



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه کنترل

پایان نامه تحصیلی جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

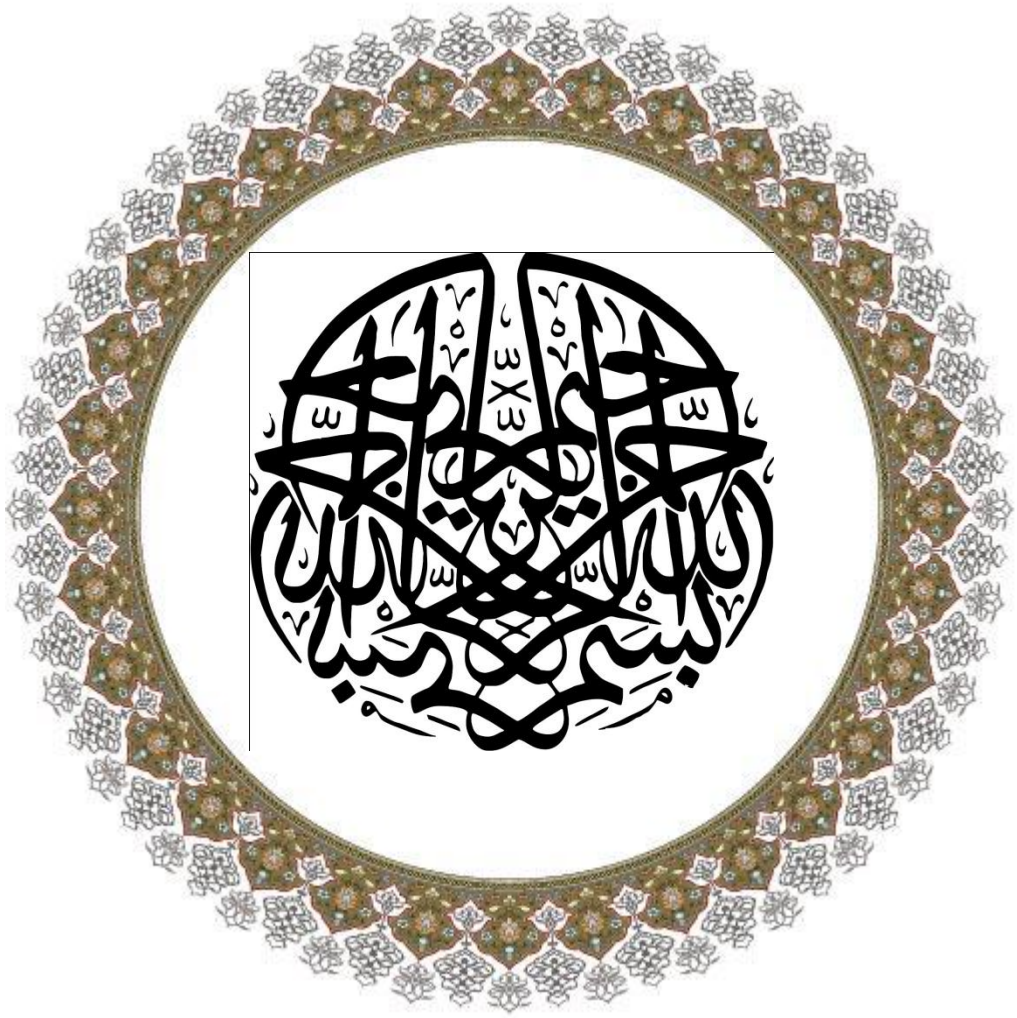
کنترل فازی PWM ربات SCARA

حمید اسفیدانی

استاد راهنما
دکتر محمد مهدی فاتح

استاد مشاور
دکتر علی دستفان

زمستان ۱۳۸۹



تقدیم به پدر و مادر عزیز و مهربانم

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده : مهندسی برق و رباتیک

گروه : مهندسی برق - کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای محمدحسین خلفباغی

تحت عنوان :

طراحی کنترل کننده‌های مقاوم H_2 و H_∞ روی سیستم ربات دو بازو

در تاریخ _____ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد مورد ارزیابی و با درجه
مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

دانشجو تأیید می نماید که مطالب مندرج در این پایان نامه نتیجه تحقیقات خودش می باشد و در صورت استفاده از نتایج دیگران مرجع آن را ذکر نموده است.

کلیه حقوق مادی حاصل از نتایج مطالعات، آزمایشات و نوآوری ناشی از تحقیق موضوع این پایان نامه متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد.

دی ماه ۱۳۸۹

تشکر و قدردانی

با تقدیر و تشکر از اساتید ارجمند جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح و جناب آقای دکتر علی دستفان که با راهنمایی‌های ارزنده‌شان مرا در انجام این تحقیق یاری نمودند. همچنین از پدر و مادر عزیز و مهربانم که همواره باعث ایجاد انگیزه در من برای ادامه تحصیل و تلاش در این راه بوده‌اند و از همه دوستان به خصوص آقایان امیر علیزاده، سجاد شجاع، سیامک آذر گشسب و محمد حسین خلف باغی نهایت تشکر را داشته و آرزوی توفیق در همه امور را برای این عزیزان دارم.

حمید اسفیدانی

چکیده

در این پایان نامه با ارائه یک مدل کامل ریاضی از ربات اسکارا به همراه محرکه‌های الکتریکی و راه-انداز محرکه‌ها استراتژی کنترل مدولاسیون پهنای پالس (PWM) بازوی ماهر اسکارا معرفی می‌گردد. روش کنترلی استفاده شده یک روش کنترل فازی خطی است که موقعیت ربات را در فضای فازی و خطی در یک محیط غیر ساختاری با وجود عدم قطعیت کنترل می‌کند. این روش از توانایی روش کنترل فازی برای عدم قطعیت و کنترل رفتار غیر خطی بهره‌مند است و پس از کنترل خطا و اطمینان از کوچک بودن آن، سیستم کنترل خطی برای حذف خطای حالت ماندگار بکار می‌رود. در کنترل موقعیت، کنترل ربات با روش مفصل مستقل انجام می‌شود و کلیه عوامل نامعین و متغیر که از طریق اتصالات و ارتباطات روی این مفصل اثر می‌گذارند به صورت اغتشاش منظور می‌شوند. کنترل موقعیت ربات در حالات تعقیب مسیر مرجع و حرکت نقطه به نقطه بررسی میشود. نتایج شبیه سازی موضوعی روی ربات اسکارا $G1^0 - 654s$ با موتورهای مغناطیس دائم نشان می‌دهند که این سیستم از هر دو ویژگی تعقیب و دفع آشوب بر خوردار است و خطای حالت ماندگار را به اندازه قابل قبولی کاهش می‌دهد. در صورت بروز هر گونه آشوب که موجب افزایش خطا و خروج از محدوده تعریف شده باشد سیستم به طور خودکار، توسط کنترل فازی به وضعیت مطلوب برگردانده می‌شود.

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱ تاریخچه	۱
۱-۲ ساختار پایان نامه	۴
فصل دوم: سیستم های فازی	۵
۲-۱ مقدمه	۵
۲-۲ ساختار سیستمهای فازی	۷
۲-۲-۱ پایگاه قواعد فازی	۸
۲-۲-۲ موتور استنتاج فازی	۹
۲-۲-۳ فازی سازها	۱۰
۲-۲-۴ غیر فازی سازها:	۱۱
۲-۳ پیاده سازی کنترل کننده فازی	۱۴
فصل سوم: دینامیک و طراحی مکانیکی ربات	۱۶
۳-۱ مقدمه	۱۶
۳-۲ معرفی ربات اسکارا	۱۷
۳-۳ مدل سازی سینماتیکی	۱۸
۳-۳-۱ نمایش دناویت- هارتنبرگ	۱۹
۳-۳-۲ سینماتیک وارون	۲۳
۳-۴ سینماتیک سرعت	۲۵
۳-۴-۱ تعیین ماتریس ژاکوبین	۲۶

۳-۵	دینامیک	۲۷
۳-۵-۱	نیرو، اینرسی و انرژی	۲۷
۳-۵-۲	مکانیک لاگرانژ	۳۱
۳-۵-۳	دینامیک ربات اسکارا	۳۳
۳-۶	طراحی مکانیکی ربات G1 ^o -654s	۳۴
فصل چهارم: دینامیک محرکه ها		
۴-۱	مقدمه	۳۹
۴-۲	دینامیک ربات و محرکه ها	۴۰
۴-۳	درایو موتورها:	۴۷
۴-۳-۱	تولید PWM	۴۸
۴-۳-۲	بررسی تاثیرات PWM بر معادلات سیستم	۴۸
۴-۳-۳	تعمیم ورودی PWM به بازوهای مکانیکی:	۵۰
۴-۴	تحلیل مداری درایو موتور DC	۵۴
فصل پنجم: طراحی سیستم کنترلی		
۵-۱	مقدمه	۵۶
۵-۲	ساختار کنترل کننده	۵۷
۵-۳	طراحی کنترل کننده خطی	۵۸
۵-۴	طراحی کنترل کننده فازی	۶۱
۵-۵	بررسی دفع اغتشاش	۶۲
۵-۶	نتایج شبیه سازی	۶۴
۵-۶-۱	ردگیری مسیر مرجع	۶۶
۵-۶-۲	بررسی دفع اغتشاش	۷۰

۷۳ ۵-۶-۳ ارزیابی کنترل کننده فازی
۷۴ ۵-۶-۴ ردگیری نقطه مرجع
۷۶ فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۷۸ مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۳-۱ ربات ادیت وان ۱۷
- شکل ۳-۲ شماره گذاری مفاصل ربات اسکارا ۱۹
- شکل ۳-۳ نمایش دناویت- هارتنبرگ ۲۱
- شکل ۳-۴ نمایش اتصال دستگاه مختصات به ربات اسکارا ۲۳
- شکل ۳-۵ نمای بالای ربات اسکارا برای محاسبه θ_2 ۲۴
- شکل ۳-۶ نیروی گریز از مرکز ۲۸
- شکل ۳-۷ نیروی کوریولیس ۲۸
- شکل ۳-۸ جسم صلب به همراه مختصات مرکز جرم ۲۹
- شکل ۳-۹ ربات Epson G1^o-654s ۳۶
- شکل ۳-۱۰ ربات طراحی شده با نرم افزار Solid works ۳۷
- شکل 3-۱۱ ابعاد ربات G1^o-654s ۳۷
- شکل ۳-۱۲ رابط دوم به همراه دستگاههای مختصات رابط شماره ۱، مرکز جرم و رابط شماره ۲ ۳۸
- شکل ۴-۱: سطح مقطع موتور DC مغناطیس دائم ۴۲
- شکل ۴-۲: دیاگرام مدار برای موتور DC کنترل شده با ولتاژ آرمیچر ۴۳
- شکل ۴-۳: منحنی های سرعت - گشتاور موتور DC ۴۴
- شکل ۴-۴: مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده ۴۵
- شکل ۴-۵: دیاگرام بلوکی سیستم ربات به همراه موتورها و چرخ دنده ها ۴۶
- شکل ۴-۶: دیاگرام بلوکی تامین ولتاژ موتورهای ربات ۴۸
- شکل ۴-۷: مولد پهنای پالس ۴۹
- شکل ۴-۸: ورودی PWM برای سیستم مورد مطالعه ۵۰

- شکل ۹-۴: سیستم کامل تغذیه و راه اندازی موتور DC ۵۱
- شکل ۱۰-۴ نمودار ولتاژ موتور و تحریک ترانزیستورها ۵۲
- شکل ۱۱-۴ نمودار مداری درایو موتور DC ۵۴
- شکل ۱۲-۴ نمودار ولتاژ های درایو ۵۵
- شکل ۱-۵ ساختمان اصلی سیستم کنترلی پسخوری ۵۷
- شکل ۲-۵ بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته ۵۸
- شکل ۳-۵ ساختار کنترل کننده ۵۸
- شکل ۴-۵ رویه سیگنال کنترلی بر حسب قوانین فازی ۵۹
- شکل ۵-۵ توابع عضویت خطای زاویه ۵۹
- شکل ۶-۵ توابع عضویت خطای سرعت ۵۹
- شکل ۷-۵ توابع عضویت سیگنال کنترلی ۵۹
- شکل ۸-۵ مسیر مرجع ۶۷
- شکل ۹-۵ خطای رد گیری مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$ ۶۸
- شکل ۱۰-۵ سیگنال کنترلی مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$ ۶۸
- شکل ۱۱-۵ نمودار خطای رد گیری مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$ ۶۹
- شکل ۱۲-۵ سیگنال کنترلی مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$ ۶۹
- شکل ۱۳-۵: نمودار خطای رد گیری مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$ ۷۲
- شکل ۱۴-۵ سیگنال کنترلی مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$ ۷۱
- شکل ۱۵-۵ نمودار خطای رد گیری مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$ ۷۲
- شکل ۱۶-۵ سیگنال کنترلی مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$ ۷۲
- شکل ۱۷-۵ خطای رد گیری مفاصل با کنترل کننده فازی بدون اغتشاش ۷۳
- شکل ۱۸-۵ خطای رد گیری مفاصل با کنترل کننده فازی در حضور اغتشاش ۷۴

شکل ۱۹-۵ خطای ردگیری نقطه مرجع بدون اغتشاش ۷۵

شکل ۲۰-۵ خطای ردگیری نقطه مرجع در حضور اغتشاش ۷۵

فهرست جداول

- جدول ۳-۱: پارامترهای رابط ربات اسکارا ۲۲
- جدول ۳-۲: مقادیر پارامترهای ربات ۳۸
- جدول ۴-۱: پارامترهای موتور ۴۲
- جدول ۵-۱: قواعد فازی ۶۲
- جدول ۵-۲: مقادیر نامی پارامترهای ربات ۶۵
- جدول ۵-۳: مشخصات موتورهای استفاده شده ۶۶

فصل اول

مقدمه

۱-۱ تاریخچه

در علم کنترل با مسئله طراحی کنترل کننده برای یک سیستم روبرو هستیم، به گونه‌ای که سیستم بتواند عملیات خاصی را انجام دهد. با توجه به تنوع سیستمها و همچنین اهداف کنترلی مختلفی که وجود دارد، محققین روشهای کنترلی متنوعی را پایه ریزی و گسترش داده اند. برای مثال، مدتها از روشهای کنترل خطی برای طراحی سیستمهای کنترل استفاده میشد، اما امروزه به دلیل ماهیت غیرخطی و پیچیدگی سیستمهای موجود، روشهای کنترل خطی پاسخگوی مسائل نمی‌باشد. هرچند هنوز هم در کاربردهای عملی، کنترل کننده‌های خطی به دلیل سادگی و ارزانی مورد توجه بسیاری قرار دارد. امروزه کنترل غیرخطی پیشرفت گسترده‌ای از لحاظ تئوری و عملی داشته است. در حوزه تئوری، گامهای مهمی در بخشهایی از تکنیکهای خطی‌سازی فیدبکی، کنترل تطبیقی غیرخطی و سیستمهای هوشمند برداشته شده است.

یکی از شاخه‌های سیستمهای هوشمند سیستم‌های فازی است که اولین بار توسط پرفسور لطفی زاده در سال ۱۹۶۵ در مقاله‌ای به نام "مجموعه‌های فازی" معرفی گردید. با پیدایش تئوری فازی، بحث و

جدل ها پیرامون آن نیز آغاز شد. بعضی ها آن را تایید و کار بر روی آن را شروع کردند و برخی دیگر این ایراد را وارد می کردند که این ایده بر خلاف اصول علمی است. با این حال پس از چالش های فراوان کاربردهای عملی سیستم های فازی ظاهر شد و در سال ۱۹۸۰ سوگنو شروع به ساخت کنترل فازی سیستم تصفیه آب شهر فوجی نمود. او در سال ۱۹۸۳ مشغول کار بر روی یک ربات فازی شد. ماشینی که از راه دور کنترل شده و خودش عمل پارک را به تنهایی انجام می داد. در این سال ها یاشونوبو^۱ و میاموتو^۲ از شرکت هیتاچی کار بر روی سیستم کنترل قطار زیرزمینی سندایی را آغاز کردند. بالاخره در سال ۱۹۸۷ پروژه به ثمر نشست و یکی از پیشرفته ترین سیستم های قطار زیرزمینی را در جهان بوجود آورد. در جولای ۱۹۸۷، دومین کنفرانس سیستم های فازی در توکیو برگزار گردید. این کنفرانس درست سه روز پس از افتتاح قطار زیرزمینی سندایی آغاز بکار کرد. در این کنفرانس هیروتا^۳ یک ربات فازی را به نمایش گذارد که پینگ پنگ بازی می کرد، یاماکاو^۴ نیز سیستم فازی ای را نشان داد که یک پاندول معکوس را در حالت تعادل قرار می داد. قبل از این رویدادها، تئوری فازی چندان در ژاپن شناخته شده نبود ولی پس از آن موجی از توجه مهندسان، دولتمردان و تجار را فرا گرفت به نحوی که در اوائل دهه ۹۰ تعداد زیادی از لوازم و وسائلی که بر اساس تئوری فازی کار می کردند، در فروشگاه ها به چشم می خورد. در فوریه ۱۹۹۲ اولین کنفرانس بین المللی IEEE در زمینه سیستم های فازی در ساندیگو برگزار گردید. این یک اقدام سمبولیک در مورد پذیرفتن سیستم های فازی بوسیله بزرگترین سازمان مهندسی یعنی IEEE بود. در سال ۱۹۹۳ بخش سیستم های فازی IEEE گشایش یافت [۱].

در سال ۱۹۴۷ با ساخته شدن اولین تله اپراتور الکتریکی فعالیت در زمینه سیستم های رباتیک آغاز شد و همزمان با پیشرفت سیستم های کنترلی رباتیک نیز پیشرفتهای چشمگیری داشته و در چند دهه اخیر

¹ Yasunobu

² Miyamoto

³ Hirota

⁴ Yamakawa

جهان صنعتی توجه خود را به بکارگیری رباتها در صنایع معطوف داشته است و تحقیقات گسترده در زمینه های مختلف کاربرد های ربات، دستاوردهای ارزنده ای را به دنبال داشته است. از یک سو نقش موثر رباتها در صنایع پیشرفته و از سوی دیگر نقش ویژه آن در محیط های خطرناک نظیر محیط های رادیواکتیو، شیمیایی، فضا، اعماق دریا و زمین از دلایل سرمایه گذاری روز افزون در این زمینه محسوب می شود. مدل سازی و کنترل ربات دو شاخه اصلی رباتیک است. کنترل بازوی ماهر رباتیک، تعیین ورودی های مفصل برحسب زمان است که وجود آنها برای اجرای یک دستور حرکت توسط بازوی ماهر ضروری است. ورودی های مفصل ممکن است نیروها و گشتاورهای مفصل و یا ولتاژ موتورها باشند. بسته به مدل ربات، استراتژی کنترل گشتاور و ولتاژ با روش های کنترلی مختلف می تواند بر روی ربات پیاده سازی شود. کنترل گشتاور نمی تواند در مسائل عملی به طور مستقیم برای راه اندازی محرکه ها استفاده شود و به قانون کنترل دیگری نیاز دارد تا گشتاور پیشنهادی در مفاصل ربات ایجاد شود [۲-۶]. در رویکرد کنترل ولتاژ، مدل ربات علاوه بر مدل مکانیکی شامل مدل موتورها نیز می باشد، در این نوع مسائل، کنترل ربات به کنترل موتور با گشتاور بار تبدیل می شود که برای کنترل ربات، ولتاژ موتور را کنترل می کنند [۷-۹]. استراتژی کنترل ولتاژ به مسائل عملی نزدیکتر است، با این وجود مسئله نحوه تامین ولتاژ و راه اندازی موتورها مطرح می شود که در منابع کنترل به آن اشاره ای نشده است. در صنعت برای تامین ولتاژ موتورها از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM) استفاده می شود، وارد کردن راه انداز موتورها در مدل ربات و کنترل PWM ربات مسائل جدیدی در کنترل ربات به دنبال خواهد داشت که با بررسی این مسائل، استراتژی کنترل PWM ربات معرفی می گردد. گذشته از استراتژی ورودی کنترل، مسئله ساختار کنترل کننده و روش کنترلی مطرح می شود. روش کنترلی تاثیر مهمی روی عملکرد بازوی ماهر و در نتیجه روی محدوده کاربردهای ممکن آن می گذارد. برای مثال، مسیر پیوسته ای که تعقیب می شود نیازمند روش

⁵ Pulse width modulation

اجرایی دیگری در مقایسه با کنترل نقطه به نقطه بر حسب سخت افزار و نرم افزار جانبی کامپیوتر است. در حالت کلی "تعقیب کردن" و "مخالفت با اغتشاش" اهداف اصلی هر سیستم کنترل تلقی می‌شود. سیستم‌های رباتیک نیز مانند هر سیستمی شامل عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات بیرونی می‌شود که در مدل ربات قرار نمی‌گیرند، در منابع علمی روش‌های کنترلی بیشماری از قبیل کنترل خطی [۱۰-۱۲]، مقاوم [۱۳، ۱۴]، تطبیقی [۱۵-۱۷] و هوشمند [۱۸-۲۸] برای کنترل ربات پیشنهاد شده است، به خاطر پیچیدگی مدل ربات اکثر این قوانین کنترلی علاوه بر مشکل پیاده سازی مستقیم بسیار پیچیده نیز هستند. نتایج تحقیقات و مطالعات پژوهشگران در زمینه سیستم های فازی و کنترل فازی مقاوم بیانگر این نکته است که با ترکیب کنترل کننده فازی با سایر کنترل کننده ها و استفاده‌های ویژه از خصوصیات سیستم‌های فازی و نحوه تنظیم قواعد و مجموعه‌های فازی در عین سادگی قانون کنترلی می‌توانیم به نتایج مطلوبی در رابطه با تامین هر دو هدف اصلی کنترلی برسیم.

۱-۲ ساختار پایان نامه

پایان نامه مشتمل بر چهار فصل است که در فصل اول به بررسی اجمالی سیستم‌های فازی پرداخته شده است. فصل دوم شامل مدلسازی و طراحی مکانیکی ربات است، در فصل سوم به بررسی دینامیک محرکه‌ها و PWM پرداخته شده است و بالاخره در فصل چهارم کنترل کننده فازی - خطی که در یک محیط غیر ساختاری با هم ترکیب شده اند برای کنترل ربات پیشنهاد شده و نتایج شبیه سازی‌ها تحلیل و بررسی شده است. در فصل پنجم نتایج حاصل از پایان نامه ارائه شده است. نتایج این مطالعات می‌تواند مورد استفاده دانشجویان و محققین و مهندسین و صنایع رباتیک قرار گیرد.

فصل دوم

سیستم های فازی

۲-۱ مقدمه

واژه فازی^۶ در فرهنگ لغت آکسفورد به صورت "مبهم، گنگ، نادقیق، مغشوش، درهم و نامشخص" تعریف شده است. در این تحقیقات از همان واژه فازی استفاده می کنیم. سیستم های فازی، سیستم هایی هستند با تعریف دقیق و کنترل فازی نوع خاصی از کنترل غیر خطی می باشد که آن هم دقیقا تعریف می شود. این مطلب مشابه کنترل سیستم های خطی می باشد که واژه خطی یک واژه فنی بوده که حالت و وضعیت سیستم و کنترل را مشخص می کند. چنین چیزی نیز در مورد واژه فازی وجود دارد. اساسا گرچه سیستم های فازی پدیده های غیر قطعی و نامشخص را توصیف می کنند، با این حال خود تئوری فازی یک تئوری دقیق می باشد. در این تحقیقات دو نوع توجیه برای سیستم های فازی یافته ایم:

⁶ Fuzzy

- دنیای واقعی بسیار پیچیده تر از آن است که بتوان یک توصیف و تعریف دقیق برای آن بدست آورد، بنابراین باید یک توصیف تقریبی یا فازی که قابل قبول و قابل تجزیه و تحلیل باشد، برای یک مدل معرفی شود.
 - با حرکت به سوی اطلاعات، دانش و معرفت بشری بسیار اهمیت پیدا می کند. بنابراین، به فرضیه ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آنرا به همراه سایر مدل‌های ریاضی در سیستم های مهندسی قرار دهد.
- توجه اول گرچه درست است، با این حال طبیعت واحدی را برای تئوری سیستم های فازی مشخص نمی کند. در حقیقت تمامی نظریه های علوم مهندسی، دنیای واقعی را به شکل تقریبی، توصیف می کنند. بعنوان مثال در عالم واقع تمامی سیستم ها به صورت غیر خطی می باشند ولی تقریباً تمامی مطالعات و بررسی ها بر روی سیستم های خطی می باشند. یک تئوری مهندسی خوب از یک سو باید بتواند مشخصه های اصلی و کلیدی دنیای واقعی را توصیف کرده و از سویی دیگر قابل تجزیه و تحلیل ریاضی باشد. بنابراین از این جنبه، تئوری فازی تفاوتی با سایر تئوری های علوم مهندسی ندارد.
- توجه دوم مشخصه واحدی از سیستم های فازی را توصیف کرده و وجود تئوری سیستم های فازی را به عنوان یک شاخه مستقل در علوم مهندسی توجیه می کند. بعنوان قاعده کلی، یک تئوری مهندسی خوب باید قادر باشد از تمامی اطلاعات موجود به نحو موثری استفاده کند.
- در سیستم های عملی اطلاعات مهم از دو منبع سرچشمه می گیرند. یکی از منابع افراد خبره می باشند که دانش و آگاهی‌شان را در مورد سیستم با زبان طبیعی تعریف می کنند. منبع دیگر اندازه گیری ها و مدل ریاضی هستند که از قواعد فیزیکی مشتق شده اند. بنابراین یک مسئله مهم ترکیب این دو نوع اطلاعات در طراحی سیستم ها است. سؤال کلیدی برای انجام این ترکیب این است که چگونه می توان دانش بشری را در چهار چوبی مشابه مدل های ریاضی فرموله کرد. به عبارت دیگر سؤال اساسی این

است که چگونه می توان دانش بشری را به یک فرمول ریاضی تبدیل کرد. اساسا آنچه که یک سیستم فازی انجام می دهد همین تبدیل است. برای اینکه بدانیم این تبدیل چگونه صورت می گیرد، ابتدا باید بدانیم سیستم های فازی، چگونه سیستم هایی هستند.

