



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی رباتیک

حفظ تعادل ربات دوچرخ با استفاده از کنترل فازی نوع دو

نگارنده:

محمد جواد انصاری زاده

استاد راهنما

دکتر علیرضا الفی

استاد مشاور:

دکتر علی اکبر زاده کلات

شهریور ۱۳۹۸

شماره: ۱۳۸۲، ۱۰۰

تاریخ: ۹۸، ۶، ۱۱

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای محمدجواد انصاری زاده با

شماره دانشجویی ۹۴۰۲۹۷۴ رشته مهندسی برق گرایش رباتیک تحت عنوان: حفظ تعادل ربات دو چرخ با

استفاده از کنترل فازی نوع ۲ که در تاریخ ۱۳۹۸/۰۶/۱۱ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی

شاهرود برگزار گردید، به شرح ذیل اعلام می گردد:

<input type="checkbox"/> مردود	<input checked="" type="checkbox"/> قبول (با درجه: <u>بسیار</u> ۱۳، ۱۸۹)
<input type="checkbox"/> عملی	<input checked="" type="checkbox"/> نظری

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	دکتر الفی	دانشیار	
۲- استاد راهنمای دوم		—	
۳- استاد مشاور	دکتر البرزازه فدات	دانشیار	
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	دکتر حمزه زعفرانی	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	دکتر الهادی	استادیار	
۶- استاد ممتحن دوم	دکتر طلوع نوبی	استادیار	



نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده: محمدجواد انصاری

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (بصاحب مجدداً نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم اثر به:

آنان که ناتوان شدند تا ما به توانایی برسیم...

موهایشان سپید شد تا ما روسفید شویم...

و عاشقانه سوختند تا گرمابخش وجود ما و روشنگر راهمان
باشند...

تشکر و قدردانی

شکر و سپاس نثار ایزد منان که توفیق را رفیق راهم ساخت تا این پایان نامه را به پایان برسانم از تمام کسانی که مرا یاری کردند و اساتیدم به ویژه استاد اندیشمند جناب آقای دکتر علیرضا الفی به عنوان استاد راهنما و همچنین از استاد اندیشمند جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات به عنوان استاد مشاور که همواره نگارنده را مورد لطف و محبت خود قرار داده اند، کمال تشکر را دارم.

تعهدنامه

اینجانب محمد جواد انصاری زاده دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی رباتیک دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه حفظ تعادل ربات با دوچرخ با استفاده از کنترل فازی نوع دو تحت راهنمایی جناب دکتر علیرضا الفی 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 بافت های آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

چکیده:

یکی از موضوعات تحقیقاتی که همواره مورد توجه محققین عرصه‌ی مکانیک و کنترل بوده، ربات‌های تعادلی دو چرخ می‌باشد زیرا مکانیزم حرکتی آن‌ها بر پایه‌ی پاندول معکوس است؛ سیستمی که ماهیت غیرخطی و ذاتا ناپایدار دارد. حفظ تعادل و ردگیری مسیر مرجع اهداف اصلی طراحی سیستم کنترل این دسته از سیستم‌ها است. هدف از این پژوهش، حفظ تعادل ربات دو چرخ با بکارگیری منطق فازی نوع دو می‌باشد. از این‌رو، نخست یک مدل دینامیکی غیرخطی از ربات استخراج شده و سپس به منظور کنترل حرکت چرخشی و حرکت طولی ربات، دو زیرسیستم دکوپله از یکدیگر ارائه می‌شود. حفظ تعادل ربات توسط طراحی کنترل‌کننده فازی نوع دو محقق می‌گردد. سپس به منظور تحقق حرکت طولی در حضور عدم قطعیت، از روش مود لغزشی مبتنی بر تئوری دینامیک صفر استفاده می‌شود. در نتیجه یک کنترل ترکیبی فازی نوع دو - مود لغزشی جهت تحقق اهداف کنترلی مساله شکل می‌گیرد. به منظور آنالیز طرح کنترلی پیشنهادی، نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی با روش کنترل ترکیبی فازی نوع یک - مود لغزشی نیز مقایسه می‌شود. نتایج حاکی از آنست که روش کنترلی مبتنی بر منطق فازی نوع دو عملکرد بهتری در حفظ تعادل ربات و ردگیری مسیر مطلوب در مقایسه با روش کنترلی مبتنی بر منطق فازی نوع یک دارد.

کلمات کلیدی: ربات تعادلی دو چرخ؛ منطق فازی نوع دو؛ فازی نوع یک؛ روش مود لغزشی؛ تئوری دینامیک صفر.

فهرست مطالب

فصل ۱ مقدمه و مرور تحقیقات پیشین	۱
۱-۱ مقدمه.....	۲
۲-۱ نمونه های تحقیقاتی و صنعتی از رباتهای دو چرخ	۲
۳-۱ مرور تحقیقات پیشین.....	۶
۴-۱ هدف از انجام تحقیق و ساختار آن	۱۰
فصل ۲ مدلسازی	۱۳
۱-۲ مقدمه	۱۴
۲-۲ استخراج معادلات دینامیکی ربات	۱۴
۳-۲ آنالیز رفتار سیستم حلقه باز	۱۸
فصل ۳ طرح کنترل پیشنهادی	۲۱
۱-۳ مقدمه	۲۲
۲-۳ مقدمه‌ای بر منطق فازی نوع یک و نوع دو	۲۲
۱-۲-۳ مجموعه فازی نوع دو	۲۵
۲-۲-۳ تابع عضویت ثانویه.....	۲۵
۳-۲-۳ انواع توابع تعلق نوع دو	۲۶
۳-۲-۴ بلوک دیاگرام سیستم فازی نوع دو:	۲۸
۳-۳ آنالیز مدل ریاضی به منظور پیشنهاد طرح کنترلی	۳۲
۱-۳-۳ زیرسیستمهای ربات دو چرخ	۳۲
۲-۳-۳ تئوری دینامیک-صفر	۳۴
۳-۳-۳ طراحی سیستم کنترلی	۳۵
۴-۳-۳ کنترل دینامیک صفر	۳۹
فصل ۴ نتایج شبیه سازی	۴۱
۱-۴ مقدمه.....	۴۲
۱-۱-۴ نتایج شبیه سازی در حالت بدون اعمال اغتشاش و عدم قطعیت	۴۲
۲-۱-۴ نتایج شبیه سازی در حالت اعمال اغتشاش و حضور عدم قطعیت	۴۷

۵۳ فصل ۵ نتیجه گیری و پیشنهادات
۵۴ ۱-۵ نتیجه گیری
۵۵ ۲-۵ پیشنهادات
۵۷ مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۱) ربات تعادلی Segway ۳
- شکل (۲-۱) ربات تعادلی JOE ۴
- شکل (۳-۱) ربات تعادلی nBOT ۴
- شکل (۴-۱) ربات تعادلی Edgar ۵
- شکل (۵-۱) ربات تعادلی Freego ۶
- شکل (۱-۲) دیاگرام نیروها و گشتاورهای اعمالی به ربات [2] ۱۵
- شکل (۲-۲) موقعیت و سرعت طولی ۱۸
- شکل (۳-۲) موقعیت و سرعت زاویه‌ای ۱۹
- شکل (۱-۳) الف) تابع عضویت نوع دوم با مرکز نامعین ب) تابع عضویت نوع دوم با انحراف نامعین
[44] ۲۷
- شکل (۲-۳) الف) تابع عضویت مثلثی با مرکز نامعین ب) تابع عضویت مثلثی با عرض نامعین [47] ۲۸
- شکل (۳-۳) ساختار سیستم فازی نوع-۲ [44] ۲۹
- شکل (۴-۳) بلوک دیاگرام سیستم کنترلی ۳۶
- شکل (۵-۳) توابع تعلق فازی نوع یک برای ورودی خطا و مشتق خطا ۳۷
- شکل (۶-۳) توابع تعلق فازی نوع دو برای ورودی خطا و مشتق خطا ۳۷
- شکل (۷-۳) توابع تعلق خروجی برای فازی نوع یک و فازی نوع دو ۳۸
- شکل (۱-۴) مکان و سرعت طولی ربات و مقادیر مطلوب آن ۴۴
- شکل (۲-۴) خطای مکان و سرعت ربات نسب به مقادیر مطلوب ۴۴
- شکل (۳-۴) زاویه انحراف و مشتق زاویه انحراف ربات و مقادیر مطلوب آن ها ۴۵
- شکل (۴-۴) زاویه چرخشی و مشتق زاویه چرخشی ربات و مقادیر مطلوب، در حالت استفاده از دو
کنترل کننده فازی نوع یک و فازی نوع دو ۴۵
- شکل (۵-۴) مقایسه خطای زاویه چرخشی نسبت به مقدار مطلوب آن و مشتق آن برای دو کنترل-
کننده فازی نوع یک و فازی نوع دو ۴۶
- شکل (۶-۴) گشتاورهای تولید شده توسط کنترلرها ۴۶
- شکل (۷-۴) ورودی های اغتشاش وارد شده به سیستم ۴۸
- شکل (۸-۴) مکان و سرعت طولی ربات و مقادیر مطلوب آن ۴۸
- شکل (۹-۴) خطای مکان و سرعت ربات نسب به مقادیر مطلوب ۴۹

- شکل (۴-۱۰) زاویه انحراف و مشتق زاویه انحراف ربات و مقادیر مطلوب آن ها..... ۴۹
- شکل (۴-۱۱) زاویه چرخشی و مشتق زاویه چرخشی ربات و مقادیر مطلوب، در حالت استفاده از دو کنترل کننده ی فاز ی نوع یک و فاز ی نوع دو..... ۵۰
- شکل (۴-۱۲) مقایسه خطای زاویه چرخشی نسبت به مقدار مطلوب آن و مشتق آن برای دو کنترل کننده فاز ی نوع یک و فاز ی نوع دو..... ۵۰
- شکل (۴-۱۳) گشتاورهای تولید شده توسط کنترلرها..... ۵۱
- شکل (۴-۱۴) گشتاورهای اعمال شده ربات..... ۵۱

فهرست جداول

جدول ۱-۳: جدول قوانین فازی نوع یک و نوع دو ۳۸

جدول پ: پارامترهای ربات تعادلی دو چرخ ۵۶

مقدمه و

فصل ۱

مرور تحقیقات پیشین

۱-۱ مقدمه

امروزه ربات‌های تعادلی دو چرخ به عنوان ماشین‌های حمل و نقل مورد استفاده قرار می‌گیرند. از این ماشین‌ها در کارخانه‌ها، مراکز خرید، فرودگاه‌ها و دیگر مکان‌ها می‌توان استفاده کرد. قابلیت انعطاف پذیری زیاد، حالت چرخش سریع و کم حجم بودن، مزیت‌های اصلی این سیستم است که باعث شده در مناطق کوچک نیز بکار گرفته شود. بدلیل قابلیت شارژی بودن باتری آن‌ها، می‌توان عمل شارژ آن‌ها را با کمک انرژی‌های نوین و پاک انجام داد که بالطبع سوخت کمتر و عدم آلودگی محیط زیست نیز از دیگر نقاط قوت این دسته از سیستم‌ها است.

مکانیزم کاری این ربات‌ها مطابق با پاندول معکوس است که ساختار ناپایدار و غیرخطی آن، همواره توجه محققین کنترل را به خود معطوف ساخته است. در ساختار ربات تعادلی دو چرخ، پاندول معکوس روی دو چرخ هم محور قرار گرفته است. برای حفظ تعادل ربات، باید گشتاور مناسب به چرخ‌ها اعمال شود. با کنترل مناسب این چرخ‌ها، ربات می‌تواند به صورت آزادانه در محیط حرکت کند. اما مسئله اصلی در کنترل این سیستم، داشتن حداقل لرزش، مقابله با اغتشاشات خارجی و پیمودن مسیری که توسط سرنشین یا بدون آن صورت بپذیرد، می‌باشد. کنترل چنین سیستمی با این ویژگی‌ها کارچندان آسانی نیست، چرا که علاوه بر غیر خطی بودن معادلات سیستم و وجود نامعینی‌های فراوان، تعداد محرکه‌های ربات، کم‌تر از درجه آزادی سیستم بوده و برخورداری از قيود غیرهولونومیک کنترل سیستم را با چالش جدی روبرو می‌سازد.

۲-۱ نمونه‌های تحقیقاتی و صنعتی از ربات‌های دو چرخ

مکانیزم ساخت و طراحی ربات تعادلی دو چرخ به منظور حفظ تعادل، بر مبنای بکارگیری حسگرهای مناسب از قدیم تا بحال پیاده سازی شده است. در این راستا به معرفی چند نمونه آزمایشگاهی و صنعتی پرداخته می‌شود.

• ربات دو چرخ Segway:

اولین وسیله نقلیه تعادلی دو چرخ توسط دین کامن در سال ۲۰۰۱ طراحی شد و توسط شرکت Segway Inc به تولید انبوه رسید. باتری این وسیله از نوع لیتیوم-یون است. میزان وزن سرنشین در این وسیله، میتواند حداقل ۴۵ کیلوگرم و حداکثر ۱۱۷ کیلوگرم باشد. برای موقعیت زاویه‌ای پاندول از تلفیق چندین حسگر ژایروسکوپ استفاده شده است [1]. تصویر این ربات تعادلی در شکل (۱-۱) دیده می‌شود.



شکل (۱-۱) ربات تعادلی Segway

• ربات دو چرخ JOE:

گراسر در آزمایشگاه الکترونیک موسسه فناوری فدرال سوییس یک ربات دو چرخ تعادلی خودکار عرضه نمود. کنترل این ربات توسط دو کنترل کننده خطی فضای حالت انجام می‌گیرد، به طوری که یکی از کنترل کننده‌ها زاویه پاندول و دیگری چرخش حول محور عمودی را کنترل می‌کند. در این ربات از حسگرهای ژایروسکوپ و انکودر برای اندازه‌گیری موقعیت‌ها استفاده شده است [2].



شکل (۲-۱) ربات تعادلی JOE

• ربات تعادلی nBOT

دیوید اندرسون ربات تعادلی دو چرخ خود با نام nBOT را در کارگاه شخصی خود ساخت و سپس نسخه‌های بهبود یافته این ربات از نظر سرعت پاسخ و تعادل بهتر را عرضه نمود. در نسخه نهایی ربات از حسگرهای شتابسنج و ژایروسکوپ برای اندازه‌گیری زاویه پاندول و از انکودر برای کنترل موقعیت ربات استفاده شده است. به کمک این حسگرها، زاویه و سرعت زاویه‌ای پاندول، موقعیت ربات و سرعت خطی آن اندازه‌گیری می‌شوند و به سیستم کنترلی فیدبک می‌شوند تا گشتاور لازم جهت حفظ تعادل ربات، به موتورها اعمال شود [3].



شکل (۳-۱) ربات تعادلی nBOT

• ربات تعادلی Edgar:

این ربات دو چرخ توسط کلارک و همکاران وی، طراحی و ساخته شده است. در این وسیله از دو موتور dc ۲۵۰ وات که حداکثر گشتاور خروجی آن ۷,۴۶ نیوتن متر و سرعت آن ۳۲۰ دور در دقیقه می‌باشد، استفاده شده است و حداکثر سرعت آن به ۱۵ کیلومتر در ساعت می‌رسد. همچنین، برای اندازه‌گیری زاویه پاندول، از یک واحد IMU نه محوره که تلفیقی از یک شتاب‌سنج سه محوره، یک ژایروسکوپ سه محوره و یک قطب نما می‌باشد، استفاده شده است. کنترل کننده تناسبی – مشتقی به منظور پایداری این ربات، بر روی آن سوار شده است [4].



شکل (۴-۱) ربات تعادلی Edgar

• ربات تعادلی Freego:

نمونه‌ای دیگر از وسایل نقلیه دو چرخ است که قابلیت تحمل حداکثر وزن ۱۰۰ کیلوگرم را دارد و سرعت آن به حداکثر ۱۵ کیلومتر در ساعت می‌رسد. موتورهای به کار رفته در این وسیله دارای توان خروجی ۷۰۰ وات هستند. طراحی و ساخت این وسیله با کمک پردازنده‌های دیجیتال و حسگرهای MEMS انجام شده است [5].



شکل (۵-۱) ربات تعادلی Freego

۳-۱ مرور تحقیقات پیشین

محوریت مطالعات انجام شده برای ربات تعادلی دو چرخ، به دو دسته کلی استخراج مدل دینامیکی ربات و الگوریتم کنترلی مورد استفاده تقسیم می‌شوند. معادلات دینامیکی این ربات با استفاده از روش‌های مختلفی استخراج می‌شوند:

- روش نیوتن، یکی از این روش‌های استخراج مدل است که به دلیل لزوم محاسبه نیروهای عکس‌العملی تا حدودی سخت و زمان‌گیر می‌باشد [6].
- روش لاگرانژ، روشی دیگر برای استخراج معادلات دینامیکی می‌باشد که با وجود قیود هولونومیک، پیچیدگی این روش کمتر از روش نیوتن نیست [7].
- روش کین، نیز یکی دیگر از روش‌های استخراج معادلات می‌باشد که به علت عدم نیاز به محاسبه نیروهای تکیه‌گاهی، با محاسبات کمتری می‌توان معادلات دینامیکی را استخراج نمود [8].

برای حفظ تعادل ربات، کنترل کننده‌های مختلفی اعم از خطی، غیرخطی، کلاسیک و هوشمند را می‌توان به کار برد. میزان انحراف ربات در [9] توسط حسگر فاصله‌سنج محاسبه گردید و سپس به منظور حفظ تعادل آن از کنترل کننده تناسبی - انتگرالی - مشتقی استفاده شد.

در پژوهش‌های زیادی از کنترل کننده PID استفاده شده است [10]. همچنین روش‌های فیدبک بهینه خطی [12]، [11] و یا تلفیق PID-LQR نیز به منظور حفظ تعادل ربات، بکار گرفته شده است [13]. آقای تاو بعد از خطی‌سازی معادلات دینامیکی و ارائه فرم فضای حالت، از یک کنترل کننده مود لغزشی استفاده کرده است [14]. همچنین، در [15]، با استفاده از روش انتگرال توسعه یافته، تابع لیاپانوف مناسب برای ربات دو چرخ پیشنهاد شد و سیگنال کنترل مبتنی بر لیاپانوف محاسبه و به ربات دو چرخ اعمال گردید.

در مقالات [17]، [16] روش آزاد از مدل مبتنی بر منطق فازی به منظور پایدارسازی ربات بکار گرفته شد. بطور مثال، در [18]، چهار متغیر حالت سیستم، به کمک کنترل کننده فازی پایدار گردید. جهت کاهش تعداد قوانین فازی آن را به دو زیر سیستم اصلی تقسیم بندی کرده‌اند، یک زیر سیستم برای کنترل موقعیت و دیگری برای حفظ زاویه تعادل ربات است. پایداری سیستم بر مبنای تئوری لیاپانوف اثبات شد. در [19]، به منظور ردگیری و حفظ تعادل ربات، از کنترل کننده تطبیقی استفاده شد. نقطه قوت این کار تشخیص مانع در هنگام حرکت ربات بوده است. در [20] از کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی تطبیقی استفاده شده است. این کار پس از ساخته شدن مورد ارزیابی کامل قرار گرفته و موثر بودن روش پیشنهادی آن ثابت شده است.

