

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک
گروه کنترل

کنترل مقاوم ربات سیار با استراتژی کنترل ولتاژ

علی اصغر عرب

استاد راهنما :

پروفسور محمد مهدی فاتح

شهریور ۱۳۹۲



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

شماره: ۱۰۸۴/آ.ت.ب
تاریخ: ۹۲/۰۶/۲۵
ویرایش: ———

بسمه تعالی

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای:

علی اصغر عرب رشته: برق گرایش: کنترل

تحت عنوان: کنترل مقاوم ربات سیار با استراتژی کنترل و تناز

که در تاریخ ۹۲/۰۶/۲۵ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: عالی) امتیاز (۲۰ - ۱۹) دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸ - ۱۸/۹۹)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹) ۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استاد	سید محمد فاتح	۱- استاد راهنما
—	—	—	۲- استاد مشاور
	استاد	حسین حسینی	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استاد	حسین حسینی	۴- استاد ممتحن
	استاد	حسین حسینی	۵- استاد ممتحن

رئیس دانشکده:

قدردانی

قبل از هر چیز لازم است که از زحمات فراوان استاد مهربان و گرامی جناب آقای پروفیسور فاتح قدر دانی نمایم که در طی دوران تحصیل همواره بهترین راهنما و مشوق بنده بوده اند. ایشان خیلی بیشتر از یک استاد بر گردن ما حق داشته و خواهند داشت.

همچنین از همکاری همسر و خانواده عزیزم که در به سرانجام رساندن این امر مرا یاری نمود کمال تشکر را دارم.

تعهد نامه

اینجانب علی اصغر عرب دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق/ کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی

شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل مقاوم ربات سیار با استراتژی کنترل ولتاژ

تحت راهنمایی پروفسور محمد مهدی فاتح متعهد می شوم .

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده:

در این پایان‌نامه روش‌های نوین کنترل مقاوم جهت کنترل ربات متحرک چرخ‌دار غیر هولونومیک ارائه شده است. این روش‌ها مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ است در حالی که روش‌های قبلی مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور است. روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های قبلی، ساده‌تر، کم‌محاسبه‌تر و کارآمدتر است، ضمن آنکه پایداری را تضمین می‌نماید. در تبیین طرح کنترلی، تاریخچه‌ای از ربات‌های متحرک بیان می‌شود و سپس مدل‌سازی سیستماتیک و دینامیک ربات متحرک چرخ‌دار غیر هولونومیک مطرح می‌شود. در ادامه، روش کنترل مود لغزشی تطبیقی با استفاده از راهبرد کنترل گشتاور طراحی می‌شود. سپس روش‌های کنترل مقاوم با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ ارائه، بررسی و مقایسه می‌گردند. در این خصوص، روش مقاوم ساده، روش بهینه در حضور عدم قطعیت با بکارگیری تخمین گر عدم قطعیت تطبیقی فازی مبتنی بر لیاپانوف و روش مقاوم با استفاده از تخمین گر عدم قطعیت تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی طراحی و تحلیل می‌گردند. روش‌های پیشنهادی جهت ردگیری مسیر شبیه‌سازی می‌شوند. عملکرد ردگیری در رویارویی با عدم قطعیت‌ها بررسی می‌شود. پایداری سیستم کنترل نیز تحلیل می‌گردد و ساختار کنترل‌کننده‌ها و عملکرد آنها با روش خطی سازی پس‌خورد تطبیقی مقایسه می‌شود. این بررسی‌ها نشان می‌دهد که روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور دارای محاسبه کم‌تر، طراحی ساده‌تر و تحلیل راحت‌تر می‌باشند. همچنین کنترل مقاوم با استفاده از تخمین گر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی کاملاً مستقل از مدل بوده و قانون کنترل فقط با خطای ردگیری و مشتق آن قابل اجرا می‌باشد.

کلمات کلیدی: ربات متحرک چرخ‌دار غیر هولونومیک، کنترل مقاوم، کنترل بهینه، کنترل ولتاژ،

سیستم تطبیقی فازی، تخمین عدم قطعیت،

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه:

- 1- M. M. Fateh, A. Arab and S. Rohani, "Modeling and Hierarchical fuzzy controlling of mobile robot using camera for environment Identification" first international conference of mobile robots and Assistive Tech. Iran-Tehran, CLAWAR, 2011.
- 2- A. Arab, S. Rouhani, M. M. FAtch, (2011), "Global Camera based Mobile Robot Localization using Min Box method", first international conference of mobile robots and Assistive Technology-Iran-Tehran, CLAWAR 2011
- 3- M. M. Fateh, A. Arab, "Adaptive Sliding Mode Control for a Mobile Robot" Journal of Solid and Fluid Mechanics, V. 3, N. 2, Sum. 2013, P. 11-21.
- 4- M. M. Fateh, **A. Arab**, "Robust Control of Electrically Driven Nonholonomic Mobile Robot", Nonlinear Dynamics (Under review).
- 5- M. M. Fateh, A. Arab, "Optimal Path Tracking for Uncertain Wheeled Mobile Robots" Robotics and Autonomous System, (Under review).
- 6- M. M. Fateh, **A. Arab**, "Robust Control of Uncertain Mobile Robots Using a Gradient-Based Adaptive Fuzzy Estimator" Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, (Under review).
- 7- M. M. Fateh, M. Souzanchi-K, A. Arab, "Improvement of Sliding Mode Controller for a Flexible Joint Robot With Adaptive Fuzzy Estimator" Journal of Solid and Fluid Mechanics, Accepted July 2013, (In Persian).

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۷.....	فصل اول: مقدمه
۹.....	۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین.....
۱۴.....	۲-۱ اهداف تحقیق.....
۱۵.....	۳-۱ مروری بر ساختار پایاننامه.....
۱۷.....	فصل دوم: آشنایی با ربات‌های سیار.....
۱۸.....	۱-۲ تعریف ربات.....
۱۸.....	۱-۱-۲ ربات‌های متحرک.....
۲۰.....	۲-۲ تاریخچه ربات‌های متحرک.....
۲۸.....	فصل سوم: مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات.....
۲۹.....	۱-۳ مقدمه.....
۳۰.....	۲-۳ سینماتیک و محدودیت‌های ربات متحرک.....
۳۵.....	۳-۳ معادلات دینامیکی ربات.....
۳۷.....	۴-۳ دینامیک محرکه‌ها.....
۳۹.....	۵-۳ مدل ربات متحرک تفاضلی با استفاده از معکوس مجازی.....
۴۰.....	۶-۳ مدل ربات متحرک تفاضلی با استفاده از تبدیل مدل دینامیکی.....
۴۳.....	فصل چهارم: طراحی کنترل‌کننده مود-لغزشی تطبیقی.....
۴۴.....	۱-۴ مقدمه.....
۴۵.....	۲-۴ کنترل سینماتیکی ربات.....
۴۷.....	۳-۴ طراحی کنترل‌کننده مود-لغزشی تطبیقی.....
۵۲.....	۴-۴ کنترل بهینه.....
۵۴.....	۵-۴ شبیه‌سازی.....

۶۰	۶-۴ نتیجه گیری
۶۱	فصل پنجم: طراحی کنترل کننده ولتاژ مقاوم
۶۲	۱-۵ مقدمه
۶۲	۲-۵ طراحی کنترل کننده مقاوم ولتاژ
۶۶	۳-۵ بررسی پایداری
۶۸	۴-۵ شبیه سازی
۷۴	۵-۵ نتیجه گیری
۷۵	فصل ششم: کنترل بهینه ربات متحرک نامعین
۷۶	۱-۶ مقدمه
۷۷	۲-۶ طراحی کنترل کننده بهینه در حضور عدم قطعیت
۸۱	۳-۶ تخمینگر تطبیقی فازی
۸۱	۱-۳-۶ تخمین عدم قطعیتها در کرانداره $ u \leq u_{\max}$
۸۶	۱-۶-۳ تخمین عدم قطعیتها خارج از کرانداره $ u_i \leq u_{\max}$
۸۶	۴-۶ کنترل بهینه بر پایه الگوریتم بهینه سازی گروهی ذرات
۸۷	۵-۶ بررسی پایداری
۸۸	۶-۶ شبیه سازی
۹۲	۷-۶ نتیجه گیری
۹۳	فصل هفتم: کنترل مقاوم ربات متحرک با استفاده از تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی
۹۴	۱-۷ مقدمه
۹۴	۲-۷ طراحی کنترل کننده مقاوم
۹۷	۳-۷ تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی
۹۷	۱-۳-۷ تخمین عدم قطعیتها خارج از کرانداره $ u_i \leq u_{\max}$
۹۷	۲- ۳-۷ تخمین عدم قطعیتها در کرانداره $ u_i \leq u_{\max}$

۴-۷	بررسی پایداری	۱۰۱
۵-۷	شبیه‌سازی	۱۰۲
۶-۷	نتیجه‌گیری	۱۰۵
فصل هشتم:	نتایج عملی	۱۰۷
۱-۸	مقدمه	۱۰۸
۲-۸	نرم‌افزار کنترل ربات و پردازش تصویر	۱۰۹
۳-۸	نتایج عملی	۱۱۰
فصل نهم:	نتیجه‌گیری و پیشنهادها	۱۱۳
۱-۹	نتیجه‌گیری‌ها	۱۱۴
۲-۹	پیشنهادها	۱۱۵
مراجع:		۱۱۶

صفحه	عنوان
۲۰.....	شکل ۲-۱: عکسی از اولین ربات‌های متحرک.....
۲۴.....	شکل ۲-۱: انواع چرخ‌ها.....
۲۷.....	شکل ۲-۳: مکانیزم تسمه و پولی.....
۲۷.....	شکل ۲-۴: مکانیزم حرکتی با سه چرخ دوار.....
۳۱.....	شکل ۳-۱: شماتیکی از قرارگیری ربات در دستگاه مختصات مینا.....
۳۴.....	شکل ۳-۲: چرخ استاندارد.....
۳۸.....	شکل ۳-۳: مدار معادل موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم.....
۴۷.....	شکل ۴-۱: تعریف بردار خطا و تبدیل بردار خطا در ردگیری.....
۵۷.....	شکل ۴-۲: ردگیری مسیر دایره‌ای.....
۵۷.....	شکل ۴-۳: خطای ردگیری.....
۵۸.....	شکل ۴-۴: تلاش کنترلی کنترل تطبیقی مود-لغزشی بهینه.....
۵۸.....	شکل ۴-۵: تلاش کنترلی کنترل مود-لغزشی.....
۵۹.....	شکل ۴-۶: پارامترها تطبیق فرمول.....
۵۹.....	شکل ۴-۷: مقادیر بهینه پارامترهای طراحی.....
۶۰.....	شکل ۴-۸: مقدار تابع هدف.....
۶۶.....	شکل ۵-۱: بلوک دیاگرام کنترل کننده.....

- شکل ۵-۲: ردگیری مسیر دایره‌ای ۶۹
- شکل ۵-۳: خطای ردگیری ۷۰
- شکل ۵-۴: تلاش کنترلی کنترل مقاوم ولتاژ ۷۰
- شکل ۵-۵: ۱: ردگیری مسیر دایره‌ای ۷۲
- شکل ۵-۲۶: خطای ردگیری ۷۲
- شکل ۵-۷: تلاش کنترلی کنترل ولتاژ مقاوم ۷۳
- شکل ۵-۸: تلاش کنترلی کنترل مود-لغزشی ۷۳
- شکل ۶-۱: الگوریتم طراحی کنترل کننده بهینه ۸۰
- شکل ۶-۲: بلوک دیاگرام کنترل کننده ۸۱
- شکل ۶-۳۳: توابع عضویت ورودی ۸۳
- شکل ۶-۴: ۴: ردگیری مسیر دایره‌ای ۹۰
- شکل ۶-۵: ۵: ردگیری مسیر دایره‌ای ۹۰
- شکل ۶-۶۶: خطای ردگیری ۹۱
- شکل ۶-۷۷: تلاش کنترلی ۹۱
- شکل ۷-۱: بلوک دیاگرام کنترل کننده ۹۷
- شکل ۷-۲: ردگیری مسیر دایره‌ای ۱۰۴
- شکل ۷-۳: خطای ردگیری ۱۰۴
- شکل ۷-۴: تلاش کنترلی ۱۰۵

- شکل ۷-۴: مقدار مجموع عدم قطعیت‌های تخمین زده شده \hat{A} ۱۰۵
- شکل ۸-۱: ربات متحرک چرخ دار تفاضلی ۱۰۸
- شکل ۸-۲: شکل کنترل کننده ربات متحرک در عمل با دوبین متصل در بالای محیط کار ۱۰۹
- شکل ۸-۳: نرم افزار کنترل ربات در $C\#$ ۱۱۰
- شکل ۸-۴: ردگیری عملی ربات با کنترل کننده غیر مقاوم ۱۱۱
- شکل ۸-۵: ردگیری عملی ربات با کنترل کننده مقاوم فصل ۵ ۱۱۱
- شکل ۸-۵: تلاش کنترلی و خطا ردگیری کنترل کننده فصل ۵ ۱۱۲

فصل اول

مقدمه

بازوهای رباتیک، شامل یک صنعت دو میلیارد دلاری می‌باشد. بازوهای رباتیک می‌توانند با سرعت و دقت بالایی، اعمالی همچون جوشکاری، رنگ‌کاری و مونتاژ را تکرار کنند. با وجود این موفقیت‌ها از یک ضعف بنیادی به نام ساکن بودن رنج می‌برند. در واقع، یک بازوی رباتیک ثابت، دامنه حرکت کراننداری دارد که وابسته به محل کار آن است. ربات‌های صنعتی موجود از انعطاف‌پذیری و درجه اتوماسیون کراننداری برخوردارند و غالباً، مجموعه‌ای از وظایف از پیش برنامه‌ریزی شده را در محیط‌های کنترل شده انجام می‌دهند و معمولاً قادر به کار در محیط‌های جدید و مواجهه با شرایط غیرمنتظره نیستند. در مقابل یک ربات متحرک این توانایی را دارد تا خارج از محیط تولیدی نیز حرکت کند و به آسودگی مهارت‌های خودش را در جایی که موثرتر است نشان دهد. از سوی دیگر تقاضا برای ربات‌هایی که قادر به انجام وظیفه در محیط‌های خطرناک (مانند محیط‌های آلوده یا رادیو اکتیو و یا محیط‌های جنگی)، محیط‌های دور از دسترس (مانند سطح سیارات دوردست و یا محیط خارج از سفینه‌های فضایی) باشند. برای اهداف خاص (مانند ربات‌های تعمیرکار، ربات‌های خدمتکار و ربات‌های ویژه کمک به معلولان) استفاده از این نوع ربات‌ها به سرعت در حال افزایش است.

ربات‌های متحرک خودکار سیستم‌هایی فیزیکی هستند که می‌توانند با اهدافی مشخص و بدون دخالت انسان در محیط‌های واقعی که به طور خاص برای ربات‌ها طراحی و آماده سازی نشده‌اند حرکت کنند. جهت استفاده از این ربات‌ها باید بتوان آن‌ها را به خوبی کنترل کرد. با وجود پیشرفت‌هایی که سال‌های اخیر در زمینه رباتیک و کنترل صورت گرفته است، هنوز مسائل زیادی حل نشده است. این مسائل عمدتاً ناشی از ماهیت سیستم‌های واقعی و عوامل ناشناخته‌ای است که در مورد ربات‌های متحرک وجود دارد. دینامیک ربات متحرک؛ غیرخطی، دارای تزویج و قیدهای حرکتی می‌باشد. نامعینی‌های زیادی در مورد ربات‌های سیار وجود دارد. مسائلی که در کنترل ربات‌های متحرک با آن‌ها روبرو هستیم عبارت است از: دینامیک‌های مدل نشده سیستم، اغتشاش‌های خارجی و عدم قطعیت‌های پارامتری. در نتیجه کنترل یک ربات متحرک جهت ردگیری یک مسیر مطلوب دچار پیچیدگی‌های می‌شود. اگر عدم قطعیت‌ها توسط قانون کنترل جبران نشود کنترل‌کننده عملکرد خوبی را از خود نشان نمی‌دهد. عملکرد

کنترلی سیستم با روش‌هایی مثل کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی و همچنین ابزارهایی چون منطق فازی و شبکه عصبی به دلیل غلبه بر عدم قطعیت‌ها به طور موثری مورد استفاده قرار می‌گیرند. ربات‌های متحرک چرخ دار غیرهولونومیک نوعی از ربات‌های متحرک می‌باشد که به دلیل نوع چرخ‌ها، حرکت آن دارای محدودیت‌هایی می‌باشد. منظور از قید غیرهولونومیک در ربات‌های متحرک چرخ دار آن است که ربات در جهت جانبی حرکت نمی‌کند. ربات متحرک چرخ دار با مکانیزم تفاضلی نمونه‌ای پرکاربرد از ربات‌های سیار می‌باشد که دارای قید غیرهولونومیک می‌باشند. در مکانیزم تفاضلی ربات دارای دو چرخ در دو طرف با محرکه مستقل است به گونه‌ای که امکان دور زدن و مانور برای آن فراهم می‌باشد. کنترل این نوع ربات‌ها به دلیل وجود قید غیرهولونومیک با پیچیدگی‌های خاصی روبرو می‌باشد. کنترل این نوع ربات به صورت خطی سازی پس‌خورد به صورت مستقیم امکان‌پذیر نیست [۱]. تا کنون دانشمندان علم کنترل ربات، روش‌های کنترلی و کارهای تحقیقاتی بسیاری را در کتاب‌ها، مجلات، مقالات و کنفرانس‌ها ارائه نموده‌اند. نتایج بسیاری از این کارهای تحقیقاتی و روش‌های کنترلی در پروژه‌های کاربردی و صنعتی به صورت عملی مورد استفاده قرار گرفته است. اغلب روش‌های کنترل ربات متحرک بر مبنا راهبرد کنترل گشتاور می‌باشد [۲-۵] که آن‌ها بسیار پیچیده و پر محاسبه هستند. راهبرد کنترل ولتاژ به خوبی این مسئله را در بازوهای رباتیک حل کرده است [۶-۸]. این روش به نقش محرکه‌ها به خوبی توجه می‌کند. هر یک از روش‌های کنترلی که تا کنون ارائه شده دارای معایب و مزایایی است که در ادامه به بررسی آن‌ها خواهیم پرداخت. در این پایان‌نامه روش کنترلی جدیدی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ برای ربات متحرک چرخ دار غیرهولونومیک ارائه می‌شود.

۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

امروزه ربات متحرک و کاربردهای آن موضوعات تحقیقاتی جذابی در زمینه کنترل، ناوبری، بینایی ماشین و هوش مصنوعی هستند. کنترل حرکت یک سیستم غیرهولونومیک در چند سال اخیر مورد توجه قرار گرفته است. سیستم‌های غیرهولونومیک در بسیاری از سیستم‌های کاربردی از یک چرخ

گرفته و صندلی چرخ دار تا ربات ماری و خودرو به چشم می‌خورند. ربات چرخ دار تفاضلی یک سیستم شناخته‌شده با قیدهای غیرهولونومیک است. با بررسی سیستم این ربات توسط نظریه براکت لی نشان داده می‌شود که خطی سازی پس‌خورد با ساختار ثابت برای پایدارسازی مجانبی متغیرهای حالت امکان‌پذیر نمی‌باشد [۱]. تعداد مقالات ارائه‌شده در زمینه طراحی و به‌کارگیری قوانین کنترل حرکت ربات متحرک در این سال‌ها نشان‌دهنده جذابیت این موضوع می‌باشد. مقالات بسیاری در زمینه مدل‌سازی، پایدارسازی، مانع‌گریزی و ردگیری دقیق مسیر توسط ربات متحرک راهکارهای باارزشی را در دو دهه گذشته ارائه نموده‌اند. مقالات را می‌توان به دو دسته تقسیم نمود بر اساس اینکه ربات متحرک با مدل سینماتیکی یا مدل دینامیکی توصیف شود. بنابراین، مسئله کنترل حرکت ربات متحرک به دو مسئله کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی قابل‌جداسازی است. هدف کنترل‌کننده سینماتیکی آن است که سرعت خروجی را به صورتی کنترل نماید که خطای ردگیری بین مسیر طراحی و ربات به صفر میل نماید. سپس گشتاور ربات با طراحی کنترل‌کننده گشتاور کنترل می‌شود تا سرعت ربات به سرعت خروجی کنترل‌کننده سینماتیکی میل نماید.

تا کنون مقالات زیادی در رابطه با کنترل سینماتیکی ربات متحرک ارائه‌شده است [۹-۱۵]. کنترل گام به عقب یکی از روش‌های اولیه و پایدار در کنترل سینماتیکی است که در سال ۱۹۹۰ ارائه‌شده است [۹]. همچنین مقالاتی نیز به چشم می‌خورد که به بهبود عملکرد روش گام به عقب پرداخته‌اند [۱۰]. برای بهبود عملکرد کلی کنترل‌کننده‌های سینماتیکی و همگرایی مجانبی ربات جهت ردگیری مسیرهای طراحی‌شده متفاوت، کنترل‌کننده‌های سینماتیکی تطبیقی در چندین مقاله ارائه‌شده است [۱۱-۱۳]. برخی دیگر کنترل‌کننده‌های سینماتیکی با به‌کارگیری الگوریتم فازی جهت مقابله با نامعینی‌های پارامتری ربات را ارائه کرده‌اند [۱۴، ۱۵]. همچنین روش‌های سینماتیکی دیگری نیز به چشم می‌خورند که ردگیری را به صورت پایدار انجام می‌دهند ولی در دسته کنترل‌کننده گام به عقب قرار نمی‌گیرند [۱۶-۱۸]. با اینکه از اولین مقالات مرتبط با مسئله کنترل سینماتیکی ربات حدود بیست سال می‌گذرد ولی این موضوع هنوز مورد توجه محققین می‌باشد [۱۹].

همان طور که می‌دانیم مدل‌سازی یک سیستم دینامیکی معمولاً دقیق نیست یا در صورت دقیق بودن شدیداً پیچیده می‌شود. پس مدل‌هایی که در دست هستند جهت اعمال قانون کنترل دارای عدم قطعیت‌هایی می‌باشند. کنترل دینامیکی ربات، به دلیل اینکه ربات متحرک یک سیستم پیچیده، چند متغیره، غیرخطی همراه با تزویج و نامعینی است، دشوار است. عدم قطعیتی که در کنترل ربات‌های متحرک با آن روبرو هستیم عبارت است از: دینامیک‌های مدل نشده سیستم، اغتشاش‌های خارجی و عدم قطعیت‌های پارامتری. اگر عدم قطعیت‌ها توسط قانون کنترل جبران نشود کنترل‌کننده عملکرد خوبی را از خود نشان نمی‌دهد. عملکرد کنترلی سیستم با روش‌هایی مانند کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، کنترل فازی و کنترل عصبی بهبود می‌یابد.

در سال‌های اخیر، طراحی و به‌کارگیری کنترل‌کننده‌های پیشرفته برای ربات‌های سیار مورد توجه بسیاری از محققین، دانشمندان و صنعت‌گران قرار گرفته است. به طور کلی مقالات مرتبط با کنترل دینامیکی ربات متحرک غیرهولونومیک را می‌توان به دو دسته تقسیم نمود. دسته اول، مقالاتی که با در نظر گرفتن کنترل‌کننده سینماتیکی و کنترل‌کننده دینامیکی به صورت دو حلقه کنترلی جداگانه، این مسئله را مورد بررسی قرار داده‌اند. دسته دوم، مقالاتی که به طراحی کنترل‌کننده‌هایی بدون وجود حلقه کنترل سینماتیکی پرداخته‌اند و به شکلی کنترل سینماتیکی و دینامیکی را با یکدیگر در آمیخته‌اند. کنترل تطبیقی از ابزار قدرتمند کنترلی است که قادر به مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری می‌باشد. کنترل تطبیقی نیز در کنترل ربات کارایی بسیار زیادی دارد. بسیاری از ربات‌ها دارای عدم قطعیت پارامتری هستند. اگر این پارامترها بر اساس یک مکانیزم تطبیق تنظیم نشوند، ممکن است باعث کاهش دقت و تنزل عملکرد و یا حتی در بعضی موارد موجب ناپایداری سیستم نیز بشود. کنترل تطبیقی با استفاده از حلقه کنترل سینماتیکی گام به عقب ارائه شده است که قانون تطبیق جهت مقابله با عدم قطعیت‌های سینماتیکی ربات به کار گرفته شده است [۲۰-۲۳]. کنترل‌کننده‌های مقاوم یکی دیگر از ابزارهای بارز کنترلی می‌باشند که قادر به مقابله با عدم قطعیت‌هایی با اندازه کراندار چون اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده می‌باشد [۲۴، ۲۵]. طراحی کنترل‌کننده‌های مقاوم با

استفاده از روش مود-لغزشی [۲۶-۲۸] و کنترل H_∞ در حضور اشباع محرکه و اغتشاش خارجی [۲۹] نیز ارائه شده است. همچنین برخی از مقالات با به کارگیری هر دو ابزار کنترل تطبیقی و کنترل مقاوم به طراحی کنترل کننده برای کنترل بهتر ربات متحرک پرداخته اند [۳۰]. پیاده سازی عملی کنترل کننده مود-لغزشی تطبیقی بر روی ربات متحرک در قسمت کنترل کننده دینامیکی با حضور نامعینی و اغتشاش بدون در نظر گرفتن مدل محرکه ها [۳۱] و کنترل تطبیقی مقاوم با حضور عدم قطعیت های پارامتری و غیر پارامتری [۳۲] نمونه ای از این مقالات می باشند. به کارگیری ابزارهای هوشمند چون شبکه عصبی به دلیل قدرت شناسایی و تخمین بالا [۳۳] و منطق فازی به دلیل سادگی در طراحی و امکان غلبه بر عدم قطعیت ها، توجه دانشمندان زیادی را به خود جلب کرده است. قوانین فازی، قادر به پیاده سازی تصمیم گیری های اگر آنگاه و استفاده از دانش و تجربه افراد خبره در یک سیستم می باشند. به همین دلیل روش فازی نسبت به روش های کنترل کلاسیک برتری دارد. این روش آسان با قابلیت های انکارناپذیر به مدل سیستم وابسته نبوده و به همین جهت در بسیاری از کارهای تحقیقاتی برای کنترل ربات مورد استفاده قرار می گیرد [۳۴]. الگوریتم های بهینه سازی هوشمند نظیر الگوریتم ژنتیک [۳۵]، الگوریتم گروهی ذرات [۳۶]، الگوریتم مورچگان [۳۷] و سایر الگوریتم های بهینه سازی [۳۸] به منظور طراحی کنترل کننده های بهینه و با قابلیت های خاص نیز در کنترل ربات های سیار دیده می شود. به کارگیری کنترل کننده های هوشمند بر روی کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی ربات دیده می شود. کنترل هوشمند با به کارگیری طرح کنترلی گام به عقب و استفاده از شبکه عصبی و الگوریتم ژنتیک در سطح سینماتیکی، جهت بهبود عملکرد کلی کنترل کننده ارائه شده است [۴۰، ۳۹]. کنترل کننده های تطبیقی هوشمندی که با شبکه های عصبی و یا سیستم های فازی در آمیخته شده اند [۴۱-۵۱] نظیر کنترل تطبیقی غیرمستقیم با استفاده از شبکه عصبی در دو سطح کنترل سینماتیکی و دینامیکی ربات [۴۳]، کنترل تطبیقی فازی با راهبرد روش گام به عقب جهت کنترل ربات متحرک با در نظر گرفتن مدل محرکه [۴۴]، کنترل کننده های مقاوم چون مود-لغزشی و به کارگیری شبکه عصبی [۴۵، ۴۶] و فازی [۴۷]، کنترل عصبی با استفاده از شبکه های موجی [۴۸، ۴۹]، کنترل کننده های عصبی فازی [۵۱]،

[۵۰] نیز تا کنون ارائه شده‌اند. در نهایت به طور کلی می‌توان گفت کنترل‌کننده‌های تطبیقی فازی و یا عصبی دارای مزایای بسیاری می‌باشند ولی در طراحی آن‌ها باید در نظر داشت که عملکرد آن‌ها به طرح کنترل‌کننده، خطای تقریب و شرایط اولیه بسیار وابسته است. همچنین اثبات پایداری و همگرایی آن‌ها به دلیل ساختار پیچیده سیستم فازی و یا شبکه عصبی با مسائل دشواری روبرو است.

محاسبه توابع تعلق و طراحی سیستم فازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک [۵۲]، الگوریتم حرکت پرندگان [۵۳] و سایر روش‌های بهینه‌سازی [۵۴] در کنترل‌کننده‌های فازی نوع یک و نوع دو [۵۵] ارائه شده‌اند. قانون کنترل خطی سازی پسخورد می‌تواند، سیستم غیرخطی و با تزویج ربات را به سیستم خطی و بدون تزویج تبدیل کند. در سیستم به دست آمده اثری از قسمت‌های های غیرخطی وجود ندارد در نتیجه کنترل سیستم بسیار راحت تر می‌شود. در این روش نیاز به مدل دقیق سیستم داریم و در صورت نداشتن مدل دقیق باید بتوانیم بر عدم قطعیت‌ها غلبه کنیم. اگر قسمت‌های دینامیکی و عدم قطعیت‌ها توسط قانون کنترل جبران شود این روش دارای عملکرد مناسبی می‌شود. عملکرد کنترلی سیستم با روش‌هایی مثل کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی بهبود می‌یابد.

روش خطی سازی پسخورد، یکی از روش‌های کنترل ربات بر مبنای مدل است ولی باید سیستم قابلیت خطی سازی پسخورد را داشته باشد. به طور کلی ایده اصلی خطی سازی پسخورد، عبارت است از ساختن یک قانون کنترل که بخش‌های غیرخطی را حذف می‌کند. هر سیستمی که به فرم همراه درآید قابلیت خطی سازی پسخورد را دارد. مدل ربات متحرک را نیز نمی‌توان به صورت همراه درآورد در نتیجه با خطی سازی پسخورد نمی‌توان آن را کنترل کرد. با این وجود، برخی از مقالات با تعریف بردارهای خروجی مجازی و تبدیل‌های هندسی، خطی سازی پسخورد را بر روی ربات متحرک پیاده‌سازی نموده‌اند [۵۶-۵۸]. درهم آمیختن مدل سینماتیکی و مدل دینامیکی جهت کنترل گشتاور ربات متحرک با روش خطی سازی پسخورد ارائه شده است. خطی سازی پسخورد تطبیقی جهت مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری ربات متحرک با در نظر گرفتن مدل محرکه‌ها [۵۹]، یکی از مقالات ارزشمندی است که به صورت تک حلقه‌ای ربات متحرک را کنترل نموده است.

تا کنون بیشتر مسائل کنترل ربات مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور صورت گرفته است. با این وجود، عیب‌های اساسی در این روش وجود دارد. هنگام استفاده از این راهبرد اغلب از دینامیک محرکه‌ها برای کنترل ربات چشم‌پوشی می‌شود [۱۰-۱۵، ۱۷-۳۱] و یا در صورت در نظر گرفتن معادلات محرکه‌ها، قانون کنترل بسیار پیچیده‌تر و بار محاسباتی بیشتر می‌شود [۳۲، ۵۹]. دینامیک محرکه‌ها نقش مهمی در حرکت‌های سریع، بارهای متغیر، اصطکاک و اشباع محرکه‌ها ایفا می‌کند. این راهبرد شدیداً غیرخطی با توزیع سنگین و بسیار محاسباتی است. اگر چه مقالاتی نظیر فازی تطبیقی با رویکرد پسگام [۴۴]، کنترل تطبیقی [۶۰]، خطی سازی پسخورد تطبیقی [۵۹] کنترل تطبیقی مقاوم [۳۲]، به کل سیستم رباتیک شامل ربات و محرکه‌ها توجه می‌کند. کنترل‌کننده‌های مذکور پایداری سیستم کنترل را تضمین و همگرایی خطای ردگیری را فراهم می‌کنند. با این وجود، آن‌ها با مشکلات محاسباتی مواجه هستند. اخیراً راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل غیرمتمرکز آزاد از مدل بازوهای رباتیک معرفی شده است [۶]. از آنجا که مدل موتور بسیار ساده‌تر از مدل ربات است طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر آن بسیار ساده‌تر است. در این طراحی ربات به عنوان بار موتور در نظر گرفته می‌شود. برای کنترل هر مفصل در واقع موتور آن کنترل می‌شود. بدین ترتیب، کنترل سیستم چند متغیره ربات به کنترل موتورهای آن تبدیل می‌شود و با کنترل جداگانه هر مفصل به راحتی می‌توان ربات را کنترل کرد. تا کنون کنترل ولتاژ به صورت کنترل مقاوم در فضای کار [۷]، کنترل مقاوم فازی [۶۱]، کنترل تطبیقی فازی غیرمتمرکز [۶۲]، کنترل مقاوم با استفاده از تخمینگر فازی تطبیقی [۶۳]، کنترل مقاوم بهینه [۶۴]، کنترل بازوهای رباتیک با مفاصل انعطاف‌پذیر [۸]، کنترل مقاوم بازوهای رباتیک با مفاصل انعطاف‌پذیر [۶۵] ارائه شده است.

۲-۱ اهداف تحقیق

هدف اصلی این تحقیق طراحی کنترل‌کننده مقاوم جهت کنترل ربات متحرک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد. در این خصوص، مدل‌سازی ربات متحرک با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها

باید به خوبی انجام بگیرد. در مدل‌سازی ربات متحرک با ماتریس‌های غیر مربع مواجه هستیم که با استفاده از معکوس مجازی این مسئله بر طرف می‌گردد. با استفاده از مدل سیستم، طراحی کنترل‌کننده مقاوم، تحلیل پایداری و بررسی عملکرد سیستم کنترل انجام می‌شود. با توجه به پیچیده بودن سیستم رباتیک، غلبه بر عدم قطعیت‌ها شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی، از اهمیت زیادی برخوردار است. به همین دلیل با روش‌هایی نظیر استفاده از روش‌های تضمین پایداری و تخمین عدم قطعیت در مهار رفتار غیرخطی و مقابله با عدم قطعیت‌ها مورد توجه قرار گرفته است. در اجرای کنترل نیز از راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل موتورهای ربات استفاده می‌کنیم. این روش نسبت به راهبرد مرسوم کنترل گشتاور ساده‌تر و کاربردی‌تر می‌باشد و از دقت و سرعت و سهولت اجرای بیشتری برخوردار است. یکی از مزایای دیگر استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور، حذف حلقه داخلی کنترل جریان می‌باشد. یعنی کنترل گشتاور در عمل با کنترل جریان انجام می‌شود. با این روش هر موتور را به صورت مستقیم کنترل می‌کنیم.

دو روش کنترل مقاوم با فرض معلوم بودن کران بالای عدم قطعیت‌ها و تخمین عدم قطعیت با استفاده از سیستم فازی طراحی و شبیه‌سازی و با یکدیگر مقایسه می‌شوند. روش‌های پیشنهادی با روش خطی سازی پس‌خورده تطبیقی [۵۹] مقایسه می‌شوند. در انتهای هر فصل، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی بررسی و تضمین می‌شود.

۳-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه

فصل‌های دیگر این پایان‌نامه به صورت زیر تنظیم شده‌اند:

فصل دوم جهت آشنایی با ربات‌های متحرک و تاریخچه به‌کارگیری آن‌ها در زندگی انسان ارائه شده است. فصل سوم به مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات و به دست آوردن معادلات آن اختصاص داده شده است. در این فصل ربات متحرک چرخ دار تفاضلی غیرهولونومیک با دو محرکه جریان مستقیم مدل‌سازی می‌شود. در فصل چهارم روش کنترل مود-لغزشی تطبیقی ربات با در نظر

گرفتن موتور مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور را تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌کنیم. در فصل پنجم روابط مربوط به کنترل‌کننده خطی سازی پس‌خورد [۵۹] که در شبیه‌سازی‌ها نتایج را با آن مقایسه نموده‌ایم، ارائه شده است. در فصل ششم روش کنترل مقاوم مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را بررسی کرده و پایداری سیستم کنترل بررسی و تضمین می‌شود. در فصل هفتم روش کنترل مقاوم بهینه مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را تحلیل، طراحی، شبیه‌سازی و مقایسه می‌کنیم و در انتها پایداری سیستم کنترل بررسی و تضمین می‌شود. در فصل هشتم روش کنترل مقاوم با کمک تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ را بررسی کرده و پایداری سیستم کنترل بررسی و تضمین می‌شود. در فصل نهم نتایج عملی ارائه شده است. در فصل دهم نتیجه‌گیری نهایی و پیشنهادها ارائه می‌شود.

