

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ





دانشکده برق و رباتیک  
گروه رباتیک

کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک متحرک چرخدار با راهبرد کنترل ولتاژ

مجید عابدین زاده شهری

استاد راهنما :

پروفسور محمد مهدی فاتح

شهریور ۱۳۹۳





مدیریت تحصیلات تکمیلی  
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره: ۱۱۹۳/ت.ب  
تاریخ: ۹۳/۰۶/۱۷  
ویرایش: -----

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:  
مجید عابدین زاده شهری رشته: برق گرایش: روباتیک  
تحت عنوان: کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک متحرک چرخدار با راهبرد کنترل ولتاژ  
که در تاریخ ۹۳/۰۶/۱۷ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: **بسیار خوب** امتیاز: ۱۸٫۹۴)  دفاع مجدد  مردود

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

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

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استاد	مهدی رحمانی فاتح	۱- استاد راهنما
-	-	-	۲- استاد مشاور
	استادیار	مهدی زاکری	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استادیار	مهدی زاکری	۴- استاد ممتحن
	استادیار	امین حاجی زاده	۵- استاد ممتحن

رئیس دانشکده:



## قدردانی

قبل از هر چیز لازم می‌دانم که از زحمات استاد گرامی جناب آقای پروفیسور فاتح صمیمانه قدردانی و تشکر نمایم که در طی دوران تحصیل همواره بهترین راهنما و مشوق بنده بوده‌اند.

همچنین از پدر و مادر عزیزم که در تمام مراحل زندگی مرا یاری نمودند و در به سرانجام رساندن این امر نقش موثری داشته‌اند، کمال تشکر را دارم.





## تعهد نامه

اینجانب مجید عابدین زاده شهری دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی رباتیک دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک متحرک چرخدار با راهبرد کنترل ولتاژ تحت راهنمایی پروفیسور 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 ۹۳/۶/۲۴

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 یک روش نوین کنترل فازی تطبیقی ردگیری برای بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک ارائه شده است. نوآوری روش پیشنهادی در جبران خطای تقریب سیستم فازی برای همگرایی مجانبی در ردگیری مسیر مطلوب با حضور عدم قطعیت‌هاست. از دیگر ویژگی‌های طرح پیشنهادی سادگی در طراحی و عملکرد مناسب در ردگیری مسیر مطلوب در حضور عدم قطعیت‌هاست و پایداری طرح کنترلی تضمین می‌شود. طرح پیشنهادی مبتنی بر دو راهبرد کنترل گشتاور و ولتاژ ارائه شده است تا مقایسه دو راهبرد بهتر انجام شود. مسئله‌ی کنترل ردگیری برای دو مسیر فضای مفصلی و کار ربات بررسی و ارائه می‌گردد. در انتها، روش نوین کنترل فازی تطبیقی برای ردگیری مسیر ربات مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ می‌گردد. پایداری سیستم کنترل بررسی و تضمین می‌شود. همچنین عملکرد کنترل‌کننده‌ها با چند روش قبلی این حوزه مقایسه می‌شود. این بررسی‌ها نشان می‌دهد که روش پیشنهادی با ساختاری ساده‌تر خطای ردگیری را کاهش می‌دهد.

**کلمات کلیدی:** بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک، کنترل فازی تطبیقی ردگیری، جبران خطای تقریب سیستم فازی، راهبرد کنترل ولتاژ

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه:

### مقالات پذیرفته شده

[1]. M. M. Fateh, M. Abedinzadeh Shahri, “**A Fuzzy Logic Based Motion Control for Nonholonomic Mobile Manipulator Robots**”, The 2<sup>nd</sup> RSI International Conference on Robotics and Mechatronics(ICRoM 2014).

### مقالات تحت داوری

[2]. M. M. Fateh, M. Abedinzadeh Shahri, “**Adaptive Fuzzy Control of a Mobile Manipulator Robot**”, Journal of Solid and Fluid Mechanics.

[3]. M. M. Fateh, M. Abedinzadeh Shahri, “**Hybrid Adaptive Fuzzy Control of a Mobile Manipulator Robot**”, International Journal of Engineering (IJE) Transactions B.

## فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه‌ای بر بازوی رباتیک سیار
۷	۲-۱ مروری بر تحقیقات پیشین
۱۱	۳-۱ اهداف تحقیق
۱۲	۴-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه
۱۳	فصل دوم: مدل‌سازی بازوی رباتیک چرخ‌دار غیرهولونومیک
۱۴	۱-۲ مقدمه
۱۵	۲-۲ معرفی قیود هولونومیک و غیرهولونومیک در ربات‌های چرخ‌دار
۱۶	۳-۲ مدل‌سازی بازوی رباتیک چرخ‌دار غیرهولونومیک
۱۷	۱-۳-۲ معادلات سینماتیکی ربات
۲۰	۲-۳-۲ ژاکوبین ربات
۲۰	۳-۳-۲ معادلات دینامیکی ربات
۲۱	۱-۳-۳-۲ انرژی جنبشی ربات
۲۱	۲-۳-۳-۲ انرژی پتانسیل ربات
۲۲	۳-۳-۳-۲ استخراج معادلات دینامیکی ربات
۲۴	۴-۳-۲ دینامیک محرکه‌های الکتریکی
۲۵	۴-۲ مدل ربات در فضای مفصلی
۲۷	۵-۲ مدل ربات در فضای کار
۳۰	فصل سوم: راهبرد کنترل گشتاور
۳۱	۱-۳ مقدمه
۳۱	۲-۳ کنترل بر مبنای مدل ردگیری مسیر در فضای مفصل ربات با راهبرد کنترل گشتاور
۳۲	۱-۲-۳ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده
۳۲	۱-۱-۲-۳ کنترل سینماتیک
۳۴	۲-۱-۲-۳ کنترل دینامیکی خطی‌ساز پس‌خورد بر مبنای مدل
۳۶	۲-۲-۳ نتایج شبیه‌سازی
۳۶	۱-۲-۲-۳ شبیه‌سازی اول
۳۸	۲-۲-۲-۳ شبیه‌سازی دوم

۴۰	نتیجه گیری ۳-۳
۴۱	<b>فصل چهارم: کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل گشتاور</b>
۴۲	۱-۴ مقدمه
۴۲	۲-۴ ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات
۴۲	۱-۲-۴ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل کننده
۴۳	۱-۱-۲-۴ کنترل سینماتیک
۴۴	۲-۱-۲-۴ کنترل دینامیکی فازی تطبیقی
۴۵	۱-۲-۱-۲-۴ کنترل مود-لغزشی فازی
۴۸	۲-۲-۱-۲-۴ کنترل خطی تطبیقی
۵۲	۳-۱-۲-۴ کنترل دینامیکی تطبیقی مقاوم
۵۲	۲-۲-۴ نتایج شبیه سازی
۵۵	۳-۴ ردگیری مسیر در فضای کار ربات
۵۵	۱-۳-۴ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل کننده
۵۶	۱-۱-۳-۴ کنترل فازی تطبیقی
۵۸	۱-۱-۱-۳-۴ کنترل مود-لغزشی فازی
۵۹	۲-۱-۱-۳-۴ کنترل خطی تطبیقی
۶۲	۲-۱-۳-۴ کنترل مقاوم تطبیقی
۶۳	۲-۳-۴ نتایج شبیه سازی
۶۷	۴-۴ نتیجه گیری
۶۸	<b>فصل پنجم: راهبرد کنترل ولتاژ</b>
۶۹	۱-۵ مقدمه
۶۹	۲-۵ کنترل بر مبنای مدل ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ
۶۹	۱-۲-۵ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل کننده
۷۰	۱-۱-۲-۵ کنترل سینماتیک
۷۰	۲-۱-۲-۵ کنترل دینامیکی خطی ساز پس خورد بر مبنای مدل
۷۱	۲-۲-۵ نتایج شبیه سازی
۷۲	۱-۲-۲-۵ شبیه سازی اول
۷۴	۲-۲-۲-۵ شبیه سازی دوم
۷۶	۳-۵ نتیجه گیری
۷۷	<b>فصل ششم: کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل ولتاژ</b>

۷۸	۱-۶ مقدمه
۷۸	۲-۶ ردگیری مسیر در فضای مفصل ربات
۷۸	۱-۲-۶ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده
۷۹	۱-۱-۲-۶ کنترل سینماتیک
۷۹	۲-۱-۲-۶ کنترل دینامیکی فازی تطبیقی
۸۱	۱-۲-۱-۲-۶ کنترل خطی ساز پس‌خورد
۸۱	۲-۲-۱-۲-۶ کنترل خطی تطبیقی
۸۵	۲-۲-۶ نتایج شبیه‌سازی
۸۸	۳-۶ ردگیری مسیر در فضای کار ربات
۸۸	۱-۳-۶ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده
۸۹	۱-۱-۳-۶ کنترل فازی تطبیقی
۹۱	۱-۱-۱-۳-۶ کنترل خطی ساز پس‌خورد
۹۱	۲-۱-۱-۳-۶ کنترل خطی تطبیقی
۹۵	۲-۳-۶ نتایج شبیه‌سازی
۹۸	۴-۶ نتیجه‌گیری
۹۹	<b>فصل هفتم: نتیجه‌گیری و پیشنهادها</b>
۱۰۰	۱-۷ نتیجه‌گیری‌ها
۱۰۰	۲-۷ پیشنهادها
۱۰۱	<b>مراجع</b>

## فهرست تصاویر

صفحه	عنوان
۲	شکل ۱-۱: ربات هوشمند با کاربرد دستیاری انسان
۳	شکل ۲-۱: بازوی رباتیک پایه ثابت
۴	شکل ۳-۱: ربات سیار چرخ‌دار
۵	شکل ۴-۱: توصیف ساختار سیستم بازوی رباتیک سیار
۶	شکل ۵-۱: بازوی رباتیک سیار
۱۶	شکل ۱-۲: توصیف ربات در دستگاه‌های مختصات
۲۵	شکل ۲-۲: مدار معادل موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم
۳۵	شکل ۱-۳: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۳۷	شکل ۲-۳: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات
۳۷	شکل ۳-۳: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۳۷	شکل ۴-۳: نرم بردار خطای سرعت ربات
۳۸	شکل ۵-۳: تلاش‌های کنترلی
۳۹	شکل ۶-۳: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات در حضور اغتشاش
۳۹	شکل ۷-۳: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات در حضور اغتشاش
۳۹	شکل ۸-۳: نرم بردار خطای سرعت ربات در حضور اغتشاش
۴۰	شکل ۹-۳: تلاش‌های کنترلی
۴۳	شکل ۱-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۴۴	شکل ۲-۴: تابع عضویت ورودی سیستم فازی
۴۷	شکل ۳-۴: توابع عضویت ورودی مود-لغزشی فازی
۵۱	شکل ۴-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی
۵۴	شکل ۵-۴: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات
۵۴	شکل ۶-۴: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۵۴	شکل ۷-۴: نرم بردار خطای سرعت ربات
۵۵	شکل ۸-۴: تلاش‌های کنترلی
۵۶	شکل ۹-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۵۶	شکل ۱۰-۴: تابع عضویت ورودی سیستم فازی
۶۴	شکل ۱۱-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل فازی تطبیقی
۶۵	شکل ۱۲-۴: ردگیری مسیر در فضای کار توسط ربات
۶۶	شکل ۱۳-۴: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۶۶	شکل ۱۴-۴: نرم بردار خطای سرعت ربات



۶۷	شکل ۴-۱۵: تلاش‌های کنترلی
۷۱	شکل ۵-۱: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۷۲	شکل ۵-۲: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات
۷۲	شکل ۵-۳: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۷۳	شکل ۵-۴: نرم بردار خطای سرعت ربات
۷۳	شکل ۵-۵: تلاش‌های کنترلی
۷۴	شکل ۵-۶: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات در حضور اغتشاش
۷۵	شکل ۵-۷: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات در حضور اغتشاش
۷۵	شکل ۵-۸: نرم بردار خطای سرعت ربات در حضور اغتشاش
۷۶	شکل ۵-۹: سیگنال تلاش کنترلی
۷۹	شکل ۶-۱: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۸۰	شکل ۶-۲: تابع عضویت ورودی سیستم فازی
۸۵	شکل ۶-۳: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی
۸۷	شکل ۶-۴: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات
۸۷	شکل ۶-۵: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۸۷	شکل ۶-۶: نرم بردار خطای سرعت ربات
۸۸	شکل ۶-۷: تلاش‌های کنترلی
۸۹	شکل ۶-۸: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی
۹۰	شکل ۶-۹: تابع عضویت ورودی سیستم فازی
۹۶	شکل ۶-۱۰: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی
۹۷	شکل ۶-۱۱: ردگیری مسیر در فضای کار توسط ربات
۹۷	شکل ۶-۱۲: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات
۹۸	شکل ۶-۱۳: نرم بردار خطای سرعت ربات
۹۸	شکل ۶-۱۴: تلاش‌های کنترلی

## فهرست جداول

صفحه	عنوان
۲۸	جدول ۲-۱: پارامترهای سینماتیکی ربات
۲۹	جدول ۲-۲: پارامترهای دینامیکی ربات
۲۹	جدول ۲-۳: مشخصات موتورها
۳۶	جدول ۳-۱: پارامترهای کنترل‌کننده‌ها
۵۳	جدول ۴-۱: پارامترهای کنترل سینماتیکی

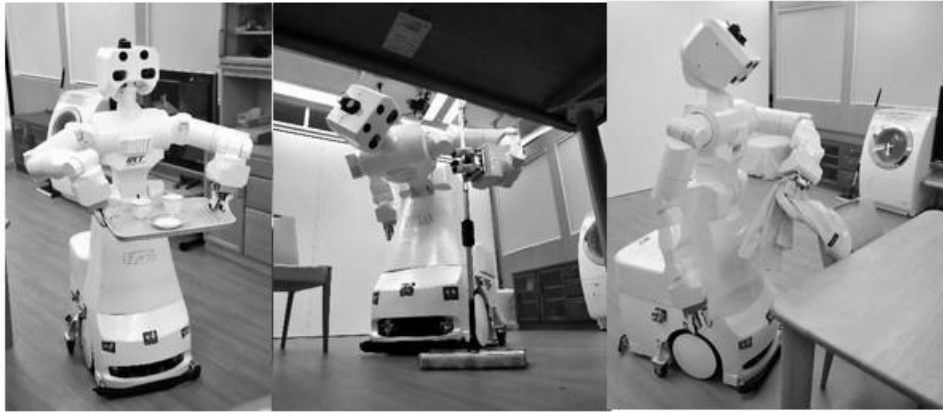
۵۳	جدول ۴-۲: پارامترهای کنترل‌کننده‌های دینامیکی
۶۳	جدول ۴-۳: پارامترهای کنترل‌کننده‌ها
۷۱	جدول ۵-۱: پارامترهای کنترل‌کننده‌ها
۸۶	جدول ۶-۱: پارامترهای کنترل سینماتیکی
۸۶	جدول ۶-۲: پارامترهای کنترل‌کننده‌های دینامیکی
۹۷	جدول ۶-۳: پارامترهای کنترل‌کننده

# فصل اول

## مقدمه

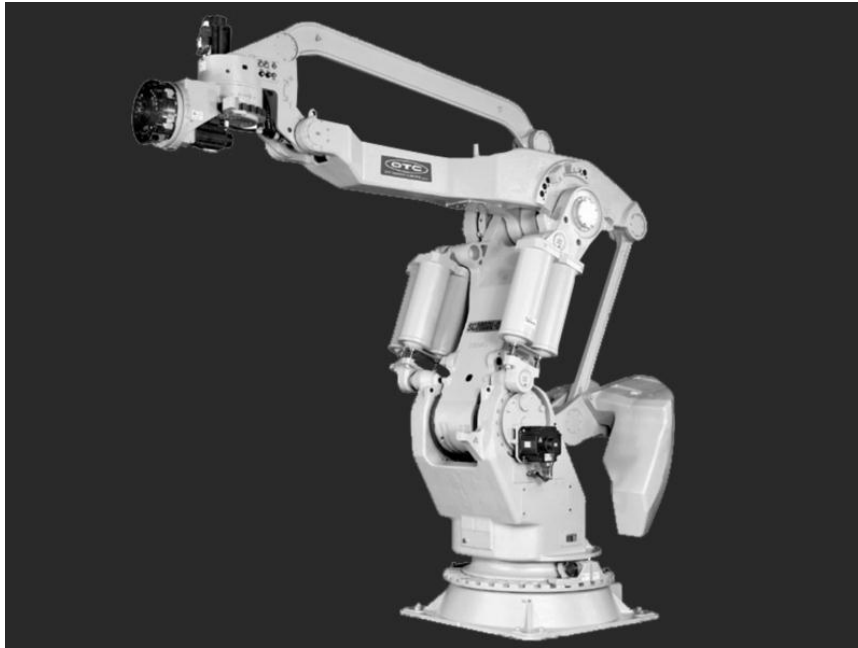
## ۱-۱ مقدمه‌ای بر بازوی رباتیک سیار

هر ماشین الکترومکانیکی، هوشمند، خودمختار، چندمنظوره، دارای حسگر برای دریافت اطلاعات از محیط و قابل برنامه‌ریزی را ربات گویند. در آینده‌ای نزدیک ربات‌ها در بیشتر عرصه‌های زندگی ما ظاهر می‌شوند، اگرچه که هنوز حضور ربات‌هایی که می‌توانند در محیط‌های انسانی کاربرد داشته باشند کاملاً بررسی نشده‌اند. با پیشرفت علم و توسعه صنعت، کاربرد سیستم‌های رباتیکی به عنوان دستیار انسان در سال‌های اخیر مورد توجه هستند.



شکل ۱-۱: ربات هوشمند با کاربرد دستیار انسان [۱]

ربات‌ها بر اساس این که یکی از اجزای آن به زمین متصل است یا نه، به دو دسته ساکن و سیار تقسیم می‌شوند. از دهه‌های گذشته تاکنون بازوهای رباتیکی پایه ثابت (ساکن) با پیکربندی‌های ردیفی و موازی به دلیل توانمندی بالا بسیار مورد توجه بوده‌اند. فضای اصلی کاربرد بازوهای رباتیک کارخانه‌ها و فضاهای صنعتی است. این ربات‌ها با توجه به محیط کاری، قابلیت‌هایی چون جوشکاری، رنگ‌آمیزی، مونتاژ، ساییدن و سیقل دادن دارند. تحقیقاتی که در گذشته بر روی این سیستم‌ها انجام شد بیشتر بر بهبود عملکرد، دقت و سرعت متمرکز بود. هم‌اکنون، بازوهای رباتیک می‌توانند با سرعت و دقت بالایی، اعمال تکراری را انجام دهند. همچنین ربات‌های صنعتی موجود، غالباً مجموعه‌ای از وظایف برنامه‌ریزی‌شده را در محیط‌های کنترل شده انجام می‌دهند و معمولاً قادر به کار در محیط‌های جدید با شرایط غیرمنتظره نیستند. با وجود این مزیت‌ها، این روبات‌ها از یک ضعف بنیادی رنج می‌برند که آن عدم تحرک است که نتیجه آن محدودیت در فضای کاری این ربات‌ها است [۲، ۳].



شکل ۱-۲: بازوی رباتیک پایه ثابت [۴]

در مقابل ربات‌های سیار در محلی ثابت نشده‌اند. ربات‌های سیار خودکار سیستم‌های فیزیکی هستند که می‌توانند با اهدافی مشخص و بدون دخالت انسان در محیط‌های واقعی که به طور خاص برای ربات‌ها طراحی و آماده‌سازی نشده‌اند حرکت کنند. با توجه به تقاضا برای ربات‌هایی که قادر به انجام وظیفه در محیط‌های خطرناک مانند محیط‌های آلوده و یا پرتوزا و یا محیط‌های جنگی، محیط‌های دور از دسترس مانند سطح سیارات دور دست 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، کاربرد ربات‌های سیار در حال گسترش است. ربات‌های سیار را به دو روش زیر تقسیم می‌کنند:

۱. دسته‌بندی بر اساس محیط کاری:

- ربات‌های زمینی
- ربات‌های زیرسطحی
- ربات‌های هوایی
- ربات‌های فضایی

۲. دسته‌بندی بر اساس سیستم حرکتی:

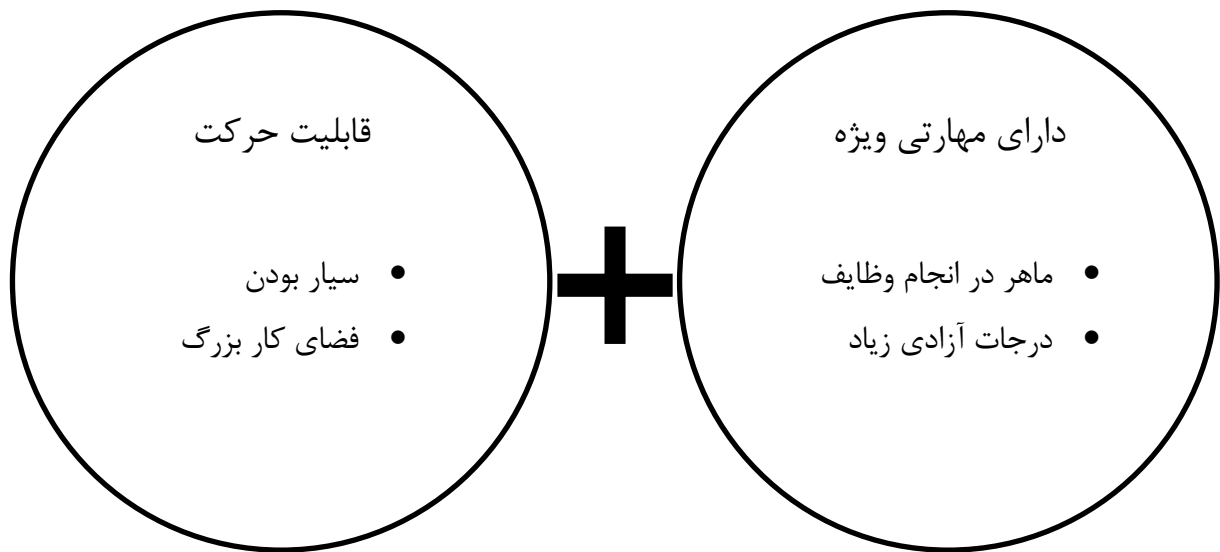
- ربات‌های پادار
- ربات‌های چرخ‌دار

- ربات‌های شنی‌دار
- ربات‌های مارسان
- ربات‌های کرم‌سان
- ربات‌های شناور
- ربات‌های پرنده



شکل ۱-۳: ربات سیار چرخ‌دار [۵]

ربات‌های سیار دارای قابلیت جابجایی هستند که بازوهای ماهر پایه ثابت دارای این قابلیت نیستند، در مقابل، بازوهای ماهر قابلیت انجام کارهای مختلف را دارند ولی ربات‌های سیار به تنهایی دارای این قابلیت نیستند. ترکیب ربات‌های سیار با بازوهای ماهر، بازوهای رباتیک سیار را شکل می‌دهند که قابلیت هر دو را دارند و وظایف پیچیده با فضای دسترسی وسیع را انجام می‌دهند. به این پیکربندی بازوی رباتیک سیار می‌گویند. بنابراین بازوی رباتیک سیار کمبود بازوی رباتیک ثابت را رفع کرده است [۶، ۷]. ساختار کلی یک سیستم بازوی رباتیک سیار از چهار قسمت اصلی تشکیل شده است: ۱- بدنه‌ی سیار، ۲- بازوی رباتیک، ۳- سیستم بینایی و ۴- ابزارآلات. بازوهای ماهر سیار، چه خودمختار باشد چه کنترل شونده، می‌توانند در زمینه‌های مختلفی مانند ربات کاوشگر در فضا، ربات‌های نظامی، ربات‌های نگهبان، ربات‌های پرستار، صندلی متحرک هوشمند و ربات‌های مین‌یابی و پاک‌سازی بکار برده می‌شوند [۸]. اگر چه نیاز به این سیستم‌ها بسیار احساس می‌شود، با این حال صنعتی‌سازی بازوهای ماهر بسیار محدود است. البته فناوری سیستم‌های بنیادی (بدنه‌های سیار، بازوهای رباتیک، سیستم‌های بینایی و ابزارها) در گستره‌ای وسیع موجود و به تولید انبوه رسیده‌اند.



شکل ۱-۴: توصیف ساختار سیستم بازوی رباتیک سیار

امروزه بازوی رباتیک سیار و کاربردهای آن از موضوعات جذاب در زمینه کنترل، ناوبری، بینایی ماشین و هوش مصنوعی هستند. یک مسئله مهم در بازوهای رباتیک سیار، مسئله‌ی متحرک بودن ربات است که در مقایسه با ثابت بودن بازوهای رباتیک یک عرصه جدید تحقیقاتی محسوب می‌شود. زمانی که یک فرد بر روی یک تخته می‌نویسد، با حرکت دادن بدن خود، بازویش را در مکان مناسب جای‌گذاری می‌کند. همچنین، زمانی که افرادی بر جایابی یک شیء بزرگ و سنگین سعی می‌کنند، نحوه‌ی قرارگیری آن‌ها تابع عوامل زیادی است؛ مانند اندازه و وزن شیء، سرعت جایابی، تعداد افراد و ... بنابراین زمانی که یک بازوی ماهر سیار می‌خواهد کاری خاص با بازو انجام دهد، با طراحی مسیر مناسب برای بدنه‌ی سیار، می‌توان بازوی ماهر را به وضعیت مناسبی رساند [۹]. بنابراین طراحی مسیر و ردگیری مسیر بدنه‌ی سیار و بازوی ماهر مسائلی جداناپذیر در بازوهای رباتیک سیار هستند.



شکل ۱-۵: بازوی رباتیک سیار [۱۰]

در بین ربات‌های سیار، پر کاربردترین 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. نحوه و قرارگیری چرخ‌ها در ربات با توجه به شرایط استفاده از ربات تعیین می‌شوند. 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. ترکیب دو چرخ فعال و یک چرخ غیرفعال، یکی از پیکربندی‌های مورد توجه در بدنه‌های سیار چرخ‌دار است که به آن بدنه‌ی سیار دو چرخ دیفرانسیلی نیز گفته می‌شود. ربات‌های سیار دو چرخ دیفرانسیلی زیرمجموعه‌ای از شاخه سیستم‌های مکانیکی غیرهولونومیک هستند به همین دلیل به این دسته از ربات‌ها، ربات‌های سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک نیز گفته می‌شود. سیستم‌های غیرهولونومیک در بسیاری از سیستم‌های کاربردی از صندلی چرخ‌دار گرفته تا ربات ماری و خودرو به چشم می‌خورند. رفتار ربات سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک به دلیل فراهم کردن امکان کنترل کامل حالت سیستم با تعداد محرکه‌ی کمتر، در علم رباتیک مورد توجه قرار می‌گیرد [۱۱]. اگرچه سیستم‌های غیرهولونومیک دارای قیود حرکتی هستند، کنترل حرکت و ردگیری مسیر در این سیستم‌ها روش‌های خاصی را می‌طلبد.



با توجه به ساختار ساده و کنترل پذیری آسان بدنه‌های سیار چرخ‌دار، بازوهای ماهر سیار چرخ‌دار بیشتر توجه شده است. طراحی مسیر، ردگیری مسیر، حمل و نقل، کنترل همکاری و نیروی بعضی از موضوعاتی است که درباره‌ی سیستم‌های بازوی ماهر سیار چرخ‌دار انجام می‌گیرد. سیستم بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار معمول از یک بدنه‌ی سیار با  $m$  چرخ و یک بازوی رباتیک ماهر با  $n$  رابط تشکیل شده است [۱۲]. جزئیات این پیکربندی با توجه به پارامترهای مختلفی از جمله محیط کاری ربات و کاربرد آن تعیین می‌شود. بیشتر تحقیقات قبلی بر اساس بازوهای سیار چرخ-داری صورت گرفته که حداقل ۳ چرخ بوده‌اند.

اثر متقابل بین بازوی ماهر و بدنه‌ی سیار، قیده‌های هولونومیک و غیرهولونومیک، عملکرد غیرخطی، دینامیک مدل‌نشده‌ی سیستم، اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌های پارامتری از جمله مسائلی هستند که در کنترل بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار با آن‌ها روبرو هستیم [۱۳]. در نتیجه کنترل بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار جهت ردگیری مسیر مطلوب دچار پیچیدگی‌هایی می‌شود. اگر عدم قطعیت‌ها توسط قانون کنترل جبران نشود کنترل‌کننده عملکرد خوبی را 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 استفاده می‌شوند. این حوزه توجه دانشمندان را به خود جلب کرده است. تاکنون دانشمندان علم کنترل ربات، روش‌های کنترلی و کارهای تحقیقاتی بسیاری را در کتاب‌ها، مقالات، مجلات علمی و کنفرانس‌ها در این زمینه ارائه نموده‌اند. نتایج بسیاری از این کارهای تحقیقاتی و روش‌های کنترلی در پروژه‌های عملی مورد استفاده قرار گرفته است. اغلب روش‌های کنترل ربات سیار بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور می‌باشد که معمولاً پیچیده و پرمحاسبه هستند. راهبرد کنترل ولتاژ این مسئله را در بازوهای رباتیک پایه ثابت حل کرده است [۱۴-۱۶]. این روش به نقش محرکه‌ها توجه می‌کند. روش‌های کنترل قبلی دارای معایب و مزایایی است که در ادامه به بررسی آن‌ها خواهیم پرداخت. در این پایان‌نامه طرح نوینی برای کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک متحرک چرخ‌دار غیرهولونومیک با راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می‌گردد.

## ۲-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

بدنه‌ی چرخ‌دار غیرهولونومیک یک ساختار معلوم و مورد توجه برای بدنه‌ی سیار است. کنترل حرکت سیستم غیرهولونومیک در چند سال اخیر مورد توجه قرار گرفته است. با بررسی سیستم بدنه‌ی سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک توسط نظریه‌ی براکت لی، نشان داده می‌شود که خطی‌سازی پس‌خورد با ساختار ثابت برای پایدارسازی مجانبی متغیرهای حالت امکان‌پذیر نمی‌باشد [۱۷، ۱۸]. تعداد تحقیقات انجام شده در زمینه طراحی و به‌کارگیری قوانین کنترل حرکت ربات‌های سیار در این سال‌ها نشان‌دهنده‌ی جذابیت این موضوع می‌باشد. مقالات را می‌توان بر اساس

اینکه ربات سیار با مدل سینماتیکی یا مدل دینامیکی توصیف شود به دو دسته تقسیم کرد. بنابراین، مسئله‌ی کنترل حرکت ربات سیار به دو مسئله‌ی کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی قابل جداسازی است. هدف کنترل-کننده‌ی سینماتیکی آن است که سرعت خروجی را به صورتی کنترل نماید که خطای ردگیری بین مسیر مطلوب و ربات به صفر میل نماید. سپس محرکه‌های ربات با طراحی کنترل‌کننده دینامیکی کنترل می‌شوند تا سرعت ربات به سرعت خروجی کنترل‌کننده سینماتیکی میل نماید. تاکنون مقالات زیادی برای کنترل سینماتیکی ربات سیار ارائه شده است [۱۱، ۱۹-۲۳]، کنترل گام به عقب یکی از روش‌های اولیه و پایدار در کنترل سینماتیکی است که در سال ۱۹۹۰ ارائه شده است [۱۹].

بیشتر مقالات کنترل بازوی رباتیک سیار مربوط به شاخه‌ی کنترل دینامیکی می‌شود. به طور کلی کنترل بر مبنای مدل به عنوان اساس روش‌ها و طرح‌های کنترلی مورد توجه بوده است که با فرض داشتن دینامیک سیستم قانون کنترل ارائه می‌شود. در [۲۴] کنترل جداسازی فضای کار-فضای پوچ ارائه شده است. همچنین کنترل پس خورد غیرخطی در [۲۵] ارائه شده است. در این دو روش، اثر اغتشاش خارجی در حلقه کنترل دیده نشده است. در پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های بر مبنای مدل مشکلات زیادی وجود دارد. یکی از مهم‌ترین آن‌ها، وابستگی به مدل دقیق سیستم است. ولی مدل دقیق در دست نبوده و دارای عدم قطعیت است. بنابراین، مقابله کنترل‌کننده با عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی مطرح می‌گردد. علاوه بر این، پیچیدگی مدل طراحی کنترل‌کننده را دشوار می‌کند. برای مقابله با این مشکل، به روش‌های کنترل مقاوم و تطبیقی توجه شده است. در عرصه‌ی کنترل بازوهای رباتیک سیار نیز به این روش‌ها توجه شده است. کنترل ردگیری تطبیقی مقاوم در برابر عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی در [۸] ارائه شد. ساختار حلقه کنترلی از دو قسمت کنترل سینماتیکی و کنترل تطبیقی تشکیل شده است. در این روش، اغتشاش به صورت ترکیب خطی چند پارامتر در نظر گرفته شد. کنترل تطبیقی ردگیری مسیر فضای کار در حضور عدم قطعیت و اغتشاش در [۶] ارائه شد که برای تخمین اغتشاشات خارجی نیازی به حس‌گر گشتاور ندارد. کنترل مقاوم تطبیقی برای کنترل حرکت-نیروی ربات با قیود هولونومیک و غیرهولونومیک در [۲۶] پیشنهاد شد که در آن عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی در نظر گرفته شد. کنترل حرکت-نیروی تطبیقی با پس‌خورد خروجی برای بازوی ماهر سیار در [۲۷] انجام شد که در برابر عدم قطعیت پارامتری و دینامیکی مقاوم است. همچنین برای جلوگیری از لغزش در حلقه‌ی کنترل، نیروی قید غیرهولونومیک بین چرخ‌ها و زمین در نظر گرفته شد.

یکی از ساده‌ترین رویکردها در طراحی کنترل‌کننده‌ی مقاوم، کنترل مود لغزشی است که به عنوان یک روش موثر برای کنترل سیستم‌های غیرخطی با پارامترها یا بار متغیر مورد استفاده قرار می‌گیرد. مشکل اساسی این روش فرکانس بالای سیگنال کنترل (که اصطلاحاً چترینگ نامیده می‌شود) است که باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده‌ی سیستم می‌شود [۲۸]. یک راه برای تضعیف این مشکل استفاده از یک کنترل‌کننده‌ی پیوسته حول محدوده-

ای مشخص از صفحه لغزش است [۲۹]. در این زمینه می‌توان به کنترل مود لغزشی تطبیقی بر پایه روش پس‌گام برای مقابله عدم قطعیت [۱۳] اشاره کرد که در آن کنترل پس‌گام تطبیقی برای مقابله با عدم قطعیت پارامتری و روش مود لغزشی برای مقابله با اغتشاش محدود به کار می‌رود.

به‌کارگیری ابزارهای هوشمند چون شبکه‌ی عصبی و منطق فازی توجه دانشمندان زیادی را به خود جلب کرده است. کنترل‌کننده‌ی فازی به دلیل قابلیت مقابله با عدم قطعیت و طراحی ساده‌ی آن در سال‌های اخیر مورد توجه قرار گرفته است. برتری روش کنترل فازی نسبت به روش‌های کنترلی مرسوم توانایی استفاده از قوانین زبانی افراد باتجربه است. کنترل فازی به عنوان روش کنترلی آزاد از مدل به سادگی برای کنترل سیستم‌های پیچیده مورد استفاده قرار می‌گیرد. یک مشکل مهم سیستم‌های فازی این است که قانون‌های آن باید قبلاً توسط پروسه آزمون و خطا تنظیم شده باشند [۳۰-۳۲]. وقتی سیستم فازی خالص به عنوان کنترل‌کننده در سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد و پارامترهای سیستم در حضور عدم قطعیت‌های داخلی یا خارجی پارامترهایش تغییر کند یا نقطه‌ی کار آن جابجا شود دیگر نمی‌تواند عملکرد دقیقی از خود نشان دهد. در این موارد سیستم فازی نیاز به بروزرسانی روی خط یا کنترل تطبیقی دارد [۳۳]. یک سیستم فازی تطبیقی، یک سیستم فازی ترکیب شده با قانون تطبیق است [۳۴]. روش مستقیم لیاپانوف برای طراحی کنترل فازی تطبیقی مورد استفاده قرار می‌گیرد [۳۵]. سیستم فازی می‌تواند به عنوان تخمین‌گر رفتار سیستم‌های غیرخطی مورد استفاده قرار گیرد که از این ویژگی در طراحی سیستم فازی تطبیقی استفاده می‌شود [۳۰]. یکی از مشکلات کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی خطای تقریب است. در کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم سیستم فازی به عنوان تخمینی از مدل سیستم در قانون کنترل مورد استفاده قرار می‌گیرد. در کنترل فازی تطبیقی مستقیم پارامترهای کنترل‌کننده فازی برای عملکرد ردگیری مطلوب به‌روزرسانی می‌شوند [۳۵]. کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم توانایی ترکیب دانش افراد خبره درباره‌ی رفتار دینامیک سیستم را دارد و کنترل فازی تطبیقی مستقیم توانایی ترکیب دانش افراد خبره درباره کنترل سیستم را دارد [۳۶]. تاکنون مطالعات زیادی در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی انجام شده است. در [۳۲] کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مقاوم مستقیم و غیرمستقیم برای سیستم‌های غیرخطی غیر آفاین ارائه شده است. در حالت مستقیم از یک سیستم فازی تطبیقی برای تخمین کنترل‌کننده‌ی پس‌خورد مجازی استفاده شده و در حالت غیرمستقیم به دنبال یک سیستم فازی تاکاگی-سوگنو با ساختار خطی استفاده شده است. مدل فازی آفاین رفتار دینامیکی سیستم را تخمین می‌زند و سپس از آن برای ترکیب در یک کنترل‌کننده‌ی مقاوم استفاده می‌شود. در [۳۷] یک کنترل فازی تطبیقی مقاوم برای یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی چند ورودی-چند خروجی ارائه شده است. در این روش کنترلی سیستم منطق فازی برای تخمین تابع‌های ناشناخته بکار می‌رود و از جبران‌کننده‌ی مقاوم برای مقابله با عدم قطعیت‌ها استفاده می‌شود.

طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی برای سیستم‌های مرتبه بالا تعداد قوانین زیادی را می‌طلبد که محاسبات آن سنگین و پیچیده می‌شود. برای حل این مشکل، محققان روش‌های طراحی کنترل فازی بر پایه روش کنترل مود لغزشی ارائه داده‌اند [۳۸]. همچنین با ترکیب مفهوم مود لغزشی با فازی مشکل لرزش در روش مود لغزشی نیز کاهش می‌یابد. پژوهشگران از این روش نیز برای طراحی کنترل‌کننده‌های فازی استفاده کرده‌اند. در [۳۶] یک کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی تناسبی-انتگرالی (PI) با قابلیت مقابله با اغتشاش بزرگ و سریع و محدود برای یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی با عدم قطعیت ارائه شده است که نیازی به داشتن محدوده‌ی عدم قطعیت ندارد. روش کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم از یک ساختار کلیدزنی تناسبی-انتگرالی که قابلیت مقابله با عدم قطعیت محدود بزرگ و سریع دارد تشکیل شده که مشکل لرزش را کاهش داده است. در [۳۸] کنترل مود لغزشی فازی تطبیقی برای کنترل سروموتور القایی ارائه شده است که کنترل‌کننده دو بخش دارد. کنترل فازی برای تخمین یک کنترل‌کننده‌ی ایده آل بکار گرفته شده و جبران‌کننده برای جبران خطای تخمین سیستم فازی بکار گرفته می‌شود. همچنین در این کنترل‌کننده محدوده‌ی عدم قطعیت‌ها با توجه به مشکل بودن اندازه‌گیری آن تخمین زده می‌شود. در [۲۸] نشان داده می‌شود یک سیستم فازی به عنوان تخمین‌گر تطبیقی برای تخمین دینامیک غیرخطی ربات با ورودی‌های متغیر صفحه لغزش و مشتق آن در نزدیکی صفحه لغزش می‌تواند تابع غیرخطی ربات را تخمین بزند. بر اساس همین ویژگی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی مقاوم برای مقابله با لرزش در کنترل مود لغزشی ارائه می‌شود. در [۲۹] کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی تناسبی-انتگرالی فازی تطبیقی مستقیم برای کنترل مکان سروموتور القایی جریان مستقیم ارائه شده است. قسمت کنترل تناسبی-انتگرالی فازی تطبیقی برای تخمین قسمت گسسته قانون کنترل طراحی شده است. در سیستم تطبیقی هر دو قسمت فرض و نتیجه قوانین فازی توسط قانون تطبیق تنظیم می‌شود؛ همچنین محدوده‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌ی گسسته توسط مکانیزم تطبیقی تخمین زده می‌شود. در [۳۹] کنترل مود لغزشی فازی تطبیقی غیرمستقیم برای کنترل یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی ارائه شده است که در حلقه کنترلی روش فازی تطبیقی با کنترل مود لغزشی ترکیب شده است. کنترل مود لغزشی به دو قسمت اصلی و کلیدزنی تقسیم می‌شود و برای هر کدام سیستم فازی برای تخمین و تطبیق سیستم ارائه می‌شود. این روش کنترلی مستقل از اندازه محدوده عدم قطعیت‌ها و اغتشاش ناشناخته است؛ همچنین این روش لرزش را به دلیل کاربرد تخمین‌گر فازی در طراحی کنترل مود لغزشی نیز کاهش داده است.