۲-۲ ساختار سیستم های فازی

سیستم های فازی، سیستم های مبتنی بر دانش یا قواعد^۷ می باشد. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر - آنگاه فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر - آنگاه فازی یک عبارت اگر - آنگاه بوده که بعضی کلمات آن بوسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده اند. بطور خلاصه، نقطه شروع ساخت یک سیستم فازی بدست آوردن مجموعه ای از قواعد اگر آنگاه فازی از دانش افراد خبره یا دانش حوزه مورد بررسی می باشد. مرحله بعدی ترکیب این قواعد در یک سیستم واحد است. سیستم های فازی مختلف از اصول و روش های متفاوتی برای ترکیب این قواعد استفاده می کنند.

بنابراین سؤال اساسی این است، چه نوع سیستم های فازی معمولا استفاده می شود؟ در کتب و مقالات معمولا از سه نوع سیستم فازی صحبت به میان می آید: (۱) سیستم فازی خالص، (۲) سیستم های فازی تاکاگی سوگنو و کانگ^۸ (TSK) و (۳) سیستم های فازی با فازی ساز و غیر فازی ساز. مشکل اصلی در رابطه با سیستم های فازی خالص این است که ورودی ها و خروجی های آن مجموعه های فازی می باشند (واژه هایی در زبان طبیعی). در حالی که در سیستم های مهندسی، ورودی ها و خروجی ها متغیرهایی با مقادیر حقیقی می باشند. برای حل این مشکل، تاکاگی سوگنو و کانگ نوع دیگری سیستم های فازی معرفی کرده اند که ورودی ها و خروجی های آن متغیرهایی با مقادیر واقعی هستند. مشکلات عمده سیستم های فازی TSK عبارتند از: (۱) قواعد آنگاه قواعد یک فرمول ریاضی بوده و بنابراین چهار

⁷ Knowledge – based or rule – based systems

⁸ Takagi – Sugeno - Kang

چوبی را برای نمایش دانش بشری فراهم نمی کند. (۲) این سیستم دست ما را برای اعمال اصول مختلف منطق فازی باز نمی گذارد و در نتیجه انعطاف پذیری سیستم های فازی در این ساختار وجود ندارد، برای حل این مشکلات از نوع سومی از سیستم های فازی یعنی سیستم های فازی با فازی سازها و غیر فازی سازها استفاده می کنیم.

به منظور استفاده از سیستم های فازی خالص در سیستم های مهندسی، یک روش ساده اضافه کردن یک فازی ساز در ورودی که متغیرهای با مقادیر حقیقی را به یک مجموعه فازی تبدیل کرده و یک غیر فازی ساز که مجموعه فازی را به یک متغیر با مقدار حقیقی در خروجی تبدیل می کند، می باشد. نتیجه یک سیستم فازی با فازی ساز و غیر فازی ساز بوده که در شکل ۵-۲ نشان داده شده که در بخش های بعدی به تشریح هر یک از این بخش ها می پردازیم. این سیستم فازی معایب سیستم فازی خالص و سیستم فازی TSK را می پوشاند. از این پس منظور ما از سیستم فازی، سیستم فازی با فازی ساز و غیر فازی ساز خواهد بود [۱].

۲-۲-۱ پایگاه قواعد فازی

یک پایگاه قواعد فازی از مجموعه ای از قواعد اگر - آنگاه فازی تشکیل می شود. پایگاه قواعد فازی از این نظر که سایر اجزاء سیستم فازی برای پیاده سازی این قواعد به شکل موثر و کارا استفاده می شوند، قلب یک سیستم فازی محسوب می شود. بطور مشخص، پایگاه قواعد فازی شامل قواعد اگر آنگاه فازی زیر است:

$$Ru^l: \text{If } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } \dots x_n \text{ is } A_n^l \text{ Then } y \text{ is } B^l \quad (2-2-1)$$

که A_i^l و B^l به ترتیب مجموعه های فازی در $U_i \subset R$ و $V \subset R$ هستند و $x = (x_1, \dots, x_n)^T \in U$ و $y \in V$ به ترتیب متغیرهای ورودی و خروجی (زبانی) سیستم فازی می باشند. فرض کنید M تعداد

قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی باشد یعنی $l = 1, 2, \dots, M$. ما قواعدی به شکل (۲-۲-۱) را قواعد کانونیک می نامیم.

۲-۲-۲ موتور استنتاج فازی

با توجه به توضیحات بخش قبل، یک سیستم منطقی همه قواعد را به ازای ورودی ها بررسی می نماید و خروجی مربوط را محاسبه می نماید. سیستمی که قواعد را بررسی می نماید و خروجی را تعیین می نماید، موتور استنتاج فازی نامیده می شود. موتورها (البته به عنوان بخشی از سیستم کامل) توسط استفاده کننده می تواند نوشته شود یا می توان به خریداری آنها در بازار مانند موتورهای FIDE [۲۹]، Fudge [۳۰]، Fuzzy Knowledge Builder [۳۱] اقدام نمود.

در حالت کلی دو روش مختلف برای طراحی موتور استنتاج وجود دارد. استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد و استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه. در استنتاج مبتنی بر ترکیب قواعد، تمامی قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی در یک رابطه فازی ترکیب شده و آنگاه بدیده یک قاعده اگر – آنگاه فازی تنها نگریسته می شود اما در استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه، هر قاعده در پایگاه قواعد فازی یک خروجی فازی را معین کرده و خروجی نهایی، ترکیب M خروجی جداگانه مجموعه های فازی خواهد بود. در اینجا فرمول های تعدادی از موتورهای استنتاج را که عموماً در سیستم های فازی و کنترل فازی استفاده می شوند نشان می دهیم که همه روابط از این قرار هستند که با داشتن مجموعه فازی A^* در ورودی، موتورهای استنتاج مجموعه فازی B^* را در خروجی ایجاد می کنند [۱] و [۳۲].

• موتور استنتاج حاصل ضرب: این موتور استنتاج مبتنی بر قواعد جداگانه می باشد که بطور خلاصه

رابطه ریاضی آن بصورت رابطه (۲-۲-۱۱) می باشد.

$$\mu_{B^*}(y) = \max_{l=1}^M \left[\sup_{x \in U} \mu_{A^*}(x) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i) \mu_{B^l}(y) \right] \quad (2-2-2)$$

- **موتور استنتاج مینیمم:** موتور استنتاج مینیمم هم مانند موتور استنتاج حاصلضرب مبتنی بر قواعد جداگانه بوده که به صورت زیر فرموله می‌شود.

$$\mu_{B^*}(y) = \max_{l=1}^M \left[\sup_{x \in U} \min(\mu_{A^*}(x), \mu_{A_1^l}(x_i), \dots, \mu_{A_n^l}(x_i)) \mu_{B^l}(y) \right] \quad (2-2-3)$$

موتورهای استنتاج حاصلضرب و مینیمم مهمترین موتورهای استنتاج مورد استفاده در سیستم‌های فازی و کنترل فازی هستند. مهمترین مزیت آنها در سادگی محاسباتشان می‌باشد. این مسئله بخصوص در مورد، موتور استنتاج حاصلضرب برقرار است، ضمن اینکه برای بسیاری از کاربردهای عملی بخصوص برای کنترل فازی معنای خاصی دارند.

۲-۲-۳ فازی سازها

از بخش‌های قبلی دریافتیم که موتور استنتاج فازی، قواعد موجود در پایگاه قواعد فازی را بوسیله یک نگاشت از مجموعه فازی A^* در ورودی به مجموعه فازی B^* در خروجی ترکیب می‌کند بدلیل اینکه در اغلب کاربردها ورودی و خرجی سیستم فازی اعداد حقیقی هستند، باید از واسطه‌هایی بین موتور استنتاج فازی و محیط استفاده کنیم این واسطه‌ها در ورودی همان فازی سازها هستند که بعنوان نگاشتی از یک نقطه $X^* \in U \in R^n$ به یک مجموعه فازی A^* در U تعریف شده است که در زیر به معرفی سه نوع فازی ساز می‌پردازیم.

- **فازی ساز منفرد:** فازی ساز منفرد یک نقطه $X^* \in U$ با مقدار حقیقی را به یک نقطه منفرد فازی

A^* در U می‌نگارد که مقدار تعلق در نقطه X^* برابر با ۱ و در سایر نقاط U برابر با صفر می‌باشد،

یعنی:

$$\mu_{A^*}(x) = \begin{cases} 1 & : X = X^* \\ 0 & : other \end{cases} \quad (2-2-4)$$

• فازی ساز گوسین: فازی ساز گوسین نقطه $X^* \in U$ را به مجموعه فازی A^* در U با تابع تعلق

گوسین زیر می نگارد:

$$\mu_{A^*}(x) = e^{-\left[\frac{x_1-x_1^*}{a_1}\right]^2} \times \dots \times e^{-\left[\frac{x_n-x_n^*}{a_n}\right]^2} \quad (2-2-5)$$

• فازی ساز مثلثی: فازی ساز مثلثی نقطه $X^* \in U$ را به مجموعه فازی A^* در U با تابع تعلق

مثلثی زیر می نگارد:

$$(2-2-6)$$

$$\mu_{A^*}(x) = \begin{cases} \left[1 - \frac{x_1-x_1^*}{b_1}\right] \times \dots \times \left[1 - \frac{x_n-x_n^*}{b_n}\right] : |x_i - x_i^*| \leq b_i \\ 0 : other \end{cases}$$

از روابط (۲-۲-۴)، (۲-۲-۵) و (۲-۲-۶) مشاهده می شود که هر سه فازی ساز رابطه $\mu_{A^*}(x^*) = 1$ را

ارضاء می کنند، یعنی اینکه نگاشت این توابع تعلق به صورتی است که مقدار تابع تعلق مجموعه فازی

$\mu_{A^*}(x)$ در نقطه $X = X^*$ بیشترین مقدار را دارد.

۲-۲-۴ غیر فازی سازها:

غیر فازی ساز بعنوان یک نگاشت از مجموعه فازی B^* در $V \subset R$ (که خروجی موتور استنتاج فازی

است) به یک نقطه قطعی $y^* \in V$ تعریف می گردد. بطور مفهومی، وظیفه فازی ساز مشخص کردن

نقطه ای است که بهترین نماینده مجموعه فازی B^* باشد. این موضوع مشابه مقدار میانگین یک متغیر

تصادفی می باشد. با این حال از آنجا که مجموعه فازی B^* به طرق مختلفی شناخته می شود انتخاب های

مختلفی برای این نقطه وجود دارد. در ادامه بحث به معرفی سه نوع غیر فازی ساز می پردازیم. برای تمام

این غیر فازی سازها، فرض می کنیم که مجموعه فازی B^* بوسیله یکی از موتورهای استنتاج فازی معرفی

شده در بخش های قبلی بدست آمده است. بدین معنی که B^* بوسیله روابط (۲-۲-۱۱)، (۲-۲-۱۲)،

(۲-۲-۱۳) یا (۲-۲-۱۴) داده شده باشد.

- غیرفازی ساز مرکز ثقل: غیرفازی ساز مرکز ثقل، نقطه y^* را بعنوان مرکز ناحیه‌ای که بوسیله تابع تعلق B^* پوشش داده شده، تعریف می‌کند. بدین معنا که:

$$y^* = \frac{\int_V y \mu_{B^*}(y) dy}{\int_V \mu_{B^*}(y) dy} \quad (2-2-7)$$

مزیت غیر فازی ساز مرکز ثقل در توجیه پذیری شهودی آن بوده و اشکال آن در پیچیدگی محاسبات آن می‌باشد. در حقیقت، تابع تعلق $\mu_{B^*}(y)$ معمولاً یک تابع بی‌قاعده و غیرمتعارف می‌باشد، بنابراین محاسبه انتگرال (2-2-7) بسیار مشکل خواهد بود.

- غیرفازی ساز میانگین مراکز: از آنجا که مجموعه فازی B^* اجتماع یا اشتراک M مجموعه فازی با وزنی برابر با ارتفاع مجموعه‌های فازی متناظر می‌باشد. بطور مشخص، فرض کنید y^{-l} مرکز مجموعه فازی l ام و w_l درجه ارتفاع آن باشد، غیرفازی ساز میانگین مراکز y^* را بدین ترتیب تعریف می‌کند:

$$y^* = \frac{\sum_{l=1}^M y^{-l} w_l}{\sum_{l=1}^M w_l} \quad (2-2-8)$$

غیرفازی ساز میانگین مراکز متداولترین غیرفازی ساز مورد استفاده در سیستم‌های فازی و کنترل فازی می‌باشد. همچنین تغییرات کوچک در y^{-l} و w_l تغییرات کوچکی را در y^* نتیجه می‌دهد.

- غیرفازی ساز ماکزیمم: غیرفازی ساز ماکزیمم نقطه y^* را بعنوان نقطه‌ای که در V که $\mu_{B^*}(y)$ به مقدار ماکزیمم خودش می‌رسد، تعریف می‌کند.

مجموعه زیر را در نظر بگیرید

$$hgt(B^*) = \left\{ y \in V \mid \mu_{B^*}(y) = \sup_{y \in V} \mu_{B^*}(y) \right\} \quad (2-2-9)$$

بدین معنی که $hgt(B^*)$ مجموعه تمام نقاطی که از مجموعه V است که در آنها $\mu_{B^*}(y)$ به ماکزیمم مقدار خود می‌رسد. غیرفازی ساز ماکزیمم، نقطه y^* را بعنوان یک عضو دلخواه $hgt(B^*)$ تعریف می‌کند. اگر $hgt(B^*)$ شامل یک نقطه باشد، آنگاه y^* به شکل واحدی تعریف می‌شود. اگر $hgt(B^*)$ شامل بیش از یک نقطه باشد، آنگاه هنوز نقطه y^* بعنوان یک عضو دلخواه $hgt(B^*)$ تعریف می‌شود، یا اینکه از کوچکترین ماکزیمما، بزرگترین ماکزیمما یا میانگین ماکزیمما استفاده کنیم.

بطور دقیق‌تر غیرفازی ساز کوچکترین ماکزیمما بدین شکل تعریف می‌شود:

$$y^* = \inf\{y \in hgt(B^*)\} \quad (2-2-10)$$

برای غیرفازی ساز بزرگترین ماکزیمما داریم:

$$y^* = \sup\{y \in hgt(B^*)\} \quad (2-2-11)$$

و غیرفازی ساز میانگین ماکزیمما عبارت است از:

$$y^* = \frac{\int_{hgt(B^*)} y dy}{\int_{hgt(B^*)} dy} \quad (2-2-12)$$

که $\int_{hgt(B^*)}$ برای بخش پیوسته $hgt(B^*)$ همان انتگرال متداول و برای بخش گسسته $hgt(B^*)$ همان جمع می‌باشد. احساس می‌شود که غیرفازی ساز میانگین ماکزیمما ممکن است نتایجی را به ما بدهد که با درکی که از ماکزیمم تعلق داریم، متناقض باشد. اما غیرفازی سازهای ماکزیمم از لحاظ شهودی توجیه پذیر بوده، ضمن اینکه از نظر محاسباتی ساده می‌باشد. با این حال تغییرات کوچک در B^* ممکن است باعث تغییرات بزرگ در y^* گردد.

به عنوان نتیجه گیری برای این بخش، لازم است بر روی یک مشخصه سیستم های فازی تاکید

نماییم. سیستم های فازی از یک سو نگاهت هایی به صورت چند ورودی و یک خروجی از یک بردار با

مقادیر حقیقی به یک اسکالر با مقادیر حقیقی بوده (نگاشت چند خروجی را می توان با ترکیب چند نگاشت یک خروجی بوجود آورد) که روابط دقیق ریاضی این نگاشت ها را می توان بدست آورد و از سوی دیگر سیستم های فازی سیستم های مبتنی بر دانش بوده که از روی دانش بشری به شکل قواعد اگر- آنگاه ساخته می شوند. جنبه مهم تئوری سیستم های فازی این است که یک فرایند سیستماتیک برای تبدیل یک پایگاه دانش به یک نگاشت غیر خطی فراهم می سازد. بهمین دلیل ما قادر خواهیم بود که از سیستم های مبتنی بر دانش (سیستم های فازی) در کاربرد های مهندسی (نظیر کنترل، پردازش سیگنال، سیستم های مخابراتی و ...) استفاده نماییم. همچنین از آنجا که ما می توانیم از مدل های ریاضی استفاده کنیم، در نتیجه تجزیه تحلیل و طراحی سیستم ها را می توان به صورت یک مدل خشک ریاضی نیز انجام داد.

۲-۳ پیاده سازی کنترل کننده فازی

در طول سالیان گذشته راهکارهای جدیدی برای تحلیل، طراحی و پیاده سازی کنترل کننده های فازی ارائه شده است. به عنوان یک دسته بندی عمومی، دو شیوه عمده در این مسیر وجود دارد: اولین شیوه استفاده از پردازنده های همه منظوره در طراحی نرم افزار / سخت افزاری می باشد و دومین شیوه استفاده از مدارات با کاربرد خاص (ASIC) است. شیوه اول قدرت پشتیبانی از محاسبات غیرفازی را داراست ولی سرعت استنتاج در این شیوه پائین است. در حالیکه در شیوه دوم مدار نهایی از سرعت استنتاج قابل قبولی برخوردار است. برای طراحی با مدارات با کاربرد خاص (ASIC)، ابتدا مدار را بوسیله یکی از زبانهای تشریح سخت افزار مرسوم در یک محیط نرم افزاری پیاده سازی کرده و پس از تهیه کد نرم افزاری مناسب بوسیله مولد های کد، آن را روی یکی از آرایه های منطقی برنامه پذیر (PLA) بار می کنند. آرایه منطقی برنامه پذیر یک مدار مجتمع مشتمل بر تعداد زیادی سلول منطقی برنامه پذیر است

که توسط ماتریسی از سیم‌ها و کلیدهای قابل برنامه ریزی با هم ارتباط دارند. در واقع این طرح نرم افزاری کاربر است که به هر سلول یک تابع منطقی نسبت می دهد. برنامه ریزی PLA بوسیله نرم افزارهای مخصوص صورت می گیرد. این نرم افزارها طرح گرافیکی یا متن تشریح سخت افزار (HDL) را به کد قابل بار کردن بر روی تراشه ترجمه می کنند. هنگام طراحی و مدلسازی با زبانهای تشریح سخت افزار، ابتدا طرح را به بخشهای کوچکتر به نام جزء (Component) تقسیم کرده و آن را در یک موجودیت (Entity) شرح میدهند. سیستم کلی از طراحی و کنار هم چیدن سلسله مراتبی این موجودیتها حاصل خواهد شد [۳۳-۳۵].

فصل سوم

دینامیک و طراحی مکانیکی ربات

۳-۱ مقدمه

رباتیک تقریباً یکی از میدان‌های فناوری جدید می‌باشد که از مرزهای مهندسی سنتی عبور می‌کند. درک پیچیدگی ربات‌ها و کاربرد آنها نیاز به دانش مهندسی برق، مهندسی مکانیک، مهندسی صنایع، علوم کامپیوتر، اقتصاد و ریاضیات دارد. رشته‌های جدید مهندسی نظیر مهندسی ساخت و تولید، مهندسی کاربردی و مهندسی علوم به بررسی پیچیدگی مهندسی رباتیک و بخش بزرگی از اتوماسیون کارخانه‌ها پرداخته‌اند. در سال‌های اخیر نیز مهندسی رباتیک به عنوان یک رشته مهندسی مجزا پا به عرصه نهاده است. در این فصل ابتدا ربات اسکارا^۱ معرفی شده و سپس به مدل‌سازی سینماتیکی^۲ و دینامیکی پرداخته شده و در پایان طراحی مکانیکی ربات انجام شده است.

^۱ Scara robot

^۲ Kinematic modelig



شکل ۳-۱ ربات ادپت وان

۳-۲ معرفی ربات اسکارا

اصطلاح اسکارا (Selective Compliant Articulated Robot for Assembly) یک ترکیب جدید و مردم پسند است که در سال ۱۹۷۹ در ژاپن طراحی و ارائه شد و همانگونه که از نامش پیداست برای عملیات مونتاژ استفاده می شود.

اسکارا یک ساختار (1RRP) دارد، یعنی مفصل اول و دوم دارای حرکت دورانی بوده و مفصل سوم حرکت خطی دارد. شکل ۳-۱ یک بازوی ماهر از این نوع با نام ادپت وان را نشان می دهد. ربات مورد مطالعه در این تحقیقات به صورت شکل ۳-۲ است، همانطور که در شکل مشاهده می شود. ربات اسکارا سه محور Z_0 ، Z_1 ، Z_2 و موازی دارد که مفاصل اول و دوم به ترتیب با زوایای θ_1 ، θ_2 حول محورهای Z_0 و Z_1 دوران دارند و مفصل سوم نیز به اندازه d_3 در امتداد محور Z_2 جابجا می شود.

¹⁰ Revolute Relvolute Prismatic

ترکیب های دیگری از سینماتیک های متداول رباتیک نیز وجود داد که آنها عبارتند از : هنرمند¹¹ (RRR)، کروی¹² (RRP)، استوانه ای¹³ (RPP) و کارتزین¹⁴ (PPR). همچنین روش های دیگر دسته بندی ربات ها بر اساس منابع قدرت، ناحیه کاربرد و روش کنترل وجود دارد که در اینجا از توضیح آنها صرف نظر شده است.

برای کنترل هر سیستم ابتدا نیاز به بدست آوردن اطلاعاتی از دینامیک آن سیستم داریم. مدل سازی ربات به دو صورت دینامیکی و سینماتیکی انجام می شود. از دینامیک لاگرانژ به منظور مدل سازی دینامیکی و از الگوریتم دیناویت-هارتنبرگ به منظور مدل سازی سینماتیکی استفاده می نماییم که در ادامه به توضیح آن خواهیم پرداخت [39-36].

۳-۳ مدل سازی سینماتیکی

در این قسمت به مدل سازی سینماتیکی ربات با استفاده از روش دناویت-هارتنبرگ می پردازیم و سینماتیک مستقیم یا سینماتیک ساختاری را برای ربات های صلب به دست می آوریم. سینماتیک مستقیم عبارت است از تعیین موقعیت و جهت مجری نهایی ربات به ازای متغیرهای مفاصل که به وسیله سنسورها حس می شود.

متغیرهای مفاصل همان زاویه بین رابطها در مفاصل چرخان یا لولایی و طول در مفاصل کشویی یا لغزشی هستند. فرض کنید که ربات $n+1$ رابط از شماره صفر تا n دارد که از پایه ربات به عنوان رابط صفر شروع می کنیم. مفاصل از شماره ۱ تا n شماره گذاری می شوند. سپس یک دستگاه مختصات به هر رابط به صورت صلب متصل می شود. شکل ۲-۳ این ایده را نشان می دهد.

¹¹ Articulated

¹² Spherical

¹³ Cylindrical

¹⁴ Cartesian

حال فرض کنید که A_i ماتریس همگنی است که مختصات یک نقطه از دستگاه مختصات i را به دستگاه $i-1$ تبدیل می‌کند. ماتریس A_i ثابت نیست و مطابق با ترکیب ربات تغییر می‌کند به معنی آن که A_i فقط تابعی از متغیر q_i است.