فصل دوم

آشنایی با ربات‌های سیار

مطالب این فصل بیشتر حالت اطلاع‌رسانی دارد و بیشتر مطالب از کتاب ربات‌های متحرک خودمختار اثر پروفیسور نوربخش [۱] که یکی از پیشگامان عرصه ربات‌های متحرک و از اساتید دانشگاه کارنگی ملون قطب رباتیک دنیا می‌باشند، آورده شده است.

۱-۲ تعریف ربات

هر ماشین الکترومکانیکی، هوشمند، خودمختار، چندمنظوره، دارای حسگر برای دریافت اطلاعات از محیط و قابل برنامه‌نویسی را ربات می‌گویند. ربات‌ها بر اساس این که یکی از اجزای آن به زمین (مرجع لخت) متصل است یا نه به دو دسته ساکن و متحرک تقسیم می‌شوند. ربات‌های پایه ثابت: مانند ربات‌های صنعتی، اولین ربات‌های ساخت بشر ربات‌های پایه ثابت بوده‌اند، اکثر این ربات‌ها به شکل بازوهای رباتیک می‌باشند. ربات‌های متحرک یا سیار مانند ربات‌های امدادگر نسل جدید ربات‌ها هستند.

۱-۱-۲ ربات‌های متحرک

ربات‌های متحرک خودکار سیستم‌هایی فیزیکی هستند که می‌توانند با اهدافی مشخص و بدون دخالت انسان در محیط‌های واقعی که به طور خاص برای ربات‌ها طراحی و آماده سازی نشده‌اند حرکت کنند. توسعه شیوه‌های ناوبری ربات‌های خودکار یکی از زمینه‌های اصلی پژوهش در علم رباتیک محسوب می‌شود. این نیاز، از شکاف موجود بین فناوری موجود و زمینه‌های کاربردی جدیدی نشأت می‌گیرد که روز به روز بر تعداد آن‌ها افزوده می‌شود. ربات‌های صنعتی کنونی از انعطاف‌پذیری و درجه اتوماسیون کرانداری برخوردارند و غالباً، مجموعه‌ای از وظایف از پیش برنامه‌ریزی شده را در محیط‌های کنترل شده و از قبل تعریف شده انجام می‌دهند و معمولاً قادر به کار در محیط‌های جدید و یا مواجهه با شرایط غیرمنتظره نیستند. از سوی دیگر تقاضا برای ربات‌هایی که قادر به انجام وظیفه در محیط‌های خطرناک مانند محیط‌های آلوده یا رادیو اکتیو و یا محیط‌های جنگی، محیط‌های دور از دسترس مانند سطح

سیارات دوردست و یا محیط خارج از سفینه‌های فضایی باشند و یا برای اهداف خاصی برنامه‌ریزی شده باشند مانند ربات‌های تعمیرکار، ربات‌های خدمتکار و ربات‌های ویژه کمک به معلولان به سرعت در حال افزایش است. با وجود پیشرفت‌های قابل توجهی که در سال‌های اخیر در زمینه رباتیک صورت گرفته است، هنوز مسائل زیادی حل نشده است. این مسائل عمدتاً ناشی از ماهیت محیط‌های واقعی و عوامل ناشناخته‌ای است که در چنین محیط‌هایی وجود دارد. در این‌گونه کاربردها اولاً آگاهی قبلی از محیط کار ربات، معمولاً ناقص، مبهم و تقریبی است. برای مثال، نقشه‌های ارائه‌شده از محیط اغلب برخی از جزئیات و ویژگی‌های گذرا را نادیده می‌گیرند، بعلاوه روابط فضایی بین اشیاء ممکن است از زمانی که نقشه ایجاد شده تا کنون تغییر کرده باشد و اندازه‌ها و فواصل ممکن است غیردقیق و نادرست باشند. دوم اطلاعاتی که از محیط جمع‌آوری می‌شود معمولاً غیرقابل اعتماد است. دامنه کراندار حسگرهای محیط، برخی تأثیرات محیطی مثل قرارگرفتن مانع در سر راه حسگر و شرایط نامطلوب مشاهده مثل روشنایی کم منجر به داده‌های غیر دقیق می‌شود. این خطاها ممکن است در فرآیند تفسیر داده‌های اندازه‌گیری منجر به تصمیمات نادرست گردند. دوما محیط‌های واقعی عموماً شرایط دینامیکی پیچیده و غیرقابل پیش‌بینی دارند. اجسام می‌توانند حرکت کنند، عواملی می‌توانند محیط را تغییر دهند و ویژگی‌های نسبتاً پایدار می‌توانند با گذشت زمان تغییر کنند. در نتیجه فعالیت‌های کنترلی به طور کامل قابل اعتماد نیستند، کما اینکه برای مثال لغزش چرخ‌های ربات ممکن است منجر به خطاهای مسافت پیمایی شود.

ربات‌های متحرک را به دو روش زیر تقسیم می‌کنند:

الف) دسته‌بندی بر اساس این که ربات‌ها در چه محیطی حرکت می‌کنند.

- ربات‌های زمینی

- ربات‌های زیرسطحی

- ربات‌های هوایی

- ربات‌های فضایی

ب) دسته‌بندی بر اساس این که ربات‌ها چگونه حرکت می‌کنند.

- ربات‌های پا دار

- ربات‌های چرخ دار

- ربات‌های شنی دار

- ربات‌های مارسان

- ربات‌های کرم‌سان

- ربات‌های شناور

- ربات‌های پرنده

۲-۲ تاریخچه ربات‌های متحرک

بین سال‌های ۱۹۳۹ تا ۱۹۴۵، در جنگ جهانی دوم اولین ربات‌های متحرک ظهور یافتند. بیشتر این ربات‌ها به صورت بمب‌های پرنده هوشمند بودند. به عنوان مثال راکت‌های V1 و V2 موشک‌های کروز، هواپیماهایی با خلبان خودمختار هستند، بمب‌هایی که فقط در نزدیک اهداف مشخصی منفجر می‌شود.



شکل ۲-۱: عکسی از اولین ربات‌های متحرک ساخت آلمان که پس از جنگ جهانی در فرانسه پیدا شده است.

بین سال‌های ۱۹۴۸ تا ۱۹۴۹، ویلیام گری والتر دو ربات خودمختار به نام‌های Elmer و Elsie ساخت. این دو ربات به Machina Speculatrix مشهور شدند؛ زیرا تمایل داشتند محیط خود را بشناسند. این

دو ربات هر کدام به یک حسگر نور مجهز بوده‌اند. اگر این‌ها چشمه نوری می‌یافتند به سوی آن حرکت می‌کردند. موانع سر راهشان را جابجا می‌کردند. این ربات‌ها نشان دادند یک طراحی ساده می‌تواند منجر به رفتارهای پیچیده شود. این دو ربات تنها معادل یک شبکه عصبی با دو نرون می‌باشد.

بین سال‌های ۱۹۶۱ تا ۱۹۶۳، دانشگاه جان‌هاپکینگ ربات Beast را ساخت. این ربات دارای حسگر فراصوت بود. وقتی شارژ باطری آن رو به اتمام بود به طرف محل شارژ حرکت می‌نمود و خود را شارژ می‌کردند.

در سال ۱۹۶۹ اولین ربات چمن زن به نام Mowbot ساخته شد. در سال ۱۹۷۰ دانشگاه استنفورد موفق به ساخت ربات تعقیب خطی شد که با کمک دوربین می‌توانست خط سفیدی را دنبال کند. این ربات به وسیله امواج رادیویی با رایانه‌ای بزرگ ارتباط داشت تا محاسباتش را انجام دهد. در همین زمان پژوهشکده تحقیقاتی استنفورد مشغول مطالعه و ساخت ربات Shakey بود. این ربات دارای دوربین، حسگر ضربه، فاصله‌یاب و ارتباط رادیویی بود. این ربات اولین رباتی بود که می‌توانست برای عملکردش دلیل بیاورد. یعنی می‌توان دستورات کلی داد و خود ربات این دستورات را به جزءهای معنی‌دار بشکند. در همین سال بود که اتحاد جماهیر شوروی با ماه نورد خود به نام Lunokhod 1 به بررسی سطح ماه پرداخت. در سال ۱۹۷۶ سازمان فضایی آمریکا ناسا دو فضا پیمای بدون سرنشین خود را به مریخ ارسال نمود. در سال ۱۹۸۰ محبوبیت ربات‌ها بالا می‌رود و منجر به تولید ربات‌های خانگی می‌گردد. به عنوان مثال ربات‌های RB5X و HERO به تولید انبوه رسید. همچنین ربات دانشگاه استنفورد قابلیت هدایت موانع و تهیه نقشه از محیط را به دست آورد.

در اوایل دهه ۹۰ تیم ارنست دیکمنز در دانشگاه بوندس ور برلین اولین ربات خودرو را ساخت که می‌توانست در خیابان خالی با سرعت ۸۸ کیلومتر بر ساعت حرکت کند. در سال ۱۹۸۷ آزمایشگاه تحقیقاتی هیوز اولین وسیله حمل‌ونقل صحرائی رباتیک که با نقشه و حسگر به صورت خودمختار

حرکت می‌کرد، را رو نمایی کرد. در سال ۱۹۸۹ مارک تیلدن BEAM robotics را اختراع نمود. بیم دارای معنی استفاده از مدارات آنالوگ و بدون استفاده از ریز پردازنده است.

در سال ۱۹۹۰ ژئوف انگلبرگر، پدر بازوهای رباتیک صنعتی؛ به کمک همکاران اولین ربات تجاری خودمختار متحرک را جهت کار در بیمارستان طراحی نمود و سپس آن را فروخت. در همین سال‌ها دپارتمان دفاع آمریکا بودجه ربات MDARS-I که ربات امنیتی داخل خانه بود را پرداخت.

در سال ۱۹۹۱ ادو فرازی، آندره گیوگنارد و فرانچسکو موندادا ربات Khepera که ربات خودمختار پایه متحرک کوچک به منظور کارهای پژوهشی بود ساختند. این پروژه توسط آزمایشگاه LAMI-EPFL حمایت می‌شد. در بین سال‌های ۱۹۹۳ تا ۱۹۹۴ ربات‌های Dante یک و دو توسط دانشگاه کارنگی ملون ساخته شدند. این ربات‌های راه رونده در اکتشاف آتش‌فشان‌های فعال به کار می‌رفتند.

در سال ۱۹۹۴ دو ربات VaMP و VITA-2 ساخته‌ی دایملر بنز و ارنست دیکمنز مسیر بیش از هزار کیلو متری بزرگراه پاریس در استنفورد را همراه ترافیک سنگین تا سرعت ۱۳۰ کیلومتر بر ساعت طی نمودند. در سال ۱۹۹۵ ربات متحرک پایونیر به مرحله تولید تجاری رسید و سبب گسترش تحقیقات رباتیک در دانشگاه‌ها گردید. تا جایی که به عنوان بخشی از دروس دانشگاهی شد.

در بین سال‌های ۱۹۹۷ تا ۱۹۹۹، ناسا ردیاب مریخ و مریخ نورد Sojourner را به مریخ فرستاد، این مریخ نورد به یک سیستم اجتناب از خطر مجهز بود و توانایی مسیریابی خودمختار روی زمین مریخ را داشت. در سال ۱۹۹۹ سونی Aibo را معرفی کرد، که یک سگ رباتیک و دارای توانایی دیدن، راه رفتن و تعامل با محیط بود. در سال ۲۰۰۱ پروژه Swarm-bots به معنی ازدحام ربات‌ها که معادل ازدحام حشرات است، آغاز شد. به این صورت که تعداد زیادی ربات ساده با همدیگر تعامل می‌کنند و رفتاری پیچیده را می‌سازند. در سال ۲۰۰۲ رومبا اولین ربات خانگی تمیزکننده کف معرفی شد. در سال ۲۰۰۳، اکسون رباتیک کارخانه اینتل-بات که خط تولید جاروبرقی، کف ساب و جاروکش در بیمارستان و دفتر کار و مراکز تجاری بود را خرید. این ربات کاملاً خودمختار و دارای قابلیت تهیه نقشه و دارای آرایه‌ای

از حسگرها جهت اجتناب از برخورد با موانع بود. در سال ۲۰۰۴ در پروژه The centibots Project صد ربات خودمختار با هم تعامل نمودند تا از یک محیط ناشناخته نقشه تهیه کنند و به جستجوی اشیای درون آن بپردازند. در همین سال بود که در اولین مسابقات بزرگ دارپا، وسایل نقلیه کاملاً خودمختار با یکدیگر در صحرا به رقابت پرداختند.

در سال ۲۰۰۵ بوستون دینامیک، ربات چهارپایی را معرفی کرد که قادر بود بارهای بسیار سنگین را در زمین‌هایی که برای وسایل نقلیه مشکل محسوب می‌شد جابجا نماید. در سال ۲۰۰۶ سونی تولید سگ‌های رباتیک خود را متوقف نمود. در همین سال آسیمو ربات انسان‌نمای هوندا، دویدن و بالا رفتن از پله‌ها را آموخت. در سال ۲۰۰۸ بوستون دینامیک، فیلمی از ربات چهارپای خود منتشر کرد که در آن ربات روی یخ راه می‌رود و وقتی کسی به آن لگد می‌زند می‌تواند تعادل خود را حفظ کند.

۲-۳ ربات‌های متحرک چرخ دار

در بین ربات‌های متحرک، پرکاربردترین مکانیزم حرکت، استفاده از چرخ است. چرخ‌ها علاوه بر طراحی، روابط و ساخت ساده، دارای بازدهی بسیار بالایی می‌باشند. علاوه بر این تعادل چرخ‌ها معمولاً به مشکل اساسی در طراحی به حساب نمی‌آید. برای تعادل باید تمامی چرخ‌ها با زمین تماس داشته باشند. در ربات‌های سه چرخ این تضمین همواره وجود دارد که ربات در حال تعادل است. اثبات این قضیه بر این اساس است که از هر صفحه همواره سه نقطه می‌گذرد و در این موارد این سه نقطه محل تماس چرخ‌ها با زمین است. ربات‌های دو چرخ نیز ممکن است تحت شرایطی به تعادل برسند. اما وقتی تعداد چرخ‌ها از سه فراتر می‌رود ربات نیاز به یک سیستم تعلیق دارد که تضمین دهد چرخ‌های ربات همواره با زمین تماس داشته باشند.

۳-۲-۱ انواع چرخ ربات

چرخ‌های ربات را می‌توان به چهار دسته اصلی تقسیم نمود:

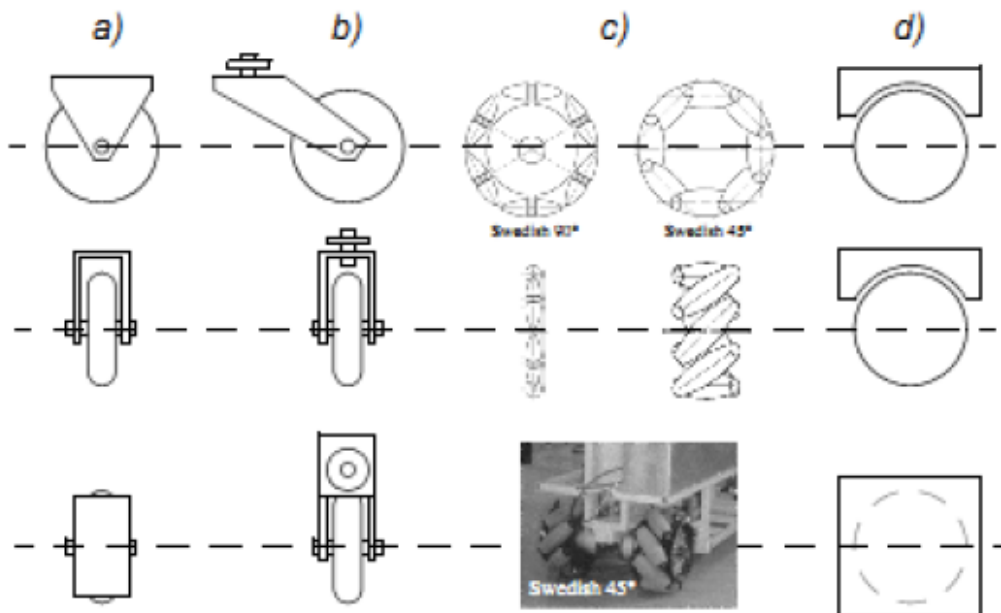
(a) چرخ‌های استاندارد: با یک درجه آزادی، چرخش حول محور موتور

(b) چرخ‌های کاستور: با دو درجه آزادی، چرخش حول دو پین

(c) چرخ‌های سوئدی: با سه درجه آزادی، چرخش حول محور موتور و چرخش حول غلتک‌ها و چرخش حول نقطه تماس

(d) چرخ‌های توپی یا کروی: با سه درجه آزادی

بر اساس تعداد و هندسه به کارگیری چرخ‌ها به مکانیزم‌های متفاوتی می‌توان دست یافت. در جدول ۲-۱ متداول‌ترین نوع قرارگیری چرخ‌ها و تعداد آن‌ها آورده شده است. برای اختصار، چرخ‌هایی که دارای موتور می‌باشند، چرخ فعال و به چرخ‌هایی که فرمان را در دست دارد، چرخ فرمان و به چرخ‌هایی که فقط نقش هرزگرد را دارند چرخ غیرفعال گفته می‌شود.



شکل ۲-۲: انواع چرخ‌ها

جدول ۱-۲: انواع ربات‌های متحرک چرخ دار

تعداد چرخ	نمایی از سیستم	توضیح	مثال	عکس
۲		یک چرخ فرمان و یک چرخ فعال	موتورسیکلت، دوچرخه	
		دو چرخ فعال با رانش تفاضلی و مرکز جرم در وسط	ربات‌های جاسوسی دانشگاه مینسوتا	
۳		دو چرخ فعال با رانش تفاضلی و یک چرخ غیرفعال	اکثر ربات‌های تحقیقاتی (ربات استفاده شده در این پایان نامه)	
		دو چرخ متصل به هم با یک محرک و یک چرخ غیرفعال	برخی از ربات‌های تحقیقاتی و موتورهای سه چرخ	
		یک چرخ فرمان و فعال در جلو و دو چرخ غیرفعال در عقب	و موتورهای سه چرخ و کامیونت‌ها	
		سه چرخ سوئدی فعال و قابلیت حرکت در همه جهت	ربات‌های فوتبالیست و ربات‌های تحقیقاتی	
		سه چرخ فرماندار با موتور، جهت همه چرخ‌ها با یک موتور	ربات MRV2 و برخی از ربات‌های تحقیقاتی	
۴		دو چرخ متصل به هم فعال و دو چرخ فرمان	خودروهای سواری دیفرانسیل عقب	
		دو چرخ غیرفعال و دو چرخ فرمان فعال	خودروهای سواری دیفرانسیل جلو	

	بسیاری از ربات‌های آزمایشگاهی بزرگ‌تر و صنعتی	دو چرخ فعال با رانش تفاضلی و دو چرخ غیرفعال		
	ربات‌های تحقیقاتی KHEPRA	دو چرخ فعال با رانش تفاضلی و دو چرخ غیرفعال در عقب و جلو		
	ربات‌های تحقیقاتی YOUBOT	چهارچرخ سوئدی فعال با زاویه غلتک ۴۵ درجه و قابلیت حرکت همه جهته		
	ربات‌های فوتبالیست سایز متوسط	چهارچرخ سوئدی فعال با زاویه غلتک ۹۰ درجه و قابلیت حرکت همه جهته		
	ربات امدادگر CEDRA (مکانیزم میگو)	ربات با ۶ چرخ فعال و ۲ چرخ فرمان		۶

انواع مکانیزم های ربات‌های چرخ دار به جدول ۲-۱ کراندار نمی‌باشد و این جدول برای آشنایی بیشتر با ربات‌های متحرک می‌باشد.

همچنین مکانیزم های حرکتی مانند زنجیر و چرخ زنجیر، تسمه و پولی که در تانک‌ها و ربات‌های امدادگر به فراوانی دیده می‌شود از مکانیزم های حرکتی مشابه به چرخ‌ها می‌باشند که در شکل ۲-۳ مشاهده می‌گردد. این نوع مکانیزم حرکتی در مقایسه با چرخ از اطمینان و تعادل بیشتری برخوردار بوده و در شرایط ناهموار عملکرد بهتری دارد ولی بازدهی کمتری دارد. همچنین برخی مکانیزم های خاص برای مصارف خاص که در شکل ۲-۴ نشان داده شده است.



شکل ۲-۳: مکانیزم تسمه و پولی



شکل ۲-۴: مکانیزم حرکتی با سه چرخ دوار

فصل سوم

مدل سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات

در این بخش سیستم ربات متحرک چرخ دار غیرهولونومیک با محرکه‌های جریان مستقیم را مدل‌سازی نموده تا معادلات دینامیکی و سینماتیکی حاکم بر سیستم محاسبه شوند. یک ربات شامل دو بخش مدل‌سازی دینامیک و مدل‌سازی سینماتیک می‌باشد.

سینماتیک علم حرکت و از اساسی‌ترین مطالعات در مورد چگونگی رفتار سیستم‌های مکانیکی می‌باشد. این علم حرکت را بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجادکننده آن مطالعه می‌کند. هر ربات متحرک را می‌توان به صورت مجموعه‌ای از اجسام صلب در نظر گرفت که به وسیله مفصل‌ها به یکدیگر اتصال یافته‌اند. سینماتیک ربات متحرک همه ویژگی‌های هندسی ربات را در بر می‌گیرد. هنگام به دست آوردن معادلات سینماتیکی یک ربات، هر رابط تنها به صورت جسمی صلب، رابطه بین دو محور مفصلی را در بازوی مکانیکی ماهر توصیف می‌کند و عواملی چون استحکام رابط‌ها، جنس رابط‌ها و مکان مفاصل در این بخش در نظر گرفته نمی‌شود.

در ربات‌های متحرک به دو دلیل، نیاز به درک رفتار مکانیکی ربات وجود دارد: اول، طراحی ربات متحرک اختصاصی مورد نیاز در کارهای خاص و دوم طراحی کنترل‌کننده مناسب جهت کنترل حرکت ربات می‌باشد. قطعاً ربات متحرک اولین سیستم مکانیکی پیچیده‌ای نیست که نیاز به این‌گونه تحلیل‌ها دارد. بازوهای رباتیک بیش تر از ۳۰ سال است که مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. از برخی جهات بازوهای رباتیک از ربات‌های متحرک پیچیده‌تر می‌باشند. برای مثال یک ربات صنعتی رایج دارای ۶ مفصل می‌باشد، درحالی‌که ربات‌های متحرک اولیه دارای حرکت ساده تفاضلی می‌باشد. در سال‌های اخیر، جامعه ربات‌ها، درک کاملی از سینماتیک و حتی دینامیک بازوهای رباتیک به دست آورده است [۶۶-۶۸]. بسیاری از سؤال‌هایی که در مورد سینماتیک بازوهای رباتیک مطرح است، در مورد ربات‌های سیار نیز مطرح می‌گردد. برای مثال فضای کاری یک ربات بسیار مهم می‌باشد، زیرا می‌تواند فضای دسترسی و مکان‌های قابل دسترس مجری نهایی را مشخص نماید.

فضای کار ربات متحرک نیز به همین اندازه مهم می‌باشد، زیرا این فضا حالت‌های ممکن که ربات می‌تواند در محیط خود به آن‌ها دسترسی داشته باشد را مشخص می‌نماید. توانایی کنترل کردن بازوی رباتیک روشی را که به وسیله آن موتورها می‌توانند به منظور حرکت دادن از یک ناحیه به ناحیه دیگر در فضای کاری مورد استفاده قرار گیرد را مشخص می‌کند. به طور مشابه توانایی کنترل ربات متحرک، مسیرهای ممکن در فضای کاری را به سبب محدودیت‌های جرم و نیرو مشخص می‌کند. همچنین ربات متحرک به وسیله دینامیک نیز کراندار می‌شود. برای مثال مرکز ثقل بالا، شعاع چرخش عملی یک ربات سریع خودرو مانند را به علت خطر غلتیدن کراندار می‌کند. ولی تفاوت عمده بین یک ربات متحرک و بازوی رباتیک، چالش بزرگی را در تخمین موقعیت به وجود می‌آورد.

یک بازوی رباتیک دارای پایه ثابت در محیط می‌باشد. اندازه‌گیری محل مجری در بازو به سادگی یک مسئله در یک سینماتیک ربات و اندازه‌گیری محل مفاصل می‌باشد. بنابراین، محل قرارگیری مجری نهایی بازوی رباتیک به وسیله حسگرهای متصل به هر مفصل قابل محاسبه می‌باشد. اما یک ربات متحرک یک سیستم خودکار می‌باشد که می‌تواند در پاسخ به محیط اطراف خود حرکت نماید. بنابراین، راه مستقیمی برای اندازه‌گیری موقعیت ربات متحرک به صورت لحظه‌ای وجود ندارد. بسیار واضح است که اندازه‌گیری دقیق موقعیت ربات متحرک یک وظیفه بسیار مشکل می‌باشد.

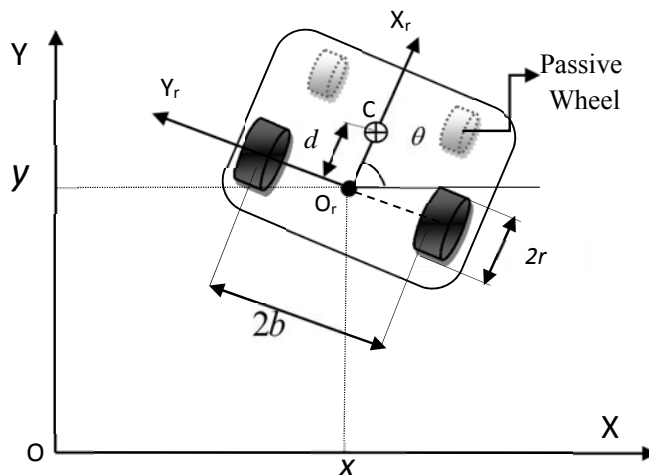
فرایند درک حرکت یک ربات با فرایند شرح دادن هر چرخ در حرکت شروع می‌شود. هر چرخ در توانایی کل ربات برای حرکت کردن دارای نقش می‌باشد. با استدلال مشابه هر چرخ محدودیت‌هایی را برای حرکت ربات تحمیل می‌کند. برای مثال جلوگیری کردن از سر خوردن جانبی که در خودرو به صورت واضح دیده می‌شود.

۲-۳ سینماتیک و محدودیت‌های ربات متحرک

برای بدست آوردن معادلات سینماتیکی بازوهای رباتیک روش جامع و بسیار قدرتمندی وجود دارد که با استفاده از قوانین دناویت-هارتنبگ مختصات مجری نهایی ربات به صورت دقیق قابل محاسبه

می‌باشد. ولی در مورد ربات‌های متحرک به این صورت نیست و روش یکپارچه‌ای وجود ندارد. ایجاد یک مدل برای تمام حرکت‌های ربات متحرک یک فرایند پائین به بالا می‌باشد. یعنی هر چرخ ربات در حرکت ربات سهم موثری دارد و در همان زمان محدودیت‌هایی را برای حرکت ربات ایجاد می‌نماید. چرخ‌ها با توجه به هندسه پایه ربات به یکدیگر بسته شده‌اند و کرانداریت‌ها برای شکل دادن حرکت کل شاسی جمع می‌شود. اما نیروها و محدودیت‌های هر چرخ باید با توجه به مختصات مرجع واضح و منطقی، شرح داده شود. به دلیل خلاصه‌گویی و پرداختن به مسائل اصلی پایان‌نامه، از شرح بیشتر این مطالب پرهیز نموده و در صورت ابهام و علاقه بیشتر به خواننده توصیه می‌شود که به کتاب ربات‌های متحرک خودمختار از پروفسور نوربخش [۱] مراجعه نمایند.

در تمام این تحلیل‌ها ما ربات را به عنوان جسم صلب روی چرخ‌ها در نظر می‌گیریم. اگرچه به واسطه شاسی ربات، ما فقط به جسم سخت ربات اشاره کردیم و از مفاصل و درجات آزادی ربات و چرخ‌ها چشم‌پوشی می‌شود. برای مشخص کردن موقعیت ربات بر روی یک صفحه باید ارتباط بین مختصات عمومی و مختصات محلی ربات فهمیده شود (شکل ۳-۱). بردار $\mathbf{q} = [x \quad y \quad \theta]^T$ نشان‌دهنده موقعیت دستگاه مختصات متصل به ربات در دستگاه مختصات مبنا XOY می‌باشد.



شکل ۳-۱: شماتیکی از قرارگیری ربات در دستگاه مختصات مبنا

۳-۲-۱ مدل سینماتیک مستقیم

مدل سازی هر ربات متحرک کاملاً وابسته به چرخ‌ها می‌باشد، در نتیجه روش جامعی وجود ندارد. هدف اصلی این پایان نامه کنترل ربات تفاضلی می‌باشد. این ربات دارای دو چرخ فعال و دو چرخ غیرفعال یا هرزگرد می‌باشد. مدل سینماتیکی مستقیم ربات را در چارچوب اصلی به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$\dot{\mathbf{q}} = f(r_w, l, \theta, \dot{\varphi}_r, \dot{\varphi}_l) \quad (1-3)$$

که φ_r و φ_l به ترتیب موقعیت زاویه‌ای چرخ راست و چپ و $\dot{\varphi}_r$ و $\dot{\varphi}_l$ به ترتیب سرعت زاویه‌ای چرخ راست و چپ و r_w شعاع چرخ‌ها و l فاصله بین دو چرخ می‌باشد. در نتیجه مدل سینماتیک ربات در نهایت به شکل ظاهر می‌شود.

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}(\mathbf{q})\dot{\boldsymbol{\varphi}} \quad (2-3)$$

که بردار $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_r \quad \varphi_l]^T$ و $\mathbf{J}(\mathbf{q})$ ماتریس سینماتیک ربات، به صورت زیر می‌باشد.

$$\mathbf{J}(\mathbf{q}) = \mathbf{R}(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} \frac{r_w}{2} & \frac{r_w}{2} \\ 0 & 0 \\ \frac{r_w}{2l} & -\frac{r_w}{2l} \end{bmatrix} = \frac{r_w}{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\theta \\ \sin\theta & \sin\theta \\ 1/l & -1/l \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

که $\mathbf{R}(\theta)$ ماتریس چرخشی تعامدی می‌باشد. یعنی دستگاه متصل به ربات به اندازه θ دوران یافته است. همان طور که در بخش ۲ نشان داده شد، چهار نوع اصلی چرخ با تنوع بسیار برای سینماتیکی‌های گوناگون وجود دارند. محدودیت‌های انواع مختلف چرخ‌ها در [۱] ارائه شده است. در این فرض می‌شود که سطح چرخ‌ها همیشه عمودی باقی می‌مانند و فقط یک نقطه تماس بین چرخ و زمین وجود دارد. به علاوه، فرض می‌شود که هیچ لغزشی در نقطه تماس وجود ندارد. یعنی در اینجا چرخ در نقطه تماس

با زمین فقط حرکت چرخشی خالص دارد و چرخش حول محور عمودی نقطه تماس صورت می‌گیرد. برای آشنایی با سینماتیک شامل سر خوردن به [۶۵] مراجعه نمایید.

در ربات تفاضلی از دو چرخ استاندارد استفاده شده است. این نوع چرخ هیچ محور عمودی برای فرمان دادن به منظور چرخاندن غلتک ندارد: زاویه چرخ نسبت به بدنه ربات ثابت است و حرکت آن کراندار به سمت عقب و جلو در نقطه تماس چرخ با زمین می‌باشد. شکل ۲-۳ یک چرخ استاندارد را نشان می‌دهد که موقعیت آن در چهارچوب موقعیت محلی ربات نشان داده شده است. محدودیت های چرخش برای این چرخ باعث می‌شود که همه حرکت‌های چرخ توسط مقدار متناسبی از چرخش چرخ انجام شود که حاصل چرخش خالص چرخ نسبت به نقطه تماس با زمین به وجود می‌آید.

$$[\sin(\alpha+\beta) \quad -\cos(\alpha+\beta) \quad -l \cos(\beta)] \mathbf{R}(\theta) \dot{\mathbf{q}} - r \dot{\phi} = 0 \quad (۴-۳)$$

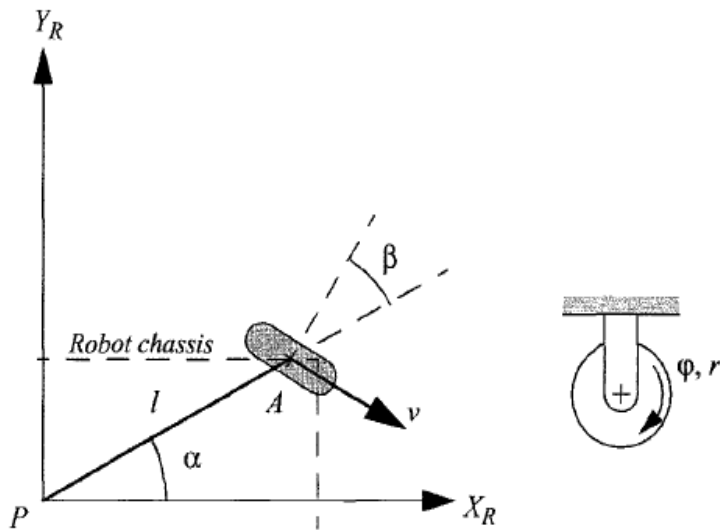
مختصات قطبی چرخ توسط زاویه α و فاصله l نمایش داده می‌شود. زاویه بین چرخ و محور بدنه ربات برابر با β ، زاویه‌ای که ثابت است و قابل فرمان نمی‌باشد. چرخ دارای شعاع r_w می‌باشد که می‌تواند در طول زمان بچرخد. بنابراین، موقعیت زاویه‌ای چرخ در محور افقی را می‌توان با تابع $\phi(t)$ بیان نمود. توجه داشته باشید که $\mathbf{R}(\theta) \dot{\mathbf{q}}$ برای انتقال پارامترها به مختصات مبنی از مختصات محلی می‌باشد.

به دلیل نحوه قرارگیری چرخ‌ها، ربات قادر به حرکت در راستای محور عرضی ربات y نمی‌باشد که بیان‌کننده قید غیرهولونومیک ربات می‌باشد. قید غیرهولونومیک ربات با فرض غلتشی بودن کامل حرکت چرخ‌ها مستقل از زمان دارای رابطه زیر می‌باشد.

$$\mathbf{A}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}} = 0 \quad (۵-۳)$$

که

$$\mathbf{A}(\mathbf{q}) = [-\sin \theta \quad \cos \theta \quad 0] \quad (۶-۳)$$



شکل ۳-۲: چرخ استاندارد

بردار سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای ربات به شکل $\mathbf{v} = [v \ \omega]^T$ در نظر گرفته می‌شود. مدل سینماتیکی ربات رابطه‌ی بین سرعت خطی ربات v و سرعت زاویه‌ای ربات ω با بردار سرعت ربات $\dot{\mathbf{q}}$ را به صورت زیر بیان می‌نماید.

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{T}_v \mathbf{v} \quad (۷-۳)$$

که

$$\mathbf{T}_v = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (۸-۳)$$

و بردار \mathbf{v} با سرعت زاویه‌ای چرخ‌ها $\dot{\phi}$ به صورت زیر رابطه دارد.

$$\mathbf{v} = \mathbf{T}_\phi \dot{\phi} \quad (۹-۳)$$

که

$$\mathbf{T}_\phi = \frac{r_w}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{b} & -\frac{1}{b} \end{bmatrix} \quad (۱۰-۳)$$

۳-۳ معادلات دینامیکی ربات

معادلات دینامیک ربات با محاسبه انرژی جنبشی و پتانسیل ربات قابل محاسبه می‌باشد. پس از محاسبه مقادیر انرژی‌ها، تابع لاگرانژ سیستم که عبارت است از تفاضل انرژی جنبشی و پتانسیل، محاسبه می‌گردد. سپس از تابع لاگرانژ نسبت به متغیرهای سیستم مشتق گرفته می‌شود. مراحل مربوط به استخراج روابط انرژی‌ها توضیح داده می‌شود.

