero	Negative
positive	12	9	6
zero	3	$k_1 e + k_2 \dot{e}$	-3
negative	-6	-9	-12

قوانین فازی است.

جدول ۲-۴ قوانین فازی کنترل کننده اصلی



شکل ۳-۴ روبه قوانین تعریف شده برای سیستم فازی

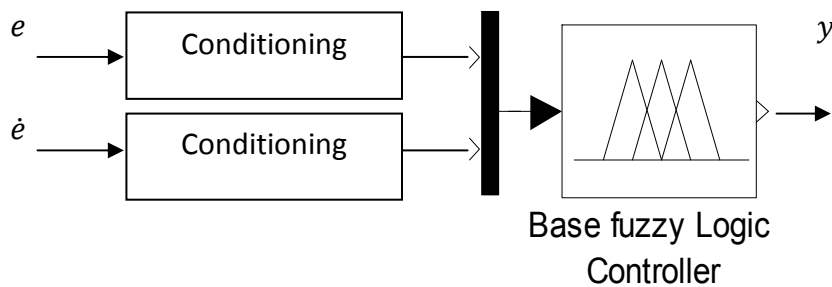
این سیستم به تنهایی و با ضرائب مقیاسی ثابت خطا را تا حد خوبی کاهش می‌دهد. پایدار این سیستم در [56] تضمین شده است. نشان می‌دهیم بعد از کاهش خطا و قرار گرفتن در گروه صفر می‌توانیم با افزایش ضریب مقیاس، باز هم خطای سیستم را کاهش داد و تاثیر افزایش گین را در گروه صفر بررسی می‌کنیم.

۲-۲-۴ افزایش ضرائب مقیاسی ورودی در گروه صفر

زمانی که خطا از میزان معین از پیش تعیین شده‌ای، کمتر شد، مکانیسم افزایش ضریب مقیاسی، به سیستم اضافه می‌شود و این ضریب به صورت خطی افزایش می‌یابد. نشان می‌دهیم که این افزایش گین باعث کاهش خطای حالت ماندگار سیستم می‌شود. زمانی که خطا در محدوده مورد نظر (کمتر از ۰/۰۰۱) قرار می‌گیرد، طبق شکل ۲-۴، خطا و مشتق خطا فقط در گروه فاز صفر قرار می‌گیرد، بنابراین تنها یک قانون فعال شده و آن قانون مربوط به گروه‌های صفر ورودی خواهد بود که به صورت ترکیب خطی از خطا و مشتق آن تعریف شده است. می‌توان گفت در این حالت کنترل‌کننده فاز صفر همانند یک کنترل PD عمل می‌کند که خروجی آن برابر است با $u = K_1 \dot{e} + K_2 e$ که خطای مقیاس شده^۴ است. با اعمال ضرائب مقیاسی به صورت K_p برای e و K_d برای \dot{e} داریم:

$$u = K_1 K_p e + K_2 K_d \dot{e} \quad (۴-۶)$$

ملاحظه می‌شود که هنگامی که خطا کوچک است و سیستم در حال ردگیری است، کنترل‌کننده به صورت PD با ضرایب متغیر است. افزایش ضرائب مقیاسی K_p و K_d ، خطای ماندگار را کاهش می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی، این کاهش خطا را به ازای افزایش گین در حوزه گروه صفر کنترل‌کننده اصلی را نشان می‌دهند. شکل ۴-۴ دیاگرام قاعده تطبیق را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۴ دیاگرام قاعده تطبیق

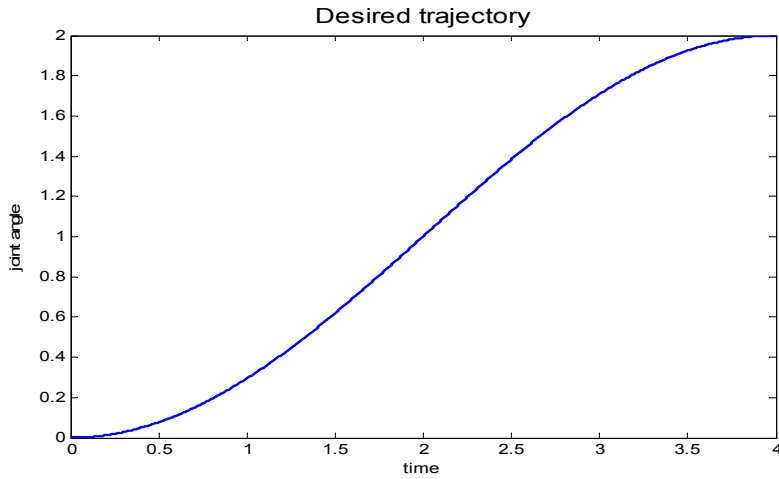
^۴ Scaled Error

سیستم به همراه مکانیسم افزایش ضریب، در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاش مقاوم‌تر است. اما در صورت بروز هر گونه آشوب در سیستم، که باعث افزایش خطای سیستم شود به طوری که سیستم از حالت ردگیری خارج و خطا از محدوده مشخص شده بیشتر گردد، مکانیسم افزایش ضرایب متوقف شده، توسط سوئیچ از مدار خارج می‌گردد و مقادیر ضرایب مقیاسی به میزان بهینه از پیش تنظیم شده‌ای برمی‌گردند. کارایی سیستم را در حالت‌های تنظیم و ردگیری و با حضور اغتشاشات بررسی می‌کنیم.

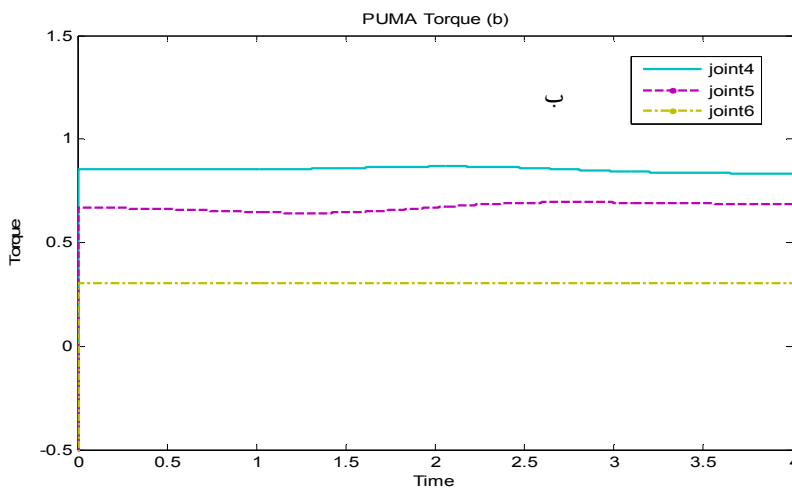
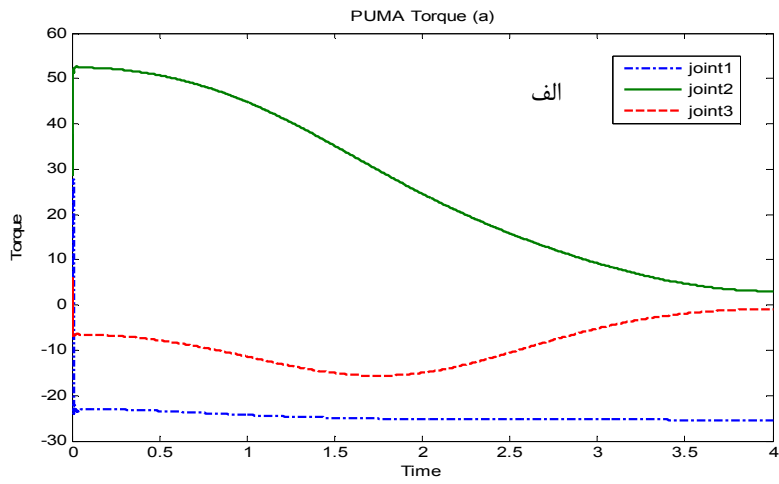
۳-۲-۴ نتایج شبیه‌سازی بر روی ربات پیوما

ربات پیوما دارای شش درجه آزادی است، برای نمایش بهتر جواب‌ها، پاسخ‌های مربوط به سه مفصل اول که موقعیت ربات را تعیین می‌کند به صورت مجزا از سه مفصل مچ که جهت را معین می‌کند، بیان شده است. هر شش کنترل‌کننده مشابه هم طراحی شده است. تنها تفاوت کنترل‌کننده‌ها در محدوده خطای قابل قبول برای فعال شدن مکانیسم افزایش گین است. با توجه به اینکه مفصل‌های بازو در مقایسه با مفاصل مچ، گشتاور بزرگتری را تحمل می‌کنند، و خطای این مفاصل بیشتر است، محدوده قابل قبول خطا برای افزایش گین، محدوده بزرگتری خواهد بود.

مسیر مطلوب ردگیری برای مفاصل ربات به صورت شکل ۴-۵ تعیین شده است. مسیر هموار است و تمام مشتق‌های مسیر در دسترس می‌باشد. گشتاورهای وارد بر مفاصل ربات پیوما، به خصوص مفاصل بازو، در حین ردگیری تغییرات از خود نشان می‌دهد که مسئله کنترل را دشوارتر می‌کند. تغییرات این گشتاورها در شکل ۴-۶ نشان داده شده است. مفاصل بازو گشتاورهای بزرگتری را تحمل می‌کنند.



شکل ۴-۵ مسیر مطلوب ردگیری



شکل ۴-۶ ، الف- گشتاورهای وارد بر سه مفصل بازو ب-گشتاورهای وارد بر سه مفصل مچ

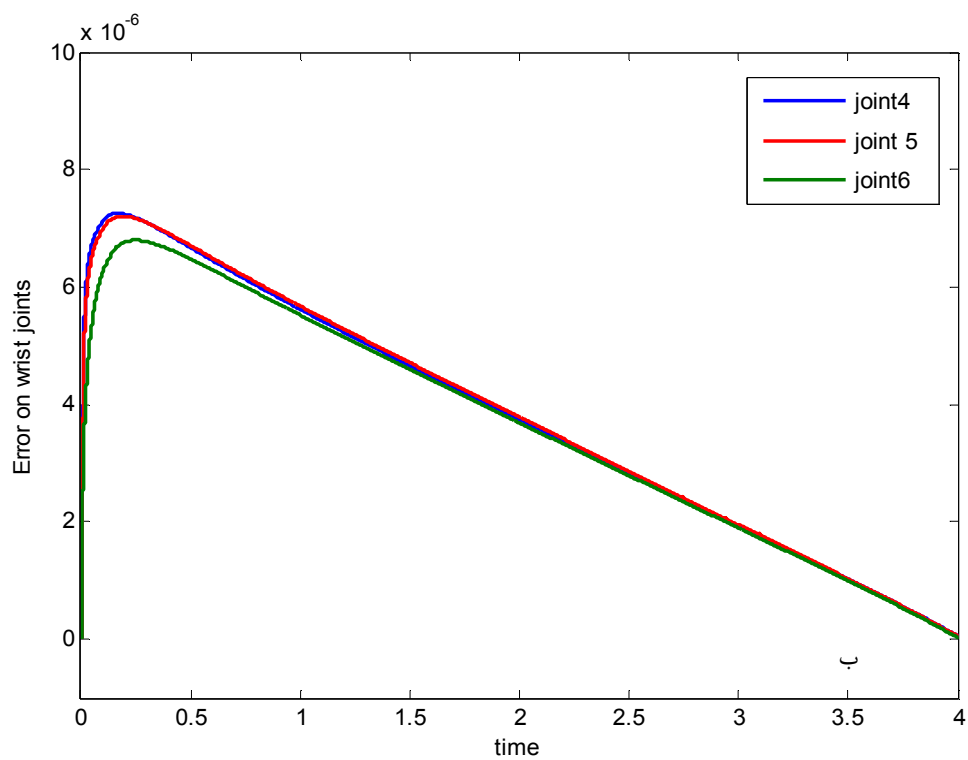
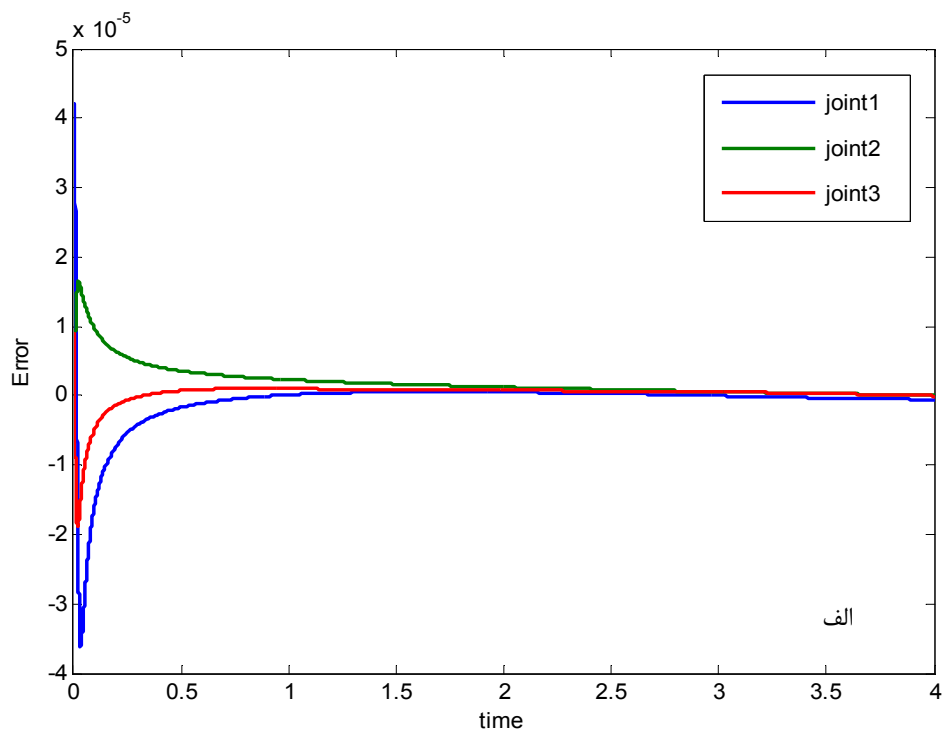
پس از اعمال کنترل کننده به سیستم ربات، خطای ردگیری به صورت شکل ۴-۷ بدست می‌آید. همگرایی خطاها به صفر در شکل مشخص است. خطای سیستم به کمتر از $5 \times 10^{-7} \text{ rad}$ کاهش می‌یابد. از آن جهت که گشتاور وارد بر مفاصل مچ کمتر است و در طی مسیر نیز تغییر کمتری می‌کند، خطای مربوط به سه مفصل آخر به صورت خطی کاهش می‌یابد و در مقابل خطای مربوط به مفاصل بازو به صورت نمایی کاهش می‌یابد.

نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که این کنترل کننده کارایی خوبی دارد. اگر خطا کاهش نیابد و به محدوده مورد نظر نرسد، مکانیسم افزایش ضریب اصلاً فعال نخواهد شد، لذا سیستم به همراه کنترل کننده اصلی باید پایدار باشد.

۴-۲-۳-۱ بررسی دفع اغتشاش

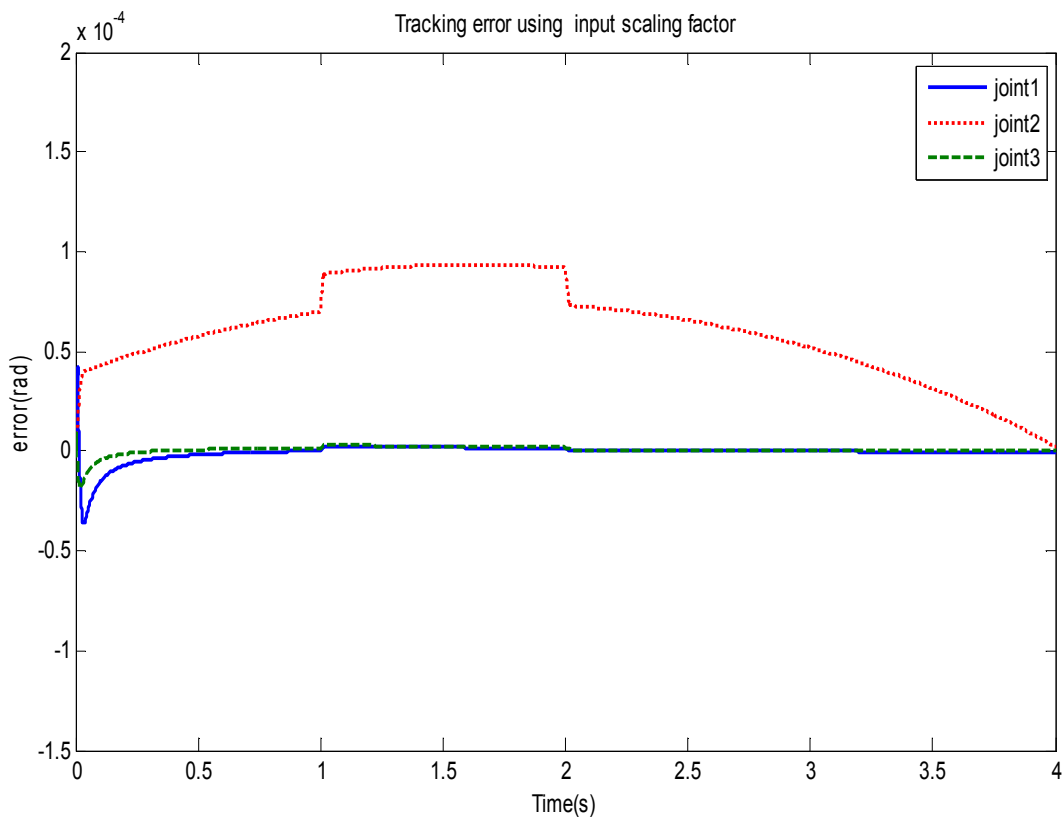
اغتشاش به دو صورت به سیستم اعمال می‌شود، در حالت اول اغتشاش به صورت پالس به ورودی اعمال می‌شود. این اغتشاش، می‌تواند نماینده عدم قطعیت‌ها و اغتشاش‌های خروجی معمول باشد که به صورت جمع شونده در ورودی ظاهر می‌شود. پالس در ثانیه اول، آغاز و در ثانیه دوم تمام می‌شود. دامنه پالس برابر با ۴ ولت می‌باشد. انتظار می‌رود این اغتشاش سیستم را از حالت ردگیری خارج نکند.

برای بررسی بهتر پاسخ سیستم نسبت به این اغتشاش، فقط سه مفصل بازو را در نظر می‌گیریم. مکانیسم افزایش ضریب برای مفصل دوم را غیر فعال می‌کنیم و عملکرد این مفصل را با مفاصل یک و سه مقایسه می‌کنیم. خطای ردگیری برای سه مفصل در شکل ۴-۸ نشان داده شده است. تغییرات ضرایب مقیاسی در شکل ۴-۹ آورده شده است. نقش این افزایش گین در کاهش خطا و دفع اغتشاش در شکل به خوبی نشان داده شده است.