با توجه به عملکرد مناسب روش‌های کنترل فازی در سیستم‌های غیرخطی، پژوهشگران عرصه کنترل ربات نیز از این روش‌ها در حلقه‌ی کنترل سیستم ربات‌های سیار استفاده کرده‌اند. در [۱۲] کنترل عصبی-فازی تطبیقی برای کنترل حرکت بازوی ماهر سیار بر روی سطح شیب‌دار ارائه شد که در برابر اغتشاش خارجی مقاوم است. کنترل نیرو-موقعیت عصبی-فازی تطبیقی برای همکاری بازوهای ماهر سیار در [۴۰] ارائه شد که چند ربات با همکاری هم، جسمی با هندسه و مدل فیزیکی ناشناخته را جابجا می‌کنند. این کنترل‌کننده در برابر عدم قطعیت‌های محیطی،

اغتشاش و دینامیک ناشناخته مقاوم است. در [۱۱] طرح کنترل فازی تطبیقی ربات چرخ‌دار سیار ترکیبی از کنترل سینماتیکی و کنترل فازی تطبیقی است که دینامیک سیستم را با در نظر گرفتن موتورهای مدل کرده است. همچنین در [۴۱] کنترل بر مبنای شبکه عصبی تطبیقی برای بازو و بدنه‌ی سیار ارائه شد که خروجی کنترل از دو قسمت تشکیل می‌شود: قسمت کنترل خطی و قسمت جبران‌کننده که برای مقابله با عدم قطعیت و اغتشاش در نظر گرفته شد.

باید توجه داشت که ربات‌ها برای حرکت نیاز به سیستم محرک دارند که موتورهای الکتریکی به عنوان یکی از رایج‌ترین آن‌ها می‌توانند به کمک سیستم انتقال قدرت حرکتی با مشخصات دلخواه را ایجاد کنند [۴۲]. اغلب روش‌های کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور مفاصل ربات می‌باشند. طراحی کنترل‌کننده با این روش معمولاً با مشکلاتی مواجه می‌شود: ۱- قانون کنترل گشتاور به طور ذاتی شامل پیچیدگی‌های دینامیک ربات است ۲- دینامیک موتورهای معمولاً در طراحی کنترل‌کننده صرف‌نظر می‌شود ۳- همچنین قانون کنترل بر مبنای گشتاور به دلیل حضور موتورهای الکتریکی در بازوهای رباتیکی الکتریکی در کاربرد عملی نمی‌تواند به طور مستقیم وارد سیستم شود [۴۲، ۴۳]. برای حل مسئله‌ی مذکور، اخیراً کنترل ربات بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ موتورهای ربات ارائه شده است [۱۴]. در این روش، به نقش محرکه‌ها در سیستم کنترل ربات به خوبی توجه شده است. در بعضی از کارهای حوزه‌ی کنترل بازوی رباتیک سیار، به وجود محرکه‌های الکتریکی در ساختار کنترلی توجه شده است [۱۱، ۴۴].

### ۳-۱ اهداف تحقیق

هدف اصلی این تحقیق طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی جدید جهت کنترل ردگیری مسیر بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ می‌باشد. در این خصوص، مدل‌سازی بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها انجام می‌شود. با استفاده از مدل سیستم، طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی، تحلیل پایداری، شبیه‌سازی 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 و مقابله با آن‌ها مورد توجه قرار گرفته است. با توجه به نوع مسیر مطلوب و هدف ردگیری آن، کنترل ردگیری در فضای مفصلی و کاری ربات به طور جداگانه بررسی می‌شود. راهبرد کنترل ولتاژ در بازوهای رباتیک نسبت به راهبرد مرسوم کنترل گشتاور ساده‌تر و کاربردی‌تر می‌باشد و از دقت و سرعت و سهولت اجرای بیشتری برخوردار است. برای بررسی بهتر، روش کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی در دو راهبرد کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ، طراحی و شبیه‌سازی و با یکدیگر مقایسه می‌شوند. همچنین روش پیشنهادی با دو روش

تطبیقی مقاوم و مقاوم تطبیقی در راهبرد کنترل گشتاور [۶، ۸] و روش فازی تطبیقی دیگر در راهبرد کنترل ولتاژ [۱۱] مقایسه می‌شوند. در انتهای هر فصل، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی بررسی و تضمین می‌شود. همچنین به مسئله‌ی طراحی مسیر حرکت ربات روی زمین و طراحی مسیر بازوی ربات نسبت به پایه‌ی سیار نیز توجه می‌گردد.

#### ۴-۱ مروی بر ساختار پایان‌نامه

فصل‌های دیگر این پایان‌نامه به صورت زیر تنظیم شده‌اند: فصل دوم به مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی ربات و به دست آوردن معادلات آن اختصاص داده شده است. در این فصل بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک با محرکه‌های جریان مستقیم مدل‌سازی می‌شود. این مدل‌سازی برای دو فضای مفصلی و کار به طور جداگانه ارائه می‌شود. فصل سوم راهبرد کنترل گشتاور را بیان نموده و کنترل بر مبنای مدل برای ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور ارائه و شبیه‌سازی می‌گردد. در فصل چهارم روش کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل گشتاور تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. همچنین مسئله‌ی ردگیری ربات در دو فضای مفصلی و کار ربات بررسی می‌گردد. فصل پنجم راهبرد کنترل ولتاژ را بیان نموده و کنترل بر مبنای مدل برای ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه و شبیه‌سازی می‌گردد. در فصل ششم روش کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل ولتاژ تحلیل، طراحی و شبیه‌سازی می‌گردد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. همچنین مسئله‌ی ردگیری ربات در دو فضای مفصلی و کار ربات بررسی می‌گردد. در فصل هفتم نتیجه‌گیری و پیشنهادها ارائه می‌شود.

## فصل دوم

مدل سازی بازوی رباتیک سیار چرخ دار غیرهولونومیک

در این بخش سیستم بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک با محرکه‌های جریان مستقیم را مدل‌سازی می‌کنیم تا معادلات سینماتیکی و دینامیکی حاکم بر سیستم محاسبه شوند. مدل‌سازی ربات شامل دو بخش مدل‌سازی سینماتیک و مدل‌سازی دینامیک می‌باشد.

سینماتیک علم حرکت و از اساسی‌ترین مطالعات در مورد چگونگی رفتار سیستم‌های مکانیکی است. این علم حرکت را بدون در نظر گرفتن نیروهای ایجادکننده آن مطالعه می‌کند. هر سیستم رباتیک را می‌توان به صورت مجموعه‌ای از اجسام صلب در نظر گرفت که به وسیله مفاصل‌ها به یکدیگر اتصال یافته‌اند. سینماتیک بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار همه ویژگی‌های هندسی ربات را در بر می‌گیرد.

در بازوهای رباتیک سیار به دو دلیل، نیاز به درک رفتار سینماتیکی ربات وجود دارد: اول، طراحی یک بازوی رباتیک سیار مورد نیاز برای کارهای خاص و دوم طراحی کنترل‌کننده مناسب جهت کنترل حرکت ربات می‌باشد. قطعاً بازوی رباتیک سیار اولین سیستم مکانیکی پیچیده‌ای نیست که نیاز به این‌گونه تحلیل‌ها دارد. بازوهای رباتیک پایه ثابت بیش از ۳۰ سال است که مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. بسیاری از سوال‌هایی که در مورد سینماتیک بازوهای رباتیک مطرح است، در مورد بازوهای رباتیک سیار نیز مطرح می‌گردد. برای مثال فضای کاری یک ربات بسیار مهم می‌باشد، زیرا می‌تواند فضای دسترسی و مکان‌های قابل‌دسترس مجری نهایی را مشخص نماید. ولی تفاوت عمده بین ربات سیار و بازوی رباتیک پایه ثابت، چالش بزرگی را در تخمین موقعیت به وجود می‌آورد.

مسئله‌ی اندازه‌گیری محل مجری در بازوی رباتیک پایه ثابت در محیط، یک مسئله‌ی ساده در سینماتیک ربات است که وابسته به اندازه‌گیری محل مفاصل می‌باشد. بنابراین، محل قرارگیری مجری نهایی بازوی رباتیک پایه ثابت به وسیله حسگرهای متصل به هر مفصل قابل‌محاسبه می‌باشد. مسئله‌ی اندازه‌گیری محل مجری در بازوی رباتیک سیار تابع اندازه‌گیری محل بدنه‌ی سیار است. اما به دلیل متحرک بودن بدنه، راه مستقیمی برای اندازه‌گیری موقعیت بدنه‌ی ربات به صورت لحظه‌ای وجود ندارد. بسیار واضح است که اندازه‌گیری دقیق موقعیت بدنه‌ی سیار یک وظیفه‌ی بسیار مشکل می‌باشد.

از دیگر ویژگی‌های بازوی رباتیک سیار وجود قیود هولونومیک و غیرهولونومیک است. بنابراین در مدل‌سازی ربات باید به وجود این قیود توجه شود. در ادامه با معرفی این قیود به مسئله‌ی مدل‌سازی ربات می‌پردازیم. مدل‌سازی برای دو فضای مفصلی و کار ربات ارائه می‌گردد.



## ۲-۲ معرفی قیدهای هولونومیک و غیرهولونومیک در ربات‌های سیار

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.

به طور کلی محدودیت‌ها به قیود هولونومیک و غیرهولونومیک دسته‌بندی می‌شوند. فرض کنید وضعیت سیستم مکانیکی به طور یکتا، در بردار  $n$  بعدی توصیف شود:

$$q = [q_1 \quad q_2 \quad \dots \quad q_n] \quad (1.2)$$

پس سیستم می‌تواند در فضای  $n$  بعدی حرکت کند. همچنین سرعت سیستم در نقطه‌ای از مسیر توسط بردار مماس زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{q} = [\dot{q}_1 \quad \dot{q}_2 \quad \dots \quad \dot{q}_n] \quad (2.2)$$

قیود در حالت کلی به دو نوع قیود هندسی و قیود سینماتیکی تقسیم‌بندی می‌شوند: قیود هندسی در صورت وجود یا تحمیل به سیستم مکانیکی، به صورت وابستگی در مختصات سیستم ظاهر می‌شود که به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$h_i(q) = 0 \quad i = 1, \dots, k \quad (3.2)$$

همچنین سیستم را به حرکت در فضای  $n-k$  محدود می‌کنند. قیود سینماتیکی در صورت وجود یا تحمیل به سیستم، به صورت وابستگی در مختصات سیستم و مشتق آن (قیود سینماتیکی مرتبه اول) سیستم ظاهر می‌شود که به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$a_i(q, \dot{q}) = 0 \quad i = 1, \dots, k' \quad (4.2)$$

در بیشتر موارد این قیود قابل خطی‌سازی نسبت به بردار سرعت سیستم هستند، در این صورت قیود به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$a_i^T(q) \dot{q} = 0 \quad i = 1, \dots, k' \quad (5.2)$$

قیود سینماتیک در بعضی موارد انتگرال‌پذیر هستند، یعنی می‌توان آن‌ها را به صورت زیر نوشت:

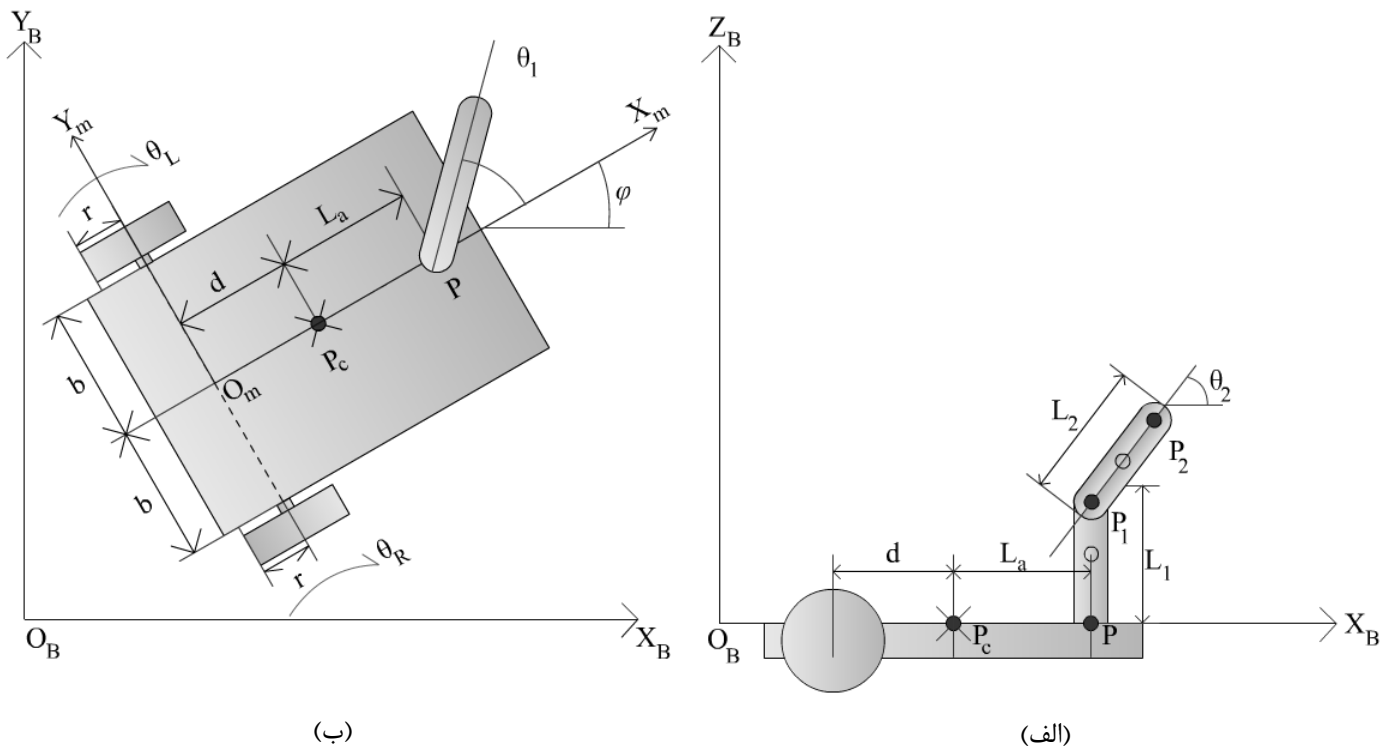
$$\frac{\partial h_j(q)}{\partial q} = a_j^T(q) \quad (6.2)$$

در این صورت قید سینماتیک، قید هندسی خواهد بود [۴۵].

در یک مجموعه قیود سینماتیک مرتبه اول، قید هولونومیک نامیده می‌شود اگر انتگرال پذیر باشد (محدودیت هندسی)، در غیر این صورت قید غیرهولونومیک نامیده می‌شود (محدودیت سینماتیکی). محدودیت‌های حرکتی یک بدنه‌ی سیار دو چرخ دیفرانسیلی، شامل دو قید غیرهولونومیک و یک قید هولونومیک است که در ادامه به توضیح آن می‌پردازیم.

### ۳-۲ مدل‌سازی بازوی رباتیک چرخ‌دار غیرهولونومیک

در این پایان‌نامه بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار غیرهولونومیک در شکل زیر مدل می‌شود. این ربات از دو قسمت بازوی ماهر و بدنه‌ی سیار تشکیل شده است. بدنه‌ی سیار شامل دو چرخ فعال و یک چرخ غیرفعال می‌شود و به دسته (۲ و ۰) بدنه‌های چرخ‌دار تعلق دارد که به آن بدنه‌ی سیار دو چرخ دیفرانسیلی نیز گفته می‌شود [۴۶]. محور چرخ‌های فعال در یک راستا واقع شده‌اند که  $b$  فاصله هر چرخ نسبت به خط مرکزی است. خط محور چرخ‌ها نسبت به مرکز جرم در فاصله  $d$  واقع شده است.  $L_1$ ،  $L_a$ ،  $r$  و  $L_2$  دیگر پارامترهای سینماتیکی ربات هستند. در مدل‌سازی ربات از چرخ چند جهته غیرفعال جلو صرف‌نظر شده است.



شکل ۳-۲: توصیف ربات در دستگاه‌های مختصات. الف: نمای جانبی ربات. ب: نمای بالای ربات

$O_B X_B Y_B Z_B$  معرف دستگاه مختصات مبنا و ثابت است و دستگاه مختصات  $O_m X_m Y_m Z_m$  به بدنه‌ی سیار متصل است.  $O_m$  به عنوان نقطه‌ی میانی خط متصل‌کننده‌ی دو چرخ فعال انتخاب شده است و محور  $X_m$  عمود بر خط متصل‌کننده‌ی دو چرخ فعال است.

## ۱-۳-۲ معادلات سینماتیکی ربات

برای به دست آوردن معادلات سینماتیکی بازوهای رباتیکی پایه ثابت روش جامع و بسیار قدرتمندی وجود دارد که با استفاده از قوانین دناویت-هارتنبرگ مختصات مجری نهایی ربات به صورت دقیق قابل محاسبه می‌باشد. ولی در مورد بازوهای رباتیک سیار به دلیل وجود بدنه‌ی سیار و ویژگی‌های آن، دیگر نمی‌توان از این روش‌ها استفاده کرد و روش یکپارچه‌ای وجود ندارد. ایجاد مدل برای ربات‌های سیار چرخ‌دار یک فرایند پابین به بالا می‌باشد. یعنی هر چرخ ربات در حرکت ربات سهم موثری دارد و در همان زمان محدودیت‌هایی را برای حرکت ربات ایجاد می‌نماید. برای مطالعه‌ی بیشتر در زمینه ربات‌های سیار می‌توانید به کتاب ربات‌های سیار خودمختار پروفیسور نوربخش [۱۷] مراجعه نمایید.

در تمام این تحلیل‌ها ربات را به عنوان جسم صلب روی چرخ‌ها در نظر می‌گیریم. برای مشخص کردن موقعیت ربات بر روی صفحه باید ارتباط بین مختصات عمومی و مختصات محلی ربات فهمیده شود، همچنین با توجه به نقش چرخ‌ها در عملکرد سیستم باید وضعیت چرخ‌ها نیز فهمیده شوند. بردار  $q_b = [x_c \ y_c \ \varphi \ \theta_R \ \theta_L]^T$  نشان‌دهنده‌ی حالت بدنه‌ی سیار چرخ‌دار ربات در دستگاه مختصات مبنا  $O_B X_B Y_B Z_B$  است، که در آن  $x_c$  و  $y_c$  مختصات نقطه  $P_c$ ؛ زاویه محور  $X_m$  نسبت به محور  $X_B$  و متغیرهای  $\theta_R$  و  $\theta_L$  به ترتیب معرف زاویه‌ی چرخش چرخ راست و چپ هستند.

به دلیل نحوه‌ی قرارگیری چرخ‌ها و فرض غلتش کامل برای آن‌ها، بدنه‌ی سیار چرخ‌دار در این ربات دارای سه قید حرکتی است. اولین قید از حرکت چرخ‌ها در راستای محور  $Y_m$  جلوگیری می‌کند که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$-\dot{x}_c \sin(\varphi) + \dot{y}_c \cos(\varphi) - d\dot{\varphi} = 0 \quad (7.2)$$

دو قید دیگر مربوط به سرعت بدنه و سرعت چرخ‌ها می‌شود که شرایط عدم لغزش را برای غلتش کامل چرخ‌ها در راستای محور  $X_m$  ایجاد می‌کنند عبارت‌اند از:

$$\dot{x}_c \cos(\varphi) + \dot{y}_c \sin(\varphi) + b\dot{\varphi} = r\dot{\theta}_R \quad (8.2)$$

$$\dot{x}_c \cos(\varphi) + \dot{y}_c \sin(\varphi) - b\dot{\varphi} = r\dot{\theta}_L \quad (9.2)$$

حاصل تفاضل و مجموع دو رابطه‌ی بالا برابر است با:

$$2b\dot{\varphi} = r(\dot{\theta}_R - \dot{\theta}_L) \quad (10.2)$$

$$\dot{x}_c \cos(\varphi) + \dot{y}_c \sin(\varphi) = \frac{r}{2}(\dot{\theta}_L + \dot{\theta}_R) \quad (11.2)$$

رابطه‌ی (10.2) نشان‌دهنده‌ی وجود یک قید انتگرال‌پذیر است، پس در نتیجه یک قید هولونومیک و دو قید غیرهولونومیک داریم [47].

با اتصال دو رابط چرخشی به بدنه‌ی سیار در نقطه P سیستم کامل بازوی ماهر سیار ایجاد می‌شود. در نتیجه مشخصات ربات توسط بردار حالت ( $k=7$ ) بعدی مشخص می‌شود که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\underline{q} = [x_c \quad y_c \quad \varphi \quad \theta_R \quad \theta_L \quad \theta_1 \quad \theta_2]^T \in \mathbb{R}^{k \times 1} \quad (12.2)$$

که متغیرهای  $\theta_1$  و  $\theta_2$  به ترتیب معرف زاویه‌ی چرخش رابط اول نسبت به محور  $X_m$  و زاویه رابط دوم نسبت به صفحه‌ی  $X_m O_m Y_m$  هستند. حال  $m(=3)$  قید را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد [3]:

$$A(\underline{q})\dot{\underline{q}} = 0 \quad (13.2)$$

$$A(\underline{q}) = \begin{bmatrix} -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & -d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & -b & r & 0 & 0 & 0 \\ -\cos(\varphi) & -\sin(\varphi) & b & 0 & r & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14.2)$$

با توجه به رابطه‌ی (13.2) بردار سرعت  $\dot{\underline{q}}$  در فضای پوچ  $A(\underline{q})$  قابل محاسبه است. بنابراین، بردار حالت جدید  $\underline{v}$  وجود دارد که روابط زیر را برقرار کند [47]:

$$A(\underline{q})S(\underline{q}) = 0 \quad (15.2)$$

$$\dot{\underline{q}} = S(\underline{q})\underline{v} \quad (16.2)$$

که در آن:

$$\underline{v} = [\dot{\theta}_R \quad \dot{\theta}_L \quad \dot{\theta}_1 \quad \dot{\theta}_2]^T \in \mathbb{R}^{N \times 1} \quad (N = k - m) \quad (17.2)$$

$$S(\underline{q}) = \begin{bmatrix} c(b \cos(\varphi) - d \sin(\varphi)) & c(b \cos(\varphi) + d \sin(\varphi)) & 0 & 0 \\ c(b \sin(\varphi) + d \cos(\varphi)) & c(b \sin(\varphi) - d \cos(\varphi)) & 0 & 0 \\ c & -c & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (18.2)$$

$$.c = \frac{r}{2b} \text{ و در آن}$$

در این پایان‌نامه ربات به عنوان یک پرتابه‌ی سیار در نظر گرفته شده است. در یک عمل پرتابی مکان پرتاب و زوایای پرتاب مورد توجه است. فرض کنید سیستم پرتابه در انتهای بازوی ربات قرار گرفته است که زاویه‌ی پرتاب توسط بازوی ۲ لینکی تعیین می‌شود. پس مختصات نقطه‌ی P در صفحه‌ی  $X_B O_B Y_B$  مورد توجه خواهد بود که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$P = [x_c + L_a \cos(\varphi) \quad y_c + L_a \sin(\varphi) \quad 0]^T \quad (19.2)$$

با توجه به عمل مورد نظر برای ربات، متغیر فضای کاری ربات به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} \underline{X}_{ts} &= [P_x \quad P_y \quad \theta_z \quad \theta_{xoy}]^T \\ &= [x_c + L_a \cos(\varphi) \quad y_c + L_a \sin(\varphi) \quad \varphi + \theta_1 \quad \theta_2]^T = \text{Kin}(\underline{q}) \end{aligned} \quad (20.2)$$

در محاسبات دینامیک ربات، به موقعیت نقاط مرکز جرم بدنه‌ی سیار و رابط‌های ربات نیاز داریم. برای این منظور طبق روابط هندسی داریم:

$$P_c = [x_c \quad y_c \quad 0]^T \quad (21.2)$$

$$P_{cm1} = P_c + [L_a \cos(\varphi) \quad L_a \sin(\varphi) \quad L_1/2]^T \quad (22.2)$$

$$P_{cm2} = P_{cm1} + 1/2 [L_2 \cos(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) \quad L_2 \sin(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) \quad L_1 + L_2 \sin(\theta_2)]^T \quad (23.2)$$

## ۲-۳-۲ ژاکوبین ربات

در بخش قبل معادلات سینماتیک مستقیم برای موقعیت‌های رابطها و متغیر فضای کاری به دست آوردیم. در این بخش به سینماتیک سرعت بازوی رباتیک سیار، یعنی ارتباط سرعت رابطها و متغیر فضای کاری ربات با سرعت‌های مفاصل می‌پردازیم. برای محاسبه‌ی سرعت رابطها از روابط (۲۱.۲)، (۲۲.۲) و (۲۳.۲) مشتق می‌گیریم:

$$\dot{P}_c = [\dot{x}_c \quad \dot{y}_c \quad 0]^T \quad (24.2)$$

$$\dot{P}_{cm1} = \dot{P}_c + [-L_a \dot{\varphi} \sin(\varphi) \quad L_a \dot{\varphi} \cos(\varphi) \quad 0]^T \quad (25.2)$$

$$\dot{P}_{cm2} = \dot{P}_{cm1} + \begin{bmatrix} -(L_2(\dot{\varphi} \sin(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) + \dot{\theta}_1 \sin(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) + \dot{\theta}_2 \cos(\varphi + \theta_1) \sin(\theta_2))) / 2 \\ (L_2(\dot{\varphi} \cos(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) + \dot{\theta}_1 \cos(\varphi + \theta_1) \cos(\theta_2) - \dot{\theta}_2 \sin(\varphi + \theta_1) \sin(\theta_2))) / 2 \\ (L_2 \dot{\theta}_2 \cos(\theta_2)) / 2 \end{bmatrix} \quad (26.2)$$

برای محاسبه سرعت متغیر فضای کاری در اثر حرکت‌های مفاصل از مفهوم ژاکوبین استفاده می‌کنیم. برای این منظور از متغیر فضای کاری مشتق می‌گیریم:

$$\dot{X}_{ts} = [\dot{x}_c - L_a \dot{\varphi} \sin(\varphi) \quad \dot{y}_c + L_a \dot{\varphi} \cos(\varphi) \quad \dot{\varphi} + \dot{\theta}_1 \quad \dot{\theta}_2]^T \quad (27.2)$$

می‌توان رابطه‌ی بالا را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{X}_{ts} = J_q(q) \dot{q} \quad (28.2)$$

که در آن  $J_q(q)$  ماتریس ژاکوبین است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$J_q(q) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -L_a \sin(\varphi) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & L_a \cos(\varphi) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (29.2)$$

## ۳-۳-۲ معادلات دینامیکی ربات

معادلات دینامیک ربات با محاسبه‌ی انرژی جنبشی و پتانسیل ربات قابل محاسبه می‌باشد. پس از محاسبه‌ی 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. در ادامه مراحل مربوط به استخراج روابط انرژی‌ها توضیح داده می‌شود.

### ۲-۳-۳-۱ انرژی جنبشی ربات

انرژی جنبشی ربات سیار، 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 دورانی می‌باشد. پس انرژی جنبشی بازوی رباتیک سیار برابر است با:

$$T = T_{cart} + T_{rightWheel} + T_{leftWheel} + T_{am1} + T_{am2} \quad (۳۰.۲)$$

که در آن داریم:

$$T_{cart} = 0.5m_c \left\| \dot{P}_c \right\|^2 + 0.5I_c \dot{\phi}^2 \quad (۳۱.۲)$$

$$T_{rightWheel} = 0.5m_w (r\dot{\theta}_R)^2 + 0.5I_w \dot{\theta}_R^2 \quad (۳۲.۲)$$

$$T_{leftWheel} = 0.5m_w (r\dot{\theta}_L)^2 + 0.5I_w \dot{\theta}_L^2 \quad (۳۳.۲)$$

$$T_{am1} = 0.5m_1 \left\| \dot{P}_{cm1} \right\|^2 + 0.5I_1 (\dot{\phi} + \dot{\theta}_1)^2 \quad (۳۴.۲)$$

$$T_{am2} = 0.5m_2 \left\| \dot{P}_{cm2} \right\|^2 + 0.5I_{21} (\dot{\phi} + \dot{\theta}_1)^2 + 0.5I_{22} \dot{\theta}_2^2 \quad (۳۵.۲)$$

### ۲-۳-۳-۲ انرژی پتانسیل ربات

تنها عامل ایجادکننده انرژی پتانسیل در سیستم این بازوی رباتیک سیار تغییر ارتفاع مرکز جرم اجزا در سیستم است که به انرژی پتانسیل گرانشی منجر می‌شود. برخلاف بازوی رباتیک، انرژی پتانسیل بدنه‌ی سیار در محاسبات نقش مهمی ندارد و می‌توان ادعا کرد بیشتر مقالات به دلیل کار در صفحه‌ی بدون شیب این انرژی را برای بدنه‌ی سیار صفر گذاشته‌اند. در این پایان‌نامه نیز ربات را بر روی صفحه‌ی بدون شیب مدل شده است، پس انرژی پتانسیل برای بدنه‌ی سیار صفر می‌باشد. اما بازوی رباتیک متصل به آن در ایجاد انرژی پتانسیل نقش مهمی دارد. با توجه به

اینکه تنها رابط دوم بازوی رباتیک می تواند تغییر ارتفاع داشته باشد پس انرژی پتانسیل این بازوی رباتیک سیار برابر است با:

$$V = V_{am2} \quad (36.2)$$

که در آن داریم:

$$V_{am2} = m_2 g \vec{P}_{cm2z} \quad (37.2)$$

### ۳-۳-۳-۲ استخراج معادلات دینامیکی ربات

پس از محاسبه ی انرژی های سیستم باید تابع لاگرانژ محاسبه شود. تابع لاگرانژ سیستم عبارت است از تفاضل انرژی جنبشی و پتانسیل، پس لاگرانژین سیستم برابر است با:

$$L = T - V \quad (38.2)$$

مدل دینامیکی بازوی رباتیک سیار چرخ دار به کمک رابطه ی لاگرانژ-اویلر قابل محاسبه می باشد. با در نظر گرفتن گشتاور اعمالی به عنوان ورودی سیستم و وجود قیود، دینامیک ربات با توجه به روابط لاگرانژ-اویلر بدست می آید:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L(\underline{q}, \underline{\dot{q}})}{\partial \underline{\dot{q}}} \right) - \frac{\partial L(\underline{q}, \underline{\dot{q}})}{\partial \underline{q}} = E u - A^T(\underline{q}) \underline{\lambda} \quad (39.2)$$

با در نظر گرفتن وجود اغتشاش در سیستم و حل معادلات لاگرانژ-اویلر، مدل بازوی رباتیک سیار به صورت زیر به دست می آید:

$$H_u(\underline{q}) \underline{\ddot{q}} + V_u(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \underline{\dot{q}} + G_u(\underline{q}) = E(\tau_i + \tau_{dis}(t)) - A^T(\underline{q}) \underline{\lambda} \quad (40.2)$$

که در آن  $H_u(\underline{q}) \in \mathbb{R}^{k \times k}$  ماتریس اینرسی،  $V_u(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) \underline{\dot{q}} \in \mathbb{R}^{k \times 1}$  شامل نیروهای ناشی از شتاب کوریولیس و شتاب گریز از مرکز،  $G_u(\underline{q}) \in \mathbb{R}^{k \times 1}$  شامل نیروهای ناشی از شتاب گرانش،  $\tau_i \in \mathbb{R}^{k \times 1}$  شامل گشتاورهای ناشی از محرکه-ها،  $\tau_{dis}(t) \in \mathbb{R}^{k \times 1}$  شامل گشتاورهای ناشی از اغتشاش خارجی و  $A^T(\underline{q}) \underline{\lambda} \in \mathbb{R}^{k \times 1}$  شامل نیروهای ناشی از قیدهای ربات هست. ماتریس  $E \in \mathbb{R}^{k \times N}$  بردار گشتاور را به متغیرهای فضای مفاصل نگاشت می کند و بردار گشتاور ربات شامل  $\tau_R$  گشتاور اعمالی به چرخ راست،  $\tau_L$  گشتاور اعمالی به چرخ چپ،  $\tau_1$  گشتاور اعمالی به مفصل چرخشی اول بازو و  $\tau_2$  گشتاور اعمالی به مفصل چرخشی دوم بازو است:

$$\tau_i = [\tau_R \quad \tau_L \quad \tau_1 \quad \tau_2]^T \quad (41.2)$$



$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (42.2)$$

معادلات استخراج شده ربات به صورت زیر به دست آمد:

$$Hu(\underline{q}) = \begin{bmatrix} Hu_{11} & 0 & Hu_{13} & 0 & 0 & Hu_{16} & Hu_{17} \\ 0 & Hu_{22} & Hu_{23} & 0 & 0 & Hu_{26} & Hu_{27} \\ Hu_{31} & Hu_{32} & Hu_{33} & 0 & 0 & Hu_{36} & Hu_{37} \\ 0 & 0 & 0 & Hu_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Hu_{55} & 0 & 0 \\ Hu_{61} & Hu_{62} & Hu_{63} & 0 & 0 & Hu_{66} & 0 \\ Hu_{71} & Hu_{72} & Hu_{73} & 0 & 0 & 0 & Hu_{77} \end{bmatrix}$$

$$Hu_{11} = Hu_{22} = m_1 + m_2 + m_c$$

$$Hu_{13} = Hu_{31} = -(m_2(2L_a s_\phi + L_2 s_{\phi_1} c_2)) / 2 - L_a m_1 s_\phi$$

$$Hu_{16} = Hu_{61} = -(L_2 m_2 s_{\phi_1} c_2) / 2$$

$$Hu_{17} = Hu_{71} = -(L_2 m_2 c_{\phi_1} s_2) / 2$$

$$Hu_{23} = Hu_{32} = (m_2(2L_a c_\phi + L_2 c_{\phi_1} c_2)) / 2 + L_a m_1 c_\phi$$

$$Hu_{26} = Hu_{62} = (L_2 m_2 c_{\phi_1} c_2) / 2$$

$$Hu_{27} = Hu_{72} = -(L_2 m_2 s_{\phi_1} s_2) / 2$$

$$Hu_{33} = I_1 + I_{21} + I_c + L_a^2 m_1 + L_a^2 m_2 + (L_2^2 m_2 c_2^2) / 4 + L_2 L_a m_2 c_1 c_2$$

$$Hu_{36} = Hu_{63} = I_1 + I_{21} + (L_2^2 m_2 c_2^2) / 4 + (L_2 L_a m_2 c_1 c_2) / 2$$

$$Hu_{37} = Hu_{73} = -(L_2 L_a m_2 s_1 s_2) / 2$$

$$Hu_{44} = Hu_{55} = m_w r^2 + I_w$$

$$Hu_{66} = I_1 + I_{21} + (L_2^2 m_2 c_2^2) / 4$$

$$Hu_{77} = (m_2 L_2^2) / 4 + I_{22}$$

$$Vu(\underline{q}, \underline{\dot{q}}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & Vu_{13} & 0 & 0 & Vu_{16} & Vu_{17} \\ 0 & 0 & Vu_{23} & 0 & 0 & Vu_{26} & Vu_{27} \\ 0 & 0 & Vu_{33} & 0 & 0 & Vu_{36} & Vu_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Vu_{63} & 0 & 0 & Vu_{66} & Vu_{67} \\ 0 & 0 & Vu_{73} & 0 & 0 & Vu_{76} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
Vu_{13} &= (L_2 \dot{\theta}_2 m_2 s_{\phi_1} s_2) / 2 - \dot{\phi} ((m_2 (2L_a c_{\phi} + L_2 c_{\phi_1} c_2)) / 2 + L_a m_1 c_{\phi}) - (L_2 \dot{\theta}_1 m_2 c_{\phi_1} c_2) / 2 \\
Vu_{16} &= -(L_2 m_2 (\dot{\phi} c_{\phi_1} c_2 + \dot{\theta}_1 c_{\phi_1} c_2 - \dot{\theta}_2 s_{\phi_1} s_2)) / 2 \\
Vu_{17} &= (L_2 m_2 (\dot{\phi} s_{\phi_1} s_2 - \dot{\theta}_2 c_{\phi_1} c_2 + \dot{\theta}_1 s_{\phi_1} s_2)) / 2 \\
Vu_{23} &= -\dot{\phi} ((m_2 (2L_a s_{\phi} + L_2 s_{\phi_1} c_2)) / 2 + L_a m_1 s_{\phi}) - (L_2 \dot{\theta}_1 m_2 s_{\phi_1} c_2) / 2 - (L_2 \dot{\theta}_2 m_2 c_{\phi_1} s_2) / 2 \\
Vu_{26} &= -(L_2 m_2 (\dot{\phi} s_{\phi_1} c_2 + \dot{\theta}_1 s_{\phi_1} c_2 + \dot{\theta}_2 c_{\phi_1} s_2)) / 2 \\
Vu_{27} &= -(L_2 m_2 (\dot{\phi} c_{\phi_1} s_2 + \dot{\theta}_1 c_{\phi_1} s_2 + \dot{\theta}_2 s_{\phi_1} c_2)) / 2 \\
Vu_{33} &= -(L_2 m_2 (L_2 \dot{\theta}_2 c_2 s_2 + 2L_a \dot{\theta}_1 c_2 s_1 + 2L_a \dot{\theta}_2 c_1 s_2)) / 4 \\
Vu_{36} &= -(L_2 m_2 (L_2 \dot{\theta}_2 c_2 s_2 + 2L_a \dot{\phi} c_2 s_1 + 2L_a \dot{\theta}_1 c_2 s_1 + L_a \dot{\theta}_2 c_1 s_2)) / 4 \\
Vu_{37} &= -(L_2 m_2 (L_2 \dot{\phi} s_{22} + L_2 \dot{\theta}_1 s_{22} + 4L_a \dot{\phi} c_1 s_2 + 4L_a \dot{\theta}_1 c_1 s_2 + 4L_a \dot{\theta}_2 c_2 s_1)) / 8 \\
Vu_{63} &= -(L_2 m_2 c_2 (L_2 \dot{\theta}_2 s_2 - 2L_a \dot{\phi} s_1)) / 4 \\
Vu_{66} &= -(L_2^2 \dot{\theta}_2 m_2 s_{22}) / 8 \\
Vu_{67} &= -(L_2^2 m_2 s_{22} (\dot{\phi} + \dot{\theta}_1)) / 8 \\
Vu_{73} &= (L_2 m_2 s_2 (L_2 \dot{\phi} c_2 + L_2 \dot{\theta}_1 c_2 + 2L_a \dot{\phi} c_1)) / 4 \\
Vu_{76} &= (L_2^2 m_2 s_{22} (\dot{\phi} + \dot{\theta}_1)) / 8
\end{aligned}$$

$$Gu(\underline{q}) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ Gu_7]^T$$

$$Gu_7 = (L_2 g m_2 c_2) / 2$$

$$c_{\phi} : \cos(\phi), s_{\phi} : \sin(\phi), c_i : \cos(\theta_i), s_i : \sin(\theta_i)$$

$$c_{\phi_i} : \cos(\phi + \theta_i), s_{\phi_i} : \sin(\phi + \theta_i), c_{ij} : \cos(\theta_i + \theta_j), s_{ij} : \sin(\theta_i + \theta_j), i, j \in \{1, 2\}$$

### ۴-۳-۲ دینامیک محرکه‌های الکتریکی

گشتاور لازم برای حرکت مفاصل ربات، توسط محرکه‌ها فراهم می‌شود. بنابراین، موتورهای بخش اصلی دینامیک سیستم رباتیک را تشکیل می‌دهند. ولتاژ موتورهای آنها 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 مفصل از رابطه‌ی زیر فراهم می‌گردد [۴۸]:

$$J_M \ddot{\theta}_M + B_M \dot{\theta}_M + r_M \tau_i = \tau_M \in \mathbb{R}^{N \times 1} \quad (۴۳.۲)$$

که در این رابطه،  $\tau_M$  بردار گشتاور تولیدی موتورها،  $\tau_i$  بردار گشتاور بار موتورها،  $r_M$  ماتریس ضریب کاهش چرخ-دنده‌ها،  $\theta_M$  بردار زاویه‌ای موتورها،  $J_M$  ماتریس ممان اینرسی موتورها و  $B_M$  ماتریس ضریب اصطکاک موتورها

می‌باشد.  $r_M$ ،  $J_M$  و  $B_M$  ماتریس‌های قطری  $N \times N$  هستند که  $N$  تعداد موتورهای ربات می‌باشد. از طرفی با توجه به وجود سیستم کاهنده موجود در ربات توسط چرخ‌دنده‌ها داریم:

$$\dot{\theta}_M = r_M^{-1} \underline{v} \quad (44.2)$$

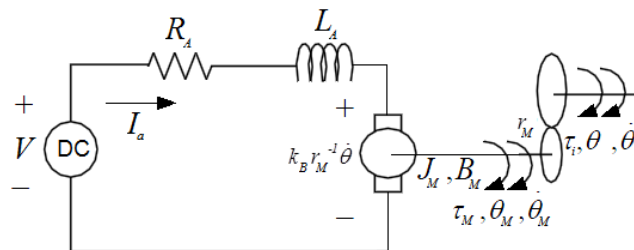
ضریب چرخ‌دنده در این پایان‌نامه با  $r_M$  نمایش داده شده است. اکنون به مدل‌سازی الکتریکی موتور جریان مستقیم می‌پردازیم تا در مدل‌سازی ربات بتوان ولتاژ موتورها را به عنوان ورودی در نظر گرفت. مدل الکتریکی موتور که در شکل ۲-۲ نمایش داده شده است را به صورت زیر در نظر می‌گیریم [۱۴]:

$$R_A I_a + L_A \dot{I}_a + K_B \dot{\theta}_M = V \in \mathbb{R}^{N \times 1} \quad (45.2)$$

$R_A$  ماتریس  $N \times N$  قطری شامل مقاومت آرمیچرها،  $L_A$  ماتریس  $N \times N$  ضریب القایی موتورها،  $K_B$  ماتریس  $N \times N$  ضریب ضد محرکه،  $I_a$  بردار جریان موتورها و  $V$  بردار ولتاژ موتورها می‌باشد.