در [21] سه نوع کنترل کننده فازی به صورت ترکیبی پیاده‌سازی شده است. اولین کنترل کننده، یک کنترل کننده فازی بر پایه مدل است که با روش PDC طراحی شده است و به منظور حفظ تعادل ربات به کار رفته است. کنترل کننده دوم برای حرکت کردن و کنترل موقعیت ربات و کنترل کننده سوم برای کنترل حرکت در محور قائم استفاده شده است. کنترل کننده دوم و سوم با استفاده از موتور

استنتاج ممدانی طراحی شده‌اند. در [22] تعادل ربات تعادلی دوچرخ با استفاده از کنترل کننده فازی کلاسیک بررسی شده است. ابتدا پارامترهای توابع عضویت با استفاده از سعی و خطا به دست آمده و سپس با بکارگیری شبکه عصبی این پارامترها را بهبود داده است.

در [23]، از یک کنترل کننده فازی برای حفظ تعادل و حرکت ربات دو چرخ مجهز به دو موتور الکتریکی استفاده شده است. مرجع [24]، به مساله ردگیری مسیر مطلوب ربات دو چرخ تحت قيود غیرهولونومیک و در حضور نامعینی پارامتری پرداخته است. بدین منظور نخست سینماتیک و دینامیک ربات با بکارگیری روش گیبز-آپل استخراج شد و سپس تحقق اهداف کنترلی برای سیستم با استفاده از رویکرد کنترل پیش‌بین محقق گردید. در [25]، مسیر تعیین شده برای حرکت ربات با در نظر گرفتن موانع با بکارگیری تئوری میدان پتانسیل هارمونیک تولید می‌شود. کنترل ترکیبی اعمال شده از حلقه کنترل پسگام سینماتیک و حلقه کنترل دینامیک مود لغزشی انتگرالی تطبیقی تشکیل شده است. این نکته شایان ذکر است که طراحی انجام شده نسبت به اغتشاش و نامعینی پارامتری مقاوم عمل کرده است. در [26]، حفظ تعادل و ردگیری ربات دوچرخ توسط قانون کنترل پسگام مود لغزشی طراحی و پیاده‌سازی شد. نخست معادلات سیستم با در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها، توسط روش لاگرانژ استخراج شده و سپس رویکرد دکوپله‌سازی برای ساده‌سازی معادلات دینامیکی بکار گرفته شد. سپس کنترل کننده پسگام مود لغزشی به منظور حفظ تعادل و ردگیری مسیر مرجع در حضور نامعینی‌ها طراحی گردید.

هدف از [27] استفاده از تئوری هندسی مبتنی بر رویکرد کروپکوا به منظور بدست آوردن معادلات غیرخطی حرکت ربات دو چرخ و حفظ تعادل آن با در نظر گرفتن تمامی قيود مکانیکی مساله است. در [28]، مدل‌سازی و کنترل غیرخطی ربات تعادلی دو چرخ مبتنی بر اثرات ژایرسکوپ ارائه شده است. نخست یک مدل چند ورودی-چند خروجی با ماهیت غیرخطی از سیستم با استفاده از روش لاگرانژ استخراج شده و سپس کنترل کننده مود لغزشی ورودی-خروجی دوگانه برای حفظ تعادل و

حرکت ربات، بر روی آن اعمال شده است. مرجع [29]، یک روش کنترلی مودلغزشی غیرخطی به منظور ردگیری مسیر مطلوب از پیش تعریف شده برای ربات دو چرخ، پیشنهاد داده است. دو موتور dc در ساخت این ربات بکارگرفته شده و با استفاده از برد میکروپروسسور ARM، حلقه کنترل پیاده سازی شده است.

در [30]، سیستم کنترل مبتنی بر تئوری پسیویتی برای پایدارسازی ربات دو چرخ ارائه شده است. ربات دوچرخ یک سیستم ذاتا ناپایدار است که با طراحی قانون کنترل فیدبک حالت مبتنی بر تئوری پسیویتی، پایداری آن تضمین شده است. هدف از [31]، پیشنهاد یک قانون کنترل بهینه غیرخطی برای مدل ربات تعادلی دو چرخ است. ابتدا مدل سیستم با استفاده از سری تیلور به فرم خطی تبدیل می‌شود. سپس یک کنترل کننده $Hinf$ بهینه طراحی شده است. در نهایت با بکارگیری فیلترکالمن $Hinf$ به عنوان یک تخمین گر حالت مقاوم، پیاده سازی سیستم کنترل پیشنهادی مبتنی بر تخمین میسر می‌شود. مرجع [32] یک رویکرد کنترلی مدل پیش‌بین تطبیقی با توجه به جرم متغیر برای ربات دو چرخ پیشنهاد داده است. طراحی انجام شده شامل دو حلقه است؛ سیگنال مرجع حلقه داخلی توسط حلقه بیرونی، که با یک رگولاتور گوسین مربعی خطی تحت کنترل است، تولید می‌شود. همچنین سیستم کنترل ارائه شده در مقابل نامعینی‌های غیرخطی مقاوم عمل می‌کند.

در [33] یک کنترل کننده بهینه خطی به منظور حفظ تعادل و حرکت ربات دو چرخ در محیط آزمایشگاهی طراحی و پیاده سازی شده است. در [34]، یک روش کنترلی مقاوم مبتنی بر شبکه عصبی برای تحقق پایداری و ردگیری ربات دو چرخ در حضور اغتشاشات خارجی، نامعینی پارامتری و ورودی اشباع طراحی گردید. نخست با پیشنهاد یک تغییر متغیر در فضای دینامیک خطا، اثرات حاصل از مساله تحت محرکه بودن کمتر شد. سپس با ترکیب یک کنترل کننده سینماتیک و یک کنترل کننده دینامیک، قانون کنترل مقاوم مبتنی بر شبکه عصبی سه لایه (جهت تقریب نامعینی‌های

مدل) پیشنهاد شده است. پایدارسازی و کنترل ربات تعادلی دو چرخ در [35]، با بکاگیری کنترل-کننده مودلغزشی بهینه مبتنی بر رگولاتور مربعات خطی در حضور تاخیر ورودی محقق شده است.

در [36]، یک روش کنترل تطبیقی مبتنی بر کنترل پسگام هوشمند در حضور نامعینی‌ها به منظور حفظ تعادل ربات دو چرخ پیشنهاد شده است. مکانیزم الگوریتم هوشمند از سه لایه تشکیل شده که لایه‌ی بالایی، لایه تصمیم‌گیری نامیده می‌شود. لایه‌ی میانی، لایه قانون کنترل پسگام تطبیقی مبتنی بر دینامیک مدل است. لایه انتهایی نیز به دینامیک محرکه‌های ربات مربوط می‌شود. شبیه‌سازی و پیاده‌سازی انجام شده، تحقق سیستم کنترل طراحی شده در حفظ پایداری ربات را نشان داده است.

در [37]، کنترل‌کننده مدل پیش‌بین تطبیقی به منظور کنترل موقعیت و حفظ تعادل ربات ارائه شده است. طراحی بر مبنای مدل غیرخطی سیستم انجام شده است و کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین نیز مبتنی بر فیلترکالمن خطی متغیر با زمان پیاده‌سازی شده است. در مکانیزم طراحی، محدودیت ورودی، خروجی و حالت‌ها لحاظ شده است. در [38]، تحقق ردگیری مسیر مطلوب و پایداری در ربات تعادلی دو چرخ توسط تئوری کنترل بهینه مربعات خطی صورت گرفته است.

هدف از [39]، ارائه‌ی قانون کنترل مقاوم تطبیقی برای حفظ تعادل ربات دو چرخ در حضور نامعینی-ها می‌باشد. با تفکیک دینامیک کل سیستم به دو زیرسیستم حرکت درجا و حرکت پاندولی ربات، دو رگولاتور مقاوم تطبیقی جهت تحقق اهداف کنترلی طراحی و پیاده‌سازی گردید.

در [40]، مدل‌سازی دینامیکی ربات تعادلی دوچرخ انجام شده و توسط کنترل‌کننده PID پایدار شده است. همچنین پایداری نمایی حرکت ربات توسط نرم افزار ProPac TSi تحلیل شده است.

۴-۱ هدف از انجام تحقیق و ساختار آن

اخیرا مسأله ربات تعادلی دو چرخ به مسأله‌ای نوین در عرصه مطالعات و پژوهش‌ها تبدیل شده و توجه بسیاری از محققین را به خود جلب نموده است زیرا می‌تواند کاربردهای وسیعی در حوزه‌های

نظامی، تفریحی و حمل و نقل داشته باشد. در این تحقیق پس از ارائه مدل ریاضی از حرکت سیستم، دو زیرسیستم تعادلی (حرکت حول محور یاو) و جایجایی (حرکت پاندولی) تفکیک و به صورت مجزا کنترل می‌شوند. طراحی سیستم کنترل به منظور حفظ تعادل ربات مبتنی بر منطق فازی است و حرکت پاندولی ربات توسط قانون کنترل مود لغزشی کنترل می‌شود.

در فصل دوم از این تحقیق به مدل‌سازی ربات پرداخته می‌شود. فصل سوم پس از ارائه مقدمه‌ای از منطق فازی نوع یک و نوع دو، قانون کنترل فازی نوع یک و فازی نوع دو به منظور حفظ تعادل و حرکت ربات طراحی می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم کنترل‌های پیشنهادی در فصل چهارم ارائه می‌گردد. در نهایت، فصل پنجم، نتیجه‌گیری و پیشنهادات را بیان می‌کند.

فصل ۲ مدل سازی

۱-۲ مقدمه

قدم اول برای شبیه سازی و بررسی رفتار ربات، استخراج مدل دینامیکی ربات است. برای این منظور از روش نیوتن استفاده می شود. با توجه با این که دوران بدنه حول محور چرخها مستقل از گردش چرخها است، چرخها جدا از بدنه در نظر گرفته شده اند. همچنین مجموع جرم شاسی، پاندول و سایر اجزای مکانیکی به عنوان جرم بدنه در نظر گرفته شده است.

۲-۲ استخراج معادلات دینامیکی ربات

با استفاده از مکانیک نیوتنی و روش برداری، معادلات دینامیکی سامانه با در نظر گرفتن نیروها و گشتاورهای تعادلی بر روی چرخهای چپ و راست، شاسی و پاندول به دست می آید. شکل (۱-۲) دیاگرام نیروها و گشتاورهای اعمالی به ربات دو چرخ را نشان می دهد. در [41], [2] جزئیات بیشتر شماتیک طراحی ربات تعادلی ارائه شده است. همچنین پارامترهای مدل به پیوست این تحقیق ضمیمه گردیده است.

با این فرض که لغزشی بین چرخها و زمین وجود ندارد. معادلات تعادل برای حرکت چرخهای راست و چپ را می توان به شکل زیر بیان کرد.

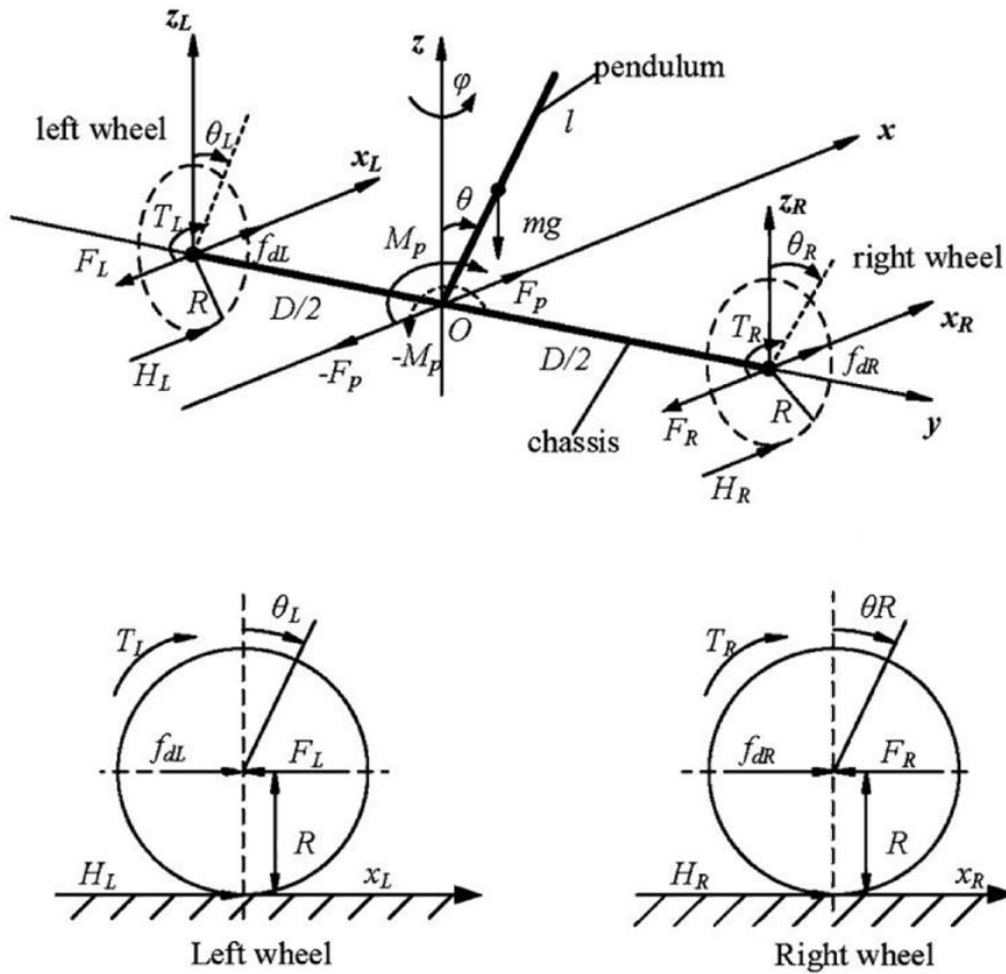
$$J_{\omega} \ddot{\theta}_L = T_L - H_L R \quad (1-2)$$

$$M_{\omega} \ddot{x}_L = F_{dL} - F_L + H_L \quad (2-2)$$

$$J_{\omega} \ddot{\theta}_R = T_R - H_R R \quad (3-2)$$

$$M_{\omega} \ddot{x}_R = F_{dR} - F_R + H_R \quad (4-2)$$

J_{ω} ممان اینرسی چرخها نسبت به محور \mathcal{Y} است. معادلات تعادل نیرو بر اساس تعادل نیروها نسبت به محور \mathcal{X} و تعادل گشتاورها نسبت به نقطه مرکزی محور چرخ را می توان به صورت رابطه (۲-۵) و (۲-۶) نوشت.



شکل (۱-۲) دیاگرام نیروها و گشتاورهای اعمالی به ربات [2]

$$-M_b L_{cg} \cos \theta \cdot \ddot{\theta} + M_b L_{cg} \dot{\theta} \sin \theta - M_b \ddot{x} = F_b \quad (۵-۲)$$

$$M_b L_{cg}^2 \ddot{\theta} + M_b L_{cg} \cos \theta \cdot \ddot{x} - M_b L_{cg} g \sin \theta = M_b \quad (۶-۲)$$

در روابط فوق F_b نیروی عکس العمل داخلی بین پاندول و شاسی در راستای محور x و M_p گشتاور عکس العمل داخلی بین پاندول و شاسی حول محور y است.

همچنین معادلات تعادل نیرو بر اساس تعادل نیروها نسبت به محور x و تعادل گشتاورها حول محور y را می توان به صورت زیر نوشت.

$$M_b \ddot{x} = F_L + F_R + F_P \quad (۷-۲)$$

$$I_{yy}\ddot{\theta} = -M_p \quad (۸-۲)$$

I_{yy} ممان اینرسی بدنه ربات نسبت به محور y است.

معادله تعادل گشتاورهای اعمای به شاسی و پاندول حول محور Z نیز به شکل زیر است.

$$I_{zz}\ddot{\phi} = \frac{D}{2}(F_L - F_R) \quad (۹-۲)$$

I_{zz} ممان اینرسی بدنه ربات نسبت به محور Z است.

با توجه به معادلات فوق و در نظر گرفتن $\dot{x} = v$ ، معادلات دینامیکی ربات دو چرخ به شکل زیر بیان می‌شود.

$$\ddot{\phi} = \frac{D}{2RJ_\phi}(T_L - T_R) + \frac{D}{2J_\phi}(f_{dL} - f_{dR}) \quad (۱۰-۲)$$

$$\dot{v} = \frac{1}{\Omega} [J_\theta M_\theta L_{cg} \dot{\theta}^2 \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 g \sin \theta \cos \theta] + \frac{J_\theta}{\Omega R} (T_L - T_R) + \frac{J_\theta}{\Omega} (f_{dL} - f_{dR}) \quad (۱۱-۲)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{\Omega} [M_x M_b L_{cg} g \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta] - \frac{M_b L_{cg} \cos \theta}{\Omega R} (T_L + T_R) - \frac{M_b L_{cg} \cos \theta}{\Omega} (f_{dL} + f_{dR}) \quad (۱۲-۲)$$

که J_ϕ ، M_x ، J_θ و Ω به صورت زیر است.

$$J_\phi = I_{zz} + \frac{D^2}{2} (M_\omega + \frac{J_\omega}{R^2}) \quad (۱۳-۲)$$

$$M_x = M_b + 2\left(M_\omega + \frac{J_\omega}{R^2}\right) \quad (۱۴-۲)$$

$$J_\theta = J_P + I_{yy} = M_b L_{cg}^2 + I_{yy} \quad (۱۵-۲)$$

با در نظر گرفتن

$$\begin{aligned} \Omega &= M_x J_\theta - M_b^2 L_{cg}^2 \cos^2 \theta \quad (۱۶-۲) \\ &= \left[M_b 2 \left(M_\omega + \frac{J_\omega}{R^2} \right) \right] (M_b L_{cg}^2 + I_{yy}) \\ &\quad - M_b^2 L_{cg}^2 \cos^2 \theta \end{aligned}$$

می توان نتیجه گرفت Ω همواره مثبت است.

