

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی تطبیقی سیستم ترمز ضد قفل

صادق ابراهیم خانی

استاد راهنما :

دکتر علی اکبرزاده کلات

شهریور ۹۲

با سپاس از:

جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات، استاد راهنمای اینجانب، که این پایان نامه جز با راهنمایی های ارزنده ایشان شکل نمی گرفت.

و همه اساتید و آموزگاران که از آنها آموخته ام.

این پایان نامه را با تمام وجودم پیشکش می‌کنم

به پدرم به واسطه زحمات و رنجی که برای رسیدن من به این جایگاه از زندگی کشید،

به مادرم که وجودش را برای من گذاشت تا یاد بگیرم سر بلند زندگی کنم.

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

[۱] صادق ابراهیم‌خانی، علی اکبرزاده‌کلات. "کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم برای سیستم ترمز ضد قفل به همراه شناسایی زمان حقیقی جاده". سیزدهمین کنفرانس سیستم‌های فازی ایران. دانشگاه آزاد قزوین. شهریور ۹۲.

چکیده

با توجه به رفتار غیرخطی معادلات بیان کننده سیستم ترمز ضد قفل، طراحی کنترل کننده‌ای که توانایی عملکرد مناسب همراه با تضمین پایداری را برای این سیستم داشته باشد دارای اهمیت می‌باشد. با توجه به قابلیت کنترل کننده‌های فازی تطبیقی در کنترل سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت، در این پایان نامه از کنترل کننده‌های فازی تطبیقی استفاده شده است. کنترل کننده‌های فازی تطبیقی غیرمستقیم و مستقیم طراحی و تحلیل شده همچنین پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از روش مستقیم لیپانوف بررسی و تضمین گردیده است. در این پایان نامه علاوه بر کنترل فازی تطبیقی، از کنترل فازی تطبیقی به روش پسگام با در نظر گرفتن دینامیک محرک نیز بررسی و طراحی شده است. در این تحقیق ورودی مرجع برای ردیابی در سیستم ترمز ضد قفل مقدار لغزش بهینه می‌باشد، در لغزش بهینه حداکثر اصطکاک طولی بین تایر و جاده حاصل شده و در نتیجه خودرو در کمترین مسافت ممکن توقف می‌کند، بعلاوه با فرض در دسترس نبودن مقدار لغزش بهینه به دنبال روشی برای بدست آوردن آن به عنوان ورودی مرجع برای حلقه کنترل در زمان ترمزگیری می‌باشیم، در این پایان نامه روش‌های آزاد از مدل و وابسته به مدل برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه چرخ طراحی و تحلیل می‌شوند، همگرایی روش‌های وابسته به مدل تحلیل و بررسی شده، همچنین در روش آزاد از مدل پیشنهادی، تضمین همگرایی به مقدار لغزش بهینه در زمان محدود تضمین شده است. در نهایت الگوریتم‌های پیشنهادی با یکدیگر مقایسه و بررسی می‌شوند.

کلمات کلیدی: سیستم ترمز ضد قفل، کنترل فازی تطبیقی، شناسایی سطح جاده، لغزش بهینه

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۳	۱-۱ مرور تحقیقات پیشین
۷	۱-۲ اهداف تحقیق
۸	۱-۳ مروری بر ساختار پایان نامه
۹	فصل دوم: مدل سازی ریاضی و بیان مسئله
۱۰	۱-۲ مدل سازی ریاضی
۱۱	۲-۲ اصطکاک بین تایر و جاده
۱۵	فصل سوم: کنترل فازی تطبیقی
۱۶	۱-۳ مقدمه
۱۷	۲-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۱۸	۱-۲-۳ تقریب گرهای فازی
۱۹	۲-۲-۳ طراحی قانون تطبیق
۲۲	۳-۳ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی مستقیم
۲۸	۴-۳ کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۳۳	۵-۳ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم
۳۸	۶-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم به روش گام به عقب