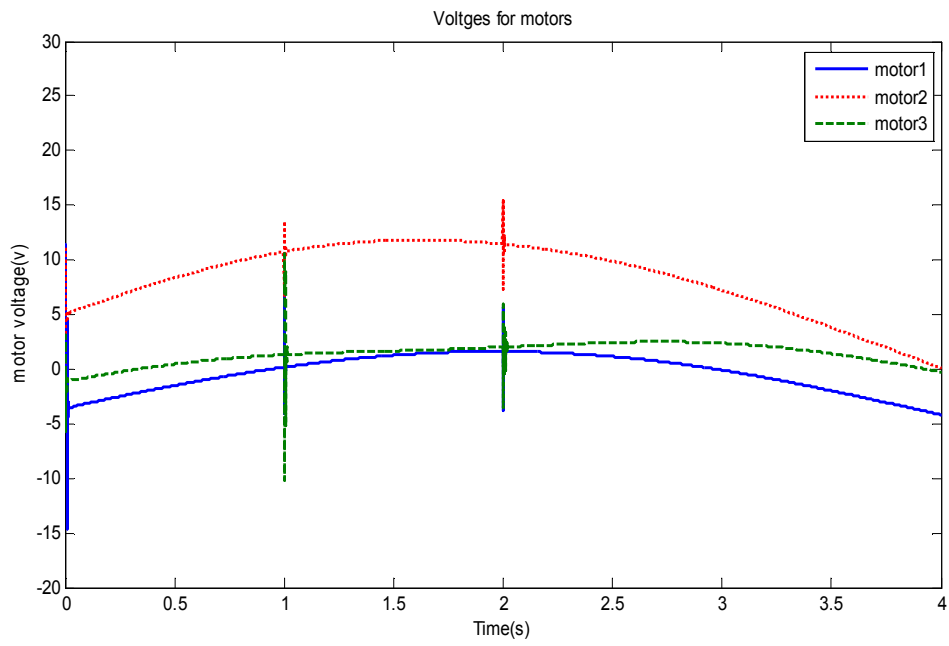


شکل ۴-۷ الف- خطای ردگیری مربوط به مفاصل بازو ب- خطای ردگیری مربوط به مفاصل مچ

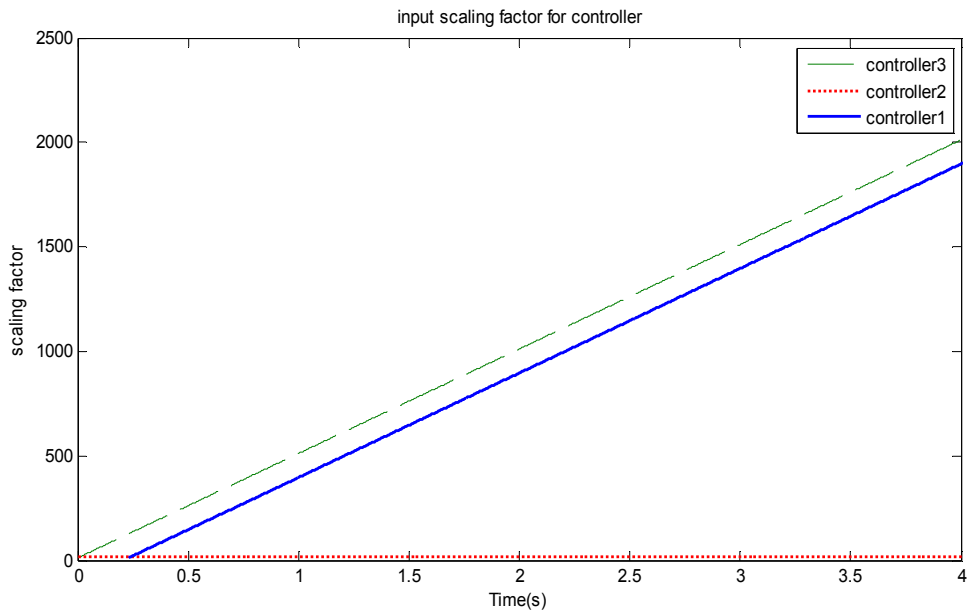
مفصل دوم با ضرایب ثابت، خطای بیشتری دارد و بیشتر تحت تأثیر اغتشاش قرار می‌گیرد، در حالی- که مفاصل یک و سه عملکرد بسیار خوب و خطای بسیار کمی دارند. ولتاژ اعمالی به موتورها در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است. این ولتاژها روند مناسبی دارند و قابل قبول هستند. نتایج هم‌چنین نشان می‌دهند که سیستم فازی سوگنو با ضرایب اولیه پایدار بوده و خطای سیستم نیز قابل قبول است. استفاده از مکانیسم افزایش ضرایب مقیاسی، دو نتیجه ارزشمند داشت، کاهش خطای ماندگار و مقاوم نمودن سیستم.



شکل ۴-۸ خطای ردگیری برای سه مفصل بازو، مفصل ۲ بدون مکانیسم افزایش گین، اغتشاش در ثانیه اول اعمال و در ثانیه دوم حذف می‌شود.

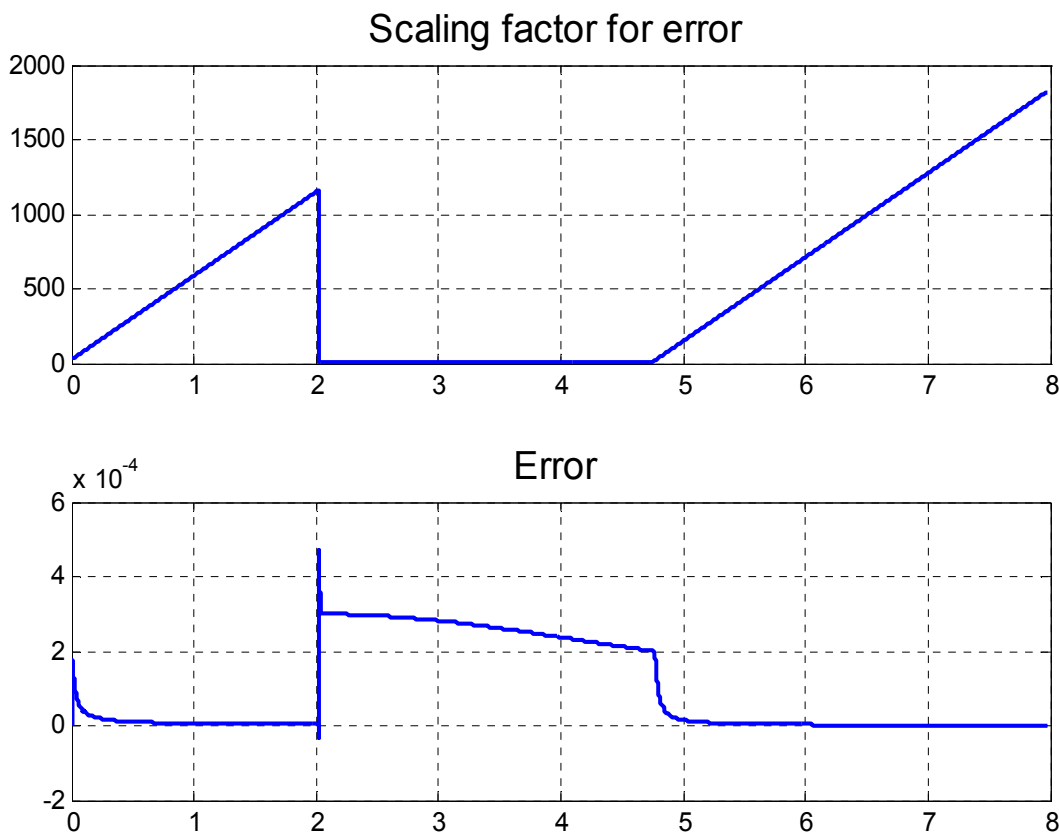


شکل ۹-۴ مکانیسم ضرایب مقیاسی



شکل ۱۰-۴ ولتاژ موتورها

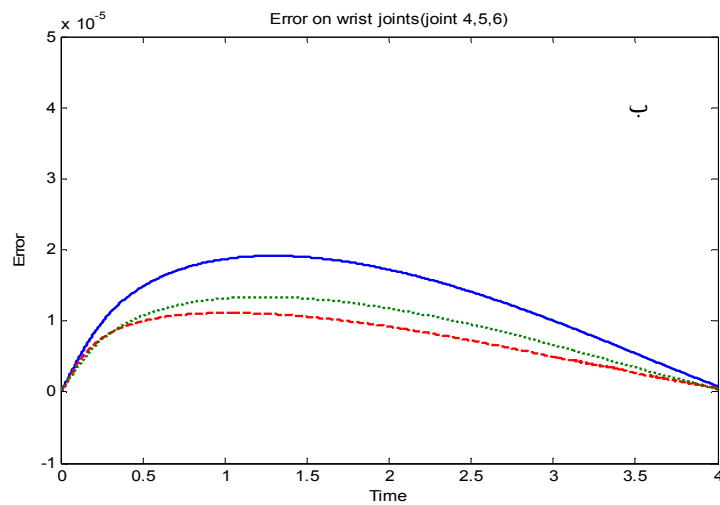
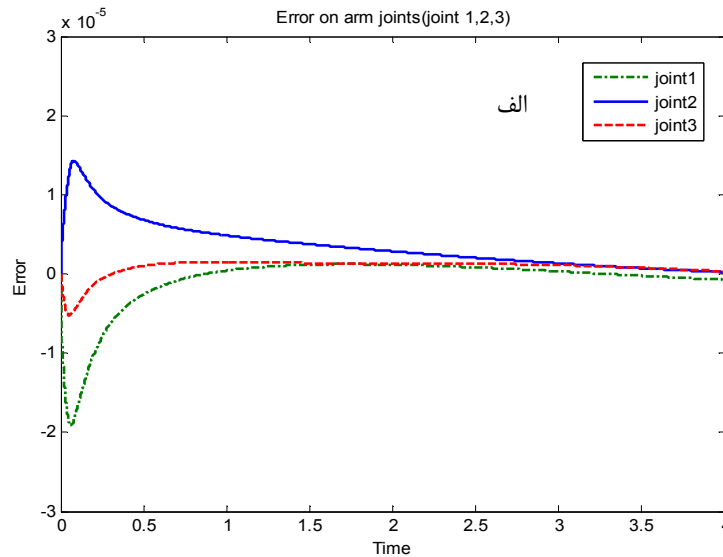
در حالت دوم، اغتشاش آن قدر بزرگ خواهد بود تا سیستم را از حالت ردگیری خارج کند و خطا از محدوده مشخص شده بیشتر گردد. این اغتشاش در ثانیه دوم، فقط به مفصل اول اعمال می‌شود. محدوده خطای قابل قبول را برای فعال سازی مکانیسم افزایش ضریب مقیاسی، 0.0002 رادیان در نظر می‌گیریم. خطای ردگیری در سیستم به صورت شکل ۴-۱۱ بدست می‌آید. همان‌طور که از شکل مشخص است پس از اعمال اغتشاش به سیستم خطا بزرگتر شده و از محدوده مشخص شده خارج می‌شود. بنابراین، حلقه افزایش ضرایب مقیاسی از مدار خارج شده و ضرائب به مقدار ثابت از پیش تعیین شده برمی‌گردد. بعد از کنترل اغتشاش و برگشت خطا به محدوده مشخص شده، مکانیسم افزایش گین دوباره به سیستم اضافه شده و خطای ردگیری را بیشتر کاهش می‌دهد.



شکل ۴-۱۱ بررسی تأثیر اغتشاش بزرگ در سیستم، اغتشاش در $t=2s$ به سیستم اعمال می‌شود.

۴-۲-۴ افزایش ضریب مقیاسی خروجی در گروه صفر

محاسبات در [56] نشان می‌دهد که می‌توان این مکانیسم را به ضریب مقیاسی خروجی نیز اعمال کنیم و نتیجه مشابهی به دست آوریم. مکانیسم افزایش ضریب را این بار به ضریب مقیاسی خروجی اعمال می‌کنیم. به صورت مشابه زمانی که خطا از حد معینی کمتر شود، این مکانیسم به سیستم اضافه شده و ضریب خروجی را به صورت خطی افزایش می‌دهد. مسیر مرجع و گشتاورهای ربات مشابه روش قبل می‌باشد. خطای ردگیری برای شش مفصل پیوما به صورت شکل ۴-۱۲ به دست می‌آید.

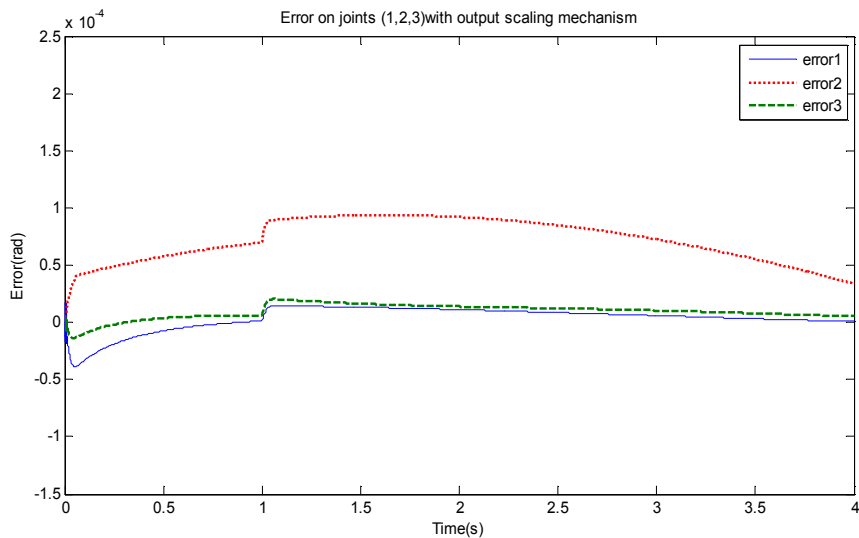


شکل ۴-۱۲ خطای ردگیری با مکانیسم افزایش ضریب خروجی الف- سه مفصل بازو و ب- سه مفصل مچ

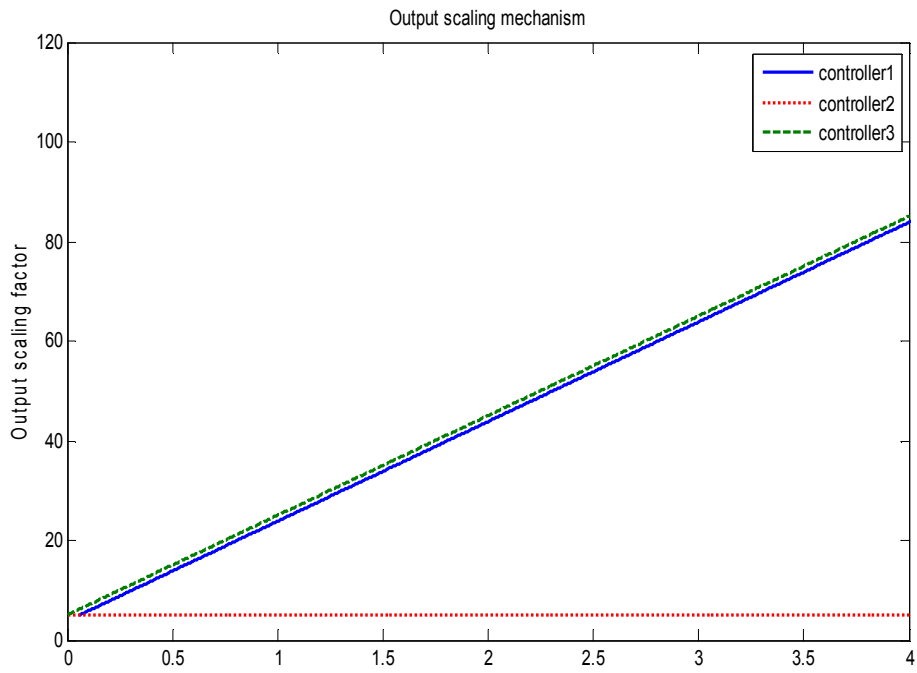
مشاهده می‌شود که افزودن این مکانیسم به ضریب مقیاسی خروجی، پاسخی مشابه با روش قبل ارائه می‌دهد. این بار نیز همان اغتشاش پالس را در ثانیه اول به سیستم اعمال و در ثانیه دوم حذف می‌کنیم. خطای ردگیری در این حالت به صورت شکل ۴-۱۳ می‌باشد.

در مفصل دوم مکانیسم افزایش گین غیر فعال شده است و همانطور که مشاهده می‌شود خطای آن از مفاصل اول و سوم که دارای این مکانیسم افزایشی هستند بیشتر است. تغییرات ضرایب مقیاسی در شکل ۴-۱۴ آورده شده است. ولتاژ اعمالی به موتورها در شکل ۴-۱۵ نشان داده شده است. این ولتاژها روند مناسبی دارند و قابل قبول هستند.

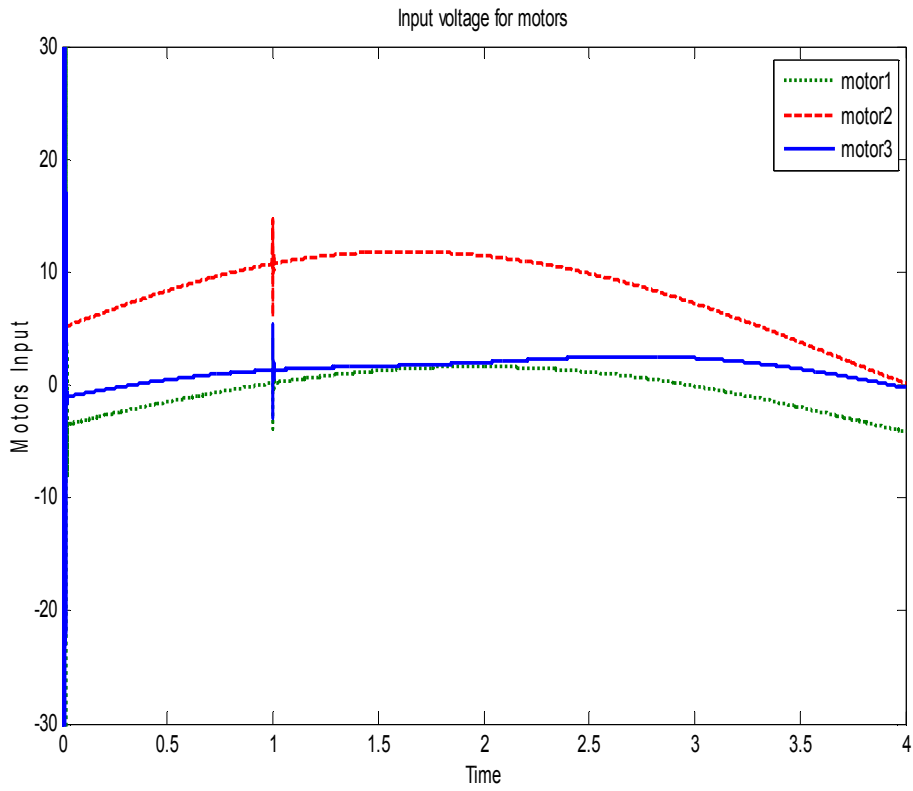
نتایج شبیه‌سازی نیز نشان می‌دهد که این روش را می‌توان بر روی ضریب مقیاس خروجی نیز اعمال نمود. این روش نیز مشابه با روش قبلی، سیستم را مقاوم‌تر می‌سازد و خطای ماندگار سیستم را کاهش می‌دهد.



شکل ۴-۱۳ خطای ردگیری برای مفاصل بازو، مفصل ۲ بدون مکانیسم افزایش ضریب خروجی می‌باشد، اغتشاش در ثانیه اول تا دوم حضور دارد.