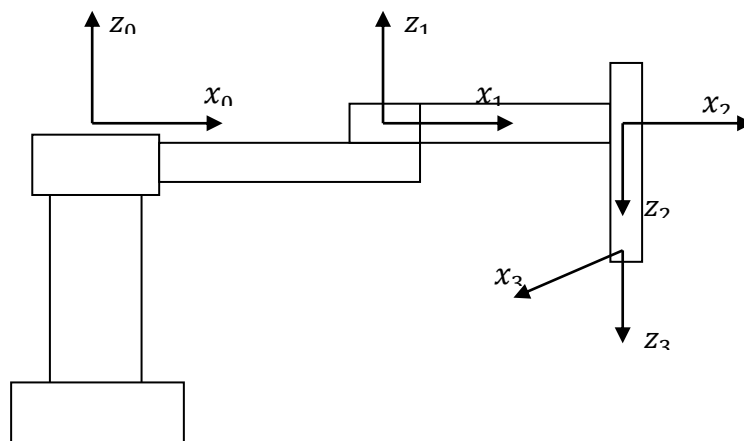
$$A_i = A_i(q_i) \quad (3-3-1)$$

حال ماتریس همگنی که مختصات یک نقطه از دستگاه مختصات j را به دستگاه i تبدیل می‌کند، ماتریس تبدیل نامیده می‌شود و با T_i^j نشان داده می‌شود.

$$T_i^j = A_{i+1}A_{i+2} \dots A_{j-1}A_j \quad i < j \quad (3-3-2)$$

$$T_i^j = 1 \quad i = j \quad (3-3-3)$$

$$T_i^j = (T_i^j)^{-1} \quad i > j \quad (3-3-4)$$



شکل ۲-۳ شماره گذاری مفاصل ربات اسکارا

ما دستگاه های مختلف را به صورت صلب به رابط های مربوط متصل نموده ایم. در نتیجه موقعیت هر نقطه روی مجری نهایی که در دستگاه n بیان می شود مقداری ثابت و مستقل از شکل ربات است. موقعیت و جهت مجری نهایی نسبت به دستگاه آغازین به وسیله یک بردار 3 عنصری d^n و یک ماتریس 3×3 دوران R^n به ترتیب نمایش داده می شود و ماتریس همگن به صورت زیر تعریف می شود:

$$H = \begin{bmatrix} R^n & d^n \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-3-5)$$

هر تبدیل همگن به صورت زیر تعریف می شود:

$$A_i = \begin{bmatrix} R_{i-1}^i & d_{i-1}^i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-3-6)$$

۱-۳-۳ نمایش دناویت- هارتنبرگ^{۱۵}

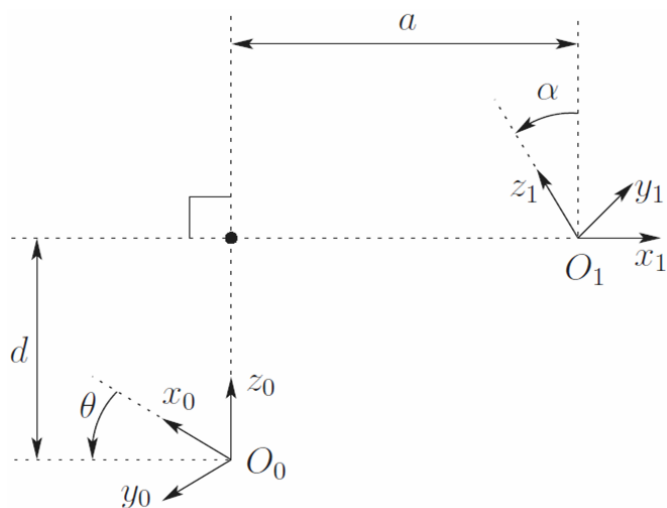
در نمایش دناویت- هارتنبرگ هر ماتریس تبدیل A_i به صورت ۴ تبدیل اساسی نشان داده می شود:

$$A_i = Rot_{z, \theta_i} Trans_{z, d_i} Trans_{x, a_i} Rot_{x, \alpha_i} \quad (3-3-7)$$

بعنوان مثال برای تبدیل یک نقطه از دستگاه مختصات $\{1\}$ به $\{0\}$ در شکل ۳-۳ ماتریس تبدیل A_1 با دوران دادن دستگاه $\{0\}$ حول Z_0 به اندازه θ تا x_1 و x_0 موازی شوند، انتقال دستگاه $\{0\}$ در جهت Z_0 به اندازه d به طوری که x_1 کاملاً بر x_0 منطبق شود، انتقال دستگاه $\{0\}$ در جهت x_1 به اندازه a تا مبدا دو دستگاه یکی شوند، و در نهایت با دوران حول x_1 به اندازه α جهت منطبق کردن Z_0 بر Z_1 محاسبه می شود. الگوریتم دیناویت- هارتنبرگ برای بدست آوردن سینماتیک مستقیم بازوی ماهر به صورت زیر در ۹ گام خلاصه می شود:

گام ۱: محور مفاصل را Z_0, \dots, Z_{n-1} قرار داده و نامگذاری می نماییم.

¹⁵ Denavit - Hartenberg



شکل ۳-۳ نمایش دناویت- هارتنبرگ

گام ۲: دستگاه پایه را نصب می‌نماییم و مبدأ آن را در محلی دلخواه روی محور Z_0 قرار می‌دهیم. و محورهای x_0, y_0 را با در نظر گرفتن دستگاه راستگرد بطور مناسب انتخاب می‌نماییم. برای $i = 0, \dots, n-1$ گام های ۳ تا ۵ را اجرا می‌نماییم.

گام ۳: مبدأ O_i را در جایی که عمود مشترک Z_i, Z_{i-1} و Z_i را قطع می‌کند قرار می‌دهیم. اگر Z_{i-1} و Z_i متقاطع باشند نقطه O_i را در نقطه تقاطع قرار می‌دهیم. اگر Z_{i-1} و Z_i موازی باشند O_i را در محل مفصل i قرار می‌دهیم.

گام ۴: x_i را در امتداد عمود مشترک بین Z_{i-1} و Z_i و در عبور از O_i قرار می‌دهیم یا اگر Z_{i-1} و Z_i متقاطع هستند در جهت عمود به صفحه Z_{i-1} و Z_i قرار می‌دهیم.

گام ۵: y_i را با تکمیل دستگاه راستگرد مشخص می‌کنیم.

گام ۶: دستگاه مختصات قسمت پایانی $O_n x_n y_n z_n$ را تعیین می‌نماییم.

گام ۷: یک جدول از پارامترهای رابط $\theta_i, d_i, a_i, \alpha_i$ تشکیل می‌دهیم

a_i طول در امتداد x_i از O_i تا محل تقاطع محورهای x_i, z_{i-1} می‌باشد.

d_i : طور در امتداد Z_{i-1} از O_{i-1} تا محل تقاطع محورهای Z_{i-1}, X_i می باشد.

α_i : زاویه بین Z_i, Z_{i-1} که حول X_i اندازه گیری می شود، می باشد

θ_i : زاویه بین X_i, X_{i-1} که حول Z_{i-1} اندازه گیری می شود، می باشد.

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

گام ۹: $T_o^n = A_1 \dots A_n$ را تشکیل می دهیم. این ماتریس موقعیت و جهت دستگاه مختصات ابزار را در

دستگاه مختصات پایه تعیین می کند.

جدول پارامترهای رابط ربات اسکارا را در جدول ۳-۱ مشاهده می نمایید و معادلات سینماتیک مستقیم

به صورت (۳-۳-۸) محاسبه می شود.

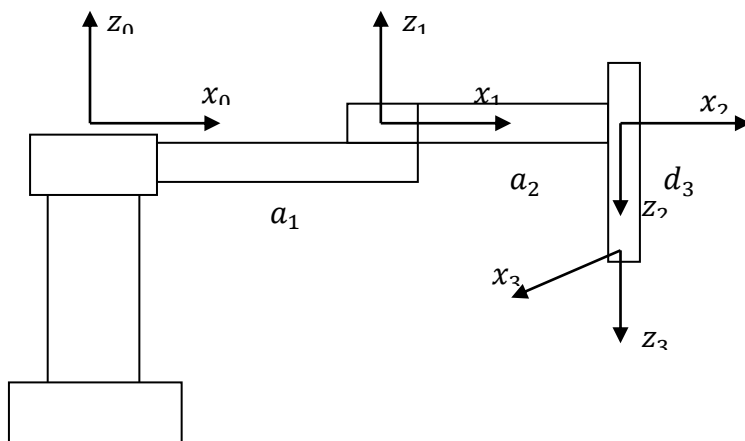
$$T_o^3 = \begin{bmatrix} c_{12} & s_{12} & \circ & a_1 c_1 + a_2 c_{12} \\ s_{12} & c_{12} & \circ & a_1 s_1 + a_2 s_{12} \\ \circ & \circ & 1 & d_3 \\ \circ & \circ & \circ & 1 \end{bmatrix} \quad (3-3-8)$$

در ماتریس حاصل، منظور از $a_1, a_2, a_3, s_i, c_i, s_{12}$ و c_{12} بترتیب طول رابط اول، دوم، سوم،

$\sin(\theta_i), \cos(\theta_i), \sin(\theta_1 + \theta_2)$ و $\cos(\theta_1 + \theta_2)$ است.

جدول ۳-۱: پارامترهای رابط ربات اسکارا

مفصل	θ_i	d_i	a_i	α_i
۱	θ_1^*	\circ	a_1	\circ
۲	θ_2^*	\circ	a_2	18°
۳	\circ	d_3^*	\circ	\circ



شکل ۳-۴ نمایش اتصال دستگاه مختصات به ربات اسکارا

۳-۳-۲ سینماتیک وارون^{۱۶}

در قسمت قبل نشان دادیم که چگونه می‌توان موقعیت و جهت مجری نهایی را بر حسب متغیرهای مفاصل تعیین کرد. در این بخش به موضوع سینماتیک وارون، یعنی یافتن متغیرهای مفاصل بر حسب موقعیت و جهت مجری نهایی می‌پردازیم. در مسئله سینماتیک وارون حل تحلیلی معادلات خیلی مشکل است اگرچه مسئله سینماتیک مستقیم همیشه یک حل یگانه دارد که با ارزیابی سینماتیک مستقیم به دست می‌آید، اما مسئله سینماتیک وارون ممکن است جواب داشته باشد یا نداشته باشد، همچنین اگر جواب داشته باشد ممکن است یگانه یا غیر یگانه باشد. بعلاوه از آن جا که مسئله سینماتیک مستقیم بطور کلی توابع پیچیده غیر خطی از متغیرهای مفاصل هستند، پاسخ‌ها 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 می‌شود. راه‌های تحلیلی به دو دلیل ترجیح داده می‌شود، اول این که در کاربردهای معین نظیر تعقیب خط جوشکاری که موقعیت آن توسط سیستم بینایی فراهم می‌شود،

¹⁶ Inverse kinematic

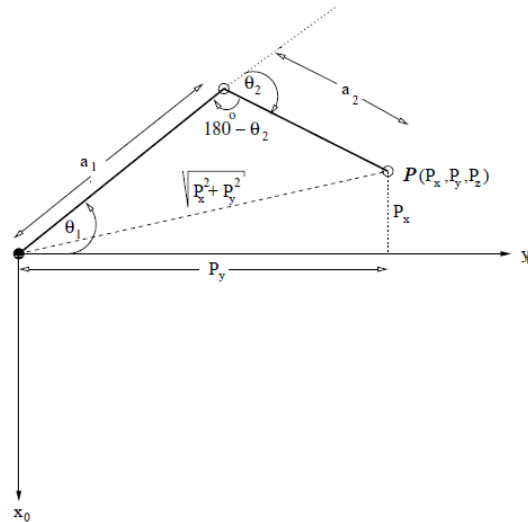
معادلات سینماتیک مستقیم باید به سرعت حل شوند، مثلاً هر ۲۰ میلی ثانیه، که داشتن روابط تحلیلی نسبت به جستجوی عددی یک ضرورت عملی است. دوم این که راه حل های تحلیلی امکان ایجاد قوانین برای انتخاب راه حل ویژه را از بین راه حل های مختلف را می دهند.

ابتدا به محاسبه زاویه مفصل دوم می پردازیم، برای این منظور از معادلات سینماتیک مستقیم به صورت زیر استفاده می کنیم.

$$\begin{aligned}
 p_x^2 + p_y^2 &= (a_1 c_1 + a_2 c_{12})^2 + (a_1 s_1 + a_2 s_{12})^2 \\
 &= a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 c_1 (c_1 c_2 + s_1 s_2) + 2a_1 a_2 s_1 (s_1 c_2 - c_1 s_2) \\
 &= a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 c_1^2 c_2 + 2a_1 a_2 s_1^2 c_2 \\
 &= a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 c_2
 \end{aligned}
 \tag{۳-۳-۹}$$

از (۳-۳-۹) می توانیم $c_2 = \frac{p_x^2 + p_y^2 - a_1^2 - a_2^2}{2a_1 a_2}$ ، $s_2 = \sqrt{1 - c_2^2}$ را محاسبه کنیم و در نهایت برای θ_2 به رابطه (۳-۳-۱۰) می رسیم.

$$\theta_2 = \pm \cos^{-1} \left(\frac{p_x^2 + p_y^2 - a_1^2 - a_2^2}{2a_1 a_2} \right)
 \tag{۳-۳-۱۰}$$



شکل ۳-۵ نمای بالای ربات اسکارا برای محاسبه θ_2

روش دیگر محاسبه زاویه مفصل دوم، یعنی θ_2 با توجه به شکل ۳-۵ و بر اساس روابط مثلثاتی نیز به صورت زیر است.

$$p_x^2 + p_y^2 = a_1^2 + a_2^2 - 2a_1a_2\cos(180 - \theta_2) \quad (3-3-11)$$

و از (۳-۳-۱۱) زاویه θ_2 به صورت (۳-۳-۱۲) محاسبه می‌شود.

$$\cos(\theta_2) = \frac{p_x^2 + p_y^2 - a_1^2 - a_2^2}{2a_1a_2} \quad (3-3-12)$$

با بازنویسی p_x و p_y به صورت (۳-۳-۱۳) و (۳-۳-۱۴) داریم:

$$\begin{aligned} p_x &= a_1c_1 + a_2c_{12} \Rightarrow p_x = a_1c_1 + a_2c_1c_2 + a_2s_1s_2 \\ &= (a_1 + a_2c_2)c_1 + a_2s_1s_2 \end{aligned} \quad (3-3-13)$$

$$\begin{aligned} p_y &= a_1s_1 + a_2s_{12} \Rightarrow p_y = a_1s_1 + a_2s_1c_2 - a_2s_2c_1 \\ &= -a_2s_2c_1 + (a_1 + a_2c_2)s_1 \end{aligned} \quad (3-3-14)$$

بترتیب از روابط (۳-۳-۱۳) و (۳-۳-۱۴) معادله های (۳-۳-۱۵) و (۳-۳-۱۶) استخراج می‌شوند.

$$s_1 = \frac{a_2s_2p_x + (a_1 + a_2c_2)p_y}{(a_2s_2)^2 + (a_1 + a_2c_2)^2} \quad (3-3-15)$$

$$c_1 = \frac{(a_1 + a_2c_2)p_x - a_2s_2p_y}{(a_2s_2)^2 + (a_1 + a_2c_2)^2} \quad (3-3-16)$$

بنابراین برای θ_1 داریم:

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{a_2s_2p_x + (a_1 + a_2c_2)p_y}{(a_1 + a_2c_2)p_x - a_2s_2p_y} \right) \quad (3-3-17)$$

برای d_3 هم از معادلات سینماتیکی ربات داریم:

$$d_3 = -p_z \quad (3-3-18)$$

۳-۴ سینماتیک سرعت^{۱۷}

در قسمت های قبل سینماتیک مستقیم و وارون را برای موقعیت های مفاصل و مجری نهایی به دست آوردیم. در این قسمت روابط سرعت را بررسی می‌نماییم. از دیدگاه ریاضی، معادلات سینماتیک مستقیم، یک تابع بین فضای جهت و موقعیت دکارتی و فضای موقعیت های مفاصل تعریف می‌کند. رابطه سرعت به وسیله ژاکوبین^{۱۸} این تابع تعریف می‌شود. ژاکوبین یک تابع ماتریسی است و می‌تواند به عنوان نوعی بردار از مشتق یک تابع اسکالر تلقی شود. ماتریس ژاکوبین یکی از مهمترین کمیت های آنالیز و کنترل حرکت ربات محسوب می‌گردد.

۳-۴-۱ تعیین ماتریس ژاکوبین

۱. اگر مفصل i لولایی باشد:

$$J_i = \begin{bmatrix} Z_{i-1} \times (O_n - O_{i-1}) \\ Z_{i-1} \end{bmatrix} \quad (3-4-1)$$

۲. اگر مفصل i کشویی باشد:

$$J_i = \begin{bmatrix} Z_{i-1} \\ \circ \end{bmatrix} \quad (3-4-2)$$

در نتیجه‌ی روابط (۳-۴-۱) و (۳-۴-۲) ماتریس ژاکوبین بازوی ماهر اسکارا که از دو مفصل لولایی و یک مفصل کشویی ساخته شده به صورت (۳-۴-۳) می‌باشد:

¹⁷ Velocity kinematic

¹⁸ Jacobian

$$J = \begin{bmatrix} -a_2 s_{12} - s_1 a_1 & -a_2 s_{12} & 0 \\ a_2 c_{12} + c_1 a_1 & a_2 c_{12} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-4-3)$$

۳-۵ دینامیک

در این بخش به مدل سازی دینامیکی ربات بدون حضور محرکه‌ها می‌پردازیم و موضوع محرکه‌ها در فصل بعد پوشش داده می‌شود.

۳-۵-۱ نیرو، اینرسی^{۱۹} و انرژی

بحث را با برخی مفاهیم فیزیکی که ما را در فهم بهتر معادلات دینامیکی بازوهای مکانیکی کمک می‌کند آغاز می‌کنیم.

نیروی گریز^{۲۰} از مرکز یک جسم به جرم m که حول یک نقطه با شعاع r و با سرعت زاویه‌ای w می‌چرخد (شکل ۳-۶) با رابطه زیر بدست می‌آید.

$$F_{cent} = \frac{mv^2}{r} = mw^2r = m\dot{\theta}r \quad (3-5-1)$$

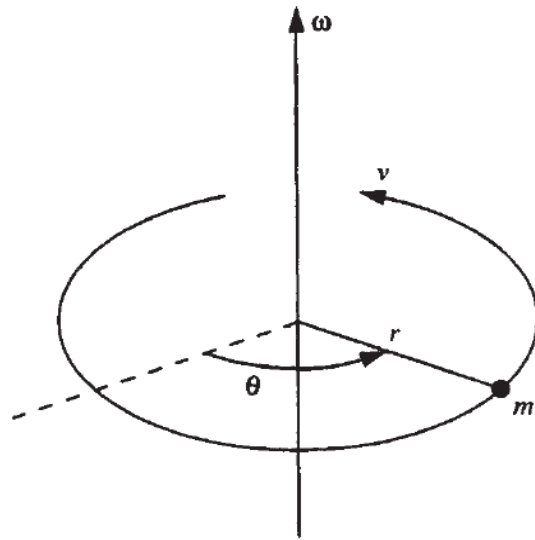
که در آن v سرعت خطی است (۳-۵-۲).

$$v = w \times r \quad (3-5-2)$$

حال یک کره با جرم m را در نظر بگیرید که با سرعت زاویه‌ای w_0 حول مرکز خودش می‌چرخد (شکل ۳-۷).

¹⁹ Inertia

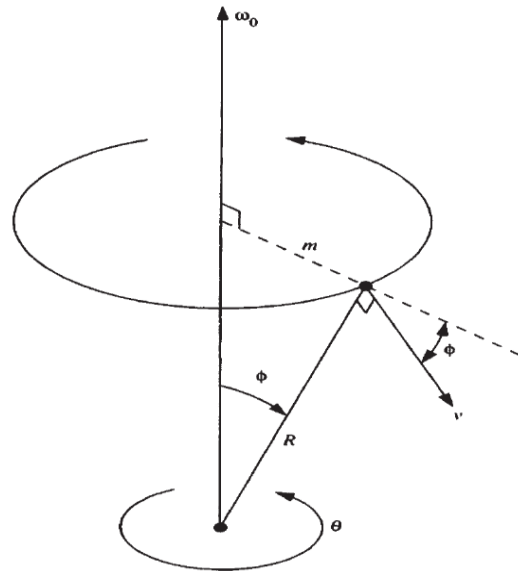
²⁰ Centripetal force



شکل ۳-۶ نیروی گریز از مرکز

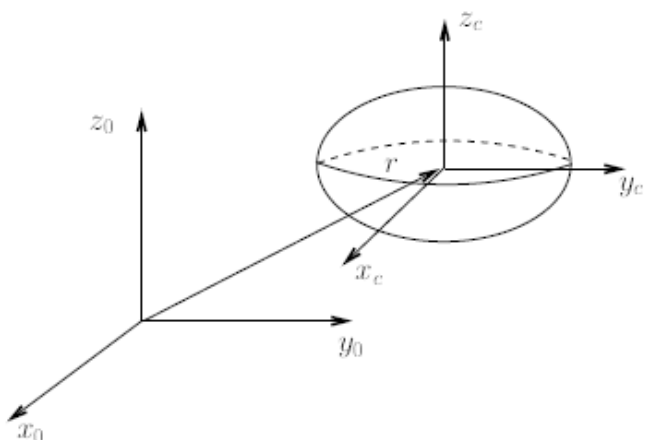
نیروی کوریولیس^{۲۱} کره در حال چرخش با رابطه (۳-۵-۳) بدست می‌آید.

$$F_{cor} = -2m\omega_0 \times v \quad (۳-۵-۳)$$



شکل ۳-۷ نیروی کوریولیس

²¹ Coriolis force



شکل ۳-۸ جسم صلب به همراه مختصات مرکز جرم

انرژی جنبشی یک جسم صلب با جرم m که دارای دو حرکت انتقالی با سرعت خطی V و چرخشی با سرعت زاویه‌ای W است از دو بخش تشکیل می‌شود: انرژی انتقالی با متمرکز کردن جرم جسم در مرکز جرم و انرژی چرخشی حول مرکز جرم جسم. با تعیین مرکز جرم جسم را و اختصاص دادن یک دستگاه مختصات به مرکز جرم جسم مطابق شکل ۳-۸ انرژی جنبشی جسم بصورت (۳-۵-۴) محاسبه می‌شود.

$$k = \frac{1}{2} m v^T v + \frac{1}{2} w^T I w \quad (3-5-4)$$

که ماتریس اینرسی I یک ماتریس 3×3 است که طبق رابطه (۳-۵-۵) محاسبه می‌شود.

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{yx} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{zx} & I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (3-5-5)$$

که در آن داریم:

$$I_{xx} = \int \int \int (z^2 + y^2) \rho(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{yy} = \int \int \int (z^2 + x^2) \rho(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{zz} = \int \int \int (x^2 + y^2) \rho(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{xy} = I_{yx} = - \int \int \int xy \rho(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{xz} = I_{zx} = - \int \int \int xz \rho(x, y, z) dx dy dz$$

$$I_{yz} = I_{zy} = - \int \int \int yz \rho(x, y, z) dx dy dz$$

حال به یک بازوی ماهر n رابط توجه نمایید. در بخش‌های قبلی مشاهده کردید که سرعت‌های زاویه‌ای و خطی هر نقطه روی هر رابط به سادگی می‌تواند برحسب ماتریس ژاکوبین و مشتق متغیرهای مفاصل بیان شود. از آنجا که در این حالت متغیرهای مفاصل در واقع مختصات تعمیم یافته هستند برای ماتریس‌های ژاکوبین داریم:

$$\begin{bmatrix} v_i \\ w_i \end{bmatrix} = J_i \dot{q} \quad (3-5-6)$$

حال در نظر بگیرید که جرم رابط i برابر m_i است و I_i ماتریس اینرسی رابط i در یک دستگاه مختصات موازی با دستگاه i تعیین می‌شود و مبداء آن در مرکز جرم قرار دارد. بنابراین از (3-5-4) نتیجه می‌شود که کل انرژی جنبشی بازوی ماهر برابر است با:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T \sum_{i=1}^n [m_i J v_i^T(q) J v_i(q) + J w_i^T(q) R_i(q) I_i R_i^T(q) J w_i(q)] \dot{q} \quad (3-5-7)$$

به عبارت دیگر، انرژی جنبشی بازوی ماهر به فرم زیر است:

$$K = \frac{1}{2} \dot{q}^T D(q) \dot{q} \quad (3-5-8)$$

که $D(q)$ یک ماتریس معین مثبت متقارن است و بطور کلی وابسته به ترکیب بازوی ماهر است. ماتریس D ماتریس اینرسی نامیده می‌شود.

انرژی پتانسیل یک ذره کوچک در موقعیت \mathbf{r} روی یک جسم صلب از برابر $g^T r dm$ است. بنابراین کل انرژی پتانسیل برابر است با :

$$p = \int g^T r dm = g^T r_c m \quad (3-5-9)$$

به عبارت دیگر انرژی پتانسیل جسم همان است که اگر جرم جسم به صورت فشرده در مرکز جرم آن بود. یک ربات n رابط را در نظر بگیرید، انرژی پتانسیل رابط i بر اساس (3-5-9) به صورت زیر است:

$$p_i = g^T r_{ci} m_i \quad (3-5-10)$$

و انرژی پتانسیل کل ربات نیز حاصل جمع انرژی رابط هاست (3-5-11).

$$P = \sum_{i=1}^n p_i \quad (3-5-11)$$

پس مشاهده می‌شود که انرژی پتانسیل بازوی ماهر فقط به بردار q بستگی دارد و به \dot{q} بستگی ندارد.