گشتاور اعمالی به موتورهای مغناطیس دائم جریان مستقیم با جریان آن‌ها توسط ماتریس  $K_M$  رابطه‌ی مستقیم دارند. با فرض انتقال کامل گشتاور از موتورها به چرخ‌های ربات داریم:

$$\tau_M = K_M I_a \quad (46.2)$$



شکل ۲-۲: مدار معادل موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم

## ۴-۲ مدل ربات در فضای مفصلی

برای به دست آوردن مدل ربات در فضای مفصلی، دو طرف معادله‌ی (۴۰.۲) را در  $S^T(\underline{q})$  ضرب می‌کنیم:

$$S^T(\underline{q})H_u(\underline{q})\ddot{\underline{q}} + S^T(\underline{q})V_u(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}} + S^T(\underline{q})G_u(\underline{q}) = S^T(\underline{q})E\tau_i + S^T(\underline{q})E\tau_{dis}(t) - S^T(\underline{q})A^T(\underline{q})\underline{\lambda} \quad (47.2)$$

برای این ربات ماتریس‌های  $S(\underline{q})$ ،  $H_u(\underline{q})$ ،  $V_u(\underline{q}, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}$  و  $G_u(\underline{q})$  در معادله‌ی (۴۷.۲) نسبت به متغیرهای  $\theta_R$  و  $\theta_L$  مستقل هستند، بنابراین آن‌ها را می‌توان به این صورت هم نوشت:  $S(\underline{q}_n)$ ،  $H_u(\underline{q}_n)$ ،  $V_u(\underline{q}_n, \dot{\underline{q}})\dot{\underline{q}}$  و  $G_u(\underline{q}_n)$  که  $\underline{q}_n = [x_c \ y_c \ \varphi \ \theta_1 \ \theta_2]^T$  است.

با توجه به رابطه‌ی (۱۶.۲) و  $S^T(\underline{q})A^T(\underline{q}) = 0$ ، معادله‌ی (۴۷.۲) ساده‌تر می‌شود:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}} + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v} + \underline{g}(\underline{q}_n) = \underline{\tau} + \bar{\tau}_d \quad (۴۸.۲)$$

که در آن  $\underline{H} = S^T(\underline{q}_n)H_u(\underline{q}_n)S(\underline{q}_n) \in \mathbb{R}^{N \times N}$ ،  
 $\underline{g} = S^T(\underline{q}_n)G_u(\underline{q}_n) \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ ،  $\underline{C} = S^T(\underline{q}_n)H_u(\underline{q}_n)\dot{S} + S^T(\underline{q}_n)V_u(\underline{q}_n, S(\underline{q})\underline{v})S(\underline{q}_n) \in \mathbb{R}^{N \times N}$   
 $\bar{\tau}_d = S^T(\underline{q}_n)E\tau_{dis}(t) \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  و  $\underline{\tau} = S^T(\underline{q}_n)E\tau_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$

**خاصیت ۱:** ماتریس  $\underline{H}$  متقارن و مثبت معین است [۸].

**خاصیت ۲:** ماتریس  $\underline{H} - 2\underline{C}$  پادمتقارن است [۸].

با در نظر گرفتن  $X_S = [\underline{q}^T \ \underline{v}^T]^T$  و توجه به روابط (۱۶.۲) و (۴۸.۲) مدل فضای مفصلی ربات به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{X}_S = \begin{bmatrix} S(\underline{q})\underline{v} \\ \underline{H}^{-1}(\underline{\tau} + \bar{\tau}_d - \underline{C}\underline{v} - \underline{g}) \end{bmatrix} \quad (۴۹.۲)$$

با توجه به روابط (۴۳.۲)، (۴۴.۲)، (۴۶.۲) و (۴۸.۲) داریم:

$$\underline{H}_M \dot{\underline{v}} + \underline{C}_M \underline{v} + \underline{g}_M = \underline{I}_a + \bar{\tau}_D \quad (۵۰.۲)$$

که در آن  $\underline{H}_M = K_M^{-1}(J_M r_M^{-1} + r_M (S^T(\underline{q}_n)E)^{-1} \underline{H}(\underline{q}_n)) \in \mathbb{R}^{N \times N}$ ،  
 $\underline{g}_M = K_M^{-1} r_M (S^T(\underline{q}_n)E)^{-1} \underline{g}(\underline{q}_n)$  و  $\underline{C}_M = K_M^{-1}(B_M r_M^{-1} + r_M (S^T(\underline{q}_n)E)^{-1} \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v}))$   
 $\bar{\tau}_D = K_M^{-1} r_M (S^T(\underline{q}_n)E)^{-1} \bar{\tau}_d$

حال با در نظر گرفتن  $\xi_S = [\underline{q}^T \ \underline{v}^T \ \underline{I}_a^T]^T$  و توجه به روابط (۵۰.۲) و (۴۵.۲) مدل فضای مفصلی ربات با محرکه‌های الکتریکی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{\xi}_S = \begin{bmatrix} S(\underline{q})\underline{v} \\ \underline{H}_M^{-1}(\underline{I}_a + \bar{\tau}_D - \underline{C}_M \underline{v} - \underline{g}_M) \\ -L_A^{-1}(R_A \underline{I}_a + K_B r_M^{-1} \underline{v}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_A^{-1} \end{bmatrix} V \quad (۵۱.۲)$$

## ۵-۲ مدل ربات در فضای کار

با توجه به اینکه ربات در محیط کاری به منظور انجام هدفی مشخص طراحی شده است، باید بتوان متغیر فضای کار آن را کنترل کرد. پس داشتن مدل آن در فضای کار می‌تواند به بررسی عملکرد آن در محیط کاری کمک کند. برای این منظور طبق روابط (۲۸.۲) و (۱۶.۲) داریم:

$$\dot{\underline{X}}_{ts} = J(\underline{q})\underline{v} \quad (۵۲.۲)$$

که در آن  $J(q) = J_q(q)S(q)$ . لازم به ذکر است که  $J(q)$  نسبت به متغیرهای  $\theta_R$  و  $\theta_L$  مستقل است، پس به دست می‌آید:

$$\underline{v} = J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{\underline{X}}_{ts} \quad (۵۳.۲)$$

با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۵۳.۲) داریم:

$$\dot{\underline{v}} = J^{-1}(\underline{q}_n)\ddot{\underline{X}}_{ts} - J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{J}J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{\underline{X}}_{ts} \quad (۵۴.۲)$$

با قرار دادن روابط (۵۳.۲) و (۵۴.۲) در رابطه‌ی (۵۰.۲) داریم:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)(J^{-1}(\underline{q}_n)\ddot{\underline{X}}_{ts} - J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{J}J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{\underline{X}}_{ts}) + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})(J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{\underline{X}}_{ts}) + \underline{g}(\underline{q}_n) = \underline{\tau} + \bar{\tau}_d \quad (۵۵.۲)$$

با ضرب رابطه‌ی (۵۵.۲) در  $J^{-T}(\underline{q}_n)$  به دست می‌آید:

$$\underline{H}_x(\underline{q}_n)\ddot{\underline{X}}_{ts} + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})\dot{\underline{X}}_{ts} + \underline{g}_x(\underline{q}_n) = \underline{\tau}_x + \bar{\tau}_{dx} \quad (۵۶.۲)$$

که در آن  $\underline{H}_x = J^{-T}(\underline{q}_n)\underline{H}(\underline{q}_n)J^{-1}(\underline{q}_n)$

$$\underline{\tau}_x = J^{-T}(\underline{q}_n)\underline{\tau}, \quad \underline{g}_x = J^T(\underline{q}_n)\underline{g}(\underline{q}), \quad \underline{C}_x = J^{-T}(\underline{q}_n)(\underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})J^{-1}(\underline{q}_n) - \underline{H}(\underline{q}_n)J^{-1}(\underline{q}_n)\dot{J}(\underline{q}_n, \underline{v})J^{-1}(\underline{q}_n))$$

و  $\bar{\tau}_{dx} = J^{-T}(\underline{q}_n)\bar{\tau}_d$

خاصیت ۳: ماتریس  $\underline{H}_x$  متقارن و مثبت معین است [۶].

خاصیت ۴: ماتریس  $\dot{\underline{H}}_x - 2\underline{C}_x$  پادمتقارن است [۶].

با در نظر گرفتن  $\dot{X}_T = \begin{bmatrix} \underline{X}_{ts}^T & \dot{\underline{X}}_{ts}^T \end{bmatrix}^T$  مدل فضای کار ربات به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{X}_T = \begin{bmatrix} \dot{\underline{X}}_{ts} \\ \underline{H}_x^{-1}(\underline{\tau}_x + \bar{\tau}_{dx} - \underline{C}_x\dot{\underline{X}}_{ts} - \underline{g}_x) \end{bmatrix} \quad (۵۷.۲)$$

با توجه به روابط (۴۳.۲)، (۴۴.۲)، (۴۶.۲)، (۵۳.۲)، (۵۴.۲) و (۴۸.۲) داریم:

$$H_{Mx} \ddot{\underline{X}}_{ts} + C_{Mx} \dot{\underline{X}}_{ts} + g_{Mx} = I_a + \bar{\tau}_{Dx} \quad (58.2)$$

که در آن

$$H_{Mx} = K_M^{-1} (J_M r_M^{-1} J^{-1}(\underline{q}_n) + r_M (J^{-T}(\underline{q}_n) S^T(\underline{q}_n) E)^{-1} H_x(\underline{q}_n)) \in \mathbb{R}^{N \times N}$$

$$C_{Mx} = K_M^{-1} (B_M r_M^{-1} J^{-1}(\underline{q}_n) - J_M r_M^{-1} J^{-1}(\underline{q}_n) \dot{J} J^{-1}(\underline{q}_n) + r_M (J^{-T}(\underline{q}_n) S^T(\underline{q}_n) E)^{-1} C_x(\underline{q}_n, \underline{v}))$$

$$\bar{\tau}_{Dx} = K_M^{-1} r_M (J^{-T}(\underline{q}_n) S^T(\underline{q}_n) E)^{-1} \bar{\tau}_{dx} \quad \text{و} \quad g_{Mx} = K_M^{-1} r_M (J^{-T}(\underline{q}_n) S^T(\underline{q}_n) E)^{-1} g_x(\underline{q}_n)$$

حال با در نظر گرفتن  $\xi_T = [\underline{X}_{ts}^T \quad \dot{\underline{X}}_{ts}^T \quad I_a^T]^T$  و توجه به روابط (۵۲.۲)، (۵۸.۲) و (۴۵.۲) مدل فضای کار ربات با محرکه‌های الکتریکی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{\xi}_T = \begin{bmatrix} \dot{\underline{X}}_{ts} \\ H_{Mx}^{-1} (I_a + \bar{\tau}_{Dx} - C_{Mx} \dot{\underline{X}}_{ts} - g_{Mx}) \\ -L_A^{-1} (R_A I_a + K_B r_M^{-1} J^{-1} \dot{\underline{X}}_{ts}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_A^{-1} \end{bmatrix} V \quad (59.2)$$

در پایان، پارامترهای سینماتیکی و دینامیکی ربات و مشخصات موتورها به ترتیب در جداول ۱-۲، ۲-۲ و ۳-۲ قرار داده شده‌اند.

جدول ۱-۲: پارامترهای سینماتیکی ربات

پارامتر	توصیف	مقدار (متر)
b	فاصله هر چرخ تا خط مرکزی بدنه‌ی سیار	۰/۱۸۲
d	فاصله خط محور چرخ‌ها تا مرکز جرم بدنه‌ی سیار	۰/۱۱۶
r	شعاع چرخ	۰/۰۵۰۸
L <sub>a</sub>	فاصله محل نقطه P تا مرکز جرم بدنه متحرک	۰/۱
L <sub>۱</sub>	طول رابط ۱	۰/۱۵
L <sub>۲</sub>	طول رابط ۲	۰/۱
L <sub>cm1</sub>	محل مرکز جرم رابط ۱	۰/۰۷۵
L <sub>cm2</sub>	محل مرکز جرم رابط ۲	۰/۰۵

جدول ۲-۲: پارامترهای دینامیکی ربات

پارامتر	توصیف	مقدار	کمیت
$I_w$	اینرسی چرخ حول محور مرکزی چرخ	$2 \times 10^{-4}$	کیلوگرم × متر <sup>۲</sup>
$m_w$	جرم چرخ	۰/۱۵۹	کیلوگرم
$I_c$	اینرسی بدنه‌ی سیار حول محور مرکز جرم در راستای z	۰/۲۹۷	کیلوگرم × متر <sup>۲</sup>
$m_c$	جرم بدنه‌ی سیار	۱۷/۲۵	کیلوگرم
$I_1$	اینرسی رابط ۱ حول محور مرکز جرم در راستای z	$7 \times 10^{-5}$	کیلوگرم × متر <sup>۲</sup>
$m_1$	جرم رابط ۱	۰/۳۵	کیلوگرم
$I_2$	اینرسی رابط ۲ حول محور مرکز جرم در راستای y/x	$2/3 \times 10^{-4}$	کیلوگرم × متر <sup>۲</sup>
$m_2$	جرم رابط ۲	۰/۲۵	کیلوگرم

جدول ۳-۲: مشخصات موتورها

پارامتر	توصیف	مقدار
$J_M$	ماتریس اینرسی موتورها	$0/0002 \times I_N$
$B_M$	ماتریس ضریب میرایی موتورها	$0/001 \times I_N$
$r_M$	ماتریس ضریب کاهش موتورها	$0/1 \times I_N$
$K_M$	ماتریس ثابت گشتاور موتورها	$0/26 \times I_N$
$R_A$	ماتریس مقاومت آرمیچر موتورها	$1/6 \times I_N$
$L_A$	ماتریس اندوکتانس آرمیچر موتورها	$0/001 \times I_N$
$K_B$	ماتریس ضریب ضد محرکه موتورها	$0/26 \times I_N$

## فصل سوم

### راهبرد کنترل گشتاور



هدف از آوردن این بخش، بررسی ساختار کلی طرح کنترلی بازوی رباتیک سیار با راهبرد کنترل گشتاور است. در راهبرد کنترل گشتاور از دینامیک محرکه‌های الکتریکی در دینامیک سیستم صرف‌نظر می‌شود. در راهبرد کنترل گشتاور، سیگنال کنترلی گشتاور حاصل از محرکه‌هاست که در کاربرد عملی از یک حلقه‌ی داخلی برای ایجاد گشتاور مطلوب توسط محرکه‌ها استفاده می‌شود. اما در این راهبرد از این حلقه صرف‌نظر می‌شود. اثر متقابل بین بازوی ماهر و بدنه‌ی سیار، قیدهای هولونومیک و غیرهولونومیک، عملکرد غیرخطی، دینامیک مدل‌نشده‌ی سیستم، اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌های پارامتری از جمله مسائلی هستند که در کنترل بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار با آن‌ها روبرو هستیم [۱۳]. در ادامه با ارائه‌ی کنترل بر مبنای مدل ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات با راهبرد کنترل گشتاور به بررسی مسائل آن می‌پردازیم.

### ۲-۳ کنترل بر مبنای مدل ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات با راهبرد کنترل گشتاور

ساختار کنترلی که در ادامه ارائه می‌شود، از دو حلقه‌ی سینماتیک و دینامیک تشکیل شده است. هدف حلقه‌ی سینماتیک آن است که سرعت مطلوب تعیین شود تا به کمک حلقه‌ی دینامیک خطای ردگیری بین مسیر طراحی‌شده و مسیر ربات به صفر میل نماید. سپس ورودی‌های ربات توسط حلقه‌ی دینامیک تعیین می‌شود تا سرعت ربات به سرعت خروجی کنترل‌کننده‌ی سینماتیکی میل نماید. به طور کلی کنترل بر مبنای مدل به عنوان اساس روش‌ها و طرح‌های کنترلی مورد توجه بوده است. در این بخش با ارائه‌ی روش کنترل خطی‌ساز پس‌خورد بر مبنای مدل با راهبرد کنترل گشتاور برای حلقه‌ی دینامیک، به بررسی ویژگی‌های کنترلی بازوی رباتیک سیار با راهبرد کنترل گشتاور می‌پردازیم. کنترل حرکت و ردگیری مسیر بر حسب نوع قید تعیین می‌شود. اگرچه سیستم‌های غیرهولونومیک دارای قیود حرکتی هستند، کنترل حرکت و ردگیری مسیر در این سیستم‌ها روش‌های خاصی را می‌طلبد. بدنه‌ی چرخ‌دار دیفرانسیلی با قیدهای غیرهولونومیک یک ساختار شناخته‌شده و مورد توجه برای بدنه‌ی سیار است. کنترل حرکت یک سیستم غیرهولونومیک در چند سال اخیر مورد توجه قرار گرفته است. تعداد مقالات ارائه‌شده در زمینه‌ی طراحی و به‌کارگیری قوانین کنترل حرکت ربات‌های سیار غیرهولونومیک در این سال‌ها نشان‌دهنده‌ی جذابیت این موضوع می‌باشد. مسئله‌ی کنترل حرکت ربات‌های سیار به دو مسئله‌ی کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی قابل جداسازی است. در ادامه با ارائه‌ی مسئله‌ی ردگیری و طرح کنترل، به بررسی مسئله می‌پردازیم.

### ۳-۲-۱ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل کننده

در این طرح کنترلی سعی شده بردار حالت  $q_n$  برای ربات طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $q_r$  را ردگیری کند. طبق رابطه‌ی (۴۸.۲) باید بردار حالت  $v$  طوری تنظیم و کنترل شود که  $q_n$  مسیر مطلوب را ردگیری کند. حلقه‌ی سینماتیکی یک کنترل سینماتیکی برای رابطه‌ی (۱۶.۲) است که خروجی آن بردار  $v_c$  است [۱۱]. بردار  $v_c$  طوری تنظیم می‌شود که بردار حالت  $q_n$  به مسیر مطلوب  $q_r$  همگرا شود. حلقه‌ی دینامیکی سیگنال گشتاور محرکه‌های ربات  $\tau_i$  را طوری کنترل می‌کند که بردار حالت  $v$  به بردار  $v_c$  همگرا شود. در ادامه به ارائه‌ی کنترل سینماتیک و دینامیک می‌پردازیم.

### ۳-۲-۱-۱ کنترل سینماتیک

کنترل سینماتیکی، یک حلقه در سیستم کنترل است و در اکثر طرح‌های کنترلی ربات چرخ‌دار آمده است. جهت فرموله کردن مسئله‌ی ردگیری، ابتدا بردار خطای ردگیری به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{E}_q = q_r - q_n = [x_r - x \quad y_r - y \quad \varphi_r - \varphi \quad \theta_{1r} - \theta_1 \quad \theta_{2r} - \theta_2]^T \quad (۱.۳)$$

هدف کنترل کننده  $\tilde{E}_q \rightarrow 0$  است. با توجه به اینکه بدنه‌ی سیار دارای قیدهای حرکتی است، کنترل آن نیز روش مجزایی را می‌طلبد. بدین ترتیب بردار خطای ردگیری را به دو بردار خطای ردگیری بدنه‌ی سیار  $\tilde{E}_{qB}$  و بردار خطای ردگیری بازو  $\tilde{E}_{qM}$  تقسیم می‌شود:

$$\tilde{E}_q = [\tilde{E}_{qB}^T \quad \tilde{E}_{qM}^T]^T \quad (۲.۳)$$

که در آن  $\tilde{E}_{qB} = [x_r - x \quad y_r - y \quad \varphi_r - \varphi]^T$  و  $\tilde{E}_{qM} = [\theta_{1r} - \theta_1 \quad \theta_{2r} - \theta_2]^T$  است. همچنین بردار حالت سرعت ربات  $v$  به دو بردار حالت سرعت چرخ‌های بدنه‌ی سیار  $\bar{v}_W$  و بردار حالت سرعت مفاصل چرخشی بازو  $\bar{v}_M$  تقسیم می‌شود:

$$v = [\bar{v}_W^T \quad \bar{v}_M^T]^T \quad (۳.۳)$$

که در آن  $\bar{v}_W = [\dot{\theta}_R \quad \dot{\theta}_L]^T$  و  $\bar{v}_M = [\dot{\theta}_1 \quad \dot{\theta}_2]^T$  است. برای کنترل سینماتیک بدنه‌ی سیار این ربات از روش [۱۹] استفاده شده است. این طرح کنترلی که به روش پس‌گام معروف است در بسیاری از مقالات مورد استفاده قرار گرفته است [۱۱، ۲۰]. روش پس‌گام از اولین روش‌های کنترل سینماتیکی پایدار برای ربات‌های سیار می‌باشد. برای این منظور سرعت بدنه‌ی سیار به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\bar{v}_B = [v_b \quad \omega_b]^T \quad (4.3)$$

که  $v_b$  اندازه سرعت خطی و  $\omega_b$  سرعت زاویه‌ای است. سرعت بدنه‌ی سیار  $\bar{v}_B$  با سرعت چرخ‌ها  $\bar{v}_W$  با رابطه‌ی زیر مرتبط است:

$$\bar{v}_W = T_B \bar{v}_B = \begin{bmatrix} 1 & b \\ r & r \\ 1 & -b \\ r & r \end{bmatrix} \bar{v}_B \quad (5.3)$$

توصیف بردار خطا در دستگاه متصل به بدنه‌ی سیار به صورت زیر بیان می‌شود:

$$E_{qB} = [e_x \quad e_y \quad e_\varphi]^T = T \tilde{E}_{qB} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \varphi_r - \varphi \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

جهت ردگیری مسیر مطلوب توسط بدنه‌ی سیار در [۱۹] قانون کنترل زیر پیشنهاد شده است:

$$\bar{v}_{Bc} = \begin{bmatrix} v_{bc} \\ \omega_{bc} \end{bmatrix} = f_B(v_r, \omega_r, E_{qB}) = \begin{bmatrix} v_r \cos e_\varphi + K_x e_x \\ \omega_r + v_r (K_y e_y + K_\varphi \sin e_\varphi) \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

که  $(v_r, \omega_r)$  سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای مطلوب برای بدنه‌ی ربات و  $K_x, K_y, K_\varphi > 0$  ضرایب ثابت هستند. جهت تضمین پایداری باید  $v_r > 0$  برقرار باشد. حال با قرار دادن روابط (۵.۳) و (۶.۳) در (۷.۳) کنترل سینماتیکی بدنه‌ی سیار به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\bar{v}_{Wc} = T_B f_B(v_r, \omega_r, T \tilde{E}_{qB}) \quad (8.3)$$

همچنین جهت ردگیری مسیر مطلوب توسط مفاصل بازوی ربات قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\bar{v}_{Mc} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1c} \\ \dot{\theta}_{2c} \end{bmatrix} = f_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \theta_{1r}, \theta_{2r}, \theta_1, \theta_2) = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1r} + \lambda_1(\theta_{1r} - \theta_1) \\ \dot{\theta}_{2r} + \lambda_2(\theta_{2r} - \theta_2) \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

که طبق معیار هورویتز جهت تضمین پایداری باید  $\lambda_1, \lambda_2 > 0$  برقرار باشد. با توجه به معادلات (۸.۳) و (۹.۳) کنترل سینماتیکی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\underline{v}_c = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{Rc} & \dot{\theta}_{Lc} & \dot{\theta}_{1c} & \dot{\theta}_{2c} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} T_B f_B(v_r, \omega_r, T \tilde{E}_{qB}) \\ f_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \theta_{1r}, \theta_{2r}, \theta_1, \theta_2) \end{bmatrix} \quad (10.3)$$

با توجه به کاربرد مشتق سیگنال کنترل سینماتیک، در ادامه به ارائه‌ی آن می‌پردازیم. توصیف مشتق بردار خطا در دستگاه متصل به بدنه‌ی سیار به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{qB} &= [\dot{e}_x \quad \dot{e}_y \quad \dot{e}_\varphi]^T = \dot{T}\tilde{E}_{qB} + T\dot{\tilde{E}}_{qB} \\ &= \begin{bmatrix} -\dot{\varphi} \sin \varphi & \dot{\varphi} \cos \varphi & 0 \\ -\dot{\varphi} \cos \varphi & -\dot{\varphi} \sin \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r - x \\ y_r - y \\ \varphi_r - \varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_r - \dot{x} \\ \dot{y}_r - \dot{y} \\ \dot{\varphi}_r - \dot{\varphi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11.3)$$

و مشتق سیگنال کنترل سینماتیک بدنه‌ی سیار به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{v}_{Bc} = \begin{bmatrix} \dot{v}_{bc} \\ \dot{\omega}_{bc} \end{bmatrix} = f_B(v_r, \omega_r, \dot{E}_{qB}) = \begin{bmatrix} -v_r \dot{e}_\varphi \sin e_\varphi + K_x \dot{e}_x \\ v_r (K_y \dot{e}_y + K_\varphi \dot{e}_\varphi \cos e_\varphi) \end{bmatrix} \quad (12.3)$$

همچنین مشتق سیگنال کنترل سینماتیک مفاصل بازوی ربات به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{v}_{Mc} = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{1c} \\ \ddot{\theta}_{2c} \end{bmatrix} = f_M(\ddot{\theta}_{1r}, \ddot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2) = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{1r} + \lambda_1(\dot{\theta}_{1r} - \dot{\theta}_1) \\ \ddot{\theta}_{2r} + \lambda_2(\dot{\theta}_{2r} - \dot{\theta}_2) \end{bmatrix} \quad (13.3)$$

در نتیجه مشتق سیگنال کنترل سینماتیکی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{v}_c = [\ddot{\theta}_{Rc} \quad \ddot{\theta}_{Lc} \quad \ddot{\theta}_{1c} \quad \ddot{\theta}_{2c}]^T = \begin{bmatrix} T_B f_B(v_r, \omega_r, \dot{T}\tilde{E}_{qB} + T\dot{\tilde{E}}_{qB}) \\ f_M(\ddot{\theta}_{1r}, \ddot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2) \end{bmatrix} \quad (14.3)$$

### ۲-۱-۲-۳ کنترل دینامیکی خطی ساز پس خورد بر مبنای مدل

این طرح کنترل باید شرایط همگرایی  $v_c$  به  $\underline{v}$  را محقق کند. برای این منظور بردار خطای سرعت ربات به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{E}_v = v_c - \underline{v} = [e_{v1} \quad \dots \quad e_{v4}]^T \quad (15.3)$$

جهت طراحی کنترل کننده از مدل ربات به دست آمده در بخش قبل استفاده می‌کنیم. با فرض نبودن سیگنال اغتشاش معادله‌ی بازوی رباتیک سیار به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\underline{H}(q_n)\dot{v} + \underline{C}(q_n, v)v + \underline{g}(q_n) = \underline{\tau} \quad (16.3)$$

که در آن  $\underline{\tau} = S^T(\underline{q}_n)E\tau_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  برای رسیدن به هدف کنترل سیستم، قانون کنترل خطی ساز پس خورد زیر پیشنهاد می شود:

$$\tau_i = (S^T(\underline{q}_n)E)^{-1}H(\underline{q}_n)u + C(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v} + g(\underline{q}_n) \quad (17.3)$$

که در آن  $u$  سیگنال کنترلی جدید است. با اعمال قانون کنترل (17.3) به مدل ربات (16.3) به دست می آید:

$$\dot{\underline{v}} = u \quad (18.3)$$

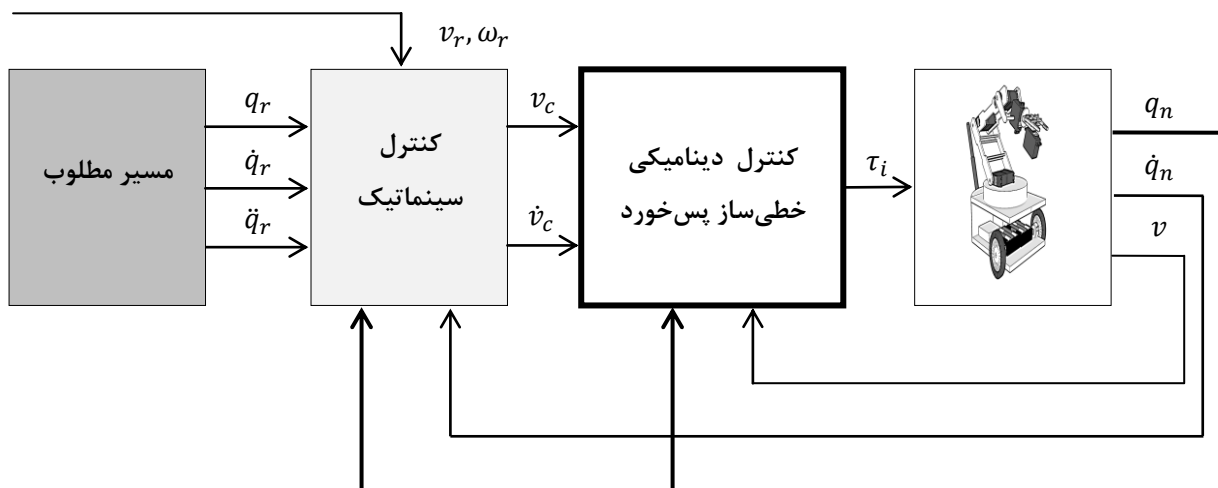
حال برای ردگیری سیگنال سرعت مطلوب، قانون کنترل زیر پیشنهاد می شود:

$$u = \dot{\underline{v}}_c + K_p \tilde{E}_v \quad (19.3)$$

با اعمال کنترل (19.3) به رابطه ی (18.3) به دست می آید:

$$\dot{\tilde{E}}_v + K_p \tilde{E}_v = 0 \quad (20.3)$$

که جهت تضمین پایداری باید ماتریس  $K_p$  معین مثبت باشد. به طور کلی طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۱-۳ نشان داده شده است:



شکل ۱-۳: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

### ۲-۲-۳ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی (MBC) را به مدل ربات سیار (۴۹.۲) اعمال نموده و نتایج را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در شبیه‌سازی اول کنترل سیستم را بدون در نظر گرفتن اثر اغتشاش بررسی می‌کنیم. در شبیه‌سازی دوم اثر اغتشاش نیز در نظر گرفته می‌شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{q}_n(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. مسیر مطلوب (Desired path) مطابق روابط زیر طراحی شد:

$$[x_r \ y_r \ \varphi_r \ \theta_{1r} \ \theta_{2r}] = [2\cos(\omega_1 t) \ 2\sin(\omega_1 t) \ \omega_1 t + \pi/2 \ 2\sin(\omega_2 t) \ 2\cos(\omega_2 t)]$$

که در آن  $\omega_1 = 0.1$  و  $\omega_2 = 0.4$  است. پس بردار حالت مطلوب به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\underline{q}_r(t) = 2[\cos(0.1t) \ \sin(0.1t) \ 0.05t + \pi/4 \ \sin(0.4t) \ \cos(0.4t)]^T$$

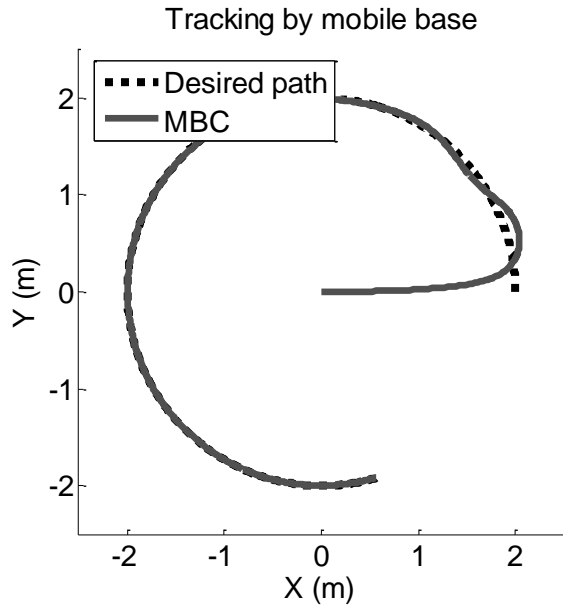
پارامترهای کنترل‌کننده‌ها در جدول ۱-۳ آورده شده است.

جدول ۱-۳: پارامترهای کنترل‌کننده‌ها

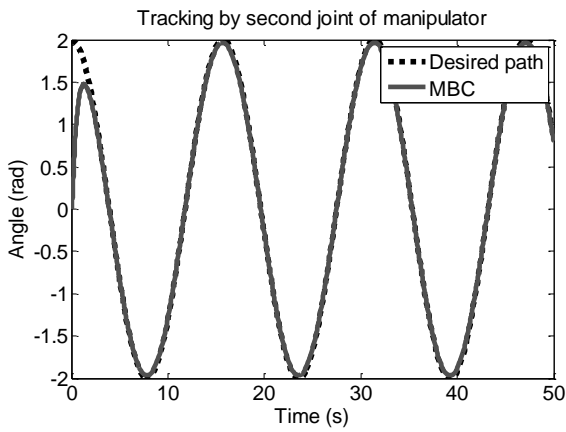
$K_x$	$K_y$	$K_\theta$	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$K_p$
۱۰	۲۰	۰/۰۰۸۹	۱۰	۱۰	۲

### ۱-۲-۲-۳ شبیه‌سازی اول

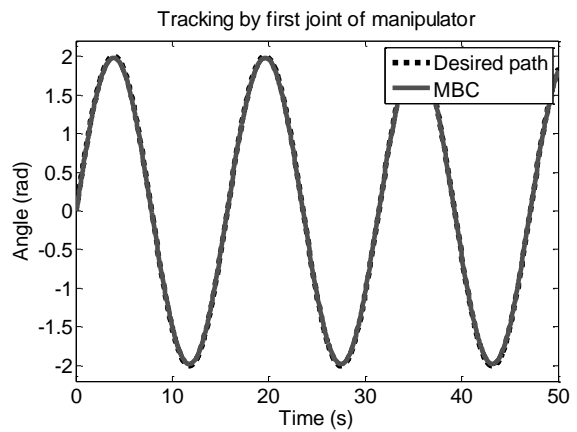
در پیاده‌سازی این شبیه‌سازی اثر اغتشاش در نظر گرفته نشده است. شکل ۲-۳ و شکل ۳-۳ عملکرد ردگیری ربات را نشان می‌دهد. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. مسیر مطلوب نیز نمایش داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود ربات با گذشت زمان، مسیر مطلوب را ردگیری می‌کند. با توجه به اینکه عملکرد حلقه‌ی دینامیک مورد توجه است، برای بررسی بهتر کنترل‌کننده باید همگرایی بردار حالت سرعت ربات نمایش داده شود. در تصویر ۳-۴ نرم بردار خطای سرعت ربات نشان داده شده است. مشاهده می‌شود نرم بردار خطای سرعت ربات در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقداری کمتر از ۱ همگرا می‌گردد. با توجه به رابطه‌ی (۲۰.۳)، می‌توان دینامیک بردار خطای سرعت را بهبود داد. معیار دیگر برای بررسی عملکرد طرح کنترل، سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۳-۵ برای این کنترل-کننده آمده است. این روش کنترلی به دلیل نداشتن محدودکننده در ابتدا به سیستم گشتاور نسبت بزرگ اعمال می‌کند که از دیدگاه اجرایی یک ضعف برای روش کنترلی محسوب می‌شود.



شکل ۳-۲: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات

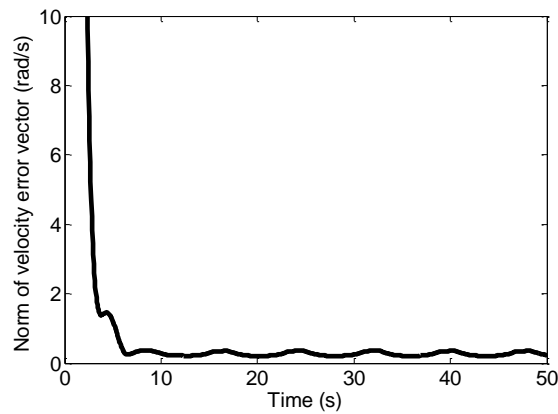


(ب) مفصل دوم

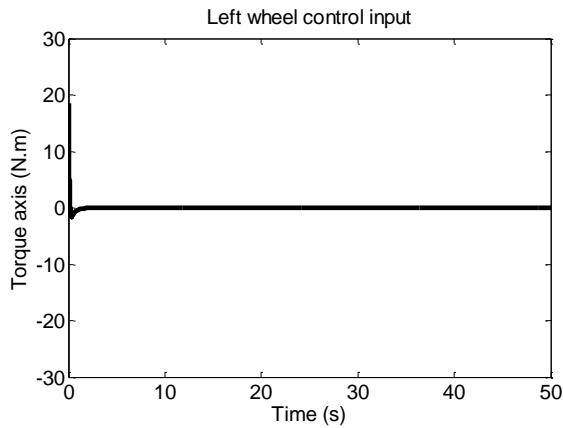


(الف) مفصل اول

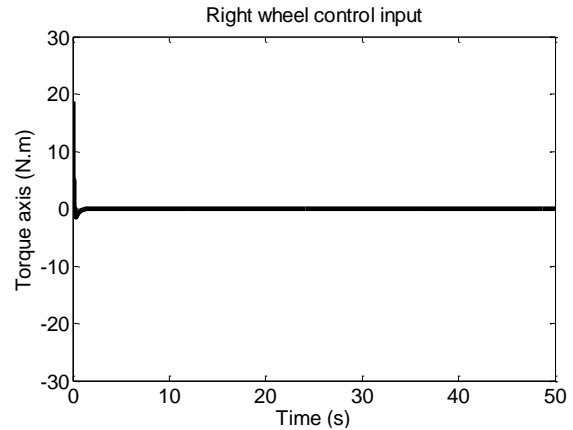
شکل ۳-۳: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات



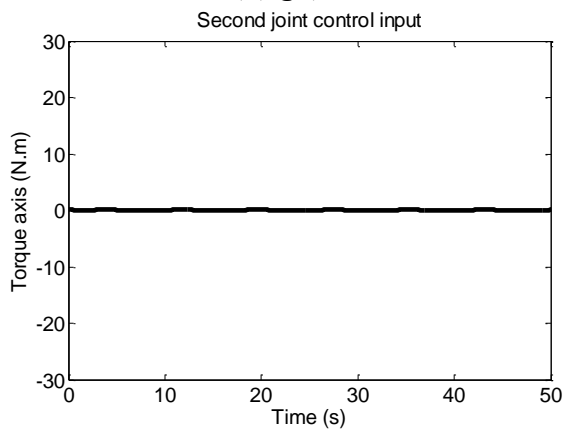
شکل ۳-۴: نرم بردار خطای سرعت ربات



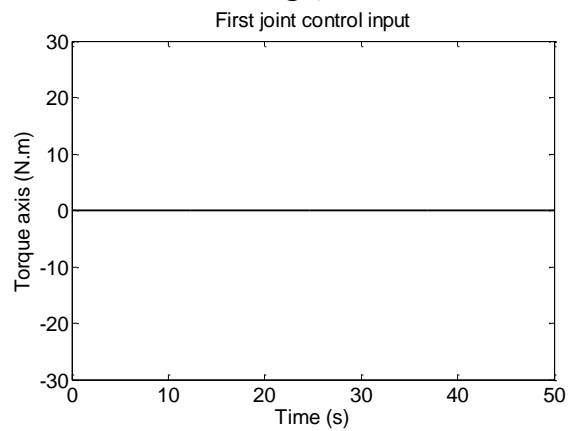
(ب) چرخ چپ



(الف) چرخ راست



(د) مفصل دوم



(ج) مفصل اول

شکل ۳-۵: تلاش‌های کنترلی

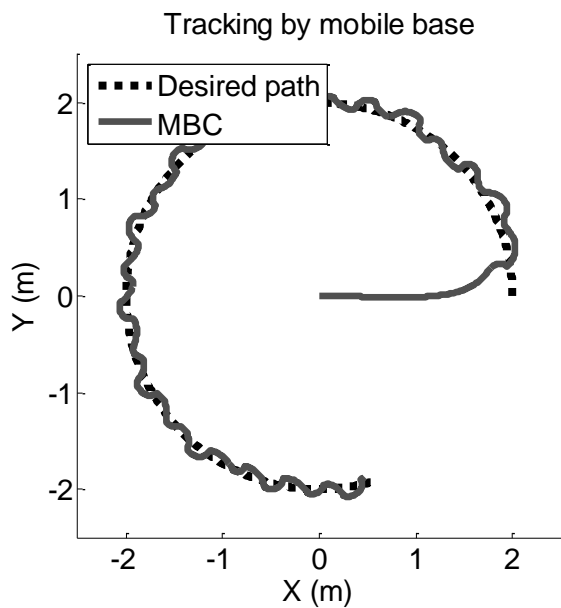
### ۲-۲-۲-۳ شبیه‌سازی دوم

سیگنال اغتشاش به صورت زیر تعریف شد:

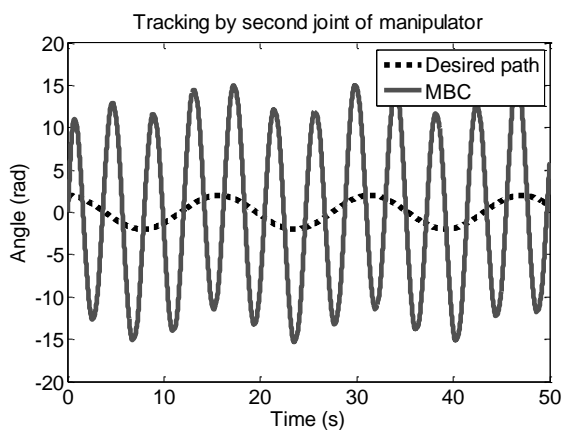
$$\tau_{dis}(t) = 0.3 \begin{bmatrix} 2 \sin(3t) & 2 \cos(3t) & \sin(1.5t) & \cos(1.5t) \end{bmatrix}^T$$

اشکال ۳-۶ و ۳-۷ عملکرد ردگیری ربات را نشان می‌دهد. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. مسیر مطلوب همان مسیر مطلوب شبیه‌سازی قبل است. همان طور که مشاهده می‌شود ربات دیگر نمی‌تواند مسیر را به درستی ردگیری کند. تصاویر ۳-۸ و ۳-۹ به ترتیب نرم بردار خطای سرعت ربات و سیگنال تلاش کنترلی را برای این کنترل‌کننده نشان می‌دهند.