شکل ۴-۱۴ مکانیسم ضرایب مقیاسی خروجی

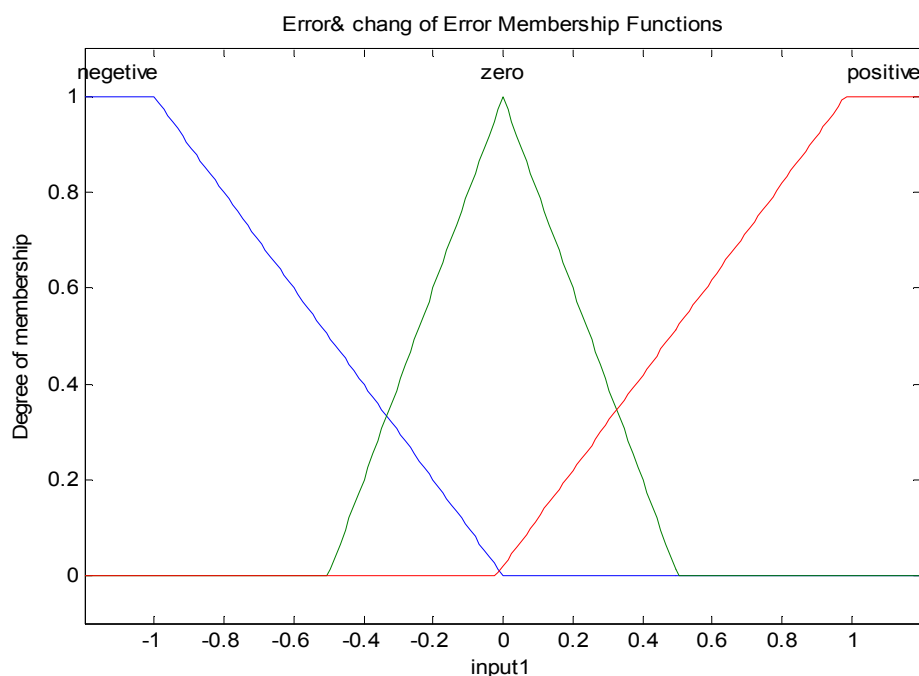


شکل ۴-۱۵ ولتاژ موتورها

۳-۴ کنترل فازی تطبیقی مستقیم ربات پیوما

روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم، که در فصل دوم توضیح داده شده است، را بر روی ربات پیوما ۵۶۰ پیاده سازی می‌کنیم. در این روش از یک سیستم فازی منفرد به عنوان کنترل‌کننده استفاده می‌شود. هدف کنترل در اینجا طراحی یک کنترل‌کننده پس‌خورد $u = u(X|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده‌آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید.

ورودی کنترل‌کننده فازی طراحی شده در این قسمت، خطا و مشتق خطا می‌باشد. توابع تعلق تعریف شده برای هر دو ورودی سیستم در شکل ۴-۱۶ نشان داده شده است. توابع تعلق مثلثی به حافظه کمتری در مقایسه با توابع گوسین نیاز دارند و خروجی فازی سازی آنها نرم‌تر و یکنواخت‌تر خواهد بود [43].

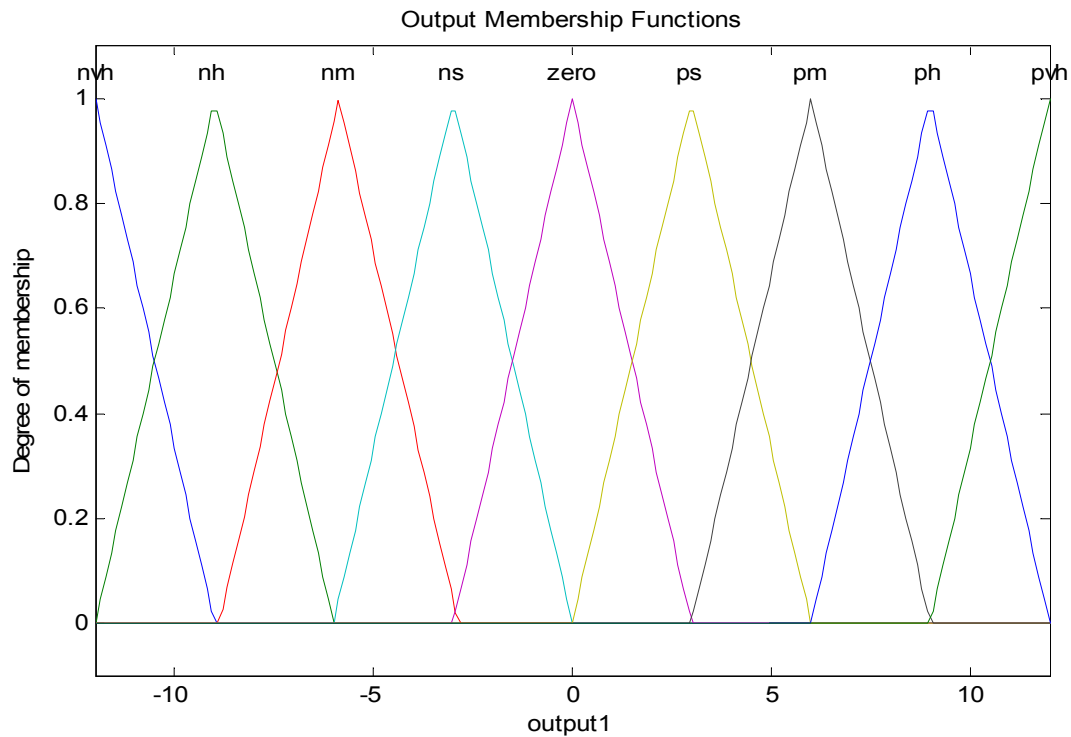


شکل ۴-۱۶- توابع تعلق ورودی‌ها

برای هر ورودی سه تابع تعلق تعریف شده است و در نتیجه آن بایستی نه قانون فازی برای سیستم تعریف شود. ساختار کلی توابع تعلق خروجی با نه گروه فازی با مقادیر اولیه، به صورت شکل ۴-۱۷ می‌باشد. هدف این است که با تنظیم مراکز این تابع‌های تعلق خروجی، خطا را کاهش دهیم در حالی که پایداری تضمین شده باشد. قوانین را به صورت جدول ۴-۳ تعریف می‌شود.

جدول ۴-۳ قوانین فازی

Chang of error Error	Positive	Zero	Negative
positive	PVH	PH	PM
zero	PS	Zero	NS
negative	NM	NH	NVH



شکل ۴-۱۷ توابع تعلق اولیه خروجی

مسیر مطلوب و گشتاورهای وارد بر مفصل مشابه روش قبل است. قاعده تطبیق مشابه با معادله (۲-۲) خواهد بود. از آنجا که ورودی‌های سیستم فازی ما خطا و مشتق خطا می‌باشد، بنابراین بردار Z برابر با $Z = E = (e, \dot{e})$ خواهد بود و قاعده تطبیق به صورت زیر در می‌آید.

$$\dot{\theta} = \gamma E^T p_n \varepsilon(E) \quad (۷-۴)$$

p_n آخرین ستون p می‌باشد. و ماتریس p با توجه به ماتریس Q دلخواه، باید معادله لیاپانوف (۲-۱۵) را برآورده سازد. ماتریس Q و ماتریس P معادل با آن در معادله لیاپانوف، سرعت همگرایی سیستم را نیز معین می‌کند [57].

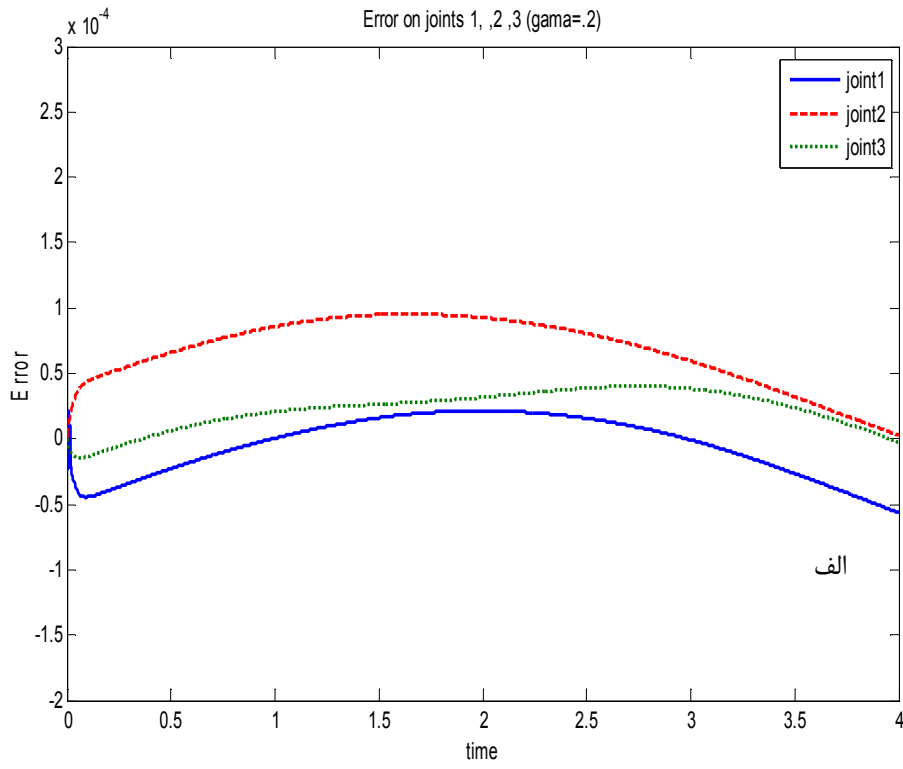
γ یک مقدار ثابت مثبت است که میزان تأثیرگذاری خطا بر $\dot{\theta}$ را مشخص می‌کند. γ معمولاً زیاد بزرگ انتخاب نمی‌شود تا تغییرات کوچک در خطا منجر به تغییرات زیاد در پارامترها نشود.

بردار θ ، برداری متشکل از مراکز توابع تعلق خروجی سیستم فازی می‌باشد که می‌خواهیم در جهت کاهش خطای ردگیری، مطابق با قاعده تطبیق بالا، تنظیم شود. تعداد عضوهای بردار θ برابر با تعداد قوانین می‌باشد. در این طراحی سیستم فازی نه قانون دارد بنابراین بردار θ نه عضوی می‌باشد. مقادیر اولیه θ با توجه به اطلاعاتی که از سیستم داریم به صورت زیر تعریف شده است، که مشابه با مراکز توابع تعلق خروجی کنترل‌کننده روش قبل می‌باشد.

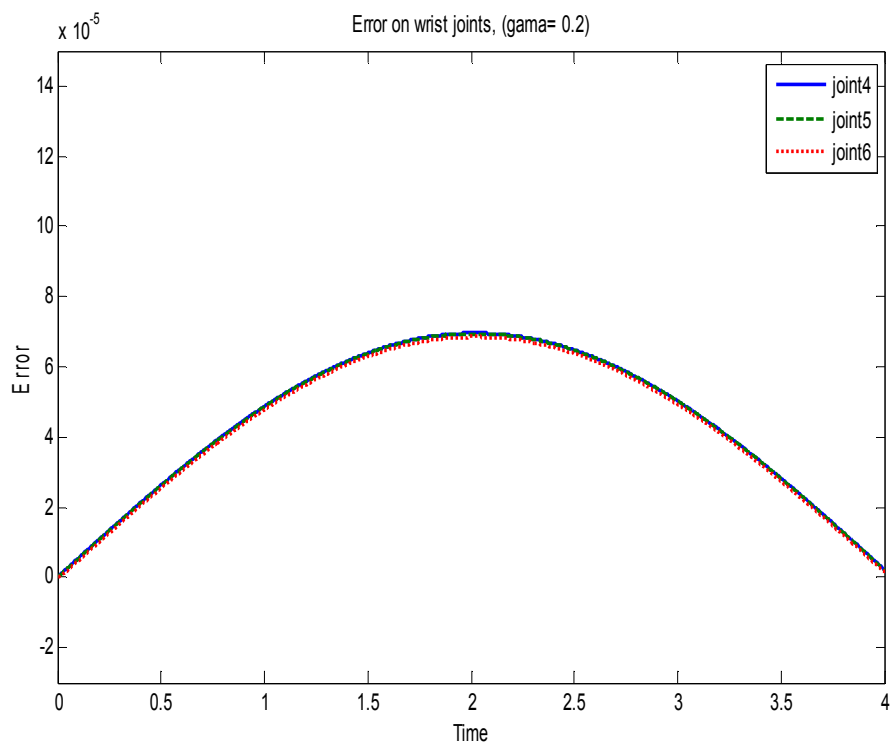
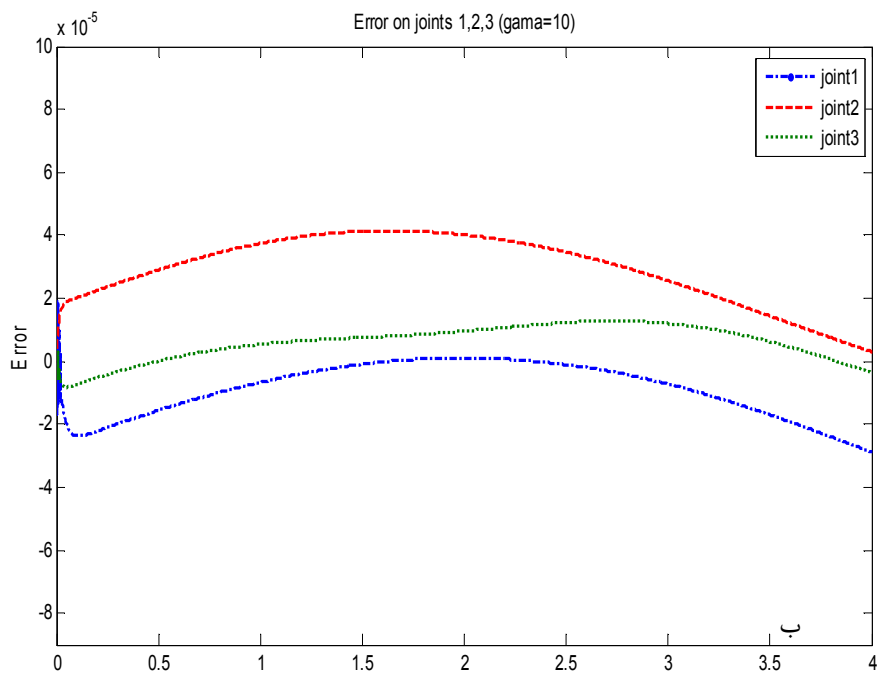
$$\theta_0 = [-12 \quad -9 \quad -6 \quad -3 \quad 0 \quad 3 \quad 6 \quad 9 \quad 12] \quad (۸-۴)$$

در هر مرحله با توجه به خطای سیستم و γ و p_n طراحی شده، $\dot{\theta}$ محاسبه می‌گردد و از طریق آن θ بدست می‌آید. θ به سیستم کنترل‌کننده اعمال می‌شود و خروجی کنترل‌کننده از طریق $u(X|\theta) = \theta^T \varepsilon(x)$ بدست می‌آید که $\varepsilon(x)$ مطابق با رابطه (۲-۳) تعریف شده است. سیستم را با γ سه مقدار برابر با 0.2 ، 10 و 50 پیاده سازی کرده ایم. خطای ردگیری برای هر شش مفصل

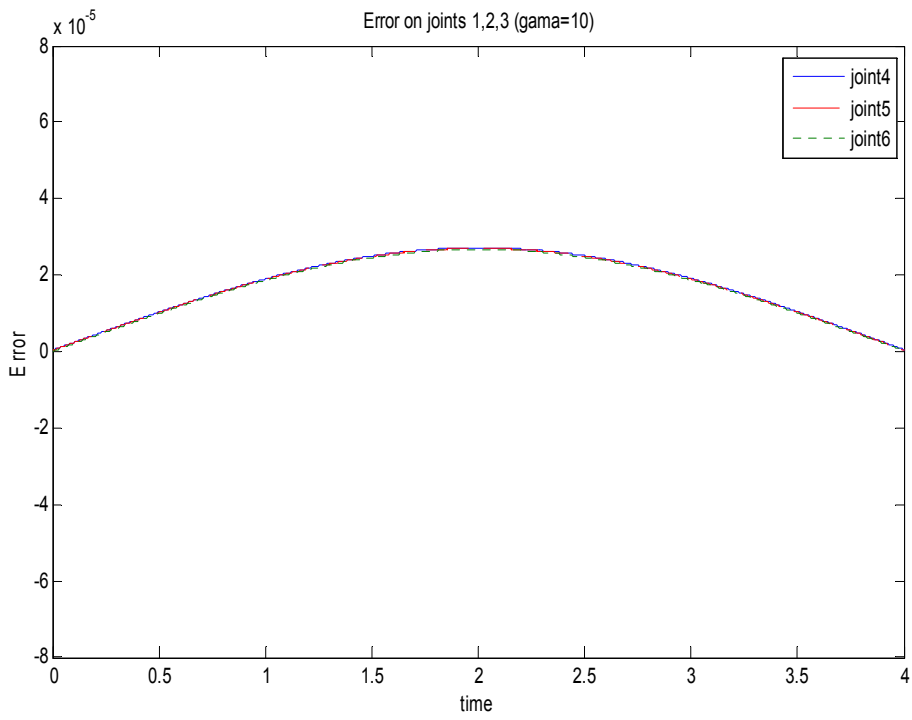
و ولتاژ موتورها (خروجی کنترل کننده) در شکل های ۴-۱۸ تا ۴-۲۳ نشان داده شده است. همانطور