3-5-2 مکانیک لاگرانژ²²

مکانیک لاگرانژ بر اساس مشتق جملات انرژی سیستم نسبت به متغیرهای سیستم و زمان، استوار است. برای موارد ساده، به کار گیری آن ساده‌تر از مکانیک نیوتون است. با وجود این، وقتی سیستم پیچیده‌تر می‌شود، روش لاگرانژ نسبتاً آسان‌تر خواهد بود. مکانیک لاگرانژ طبق دو اصل کلی است، که یکی برای حرکت‌های خطی و دیگری برای حرکت‌های دورانی است. ابتدا لاگرانژین را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$l = k - p \quad (3-5-12)$$

²² Lagrange's mechanic

که l لاگرانژین، k انرژی جنبشی سیستم و p انرژی پتانسیل سیستم است. پس برای معادلات حرکت داریم:

$$\tau = \frac{d}{dt} \frac{\partial l}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial l}{\partial q} \quad (3-5-13)$$

که q بردار n بعدی از مختصات تعمیم یافته، τ بردار n بعدی از نیروهای تعمیم یافته و لاگرانژین تفاضل انرژی جنبشی و پتانسیل است. در مباحث ما q بردار n بعدی از متغیرهای مفاصل ربات و τ بردار n بعدی از گشتاورهای مفاصل است که باعث به حرکت در آمدن آنها می‌شوند. یک حالت خاص معادله (3-5-13) برای ربات‌ها ایجاد می‌شود که انرژی جنبشی آن یک تابع درجه دو از بردار \dot{q} و انرژی پتانسیل آن مستقل از \dot{q} است. در این حالت معادلات حرکت ربات به صورت (3-5-14) ظاهر می‌شوند.

$$\tau = D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) \quad (3-5-14)$$

که در آن $C(q, \dot{q})$ ماتریس گشتاور جانب مرکز و کوریولیس است که برای داریه‌های آن داریم:

$$\begin{aligned} C_{kj} &= \sum_{i=1}^n c_{ijk}(q)\dot{q}_i \\ &= \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left\{ \frac{\partial d_{kj}}{\partial q_i} + \frac{\partial d_{ki}}{\partial q_i} - \frac{\partial d_{ij}}{\partial q_k} \right\} \end{aligned} \quad (3-5-15)$$

که بخش‌های (3-5-15) نمادهای کریستوفل نامیده می‌شوند. و بردار گشتاور ثقلی g_k نیز به صورت (3-5-16) بدست می‌آید.

$$g_k = \frac{\partial v}{\partial q_k} \quad (3-5-16)$$

۳-۵-۳ دینامیک ربات اسکارا

برای بدست آوردن معادلات دینامیکی ربات اسکارا ابتدا بر اساس (۳-۵-۷) انرژی جنبشی سیستم را تشکیل می‌دهیم که از آن ماتریس اینرسی سیستم محاسبه می‌شود (۳-۵-۱۷).

$$D(q) = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \quad (۳-۵-۱۷)$$

$$d_{11} = I_{zz1} + I_{zz2} + I_{zz3} + (m_2 + m_3)a_1^2 + m_1l_{c1}^2 + m_3a_2^2 + m_2l_{c2}^2 + (m_3a_2 + m_2l_{c2})2a_1c_2$$

$$d_{21} = d_{12} = I_{zz2} + I_{zz3} + m_3a_2^2 + m_2l_{c2}^2 + (m_3a_2 + m_2l_{c2})a_1c_2$$

$$d_{31} = d_{32} = d_{13} = d_{23} = 0$$

$$d_{22} = I_{zz2} + I_{zz3} + m_3a_2^2 + m_2l_{c2}^2$$

$$d_{33} = m_3$$

که در این معادلات l_{ci} طول مرکز جرم رابط i است. با استفاده از (۳-۵-۱۵) نمادهای کریستوفل به صورت زیر بدست می‌آیند.

$$c_{121} = c_{211} = c_{221} = -a_1s_2(m_3a_2 + m_2l_{c2}) \quad (۳-۵-۱۸a)$$

$$c_{112} = a_1s_2(m_3a_2 + m_2l_{c2}) \quad (۳-۵-۱۸b)$$

و بقیه نمادهای کریستوفل نیز صفر هستند. با استفاده از این نمادها ماتریس گشتاور جانب مرکز (۳-۵-۱۹) نیز از (۳-۵-۱۵) محاسبه می‌شود.

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \quad (3-5-19)$$

$$c_{11} = -a_1 s_2 (m_3 a_2 + m_2 l_{c2}) \dot{q}_2$$

$$c_{12} = -a_1 s_2 (m_3 a_2 + m_2 l_{c2}) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2)$$

$$c_{21} = a_1 s_2 \dot{q}_1 (m_3 a_2 + m_2 l_{c2})$$

$$c_{13} = c_{22} = c_{23} = c_{31} = c_{32} = c_{33} = 0$$

اکنون نوبت به محاسبه انرژی پتانسیل ربات رسیده، با استفاده از رابطه (3-5-11) انرژی پتانسیل ربات به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$v = -gm_3 q_3 \quad (3-5-20)$$

و بردار گشتاور ثقلی (3-5-21) نیز با استفاده از (3-5-16) بدست می‌آید.

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -m_3 g \end{bmatrix} \quad (3-5-21)$$

در این مرحله مدل سازی مکانیکی ربات به طور کامل انجام شده است البته شایان ذکر است که در مدل سازی مکانیکی می‌توانیم انرژی جنبشی موتورها را که بر ربات سوار هستند در نظر گرفت که در اینجا از این قسمت صرف‌نظر شده است.

3-6 طراحی مکانیکی ربات G1^o-654s

همانطور که در بخش 3-5 دید معادلات ربات به ماتریس اینرسی رابطها وابسته است، در موارد ساده که رابطهای ربات شکل‌های هندسی پیچیده‌ای ندارند محاسبه این ماتریس کار نسبتاً راحتی است،

اما در موارد پیچیده محاسبه ماتریس اینرسی پیچیده خواهد شد بنابراین محاسبه نرم‌افزاری و عددی این ماتریس پیشنهاد می‌شود [۳۹،۴۰]. نرم‌افزار Solid Works یکی از نرم‌افزارهای طراحی مکانیکی است که قابلیت محاسبه تانسور اینرسی را دارد.

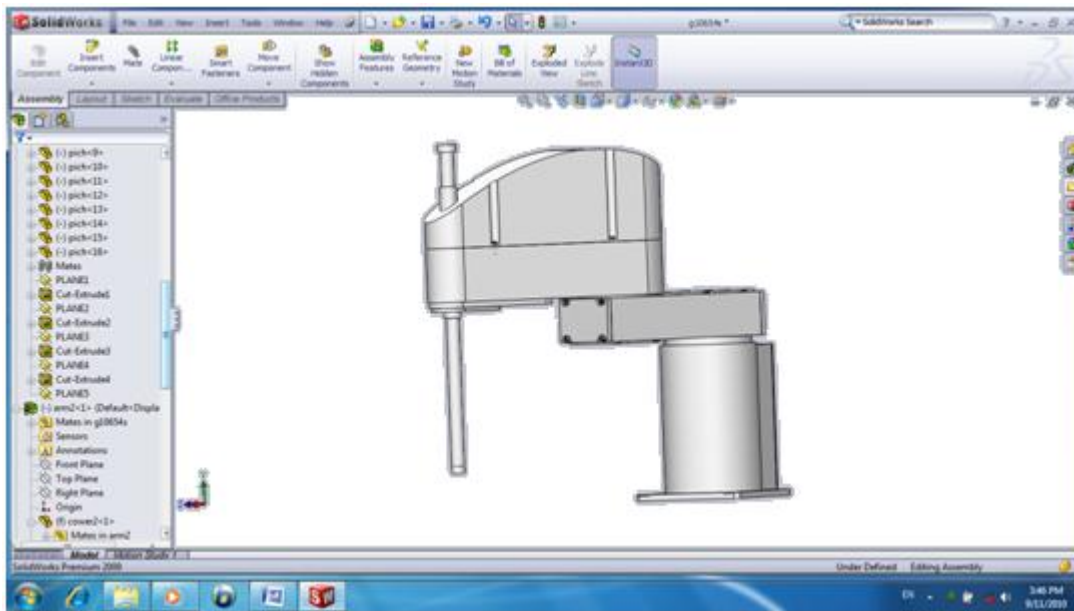
ربات مورد مطالعه در این تحقیقات ربات اسکارا G1^o-654s (شکل ۹-۳) است که توسط شرکت Epson به منظور انجام مونتاژهای سنگین و سریع طراحی و به بازار عرضه شده است. در طراحی این ربات دسترسی محور Z را افزایش داده‌اند یعنی طوری است که قسمتی پایینتر از پایه ربات را نیز پوشش می‌دهد و همچنین قادر به تحمل ۱۰ kg بار می‌باشد [۴۱]. برای مدلسازی و محاسبه ماتریس‌های اینرسی از نرم‌افزار solid works استفاده شده (شکل ۱۰-۳) و ابعاد واقعی ربات بر حسب میلیمتر که در مدلسازی از آن استفاده شده است نیز در شکل ۱۱-۳ آمده است. اما مرحله اصلی و هدف ما از طراحی مکانیکی ربات محاسبه و تعیین ماتریس اینرسی است که این ماتریس مثلا برای رابط i ام در یک دستگاه مختصات موازی با دستگاه i تعیین می‌شود و مبداء آن در مرکز جرم رابط قرار می‌گیرد. بعنوان مثال برای رابط دوم دستگاه‌های CS_۱، CSC_۲ و CS_۲ بترتیب دستگاه‌های مختصات رابط شماره ۱، مرکز جرم و رابط شماره ۲ است (شکل ۱۲-۳). همانطور که از شکل ۱۲-۳ پیداست در این طراحی‌ها مرکز جرم رابط-ها در مرکز رابط در نظر گرفته شده است یعنی داریم:

$$l_{ci} = \frac{a_i}{2} \quad (۳-۶-۱)$$

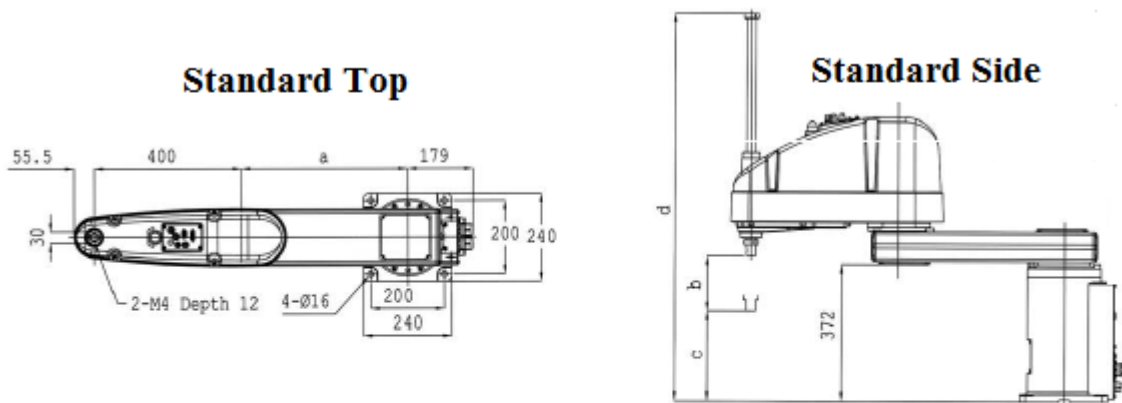
مقادیر وزن رابط‌ها و درایه‌های ماتریس اینرسی در جدول ۲-۳ نشان داده شده است.



شکل ۹-۳ ربات Epson G10-654s [۴۱]

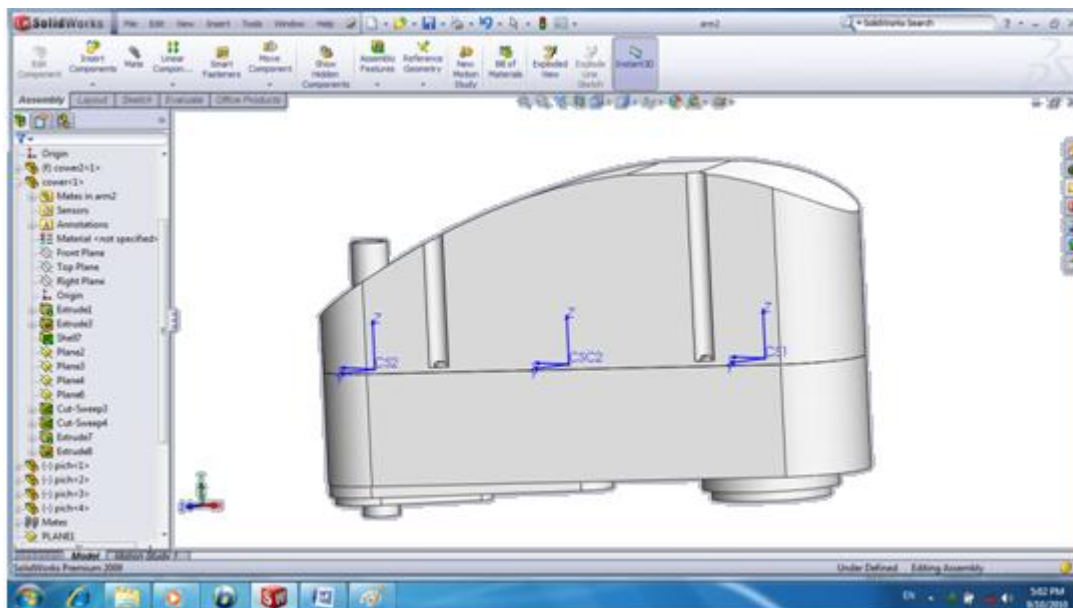


شکل ۱۰-۳ ربات طراحی شده با نرم افزار Solid works



a=250
b=420
c=26.5
d=1053.5

شکل ۱۱-۲ ابعاد ربات G1°-654s [۴۱]



شکل ۱۲-۳ رابط دوم به همراه دستگاه‌های مختصات رابط شماره ۱، مرکز جرم و رابط شماره ۲

جدول ۲-۳ مقادیر پارامترهای ربات

شماره رابط	وزن رابط	درایه های ماتریس اینرسی رابط
۱	۲.۸ Kg	$I_{xx} = 0.02$ $I_{xy} = 0$ $I_{xz} = 0$ $I_{yx} = 0$ $I_{yy} = 0.05$ $I_{yz} = 0$ $I_{zx} = 0$ $I_{zy} = 0$ $I_{zz} = 0.05$
۲	۶.۳۶ Kg	$I_{xx} = 0.12$ $I_{xy} = -0.07$ $I_{xz} = 0.01$ $I_{yx} = -0.07$ $I_{yy} = 0.17$ $I_{yz} = -0.01$ $I_{zx} = 0.01$ $I_{zy} = -0.01$ $I_{zz} = 0.17$
۳	۰.429 Kg	$I_{xx} = 0.03$ $I_{xy} = 0$ $I_{xz} = 0$ $I_{yx} = 0$ $I_{yy} = 0.03$ $I_{yz} = 0$ $I_{zx} = 0$ $I_{zy} = 0$ $I_{zz} = 0$

فصل چهارم

دینامیک محرکه‌ها

۴-۱ مقدمه

در صنعت بطور معمول از مدولاسیون پهنای پالس (PWM^{۲۳}) برای کنترل موتورهای DC استفاده می‌شود. از آنجا که ربات‌ها توسط موتورهای DC^{۲۴} حرکت می‌کنند لازم است تا از PWM استفاده کنیم. در منابع کنترل سیستم‌ها به واحد PWM در بلوک دیاگرام سیستم کنترل پرداخته نشده است. بعلاوه، کنترل ربات با روش کنترل گشتاور انجام می‌شود. پیاده سازی کنترل ربات با حضور PWM مسائل جدیدی را به دنبال خواهد داشت. برای کنترل PWM ربات ابتدا باید معادلات سیستم در حضور PWM را محاسبه کنیم که در این فصل تاثیرات PWM بر معادلات دینامیکی سیستم رباتیک بررسی می‌شود. ابتدا دینامیک ربات به همراه موتورها و چرخ دنده‌ها بررسی شده و پس از آن PWM نیز در این معادلات وارد شده و تاثیرات آن بررسی می‌شود.

²³ Pulse width modulation

²⁴ Direct current

۴-۲ دینامیک ربات و محرکه ها

همان طور که می دانید مجموعه معادلات دیفرانسیل بیان کننده حرکت یک ربات با n درجه آزادی طبق رابطه (۴-۲-۱) قابل محاسبه است.

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau(t) \quad (4-2-1)$$

که در آن q بردار متغیرهای مفاصل، $C(q, \dot{q})$ ماتریس $n \times n$ گشتاور جانب مرکز و کوریولیس، $G(q)$ بردار گشتاور ثقلی، $\tau(t)$ بردار $n \times 1$ گشتاور ورودی و بالاخره ماتریس اینرسی $M(q)$ ماتریس $n \times n$ و متقارن مثبت است.

کاملاً مهم است که بدانیم این معادله چه چیزی را نشان می دهد. معادله (۴-۲-۱) دینامیک یک زنجیر به هم پیوسته اجسام سلب ایده آل را نشان می دهد با فرض اینکه یک نیروی تعمیم یافته τ وجود دارد که در مفاصل عمل می کند. فرض کنیم که τ_k مولفه k ام بردار نیروی تعمیم یافته τ یک گشتاور حول محور Z_{k-1} مفصل لولایی است و آن یک نیرو در امتداد Z_{k-1} یک مفصل کشویی است. این نیروی تعمیم یافته بوسیله یک محرکه ایجاد می شود که شاید الکتریکی، هیدرولیکی یا بادی باشد. رابطه (۱-۳-۲) برای همه به غیر از ساده ترین بازوهای ماهر فوق العاده پیچیده بوده و ایده آل نیست و تعدادی از اثرات دینامیکی وجود دارند که در (۴-۲-۱) قرار نگرفته اند. برای مثال، اصطکاک در مفاصل در این معادلات حضور ندارند و شاید برای همه بازوهای ماهر مهم باشد. همچنین هیچ جسم فیزیکی کاملاً صلب نیست.

یک آنالیز مشروح تر از دینامیک ربات شامل منابع مختلف انعطاف نظیر یک تغییر شکل کشسانی از تغییر چرخ دنده ها و یاتاقان ها، خمش و لرزش رابط ها در زیر بار می شود. در این بخش به طور عمده علاقه مند به دینامیک محرکه ها برای ایجاد نیروی تعمیم یافته τ هستیم، البته فقط دینامیک

موتورهای مغناطیس دائم²⁵ را بررسی می کنیم زیرا آن ها به طور فراگیر در ربات های امروزی استفاده می شوند. موتور DC اصولاً بر این اساس کار می کند که یک هادی حامل جریان در میدان مغناطیسی، نیروی $F = \varphi \times I$ را احساس می کند که در آن شار مغناطیسی و I جریان هادی است. موتور از یک استاتور ثابت و یک روتور متحرک که در داخل استاتور می چرخد مطابق شکل ۱-۴ تشکیل می شود.

اگر استاتور یک شار مغناطیسی شعاعی تولید کند و جریان روتور (آرمیچر هم نامیده می شود) I باشد آنگاه گشتاوری روی موتور خواهد بود که باعث چرخیدن آن می شود. اندازه این گشتاور عبارت است از:

$$\tau_m = k_1 \varphi I_a \quad (4-2-2)$$

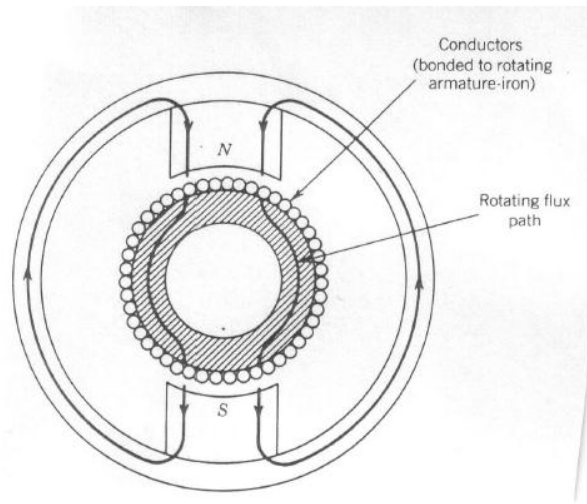
که در آن τ_m گشتاور موتور (N-M)، φ میدان مغناطیسی (وبر)، I_a جریان آرمیچر (آمپر) و k یک ثابت فیزیکی است. بعلاوه، هر گاه یک هادی در میدان مغناطیسی حرکت کند، یک ولتاژ V_b بین ترمینال های آن تولید می شود و تمایل به مخالفت با جریان هادی دارد. بنابراین علاوه بر گشتاور τ_m در (۲-۲-۴) رابطه نیروی ضد محرکه را داریم.

$$V_b = k_2 \varphi \omega_m \quad (4-2-3)$$

که V_b ولتاژ ضد محرکه بر حسب ولت، ω_m سرعت زاویه ای روتور بر حسب (rad/sec) و k_2 ثابت تناسب است.

موتورهای DC به طریقی دسته بندی می شوند که در آن میدان مغناطیسی تولید می شود و آرمیچر طراحی می گردد. بحث ما اینجا فقط روی موتور های مغناطیس دائم است که استاتور آن ها مغناطیس دائم می باشند. در این حالت می توانیم شار φ را ثابت فرض کنیم. گشتاور روتور با جریان آرمیچر I_a انجام

²⁵ Permanent magnet



شکل ۴-۱: سطح مقطع موتور DC مغناطیسی دائم

می شود. به دیاگرام شماتیک شکل ۴-۲ توجه نمایید که پارامترهای آن به صورت جدول ۴-۱ می باشد. بنابراین معادله دیفرانسیل آرمیچر بصورت زیر است.

$$L\dot{I}_a + RI_a = V - V_b, k_b\dot{\theta}_m \quad (4-2-4)$$

از آنجا که شار ϕ ثابت است، گشتاور تولیدی موتور برابر است با

$$\tau_m = k_1\phi I_a = k_m I_a \quad (4-2-5)$$

جدول ۴-۱: پارامترهای موتور

ϕ	τ_l	τ_m	θ_m	I_a	V_b	R	L	V(t)
شار مغناطیسی	گشتاور بار	گشتاور تولیدی	موقعیت روتور(رادیان)	جریان آرمیچر	ولتاژ ضد محرکه	مقاومت آرمیچر	اندوکتانس آرمیچر	ولتاژ آرمیچر

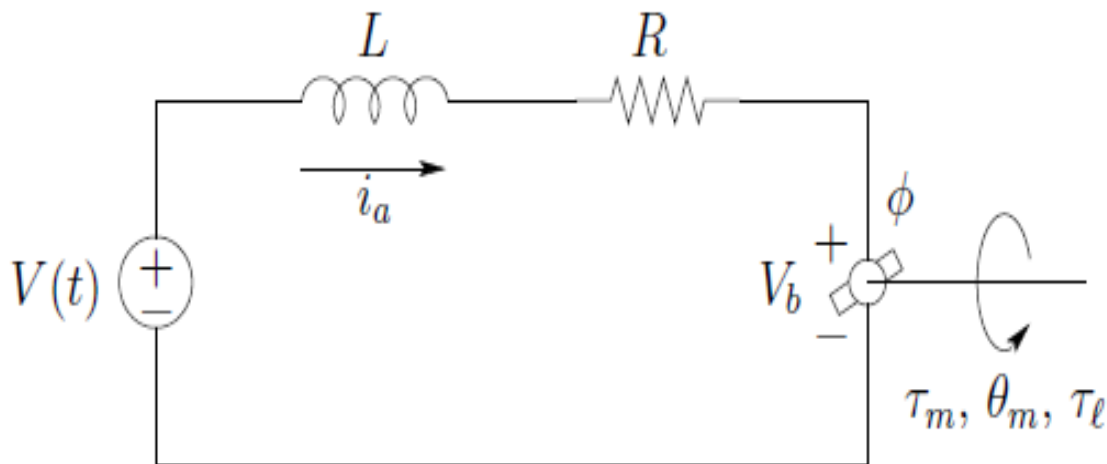
که در آن k_m ثابت گشتاور بر حسب N-m/amp است. از (۴-۲-۳) داریم:

$$V_b = k_2 \phi \omega_m = k_b \omega_m = k_b \dot{\theta}_m \quad (4-2-6)$$

که در آن k_b ثابت ضد محرکه القایی است.