۳-۳-۱ انرژی پتانسیل

انرژی پتانسیل در یک ربات متحرک فقط می‌تواند انرژی ناشی از وجود شیب در صفحه کاری ربات باشد. بر خلاف بازوهای رباتیک، انرژی پتانسیل در این نوع از ربات‌های سیار نقش مهمی ندارد و می‌توان ادعا کرد بیشتر مقالات به دلیل کار در صفحه بدون شیب این انرژی را برابر با صفر گذاشته‌اند و یا در غیر این صورت به صورت اغتشاش مدل نموده‌اند. در این پایان نامه نیز ربات را بر روی صفحه افقی مدل نموده پس انرژی پتانسیل برابر با صفر می‌باشد.

۳-۳-۲ انرژی جنبشی

انرژی جنبشی یک ربات متحرک، انرژی‌های ناشی از وجود سرعت در سیستم ربات می‌باشد. پس انرژی جنبشی ربات مجموع انرژی جنبشی هر بخش از ربات است که دارای سرعت می‌باشد. یک ربات دارای سرعت خطی و سرعت چرخش ربات می‌باشد. پس انرژی جنبشی یک ربات متحرک برابر است با

$$K = \frac{1}{2} m_r v^2 + \frac{1}{2} I_r \omega^2 \quad (۳-۱۱)$$

که m_r برابر با جرم ربات و I_r برابر با ممان اینرسی ربات حول مرکز دوران ربات می‌باشد. همان طور که مشاهده شد، ربات‌های سیار مانند بازوهای رباتیک درگیر مسائلی چون محاسبه ممان اینرسی هر رابط نمی‌باشد و محاسبه انرژی در ربات‌های متحرک بسیار ساده‌تر از بازوهای رباتیک می‌باشد.

پس از محاسبه انرژی‌های سیستم باید تابع لاگرانژ محاسبه شود. پس با توجه به اینکه انرژی پتانسیل ربات متحرک برابر با صفر می‌باشد می‌توان گفت که لاگرانژ این سیستم برابر با انرژی جنبشی است.

$$L = K \quad (۱۲-۳)$$

مدل دینامیکی ربات متحرک به کمک رابطه لاگرانژ-اویلر قابل محاسبه می‌باشد. با نظر گرفتن گشتاور اعمالی توسط چرخ‌ها به عنوان ورودی سیستم دینامیکی ربات با توجه به روابط لاگرانژ-اویلر خواهیم داشت:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = \tau \quad (۱۳-۳)$$

درحالی‌که گشتاور چرخ چپ τ_l و گشتاور چرخ راست τ_r ، $\tau = [\tau_r \quad \tau_l]^T$ می‌باشد. با حل معادله لاگرانژ-اویلر بهترین مدلی که بیشتر مقالات با این مدل ربات متحرک را توصیف نموده‌اند به صورت زیر پیشنهاد می‌گردد [۴۲].

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) + \boldsymbol{\tau}_d + \mathbf{A}^T(\mathbf{q})\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{B}(\mathbf{q})\boldsymbol{\tau} \quad (۱۴-۳)$$

که $\mathbf{M}(\mathbf{q}) \in R^{3 \times 3}$ ماتریس اینرسی ربات، $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} \in R^3$ بردار نیروهای ناشی از شتاب کریولیس و نیروهای گریز از مرکز، $\mathbf{G}(\mathbf{q}) \in R^3$ ماتریس نیروهای ناشی از جاذبه گرانشی زمین، $\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) \in R^3$ بردار نیروهای ناشی از اصطکاک‌های ویسکوز و کولومب، $\mathbf{A}(\mathbf{q})\boldsymbol{\lambda} \in R^3$ بردار نیروهای ناشی از قیدهای سینماتیکی ربات، $\mathbf{B}(\mathbf{q}) \in R^{3 \times 2}$ ماتریس تبدیل و $\boldsymbol{\tau}_d \in R^3$ بردار گشتاورهای ناشی از اغتشاش خارجی

می‌باشد. بررسی رفتار دینامیکی و سینماتیکی ربات با استفاده از روابط استخراج‌شده در این فصل امکان‌پذیر می‌باشد.

خاصیت اول: ماتریس $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ متقارن و مثبت معین می‌باشد

خاصیت دوم: ماتریس $\dot{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) - \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ پاد متقارن است.

۴-۳ دینامیک محرکه‌ها

گشتاور لازم برای حرکت مفاصل ربات، توسط محرکه‌ها فراهم می‌شود. بنابراین، موتورهای یک بخش اصلی از دینامیک سیستم رباتیک را تشکیل می‌دهند. ولتاژ موتورهای تنها ورودی‌های سیستم می‌باشند، جهت کنترل ربات، باید ولتاژ مناسب به هر موتور اعمال گردد. در نتیجه جهت طراحی کنترل‌کننده مطلوب، مدل‌سازی موتورهای در سیستم رباتیک بسیار حائز اهمیت می‌باشد. گشتاور مورد نیاز هر چرخ از رابطه زیر فراهم می‌گردد [۶۹].

$$\mathbf{J}_m \ddot{\boldsymbol{\phi}}_m + \mathbf{B}_m \dot{\boldsymbol{\phi}}_m + \mathbf{n}_G \boldsymbol{\tau}_r = \boldsymbol{\tau}_m \quad (۱۵-۳)$$

که در این رابطه، $\boldsymbol{\tau}_m$ بردار گشتاور تولیدی موتورهای برای هر چرخ، $\boldsymbol{\tau}_r$ بردار گشتاور بار موتورهای، \mathbf{n}_G ماتریس ضریب کاهشی چرخ‌دنده‌ها، $\boldsymbol{\phi}_m$ بردار زاویه‌ای موتورهای، \mathbf{J}_m ماتریس ممان اینرسی موتورهای و \mathbf{B}_m ماتریس ضریب اصطکاک موتورهای می‌باشد. \mathbf{n}_G ، \mathbf{J}_m و \mathbf{B}_m ماتریس‌های قطری $n \times n$ هستند که n تعداد موتورهای ربات می‌باشد. از طرفی با توجه سیستم کاهنده موجود در ربات توسط چرخ‌دنده‌ها داریم:

$$\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{n}_G \boldsymbol{\phi}_m \quad (۱۶-۳)$$

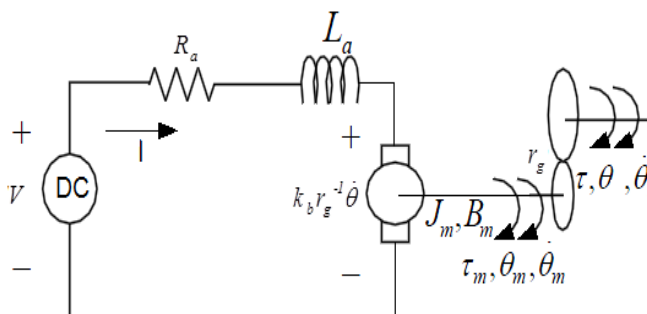
ضریب چرخ‌دنده در این پایان‌نامه با \mathbf{n}_G نمایش داده شده است. اکنون به مدل‌سازی الکتریکی موتور جریان مستقیم می‌پردازیم تا در مدل‌سازی ربات بتوان ولتاژ موتورها را به عنوان ورودی در نظر گرفت. مدل الکتریکی موتور که در شکل ۳-۳ نمایش داده شده است را به صورت زیر در نظر می‌گیریم [۶].

$$\mathbf{R}_a \mathbf{I} + L_a \dot{\mathbf{I}} + \mathbf{k}_b \mathbf{n}_G^{-1} \dot{\boldsymbol{\phi}} + \boldsymbol{\zeta} = \mathbf{U} \quad (۱۷-۳)$$

\mathbf{R}_a ماتریس $n \times n$ قطری شامل مقاومت آرمیچرها، L_a ماتریس $n \times n$ ضریب القایی موتورها، \mathbf{k}_b ماتریس $n \times n$ ضریب ضدحرکه، \mathbf{I} بردار جریان موتورها، $\boldsymbol{\phi}$ بردار موقعیت زاویه‌ای چرخ‌ها، $\boldsymbol{\zeta}$ بردار اغتشاش خارجی و \mathbf{U} بردار ولتاژ موتورها می‌باشد.

گشتاور اعمالی به موتورهای مغناطیس دائم جریان مستقیم با جریان آنها توسط ماتریس \mathbf{k}_m رابطه مستقیم دارند. با فرض انتقال کامل گشتاور از موتورها به چرخ‌های ربات داریم:

$$\boldsymbol{\tau}_m = \mathbf{k}_m \mathbf{I} \quad (۱۸-۳)$$



شکل ۳-۳: مدار معادل موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم

در بازوهای رباتیک به سادگی با جایگذاری مدل دینامیکی ربات در مدل موتور، معادلات فضای حالت سیستم قابل محاسبه می‌باشد [۶۱-۶۵]. غیر مربع بودن ماتریس‌ها یک مسئله در مدل دینامیکی ربات متحرک می‌باشد. برای برطرف کردن این موضوع دو راه‌کار در این پایان‌نامه ارائه شده است. اول،

استفاده از معکوس مجازی که راهکار راحت تر و دقیق تری است ولی در شبیه سازی احتیاج به محاسبات بیشتری دارد و دوم، تبدیل مدل دینامیکی ربات به فرم مربع که محاسبات ربات را ساده تر می سازد. در ادامه این دو مدل را شرح می دهیم.

۵-۳ مدل ربات متحرک تفاضلی با استفاده از معکوس مجازی

با استفاده از رابطه (۲-۳) می توان نوشت:

$$\dot{\phi} = \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger \dot{\mathbf{q}} \quad (۱۹-۳)$$

که $\mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger$ معکوس مجازی ماتریس $\mathbf{J}(\mathbf{q})$ می باشد، معکوس مجازی به صورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger &= [\mathbf{J}(\mathbf{q})^T \mathbf{J}(\mathbf{q})]^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{q})^T \\ &= \frac{1}{r_w} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & b \\ \cos\theta & \sin\theta & -b \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۲۰-۳)$$

با مشتق گرفتن از رابطه (۱۷-۳) نسبت به زمان داریم:

$$\ddot{\phi} = \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})^\dagger \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger \ddot{\mathbf{q}} \quad (۲۱-۳)$$

با استفاده از (۱۸-۳) $\dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})^\dagger$ برابر است با

$$\dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})^\dagger = \frac{\dot{\theta}}{r_w} \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \end{bmatrix} \quad (۲۲-۳)$$

اکنون با جایگذاری رابطه (۱۹-۳) و (۱۷-۳) در معادله دینامیکی موتور (۱۵-۳) داریم:

$$\mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger \ddot{\mathbf{q}} + [\mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{q})^\dagger + \mathbf{B}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger] \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{n}_g \boldsymbol{\tau}_R = \boldsymbol{\tau}_m \quad (۲۳-۳)$$

به طور مشابه رابطه (۱۷-۳) نیز به صورت زیر در می آید:

$$\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}} + \mathbf{R}_a \mathbf{I} + \mathbf{K}_b \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger \dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\zeta} = \mathbf{U} \quad (۲۴-۳)$$

مدل فضای حالت ریبات با استفاده از معکوس مجازی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{f}_s(\mathbf{z}) + \mathbf{b}U \quad (۲۵-۳)$$

که

$$\mathbf{f}_s(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{s1} \\ \mathbf{f}_{s2} \\ \mathbf{f}_{s3} \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{6 \times 2} \\ \mathbf{L}_a^{-1} \end{bmatrix}, \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \dot{\mathbf{q}} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

و

$$\mathbf{f}_{s1} = \mathbf{z}_2$$

$$\mathbf{f}_{s2} = \begin{pmatrix} \mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{z}_1)^\dagger \\ + \mathbf{n}_g \mathbf{B}^\dagger \mathbf{M}(\mathbf{z}_1) \end{pmatrix}^\dagger \begin{pmatrix} \mathbf{K}_m \mathbf{z}_3 - (\mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \dot{\mathbf{J}}(\mathbf{z}_1)^\dagger + \mathbf{B}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{z}_1)^\dagger + \mathbf{n}_g \mathbf{B}^\dagger \mathbf{C}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2)) \mathbf{z}_2 \\ - \mathbf{n}_g \mathbf{B}^\dagger (\mathbf{F}(\mathbf{z}_2) + \mathbf{G}(\mathbf{z}_1) + \boldsymbol{\tau}_d + \mathbf{A}^T(\mathbf{z}_1) \lambda) \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{f}_{s3} = -\mathbf{L}_a^{-1} (\mathbf{K}_b \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{z}_1)^\dagger \mathbf{z}_2 + \mathbf{R}_a \mathbf{z}_3 + \boldsymbol{\zeta})$$

که

$$\mathbf{M}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m_r & 0 & -m_r d \sin \theta \\ 0 & m_r & m_r d \sin \theta \\ -m_r d \sin \theta & m_r d \sin \theta & I_r \end{bmatrix}, \mathbf{B}(\mathbf{q})^T = \frac{1}{r_w} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & -l \\ \cos \theta & \sin \theta & l \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -m_r d \dot{\theta} \cos \theta \\ 0 & 0 & m_r d \dot{\theta} \cos \theta \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \mathbf{0}, \mathbf{A}(\mathbf{q}) = [-\sin \theta \quad \cos \theta \quad 0]$$

$$\lambda = -m_r (\dot{x} \cos \theta + \dot{y} \sin \theta) \dot{\theta}$$

معادلات فضای حالت در (۲۵-۳) غیرخطی با تزویج شدید و چند متغیره است.

۶-۳ مدل ریبات متحرک تفاضلی با استفاده از تبدیل مدل دینامیکی

مدل دینامیکی ربات متحرک (۱۴-۳) با تبدیل بردار سرعت $\dot{\mathbf{q}}$ به بردار سرعت‌های داخلی

$\mathbf{v} = [\nu \quad \omega]^T$ بسیار ساده‌تر می‌شود. به این منظور معادله (۷-۳) را در معادله (۱۴-۳) جایگذاری

نموده و دو طرف معادله را در \mathbf{T}_v^T (۸-۳) ضرب می‌نماییم:

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{v}} + \bar{\mathbf{C}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\mathbf{v} + \bar{\mathbf{F}}(\dot{\mathbf{q}}) + \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) + \bar{\boldsymbol{\tau}}_d = \bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q})\boldsymbol{\tau} \quad (۲۶-۳)$$

که

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) = \mathbf{T}_v^T \mathbf{M}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_v \in R^{2 \times 2} \quad \bar{\mathbf{C}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{T}_v^T (\mathbf{M}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{T}}_v + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \mathbf{T}_v) \in R^{2 \times 2},$$

$$\bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) = \mathbf{T}_v^T \mathbf{G}(\mathbf{q}) \in R^{2 \times 1}, \quad \bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q}) = \mathbf{T}_v^T \mathbf{B}(\mathbf{q}) \in R^{2 \times 2}, \quad \mathbf{T}_v^T \mathbf{A}^T(\mathbf{q}) = 0,$$

$$\bar{\mathbf{F}}(\dot{\mathbf{q}}) = \mathbf{T}_v^T \mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) \in R^{2 \times 1}, \quad \bar{\boldsymbol{\tau}}_d = \mathbf{T}_v^T \boldsymbol{\tau}_d \in R^{2 \times 1}$$

مشاهده می‌شود که دیگر با ماتریس غیر مربع $\mathbf{B}(\mathbf{q}) \in R^{3 \times 2}$ دیگر مواجه نیستیم و معادله دینامیکی

ربات (۱۴-۳) به صورت (۲۶-۳) ساده گردید. از معادله (۹-۳) و (۱۰-۳) داریم

$$\dot{\boldsymbol{\phi}} = \mathbf{T}_\phi^{-1} \mathbf{v} \quad (۲۷-۳)$$

و همچنین مشتق رابطه فوق نیز برابر است با

$$\ddot{\boldsymbol{\phi}} = \mathbf{T}_\phi^{-1} \dot{\mathbf{v}} \quad (۲۸-۳)$$

با جایگذاری روابط (۲۷-۳) و (۲۸-۳) در معادله دینامیکی موتور (۱۵-۳) داریم:

$$\mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\phi \dot{\mathbf{v}} + \mathbf{B}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\phi \mathbf{v} + \mathbf{n}_g \boldsymbol{\tau}_R = \boldsymbol{\tau}_m \quad (۲۹-۳)$$

و با جایگذاری رابطه (۲۷-۳) در معادله الکتریکی موتور (۱۷-۳) نیز می‌توان نوشت:

$$\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}} + \mathbf{R}_a \mathbf{I} + \mathbf{K}_b \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\phi \mathbf{v} + \boldsymbol{\zeta} = \mathbf{U} \quad (۳۰-۳)$$

اکنون با استفاده از روابط (۲۹-۳)، (۳۰-۳) و (۲۶-۳) معادله فضای حالت سیستم به صورت زیر می‌توان

نوشت:

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{f}_s(\mathbf{z}) + \mathbf{b}U \quad (31-3)$$

که

$$\mathbf{f}_s(\mathbf{z}) = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{s1} \\ \mathbf{f}_{s2} \\ \mathbf{f}_{s3} \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{5 \times 2} \\ \mathbf{L}_a^{-1} \end{bmatrix}, \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \mathbf{q} \\ \mathbf{v} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

9

$$\mathbf{f}_{s1} = \mathbf{T}_v \mathbf{z}_2$$

$$\mathbf{f}_{s2} = \left(\mathbf{J}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\varphi + \mathbf{n}_g \bar{\mathbf{B}}^{-1} \bar{\mathbf{M}}(\mathbf{z}_1) \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{K}_m \mathbf{z}_3 - \left(\mathbf{B}_m \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\varphi + \mathbf{n}_g \bar{\mathbf{B}}^{-1} \bar{\mathbf{C}}(\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2) \right) \mathbf{z}_2 \\ -\mathbf{n}_g \bar{\mathbf{B}}^{-1} \left(\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{z}_2) + \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{z}_1) + \bar{\boldsymbol{\tau}}_d \right) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}_{s3} = -\mathbf{L}_a^{-1} \left(\mathbf{K}_b \mathbf{n}_g^{-1} \mathbf{T}_\varphi \mathbf{z}_2 + \mathbf{R}_a \mathbf{z}_3 + \boldsymbol{\zeta} \right)$$

که

$$\bar{\mathbf{C}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & m_r d \dot{\theta} \\ -m_r d \dot{\theta} & 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q}) = \frac{1}{r_w} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ l & -l \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) = \mathbf{0}$$

معادلات فضای حالت در (31-3) غیرخطی، دارای تزویج شدید و چند متغیره است. این نوع

مدل سازی از مدل سازی اول ساده تر بوده و دارای حجم محاسباتی کمتری در شبیه سازی ها می باشد.

فصل چهارم

طراحی کنترل کننده مود-لغزشی تطبیقی

مشکلات زیادی در پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های مبتنی بر مدل روی سیستم‌های حقیقی مانند ربات‌های متحرک وجود دارد. یکی از مهم‌ترین علل، عدم توانایی در مدل‌سازی دقیق سیستم‌های حقیقی است. بعلاوه، حتی اگر این توانایی وجود داشته باشد، مدل حاصل آن قدر پیچیده است که طراحی کنترل‌کننده را دشوار می‌سازد. عدم دقت در مدل‌سازی، ناشی از دو مسئله است؛ یکی عدم قطعیت در پارامترهای مدل و دیگری دینامیک‌های مدل نشده سیستم می‌باشد. روش‌های کنترلی بسیاری جهت مقابله با این عدم قطعیت‌ها در مقالات دیده می‌شوند.

کنترل مقاوم و کنترل تطبیقی دو روش مهم و مکملی هستند که برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها پیشنهاد شده‌اند. کنترل تطبیقی جهت مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری و کنترل مقاوم جهت جبران دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی مورد استفاده قرار می‌گیرند. یکی از موثرترین روش‌ها در طراحی کنترل‌کننده مقاوم، کنترل مود لغزشی است. با وجود این، فرکانس بالای سیگنال ورودی در کنترل مود-لغزشی باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده سیستم می‌شود. این پدیده که لرزش سیگنال کنترل نامیده می‌شود ضمن دشواری در پیاده‌سازی، باعث تلفات حرارتی شده و به قطعات مکانیکی آسیب می‌زند. برای غلبه بر این مشکل، اصلاحاتی در کنترل‌کننده مود-لغزشی اولیه پیشنهاد شده است. برای نمونه می‌توان کنترل تطبیقی مود-لغزشی [۸] و کنترل مود-لغزشی فازی [۱۷] را نام برد. طرح‌های قبلی کنترل ربات متحرک از جمله [۸] مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند. در این راهبرد، گشتاور مفاصل ربات به عنوان فرمان کنترل یا ورودی سیستم است. اما در عمل، فرمان گشتاور نمی‌تواند به طور مستقیم به ورودی ربات اعمال گردد و در اجرا نیازمند وجود محرکه‌ها است. این راهبرد از دینامیک موتورها در قانون کنترل و اجرای فرمان چشم‌پوشی می‌نماید. این عیب، کارآمدی ربات را برای انجام کارهای سریع و دقیق زیر سؤال می‌برد. بعلاوه، راهبرد کنترل گشتاور به خاطر دینامیک ربات، پیچیده می‌شود. هنگامی که سیستم پیچیده است و یافتن جواب بهینه با روش‌های تحلیلی میسر نمی‌باشد الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوشمند به میدان آمده و دستیابی به جواب بهینه را میسر می‌سازند.

با این که در رویکرد کنترل ولتاژ، دینامیک موتورها نیز منظور می‌گردد اما طرح کنترلی در مقایسه با رویکرد کنترل گشتاور ساده‌تر است. در راهبرد کنترل ولتاژ، ولتاژ موتورها به عنوان ورودی کنترلی سیستم رباتیک عمل می‌نماید. در حالی که در راهبرد مرسوم کنترل گشتاور، گشتاور مفاصل به عنوان ورودی کنترلی سیستم در نظر گرفته شده است. در رویکرد کنترل ولتاژ، کنترل ولتاژ موتورها به صورت مستقیم می‌باشد که باعث حذف یک حلقه کنترل جریان در کنترل گشتاور موتور می‌شود. این روش کنترلی می‌تواند مستقیماً سیگنال کنترلی را به روش مدولاسیون عرض پالس به موتور اعمال نماید.

طرح کنترل پیشنهادی از دو حلقه کنترلی به نام حلقه سینماتیک و حلقه دینامیک تشکیل می‌شود. هدف حلقه سینماتیک، محاسبه سرعت ربات است به نحوی که ربات به صورت مجانبی مسیر مطلوب را ردگیری نماید. حلقه دینامیک نیز ولتاژ موتورها را به صورتی تنظیم می‌نماید که سرعت محاسبه شده توسط حلقه سینماتیک توسط ربات اجرا گردد. در این طرح، با تطبیق حدود عدم قطعیت‌ها و به کارگیری تابع اشباع بجای تابع علامت در قانون کنترل به مقابله با پدیده لرزش سیگنال کنترل می‌پردازیم. بعلاوه، از الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات جهت یافتن مقادیر بهینه پارامترهای کنترلی استفاده می‌شود.

۲-۴ کنترل سینماتیکی ربات

کنترل سینماتیکی، یک حلقه در سیستم کنترل است و در اکثر طرح‌های کنترلی ربات چرخ دار آمده است. کنترل سینماتیکی ربات که به روش پسگام معروف است در بسیاری از مقالات مورد استفاده قرار گرفته است [۱۰، ۳۱، ۳۹، ۴۳، ۴۴]. روش پسگام از اولین روش‌های کنترل سینماتیکی پایدار می‌باشد. جهت فرموله کردن مسئله ردگیری، ابتدا مسیر مطلوب را به صورت زیر تعریف می‌نماییم.

$$\dot{\mathbf{q}}_r = \mathbf{T}_v \mathbf{v}_r \quad (1-4)$$

که $\mathbf{q}_r = [x_r(t) \ y_r(t) \ \theta_r(t)]^T$ است. بیانگر موقعیت مطلوب و $\theta_r(t)$ جهت مطلوب ربات است. بردار $\mathbf{v}_r = [v_r(t) \ \omega_r(t)]^T$ که $v_r(t)$ سرعت خطی مطلوب و $\omega_r(t)$ سرعت

زاویه‌ای مطلوب است. جهت ردگیری مسیر ربات، ابتدا بردار خطای موقعیت ربات به صورت $\tilde{\mathbf{E}}_q = [x_r - x \quad y_r - y \quad \theta_r - \theta]^T$ تعریف می‌شود. جهت محاسبه قانون کنترل پسگام بردار خطای \mathbf{E}_q که تبدیل هندسی بردار $\tilde{\mathbf{E}}_q$ به صورت زیر قابل تعریف می‌باشد که در شکل ۴-۱ قابل مشاهده می‌باشد.

$$\mathbf{E}_q = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_\theta \end{bmatrix} = \mathbf{R}(\mathbf{q}) \tilde{\mathbf{E}}_q \quad (۲-۴)$$

$$\mathbf{R}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۳-۴)$$

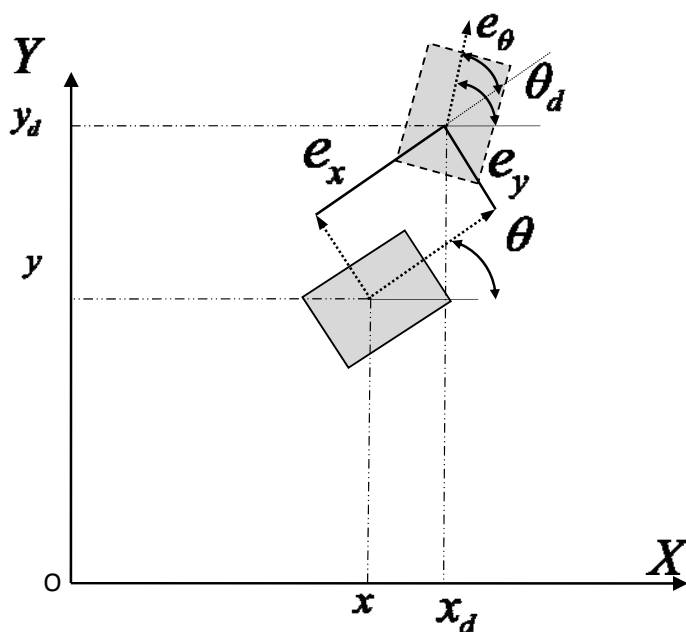
با مشتق‌گیری از بردار خطای \mathbf{E}_q داریم:

$$\dot{\mathbf{E}}_q = v \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} e_y \\ -e_x \\ -1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_r \cos e_\theta \\ v_r \cos e_\theta \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (۴-۴)$$

جهت ردگیری مسیر مطلوب توسط ربات متحرک، ضروری است تا قانونی برای کنترل سینماتیکی ربات پیشنهاد گردد تا تضمین کند که $\mathbf{q} \rightarrow \mathbf{q}_r(t)$ as $t \rightarrow \infty$. برای این منظور قانون کنترل سینماتیکی پسگام به صورت زیر پیشنهاد می‌گردد [۱۰].

$$\mathbf{v}_c(t) = \begin{bmatrix} v_c \\ \omega_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r \cos(e_\theta) + k_x e_x \\ \omega_r + k_y v_r e_y + k_\theta v_r \sin(e_\theta) \end{bmatrix} \quad (۵-۴)$$

متغیرهای e_x ، e_y و e_θ قبلاً در (۲-۴) تعریف شده و در شکل ۴-۱ نمایش داده شده است. k_x ، k_θ و k_y مقادیر مثبت هستند و ربات باید حتماً رو به جلو حرکت کند. یعنی، باید $v_r > 0$ باشد تا کنترل‌کننده پایدار باشد.



شکل ۴-۱: تعریف بردار خطا و تبدیل بردار خطا در ردگیری

۳-۴ طراحی کنترل کننده مود-لغزشی تطبیقی

حلقه کنترل دینامیکی ربات جهت اعمال سرعت محاسبه شده از حلقه کنترل سینماتیکی طراحی می‌گردد. این کنترل کننده ولتاژ موتورها را در هر لحظه به نحوی اعمال می‌نماید که همگرایی $\mathbf{v}(t) \rightarrow \mathbf{v}_c(t)$ و کاهش خطای ردگیری تضمین گردد. جهت طراحی کنترل کننده مود-لغزشی با استفاده از مدل دینامیکی ربات و وارد نمودن مدل موتور داریم.

با جایگذاری معادله موتور بجای گشتاور در معادله ربات (۳-۲۶) و رابطه (۳-۲۹) می‌توان نوشت:

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{q})\dot{\mathbf{v}} + \bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\mathbf{v} + \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) + \bar{\mathbf{F}}(\dot{\mathbf{q}}) + \bar{\boldsymbol{\tau}}_d = \bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q})\mathbf{k}_m \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{U} \quad (۴-۶)$$

که تنها تفاوت با مدل (۳-۲۶) در ماتریس $\bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ و ضریب ماتریس $\bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q})$ می‌باشد.

$$\bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \bar{\mathbf{C}}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) + \bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q})\mathbf{k}_m \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{k}_b \mathbf{n}_G \mathbf{T}_\phi^{-1} \quad (۴-۷)$$

پس می‌توان معادله ربات با در نظر گرفتن محرکه‌ها را به صورت زیر خلاصه نمود:

$$\dot{\mathbf{v}} = \mathbf{H}(\mathbf{q})\mathbf{U} + \mathbf{W}(\mathbf{q}) \quad (۸-۴)$$

که ماتریس سیستم $\mathbf{H}(\mathbf{q})$ و بردار نامعینی‌ها $\mathbf{W}(\mathbf{q})$ برابرند با

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(\mathbf{q}) &= \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})\bar{\mathbf{B}}(\mathbf{q})\mathbf{k}_m\mathbf{R}_a^{-1} \\ \mathbf{W}(\mathbf{q}) &= \bar{\mathbf{M}}^{-1}(\mathbf{q})[\bar{\mathbf{C}}_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\mathbf{v} + \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{q}) + \bar{\mathbf{F}}(\dot{\mathbf{q}}) + \bar{\boldsymbol{\tau}}_d] \end{aligned} \quad (۹-۴)$$

این کنترل‌کننده، ولتاژ موتورها را به نحوی محاسبه می‌نماید که سرعت واقعی ربات به سرعت

مطلوب در معادله (۵-۴) همگرا گردد. بردار خطای سرعت \mathbf{E}_e را به صورت زیر تعریف می‌نماییم.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_e &= \mathbf{v}_e - \mathbf{v} \\ &= [e_{e1} \quad e_{e2}]^T \end{aligned} \quad (۱۰-۴)$$

با در نظر گرفتن معادله (۸-۴) مشاهده می‌گردد که این معادله به صورت غیرخطی و از مرتبه یک

می‌باشد. پس صفحه لغزش به صورت تناسبی-انتگرالی (PI) پیشنهاد می‌شود.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \mathbf{E}_e + \beta \int_0^t \mathbf{E}_e dt' \quad (۱۱-۴)$$

که β ضریب انتگرالی است به نحوی که $\beta > 0$ می‌باشد. حال با فرض اینکه مقدار $\mathbf{S} = \mathbf{0}$ باشد آنگاه

$\mathbf{E}_e = -\beta \int_0^t \mathbf{E}_e dt'$ پس اگر $\beta > 0$ باشد معادله هورویتز بوده $\int_0^t \mathbf{E}_e dt'$ و \mathbf{E}_e هر یک به صورت

نمایی به صفر همگرا می‌گردند. یعنی $\mathbf{E}_e \rightarrow \mathbf{0}$ as $t \rightarrow \infty$. مسیر حالت در دستگاه مختصات ردگیری

باید به سوی سطح لغزش $\mathbf{S} = \mathbf{0}$ هدایت شود. یعنی $\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{0}$ برقرار گردد. پس می‌توان تابع مثبت معین

$L_1(\mathbf{S})$ را به صورت زیر پیشنهاد داد.

$$L_1(\mathbf{S}) = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S} \quad (۱۲-۴)$$

حال اگر بتوان شرط $\dot{L}_1(\mathbf{S}) \leq 0$ را تضمین نمود آنگاه $L_1(\mathbf{S}) \rightarrow 0$ و می‌توان گفت که $\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{0}$

تضمین می‌گردد. با مشتق‌گیری از (۱۲-۴)، داریم:

$$\dot{L}_1(\mathbf{S}) = \dot{\mathbf{S}}^T \mathbf{S} \quad (۱۳-۴)$$

پس باید شرط زیر را برقرار ساخت تا همگرایی $L_1(\mathbf{S}) \rightarrow 0$ برقرار گردد

$$\dot{\mathbf{S}}^T \mathbf{S} \leq -\eta \|\mathbf{S}\| \quad (14-4)$$

که η ثابت مثبت می‌باشد. پس از معادله (14-4) می‌توان نتیجه گرفت که باید

$$\dot{\mathbf{S}}^T (\mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|) \leq -\eta \quad (15-4)$$

با مشتق‌گیری از معادله (11-4) و جایگذاری در معادله (15-4) می‌توان نوشت

$$(\dot{\mathbf{E}}_c + \beta \mathbf{E}_c)^T (\mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|) \leq -\eta \quad (16-4)$$

با جایگذاری مشتق معادله (10-4) در معادله (16-4) داریم

$$[(\dot{\mathbf{v}}_c - \dot{\mathbf{v}}) + \beta \mathbf{E}_c]^T (\mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|) \leq -\eta \quad (17-4)$$

اکنون معادله (8-4) را در معادله (17-4) وارد نموده تا ورودی کنترل‌کننده، یعنی ولتاژ موتورها در معادلات ظاهر گردد.

$$[(\dot{\mathbf{v}}_c - \mathbf{H}(\mathbf{q})\mathbf{U} - \mathbf{W}(\mathbf{q})) + \beta \mathbf{E}_c]^T (\mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|) \leq -\eta \quad (18-4)$$

کراندار بودن متغیر حالت‌های سیستم در ادامه اثبات می‌گردد. فرض کنید که بردار $\mathbf{W}(\mathbf{q})$ کراندار است. یعنی

$$\|\mathbf{W}(\mathbf{q})\| < \rho \quad (19-4)$$

که در آن ρ یک ثابت مثبت می‌باشد. قانون کنترل مود-لغزشی به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$\mathbf{U} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{q}) [\dot{\mathbf{v}}_c + \beta \mathbf{E}_c + (\rho + \eta)(\mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|)] \quad (20-4)$$

با در نظر گرفتن γ به جای ضریب $\rho + \eta$ معادله (20-4) به شکل زیر در می‌آید

$$\mathbf{U} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{q}) [\dot{\mathbf{v}}_c + \beta \mathbf{E}_c + \gamma \mathbf{S} / \|\mathbf{S}\|] \quad (21-4)$$

فرض می‌نماییم که γ دارای مقدار مناسب γ^* می‌باشد. پس در این قسمت با پیشنهاد یک تابع مثبت معین مناسب جهت دستیابی به مقدار مناسب γ^* قانون تطبیق محاسبه می‌گردد. پس با تعریف $\tilde{\gamma}$ به عنوان خطای تقریب $\tilde{\gamma} = \gamma - \gamma^*$ تابع مثبت معین زیر را پیشنهاد می‌دهیم.

$$L_2(S, \tilde{\gamma}) = \frac{1}{2} S^T S + \frac{1}{2\alpha} \tilde{\gamma}^2 \quad (22-4)$$

با مشتق‌گیری زمانی از معادله (22-4) داریم

$$\dot{L}_2(S, \tilde{\gamma}) = S^T \dot{S} + \frac{1}{\alpha} \tilde{\gamma} \dot{\tilde{\gamma}} \quad (23-4)$$

از آنجا که باید $\dot{S}^T (S / \|S\|) \leq -\eta$ می‌توان پیشنهاد داد که $\dot{S}^T (S / \|S\|) = -\gamma$ که $\gamma > \eta$. با جایگذاری (20-4) در (23-4) و رابطه $\dot{S}^T (S / \|S\|) = -\gamma$ داریم

$$\dot{L}_2(S, \tilde{\gamma}) = -\gamma \|S\| + \frac{1}{\alpha} \tilde{\gamma} \dot{\tilde{\gamma}} \quad (24-4)$$

با جایگذاری $\gamma = \tilde{\gamma} + \gamma^*$ در معادله (23-4) می‌توان نوشت

$$\dot{L}_2(S, \tilde{\gamma}) = -\gamma^* \|S\| - \tilde{\gamma} \|S\| + \frac{1}{\alpha} \tilde{\gamma} \dot{\tilde{\gamma}} \quad (25-4)$$

با توجه به معادله (15-4) و مثبت بودن مقدار γ^* می‌توان گفت که $-\gamma^* \|S\| \leq 0$ می‌باشد. پس با برابر صفر قرار دادن معادله $\tilde{\gamma} \|S\| + \tilde{\gamma} \dot{\tilde{\gamma}} / \alpha = 0$ نتیجه می‌شود $\dot{\tilde{\gamma}} = -\alpha \|S\|$. در نتیجه، قانون تطبیق را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{\tilde{\gamma}} = -\alpha \int_0^t \|S\| dt' + \tilde{\gamma}(0) \quad (26-4)$$

با توجه به اینکه $\dot{L}_2(S, \tilde{\gamma}) \leq 0$ است می‌توان اظهار نمود که در تمام لحظات

$$L_2(S, \tilde{\gamma}) \leq L_2(S(0), \tilde{\gamma}(0)) \quad (27-4)$$

بنابراین، می‌توان گفت که S و γ کراندار می‌باشند. همچنین با کراندار بودن S می‌توان ادعا نمود که $\dot{\mathbf{E}}_c$ و \mathbf{E}_c کراندار بوده و در نتیجه با توجه به اینکه \mathbf{V}_c کراندار می‌باشد سرعت ربات نیز کراندار خواهد بود. پس می‌توان اظهار نمود که تمام متغیرهای حالت سیستم نیز کراندار می‌باشند. در نتیجه، سیستم پایدار از نوع ورودی-کراندار-خروجی کراندار می‌باشد.