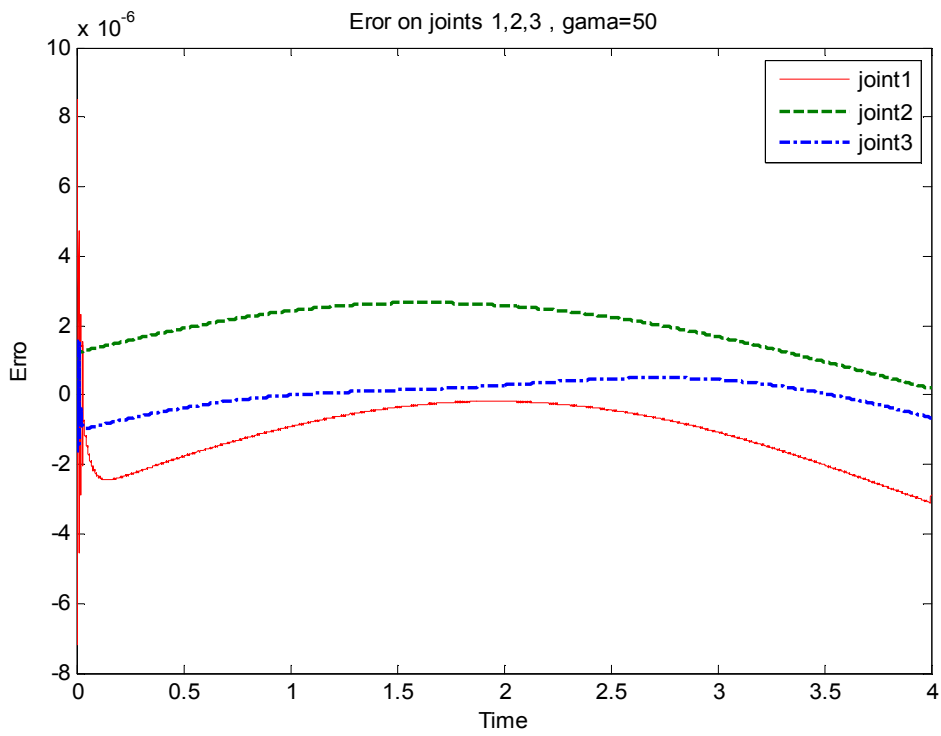
که



شکل ۴-۱۸ خطای ردگیری با $\gamma = 0.2$ الف- سه مفصل بازو و ب- سه مفصل مچ

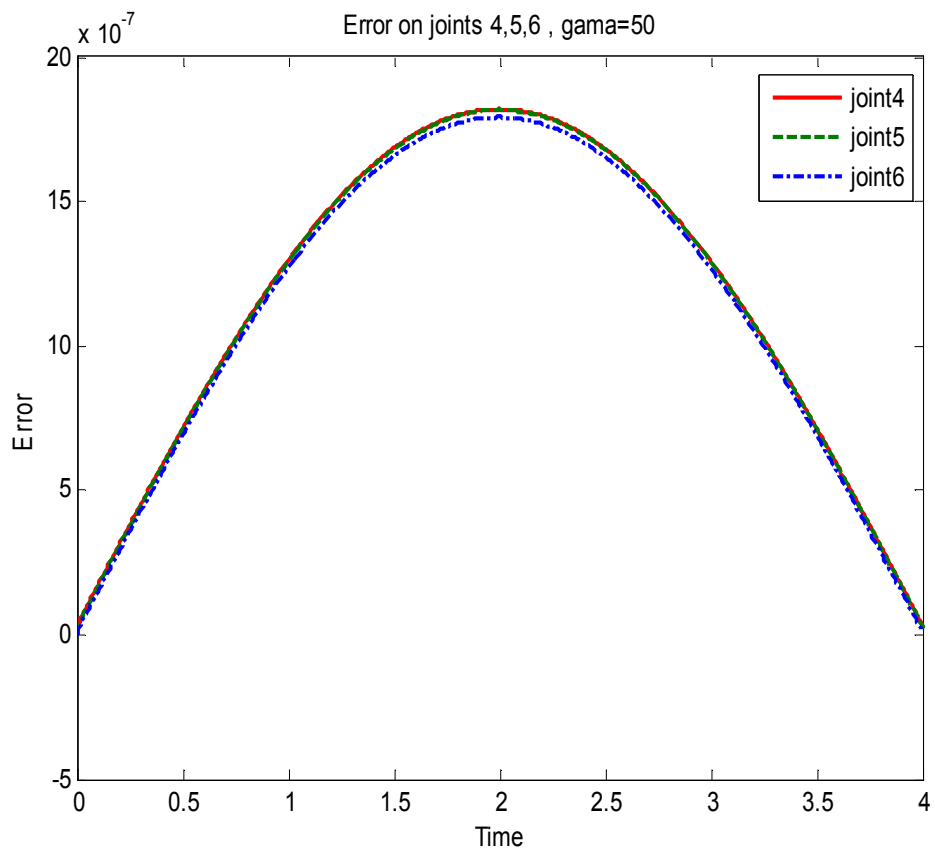


شکل

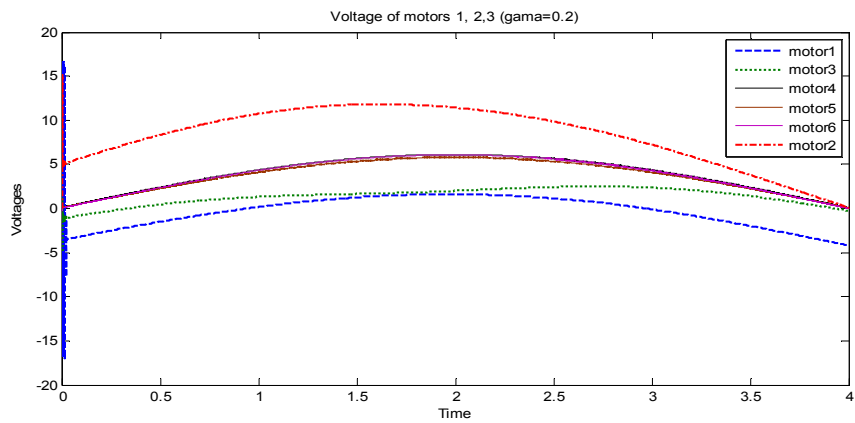


-۴

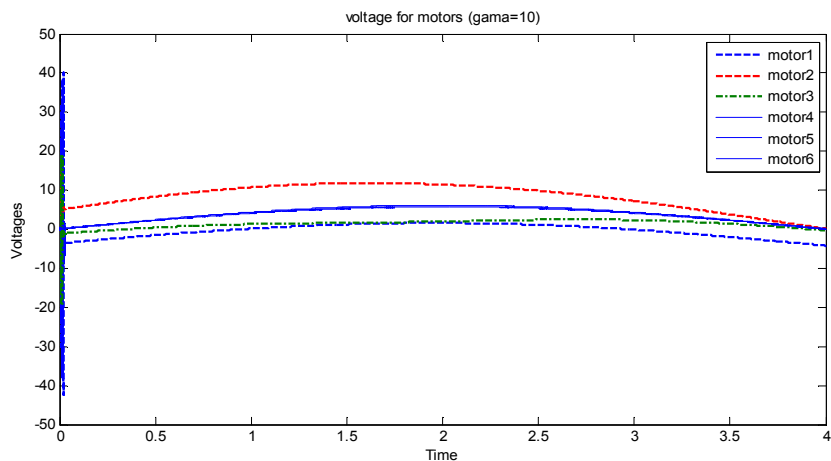
۱۹ خطای ردگیری با $\gamma = 10$ الف- سه مفصل بازو و ب- سه مفصل میچ



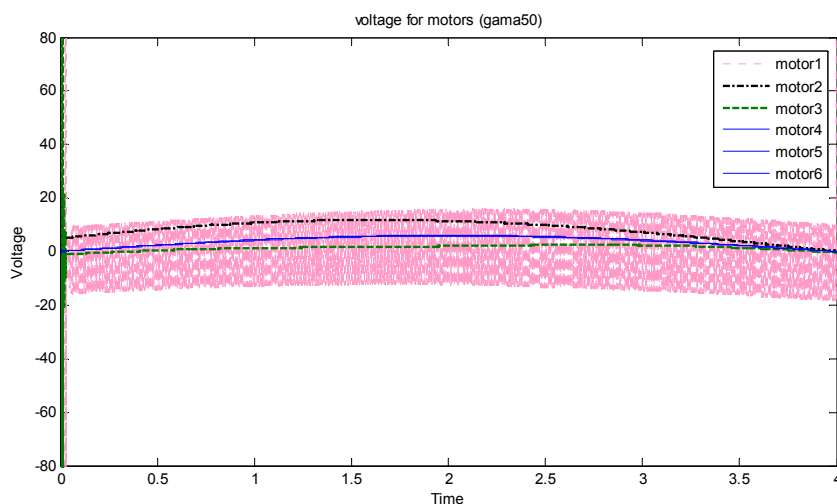
شکل ۴-۲۰ خطای ردگیری با $\gamma = 50$ الف- سه مفصل بازو و ب- سه مفصل مچ



شکل ۴-۲۱ ولتاژ موتورها با $\gamma = .2$



شکل ۴-۲۲ ولتاژ موتورها با $\gamma = 10$



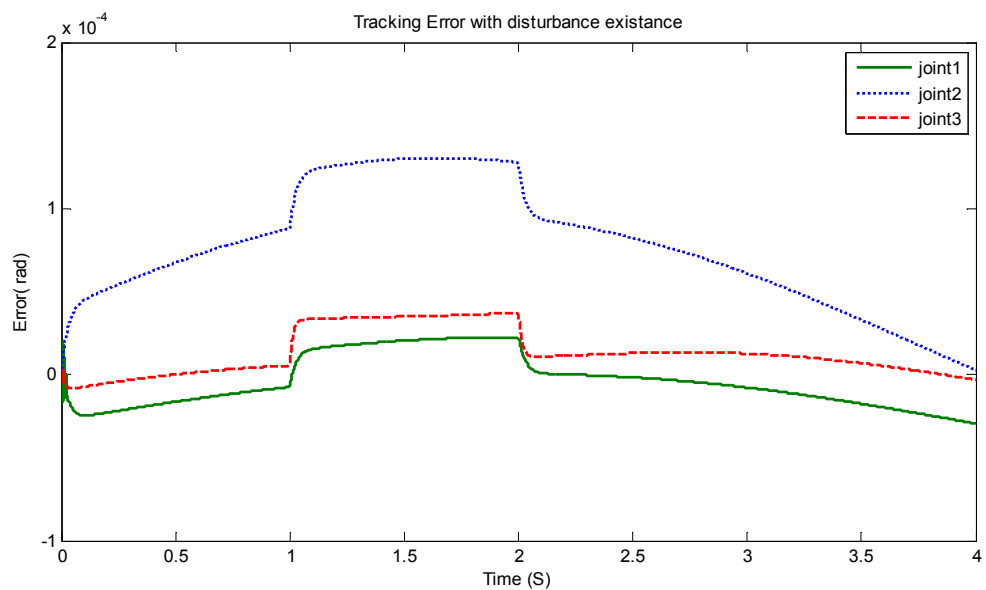
شکل ۴-۲۳ ولتاژ موتورها با $\gamma = 50$

در شکل‌ها نیز مشخص است، با افزایش γ ، خطای سیستم سریع‌تر کاهش می‌یابد، چون قوانین در جهت کاهش خطای موجود با گام‌های بزرگتری تطبیق می‌یابد. و در مقابل چون حساسیت کنترل-کننده به تغییرات خطای موجود بیشتر می‌شود، تغییر کوچک در خطای سیستم می‌تواند منجر به تغییرات زیاد در مراکز تابع تعلق خروجی و در نتیجه آن خروجی کنترل‌کننده شود. در صورتی که γ خیلی زیاد شود چون نمی‌توان محدود بودن پارامترها را تضمین کرد، کنترل‌کننده حتی ممکن است به سمت ناپایداری پیش برود. بنابراین با افزایش γ سیستم کم‌کم نوسانی می‌شود. بنابراین با توجه به

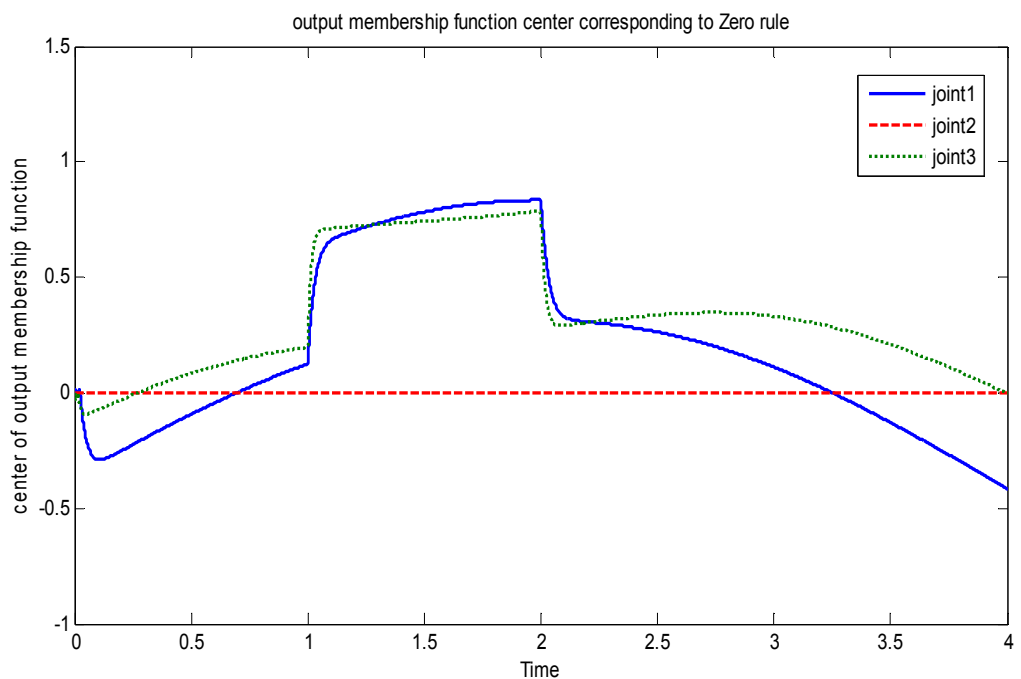
کاربرد سیستم و میزان خطای قابل قبول در سیستم، می‌توان کنترل‌کننده را در نقطه بهینه‌ای تنظیم کرد.

۴-۳-۱ بررسی دفع اغتشاش

برای مقایسه با روش ارائه شده در فصل قبلی، همان اغتشاش را به صورت جمع شونده در ورودی به سیستم اعمال می‌کنیم. اغتشاش به صورت پالس در ثانیه اول آغاز و در ثانیه دوم پایان می‌یابد. در این مرحله نیز، فقط تاثیر اغتشاش را بر مفاصل بازو در نظر می‌گیریم. خطای ردگیری سیستم برای سه مفصل اول در شکل ۴-۲۴ نمایش داده شده است. مفصل دوم را نیز به صورت کنترل‌کننده فازی اولیه بدون قاعده تطبیق در نظر می‌گیریم. مشاهده می‌شود که مفصل اول و سوم نسبت به مفصل دوم که این قاعده تطبیق را ندارد، خطای کمتری دارند و در تأثیر اغتشاش بر آن‌ها کمتر است. مرکز تابع تعلق خروجی که مربوط به قانون مرتبط با گروه‌های صفر فازی ورودی است، تحت تأثیر این اغتشاش قرار می‌گیرد. تغییرات این مرکز در شکل ۴-۲۵ نشان داده شده است. مقدار اولیه آن صفر بوده و در مفصل دوم که قاعده تطبیق ندارد همان صفر باقی می‌ماند ولی در مفصل یک و سه نشان داده شده که چگونه تغییر این مراکز تابع تعلق خروجی، اغتشاش موجود را جبران می‌کند.

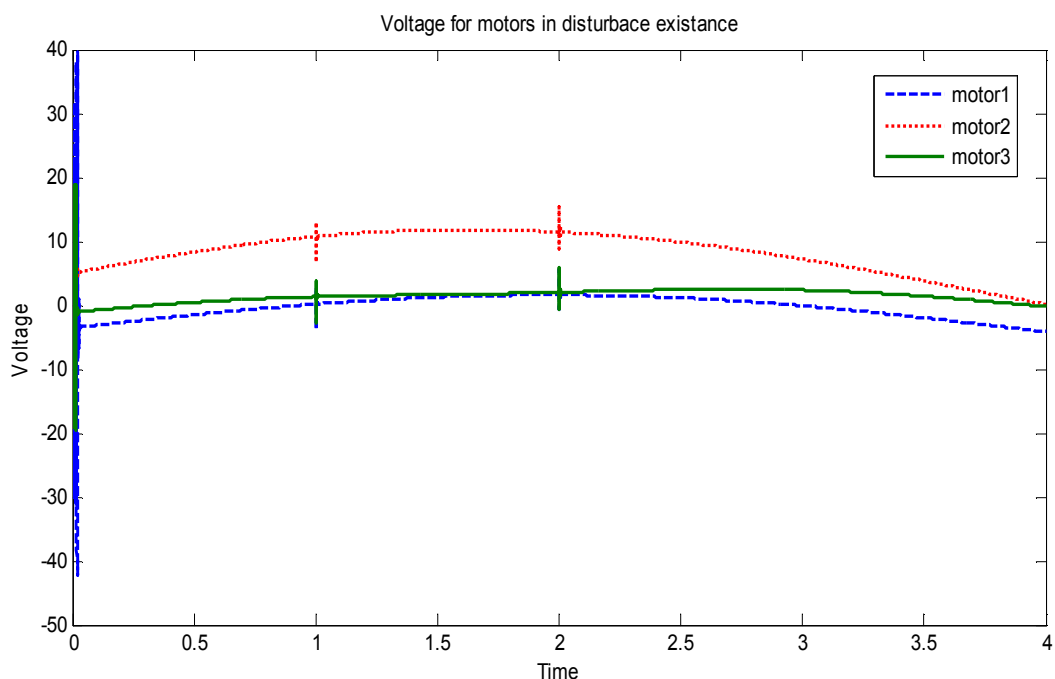


شکل ۴-۲۴ خطای ردگیری برای مفاصل بازو، مفصل ۲ بدون قاعده تطبیق می‌باشد، اغتشاش در ثانیه اول تا دوم حضور دارد.



شکل ۴-۲۵ مراکز تابع تعلق خروجی مربوط به قانون مرتبط با گروه‌های صفر فازی ورودی، برای سه مفصل بازو، مفصل ۲ بدون قاعده تطبیق می‌باشد، اغتشاش در ثانیه اول تا دوم حضور دارد.

ولتاژ موتورها، در محدوده قابل قبول قرار دارد و در شکل ۴-۲۶ نمایش داده شده است.



شکل ۴-۲۶ ولتاژ موتورها برای مفاصل بازو در حضور اغتشاش

۴-۴ مقایسه و نتیجه گیری

هر دو روش خطای قابل قبولی دارند و در مقابل اغتشاش از خود مقاومت نشان می‌دهند. پاسخ خوب هر دو روش بیانگر کارایی روش‌های کنترل فازی تطبیقی در مسائل کنترل ربات با حضور عدم قطعیت و اغتشاش است. در روش اول خطای سیستم بسیار کوچکتر است و در مقایسه با روش دوم، می‌توان خطای سیستم را تا حد دلخواهی کوچک کرد بدون اینکه هزینه سیستم افزایش یابد. در روش دوم نمی‌توان محدودیت‌های پارامترها را تضمین کرد، بنابراین با توجه به [4] حتی ممکن است سیستم ناپایدار شود. ولی در روش اول در صورت اطمینان از پایداری کنترل‌کننده اصلی، سیستم پایدار خواهد بود [56].

فصل پنجم

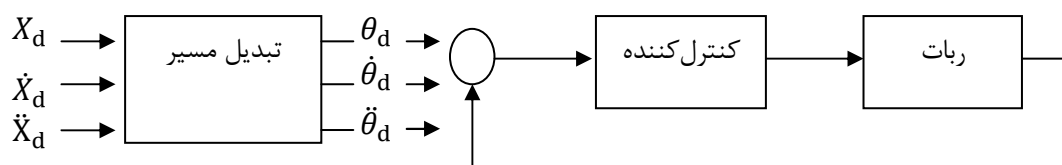
کنترل ربات در فضای کار

۵-۱ مقدمه

در روش‌هایی که تا کنون ارائه شد، فرض کردیم که مسیر مورد نظر، بر حسب تابع‌های زمانی مکان، سرعت و شتاب مفصل، معلوم است. با داشتن این ورودی‌ها، روش‌های کنترل مبتنی بر مفصل را طراحی کردیم. در این روش‌ها خطاهای مسیر با پیدا کردن اختلاف بین کمیت‌های مطلوب و کمیت‌های واقعی در فضای مفصلی، تعیین می‌شود. در بسیاری از موارد می‌خواهیم مجری نهایی خط مستقیم و یا مسیری با شکل توصیف شده در مختصات دکارتی را دنبال کند. روش‌های کنترلی که در آنها خطاها در فضای دکارتی شکل می‌گیرند، روش‌های کنترل مبتنی بر مختصات دکارتی خوانده می‌شوند. در ادامه فصل، ابتدا در بخش ۵-۲ روش فضای کار را با روش‌های مبتنی بر مفصل مقایسه می‌کنیم. در بخش بعد روش کنترلی ژاکوبی وارون را به عنوان یکی از روش‌های کنترلی در فضای کار مورد بررسی قرار می‌دهیم. هر دو روش توضیح داده شده در فصل قبل را با استفاده از استراتژی ژاکوبی وارون، برای کنترل ربات در فضای کار پیاده سازی می‌کنیم. روش فازی تطبیقی با ضرائب متغیر پاسخ خوب و خطای کمی دارد و در مقابل دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین مقاوم است. اما روش فازی تطبیقی مستقیم مرسوم، در فضای کار کارایی خوبی از خود نشان نمی‌دهد در این راستا در بخش بعدی این فصل به طراحی و تعمیم این روش در فضای کار می‌پردازیم و روش کنترلی فازی تطبیقی مستقیم تعمیم یافته را ارائه می‌دهیم.