اگر دو تعریف زیر را در نظر بگیریم:

$$T_L + T_R = T_v \quad (۱۷-۲)$$

$$T_L - T_R = T_\omega \quad (۱۸-۲)$$

سیستم به دو زیرسیستم طولی و دورانی تبدیل می شود. همچنین اگر بتوان الگوریتم کنترلی را برای تشکیل سیستم حلقه بسته که در آن اغتشاشات چرخ های چپ و راست یعنی f_{dL} و f_{dR} تحت تأثیر کنترلرهای تطبیقی می توانند باشند، به کار برد، آنگاه می توان مدل دینامیکی مختصری را برای طراحی سیستم کنترلی سامانه ربات دو چرخ بدست آورد که به صورت زیر بیان می شود:

$$\ddot{\phi} = \frac{D}{2RJ_\phi} T_\omega \quad (۱۹-۲)$$

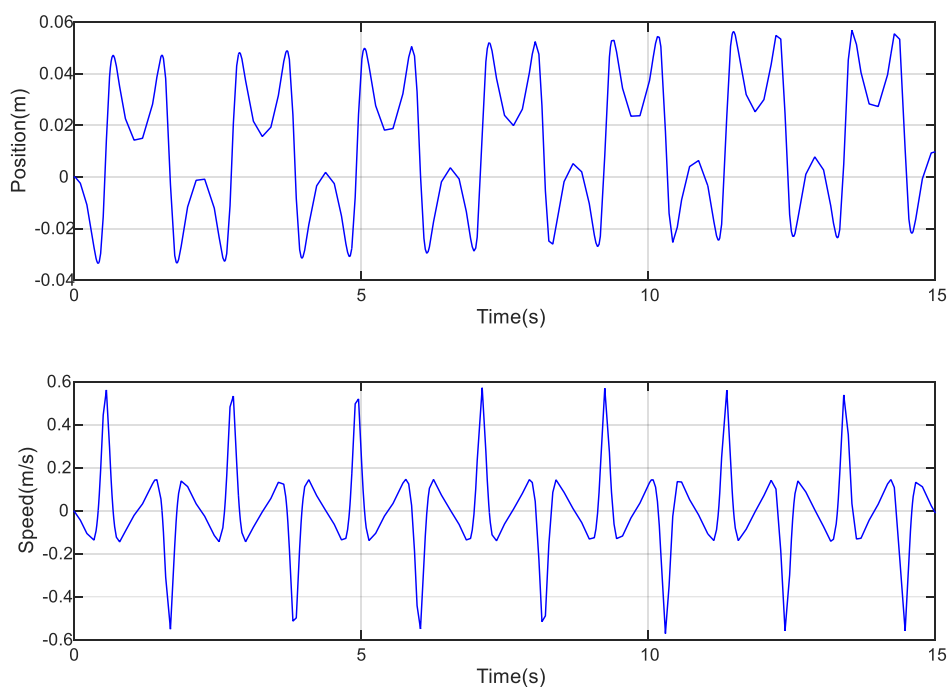
$$\dot{v} = \frac{1}{\Omega} [J_\theta M_\theta L_{cg} \dot{\theta}^2 \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 g \sin \theta \cos \theta] + \frac{J_\theta}{\Omega R} T_v \quad (۲۰-۲)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{\Omega} [M_x M_b L_{cg} g \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 \dot{\theta}^2 \sin \theta \cos \theta] \quad (2-21)$$

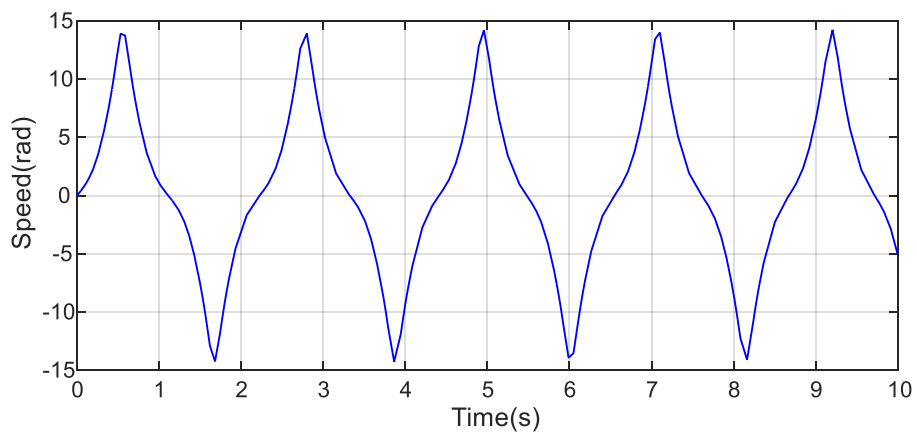
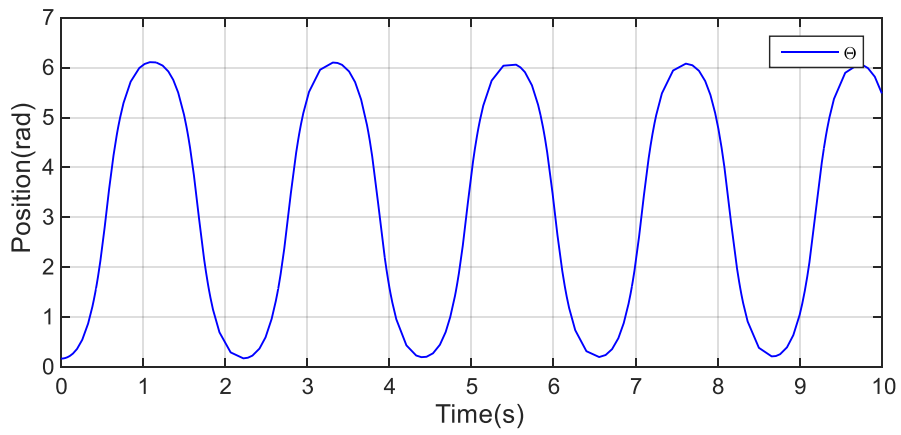
$$- \frac{M_b L_{cg} \cos \theta}{\Omega R} T_v$$

۳-۲ آنالیز رفتار سیستم حلقه باز

مدل ربات دو چرخ یک دینامیک ذاتا ناپایدار است. این مساله از نتایج شبیه سازی حلقه باز سیستم مشهود است. در شکل (۲-۲) موقعیت طولی (x) و سرعت خطی ربات (v) و در شکل (۳-۲) موقعیت زاویه‌ای (θ) و سرعت زاویه‌ای ($\dot{\theta}$) نمایش داده شده است. رفتار متناوب بدون میرایی، نشان از ناپایداری ذاتی سیستم است.



شکل (۲-۲) موقعیت و سرعت طولی



شکل (۳-۲) موقعیت و سرعت زاویه‌ای

فصل ۳ طرح کنترل

پیشنهادی

۳-۱ مقدمه

برای حفظ تعادل ربات دو چرخ و ردگیری مسیر مرجع، نیاز به طراحی کنترل کننده‌ی چند ورودی چند خروجی است که در این تحقیق از منطق فازی نوع دو در طراحی کنترل کننده استفاده می‌شود. لذا نخست مقدمه‌ای از منطق فازی نوع یک و نوع دو و ریاضیات مربوط به آن ارائه می‌شود. سپس با در نظر گرفتن زیرسیستم‌های حرکت چرخشی و حرکت طولی برای ربات، حفظ تعادل و تعقیب مسیر مطلوب با بکارگیری کنترل ترکیبی فازی - مود لغزشی میسر خواهد شد. سپس الگوریتم فازی نوع - دو جهت ارتقای سیستم کنترل پیشنهادی اعمال خواهد شد.

۳-۲ مقدمه‌ای بر منطق فازی نوع یک و نوع دو

با پیشرفت های بشر در تکنولوژی، علم کنترل نیز به موازات آن، پیشرفت کرده و سیستم های کنترل، تجهیزتر و پیچیده تر گردیده‌اند. از نتیجه‌های این پیچیدگی، این است که مدل سازی سیستم ها دشوارتر گردیده و حتی در مواردی، رسیدن به یک مدل مناسب، نیاز به زمان زیاد و صرف هزینه های بسیاری دارد. از سوی دیگر، روش کنترل این سیستم‌ها نیز سبب تبدیل به یک مشکل برای طراحان شده است، بدلیل اینکه روش های مبتنی بر مدل، ناکارآمدیشان را در کنترل سیستم های پیچیده نشان داده اند. طراحی کنترل کننده های کلاسیک پیچیده نظیر کنترل کننده های مقاوم و تطبیقی نیز به صرف زمان و دقت بسیار نیاز دارند. از این رو در سال های گذشته، استقبال زیادی از حضور ابزار هوشمند در طراحی سیستم های کنترل شده، که مهم ترین آنها سیستم فازی و شبکه های عصبی هستند. یکی از روش های کنترلی قدرتمند در کنترل سیستم های دارای دینامیک مدل نشده، کنترل کننده های فازی هستند که در محدوده الگوریتم های هوشمند قرار گرفته‌اند. الگوریتم‌های هوشمند یک فضای تحقیقاتی جدیدی هستند که استفاده از دانش بشری در طراحی کنترل کننده ها را آسان می کنند. منطق فازی در طراحی کنترل کننده ها دارای فوایدی همچون عدم نیاز به مدل بسیار دقیق ریاضی از سیستم می باشد. به عبارت دیگر استفاده از متغیرهای فازی در مقابل متغیر

های صریح^۱ این امکان را به ما می دهد تا بتوانیم رفتار سیستم را در محدوده بزرگی از تغییرات پارامترها مد نظر داشته باشیم. و کنترل کننده‌ای که برای این سیستم طراحی می کنیم در محدوده تغییرات، مقاوم و پایدار باشد. این دو خصوصیت از مهمترین فواید کنترل کننده فازی می باشد.

منطق فازی تابحال در شاخه های مختلف علوم بکار گرفته شده است. اما یکی از مهمترین کاربردهای آن را در سیستم های کنترل می توان یافت. از آنجا که منطق فازی در ژاپن رشد بسیار بزرگی داشته است شاید ژاپن را بتوان مرکز کاربرد فازی در صنایع دانست. سوگوو برای نخستین بار کنترل کننده فازی را با تقریبی نزدیک به ۱۰۰ قانون برای کنترل یک بالگرد ارائه داد. این مسئله با روش های کنترلی کلاسیک قابل حل نبود و انسان برای کنترل بالگردها در شرایط خطر با مشکل مواجه بوده است. بنابراین، این مسئله یکی از پراهمیت ترین دستاورد های منطق فازی است. نشان داده شده است که این منطق تا زمانی که از منطق کنترلی موجود انسان پیروی کند، گزینه ای مناسب برای استفاده در بسیاری از سیستم های کنترلی خواهد بود.

دقیق نبودن مدل سازی می تواند اثرات مخربی بر سیستم های غیرخطی بگذارد. دقیق نبودن مدل سازی ممکن است ناشی از عدم قطعیت های سیستم (به عنوان نمونه پارامترهای نامعلوم سیستم)، یا به دلیل انتخاب هدف دار، یک جلوه ای ساده از دینامیکهای سیستم باشد (به عنوان نمونه مدل سازی اصطکاک به صورت خطی). عدم قطعیت ها به دو رده قابل تقسیم هستند:

(۱) ساختاری (پارامتری)

(۲) غیر ساختاری (دینامیک های مدل نشده)

اولین عدم قطعیت به عدم دقت در تعیین مقادیر پارامترها که در مدل دینامیکی سیستم می باشند، مربوط می شود. بطوریکه نوع دوم عدم قطعیت به عدم دقت در مرتبه سیستم (یعنی تخمین زدن سیستم به مرتبه پایین تر) مربوط می شود.

^۱ crisp

باتوجه به دانسته های قبلی میدانیم که سیستم های فیزیکی دارای ذات غیر خطی هستند. کنترل این سیستم ها که دارای عدم قطعیت ساختاری^۱ و عدم قطعیت غیر ساختاری^۲ هستند کاری دشوار است [42]. روش های طراحی کنترل غیرخطی همچون کنترل تطبیقی، کنترل بهینه، کنترل هوشمند، خطی سازی فیدبکی و کنترل مود لغزشی در این نوع از مسایل کنترلی بسیار موفق عمل کرده اند [43]. توابع تعلق کنترل کننده های فازی بصورت دقیق براساس دانش بشری انتخاب می شوند یعنی طراحی آنها بدون تاثیر عدم قطعیت انجام می گیرد. در صورتی که در بسیاری از شرایط که با عدم قطعیت مواجه هستیم تعیین دقیق توابع تعلق امکان ندارد [44]. مثلا در پیش بینی سری زمانی تعیین دقیق توابع تعلق بخاطر وجود نویز در دیتا امکان پذیر نیست. از طرفی با تغییر شرایط محیط عملکرد، کنترل کننده فازی نوع ۱- کاهش یافته، منجر به کنترل غیرقابل قبول سیستم می شود. در واقع، کنترل کننده های فازی در مدل کردن و جبران عدم قطعیت با محدودیت روبرو هستند. از این رو، در جاهایی که شرایط محیط به طور مداوم در حال تغییر و عملکرد سیستم تحت تاثیر نویز شدید می باشد چندان پاسخگو نیستند [45].

این مشکلات، سیستم های فازی نوع ۱- را با چالش هایی روبرو کرد که زمان های زیادی هیچ توجه ای با آن نشده بود. زاده با شناخت این نقص های عملکردی در سال ۱۹۷۵ یعنی ده سال بعد از معرفی فازی نوع ۱-، نسل تازه ای از سیستم های فازی که به نوع ۲- معروف شدند را معرفی کرد [46]. منحصر به فرد بودن این سیستم ها در این می باشد که توابع تعلق آنها خود فازی هستند، یعنی درجه توابع تعلق مجموعه ای در بازه [۰ ۱] است. از این رو توابع تعلق فازی نوع ۱- دو بعدی و درجه توابع تعلق فازی نوع ۲- سه بعدی تعریف می گردند. در واقع فازی نوع ۲- توسعه یافته نوع ۱- به همراه یک بعد اضافه می باشند. که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع ۱- در اختیار طراح می گذارد. سه بعدی بودن توابع تعلق، سیستم های فازی نوع ۲ را قادر به مدل کردن و

¹ Structured uncertainty

² Unstructured uncertainty

از کم رنگ جلوه دادن عدم قطعیتها می کند [47]. در واقع اگر فازی نوع ۱- را بعنوان یک تقریب گر درجه اول در نظر بگیریم فازی نوع ۲- را می توان تقریب گر درجه دو معرفی کرد [48].

۱-۲-۳ مجموعه فازی نوع دو

وقتی که نتوان عضویت را بصورت دقیق یک یا صفر تعریف کرد بایستی از مجموعه های فازی نوع اول استفاده نمود. اما اگر نتوان درجه عضویت را بصورت یک عدد قطعی بین صفر و یک مشخص کرد، باید از مجموعه های فازی نوع دوم که در آن مقادیر عضویت نیز خود فازی هستند، استفاده کرد. البته این انتقاد به توابع تعلق نوع دوم نیز وارد است چرا که به دلیل اینکه مقدار عضویت ثانویه خود فازی است، اما آن را بصورت دقیق مشخص می نماییم. بنابراین بایستی گفت که برای مدل کردن کاملاً دقیق عدم قطعیتها باید از توابع عضویت فازی نوع بی نهایت استفاده نمود. یک مجموعه فازی نوع ۲ که با \tilde{A} نشان داده شود با یک تابع تعلق نوع دوم $\mu_A(x, u)$ بصورت زیر تعریف می شود:

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

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

$$J_x \subseteq [0,1] \quad (2-3)$$

که $J_x \subseteq [0,1]$ نمایانگر تابع تعلق اولیه^۱ می باشد. بنابراین توابع تعلق نوع ۲- دو بعدی و درجه توابع تعلق نوع ۱- سه بعدی هستند. در واقع سیستم های فازی نوع ۱- توسعه یافته سیستم های فازی نوع ۲- با داشتن یک بعد اضافه می باشد. که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع ۱ فراهم می کند. سه بعدی بودن توابع تعلق سیستم های فازی نوع ۲ آنها قادر به مدل کردن دقیق تر و از بین بردن هرچه بیشتر عدم قطعیتها می کند.

۲-۲-۳ تابع عضویت ثانویه^۲:

برای هر مقدار x مثلاً $x = \mathcal{X}$ در یک صفحه دو بعد خواهیم داشت که محور آن u

یک برش عمودی از $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ می باشد. تابع عضویت ثانویه، این برش عمودی^۱ می باشد

¹ Primary membership function

² Secondary Membership Function

که بصورت $\mu_{\tilde{A}}(x = \dot{x}.u)$ برای $\mathcal{X} = \dot{\mathcal{X}}$ و $J_{\dot{\mathcal{X}}} \subseteq [0.1]$ تعریف می گردد. بنابراین تابع عضویت ثانویه بصورت زیر در می آید:

$$\mu_{\tilde{A}}(x = \dot{x}.u) = \mu_{\tilde{A}}(\dot{x}) = \int_{u \in J_{\dot{x}}} \frac{f_{\dot{x}}(u)}{u} \quad , J_{\dot{x}} \subseteq [0.1] \quad (3-3)$$

که در آن $0 \leq f_{\dot{x}}(u) \leq 1$.

اگر $f_{\dot{x}}(u) = 1, \forall u \in J_{\dot{x}} \subseteq [0.1]$ در این حالت تابع عضویت ثانویه یک تابع بازه ای است، که اگر این مساله به ازای $\forall \mathcal{X} \in X$ برقرار باشد در این صورت تابع عضویت نوع دوم را تابع عضویت نوع دوم بازه ای معرفی می کنند. یعنی

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} \frac{1}{u} \right] / X . \quad J_x \subseteq [0.1] \quad (4-3)$$

۳-۲-۳ انواع توابع تعلق نوع دو:

از جمله توابع تعلق فازی نوع دوم می توان به توابع نوع دوم گوسین، دوزنقه ای، مثلثی و نظایر آن اشاره کرد. در این میان توابع گوسین بطور گسترده ای در مقالات مختلف استفاده می شود. در توابع گوسین بکار رفته در مقالات مرکز دسته و یا انحراف آن بصورت بازه ای انتخاب می شود. در واقع برای نمایش یک تابع عضویت فازی نوع ۲- بازه های گوسی در دو حالت مرکز نامعین و انحراف معیار نامعین مطرح می شوند. در حالت مرکز نامعین، مرکز تابع عضویت گوسی یک عدد واحد نیست، بلکه عددی در یک بازه محدود مثل $[m_1, m_2]$ می تواند باشد در این حالت انحراف معیار تابع گوسی ثابت در نظر گرفته خواهد شد. در این حالت تابع تعلق گوسی را به فرم زیر می توان نشان داد:

$$\tilde{\mu}(x) = e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x-m}{\sigma} \right)^2} \quad \text{that } m \in [m_1, m_2] \quad (5-3)$$

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

¹ Vertical Slice

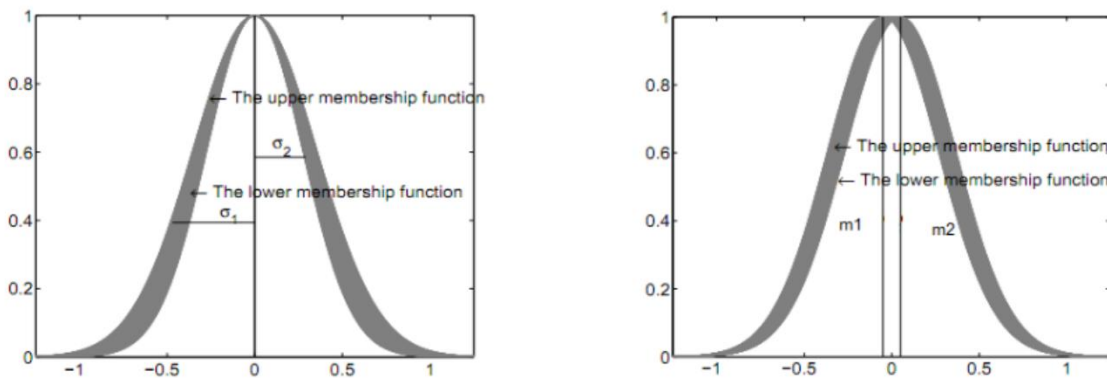
² Upper membership function

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

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

(۶-۳)

این تابع تعلق گوسی در شکل (۳-۱) قسمت (الف) نشان داده شده است. ناحیه نامعینی در فازی نوع-۲ را ردپای عدم قطعیت^۲ نامیده می‌شود که بصورت هاشورخورده دیده می‌شود.