قانون تطبیق (۲۸-۴) حدود مناسب نامعینی‌ها را به راحتی محاسبه خواهد نمود. پس قانون کنترل مود-لغزشی تطبیقی در نهایت به صورت می‌باشد.

$$\mathbf{U} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{q})[\dot{\mathbf{v}}_c + \beta\mathbf{E}_c + \gamma(t)\text{sgn}(\mathbf{S})] \quad (29-4)$$

که در آن $\text{sgn}(\mathbf{S}) = [\text{sgn}(S_1) \quad \text{sgn}(S_2)]^T$ تابع علامت است. به منظور کاهش لرزش سیگنال کنترل، به جای تابع علامت $\text{sgn}(\cdot)$ می‌توان از تابع اشباع $\text{sat}(\cdot)$ استفاده نمود [۲۰] که

$$\text{sat}(\mathbf{S} / \varepsilon) = [\text{sat}(S_1 / \varepsilon) \quad \text{sat}(S_2 / \varepsilon)]^T \quad (30-4)$$

$$\text{sat}(S_i / \varepsilon) = \begin{cases} 1 & S_i > \varepsilon \\ S_i / \varepsilon & |S_i| \leq \varepsilon \\ -1 & S_i < -\varepsilon \end{cases} \quad (31-4)$$

در نتیجه فرمول (۲۹-۴) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\mathbf{U} = \mathbf{H}^{-1}(\mathbf{q}) \cdot [\dot{\mathbf{v}}_c + \beta\mathbf{E}_c + \gamma(t)\text{sat}(\mathbf{S} / \varepsilon)] \quad (32-4)$$

بعلاوه، این پایان نامه با انتخاب تطبیقی حدود عدم قطعیت سعی در کاهش پدیده لرزش سیگنال کنترل دارد.

موتورهای الکتریکی باید در برابر اضافه ولتاژ کراندار شوند. بنابراین، با به‌کارگیری کراندارکننده ولتاژ می‌توان کرانداریت فوق را اعمال کرد. لازم است که در انتخاب موتور به این موضوع توجه نمود. به عبارت دیگر، موتور باید بتواند در ولتاژ مجاز ربات را به حرکت در آورد و وظیفه کنترلی خود را محقق سازد. بنابراین، موتور به اندازه کافی باید برای تعقیب مسیر پیشنهادی قوی باشد. این مهم می‌تواند در

انتخاب موتور برای ربات مد نظر قرار گیرد. بنابراین، با فرض آنکه ولتاژ موتور کمتر از مقدار بیش‌ترین باشد قانون کنترل پیشنهادی معتبر است. یعنی لازم است که

$$|U_i| \leq U_{\max} \quad (۳۳-۴)$$

U_{\max} بیش‌ترین ولتاژ موتور و U_i ولتاژ موتور i ام است. بنابراین، با اعمال کرانداریت مذکور چنانچه خروجی کنترل‌کننده بیش مقدار بیش‌ترین باشد عملاً کنترل‌کننده از مدار خارج شده و صرفاً مقدار بیش‌ترین ولتاژ به موتور اعمال می‌شود.

۴-۴ کنترل بهینه

در این بخش پارامترهای کنترل‌کننده سینماتیکی k_x ، k_y و k_θ و پارامترهای کنترل‌کننده دینامیکی، α و β را توسط الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات محاسبه می‌شوند.

به دلیل پیچیدگی معادلات و غیرخطی بودن سیستم، یافتن مقادیر بهینه از روش‌های سنتی کنترل بهینه امکان‌پذیر نمی‌باشد. بررسی‌ها نشان می‌دهند که الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات در مقایسه با الگوریتم ژنتیک از حجم محاسبه کمتر، پارامترهای طراحی کمتر و سرعت همگرایی بالاتر برخوردار است [۲۱].

به منظور به‌کارگیری الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات [۲۲] در یافتن پارامترهای بهینه سیستم کنترل، ابتدا تابع هدف جهت بهینه‌سازی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم.

$$f = \int_0^{\tau} E_q^T E_q dt \quad (۳۴-۴)$$

که τ مدت زمان مسیر مطلوب از آغاز تا پایان است.

در الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات، هر پرنده از موقعیت اولیه شروع به حرکت می‌نماید و تلاش می‌کند تا موقعیت خود x_i و جابجایی خود a_i را با توجه به تجربه‌های گذشته و همسایگانش بهبود

ببخشد تا زمانی که شرایط توقف الگوریتم ایجاد گردد. جابجایی گروهی ذرات در فضای جستجو توسط الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات استاندارد توسط معادله‌های زیر محاسبه می‌گردد [۲۲].

$$a_i(k+1) = w(k)a_i(k) + c_1 r_1 (x_{PB,i}(k) - x_i(k)) + c_2 r_2 (x_{GB}(k) - x_i(k)) \quad (۳۵-۴)$$

$$x_i(k+1) = x_i(k) + a_i(k+1) \quad (۳۶-۴)$$

که k شماره مرحله جستجو، r_1 و r_2 اعداد تصادفی در بازه $[0, 1]$ ، c_1 و c_2 ضرایب آموزش و $w(k)$ وزن اینرسی می‌باشد. $x_{PB,i}(k)$ بهترین مکانی است که تا مرحله k ذره x_j تجربه کرده و $x_{GB}(k)$ بهترین مکانی است که در میان کل گروه ذرات تا مرحله k تجربه شده است. $x_{PB,i}(k)$ به صورت زیر محاسبه می‌شود: [۲۱]

$$x_{PB,i}(k) = \begin{cases} x_{PB,i}(k-1) & \text{if } f(x_{PB,i}(k-1)) \leq f(x_i(k)) \\ x_i(k) & \text{if } f(x_{PB,i}(k-1)) > f(x_i(k)) \end{cases} \quad (۳۷-۴)$$

سپس $x_{GB}(k)$ را برای m ذره می‌توان به صورت زیر محاسبه نمود.

$$f(x_{GB}(k)) = \min \{ f(x_{PB,1}(k)), \dots, f(x_{PB,m}(k)) \} \quad (۳۸-۴)$$

وزن اینرسی $w(k)$ در هر مرحله تأثیر سرعت قبلی را در آن مرحله مشخص می‌نماید. یک روش مرسوم جهت محاسبه $w(k)$ تغییرات به صورت خطی بین دو آستانه بالا w_{\max} و پایین w_{\min} $w(k) \in [w_{\min}, w_{\max}]$ با شرط $0 < w_{\min} < w_{\max} < 1$ برای همگرایی می‌باشد.

$$w(k) = w_{\max} - (w_{\max} - w_{\min})k / k_{\max} \quad (۳۹-۴)$$

الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات استاندارد را می‌توان به صورت زیر خلاصه نمود.

مرحله ۱: الگوریتم را در مرحله اول با مقداری تصادفی برای سرعت و موقعیت گروه ذرات آغاز نمایید.

مرحله ۲: مقدار تابع هدف $f(x_i(k))$ را برای هر پرنده محاسبه کنید.

مرحله ۳: مقدار $x_{PB,i}(k)$ و $x_{GB}(k)$ را با توجه به معادلات (۳۸-۴) و (۳۷-۴) محاسبه نمایید.

مرحله ۴: مقدار سرعت گروهی ذرات $a_i(k+1)$ و موقعیت گروهی ذرات $x_i(k+1)$ را به کمک معادلات (۳۶-۴) و (۳۵-۴) اصلاح نمایید.

مرحله ۵: در صورت $k+1 < k_{\max}$ و شرط توقف برقرار نباشد، یک مرحله به الگوریتم اضافه نموده $k = k+1$ و به مرحله ۲ برگردید.

الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات به صورت "خارج از خط" قابل اجرا است و در طراحی و ارائه طرح بهینه‌سازی کنترلی استفاده می‌شود. از آنجا که بهینه‌سازی وابسته به مسیر حرکت است، الگوریتم بهینه‌سازی باید برای هر مسیر اجرا شود. چنانچه مسیر حرکت عوض نشود یا تکرار شود به کارگیری الگوریتم بهینه‌سازی توصیه می‌شود. در این صورت، کنترل پیشنهادی عملکرد بهینه دارد. اگر مسیر عوض شود و الگوریتم بهینه‌سازی برای آن اجرا نشود، کنترل پیشنهادی دارای عملکرد بهینه نخواهد بود. زیرا بدون به کارگیری الگوریتم بهینه‌سازی، پارامترهای کنترل‌کننده تطبیقی به صورت دیگری خواهند بود که روی عملکرد کنترل‌کننده اثر دارد. از سوی دیگر، از آنجا که کنترل پیشنهادی از نوع مقاوم تطبیقی است می‌توان گفت حتی در صورت بهینه نبودن پارامترهای طراحی، عملکرد مناسبی در اجرای "بر خط" دارد.

جمعیت اولیه خیلی خوب انتخاب شده‌اند. تعداد پرنده‌ها بیست عدد است. الگوریتم استاندارد بهینه‌سازی گروه ذرات فرار از بهینه محلی را تضمین نمی‌کند ولی در مورد به کارگیری الگوریتم استاندارد بهینه‌سازی گروه ذرات در بهینه‌سازی مذکور، آن را چندین بار با شرایط اولیه مختلف اجرا نموده و هر بار به یک جواب رسیده‌ایم. بنابراین، به نظر می‌رسد که جواب حاصل بهینه محلی نمی‌باشد.

۵-۴ شبیه‌سازی

در این بخش برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی در بخش ۳-۴، قانون کنترل (۳۳-۴) را به مدل ربات متحرک اعمال نموده و نتایج را مورد بررسی قرار می‌دهیم. سپس، عملکرد این کنترل‌کننده

با روش مود-لغزشی ساده مقایسه می‌گردد. با توجه به مطالب بخش مدل‌سازی، ماتریس‌های سینماتیکی و دینامیکی سیستم عبارت‌اند از:

$$\bar{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \begin{bmatrix} \frac{2k_2}{r^2} & m_c d \dot{\theta} \\ -m_c d \dot{\theta} & \frac{2l^2 k_2}{r^2} \end{bmatrix}$$

درحالی‌که m جرم کل سیستم، I ممان اینرسی سیستم حول مرکز ربات، r شعاع چرخ ربات، $2l$ فاصله بین دو چرخ ربات، d فاصله مرکز جرم ربات تا چرخ‌های ربات و m_c جرم ربات بدون چرخ‌ها و ضریب k_2 برابر با $k_2 = k_m k_b n_g T_\phi / R_a$ می‌باشد. پارامترهای سیستم و موتور در جدول ۴-۱ آمده است.

مقدار بیشینه ولتاژ محرکه‌های جریان مستقیم، U_{max} برابر ۲۴ ولت می‌باشد. مقدار اولیه بردار پارامتر تطبیق $\gamma(0) = 10$ و مقدار بهینه بهره‌های β ، α ، k_x ، k_y و k_θ مطابق شکل ۴-۷ انتخاب شده است. همچنین ربات در آغاز حرکت در مکان $\mathbf{q}(0) = [1(m) \quad -1(m) \quad 0(rad)]^T$ قرار دارد. مسیر طراحی شده در شکل ۴-۲ به صورت دایره می‌باشد. بردار نیروی ناشی از اصطکاک ربات $\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}})$ و اغتشاش خارجی $\bar{\tau}_d$ به ترتیب به صورت زیر می‌باشد.

$$\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) = 2\dot{\mathbf{q}} + 0.2 \operatorname{sgn}(\dot{\mathbf{q}}) \quad (40-4)$$

$$\bar{\tau}_d = [1 \quad -1] \text{ if } 10 < t < 40 \text{ else } \bar{\tau}_d = \mathbf{0} \quad (41-4)$$

در شکل ۴-۲ ردگیری مسیر دایره‌ای توسط ربات مشاهده می‌گردد. که در آن مسیر مطلوب، مسیر حاصل از اجرای کنترل مود-لغزشی (SMC) و مسیر حاصل از اجرای کنترل مود-لغزشی تطبیقی (OASMC). این سه مسیر که در آغاز متفاوت‌اند به هم پیوسته و مسیر مطلوب ردگیری می‌شود. در شکل ۴-۳ برای توجه به جزئیات، نرم خطای ردگیری در دو طرح کنترل مود-لغزشی و طرح کنترل مود-لغزشی تطبیقی ترسیم شده‌اند. در هر دو طرح، مشاهده می‌شود که خطای ردگیری سریعاً به مقدار کوچکی همگرا می‌گردد. شکل ۴-۴ تلاش کنترلی طرح کنترل مود-لغزشی تطبیقی را نشان می‌دهد.

مشاهده می‌شود که در ابتدا ناپیوستگی در سیگنال دیده می‌شود و رفته‌رفته این ناپیوستگی از بین می‌رود. مکانیزم تطبیق در کاهش لرزش سیگنال کنترلی نقش بسزایی را ایفا نموده است. در حالی که لرزش سیگنال طرح مود-غزشی در ۵ ثانیه نخست حرکت در شکل ۴-۵ بسیار شدید است. حرکت پارامترهای تطبیقی طرح پیشنهادی در شکل ۴-۶ مشاهده می‌شوند. در نیمه دوم مسیر به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.

الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات با ۲۰ پرنده و ۲۰ بار تکرار جهت یافتن مقادیر بهینه اجرا شده است. شکل ۴-۷ همگرایی پارامترهای کنترلی α ، β ، k_x ، k_y و k_θ به مقادیر بهینه در ۲۰ مرحله اجرای الگوریتم بهینه‌سازی گروه ذرات را نمایش می‌دهد. شکل ۴-۸ فرآیند کمینه‌سازی تابع هدف J در این ۲۰ مرحله را با نشان می‌دهد.

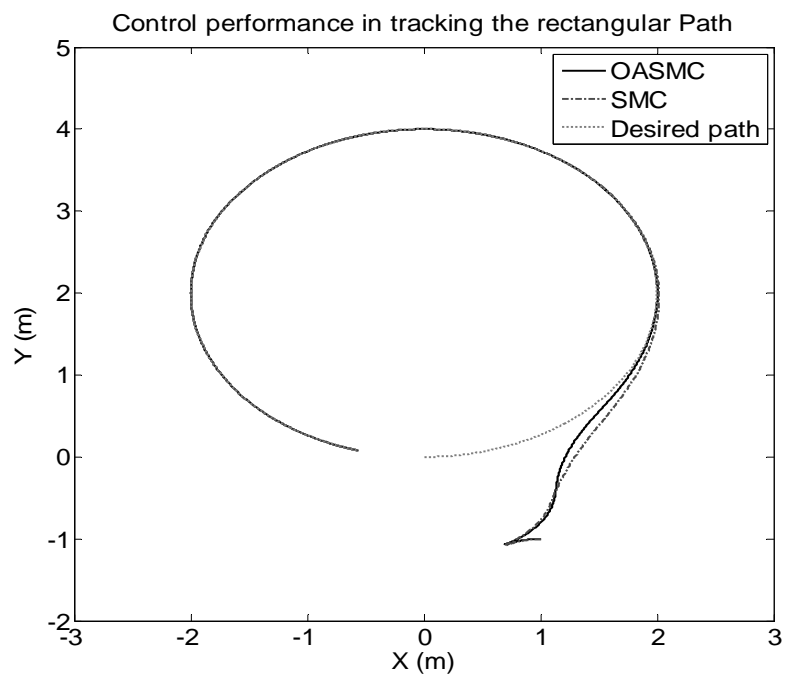
پارامترهای دینامیکی ربات در جدول ۴-۱ و پارامترهای مربوط به موتور در جدول ۴-۲ ارائه شده است.

جدول ۴-۱: مشخصات ربات

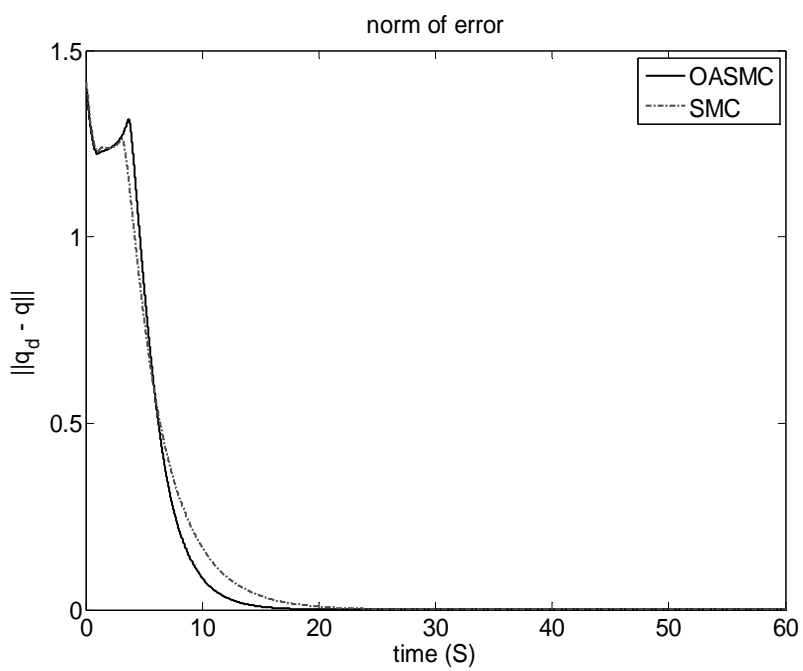
$l(m)$	$d(m)$	$I_r(kgm^2)$	$m_r(kg)$	$r_w(m)$
۰,۲۶۵	۰,۱	۸	۳۲	۰,۱۲۵

جدول ۴-۲: مشخصات موتور K_b

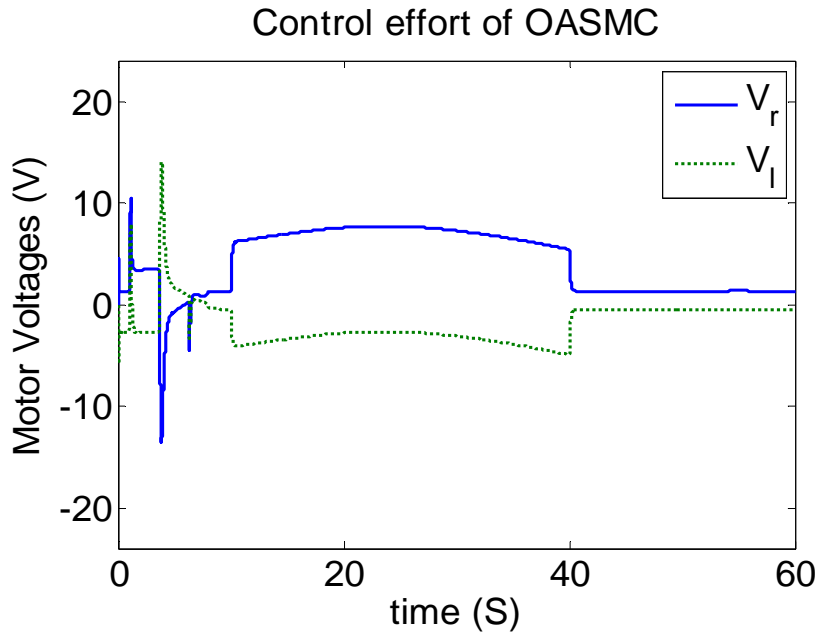
n_g	$R_a(\Omega)$	$L_a(mH)$	$K_m(Nm/A)$	K_b
۰,۰۵	۰,۶	۰,۲	۰,۵	K_m



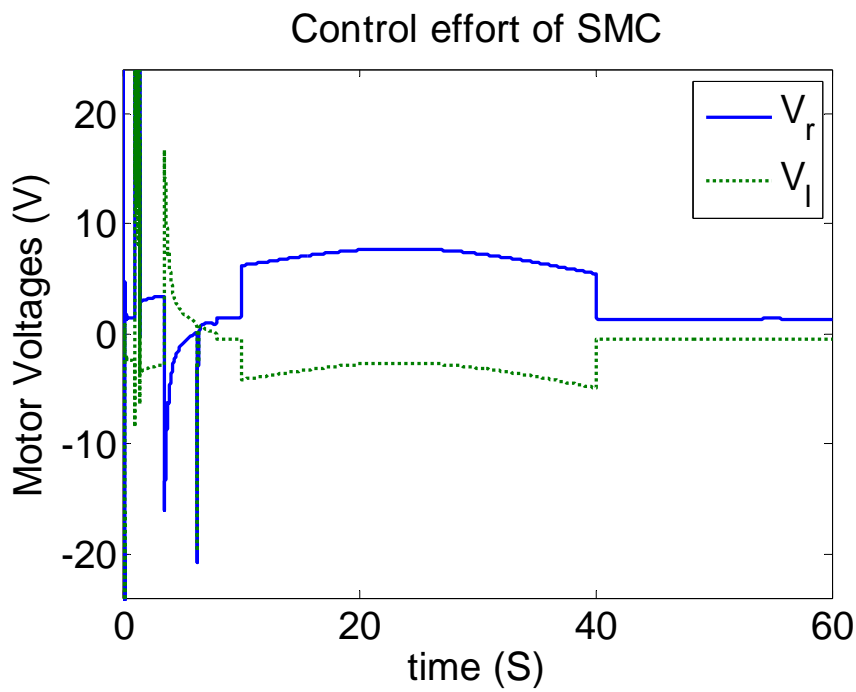
شکل ۴-۲: ردگیری مسیر دایره‌ای



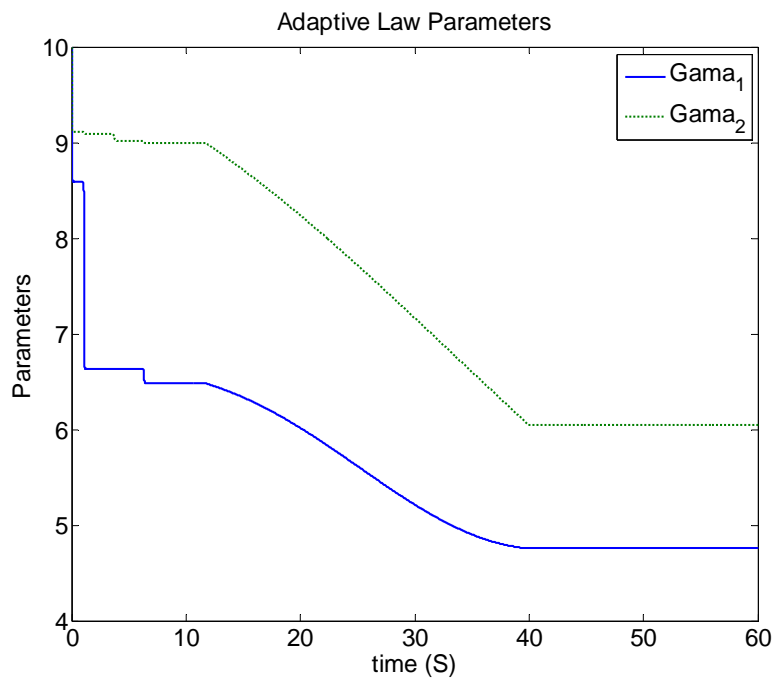
شکل ۴-۳: خطای ردگیری



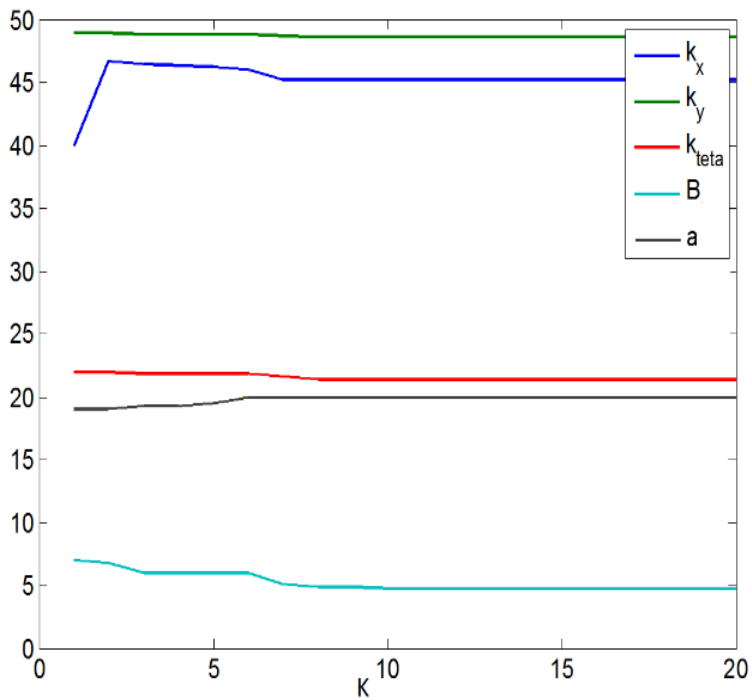
شکل ۴-۴: تلاش کنترلی کنترل تطبیقی مود-لغزشی بهینه



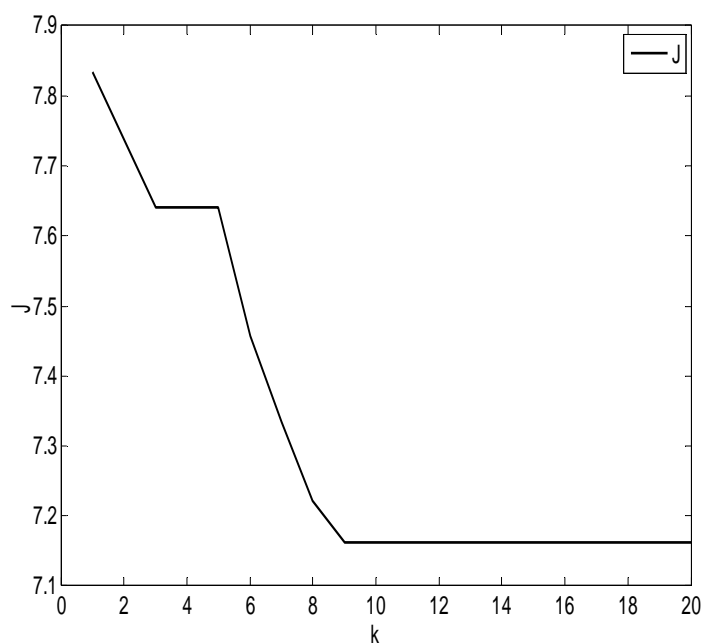
شکل ۴-۵: تلاش کنترلی کنترل مود-لغزشی



شکل ۴-۶: پارامترها تطبیق فرمول



شکل ۴-۷: مقادیر بهینه پارامترهای طراحی



شکل ۴-۸: مقدار تابع هدف

۶-۴ نتیجه گیری

در این فصل کنترل کننده نوین مود-لغزشی تطبیقی برای ربات متحرک طراحی گردید. در طراحی کنترل کننده مدل موتورها نیز لحاظ شد و کنترل ربات با کنترل مستقیم ولتاژ موتورها صورت گرفته است. طراحی این کنترل کننده مبتنی بر روش لیپانوف بوده و پایداری را تضمین می نماید. مکانیزم تطبیق پیشنهادی نیز حد بالای عدم قطعیتها را به خوبی تقریب زده است. در نتیجه لرزش سیگنال کنترلی محو شده است. در انتخاب مقادیر بهینه پارامترهای کنترل کننده، از الگوریتم بهینه سازی گروه ذرات استفاده شده است. نتایج شبیه سازی برتری روش پیشنهادی نسبت به روش مرسوم مود-لغزشی را نشان می دهد.

فصل پنجم

طراحی کنترل کننده مقاوم ولتاژ

۱-۵ مقدمه

کنترل مقاوم برای غلبه بر عدم قطعیت‌ها پیشنهاد می‌شود. طرح‌های قبلی کنترل ربات متحرک مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند. در این راهبرد، گشتاور مفاصل ربات به عنوان فرمان کنترل یا ورودی سیستم است. اما در عمل، فرمان گشتاور نمی‌تواند به طور مستقیم به ورودی ربات اعمال گردد و در اجرا نیازمند وجود محرکه‌ها است.

طرح کنترل پیشنهادی مشابه با طرح ارائه‌شده در فصل ۴ از دو حلقه کنترلی به نام حلقه سینماتیک و حلقه دینامیک تشکیل می‌شود. حلقه سینماتیک جهت محاسبه سرعت ربات است که مشابه با کنترل‌کننده سینماتیک در بخش ۴-۲ می‌باشد. حلقه کنترل ولتاژ نیز ولتاژ موتورها را به صورتی تنظیم می‌نماید که سرعت محاسبه شده توسط حلقه سینماتیک توسط ربات اجرا گردد. در این طرح، قانون کنترل ولتاژ را برای اولین بار بر روی سیستم غیرهولونومیک پیاده‌سازی می‌کند. همچنین قسمت کنترل مقاوم این طرح نیز قادر به مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی و اثبات پایداری که در این فصل ارائه‌شده، کارایی این طرح کنترلی را نشان می‌دهد.

۲-۵ طراحی کنترل‌کننده مقاوم ولتاژ

حلقه کنترل ولتاژ ربات جهت اعمال سرعت محاسبه شده از حلقه کنترل سینماتیکی طراحی می‌گردد. این کنترل‌کننده باید ولتاژ موتورها را در هر لحظه به نحوی اعمال نماید که همگرایی $v_c(t) \rightarrow v(t)$ و کاهش خطای ردگیری تضمین گردد. جهت طراحی کنترل‌کننده مقاوم از مدل موتور (۳-۲۴) که بسیار ساده‌تر است از مدل ربات (۳-۱۴) استفاده می‌نماییم. در کنترل‌کننده پیشنهادی مستقل از مدل دینامیکی ربات می‌باشد.