۴۸	۷-۳ شبیه سازی کنترل فازي تطبیقی مستقیم به روش گام به عقب
۵۳	فصل چهارم: شناسایی سطح جاده، وابسته به مدل
۵۴	۱-۴ مقدمه
۵۴	۲-۴ تخمین لغزش بهینه با استفاده از برازش منحنی
۵۸	۳-۴ شبیه سازی روش برازش منحنی برای بدست آوردن لغزش بهینه
۶۰	۴-۴ شناسایی سطح جاده بر پایه رویکرد
۶۰	۱-۴-۴ مدل سازی ریاضی سیستم
۶۲	۲-۴-۴ رویکرد حالت داخلی اصطکاک و تخمین تطبیقی پارامترها
۶۵	۳-۴-۴ تحلیل پایداری الگوریتم پیشنهادی
۶۷	۵-۴ شبیه سازی روش شناسایی سطح جاده بر پایه رویکرد
۷۵	فصل پنجم: شناسایی سطح جاده، آزاد از مدل
۷۶	۱-۵ بدست آوردن مقدار لغزش بهینه چرخ
۷۷	۲-۵ کنترل مود لغزشی ترمینال
۷۹	۱-۲-۵ مقدمات ریاضی
۸۰	۳-۵ کنترل تطبیقی ترمینال مود لغزشی
۸۱	۱-۳-۵ کنترل مود لغزشی ترمینال
۸۶	۴-۵ طراحی کنترل مود لغزشی ترمینال تطبیقی
۸۹	۵-۵ نتایج شبیه سازی
۱۰۱	فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۱۰۲

۱-۶ نتیجه گیری

۱۰۲

۲-۶ پیشنهادات

۱۰۴

مراجع

فصل اول

مقدمه

امروزه با گسترش روز افزون دانش بشری در صنعت، تمامی سیستم‌ها به سوی بهینه شدن و همینطور ایجاد ایمنی و آسایش بیشتر برای مصرف کننده گام بر می‌دارند، سیستم‌های ترمز ضد قفل نیز از این قاعده مستثنی نیستند. از اولین نمونه ساخته شده این نوع ترمز در کارخانه بنز سالها می‌گذرد و هر روز شاهد تحولی در ساختار این سیستم و استفاده از آن در مکانیزم‌های مختلف هستیم.

به کمک سیستم ترمز ضد قفل می‌توان از قفل شدن چرخ‌های خودرو در شرایط اضطراری جلوگیری کرد. این سیستم با بدست آوردن حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده، حداقل مسافت طی شده در زمان ترمز گیری را فراهم می‌کند و مانع قفل شدن و یا لغزش بیش از حد چرخ‌ها می‌گردد.

در ترمزهای معمولی راننده نمی‌تواند مقدار گشتاور ترمزی اعمال شده به چرخ‌ها را دقیقاً کنترل نماید و چنانچه اطلاع دقیقی از شرایط جاده و تایر نداشته باشد، با فشردن بیش از حد پدال ترمز، چرخ‌ها قفل می‌شوند. ضریب اصطکاک بین تایر و جاده در چرخ‌های قفل شده کم می‌شود و در نتیجه مسافت توقف خودرو در زمان ترمزگیری افزایش می‌یابد، همچنین در این حالت پایداری جانبی خودرو نیز از دست رفته و خودرو ممکن است از مسیر خود منحرف گردد، سیستم ترمز ضدقفل با جلوگیری از قفل شدن چرخ‌ها و بدست آوردن حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده زمان توقف خودرو را کاهش داده و همچنین پایداری جانبی خودرو را نیز فراهم می‌کند.

آزمایش‌های انجام شده بر روی ضریب اصطکاک طولی، بین تایر و جاده نشان می‌دهد که با قفل شدن چرخ مقدار این ضریب کاهش می‌یابد و بنابراین مسافت طی شده توسط خودرو از هنگام شروع ترمزگیری تا توقف کامل خودرو افزایش می‌یابد. بنابراین قفل شدن چرخ‌ها باعث عدم استفاده بهینه از نیروی ترمز می‌گردد، همچنین عدم حرکت غلتشی چرخ‌ها در هنگام ترمزگیری قدرت هدایت خودرو را از راننده سلب کرده و باعث عدم فرمان‌پذیری خودرو می‌شود.