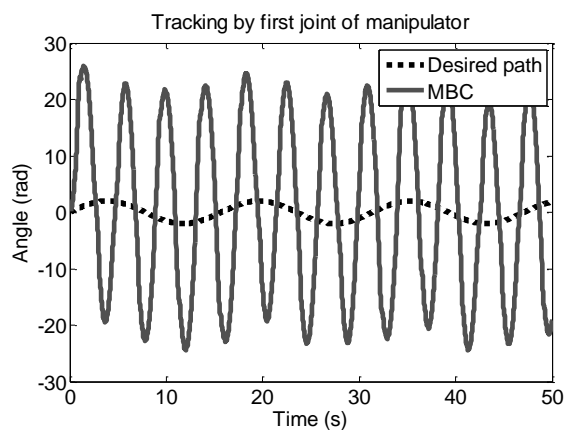




شکل ۳-۶: ردگیری مسیر توسط بدنه ی سیار ربات در حضور اغتشاش

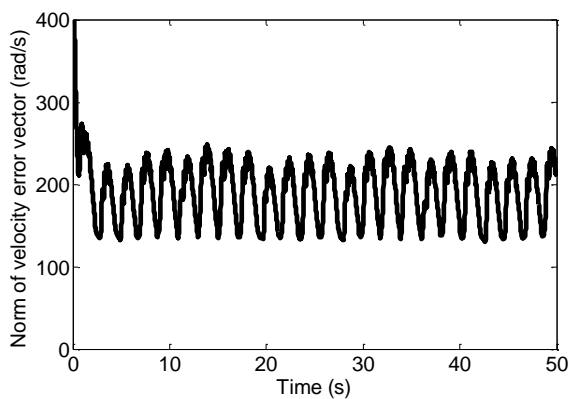


(ب) مفصل دوم

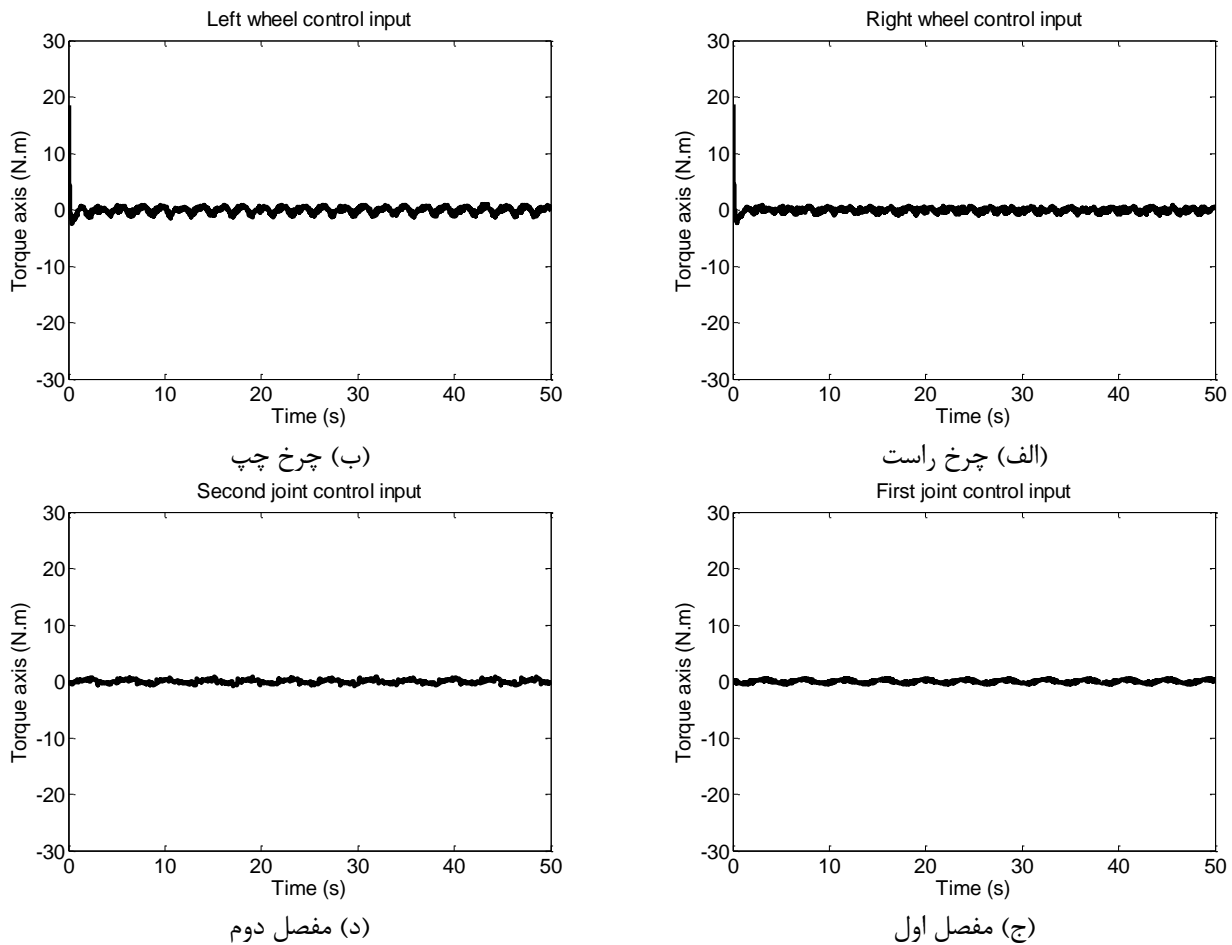


(الف) مفصل اول

شکل ۳-۷: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات در حضور اغتشاش



شکل ۳-۸: نرم بردار خطای سرعت ربات در حضور اغتشاش



شکل ۳-۹: تلاش‌های کنترلی

### ۳-۳ نتیجه‌گیری

در این بخش طرح کنترل بر مبنای مدل با راهبرد کنترل گشتاور برای بازوی رباتیک سیار طراحی گردید. در این راهبرد، سیگنال کنترلی گشتاور است که در کاربرد عملی از یک حلقه‌ی داخلی برای ایجاد گشتاور مطلوب توسط محرکه‌ها استفاده می‌شود. همچنین طرح پیشنهادی از دو حلقه‌ی سینماتیک و دینامیک تشکیل شده است که بررسی‌های آن انجام گردید. حلقه‌ی دینامیک از یک کنترل خطی‌ساز پس‌خورد وابسته به مدل تشکیل شده است. در پیاده‌سازی عملی این وابستگی به مدل دقیق سیستم یک مشکل بزرگ به حساب می‌آید. چرا که دسترسی به مدل دقیق سیستم در عمل امکان‌پذیر نیست و همواره با اثر اغتشاش و عدم قطعیت‌ها روبرو هستیم. همان طور که انتظار می‌رفت این کنترل در برابر اغتشاش مقاوم نبوده و عدم قطعیت‌ها عملکرد ردگیری آن را شدیداً تحت تأثیر قرارداد. در فصل بعد با ارائه‌ی روشی دیگر با راهبرد کنترل گشتاور سعی در بهبود عملکرد کنترل سیستم داریم.

## فصل چهارم

کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل گشتاور

در این بخش کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک سیار غیرهولونومیک با راهبرد کنترل گشتاور برای مقابله با عدم قطعیت‌ها و بهبود ردگیری مسیر مطلوب پیشنهاد می‌شود. روش مستقیم لیپانوف برای طراحی کنترل فازی تطبیقی مورد استفاده قرار می‌گیرد. یک سیستم فازی می‌تواند به عنوان تخمین‌گر رفتار سیستم‌های غیرخطی مورد استفاده قرار گیرد که از این ویژگی در طراحی سیستم فازی تطبیقی استفاده می‌شود [۳۰, ۳۴, ۳۵]. یکی از مشکلات کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی خطای تقریب است. نوآوری طرح کنترل پیشنهادی در جبران خطای تقریب سیستم فازی تطبیقی برای همگرایی مجانبی در ردگیری مسیر مطلوب با حضور عدم قطعیت‌هاست. برای این منظور، در طرح کنترل سیستم حلقه بسته در فضای خطا، به یک سیستم خطی با قطب‌های دارای بخش منفی میل می‌نماید. مزایای طرح کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی سادگی در طراحی و عملکرد مناسب در ردگیری مسیر مطلوب در حضور عدم قطعیت‌هاست. روش پیشنهادی برای دو مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای مفصلی و فضای کار طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. پایداری سیستم کنترل و همگرایی به مسیر مطلوب توسط روش لیپانوف اثبات می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برتری طرح پیشنهادی را نسبت به دو روش کنترل تطبیقی مقاوم در ردگیری فضای مفصلی و روش کنترل مقاوم تطبیقی در ردگیری فضای کار نشان می‌دهد.

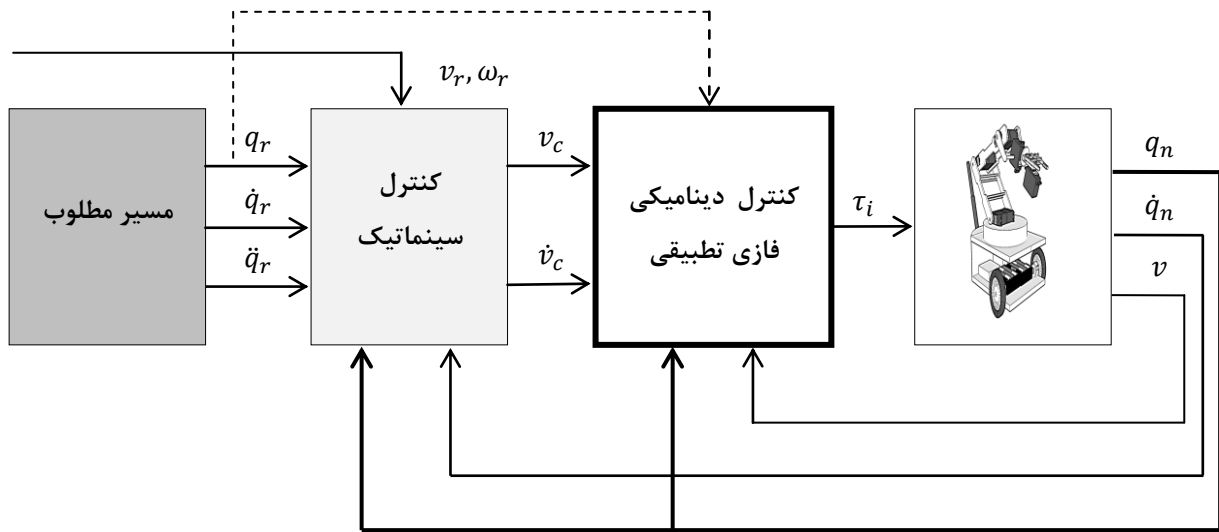
#### ۲-۴ ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات

در این بخش کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی را برای مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات ارائه می‌دهیم. این طرح کنترلی از دو بخش کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی تشکیل می‌گردد که نوآوری مربوط به بخش کنترل دینامیکی است. در ادامه با توضیح مسئله‌ی ردگیری در فضای مفصلی ربات، روش کنترلی پیشنهادی ارائه می‌شود.

#### ۱-۲-۴ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده

در این طرح کنترلی سعی شده بردار حالت  $q_n$  برای ربات طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $q_r$  را ردگیری کند. حلقه‌ی سینماتیکی یک کنترل سینماتیکی برای رابطه‌ی (۱۶.۲) است که خروجی آن بردار  $v_c$  است [۱۱]. بردار  $v_c$  باید طوری تنظیم شود که بردار حالت  $q_n$  به مسیر مطلوب  $q_r$  همگرا شود. حلقه‌ی دینامیکی هم سیگنال گشتاور محرکه‌های ربات  $\tau_i$  را طوری کنترل می‌کند که بردار حالت  $v$  به بردار  $v_c$  همگرا شود. به طور کلی ساختار

طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۱-۴ نشان داده شده است. در ادامه به ارائه‌ی کنترل سینماتیک و دینامیک می‌پردازیم.



شکل ۱-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

#### ۱-۱-۲-۴ کنترل سینماتیک

همانند فصل قبل کنترل سینماتیکی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\underline{v}_c = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{Rc} & \dot{\theta}_{Lc} & \dot{\theta}_{1c} & \dot{\theta}_{2c} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} T_B f_B(v_r, \omega_r, T\tilde{E}_{qB}) \\ f_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \theta_{1r}, \theta_{2r}, \theta_1, \theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

همچنین مشتق سیگنال کنترل سینماتیک به صورت زیر به دست آمد:

$$\dot{\underline{v}}_c = \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{Rc} & \ddot{\theta}_{Lc} & \ddot{\theta}_{1c} & \ddot{\theta}_{2c} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} T_B \dot{f}_B(v_r, \omega_r, T\dot{\tilde{E}}_{qB} + T\dot{\tilde{E}}_{qB}) \\ \dot{f}_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

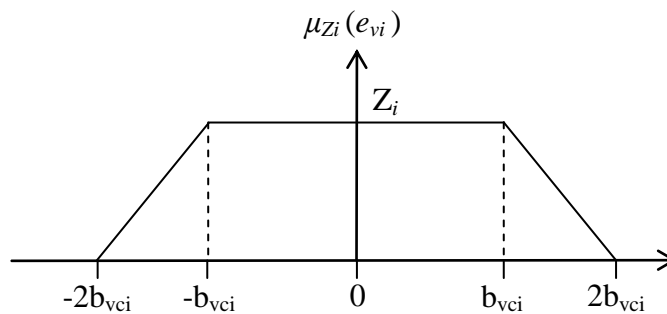
برای مطالعه بیشتر می‌توانید به بخش ۱-۱-۲-۳ مراجعه نمایید.

#### ۲-۱-۲-۴ کنترل دینامیکی فازی تطبیقی

این طرح کنترل باید شرایط همگرایی  $\underline{v}$  به  $\underline{v}_c$  را محقق کند. برای این منظور بردار خطای سرعت ربات به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{E}_v = \underline{v}_c - \underline{v} = [e_{v1} \quad \dots \quad e_{v4}]^T \quad (3.4)$$

طرح کنترل فازی، شامل ۴ سیستم فازی از نوع ممدانی است که هر سیستم فازی دارای ۴ ورودی است که شامل بردار  $\tilde{E}_v$  می‌شود. تابع عضویت برای ورودی‌ها به صورت زیر طراحی شد:



شکل ۲-۴: تابع عضویت ورودی سیستم فازی

$$\mu_{Zi}(e_{vi}) = \begin{cases} 0 & 2b_{vci} < |e_{vi}| \\ 1 - \frac{|e_{vi}| - b_{vci}}{b_{vci}} & b_{vci} < |e_{vi}| \leq 2b_{vci} \\ 1 & |e_{vi}| \leq b_{vci} \end{cases} \quad (4.4)$$

که در آن  $i = 1, \dots, 4$  معرف شماره ورودی است. توابع عضویت خروجی به صورت زیر تعریف شدند:

$$\mu_{FSM,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{FSM,k})^2}{32}\right) \quad (5.4)$$

$$\mu_{AL,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{AL,k})^2}{32}\right) \quad (6.4)$$

که در آن  $k = 1, \dots, 4$  معرف شماره سیستم فازی است.  $u_{ALC}$  سیگنال کنترل خطی تطبیقی و  $u_{FSMC}$  سیگنال کنترل مود-لغزشی فازی است.

راهبرد کنترل بدین صورت است که کنترل مود-لغزشی فازی بردار حالت سرعت ربات را به همسایگی مشخصی از بردار حالت مطلوب می‌رساند. در همسایگی حالت مطلوب کنترل خطی تطبیقی همگرایی به حالت مطلوب را تضمین می‌کند. برای این منظور هر سیستم فازی شامل ۲ قانون می‌شود:

Rule 1: If  $e_{v1}$  is  $Z_1$  and ...  $e_{v4}$  is  $Z_4$  then  $u_k$  is  $AL_k$

Rule 2: If  $e_{v1}$  is not  $Z_1$  or ...  $e_{v4}$  is not  $Z_4$  then  $u_k$  is  $FSM_k$

با توجه به اینکه موتور استنتاج از نوع ممدانی، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز انتخاب شده‌اند، سیگنال خروجی هر سیستم فازی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_k = u_{ALC,k} \psi_1(\tilde{E}_v) + u_{FSMC,k} \psi_2(\tilde{E}_v) \quad (7.4)$$

که در آن  $\psi_2(\tilde{E}_v) = 1 - \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(e_{v_i})$  و  $\psi_1(\tilde{E}_v) = \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(e_{v_i})$  است.

در ادامه به بررسی کنترل مود-لغزشی فازی و کنترل خطی تطبیقی می‌پردازیم.

#### ۴-۲-۱-۲-۱ کنترل مود-لغزشی فازی

جهت طراحی کنترل کننده‌ی مود-لغزشی فازی، معادله‌ی (۴۸.۲) را به صورت زیر در نظر گرفته شد:

$$\dot{\underline{v}} = f_s + g_s \tau_i \quad (8.4)$$

که در آن  $f_s = \bar{H}^{-1}(\tau_{dis}(t) - \bar{C}\underline{v} - \bar{g})$  و  $g_s = \bar{H}^{-1}$ . با در نظر گرفتن رابطه‌ی (۸.۴) مشاهده می‌گردد که این معادله به صورت غیرخطی و از مرتبه یک می‌باشد. پس صفحه‌ی لغزش به صورت تناسبی-انتگرالی (PI) پیشنهاد می‌شود:

$$s = [s_1 \quad \dots \quad s_4]^T = \tilde{E}_v + \beta \int \tilde{E}_v dt \quad (9.4)$$

که  $\beta$  ضریب انتگرالی است و طبق معیار هورویتز برای برقراری همگرایی باید  $\beta > 0$  باشد. مسیر حالت در دستگاه مختصات ردگیری باید به سوی سطح لغزش  $s = 0$  هدایت شود. می‌توان تابع مثبت معین  $V_s(s)$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V_s(s) = \frac{1}{2} s^T s \quad (10.4)$$

اگر بتوان شرط  $V_s(s) < 0$  را تضمین نمود آنگاه  $V_s(s) \rightarrow 0$  و می‌توان که  $s \rightarrow 0$  تضمین گردد. با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۱۰.۴) داریم:

$$\dot{V}_s(s) = s^T s \quad (11.4)$$

پس باید شرط زیر را برقرار ساخت تا همگرایی  $V_s(s) \rightarrow 0$  برقرار گردد:

$$s^T s \leq -\eta \|s\| \quad (12.4)$$

که  $\eta$  ثابت مثبت می‌باشد. پس از (۱۲.۴) می‌توان نتیجه گرفت که باید:

$$s^T (s / \|s\|) \leq -\eta \quad (13.4)$$

با جایگذاری مشتق (۹.۴) در معادله‌ی (۱۳.۴) داریم:

$$(\dot{v}_c - \dot{v} + \beta \tilde{E}_v)^T (s / \|s\|) \leq -\eta \quad (14.4)$$

اکنون معادله‌ی (۸.۴) را در معادله‌ی (۱۴.۴) وارد نموده تا خروجی کنترل‌کننده در معادلات ظاهر گردد:

$$(\dot{v}_c - f_s - g_s \tau_i + \beta \tilde{E}_v)^T (s / \|s\|) \leq -\eta \quad (15.4)$$

محدود بودن متغیر حالت‌های سیستم در قسمت بعد، اثبات می‌گردد. فرض کنید  $f_s$  محدود است، یعنی:

$$\|f_s\| \leq F \quad (16.4)$$

که در آن  $F$  یک ثابت مثبت می‌باشد. با در نظر گرفتن  $\gamma_s = \eta + F$  کنترل مود لغزشی به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

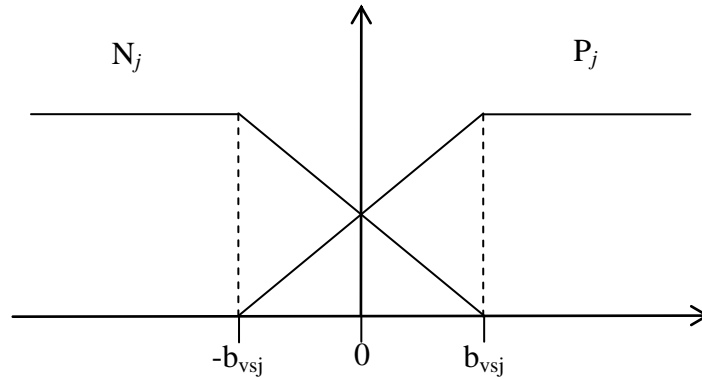
$$u = g_s^{-1} (\dot{v}_c + \gamma_s \operatorname{sgn}(s) + \beta \tilde{E}_v) \quad (17.4)$$

که در آن  $\operatorname{sgn}(s) = [\operatorname{sgn}(s_1) \ \dots \ \operatorname{sgn}(s_4)]^T$  تابع علامت است. به منظور کاهش لرزش سیگنال کنترل از صورت فازی تابع علامت استفاده گردید:

$$u_{FSMC} = g_s^{-1} (\dot{v}_c + \beta \tilde{E}_v + u_{FSGN}) \quad (18.4)$$

برای این منظور از ۴ سیستم فازی از نوع ممدانی استفاده شد. هر سیستم فازی تک ورودی-تک خروجی است. توابع عضویت برای ورودی‌ها به صورت زیر طراحی شد:





شکل ۳-۴: تابع عضویت ورودی-مود-لغزشی فاززی

$$\mu_{P_j}(s_j) = \begin{cases} 0 & s_j < -b_{vsj} \\ \frac{s_j + b_{vsj}}{2b_{vsj}} & -b_{vsj} \leq s_j \leq b_{vsj} \\ 1 & b_{vsj} < s_j \end{cases} \quad (19.4)$$

$$\mu_{N_j}(s_j) = \begin{cases} 0 & b_{vsj} < s_j \\ \frac{b_{vsj} - s_j}{2b_{vsj}} & -b_{vsj} \leq s_j \leq b_{vsj} \\ 1 & s_j < -b_{vsj} \end{cases} \quad (20.4)$$

که در آن  $j = 1, \dots, 4$  معرف شماره سیستم فاززی است. توابع عضویت خروجی به صورت زیر تعریف شدند:

$$\mu_{P_j}(x) = \exp\left(-\frac{(x - \gamma_s)^2}{32}\right) \quad (21.4)$$

$$\mu_{N_j}(x) = \exp\left(-\frac{(x + \gamma_s)^2}{32}\right) \quad (22.4)$$

هر سیستم فاززی شامل ۲ قانون می‌شود:

Rule 1: If  $s_j$  is  $P_j$  then  $u_{FSGN,j}$  is  $P_j$

Rule 2: If  $s_j$  is  $N_j$  then  $u_{FSGN,j}$  is  $N_j$

با توجه به اینکه موتور استنتاج ضرب ممدانی، فاززی ساز منفرد و غیر فاززی ساز میانگین مراکز انتخاب شده‌اند، سیگنال خروجی هر سیستم فاززی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_{FSGN,j} = \gamma_s \psi'_1(s_j) - \gamma_s \psi'_2(s_j) \quad (23.4)$$

که در آن  $\psi'_1(s_j) = \frac{\mu_{Pj}(s_j)}{\mu_{Pj}(s_j) + \mu_{Nj}(s_j)}$  و  $\psi'_2(s_j) = \frac{\mu_{Nj}(s_j)}{\mu_{Pj}(s_j) + \mu_{Nj}(s_j)}$  است. با توجه به اینکه محرکه‌ها در اعمال گشتاور دارای محدودیت هستند، لازم است برای کنترل از محدودکننده استفاده شود:

$$|u_{FSMC}| < \tau_{smax} \quad (24.4)$$

چنانچه با اعمال محدودیت مذکور، خروجی کنترل‌کننده بیش از مقدار گشتاور بیشینه باشد عملاً کنترل‌کننده از مدار خارج شده و صرفاً گشتاور بیشینه اعمال می‌شود.

#### ۲-۲-۱-۲-۴ کنترل خطی تطبیقی

با توجه به اینکه این طرح کنترل برای دستیابی به همگرایی مجانبی برای ردگیری مسیر حول نقطه تعادل در نظر گرفته شده است، بردار زیر تعریف شد:

$$E = \underline{X}_d - \underline{X} = [(\underline{v}_c - \underline{v})^T \quad (\underline{q}_r - \underline{q}_n)^T]^T = [\tilde{E}_v^T \quad \tilde{E}_q^T]^T \quad (25.4)$$

هدف این کنترل‌کننده  $E \rightarrow 0$  است. با فرض نبودن سیگنال اغتشاش در معادله‌ی مدل ربات (۴۸.۲) به دست می‌آید:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}} + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v} + \underline{g}(\underline{q}_n) = \underline{\tau} \quad (26.4)$$

حال با خطی‌سازی معادله‌ی (۲۶.۴) حول نقطه تعادل  $E = 0$  سیستم خطی شده‌ی زیر به دست می‌آید:

$$-A_3\dot{\tilde{E}}_v = \underline{\tau} - \tau_d + A_1\tilde{E}_q + A_2\tilde{E}_v \quad (27.4)$$

که در آن  $A_3 = \underline{H}|_{x_d}$ ،  $A_2 = \left( \underline{C} + \frac{\partial \underline{C}}{\partial \underline{v}} \right)|_{x_d}$ ،  $A_1 = \left( \frac{\partial \underline{H}}{\partial \underline{q}_n} + \frac{\partial \underline{C}}{\partial \underline{q}_n} + \frac{\partial \underline{g}}{\partial \underline{q}_n} \right)|_{x_d}$  و

$\tau_d = \underline{H}(\underline{q}_r)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}(\underline{q}_r, \underline{v}_c)\underline{v}_c + \underline{g}(\underline{q}_r)$  برای رسیدن به هدف کنترل سیستم، قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\underline{\tau} = C_1\dot{\tilde{E}}_q + C_2\tilde{E}_v + C_0 \quad (28.4)$$

با اعمال کنترل (۲۸.۴) به معادله‌ی (۲۷.۴) به دست می‌آید:

$$\dot{\tilde{E}}_v = A^{-1}_3((\tau_d - C_0) + (-A_1 - C_1)\tilde{E}_q + (-A_2 - C_2)\tilde{E}_v) \quad (29.4)$$

با فرض  $C_1 = -A_1$  و  $C_0 = \tau_d$  معادله (29.4) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{\tilde{E}}_v + A^{-1}_3(A_2 + C_2)\tilde{E}_v = 0 \quad (30.4)$$

با فرض اینکه  $A^{-1}_3(A_2 + C_2) = K$  و  $K$  ماتریسی با مقادیر ویژه سمت راست محور حقیقی باشد، هدف  $\tilde{E}_v \rightarrow 0$  برقرار می‌شود. با توجه به وجود کنترل سینماتیکی هدف  $\tilde{E}_q \rightarrow 0$  نیز برقرار می‌شود، پس با این فرض‌ها برای این طرح کنترل هدف  $E \rightarrow 0$  برقرار می‌شود. در ادامه با ارائه قوانین تطبیق برای این کنترل‌کننده، کنترل خطی تطبیقی ارائه می‌شود.

فرض کنید در همسایگی نقطه‌ی تعادل کنترل (28.4) شرایط همگرایی بردار سرعت را برای مدل ربات (48.2) برقرار کرده است:

$$\begin{aligned} \underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_d + \bar{K}\tilde{E}_v &= C_1\tilde{E}_q + (C_2 + \bar{K})\tilde{E}_v + C_0 \\ &= K_1\tilde{E}_q + K_2\tilde{E}_v + K_0 \end{aligned} \quad (31.4)$$

رابطه‌ی (31.4) را می‌توان به صورت ترکیب خطی از پارامترها به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_d + \bar{K}\tilde{E}_v = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)P \quad (32.4)$$

که  $Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)$  ماتریس رگرسیون و  $P$  ماتریس پارامترها است. قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\underline{\tau} = \hat{K}_1\tilde{E}_q + \hat{K}_2\tilde{E}_v + \hat{K}_0 = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\hat{P} \quad (33.4)$$

با اعمال کنترل (33.4) به مدل ربات در فضای مفصلی داریم:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_d = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\hat{P} \quad (34.4)$$

با کم کردن رابطه‌ی (34.4) از رابطه‌ی (32.4) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \underline{H}(\underline{q}_n)\dot{\tilde{E}}_v + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\tilde{E}_v + \bar{K}\tilde{E}_v &= Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)(P - \hat{P}) \\ &= Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\tilde{P} \end{aligned} \quad (35.4)$$

می‌توان تابع مثبت معین  $V$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V = \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \underline{H}(\underline{q}_n) \tilde{E}_v + \frac{1}{2\gamma} \tilde{P}^T \tilde{P} \quad (36.4)$$

با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (36.4) داریم:

$$\dot{V} = \tilde{E}_v^T \underline{H}(\underline{q}_n) \dot{\tilde{E}}_v + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \dot{\underline{H}}(\underline{q}_n) \tilde{E}_v - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \quad (37.4)$$

با وارد کردن معادله‌ی (35.4) در معادله‌ی (37.4) داریم:

$$\dot{V} = \tilde{E}_v^T (-\underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v}) \tilde{E}_v - \bar{K} \tilde{E}_v + Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) \tilde{P}) + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \dot{\underline{H}}(\underline{q}_n) \tilde{E}_v - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \quad (38.4)$$

با ساده‌سازی رابطه‌ی (38.4) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\tilde{E}_v^T \bar{K} \tilde{E}_v + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T (\dot{\underline{H}}(\underline{q}_n) - 2\underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})) \tilde{E}_v + (\tilde{E}_v^T Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T) \tilde{P} \\ &= -\tilde{E}_v^T \bar{K} \tilde{E}_v + (\tilde{E}_v^T Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T) \tilde{P} \end{aligned} \quad (39.4)$$

پس با صفر کردن  $\tilde{E}_v^T Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T = 0$  به دست می‌آید  $\dot{\tilde{P}}^T = \gamma \tilde{E}_v^T Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)$  در نتیجه می‌توان قانون

تطبیق را به صورت زیر نوشت:

$$\hat{P}(t) = \int_0^t \gamma Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)^T \tilde{E}_v dt + \hat{P}(0) \quad (40.4)$$

در نهایت داریم:

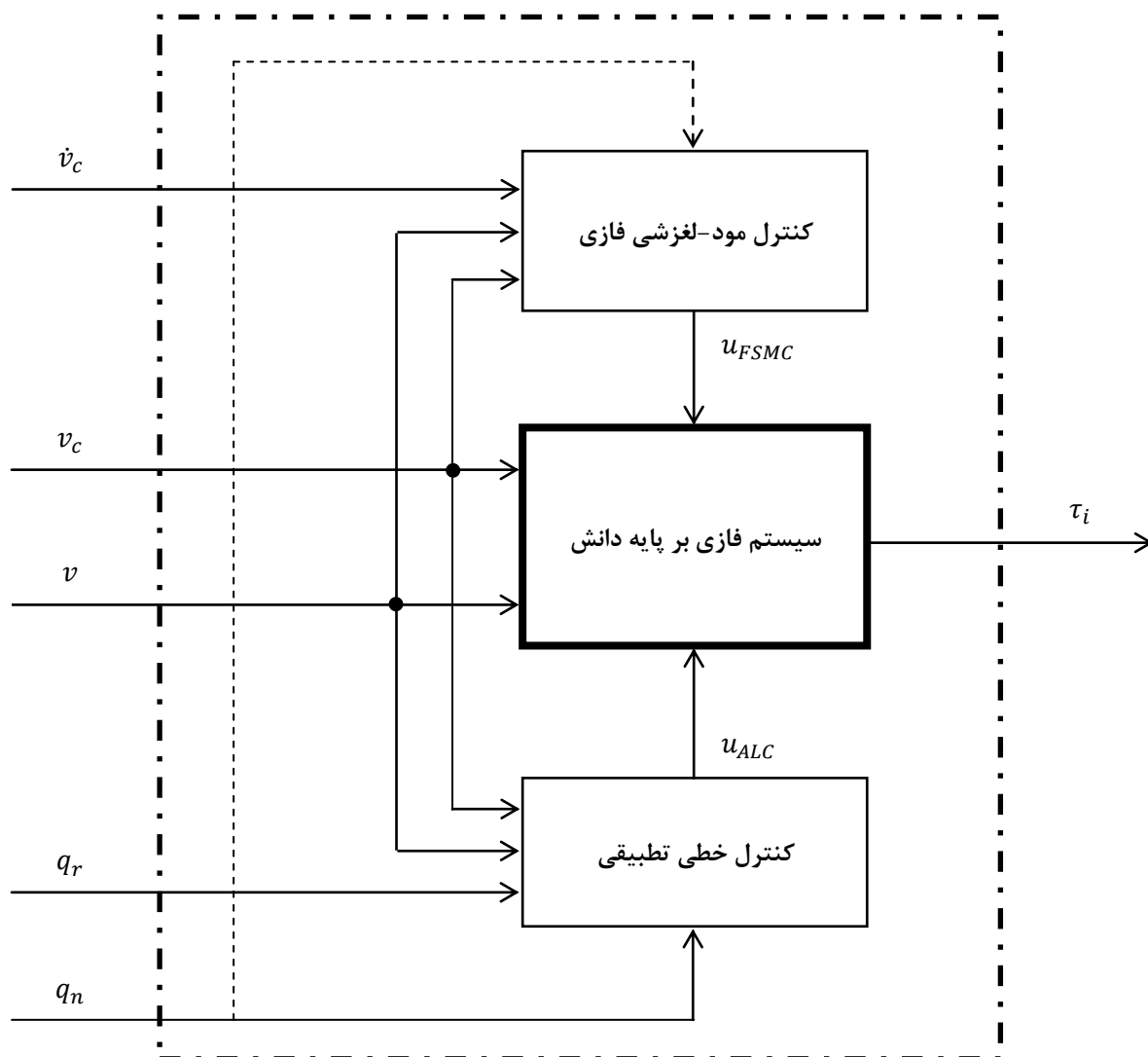
$$\dot{V} = -\tilde{E}_v^T \bar{K} \tilde{E}_v \leq 0 \quad (41.4)$$

که طبق نظریه باربالت اگر اثبات شود  $\ddot{V}$  کراندار است، آنگاه اثبات می‌شود که  $\tilde{E}_v \rightarrow 0$ . با توجه به اینکه  $\dot{V} \leq 0$  می‌توان اظهار نمود که در تمام لحظات داریم:

$$V(\tilde{E}_v, \tilde{P}) \leq V(\tilde{E}_v(0), \tilde{P}(0)) \quad (42.4)$$

بنابراین، می‌توان گفت که  $\tilde{E}_v$  و  $\tilde{P}$  محدود می‌باشند. همچنین با محدود بودن  $\underline{v}_c$  می‌توان ادعا نمود که  $\underline{v}$  نیز محدود است. پس می‌توان اظهار نمود که تمام متغیرهای حالت سیستم نیز محدود می‌باشند. در نتیجه سیستم پایدار از نوع ورودی محدود-خروجی محدود می‌باشد.

به طور کلی ساختار طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی در شکل ۴-۴ نشان داده شده است.



شکل ۴-۴: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی

این روش کنترلی نسبت به روش تطبیقی در [۸] مقایسه می‌شود و در ادامه به طور مختصر این روش ارائه می‌شود.

#### ۳-۱-۲-۴ کنترل دینامیکی تطبیقی مقاوم

معادله‌ی مدل ربات به دست آمده در بخش ۴-۲ را در نظر بگیرید:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\underline{\dot{v}} + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v} + \underline{g}(\underline{q}_n) = \underline{\tau} + \underline{\tau}_d \quad (43.4)$$

برای ارائه قانون تطبیق می‌توان معادله ربات را به صورت ترکیب خطی پارامترها نوشت:

$$\underline{H}(\underline{q}_n)\underline{\dot{v}}_c + \underline{C}(\underline{q}_n, \underline{v}_c)\underline{v}_c + \underline{g}(\underline{q}_n) = Y \theta \quad (44.4)$$

که  $Y$  ماتریس رگرسیون و  $\theta$  ماتریس پارامترها است.

همچنین فرضی که در این طرح پیشنهادی برای سیگنال اغتشاش در نظر گرفته شده است، این است که می‌توان آن را به صورت ترکیب خطی از چند پارامتر در نظر گرفت. پس می‌توان آن را به صورت زیر نوشت:

$$\underline{\tau}_d = F \tau_m \quad (45.4)$$

که  $F$  ماتریس رگرسیون و  $\tau_m$  ماتریس پارامترها است. در نهایت قانون کنترل به صورت زیر برای حلقه‌ی دینامیک ارائه شد:

$$\underline{\tau} = Y \hat{\theta} - F \hat{\tau}_m - KE_v \quad (46.4)$$

که در آن  $E_v = v - v_c$ . همچنین قوانین تطبیق به صورت زیر ارائه شدند:

$$\hat{\theta}(t) = -\int_0^t \Gamma Y^T E_v dt + \hat{\theta}(0) \quad (47.4)$$

$$\hat{\tau}_m(t) = \int_0^t P F^T E_v dt + \hat{\tau}_m(0) \quad (48.4)$$

برای مطالعه و بررسی بیشتر این روش، می‌توانید به [۸] مراجعه کنید.