۵-۲- مقایسه روش فضای کار با روش‌های مبتنی بر مفصل

برای این‌که مجری نهایی خط مستقیم و یا مسیرهایی با شکل توصیف شده در مختصات دکارتی را دنبال کند، یک روش این است که می‌توان تابع‌های زمانی مسیره‌های فضای مفصلی را که با مسیره‌های دکارتی متناظرند، محاسبه کرد. شکل ۵-۱ کاربرد این روش را نشان می‌دهد. ویژگی مهم این روش، استفاده از فرایند تبدیل مسیر برای محاسبه مسیره‌های مفصلی است. به دنبال این عمل، روش کنترل مبتنی بر مفصل مشابه با روش‌های فصل ۴، استفاده می‌شود.



شکل ۵-۱ روش مبتنی بر مفصل با مسیر مرجع در فضای کار

فرآیندهای تبدیل مسیر در صورتی که به‌طور تحلیلی انجام شود، به سبب هزینه محاسباتی، بسیار دشوار است. محاسبات لازم برای این تبدیل، عبارت است از :

$$\theta_d = \text{INVKIN}(X_d) \quad (۱-۵)$$

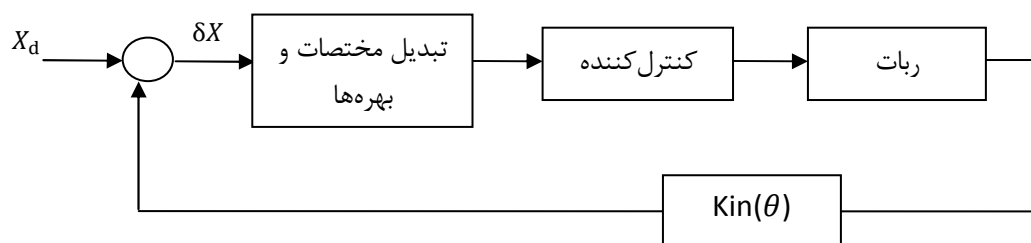
$$\dot{\theta}_d = J^{-1}(\theta)\dot{X}_d \quad (۲-۵)$$

$$\ddot{\theta}_d = \dot{J}^{-1}(\theta)\dot{X}_d + J^{-1}(\theta)\ddot{X}_d \quad (۳-۵)$$

می‌توان θ_d را با استفاده از معادله‌های سینماتیکی وارون به‌دست آورد و سپس سرعت‌ها و شتاب‌های مفصلی را به‌طور عددی به‌وسیله مشتق‌های اول و دوم محاسبه کرد. اما چنین روش‌های مشتق‌گیری عددی، باعث تقویت نویز می‌شوند و تاخیر ایجاد می‌کنند. در نتیجه دو راه در پیش خواهیم داشت،

پیدا کردن راهی کم‌هزینه‌تر برای محاسبه روابط و یا پیشنهاد روش کنترلی متفاوت که به اطلاعات فوق نیازی نداشته باشد.

رهیافت دیگری برای کنترل مجری نهایی در شکل ۲-۵ نشان داده شده است. در این روش مکان حس شده بازو، بلافاصله توسط معادله‌های سینماتیکی به مختصات دکارتی انتقال داده می‌شود.



شکل ۲-۵ روش کنترل در فضای کار

سپس این توصیف دکارتی از مکان، با مکان دکارتی مطلوب مقایسه می‌گردد و خطاهای موجود در فضای دکارتی را تشکیل می‌دهد. روش‌های کنترلی که در آنها خطاها در فضای دکارتی شکل می‌گیرند، روش‌های کنترل مبتنی بر مختصات دکارتی خوانده می‌شوند.

فرآیند تبدیل مسیر را می‌توان با نوعی تبدیل مختصاتی در داخل حلقه کنترل جایگزین کرد. قابل به ذکر است که در کنترل کننده‌های مبتنی بر مختصات دکارتی، در حلقه کنترل محاسبات بسیاری انجام می‌شود. این یکی از عیب‌های روش‌های مبتنی بر مختصات دکارتی است، زیرا در این صورت، سیستم حاصل ممکن است در مقایسه با سیستم‌های مبتنی بر مفصل، بسامد نمونه‌برداری پایین‌تری داشته‌باشد. این امر در حالت کلی، پایداری و قابلیت های دفع اغتشاش سیستم را کاهش می‌دهد

[58].

۳-۵ روش کنترلی ژاکوبی وارون

یک روش شهودی از روش‌های کنترل در فضای کار، روش ژاکوبی وارون است. در این حالت، مکان دکارتی واقعی با مکان مطلوب مقایسه می‌شود تا خطای δX در فضای کار تشکیل شود. اگر سیستم کنترل کار خود را به خوبی انجام دهد، این خطا ناچیز است و می‌توان به‌وسیله ژاکوبی وارون، آن را به فضای مفصلی نگاشت. داریم

$$\dot{P} = J\dot{q} \quad (۴-۵)$$

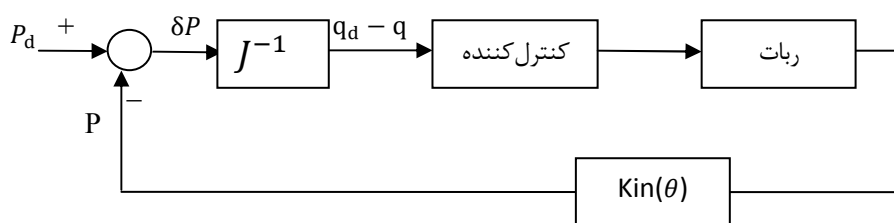
J ماتریس ژاکوبین ربات، P بردار موقعیت نقطه انتهایی و q بردار متغیرهای مفصلی است. اگر خطا کوچک باشد، می‌توان مشتق را به صورت زیر تقریب زد.

$$\Delta P = J \Delta q \quad (۵-۵)$$

که در آن، $\Delta P = P_d - P$ و $\Delta q = q_d - q$ می‌باشد. بنابراین برای بدست آوردن خطا در فضای مفصلی داریم:

$$\Delta q = J^{-1} (\Delta P) \quad (۶-۵)$$

با توجه به رابطه (۶-۵)، بلوک دیاگرام سیستم کنترل، به شرح شکل ۳-۵ می‌باشد.



شکل ۳-۵ کنترل کننده ژاکوبی وارون

یکی از مشکلات این روش، تکین شدن ماتریس ژاکوبین است. برای جلوگیری از تکین شدن می‌توان یکی از روش‌های زیر را به کار برد.

۱- می‌توان از مسیرهایی حرکت کرد که ماتریس ژاکوبین وارون پذیر است [58].

۲- استفاده از J^T به جای J^{-1} [3].

۳- فقط زمانی که به ناحیه تکین نزدیک می‌شویم از J^T به جای J^{-1} استفاده شود [3].

۵-۳-۱- پیاده سازی روش کنترلی ژاکوبی وارون بر روی ربات پیوما

برای این روش فقط کنترل موقعیت ربات را در نظر می‌گیریم و جهت ربات را تنظیم نمی‌کنیم. بنابراین، فقط سه بازوی اول ربات را که در تعیین موقعیت ربات نقش دارد و از جهت‌گیری‌های مچ صرف‌نظر می‌کنیم. ژاکوبین ربات پیوما را با سه رابط، با توجه به رابطه (۳-۳۰) و در نظر گرفتن مقادیر z_i در (۳-۳۱)، محاسبه می‌کنیم. از آن جهت که نقطه پایانی ما، نقطه انتهایی رابط سوم است، ماتریس ژاکوبین برای سه رابط مانند زیر است.

$$J_v = [J_{v1} \ J_{v2} \ J_{v3}] = [z_0 \times (d_0^3) \quad z_1 \times (d_0^3 - d_0^1) \quad z_2 \times (d_0^3 - d_0^2)] \quad (۷-۵)$$

که در آن :

$$J_{v1} = \begin{bmatrix} -a_3 S_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} - a_2 C_{\theta_2} S_{\theta_1} + d_3 C_{\theta_1} \\ a_3 C_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} + a_2 C_{\theta_2} C_{\theta_1} + d_3 S_{\theta_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$J_{v2} = \begin{bmatrix} -C_{\theta_1}(a_3 S_{\theta_2+\theta_3} + a_2 S_{\theta_2}) \\ -S_{\theta_1}(a_3 S_{\theta_2+\theta_3} + a_2 S_{\theta_2}) \\ S_{\theta_1}(-a_3 S_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} + a_2 C_{\theta_2} - d_3 C_{\theta_1}) + C_{\theta_1}(-a_3 C_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} + a_2 C_{\theta_2} C_{\theta_1} + d_3 S_{\theta_1}) \end{bmatrix}$$

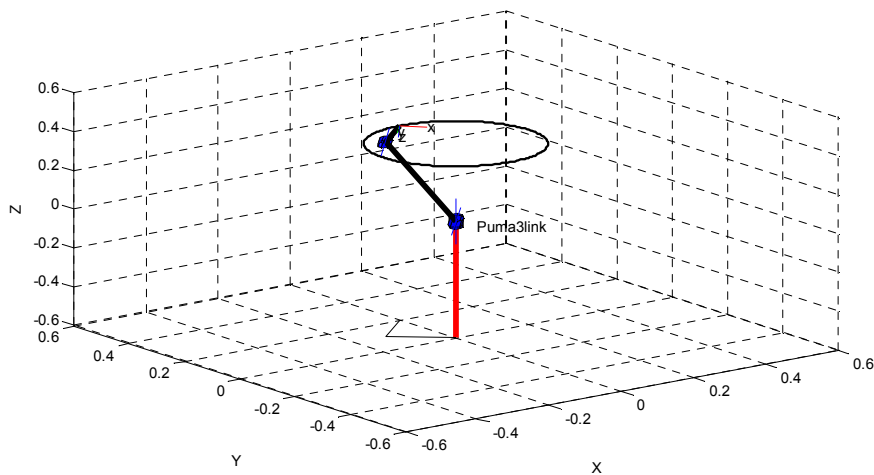
$$J_{v3} = \begin{bmatrix} -a_3 C_{\theta_1} S_{\theta_2+\theta_3} \\ -a_3 S_{\theta_1} S_{\theta_2+\theta_3} \\ S_{\theta_1} (a_3 S_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} - d_3 C_{\theta_1}) + C_{\theta_1} (a_3 C_{\theta_1} C_{\theta_2+\theta_3} + d_3 S_{\theta_1}) \end{bmatrix} \quad (8-5)$$

ماتریس ژاکوبین مربعی با بعد ۳ خواهد بود. بنابراین مشکلی برای معکوس‌گیری نخواهیم داشت. می‌خواهیم نقطه انتهایی ربات مسیر دایره‌ای شکلی را بییماید. مسیر دایره‌ای را در نقاطی از فضای کار تعریف می‌کنیم که ماتریس ژاکوبین ربات در آن نقاط معکوس پذیر باشد، یا به اصطلاح مسیر از نقاط تکین عبور نکند. مسیر دایره‌ای را به صورت روابط زیر در نظر می‌گیریم.

$$\begin{cases} x = 0.203 \sin(\pi t) \\ y = 0.203 \cos(\pi t) \\ z = 0.4013 \end{cases} \quad (9-5)$$

همانطور که از روابط پیداست، مسیر دایره‌ای در صفحه $z = 0.4013$ خواهد بود که به موازات صفحه xy می‌باشد. مرکز دایره بر روی مبدأ و شعاع آن 0.203 متر می‌باشد. با این مسیر ۲ ثانیه طول خواهد کشید تا ربات کل دایره را بییماید. مسیر دایره طراحی شده در شکل ۴-۵ نشان داده شده است. مکان اولیه ربات را بر روی دایره در نقطه $(0, 0.203, 0.401)$ قرار می‌دهیم. می‌خواهیم ربات این مسیر دایره‌ای را بییماید.

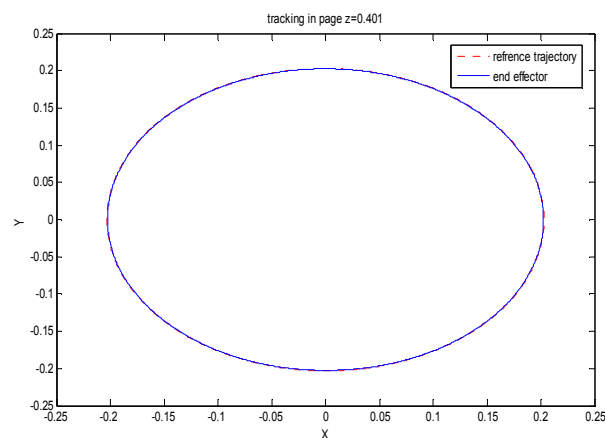
روش کنترل فازی تطبیقی را این‌بار با استفاده از ژاکوبین وارون در فضای کار پیاده‌سازی می‌کنیم. خطای مسیر در فضای دکارتی شکل می‌گیرد و با استفاده از ماتریس ژاکوبین وارون این خطا را به خطا در فضای مفصلی تبدیل کرده و روش کنترل در فضای مفصلی بخش قبل را اعمال می‌کنیم.



شکل ۴-۵ مسیر دایره ای مرجع برای ردگیری ربات

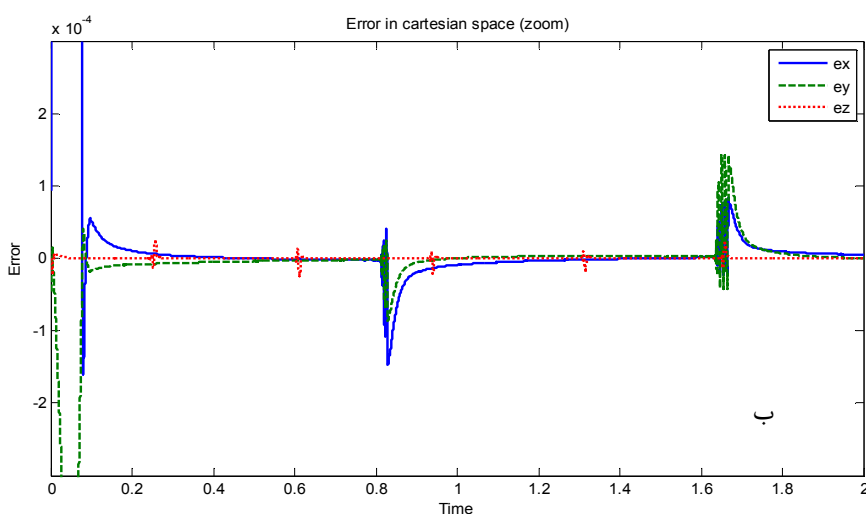
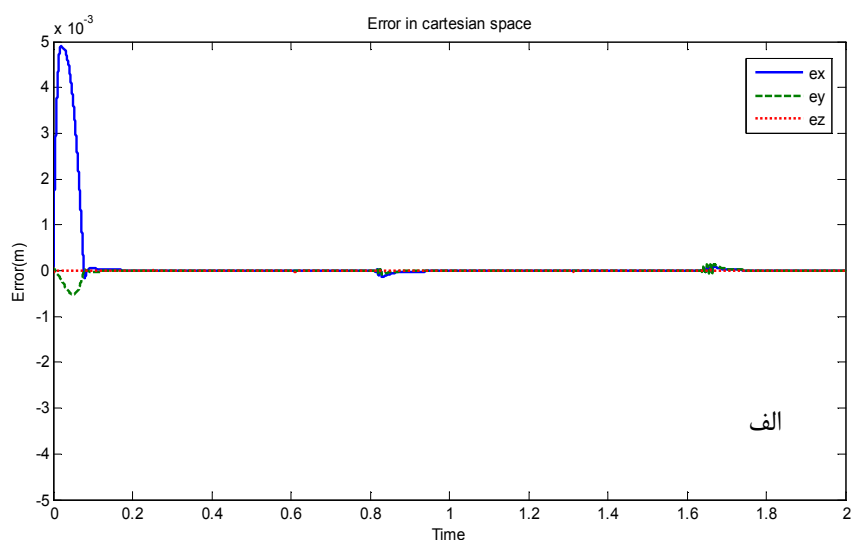
۲-۳-۵ روش کنترل فازی تطبیقی با ضرائب متغیر در فضای کار

در این بخش با استفاده از روش ژاکوبی وارون، خطاهای فضای کار را به خطا در فضای مفصلی تبدیل می‌کنیم و سپس روش کنترلی فازی تطبیقی با ضرائب متغیر را که در فصل قبل توضیح داده شد، به سیستم اعمال می‌کنیم. تنها تغییری که در روش ایجاد می‌شود این است که ضرائب مقیاسی ثابت باید با توجه به خطاهای تبدیل شده، تنظیم شود. حرکت نقطه انتهایی ربات، در شکل ۵-۵ نمایش



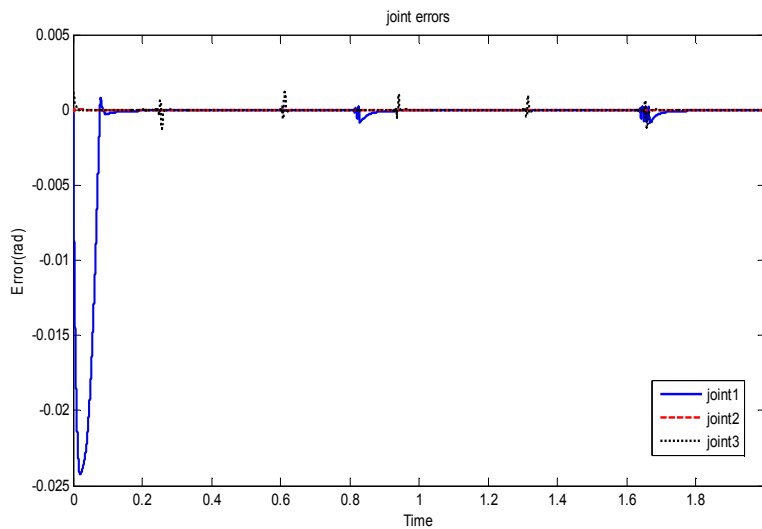
شکل ۵-۵ ردگیری کامل مسیر دایره‌ای توسط نقطه انتهایی ربات

داده شده است. همانطور که از شکل نیز مشخص است ربات مسیر دایره‌ای را به خوبی ردگیری می‌کند. خطای ردگیری در شکل ۵-۶ آورده شده است. خطای ماندگار سیستم کمتر از دهم میلی‌متر است که قابل قبول می‌باشد. خطای تبدیلی اعمال شده به کنترل‌کننده‌های مفاصل که از ضرب خطای دکارتی با ماتریس ژاکوبین وارون حاصل شده است در شکل ۵-۷ نشان داده شده است، همخوانی خطای مفصلی با خطای دکارتی بیانگر عملکرد مطلوب استراتژی ژاکوبین وارون در این روش است. واحد خطا در فضای دکارتی، متر و در فضای مفصلی به رادیان است.