$K_p n_G^{-1} J(q)^{\dagger}$ در رابطه (۳-۲۴) به صورت زیر نیز قابل بیان می‌باشد:

$$\mathbf{K}_b \mathbf{n}_G^{-1} \mathbf{J}(\mathbf{q})^\dagger = \mathbf{J}_e \mathbf{K}_q \quad (1-5)$$

که

$$\mathbf{J}_e = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos \theta & \sin \theta & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_q = \begin{bmatrix} \frac{k_b}{n_g r_w} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_b}{n_g r_w} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{bk_b}{n_g r_w} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

با استفاده از رابطه (1-5)، معادله موتور (3-24) را به صورت زیر در می‌آید:

$$\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{J}_e \hat{\mathbf{K}}_q \dot{\mathbf{q}} + \boldsymbol{\mu} = \mathbf{U} \quad (3-5)$$

که $\hat{\mathbf{R}}_a$ مقدار نامی ماتریس \mathbf{R}_a ، $\hat{\mathbf{K}}_q$ مقدار نامی ماتریس \mathbf{K}_q و $\boldsymbol{\mu}$ را مجموع عدم قطعیت‌ها اسم گذاری می‌کنیم که برابر است با:

$$\boldsymbol{\mu} = \mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + (\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a) \mathbf{I}_a + \mathbf{J}_e (\mathbf{K}_q - \hat{\mathbf{K}}_q) \dot{\mathbf{q}} + \zeta \quad (4-5)$$

در حقیقت مجموع عدم قطعیت‌های $\boldsymbol{\mu}$ شامل دینامیک مدل نشده $\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a$ ، و عدم قطعیت پارامتری $\mathbf{J}_e (\mathbf{K}_q - \hat{\mathbf{K}}_q) \dot{\mathbf{q}}$ و اغتشاش خارجی $(\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a) \mathbf{I}_a$ می‌باشد. قانون کنترل ولتاژ مقاوم را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{J}_e \hat{\mathbf{K}}_q (\dot{\mathbf{q}}_c + \mathbf{K}_p (\mathbf{q}_c - \mathbf{q})) + \mathbf{U}_r = \mathbf{U} \quad (5-5)$$

که \mathbf{K}_p ماتریس قطری ضریب تناسبی کنترل‌کننده می‌باشد و \mathbf{U}_r کنترل‌کننده مقاوم جهت مقابله با عدم قطعیت‌ها می‌باشد. که بردار \mathbf{q}_c با استفاده از بردار \mathbf{v}_c در (4-5) و ماتریس تبدیل \mathbf{T}_v در (3-7) قابل محاسبه است.

$$\dot{\mathbf{q}}_c = \mathbf{T}_v \mathbf{v}_c \quad (6-5)$$

بردار خطا سرعت را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$\mathbf{e}_c = \mathbf{q}_c - \mathbf{q} \quad (۷-۵)$$

با جایگذاری قانون کنترل (۵-۵) در مدل (۵-۳) داریم:

$$\dot{\mathbf{e}}_c + \mathbf{K}_p \mathbf{e}_c = \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger (\boldsymbol{\mu} - \mathbf{U}_r) \quad (۸-۵)$$

توجه نمایید که مجموع عدم قطعیت‌ها کراندار می‌باشد:

$$\|\boldsymbol{\mu}\| \leq \rho(t) \quad (۹-۵)$$

با استفاده از نامعادله کوشی-شوارتز می‌توان نوشت:

$$\|\boldsymbol{\mu}\| \leq \|\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a\| \cdot \|\mathbf{I}_a\| + \|\mathbf{J}_e\| \cdot \|\mathbf{K}_q - \hat{\mathbf{K}}_q\| \cdot \|\dot{\mathbf{q}}\| + \|\mathbf{L}_a\| \|\dot{\mathbf{i}}_a\| + \|\zeta\| \quad (۱۰-۵)$$

در نظر داشته باشید که:

$$\|\zeta\| \leq \gamma_4, \|\mathbf{L}_a\| \leq \gamma_3, \|\mathbf{K}_q - \hat{\mathbf{K}}_q\| \leq \gamma_2, \|\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a\| \leq \gamma_1 \quad (۱۱-۵)$$

درحالی‌که $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ مقادیر ثابت مثبت و معلوم می‌باشند. با استفاده از (۱۱-۵) و $\|\mathbf{J}_e\| = 2$

می‌توان حد بالای عدم قطعیت‌ها را به صورت زیر در نظر بگیریم:

$$\rho(t) = \gamma_1 \|\mathbf{I}_a\| + \gamma_2 \|\dot{\mathbf{q}}\| + \gamma_3 \|\dot{\mathbf{i}}_a\| + \gamma_4 \quad (۱۲-۵)$$

برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم تابع مثبت معینی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$V(\mathbf{e}_c) = 0.5 \mathbf{e}_c^T \mathbf{e}_c \quad (۱۳-۵)$$

که $V(\mathbf{e}_c) > 0$ برای $\mathbf{e}_c \neq \mathbf{0}$ و $V(0) = 0$. با گرفتن مشتق زمانی از رابطه (۱۳-۵) داریم:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_c) = \mathbf{e}_c^T \dot{\mathbf{e}}_c \quad (۱۴-۵)$$

رابطه (۸-۵) را در (۱۴-۵) جایگذاری می‌نماییم و می‌توانیم بنویسیم:

$$\dot{V}(\mathbf{e}_c) = \mathbf{e}_c^T \left(-\mathbf{k}_p \mathbf{e}_c + \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger (\boldsymbol{\mu} - \mathbf{U}_r) \right) \quad (۱۵-۵)$$

برای $\mathbf{e}_c \neq \mathbf{0}$ ، $-\mathbf{e}_c^T \mathbf{k}_p \mathbf{e}_c < 0$ می‌باشد، پس برای برقرار سازی شرط $\dot{V}(\mathbf{e}_c) < 0$ کافی است که

$$\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger (\boldsymbol{\mu} - \mathbf{U}_r) \leq 0 \quad (۱۶-۵)$$

از این رو:

$$\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \boldsymbol{\mu} \leq \mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \mathbf{U}_r \quad (۱۷-۵)$$

از آنجا که

$$\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \boldsymbol{\mu} \leq \left\| \mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right\| \cdot \|\boldsymbol{\mu}\| < \rho(t) \left\| \mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right\| \quad (۱۸-۵)$$

برای برقرار سازی نامساوی (۱۷-۵) از رابطه (۱۸-۵) استفاده نموده و داریم که:

$$\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \mathbf{U}_r = \rho(t) \left\| \mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right\| \quad (۱۹-۵)$$

بنابراین

$$\mathbf{U}_r = \rho(t) \cdot \text{sgn} \left(\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right) \quad (۲۰-۵)$$

از آنجا که $\hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \neq \mathbf{0}$ پس عبارت $\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger = \mathbf{0}$ وقتی برابر صفر است که $\mathbf{e}_c^T = \mathbf{0}$ و

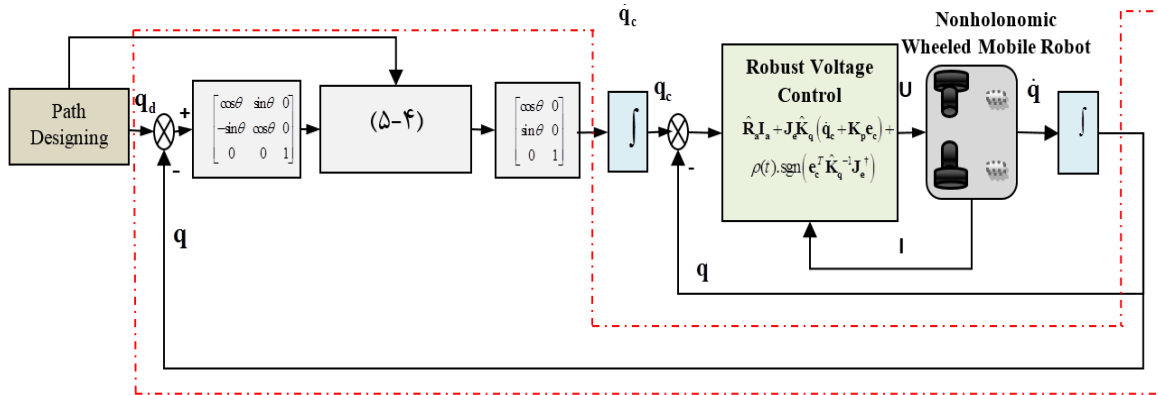
$\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \neq \mathbf{0}$ وقتی که $\mathbf{e}_c^T \neq \mathbf{0}$. $\text{sgn}(0) = 0$ را به این صورت تعریف می‌نماییم. در نتیجه

$\mathbf{U}_r = 0$ و $\dot{V}(\mathbf{e}_c) = 0$ اگر $\mathbf{e}_c = \mathbf{0}$ و $\dot{V}(\mathbf{e}_c) < 0$ اگر $\mathbf{e}_c \neq \mathbf{0}$ پس می‌توان ادعا کرد که تابع $V(\mathbf{e}_c)$

کراندار است و به مقدار صفر همگرا می‌شود و سیستم کنترلی حلقه بسته پایدار است که در بخش

پایداری به صورت کامل شرح داده می‌شود. پس قانون کنترل به صورت زیر می‌باشد:

$$\mathbf{U} = \begin{cases} \hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{J}_e \hat{\mathbf{K}}_q (\dot{\mathbf{q}}_c + \mathbf{K}_p (\mathbf{q}_c - \mathbf{q})) + \rho(t) \left(\mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right) / \left\| \mathbf{e}_c^T \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger \right\| & \mathbf{e}_c \neq \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{J}_e \hat{\mathbf{K}}_q (\dot{\mathbf{q}}_c + \mathbf{K}_p (\mathbf{q}_c - \mathbf{q})) & \mathbf{e}_c = \mathbf{0} \end{cases} \quad (۲۱-۵)$$



شکل ۵-۱: بلوک دیاگرام کنترل کننده

برای کاهش پدیده لرزش در حلقه کنترلی ناپیوستگی به وجود آمده در قانون کنترل فوق را با پیشنهاد زیر برطرف می‌نماییم:

$$U = \begin{cases} \hat{R}_a I_a + J_e \hat{K}_q (\dot{q}_c + K_p (q_c - q)) + \rho(t) (e_c^T \hat{K}_q^{-1} J_e^\dagger) / \|e_c^T \hat{K}_q^{-1} J_e^\dagger\| & \|e_c\| > \varepsilon \\ \hat{R}_a I_a + J_e \hat{K}_q (\dot{q}_c + K_p (q_c - q)) & \|e_c\| \leq \varepsilon \end{cases} \quad (22-5)$$

مشاهده می‌شود که قانون کنترل فقط به مقادیر نامی پارامترهای سینماتیکی ربات و موتور وابسته است و از مدل دینامیکی ربات مستقل است.

۳-۵ بررسی پایداری

برای اثبات پایداری، کراندار بودن تمام متغیرهای حالت سیستم (۳-۲۴) که با z مشخص شده است را تحت قانون کنترل (۲۲-۵) ثابت می‌کنیم. تابع مثبت معین $V(e_c)$ را در نظر بگیرید، از آنجا که شرط $\dot{V}(e_c) = 0$ اگر $e_c = 0$ و $\dot{V}(e_c) < 0$ اگر $e_c \neq 0$ برقرار است پس می‌توان ادعا کرد که مقدار خطای سرعت e_c به صفر میل می‌کند. از طرفی داریم که $\dot{V}(e_c) = e_c^T \dot{e}_c$ ، پس $\dot{V}(e_c) \rightarrow 0$ به صفر میل می‌کند اگر مقدار \dot{e}_c کراندار باشد. دلایل زیر برای اثبات کراندار بودن مقدار \dot{e}_c می‌باشد.

دلیل اول: رابطه (۵-۸) را در نظر بگیرید، تابع $f(t)$ را به صورت زیر تعریف می‌نماییم.

$$0 \leq t \leq T \text{ برای } \mathbf{f}(t) = \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger [\boldsymbol{\mu} - \mathbf{U}_r] \quad (23-5)$$

که T زمان اجرای مسیر می باشد. پس رابطه (5-8) به صورت زیر نوشته می شود:

$$\dot{\mathbf{e}}_c + \mathbf{K}_p \mathbf{e}_c = \mathbf{f}(t) \quad (24-5)$$

از آنجا که \mathbf{K}_p قطری است، رابطه (5-24) را برای سطر i ام بردار \mathbf{e}_c به صورت زیر می نویسیم:

$$\dot{e}_{ci} + K_{pi} e_{ci} = f_i(t) \quad (25-5)$$

باری یک بازه زمانی به اندازه T تبدیل فوریه کلی $f_i(t)$ را می توان به صورت زیر نوشت:

$$f_i(t) = \frac{1}{2} a_{0i} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{ni} \cos\left(\frac{n\pi t}{T}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_{ni} \sin\left(\frac{n\pi t}{T}\right) \quad (26-5)$$

که

$$a_{0i} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i(t) dt \quad (27-5)$$

$$a_{ni} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{T}\right) dt \quad (28-5)$$

$$b_{ni} = \frac{2}{T} \int_0^T f_i(t) \sin\left(\frac{n\pi t}{T}\right) dt \quad (29-5)$$

پاسخ سیستم خطی (5-25) به قسمت مثلثاتی $f_i(t)$ به صورت یک تابع مثلثاتی می باشد و پاسخ به

بخش ثابت آن به صورت یک تابع نمایی می باشد. در نتیجه هر یک از ضریب های a_{0i} ، a_{ni} و b_{ni} کراندار

نباشند، در نتیجه پاسخ سیستم ناکراندار می باشد. پاسخ سیستم خطی (5-25) کراندار است، اگر $f_i(t)$

کراندار باشد و ناکراندار است اگر $f_i(t)$ ناکراندار باشد. پس از آنجا که نشان داده شد که \mathbf{e}_c کراندار

است می توان نتیجه گرفت که مقدار $\mathbf{f}(t)$ نیز کراندار می باشد. از رابطه (5-24) داریم

$$\dot{\mathbf{e}}_c = \mathbf{f}(t) - \mathbf{K}_p \mathbf{e}_c \text{ پس کراندار است، چون } \mathbf{f}(t) \text{ و } \mathbf{e}_c \text{ کراندار است.}$$

از کراندار بودن \mathbf{e}_e می‌توان نتیجه گرفت که $\mathbf{q}_d - \mathbf{q}$ کراندار است. پس از آنجا که مسیر طراحی شده \mathbf{q}_d کراندار است، بردار موقعیت \mathbf{q} نیز کراندار است. همچنین از کراندار بودن $\dot{\mathbf{e}}_e$ و $\ddot{\mathbf{q}}$ نتیجه می‌گیریم که $\dot{\mathbf{q}}$ کراندار است.

در روابط ذکر شد که $\mathbf{f}(t) = \hat{\mathbf{K}}_q^{-1} \mathbf{J}_e^\dagger [\boldsymbol{\mu} - \mathbf{U}_r]$ ، $\mathbf{f}(t)$ و $\boldsymbol{\mu}$ کراندار هستند پس \mathbf{U}_r کراندار است. یادآوری می‌کنیم که کراندار بودن $\boldsymbol{\mu}$ در رابطه (۵-۹) ذکر شد، $\hat{\mathbf{K}}_q$ مقدار ثابت و کراندار است، \mathbf{J}_e^\dagger کراندار است چون $\mathbf{J}_e^\dagger = [\mathbf{J}_e(\mathbf{q})^T \mathbf{J}_e(\mathbf{q})]^{-1} \mathbf{J}_e(\mathbf{q})^T$ و $\|\mathbf{J}_e(\mathbf{q})\| = 2$. همچنین همان طور که در رابطه (۵-۲۰) ذکر شد، می‌توان گفت که اگر $\mathbf{e}_e \neq \mathbf{0}$ باشد آنگاه $\|\mathbf{U}_r\| = \rho$. در نتیجه کراندار بودن ρ نتیجه می‌دهد که \mathbf{I}_a و $\dot{\mathbf{I}}_a$ کراندار می‌باشند. پس تمام عناصر بردار متغیر حالت \mathbf{z} کراندار می‌باشند. پس خطای ردگیری به صورت مجانبی به صفر میل می‌نماید.

۴-۵ شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل‌کننده ولتاژ مقاوم (RVC) پیشنهادی را به مدل ربات متحرک اعمال نموده و نتایج را مورد بررسی قرار می‌دهیم. سپس در شبیه‌سازی دوم، عملکرد این کنترل‌کننده با خطی سازی پس‌خورده تطبیقی (AFL) [۴۹] مقایسه می‌گردد.

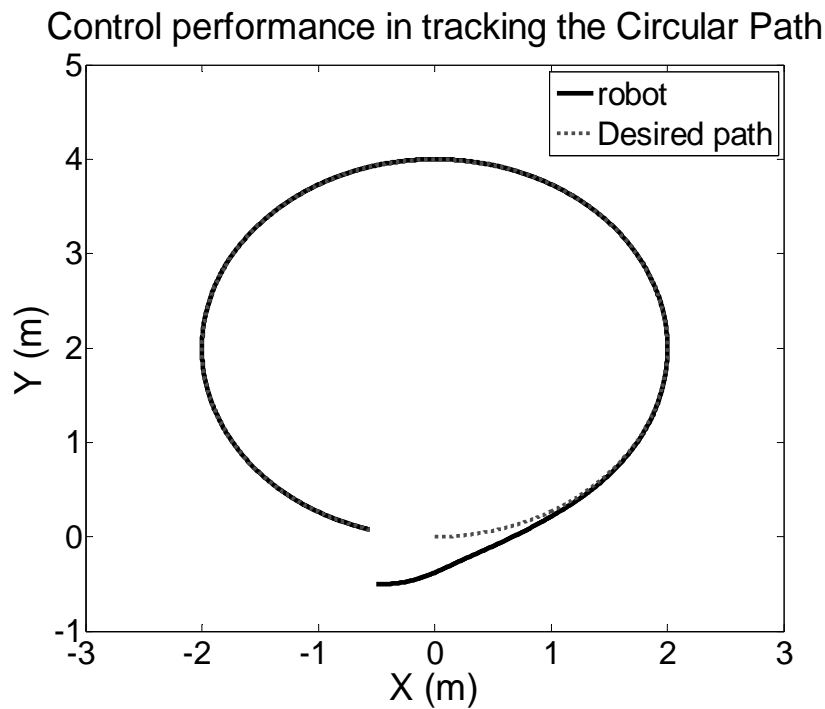
ربات در آغاز حرکت در مکان $\mathbf{q}(0) = [0.5(m) \quad -0.5(m) \quad 0(rad)]^T$ قرار دارد. مقادیر نامی ۷۰٪ مقدار واقعی در نظر گرفته شده است. بردار نیروی ناشی از اصطکاک ربات $\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}})$ و اغتشاش خارجی ζ به ترتیب به صورت زیر می‌باشد.

$$\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) = 5\dot{\mathbf{q}} + 0.5 \operatorname{sgn}(\dot{\mathbf{q}}) \quad (۳۰-۵)$$

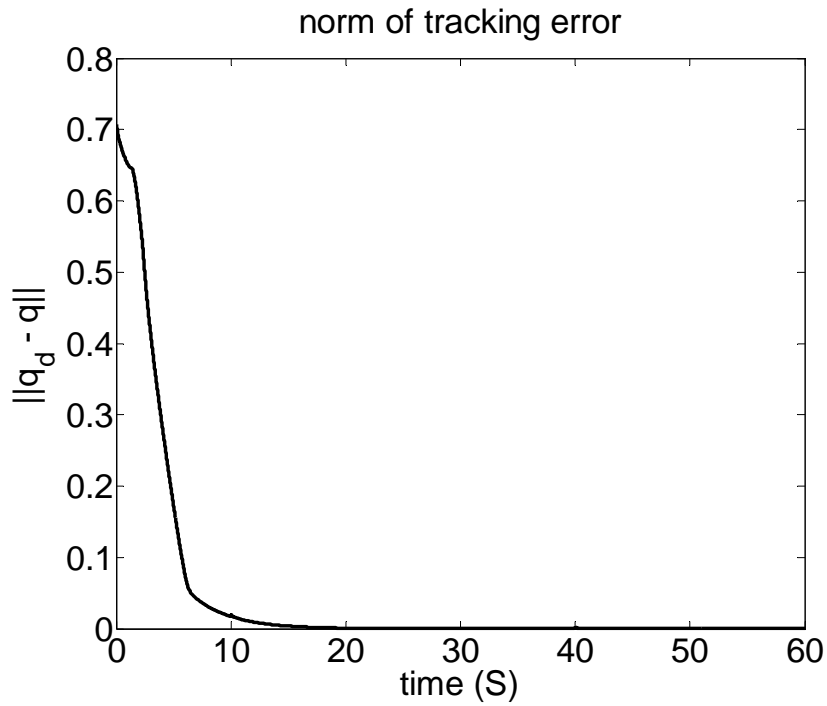
$$\zeta^T = [2 \quad -2] \text{ if } 10 < t < 40 \text{ else } \zeta^T = \mathbf{0} \quad (۳۱-۵)$$

مقادیر $\gamma_1 = 0.4$, $\gamma_2 = 0.5$, $\gamma_3 = 0$ و $\gamma_4 = 2$ جهت مقابله با عدم قطعیت‌ها انتخاب شده‌اند. $k_x = 15$ ، $k_y = 20$ و $k_\theta = 15$ در بخش کنترل سینماتیکی و $k_p = 10$ در کنترل کننده ولتاژ به صورت تجربی و سعی و خطا انتخاب شده است.

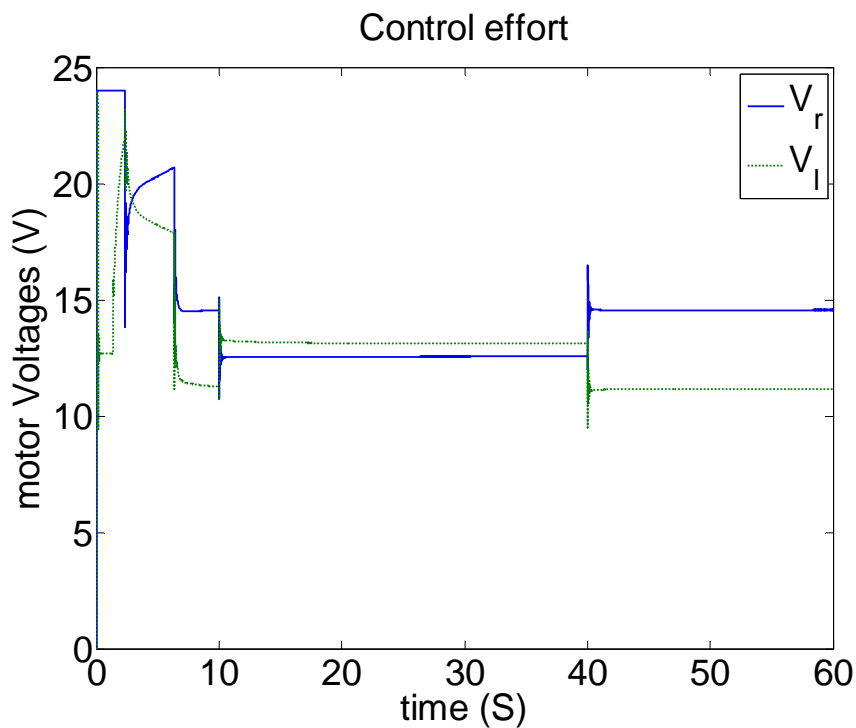
شبیه‌سازی اول: در شکل ۲-۵ ردگیری مسیر دایره‌ای توسط ربات مشاهده می‌گردد. زمان شبیه‌سازی ۶۰ ثانیه می‌باشد. مسیر مطلوب، مسیر حاصل از اجرای کنترل مقاوم ولتاژ نمایش داده شده است. این دو مسیر که در آغاز متفاوت هستند، سپس به هم پیوسته و مسیر مطلوب ردگیری می‌شود. در شکل ۳-۵ برای توجه به جزئیات، نرم خطای ردگیری ترسیم شده است. مشاهده می‌شود که خطای ردگیری در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقدار 0.0005 همگرا می‌گردد. شکل ۴-۵ تلاش کنترلی طرح کنترل مقاوم پیشنهادی را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود طرح کنترلی پیشنهادی با وجود مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌ها دارای تلاش کنترلی بدون لرزش می‌باشد.



شکل ۲-۵: ردگیری مسیر دایره‌ای



شکل ۵-۳: خطای رد گیری

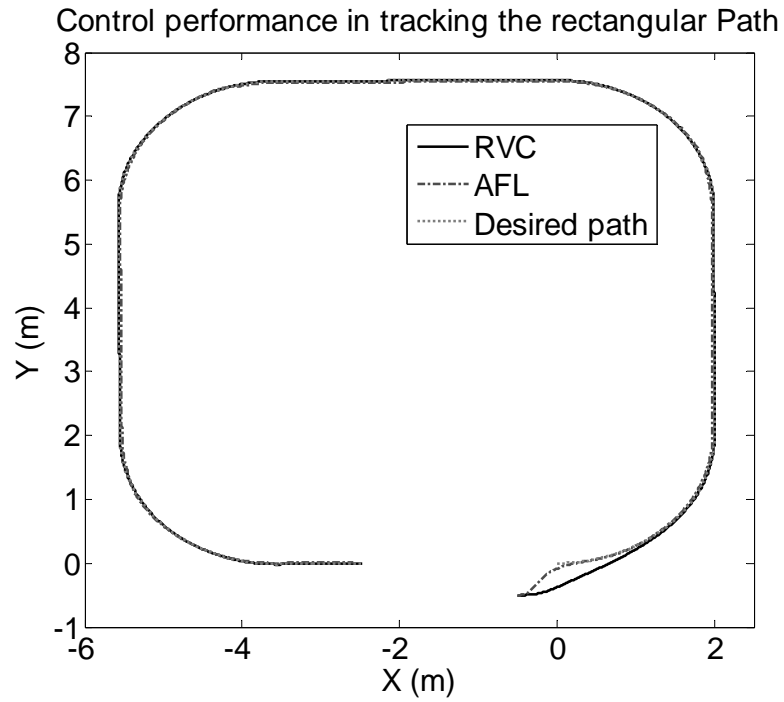


شکل ۵-۴: تلاش کنترلی کنترل مقاوم ولتاژ

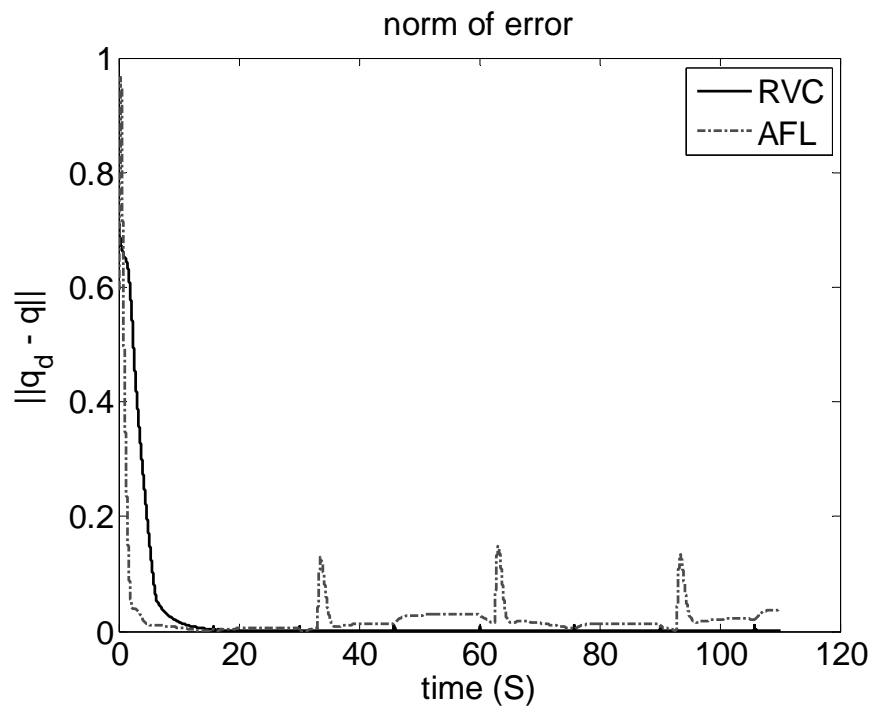
شبیه‌سازی دوم: در این شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده ولتاژ مقاوم با کنترل‌کننده خطی سازی

پس‌خورد تطبیقی مقایسه می‌گردد. روابط مربوط به کنترل‌کننده خطی سازی پس‌خورد تطبیقی در [۵۹]

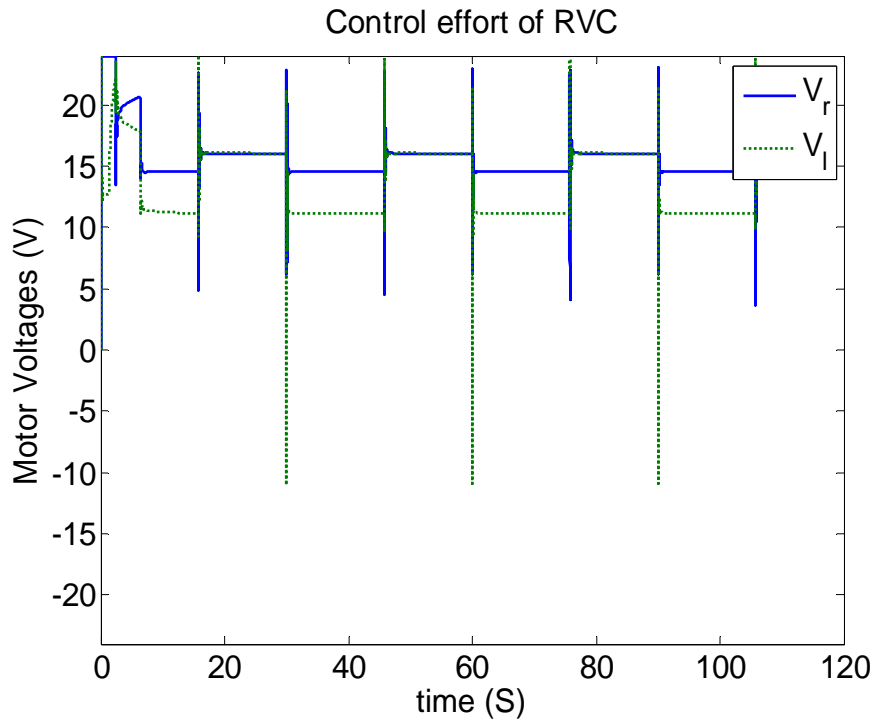
ارائه شده است. در شکل ۵-۵ ردگیری مسیر مستطیل با گوشه‌های گرد توسط ربات مشاهده می‌گردد. زمان شبیه‌سازی ۱۱۰ ثانیه می‌باشد. مسیر مطلوب، مسیر حاصل از اجرای کنترل مقاوم پیشنهادی و مسیر حاصل از اجرای کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی (AFL). این سه مسیر که در آغاز متفاوت‌اند به هم پیوسته و مسیر مطلوب ردگیری می‌شود. در شکل ۵-۶ نرم خطای ردگیری در دو طرح کنترل مقاوم پیشنهادی و طرح کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی ترسیم شده‌اند. در هر دو طرح، مشاهده می‌شود که خطای ردگیری سریعاً به مقدار کوچکی همگرا می‌گردد و عملکرد بهتر روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۵-۷ تلاش کنترلی طرح کنترل ولتاژ مقاوم را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که ناپیوستگی در سیگنال به ندرت دیده می‌شود و این ناپیوستگی از بین می‌رود. در شکل ۵-۸ نیز تلاش کنترلی کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی نشان داده شده است.



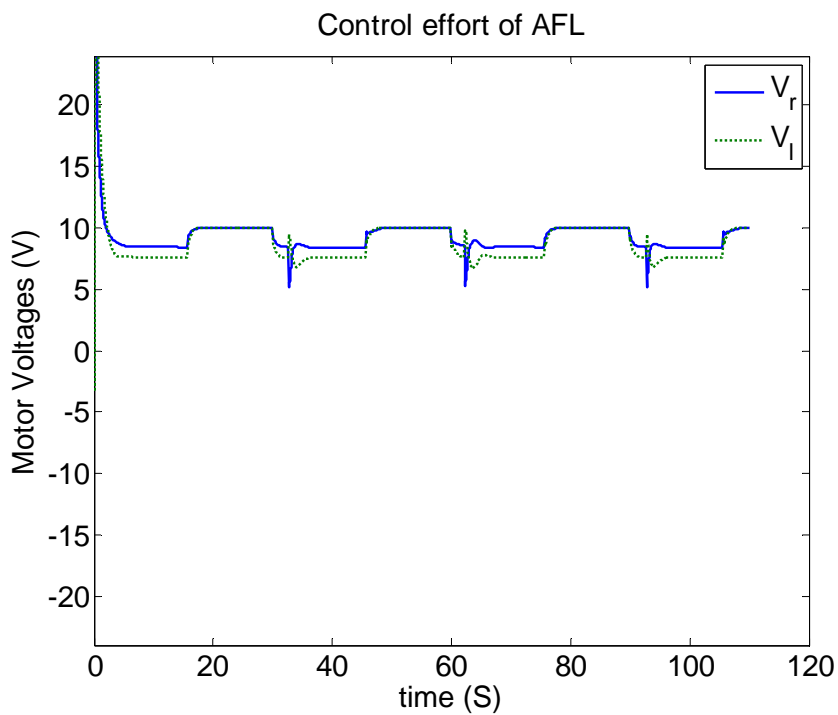
شکل ۵-۵: ردگیری مسیر دایره‌ای



شکل ۵-۶: خطای ردگیری



شکل ۵-۷: تلاش کنترلی کنترل ولتاژ مقاوم



شکل ۵-۸: تلاش کنترلی کنترل مود-لغزشی

۵-۵ نتیجه‌گیری

در این فصل طرح کنترل ولتاژ مقاوم طراحی گردید. در طراحی کنترل‌کننده مدل موتورها نیز لحاظ شد و کنترل ربات با کنترل مستقیم ولتاژ موتورها صورت گرفته است. طراحی این کنترل‌کننده با پیشنهاد تابع مثبت معین شبیه به تابع لیاپانوف انجام گرفته و پایداری سیستم کنترلی نیز به روش کراندار بودن متغیرهای حالت اثبات گردید. قانون کنترل مقاوم پیشنهادی به خوبی بر عدم قطعیت‌ها غلبه می‌نماید. همچنین لرزش در سیگنال کنترلی بسیار کم دیده می‌شود. مقایسه روش کنترل ولتاژ مقاوم پیشنهادی با روش خطی سازی پس‌خورد تطبیقی نشانگر عملکرد بهتر و دقت بالاتر روش پیشنهادی را در مقابله با عدم قطعیت‌ها نشان می‌دهد. همچنین روش پیشنهادی از نظر بار محاسباتی و تحلیل نیز بسیار راحت تر از روش خطی سازی پس‌خورد تطبیقی می‌باشد.

فصل ششم

کنترل بهینه ربات متحرک نامعین

مدل دینامیکی یک ربات متحرک غیرخطی، دارای تزویج و نامعینی در مدل‌سازی است. همچنین مدل ربات با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها پیچیده‌تر هم می‌شود. طراحی کنترل‌کننده بهینه به کمک روش‌های سنتی برای سیستم‌های غیرخطی و نامعین امری دشوار می‌باشد. بهتر است بگوییم که روش‌های بهینه‌سازی هوشمند نظیر روش بهینه‌سازی گروه ذرات (PSO) قادر است تا یک مسئله بهینه‌سازی پیچیده را حل کند. در حقیقت برای طراحی یک کنترل‌کننده بهینه روش PSO باید به سیستم کنترلی اعمال گردد. ولی اعمال روش‌های بهینه‌سازی هوشمند نظیر PSO به سیستم‌های عملی با کرانداریت‌ها و مشکلاتی روبرو می‌باشد. اول اینکه سیستم باید تکرارپذیر باشد. تکرار و راه‌اندازی سیستم به تعداد دفعات زیاد امری زمان‌بر، پرهزینه و حتی ممکن است که غیرعملی باشد. در نتیجه این الگوریتم‌ها معمولاً بر روی مدلی از سیستم اجرا می‌شود و نتایج در عمل به کار گرفته می‌شود. ولی مدل سیستم دقیق نیست و یا در صورت دقیق بودن بسیار پیچیده می‌شود. همچنین عوامل ناشناخته نظیر اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌هایی در اندازه‌گیری پارامترهای مدل و دینامیک‌های مدل نشده در ربات‌ها وجود دارد. در نتیجه استفاده از روش‌های بهینه‌سازی بر روی مدل ربات نمی‌تواند تضمینی بر بهینه بودن کنترل‌کننده در عمل داشته باشد.

در این فصل روش کنترل بهینه جدید با استفاده از الگوریتم گروهی ذرات ارائه می‌گردد. در این روش، ابتدا سیستم را به دو بخش نامی و عدم قطعیت تقسیم می‌نماییم. سپس کنترل بهینه برای بخش نامی طراحی می‌شود. برای غلبه با عدم قطعیت‌های مدل نشده یک تخمینگر تطبیقی فازی طراحی می‌گردد. این طرح کنترلی علاوه بر اینکه بخش نامی کنترل‌کننده بهینه است، نسبت به عدم قطعیت‌های ربات مقاوم بوده و مستقل از مدل دینامیکی ربات نیز می‌باشد. در طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی از راهبرد کنترل ولتاژ استفاده شده است. همچنین بر خلاف روش‌های ارائه‌شده در دو فصل گذشته، این روش دارای حلقه کنترل سینماتیکی نمی‌باشد و با یک حلقه کنترلی به صورت مستقیم

ولتاژ موتورها را کنترل می‌نماید. طراحی، تحلیل، اثبات پایداری و نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده بهینه پیشنهادی در این فصل ارائه می‌شود.

۲-۶ طراحی کنترل‌کننده بهینه در حضور عدم قطعیت

جهت طراحی کنترل‌کننده بهینه از راهکار جدیدی در این بخش استفاده می‌نماییم. اول اینکه مدل حقیقی را با دو بخش مجزا توصیف می‌نماییم. قسمت اول: مدل نامی که شناخته شده است و قسمت دوم: مجموع نامعینی‌ها که شامل، عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی می‌باشد. سپس کنترل‌کننده دو قسمتی طراحی می‌گردد. قسمت اول: کنترل‌کننده بهینه با استفاده از روش بهینه‌سازی گروهی ذرات و پیاده‌سازی بر روی مدل نامی و قسمت دوم که یک تخمینگر تطبیقی فازی است که مجموع نامعینی‌ها را تخمین می‌زند. جهت حذف حلقه کنترل سینماتیکی از یک بردار خروجی که نشان‌دهنده موقعیت یک نقطه با فاصله کوچک از مرکز ربات است استفاده می‌نماییم.