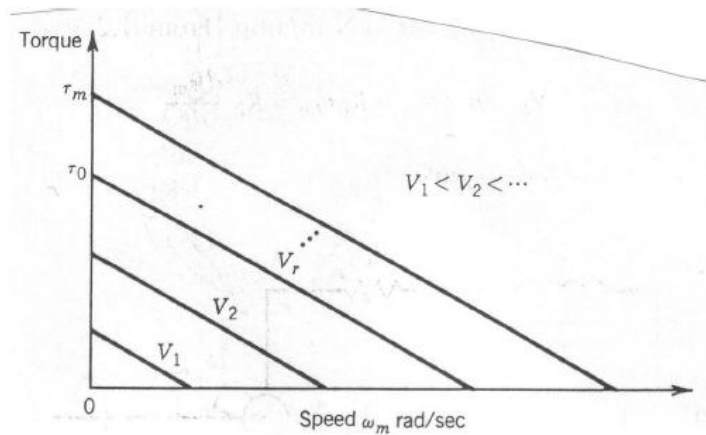
ثابت گشتاور موتور DC را می توانیم با استفاده از دسته منحنی های گشتاور - سرعت^{۲۶} مطابق شکل ۴-۳ برای مقادیر مختلف ولتاژ اعمال شده تعیین نماییم. وقتی موتور در حالت ترمز است، گشتاور روتور قفل در ولتاژ اسمی با τ_o نشان داده می شود. با استفاده از معادله (۴-۲-۴) برای $V_b = 0$ و $I_a = 0$ داریم:

$$V_r = RI_a = R \frac{\tau_o}{k_m} \quad (4-2-7)$$



شکل ۴-۲: دیاگرام مدار برای موتور DC کنترل شده با ولتاژ آرمیچر

²⁶ Torque – Speed curves



شکل ۴-۳: منحنی های سرعت - گشتاور موتور DC

بنابراین ثابت گشتاور عبارت است از:

$$k_m = R \frac{\tau_0}{V_r} \quad (4-2-8)$$

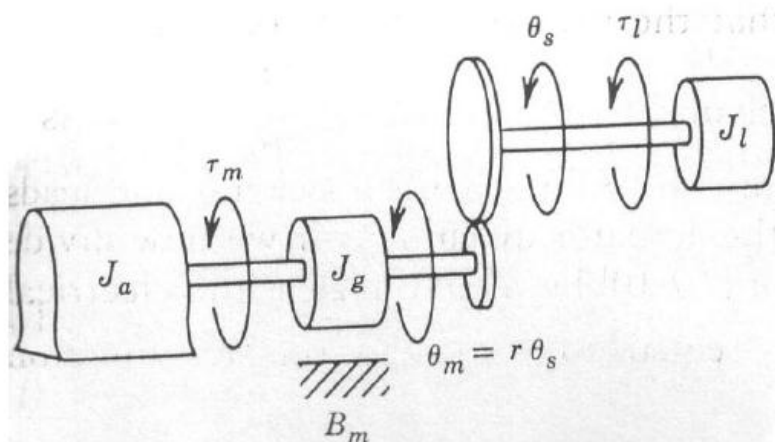
برای باقیمانده بحث به شکل ۴-۴ رجوع نمایید که در آن یک موتور DC با به سیستم انتقال چرخ دنده ای با نسبت دنده $1 : r$ و یک رابط از بازوی ماهر قرار دارد. نسبت دنده r معمولاً دارای مقادیری بین 5° تا 90° است که نسبت کاهنده از 2° به 1° تا 200° به 1° را نشان می دهد. با مراجعه به شکل ۴-۴ $J_m = J_a + J_g$ که جمع اینرسی های محرکه و چرخ دنده می باشد. پس معادله حرکت این سیستم به صورت زیر می باشد:

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = \tau_m - \quad (4-2-9)$$

$$r\tau_l$$

با استفاده از روابط (۴-۲-۹) و (۴-۲-۵) و صرفنظر کردن از خاصیت سلفی آرمیچر می توانیم رابطه (۴-۲-۹) را به صورت رابطه (۴-۲-۱۰) بازنویسی کنیم.

$$V = Rk_m^{-1}J_m \ddot{\theta}_m + (Rk_m^{-1}B_m + k_b) \dot{\theta}_m + r\tau_l \quad (4-2-10)$$



شکل ۴-۴: مدل فشرده یک رابط با سیستم انتقال چرخ دنده

رابطه (۴-۲-۱۰) برای رباتی استفاده می شود که یک موتور دارد اما در عمل ربات ها چندین موتور دارند. معادله (۴-۲-۱۰) را برای یک ربات n موتور می توان به صورت ماتریسی بسط داد که رابطه (۴-۲-۱۱) بیانگر این روابط ماتریسی است.

$$V = Rk_m^{-1}j_m\ddot{\theta}_m + (Rk_m^{-1}B_m + k_b)\dot{\theta}_m + r\tau_l \quad (۴-۲-۱۱)$$

که $\ddot{\theta}_m$, $\dot{\theta}_m$, θ_m , τ_l و V به صورت بردارهای $1 \times n$ به صورت (۴-۲-۱۲) نوشته می شوند.

$$\ddot{\theta}_m = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{m1} \\ \ddot{\theta}_{m2} \\ \ddot{\theta}_{m3} \\ \vdots \\ \ddot{\theta}_{mn} \end{bmatrix}, \dot{\theta}_m = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{m1} \\ \dot{\theta}_{m2} \\ \dot{\theta}_{m3} \\ \vdots \\ \dot{\theta}_{mn} \end{bmatrix}, \theta_m = \begin{bmatrix} \theta_{m1} \\ \theta_{m2} \\ \theta_{m3} \\ \vdots \\ \theta_{mn} \end{bmatrix}, \tau_l = \begin{bmatrix} \tau_{l1} \\ \tau_{l2} \\ \tau_{l3} \\ \vdots \\ \tau_{ln} \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (۴-۲-۱۲)$$

و همچنین ماتریس های R , k_m , j_m , B_m , r ماتریس های $n \times n$ و به صورت قطری که در زیر آمده است هستند.

$$R = \text{diag}[R_1 \quad R_2 \quad R_3 \quad \dots \quad R_n]$$

$$k_m = \text{diag}[k_{m1} \quad k_{m2} \quad k_{m3} \quad \dots \quad k_{mn}]$$

$$j_m = \text{diag}[j_{m1} \quad j_{m2} \quad j_{m3} \quad \dots \quad j_{mn}] \quad (4-2-13)$$

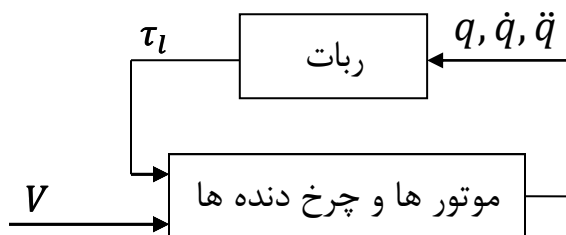
$$B_m = \text{diag}[B_{m1} \quad B_{m2} \quad B_{m3} \quad \dots \quad B_{mn}]$$

$$r = \text{diag}[r_1 \quad r_2 \quad r_3 \quad \dots \quad r_n]$$

برای به کار بردن رابطه (4-2-12) در رابطه (4-2-1) و با در نظر گرفتن ضریب چرخ دنده ها معادله (4-2-12) را به صورت رابطه (4-2-14) باز نویسی می کنیم.

$$V = Rk_m^{-1}j_m r^{-1}\ddot{q} + (Rk_m^{-1}B_m + k_b)r^{-1}\dot{q} + r\tau_l \quad (4-2-14)$$

با توجه به این که موتورها ربات را به حرکت در می آورند بنابراین می توانیم گشتاور ورودی ربات را همان گشتاور بار موتور در نظر بگیریم. سیستم ربات به همراه موتورها و چرخ دنده ها به صورت بلوکی در شکل 4-5 آمده است.



شکل 4-5: دیاگرام بلوکی سیستم ربات به همراه موتورها و چرخ دنده ها

با ترکیب کردن روابط (4-2-14) و (4-2-1) معادلات دینامیکی ربات به همراه دینامیک محرکه ها بدست می آید (رابطه (4-2-15)).

$$V = L(q)\ddot{q} + F(q, \dot{q})\dot{q} + W(q) \quad (4-2-15)$$

که داریم:

$$L(q) = Rk_m^{-1}(j_m r^{-1} + rD(q))$$

$$F(q, \dot{q}) = Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rC(q, \dot{q})) + k_b r^{-1} \quad (4-2-16)$$

$$W(q) = Rk_m^{-1}rG(q)$$

همان طور که در شکل ۴-۵ و معادله (۴-۲-۱۵) می بینید ورودی سیستم از گشتاور به ولتاژ تبدیل شده است و مسئله کنترل نیز از کنترل گشتاور ورودی به کنترل ولتاژ موتورها تغییر یافته است [۳۹،۴۲]. در ادامه به نحوه تامین ولتاژ ورودی سیستم و راه اندازی موتورها و چگونگی تبدیل کنترل ولتاژ به کنترل PWM پرداخته می شود.

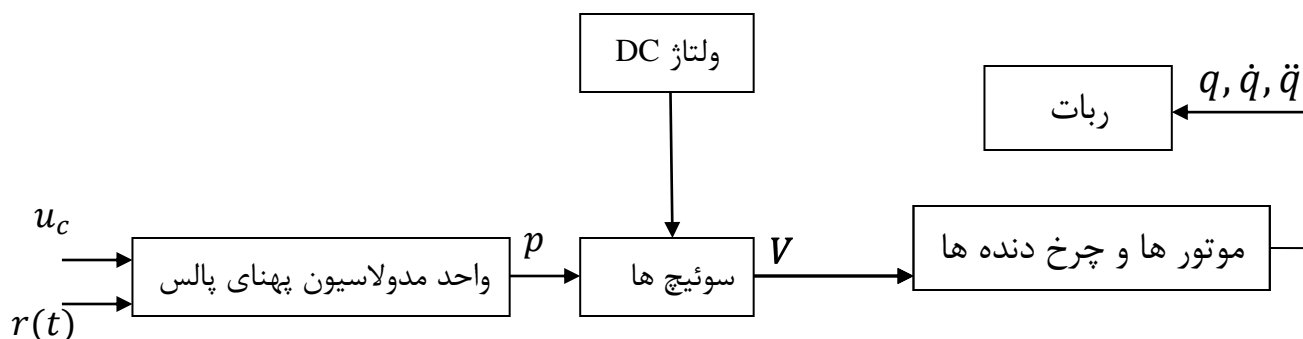
۴-۳ درایو^{۲۷} موتورها:

برای تامین ولتاژ ورودی موتور از واحد PWM برای کلید زنی با فرکانس بالا و ثابت استفاده می-شود. این کلید زنی باعث ایجاد ولتاژهای مثبت و منفی بر روی موتور می شود و از آنجا که فرکانس کلیدزنی^{۲۸} بالاست در محاسبات مقدار متوسط این ولتاژ را برای موتور در نظر می گیریم. بحث را با نشان دادن دیاگرام بلوکی سیستم را ه اندازی ربات در شکل ۴-۶ آغاز می کنیم.

در حالت کلی عملکرد سیستم به این صورت است که سیگنال کنترلی u_c مقادیری بین ۱ و -۱ را دارد که واحد پهنای پالس این سیگنال را با یک موج رمپ $r(t)$ مقایسه کرده و در نتیجه این مقایسه، سیگنال هایی با پهنای پالس متغیر به سوئیچ ها اعمال می کند، این سیگنال ها باعث روشن و خاموش شدن

²⁷ Drive

²⁸ Switching



شکل ۴-۶: دیاگرام بلوکی تامین ولتاژ موتورهای ربات

سوئیچ ها می شوند و بدین ترتیب ولتاژهای متغیر به موتورها اعمال می شود. در قسمت های بعدی به تفصیل هر بخش از این سیستم شرح داده خواهد شد [۴۳].

۴-۳-۱ تولید PWM:

همانطور که در توضیحات بالا اشاره شد سیگنال کنترلی $u_c(t)$ با یک سیگنال رمپ^{۲۹} $r(t)$ مقایسه می شود. طبق شکل ۴-۷ در زمان هایی که مقدار $u_c(t) < r(t)$ خروجی مدولاتور مقدار صفر و در زمان هایی که $u_c(t) > r(t)$ خروجی مدولاتور مقدار یک را به خود می گیرد. این توضیحات را می توانیم با رابطه زیر فرموله کنیم.

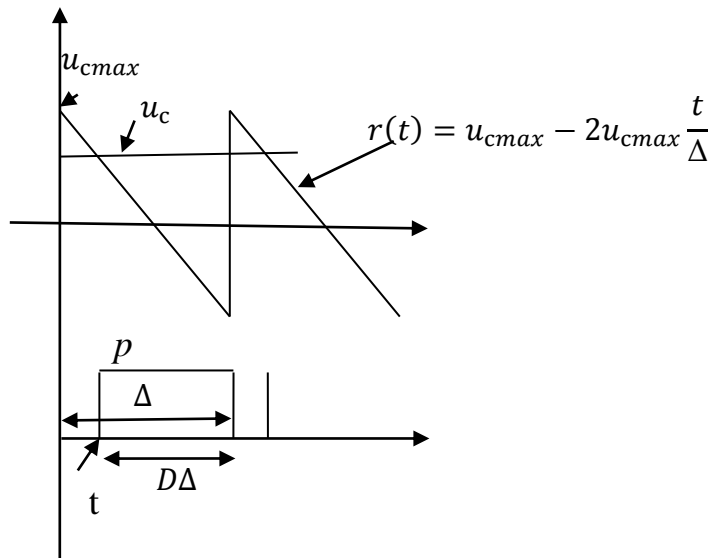
$$p = \begin{cases} 1 & u_c \geq r(t) \\ 0 & u_c < r(t) \end{cases} \quad (4-3-1)$$

۴-۳-۲ بررسی تاثیرات PWM بر معادلات سیستم

سیستم توصیف شده در فضای حالت را به صورت زیر در نظر بگیرید

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (4-3-2)$$

²⁹ Ramp



شکل ۴-۷: مولد پهنای پالس

که ورودی سیستم به صورت سوئیچینگ و از طریق PWM به صورت رابطه (۴-۳-۳) و شکل ۴-۸ تامین می شود:

$$u = \begin{cases} u^+ & t \leq \tau < t + D\Delta \\ u^- & t + D\Delta < \tau < t + \Delta \end{cases}, \quad 0 \leq D \leq 1 \quad (4-3-3)$$

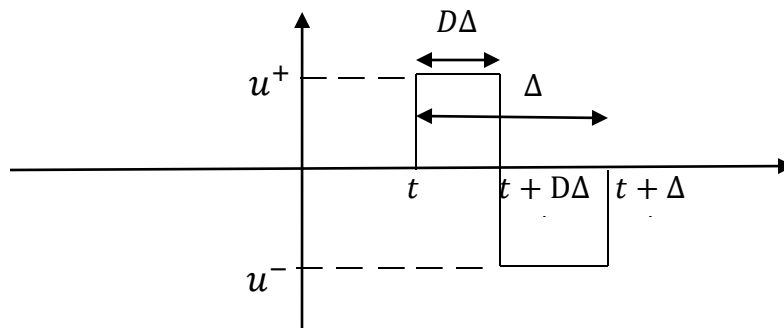
با اعمال این ورودی به سیستم داریم:

$$\dot{x} = \begin{cases} f(x) + g(x)u^+ & t \leq \tau < t + D\Delta \\ f(x) + g(x)u^- & t + D\Delta < \tau < t + \Delta \end{cases} \quad (4-3-4)$$

حالت های سیستم در لحظه $t + \Delta$ را با انتگرال گیری از (۴-۳-۴) بصورت (۴-۳-۵) بدست می آیند.

$$x(t + \Delta) = x(t) + \int_t^{t+D\Delta} [f(x(\tau)) + g(x(\tau))u^+] d\tau + \int_{t+D\Delta}^{t+\Delta} [f(x(\tau)) + g(x(\tau))u^-] d\tau \quad (4-3-5)$$

همانطور که گفته شد با توجه به بالا بودن فرکانس کلیدزنی می توانیم از مقدار متوسط حالتها به عنوان



شکل ۴-۸: ورودی PWM برای سیستم مورد مطالعه

مقادیر حالت استفاده کنیم، پس با محاسبه مقدار میانگین حالت ها داریم:

$$\frac{x(t+\Delta)-x(t)}{\Delta} = \frac{\int_t^{t+\Delta} f(x(\tau))d\tau + \int_t^{t+D\Delta} g(x(\tau))u^+d\tau + \int_{t+D\Delta}^{t+\Delta} g(x(\tau))u^-d\tau}{\Delta} \quad (4-3-6)$$

از آنجا که فرکانس کلید زنی زیاد است می توان مقدار Δ را به سمت صفر میل داد، با استفاده از تعریف مشتق و ثابت در نظر گرفتن $f(x)$ و $g(x)$ در بازه انتگرال گیری معادلات حالت سیستم با ورودی

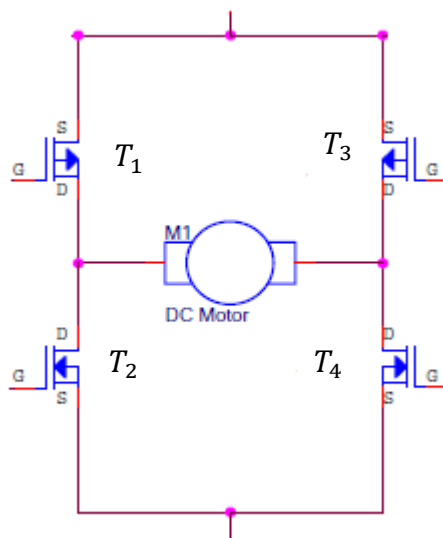
PWM را می توانیم بصورت (۴-۳-۷) محاسبه کنیم [۴۲، ۴۳، ۴۴].

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{x(t+\Delta)-x(t)}{\Delta} \Rightarrow \dot{x} = f(x) + (Du^+ + u^- - Du^-)g(x) \quad (4-3-7)$$

۴-۳-۳ تعمیم ورودی PWM به بازوهای مکانیکی:

گشتاور مورد نیاز بازوهای مکانیکی توسط موتورهای تامین می شود، بنابراین باید در سیستم های کنترلی ولتاژ ورودی موتورهای کنترل شود و از آنجا که در مسائل عملی از PWM برای تامین این ولتاژ استفاده می کنند ما هم به بررسی عملکرد سیستم در حضور PWM می پردازیم. هدف از این تحقیقات کنترل موقعیت مجری نهایی ربات است، در کنترل موقعیت ربات لازم است تا موتور به چهار حالت کاری خود یعنی موتوری مستقیم، ترمزی مستقیم، موتوری معکوس و ترمزی معکوس دسترسی داشته باشد.

بنابراین راه اندازی موتورها از مبدل تمام پل یا راه‌انداز چهار ربعی استفاده شده است. در شکل ۴-۹ سیستم راه اندازی و تغذیه یکی از موتور های ربات نشان داده شده است.

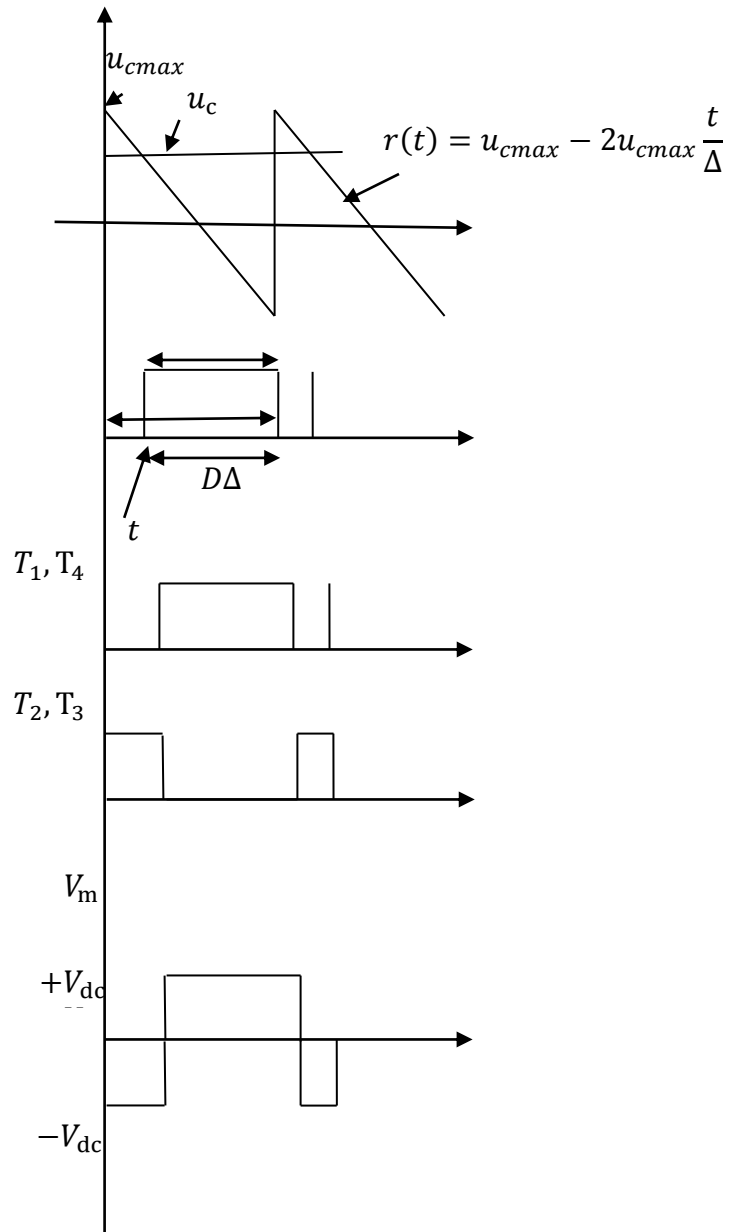


شکل ۴-۹: سیستم کامل تغذیه و راه اندازی موتور DC

همانطور که از شکل های ۴-۹ و ۴-۱۰ پیداست اگر ترانزیستورهای T_1, T_4 روشن شوند ولتاژ مثبت به دو سر موتور اعمال می شود و بر عکس، اگر ترانزیستورهای T_2, T_3 روشن شوند ولتاژ منفی به دو سر موتور اعمال می شود و جهت حرکت موتور عوض می شود. بنابراین سیستم PWM به گونه ای طراحی می شود که ترانزیستورهای ذکر شده بطور همزمان روشن و خاموش شوند. با توجه به توضیحات داده شده می توانیم در رابطه (۴-۳-۷) به جای u^+ و u^- به ترتیب $+V_{dc}$ و $-V_{dc}$ را اعمال نماییم، که در نهایت معادله ربات در فضای حالت به صورت (۴-۳-۸) در خواهد آمد.

$$\dot{x} = f(x) + (2D - 1)Vg(x) \quad (4-3-8)$$

همانطور که مشاهده می شود مدل ربات بر اساس زمان روشن بودن سوئیچ ها بدست آمده است. یعنی می توانیم در بازه زمانی $D\Delta$ ، در شکل ۴-۷، T_1, T_4 را روشن نماییم تا ولتاژ مثبت به موتور اعمال شود و



شکل ۱۰-۴ نمودار ولتاژ موتور و تحریک ترانزیستورها

در بازه زمانی $\Delta - D\Delta$ ، T_2, T_3 را روشن نماییم تا ولتاژ منفی به موتور اعمال شود. باید توجه داشته باشیم که معادلات سیستم براساس زمان روشن بودن سوئیچ ها بدست آمد یعنی ورودی کنترل D است، اما در عمل این نوع کنترل هم کارساز نخواهد بود، چراکه سوئیچینگ توسط PWM انجام می شود و همانطور که در شکل ۴-۷ پیداست بازه زمانی $D\Delta$ توسط ولتاژ کنترلی u_c مشخص می شود که باید معادلات حاکم بر سیستم را بر اساس سیگنال کنترلی u_c مرتب کنیم. نقطه t در شکل ۴-۷ که محل تقاطع سیگنال کنترلی با شکل موج دنداناره ایه ای است را در نظر بگیرید، داریم:

$$r(t) = u_{cmax} - 2u_{cmax} \frac{t}{\Delta} \Big|_{u_{cmax}=1} = 1 - 2 \frac{t}{\Delta} \quad (4-3-9)$$

$$u_c = r(t) \Big|_{t=\Delta-D\Delta} \Rightarrow t = \frac{\Delta}{2} (1 - u_c) \quad (4-3-10)$$

از شکل ۴-۷ داریم:

$$D\Delta = \Delta - \frac{\Delta}{2} (1 - u_c) \Rightarrow D = \frac{1+u_c}{2} \quad (4-3-11)$$

با جایگذاری رابطه (۴-۳-۱۱) در (۴-۳-۸) معادلات سیستم بر اساس ورودی کنترلی واحد PWM حاصل می شود:

$$\dot{x} = f(x) + u_c V_{dc} g(x) \quad -1 \leq u_c \leq 1 \quad (4-3-12)$$

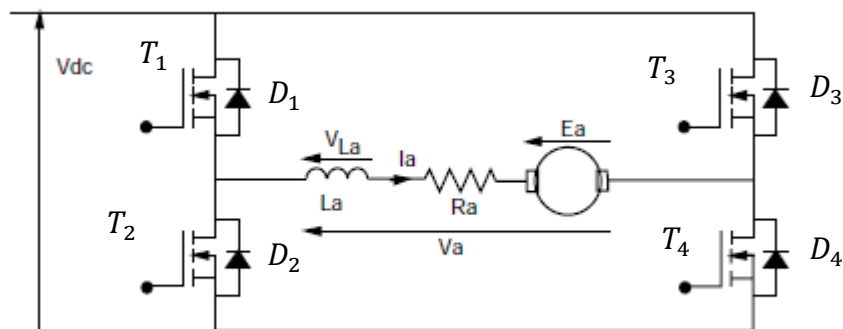
از رابطه (۴-۳-۱۲) مشاهده می شود که واحد PWM معادلات سیستم را تغییر نداده و فقط ورودی سیستم را مقیاس بندی می نماید [۴۲-۴۴]. در این روش کنترلی، ورودی کنترل u_c است.

در این روند مشاهده شد که در کنترل موقعیت ربات هدف کنترلی از تعیین گشتاور ورودی به تعیین ولتاژ تبدیل شده که تعیین زمان روشن و خاموش بودن سوئیچ ها را نتیجه می دهد.

۴-۴ تحلیل مداری درایو موتور DC

محاسبات بخش قبل که مربوط به دینامیک درایوها بود با در نظر گرفتن مقدار میانگین حالت های سیستم در فرکانس های بالا انجام شد. در این بخش با تحلیل مداری درایوها صحت نتایج بخش قبل را بررسی می کنیم.