شکل ۵-۶ الف- خطای ردگیری ربات در فضای دکارتی ب- بزرگنمایی خطا

سیستم در کمتر از ۰/۱ ثانیه به ردگیری کامل مسیر می‌پردازد. نتایج شبیه سازی نیز تأیید می‌کند که روش فازی تطبیقی ارائه شده در کنترل در فضای کار نیز کارایی مناسبی دارد.



شکل ۵-۷ خطای اعمال شده به کنترل‌کننده مفاصل که توسط ماتریس ژاکوبین وارون از فضای کار به فضای مفصلی نگاشته شده است.

۵-۳-۲-۱ مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت سینماتیکی

برای بررسی مقاوم بودن سیستم در برابر دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین، این بار شرایط عدم قطعیت در ماتریس ژاکوبین را در نظر می‌گیریم. خطا و عدم قطعیت ماتریس ژاکوبین ناشی از خطای پارامترهای دناویت هارتنبرگ است. بنابراین برای بررسی دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین، عدم قطعیت را به پارامترهای سینماتیکی ربات اعمال می‌کنیم. با در نظر گرفتن حد بالای ۵۰ درصد برای عدم قطعیت-های پارامتری، پارامترهای دناویت-هارتنبرگ را به صورت زیر در کنترل‌کننده در نظر می‌گیریم

$$\tilde{a}_2 = 0.5a_2 \quad (۱۰-۵)$$

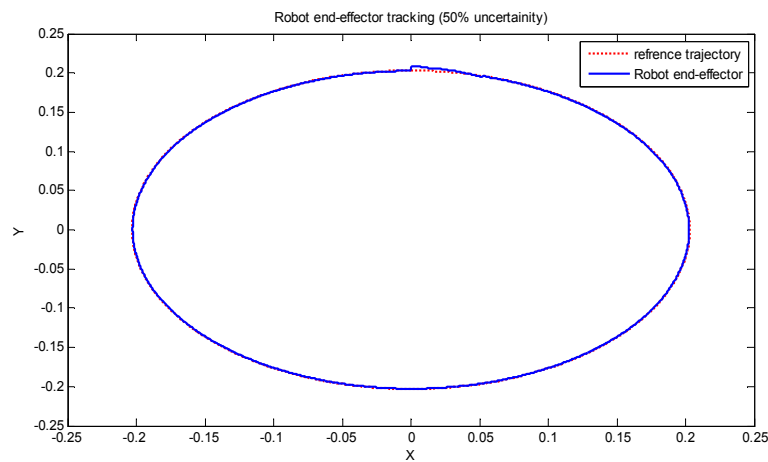
$$\tilde{a}_3 = 0.8a_3 \quad (۱۱-۵)$$

$$\tilde{d}_3 = 1.4d_3$$

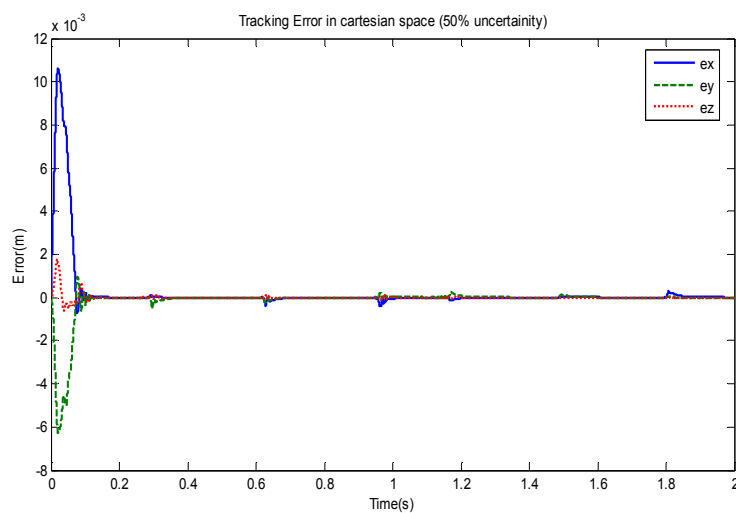
(۱۲-۵)

که در آن a_2 ، a_3 ، d_3 پارامترهای واقعی و \tilde{a}_2 و \tilde{a}_3 و \tilde{d}_3 پارامترهای اعمال شده به کنترل کننده برای محاسبه ژاکوبین وارون است.

ردگیری نقطه انتهایی ربات و خطای ردگیری به ترتیب در شکل‌های ۸-۵ و ۹-۵ نشان داده شده است.



شکل ۸-۵ ردگیری نقطه انتهایی ربات

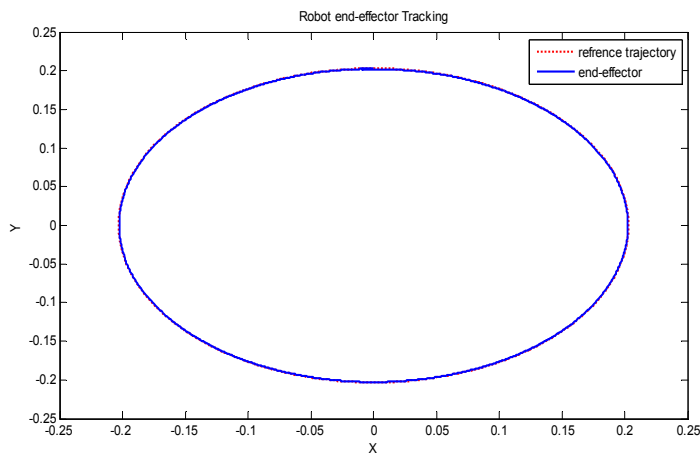


شکل ۹-۵ خطای ردگیری در فضای دکارتی

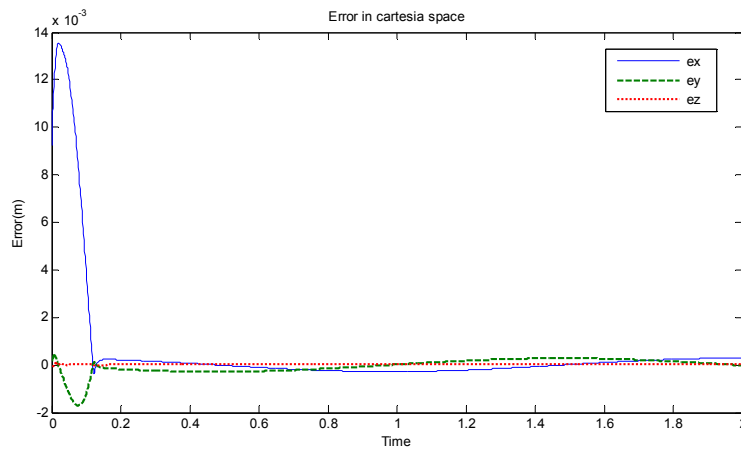
نتایج نشان می دهد که با حضور عدم قطعیت ۵۰ درصدی در سیستم، پس از ۰/۱ ثانیه، سیستم به ردگیری مسیر می پردازد. روش کارایی مناسب و خطای کوچکی دارد.

۳-۳-۵ روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار

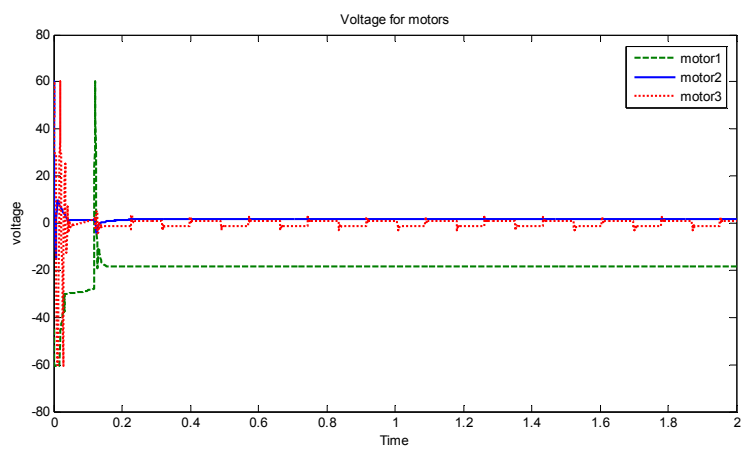
در این روش پس از نگاشت خطا به فضای مفصلی از روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم، برای کنترل در حوزه مفصلی استفاده می کنیم. روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم به طور کامل در فصل های پیشین توضیح داده شد است. مسیر مرجع همان دایره قبلی می باشد. در هر مرحله خطا در فضای دکارتی شکل می گیرد و توسط ماتریس ژاکوبین وارون، این خطا به فضای مفصلی نگاشته می شود. پس از آن خطای فضای مفصلی به کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم اعمال می شود. با توجه به این خطا در هر مرحله مراکز توابع تعلق خروجی، تنظیم می شوند. همان طور که در شکل ۵-۱۰ نیز مشخص است، نقطه انتهایی ربات ردگیری مسیر مرجع را انجام می دهد. خطای ردگیری در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است. خطا در حدود ۰/۵ میلی متر و بیشتر از روش قبلی است ولی در شرایطی بازم قابل قبول است. در این حالت γ را برابر با یک در نظر گرفتیم. ولتاژ موتورها نیز در محدوده قابل قبول است و در شکل ۵-۱۲ آورده شده است. مشکل اساسی در این روش اطمینان از محدود ماندن متغیر هاست که شرط استفاده از روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم است [4]. به طور کلی، پایداری و قابلیت های دفع اغتشاش سیستم در روش های مبتنی بر مختصات دکارتی، کاهش می یابد [58]. در این حالت افزایش ضرایب مقیاسی و یا افزایش گام های تطبیق ممکن است باعث تغییرات نامحدود در پارامترهای θ (مراکز توابع خروجی که تحت تنظیم می باشند) شود و حتی ممکن است سیستم را به سمت ناپایداری پیش ببرد.



شکل ۵-۱۰ ردگیری مسیر توسط نقطه انتهایی ربات



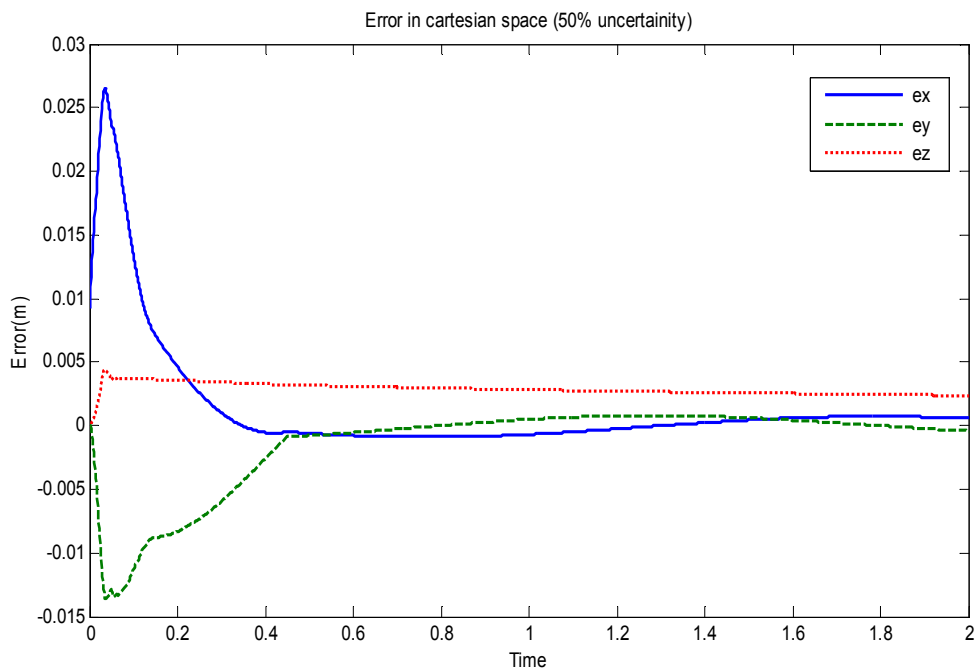
شکل ۵-۱۱ خطای ردگیری در فضای دکارتی



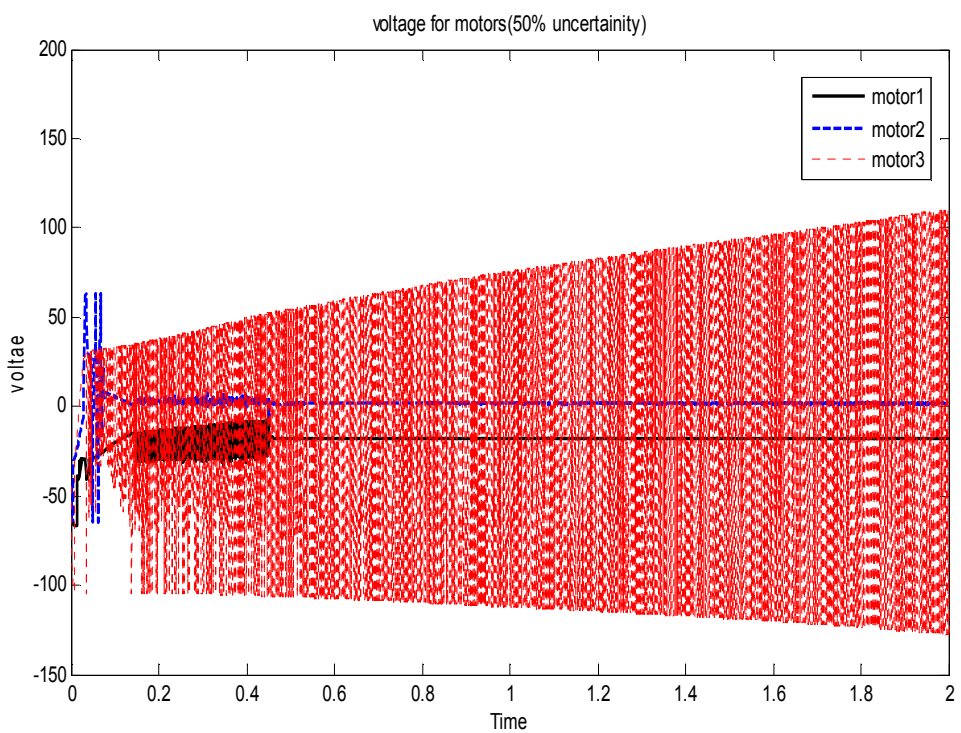
شکل ۵-۱۲ ولتاژ موتورها

برای پیاده سازی این روش در فضای کار نمی توان از گام های تطبیق (γ) بزرگی استفاده کرد و ولتاژ موتورها محدود نمی ماند. در γ های بزرگتر از یک، سیستم کم کم حالت نوسانی به خود گرفته و از کنترل خارج می شود و گام های خیلی کوچک نیز عملاً، تاثیر حالت تطبیقی کنترل کننده نمودار نمی شود و در حقیقت در حالت γ های کوچک، کنترل کننده فازی اصلی با تغییرات بسیار اندک، سیستم را کنترل می کند.

برای بررسی مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت های سینماتیکی و دقیق نبودن ژاکوبین، مشابه با روش قبل ۵۰ درصد عدم قطعیت در پارامترهای دناویت هارتنبرگ در نظر می گیریم و پارامترها را به صورت رابطه (۵-۱۰) تا (۵-۱۲) منظور می کنیم. خطای ردگیری و ولتاژ موتورها به ترتیب در شکل ۵-۱۳ و ۵-۱۴ نشان داده شده است. ولتاژ موتورها از محدوده مجاز خارج شده و به صورت ناپایداری افزایش می یابد و عملاً کنترل سیستم از بین می رود. خطا در سیستم زیاد شده و کنترل کننده، این افزایش خطا را با افزایش صعودی ولتاژ موتورها جبران می کند و در حقیقت کنترلی بر سیستم وجود ندارد. این سیستم با γ های کوچکتر از ۰/۵ تا ۱۰ درصد عدم قطعیت را تحمل می کند، بنابراین می توان نتیجه گرفت که مقاوم بودن سیستم بیشتر توسط کنترل کننده فازی اصلی حاصل می شود. از آن جهت که کاربرد اصلی سیستم های تطبیقی در دفع اغتشاش و تحمل عدم قطعیت است، نتایج نشان می دهد که روش فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار، مخصوصاً در حضور عدم قطعیت، کارایی مناسبی ندارد.



شکل ۱۳-۵ خطای ردگیری در فضای دکارتی در حضور عدم قطعیت



شکل ۱۴-۵ ولتاژ موتورها در حضور عدم قطعیت، سیستم عملاً از کنترل خارج شده است.