بردار خروجی \mathbf{Y} را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$\mathbf{Y} = [x + \alpha \cos \theta \quad y + \alpha \sin \theta]^T \quad (1-6)$$

که α مقدار ثابت کوچک و مثبت می‌باشد. $\dot{\mathbf{Y}}$ به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$\dot{\mathbf{Y}} = \Lambda \mathbf{v} \quad (2-6)$$

که \mathbf{v} بردار سرعت ربات در (۳-۹) و

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\alpha \sin \theta \\ \sin \theta & \alpha \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

هدف کنترل‌کننده این است که ربات مسیر طراحی شده \mathbf{q}_d را ردگیری نماید یعنی $\mathbf{q} \rightarrow \mathbf{q}_d$ که

$$\mathbf{q}_d = [x_d \quad y_d \quad \theta_d]^T \quad (4-6)$$

همچنین بردار خروجی مطلوب به صورت زیر توصیف می‌گردد:

$$\mathbf{Y}_d = [x_d + \alpha \cos \theta_d \quad y_d + \alpha \sin \theta_d]^T \quad (5-6)$$

با جایگذاری (۲-۶) در معادله موتور (۳-۳) داریم:

$$\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{R}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{K} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\zeta} = \mathbf{U} \quad (6-6)$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_b \mathbf{n}_G^{-1} \mathbf{T}_\phi \quad \text{که}$$

سیستم (۶-۶) به صورت زیر نیز قابل توصیف می‌باشد:

$$\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \hat{\mathbf{K}} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\mu} = \mathbf{U} \quad (7-6)$$

که $\hat{\mathbf{R}}_a$ مقدار نامی ماتریس \mathbf{R}_a ، $\hat{\mathbf{K}}$ مقدار نامی ماتریس \mathbf{K} و $\boldsymbol{\mu}$ را مجموع نامعینی‌ها اسم گذاری می‌کنیم که به برابر است با:

$$\boldsymbol{\mu} = \mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + (\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a) \mathbf{I}_a + (\mathbf{K} - \hat{\mathbf{K}}) \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\zeta} \quad (8-6)$$

در حقیقت مجموع نامعینی‌ها $\boldsymbol{\mu}$ شامل دینامیک مدل نشده $\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a$ ، عدم قطعیت پارامتری $(\mathbf{R}_a - \hat{\mathbf{R}}_a) \mathbf{I}_a + (\mathbf{K} - \hat{\mathbf{K}}) \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}}$ و اغتشاش خارجی $\boldsymbol{\zeta}$ می‌باشد. سیستم (۷-۶) تشکیل شده است از مدل نامی و مجموع نامعینی‌ها که

$$\mathbf{U}_n + \boldsymbol{\mu} = \mathbf{U} \quad (9-6)$$

و مدل نامی برابر است با

$$\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \hat{\mathbf{K}} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}_n \quad (10-6)$$

بهتر است که یادآوری کنیم که مدل نامی \mathbf{U}_n شناخته‌شده و معلوم است و مجموع نامعینی‌ها $\boldsymbol{\mu}$ ناشناخته و نامعلوم می‌باشد. با توجه به مدل (۹-۶) و اینکه موتورهای ربات باید جهت جلوگیری از آسیب دیدن در مقابل ولتاژهای بالا در امان باشند، قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\mathbf{U} = u_{\max} \text{sat}(\mathbf{u} / u_{\max}) \quad (11-6)$$

که $\text{sat}(\mathbf{u} / u_{\max}) = [\text{sat}(u_r) \quad \text{sat}(u_l)]^T / u_{\max}$ ، حداکثر ولتاژ مجاز برای موتورها می‌باشد و

$\text{sat}(\cdot)$ تابع اشباع می‌باشد که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u_{\max} & u > u_{\max} \\ u & |u| \leq u_{\max} \\ -u_{\max} & u < -u_{\max} \end{cases} \quad (12-6)$$

بردار u در قانون کنترل (۱۱-۶) را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$u = U_n + \hat{\mu} \quad (13-6)$$

که $\hat{\mu}$ تخمین مقدار μ می‌باشد و U_n را با استفاده از روش خطی سازی پس‌خورد با توجه به مدل نامی به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$U_n = \hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}(\dot{Y}_d + k_p E) \quad (14-6)$$

که K_p ماتریس قطری ضریب تناسبی کنترل‌کننده و $E = Y_d - Y$ بردار خطا می‌باشد. کنترل‌کننده پیشنهادی (۱۴-۶) مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد و مشاهده می‌شود که از روش‌هایی مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند بسیار ساده‌تر می‌باشد و از مدل دینامیکی ربات مستقل می‌باشد. با جایگذاری کنترل‌کننده (۱۱-۶) در مدل (۶-۶) سیستم حلقه بسته به صورت زیر می‌باشد:

$$\hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}\dot{Y} + \mu = u_{\max} \text{sat}(u / u_{\max}) \quad (15-6)$$

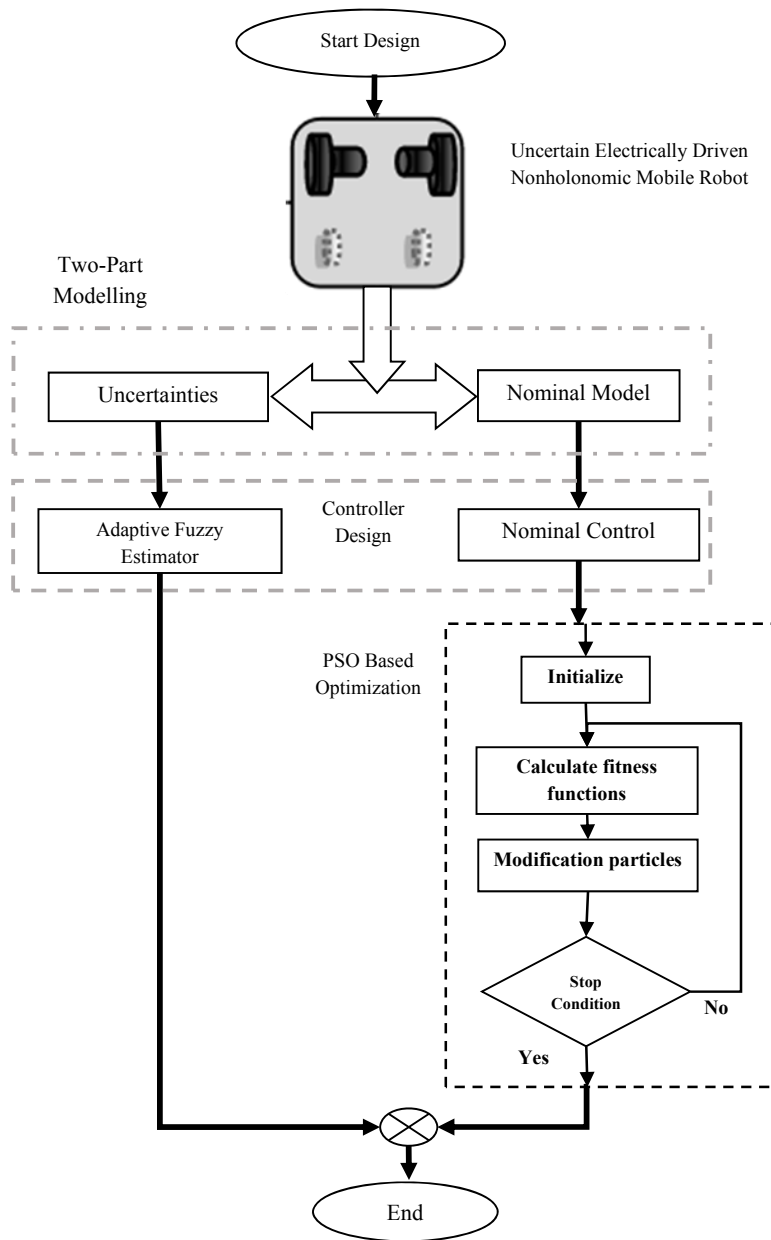
که با جایگذاری (۱۳-۶) و (۱۴-۶) در (۱۵-۶) می‌توان نوشت:

$$\hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}\dot{Y} + \mu = u_{\max} \text{sat}\left(\left(\hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}(\dot{Y}_d + k_p E) + \hat{\mu}\right) / u_{\max}\right) \quad (16-6)$$

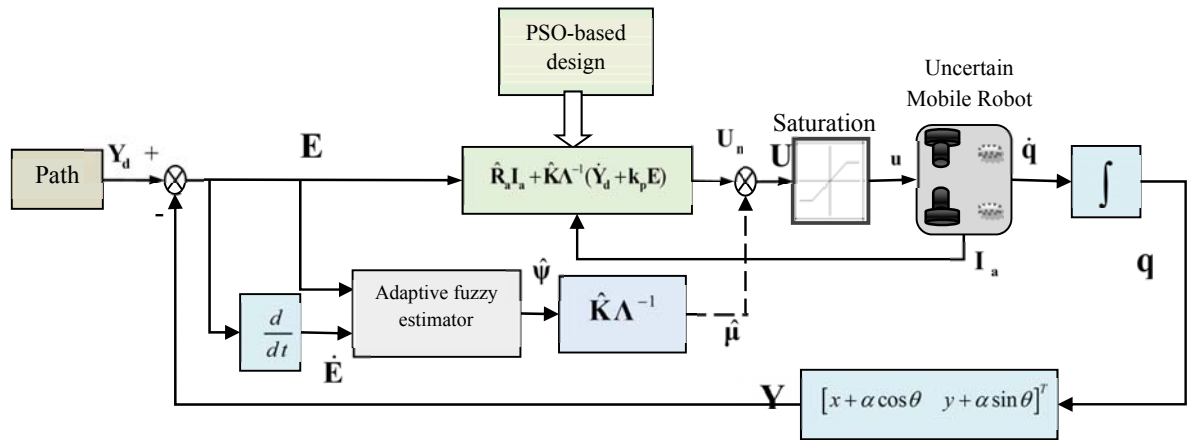
این روش پیشنهادی $\hat{\mu}$ را با استفاده از تخمینگر تطبیقی فازی محاسبه می‌گردد و پارامترهای بهینه کنترل‌کننده k_p با استفاده از روش بهینه‌سازی گروهی ذرات پیدا می‌شود. مقادیر \hat{R}_a و \hat{K} با توجه به شناخت ما از سیستم انتخاب می‌گردد. یک بخش از این روش اعمال روش بهینه‌سازی گروه ذرات به بخش معلوم سیستم کنترلی به صورت زیر می‌باشد.

$$\hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}\dot{Y} = u_{\max} \text{sat}\left(\left(\hat{R}_a I_a + \hat{K}\Lambda^{-1}(\dot{Y}_d + k_p E)\right) / u_{\max}\right) \quad (17-6)$$

بلوک دیاگرام کنترل‌کننده در شکل ۲-۶ و الگوریتم طراحی کنترل‌کننده بهینه در شکل ۱-۶ نشان داده شده است.



شکل ۶-۱: الگوریتم طراحی کنترل کننده بهینه



شکل ۶-۲: بلوک دیاگرام کنترل کننده

۳-۶ تخمینگر تطبیقی فازی

سیستم‌های فازی به دلیل محاسبات ساده و عدم وابستگی به مدل در طراحی کنترل‌کننده‌ها به صورت گسترده‌ای در صنعت و تحقیقات مورد توجه قرار گرفته است [۳۴]. در این روش از یک سیستم تطبیقی فازی جهت تخمین نامعینی‌های سیستم کنترلی استفاده شده است.

۱-۳-۶ تخمین عدم قطعیت‌ها در کرانداره $|u| \leq u_{\max}$

در این کرانداره سیستم حلقه بسته به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{E} + k_p E = \Lambda \hat{K}^{-1} (\mu - \hat{\mu}) \quad (۱۸-۶)$$

متغیرهای ψ و $\hat{\psi}$ را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$\psi = \Lambda \hat{K}^{-1} \mu \quad (۱۹-۶)$$

$$\hat{\psi} = \Lambda \hat{K}^{-1} \hat{\mu} \quad (۲۰-۶)$$

با جایگذاری (۱۹-۶) و (۲۰-۶) در سیستم (۱۸-۶) داریم:

$$\dot{E} + k_p E = \psi - \hat{\psi} \quad (۲۱-۶)$$

از آنجا که ماتریس k_p قطری می‌باشد، رابطه (۲۱-۶) به صورت زیر قابل تفکیک می‌باشد:

$$\dot{E}_i + k_{pi} E_i = \psi_i - \hat{\psi}_i \quad (22-6)$$

که k_{pi} عنصر i ام از ماتریس قطری k_p برای $i=1,2$ می‌باشد.

توجه کنید که $\hat{\psi}_i$ خروجی سیستم فازی تفکیک شده در فرم عادی با ورودی‌های x_1 و x_2 می‌باشد. اگر برای هر ورودی سه مجموعه فازی در نظر گرفته شود، تمام فضای فازی سیستم با ۹ قانون پوشش داده می‌شود. قوانین زبانی فازی در از نوع ممدانی می‌باشد:

$$FR_l : \text{If } x_1 \text{ is } A_l \text{ and } x_2 \text{ is } B_l, \text{ Then } \hat{\psi}_i \text{ is } C_l \quad (23-6)$$

که l امین قانون سیستم فازی با FR_l برای $l=1, \dots, 9$ بیان می‌شود، A_l ، B_l و C_l مجموعه فازی مرتبط با متغیرهای فازی x_1 ، x_2 و $\hat{\psi}_i$ به ترتیب می‌باشد. سه تابع عضویت گوسی $\mu_{A_l}(x_1)$ ، با نام‌های مثبت (P)، صفر (Z) و منفی (N) برای ورودی x_1 در فضای کاری تعریف شده است که در شکل ۳-۶ نشان داده شده است. سه تابع عضویت برای $\mu_{B_l}(x_2)$ به طور مشابه با $\mu_{A_l}(x_1)$ تعریف شده است. ۹ تابع عضویت به صورت متقارن $\mu_{C_l}(\hat{\psi}_i)$ ، با نام‌های خیلی زیاد مثبت (VPH)، خیلی مثبت (PH)، مثبت متوسط (PM)، مثبت کوچک (PS)، صفر (Z)، منفی کوچک (NS)، منفی متوسط (NM)، خیلی منفی (NH) و خیلی زیاد منفی (VNH) برای $\hat{\psi}_i$ در کرانداره کار خروجی به صورت زیر تعریف شده است.

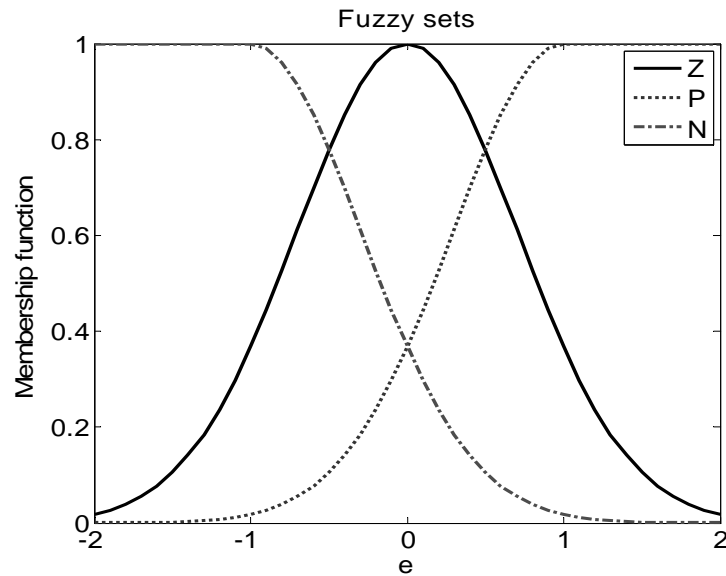
$$l=1, \dots, 9 \quad \mu_l(\hat{\psi}_i) = \exp(-((\hat{\psi}_i - \hat{p}_l) / \sigma)^2) \quad (24-6)$$

مشاهده می‌شود که تابع (۲۴-۶) به دو پارامتر \hat{p}_l و σ وابسته می‌باشد. قانون تطبیق جهت تنظیم \hat{p}_l محاسبه می‌گردد درحالی که σ به طور ثابت در نظر گرفته شده است. قوانین فازی باید به نحوی تعریف شود که خطا به سمت صفر میل نماید. قوانین فازی تعریف شده در جدول ۱-۶ ارائه شده است. با استفاده از فازی ساز منفرد، غیر فازی ساز میانگین مراکز، موتور استنتاج ضرب و توابع تعلق گوسی، سیستم فازی به صورت زیر می‌باشد [۳۴].

$$\hat{\psi}_i(x_1, x_2) = \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(x_1) \mu_{B_l}(x_2) \hat{p}_l}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(x_1) \mu_{B_l}(x_2)} \quad (25-6)$$

که $\mu_{A_i}(x_1) \in [0,1]$ و $\mu_{B_i}(x_2) \in [0,1]$ به ترتیب توابع عضویت متعلق به مجموعه‌های فازی A_i و B_i می‌باشند. مرکز مجموعه فازی C_i با \hat{p}_i مشخص می‌گردد. رابطه (۶-۲۵) را می‌توان به صورت زیر نیز بیان نمود.

$$\hat{\psi}_i(x_1, x_2) = \sum_{l=1}^9 \hat{p}_l \eta_l = \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\eta} \quad (۶-۲۶)$$



شکل ۶-۳: توابع عضویت ورودی

جدول ۶-۱: قوانین فازی

$\hat{\psi}_i$		x_2		
		N	Z	P
x_1	P	Z	PM	VPH
	Z	NS	Z	PS
	N	VNH	NM	Z

که $\hat{\mathbf{p}} = [\hat{p}_1 \cdots \hat{p}_9]^T$ ، $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \cdots \eta_9]^T$ و η_l به برابر است با

$$\eta_l = \frac{\mu_{A_i}(x_1) \mu_{B_i}(x_2)}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_i}(x_1) \mu_{B_i}(x_2)} \quad (۶-۲۷)$$

دو ضریب تغییر مقیاس ورودی‌های k_1 و k_2 استفاده شده است تا مقیاس x_1 و x_2 را تنظیم نماید، که

$$x_1 = k_1 E \quad (28-6)$$

$$x_2 = k_2 \dot{E} \quad (29-6)$$

با جایگذاری (28-6) و (29-6) در (25-6) مشاهده می‌شود که $\hat{\psi}_i$ تابعی از E و \dot{E} است، به صورت:

$$\hat{\psi}_i(E, \dot{E}) = \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(k_1 E) \mu_{B_l}(k_2 \dot{E}) \hat{p}_l}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(k_1 E) \mu_{B_l}(k_2 \dot{E})} \quad (30-6)$$

با جایگذاری (30-6) در سیستم حلقه بسته (22-6) می‌توان نوشت:

$$\psi_i = \dot{E} + k_p E + \hat{\psi}_i(E, \dot{E}) \quad (31-6)$$

بنابراین، می‌توان گفت که ψ_i نیز تابعی از E و \dot{E} است، بنابراین، طبق اصول کلی تخمین، سیستم فازی ψ_i قادر است که تابع ψ_i را تخمین بزند. به شکلی که

$$|\psi(E, \dot{E}) - \hat{\psi}(E, \dot{E})| \leq \rho \quad (32-6)$$

که ρ مقداری کراندار، اسکالر و مثبت است. در یک سیستم تطبیقی فازی، مرکز توابع عضویت خروجی P_l باید به شکلی تنظیم شوند که $\psi(E, \dot{E}) \rightarrow \hat{\psi}(E, \dot{E})$. توجه داشته باشید که $\psi(E, \dot{E})$ را می‌توان با یک سیستم فازی به شکل زیر مدل نمود:

$$\psi(E, \dot{E}) = \mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta} + \varepsilon \quad (33-6)$$

که ε خطای مدل‌سازی می‌باشد و $\mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}$ هدف نهایی تخمین‌گر تطبیقی فازی می‌باشد، به شکلی که $\hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\eta} \rightarrow \mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}$. توجه داشته باشید که بردار \mathbf{p} ثابت می‌باشد و بردار $\hat{\mathbf{p}}$ با استفاده از قانون تطبیق تنظیم می‌گردد تا به سمت \mathbf{p} حرکت کند. طبق اصول کلی نظریه تخمین می‌توان نوشت که:

$$|\psi_i - \mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}| < \beta \quad (34-6)$$

که ε کراندار است به قسمی که $|\varepsilon| < \beta$ و β حد بالای خطای مدل‌سازی می‌باشد. از آنجا که $\hat{\psi}_i = \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\eta}$ و $\mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}$ بهترین مقدار برای $\mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}$ می‌باشد، به شکلی که:

$$|\psi_i - \mathbf{p}^T \boldsymbol{\eta}| \leq |\psi_i - \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\eta}| \quad (35-6)$$

که می‌توان نتیجه گرفت که $\beta \leq \rho$. با جایگذاری (33-6) و (26-6) در (22-6) می‌توان نوشت:

$$\dot{E} = -k_p E + (\mathbf{p}^T - \hat{\mathbf{p}}^T) \boldsymbol{\eta} + \varepsilon \quad (36-6)$$

تنظیم $\hat{\mathbf{p}}^T$ به نحوی است که $\dot{E} + k_p E$ کاهش یابد. تابع مثبت معین V به شکل زیر پیشنهاد داده می‌شود:

$$V = 0.5E^2 + \frac{1}{2\gamma}(\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}})^T(\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}}) \quad (37-6)$$

که γ مقداری مثبت و ثابت می‌باشد. مشتق V نسبت به زمان برابر است با

$$\dot{V} = E\dot{E} - \frac{1}{\gamma}(\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}})^T \dot{\hat{\mathbf{p}}} \quad (38-6)$$

با جایگذاری (36-6) در (38-6) می‌توان نوشت:

$$\dot{V} = -k_p E^2 + E\varepsilon + (\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}})^T \left(E\boldsymbol{\eta} - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\mathbf{p}}} \right) \quad (39-6)$$

قانون تطبیق به کمک تساوی زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$\dot{\hat{\mathbf{p}}} = \gamma E \boldsymbol{\eta} \quad (40-6)$$

بنابراین، قانون تطبیق در سیستم فازی به صورت زیر می‌باشد:

$$\hat{\mathbf{p}}(t) = \int_0^t \gamma E \boldsymbol{\eta} dt' + \hat{\mathbf{p}}(0) \quad (41-6)$$

که $\hat{\mathbf{p}}(0)$ مقدار اولیه $\hat{\mathbf{p}}$ می‌باشد.

با جایگذاری رابطه (40-6) در (39-6) رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{V} = -k_p E^2 + E\varepsilon \quad (42-6)$$

برای برقرار سازی شرط $\dot{V} \leq 0$ در رابطه (41-6) باید که نامساوی زیر برقرار باشد.

$$E\varepsilon \leq k_p E^2 \quad (43-6)$$

از آنجا که $|\varepsilon| < \beta$ می‌توان نوشت که:

$$E\varepsilon < |E|\beta \quad (44-6)$$

برای اینکه شرط (43-6) برقرار گردد، کافی است که

$$|E|\beta < k_p E^2 \quad (45-6)$$

بنابراین

$$\beta / k_p < |E| \quad (46-6)$$

با توجه به مطالب گفته شده فوق تا زمانی که $\beta / k_p < |E|$ برقرار باشد، $\dot{V} \leq 0$ برقرار باشد. در نتیجه

$|E|$ کاهش می‌یابد تا زمانی که:

$$\beta / k_p = |E| \quad (47-6)$$

با توجه به رابطه (47-6) مشاهده می‌شود که خطا با k_p رابطه عکس دارد. هر قدر که k_p بزرگتر انتخاب شود آنگاه خطا حالت ماندگار کوچک‌تر می‌شود. گرچه قانون کنترل پیشنهادی تضمین نمی‌کند که خطا به سمت صفر میل می‌کند ولی تضمین می‌کند که خطا کراندار بوده و به مقدار کوچکی همگرا می‌شود. خطای ردگیری با خطای تخمین رابطه مستقیم دارد.

3-6-1 تخمین عدم قطعیت‌ها خارج از کرانداره $|u_i| \leq u_{\max}$

از رابطه (15-6) در خارج از کرانداره $|u_i| \leq u_{\max}$ ، داریم که $sat(u/u_{\max}) = 1$ اگر $u > u_{\max}$ و $sat(u/u_{\max}) = -1$ اگر $u < -u_{\max}$. این نشان‌دهنده آن است که در خارج از کرانداره $|u_i| \leq u_{\max}$ ، $sat(u/u_{\max}) = \text{sgn}(u/u_{\max})$.

$$\boldsymbol{\mu} = u_{\max} \text{sgn}(\mathbf{u}) - \hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a - \hat{\mathbf{K}} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \dot{\mathbf{Y}} \quad (48-6)$$

که $\text{sgn}(\mathbf{u}) = [\text{sgn}(u_r) \text{sgn}(u_l)]$ و $\text{sgn}(\cdot)$ تابع علامت می‌باشد. بنابراین، $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد.

$$\hat{\boldsymbol{\mu}} = u_{\max} \text{sgn}(\mathbf{u}) - \hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a - \hat{\mathbf{K}} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \dot{\mathbf{Y}} \quad (49-6)$$

در نتیجه $\boldsymbol{\mu} = \hat{\boldsymbol{\mu}}$. پس خطای تخمین در این کرانداره برابر با صفر است.

4-6 کنترل بهینه بر پایه الگوریتم بهینه‌سازی گروهی ذرات

با جایگذاری قانون کنترل (11-6) در مدل نامی (10-6) سیستم حلقه بسته نامی وقتی که $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{0}$ به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \hat{\mathbf{K}} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \dot{\mathbf{Y}} = sat(\hat{\mathbf{R}}_a \mathbf{I}_a + \hat{\mathbf{K}} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} (\dot{\mathbf{Y}}_d + \mathbf{k}_p \mathbf{E})) \quad (50-6)$$

\mathbf{k}_p تنها پارامتر موثر در سیستم کنترلی (50-6) می‌باشد که مقدار بهینه آن به کمک الگوریتم بهینه‌سازی گروهی ذرات محاسبه می‌گردد. یافتن مقدار بهینه \mathbf{k}_p با روش‌های سنتی قابل محاسبه نمی‌باشد. مقدار بهینه \mathbf{k}_p با کمینه کردن مقدار تابع پیشنهادی زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$f_{\text{cost}} = \int_0^t \mathbf{E}^T \mathbf{E} dt \quad (51-6)$$

t زمان شبیه‌سازی می‌باشد و $\mathbf{E}^T \mathbf{E}$ مقدار نرم خطای ردگیری می‌باشد.
الگوریتم بهینه‌سازی گروهی ذرات در فصل ۴-۴ کاملاً شرح داده شده است.

۵-۶ بررسی پایداری

پایداری سیستم حلقه بسته با فرضیات زیر انجام می‌گیرد:

برای اینکه همگرایی دینامیک خطا به نحوی که ربات مسیر طراحی شده را ردگیری نماید، فرضیات اولیه زیر لازم می‌باشد:

فرض اول: مسیر طراحی شده \mathbf{Y}_d کراندار و نرم می‌باشد به شکلی که \mathbf{Y}_d و مشتق‌های بالاتر آن موجود می‌باشد و به صورت یکنواخت کراندار می‌باشد.

فرض دوم: اغتشاش خارجی \mathbf{Y}_a کراندار است، به نحوی که $|\dot{\mathbf{Y}}_a| \leq \dot{\mathbf{Y}}_{a\max}$ که $\dot{\mathbf{Y}}_{a\max}$ مقداری مثبت و کراندار می‌باشد.

ورودی هر موتور در قانون (۶-۱۱) کراندار می‌باشد $|\mathbf{u}| \leq u_{\max}$. همان طور که در [۶۵] بررسی شده است، اگر ورودی هر موتور \mathbf{u} کراندار باشد و اغتشاش خارجی \mathbf{Y}_a نیز کراندار باشد آنگاه سرعت موتور $\dot{\Phi}_m$ ، جریان موتور \mathbf{I}_a و مشتق جریان $\dot{\mathbf{I}}_a$ کراندار می‌باشد.

در کرانداره $|\mathbf{u}| \leq u_{\max}$ ، سیستم حلقه بسته (۶-۲۲) وقتی $k_{pi} > 0$ باشد به صورت خطی و پایدار می‌باشد.

ورودی $\psi_i - \hat{\psi}_i$ طبق رابطه (۶-۳۲) کراندار می‌باشد. بنابراین، \mathbf{E}_i و $\dot{\mathbf{E}}_i$ برای $i=1,2$ کراندار می‌باشند. همچنین \mathbf{E} و $\dot{\mathbf{E}}$ نیز کراندار می‌باشد. طبق فرض دوم \mathbf{Y}_d و $\dot{\mathbf{Y}}_d$ کراندار می‌باشد. داریم که $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_d - \mathbf{E}$ و $\dot{\mathbf{Y}} = \dot{\mathbf{Y}}_d - \dot{\mathbf{E}}$. بنابراین، \mathbf{Y} و $\dot{\mathbf{Y}}$ نیز کراندار می‌باشند.

از رابطه (۶-۲) داریم $\mathbf{v} = \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}}$ که

$$\Lambda^{-1} = \frac{1}{\alpha} \begin{bmatrix} \alpha \cos \theta & \alpha \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (52-6)$$

ماتریس Λ^{-1} کراندار است، پس با کراندار بودن $\dot{\mathbf{Y}}$ در نتیجه \mathbf{v} نیز کراندار می‌باشد. با استفاده از روابط

(7-3)، (9-3) و رابطه (2-6) داریم می‌توان نوشت که $\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}}$ پس

$$\mathbf{q} = \int_{\mathbf{Y}(0)}^{\mathbf{Y}} \mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1} d\delta + \mathbf{q}(0) \quad (53-6)$$

$\mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1}$ با استفاده از روابط فصل 3 به قابل محاسبه می‌باشد که می‌توان نوشت:

$$\mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta & \sin \theta \cos \theta \\ \sin \theta \cos \theta & \sin^2 \theta \\ -(1/\alpha) \sin \theta & (1/\alpha) \cos \theta \end{bmatrix} \quad (54-6)$$

از آنجا که \mathbf{Y} و $\mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1}$ کراندار می‌باشد، مقدار \mathbf{q} در رابطه (53-6) نیز کراندار می‌باشد. از جایی

که $\mathbf{J}(\mathbf{q}) \mathbf{T}_\varphi \Lambda^{-1}$ پیوسته می‌باشد، $\mathbf{q} \rightarrow \mathbf{q}_d$ وقتی که $\mathbf{Y} \rightarrow \mathbf{Y}_d$. اثبات شد که متغیرهای حالت سیستم

(3-31) \mathbf{q} ، \mathbf{v} و \mathbf{I} کراندار می‌باشد.

6-6 شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل‌کننده ولتاژ مقاوم (RVC) پیشنهادی را به مدل ربات متحرک اعمال نموده و نتایج

را مورد بررسی قرار می‌دهیم. سپس در شبیه‌سازی دوم، عملکرد این کنترل‌کننده با خطی سازی

پس‌خورد تطبیقی (AFL) [49] مقایسه می‌گردد.

ربات در آغاز حرکت در مکان $\mathbf{q}(0) = [0.5(m) \quad -0.5(m) \quad 0(rad)]^T$ قرار دارد. مقادیر نامی 0.7%

مقدار واقعی در نظر گرفته شده است. بردار نیروی ناشی از اصطکاک ربات $\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}})$ و اغتشاش خارجی

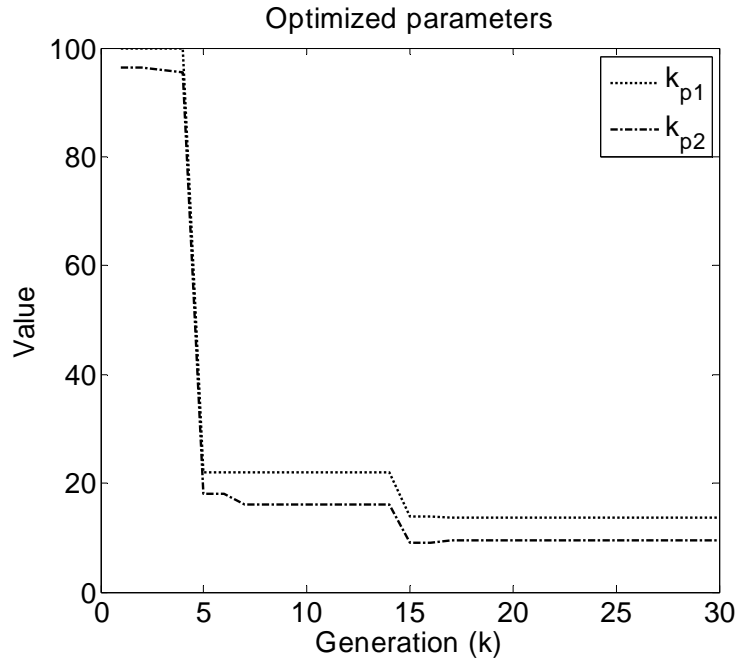
ζ به ترتیب به صورت زیر می‌باشد.

$$\mathbf{F}(\dot{\mathbf{q}}) = 5\dot{\mathbf{q}} + 0.5 \text{sgn}(\dot{\mathbf{q}}) \quad (55-6)$$

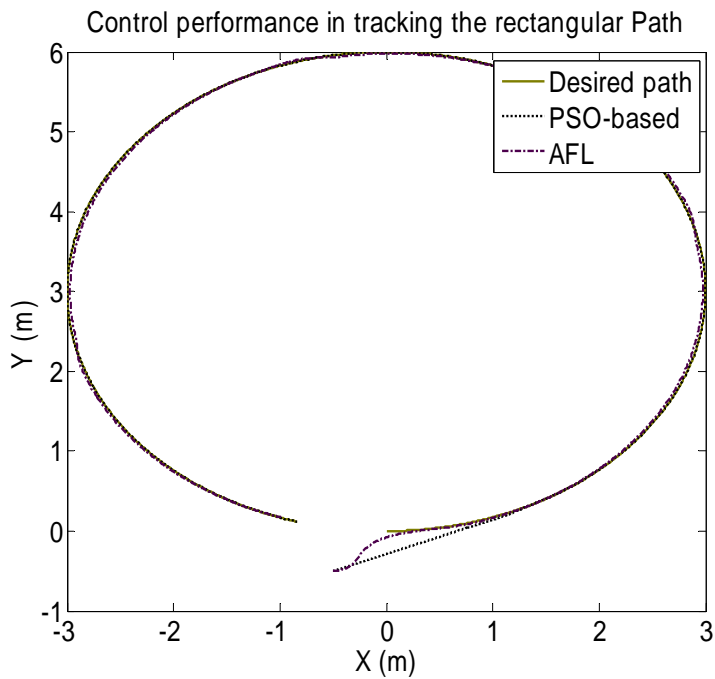
$$\zeta^T = [2 \quad -2] \text{ if } 10 < t < 40 \text{ else } \zeta^T = \mathbf{0} \quad (56-6)$$

شبیه‌سازی اول: الگوریتم بهینه‌سازی گروهی ذرات بر روی سیستم شبیه‌سازی شده است. مقادیر بهینه سراسری $k_{p1}=13.73$ و $k_{p2}=9.51$ توسط الگوریتم به دست آمده است که در شکل ۶-۴ دیده می‌شود. مقادیر $k_1=1$ و $k_2=1$ در رابطه (۶-۳۰)، $\gamma=10$ در (۶-۴۰) و $\alpha=0.05$ در (۶-۱) به صورت سعی و خطا انتخاب شده زمان شبیه‌سازی نیز ۶۰ ثانیه می‌باشد. سیستم کنترلی شکل ۶-۱ شبیه‌سازی شده است تا کارایی کنترل‌کننده پیشنهادی بررسی گردد.

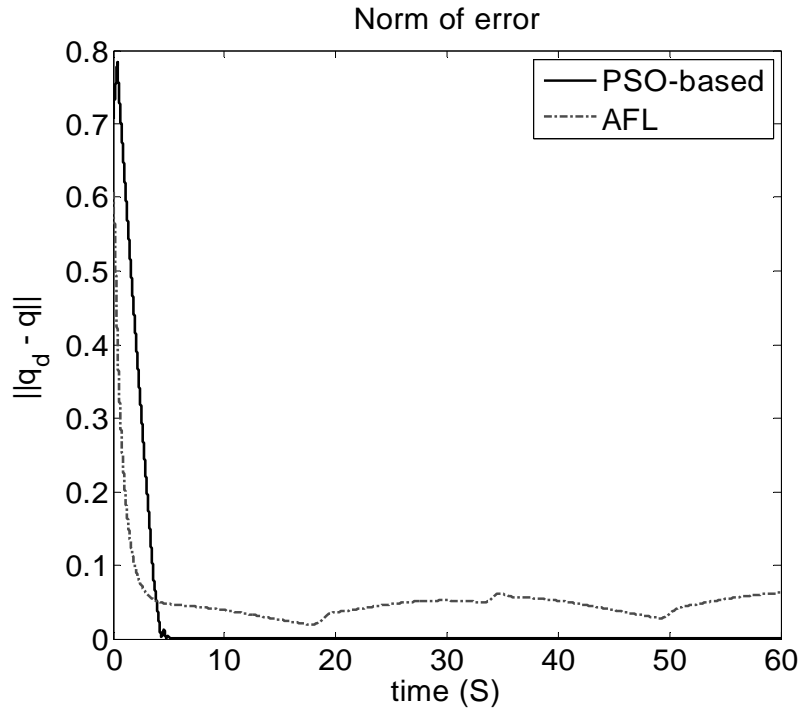
در این شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده بهینه ولتاژ با کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی مقایسه می‌گردد. روابط مربوط به کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی در [۵۹] ارائه شده است. در شکل ۶-۵ ردگیری مسیر دایره‌ای توسط ربات برای مشاهده می‌گردد. مسیر مطلوب، مسیر حاصل از اجرای کنترل بهینه پیشنهادی و مسیر حاصل از اجرای کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی (AFL)، این سه مسیر که در آغاز متفاوت‌اند به هم پیوسته و مسیر مطلوب ردگیری می‌شود. در شکل ۶-۶ نرم خطای ردگیری در دو طرح کنترل بهینه پیشنهادی و کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی ترسیم شده‌اند. در هر دو طرح، مشاهده می‌شود که خطای ردگیری سریعاً به مقدار کوچکی همگرا می‌گردد و عملکرد بهتر روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۶-۷(a) تلاش کنترلی کنترل‌کننده بهینه ولتاژ را نشان می‌دهد. با وجود اینکه عدم قطعیت‌ها و اغتشاش خارجی توسط جبران می‌شود، ناپیوستگی در سیگنال به ندرت دیده می‌شود. در شکل ۶-۷(b) نیز تلاش کنترلی کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی نشان داده شده است.