شکل (۳-۱) الف) تابع عضویت نوع دوم با مرکز نامعین (ب) تابع عضویت نوع دوم با انحراف نامعین [44]

همچنین بر اساس توابع تعلق مثلثی نیز می‌توان توابع تعلق فازی نوع دوم را ایجاد کرد. رابطه کامل تابع تعلق فازی مثلثی نوع دوم بصورت زیر است. که در آن مرکز دسته (m) و یا عرض دسته (d) می‌تواند نامعین باشند.

$$\tilde{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x-m|}{d} & m-d < 0 < m+d \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (۷-۳)$$

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

¹ Lower membership function

² Footprint of uncertainty

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

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

(۸-۳)

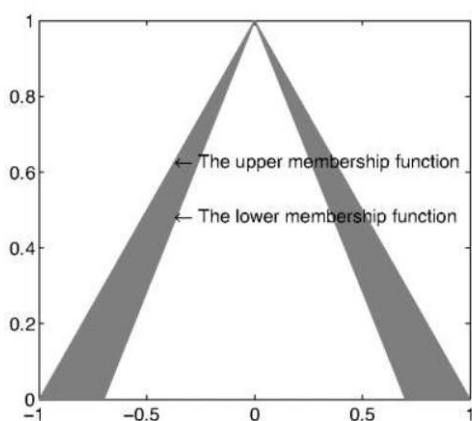
همچنین اگر عرض دسته نامعین باشد یعنی $d_1 \leq d \leq d_2$ ، توابع نوع دوم دارای یک تابع عضویت

حد بالا و یک تابع عضویت حد پایین به صورت زیر خواهند بود:

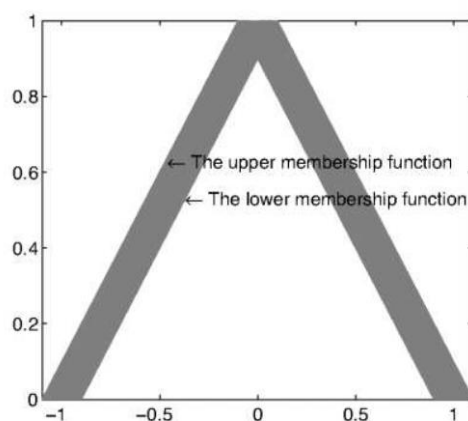
$$\bar{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - m|}{d_1} & m - d_1 < 0 \leq m + d_1 \\ 0. & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\underline{\mu}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - m|}{d_2} & m - d_2 < 0 \leq m + d_2 \\ 0. & \text{otherwise} \end{cases}$$

(۹-۳)



(ب)



(الف)

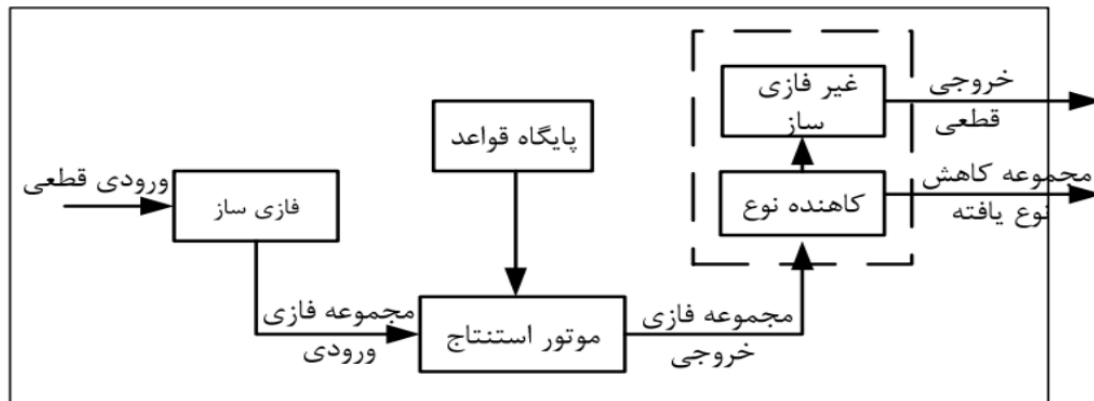
شکل (۲-۳ الف) تابع عضویت مثلثی با مرکز نامعین (ب) تابع عضویت مثلثی با عرض نامعین [47]

۴-۲-۳ بلوک دیاگرام سیستم فازی نوع دو:

یک سیستم فازی نوع ۲- همانند سیستم فازی نوع ۱- با استفاده از قوانین اگر آنگاه توصیف می شود.

اما در مقایسه با فازی نوع ۱- قسمت اگر یا آنگاه قوانین دارای مجموعه های فازی نوع ۲- هستند.

سیستم های فازی نوع ۲- ساختاری همانند سیستم های فازی نوع ۱- دارند با این فرق که خروجی شامل یک بلوک پردازشگر می باشد که خود شامل دو بلوک غیرفازی ساز و کاهش نوع سیستم^۱ است. ساختار سیستم فازی نوع ۲- در شکل (۳-۳) نشان داده شده است.



شکل (۳-۳) ساختار سیستم فازی نوع-۲ [44]

فرض کنید سیستم فازی نوع ۲- دارای p ورودی $x_1 \in X_1, x_2 \in X_2, \dots, x_p \in X_p$ و یک خروجی $Y \ni y$ باشد. هر یک از بلوک های شکل (۳-۳) را شرح می دهیم:

• فازی ساز:

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

• قوانین فازی:

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

¹ Type-reduced

$$R^\ell: \text{if } x_1 \text{ is } \tilde{X}_1^\ell \text{ and } \dots x_p \text{ is } \tilde{X}_p^\ell . \text{ then } y \tilde{G}^\ell \quad \ell = 1.2. \dots M \quad (10-3)$$

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

• موتور استنتاج:

در سیستم فازی نوع اول موتور استنتاج با اپراتورهای اجتماع و اشتراک رابطه بین ورودی و خروجی را از طریق پایگاه قواعد تعیین می کند. اما در سیستم های فازی نوع دوم اپراتورهای پیوند^۱ و ملاقات^۲ استفاده می شوند [۷]. در اینجا بطور خلاصه روابط پایه مطرح می شود. در ابتدا با فعال شده قوانین مجموعه آتش^۳ بصورت زیر بدست می آید:

$$F^\ell = \prod_{x \in X} \left[\prod_{j=1}^p \mu_{\tilde{X}_j^\ell}(X_j) \right] \quad (11-3)$$

که \prod نشان دهنده ی عملگر پیوند و \prod نشان دهنده ی عملگر ملاقات هستند. با اعمال دو عملگر

$$F^i(x) = \left[\underline{F}^i(x), \overline{F}^i(x) \right] = \text{فوق نتیجه، یک مجموعه فازی نوع دوم بازه ای بصورت}$$

$\left[\underline{F}^i, \overline{F}^i \right]$ است که

$$\underline{F}^\ell(x) = \underline{\mu}_{\tilde{X}_1^\ell}(X_1) \times \dots \times \underline{\mu}_{\tilde{X}_p^\ell}(X_p) \quad (12-3)$$

$$\overline{F}^\ell(x) = \overline{\mu}_{\tilde{X}_1^\ell}(X_1) \times \dots \times \overline{\mu}_{\tilde{X}_p^\ell}(X_p) \quad (13-3)$$

که عبارات $\underline{\mu}_{\tilde{X}_i^\ell}(X_i)$ و $\overline{\mu}_{\tilde{X}_i^\ell}(X_i)$ به ترتیب درجه توابع تعلق پایین و بالا هستند.

¹ Joint

² Meet

³ Firing Strength

• کاهش مرتبه (کاهنده نوع):

کاهش مرتبه، توسعه یافته غیر فازی ساز نوع ۱- است. بلوک کاهش مرتبه، خروجی مجموعه فازی نوع-۲ موتور استنتاج فازی را به یک مجموعه فازی نوع ۱- تبدیل می‌کند. روش‌های متفاوتی برای اینکار وجود دارد که مرسوم‌ترین آنها روش مرکز مجموعه‌ها^۱ می‌باشد که بصورت زیر بیان گردیده است:

$$Y_{\text{Cos}(x)} = \int_{y^l \in y^l \dots} \int_{y^M \in y^l \dots} \times \int_{f^l \in f^l(x) \dots} \int_{f^l \in f^l(x) \dots} \left[\frac{1 / \sum_{\ell=1}^M f^{\ell} y^{\ell}}{\sum_{\ell=1}^M f^{\ell}} \right] \quad (14-3)$$

$$= [y_1 \cdot y_2]$$

که $F^{\ell}(x) = [\underline{F}^{\ell}(x), \overline{F}^{\ell}(x)]$ مجموعه آتش قائده ℓ می‌باشد و $Y^M = [y_{\ell}^M \cdot y_r^M]$ یک

مجموعه فازی نوع-۱ است که متناظر با مرکز مجموعه فازی نوع-۲ قسمت آنگاه قانون M th می‌باشد.

y_{ℓ} و y_r بصورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$y_{\ell} = \frac{\sum_{i=1}^L \overline{F}^i y^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{F}^i y^i}{\sum_{i=1}^L \overline{F}^i + \sum_{i=L+1}^M \underline{F}^i} \quad (15-3)$$

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^R \underline{F}^i y^i + \sum_{i=R+1}^M \overline{F}^i y^i}{\sum_{i=1}^R \underline{F}^i + \sum_{i=R+1}^M \overline{F}^i} \quad (16-3)$$

که L و R با کمک الگوریتم کارنیک- مندل^۲ [49] بدست می‌آیند. این الگوریتم بازگشتی دارای

محاسبات بسیار زیادی می‌باشد. بیشترین محاسبات سیستم فازی نوع دوم مربوط به این بلوک می-

باشد.

• غیرفازی ساز:

در نهایت بلوک غیر فازی ساز محاسبه خروجی سیستم را بر عهده می‌گیرد. ورودی این نوع بلوک

مقادیر فازی و خروجی آن مقادیر قطعی می‌باشد. یعنی

¹ Center of Sets (Cos)

² Karnik Mendel

$$y(x) = \frac{y_\ell + y_r}{2} \quad (17-3)$$

۳-۳ آنالیز مدل ریاضی به منظور پیشنهاد طرح کنترلی

۱-۳-۳ زیرسیستم‌های ربات دو چرخ

ربات دوچرخ یک سیستم دارای سه درجه آزادی است که تنها دو ورودی از نوع گشتاور دارد. اصولاً برای کنترل کامل (تمام متغیرهای حالت) یک سیستم دارای n درجه آزادی نیاز به n ورودی کنترلی است. اما در حالتی که متغیرهای حالت به یکدیگر وابسته باشند تعداد ورودی‌های حالت می‌تواند از درجه سیستم کمتر باشد. ربات دو چرخ دو متغیر وابسته دارد که می‌توان این دو متغیر را با یک ورودی کنترل کرد. با توجه به خاصیت فیزیکی خاص این ربات می‌توان آن را به دو زیرسیستم مجزا تقسیم کرد و برای هر زیرسیستم طراحی منحصربه‌فردی انجام داد. زیرسیستم اول φ نام‌گذاری می‌شود و از $T_\omega = T_L - T_R$ به عنوان ورودی برای کنترل آن استفاده می‌شود. این زیرسیستم یک ورودی کنترلی و یک متغیر حالت دارد و طراحی کنترل‌کننده‌ی آن مستقل از زیرسیستم دیگر است. زیرسیستم دوم که $\{v, \theta\}$ نامیده می‌شود، یک ورودی کنترلی به صورت $T_v = T_L + T_R$ دارد و دو متغیر حالت وابسته v و θ .

کنترل‌کننده‌ی این زیرسیستم باید طوری طراحی شود که هر دو متغیر حالت را با تک ورودی کنترل کند. کنترل‌کننده‌ی طراحی شده برای زیرسیستم اول از نوع فازی است. در این تحقیق فازی نوع یک و فازی نوع دو طراحی می‌شود. همچنین برای زیرسیستم دوم به منظور حذف اغتشاش و غلبه بر نامعینی‌های ساختاری از کنترل‌کننده‌ی حالت لغزشی استفاده شده است. برای طراحی این کنترل‌کننده لازم است خروجی‌های هدف تا مرتبه دوم مشتق‌پذیر باشند. در طراحی این کنترل‌کننده از معادلات زیر به عنوان خطای سیستم استفاده می‌کنیم.

$$e_1 = x - x_d \quad (18-3)$$

$$e_2 = v - v_d \quad (19-3)$$

$$e_3 = \theta - \theta_d \quad (20-3)$$

$$e_4 = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d \quad (21-3)$$

۱-۱-۳-۳ زیرسیستم φ

معادله دینامیکی این زیرسیستم به صورت زیر است:

$$\ddot{\varphi} = \frac{D}{2RJ_\varphi} T_\omega \quad (22-3)$$

همان طور که اشاره شد کنترل این زیرسیستم مجزا از زیرسیستم دیگر است. برای طراحی کنترل-کننده از دو خطای زیر به عنوان ورودی سیستم فازی استفاده خواهد شد.

$$e_5 = \varphi - \varphi_r \quad (23-3)$$

$$e_6 = \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_r \quad (24-3)$$

۲-۱-۳-۳ زیرسیستم $\{v, \theta\}$

روابط دینامیکی این زیرسیستم نیز به شکل زیر نوشته می شود:

$$\dot{v} = \frac{1}{\Omega} [J_\theta M_b L_{cg} \dot{\theta}^2 \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 \sin \theta \cos \theta] + \frac{J_\theta}{\Omega R} T_v \quad (25-3)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{\Omega} [M_x M_b L_{cg} g \sin \theta - M_b^2 L_{cg}^2 \sin \theta \cos \theta] - \frac{M_b L_{cg} \cos \theta}{\Omega R} T_v \quad (26-3)$$

با مشتق گیری از روابط (۳-۱۸) تا (۳-۲۱) و سپس جایگذاری روابط فوق در آن‌ها خواهیم داشت:

$$\dot{e}_1 = e_2 \quad (27-3)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{\Omega} \left[J_\theta M_b L_{cg} (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) - M_b^2 L_{cg}^2 g \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] + \frac{J_\theta}{\Omega R} T_v - \ddot{x}_d \quad (28-3)$$

$$\dot{e}_3 = e_4 \quad (29-3)$$

$$\dot{e}_4 = \frac{1}{\Omega_0} \left[M_x M_b L_{cg} g \sin(e_3 + \theta_d) - M_b^2 L_{cg}^2 (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] - \frac{M_b L_{cg} \cos(e_3 + \theta_d)}{\Omega_0 R} T_v - \ddot{\theta}_d \quad (30-3)$$

در روابط فوق Ω_0 که به وسیله خطای تعقیب بیان شده است به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\Omega_0 = M_x J_\theta - M_b^2 L_{cg}^2 \cos^2(e_3 + \theta_d) \quad (31-3)$$

همان‌طور که اشاره شد این سیستم دو متغیر حالت دارد که باید با یک ورودی کنترلی کنترل شوند.

۲-۳-۳ تئوری دینامیک-صفر

همان‌طور که اشاره شد زیر سیستم $\{v, \theta\}$ دو متغیر وابسته دارد که باید توسط ورودی T_v کنترل شود. برای این منظور با توجه به تئوری کنترل غیرخطی، می‌توان با صفر در نظر گرفتن خروجی سیستم به زیرسیستم دینامیک صفر رسید و طراحی را بر اساس آن انجام داد. با صفر در نظر گرفتن خطای طولی e_1 به عنوان خروجی زیرسیستم می‌توان ورودی کنترلی را به صورت زیر بدست آورد. واضح است با صفر فرض کردن خطای طولی مشتق آن نیز همواره صفر خواهد بود.

$$T_v = \frac{R}{J_\theta} \left[-J_\theta M_b L_{cg} (\dot{\theta}_d + e_4^2 \sin(e_3 + \theta_d)) + M_b^2 L_{cg}^2 g \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] + \frac{\Omega_0 R}{J_\theta} \dot{v}_d \quad (32-3)$$

با جایگذاری رابطه فوق در معادله (۳۰-۳) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
\dot{e}_4 = \frac{1}{\Omega} & \left[M_x M_b L_{cg} g \sin(e_3 + \theta_d) \right. & (33-3) \\
& \left. - M_b^2 L_{cg}^2 (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] \\
& - \frac{M_b L_{cg} \cos(e_3 + \theta_d)}{J_\theta} \dot{v}_d \\
& - \frac{M_b L_{cg} \cos(e_3 + \theta_d) R}{\Omega_0 R} \frac{R}{J_\theta} \left[-J_\theta M_b L_{cg} (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) \right. \\
& \left. + M_b^2 L_{cg}^2 g \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] - \ddot{\theta}_d \\
& = \frac{M_b L_{cg} g \sin(e_3 + \theta_d)}{\Omega_0} \left(M_x - \frac{M_b^2 L_{cg}^2 \cos^2 \theta}{J_\theta} \right) \\
& - \frac{M_b L_{cg} \cos(e_3 + \theta_d)}{J_\theta} \dot{v}_d - \ddot{\theta}_d \\
& = \frac{M_b L_{cg}}{J_\theta} [g \sin(e_3 + \theta_d) - \dot{v}_d \cos(e_3 + \theta_d)] - \ddot{\theta}_d
\end{aligned}$$

با توجه به رابطه (۳۰-۳) و جایگذاری در معادله فوق، زیرسیستم دینامیک صفر به شکل ساده‌تر زیر قابل بازنویسی است:

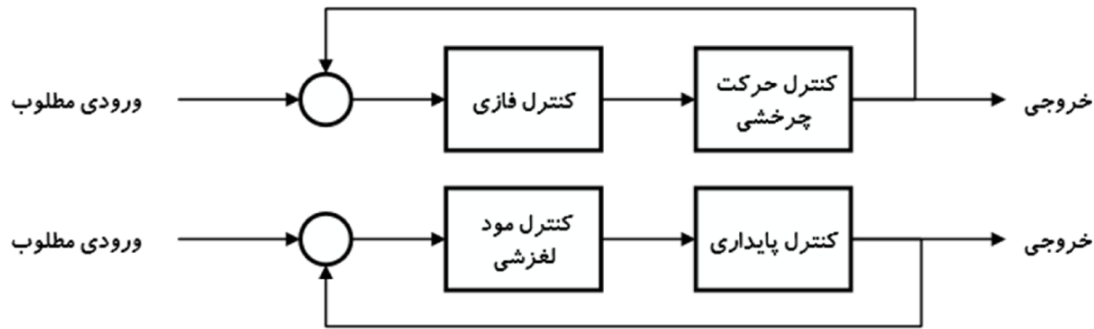
$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J_\theta} M_b L_{cg} (g \sin \theta - \dot{v}_d \cos \theta) \quad (34-3)$$

با توجه به بازه‌ی تغییرات متغیر $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ به سادگی می‌توان فرض $\cos \theta \neq 0$ را در نظر گرفت و طراحی را بر این اساس انجام داد.