#### ۲-۲-۴ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش برای بررسی عملکرد طرح کنترل در بخش ۱-۲-۴ (AFC)، قانون کنترل پیشنهادی به مدل بازوی سیار چرخ دار (۴۹.۲) اعمال می‌شود و برای بررسی اعتبار، عملکرد آن نسبت به روش [۸] (RAC) مقایسه و بررسی می‌شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{q}_n(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. مسیر مطلوب (Desired path) مطابق روابط زیر طراحی شد:

$$\underline{q}_r(t) = 2 \left[ \cos(0.1t) \quad \sin(0.1t) \quad 0.05t + \pi/4 \quad \sin(0.4t) \quad \cos(0.4t) \right]^T$$

همچنین رفتار سیگنال اغتشاش به صورت زیر تعریف شد:

$$\tau_{dis}(t) = 0.3 \left[ 2 \sin(3t) \quad 2 \cos(3t) \quad \sin(1.5t) \quad \cos(1.5t) \right]^T$$

پارامترهای انتخاب شده برای کنترل کننده‌ها در جداول ۱-۴ و ۲-۴ آورده شده‌اند. مقدار اولیه‌ی پارامترهای تطبیقی صفر انتخاب شده‌اند.

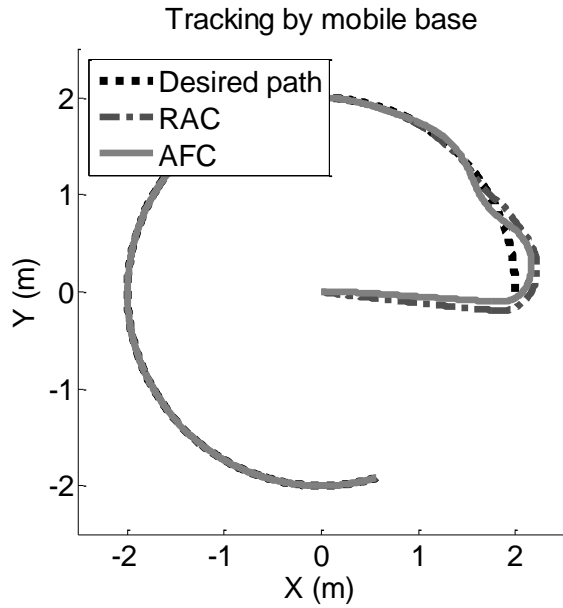
جدول ۱-۴: پارامترهای کنترل سینماتیکی

$K_x$	$K_y$	$K_\theta$	$\lambda_1$	$\lambda_2$
۱۰	۲۰	۰/۰۰۸۹	۱۰	۱۰

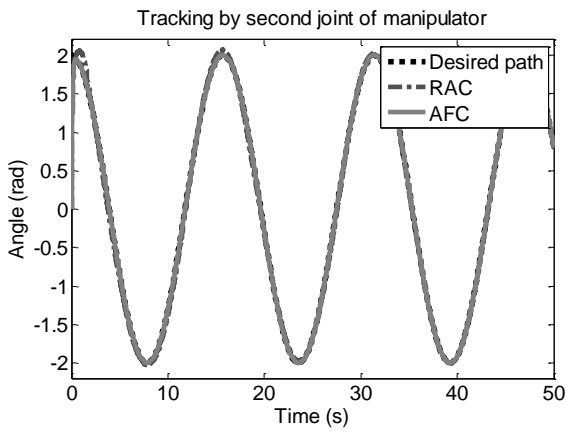
جدول ۲-۴: پارامترهای کنترل کننده‌های دینامیکی

$\gamma$	$\tau_{smax}$	$b_{vc}$	$b_{vs}$	$\gamma_s$	$\beta$	P	$\Gamma$	K
۱۰۰	$\begin{bmatrix} 30 \\ 30 \\ 10 \\ 10 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2.5 \\ 2.5 \\ 2 \\ 2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	۵۸۰۰	۰/۰۱	$I_{4 \times 4}$	$I_{9 \times 9}$	diag (0.1, 0.1, 1, 1)

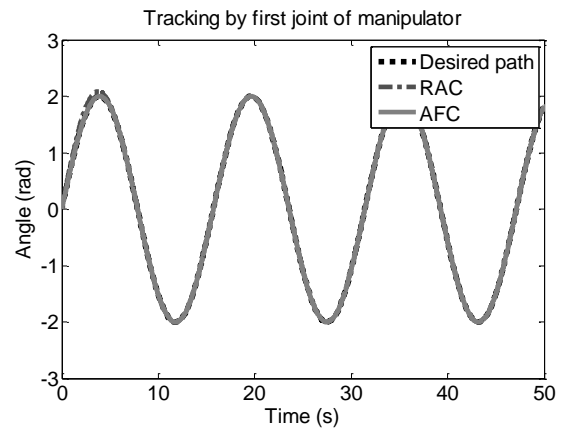
عملکرد ردگیری کنترل کننده‌ها در تصاویر ۴-۵ و ۴-۶ آمده است. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود دو کنترل کننده به کمک کنترل سینماتیکی یکسان با خطای کوچکی سریعاً به مسیر مطلوب همگرا شده‌اند و هدف ردگیری مسیر برآورده کرده‌اند. با توجه به اینکه نوآوری روش ارائه شده در حلقه‌ی دینامیکی است، برای مقایسه‌ی بهتر دو کنترل کننده باید رفتار همگرایی بردار حالت سرعت ربات بررسی شود. در تصویر ۴-۷ نرم بردار خطای سرعت ربات توسط دو روش کنترلی نشان داده شده است. در تصویر ۴-۷(ب) نمایش بزرگنمایی تصویر ۴-۷(الف) آمده است. مشاهده می‌شود نرم بردار خطای سرعت ربات توسط روش ارائه شده در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقداری کمتر از ۰.۰۵ همگرا می‌گردد درحالی که این مقادیر در روش مقایسه شونده بسیار بزرگ‌تر است. معیار دیگر برای مقایسه دو طرح کنترل سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۴-۸ برای هر کنترل کننده آمده است. همان طور که مشاهده می‌شود رفتار سیگنال تلاش کنترلی نیز در روش ارائه شده بهبود یافته است. لازم به ذکر است که طرح کنترل مقایسه شونده در لحظات آغازین دارای تلاش کنترلی بزرگی است که برای محرکه‌های ربات ایجاد مشکل می‌کند.



شکل ۴-۵: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات

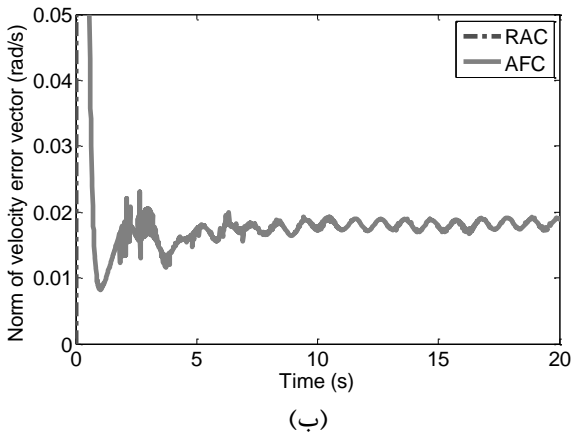


(ب) مفصل دوم

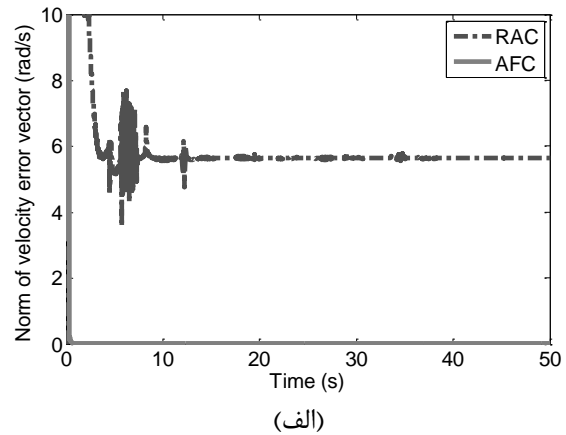


(الف) مفصل اول

شکل ۴-۶: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات



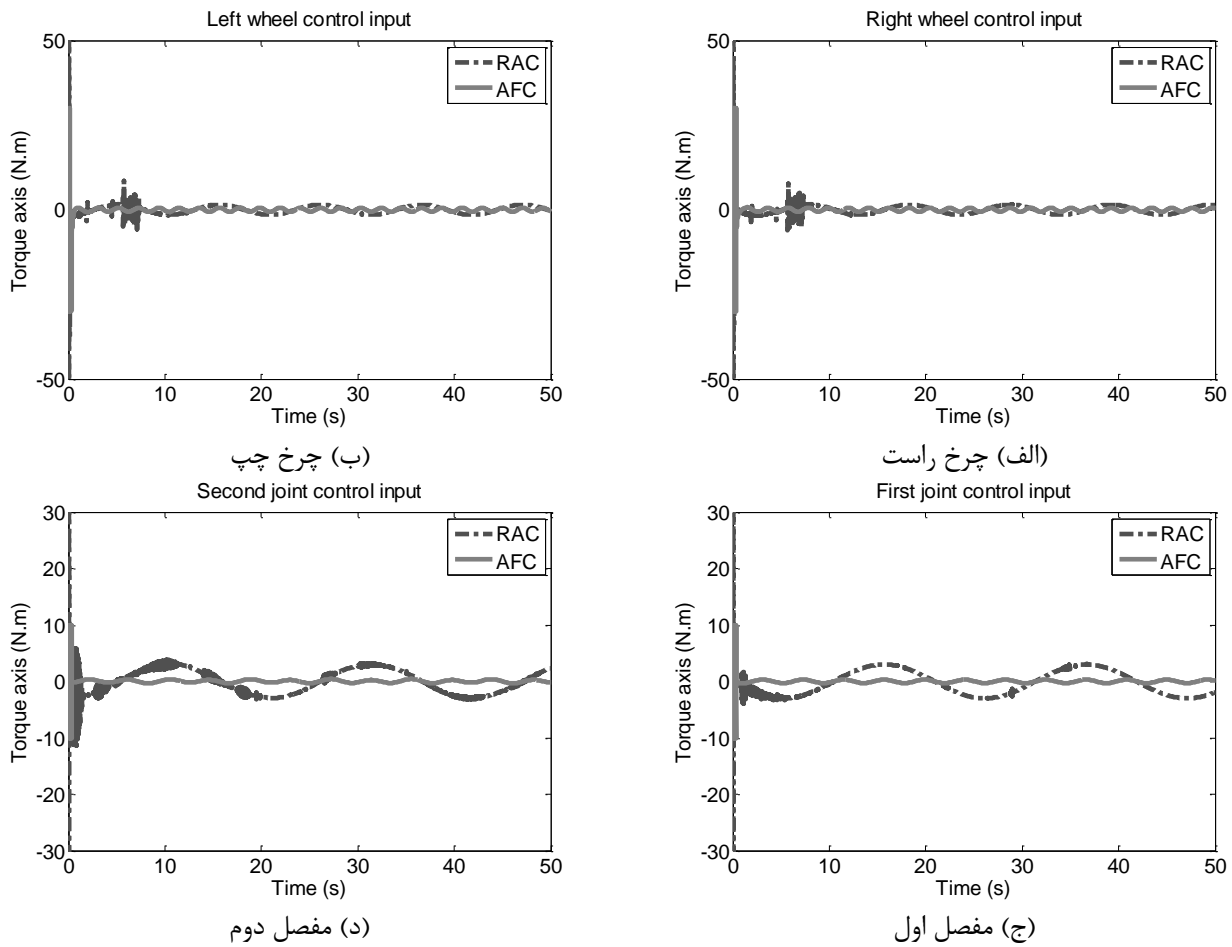
(ب)



(الف)

شکل ۴-۷: نرم بردار خطای سرعت ربات





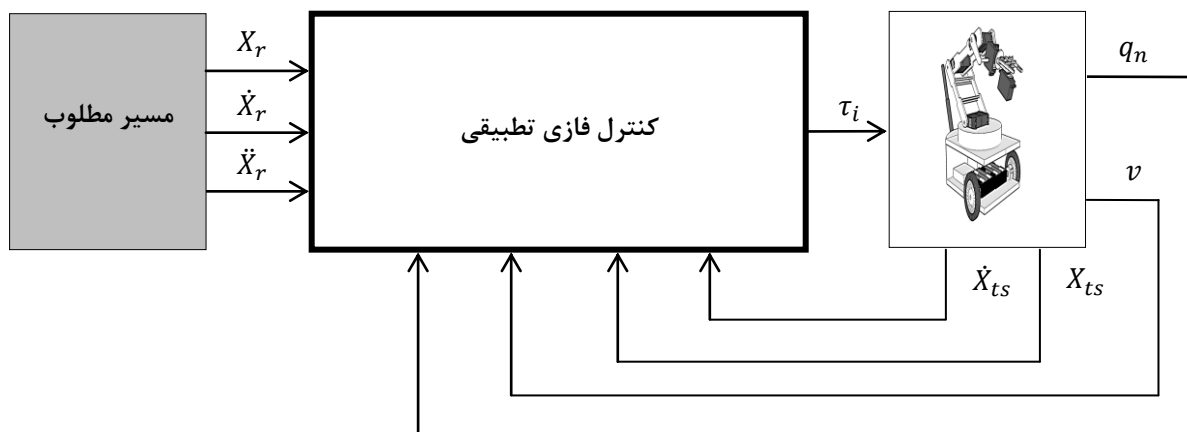
شکل ۴-۸: تلاش‌های کنترلی

### ۳-۴ ردگیری مسیر در فضای کار ربات

در این بخش کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی را برای مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای کار ربات ارائه می‌دهیم. ساختار این طرح کنترلی نسبت به روش‌های ارائه‌شده در بخش قبل متفاوت است. این طرح کنترلی دیگر نیازی به حلقه‌ی سینماتیک مجزا ندارد و به مسئله‌ی فضای کاری ربات و کنترل آن توجه شده است. در ادامه با توضیح مسئله‌ی ردگیری در فضای کار ربات، روش پیشنهادی ارائه می‌شود.

#### ۱-۳-۴ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده

در این بخش سعی شده بردار حالت فضای کار ربات  $\underline{x}_{ts}$  طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $\underline{x}_r$  را ردگیری کند. به طور کلی ساختار طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۴-۹ نشان داده شده است.



شکل ۴-۹: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

### ۴-۳-۱-۱ کنترل فازی تطبیقی

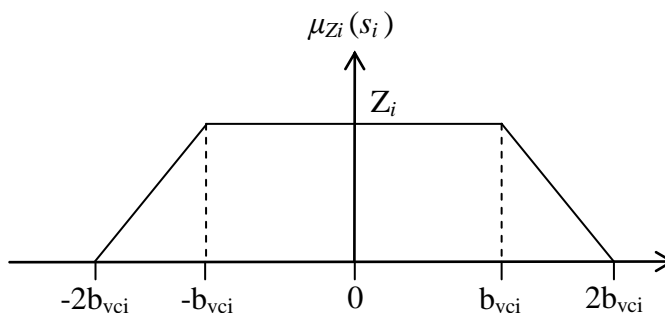
این طرح کنترل باید شرایط همگرایی  $X_{ts}$  به  $X_r$  را محقق کند. برای این منظور بردار خطای زیر تعریف می‌شود:

$$E_x = X_r - X_{ts} \quad (۴۹.۴)$$

هدف این کنترل کننده  $E_x \rightarrow 0$  است. برای تحقق این منظور بردار صفحه‌ی لغزش به صورت تناسبی-مشتقی (PD) پیشنهاد می‌شود:

$$s = [s_1 \quad \dots \quad s_4]^T = \dot{E}_x + \Lambda E_x \quad (۵۰.۴)$$

که  $\Lambda$  ماتریس قطری ضریب تناسبی است و طبق معیار هورویتز برای برقراری همگرایی باید این ماتریس معین مثبت باشد. مسیر حالت در دستگاه مختصات ردگیری باید به سوی سطح لغزش  $s = 0$  هدایت شود. برای این منظور طرح کنترل فازی، شامل ۴ سیستم فازی از نوع ممدانی است که هر سیستم فازی دارای ۴ ورودی است که شامل بردار  $s$  می‌شود. تابع عضویت برای ورودی‌ها به صورت زیر طراحی شد:



شکل ۴-۱۰: تابع عضویت ورودی سیستم فازی

$$\mu_{Z_i}(s_i) = \begin{cases} 0 & 2b_{vci} < |s_i| \\ 1 - \frac{|s_i| - b_{vci}}{b_{vci}} & b_{vci} < |s_i| \leq 2b_{vci} \\ 1 & |s_i| \leq b_{vci} \end{cases} \quad (51.4)$$

که در آن  $i = 1, \dots, 4$  معرف شماره ورودی است. توابع عضویت خروجی به صورت زیر تعریف شدند:

$$\mu_{FSM,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{FSM,k})^2}{32}\right) \quad (52.4)$$

$$\mu_{AL,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{AL,k})^2}{32}\right) \quad (53.4)$$

که در آن  $k = 1, \dots, 4$  معرف شماره سیستم فازی است.  $u_{ALC}$  سیگنال کنترل خطی تطبیقی و  $u_{FSMC}$  سیگنال کنترل مود لغزشی فازی است.

راهبرد کنترل بدین صورت است که کنترل مود لغزشی فازی بردار صفحه‌ی لغزش را به همسایگی مشخصی از بردار حالت صفر می‌رساند. در همسایگی حالت مطلوب کنترل خطی تطبیقی همگرایی به حالت مطلوب را تضمین می‌کند. برای این منظور هر سیستم فازی شامل ۲ قانون می‌شود:

Rule 1: If  $s_1$  is  $Z_1$  and ...  $s_4$  is  $Z_4$  then  $u_k$  is  $AL_k$

Rule 2: If  $s_1$  is not  $Z_1$  or ...  $s_4$  is not  $Z_4$  then  $u_k$  is  $FSM_k$

با توجه به اینکه موتور استنتاج از نوع ممدانی، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز انتخاب شده‌اند، سیگنال خروجی هر سیستم فازی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_k = u_{ALC,k} \psi_1(s) + u_{FSMC,k} \psi_2(s) \quad (54.4)$$

که در آن  $\psi_1(s) = \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(s_i)$  و  $\psi_2(s) = 1 - \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(s_i)$  است. با توجه به اینکه محرکه‌ها در اعمال گشتاور دارای محدودیت هستند، لازم است برای کنترل از محدودکننده استفاده شود:

$$|u| < \tau_{\max} \quad (55.4)$$

چنانچه با اعمال محدودیت مذکور، خروجی کنترل‌کننده بیش از مقدار گشتاور بیشینه باشد عملاً کنترل‌کننده از مدار خارج شده و صرفاً گشتاور بیشینه اعمال می‌شود. در ادامه به بررسی کنترل مود لغزشی فازی و کنترل خطی تطبیقی می‌پردازیم.

#### ۴-۳-۱-۱-۱ کنترل مود-لغزشی فازی:

جهت طراحی کنترل کننده‌ی مود-لغزشی فازی، معادله‌ی مدل ربات در فضای کار (۵۶.۲) را به صورت زیر در نظر گرفته شد:

$$\ddot{\underline{X}}_{ts} = f_s + g_s \tau_i \quad (56.4)$$

که در آن  $f_s = \bar{H}_x^{-1}(\tau_{dis}(t) - \bar{C}_x \dot{\underline{X}}_{ts} - \bar{g}_x)$  و  $g_s = \bar{H}_x^{-1}$  می‌توان تابع مثبت معین  $V_s(s)$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V_s(s) = \frac{1}{2} s^T s \quad (57.4)$$

اگر بتوان شرط  $V_s(s) < 0$  را تضمین نمود آنگاه  $V_s(s) \rightarrow 0$  و می‌توان که  $s \rightarrow 0$  تضمین گردد. با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۵۷.۴) داریم:

$$\dot{V}_s(s) = s^T \dot{s} \quad (58.4)$$

پس باید شرط زیر را برقرار ساخت تا همگرایی  $V_s(s) \rightarrow 0$  برقرار گردد:

$$s^T \dot{s} \leq -\eta \|s\| \quad (59.4)$$

که  $\eta$  ثابت مثبت می‌باشد. پس از (۵۹.۴) می‌توان نتیجه گرفت که باید:

$$(s^T / \|s\|) \dot{s} \leq -\eta \quad (60.4)$$

با جایگذاری مشتق (۵۰.۴) در معادله‌ی (۶۰.۴) داریم:

$$(s^T / \|s\|) (\ddot{\underline{X}}_r - \ddot{\underline{X}}_{ts} + \Lambda \dot{\underline{E}}_x) \leq -\eta \quad (61.4)$$

اکنون معادله‌ی (۵۶.۴) را در معادله‌ی (۶۱.۴) وارد نموده تا خروجی کنترل کننده در معادلات ظاهر گردد:

$$(s^T / \|s\|) (\ddot{\underline{X}}_r - f_s - g_s \tau_i + \Lambda \dot{\underline{E}}_x) \leq -\eta \quad (62.4)$$

محدود بودن متغیر حالت‌های سیستم در قسمت بعد، اثبات می‌گردد. فرض کنید  $f_s$  محدود است، یعنی:

$$\|f_s\| \leq F \quad (63.4)$$

که در آن  $F$  یک ثابت مثبت می‌باشد. با در نظر گرفتن  $\gamma_s = \eta + F$  کنترل مود لغزشی به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$u = g_s^{-1}(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x + \gamma_s \operatorname{sgn}(s)) \quad (64.4)$$

که در آن  $\operatorname{sgn}(s) = [\operatorname{sgn}(s_1) \dots \operatorname{sgn}(s_4)]^T$  تابع علامت است. به منظور کاهش لرزش سیگنال کنترل از صورت فازی تابع علامت استفاده گردید:

$$u_{FSMC} = g_s^{-1}(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x + u_{FSGN}) \quad (65.4)$$

که مانند آنچه در بخش ۱-۲-۱-۲-۴ طراحی می‌گردد. پس سیگنال خروجی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_{FSGN,j} = \gamma_s \psi'_1(s_j) - \gamma_s \psi'_2(s_j) \quad (66.4)$$

که در آن  $\psi'_1(s_j) = \frac{\mu_{Pj}(s_j)}{\mu_{Pj}(s_j) + \mu_{Nj}(s_j)}$  و  $\psi'_2(s_j) = \frac{\mu_{Nj}(s_j)}{\mu_{Pj}(s_j) + \mu_{Nj}(s_j)}$  است.

#### ۲-۱-۱-۳-۴ کنترل خطی تطبیقی:

با توجه به اینکه این طرح کنترل برای دستیابی به همگرایی مجانبی برای ردگیری مسیر حول نقطه تعادل در نظر گرفته شده است، بردار زیر تعریف می‌شود:

$$E_T = [X_{TD} - X_T]^T = [(\dot{X}_r - \dot{X}_{ts})^T \quad (X_r - X_{ts})^T]^T = [\dot{E}_x^T \quad E_x^T]^T \quad (67.4)$$

هدف این کنترل کننده  $E_T \rightarrow 0$  است. طبق روابط سینماتیکی ربات در فضای کار می‌توان به نتایج زیر رسید:

$$\begin{cases} \dot{X}_{ts} = \operatorname{Kin}(\underline{q}_n) \\ \dot{X}_{ts} = J(\underline{q}_n)\underline{v} \end{cases} \quad (68.4)$$

با تعریف بردار حالت سیستم  $X_S = [\underline{q}_n^T \quad \underline{v}^T]^T$  و بردار حالت مطلوب سیستم  $X_{SD} = [\underline{q}_r^T \quad \underline{v}_c^T]^T$  می‌توان نتیجه گرفت اگر  $X_S \rightarrow X_{SD}$  آنگاه  $X_T \rightarrow X_{TD}$  پس نقطه‌ی تعادل  $E_S = [X_{SD} - X_S] = 0$  هم ارز نقطه‌ی تعادل  $E_T = 0$  است. همچنین می‌توان گفت اگر  $X_S \rightarrow X_{SD}$  محقق شود آنگاه  $s \rightarrow 0$  نیز برقرار می‌شود، در نتیجه حول صفحه‌ی لغزش  $s = 0$  می‌توان بردار حالت مطلوبی برای سیستم پیدا کرد که هم ارز بردار مطلوب فضای کار سیستم باشد.

با فرض نبودن سیگنال اغتشاش در معادله‌ی فضای کاری ربات (۵۶.۲) به دست می‌آید:

$$\underline{H}_x(\underline{q}_n)\ddot{\underline{X}}_{ts} + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})\dot{\underline{X}}_{ts} + \underline{g}_x(\underline{q}_n) = \underline{\tau}_x \quad (۶۹.۴)$$

حال با خطی سازی معادله‌ی (۶۹.۴) حول نقطه تعادل  $E_T = 0$  و در نظر گرفتن وجود بردار فضای حالت مطلوب هم ارز بردار فضای کار مطلوب، سیستم خطی شده‌ی زیر به دست می‌آید:

$$-A_1\ddot{\underline{E}}_x = \underline{\tau}_x - \tau_{dx} + A_2\dot{\underline{E}}_x + A_3\tilde{\underline{E}}_q + A_4\tilde{\underline{E}}_v \quad (۷۰.۴)$$

که در آن  $A_1 = \underline{H}_x|_{X_{SD}}$ ،  $A_2 = \underline{C}|_{X_{SD}}$ ،  $A_3 = (\frac{\partial \underline{H}_x}{\partial \underline{q}_n} + \frac{\partial \underline{C}_x}{\partial \underline{q}_n} + \frac{\partial \underline{g}_x}{\partial \underline{q}_n})|_{X_{SD}}$ ،  $A_4 = (\frac{\partial \underline{C}_x}{\partial \underline{v}})|_{X_{SD}}$  و

$\tau_{dx} = \underline{H}_x(\underline{q}_r)\ddot{\underline{X}}_r + \underline{C}_x(\underline{q}_r, \underline{v}_c)\dot{\underline{X}}_r + \underline{g}_x(\underline{q}_r)$  برای رسیدن به هدف کنترل سیستم، قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\underline{\tau}_x = C_1\dot{\underline{E}}_x + C_2\ddot{\underline{E}}_x + C_3\underline{q}_n + C_4\underline{v} + C_0 \quad (۷۱.۴)$$

با اعمال کنترل (۷۱.۴) به معادله‌ی (۷۰.۴) به دست می‌آید:

$$\ddot{\underline{E}}_x = -A_1^{-1}((C_0 - \tau_{dx} + A_3\underline{q}_r + A_4\underline{v}_c) + C_1\dot{\underline{E}}_x + (C_2 + A_2)\ddot{\underline{E}}_x + (C_3 - A_3)\underline{q}_n + (C_4 - A_4)\underline{v}) \quad (۷۲.۴)$$

با فرض  $C_4 = A_4$  و  $C_3 = A_3$ ،  $C_0 = \tau_{dx} - A_3\underline{q}_r - A_4\underline{v}_c$  به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\ddot{\underline{E}}_x + A_1^{-1}(A_2 + C_2)\dot{\underline{E}}_x + A_1^{-1}C_1\dot{\underline{E}}_x = 0 \quad (۷۳.۴)$$

با فرض اینکه  $C_1 = A_1K_{0x}$  و  $C_2 = A_1K_{1x} - A_2$  و اینکه  $K_{0x}$  و  $K_{1x}$  دو ماتریس با مقادیر ویژه سمت راست محور حقیقی باشند، اهداف  $\dot{\underline{E}}_x \rightarrow 0$  و  $\underline{E}_x \rightarrow 0$  برقرار می‌شوند. پس با این فرض‌ها برای این طرح کنترل هدف  $s \rightarrow 0$  برقرار می‌شود. در ادامه با ارائه قوانین تطبیق برای این کنترل کننده، کنترل خطی تطبیقی ارائه می‌شود.

فرض کنید در همسایگی نقطه تعادل کنترل (۷۱.۴) شرایط همگرایی مسیر را برای مدل (۵۶.۲) برقرار کرده است:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_x(\underline{q}_n)(\ddot{\underline{X}}_r + \Lambda\dot{\underline{E}}_x) + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{\underline{X}}_r + \Lambda\underline{E}_x) + \underline{g}_x(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_{dx} + \bar{K}s \\ & = (C_1 + \bar{K}\Lambda)\dot{\underline{E}}_x + (C_2 + \bar{K})\ddot{\underline{E}}_x + C_3\underline{q}_n + C_4\underline{v} + C_0 \\ & = K_1\dot{\underline{E}}_x + K_2\ddot{\underline{E}}_x + K_3\underline{q}_n + K_4\underline{v} + K_0 \end{aligned} \quad (۷۴.۴)$$

رابطه‌ی (۷۴.۴) را می‌توان به صورت ترکیب خطی از پارامترها به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \underline{H}_x(\underline{q}_n)(\ddot{\underline{X}}_r + \Lambda \dot{\underline{E}}_x) + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{\underline{X}}_r + \Lambda \underline{E}_x) + \underline{g}_x(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_{dx} + \bar{K}s \\ = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})P \end{aligned} \quad (75.4)$$

که  $Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})$  ماتریس رگرسیون و  $P$  ماتریس پارامترها است. قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\underline{\tau}_x = \hat{K}_1 E_x + \hat{K}_2 \dot{E}_x + \hat{K}_3 \underline{q}_n + \hat{K}_4 \underline{v} + \hat{K}_0 = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\hat{P} \quad (76.4)$$

با اعمال کنترل (76.4) به سیستم (56.2) داریم:

$$\underline{H}_x(\underline{q}_n)\ddot{\underline{X}}_{ts} + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})\dot{\underline{X}}_{ts} + \underline{g}_x(\underline{q}_n) - \bar{\tau}_{dx} = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\hat{P} \quad (77.4)$$

با کم کردن رابطه‌ی (77.4) از رابطه‌ی (75.4) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \underline{H}_x(\underline{q}_n)\dot{s} + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})s + \bar{K}\tilde{E}_v = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})(P - \hat{P}) \\ = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\tilde{P} \end{aligned} \quad (78.4)$$

می‌توان تابع مثبت معین  $V$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V = \frac{1}{2}s^T \underline{H}_x(\underline{q}_n)s + \frac{1}{2\gamma}\tilde{P}^T \tilde{P} \quad (79.4)$$

با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (79.4) داریم:

$$\dot{V} = s^T \underline{H}(\underline{q}_n)\dot{s} + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{H}}_x(\underline{q}_n)s - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \quad (80.4)$$

با وارد کردن معادله‌ی (78.4) در معادله‌ی (80.4) داریم:

$$\dot{V} = s^T (-\underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v})s - \bar{K}s + Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\tilde{P}) + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{H}}_x(\underline{q}_n)s - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \quad (81.4)$$

با ساده‌سازی رابطه‌ی (81.4) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = -s^T \bar{K}s + \frac{1}{2}s^T (\dot{\underline{H}}_x(\underline{q}_n) - 2\underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v}))s + (s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T)\tilde{P} \\ = -s^T \bar{K}s + (s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T)\tilde{P} \end{aligned} \quad (82.4)$$

پس با صفر کردن  $s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T = 0$  به عنوان قانون تطبیق، داریم:

$$\dot{V} = -s^T \bar{K}s \leq 0 \quad (۸۳.۴)$$

که طبق نظریه باربالت اثبات می‌شود  $s \rightarrow 0$ . با توجه به اینکه  $\dot{V} \leq 0$  می‌توان اظهار نمود که در تمام لحظات داریم:

$$V(s, \tilde{P}) \leq V(s(0), \tilde{P}(0)) \quad (۸۴.۴)$$

بنابراین، می‌توان گفت که  $s$  و  $\tilde{P}$  محدود می‌باشند. همچنین با توجه به محدود بودن  $\underline{X}_r$  و  $\dot{\underline{X}}_r$  می‌توان ادعا نمود که  $\underline{X}_{ts}$  و  $\dot{\underline{X}}_{ts}$  نیز محدود هستند. پس طبق روابط سینماتیکی ربات می‌توان اظهار نمود که تمام متغیرهای حالت سیستم نیز محدود می‌باشند. در نتیجه سیستم پایدار از نوع ورودی محدود-خروجی محدود می‌باشد.

در نهایت قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر طراحی شد:

$$u_{ALC} = J^T(\underline{q}_n) \mathcal{Y}(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) \hat{P} \quad (۸۵.۴)$$

که قانون تطبیق به صورت زیر ارائه شد:

$$\hat{P}(t) = \int_0^t (\mathcal{Y}(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})^T s) dt + \hat{P}(0) \quad (۸۶.۴)$$

به طور کلی ساختار طرح کنترل فازی تطبیقی در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است. با توجه به اینکه برای بررسی اعتبار عملکرد این روش کنترلی نسبت به روش مقاوم تطبیقی ارائه شده در [۶] مقایسه می‌شود، در ادامه به طور مختصر این روش ارائه می‌شود.

#### ۴-۳-۱-۲ کنترل مقاوم تطبیقی

مدل ربات در فضای کار در بخش ۲-۵ به صورت زیر به دست آمد:

$$\underline{H}_x(\underline{q}_n) \ddot{\underline{X}}_{ts} + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v}) \dot{\underline{X}}_{ts} + \underline{g}_x(\underline{q}_n) = \underline{\tau}_x + \bar{\tau}_{dx} \quad (۸۷.۴)$$

برای ارائه قانون تطبیق می‌توان معادله ربات را به صورت ترکیب خطی پارامترها نوشت:

$$\underline{H}_x(\underline{q}_n) (\ddot{\underline{X}}_r - \Lambda \dot{E}'_x) + \underline{C}_x(\underline{q}_n, \underline{v}) (\dot{\underline{X}}_r - \Lambda E'_x) + \underline{g}_x(\underline{q}_n) = Y \theta \quad (۸۸.۴)$$

که در آن  $E'_x = \underline{X}_{ts} - \underline{X}_r$ ،  $Y$  ماتریس رگرسیون و  $\theta$  ماتریس پارامترها است.

قانون کنترل به صورت زیر ارائه شد:



$$\underline{\tau}_x = Y \hat{\theta} - Ks' - J^{-T}(\underline{q}_n)S^T(\underline{q}_n)E \hat{\tau}_{dis} \quad (۸۹.۴)$$

که  $s' = \dot{E}'_x + \Lambda E'_x$  و بردار  $\hat{\tau}_{dis}$  تخمین بردار اغتشاش است. همچنین قوانین تطبیق به صورت زیر ارائه شدند:

$$\hat{\tau}_{dis}(t) = \int_0^t K_{dis}^{-T} (J^{-T}(\underline{q}_n)S^T(\underline{q}_n)E)^T s' dt + \hat{\tau}_{dis}(0) \quad (۹۰.۴)$$

$$\hat{\theta}(t) = -\int_0^t K_u^{-T} Y^T s' dt + \hat{\theta}(0) \quad (۹۱.۴)$$

برای مطالعه و بررسی بیشتر این روش، می‌توانید به [۶] مراجعه کنید.

#### ۲-۳-۴ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش برای بررسی عملکرد طرح کنترل ارائه‌شده در بخش ۱-۳-۴ (AFC)، قانون کنترل پیشنهادی را به مدل بازوی سیار چرخ دار (۵۷.۲) اعمال می‌شود و برای بررسی اعتبار، عملکرد آن نسبت به روش ارائه‌شده در [۶] (ARC) مقایسه و بررسی می‌شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{X}_{ts}(0) = [0.1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. مسیر مطلوب (Desired path) در فضای کار مطابق روابط زیر طراحی شد:

$$\underline{X}_r(t) = \left[ 2\cos(0.2t) \quad 2\sin(0.2t) \quad 0.2t + \pi \quad \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{6}\sin(0.4t) \right]^T$$

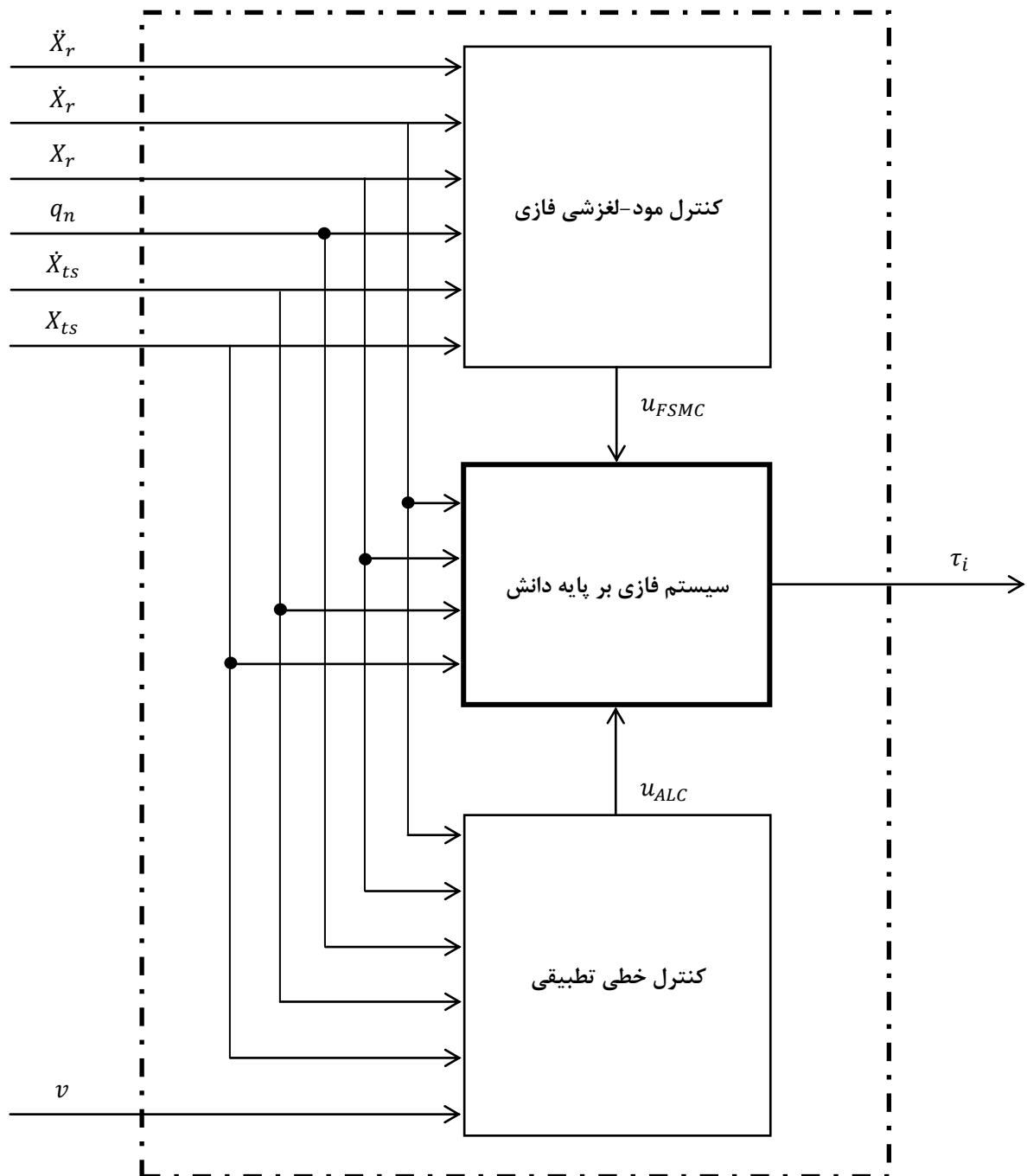
همچنین رفتار سیگنال اغتشاش به صورت زیر اعمال می‌شود:

$$\tau_{dis}(t) = 0.3 \left[ 2\sin(3t) \quad 2\cos(3t) \quad \sin(1.5t) \quad \cos(1.5t) \right]^T$$

پارامترهای انتخاب‌شده برای کنترل‌کننده‌ها در جدول ۳-۴ آورده شده است. مقدار اولیه‌ی تمام پارامترهای تطبیقی صفر انتخاب‌شده‌اند.