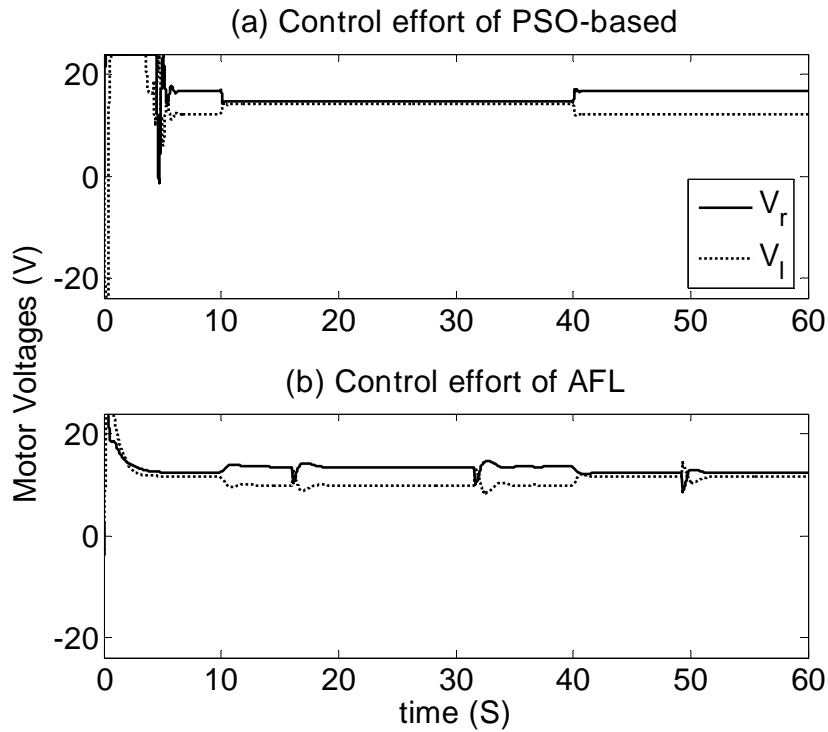
شکل ۶-۴: ردگیری مسیر دایره‌ای



شکل ۶-۵: ردگیری مسیر دایره‌ای



شکل ۶-۶: خطای رد گیری



شکل ۶-۷: تلاش کنترلی

۷-۶ نتیجه‌گیری

در این فصل کنترل‌کننده بهینه مقاوم با استفاده از طرح کنترل ولتاژ برای یک ربات متحرک نامعین طراحی گردید. در طراحی کنترل‌کننده مدل موتورها نیز لحاظ شد و کنترل ربات با کنترل مستقیم ولتاژ موتورها صورت گرفته است. ابتدا طراحی کنترل‌کننده بهینه با در نظر گرفتن مدل نامی صورت می‌گیرد سپس تخمینگر تطبیقی فازی طراحی می‌گردد تا بتواند به عدم قطعیت‌ها و نامعینی‌ها غلبه نماید. پارامترهای بهینه را با استفاده از روش بهینه‌سازی گروهی ذرات به دست می‌آوریم. پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی اثبات شد و نتایج شبیه‌سازی نیز ارائه شد. مقایسه روش کنترل بهینه پیشنهادی با روش خطی سازی پس‌خورد تطبیقی نشانگر عملکرد بهتر و دقت بالاتر روش پیشنهادی را در مقابله با عدم قطعیت‌ها نشان می‌دهد. همچنین روش پیشنهادی از نظر بار محاسباتی و تحلیل نیز بسیار راحت تر از روش خطی سازی پس‌خورد تطبیقی می‌باشد.

فصل هفتم

کنترل مقاوم ربات متحرک با استفاده از تخمینگر تطبیقی فازی

بر پایه گرادیان نزولی

۱-۷ مقدمه

مدل دینامیکی یک ربات متحرک غیرخطی، دارای تزویج و دارای نامعینی در مدل‌سازی می‌باشد. همچنین مدل ربات با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها پیچیده‌تر هم می‌شود. طراحی کنترل‌کننده‌های تطبیقی فازی به کمک روش گرادیان نزولی به دلیل نیاز به مشتق قسمت‌هایی از سیستم که دارای نامعینی می‌باشند امری دشوار می‌باشد.

در این فصل روش کنترل مقاوم با استفاده از تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی طراحی می‌گردد. این طرح نسبت به عدم قطعیت‌های ربات مقاوم بوده و مستقل از مدل دینامیکی ربات نیز می‌باشد و تضمین می‌نماید که خطای ردگیری به صفر میل می‌نماید. در طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی از راهبرد کنترل ولتاژ استفاده شده است. همچنین این روش مشابه با روش فصل ۶ دارای حلقه کنترل سینماتیکی نمی‌باشد و با یک حلقه کنترلی به صورت مستقیم ولتاژ موتورها را کنترل می‌نماید. طراحی، تحلیل، اثبات پایداری و نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده بهینه پیشنهادی در این فصل ارائه می‌شود.

۲-۷ طراحی کنترل‌کننده مقاوم

جهت طراحی کنترل‌کننده بهینه از راهکار جدیدی در این بخش استفاده می‌نماییم. اول اینکه مدل حقیقی را با دو بخش مجزا توصیف می‌نماییم. قسمت اول: مدل نامی که شناخته شده است و قسمت دوم: مجموع نامعینی‌ها که شامل، عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی می‌باشد. سپس کنترل‌کننده دو قسمتی طراحی می‌گردد. قسمت اول: خطی سازی پس‌خورد و قسمت دوم که یک تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی است که مجموع نامعینی‌ها را تخمین می‌زند. جهت حذف حلقه کنترل سینماتیکی از یک بردار خروجی که نشان‌دهنده موقعیت یک نقطه با فاصله کوچک از مرکز ربات است استفاده می‌نماییم.

بردار خروجی Y را به مشابه با (۶-۱) تعریف می‌نماییم.

هدف کنترل کننده این است که ربات مسیر طراحی شده \mathbf{q}_d را ردگیری نماید یعنی $\mathbf{q} \rightarrow \mathbf{q}_d$ ، که مشابه است با (۴-۶) همچنین بردار خروجی مطلوب نیز برابر با (۵-۶) است.

با جایگذاری (۲-۶) در معادله موتور (۳-۳) داریم:

$$\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{R}_a \mathbf{I}_a + \mathbf{K} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\zeta} = \mathbf{U} \quad (1-7)$$

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_b \mathbf{n}_G^{-1} \mathbf{T}_\varphi \quad \text{که}$$

سیستم (۱-۷) به صورت زیر نیز قابل توصیف می باشد:

$$\hat{\mathbf{K}} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\mu} = \mathbf{U} \quad (2-7)$$

که $\hat{\mathbf{K}}$ مقدار نامی ماتریس $\hat{\mathbf{K}}$ و $\boldsymbol{\mu}$ را مجموع نامعینی ها اسم گذاری می کنیم که به برابر است با:

$$\boldsymbol{\mu} = \mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{R}_a \mathbf{I}_a + (\mathbf{K} - \hat{\mathbf{K}}) \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\zeta} \quad (3-7)$$

در حقیقت مجموع نامعینی ها $\boldsymbol{\mu}$ شامل دینامیک مدل نشده $\mathbf{L}_a \dot{\mathbf{I}}_a + \mathbf{R}_a \mathbf{I}_a$ ، و عدم قطعیت پارامتری $(\mathbf{K} - \hat{\mathbf{K}}) \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}}$ و اغتشاش خارجی $\boldsymbol{\zeta}$ می باشد. سیستم (۷-۷) تشکیل شده است از مدل نامی و مجموع نامعینی ها که

$$\mathbf{U}_n + \boldsymbol{\mu} = \mathbf{U} \quad (4-7)$$

که مدل نامی برابر است با

$$\hat{\mathbf{K}} \Lambda^{-1} \dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{U}_n \quad (5-7)$$

بهتر است که یادآوری کنیم که مدل نامی \mathbf{U}_n شناخته شده و معلوم است و مجموع نامعینی ها $\boldsymbol{\mu}$ ناشناخته و نامعلوم می باشد. با توجه به مدل (۴-۷) و اینکه موتورهای ربات باید جهت جلوگیری از آسیب دیدن در مقابل ولتاژهای بالا در امان باشند، قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می دهیم:

$$\mathbf{U} = u_{\max} \text{sat}(\mathbf{u} / u_{\max}) \quad (6-7)$$

که $\text{sat}(\mathbf{u} / u_{\max}) = [\text{sat}(u_r) \quad \text{sat}(u_l)]^T / u_{\max}$ ، حداکثر ولتاژ مجاز برای موتورها می باشد و

$\text{sat}(\cdot)$ تابع اشباع می باشد که به صورت زیر تعریف می گردد:

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u_{\max} & u > u_{\max} \\ u & |u| \leq u_{\max} \\ -u_{\max} & u < -u_{\max} \end{cases} \quad (7-7)$$

بردار \mathbf{u} در قانون کنترل (7-6) را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$\mathbf{u} = \mathbf{U}_n + \hat{\boldsymbol{\mu}} \quad (8-7)$$

که $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ تخمین مقدار $\boldsymbol{\mu}$ می‌باشد و \mathbf{U}_n را با استفاده از روش خطی سازی پس‌خورد با توجه به مدل نامی به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\mathbf{U}_n = \hat{\mathbf{K}}\boldsymbol{\Lambda}^{-1}(\dot{\mathbf{Y}}_d + \mathbf{k}_p \mathbf{E}) \quad (9-7)$$

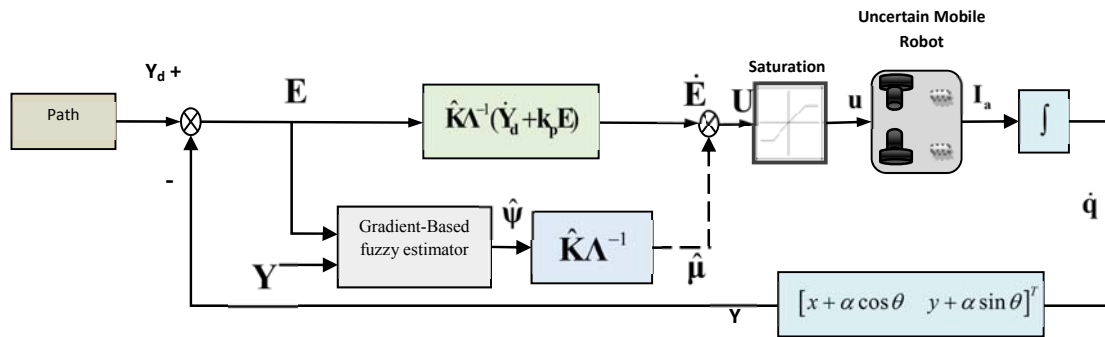
که \mathbf{K}_p ماتریس قطری ضریب تناسبی کنترل‌کننده و $\mathbf{E} = \mathbf{Y}_d - \mathbf{Y}$ بردار خطا می‌باشد. کنترل‌کننده پیشنهادی (9-7) مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد و مشاهده می‌شود که از روش‌هایی مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور می‌باشند بسیار ساده‌تر می‌باشد و از مدل دینامیکی ربات مستقل می‌باشد. با جایگذاری کنترل‌کننده (9-7) در مدل (7-1) سیستم حلقه بسته به صورت زیر می‌باشد:

$$\hat{\mathbf{K}}\boldsymbol{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\mu} = u_{\max} \text{sat}(\mathbf{u}/u_{\max}) \quad (10-7)$$

که با جایگذاری (8-7) و (9-7) در (10-7) می‌توان نوشت:

$$\hat{\mathbf{K}}\boldsymbol{\Lambda}^{-1}\dot{\mathbf{Y}} + \boldsymbol{\mu} = u_{\max} \text{sat}\left(\left(\hat{\mathbf{K}}\boldsymbol{\Lambda}^{-1}(\dot{\mathbf{Y}}_d + \mathbf{k}_p \mathbf{E}) + \hat{\boldsymbol{\mu}}\right)/u_{\max}\right) \quad (11-7)$$

این روش پیشنهادی $\hat{\boldsymbol{\mu}}$ را با استفاده از تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی محاسبه می‌گردد و $\hat{\mathbf{K}}$ با توجه به شناخت ما از سیستم انتخاب می‌گردد. بلوک دیاگرام کنترل‌کننده در شکل 7-1 نشان داده شده است.



شکل ۷-۱: بلوک دیاگرام کنترل کننده

۷-۳ تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی

سیستم‌های فازی به دلیل محاسبات ساده و عدم وابستگی به مدل در طراحی کنترل‌کننده‌ها به صورت گسترده‌ای در صنعت و تحقیقات مورد توجه قرار گرفته است [۳۴]. روش گرادیان نزولی به دلیل سادگی در طراحی بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرد. با استفاده از روش گرادیان نزولی یک سیستم تطبیقی فازی جهت تخمین نامعینی‌های سیستم کنترلی استفاده شده است.

$$|u_i| \leq u_{\max} \quad \text{۷-۳-۱ تخمین عدم قطعیت‌ها خارج از کرانداره}$$

تخمین عدم قطعیت در این کرانداره مشابه با بخش ۶-۳-۲ می‌باشد. در نتیجه $\hat{\mu} = \mu$. پس خطای تخمین در این کرانداره برابر با صفر است.

$$|u_i| \leq u_{\max} \quad \text{۷-۳-۲ تخمین عدم قطعیت‌ها در کرانداره}$$

در این کرانداره سیستم حلقه بسته به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{E} + k_p E = \Lambda \hat{K}^{-1} (\mu - \hat{\mu}) \quad (۷-۱۲)$$

متغیرهای Ψ و $\hat{\Psi}$ را مشابه با (۶-۱۹) و (۶-۲۰) تعریف می‌نماییم.

با جایگذاری (۶-۱۹) و (۶-۲۰) در سیستم (۷-۱۲) داریم:

$$\dot{\mathbf{E}} + \mathbf{k}_p \mathbf{E} = \boldsymbol{\psi} - \hat{\boldsymbol{\psi}} \quad (13-7)$$

از آنجا که ماتریس \mathbf{k}_p قطری می‌باشد، رابطه (13-7) به صورت زیر قابل تفکیک می‌باشد:

$$\dot{E}_i + k_{pi} E_i = \psi_i - \hat{\psi}_i \quad (14-7)$$

که k_{pi} عنصر i ام از ماتریس قطری \mathbf{k}_p برای $i = 1, 2$ می‌باشد.

توجه کنید که $\hat{\psi}_i$ خروجی سیستم فازی تفکیک شده در فرم عادی با ورودی‌های x_1 و x_2 می‌باشد. اگر برای هر ورودی سه مجموعه فازی در نظر گرفته شود، تمام فضای فازی سیستم با ۹ قانون پوشش داده می‌شود. قوانین زبانی فازی در از نوع ممدانی می‌باشد:

$$FR_l : \text{If } x_1 \text{ is } A_l \text{ and } x_2 \text{ is } B_l, \text{ Then } \hat{\psi}_i \text{ is } C_l \quad (15-7)$$

که l امین قانون سیستم فازی با FR_l برای $l = 1, \dots, 9$ بیان می‌شود، A_l ، B_l و C_l مجموعه فازی مرتبط با متغیرهای فازی x_1 ، x_2 و $\hat{\psi}_i$ به ترتیب می‌باشد. سه تابع عضویت گوسی $\mu_{A_l}(x_1)$ ، با نام‌های مثبت (P)، صفر (Z) و منفی (N) برای ورودی x_1 در فضای کاری تعریف شده است که در شکل ۳-۶ نشان داده شده است. سه تابع عضویت برای $\mu_{B_l}(x_2)$ به طور مشابه با $\mu_{A_l}(x_1)$ تعریف شده است. ۹ تابع عضویت به صورت متقارن $\mu_{C_l}(\hat{\psi}_i)$ ، با نام‌های خیلی زیاد مثبت (VPH)، خیلی مثبت (PH)، مثبت متوسط (PM)، مثبت کوچک (PS)، صفر (Z)، منفی کوچک (NS)، منفی متوسط (NM)، خیلی منفی (NH) و خیلی زیاد منفی (VNH) برای $\hat{\psi}_i$ در کرانداره کار خروجی به صورت زیر تعریف شده است.

$$l = 1, \dots, 9 \text{ برای } \mu_l(\hat{\psi}_i) = \exp(-((\hat{\psi}_i - \hat{p}_l) / \sigma)^2) \quad (16-7)$$

مشاهده می‌شود که تابع (16-7) به دو پارامتر \hat{p}_l و σ وابسته می‌باشد. قانون تطبیق جهت تنظیم \hat{p}_l محاسبه می‌گردد درحالی که σ به طور ثابت در نظر گرفته شده است. قوانین فازی باید به نحوی تعریف شود که خطا به سمت صفر میل نماید. قوانین فازی تعریف شده در جدول ۱-۶ ارائه شده است. با استفاده از فازی ساز منفرد، غیر فازی ساز میانگین مراکز، موتور استنتاج ضرب و توابع تعلق گوسی، سیستم فازی به صورت زیر می‌باشد [۳۴].

$$\hat{\psi}_i(x_1, x_2) = \frac{a}{b} \quad (17-7)$$

که $a = \sum_{l=1}^9 z_l \hat{p}_l$ و $b = \sum_{l=1}^9 z_l$ که $z_l = \mu_{A_l}(x_1) \mu_{B_l}(x_2)$ همچنین $\mu_{A_l}(x_1) \in [0,1]$ و $\mu_{B_l}(x_2) \in [0,1]$ ترتیب توابع عضویت متعلق به مجموعه‌های فازی A_l و B_l می‌باشند. مرکز مجموعه فازی C_l با \hat{p}_l مشخص می‌گردد. رابطه (17-7) را می‌توان به صورت زیر نیز بیان نمود.

$$\hat{\psi}_i(x_1, x_2) = \sum_{l=1}^9 \hat{p}_l \eta_l = \hat{\mathbf{p}}^T \boldsymbol{\eta} \quad (18-7)$$

که $\hat{\mathbf{p}} = [\hat{p}_1 \cdots \hat{p}_9]^T$ ، $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1 \cdots \eta_9]^T$ و η_l به برابر است با

$$\eta_l = \frac{z_l}{b} \quad (19-7)$$

دو ضریب k_1 و k_2 استفاده شده است تا مقیاس x_1 و x_2 را تنظیم نماید، که

$$x_2 = k_2 \dot{E}, \quad x_1 = k_1 E \quad (20-7)$$

با جایگذاری (20-7) در (17-7) مشاهده می‌شود که $\hat{\psi}$ تابعی از E و \dot{E} است، به صورت:

$$\hat{\psi}_i(E, \dot{E}) = \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(k_1 E) \mu_{B_l}(k_2 \dot{E}) \hat{p}_l}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_l}(k_1 E) \mu_{B_l}(k_2 \dot{E})} \quad (21-7)$$

با جایگذاری (21-7) در سیستم حلقه بسته (14-7) می‌توان نوشت:

$$\psi_i = \dot{E} + k_p E + \hat{\psi}_i(E, \dot{E}) \quad (21-7)$$

بنابراین، می‌توان گفت که ψ_i نیز تابعی از E و \dot{E} است، بنابراین، طبق اصول کلی تخمین، سیستم فازی $\hat{\psi}_i$ قادر است که تابع ψ_i را تخمین بزند. اجازه بدهید تا تابع مثبت معین J_e را به صورت زیر تعریف نماییم:

$$J_e = \frac{1}{2} (\psi_i - \hat{\psi}_i)^2 \quad (22-7)$$

$\hat{\psi}_i$ تابعی از پارامترهای متغیر \hat{p}_l است و ψ_i تابعی از پارامترهای ثابت p_l است. برای حرکت در

جهت کاهش J_e در حالت گسسته لازم است که $\hat{p}_l(k+1) - \hat{p}_l(k) = -\gamma \frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_l}$ باشد. بنابراین روش

گرادیان نزولی پیوسته را به شکل زیر پیشنهاد می‌دهیم.

$$\dot{\hat{p}}_l = -\gamma \frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_l} \quad (23-7)$$

که γ مقداری اسکالر و مثبت می‌باشد. در نتیجه تا زمانی که $J_e \neq 0$ آنگاه $\frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_i} \frac{\partial \hat{p}_i}{\partial t} < 0$. پس تا زمانی

که $\frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_i} \neq 0$ می‌باشد \hat{p}_i تغییر می‌کند و به مقدار مطلوب یعنی p_i میل می‌کند. می‌توان $\frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_i}$ را به

صورت زیر محاسبه نمود:

$$\frac{\partial J_e}{\partial \hat{p}_i} = \frac{\partial J_e}{\partial \hat{\psi}_i} \frac{\partial \hat{\psi}_i}{\partial a} \frac{\partial a}{\partial \hat{p}_i} \quad (24-7)$$

که $\frac{\partial a}{\partial \hat{p}_i} = z_i$ و $\frac{\partial \hat{\psi}_i}{\partial a} = \frac{1}{b}$ ، $\frac{\partial J_e}{\partial \hat{\psi}_i} = \hat{\psi}_i - \psi_i$ مقادیر z_i و b قابل محاسبه می‌باشند درحالی که مقدار

$\hat{\psi}_i - \psi_i$ به دلیل نامعلوم بودن ψ_i قابل محاسبه نمی‌باشد. جهت محاسبه $\hat{\psi}_i - \psi_i$ پیشنهاد می‌دهیم

که از رابطه (۱۴-۷) استفاده شود که

$$\psi_i - \hat{\psi}_i = \dot{E} + k_p E \quad (25-7)$$

قانون تطبیق گسسته یک سیستم فازی بر پایه گرادیان نزولی در [۳۴] به صورت

می‌باشد. با استفاده از روابط (۲۳-۷) تا (۲۵-۷)، قانون تطبیق پیوسته به

صورت زیر نوشته می‌شود.

$$\dot{\hat{p}}_i = \frac{\gamma(\dot{E} + k_p E)b}{z_i} \quad (26-7)$$

بنابراین

$$\hat{p}_i = \hat{p}_i(0) + \int_0^t \frac{\gamma(\dot{E} + k_p E)b}{z_i} dt' \quad (27-7)$$

که $\hat{p}_i(0)$ مقدار اولیه \hat{p}_i می‌باشد. با حل کردن معادله دیفرانسیل (۲۵-۷) می‌توان نوشت که:

$$E = E(0)e^{-k_p t} + \frac{1}{k_p} \int_0^t (\psi_i(t') - \hat{\psi}_i(t')) e^{-k_p(t-t')} dt' \quad (28-7)$$

از آنجا که $\psi_i(t') - \hat{\psi}_i(t') \rightarrow 0$ می‌توان گفت که $E \rightarrow 0$ هر گاه $t \rightarrow \infty$.

روش تطبیقی فازی ذکر شده بر پایه گرادیان نزولی طراحی شد. تخمینگر می‌تواند به خوبی مقدار نامعینی‌ها را تخمین بزند تا زمانی که خطای ردگیری به صفر میل نماید. این روش همان طور که در (۷-۲۸) نشان داده شده است، تضمین می‌نماید که خطای ردگیری \dot{E} به صورت مجانبی به سمت صفر میل می‌نماید. نو آوری این روش در استفاده از $\dot{E} + k_p E$ به جای خطای مستقیم تخمین در تخمین عدم قطعیت‌های سیستم می‌باشد. در این حالات خطای تخمین و خطای ردگیری هر دو همزمان به صفر میل می‌نمایند. وقتی که $\dot{E} + k_p E \rightarrow 0$ آنگاه $E \rightarrow 0$ و $\dot{E} \rightarrow 0$.

۴-۷ بررسی پایداری

پایداری سیستم حلقه بسته با فرضیات زیر انجام می‌گیرد:

برای اینکه همگرایی دینامیک خطا به نحوی که ربات مسیر طراحی شده را ردگیری نماید، فرضیات اولیه زیر لازم می‌باشد:

فرض اول: مسیر طراحی شده Y_a کراندار و نرم می‌باشد به نحوی که Y_a و مشتق‌های بالاتر آن موجود می‌باشد و به صورت یکنواخت کراندار می‌باشد.

فرض دوم: اغتشاش خارجی ζ کراندار است، به نحوی که $|\zeta| \leq \zeta_{\max}$ ، که ζ_{\max} مقداری مثبت و کراندار می‌باشد.

ورودی هر موتور در قانون (۷-۶) کراندار می‌باشد $|u| \leq u_{\max}$. همان طور که در [۶۵] بررسی شده است، اگر ورودی هر موتور u کراندار باشد و اغتشاش خارجی ζ نیز کراندار باشد آنگاه سرعت موتور $\dot{\Phi}_m$ ، جریان موتور I_a و مشتق جریان \dot{I}_a کراندار می‌باشد.

در کرانداره $|u| \leq u_{\max}$ ، سیستم حلقه بسته (۷-۱۴) وقتی $k_{pi} > 0$ باشد به صورت خطی و پایدار می‌باشد.

طبق فرض دوم Y_d و \dot{Y}_d کراندار می‌باشد. داریم که $Y = Y_d - E$ و $\dot{Y} = \dot{Y}_d - \dot{E}$. بنابراین، همان طور که در انتها بخش ۳-۷ گفته شد $E \rightarrow 0$ و $\dot{E} \rightarrow 0$. بنابراین، Y و \dot{Y} کراندار می‌باشند و به مقادیر طراحی شده Y_d و \dot{Y}_d میل می‌نمایند.

از رابطه (۲-۶) داریم $v = \Lambda^{-1} \dot{Y}$ که Λ^{-1} در رابطه (۵۰-۶) نشان داده شده است و کراندار می‌باشد. پس با کراندار بودن \dot{Y} در نتیجه v نیز کراندار می‌باشد. با استفاده از روابط (۷-۳)، (۹-۳) و رابطه (۲-۶) داریم می‌توان نوشت که $\dot{q} = J(q) T_\phi \Lambda^{-1} \dot{Y}$ که q از رابطه (۵۱-۶) قابل محاسبه می‌باشد. $J(q) T_\phi \Lambda^{-1}$ نیز در رابطه (۵۲-۶) محاسبه شده است. از آنجا که Y و $J(q) T_\phi \Lambda^{-1}$ کراندار می‌باشد، مقدار q در رابطه (۵۱-۶) نیز کراندار می‌باشد. از جایی که $J(q) T_\phi \Lambda^{-1}$ پیوسته می‌باشد، $q \rightarrow q_d$ وقتی که $Y \rightarrow Y_d$. اثبات شد که متغیرهای حالت سیستم (۳-۳۱) q ، v و I_a کراندار می‌باشند.

۵-۷ شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل‌کننده ولتاژ مقاوم (RVC) پیشنهادی را به مدل ربات متحرک اعمال نموده و نتایج را مورد بررسی قرار می‌دهیم. سپس در شبیه‌سازی دوم، عملکرد این کنترل‌کننده با خطی سازی پس‌خورد تطبیقی (AFL) [۵۹] مقایسه می‌گردد.

ربات در آغاز حرکت در مکان $q(0) = [2(m) \quad -1(m) \quad 0(rad)]^T$ قرار دارد. مقادیر نامی ۵۰٪ مقدار واقعی در نظر گرفته شده است. بردار نیروی ناشی از اصطکاک ربات $F(q)$ و اغتشاش خارجی ζ به ترتیب به صورت زیر می‌باشد.

$$F(\dot{q}) = 5\dot{q} + 0.5 \operatorname{sgn}(\dot{q}) \quad (۲۹-۷)$$

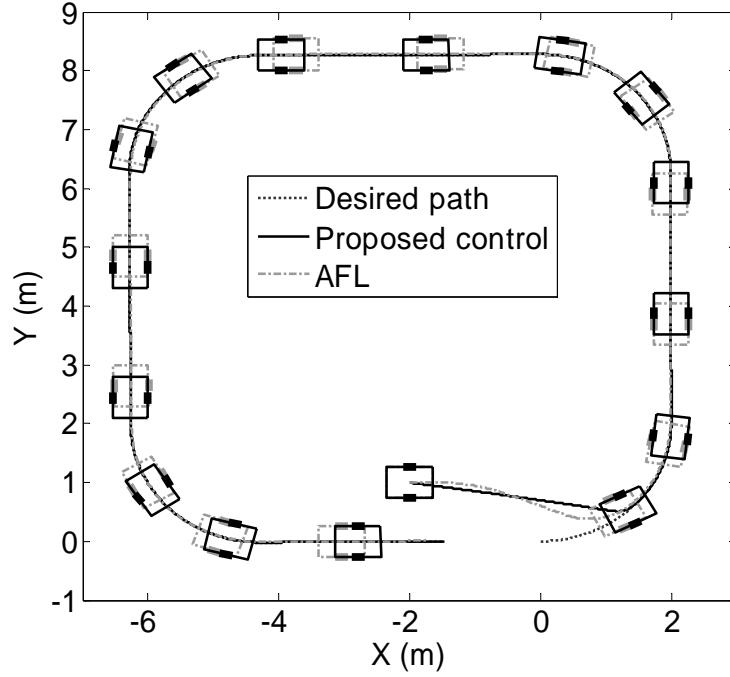
$$\zeta^T = [2 \quad -2] \text{ if } 10 < t < 40 \text{ else } \zeta^T = 0 \quad (۳۰-۷)$$

شبیه‌سازی اول: مقادیر $k_{p1} = 13$ ، $k_{p2} = 9$ با استفاده از روش مشابه با فصل ۶ انتخاب شده‌اند. $k_1 = 1$ و $k_2 = 1$ در رابطه (۲۰-۷)، $\gamma = 10$ در (۲۷-۷) و $\alpha = 0.05$ در (۱-۶) به صورت سعی و خطا

انتخاب شده زمان شبیه‌سازی نیز ۱۱۰ ثانیه می‌باشد. سیستم کنترل شکل ۷-۱ شبیه‌سازی شده است تا کارایی کنترل‌کننده پیشنهادی بررسی گردد.

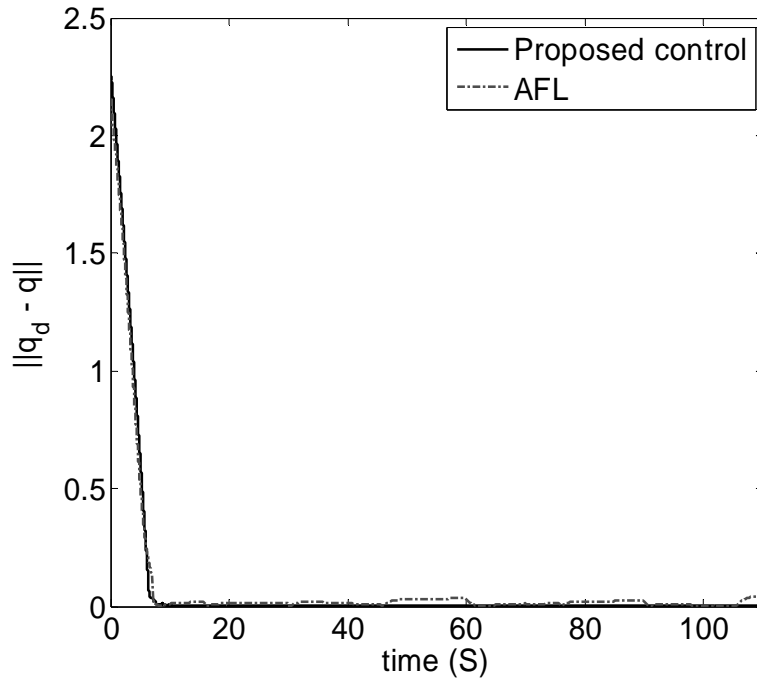
در این شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده مقاوم ولتاژ با کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی مقایسه می‌گردد. روابط مربوط به کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی در [۵۹] ارائه شده است. در شکل ۷-۲ ردگیری مسیر دایره‌ای توسط ربات برای مشاهده می‌گردد. مسیر مطلوب، مسیر حاصل از اجرای کنترل مقاوم پیشنهادی و مسیر حاصل از اجرای کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی (AFL)، این سه مسیر که در آغاز متفاوت‌اند به هم پیوسته و مسیر مطلوب ردگیری می‌شود. در شکل ۷-۳ نرم خطای ردگیری در دو طرح کنترل مقاوم پیشنهادی و کنترل خطی سازی پسخورد تطبیقی ترسیم شده‌اند. در هر دو طرح، مشاهده می‌شود که خطای ردگیری سریعاً به مقدار کوچکی همگرا می‌گردد و عملکرد بهتر و دقیق‌تر روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. در روش مقاوم پیشنهادی پس از ۱۱ ثانیه خطا به کمتر از 5×10^{-5} کاهش یافته است در صورتی که در روش AFL خطا به 2×10^{-2} کاهش می‌یابد که ۲۵۰۰ برابر بزرگ‌تر از روش پیشنهادی می‌باشد. شکل ۷-۴(a) تلاش کنترلی کنترل‌کننده مقاوم ولتاژ را نشان می‌دهد. با وجود اینکه عدم قطعیت‌ها و اغتشاش خارجی توسط جبران می‌شود، ناپیوستگی در سیگنال به فقط در اوایل کنترل دیده می‌شود. در شکل ۷-۴(b) نیز تلاش کنترلی کنترل‌کننده خطی سازی پسخورد تطبیقی نشان داده شده است.