۳-۳-۳ طراحی سیستم کنترلی

در این قسمت دو کنترل‌کننده برای دو زیرسیستم ربات دوچرخه‌ی طراحی می‌شود که در عین تضمین پایداری، مسیرهای مطلوب را برای متغیرهای حالت سیستم ردگیری می‌کند. همان‌طور که ذکر شد دو زیرسیستم ربات از یکدیگر مستقل هستند در نتیجه کنترل‌کننده‌ها نیز به صورت جداگانه طراحی می‌شوند. برای زیرسیستم φ دو کنترل‌کننده فازی نوع یک و نوع دو طراحی می‌شود. برای این منظور دو ورودی خطای زاویه φ و مشتق آن به عنوان ورودی انتخاب شده است. سیستم فازی طراحی شده براساس این دو ورودی سینگال کنترل مطلوب را تولید می‌کند. همچنین در زیرسیستم دوم خطای زاویه به عنوان ورودی در نظر گرفته شده و با استفاده از قانون پایداری لیپانوف سینگال

کنترل مطلوب بدست می‌آید. سرعت طولی مطلوب به طور مستقیم توسط زاویه انحراف پاندول معکوس قابل دستیابی است. شکل بلوک دیاگرام روش کنترلی را نشان می‌دهد.

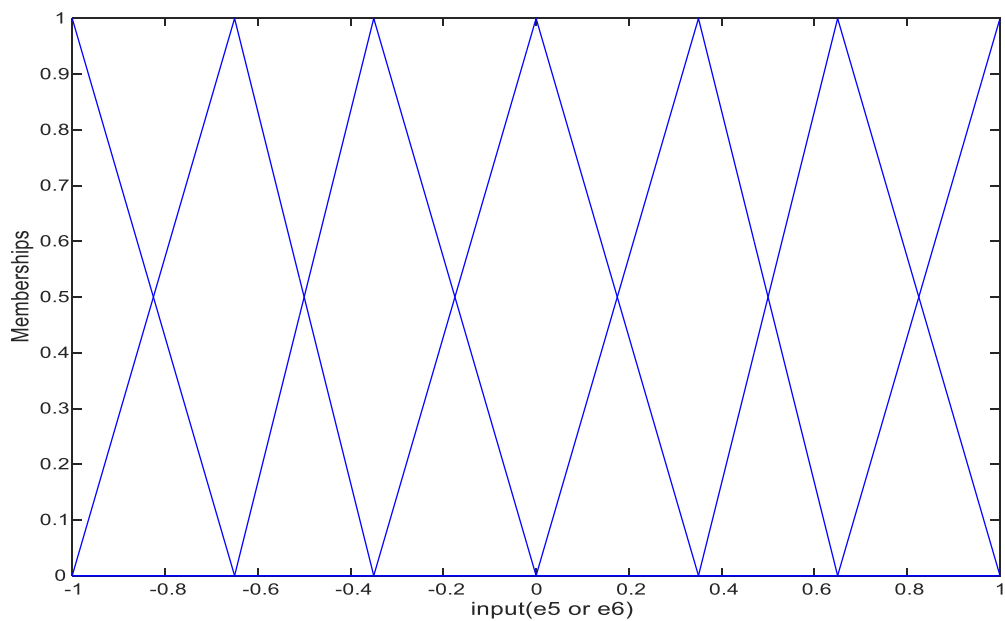


شکل (۳-۴) بلوک دیاگرام سیستم کنترلی

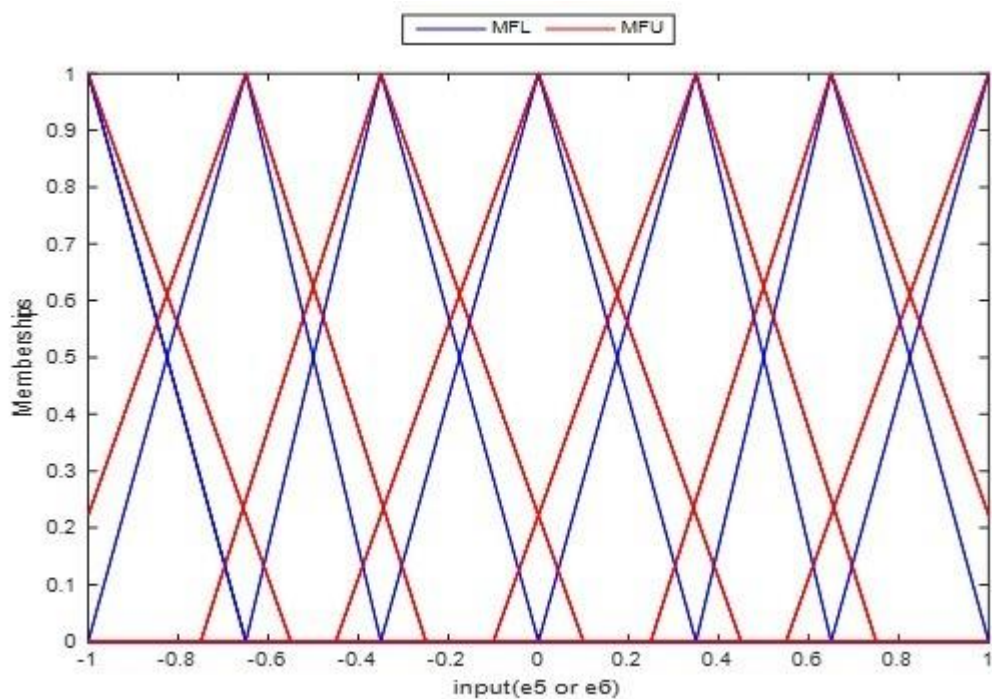
۱-۳-۳-۳ کنترل حرکت چرخشی بر مبنای منطق فازی نوع یک و نوع دو

برای کنترل این زیر سیستم از دو کنترل کننده فازی نوع یک و فازی نوع دو استفاده می‌شود که در این قسمت جزئیات طراحی این دو کنترل کننده بیان می‌شود.

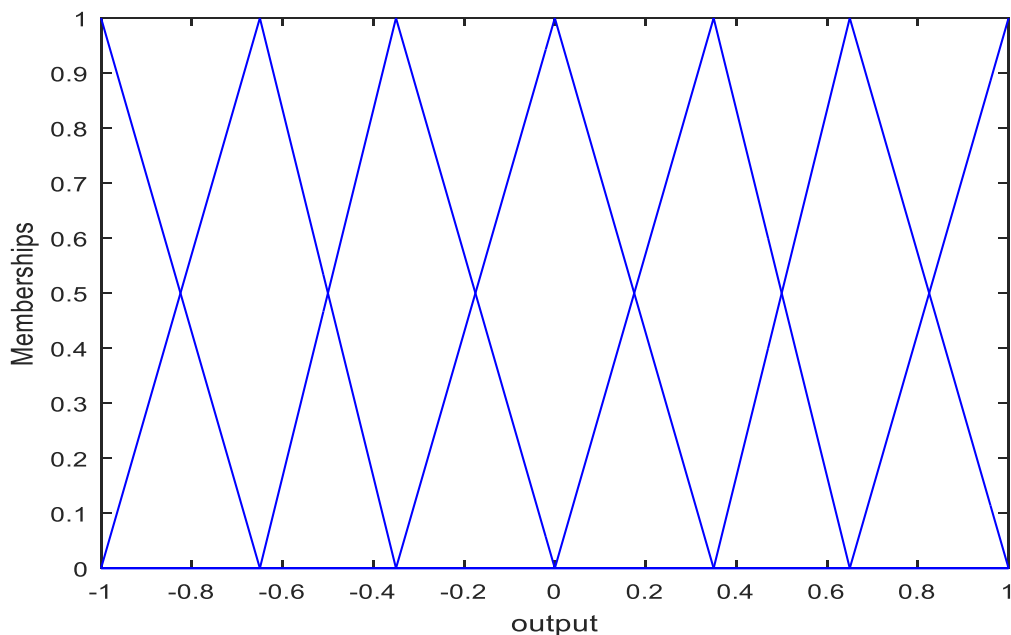
چرخش ربات دو چرخ در صفحه از عملگر کافی برخوردار است از اینرو T_{ω} بطور مستقیم، میتواند چرخش را کنترل کند. برای کنترل این نوع حرکت از ربات، کنترل کننده های فازی نوع یک و نوع دو طراحی شده است. ورودی سیستم فازی، خطا و مشتق خطا می‌باشد. گستره‌ی تغییرات ورودی‌های سیستم فازی توسط هفت تابع تعلق افراز شده است. تعداد قوانین فازی ۴۹ می‌باشد. جدول قوانین برای هر دو نوع کنترل کننده ی فازی یکسان است که در ادامه ارائه می‌شود. شکل توابع تعلق فازی نوع یک و نوع دو در ادامه آورده شده است.



شکل (۳-۵) توابع تعلق فازی نوع یک برای ورودی خطا و مشتق خطا



شکل (۳-۶) توابع تعلق فازی نوع دو برای ورودی خطا و مشتق خطا



شکل (۷-۳) توابع تعلق خروجی برای فازی نوع یک و فازی نوع دو

جدول ۱-۳ جدول قوانین فازی نوع یک و نوع دو

T_ω		$e(t)$						
		NL	NM	NS	ZO	PS	PM	PL
$\dot{e}(t)$	NL	NL	NL	NL	NM	NM	NS	NS
	NM	NL	NL	NM	NM	NS	NS	ZO
	NS	NL	NM	NM	NS	NS	NS	ZO
	ZO	NS	NS	NS	ZO	PS	PS	PS
	PS	ZO	PS	PS	PM	PM	PL	PL
	PM	ZO	PS	PM	PM	PL	PL	PL
	PL	PS	PS	PM	PM	PL	PL	PL

۲-۳-۳-۳ کنترل حرکت طولی

در این قسمت کنترل کننده‌ی سطح لغزشی برای حرکت طولی ربات با استفاده ورودی کنترلی T_V طراحی می‌شود. بدین منظور ابتدا سطح لغزشی به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$s_1 = \dot{e}_1 + c_1 e_1 \quad (۳۵-۳)$$

در رابطه‌ی فوق C پارمتری مثبت در نظر گرفته می‌شود. با مشتق‌گیری از رابطه بالا و جاگذاری

معادلات سیستم در آن خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 = \ddot{e}_1 + c_1 \dot{e}_1 = & \frac{1}{\Omega_0} \left[J_\theta M_b L_{cg} (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) \right. \\ & \left. - M_b^2 L_{cg}^2 g \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \right] + \frac{J_\theta}{\Omega_0 R} T_v - \dot{v}_d + c_1 \dot{e}_1 \end{aligned} \quad (36-3)$$

با استفاده از سطح لغزش فوق قانون کنترل حالت لغزش را به شکل زیر طراحی می‌شود.

$$\begin{aligned} T_v = & -RM_b L_{cg} (\dot{\theta}_d + e_4)^2 \sin(e_3 + \theta_d) + \frac{RM_b^2 L_{cg}^2 g}{J_\theta} \sin(e_3 + \theta_d) \cos(e_3 + \theta_d) \\ & - \frac{\Omega_0 R}{J_\theta} [c_1 \dot{e}_1 - \dot{v}_d + k_1 \operatorname{sgn}(s_1) + K_2 s_1] \end{aligned} \quad (37-3)$$

که k_1 و k_2 پارمترهای ثابت و مثبت هستند. در روابط فوق برای بدست آوردن e_1 و e_2 نیاز به v_d و x_d است که در قسمت بعدی از دینامیک صفر سیستم برای دستیابی به این مقادیر استفاده می‌شود.

۴-۳-۳ کنترل دینامیک صفر

در رابطه‌ی (۳۴-۳) که مربوط به دینامیک صفر زیر سیستم $\{v, \theta\}$ است، نشان داده شد که دو پارامتر θ و \dot{v}_d به همدیگر وابسته هستند. می‌توان از این رابطه استفاده کرد و سرعت و مکان طولی ربات را با توجه به مقدار زاویه انحراف بدست آورد. برای این منظور \dot{v}_d به عنوان ورودی کنترلی و θ به عنوان متغییر حالت در نظر گرفته می‌شود. حال سطح لغزشی به شکل زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$s_2 = \dot{e}_3 + c_2 e_3 \quad (38-3)$$

در این رابطه c پارمتری مثبت خواهد بود. با مشتق گیری از رابطه فوق خواهیم داشت:

$$\dot{s}_2 = \ddot{e}_3 + c_2 \dot{e}_3 = \frac{1}{J_\theta} M_b L_{cg} (g \sin(\theta) - u \cos \theta - \ddot{\theta} - c_2 (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d)) \quad (39-3)$$

قانون کنترل حالت لغزشی با توجه روابط فوق به شکل زیر طراحی می‌شود.

$$u = g \tan \theta - \frac{J_\theta}{M_b L_{cg} \cos \theta} [\ddot{\theta}_d + c_2 (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) - k_3 \operatorname{sgn}(s_2) - k_4 s_2] \quad (40-3)$$

در این رابطه k_3 و k_4 پارمترهای ثابت و مثبت هستند. در واقع با این روش با استفاده از زاویه انحراف مطلوب \dot{v}_d مطلوب بدست می‌آید و از این پارامتر می‌توان در کنترل حالت لغزشی استفاده کرد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی سیستم کنترل پیشنهادی در فصل آینده ارائه خواهد شد.

فصل ۴ نتایج شبیه‌سازی

۱-۴ مقدمه

به منظور نمایش قابلیت سیستم کنترل‌های پیشنهادی در حفظ تعادل ربات، در این فصل به کمک نرم افزار متلب نتایج حاصل از شبیه‌سازی ارائه می‌شود. دو سناریو برای شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است؛ در سناریوی اول اثر اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری منظور نمی‌شود. در سناریو دوم، سیستم در حضور اغتشاش خارجی و نامعینی پارامتری شبیه سازی می‌شود.

۱-۱-۴ نتایج شبیه سازی در حالت بدون اعمال اغتشاش و عدم قطعیت

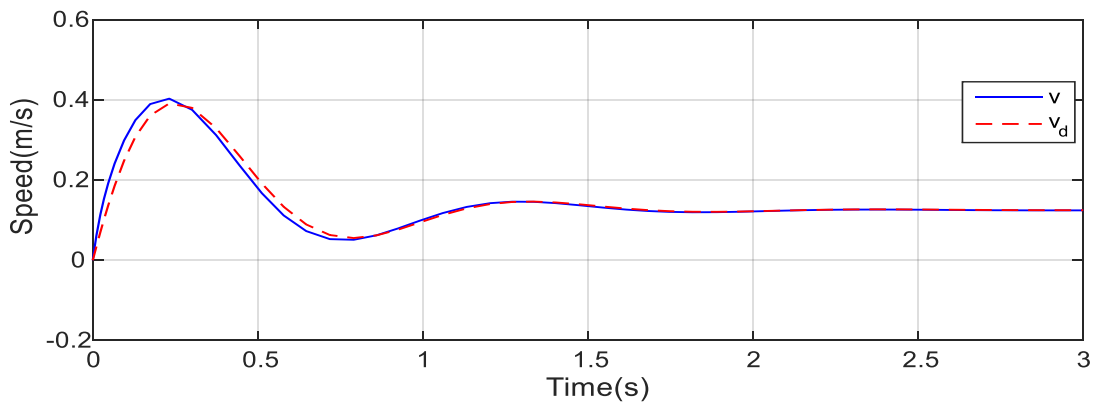
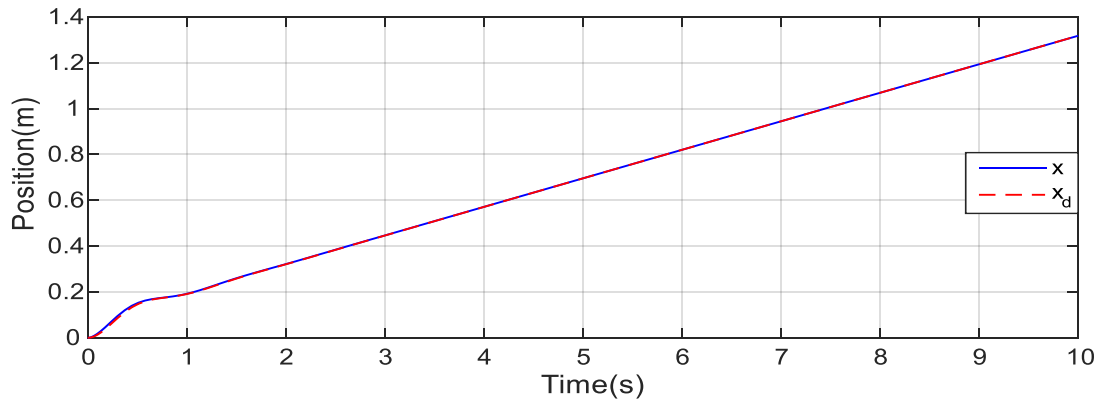
در ابتدا شبیه سازی سیستم ربات و کنترل‌کننده‌های طراحی شده با فرض در دسترس بودن معادلات دقیق سیستم و بدون وجود اغتشاش انجام می‌شود. شرایط اولیه در نظر گرفته شده برای ربات به شرح زیر است:

$$[\varphi \quad \dot{\varphi} \quad v \quad x \quad \theta \quad \dot{\theta}] = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0.0017 \quad 0.17]$$