جدول ۳-۴: پارامترهای کنترل‌کننده‌ها

$\gamma$	$\Lambda$	$b_{vc}$	$b_{vs}$	$\tau_{max}$	$\gamma_s$	$K_u$	$K_{dis}$	$K$
۱۰۰۰	$2I_{4 \times 4}$	$[0.1 \ 0.1 \ 35 \ 35]^T$	$10^5$	۱۰	۷۸۰۰	$2I_{9 \times 9}$	$0.001I_{4 \times 4}$	$100I_{4 \times 4}$

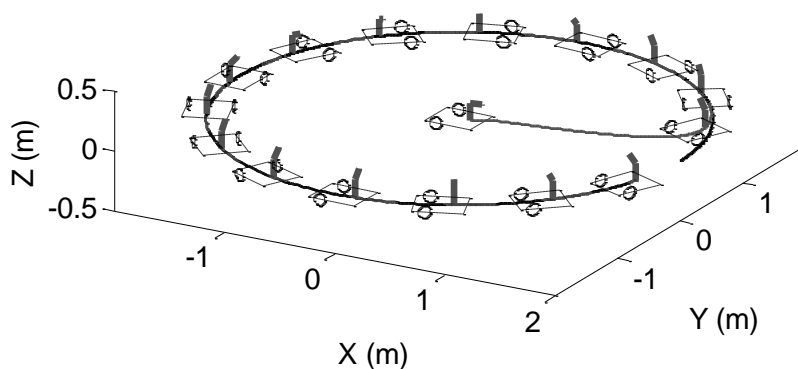


شکل ۴-۱۱: نمودار بلوکی طرح کنترل فازی تطبیقی

عملکرد ردگیری کنترل‌کننده‌ها در تصاویر ۴-۱۲ و ۴-۱۳ آمده است. زمان شیب‌سازی ۳۰ ثانیه می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود دو کنترل‌کننده با خطای کوچکی سریعاً به مسیر مطلوب همگرا شده‌اند و هدف ردگیری مسیر

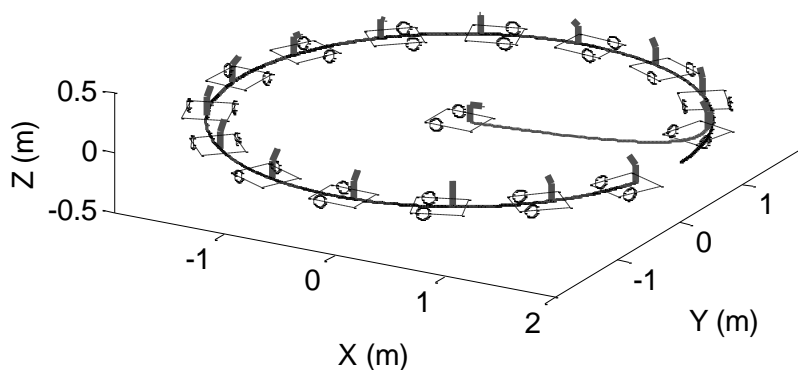
در فضای کار را برآورده کرده‌اند. در تصویر ۴-۱۴ نرم بردار خطای فضای کار ربات توسط دو روش کنترلی نشان داده شده است. تصویر ۴-۱۴(ب) بزرگنمایی تصویر ۴-۱۴(الف) را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود نرم بردار خطا توسط روش AFC در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقداری کمتر از  $2 \times 10^{-4}$  همگرا می‌گردد که این مقدار نسبت به روش ARC کاهش یافته است. معیار دیگر برای مقایسه دو طرح کنترل سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۴-۱۵ برای هر کنترل‌کننده آمده است.

Robot tracking by AFC method



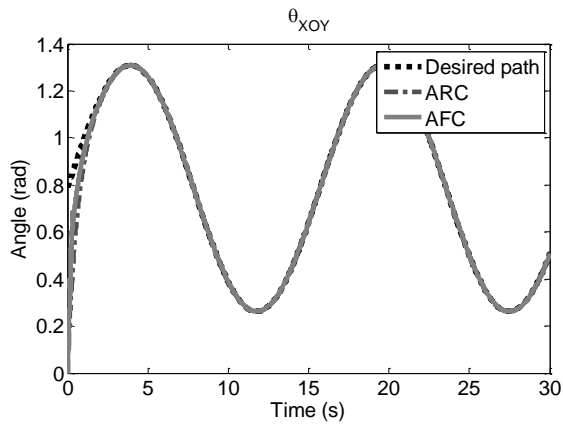
(الف) روش AFC

Robot tracking by ARC method

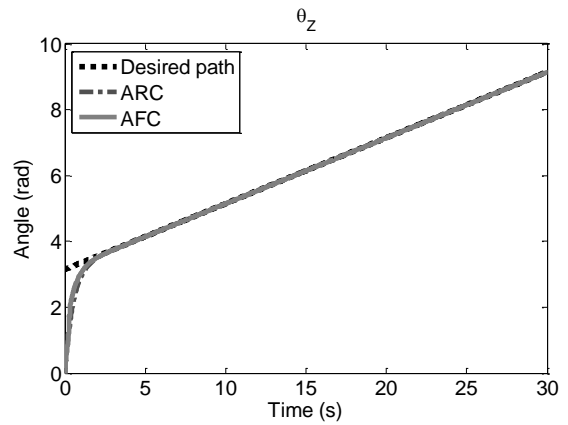


(ب) روش ARC

شکل ۴-۱۲: ردگیری مسیر در فضای کار توسط ربات

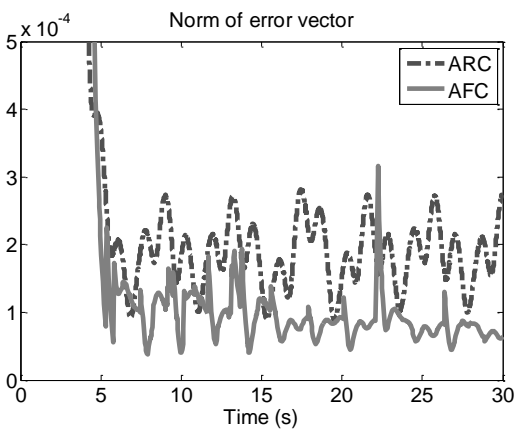


(ب) مفصل دوم

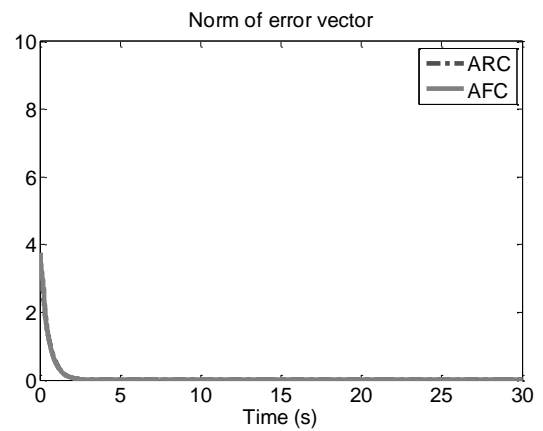


(الف) مفصل اول

شکل ۴-۱۳: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات

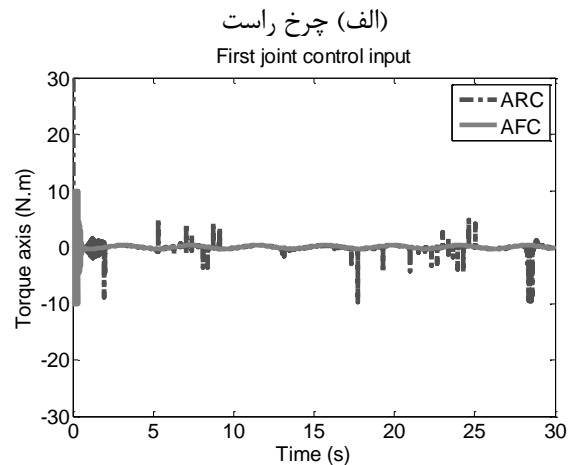
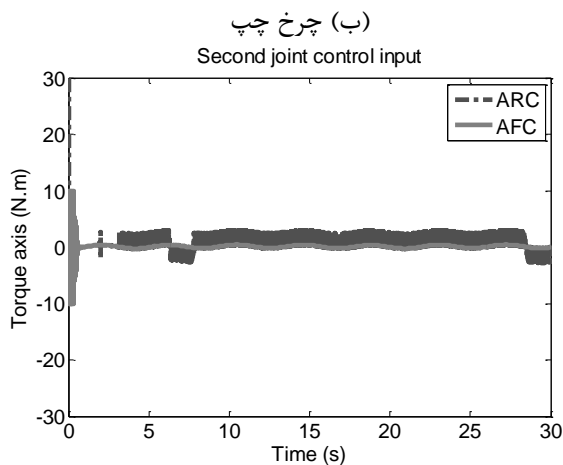
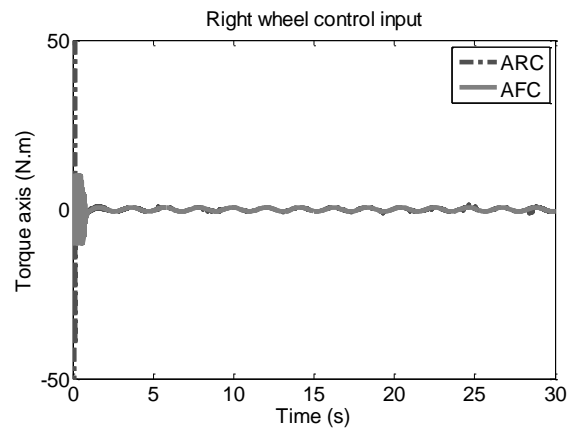
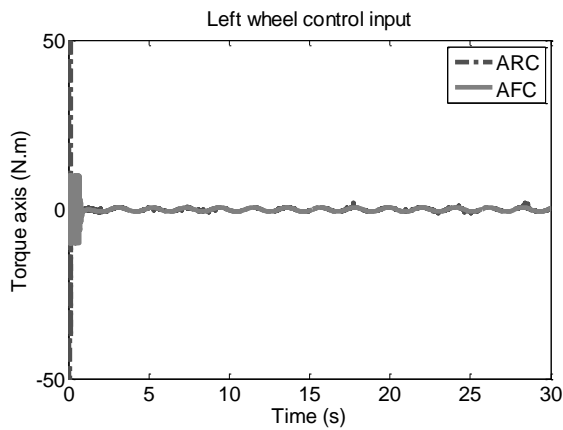


(ب)



(الف)

شکل ۴-۱۴: نرم بردار خطای سرعت ربات



(ب) چرخ چپ

(الف) چرخ راست

Second joint control input

First joint control input

(د) مفصل دوم

(ج) مفصل اول

شکل ۴-۱۵: تلاش‌های کنترلی

#### ۴-۴ نتیجه‌گیری

در این بخش روش نوین کنترل فازی تطبیقی بازوی رباتیک سیار غیرهولونومیک ارائه شد. نوآوری طرح پیشنهادی در جبران خطای تقریب سیستم فازی تطبیقی برای دستیابی به همگرایی مجانبی برای ردگیری مسیر مطلوب در حضور عدم قطعیت‌هاست. پایداری سیستم کنترل و همگرایی مسیر به مسیر مطلوب توسط روش لیپانوف اثبات شد. مزایای طرح پیشنهادی سادگی در طراحی و عملکرد مناسب در ردگیری مسیر مطلوب در حضور عدم قطعیت‌هاست. نتایج شبیه‌سازی برتری عملکرد طرح پیشنهادی را نسبت به دو روش کنترل تطبیقی مقاوم در ردگیری فضای مفصلی و کنترل مقاوم تطبیقی در ردگیری فضای کار نشان داد.

## فصل پنجم

### راهبرد کنترل ولتاژ

روش‌های کنترلی که در بخش‌های قبل مورد بررسی قرار گرفتند، همه با راهبرد کنترل گشتاور طراحی و شبیه‌سازی شدند. در راهبرد کنترل گشتاور سیگنال کنترلی از جنس گشتاور خواهد بود. طراحی کنترل‌کننده با این راهبرد معمولاً با مشکلاتی مواجه می‌شود: ۱- قانون کنترل گشتاور به طور ذاتی شامل پیچیدگی‌های دینامیک سیستم است ۲- دینامیک محرکه‌ها در طراحی کنترل‌کننده صرف‌نظر می‌شود ۳- همچنین یک قانون کنترل بر مبنای گشتاور به دلیل حضور محرکه‌ها در سیستم در کاربرد عملی نمی‌تواند به طور مستقیم وارد سیستم شود و سیگنال کنترلی باید توسط حلقه‌ی داخلی تبدیل به سیگنالی با جنس ورودی محرکه‌ها شود [۴۲، ۴۳]. در نتیجه در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌های سیستم می‌تواند از دیدگاه اجرایی طرح کنترلی را کاربردی‌تر کند. موتورهای الکتریکی به عنوان یکی از مرسوم‌ترین آن‌ها در حرکت دهنده‌های ربات مورد استفاده قرار می‌گیرند. در مقابل راهبرد کنترل گشتاور، اخیراً روشی برای کنترل ربات با راهبرد کنترل ولتاژ موتورهای ربات ارائه شده است [۱۴]. این راهبرد حجم محاسبات و پیچیدگی سیستم کنترلی را کاهش می‌دهد. در این روش، به نقش محرکه‌ها در سیستم کنترل ربات به خوبی توجه شده است. در بعضی از کارهای انجام‌شده در حوزه‌ی کنترل بازوی رباتیک سیار نیز به وجود محرکه‌های الکتریکی در ساختار کنترلی توجه شده است [۱۱، ۴۴].

## ۵-۲ کنترل بر مبنای مدل ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ

در این بخش با ارائه‌ی طرح کنترل بر مبنای مدل برای ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات، به بررسی ویژگی‌های کنترلی بازوی رباتیک سیار با محرکه‌های الکتریکی می‌پردازیم. مشابه با طرح ارائه‌شده در بخش ۳-۲-۱، این طرح کنترلی از دو بخش کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی تشکیل می‌گردد. حلقه‌ی سینماتیک جهت محاسبه‌ی سرعت ربات است که مشابه با کنترل‌کننده‌ی سینماتیک در بخش ۳-۲-۱-۱ می‌باشد. حلقه‌ی دینامیک نیز ولتاژ محرکه‌های الکتریکی را به صورتی تنظیم می‌نماید که سرعت محاسبه‌شده توسط حلقه‌ی سینماتیک توسط ربات اجرا گردد. هدف از ارائه این روش آشنایی با نحوه‌ی پیاده‌سازی راهبرد کنترل ولتاژ برای بازوی رباتیک سیار با محرکه‌های الکتریکی است. در ادامه با ارائه‌ی مسئله‌ی ردگیری و طرح کنترلی، به بررسی مسئله می‌پردازیم.

### ۵-۲-۱ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده

در این بخش نیز سعی شده بردار حالت  $q_n$  برای ربات طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $q_r$  را ردگیری کند. حلقه‌ی سینماتیکی بردار  $\dot{q}$  را طوری تنظیم می‌کند که بردار حالت  $q_n$  به مسیر مطلوب  $q_r$  همگرا شود. حلقه-

ی دینامیکی سیگنال ولتاژ محرکه‌های الکتریکی ربات  $V$  را طوری کنترل می‌کند که بردار حالت  $\underline{v}$  به بردار  $\underline{v}_c$  همگرا شود. در ادامه به ارائه‌ی کنترل سینماتیک و دینامیک می‌پردازیم.

### ۱-۱-۲-۵ کنترل سینماتیک

همانند آنچه در فصل‌های قبلی گفته شده، کنترل سینماتیک به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\underline{v}_c = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{Rc} & \dot{\theta}_{Lc} & \dot{\theta}_{1c} & \dot{\theta}_{2c} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_B f_B(v_r, \omega_r, \mathbf{T}\tilde{E}_{qB}) \\ f_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \theta_{1r}, \theta_{2r}, \theta_1, \theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

برای مطالعه بیشتر می‌توانید به بخش ۱-۱-۲-۳ مراجعه نمایید.

### ۲-۱-۲-۵ کنترل دینامیکی خطی ساز پس خورد بر مبنای مدل

با توجه به روابط (۴۴.۲) و (۴۵.۲) و صرف نظر از اندوکتانس موتور به دست می‌آید:

$$V = R_A I_a + K_B r_M^{-1} \underline{v} \quad (2.5)$$

حال قانون کنترل زیر را ارائه می‌دهیم:

$$u_{FLC} = R_A I_a + K_B r_M^{-1} \underline{v}_c \quad (3.5)$$

با اعمال (۳.۵) به (۲.۵) داریم:

$$\underline{v}_c = \underline{v} \quad (4.5)$$

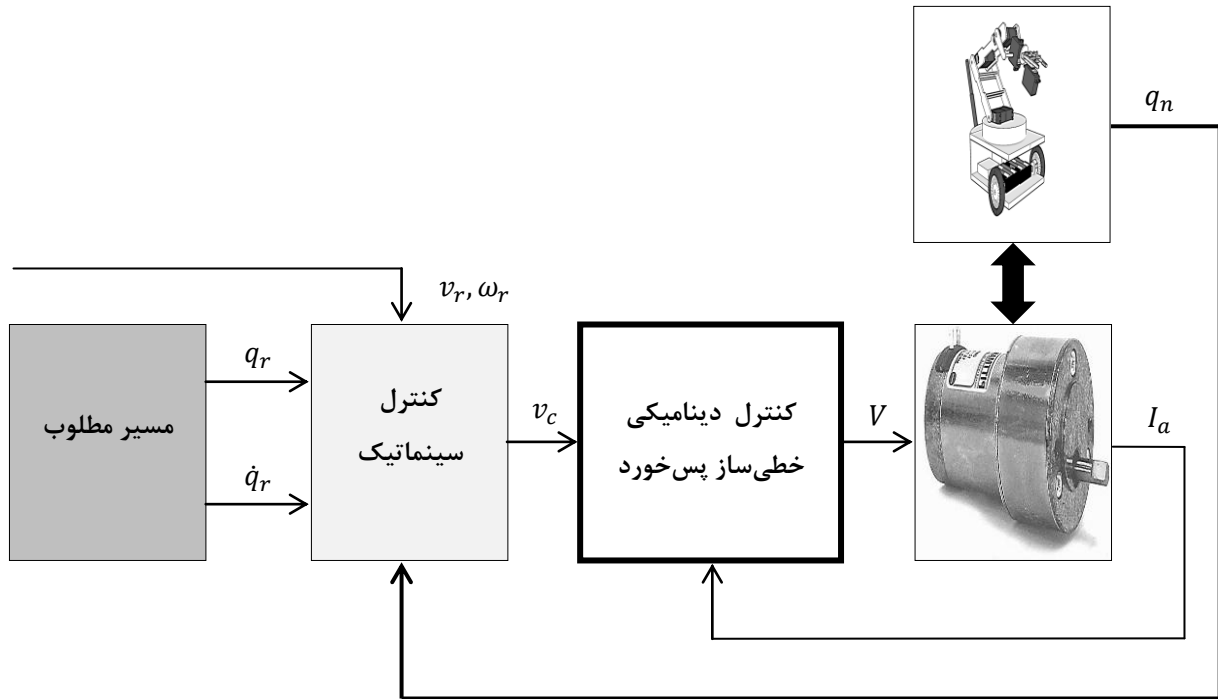
که هدف کنترل دینامیکی را برآورده می‌کند. با توجه به اینکه در اعمال ولتاژ به محرکه‌ها محدودیت وجود دارد، لازم است برای سیگنال کنترل از محدودکننده استفاده شود:

$$|u_{FLC}| < V_{\max} \quad (5.5)$$

چنانچه با اعمال محدودیت مذکور، خروجی کنترل‌کننده بیش از مقدار ولتاژ بیشینه باشد عملاً کنترل‌کننده از مدار خارج شده و صرفاً ولتاژ بیشینه اعمال می‌شود. همان طور که مشاهده می‌شود این طرح کنترلی به سادگی طراحی می‌شود و نسبت به روش ارائه‌شده در ۲-۱-۲-۳ وابستگی کمی نسبت به اطلاعات دینامیک سیستم دارد.



به طور کلی طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۱-۵ نشان داده شده است.



شکل ۱-۵: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

### ۲-۲-۵ نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی (MBC) را به مدل ربات سیار (۵۱.۲) اعمال نموده و نتایج را مورد بررسی قرار می‌دهیم. در شبیه‌سازی اول کنترل سیستم را بدون در نظر گرفتن اثر اغتشاش بررسی می‌کنیم. در شبیه‌سازی دوم اثر اغتشاش نیز در نظر گرفته می‌شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{q}_n(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. پارامترهای کنترل‌کننده در جدول ۱-۵ آمده است. همچنین مسیر مطلوب مطابق زیر طراحی شد:

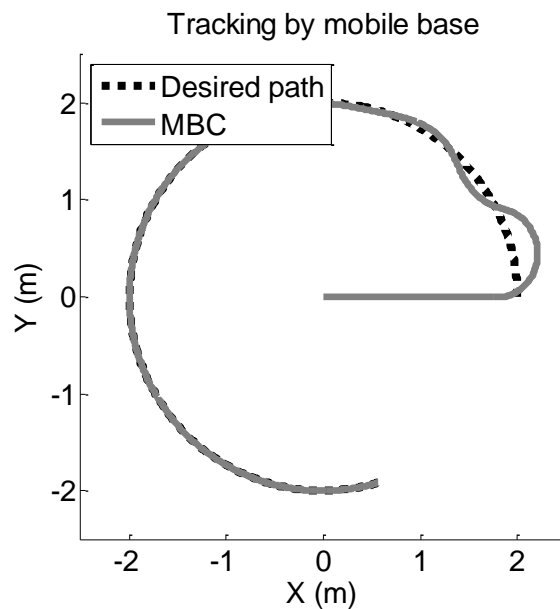
$$\underline{q}_r(t) = 2 \left[ \cos(0.1t) \quad \sin(0.1t) \quad 0.05t + \pi/4 \quad \sin(0.4t) \quad \cos(0.4t) \right]^T$$

جدول ۱-۵: پارامترهای انتخاب‌شده برای کنترل‌کننده‌ها

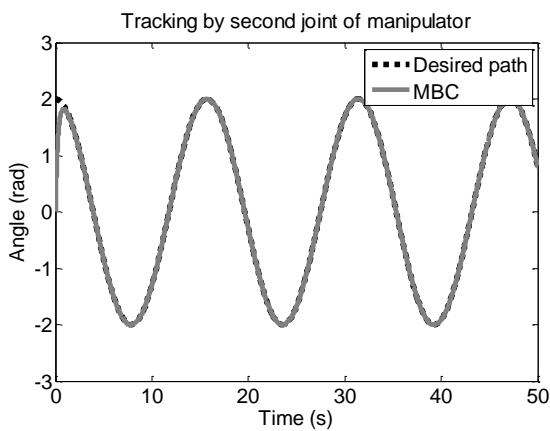
$K_x$	$K_y$	$K_\theta$	$\lambda_1$	$\lambda_2$	$V_{max}$
۱۰	۲۰	۰/۰۰۸۹	۱۰	۱۰	$[50 \ 50 \ 25 \ 25]^T$

## ۱-۲-۲-۵ شبیه‌سازی اول

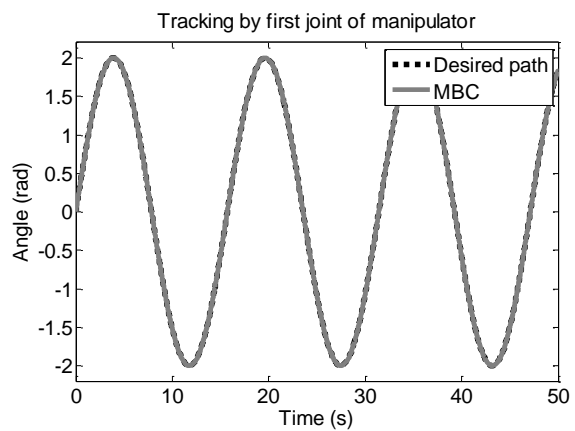
در پیاده‌سازی این شبیه‌سازی اثر اغتشاش در نظر گرفته نشده است. اشکال ۲-۵ و ۳-۵ عملکرد ردگیری ربات را نشان می‌دهد. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود ربات با گذشت زمانی مشخص، مسیر مطلوب را ردگیری می‌کند. در تصویر ۴-۵ نرم بردار خطای سرعت ربات نشان داده شده است. مشاهده می‌شود نرم بردار خطای سرعت ربات بعد از گذشت زمانی کوتاه، از مقدار ۶ کوچک‌تر می‌شود، اما بعد از آن با پرش‌هایی محدود اما با فرکانس بالا همراه است. علت این پدیده دینامیک مرتبه‌ی اول خطای سرعت ربات است. معیار دیگر برای بررسی عملکرد طرح کنترل، سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۵-۵ برای این کنترل‌کننده آمده است. همان طور که این تصویر نشان می‌دهد سیگنال کنترلی نیز فرکانس بالایی دارد که از دیدگاه اجرایی یک مشکل به حساب می‌آید. زیرا فرکانس بالای سیگنال کنترلی می‌تواند دینامیک‌های مدل نشده‌ی سیستم را تحریک کند.



شکل ۲-۵: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات

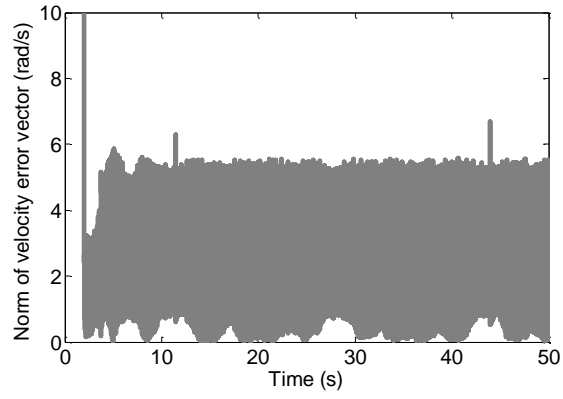


(ب) مفصل دوم

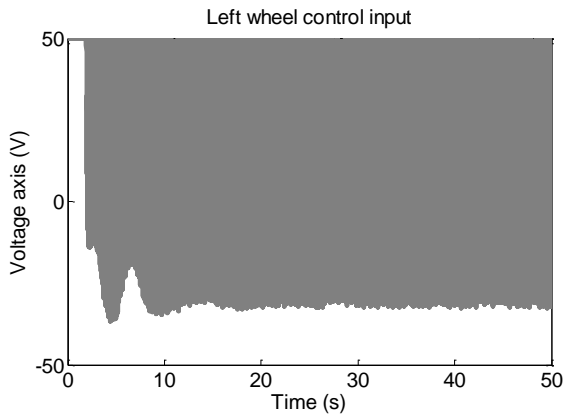


(الف) مفصل اول

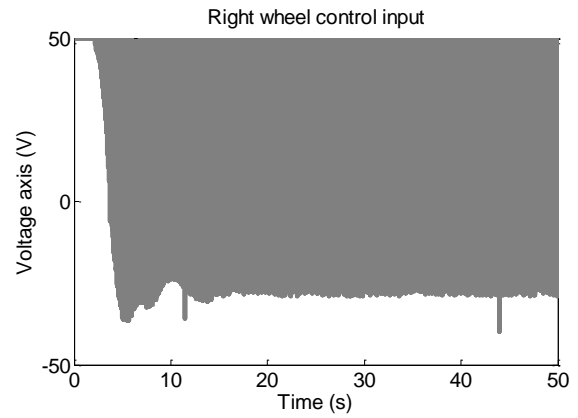
شکل ۳-۵: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات



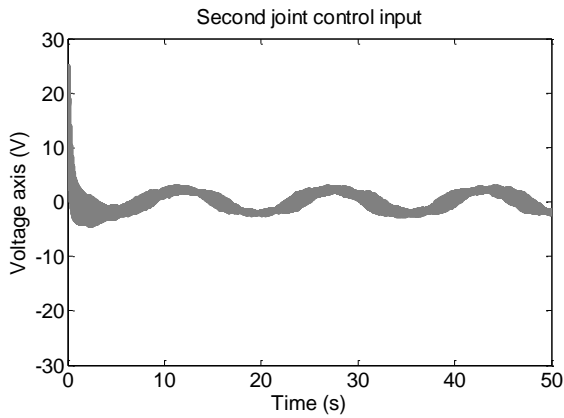
شکل ۵-۴: نرم بردار خطای سرعت ربات



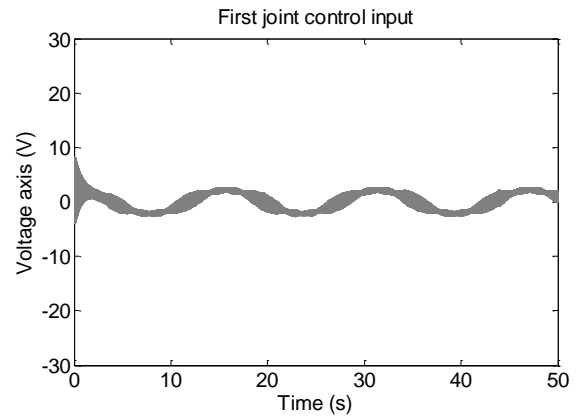
(ب) چرخ چپ



(الف) چرخ راست



(د) مفصل دوم



(ج) مفصل اول

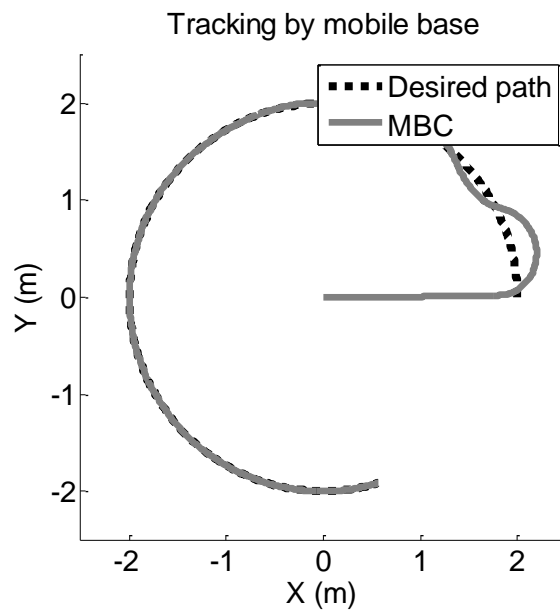
شکل ۵-۵: تلاش‌های کنترلی

## ۲-۲-۲-۵ شبیه‌سازی دوم

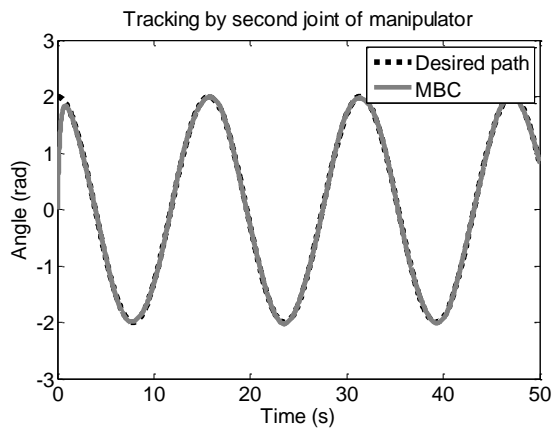
سیگنال اغتشاش به صورت زیر تعریف شد:

$$\varphi_{dis}(t) = 0.3 \begin{bmatrix} 2\sin(3t) & 2\cos(3t) & \sin(1.5t) & \cos(1.5t) \end{bmatrix}^T$$

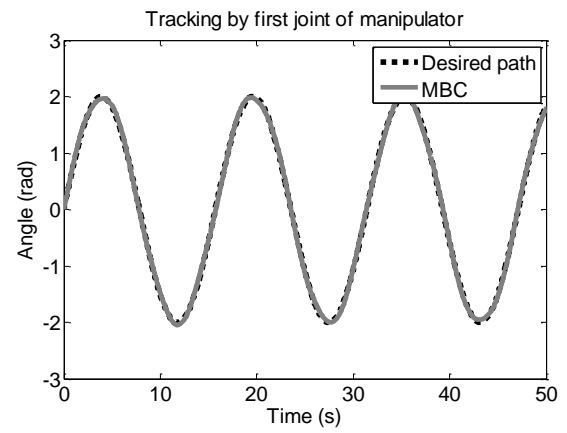
اشکال ۶-۵ و ۷-۵ عملکرد ردگیری ربات را نشان می‌دهد. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. مسیر مطلوب همان مسیر مطلوب شبیه‌سازی قبل است. همان طور که مشاهده می‌شود ربات همچنان مسیر مطلوب را ردگیری می‌کند. تصاویر ۸-۵ و ۹-۵ به ترتیب نرم بردار خطای سرعت ربات و سیگنال تلاش کنترلی را برای این کنترل‌کننده نشان می‌دهند. نتایج دهنده‌ی تأثیر ناپذیری روش در برابر اغتشاش است.



شکل ۶-۵: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات در حضور اغتشاش

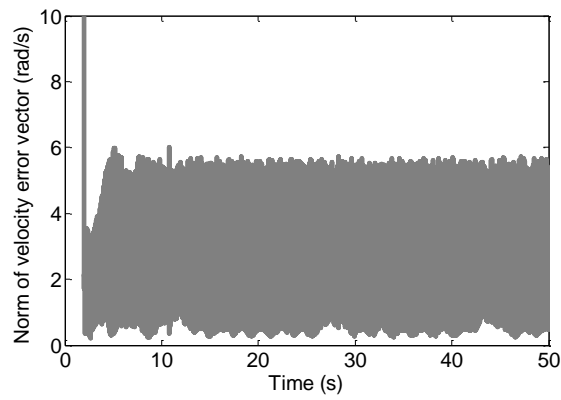


(ب) مفصل دوم

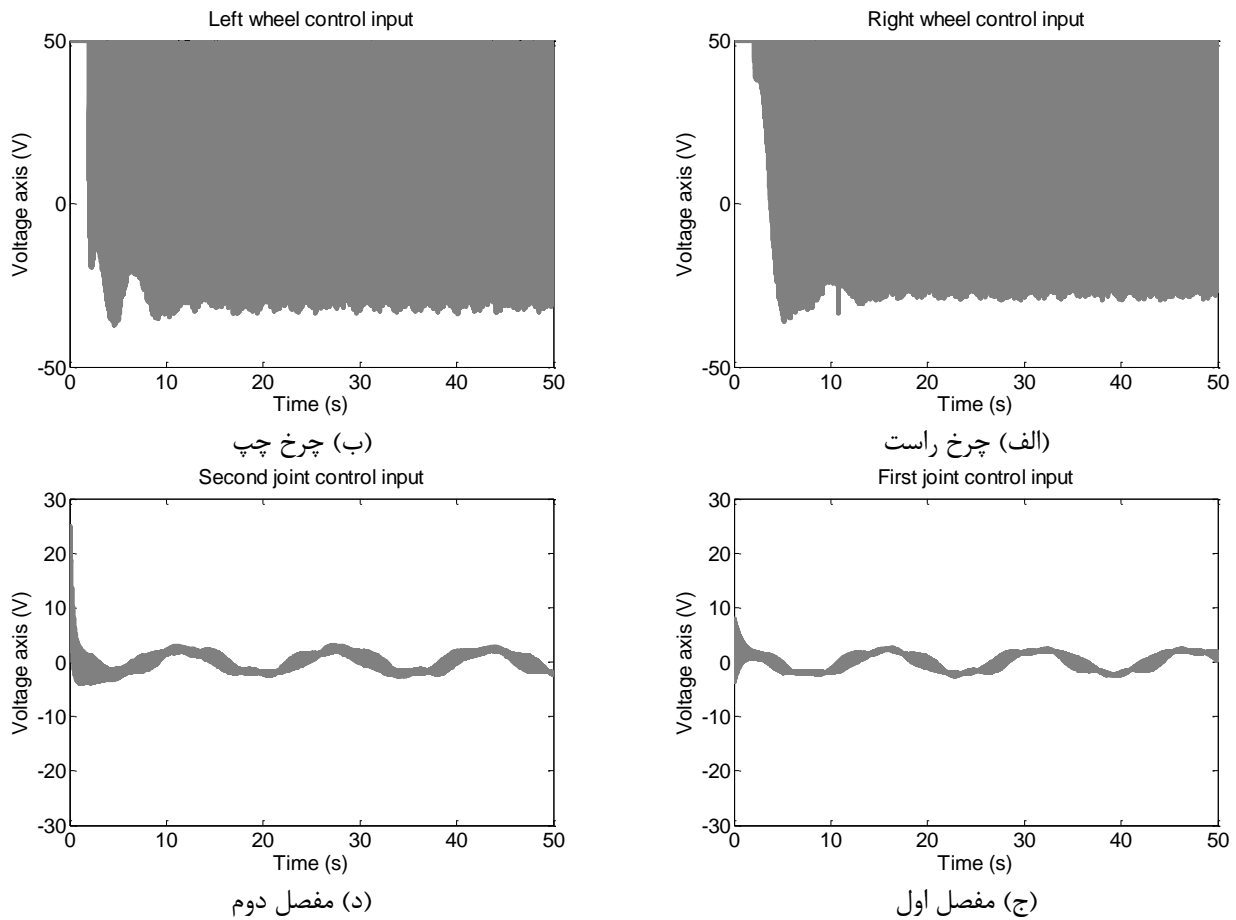


(الف) مفصل اول

شکل ۵-۷: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات در حضور اغتشاش



شکل ۵-۸: نرم بردار خطای سرعت ربات در حضور اغتشاش



شکل ۵-۹: تلاش‌های کنترلی

### ۳-۵ نتیجه‌گیری

در این بخش طرح کنترل بر مبنای مدل با راهبرد کنترل ولتاژ برای بازوی رباتیک سیار طراحی گردید. حلقه‌ی دینامیک از یک کنترل خطی‌سازی پس‌خورد وابسته به مدل موتور تشکیل شده بود. این روش کنترلی با فرض وجود دانش کامل از مدل موتور طراحی و شبیه‌سازی شد. در مقایسه با راهبرد کنترل گشتاور، این راهبرد دارای ساختاری ساده‌تر و عملکرد مقاوم‌تر است. مشکل روش پیشنهادی، پرش سیگنال کنترل در ناحیه‌ی اطراف نقطه‌ی تعادل است که می‌تواند دینامیک‌های مدل نشده‌ی سیستم را تحریک کند. در فصل بعد با ارائه‌ی روشی دیگر سعی در بهبود عملکرد کنترلی سیستم داریم.

## فصل ششم

کنترل فازی تطبیقی ردگیری ربات با راهبرد کنترل ولتاژ

در این بخش ساختار طرح کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی در فصل ۴ را با راهبرد کنترل ولتاژ برای کنترل ردگیری بازوی رباتیک سیار غیرهولونومیک با محرکه‌های الکتریکی برای مقابله با عدم قطعیت‌ها و بهبود ردگیری مسیر مطلوب ارائه می‌شود. ویژگی این طرح نسبت به طرح کنترلی فصل ۴ در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌های الکتریکی در طراحی کنترل‌کننده است. روش پیشنهادی برای دو مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای مفصلی و فضای کار طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. پایداری سیستم کنترل و همگرایی به مسیر مطلوب توسط روش لیاپانوف اثبات می‌شود. نتایج شبیه‌سازی اعتبار طرح پیشنهادی را نشان می‌دهد.

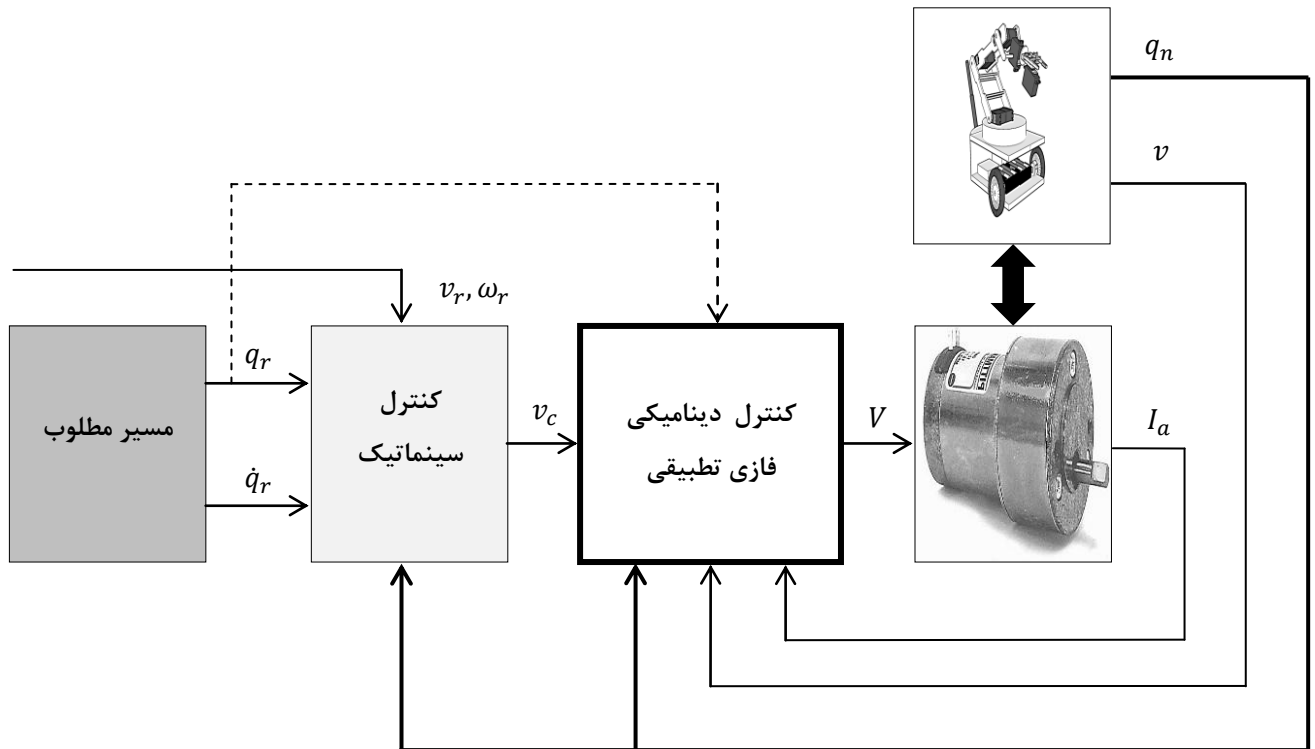
## ۲-۶ ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات

در این بخش کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی را برای مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای مفصلی ربات ارائه می‌دهیم. مشابه با طرح پیشنهادی در بخش ۳-۲-۱، این طرح کنترلی از دو بخش کنترل سینماتیکی و کنترل دینامیکی تشکیل می‌گردد که نوآوری مربوط به بخش کنترل دینامیکی است. نتایج شبیه‌سازی برتری طرح پیشنهادی را نسبت به یک روش کنترل فازی تطبیقی دیگر نشان می‌دهد. در ادامه با توضیح مسئله‌ی ردگیری در فضای مفصلی ربات، روش کنترلی پیشنهادی ارائه می‌شود.