Control performance in tracking the rectangular path

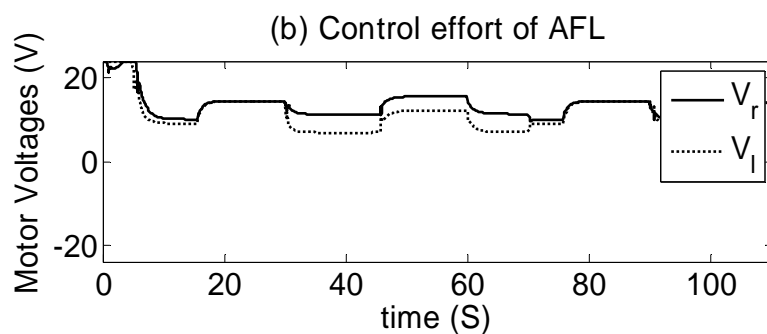
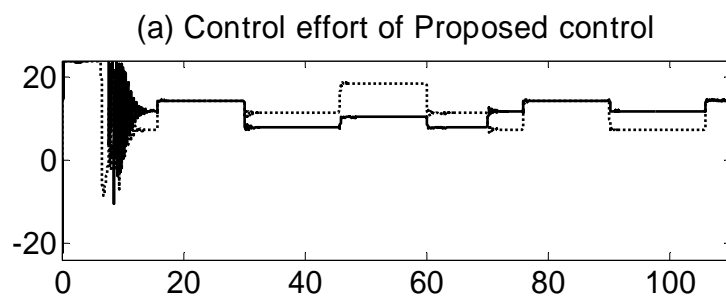


شکل ۷-۲: ردگیری مسیر دایره‌ای

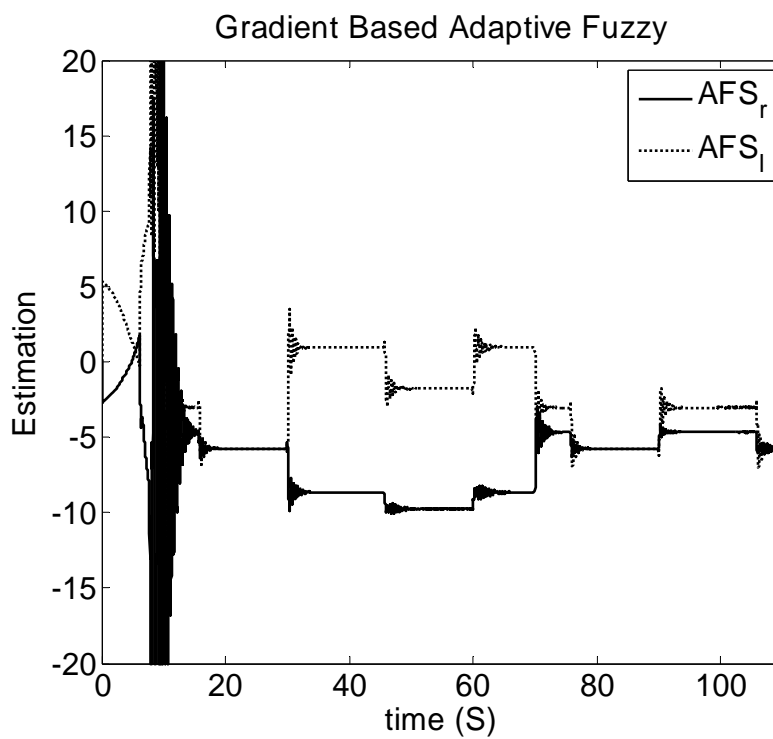
norm of error



شکل ۷-۳: خطای ردگیری



شکل ۷-۴: تلاش کنترلی



شکل ۷-۵: مقدار مجموع عدم قطعیت‌های تخمین زده شده $\hat{\mu}$

نتیجه‌گیری ۶-۷

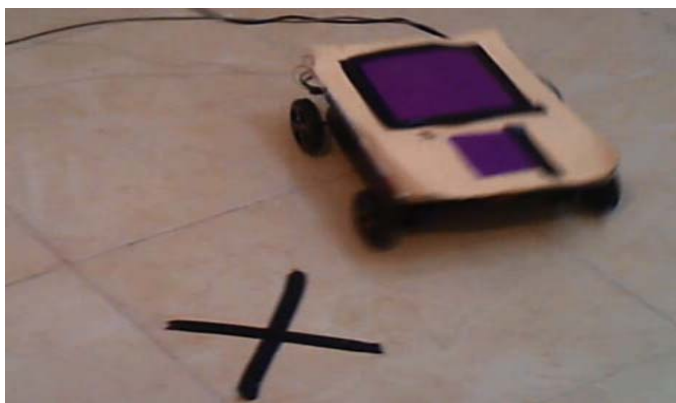
در این فصل کنترل‌کننده مقاوم و تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی با استفاده از طرح کنترل ولتاژ برای یک ربات متحرک نامعین طراحی گردید. در طراحی کنترل‌کننده مدل موتورها نیز لحاظ شد و کنترل ربات با کنترل مستقیم ولتاژ موتورها صورت گرفته است. ابتدا طراحی کنترل‌کننده خطی سازی پس‌خورده با در نظر گرفتن مدل نامی صورت می‌گیرد سپس تخمینگر تطبیقی فازی با روش گرادیان نزولی طراحی می‌گردد تا بتواند به عدم قطعیت‌ها و نامعینی‌ها غلبه نماید. پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی اثبات شد و نتایج شبیه‌سازی نیز ارائه شد. مقایسه روش کنترل مقاوم پیشنهادی با روش خطی سازی پس‌خورده تطبیقی نشانگر عملکرد بهتر و دقت بالاتر روش پیشنهادی را در مقابله با عدم قطعیت‌ها نشان می‌دهد. همچنین روش پیشنهادی از نظر بار محاسباتی و تحلیل نیز بسیار راحت تر از روش خطی سازی پس‌خورده تطبیقی می‌باشد.

فصل هشتم

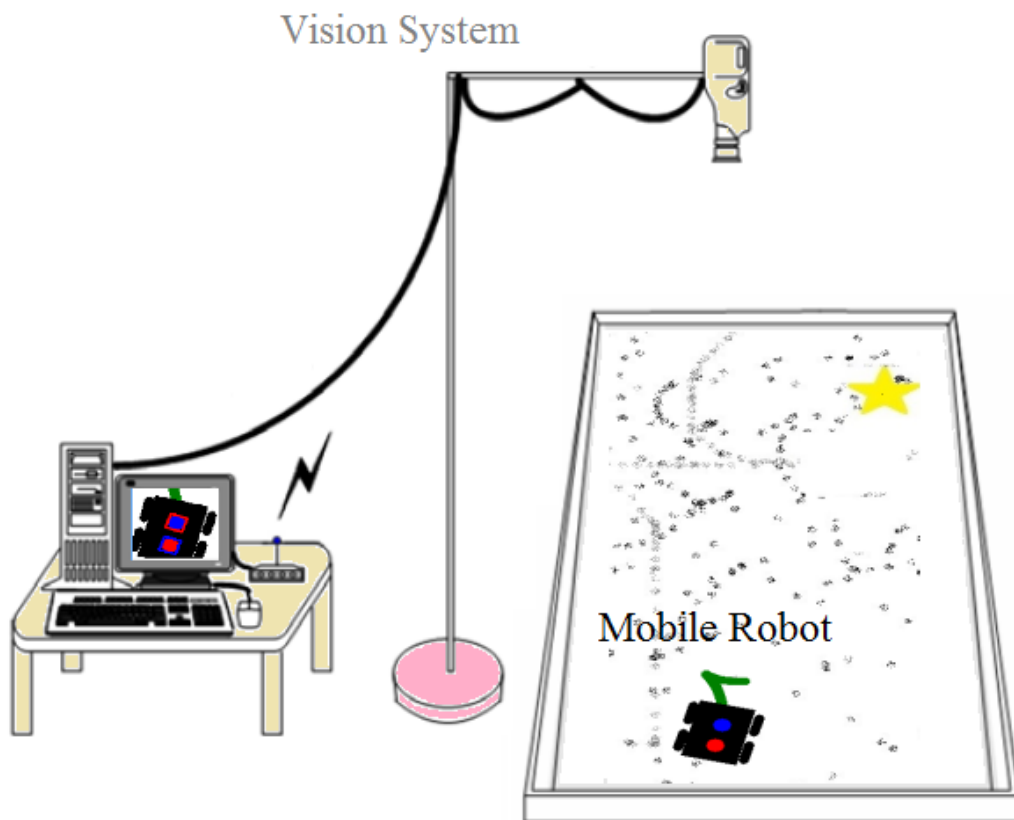
نتایج عملی

بررسی عملی روش‌های کنترلی از اهمیت بالایی برخوردار می‌باشد. در این پایان‌نامه سعی بر آن شده است تا کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در این پایان‌نامه را بر روی ربات متحرک آزمایش نموده و نتایج را بررسی نماییم. به این منظور به طراحی و ساخت یک مدل آزمایشگاهی مشابه با شکل (۱-۸) پرداخته‌ایم. این مدل آزمایشگاهی دارای دو موتور جریان مستقیم می‌باشد و بدنه آن از جنس پلکسی می‌باشد. دو چرخ در هر طرف ربات قرار دارد که توسط جعبه‌دنده به موتور آن سمت متصل شده است. جهت کنترل ولتاژ موتورها از مدار درایو MD-49 که دارای دو پل H می‌باشد، استفاده شده است. مدار درایو قابلیت اندازه‌گیری جریان مصرفی هر موتور را دارد. اطلاعات کنترلی پس از پردازش بر روی کامپیوتر از طریق درگاه USB ارسال شده و ربات اطلاعات را دریافت می‌نماید، سپس ولتاژها از طریق مدولاسیون پهنای باند (PWM) به هر موتور اعمال می‌شود.

اطلاعات پسخورد سیستم کنترلی از طریق پردازش تصویر دریافتی از دوربین بالای فضای کار ربات، محاسبه می‌گردد. جهت کنترل ربات نرم‌افزاری در محیط C# طراحی شده است. این نرم‌افزار قادر است ربات را در تصویر در هر لحظه تشخیص دهد و موقعیت و جهت آن را استخراج نماید و پس از آن ولتاژ کنترلی را با توجه به قانون کنترل جهت ردگیری مسیر محاسبه می‌شود و برای ربات ارسال می‌گردد. شکل کلی سیستم کنترلی در عمل در شکل ۱-۸ نشان داده شده است.



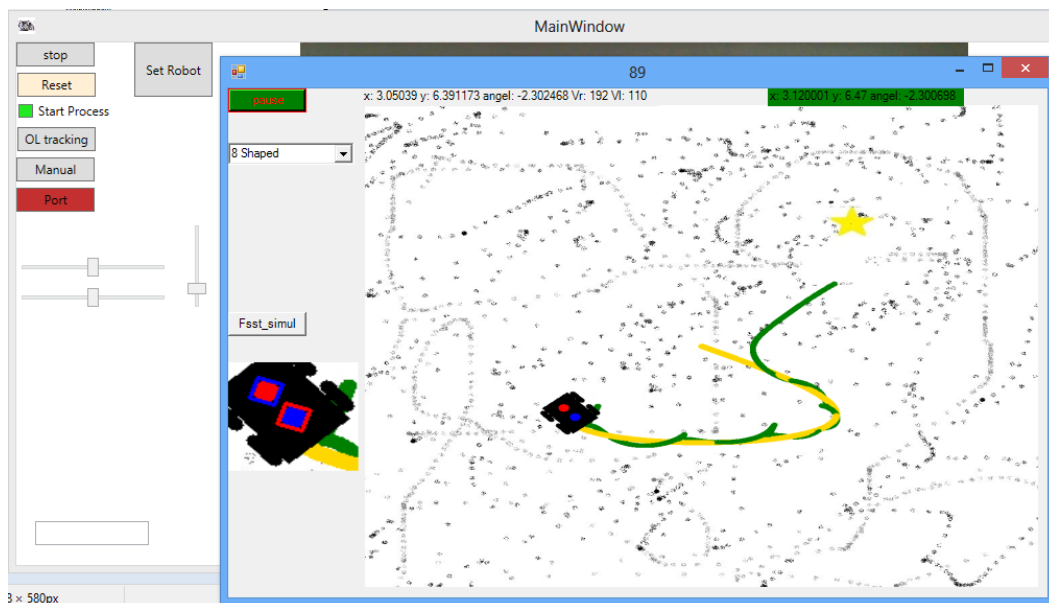
شکل ۱-۸: ربات متحرک چرخ دار تفاضلی



شکل ۸-۲: شکل کنترل کننده ربات متحرک در عمل با دوربین متصل در بالای محیط کار

۸-۲ نرم افزار کنترل ربات و پردازش تصویر

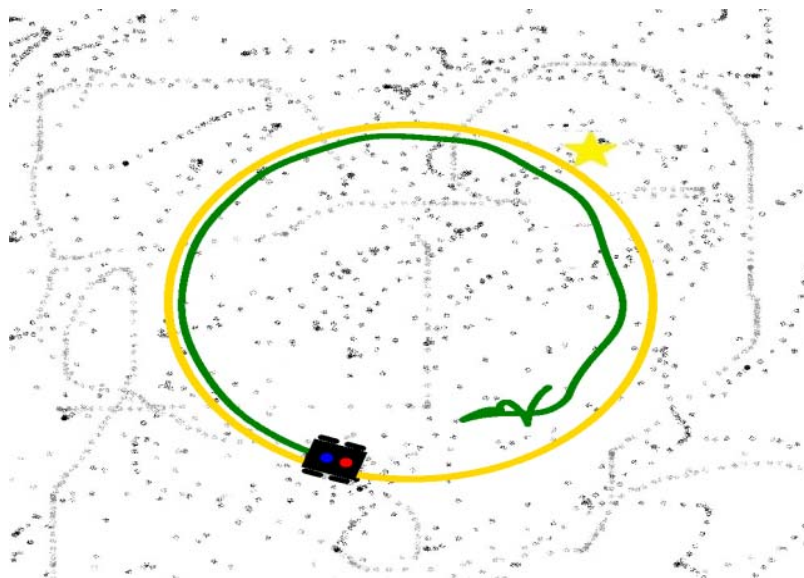
جهت پیاده سازی عملی کنترل کننده های پیشنهادی از نرم افزار متلب استفاده نشده است. به همین منظور، نرم افزار کنترلی در محیط C# طراحی شده است. این نرم افزار با استفاده از پردازش تصویر دوربین قرار گرفته در بالای ربات، موقعیت ربات را استخراج می نماید و سپس قوانین کنترلی را اجرا می کند و خروجی را از طریق درگاه USB برای ربات ارسال می نماید. در پردازش تصویر از کتابخانه های EMGU-CV و AForge استفاده شده است. نمایی از شکل کلی نرم افزار در شکل ۸-۳ نشان داده شده است. از شرح جزئیات نرم افزار به دلیل طولانی شدن بحث و نامرتب بودن با هدف اصلی پایان نامه خودداری می نمایم.



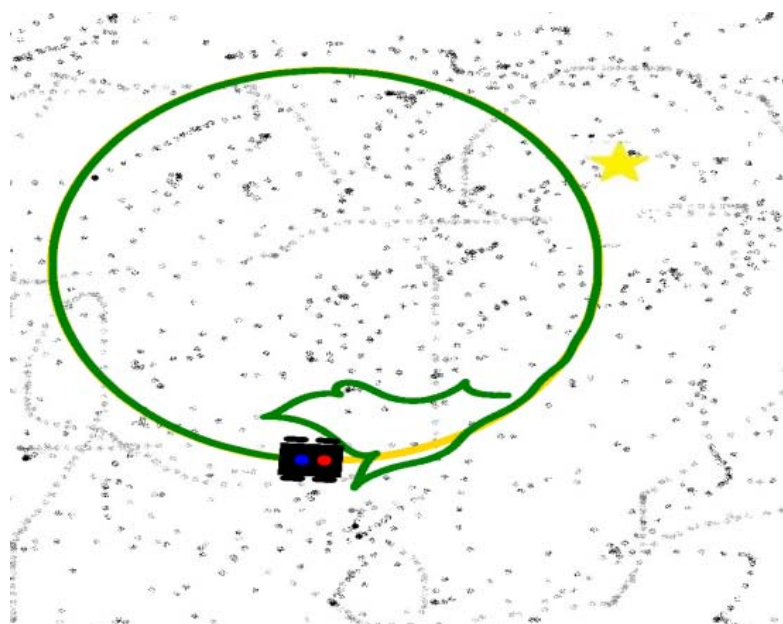
شکل ۸-۳: نرم افزار کنترل ربات در C#

۳-۸ نتایج عملی

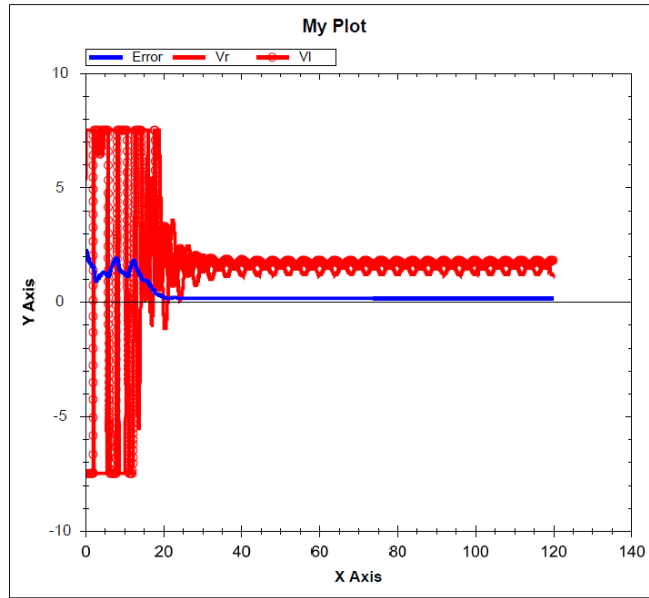
در این قسمت نتایج عملی آزمایش شده بر روی ربات ارائه می گردد. پارامترهای ربات حقیقی در جدول های ۴-۱ و ۴-۲ نشان داده شده است. عملکرد کنترل کننده سینماتیکی غیرمقاوم در شکل ۸-۴ نشان داده شده است. عملکرد کنترل کننده مقاوم فصل ۵ در شکل ۸-۵ و تلاش کنترلی در شکل ۸-۶ نشان داده شده است. پارامترهای کنترل کننده سینماتیکی مشابه با فصل ۵ می باشد.



شکل ۸-۴: ردگیری عملی ربات با کنترل کننده غیر مقاوم



شکل ۸-۵: ردگیری عملی ربات با کنترل کننده مقاوم فصل ۵



شکل ۸-۵: تلاش کنترلی و خطا ردگیری کنترل کننده فصل ۵

فصل نهم

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۱-۹ نتیجه‌گیری‌ها

در این پایان‌نامه، مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات متحرک، کنترل مود-لغزشی تطبیقی، و کنترل مقاوم با استفاده از حلقه سینماتیکی، کنترل بهینه مقاوم در حضور عدم قطعیت‌ها و خطی سازی پس‌خورد تطبیقی مورد توجه قرار گرفته‌اند، تا بتوان به هدف اصلی پایان‌نامه یعنی کنترل مقاوم ربات متحرک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ به خوبی پرداخت. هر یک از روش‌های کنترلی مذکور طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است و به ارزیابی عملکرد سیستم کنترلی در ردگیری مسیرهای مختلف پرداخته شده است. روش‌های کنترلی کنترل ولتاژ مستقل از مدل ربات می‌باشد. روش کنترل ولتاژ علاوه بر سادگی، سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات دارد. در روش آخر مشاهده می‌شود که فقط از خطای ردگیری و مشتق آن در قانون کنترل استفاده شده است درحالی‌که بسیاری از روش‌های کنترلی از همه متغیرهای حالت سیستم برای تضمین پایداری استفاده می‌نمایند. تخمین‌گر فازی تنها با داشتن ۹ قانون فازی ساده و محاسبات آن به صورت قابل توجهی کاهش یافته است. نتایج شبیه‌سازی نشان داده است که آن‌ها هنگام رویارویی با عدم قطعیت‌هایی نظیر دینامیک مدل نشده، نامعینی پارامتری و اغتشاش خارجی مقاوم می‌باشند.

ضعف روش‌های مبتنی بر کنترل گشتاور آن است که دینامیک محرکه‌ها را در نظر نمی‌گیرند و یا در صورت در نظر گرفتن قوانین کنترلی بسیار پیچیده است ولی در مقابل روش‌های راهبرد کنترل ولتاژ به نقش موتورها توجه اساسی دارند. روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری مناسب تر و دقیق تری هستند. مشاهده می‌شود کنترل مقاوم با استفاده از تخمین‌گر تطبیقی فازی طراحی ساده‌تر نسبت به کنترل‌کننده مقاوم دارد. تخمین‌گر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی توانسته است با قانون تطبیق همگرایی خطا به صفر را تضمین نماید.

به طور کلی می‌توان نتیجه‌گیری نمود که به دلیل مزیت‌های مذکور کنترل‌کننده‌های مقاوم با استفاده از تخمین‌گرهای فازی نسبت به کنترل‌کننده‌های مقاوم ساده و کنترل‌کننده خطی سازی پس‌خورد

تطبیقی و کنترل‌کننده مود-لغزشی ترجیح داده می‌شود. استفاده از تخمینگر فازی در طراحی کنترل‌کننده به ما این امکان را داده است که از روش‌های بهینه‌سازی در طراحی کنترل‌کننده برای سیستم‌های نامعین به راحتی استفاده نماییم. با توجه به هدف طراحی که ممکن است دقت، سادگی و یا محدودیت‌های عملی مورد توجه باشد هر یک از کنترل‌کننده‌های مقاوم با حلقه سینماتیکی، بهینه مقاوم با تخمینگر فازی و کنترل مقاوم با تخمینگر تطبیقی فازی بر پایه گرادیان نزولی می‌توانند مورد استفاده قرار بگیرند.

۲-۹ پیشنهادها

پیشنهادها زیر برای ادامه تحقیقات ارائه می‌گردد:

- می‌توان روش‌های ارائه‌شده را برای ربات‌های متحرک هولونومیک (همه جهته) و یا بازوهای رباتیک متحرک تعمیم داد.
- می‌توان از روش‌های بهینه‌سازی هوشمند دقیق تر و جدید تر از روش بهینه‌سازی گروهی ذرات استفاده نمود.
- پیشنهاد قانون‌های تطبیق در طراحی کنترل‌کننده جهت تطبیق پارامترها و بهره‌های ثابت که می‌تواند عملکرد سیستم کنترلی را بهبود ببخشد
- استفاده از سایر روش‌های تخمین نظیر شبکه‌های عصبی RBF و چند لایه و یا سیستم‌های فازی-عصبی و یا سیستم‌های فازی مرتبه دو در تخمین عدم قطعیت‌ها.

مراجع:

- [1] Nourbakhsh I. R. and R. Siegwart (2004) “**Introduction to Autonomous Mobile Robots**” MIT press, Boston, ISBN 0-262-19502-X.
- [2] chung Y., Park C., Harashima F. A (2001) “position control differential drive wheeled mobile robot”. **IEEE Trans. Ind. Control.** **48**, pp 853–863.
- [3] Coelho P. and Nunes U. (2005) “Path-following control of mobile robots in presence of uncertainties”. **IEEE Trans. Robot.** **21**, pp 252–261.
- [4] Samson C. (1997) “Control of chained systems application to path following and time-varying point-stabilization of mobile robots”. **IEEE Trans Autom Control.** **1**, pp 64–77.
- [5] Aguiar J. P. (2007) “Trajectory-tracking and path-following of underactuated autonomous vehicles with parametric modeling uncertainty”. **IEEE Trans. Autom. Control.** **52**, **8**, pp 1362–1379.
- [6] Fateh M. M. (2008) “On the voltage-based control of robot manipulators”. **Int. J. Control. Autom. Syst.** **6**, **5**, pp 702–712.
- [7] Fateh M. M. (2010) “Robust voltage control of electrical manipulators in task-space”. **Int. J. Innov. Comput. Info. Control.** **6**, **6**, pp 2691–2700.
- [8] Fateh M. M (2012) “Nonlinear control of electrical flexible-joint robots”. **Nonlinear Dyn.** **67**, **4**, pp 2549–2559.
- [9] Kanayama Y. (1990) “A stable tracking control method for an autonomous mobile robot”. in: Proceedings of the IEEE Conference on Robotics Automation, pp. 384–389.
- [10] Jiang Z. P. and H. Nijmeijer (1997) “Tracking control of mobile robots: a case study in back-stepping”. **Automatica** **33**, **1393–1399**.
- [11] Dong W. and Xu W. L. (2001) “Adaptive tracking control of uncertain nonholonomic dynamic system”. **IEEE Trans. Autom. Control.** **46**, pp 450–454.
- [12] Dong H., Sun D. and Tso S. K. (2002) “Tracking control of differential mobile robot using adaptive coupling scheme”. in: Proceedings of the 7th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, pp. 1138–1143.
- [13] Dong S., Dong N. H. and S. K. Tso (2002) “Tracking stabilization of differential mobile robots using adaptive synchronized control”. in: Proceedings of the IEEE Conference on Robotics and Automation, Washington, pp. 2638–2643.
- [14] Das T. and Kar I. N. (2006) “Design and implementation of an adaptive fuzzy logic-based controller for wheeled mobile robots”. **IEEE Trans. Control Syst. Technol.** **14** PP 501–510.
- [15] Lee T. H., Lam H. K., Leung F. H. F. and Tam P. K. S. (2003) “A practical fuzzy logic controller for the path tracking of wheeled mobile robots”. **IEEE Control Syst. Mag.** **23** pp 60–65.

- [16] Miyasato Y. (2008) “Adaptive H_{∞} control of nonholonomic mobile robot based on inverse optimality” .in: Proceedings of the American Control Conference. Seattle .pp. 3524–3529.
- [17] Dixon W. E., Dawson D. M., Zhang F. and Zergeroglu E. (2000) “Global exponential tracking control of amobile robot system via a PE condition” **IEEE Trans. Syst. Man Cybern.** **30**, pp 129-142.
- [18] Silva-Ortigoza R., Silva-Ortigoza G., Hernandez-Guzman V. M., Barrientos-Sotelo V. R. ,Albarran-Jimenez J. M., Silva-Garcia V. M., (2008) “Trajectory tracking in a mobile robot without using velocity measurement for control of wheels”. **IEEE Lat. Am. Trans.** **6**, pp 598-607.
- [19] Blažič S. (2011) “A novel trajectory-tracking control law for wheeled mobile robots”. **Robotics and Autonomous Systems**. **59**, pp 1001-1007.
- [20] Fukao T., Nakagawa H., Adachi N. (2000) “Adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot”. **IEEE Trans. Robot. Autom.** **16**, pp 609-615.
- [21] Dong W. and Xu W. L. (2001) “Adaptive tracking control of uncertain nonholonomic dynamic system”. **IEEE Trans. Autom. Control**. **46**, pp 450-454.
- [22] Wang T. Y. and Tsai C. C. (2004) “Adaptive trajectory tracking control of a wheeled mobile robot via Lyapunov technique”. in: Proceedings of the 30th IEEE Industrial Electronics Conference, pp. 389-394.
- [23] Danwei W. and Guangyan X. (2003) “Full-state tracking and internal dynamics of nonholonomic wheeled mobile robots”. **IEEE/ASME Trans. Mechatron.** **8**, pp 203-214.
- [24] Dong W., Huo W., Tso S. K., Xu W. L. (2000) “Tracking control of uncertain dynamic nonholonomic system and its application to mobile robots”. **IEEE Trans. Robot. Automat.** **16**, pp 870-874.
- [25] Zhen-Ying L. and Chao-Li W. (2011) “Robust Stabilization of Nonholonomic Chained Form Systems with Uncertainties”. **ACTA AUTOMATICA SINICA**. **37**, **1**, pp 130-142.
- [26] Yang J. M. and Kim J. H. (1999) “Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots”. **IEEE Trans. Robot. Autom.** **15**, pp 578-587.
- [27] Yang J. M. and Kim J. H. (1999) “Sliding mode motion control of nonholonomic mobile robots”. **IEEE Control Syst. Mag.** **19**, pp 15–23.
- [28] Dongkyoung C. (2004) “Sliding-mode tracking control of nonholonomic wheeled mobile robots in polar coordinates”. **IEEE Trans. Control Syst. Technol.** **12**, pp 637-644.
- [29] Chen H., Ma M. M., wang H., Liu Z. Y., Cai Z. X., (2009) “Moving horizon H_{∞} tracking control of wheeled mobile robots with actuator saturation”. **IEEE Trans. Control Syst. Technol.** **17**, pp 449-457.

- [30] Dong W. and Kuhnert K. D. (2005) “Robust adaptive control of nonholonomic mobile robot with parameter and non-parameter uncertainties”. **IEEE Trans. Robot.** **21**, **2**, pp **261–266**.
- [31] Chen C., Li T. S., Yeh Y., Chang C. C. (2009) “Design and implementation of an adaptive sliding-mode dynamic controller for wheeled mobile robots”. **Mechatronics**, **19**, pp **156-166**.
- [32] Shojaei K. and Shahri A. M. (2012) “Adaptive robust time-varying control of uncertain nonholonomic robotic systems”. **IET Control Theory Appl.** **6**, **1**, pp **90-102**.
- [33] Park J. and Sandberg J. W. (1991) “Universal approximation using radial-basis-function Network”. **Neural Computation**, **3**, pp **246–257**.
- [34] Wang L. X. (1997) “**A Course in Fuzzy Systems and Control**”. Prentice-Hall, New York.
- [35] Goldberg D. E. (1989) “**Genetic Algorithms in Search, and Machine Learning**”. Addison-Wesley, Reading, MA.
- [36] Eberhart R. C. and Kennedy J. (1995) “A new optimizer using particle swarm theory” in Proc. 6th Int. Symp. Micromach. Human Sci., Nagoya, Japan, pp. 39–43.
- [37] Monmarche, N., Venturini, G. and Slimane, M. (2000) “On how pachycondyla apicalis ants suggest a new search algorithm future generation computation system”. 16, 937–946.
- [38] Moscato, P. (1989). “On evolution, search, optimization, Genetic Algorithms and martial Arts: towards Memetic algorithms”. Technical Report Caltech Concurrent Computational Program, Report 826, California Institute of Technology, Pasadena, USA.
- [39] Ye J. (2007) “Tracking control for nonholonomic mobile robots: Integrating the analog neural network into the back-stepping technique” **Neurocomputing**, **71**, pp **3373-3378**.
- [40] Lacevic B. and Velagic J. (2006) “Stable nonlinear position control law for mobile robot using genetic algorithm and neural network”. in: Proceedings of the World Automation Congress, Budapest, pp. 1–7.
- [41] Bugeja M. K., Fabri S. G. and Camilleri L. (2009) “Dual adaptive dynamic control of mobile robots using neural networks” **IEEE Trans. Syst. Man Cybern.** **39**, pp **129-141**.
- [42] Fierro R. and Lewis F. L. (1998) “Control of a nonholonomic mobile robot using neural networks”. **IEEE Trans. Neural Networks**, pp **589–600**.
- [43] Mohareri O., Dhaouadi, R. and Rad A. B. (2012) “Indirect adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot via neural networks” **Neurocomputing**, **88**, pp **54–66**.

- [44] Hou Z., Zou A., Cheng L. and Tan M. (2009) “Adaptive Control of an Electrically Driven Nonholonomic Mobile Robot via Back-stepping and Fuzzy Approach” **IEEE Trans. Control Syst. Tech.**, **17**, **4**, pp 0-0.
- [45] Park B. S., Yoo S. J., Park J. B., Choi Y. H. (2009) “Adaptive Neural Sliding Mode Control of Nonholonomic Wheeled Mobile Robots With Model Uncertainty”. **IEEE Trans. control syst. tech.**, **17**, **1**, pp **207-214**.
- [46] Dong X., Dongbin Z., Jianqiang Y. and Xiangmin T. (2009) “Trajectory tracking control of omnidirectional wheeled mobile manipulators: robust neural network-based sliding mode approach”. **IEEE Trans. Syst. Man Cybern.**, **39**, pp **788-799**.
- [47] Hwang C., Chang L. and Yu Y. (2007) “Network-Based Fuzzy Decentralized Sliding-Mode Control for Car-Like Mobile Robots”. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, **54**, **1**, pp **574-585**.
- [48] Song J. Y., Yoon H. C. and Jin B. P. (2006) “Generalized predictive control based on self-recurrent wavelet neural network for stable path tracking of mobile robots: adaptive learning rates approach”. **IEEE Trans. Circuits Syst.**, **53**, pp **1381-1394**.
- [49] Purwar S., Gupta N. and Kar I. N. (2007) “Trajectory tracking control of mobile robots using wavelet networks”, in: Proceedings of the IEEE 22nd International Symposium on Intelligent Control, Singapore, pp. 550–555.
- [50] Wai R. J. and Liu C. M. (2009) “Design of dynamic petri recurrent fuzzy neural network and its application to path tracking control of nonholonomic mobile robot”. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, **56**, pp **2667–2683**.
- [51] Watanabe K., Tang J., Nakamura M., Koga S. and Fukuda T. (1996) “A fuzzy-Gaussian neural network and its application to mobile robot control”. **IEEE Trans. Control Syst. Technol.**, **4**, pp **193–199**.
- [52] Ming L., Zailin G. and Shuzi Y. (1996) “Mobile robot fuzzy control optimization using genetic algorithm”. **Artificial Intelligence in Engineering**, **10**, pp **293-298**.
- [53] Sharma K. D., Chatterjee A. Rakshit A. (2012) “A PSO–Lyapunov Hybrid Stable Adaptive Fuzzy Tracking Control Approach for Vision-Based Robot Navigation”. **IEEE Trans. Instru. Measure.**, **61**, **7**, pp **1908-1914**.
- [54] Castillo O., Martinez-Marroquin R. and Soria J. (2009) “Parameter tuning of membership functions of a fuzzy logic controller for an autonomous wheeled mobile robot using ant colony optimization”. in Proc. SMC, pp 4770–4775.
- [55] Martiacute R., Castillo O. and Aguilar L. T. (2009) “Optimization of interval type-2 fuzzy logic controllers for a perturbed autonomous wheeled mobile robot using genetic algorithms”. **J. Inf. Sci.**, **179**, **13**, pp **2158–2174**.

- [56] Andrea-Novel B. D., Bastin G., Campion G. (1992) “Dynamic feedback linearization of nonholonomic wheeled mobile robots”. Proceedings of the int. conf. robot. automation, pp 2527–32.
- [57] Oriolo G., De-Luca A., Vendittelli M. (2002) “WMR control via dynamic feedback linearization: design, implementation, and experimental validation”. **IEEE Trans. Control Syst. Technol.** **10**, **6**, pp 835–852.
- [58] Kim D. H. and Oh J. H. (1999) “Tracking control of a two-wheeled mobile robot using input–output linearization”. **J. Control Eng. Pract.** **7**, pp 369–373.
- [59] Shojaei K., MohammadShahri A. and Tarakameh A. (2011) “Adaptive feedback linearizing control of nonholonomic wheeled mobile robots in presence of parametric and nonparametric uncertainties”. **Robotics and Computer-Integrated Manufacturing**, **27**, pp 194–204.
- [60] Park B. S., Yoo S. J., Park J. B. and Choi Y. H. (2010) “A Simple Adaptive Control Approach for Trajectory Tracking of Electrically Driven Nonholonomic Mobile Robots”. **IEEE Trans. Control Syst. Tech.** **18**, **5**, pp 1199-2010.
- [61] Fateh M.M. (2010) “Robust fuzzy control of electrical manipulators”. **Journal of Intelligent and Robotic Systems**, **60**, **3-4**, pp 415–434.
- [62] Fateh M. M and Fateh S. (2012) “Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy”. **Nonlinear Dynamics**, **70**, **3**, pp 1919-1930.
- [63] Fateh M. M and Khorashadizadeh S. (2012) “Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty”. **Nonlinear Dynamics**, **69**, pp 1465-1477.
- [64] Fateh M. M and Khorashadizadeh S. (2012) “Optimal robust voltage control of electrically driven robot manipulators”. **Nonlinear Dynamics**, **70**, **2**, pp 1445-1458.
- [65] Fateh M.M. (2012) “Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy”. **Nonlinear Dynamics**, **67**, pp 1525–1537.
- [66] Sciavicco L. and Siciliano B. (1996) “**Modeling and Control of Robot Manipulators**”. New York, McGraw-Hill.
- [67] Craig, J. J. (1089) “**Introduction to Robotics: Mechanics and Control**”. 2nd edition. Boston, Addison-Wesley.
- [68] Mason M. (2001) “**Mechanics of Robotics Manipulation**”. Cambridge, MA, MIT Press.
- [69] Spong M. W., Hutchinson S. and Vidyasagar M. (2006) “**Robot Modelling and Control**”. Wiley, New York.

Abstract

Novel robust controllers for a nonholonomic wheeled mobile robot are presented in this thesis. The controllers are designed based on the voltage control strategy whereas previous controllers are based on the torque control strategy. Compared with torque-based controllers, the proposed controllers are simpler, less computational and more efficient. In this thesis, firstly history of mobile robots are remarked. Then, kinematics and dynamics of the nonholonomic wheeled mobile robot are presented. In continue, adaptive sliding mode controller is designed using the torque control strategy. Then, voltage-based robust controllers surveyed and compared. Herein, simple robust control, optimal control by using a Lyapunov based adaptive fuzzy uncertainty estimator to overcome uncertainty and robust control by employing a gradient based adaptive fuzzy uncertainty estimator are designed and analyzed. The proposed control schemes are simulated for path tracking and their tracking performances are evaluated in the presence of uncertainties. Stability analysis of the proposed control approaches is presented. A comparison with an adaptive feedback linearizing control approach on the control structure and performance is presented. These comparisons show that the voltage-based controllers are less computational and easier to design and analyze. Among them, the robust control scheme using the gradient based adaptive fuzzy estimator is completely free from model and practicable using the tracking error and its derivative.

Keywords: Nonholonomic wheeled mobile robot, robust control, optimal control, voltage control, adaptive fuzzy system, uncertainty estimation.



Shahrood University of Technology

**Faculty of control / Department of robotic and electrical
engineering**

**Robust Tracking Control of a Mobile Robot Using Voltage
Control strategy**

Aliasghar Arab

**Supervisor:
Professor Mohammad Mahdi Fateh**

2013 September