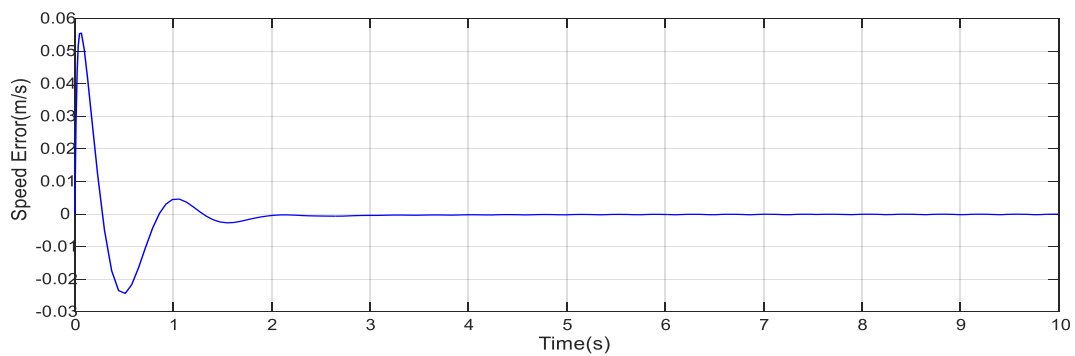
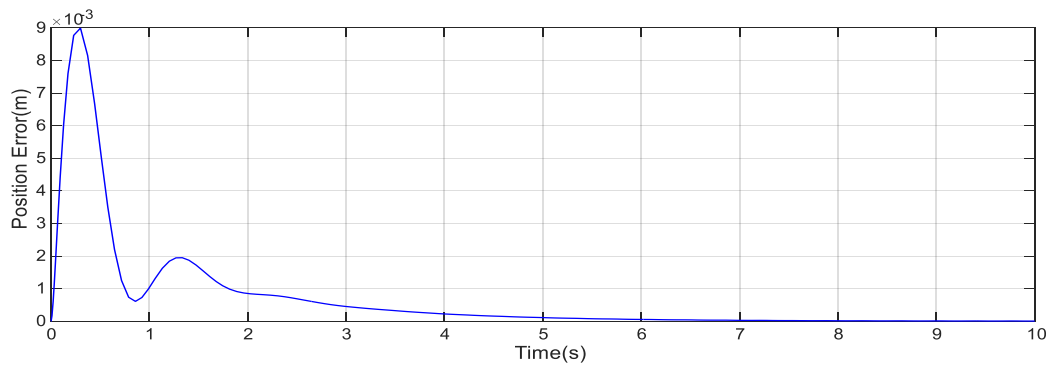
شبیه سازی برای مدت زمان ده ثانیه انجام شده است و نتایج آن در شکل‌های زیر نشان داده شده است. شکل (۱-۴) مکان و سرعت طولی را نشان می‌دهد؛ در این شکل مقادیر مطلوب با خط چین قرمز و مقادیر بدست آمده از سیستم با رنگ آبی نشان داده شده است. همان‌طور که در فصل قبل اشاره شد مکان و سرعت طولی وابسته به زاویه انحراف است و مقدار مطلوب آن براساس مقدار مطلوب زاویه انحراف بدست آمده است. این شکل نشان می‌دهد که کنترل کننده توانسته با دقت قابل قبولی مقدار هدف را دنبال کند. برای بررسی دقیق‌تر سیگنال خطای ناشی از تفاوت مقادیر هدف و مقادیر سیستم در شکل (۲-۴) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که خطای سرعت در کمتر از دو ثانیه تقریباً صفر شده است و با اندکی تاخیر سپس خطای مکان ربات به سمت صفر میل کرده است. با توجه به خاصیت فیزیکی ربات دو چرخ مقدار زاویه انحراف هدف، صفر در نظر گرفته

شده است. شکل (۳-۴) مقدار زاویه انحراف و مشتق آن را در هر لحظه نشان می‌دهد. این شکل تایید می‌کند که کنترل‌کننده‌ی طراحی شده به خوبی توانسته سیستم ربات را کنترل کند.

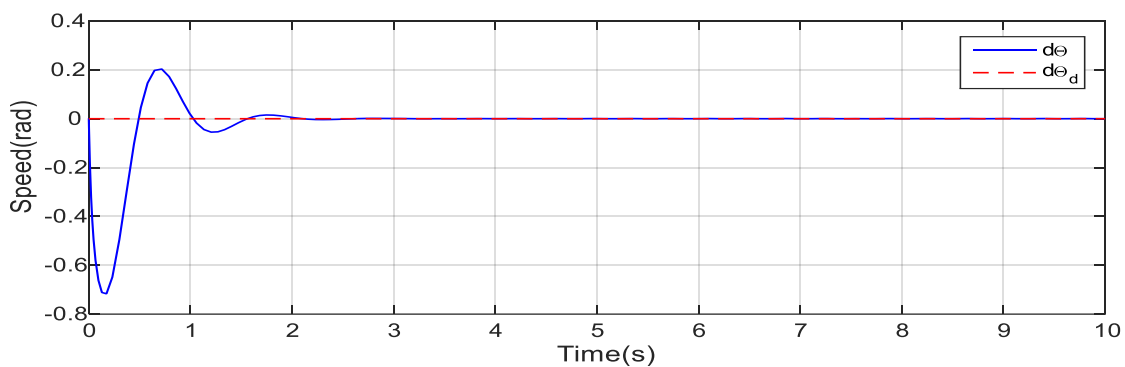
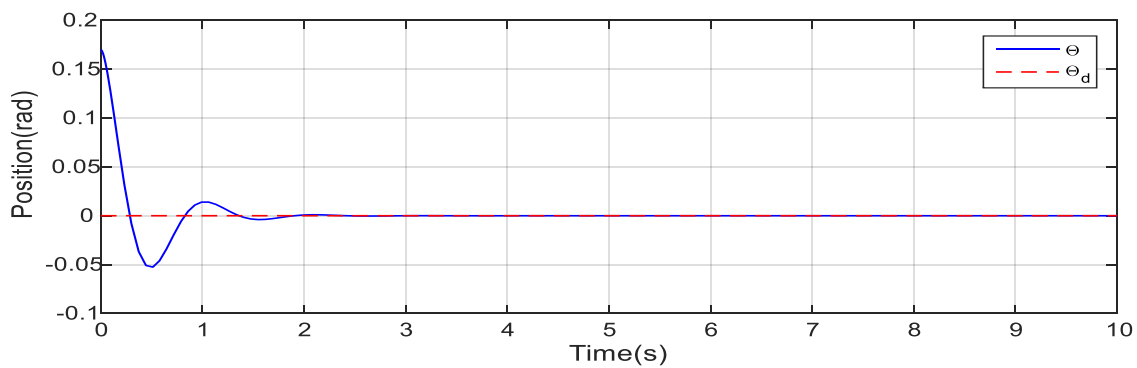
برای زیر سیستم دو کنترل‌کننده‌ی فازی نوع یک و فازی نوع دو طراحی شده است. در شکل (۴-۴) زاویه چرخشی مشتق آن به همراه مقادیر مطلوب آن نشان داده شده است. هر دو کنترل‌کننده به خوبی توانسته‌اند مقادیر مطلوب را دنبال کنند. برای مقایسه‌ی بهتر در شکل (۵-۴) مقدار خطا تعقیب برای هر دو کنترل‌کننده نشان داده شده است. همان‌طور که انتظار می‌رفت فازی نوع دو نتایج بهتری داشته است. گشتاورهای تولید شده توسط کنترل‌کننده‌ی حالت لغزشی و دو کنترل‌کننده‌ی فازی در شکل (۶-۴) نشان داده شده است. سیگنال‌های تولید شده مقادیری محدود دارند و تغییرات آن‌ها در محدوده‌ی مجاز قرار دارد و همچنین در این سیگنال‌ها نوسان‌های شدید و تغییرات ناگهانی دیده نمی‌شود در نتیجه در عمل برای پیاده‌سازی مشکلی وجود نخواهد داشت.



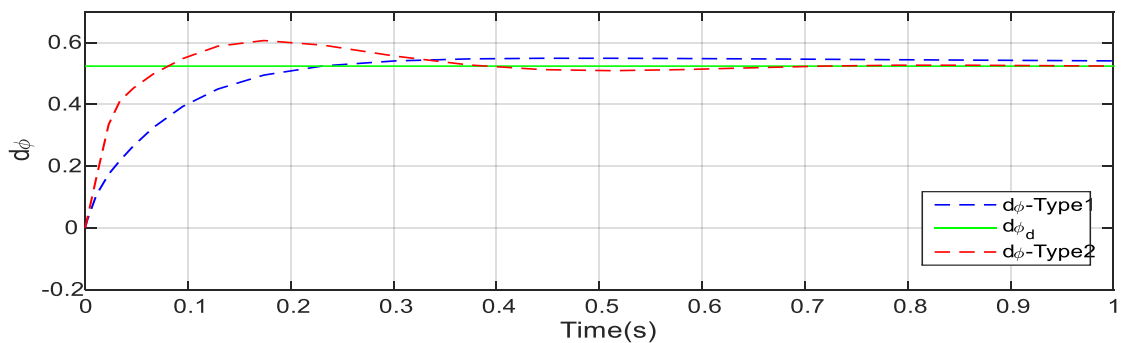
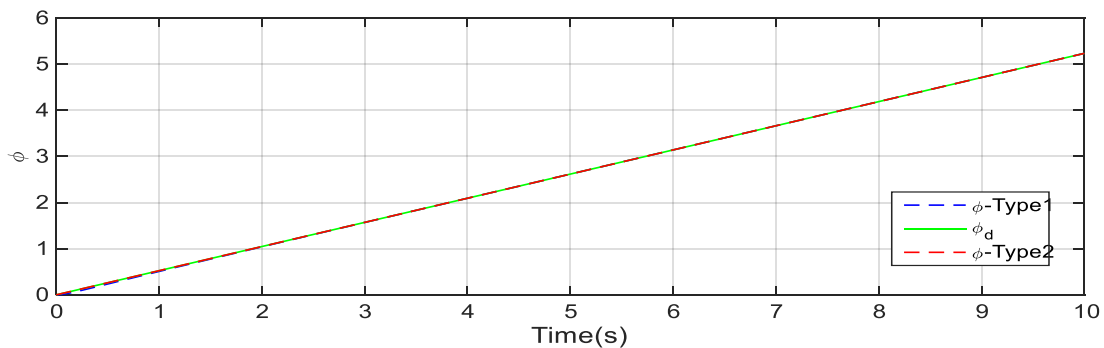
شکل (۱-۴) مکان و سرعت طولی ربات و مقادیر مطلوب آن



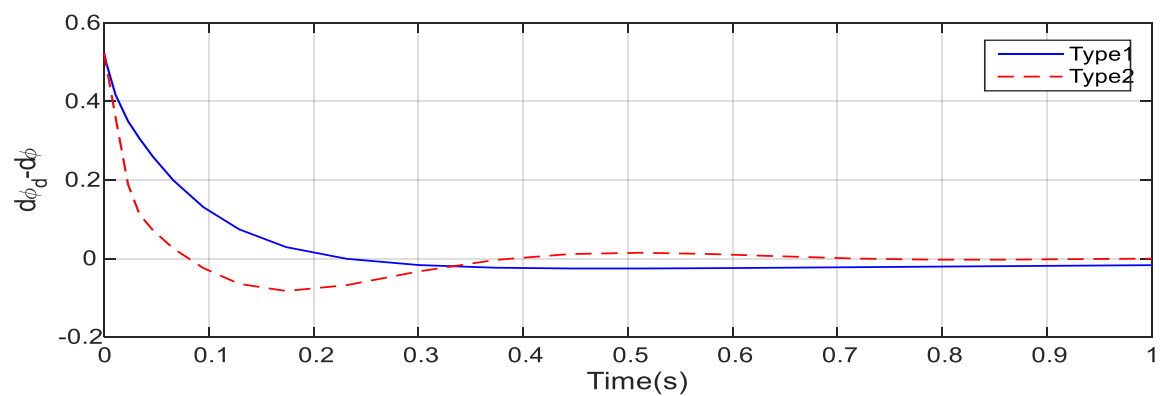
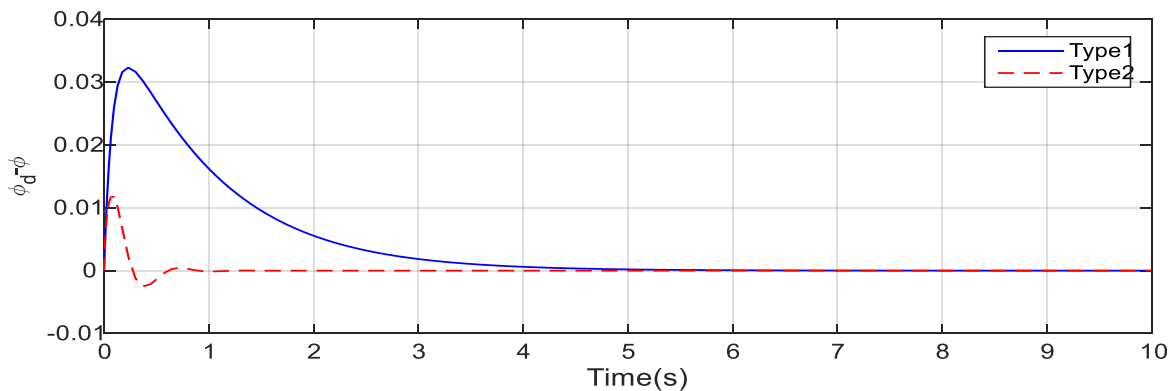
شکل (۲-۴) خطای مکان و سرعت ربات نسبت به مقادیر مطلوب



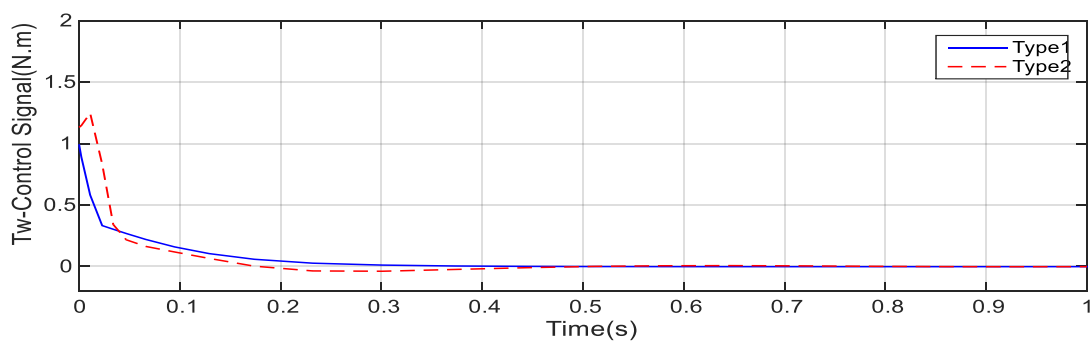
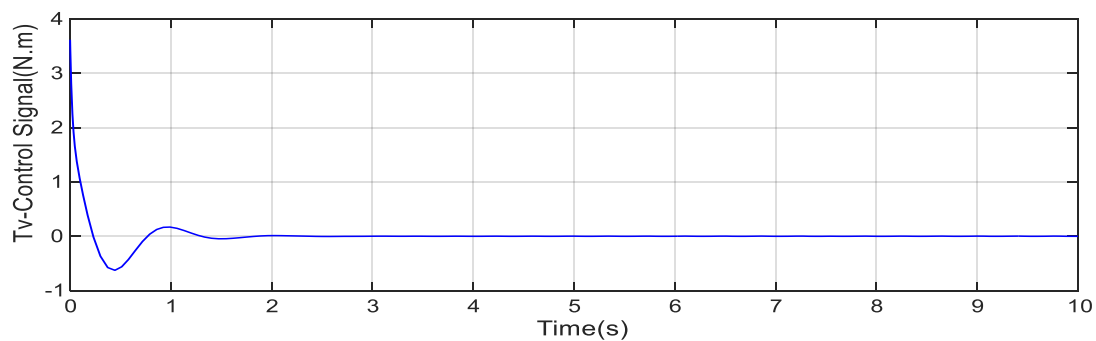
شکل (۳-۴) زاویه انحراف و مشتق زاویه انحراف ربات و مقادیر مطلوب آن ها



شکل (۴-۴) زاویه چرخشی و مشتق زاویه چرخشی ربات و مقادیر مطلوب، در حالت استفاده از دو کنترل کننده‌ی فازی نوع یک و فازی نوع دو



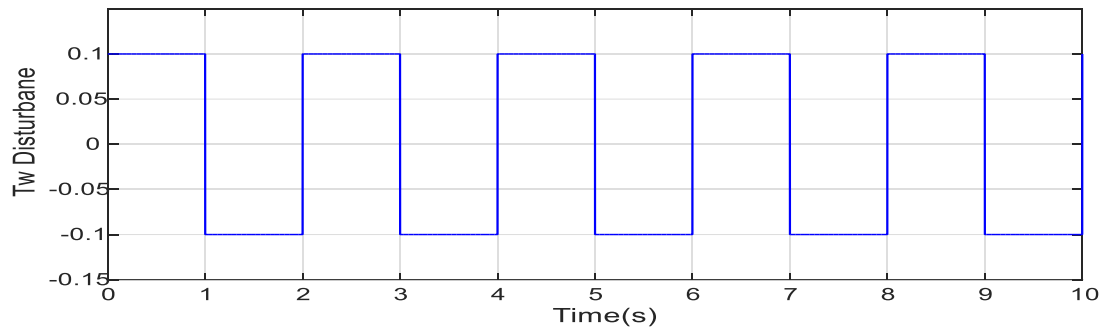
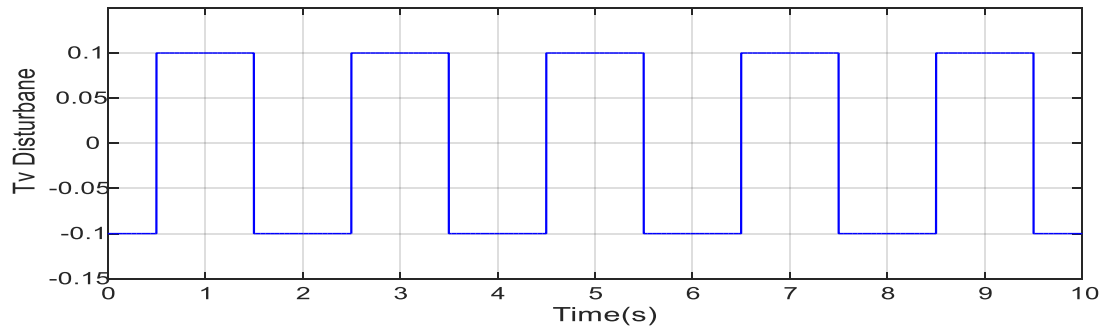
شکل (۵-۴) مقایسه خطای زاویه چرخشی نسبت به مقدار مطلوب آن و مشتق آن برای دو کنترل کننده فازی نوع یک و فازی نوع دو