### ۱-۲-۶ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده

در این بخش همانند بخش‌های قبلی سعی شده بردار حالت  $q_n$  برای ربات طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $q_r$  را ردگیری کند. حلقه‌ی سینماتیکی بردار  $v$  را طوری تنظیم می‌کند که بردار حالت  $q_n$  به مسیر مطلوب  $q_r$  همگرا شود. حلقه‌ی دینامیکی سیگنال ولتاژ محرکه‌های الکتریکی ربات  $V$  را طوری کنترل می‌کند که بردار حالت  $v$  به بردار  $v_c$  همگرا شود. به طور کلی ساختار طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۱-۶ نشان داده شده است. در ادامه به ارائه‌ی کنترل سینماتیک و دینامیک می‌پردازیم.





شکل ۶-۱: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

### ۱-۱-۲-۶ کنترل سینماتیک

همانند آنچه در فصل‌های قبلی گفته شده، کنترل سینماتیکی انتخاب شده به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\underline{v}_c = [\dot{\theta}_{Rc} \quad \dot{\theta}_{Lc} \quad \dot{\theta}_{1c} \quad \dot{\theta}_{2c}]^T = \begin{bmatrix} T_B f_B(v_r, \omega_r, T\tilde{E}_{qB}) \\ f_M(\dot{\theta}_{1r}, \dot{\theta}_{2r}, \theta_{1r}, \theta_{2r}, \theta_1, \theta_2) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

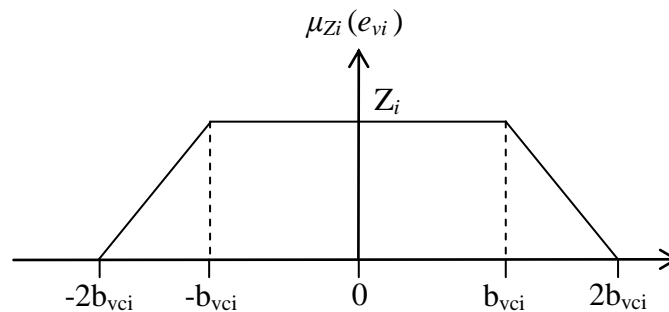
برای مطالعه بیشتر می‌توانید به بخش ۱-۱-۲-۳ مراجعه نمایید.

### ۲-۱-۲-۶ کنترل دینامیکی فاز تطبیقی

این طرح کنترل باید شرایط همگرایی  $\underline{v}$  به  $\underline{v}_c$  را محقق کند. برای این منظور بردار خطای سرعت ربات به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{E}_v = \underline{v}_c - \underline{v} = [e_{v1} \quad \dots \quad e_{v4}]^T \quad (2.6)$$

طرح کنترل فازی، شامل ۴ سیستم فازی از نوع ممدانی است که هر سیستم فازی دارای ۴ ورودی است که شامل بردار  $\tilde{E}_v$  می‌شود. تابع عضویت برای ورودی‌ها به صورت زیر طراحی شد:



شکل ۶-۲: تابع عضویت ورودی سیستم فازی

$$\mu_{Z_i}(e_{v_i}) = \begin{cases} 0 & 2b_{vci} < |e_{v_i}| \\ 1 - \frac{|e_{v_i}| - b_{vci}}{b_{vci}} & b_{vci} < |e_{v_i}| \leq 2b_{vci} \\ 1 & |e_{v_i}| \leq b_{vci} \end{cases} \quad (۳.۶)$$

که در آن  $i = 1, \dots, 4$  معرف شماره ورودی است. توابع عضویت خروجی به صورت زیر تعریف شدند:

$$\mu_{FL,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{FLC,k})^2}{32}\right) \quad (۴.۶)$$

$$\mu_{AL,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{ALC,k})^2}{32}\right) \quad (۵.۶)$$

که در آن  $k = 1, \dots, 4$  معرف شماره سیستم فازی است.  $u_{ALC}$  سیگنال کنترل خطی کنترل خطی تطبیقی و  $u_{FLC}$  سیگنال کنترل خطی ساز پس‌خورد است. راه‌برد کنترل بدین صورت است که کنترل خطی ساز پس‌خورد بردار حالت سرعت ربات را به همسایگی مشخصی از بردار حالت مطلوب می‌رساند. در همسایگی حالت مطلوب کنترل خطی تطبیقی همگرایی به حالت مطلوب را تضمین می‌کند. برای این منظور هر سیستم فازی شامل ۲ قانون می‌شود:

Rule 1: If  $e_{v1}$  is  $Z_1$  and ...  $e_{v4}$  is  $Z_4$  then  $u_k$  is  $AL_k$

Rule 2: If  $e_{v1}$  is not  $Z_1$  or ...  $e_{v4}$  is not  $Z_4$  then  $u_k$  is  $FL_k$

با توجه به اینکه موتور استنتاج از نوع ممدانی، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز انتخاب شده‌اند، سیگنال خروجی هر سیستم فازی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_k = u_{ALC,k} \psi_1(\tilde{E}_v) + u_{FLC,k} \psi_2(\tilde{E}_v) \quad (6.6)$$

که در آن  $\psi_1(\tilde{E}_v) = \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(e_{v_i})$  و  $\psi_2(\tilde{E}_v) = 1 - \prod_{i=1}^4 \mu_{Z_i}(e_{v_i})$  است. با توجه به اینکه در اعمال ولتاژ به محرکه-ها محدودیت وجود دارد، لازم است برای سیگنال کنترل از محدودکننده استفاده شود:

$$|u| < V_{\max} \quad (7.6)$$

چنانچه با اعمال محدودیت مذکور، خروجی کنترل کننده بیش از مقدار ولتاژ بیشینه باشد عملاً کنترل کننده از مدار خارج شده و صرفاً ولتاژ بیشینه اعمال می شود. در ادامه به بررسی کنترل خطی ساز پس خورد و کنترل خطی تطبیقی می پردازیم.

#### ۶-۲-۱-۲-۱-۱ کنترل خطی ساز پس خورد

با توجه به روابط (۴۴.۲) و (۴۵.۲) و صرف نظر از اندوکتانس موتور به دست می آید:

$$V = R_A I_a + K_B r_M^{-1} \underline{v} \quad (8.6)$$

حال قانون کنترل زیر را ارائه می دهیم:

$$u_{FLC} = R_A I_a + K_B r_M^{-1} \underline{v}_c \quad (9.6)$$

با اعمال (۹.۶) به (۸.۶) داریم:

$$\underline{v}_c = \underline{v} \quad (10.6)$$

که هدف کنترل دینامیکی را برآورده می کند.

#### ۶-۲-۱-۲-۱-۲ کنترل خطی تطبیقی

با توجه به اینکه این طرح کنترل برای دستیابی به همگرایی مجانبی برای ردگیری مسیر حول نقطه تعادل در نظر گرفته شده است، بردار زیر تعریف شد:

$$E = \underline{X}_d - \underline{X} = [(\underline{v}_c - \underline{v})^T \quad (\underline{q}_r - \underline{q}_n)^T]^T = [\tilde{E}_v^T \quad \tilde{E}_q^T]^T \quad (11.6)$$

هدف این کنترل کننده  $E \rightarrow 0$  است. با وارد کردن (۴۸.۲) در (۴۵.۲) و صرف نظر از اندوکتانس موتور، معادله ربات به صورت زیر به دست می آید:

$$\underline{H}_M \dot{\underline{v}} + \underline{C}_M \underline{v} + \underline{g}_M + \underline{K}_1 \dot{\underline{v}} + \underline{K}_2 \underline{v} = \bar{\underline{V}} + \bar{\underline{\tau}}_M \quad (۱۲.۶)$$

که در آن  $\underline{g}_M = \underline{K}_M^{-1} r_M \underline{g}(q_n)$  ،  $\underline{C}_M = R_A^{-1} \underline{K}_M \underline{v}$  ،  $\underline{H}_M = R_A \underline{K}_M^{-1} r_M \underline{H}(q_n)$  و  $\bar{\underline{V}} = S^T(q_n) E \underline{V}$  و  $\bar{\underline{\tau}}_M = \underline{K}_M^{-1} r_M \bar{\underline{\tau}}_d$  ،  $\underline{K}_2 = S^T(q_n) E R_A \underline{K}_M^{-1} B_M r_M^{-1}$  ،  $\underline{K}_1 = S^T(q_n) E R_A \underline{K}_M^{-1} J_M r_M^{-1}$

با صرف نظر از سیگنال اغتشاش و خطی سازی معادله (۱۲.۶) حول نقطه تعادل  $E = 0$  ، سیستم خطی به صورت زیر به دست می آید:

$$-A_3 \ddot{\underline{E}}_v = \underline{u} - \underline{u}_d + A_1 \ddot{\underline{E}}_q + A_2 \ddot{\underline{E}}_v \quad (۱۳.۶)$$

که  $A_3 = (\underline{H}_M + \underline{K}_1)|_{x_d}$  ،  $A_2 = (\underline{C}_M + \underline{K}_2 + \frac{\partial \underline{C}_M}{\partial \underline{v}})|_{x_d}$  ،  $A_1 = (\frac{\partial \underline{H}_M}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{C}_M}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{g}_M}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{K}_1}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{K}_2}{\partial q_n})|_{x_d}$  و

$$\underline{u}_d = \underline{H}_M(q_r) \dot{\underline{v}}_c + \underline{C}_M(q_r, \underline{v}_c) \underline{v}_c + \underline{g}_M(q_r) + \underline{K}_1(q_r) \dot{\underline{v}}_c + \underline{K}_2(q_r) \underline{v}_c$$

برای رسیدن به هدف کنترل سیستم، قانون کنترل زیر پیشنهاد می شود:

$$\underline{u} = C_1 \ddot{\underline{E}}_q + C_2 \ddot{\underline{E}}_v + C_0 \quad (۱۴.۶)$$

با اعمال کنترل (۱۴.۶) به معادله (۱۳.۶) به دست می آید:

$$\ddot{\underline{E}}_v = A^{-1}_3 ((\underline{u}_d - C_0) + (-A_1 - C_1) \ddot{\underline{E}}_q + (-A_2 - C_2) \ddot{\underline{E}}_v) \quad (۱۵.۶)$$

با فرض  $C_0 = \underline{u}_d$  و  $C_1 = -A_1$  معادله (۱۵.۶) به صورت زیر ساده می شود:

$$\ddot{\underline{E}}_v + A^{-1}_3 (A_2 + C_2) \ddot{\underline{E}}_v = 0 \quad (۱۶.۶)$$

با فرض اینکه  $\underline{K} = A^{-1}_3 (A_2 + C_2)$  و  $\underline{K}$  ماتریسی با مقادیر ویژه سمت راست محور حقیقی باشد، هدف  $\ddot{\underline{E}}_v \rightarrow 0$  برقرار می شود. با توجه به وجود کنترل سینماتیکی هدف  $\ddot{\underline{E}}_q \rightarrow 0$  نیز برقرار می شود، پس با این فرض ها برای این طرح کنترل هدف  $E \rightarrow 0$  برقرار می شود. در ادامه با ارائه قوانین تطبیق برای این کنترل کننده، کنترل خطی تطبیقی ارائه می شود.

فرض کنید در همسایگی نقطه تعادل کنترل (۱۴.۶) شرایط همگرایی بردار سرعت را برای مدل (۱۲.۶) برقرار کرده است:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_M(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}_M(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}_M(\underline{q}_n) + \underline{K}_1(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{K}_2(\underline{q}_n)\underline{v}_c - \bar{\tau}_M + K\tilde{E}_v \\ & = C_1\tilde{E}_q + (C_2 + K)\tilde{E}_v + C_0 = K_1\tilde{E}_q + K_2\tilde{E}_v + K_0 \end{aligned} \quad (17.6)$$

رابطه‌ی (۱۷.۶) را می‌توان به صورت ترکیب خطی از پارامترها به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_M(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}_M(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}_M(\underline{q}_n) + \underline{K}_1(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{K}_2(\underline{q}_n)\underline{v}_c - \bar{\tau}_M + K\tilde{E}_v \\ & = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)P \end{aligned} \quad (18.6)$$

که  $Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)$  ماتریس رگرسیون و  $P$  ماتریس پارامترها است. قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\underline{u} = \hat{K}_1\tilde{E}_q + \hat{K}_2\tilde{E}_v + \hat{K}_0 = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\hat{P} \quad (19.6)$$

با اعمال کنترل (۱۹.۶) به مدل (۱۲.۶) داریم:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_M(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{C}_M(\underline{q}_n, \underline{v})\underline{v}_c + \underline{g}_M(\underline{q}_n) + \underline{K}_1(\underline{q}_n)\dot{\underline{v}}_c + \underline{K}_2(\underline{q}_n)\underline{v}_c - \bar{\tau}_M \\ & = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\hat{P} \end{aligned} \quad (20.6)$$

با کم کردن رابطه‌ی (۲۰.۶) از رابطه‌ی (۱۸.۶) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_M(\underline{q}_n)\dot{\tilde{E}}_v + \underline{C}_M(\underline{q}_n, \underline{v})\tilde{E}_v + \underline{K}_1(\underline{q}_n)\dot{\tilde{E}}_v + (\underline{K}_2(\underline{q}_n) + K)\tilde{E}_v \\ & = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)(P - \hat{P}) = Y(\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)\tilde{P} \end{aligned} \quad (21.6)$$

می‌توان تابع مثبت معین  $V$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V_a = \frac{1}{2}\tilde{E}_v^T \underline{H}_M(\underline{q}_n)\tilde{E}_v + \frac{1}{2}\tilde{E}_v^T \underline{K}_1(\underline{q}_n)\tilde{E}_v + \frac{1}{2\gamma}\tilde{P}^T \tilde{P} \quad (22.6)$$

با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۲۲.۶) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a & = \tilde{E}_v^T \underline{H}_M(\underline{q}_n)\dot{\tilde{E}}_v + \frac{1}{2}\tilde{E}_v^T \dot{\underline{H}}_M(\underline{q}_n)\tilde{E}_v + \tilde{E}_v^T \underline{K}_1(\underline{q}_n)\dot{\tilde{E}}_v + \frac{1}{2}\tilde{E}_v^T \dot{\underline{K}}_1(\underline{q}_n)\tilde{E}_v \\ & \quad - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \end{aligned} \quad (23.6)$$

با وارد کردن معادله‌ی (۲۱.۶) در معادله‌ی (۲۳.۶) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a = & \tilde{E}_v^T (Y (\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) \tilde{P} - \underline{C}_M(q_n, \underline{v}) \tilde{E}_v - \underline{K}_1(q_n) \dot{\tilde{E}}_v - (\underline{K}_2(q_n) + K) \tilde{E}_v) \\ & + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \underline{H}_M(q_n) \tilde{E}_v + \tilde{E}_v^T \underline{K}_1(q_n) \dot{\tilde{E}}_v + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \underline{K}_1(q_n) \tilde{E}_v - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \end{aligned} \quad (24.6)$$

با ساده‌سازی رابطه‌ی (24.6) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a = & \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T (\underline{H}_M(q_n) - 2\underline{C}_M(q_n, \underline{v})) \tilde{E}_v - \tilde{E}_v^T (\underline{K}_2(q_n) + K) \tilde{E}_v \\ & + \frac{1}{2} \tilde{E}_v^T \underline{K}_1(q_n) \tilde{E}_v + (\tilde{E}_v^T Y (\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T) \tilde{P} \end{aligned} \quad (25.6)$$

پس با صفر کردن  $\tilde{E}_v^T Y (\tilde{E}_q, \tilde{E}_v) - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{P}}^T = 0$  به دست می‌آید  $\dot{\tilde{P}}^T = \gamma \tilde{E}_v^T Y (\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)$ . در نتیجه می‌توان قانون تطبیق را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{\hat{P}}(t) = \int_0^t \gamma Y (\tilde{E}_q, \tilde{E}_v)^T \tilde{E}_v dt + \hat{P}(0) \quad (26.6)$$

حال داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a = & -\tilde{E}_v^T (\underline{K}_2(q_n) - \frac{1}{2} \underline{K}_1(q_n) + K) \tilde{E}_v \\ = & -\tilde{E}_v^T (Q + K) \tilde{E}_v \end{aligned} \quad (27.6)$$

که  $Q(q_n, \dot{q}_n) = \underline{K}_2(q_n) - \frac{1}{2} \underline{K}_1(q_n)$ . متغیرهای ماتریس  $Q(q_n, \dot{q}_n)$  محدود هستند. بنابراین وجود دارد  $P = Q + K$  که در آن  $P$  یک ماتریس معین مثبت است. پس در نهایت داریم:

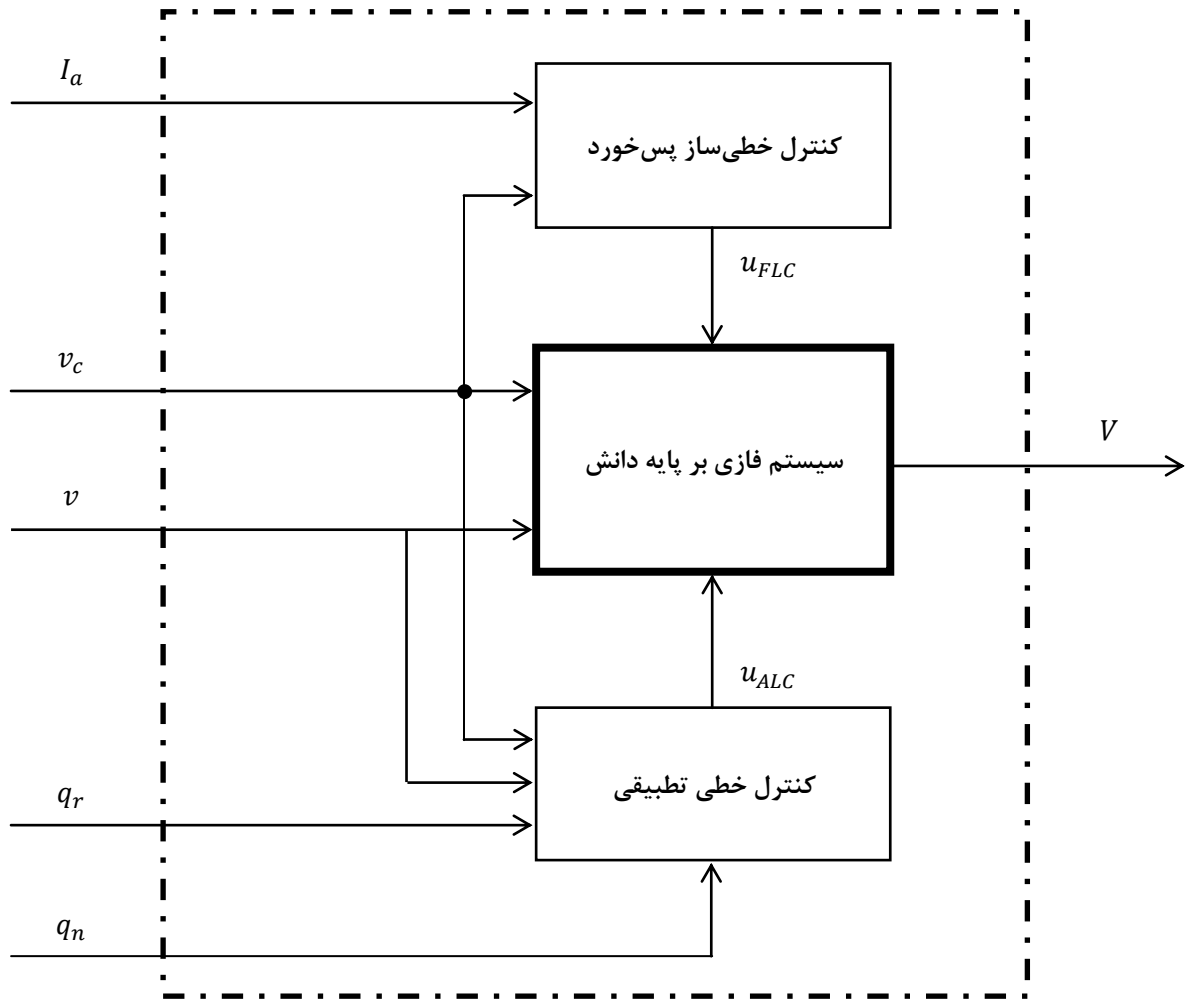
$$\dot{V}_a = -\tilde{E}_v^T P \tilde{E}_v \leq 0 \quad (28.6)$$

که طبق نظریه باربالت اثبات می‌شود  $\tilde{E}_v \rightarrow 0$ . با توجه به اینکه  $\dot{V} \leq 0$  می‌توان اظهار نمود که در تمام لحظات داریم:

$$V(\tilde{E}_v, \tilde{P}) \leq V(\tilde{E}_v(0), \tilde{P}(0)) \quad (29.6)$$

بنابراین، می‌توان گفت که  $\tilde{E}_v$  و  $\tilde{P}$  محدود می‌باشند. همچنین با محدود بودن  $\underline{v}_c$  می‌توان ادعا نمود که  $\underline{v}$  نیز محدود است. پس می‌توان اظهار نمود که تمام متغیرهای حالت سیستم نیز محدود می‌باشند. در نتیجه سیستم پایدار از نوع ورودی محدود-خروجی محدود می‌باشد.

به طور کلی ساختار طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی در شکل ۳-۶ نشان داده شده است.



شکل ۳-۶: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی

برای بررسی اعتبار عملکرد این روش کنترلی نسبت به روش فازی تطبیقی ارائه شده در [۱۱] مقایسه می شود.

### ۲-۲-۶ نتایج شبیه سازی

در این بخش برای بررسی عملکرد طرح کنترل ارائه شده در بخش ۱-۲-۶ (NAFC)، قانون کنترل پیشنهادی را به مدل بازوی سیار چرخ دار (۵۱.۲) اعمال می شود و برای بررسی اعتبار، عملکرد آن نسبت به روش ارائه شده در [۱۱] (AFC) مقایسه و بررسی می شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{q}_n(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. مسیر مطلوب (Desired path) مطابق روابط زیر طراحی شد:

$$\underline{q}_r(t) = 2 \left[ \cos(0.1t) \quad \sin(0.1t) \quad 0.05t + \pi/4 \quad \sin(0.4t) \quad \cos(0.4t) \right]^T$$

همچنین رفتار سیگنال اغتشاش به صورت زیر تعریف شد:

$$\varphi_{dis}(t) = (S^T (\underline{q}_n) E)^{-1} \bar{v}_M = 0.3 \left[ 2 \sin(3t) \quad 2 \cos(3t) \quad \sin(1.5t) \quad \cos(1.5t) \right]^T$$

پارامترهای کنترل‌کننده‌ها در جداول ۱-۶ و ۲-۶ آورده شده‌اند. مقدار اولیه‌ی پارامترهای تطبیقی صفر انتخاب شده‌اند.

جدول ۱-۶: پارامترهای کنترل سینماتیکی

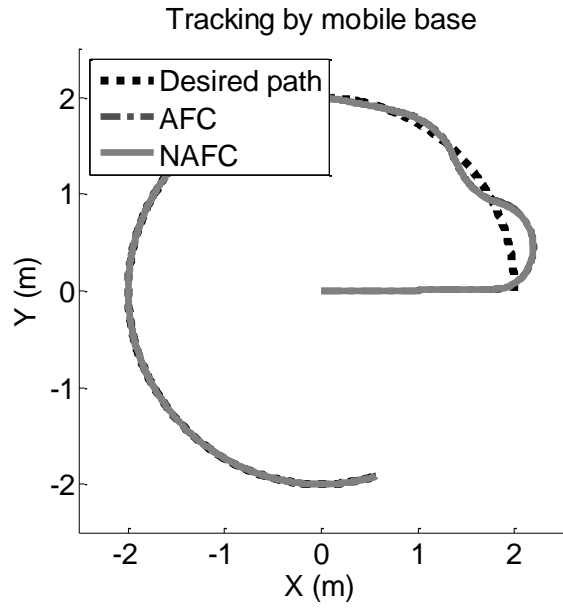
$K_x$	$K_y$	$K_\theta$	$\lambda_1$	$\lambda_2$
۱۰	۲۰	۰/۰۰۸۹	۱۰	۱۰

جدول ۲-۶: پارامترهای کنترل‌کننده‌های دینامیکی

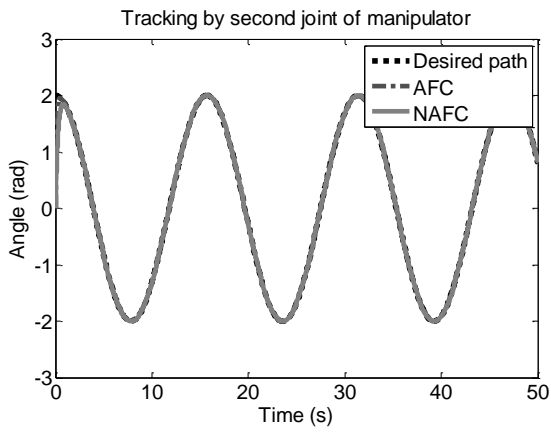
$\gamma$	$V_{max}$	$b_{vc}$
۵۰	$[50 \ 50 \ 25 \ 25]^T$	$[10 \ 10 \ 5 \ 5]^T$

عملکرد ردگیری کنترل‌کننده‌ها در تصاویر ۴-۶ و ۵-۶ آمده است. زمان شبیه‌سازی ۵۰ ثانیه می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود دو کنترل‌کننده به کمک کنترل سینماتیکی یکسان با خطای کوچکی سریعاً به مسیر مطلوب همگرا شده‌اند و هدف ردگیری مسیر برآورده کرده‌اند. با توجه به اینکه نوآوری روش پیشنهادی در حلقه‌ی دینامیکی است، برای مقایسه بهتر دو کنترل‌کننده باید رفتار همگرایی بردار حالت سرعت ربات بررسی شود. در تصویر ۶-۶ نرم بردار خطای سرعت ربات توسط دو روش کنترلی نشان داده شده است. تصویر ۶-۶(ب) بزرگنمایی تصویر ۶-۶(الف) را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود نرم بردار خطای سرعت ربات توسط روش پیشنهادی در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقداری کمتر از ۰/۰۵ همگرا می‌گردد که این مقدار نسبت به روش مقایسه شونده کاهش یافته است. معیار دیگر برای مقایسه‌ی دو طرح کنترل سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۷-۶ برای هر کنترل‌کننده آمده است.

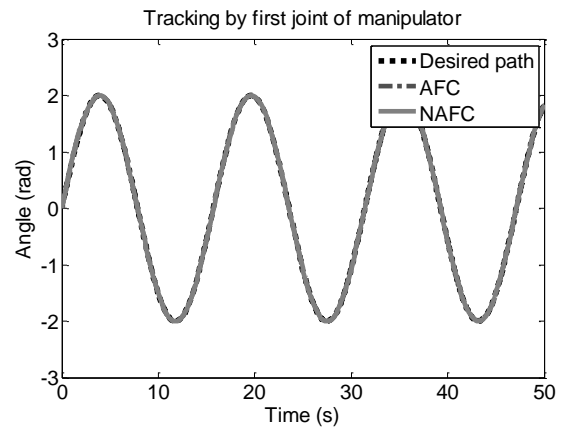




شکل ۴-۶: ردگیری مسیر توسط بدنه‌ی سیار ربات

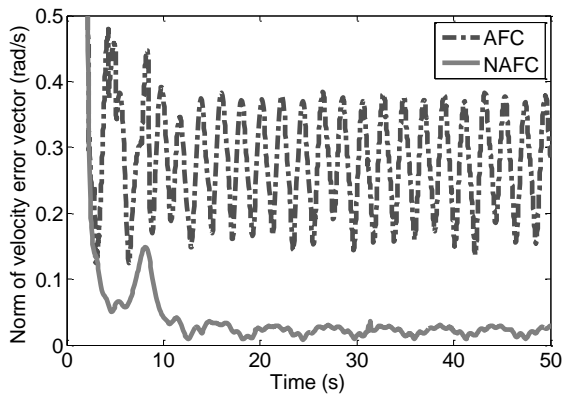


(ب) مفصل دوم

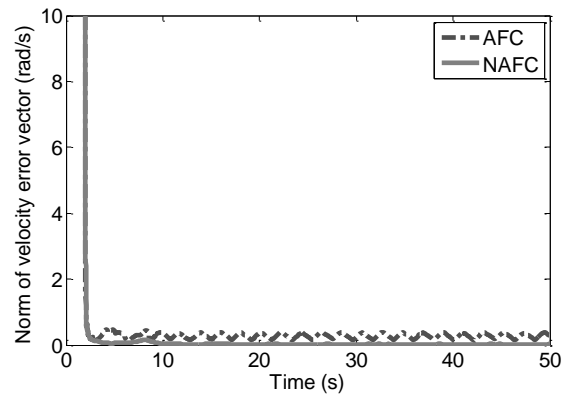


(الف) مفصل اول

شکل ۵-۶: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات

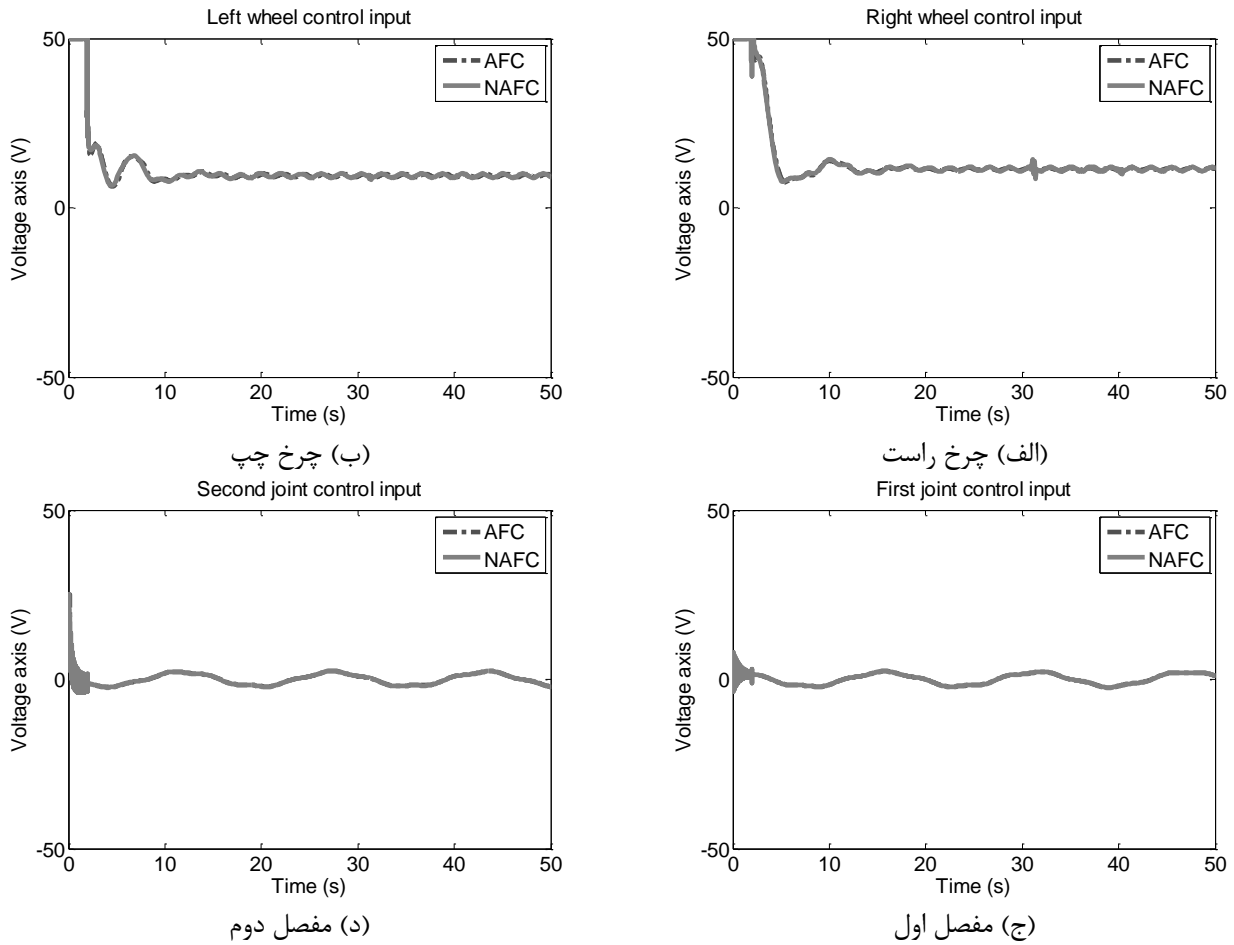


(ب)



(الف)

شکل ۶-۶: نرم بردار خطای سرعت ربات



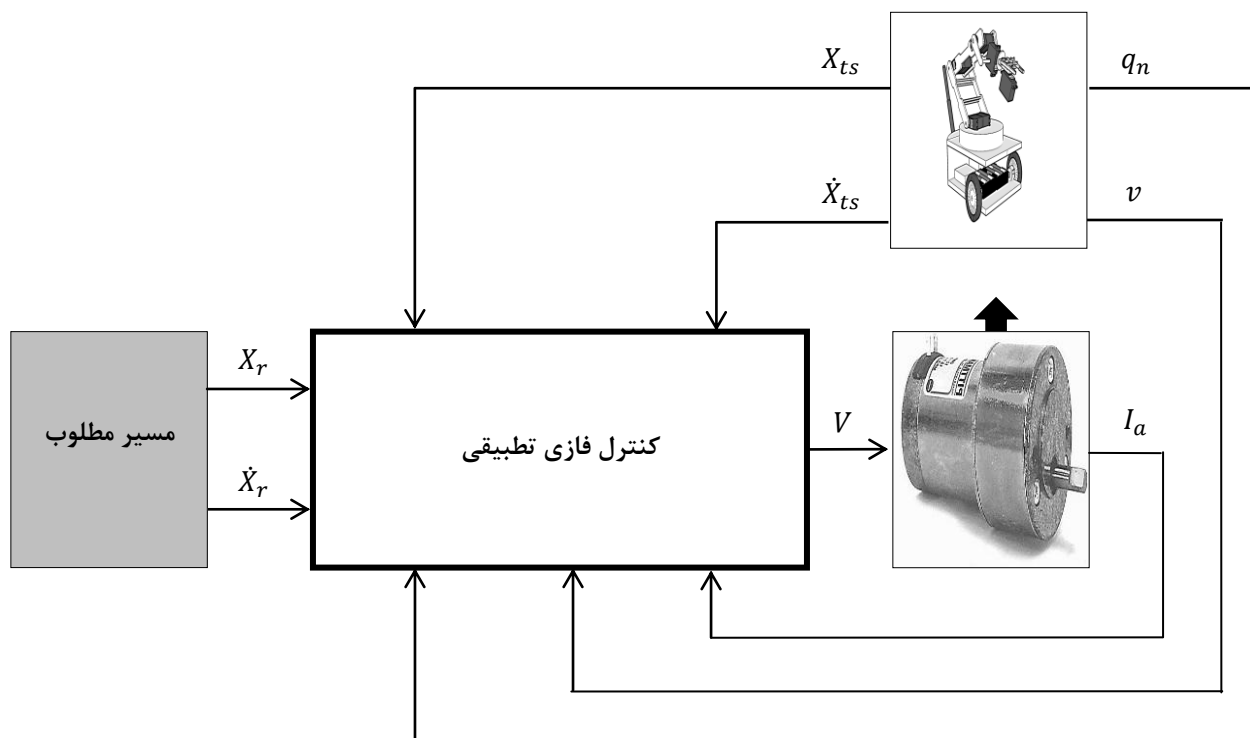
شکل ۶-۷: تلاش‌های کنترلی

### ۳-۶ ردگیری مسیر در فضای کار ربات

در این بخش کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی را برای مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای کار ربات ارائه می‌دهیم. ساختار این طرح کنترلی همانند ساختار ارائه‌شده در بخش ۳-۴ دیگر نیازی به حلقه‌ی سینماتیک مجزا ندارد. در ادامه با توضیح مسئله‌ی ردگیری در فضای کار ربات، روش پیشنهادی را برای این مسئله ارائه می‌شود.

#### ۱-۳-۶ تعریف مسئله‌ی ردگیری و طراحی کنترل‌کننده

در این بخش نیز سعی شده بردار حالت فضای کار ربات  $\underline{x}_{rs}$  طوری کنترل شود که ربات مسیر مطلوب  $\underline{x}_r$  را ردگیری کند. به طور کلی ساختار طرح پیشنهادی کنترل سیستم در شکل ۶-۸ نشان داده شده است.



شکل ۶-۸: نمودار بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

### ۶-۳-۱-۱ کنترل فازی تطبیقی

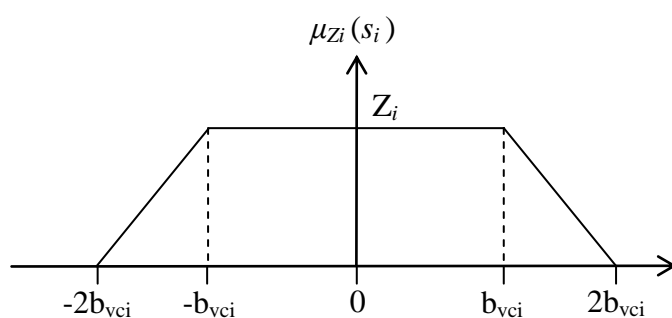
این طرح کنترل باید شرایط همگرایی  $X_{ts}$  به  $X_r$  را محقق کند. برای این منظور بردار خطای زیر تعریف می‌شود:

$$E_x = X_r - X_{ts} \quad (۳۰.۶)$$

هدف این کنترل کننده  $E_x \rightarrow 0$  است. برای تحقق این منظور بردار صفحه‌ی لغزش به صورت تناسبی-مشتقی (PD) پیشنهاد می‌شود:

$$s = [s_1 \quad \dots \quad s_4]^T = \dot{E}_x + \Lambda E_x \quad (۳۱.۶)$$

که  $\Lambda$  ماتریس قطری ضریب تناسبی است و طبق معیار هورویتز برای برقراری همگرایی باید این ماتریس معین مثبت باشد. مسیر حالت در دستگاه مختصات ردگیری باید به سوی سطح لغزش  $s = 0$  هدایت شود. برای این منظور طرح کنترل فازی، شامل ۴ سیستم فازی از نوع ممدانی است که هر سیستم فازی دارای ۴ ورودی است که شامل بردار  $s$  می‌شود. تابع عضویت برای ورودی‌ها به صورت زیر طراحی شد:



شکل ۶-۹: تابع عضویت ورودی سیستم فازی

$$\mu_{Z_i}(s_i) = \begin{cases} 0 & 2b_{vci} < |s_i| \\ 1 - \frac{|s_i| - b_{vci}}{b_{vci}} & b_{vci} < |s_i| \leq 2b_{vci} \\ 1 & |s_i| \leq b_{vci} \end{cases} \quad (32.6)$$

که در آن  $i = 1, \dots, 4$  معرف شماره ورودی است. توابع عضویت خروجی به صورت زیر تعریف شدند:

$$\mu_{FSM,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{FLC,k})^2}{32}\right) \quad (33.6)$$

$$\mu_{AL,k}(x) = \exp\left(-\frac{(x - u_{ALC,k})^2}{32}\right) \quad (34.6)$$

که در آن  $k = 1, \dots, 4$  معرف شماره سیستم فازی است.  $u_{ALC}$  سیگنال کنترل خطی کنترل خطی تطبیقی و  $u_{FLC}$  سیگنال کنترل خطی ساز پس خورد است. راهبرد کنترل بدین صورت است که کنترل خطی ساز پس خورد بردار صفحه‌ی لغزش را به همسایگی مشخصی از بردار حالت صفر می‌رساند. در همسایگی حالت مطلوب کنترل خطی تطبیقی همگرایی به حالت مطلوب را تضمین می‌کند. برای این منظور هر سیستم فازی شامل ۲ قانون می‌شود:

Rule 1: If  $s_1$  is  $Z_1$  and ...  $s_4$  is  $Z_4$  then  $u_k$  is  $AL_k$

Rule 2: If  $s_1$  is not  $Z_1$  or ...  $s_4$  is not  $Z_4$  then  $u_k$  is  $FL_k$

با توجه به اینکه موتور استنتاج از نوع ممدانی، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز انتخاب شده‌اند، سیگنال خروجی هر سیستم فازی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_k = u_{ALC,k} \psi_1(s) + u_{FLC,k} \psi_2(s) \quad (35.6)$$

که در آن  $\psi_1(s) = \prod_{i=1}^4 \mu_{Zi}(s_i)$  و  $\psi_2(s) = 1 - \prod_{i=1}^4 \mu_{Zi}(s_i)$  است. با توجه به اینکه در اعمال ولتاژ به محرکه‌ها محدودیت وجود دارد، لازم است برای سیگنال کنترل از محدودکننده استفاده شود:

$$|u| < V_{\max} \quad (36.6)$$

چنانچه با اعمال محدودیت مذکور، خروجی کنترل کننده بیش از مقدار ولتاژ بیشینه باشد عملاً کنترل کننده از مدار خارج شده و صرفاً ولتاژ بیشینه اعمال می‌شود. در ادامه به بررسی کنترل خطی ساز پس خورد و کنترل خطی تطبیقی می‌پردازیم.