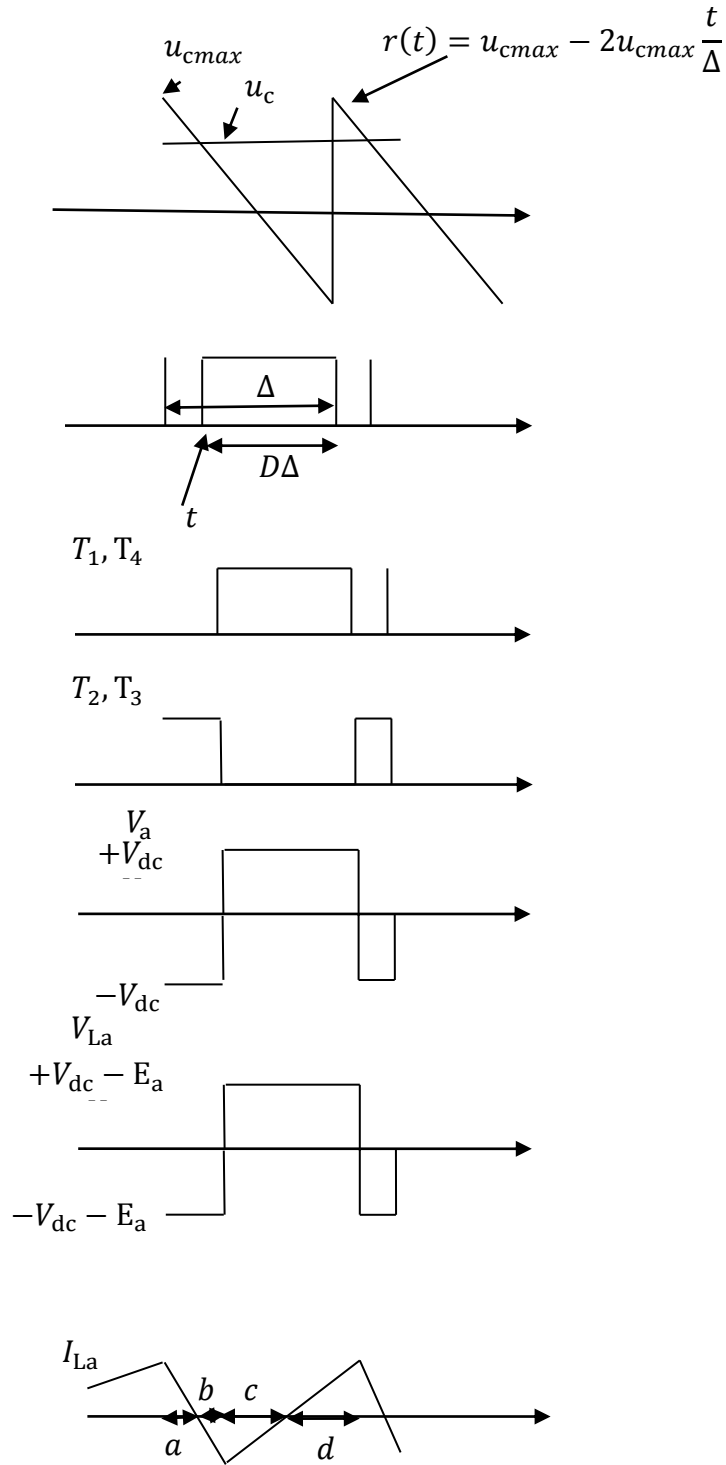
در این بررسی مدل دقیقتری از درایو موتورها ارائه می دهیم (شکل ۴-۱۱). با توجه به مدار درایو شکل موج حالت دائمی قسمت های مختلف درایو در شکل ۴-۱۲ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۱ نمودار مداری درایو موتور DC

در بازه زمانی $\Delta - D\Delta$ ولتاژ تغذیه $-V_{dc}$ به موتور اعمال می شود و جریان آرمیچر شروع به افزایش در جهت معکوس می کند بنابراین تغییرات جریان در این بازه بصورت (۴-۴-۱) بیان می شود، در بازه زمانی $D\Delta$ ولتاژ تغذیه $+V_{dc}$ به موتور اعمال شده و جریان آرمیچر شروع به افزایش می کند، در این صورت معادله (۴-۴-۲) تغییرات جریان را در این بازه زمانی نشان می دهد. در این معادلات از مقاومت آرمیچر و ترانزیستورها صرف نظر شده است.

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{-V_{dc} - E_a}{L_a} \quad (4-4-1)$$



شکل ۴-۱۲ نمودار ولتاژ و جریان درایو

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{V_{dc} - E_a}{L_a} \quad (4-4-2)$$

تغییرات جریان آرمیچر در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده است. در بازه زمانی a (ترمزی معکوس) که T_1, T_4 خاموش هستند جریان آرمیچر از طریق D_2, D_3 و بعد از تغییر علامت دادن جریان در بازه زمانی b (موتوری معکوس) این دیودها خاموش شده و جریان از طریق T_2, T_3 تامین می‌شود. در بازه زمانی c (ترمزی مستقیم) که T_2, T_3 خاموش هستند جریان آرمیچر از طریق D_1, D_4 و پس از تغییر علامت دادن جریان T_1, T_4 هدایت جریان را بعهده می‌گیرند (موتوری مستقیم). با استفاده از معادلات جریان آرمیچر، ولتاژ دوسر سلف آرمیچر نیز مانند شکل ۴-۱۳ بدست می‌آید. با مساوی صفر قرار دادن ولتاژ متوسط دوسر سلف در یک بازه زمانی داریم:

$$D(V_{dc} - E_a) + (1 - D)(-V_{dc} - E_a) = 0 \quad (4-4-3)$$

با توجه به اینکه ولتاژ متوسط دو سر سلف صفر است پس $V_m = E_a$ ، بنابراین ولتاژ دو سر موتور بصورت زیر حاصل خواهد شد.

$$\frac{V_m}{V_{dc}} = 2D - 1 \quad (4-4-4)$$

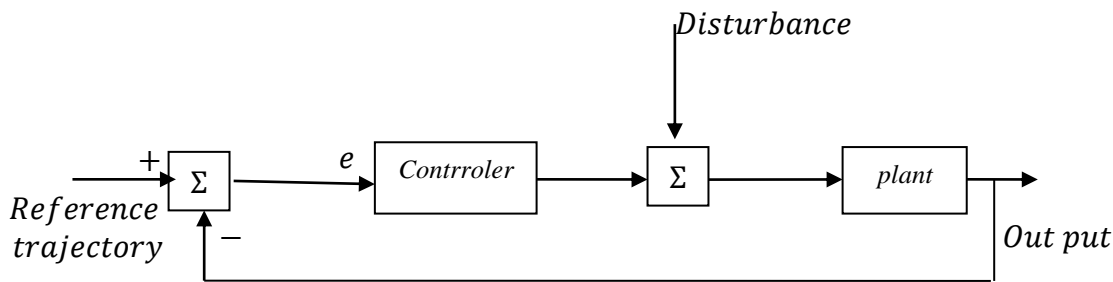
طبق انتظار این رابطه عینا همان رابطه استفاده شده برای ورودی سیستم (۴-۳-۸) است و به راحتی به رابطه (۴-۳-۱۲) خواهیم رسید [۴۶، ۴۷].

فصل پنجم

طراحی سیستم کنترلی

۵-۱ مقدمه

اکثر سیستم های کنترلی از نوع سیستم کنترل پسخور می باشند، ساختار اصلی یک سیستم کنترل پسخور یک ورودی یک خروجی در شکل ۵-۱ نشان داده شده است. هدف طراحی انتخاب جبران کننده ای است که خروجی سیستم بتواند خروجی مورد نظر را که توسط سیگنال مبنا داده می شود تعقیب کند. علاوه بر سیگنال کنترلی اغتشاشات هم در رفتار خروجی سیستم تاثیر دارد. بنابراین کنترل کننده باید طوری طراحی شود که اثرات اغتشاشات روی خروجی سیستم کاهش یابند. اگر این برقرار شود گفته می شود که طرح اغتشاش ناپذیر است. دو هدف اصلی برای هر سیستم کنترل "تعقیب کردن" و "مخالفت با اغتشاش" می باشد.

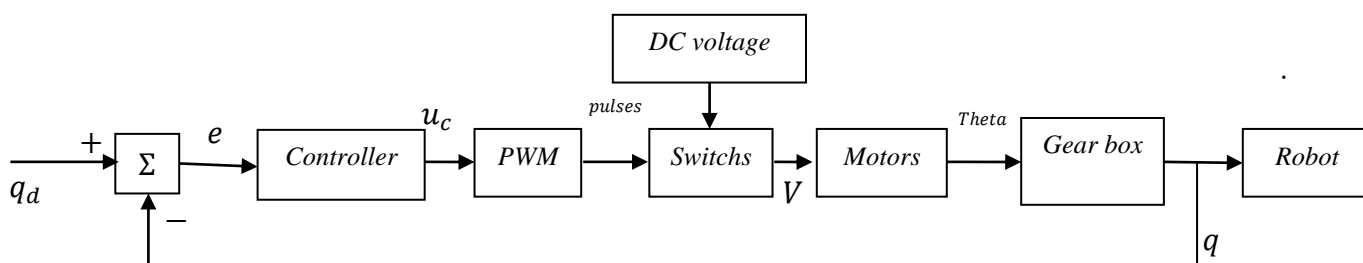


شکل ۵-۱ ساختمان اصلی سیستم کنترلی پسخوری

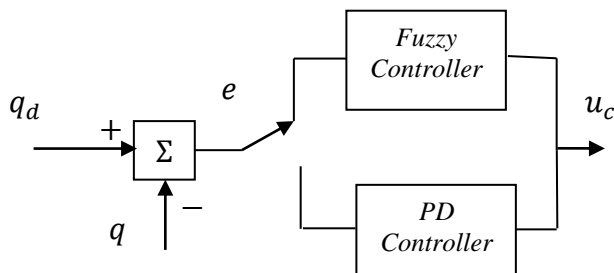
۵-۲ ساختار کنترل کننده

از آنجاکه ربات‌ها توسط محرکه‌ها حرکت می‌کنند برای کنترل ربات باید محرکه‌ها کنترل شوند. بین محرکه‌های الکتریکی که بیشترین استفاده را در صنعت رباتیک دارند گزینه مناسبی برای شرح این ایده هستند. علت پیشنهاد کنترل PWM ربات این است که کنترل موقعیت موتورها با تنظیم ولتاژ دوسر موتور انجام می‌شود و ولتاژ موتور نیز با تکنیک PWM تولید می‌شود. روش کنترلی ارائه شده در این فصل موقعیت ربات را در فضای فازی و خطی در یک محیط غیر ساختاری با وجود عدم قطعیت کنترل می‌کند. این روش از توانایی روش کنترل فازی برای عدم قطعیت و کنترل رفتار غیر خطی بهره‌مند است و پس از کنترل خطا و اطمینان از کوچک بودن آن، سیستم کنترل خطی برای حذف خطای حالت ماندگار بکار می‌رود. عملکرد کنترل کننده به این صورت است که کنترل ربات با روش مفصل مستقل انجام می‌شود و کلیه عوامل نامعین و متغیر که از طریق اتصالات و ارتباطات روی این مفصل اثر می‌گذارند به صورت اغتشاش منظور می‌شوند. هرگاه دامنه خطای موقعیت از مقدار مورد نظر بیشتر گردد به طور خودکار کنترل کننده فازی وارد عمل می‌شود و خطا را کاهش می‌دهد. این مرحله تا زمانی که خطا از مقدار مورد نظر کمتر نشده باشد ادامه می‌یابد. در صورت تحقق این شرط کنترل کننده فازی از مدار خارج شده و کنترل کننده خطی که از نوع PD است وارد عمل می‌شود.

نقش کنترل کننده خطی کاهش خطای ماندگار است. در صورت بروز اغتشاش چنانچه دامنه خطا از مقدار مورد نظر بیشتر شود مجددا کنترل کننده فازی، کنترل سیستم را بعهده می‌گیرد در سیستم کنترل بر حسب شرایط به طور خودکار به یکی از این دو کنترل کننده سوئیچ می‌شود. آستانه تغییر ساختار کنترل فازی به خطی و بالعکس 0.05. در نظر گرفته شده است [48]. شکل های ۵-۲ و ۵-۳ بترتیب بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته و ساختار کنترل کننده را نشان می‌دهند.



شکل ۵-۲ بلوک دیاگرام سیستم حلقه بسته



شکل ۵-۳ ساختار کنترل کننده

۵-۳ طراحی کنترل کننده خطی

بر اساس روابط (۳-۳-۱۱) و (۴-۳-۱۲) می‌توانیم معادلات ربات به همراه محرک‌ها و درایوها را به

صورت (۵-۳-۱) بنویسیم.

$$u_c = V_{dc}^{-1}[L(q, \ddot{q}) + F(q, \dot{q}) + W(q)] \quad (5-3-1)$$

که بردار سیگنال کنترلی PWM، V_{dc} ماتریس قطری ولتاژ تغذیه موتورها است و بقیه پارامترها نیز عبارتند از:

$$L(q, \ddot{q}) = [Rk_m^{-1}(j_m r^{-1} + rD(q))] \ddot{q}$$

$$F(q, \dot{q}) = [Rk_m^{-1}(B_m r^{-1} + rH(q, \dot{q})) + k_b r^{-1}] \dot{q} \quad (5-3-2)$$

$$W(q) = Rk_m^{-1} rG(q)$$

چنانچه سیستم در ناحیه کوچکی پیرامون نقطه کار قرار گیرد با توجه به کوچک بودن تغییرات می‌توان در سری تیلور توابع $L(q, \ddot{q})$ ، $F(q, \dot{q})$ و $W(q)$ از جملات با مرتبه بالاتر صرف‌نظر نمود [۱۲، ۱۰]. بنابراین داریم:

$$L(q, \ddot{q}) = L(q_d, \ddot{q}_d) + \frac{\partial L}{\partial q} \Big|_Q (q - q_d) + \frac{\partial L}{\partial \ddot{q}} \Big|_Q (\ddot{q} - \ddot{q}_d) + \dots \quad (5-3-3a)$$

$$F(q, \dot{q}) = F(q_d, \dot{q}_d) + \frac{\partial F}{\partial q} \Big|_Q (q - q_d) + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}} \Big|_Q (\dot{q} - \dot{q}_d) + \dots \quad (5-3-3b)$$

$$W(q) = W(q_d) + \frac{\partial W}{\partial q} \Big|_Q (q - q_d) + \dots \quad (5-3-3c)$$

که در آن q_d نقطه کار Q می‌باشد. این معادلات به خطی سازی سیستم پیرامون نقطه کار رهنمون می‌شود و در نتیجه در این بازه کوچک سیستم، با یک سیستم خطی تقریب زده می‌شود. با تعریف

$$A = V_{dc}^{-1} \frac{\partial L}{\partial \ddot{q}} \Big|_Q, B = V_{dc}^{-1} \frac{\partial F}{\partial \dot{q}} \Big|_Q, C = V_{dc}^{-1} \left[\frac{\partial L}{\partial q} \Big|_Q + \frac{\partial F}{\partial q} \Big|_Q + \frac{\partial W}{\partial q} \Big|_Q \right] \text{ و با توجه به:}$$

$$u_{cd} = V_{dc}^{-1}[L(q_d, \ddot{q}_d) + F(q_d, \dot{q}_d) + W(q_d)] \quad (5-3-4)$$

با جایگذاری پارامترهای مذکور در (5-3-1) رابطه (5-3-4) بدست می‌آید.

$$u_c = u_{cd} + [A(\ddot{q} - \ddot{q}_d) + B(\dot{q} - \dot{q}_d) + C(q - q_d)] \quad (5-3-4)$$

با تعریف $\hat{u}_c = u_c - u_{cd}$ معادلات سیستم را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم.

$$\hat{u}_c = A(\ddot{q} - \ddot{q}_d) + B(\dot{q} - \dot{q}_d) + C(q - q_d) \quad (5-3-5)$$

رابطه (5-3-5) یک رابطه خطی را نشان می‌دهد که رفتار سیستم را حول نقطه کار نشان می‌دهد. با تعریف $e = q_d - q$ بعنوان خطای ردگیری، برای طراحی کنترل کننده PD قانون کنترل زیر بکار می‌رود.

$$\hat{u}_c = k_p e + k_d \dot{e} \quad (5-3-6)$$

که در آن k_p ماتریس ضرایب تناسبی و k_d ماتریس ضرایب مشتق می‌باشند. جایگذاری رابطه (5-3-6) در معادله (5-3-5) نتیجه می‌دهد:

$$k_p e + k_d \dot{e} = -A\ddot{e} - B\dot{e} - Ce \quad (5-3-7)$$

و پس از مرتب کردن معادلات بدست می‌آوریم:

$$A\ddot{e} + (B + k_d)\dot{e} + (C + k_p)e = 0 \quad (5-3-8)$$

حل معادله (5-3-8) به رابطه زیر منجر می‌شود.

$$e(t) = [\sum_{i=1}^{2n} D_i e^{\lambda_i t}]e(0) + [\sum_{i=1}^{2n} E_i e^{\lambda_i t}]\dot{e}(0) \quad (5-3-9)$$

که $e(0)$ ، $\dot{e}(0)$ بترتیب شرایط اولیه خطای ردگیری و مشتق آن می‌باشد و D_i و E_i ماتریس $n \times n$ ضرایب ثابت هستند و λ_i ریشه‌های معادله مشخصه سیستم حلقه بسته بصورت زیر می‌باشد.

$$\Delta(\lambda) = |A\lambda^2 + (B + k_d)\lambda + (C + k_p)| \quad (5-3-10)$$

اگر $e(0) = 0$ ، آنگاه خطای ردگیری صفر می‌شود یعنی $e(t) = 0$. اما در حالت کلی تضمینی

برای چنین شرطی و همگرا شدن خطا به سمت صفر وجود ندارد. پس برای پایداری سیستم حلقه بسته و حرکت خطا به سمت صفر ضرایب k_p و k_d باید بگونه‌ای انتخاب شوند تا λ_i در سمت چپ صفحه مختلط قرار گیرند. در واقع با قرار دادن این قطب‌ها در مکان‌های مورد نظر می‌توان رفتار دینامیکی خطا در مقیاس‌های کوچک را کنترل کرد. با در نظر گرفتن $\ddot{e} + \alpha_i \dot{e} + \beta_i e = 0$ بعنوان دینامیک خطای سیستم حلقه بسته رابط i (α_i و β_i) با توجه به محل قطب‌های مطلوب رابط i محاسبه می‌شوند) برای معادلات سیستم حلقه بسته خواهیم داشت:

$$\ddot{e} + \Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e = 0 \quad (5-3-11)$$

که در آن داریم: $\Lambda_1 = \text{diag}\{\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_n\}$ و $\Lambda_2 = \text{diag}\{\beta_1 \quad \beta_2 \quad \dots \quad \beta_n\}$. با استفاده از (5-3-8) و (5-3-11) و داشتن $\Lambda_1 = A^{-1}(B + k_d)$ و $\Lambda_2 = A^{-1}(C + k_p)$ دینامیک خطای سیستم حلقه بسته به یک سیستم دکوپله شده تبدیل می‌شود که ضرایب کنترل کننده با روابط (5-3-12a) و (5-3-12b) محاسبه می‌شود [10].

$$k_p = A\Lambda_2 - C \quad (5-3-12a)$$

$$k_d = A\Lambda_1 - B \quad (5-3-12b)$$

5-4 طراحی کنترل کننده فازی

برای طراحی کنترل کننده فازی از خطای موقعیت به همراه تقویت کننده خطا و خطای سرعت بعنوان ورودی و سیگنال کنترلی u_c بعنوان خروجی در نظر گرفته شده است و گروه‌ها و قوانین فازی مطابق جدول 5-1 تعیین می‌گردند. در این جدول $p, z, n, p_{vh}, p_h, p_m, n_{vh}, n_h$ و n_m به ترتیب عبارتند از مثبت، صفر، منفی، مثبت خیلی بزرگ، مثبت بزرگ، مثبت متوسط، منفی خیلی بزرگ، منفی

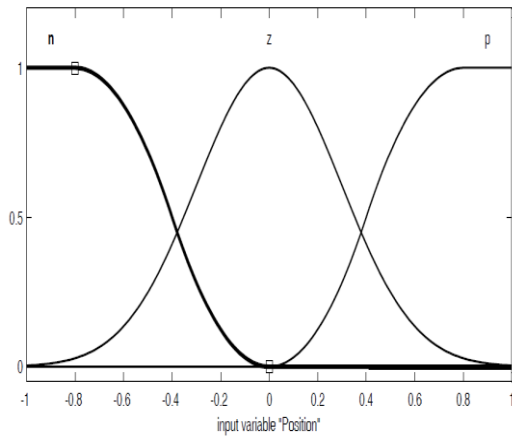
بزرگ و منفی متوسط. افزایش تعداد قواعد فازی منجر به افزایش محاسبات می‌گردد اما حساسیت آن را افزایش می‌دهد. قوانین فازی رابطه بین خروجی و دو ورودی کنترل کننده را با جملات شرطی بیان می‌کنند. این قوانین به گونه‌ای طراحی می‌شوند که حرکت به سوی کاهش خطای موقعیت حاصل می‌گردد. جهت و اندازه سرعت به ترتیب به پلاریته و اندازه سیگنال کنترلی u_c دارد و موقعیت توسط u_c و به طبع آن با ولتاژ موتور کنترل می‌شود. شکل ۴-۵ یک نمایش گرافیکی از وضعیت سیگنال کنترلی به ازای مقادیر مختلف خطای موقعیت و سرعت را نشان می‌دهد. توابع عضویت گوسی مطابق شکل‌های ۵-۵ و ۶-۵ و توابع عضویت مثلثی طبق شکل ۷-۵ برای خروجی سیستم فازی در نظر گرفته شده است. در ساختار سیستم فازی هم از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز گوسین و غیر فازی ساز میانگین مراکز استفاده شده است.

جدول ۱-۵ قواعد فازی

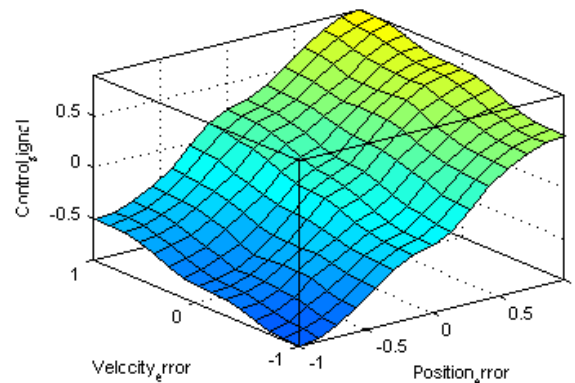
سیگنال کنترلی		خطای سرعت		
		p	z	n
خطای	p	p_{vh}	p_h	p_m
	z	p	z	n
زاویه	n	n_m	n_h	n_{vh}

۵-۵ بررسی دفع اغتشاش

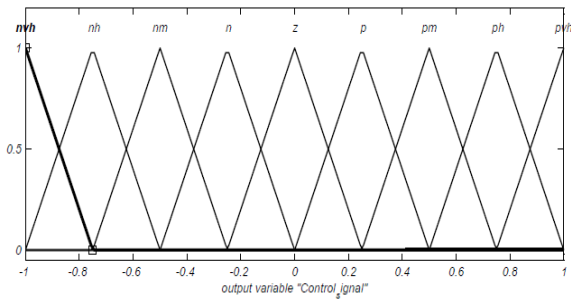
دینامیک‌های مدل نشده مشتمل بر اصطکاک، انعطاف در مفاصل و چرخ دنده‌ها، تغییر ساختاری در مدل، تغییرات ناشی از بار و خطای محاسباتی از عوامل ایجاد اغتشاش در سیستم محسوب می‌شوند.



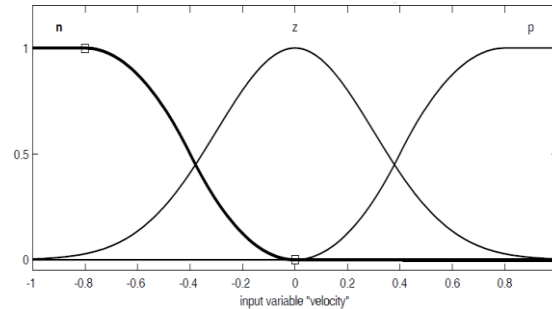
شکل ۵-۵ توابع عضویت خطای زاویه



شکل ۵-۴ رویه سیگنال کنترلی بر حسب قوانین فازی



شکل ۵-۷ توابع عضویت سیگنال کنترلی



شکل ۵-۶ توابع عضویت خطای سرعت

اثرات اغتشاش در خروجی آشکار می‌گردد و موجب خطا می‌گردد، اما کارایی کنترل کننده فازی تحت تاثیر اغتشاش ناشی از مدل قرار نمی‌گیرد زیرا این کنترل کننده وابسته به مدل نمی‌باشد. این کنترل کننده می‌تواند اغتشاشات آشکار شده در خروجی را ملاحظه نماید و با تکیه بر قوانین فازی به دفع آن بپردازد. در مقایسه عملکرد کنترل کننده خطی کاملاً متفاوت است و تحت تاثیر اغتشاش قرار می‌گیرد. بنابراین در شرایطی که کنترل کننده خطی عمل می‌کند یعنی وقتی که دامنه خطا کوچک است، لازم است پاسخ سیستم را به ازای اغتشاشات با دامنه کوچک بررسی نماییم. چنانچه جملات مشتقات

بالتر سری تیلور و سایر منابع اغتشاش با u_d نشان داده شود، در این صورت معادله کاملتری برای معادله ربات خواهیم داشت که می توانیم به صورت زیر نمایش دهیم.

$$\hat{u}_c = A(\ddot{q} - \ddot{q}_d) + B(\dot{q} - \dot{q}_d) + C(q - q_d) + u_d \quad (5-5-1)$$

با اعمال قانون کنترل PD به این سیستم و ادامه راه حل به روش گفته شده در قسمت ۳-۵ رابطه زیر حاصل خواهد شد.

$$\ddot{e} + \Lambda_1 \dot{e} + \Lambda_2 e = u_d \quad (5-5-2)$$

که در نتیجه خطای ماندگار برابر است با:

$$e = \Lambda_2^{-1} u_d \quad (5-3-3)$$

این رابطه بیانگر این است که با افزایش Λ_2 خطای حالت ماندگار کاهش می یابد و از (۵-۳-۱۲a) میدانیم که افزایش Λ_2 باعث افزایش k_p می شود. با این بحث ها نتیجه می شود که می توانیم با انتخاب صحیح محل قطب های سیستم حلقه بسته می توانیم بر اغتشاشات غلبه کنیم.