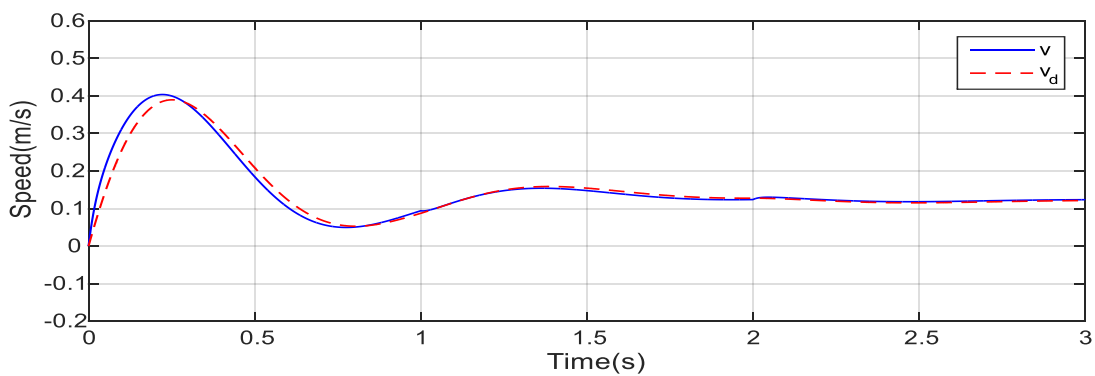
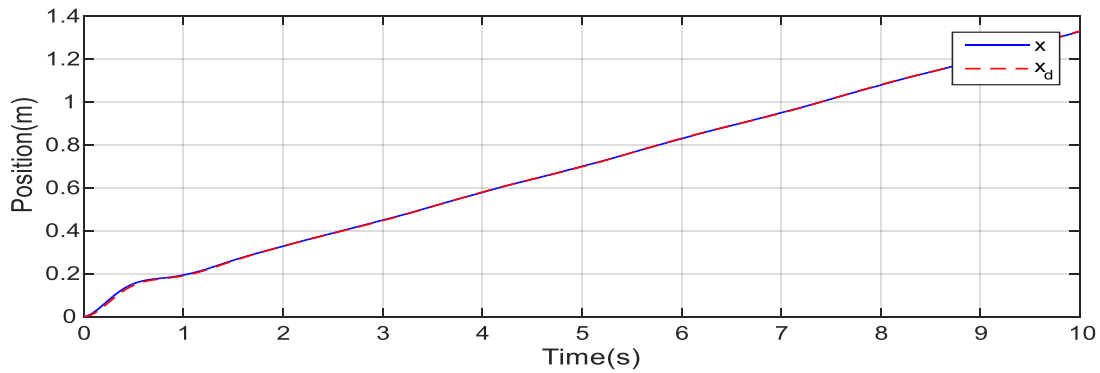
شکل (۶-۴) گشتاورها تولید شده توسط کنترلرها

۲-۱-۴ نتایج شبیه سازی در حالت اعمال اغتشاش و حضور عدم قطعیت

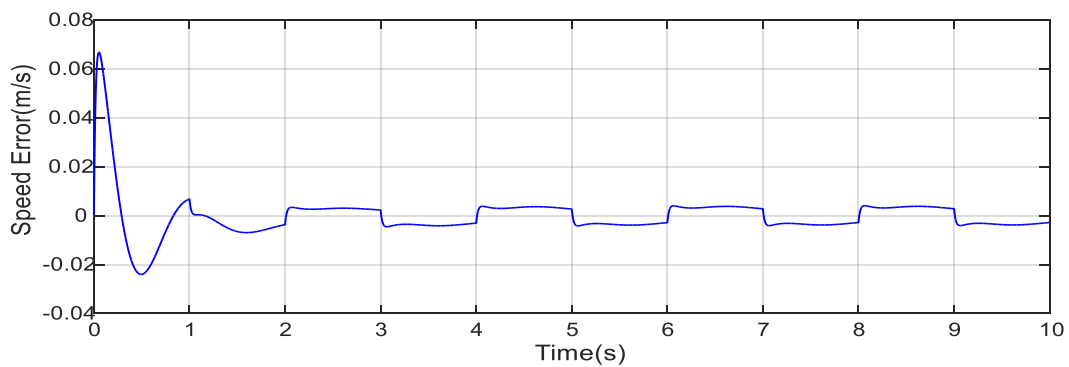
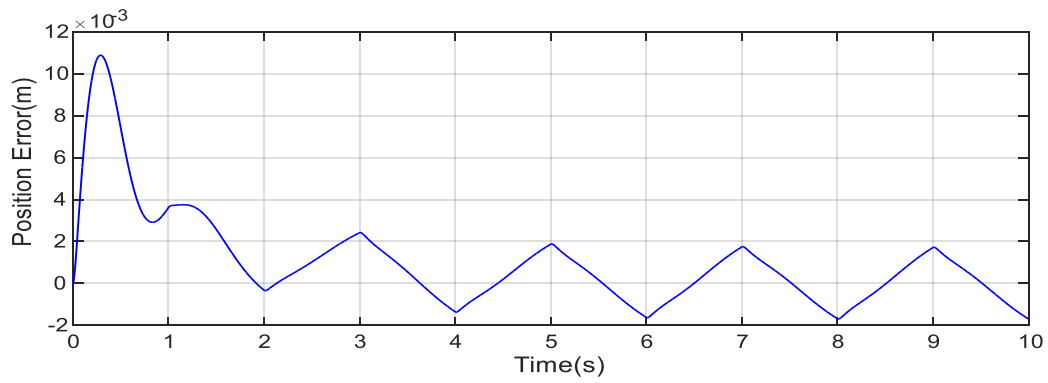
در این بخش شبیه سازی با فرض وجود ۱۰ درصد نامعینی در پارامترهای سیستم و همچنین وجود اغتشاش جمع شونده با سیگنال های کنترل، انجام می شود. با توجه به مقادیر سیگنال های کنترل در قسمت قبلی دامنه ی اغتشاش اعمال شده به سیستم حدود ۲۰ درصد مقادیر سیگنال های کنترل در نظر گرفته شده است. شکل (۷-۴) این اغتشاش ها را که پالس هایی هستند که با یکدیگر اختلاف فاز دارند را نشان می دهد. نتایج نشان می دهد که کنترل کننده ی حالت لغزشی به خوبی توانسته بر نامعینی موجود و اغتشاش اعمال شده فائق بیاید. شکل (۱۰-۴) نشان می دهد که در لحظاتی که اغتشاش وارد شده به سیستم تغییرات داشته ربات دچار انحرافی جزئی شده است ولی به سرعت این اغتشاش توسط کنترل کننده جبران شده است. همچنین با دقت در این شکل مشخص می شود در زمان هایی که اغتشاش وارد شده به سیگنال کنترل تغییرات داشته زاویه انحراف ربات تغییری نکرده است، مشابه این موضوع در شکل (۱۱-۴) نیز دیده می شود؛ این نکته نشان می دهد همان طور که اشاره شد زیرسیستم های ربات دو چرخ مستقل از یکدیگر هستند. در شکل (۱۱-۴) و شکل (۱۲-۴) می توان عملکرد دو کنترل کننده ی فازی را در حضور نامعینی و اغتشاش ملاحظه کرد. این شکل ها نشان می دهد که اگرچه کنترل کننده ی فازی نوع دو به مراتب عملکرد بهتری داشته است ولی هر دو کنترل کننده در برابر اغتشاشات وارد شده عملکرد خوبی نداشته اند. که البته با توجه به ماهیت این کنترل کننده ها توقعی به جز این هم نمی رفت. سیگنال های تولید شده توسط کنترل کننده ها نیز در شکل (۱۳-۴) نشان داده شده است. به وضوح تاثیر اغتشاش وارد شده در این سیگنال ها نمایان است. همان طور که مشاهده می شود تاثیر اغتشاش بر سیگنال کنترل حالت لغزش نسبت به سیگنال کنترل های فازی کمتر بوده است. شکل (۱۴-۴) گشتاور اعمال شده به ربات را که مجموع سیگنال های کنترل و اغتشاش ها هستند نشان می دهد. با دقت در این شکل مشخص است که کنترل کننده ی حالت لغزش به خوبی توانسته اثر اغتشاش را خنثی کند. همچنین مقایسه دو کنترل کننده ی فازی نشان می دهد که فازی نوع دو در حذف اغتشاش نیز موفق تر بوده است.



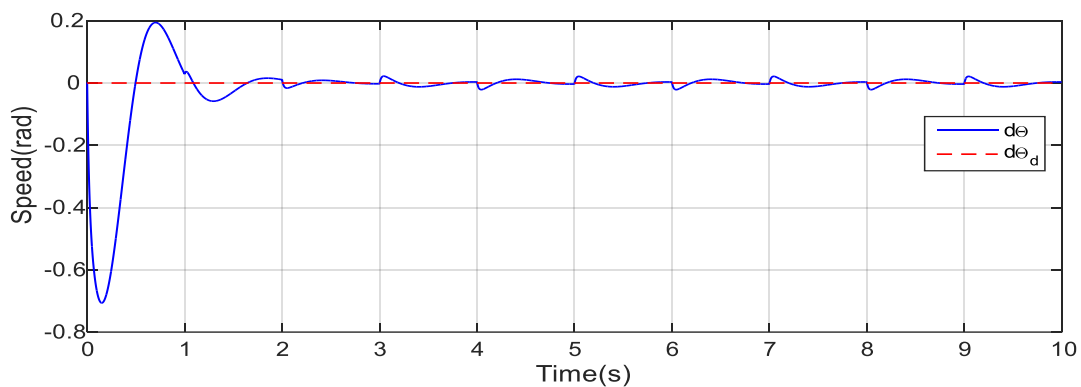
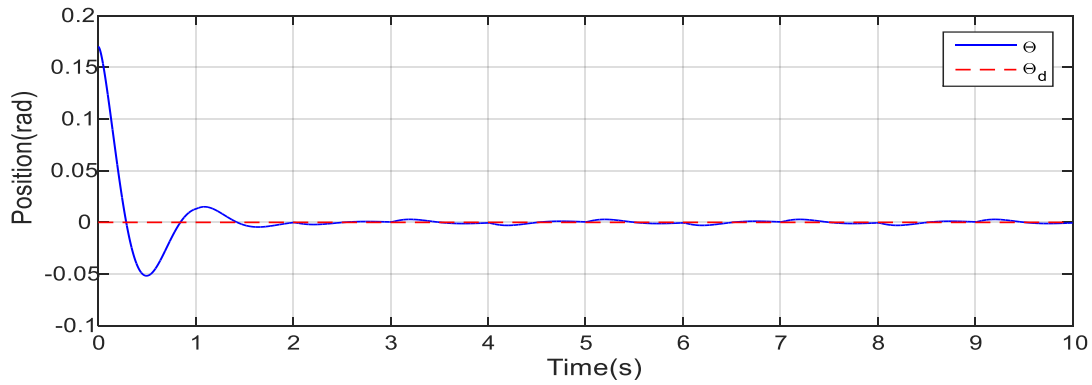
شکل (۷-۴) ورودی های اغتشاش وارد شده به سیستم



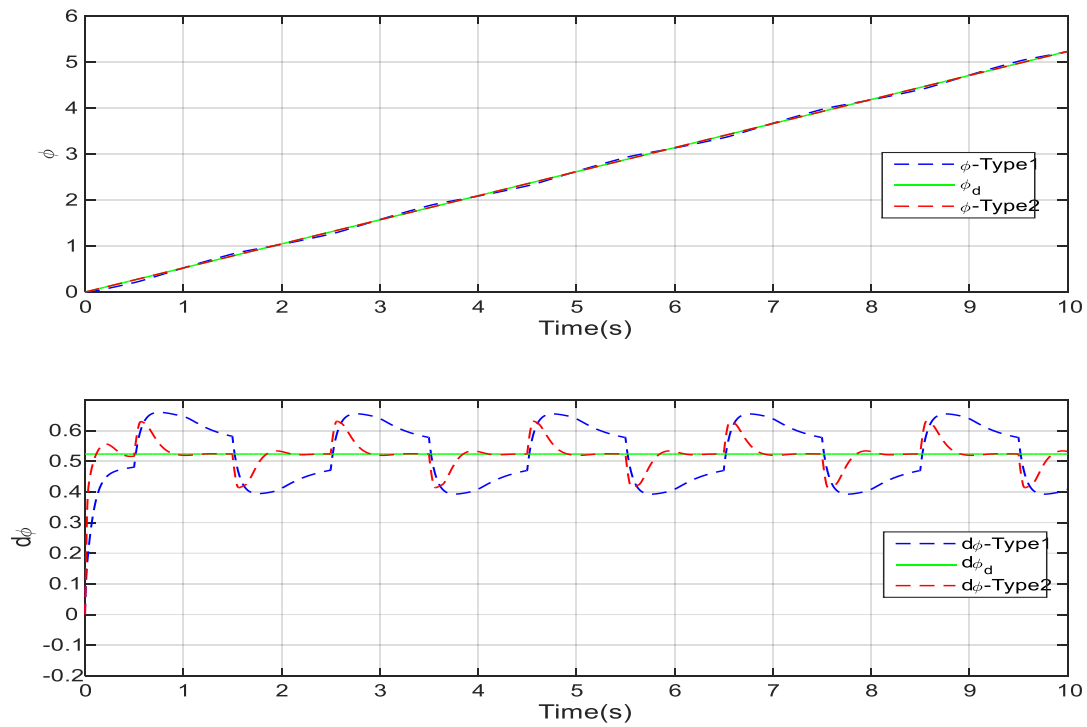
شکل (۸-۴) مکان و سرعت طولی ربات و مقادیر مطلوب آن



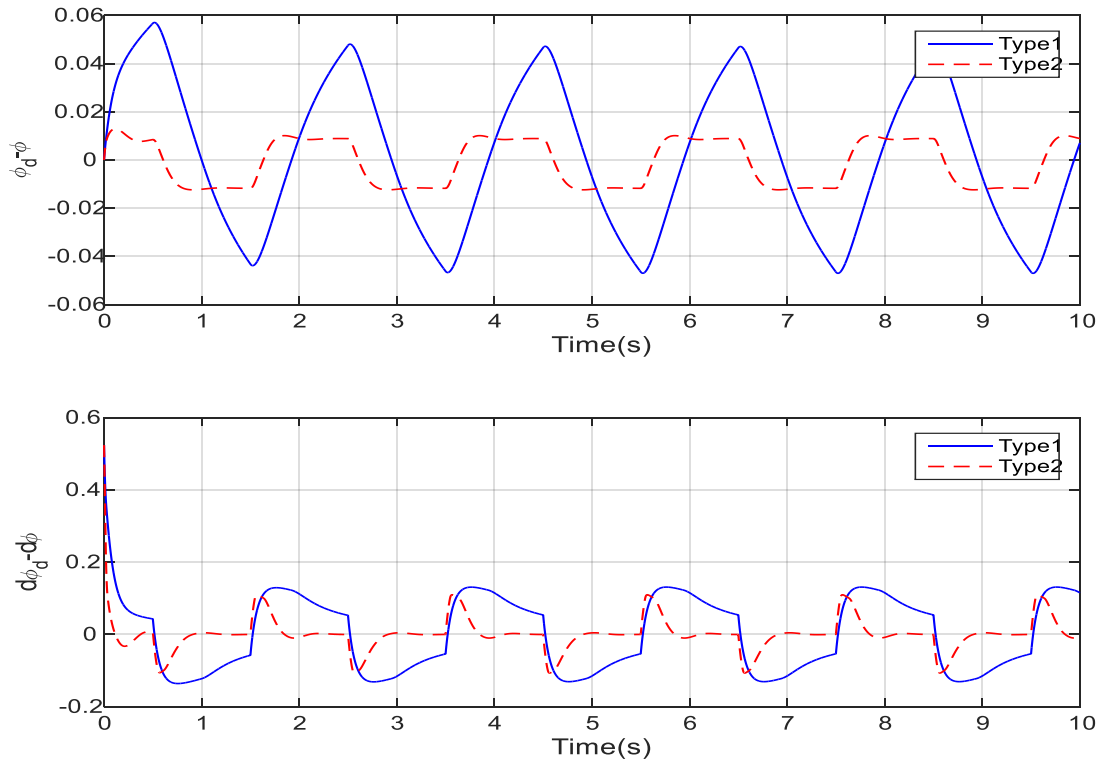
شکل (۹-۴) خطای مکان و سرعت ربات نسبت به مقادیر مطلوب



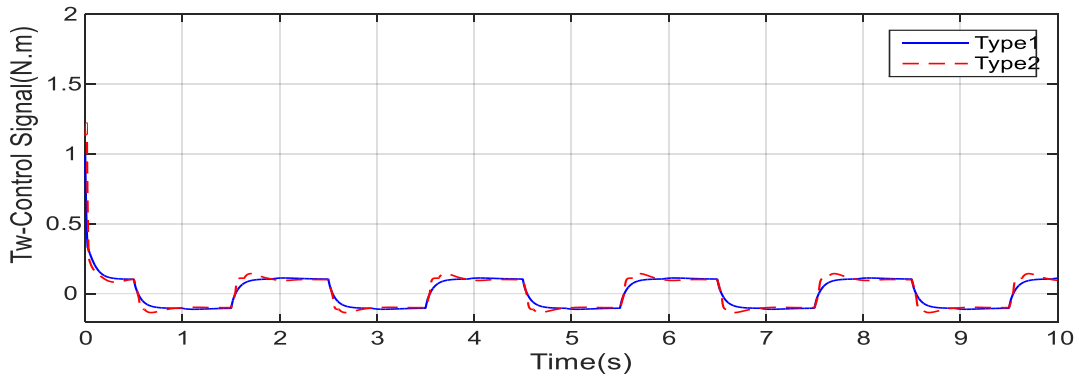
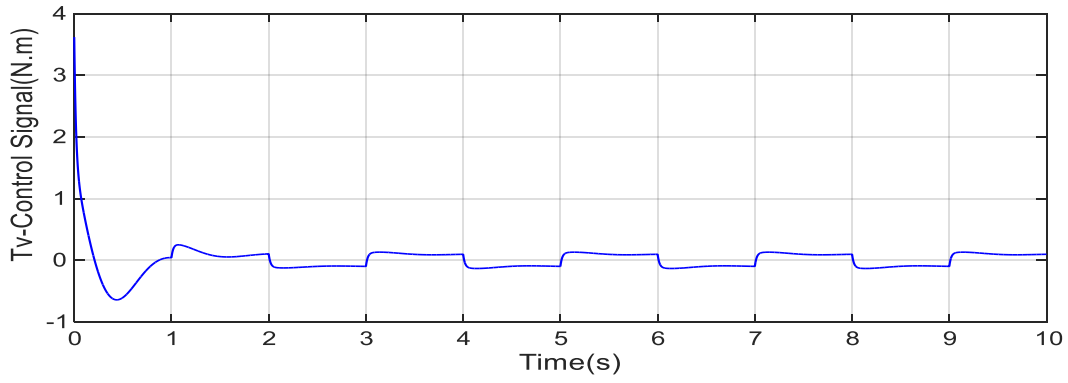
شکل (۱۰-۴) زاویه انحراف و مشتق زاویه انحراف ربات و مقادیر مطلوب آن ها