### ۱-۱-۳-۶ کنترل خطی ساز پس خورد

با توجه به روابط (۴۴.۲)، (۴۵.۲) و (۵۲.۲) و صرف نظر از اندوکتانس موتور به دست می‌آید:

$$V = R_A I_a + K_B r_M^{-1} J^{-1}(\underline{q}_n) \underline{X}_{ts} \quad (37.6)$$

حال قانون کنترل زیر را ارائه می‌دهیم:

$$u_{FLC} = R_A I_a + K_B r_M^{-1} J^{-1}(\underline{q}_n) (\dot{\underline{X}}_r + \Lambda E_x) \quad (38.6)$$

با اعمال (۳۸.۶) به (۳۷.۶) داریم:

$$s = 0 \quad (39.6)$$

که هدف کنترل دینامیکی را برآورده می‌کند.

### ۲-۱-۳-۶ کنترل خطی تطبیقی

با توجه به اینکه این طرح کنترل برای دستیابی به همگرایی مجانبی برای ردگیری مسیر حول نقطه تعادل در نظر گرفته شده است، بردار زیر تعریف می‌شود:

$$E_T = [X_{TD} - X_T]^T = [(\dot{\underline{X}}_r - \dot{\underline{X}}_{ts})^T \quad (\underline{X}_r - \underline{X}_{ts})^T]^T = [\dot{E}_x^T \quad E_x^T]^T \quad (40.6)$$

هدف این کنترل کننده  $E_T \rightarrow 0$  است. طبق روابط سینماتیکی ربات در فضای کار می‌توان به نتایج زیر رسید:

$$\begin{cases} \underline{X}_{ts} = \text{Kin}(q_n) \\ \underline{\dot{X}}_{ts} = J(q_n)\underline{v} \end{cases} \quad (41.6)$$

با تعریف بردار حالت سیستم  $X_S = [q_n^T \quad v^T]^T$  و بردار حالت مطلوب سیستم  $X_{SD} = [q_r^T \quad v_c^T]^T$  می توان نتیجه گرفت اگر  $X_S \rightarrow X_{SD}$  آنگاه  $X_T \rightarrow X_{TD}$  پس نقطه‌ی تعادل  $E_S = [X_{SD} - X_S] = 0$  هم ارز نقطه‌ی تعادل  $E_T = 0$  است. همچنین می توان گفت اگر  $X_S \rightarrow X_{SD}$  محقق شود آنگاه  $s \rightarrow 0$  نیز برقرار می شود، در نتیجه حول صفحه‌ی لغزش  $s = 0$  می توان بردار حالت مطلوبی برای سیستم پیدا کرد که هم ارز بردار مطلوب فضای کار سیستم باشد.

با وارد کردن (48.2) در (45.2) و توجه به معادلات فضای کار و صرف نظر از اندوکتانس موتور، معادله‌ی ربات به صورت زیر به دست می آید:

$$\underline{H}_{Mx} \underline{\ddot{X}}_{ts} + \underline{C}_{Mx} \underline{\dot{X}}_{ts} + \underline{g}_{Mx} + \underline{K}_{1x} \underline{\ddot{X}}_{ts} + \underline{K}_{2x} \underline{\dot{X}}_{ts} = \underline{V}_x + \underline{\tau}_{Mx} \quad (42.6)$$

که در آن

$$\begin{aligned} \underline{H}_{Mx} &= J^{-T}(q_n) R_A K_M^{-1} r_M \underline{H}(q_n) J^{-1}(q_n) \\ \underline{C}_{Mx} &= J^{-T}(q_n) (R_A K_M^{-1} r_M \underline{C}(q_n, v) J^{-1}(q_n) - R_A K_M^{-1} r_M \underline{H}(q_n) J^{-1}(q_n) \dot{J} J^{-1}(q_n)) \\ \underline{K}_{1x} &= J^{-T}(q_n) S^T(q_n) E R_A K_M^{-1} J_M r_M^- J^- \dot{q}_n \quad , \underline{g}_{Mx} = J^{-T}(q_n) K_M^{-1} r_M \underline{g}(q_n) \\ \underline{\tau}_{Mx} &= J^{-T}(q_n) K_M^{-1} r_M \underline{\tau}_d \quad , \underline{K}_{2x} = J^{-T}(q_n) S^T(q_n) E R_A K_M^{-1} (B_M r_M^{-1} - J_M r_M^{-1} J^{-1}(q_n) \dot{J}) J^{-1}(q_n) \\ \underline{V}_x &= J^{-T}(q_n) S^T(q_n) E V \end{aligned}$$

با صرف نظر از سیگنال اغتشاش و خطی سازی معادله‌ی (42.6) حول نقطه تعادل  $E_T = 0$  و در نظر گرفتن وجود بردار فضای حالت مطلوب هم ارز بردار فضای کار مطلوب، سیستم خطی شده‌ی زیر به دست می آید:

$$-A_1 \underline{\ddot{E}}_x = \underline{u}_x - \underline{u}_{dx} + A_2 \underline{\dot{E}}_x + A_3 \underline{\tilde{E}}_q + A_4 \underline{\tilde{E}}_v \quad (43.6)$$

که در آن

$$\begin{aligned} A_2 &= (\underline{C}_{Mx} + \underline{K}_{2x})|_{X_{SD}} \quad , A_1 = (\underline{H}_{Mx} + \underline{K}_{1x})|_{X_{SD}} \\ A_4 &= \left( \frac{\partial \underline{C}_{Mx}}{\partial \underline{v}} + \frac{\partial \underline{K}_{2x}}{\partial \underline{v}} \right) \Big|_{X_{SD}} \quad , A_3 = \left( \frac{\partial \underline{H}_{Mx}}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{C}_{Mx}}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{g}_{Mx}}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{K}_{1x}}{\partial q_n} + \frac{\partial \underline{K}_{2x}}{\partial q_n} \right) \Big|_{X_{SD}} \end{aligned}$$

و  $\underline{u}_{dx} = \underline{H}_{Mx}(q_r) \underline{\ddot{X}}_r + \underline{C}_{Mx}(q_r, v_c) \underline{\dot{X}}_r + \underline{g}_{Mx}(q_r) + \underline{K}_{1x}(q_r) \underline{\ddot{X}}_r + \underline{K}_{2x}(q_r, v_c) \underline{\dot{X}}_r$  برای رسیدن به هدف کنترل سیستم، قانون کنترل زیر پیشنهاد می شود:

$$\underline{u}_x = C_1 \underline{E}_x + C_2 \underline{\dot{E}}_x + C_3 \underline{\tilde{q}}_n + C_4 \underline{v} + C_0 \quad (44.6)$$

با اعمال کنترل (44.6) به معادله‌ی (43.6) به دست می آید:

$$\ddot{E}_x = -A_1^{-1}((C_0 - u_{dx} + A_3 \underline{q}_r + A_4 \underline{v}_c) + C_1 E_x + (C_2 + A_2) \dot{E}_x + (C_3 - A_3) \underline{q}_n + (C_4 - A_4) \underline{v}) \quad (45.6)$$

با فرض  $C_4 = A_4$  و  $C_3 = A_3$ ،  $C_0 = u_{dx} - A_3 \underline{q}_r - A_4 \underline{v}_c$  معادله‌ی (45.6) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\ddot{E}_x + A_1^{-1}(A_2 + C_2) \dot{E}_x + A_1^{-1} C_1 E_x = 0 \quad (46.6)$$

با فرض اینکه  $C_1 = A_1 K_{0x}$  و  $C_2 = A_1 K_{1x} - A_2$  و اینکه  $K_{0x}$  و  $K_{1x}$  دو ماتریس با مقادیر ویژه سمت راست محور حقیقی باشند، اهداف  $E_x \rightarrow 0$  و  $\dot{E}_x \rightarrow 0$  برقرار می‌شوند. پس با این فرض‌ها برای این طرح کنترل هدف  $s \rightarrow 0$  برقرار می‌شود. در ادامه با ارائه‌ی قوانین تطبیق برای این کنترل‌کننده، کنترل خطی تطبیقی ارائه می‌شود.

فرض کنید در همسایگی نقطه‌ی تعادل کنترل (44.6) شرایط همگرایی مسیر را برای مدل (42.6) برقرار کرده است:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n)(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x) + \underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{X}_r + \Lambda E_x) + \underline{g}_{Mx}(\underline{q}_n) - \bar{v}_{Dx} \\ & + \bar{K}_s + \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x) + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{X}_r + \Lambda E_x) \\ & = (C_1 + \bar{K} \Lambda) E_x + (C_2 + \bar{K}) \dot{E}_x + C_3 \underline{q}_n + C_4 \underline{v} + C_0 \\ & = K_1 E_x + K_2 \dot{E}_x + K_3 \underline{q}_n + K_4 \underline{v} + K_0 \end{aligned} \quad (47.6)$$

رابطه‌ی (47.6) را می‌توان به صورت ترکیب خطی از پارامترها به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n)(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x) + \underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{X}_r + \Lambda E_x) + \underline{g}_{Mx}(\underline{q}_n) - \bar{v}_{Dx} \\ & + \bar{K}_s + \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)(\ddot{X}_r + \Lambda \dot{E}_x) + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v})(\dot{X}_r + \Lambda E_x) \\ & = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) P \end{aligned} \quad (48.6)$$

که  $Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})$  ماتریس رگرسیون و  $P$  ماتریس پارامترها است. قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\underline{u} = \hat{K}_1 E_x + \hat{K}_2 \dot{E}_x + \hat{K}_3 \underline{q}_n + \hat{K}_4 \underline{v} + \hat{K}_0 = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) \hat{P} \quad (49.6)$$

با اعمال کنترل (49.6) به مدل (42.6) داریم:

$$\begin{aligned} & \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n) \ddot{X}_{ts} + \underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v}) \dot{X}_{ts} + \underline{g}_{Mx}(\underline{q}_n) + \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n) \ddot{X}_{ts} \\ & + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}) \dot{X}_{ts} - \bar{v}_{Mx} = Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) \hat{P} \end{aligned} \quad (50.6)$$

با کم کردن رابطه‌ی (50.6) از رابطه‌ی (48.6) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n)\dot{s} + \underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v})s + \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)\dot{s} + (\bar{K} + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}))s &= Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})(P - \dot{P}) \\ &= Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\tilde{P} \end{aligned} \quad (51.6)$$

می توان تابع مثبت معین  $V_a$  را به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$V_a = \frac{1}{2}s^T \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n)s + \frac{1}{2}s^T \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)s + \frac{1}{2\gamma}\tilde{P}^T \tilde{P} \quad (52.6)$$

با مشتق گیری از رابطه ی (52.6) داریم:

$$\dot{V}_a = s^T \underline{H}_{Mx}(\underline{q}_n)\dot{s} + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{H}}_{Mx}(\underline{q}_n)s + s^T \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)\dot{s} + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{K}}_{1x}(\underline{q}_n)s - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \quad (53.6)$$

با وارد کردن معادله ی (51.6) در معادله ی (53.6) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= s^T (-\underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v})s - \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)\dot{s} - (\bar{K} + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}))s + Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})\tilde{P}) \\ &\quad + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{H}}_{Mx}(\underline{q}_n)s + s^T \underline{K}_{1x}(\underline{q}_n)\dot{s} + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{K}}_{1x}(\underline{q}_n)s - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T \tilde{P} \end{aligned} \quad (54.6)$$

با ساده سازی رابطه ی (54.6) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= -s^T (\bar{K} + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}))s + \frac{1}{2}s^T (\dot{\underline{H}}_{Mx}(\underline{q}_n) - 2\underline{C}_{Mx}(\underline{q}_n, \underline{v}))s + (s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T)\tilde{P} \\ &= -s^T (\bar{K} + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}))s + \frac{1}{2}s^T \dot{\underline{K}}_{1x}(\underline{q}_n)s + (s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T)\tilde{P} \end{aligned} \quad (55.6)$$

پس با صفر کردن  $s^T Y(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{P}}^T = 0$  به عنوان قانون تطبیق، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= -s^T (\bar{K} + \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{2}\dot{\underline{K}}_{1x}(\underline{q}_n))s \\ &= -s^T (\bar{K} + Q(\underline{q}_n, \underline{v}))s \end{aligned} \quad (56.6)$$

که  $Q(\underline{q}_n, \underline{v}) = \underline{K}_{2x}(\underline{q}_n, \underline{v}) - \frac{1}{2}\dot{\underline{K}}_{1x}(\underline{q}_n)$  متغیرهای ماتریس محدود هستند. بنابراین وجود دارد

$\bar{K} = P - Q$  که در آن  $P$  یک ماتریس معین مثبت است. پس در نهایت داریم:

$$\dot{V}_a = -s^T P s \leq 0 \quad (57.6)$$



که طبق نظریه باربالت اثبات می‌شود  $s \rightarrow 0$ . با توجه به اینکه  $\dot{V} \leq 0$  می‌توان اظهار نمود که در تمام لحظات داریم:

$$V_a(s, \tilde{P}) \leq V_a(s(0), \tilde{P}(0)) \quad (58.6)$$

بنابراین، می‌توان گفت که  $s$  و  $\tilde{P}$  محدود می‌باشند. همچنین با توجه به محدود بودن  $\underline{X}_r$  و  $\dot{\underline{X}}_r$  می‌توان ادعا نمود که  $\underline{X}_{ts}$  و  $\dot{\underline{X}}_{ts}$  نیز محدود هستند. پس طبق روابط سینماتیکی ربات می‌توان اظهار نمود که تمام متغیرهای حالت سیستم نیز محدود می‌باشند. در نتیجه سیستم پایدار از نوع ورودی محدود-خروجی محدود می‌باشد.

در نهایت قانون کنترل خطی تطبیقی به صورت زیر طراحی شد:

$$u_{ALC} = J^T(\underline{q}_n) \mathcal{Y}(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v}) \hat{P} \quad (59.6)$$

که قانون تطبیق به صورت زیر ارائه شد:

$$\hat{P}(t) = \int_0^t (\mathcal{Y}(E_x, \dot{E}_x, \underline{q}_n, \underline{v})^T s) dt + \hat{P}(0) \quad (60.6)$$

به طور کلی ساختار طرح کنترل فازی تطبیقی در شکل ۶-۱۰ نشان داده شده است.

### ۲-۳-۶ نتایج شبیه‌سازی

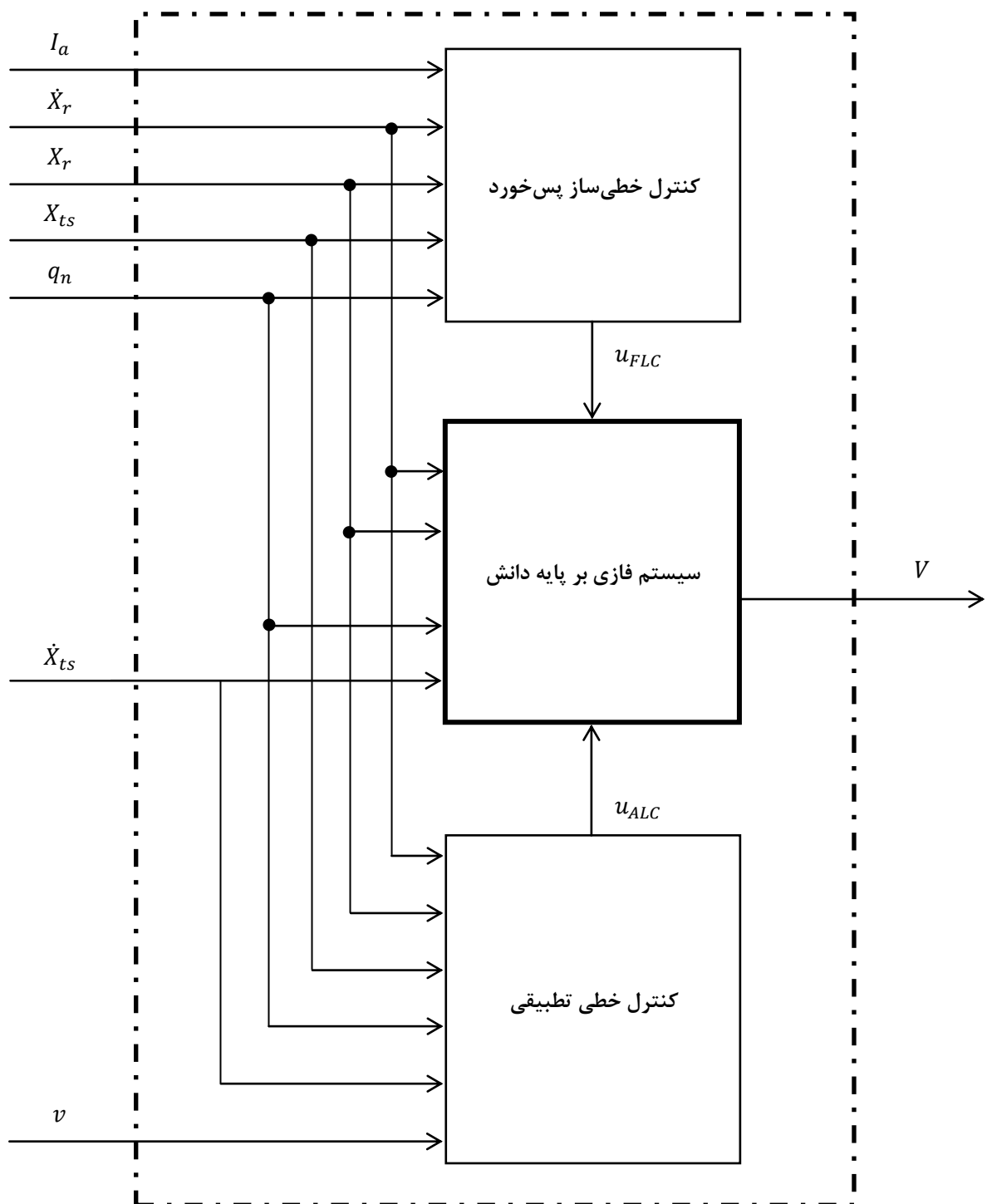
در این بخش برای بررسی عملکرد طرح کنترل ارائه شده در بخش ۶-۳-۱ (AFC)، قانون کنترل پیشنهادی را به مدل بازوی سیار چرخ دار (۵۹.۲) اعمال می‌شود و نتایج آن بررسی می‌شود. ربات در آغاز حرکت، در وضعیت  $\underline{X}_{ts}(0) = [0.1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  قرار دارد. مسیر مطلوب (Desired path) در فضای کار مطابق روابط زیر طراحی شد:

$$\underline{X}_r(t) = \left[ 2\cos(0.2t) \quad 2\sin(0.2t) \quad 0.2t + \pi \quad \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{6}\sin(0.4t) \right]^T$$

همچنین رفتار سیگنال اغتشاش به صورت زیر اعمال می‌شود:

$$\tau_{dis}(t) = 0.3 \left[ 2\sin(3t) \quad 2\cos(3t) \quad \sin(1.5t) \quad \cos(1.5t) \right]^T$$

پارامترهای انتخاب شده برای کنترل کننده‌ها در جدول ۳-۶ آورده شده است. مقدار اولیه‌ی تمام پارامترهای تطبیقی صفر انتخاب شده‌اند.



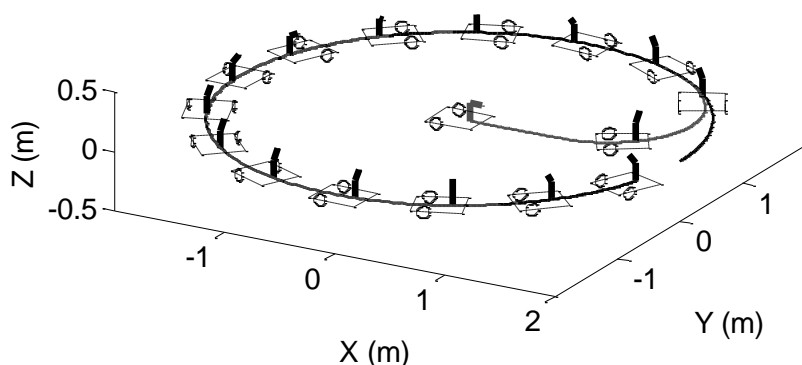
شکل ۶-۱۰: نمودار بلوکی طرح کنترل دینامیکی فازی تطبیقی

جدول ۳-۶: پارامترهای کنترل کننده

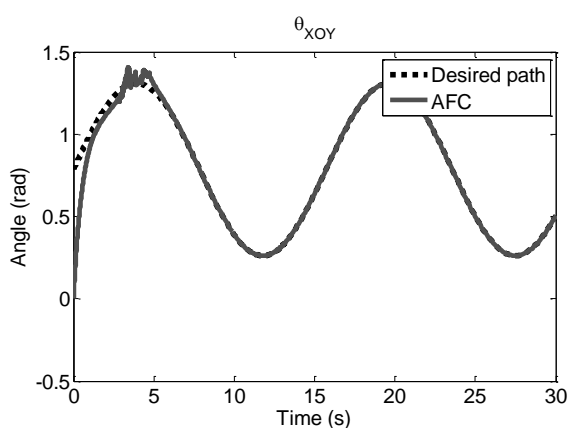
$\gamma$	$\Lambda$	$b_{vc}$	$V_{max}$
۱۰۰۰	$2I_{4 \times 4}$	$0.7[1 \ 1 \ 1 \ 1]$	۴۰

عملکرد ردگیری در تصاویر ۱۱-۶ و ۱۲-۶ آمده است. زمان شبیه‌سازی ۳۰ ثانیه می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود کنترل کننده هدف ردگیری مسیر در فضای کار را برآورده کرده است. در تصویر ۱۳-۶ نرم بردار خطای فضای کار ربات توسط روش کنترل را نشان داده شده است. تصویر ۱۳-۶(ب) بزرگنمایی تصویر ۱۳-۶(الف) را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود نرم بردار خطا توسط روش پیشنهادی در کمتر از ۱۰ ثانیه به مقداری کمتر از  $10^{-3}$  همگرا می‌گردد. معیار دیگر برای بررسی طرح کنترل سیگنال تلاش کنترلی است که در تصویر ۱۴-۶ آمده است.

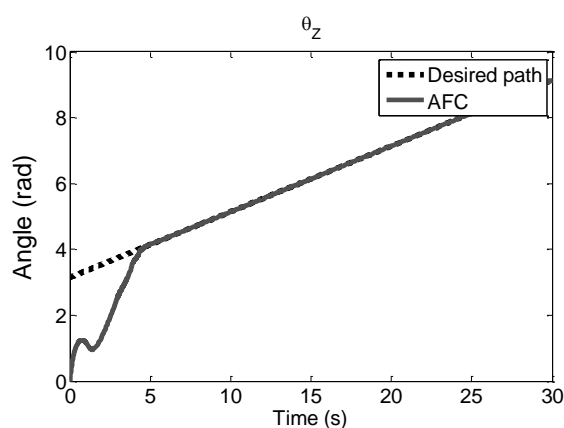
Robot tracking by AFC method



شکل ۱۱-۶: ردگیری مسیر در فضای کار توسط ربات

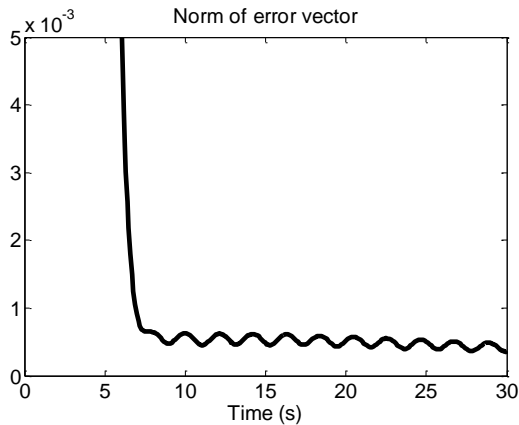


(ب) مفصل دوم

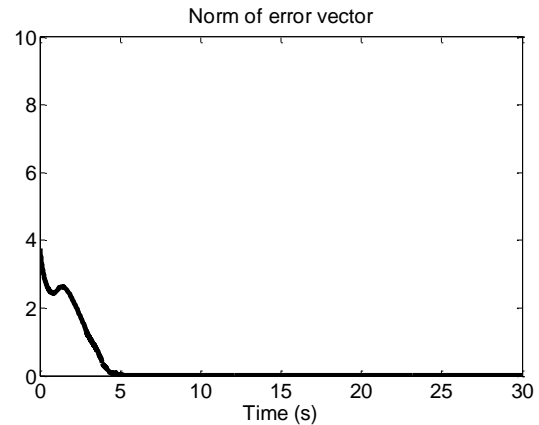


(الف) مفصل اول

شکل ۱۲-۶: ردگیری مسیر توسط بازوی ربات

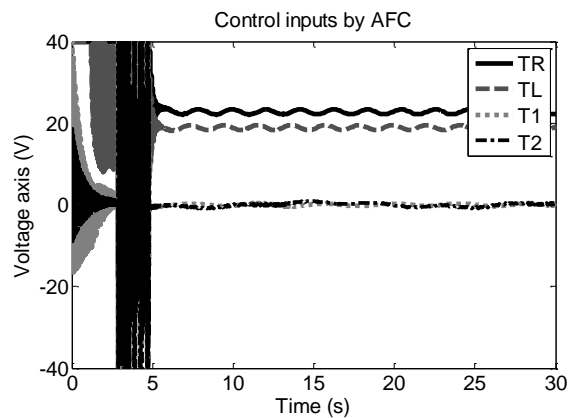


(ب)



(الف)

شکل ۶-۱۳: نرم بردار خطای سرعت ربات



شکل ۶-۱۴: تلاش‌های کنترلی

#### ۴-۶ نتیجه‌گیری

در این بخش روش نوین کنترل فازی تطبیقی را برای ردگیری مسیر در فضای مفصلی و فضای کاری بازوی رباتیک سیار غیرهولونومیک با راهبرد کنترل ولتاژ ارائه شد. پایداری سیستم کنترل و همگرایی مسیر به مسیر مطلوب توسط روش لیپانوف اثبات شد. مزایای طرح کنترل فازی تطبیقی پیشنهادی همچون گذشته سادگی در طراحی و عملکرد مناسب در ردگیری مسیر مطلوب فضای کار در حضور عدم قطعیت‌هاست. نتایج شبیه‌سازی اعتبار طرح پیشنهادی را نشان داد.

## فصل هفتم

### نتیجه‌گیری و پیشنهادها

## ۱-۷ نتیجه‌گیری‌ها

در این پایان‌نامه، مدل‌سازی سینماتیکی و دینامیکی یک بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار، مسئله‌ی ردگیری مسیر در فضای مفصلی و فضای کار ربات، طراحی کنترل فازی تطبیقی ردگیری مورد توجه قرار گرفته‌اند، تا بتوان به هدف اصلی پایان‌نامه یعنی ارائه‌ی طرح نوین کنترل فازی تطبیقی ردگیری بازوی رباتیک سیار چرخ‌دار با راهبرد کنترل ولتاژ به خوبی پرداخت. هر یک از روش‌های کنترلی پیشنهادی طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است. نوآوری طرح نوین پیشنهادی برای کنترل فازی تطبیقی در جبران خطای تقریب سیستم فازی تطبیقی برای همگرایی مجانبی در ردگیری مسیر مطلوب با حضور عدم قطعیت‌هاست. این ویژگی خود را در بهبود خطای ردگیری نسبت به چند روش پیشنهادی در مقالات این حوزه نشان داد. از دیگر مزایای این طرح سادگی در طراحی و عملکرد مناسب در ردگیری مسیر مطلوب فضای مفصلی و فضای کار در حضور عدم قطعیت‌هاست. نتایج نشان‌دهنده‌ی این مزیت است. روش پیشنهادی با دو راهبرد کنترل گشتاور و ولتاژ طراحی و شبیه‌سازی گردید. ضعف روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور آن است که دینامیک محرکه‌ها را در نظر نمی‌گیرند و نیاز به یک حلقه‌ی داخلی مستقل دیگر برای کاربردی شدن در سیستم‌ها دارند. در حالت کلی طرح‌های مبتنی بر کنترل گشتاور دارای ساختار پیچیده‌تری نسبت به طرح‌هایی هستند که مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ هستند. مقایسه‌ی نتایج در دو طرح فازی تطبیقی با راهبرد کنترل گشتاور و کنترل ولتاژ نشان‌دهنده‌ی این است که دو طرح دارای دقت مناسب و تقریباً برابری در ردگیری مسیر دارند. باید به این نکته نیز توجه شود که ساختار خطی‌ساز پس‌خورد استفاده‌شده در طرح فازی تطبیقی با راهبرد کنترل ولتاژ ساده‌تر از ساختار مود-لغزشی فازی استفاده‌شده در طرح فازی تطبیقی با راهبرد کنترل گشتاور است. به طور کلی می‌توان نتیجه‌گیری نمود که به دلیل مزیت‌های مذکور، طرح کنترل فازی تطبیقی ارائه‌شده مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به راهبرد کنترل گشتاور در پیاده‌سازی عملی ترجیح داده می‌شود.

## ۲-۷ پیشنهادها

برای ادامه فعالیت علمی پژوهشی پیشنهادهای زیر ارائه می‌گردد:

- روش پیشنهادی را می‌توان به ربات‌هایی با بدنه‌ی سیار چرخ‌دار هولونومیک (همه جهته) تعمیم داد.
- می‌توان سطح مورد بررسی را شیب‌دار در نظر گرفت که مؤلفه‌ی ارتفاع در توصیف بدنه‌ی سیار ظاهر گردد تا دقت مدل‌سازی ربات بهبود یابد.
- می‌توان از روش‌های بهینه‌سازی برای انتخاب بهینه‌ی پارامترها استفاده کرد.
- می‌توان روش پیشنهادی را به صورت عملی برای یک بازوی رباتیک سیار غیرهولونومیک پیاده‌سازی کرد.
- می‌توان برای جلوگیری از لغزش ربات در ارائه‌ی طرح کنترلی، به نیروهای قیود توجه نمود.

## مراجع:

- [1] M. Galicki, "Control of Mobile Manipulators in a Task Space," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 11, pp. 2962-2967, 2012.
- [2] C. Acar, and T. Murakami, "A robust control of two-wheeled mobile manipulator with underactuated joint by nonlinear backstepping method," *IEEJ Transactions on Industry Applications*, vol. 130, pp. 742-751, 2010.
- [3] G. D. White, R. M. Bhatt, and V. N. Krovi, "Dynamic redundancy resolution in a nonholonomic wheeled mobile manipulator," *Robotica*, vol. 25, no. 2, pp. 147-156, 2007.
- [4] M. Santhakumar, "Task space trajectory tracking control of an underwater vehicle-manipulator system under ocean currents," *Indian Journal of Geo-Marine Sciences*, vol. 42, no. 6, pp. 675-683, 2013.
- [5] Z. Li, "Adaptive Fuzzy Control for Wheeled Mobile Manipulators with Switching Joints," *Foundations and Applications of Intelligent Systems*, pp. 533-545: Springer, 2014.
- [6] M. Boukattaya, M. Jallouli, and T. Damak, "On trajectory tracking control for a nonholonomic mobile manipulators with dynamic uncertainties and external torque disturbances," *Robotics and Autonomous Systems*, 2012.
- [7] O. Khatib, "Mobile manipulation: The robotic assistant," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 26, no. 2, pp. 175-183, 1999.
- [8] M. Boukattaya, T. Damak, and M. Jallouli, "Robust adaptive control for mobile manipulators," *International Journal of Automation and Computing*, vol. 8, no. 1, pp. 8-13, 2011.
- [9] Y. Yamamoto, and X. Yun, "Coordinating locomotion and manipulation of a mobile manipulator." pp. 2643-2648.
- [10] R. Solea, and D. C. Cernega, "Mobile Manipulators Motion Planning Based on Trajectory Tracking Control," *Informatics in Control, Automation and Robotics*, pp. 77-88: Springer, 2013.
- [11] T. Das, and I. N. Kar, "Design and implementation of an adaptive fuzzy logic-based controller for wheeled mobile robots," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 3, pp. 501-510, 2006.
- [12] Y. Liu, and Y. Li, "Dynamic modeling and adaptive neural-fuzzy control for nonholonomic mobile manipulators moving on a slope," *INTERNATIONAL JOURNAL OF CONTROL AUTOMATION AND SYSTEMS*, vol. 4, no. 2, pp. 197, 2006.
- [13] N. Chen, F. Song, G. Li, X. Sun, and C. Ai, "An adaptive sliding mode backstepping control for the mobile manipulator with nonholonomic constraints," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2013.
- [14] M. M. Fateh, "On the voltage-based control of robot manipulators," *Int. J. Control. Autom. Syst*, vol. 6, no. 5, pp. 702-712, 2008.
- [15] M. M. Fateh, "Robust voltage control of electrical manipulators in task-space," *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, vol. 6, no. 6, pp. 2691-2700, 2010.
- [16] M. M. Fateh, "Nonlinear control of electrical flexible-joint robots," *Nonlinear Dynamics*, vol. 67, no. 4, pp. 2549-2559, 2012.
- [17] R. Siegwart, and I. R. Nourbakhsh, *Introduction to Autonomous Mobile Robots: The MIT press*, 2004.
- [18] C. Samson, and K. Ait-Abderrahim, "Feedback stabilization of a nonholonomic wheeled mobile robot." pp. 1242-1247.
- [19] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki, and T. Noguchi, "A stable tracking control method for an autonomous mobile robot." pp. 384-389.
- [20] Z.-P. JIANGdagger, and H. Nijmeijer, "Tracking control of mobile robots: a case study in backstepping," *Automatica*, vol. 33, no. 7, pp. 1393-1399, 1997.
- [21] W. Dong, W. Huo, S. Tso, and W. Xu, "Tracking control of uncertain dynamic nonholonomic system and its application to wheeled mobile robots," *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 6, pp. 870-874, 2000.
- [22] D. Sun, H. Dong, and S. K. Tso, "Tracking stabilization of differential mobile robots using adaptive synchronized control." pp. 2638-2643.

- [23] T. Lee, H. Lam, F. H. Leung, and P. K. Tam, "A practical fuzzy logic controller for the path tracking of wheeled mobile robots," *Control Systems, IEEE*, vol. 23, no. 2, pp. 60-65, 2003.
- [24] G. D. White, R. M. Bhatt, C. P. Tang, and V. N. Krovi, "Experimental evaluation of dynamic redundancy resolution in a nonholonomic wheeled mobile manipulator," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 14, no. 3, pp. 349-357, 2009.
- [25] Y. Yamamoto, and X. Yun, "Effect of the dynamic interaction on coordinated control of mobile manipulators," *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 816-824, 1996.
- [26] Z. Li, S. S. Ge, and A. Ming, "Adaptive robust motion/force control of holonomic-constrained nonholonomic mobile manipulators," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, pp. 607-616, 2007.
- [27] Z. Li, Y. Yang, and J. Li, "Adaptive motion/force control of mobile under-actuated manipulators with dynamics uncertainties by dynamic coupling and output feedback," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 5, pp. 1068-1079, 2010.
- [28] F. Sun, Z. Sun, and G. Feng, "An adaptive fuzzy controller based on sliding mode for robot manipulators," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 5, pp. 661-667, 1999.
- [29] R. Shahnazi, H. M. Shanechi, and N. Pariz, "Position control of induction and DC servomotors: a novel adaptive fuzzy PI sliding mode control," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 1, pp. 138-147, 2008.
- [30] M. M. Fateh, and S. Fateh, "Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy," *Nonlinear Dynamics*, vol. 70, no. 3, pp. 1919-1930, 2012.
- [31] M. M. Fateh, "Robust fuzzy control of electrical manipulators," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 60, no. 3-4, pp. 415-434, 2010.
- [32] N. Essounbouli, and A. Hamzaoui, "Direct and indirect robust adaptive fuzzy controllers for a class of nonlinear systems," *International Journal of Control Automation and Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 146, 2006.
- [33] R. Qi, and M. Brdys, "Indirect adaptive controller based on a self-structuring fuzzy system for nonlinear modeling and control," 2009.
- [34] C.-W. Park, and M. Park, "Adaptive parameter estimator based on T-S fuzzy models and its applications to indirect adaptive fuzzy control design," *Information Sciences*, vol. 159, no. 1, pp. 125-139, 2004.
- [35] M. M. Fateh, and S. Khorashadizadeh, "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty," *Nonlinear Dynamics*, vol. 69, no. 3, pp. 1465-1477, 2012.
- [36] R. Shahnazi, and M.-R. Akbarzadeh-T, "PI adaptive fuzzy control with large and fast disturbance rejection for a class of uncertain nonlinear systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 1, pp. 187-197, 2008.
- [37] T. Shaocheng, T. Jiantao, and W. Tao, "Fuzzy adaptive control of multivariable nonlinear systems1," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 111, no. 2, pp. 153-167, 2000.
- [38] C.-M. Lin, and C.-F. Hsu, "Adaptive fuzzy sliding-mode control for induction servomotor systems," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 2, pp. 362-368, 2004.
- [39] J. Wang, A. B. Rad, and P. Chan, "Indirect adaptive fuzzy sliding mode control: Part I: fuzzy switching," *Fuzzy sets and systems*, vol. 122, no. 1, pp. 21-30, 2001.
- [40] Z. Li, and W. Chen, "Adaptive neural-fuzzy control of uncertain constrained multiple coordinated nonholonomic mobile manipulators," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 21, no. 7, pp. 985-1000, 2008.
- [41] S. Lin, and A. A. Goldenberg, "Neural-network control of mobile manipulators," *Neural Networks, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 1121-1133, 2001.
- [42] M. M. Fateh, "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy," *Nonlinear Dynamics*, vol. 67, no. 2, pp. 1525-1537, 2012.
- [43] M. M. Fateh, "Robust control of electrical manipulators by joint acceleration," *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, vol. 6, no. 12, pp. 5501-5510, 2010.
- [44] Z. Li, S. S. Ge, M. Adams, and W. S. Wijesoma, "Adaptive robust output-feedback motion/force control of electrically driven nonholonomic mobile manipulators," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 6, pp. 1308-1315, 2008.
- [45] J. Peng, J. Yu, and J. Wang, "Robust adaptive tracking control for nonholonomic mobile manipulator with uncertainties," *ISA transactions*, 2014.



- [46] B. Siciliano, and O. Khatib, Springer handbook of robotics: Springer, 2008.
- [47] N. Sarkar, X. Yun, and V. Kumar, "Control of Mechanical Systems With Rolling Constraints Application to Dynamic Control of Mobile Robots," The International Journal of Robotics Research, vol. 13, no. 1, pp. 55-69, 1994.
- [48] M. W. Spong, S. Hutchinson, and M. Vidyasagar, Robot modeling and control: John Wiley & Sons New York, 2006.





## **Abstract**

In this thesis a novel adaptive fuzzy tracking control method for nonholonomic wheeled mobile manipulator is presented. The novelty of proposed method is compensating the approximation error of fuzzy system for asymptotic convergence in tracking the desired trajectory in the presence of uncertainties. The other advantages of the proposed design are the simplicity in designing and very good performance in tracking of the desired trajectory in the presence of uncertainties. The proposed design has been presented on two torque and voltage control strategies to better compare two methods. The tracking control problem for joint space and work space is analyzed and proposed. In final step, a novel adaptive fuzzy tracking control based on voltage control is analyzed, designed and simulated. Stability analysis of the proposed control approach is presented. Also the performance of proposed control approaches is compared with some other methods. The analyses show that the proposed method with simpler structure lessens the tracking error.

## **Keywords**

Nonholonomic Wheeled Mobile Manipulator, Tracking Adaptive Fuzzy Control, Compensating the Approximation Error of Fuzzy System, Voltage Control Strategy





**Shahrood University of Technology**

**Department of robotic and electrical engineering**

**Adaptive fuzzy tracking control of a wheeled mobile manipulator using voltage control strategy**

**Majid Abedinzadeh Shahri**

**Supervisor:**  
Professor Mohammad Mahdi Fateh

2014 September