۵-۶ نتایج شبیه سازی

شکل مسیر مرجع نقش مهمی در ردیابی مسیر بازوهای مکانیکی دارد. از آنجایی که متغیرهای مفاصل و مشتقات در شاخص های موتور تاثیر گذار هستند مسیر مرجع باید مسیری صاف و هموار باشد. چراکه مسیر های غیر هموار ممکن است باعث آسیب دیدن موتورها و حتی قسمت های مکانیکی ربات شود. در اینجا مسیر نرم و همواری را معرفی می کنیم که با توجه به محدودیت های الکتریکی و مکانیکی ربات طراحی می شود [۷].

$$q_d(t) = \frac{q_f - q_0}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{T_f - T_0} t\right) \right), T_0 < t < T_f \quad (5-6-1)$$

که $q_d(t)$ مسیر مرجع زاویه مفصل، T_0 زمان شروع، T_f زمان پایان، q_0 شرایط اولیه زاویه مفصل و q_f زاویه نهایی مفصل ربات است. زمان عملیات $T_f - T_0$ و محدوده چرخش مفصل $q_f - q_0$ هستند. مشتقات اول و دوم مسیر مرجع به ترتیب با (۵-۶-۲) و (۵-۶-۳) نشان داده می‌شوند.

$$\dot{q}_d = \frac{\pi q_f - q_0}{2 T_f - T_0} \sin\left(\frac{\pi}{T_f - T_0} t\right), T_0 < t < T_f \quad (۵-۶-۲)$$

$$\ddot{q}_d = \frac{\pi^2}{2} \frac{q_f - q_0}{(T_f - T_0)^2} \cos\left(\frac{\pi}{T_f - T_0} t\right), T_0 < t < T_f \quad (۵-۶-۳)$$

با توجه به موتور مفصل باید ماکزیمم مقدار سرعت یعنی $\frac{\pi q_f - q_0}{2 T_f - T_0}$ و ماکزیمم مقدار شتاب $\frac{\pi^2}{2} \frac{q_f - q_0}{(T_f - T_0)^2}$ در طراحی مسیر در نظر گرفته شود.

سیستم کنترلی شکل ۵-۲ بر روی ربات اسکارا G1^o - 654s با معادلات و مشخصات مکانیکی طراحی شده در فصل ۳ پیاده شده است. مقادیر نامی پارامترهای ربات اسکارا در جدول ۵-۲ آمده است. مشخصات موتورهای استفاده شده برای مفاصل نیز از نوع موتورهای DC مغناطیس دائم هستند که جدول ۵-۳ مشخصات موتورها را نشان می‌دهد. ضرایب چرخ دنده ها نیز برای همه مفاصل ۰.۰۱ در نظر گرفته شده است. در تمامی شبیه سازی ها فرکانس کلید زنی 8 KHZ در نظر گرفته شده است.

۵-۶-۱ ردگیری مسیر مرجع

در این بخش عملکرد سیستم را برای تعقیب مسیر برای شرایط اولیه خطای غیر صفر بررسی می‌کنیم. رابطه (۵-۶-۴) و شکل ۵-۸ مسیر طراحی شده مفاصل را نشان می‌دهند که در لحظه $t = 0$ از مقدار اولیه شروع به حرکت کرده و پس از 5 ثانیه به مقدار نهایی خود می‌رسد.

$$q_d = 2 - \cos(0.2t) \quad (۵-۶-۴)$$

در شکل‌های ۵-۹ و ۵-۱۰ خطای رد گیری و سیگنال کنترلی را به ازای بدون اغتشاش $\Lambda_1 = \text{dig}\{180 \ 215 \ 200\}$ ، $\Lambda_2 = \text{dig}\{1500 \ 1500 \ 2000\}$ و با مقادیر نامی پارامترهای ربات را مشاهده می‌کنید. همانطور که از نمودارها پیداست سیستم کنترلی از کیفیت ردگیری بالایی برخوردار است. همچنین ربات با دقت بالایی در موقعیت نهایی مستقر شده است.

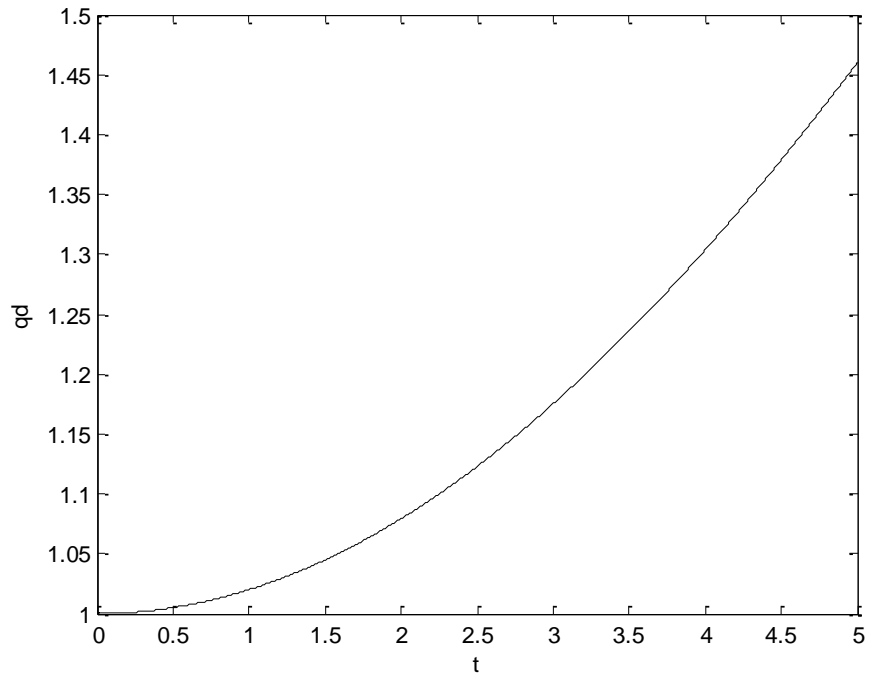
جدول ۵-۲ مقادیر نامی پارامترهای ربات

شماره رابط	پارامترهای رابط
۱	$m = 2800g$, $I_{zz} = 0.05$, $a = 250 \text{ mm}$
۲	$m = 6360g$, $I_{zz} = 0.17$, $a = 400 \text{ mm}$
۳	$m = 429g$, $I_{zz} = 0$, $a = 6700 \text{ mm}$

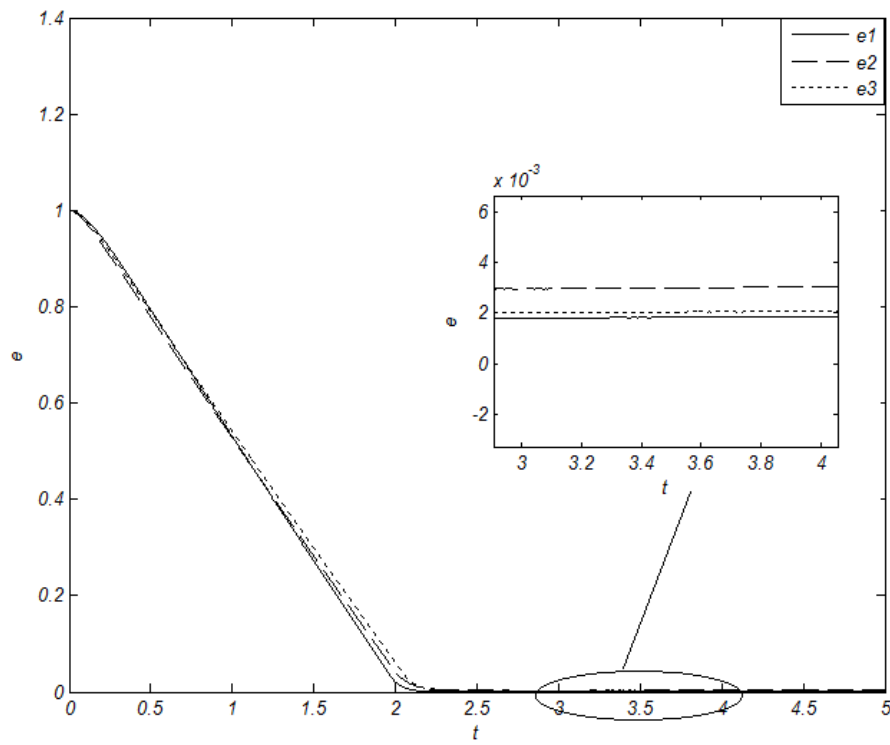
جدول ۵-۳ مشخصات موتورهای استفاده شده

	R_a (Ω)	L_a (mH)	J_m (kg/m^2)	B_m ($NM.s/rad$)	K_m (NM/A)
۱	۱.۶	۴.۸	0.00875	۰.۰۱۴۵	۰.۱۸۹
۲	۱.۶	۹	0.00625	۰.۱۸۵	۰.۲۱۹
۳	۱.۶	۹	0.00768	۰.۰۲	۰.۲۰۲
موتورهای 50 v , 60 w					

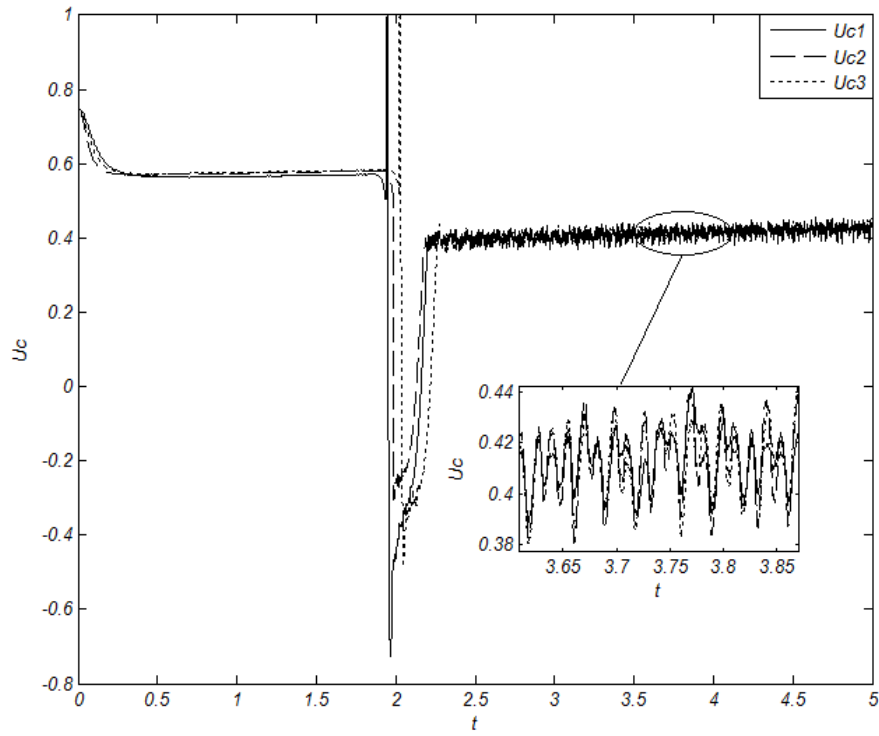
همانطور که گفته شد خطای ردگیری با افزایش Λ_2 کاهش می‌یابد، برای بررسی این موضوع خطای ردگیری و سیگنال کنترلی مفاصل به ازای $\Lambda_2 = \text{dig}\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$ و $\Lambda_1 = \text{dig}\{180 \quad 215 \quad 200\}$ در شکل های ۵-۱۱ و ۵-۱۲ نشان داده شده‌اند. از مقایسه نمودار خطای ردگیری در دو حالت ملاحظه می‌شود که با افزایش Λ_2 خطای ردگیری در حالت ماندگار کاهش یافته است. با دقت در سیگنال‌های کنترلی مشاهده می‌شود که با کاهش خطای ردگیری سیگنال کنترلی نیز کاهش می‌یابد و در پیرامون نقطه کار که کنترل سیستم توسط کنترل کننده PD انجام می‌شود نوسانات ضعیفی دارد. همانطور که در فصل ۴ اشاره شد ولتاژ دو سر موتور به صورت پالسی با دامنه $-V_{dc}$ و $+V_{dc}$ است، بنابراین نوسانات سیگنال کنترلی در روش کنترل PWM مسئله مهمی نمی‌باشد، چراکه به ازای مقادیر سیگنال کنترلی یک ولتاژ مربعی با پهنای پالس متغیر به موتور اعمال می‌شود. بنابراین با استفاده از تکنیک PWM قادر به کنترل فرکانس نوسانات ولتاژ دوسر موتور نیز خواهیم بود.



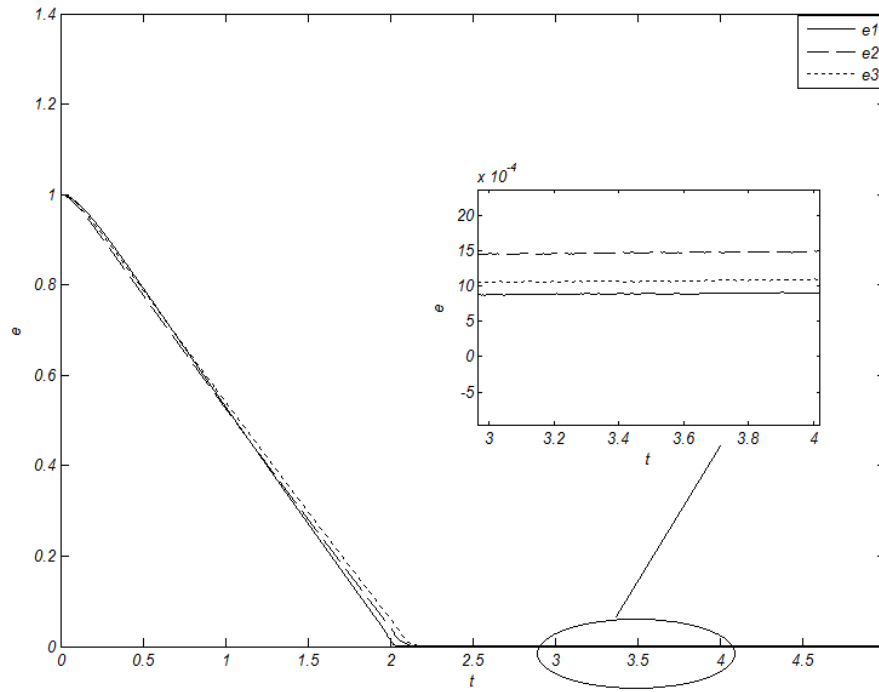
شکل ۸-۵ مسیر مرجع



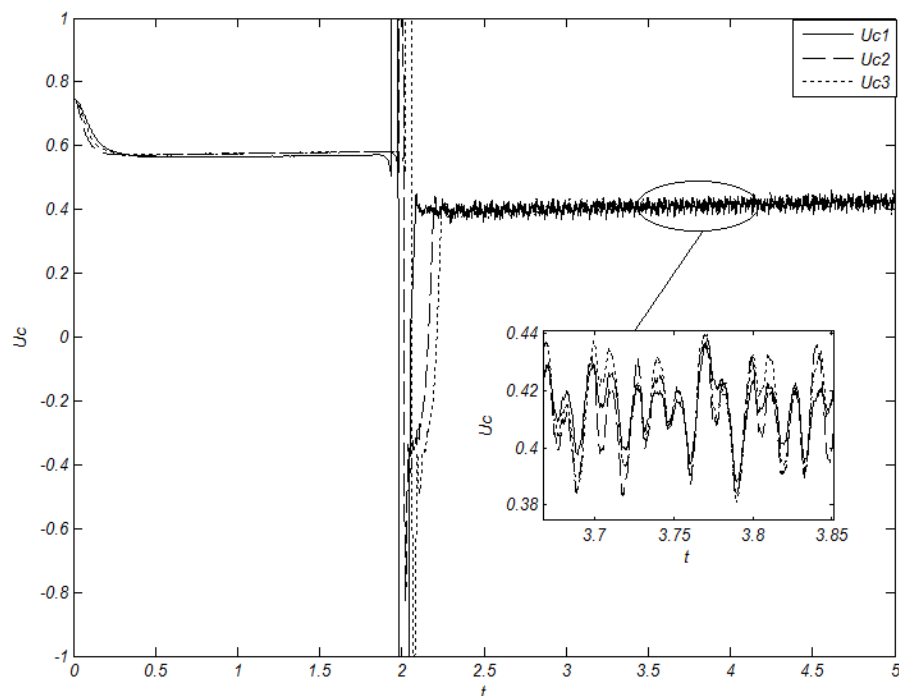
شکل ۹-۵ نمودار خطای رد گیری مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$



شکل ۵-۱۰ نمودار سیگنال کنترلی مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$



شکل ۵-۱۱ نمودار خطای رد گیری مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$



شکل ۵-۱۲ سیگنال کنترلی مفاصل بدون اغتشاش $\Lambda_2 = dig\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$

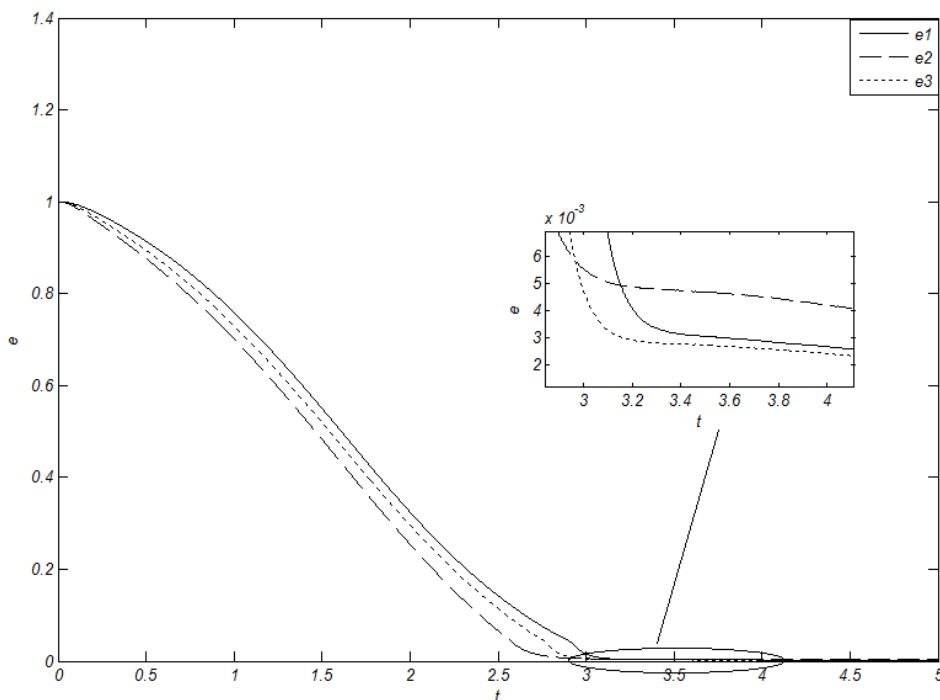
۵-۶-۲ بررسی دفع اغتشاش

برای بررسی دفع اغتشاش، شبیه سازی‌ها با در نظر گرفتن اغتشاش بصورت (۵-۶-۵) که تغییرات گشتاور بار اعمالی به موتور می‌باشد و تغییرات پارامترهای ربات به اندازه $\pm 10\%$ مقادیر نامی، انجام شده‌اند.

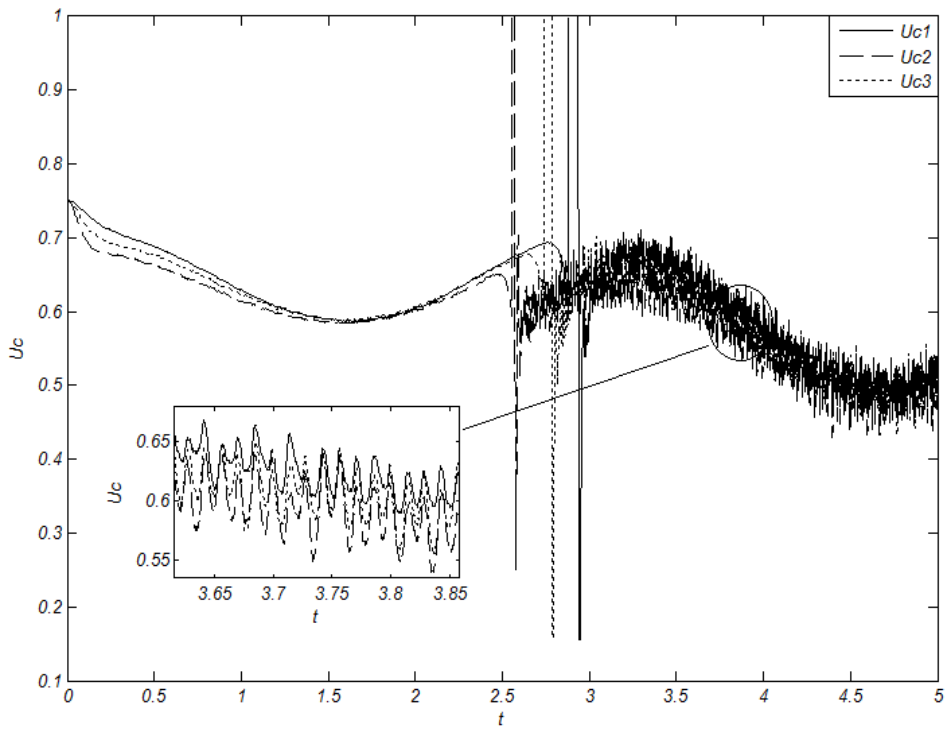
$$\tau_d = 1 + 2\sin(2t) \quad (۵-۶-۵)$$

شکل های ۵-۱۳ و ۵-۱۴ نمودارهای خطای ردگیری و سیگنال کنترلی را به ازای $\Lambda_2 = dig\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$ نشان می‌دهند. همانطور که مشاهده می‌شود رفتار سیستم فازی تحت تاثیر اغتشاشات قرار نگرفته و در زمانی که خطای ردگیری زیاد است سیستم فازی با کنترل سیستم حلقه بسته به دفع اغتشاش می‌پردازد که منجر به کاهش خطای ردگیری می‌شود. با دقت در نمودار

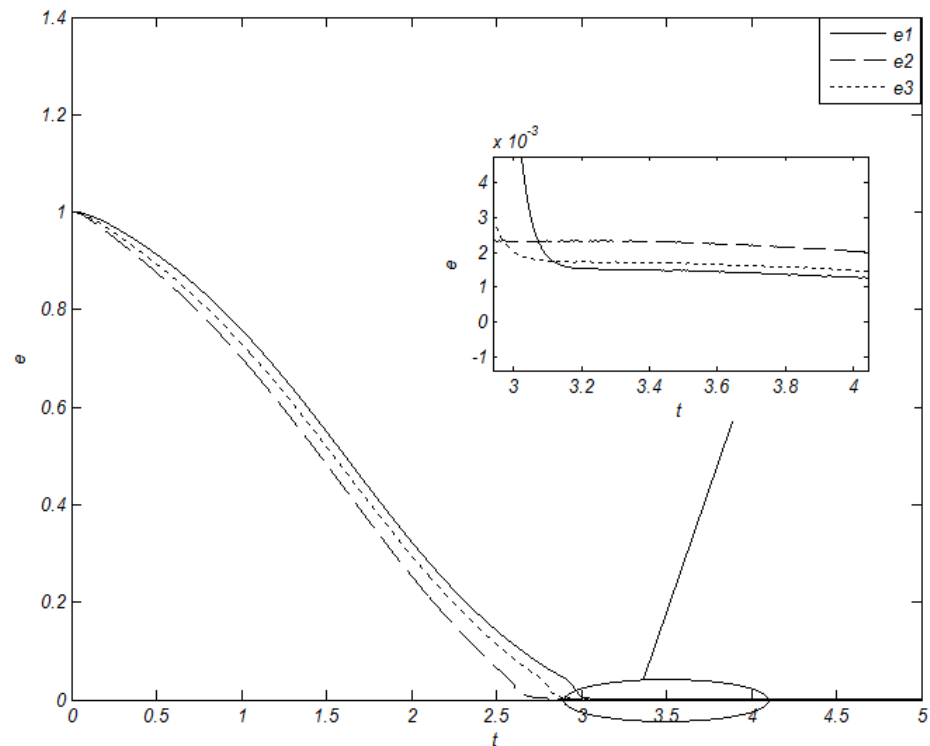
خطای ردگیری شکل‌های (۵-۹) و (۵-۱۳) مشاهده می‌شود که عملکرد کنترل کننده PD کاملاً متأثر از اغتشاشات و تغییرات اعمال شده در سیستم است و اغتشاشات باعث افزایش خطای ردگیری می‌شوند. برای بررسی صحت رابطه (۵-۳-۳)، عملکرد سیستم کنترلی با افزایش Λ_2 شبیه سازی شده است. شکل‌های ۵-۱۵ و ۵-۱۶ نمودارهای خطای ردگیری و سیگنال کنترلی به ازای $\Lambda_2 = \text{dig}\{3000 \ 3000 \ 3200\}$ را نشان می‌دهند. از مقایسه نمودارهای ۵-۱۳ و ۵-۱۵ مشاهده می‌شود که خطای ردگیری با افزایش Λ_2 کاهش یافته است. بر این اساس می‌توان گفت افزایش Λ_2 باعث کاهش خطای ردگیری و اثرات اغتشاش بر روی سیستم می‌شود.