۵-۳-۴ تعمیم روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار

برای بهبود روش کنترلی فازی تطبیقی در فضای کار، تغییراتی در روش در نظر می‌گیریم. هدف کنترل در اینجا طراحی یک کنترل کننده پس‌خورد $u = u(Z|\theta)$ بر پایه سیستم‌های فازی و ارائه یک قاعده تطبیق برای تنظیم بردار پارامتر θ ، به طوریکه خروجی سیستم یعنی y خروجی ایده‌آل یعنی y_m را تا حد ممکن نزدیک به آن دنبال نماید. θ را مشابه با قبل، مراکز توابع تعلق خروجی در سیستم فازی در نظر می‌گیریم که با توجه به خطای سیستم در هر مرحله تطبیق یابد، با این تفاوت که این بار θ را در جهت کاهش خطای فضای دکارتی تنظیم می‌کنیم. تابع لیاپانوف مربوطه با توجه به خطای دکارتی تعریف می‌شود. فرض کنید سیستم ربات یک سیستم غیرخطی مرتبه ۲ می‌باشد که به وسیله معادلات دیفرانسیل زیر بیان می‌شود:

$$\ddot{q} = N(q, \dot{q}) + bu \quad (۱۳-۵)$$

با توجه به روابط (۱-۵) تا (۳-۵) می‌توان نوشت:

$$\ddot{q} = J^{-1}(q)\dot{X} + J^{-1}(q)\ddot{X} \quad (۱۴-۵)$$

که X متغیرهای فضای دکارتی است. تعریف می‌کنیم:

$$X_d = \begin{bmatrix} X_d \\ Y_d \\ Z_d \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}, \quad e_{task} = X_d - X = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{bmatrix} \quad (۱۵-۵)$$

X_d مسیرهای مرجع در فضای دکارتی است. با جایگذاری رابطه (۱۴-۵) در (۱۳-۵) داریم:

$$J^{-1}(q)\dot{X} + J^{-1}(q)\ddot{X} = N(q, \dot{q}) + bu \quad (۱۶-۵)$$

و در نتیجه آن:

$$\ddot{X} = -\dot{X} + J(N(q, \dot{q})) + Jbu \quad (۱۷-۵)$$

این معادله، معادله سیستم در فضای کار است. حال کنترل کننده را با توجه به این سیستم طراحی می‌کنیم. اگر تابع غیر خطی N مشخص باشد آنگاه ما می‌توانیم کنترل u را چنان انتخاب نماییم که قسمت غیرخطی را از بین ببرد و کنترل کننده را بر پایه تئوری کنترل خطی طراحی کنیم. با استفاده از خطی سازی فیدبکی داریم

$$\dot{X} = V \quad (18-5)$$

$$V = -\dot{X} + J(N(q, \dot{q})) + Jbu \quad (19-5)$$

از روابط بالا u را بدست می‌آوریم.

$$u = \frac{1}{b} [\dot{q} + N] + \frac{1}{b} J^{-1} V \quad (20-5)$$

اینک V را با توجه به قوانین کنترل خطی تعریف می‌کنیم.

$$V = \ddot{X}_d + k_1(\dot{X}_d - \dot{X}) + k_2(X_d - X) = \ddot{X}_d + \mathbf{K}^T \mathbf{e} \quad (21-5)$$

که $\mathbf{K} = (k_2, k_1)^T$ ، $\mathbf{e} = (e_{task}, \dot{e}_{task})^T$ می‌باشد. بنابراین اگر پارامترهای مدل معلوم باشد، قانون کنترل ایده‌آل ما به صورت زیر خواهد بود.

$$u^* = \frac{1}{b} [\dot{q} + N + J^{-1} \ddot{X}_d] + \frac{1}{b} J^{-1} \mathbf{K}^T \mathbf{e} \quad (20-5)$$

با توجه به وجود عدم قطعیت در سیستم، می‌خواهیم کنترل فازی $u(Z|\theta)$ را طوری طراحی کنیم تا تخمینی از u^* باشد. Z بردار متغیرهای ورودی به سیستم فازی ما خواهد بود. با اعمال $u(Z|\theta)$ به سیستم دینامیک خطا به صورت زیر خواهد بود: ((بافرض $(u(Z|\theta) = u^* + [u(Z|\theta) - u^*])$))

$$\ddot{e}_{task} = -\mathbf{K}^T \mathbf{e} + Jb[u^* - u(Z|\theta)] \quad (21-5)$$

ماتریس‌های Λ و B را به صورت زیر تعریف می‌کنیم، تا بتوان معادله دینامیک خطا را به صورت ماتریس فضای حالت نوشت.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \bar{0} & \bar{1} \\ -K_2 & -K_1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} \quad (22-5)$$

بنابراین معادله دینامیک خطا به صورت زیر خواهد بود.

$$\dot{e} = \Lambda e + B[u^* - u(Z|\theta)] \quad (23-5)$$

و θ^* را به عنوان پارامتر بهینه که در آن کمترین خطا اتفاق می‌افتد و ω خطای تقریب حداقل را مطابق با روش مرسوم مانند روابط (۲-۱۱) و (۲-۱۲) در نظر می‌گیریم. با توجه به تعریف $u(Z|\theta) = \theta^T \varepsilon(Z)$ و تعریف خطای حداقل داریم:

$$u^* - u(Z|\theta) = (\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \omega \quad (24-5)$$

با جایگذاری رابطه (۲۴-۵) در (۲۳-۵)، دینامیک خطا به صورت زیر خواهد بود.

$$\dot{e} = \Lambda e + B(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - B\omega \quad (25-5)$$

تابع لیاپانوف زیر را در برای صفر شدن خطا و همگرایی θ به θ^* در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} e^T P e + \frac{b}{2\gamma} (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (26-5)$$

γ یک ثابت مثبت و P یک ماتریس مثبت است که معادله لیاپانوف زیر را برآورده می‌کند.

$$A^T P + P A = -Q \quad (27-5)$$

یادآوری می‌شود که طبق فرض $b > 0$ و در نتیجه آن V مثبت می‌باشد. با در نظر گرفتن روابط (۵-۵)

(۲۵) و (۲۷-۵) خواهیم داشت :

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} [(\theta^* - \theta)^T \varepsilon(Z) - \omega] - \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (28-5)$$

اگر p_n آخرین ستون P باشد، با توجه به $\mathbf{B} = (0, Jb)$ داریم $\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} = \mathbf{e}^T p_n Jb$ بنابراین مشتق تابع لیپانوف به صورت زیر در می آید.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \frac{b}{\gamma} (\theta^* - \theta)^T [\gamma \mathbf{e}^T p_n J \varepsilon(Z) - \dot{\theta}] - \mathbf{e}^T p_n J b \omega \quad (29-5)$$

اگر قاعده تطبیق مشابه با روش قبل خواهد بود با این تفاوت که ماتریس ژاکوبین به آن اضافه شده است. قاعده تطبیق را به صورت زیر انتخاب کنیم

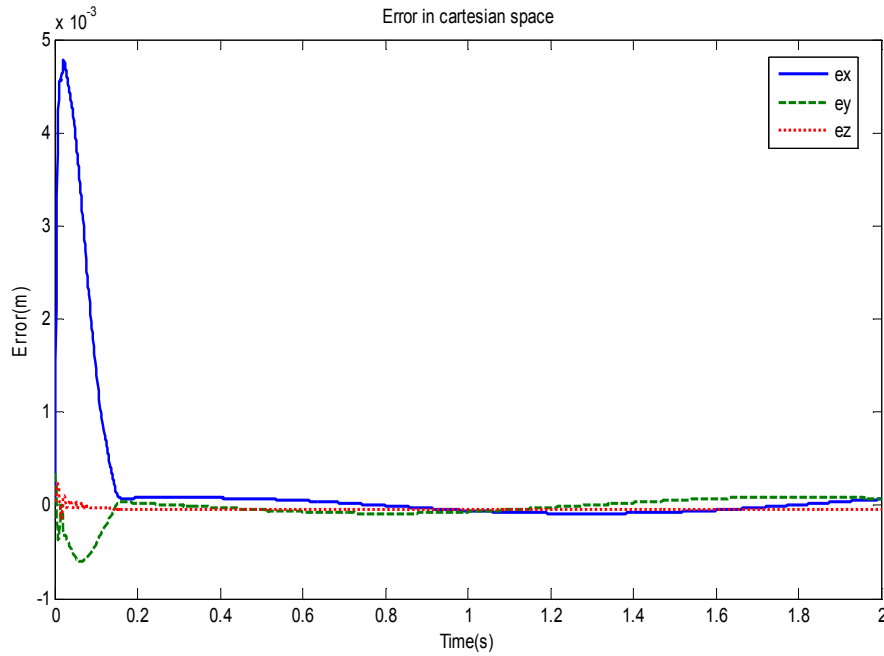
$$\dot{\theta} = \gamma \mathbf{e}^T p_n J \varepsilon(Z) \quad (30-5)$$

قاعده تطبیق برای کنترل سیستم در فضای کار، این بار با خطای دکارتی و ماتریس ژاکوبین سیستم تنظیم می شود.

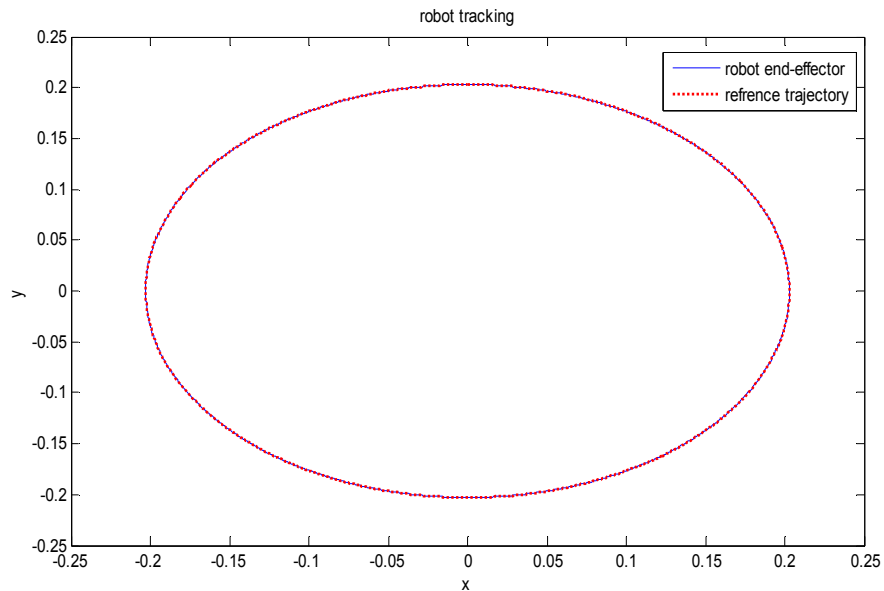
۵-۳-۴-۱ پیاده سازی روش تعمیم یافته بر روی ربات پیوما

برای بررسی کارایی روش ارائه شده در بخش قبل، این روش را بر روی ربات صنعتی پیوما ۵۶۰ برای کنترل در فضای کار پیاده سازی می کنیم. با روش ژاکوبین وارون و استراتژی کنترل مفصل مستقل، ابتدا خطای مسیر در فضای دکارتی تشکیل می شود. این خطا در قاعده تطبیق مراکز توابع خروجی سیستم فازی مورد استفاده قرار می گیرد. سپس به کمک وارون ماتریس ژاکوبین این خطا به خطا در فضای مفصلی تبدیل می شود و برای کنترل مفصل به کنترل کننده ها اعمال می شود. هر مفصل دارای یک کنترل کننده فازی به همراه یک قاعده تطبیق است. ورودی کنترل کننده های فازی (Z) ، خطا و مشتق خطای مفصلی خواهد بود. γ را برابر با ۲۰ در نظر می گیریم. خطای ردگیری در شکل ۵-۱۵

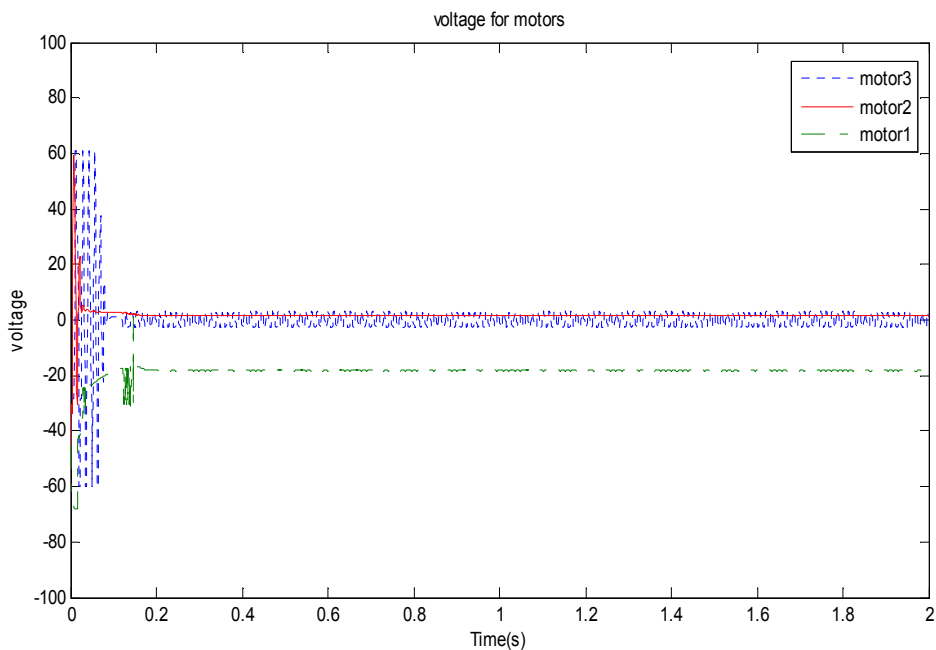
نشان داده شده است. خطا کمتر از دهم میلی متر می باشد. ردگیری نقطه انتهایی ربات در شکل ۱۶-۵ و ولتاژ اعمالی به موتورها در شکل ۱۷-۵ آورده شده است. ولتاژها محدود و مجاز می باشند.



شکل ۱۵-۵ خطای ردگیری در فضای دکارتی



شکل ۱۶-۵ ردگیری نقطه انتهایی ربات

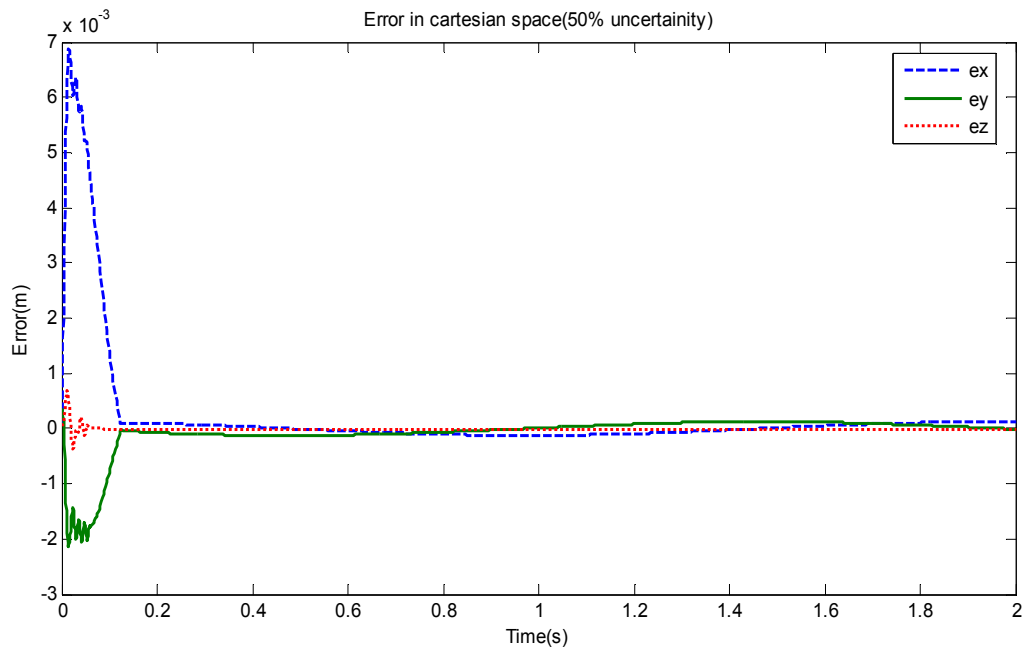


شکل ۵-۱۷ ولتاژ اعمالی به موتورها

این روش در مقابل با روش فازی تطبیقی متعارف، در فضای کار کارایی مناسب‌تری دارد و با افزایش گام‌های تطبیق و یا ضرائب مقیاسی سیستم به سرعت ناپایدار نمی‌شود.

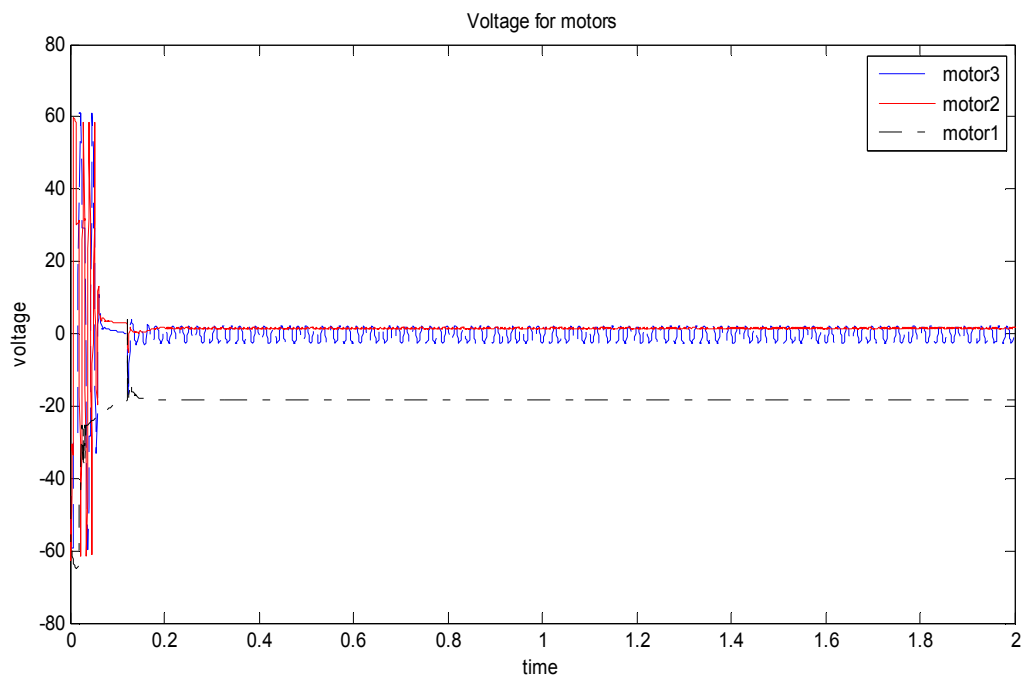
مقاوم بودن سیستم در مقابل عدم قطعیت سینماتیکی

برای بررسی مقاوم بودن سیستم در برابر دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین، مشابه با قبل ۵۰٪ عدم قطعیت در پارامترهای سینماتیکی ربات اعمال می‌کنیم. در این حالت ماتریس ژاکوبین ما دیگر دقیق نخواهد بود. روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم تعمیم یافته را با استراتژی ژاکوبی وارون با عدم قطعیت مذکور به سیستم ربات پیوما اعمال می‌کنیم. خطای ردگیری مانند شکل ۵-۱۸ خواهد بود. خطا در حدود ۰/۱۵ میلی‌متر است و با توجه به عدم قطعیت موجود قابل قبول است. پس از ۰/۲ ثانیه سیستم حالت گذرا را پشت سر گذاشته و مسیر را به طور کامل و با خطای ماندگار کم، ردگیری می‌کند.



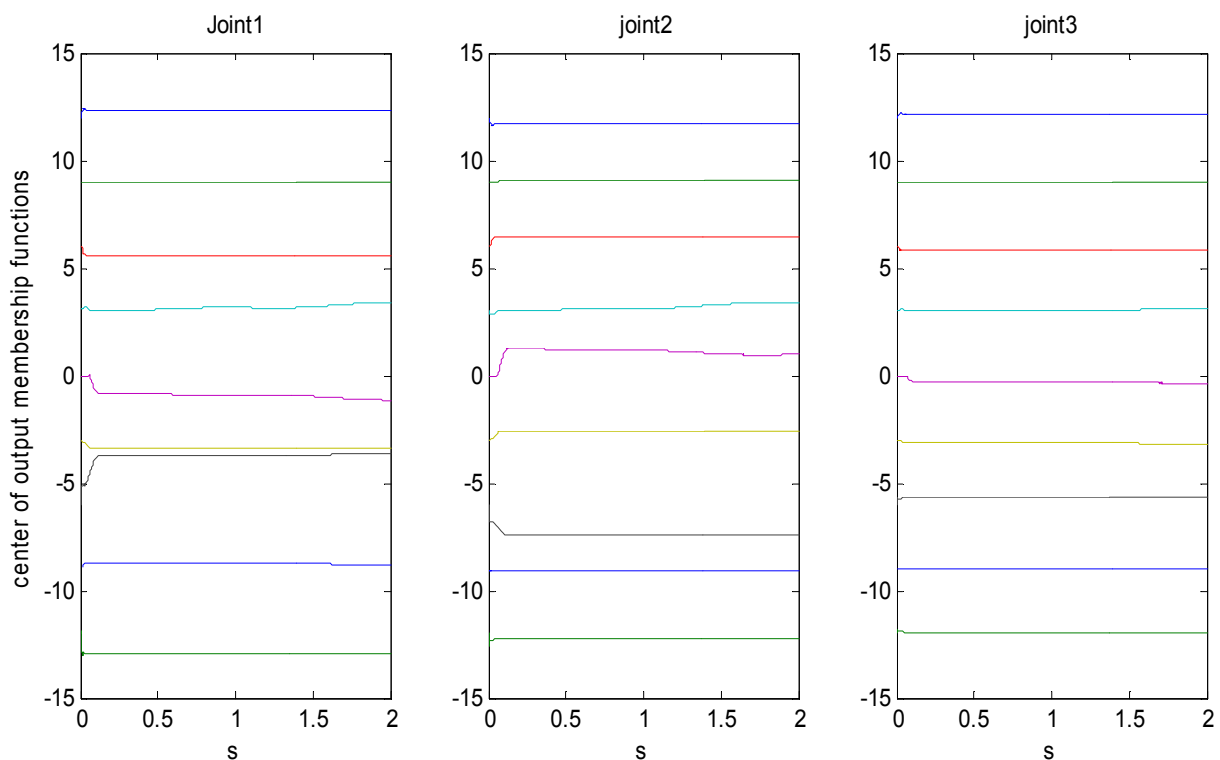
شکل ۵-۱۸ خطای ردگیری در فضای دکارتی با حضور ۵۰٪ عدم قطعیت

ولتاژ موتورها در شکل ۵-۱۹ آورده شده است. ولتاژها محدود و سیستم به خوبی تحت کنترل است.