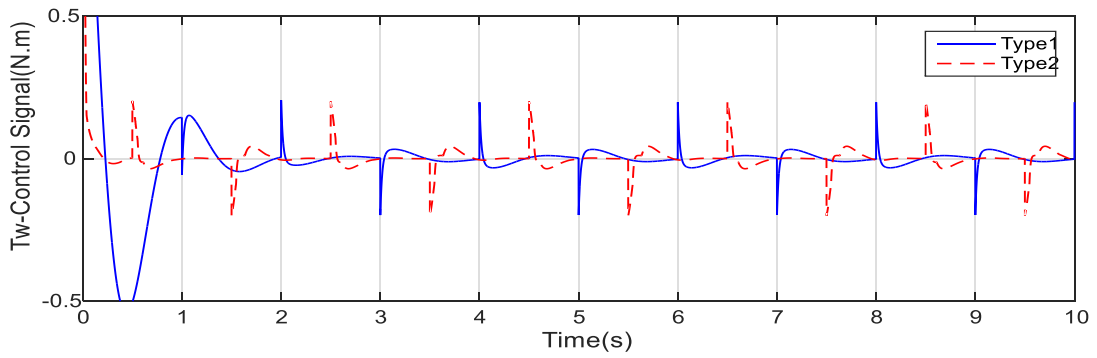
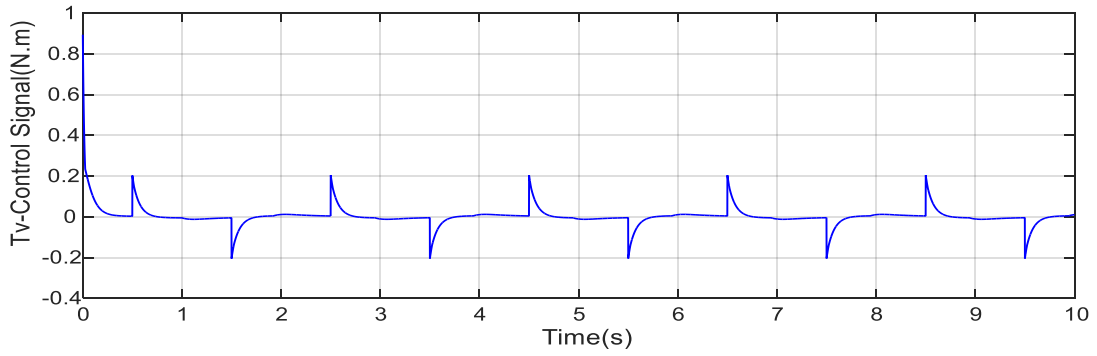
شکل (۴-۱۱) زاویه چرخشی و مشتق زاویه چرخشی ربات و مقادیر مطلوب، در حالت استفاده از دو کنترل کننده‌ی فازی نوع یک و فازی نوع دو



شکل (۴-۱۲) مقایسه خطای زاویه چرخشی نسبت به مقدار مطلوب آن و مشتق آن برای دو کنترل کننده فازی نوع یک و فازی نوع دو



شکل (۴-۱۳) گشتاور های تولید شده توسط کنترلرها



شکل (۴-۱۴) گشتاورهای اعمال شده ربات

فصل ۵ نتیجه گیری و

پیشنهادات

۵-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه، حفظ تعادل ربات دو چرخ با طراحی قانون کنترل ترکیبی فازی نوع دو - مود لغزشی محقق شده است. در فصل دوم، معادلات دینامیکی سیستم استخراج شده و متغیرهای حالت ربات که موقعیت زاویه‌ای، موقعیت طولی و سرعت طولی می‌باشد، مشخص شده است. سپس ماهیت ذاتاً ناپایدار سیستم با نمایش رفتار متغیرهای حالت آن ارائه شده است. از آنجایی که ربات دو چرخ، یک سیستم تحت محرکه می‌باشد لذا با توجه به مکانیزم ربات، دو زیر سیستم مربوط به حرکت چرخشی و حرکت طولی از معادله دینامیکی سیستم تفکیک می‌شود که از همدیگر دکوپله می‌باشند.

در فصل سوم، به طراحی سیستم کنترل پرداخته شده است. زیرسیستم مربوط به حرکت چرخشی، عملگر کافی برای کنترل را دارد و لذا از کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر منطق فازی نوع یک و نوع دو استفاده شده است. جهت طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی، توابع عضویت فازی نوع یک و فازی نوع دو تعیین شده و سپس با توجه به قوانین فازی در نظر گرفته شده، حلقه کنترل فازی بسته شده است.

زیرسیستم مربوط به حرکت طولی، از عملگر کافی برخوردار نیست و لذا با بکارگیری تئوری دینامیک صفر، قانون کنترل مود لغزشی به منظور تحقق اهداف ردگیری در حضور عدم قطعیت‌ها ارائه شده است.

در فصل چهارم، نتایج حاصل از حفظ تعادل ربات دو چرخ با طراحی کنترل‌کننده‌های فازی نوع دو - مود لغزشی و فازی نوع یک - مود لغزشی با در نظر گرفتن دو سناریو (بدون نامعینی - در حضور نامعینی پارامتری و اغتشاش خارجی) به کمک نرم افزار متلب نمایش داده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که قانون کنترل ترکیبی مبتنی بر منطق فازی نوع دو، عملکرد بهتری در مقایسه با کنترل‌کننده ترکیبی مبتنی بر منطق فازی نوع یک داشته است.

۲-۵ پیشنهادات

در این بخش پیشنهاداتی به منظور رسیدن به نتایجی بهتر و ارائه راهکارهایی برای تحقیقات و پژوهش‌های آینده ارائه می‌گردد:

- به منظور نزدیکتر شدن مساله به محدودیت‌های محیط واقعی، پیشنهاد می‌شود ضمن در نظر گرفتن دینامیک محرکه‌ها در مدل‌سازی، اثر ورودی اشباع نیز در مساله بررسی شود.
- در این تحقیق کنترل حرکت چرخشی ربات در حضور عدم قطعیت‌ها تضمین نمی‌شود. برای ادامه‌ی پژوهش، می‌توان کنترل‌کننده‌ی فازی نوع دو را از نوع تطبیقی مقاوم طراحی کرد.
- می‌توان از شبکه‌های عصبی چند لایه برای تخمین دینامیک‌های غیرخطی پیچیده‌ی ربات استفاده کرد.

پیوست)

جدول پ- پارامترهای ربات تعادلی دو چرخ

تعریف پارامتر	پارامتر	مقدار	واحد
جرم کل ربات	M_{total}	۴,۷۶	kg
جرم بدنه ربات	M_b	۳,۷۵	kg
ممان اینرسی حول محور X	I_{xxG}	۰,۰۶۸	$kg.m^2$
ممان اینرسی حول محور Y	I_{yyG}	۰,۰۴۳	$kg.m^2$
ممان اینرسی حول محور Z	I_{zzG}	۰,۰۴۴	$kg.m^2$
فاصله مرکز جرم بدنه از محور چرخها	L_{cg}	۷۲,۶	mm
شعاع چرخها	R	۹۵	mm
فاصله بین دو چرخ	D	۴۱۰	mm
ممان اینرسی هر چرخ حول محور دوران	J_{ω}	۰,۰۰۹	$kg.m^2$
ارتفاع ربات	H	۲۸۳	mm
عرض ربات	W	۴۸۰	mm
ضخامت ربات	B	۲۰۰	mm
شتاب گرانش زمین	g	۹,۸۱	$m.s^{-2}$
جرم هر چرخ	M_{ω}	۰,۵۰۸	kg

- [1] “<http://www.segway.com>,” *Online*, 2012. .
- [2] F. Grasser, A. D’Arrigo, S. Colombi, and A. C. Rufer, “JOE: A mobile, inverted pendulum,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 107–114, 2002.
- [3] David P. Anderson, “nBot, a two wheel balancing robot,” *Online*, 2003.
- [4] M.A. Clark and J.B. Field, “Edgar, A Self-Balancing Scooter,” 2005.
- [5] “<https://www.freego.com>,” *online*. .
- [6] C. C. Tsai, S. C. Lin, and B. C. Lin, “Intelligent adaptive motion control using fuzzy basis function networks for self-balancing two-wheeled transporters,” *2010 IEEE World Congr. Comput. Intell. WCCI 2010*, 2010.
- [7] O. O. Gutiérrez Frías, “Lyapunov method for the controlling of the two wheels inverted pendulum,” *CCE 2011 - 2011 8th Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci. Autom. Control. Progr. Abstr. B.*, 2011.
- [8] K. Brkić and Z. Kovačić, “Decoupled control and path tracking of a two-wheeled self-balancing mobile robot,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 642–647, 2009.
- [9] O. Y. Chee and M. S. B. Zainal Abidin, “Design and development of two wheeled autonomous balancing robot,” *SCORED 2006 - Proc. 2006 4th Student Conf. Res. Dev. "Towards Enhancing Res. Excell. Reg.*, pp. 169–172, 2006.
- [10] S. Burdette, “A ZNEO based Self-balancing Robot with PID Control,” 2007.
- [11] P. Oryschuk, A. Salerno, A. M. Al-Husseini, and J. Angeles, “Experimental validation of an underactuated two-wheeled mobile robot,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 14, no. 2, pp. 252–257, 2009.
- [12] X. Ruan and J. Zhao, “The PWM servo and LQR control of a dual-wheel upright self-balancing robot,” *Proc. - Int. Symp. Inf. Process. ISIP 2008 Int. Pacific Work. Web Min. Web-Based Appl. WMWA 2008*, pp. 586–590, 2008.
- [13] A. N. K. Nasir, M. A. Ahmad, and R. M. T. R. Ismail, “The Control of a Highly Nonlinear Two-wheels Balancing Robot: A Comparative Assessment between LQR and PID-PID Control Schemes,” *Control a Highly Nonlinear Two-wheels Balanc. Robot A Comp. Assess. between LQR PID-PID Control Schemes*, vol. 4, no. 10, pp. 942–947, 2010.
- [14] T. K. Ming, D. V. Hoang, K. K. Hak, and B. K. Sang, “Control system design for a mobile inverted pendulum via sliding mode technique,” *Proc. 2007 4th IEEE Int. Conf. Mechatronics, ICM 2007*, 2007.

- ع. مداحی، "مدلسازی دینامیکی، تحلیل پایداری و طراحی کنترلر خودروی دو چرخ با قابلیت حرکت بر روی مسیر ناهموار و تحت تأثیر جابجاییهای خارجی در دو راستای افقی و عمودی،" ۱۳۹۰
- [15]
- [16] C. H. Chiu and Y. F. Peng, "Design and implement of the self-dynamic controller for two-wheel transporter," *IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst.*, pp. 480–483, 2006.
- [17] J. H. Jean and C. K. Wang, "Design and implementation of a balancing controller for two-wheeled vehicles using a cost-effective MCU," *Proc. 2009 Int. Conf. Mach. Learn. Cybern.*, vol. 6, pp. 3329–3334, 2009.
- [18] J. B. Morrell and D. Field, "Design of a closed loop controller for a two wheeled balancing transporter," *IEEE Int. Conf. Intell. Robot. Syst.*, pp. 4059–4064, 2007.
- [19] C. C. Tsai, C. K. Chan, and Y. H. Fan, "Planned navigation of a self-balancing autonomous service robot," *Proc. IEEE Work. Adv. Robot. its Soc. Impacts, ARSO*, 2008.
- [20] S. C. Lin, C. C. Tsai, and H. C. Huang, "Nonlinear adaptive sliding-mode control design for two-wheeled human transportation vehicle," *Conf. Proc. - IEEE Int. Conf. Syst. Man Cybern.*, pp. 1965–1970, 2009.
- [21] C. H. Huang, W. J. Wang, and C. H. Chiu, "Design and implementation of fuzzy control on a two-wheel inverted pendulum," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2988–3001, 2011.
- [22] I. Conference, U. Robots, and A. I. Intelligent, "Design of a Fuzzy Control System for Two Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot," *Int. Conf. Ubiquitous Robot. Ambient Intell.*, pp. 458–461, 2012.
- [23] M. H. Falsafi, K. Alipour, and B. Tarvirdizadeh, "Fuzzy motion control for wheeled mobile robots in real-time," *J. Comput. Appl. Res. Mech. Eng.*, 2018.
- [24] H. Mirzaeinejad and A. M. Shafei, "Modeling and trajectory tracking control of a two-wheeled mobile robot: Gibbs-Appell and prediction-based approaches," *Robotica*, vol. 36, no. 10, pp. 1551–1570, 2018.
- [25] A. Nikranjbar, M. Haidari, and A. Asghar, "Adaptive Sliding Mode Tracking Control of Mobile Robot in Dynamic Environment Using Artificial Potential Fields," *J. Comput. Robot. 11 (1)*, vol. 11, no. 1, 2018.
- [26] N. Esmaeili, A. Alfi, and H. Khosravi, "Balancing and Trajectory Tracking of Two-Wheeled Mobile Robot Using Backstepping Sliding Mode Control : Design and Experiments," *J. Intell. Robot. Syst.*, 2017.
- [27] S. Haddout, "Nonlinear reduced dynamics modelling and simulation of two-wheeled self-balancing mobile robot: SEGWAY system," *Syst. Sci. Control Eng.*, vol. 6, no. 1, pp. 1–11, 2018.
- [28] J. Qiu *et al.*, "Two-wheeled self-balancing robot modeling and nonlinear control," *2017 14th Int. Conf. Ubiquitous Robot. Ambient Intell. URAI 2017*, pp. 734–739, 2017.

- [29] X. G. Yan, S. K. Spurgeon, Z. Mao, and J. Mu, “Nonlinear sliding mode control of a two-wheeled mobile robot system,” *Int. J. Model. Identif. Control*, vol. 27, no. 2, p. 75, 2017.
- [30] N. Uddin, T. A. Nugroho, and W. A. Pramudito, “Passivity-Based Control for Two-Wheeled Robot Stabilization,” *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 1007, no. 1, 2018.
- [31] G. Rigatos, K. Busawon, J. Pomares, and M. Abbaszadeh, “Nonlinear Optimal Control for the Wheeled Inverted Pendulum System,” *Robotica*, pp. 1–19, 2019.
- [32] M. Önkol and C. Kasnakoğlu, “Adaptive model predictive control of a two-wheeled robot manipulator with varying mass,” *Meas. Control (United Kingdom)*, vol. 51, no. 1–2, pp. 38–56, 2018.
- [33] C. Gonzalez, I. Alvarado, and D. M. La Peña, “Low cost two-wheels self-balancing robot for control education,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 9174–9179, 2017.
- [34] H. Huang, J. Zhou, Q. Di, J. Zhou, and J. Li, “Robust neural network–based tracking control and stabilization of a wheeled mobile robot with input saturation,” *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 29, no. 2, pp. 375–392, 2019.
- [35] Y. Zhou, Z. Wang, and K. wai Chung, “Turning Motion Control Design of a Two-Wheeled Inverted Pendulum Using Curvature Tracking and Optimal Control Theory,” *J. Optim. Theory Appl.*, vol. 181, no. 2, pp. 634–652, 2019.
- [36] S. Ran, N. Wang, H. Pu, C. Yin, T. Wang, and T. Wang, “Adaptive Point Stabilization Control of Two-wheel Robot with Parameter Uncertainties Based on Human-simulated Intelligent Backstepping Method,” *Chinese Control Conf. CCC*, vol. 2018-July, pp. 3915–3920, 2018.
- [37] H. S. Zad and A. Ulasayar, “Adaptive control of self-balancing two-wheeled robot system based on online model estimation,” *Electr. Electron. Eng. (ELECO), 2017 10th Int. Conf.*, no. 9, pp. 876–880, 2017.
- [38] S. Gong, A. Zhang, J. She, X. Zhang, and Y. Liu, “Trajectory Design and Tracking Control for Nonlinear Underactuated Wheeled Inverted Pendulum,” *Math. Probl. Eng.*, vol. 2018, pp. 1–10, 2018.
- [39] S. C. Lin, C. C. Tsai, and H. C. Huang, “Adaptive robust self-balancing and steering of a two-wheeled human transportation vehicle,” *J. Intell. Robot. Syst. Theory Appl.*, vol. 62, no. 1, pp. 103–123, 2011.
- [40] Y. Liu, X. Huang, T. Wang, Y. Zhang, and X. Li, “Nonlinear dynamics modeling and simulation of two-wheeled self-balancing vehicle,” *Int. J. Adv. Robot. Syst.*, vol. 13, no. 6, pp. 1–9, 2016.
- [41] K. D. Do and G. Seet, “Motion control of a two-wheeled mobile vehicle with an inverted pendulum,” *J. Intell. Robot. Syst. Theory Appl.*, vol. 60, no. 3–4, pp. 577–605, 2010.
- [42] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, vol. 62, no. 7. 1991.

- [43] G. Feng, "A survey on analysis and design of model-based fuzzy control systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 14, no. 5, pp. 676–697, 2006.
- [44] M. J. and J. R.I., "Type-2 Fuzzy Sets Made Simple," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 117–127, 2002.
- [45] H. Hagra, "A new generation of farmers," *IEEE Comput. Intell. Mag.*, 2004.
- [46] L.A.Zadeh, "The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning-III*," *Inf. Sci. (Ny)*, vol. 80, no. 9, pp. 43–80, 1975.
- [47] Q. Liang and J. M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 8, no. 5, pp. 535–550, 2000.
- [48] F. Gomide, "Uncertain rule-based fuzzy logic systems: introduction and new directions," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 133, no. 1, pp. 133–135, 2002.
- [49] N. N. Karnik, J. M. Mendel, and Q. Liang, *Type-2 fuzzy logic systems*, vol. 7, no. 6. 1999.

Abstract

The stabilization of two-wheel robot (TWR) is one of the challenging issue for mechanic and control researchers since the motion mechanism is based on inverted-pendulum structure, which is inherently nonlinear and unstable. The main objectives for controlling such a system are balancing and tracking the desired trajectory. The aim of this thesis is to realize balancing of TWR based on Type-2 fuzzy logic. First, a nonlinear model of TWR is presented and then two decoupled subsystems are constructed to handle rotational and Longitudinal motions. In order to stabilize system, Type-2 fuzzy controller is designed and the tracking goal is provided by sliding mode controller based on zero dynamic theory in the presence of uncertainties. Therefore, a new hybrid Type-2 fuzzy sliding mode controller is developed. The simulation results of the proposed controller are compared with a hybrid Type-1 fuzzy sliding mode controller. The superiority of the Type-2 hybrid controller in performance and tracking is demonstrated by MATLAB software.

Keywords: Two-wheel robot; Type-2 fuzzy; Type-1 fuzzy; Sliding mode control; Zero dynamic theory.



Faculty of Electrical and Robotics Engineering
M.Sc. Thesis in Robotics Engineering

keep balancing of Two-wheeled robot by fuzzy type 2 Robot

By: Mohammad Javad Ansari Zadeh

Supervisor:

Dr. Alireza alfi

Advisor:

Dr. Ali Akbar Zadeh kalat

September 2019