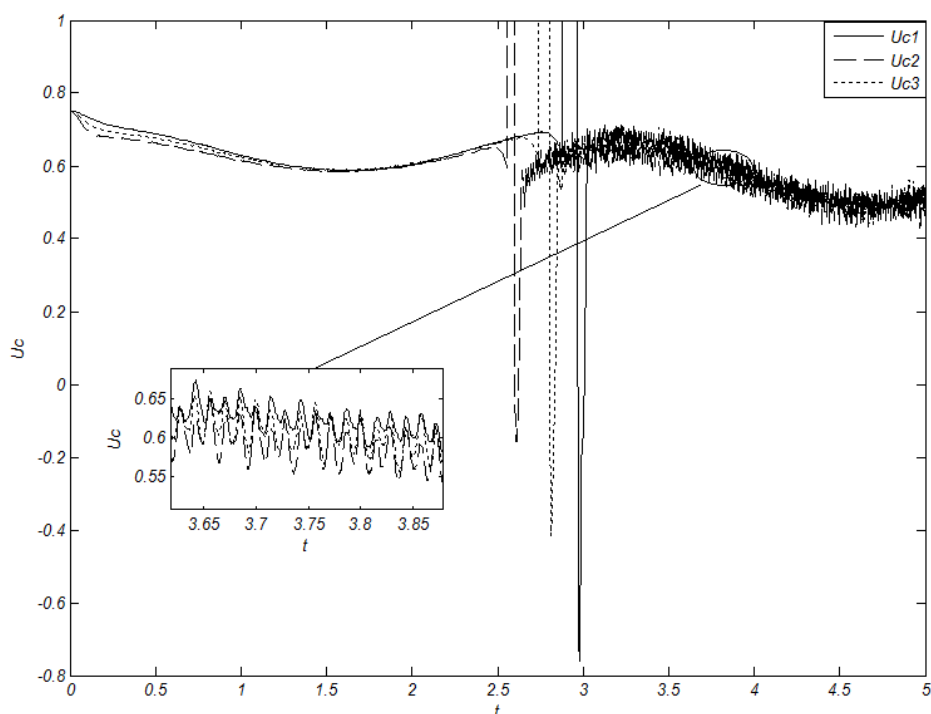
شکل ۵-۱۳ نمودار خطای ردگیری مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{1500 \ 1500 \ 2000\}$



شکل ۱۴-۵ سیگنال کنترلی مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{1500 \quad 1500 \quad 2000\}$



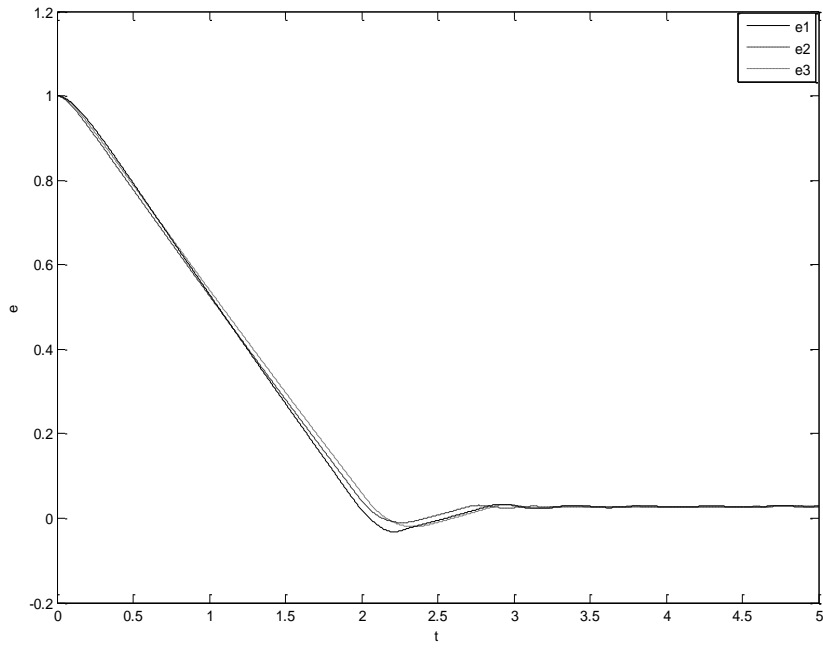
شکل ۱۵-۵ نمودار خطای رد گیری مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$



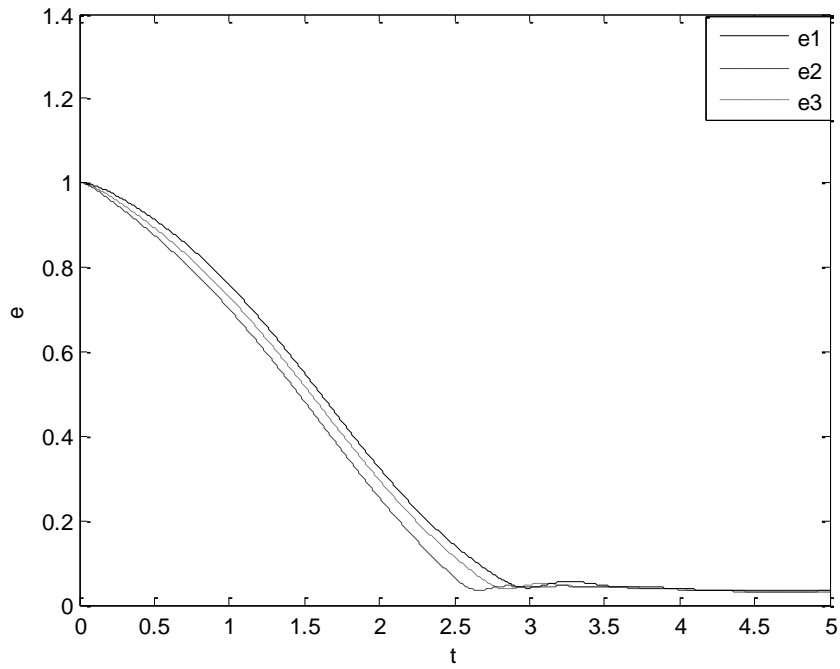
شکل ۱۶-۵ سیگنال کنترلی مفاصل در حضور اغتشاش $\Lambda_2 = \text{dig}\{3000 \quad 3000 \quad 3200\}$

۳-۶-۵ ارزیابی کنترل کننده فازی

برای بررسی تاثیر کنترل کننده PD، آن را از سیستم جدا کرده و در حضور کنترل کننده فازی به ارزیابی کارایی سیستم در تعقیب مسیر و دفع اغتشاش می پردازیم. برای این منظور ابتدا سیستم کنترل فازی بدون اغتشاش و سپس با اعمال اغتشاشات شبیه سازی شده است. شکل های ۱۷-۵ و ۱۸-۵ بترتیب نمودارهای خطای ردگیری بدون اغتشاش و در حضور اغتشاش را نشان می دهند. مشاهده می شود که سیستم کنترل فازی در دفع اغتشاش کاملاً موفق است اما همانطور که از نمودارها پیداست خطای ردگیری آن قابل ملاحظه است. با افزودن کنترل کننده PD می توان خطای ردگیری را به مقدار دلخواه کاهش داد. مقایسه خطای ماندگار کنترل فازی بدون PD و با PD توانایی سیستم کنترلی ساختار متغیر را در دفع اغتشاش و ردگیری مسیر مرجع نشان می دهد.



شکل ۱۷-۵ خطای ردگیری مفاصل با کنترل کننده فازی بدون اغتشاش

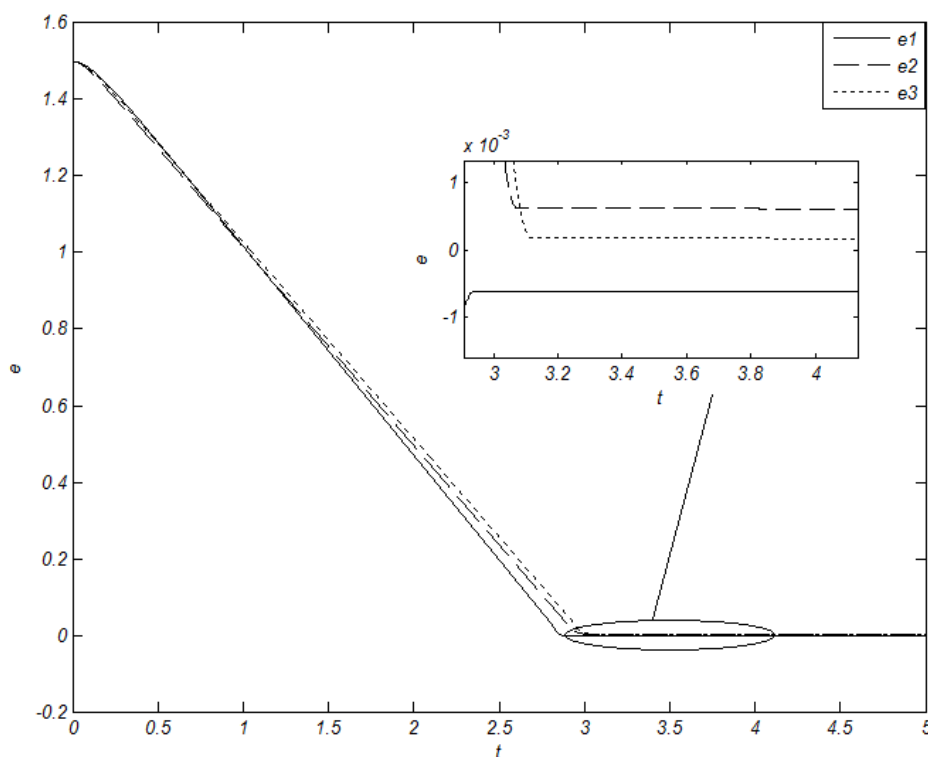


شکل ۱۸-۵ خطای ردگیری مفاصل با کنترل کننده فازی در حضور اغتشاش

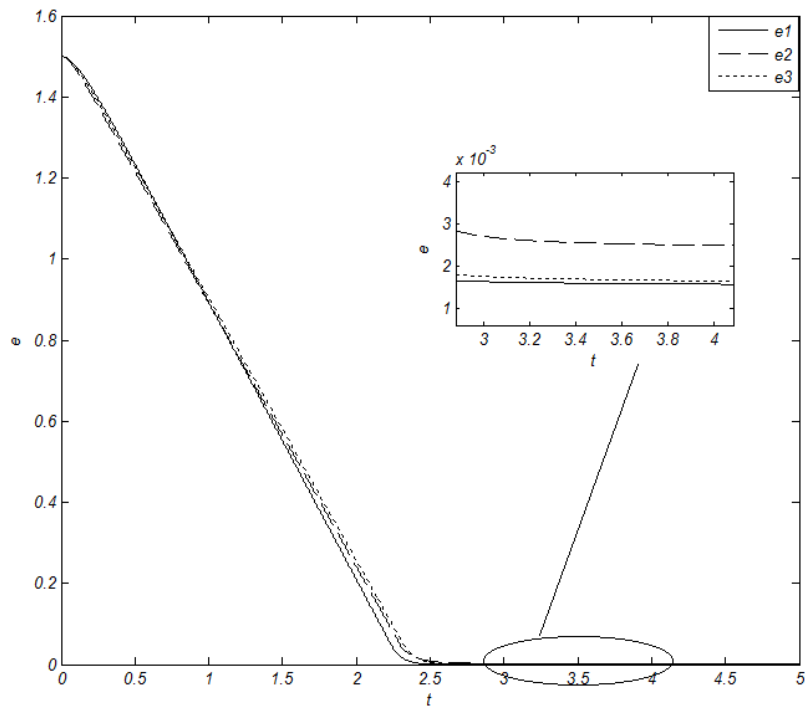
۵-۶-۴ ردگیری نقطه مرجع

در ردگیری نقطه مرجع یا کنترل نقطه به نقطه، مختصات نقاط مرجع به ربات داده می‌شود و ربات صرفنظر از کنترل مسیر حرکت از یک نقطه به نقطه دیگر حرکت می‌کند. پاسخ موقعیت خروجی به موقعیت مرجع ۱.۵ رادیان در دو حالت با اغتشاش و بدون اغتشاش بررسی شده است، اغتشاش اعمالی مطابق با (۵-۶-۶) است. خطای موقعیت مفاصل در هر دو حالت به ازای $\Lambda_2 = \text{diag}\{3000 \ 3000 \ 3200\}$ در شکل ۵-۱۹ و ۵-۲۰ نشان داده شده است. اندازه خطای ماندگار سیستم در ردگیری نقطه مرجع با اغتشاش و بدون اغتشاش به صفر میل کرده است.

$$\tau_d = \sin(2t) + 1.5u(t - 1) \quad (۵-۶-۶)$$



شکل ۵-۱۹ نمودار خطای ردگیری نقطه مرجع بدون اغتشاش



شکل ۲۰-۵ نمودار خطای ردگیری نقطه مرجع در حضور اغتشاش

فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها و درایورها در مدلسازی ربات 654s - $G1^o$ و بررسی مسائل حضور PWM در مدل ربات و تاثیرات آن بر سیستم مسئله کنترل گشتاور مفصل به کنترل زمان کلید زنی تبدیل شد تا مسائل تئوری کنترل ربات به دنیای واقعی نزدیکتر شود و قوانین کنترلی مستقیماً در مسائل عملی استفاده شوند. روش کنترل ساختار متغیر فازی - خطی با استفاده‌های مناسب از ویژگی‌های کنترل فازی در مهار عدم قطعیت و دفع اغتشاش و بکارگیری کنترل خطی در کاهش خطای ماندگار طراحی شده است. در بررسی موردی انجام شده، برتری این روش پیشنهادی در کاهش خطای تعقیب نشان داده شده است اما از آنجا که توانمندی کنترل فازی بستگی زیادی به قوانین و گروه‌بندی فازی دارد نمی‌توان این مطالعه موردی را تعمیم داد. نتایج نشان می‌دهند که این روش توانمندی بالایی در دفع اغتشاش و کاهش خطای تعقیب دارد در صورت بروز اغتشاش چنانچه خطای ردگیری بیشتر از مقدار مورد نظر شود، کنترل کننده فازی کنترل خطا را بعهدده می‌گیرد و چنانچه دامنه خطای تعقیب کمتر

مقدار مورد نظر باشد کنترل کننده خطی برای حذف خطا سیستم را کنترل می‌کند. در روش پیشنهادی، انتخاب مناسب محل قطبهای سیستم حلقه بسته بسیار حائز اهمیت است و تاثیر زیادی در رفتار دائمی سیستم حلقه بسته می‌گذارد. در مدلسازی های PWM، مقدار متوسط برای حالت‌های سیستم در نظر گرفته شد، برای بهبود عملکرد کنترل کننده می‌توانیم در خروجی PWM از فیلتر استفاده کنیم تا ولتاژی صاف و هموار به موتور اعمال شود و همچنین میتوانیم از سیستم های هشمنند و روش‌های تطبیقی جهت تعیین ضرایب کنترل کننده استفاده کرد و یا برای جلوگیری از نوسانات شدید سیگنال کنترلی از یک فیلتر پایین گذر در خروجی کنترل کننده خطی استفاده کرد.

- [1] L. X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*, Prentice-Hall, 1997.
- [2] C. Liu, C. C. Cheah, J. 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.
- [3] L. Cheng, Z. G. Hou, M. Tan, “Adaptive neural network tracking control for manipulators with uncertain kinematics, dynamics and actuator model” *Automatica* 45 (2009) 2312_2318
- [4] H. B. adter, M. Buss, “Control of Electromechanical Systems using Sliding Mode Techniques”, *Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control*, and the European Control Conference 2005 Seville, pp 1947-1952, December 2005.
- [5] J. V. Miro and A. S. White, “Modelling an industrial manipulator a case study,” *Simulation Practice and Theory*, vol. 9, pp. 293-319, 2002.
- [6] C. Y. Su, Y. STEPANENKO, “Bacstepping-Based Hybrid Adaptive Control of Robot Manipulators Incorporating Actuator Dynamics”, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 11, pp 141-153 (1997).
- [7] M. M. Fateh, “On the voltage-based control of robot manipulators,” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 6, no. 5, pp. 702-712, October 2008.
- [8] M. M. Fateh, S. S. Farahani, A. Khatamianfar, “Task Space Control of a Welding Robot Using a Fuzzy Coordinator” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, (2010) 8(3):574-582.
- [9] S. Gopinath, I. N. Kar “Iterative learning control scheme for manipulators including actuator dynamics” *Mechanism and Machine Theory*, 39 (2004) 1367–1384.
- [10] H. Seraji “Linear Multivariable Control of Robot Manipulators” *Proc. of IEEE Int Conf*, pp 565-571, 1986.
- [11] N. Huan Q. M. Liu, “A 3-Step Set-Point Control Algorithm for Robot Arms” *Proceedings of the 2000 IEEE Intemational Conference on Robotics & Automation San Francisco*, pp 1296-1301, April 2000.

- [12] S. Kawarnura, F. Miyazaki, S. Arimoto, "Is A Local Linear PD Feedback Control Law Effective for Trajectory Tracking of Robot Motion?" *Proc. of IEEE Int Conf*, pp 1335-1340, 1988.
- [13] K. Yamada, S. Komada, M. Ishida, T. Hori, "Robust Control of Robot Manipulators by MIMO Disturbance Observer" *Proc. of IEEE Int Conf*, pp 1451-1456, 1998.
- [14] G. Liu, A. A. Goldenberg, "Robust Control of Robot Manipulators Based on Dynamics Decomposition" *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 13, no. 5, pp 783-789, Octobr 1997.
- [15] C. C. Cheah, C. Liu, J. J. E. Slotine, "Adaptive Vision based Tracking Control of Robots with Uncertainty in Depth Information" *Proceedings of IEEE International Conference on Conference on Robotics and Automation Roma, Italy*, 10-14 April 2007.
- [16] V. M. Alfaro, R. Vilanova, O. Arrieta, "Robust tuning of Two-Degree-of-Freedom (2-DoF) PI/PID based cascade control systems" *Journal of Process Control*, pp 1658-1670, 2009.
- [17] S. lam, P. X. Liu, "Adaptive Sliding Mode Control for Robotic Systems Using Multiple Parameter Models," *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics Suntec Convention and Exhibition Center Singapore*, 14-17 July, 2009.
- [18] K. Effatnejad, M. Namvar "Adaptive Robust control of robot manipulators subject to Input-Dependent uncertainties," *IEEE/ASME International Conference* ,2009.
- [19] Y. Guo, P. Y. Woo, "An Adaptive fuzzy sliding Mode controller for robotic manipulators" *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, part A: Systems and Humans, vol. 33, no. 2, pp 149-159, March 2003.
- [20] F. Qiao, Q. Zhu, "Indirect Fuzzy Adaptive Control of Robotic Manipulator Based on Sliding Mode Scheme" *Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp 3310-3315, 5 – 8 August,2007.
- [21] C. Hyuk, P. Meckl, "Intelligent Feedforward Control and Payload Estimation for a Two-Link Robotic Manipulator" *IEEE/ASME Transaction on Mechatronics*, vol. 8, no. 2, pp 277-283, june 2003.

- [22] V. M. Hung, U. J. Na, “Adaptive Neural Fuzzy Control for Robot Manipulator Friction and Disturbance Compensator” *International Conference on Control, Automation and Systems*, pp 2569-2574, October 2008.
- [23] X. Liu, Z. Feng, H. Wang, Y. Feng, “Fuzzy Sliding Mode Control for Robot Based on Passivity Theory” *International Symposium on Computational Intelligence and Design*, pp 174-177, 2008.
- [24] D. Zhang, S. Song, “Research on the Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of 2-DOF Robot,” *Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, pp 236-240, 2008.
- [25] Z. Chen, W. Meng, H. Wang, “Fuzzy Reaching Law Sliding Mode Control of Robot Manipulators,” *2008 IEEE Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application*.
- [26] N. Yagiz, Y. Hacioglu, “Robust Control of a Spatial Robot Using Fuzzy Sliding Modes,” *Mathematical and Computer Modelling*, pp 114-127, 2009.
- [27] F. J. Lin, P. H. Chou, Y. S. Kung, “Robust fuzzy neural network controller with nonlinear disturbance observer for two-axis motion control system,” *IET Control Theory and Applications*, 2007.
- [28] M. C. Popescu, I. Borcosi, O. Olaru, “The Simulation Hybrid Fuzzy Control of SCARA Robot,” *Wseas Transaction on Systems and Control*, Issue 2, Volume 3, February 2008.
- [29] Fuzzy Inference Development Environment (FIDE) User’s Manual, Apronix Inc., San Jose, CA, 1992.
- [30] Thiang, Anies Hannawati, Resmana Lim and Hany Ferdinando, “PetraFuz: a Low Cost Embedded Controller Based Fuzzy Logic Development System,” .
- [31] Fuzzy Knowledge Builder, MCNEill, F. Martin, Ellen Thro.
- [32] H. T. Nguyen, N. R. Prasad, C. L. Walker, *A First Course in Fuzzy and Neural Control*, CRC press, 2002.
- [33] V. Salapoura, M. Gshwind, “Hardware/Software Co-design of a Fuzzy Risc Processor”, *First International IEEE Symposium on Intellegent Systems*, September 2002.

- [34] M. Cirstea, J. Khor, M. McCormick, "FPGA Fuzzy Logic Controller for Variable Speed Generator", *International Conference on Control Applications*, pp 301-304, 5-7 September, 2001.
- [35] M. Cirstea, J. Khor, M. McCormick, *Neural and fuzzy logic control of drives and power systems* CRC Press, 2002.
- [۳۶] اسپانگ. م وساگارو. "کنترل و دینامیک ربات", فاتح, ام, م, انتشارات دانشگاه صنعتی شاهرود, شاهرود, ۱۳۸۳.
- [۳۷] نیکو. س "رباتیک: تحلیل، سیستمها و کاربردها" فاتح, ام, م, انتشارات دانشگاه صنعتی شاهرود, شاهرود, ۱۳۸۶.
- [38] F. L. Lewis, D. M. Dawson, C. T. Abdallah, *Robot Manipulator Control Theory and Practice*, MARCEL DEKKER, INC, 2004.
- [39] M. Alshamasin and F. Ionescu "Kinematic Modeling and Simulation of a SCARA Robot by Using Solid Dynamics and Verification by MATLAB/Simulink" *European Journal of Scientific Research*, Vol.37 No.3, pp.388-405, 2009.
- [۴۰] جعفری. ه "طراحی مکانیکی با solid works" انتشارات نشر آفرنگ، تهران، ۱۳۸۸.
- [41] <http://www.robots.epson.com>.
- [42] A. Gelen, S. Ayasun "Effects of PWM Chopper Drive on the Torque-Speed Characteristic of DC Motor", *Proc. of IEEE Int Conf*.
- [43] H. Sira-Ramirez, "A Geometric Approach to Pulse-Width Modulated Control in Nonlinear Dynamical Systems," *IEE Transactions on Automatic Control*, Vol. AC-34, No. 2, pp. 184-187, February 1989.
- [44] H. Sira-Ramirez, "Pulse Width Modulated Control of Robotic Manipulators," *Proceedings of the 29th Conference on Decision and Control Honolulu, Hawaii* e December 1990.
- [45] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [46] N. Mohan, *First Course on Power Electronics And Drives*, MNPRER, 2003.
- [47] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, New York: Chapman and Hall, May 1997.
- [48] M. M. Fateh, A. A. Gharevacı, F. Sabahi, "Variable structure fuzzy-linear position control of robot with presence of uncertainties", *The 6th Conference on Intelligent Systems*, Kerman, Iran, 2004.

Abstract

In this work, a pulse width modulation control strategy is represented after mathematical modeling of SCARA robot manipulator including the electrically actuators and drivers. A fuzzy-linear controller is used for controlling the robot position with uncertainties in a variable structure space. The fuzzy controller, controls the nonlinear behavior and uncertainties, and when the error becomes small, then the linear controller eliminates the tracking error. In this study, the robot is controlled by independent joint approach and any coupling effects due to the motion of other links is treated as a disturbance. Behavior of controller and robot is studied in two stages: reference trajectory tracking and reference point tracking. This control strategy is simulated on the G10-654s SCARA robot with permanent magnet DC motor. Simulation results are shown that the proposed controller provides low tracking error and disturbance rejection manner. Moreover, if the tracking error grows and be more than defined value due to any turbulence, then the closed loop system will return to the desired state by fuzzy controller.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering
M.Sc. Thesis

Fuzzy PWM Control of SCARA Robot

By:

H. Esfidani

Supervisor:

Dr. M. M. Fateh

Advisor:

Dr. A. Dastfan

January 2011