شکل ۵-۱۹ ولتاژ اعمال به موتورها در حضور عدم قطعیت

تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی با هدف کاهش خطای دکارتی، در شکل ۵-۲۰ به تفکیک کنترل-کننده هر مفصل، نشان داده شده است. متغیر خروجی کنترل کننده ۹ تابع تعلق دارد که هر کدام فقط به یک قانون مربوط می‌شود. قوانینی که بیشتر و با وزن بزرگتری فعال می‌شوند، مرکز تابع تعلق خروجی مربوط به آن قانون بیشتر مورد تنظیم قرار می‌گیرد. به علت انتخاب مقادیر اولیه مناسب، پارامترها به سرعت به مقدار مطلوب، همگرا می‌شوند. نتایج شبیه سازی کارایی این روش تعمیم یافته را در کنترل در فضای کار نشان می‌دهد. سیستم در برابر عدم قطعیت مقاوم است و پاسخ زمانی مناسبی دارد.



شکل ۵-۲۰ - تغییرات مراکز توابع تعلق خروجی سیستم فازی به تفکیک کنترل کننده هر مفصل.

۴-۵ جمع بندی و نتیجه گیری

در این فصل، کنترل ربات در فضای کار را مطرح کردیم. دو روش ارائه شده در فصل کنترل در فضای مفصلی را با استفاده از استراتژی ژاکوبین وارون برای کنترل ربات در فضای دکارتی به کار بردیم. روش فازی تطبیقی با ضرائب متغیر در فضای کار پیاده سازی شد، نتایج شبیه سازی کارایی این روش را در کاهش خطا و مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت‌ها، تایید کرد. این روش در میان سایر روش‌ها، کمترین خطا و زمان نشست کوتاهتری داشت و در مقابل دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین مقاوم است. روش فازی تطبیقی مستقیم که در فضای مفصلی، به خوبی پاسخ می‌داد در فضای کار، کارایی مناسبی نداشت. در مقابل عدم قطعیت‌ها مقاوم نبود و حتی به سمت ناپایداری پیش رفت. این روش در این فصل به فضای کار تعمیم داده شد و روش تعمیم یافته پاسخ مناسب و خطای کمی داشت و در مقابل عدم قطعیت‌ها مقاوم بود. نتایج نشان می‌دهد که روش‌های موفق در فضای مفصلی، لزوماً، در فضای کار نیز، کارایی مناسبی ندارند.

فصل هشتم

نتیجہ گیری

۶-۱ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این رساله، کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک در فضای مفصلی و فضای کار با حضور اغتشاش و عدم قطعیت، مورد بررسی قرار گرفته است.

در این تحقیق سعی بر آن است که، برای حل مشکلات موجود در کنترل موقعیت بازوی ربات، راهکارهای جدید و مناسب ارائه شود. دو روش کنترل فازی تطبیقی در فضای مفصلی و به کمک استراتژی ژاکوبی وارون در فضای کار مطرح و پیاده‌سازی شد. روش اول، روش کنترل فازی تطبیقی با ضرائب متغیر بود که برای اولین بار در این رساله ارائه شده است و روش دوم، روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم به عنوان یک روش مرسوم، که این بار در حوزه رباتیک و بر روی ربات پیوما ۵۶۰ پیاده‌سازی شد. روابط ریاضی و نتایج شبیه‌سازی‌ها، عملکرد مطلوب کنترل‌های پیشنهادی را نشان می‌دهد. مزایا و معایب روش‌های پیشنهادی، به طور مفصل در نتیجه‌گیری آخر هر فصل بیان شده است. اهم این نتایج در زیر آمده است:

- در شرایط عدم قطعیت، ردگیری دقیق موقعیت در فضای مفصلی، نمی‌تواند ردگیری دقیق فضای کار را تضمین نماید.
- لزوماً روش‌هایی که در فضای مفصلی پاسخ‌های خوبی دارند، در کنترل در فضای کار کارایی مناسبی ندارند.
- در طراحی کنترل برای ربات، علاوه بر عدم قطعیت‌های دینامیکی باید به عدم قطعیت‌های سینماتیکی نیز توجه کرد. زیرا در شرایط وجود عدم قطعیت، شرط وجود ماتریس ژاکوبین دقیق تضمین نمی‌شود. بنابراین خطای واقعی ردگیری به کنترل‌کننده فیدبک نمی‌شود. در

این شرایط ممکن است سیستم حلقه بسته ناپایدار شود. یکی از مهم ترین مسائل کنترل در فضای کار عدم قطعیت های سینماتیکی و دقیق نبودن ماتریس ژاکوبین است.

- روش کنترل فازی تطبیقی با ضرائب متغیر که در این رساله ارائه شد، کارایی مناسبی در کنترل در فضای مفصلی با حضور اغتشاش و همچنین کنترل در فضای کار با وجود عدم قطعیت های سینماتیکی از خود نشان داده است. روش در مقایسه با دو روش دیگر، مقاوم تر و خطای ماندگار کمتری داشت. این روش را می توان به عنوان یک روش مناسب در کنترل ربات محسوب کرد.

- در روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم در فضای کار با ماتریس ژاکوبین غیر دقیق، از آن جهت که خطای واقعی به کنترل کننده فیدبک نمی شود و قاعده تطبیق بر اساس همان خطای غیر واقعی عمل می کند، کارایی مناسبی در کنترل در فضای کار ربات ندارد. این مشکل در روش تعمیم یافته ، با در نظر گرفتن خطای واقعی در فضای کار برای قاعده تطبیق ، مرتفع شده است و روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم تعمیم یافته در فضای کار و در شرایط حضور ۵۰٪ عدم قطعیت کارایی بسیار مناسبی از خود نشان می دهد.

۲-۶ پیشنهادات

در این بخش برای بهتر شدن نتایج و به منظور ارائه راهکار برای محققین بعدی، پیشنهادات زیر بیان می‌شود:

- می‌توان از سیستم‌های فازی برای تخمین ماتریس ژاکوبین و یا پارامترهای سینماتیکی ربات به صورت آنلاین یا آفلاین استفاده کرد.
- می‌توان از ایده کنترل‌های نظارتی و یا ترکیب روش‌های تطبیقی با روش‌های مقاوم، راهکارهای مناسبی برای کنترل ربات در فضای کار ارائه داد.

فہرست منابع

References:

- [1] S. Arimoto and F. Miyazaki, "Stability and robustness of PID feedback control for robot manipulators of sensory capability", in *Robotics Research*, M. Brady and R. P. Paul, Eds. Cambridge, MA: MIT Press, 1984.
- [2] Z. Qu, and D. M. Dawson, , "Robust tracking control of robot manipulators", *IEEE Press, Inc., New York*, 1996.
- [3] M. M. Fateh, and M. R. Soltanpour, "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transformation of control space" *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5, no.12, 2009, (to be published December 2009).
- [4] L. X. Wang, , "A course in fuzzy systems and control", *Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall*, 1997
- [5] C. M. Lim, and T. Hiyama, "Application of fuzzy logic control to a manipulator" *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 1, no. 5, pp. 688-691, 1991.
- [6] C. Ham, Z. Qu, and R. Johnson, "Robust fuzzy control for robot manipulators" *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, vol. 147, no. 2, pp. 212-216, 2000.
- [7] E. Kim, "Output feedback tracking control of robot manipulator with model uncertainty via adaptive fuzzy logic", *IEEE trans. on fuzzy system*, vol. 12, no. 3, pp. 368-376, 2004.
- [8] J. P. Hwang, and E. Kim, "Robust tracking control of an electrically driven robot: adaptive fuzzy logic approach" *IEEE trans. on fuzzy systems*, vol. 14, no. 2, pp. 232-247. 2006.
- [9] J. Jantzen, "A tutorial on adaptive fuzzy control", *Eunite*, pp. 709- 719, 2002.
- [10] J. L. Castro, M. Delgado, "Fuzzy systems with defuzzification are universal approximators," *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 26, pp. 149–152, 1996.
- [11] L. X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems", *IEEE Trans.Fuzzy Syst.*, vol. 1, pp. 146–155, 1993.
- [12] L. X. Wang, "Adaptive fuzzy systems and control", *Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall*, 1994.

- [13] J. T. Spooner, and K. M. Passino, “Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 4, pp.339–359, 1996.
- [14] R. Ordonez, and K. M. Passino, “Stable multi-input multi-output adaptive fuzzy/neural control”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, pp. 345–353, 1999.
- [15] B. S. Chen, C. H. Lee, and Y. C. Chang, “ H_∞ tracking design of uncertain nonlinear SISO systems: adaptive fuzzy approach”, *IEEE Trans.Fuzzy Syst.*, vol. 4, pp. 32–43. 1996.
- [16] B. S. Chen, H. J. Uang, and C. S. Tseng, “Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: a fuzzy-based dynamic game approach”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 6, pp. 538–552, 1998.
- [17] Y. C. Chang, and B. S. Chen, “Robust tracking designs for both holonomic and nonholonomic constrained mechanical systems: adaptive fuzzy approach”, *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, pp. 46–66, 2000.
- [18] S. Tong, M. Chai, and J. Zhou, “Fuzzy adaptive output tracking control of nonlinear system” *IEEE International Fuzzy Systems Conference Proceedings*, pp. 562-567, 1999.
- [19] F.C. Sun, Z.Q. Sun, and G. Feng, “An adaptive fuzzy controller based on sliding mode for robot manipulators” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol.29, no. 4,Aug. 1999.
- [20] C. Lin, and Y. Mon, “Hybrid adaptive fuzzy controllers with application to robotic systems” *Fuzzy Set and Systems*. vol. 139, pp. 151-165, 2003.
- [21] Y. Guo, and P. Woo, “An adaptive fuzzy sliding mode controller for robotic manipulator”. *IEEE Trans. on System, Man and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, vol.33, no.2, 2003.
- [22] M. Takegaki and S. Arimoto, “A new feedback method for dynamic control of manipulators” *Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, vol. 102, pp. 119–125, 1981.
- [23] R. Kelly, “Regulation of manipulators in generic task space: An energy shaping plus damping injection approach” *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 15, pp. 381–386, 1999.

- [24] F. L. Lewis, C. T. Abdullah, and D. M. Dawson, “*Control of robot Manipulators*”. New York: Macmillan Publishing Co., 1993.
- [25] O. Khatib, “A unified approach for motion and force control of robot manipulators: The operational space formulation” *IEEE J. Robot. Automat.*, vol. RA-3, pp. 43-45, 1987.
- [26] C. Liu, C. C. Cheah, J. E. Slotine, “Adaptive jacobian tracking control of rigid-link electrically driven robots based on visual task-space information”, *Automatica* , vol. 42, pp. 1491-1501, 2006.
- [27] A. Astolfi and R. Ortega, “Immersion and invariance: A new tool for stabilization and adaptive control of nonlinear systems” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 4, 590–606, 2003.
- [28] C. Ott, A. A. Schaffer, A. Kugi, S. Stramigioli and G. Hirzinger, “A passive based cartesian impedance controller for flexible joint robots-part I: Torque feedback and gravity compensation” *IEEE conf. robot. auto.* (pp. 2659–2665), 2004.
- [29] A. D. Luca, B. Siciliano and L. Zollo, “Pd control with on-line gravity compensation for robots with elastic joints: Theory and experiments” *Automatica*, vol. 41, no. 10, pp. 1809–1819, 2005.
- [30] F. Ghorbel and M. Spong, “Stability analysis of adaptively controlled flexible joint manipulators” *29th IEEE conf. decision control*, 1990
- [31] P. Tomei, “Adaptive PD controller for robot manipulators” *IEEE Transaction on Robotics and Automation*, pp. 565–570, 1991.
- [32] R. Colbaugh, and H. Seraji, “Adaptive tracking control of manipulators: Theory and experiments” *in proc. IEEE Int. Conf. Rob. Automat.*, pp. 2992-2998, 1994.
- [33] H. Yazarel, and C. C. Cheah, “Task-space adaptive control of robotic manipulators with uncertainties in gravity regressor matrix and kinematics”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 9, pp.1580-1585, Sep. 2002
- [34] M. Galicki, “Motion control of robotic manipulators in task space”, *Proceedings of the 2002 IEEE/RSJ int. Conference on intelligent Robots and Systems*, 2002.
- [35] S. Komada, , Y. Ohkouchi, , M. Ishid, and T. Hori, “Robust control of robot manipulators based on disturbance observer in task Space” *International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Proceedings of the IECON '93*, vol. 3 , pp. 1401-1406, 1993.

- [36] M. Galicki, "An adaptive regulator of robotic manipulators in the task space" *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 53, no. 4, 2008.
- [37] C. Liu, C.C. Cheah, J. J. E. Slotine, "Adaptive task-space regulation of rigid-link flexible-joint robots with uncertain kinematics" *Automatica*, vol. 44, pp. 1806–1814, 2008.
- [38] M.M. Fateh, H. Farhangfard, "On the transforming of control space by manipulator Jacobian", *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 6, no. 1, pp. 101-108, February 2008.
- [39] C. C. Cheah and H. C. Liaw, "Inverse jacobian regulator with gravity compensation: stability and experiment", *IEEE Trans. on Robotics*, vol. 21, no. 4, pp. 741- 747, 2005.
- [40] M. W. Spong, S. Hutchinson and M. Vidyasagar, "*Robot modeling and control*", John Wiley and Sons , Inc. 2006.
- [41] Z. Alexi, H. Sandor, "Parameter identification of a robot arm using Genetic algorithms", *Periodica polytechnic Ser. El. Eng.*, vol. 45, no. 3, pp 195-209, 2001.
- [42] H. Mayeda, K. Osuka and A. Kangawa, "New identification method for serial manipulator arms", *Proc. Of the IFAC world congress*, pp. 74-79, 1984.
- [43] J. Velagic, Z. Vukic, and E. Omerdic, "Adaptive fuzzy ship autopilot for track-keeping", *control engineering practice*, vol 11, pp. 433-443, 2003.
- [44] S. Hayashi, "Auto-tuning fuzzy PI controller", *Proceedings of the IFSA '91* ,pp. 41–44, Belgium: Brussels, 1991.
- [45] K. Tanaka, and M. Sano, "A new tuning method of fuzzy Controllers", *Proceedings of IFSA '91*, pp. 207–210, Brussels, Belgium, 1991.
- [46] M. Guzelkaya, I. Eksin, and E. Yesil, "Self-tuning of PID-type fuzzy logic controller coefficients via relative rate observer" , *Engineering applications of ArtificialIntelligence*, vol. 16 , pp. 227–236, 2003.
- [47] F. C. Teng, A. Lotfi, and A. C. Tsoi, " Self-Tuning PD+I fuzzy logic controller with minimum number of rules" , *International Conference on Systems, Man and Cybernetics, ISIC. IEEE* ,pp. 865-870, 2007.
- [48] T. J. Procyk, and E. H. Mamdani, " A linguistic self-organizing process controller", *Automatika*, vol. 15 no.1, pp. 15-30, 1979.

[49] M. W. Spong, and M. Vidyasagar, "Robot dynamics and control" New York: John Wiley & Sons, 1989.

[50] S. Niku, "Scheme for active positional correction of robot arms" *5th international conference on CAD/CAM, Robotics and factories of future* , Springer Verlag , pp. 590-593, 1991.

[51] S. Niku, "Introduction to Robotics: Analysis, Systems, Applications", Prentice Hall, 2002.

[52] V.T. Kim , "Independent joint adaptive fuzzy control of robot manipulator" *The 5th Biannual World Automation Congress*, vol. 14, pp. 645-652, 2002.

[53] Y. Jin, "Decentralized adaptive fuzzy control of robot manipulators Systems" *IEEE Trans. on Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, vol. 28, no.1, pp. 47-57. , 1998.

[54] سلطانپور م، (۱۳۸۷)، رساله دکتری " کنترل غیرخطی مقاوم ردگیری موقعیت بازوی ماهر رباتیک در فضای کار با حضور عدم قطعیت"، دانشکده برق و رباتیک ، دانشگاه صنعتی شاهرود

[55] M. M. Fateh, "On the voltage-based control of robot manipulators" *International Journal of Control, Automation and System*, vol.6, no.5, pp.702-712. , 2008.

[56] M. M. Fateh, and A. Azarfar, "Improving fuzzy control of robot manipulator via increasing scaling factors, *The second international symposium on intelligent informatics*, China, September 2009.

[57] J. Slotine, and W. Li, "Applied nonlinear control" New Jersey: Prentice-Hall, 1991.

Abstract

So far, the control of robot manipulators in joint-space has been extensively developed. The industrial robots show high accuracy, good resolution, and suitable repeatability, although, to achieve a high grade of quality, the cost of constructing will be increased. Alternatively, to save the cost we can improve the performance of robot by the use of enhanced controllers to overcome uncertainties.

The significance of robot control is due to the two facts, 1- dynamics of robot manipulator is highly nonlinear with coupling between joints and variations in inertia and load. Such the dynamical effects will be dominant as the velocity is increased. Therefore, such a complex system cannot be easily described by a precise mathematical model. Consequently, the use of model-based controllers will be affected by these uncertainties. 2- The perfect tracking of robot manipulators in joint space cannot guarantee the perfect tracking of the end-effector in workspace under uncertainties.

Thus, in this thesis we propose an adaptive fuzzy control of robot manipulators in task space. Human knowledge about the plant dynamics and control strategies can be incorporated into adaptive fuzzy controllers, whereas such knowledge is not considered in conventional adaptive control systems. This identifies the main advantage of adaptive fuzzy control over conventional adaptive control.

So, in this thesis, two different methods of adaptive fuzzy control are implemented on Puma560 robot. The first one is a new adaptive fuzzy control by variable scaling factors. The second method is a typical adaptive fuzzy control named direct adaptive fuzzy. These two methods are simulated and steady state error and robustness of both are compared. Then, by the inverse jacobian strategy, these methods are used in task space.

The simulation results show the adaptive fuzzy controller efficiency in robotic control systems in both joint space and task space.

Keyword:

Robot manipulator, Fuzzy control, Self-tuning fuzzy systems, Direct adaptive fuzzy systems, Task space, Adaptive control, Robust nonlinear control, Independent joint control, Inverse jacobian strategy



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Adaptive fuzzy control of a robot manipulator in the task-space

Azita Azarfar

Supervisor

Dr. Mohammad Mehdi Fateh

Submitted for MSC.thesis

September 2009