منشا سیستم‌های ترمز ضد قفل امروزی، پیشرفت‌های ایجاد شده در سیستم ترمز قطارها در اوایل دهه ۱۹۰۰ است، پس از جنگ جهانی دوم و اهمیت جنگ‌های هوایی و هواپیماها، شرکت‌های سازنده، طراحی سیستم ترمز ضد قفل برای هواپیماها را آغاز کردند. ترمزهای ضد قفل جهت کمک به هواپیماها به منظور توقف سریعتر بر روی باندهای لغزنده پیشرفت داده شد. در سال ۱۹۴۷، ترمز ضد قفل بر روی بمب افکن‌های B-47 به منظور جلوگیری از پنچر شدن تایرها بر روی باندهای سیمانی و سرخوردن بر روی باندهای یخ زده نصب شد. اولین

ترمز ضد قفل در صنعت خودروسازی در سال ۱۹۵۴ بر روی تعداد محدودی از خودروهای لینکولنز^۱ بود. این سیستم ترمز از نمونه ترمز بکار رفته در هواپیماهای فرانسوی استفاده می‌کرد. در اواخر دهه ۶۰ میلادی، شرکت‌های کادیلک^۲، کرایسلر^۳، فورد^۴ تعداد کمی از خودروهای مجهز به ترمز ضد قفل را به بازار عرضه کردند. این نوع ترمزها از کامپیوترهای آنالوگ و مدولاتورهای عمل کننده با خلا بهره می‌بردند. از آنجا که سرعت مدولاتورها پایین بود، فاصله حقیقی توقف خودروها افزایش پیدا می‌کرد. به همین علت، پیشرفت این سیستم‌ها به دلیل وجود موانع قانونی در آمریکا به تاخیر افتاد و شرکت‌های اروپایی توانستند به مدت ۲۰ سال در این فناوری پیشتاز باشند. در اواخر دهه ۷۰، شرکت‌های بی ام دبلیو^۵ و مرسدس^۶ سیستم‌های ضد قفل الکترونیکی را معرفی کردند. در سال ۱۹۸۵، شرکت‌های آئودی^۷، بی ام دبلیو و مرسدس ترمز ضد قفل بوش^۸ و شرکت فورد سیستم توس^۹ را معرفی کردند. در اواخر دهه ۸۰، خودروهای تجملاتی گران قیمت و اتومبیل‌های مسابقه مجهز به ترمز ضد قفل به بازار عرضه شدند. امروزه اغلب ماشین‌های سواری و خودروهای سبک مجهز به سیستم‌های پیچیده کنترل کامپیوتری هستند [۱].

۱-۱ مرور تحقیقات پیشین

با توجه به اهمیت سیستم ترمز ضد قفل و امنیت خودرو، تاکنون روش‌های بسیاری توسط محققین برای کنترل ترمز ضد قفل ارائه شده است. در ابتدا کنترل سیستم‌های ترمز ضد قفل توسط روش‌های قانون-پایه^{۱۰} انجام می‌گردید [۲، ۳] این روش‌ها داری این مزیت‌اند که طراحی مستقل از مدل می‌باشد، اما استفاده از این روش‌ها تضمینی برای پایداری سیستم و همچنین عملکرد بهینه ندارند. در سال‌های اخیر استفاده از روش‌های نوین علم کنترل برای بدست آوردن عملکرد بهتر در سیستم‌های ترمز پیشنهاد شده است. در [۴] با استفاده از خطی سازی سیستم غیرخطی، کنترل کننده برای سیستم ترمز طراحی و تحلیل شده است، که در این روش آنالیز

¹ Lincolns

² Cadillac

³ Chrysler

⁴ Ford

⁵ BMW

⁶ Mercedes

⁷ Audi

⁸ Bosch

⁹ Teves

¹⁰ Rule-Based

پایداری تنها به صورت محلی و در نزدیکی نقطه تعادل معتبر می‌باشد. در [۵] با استفاده از روش غیرخطی گام به عقب، الگوریتمی برای کنترل سیستم ترمز و سیستم تعلیق فعال طراحی شده است، در این روش برای افزایش عملکرد سیستم ترمز، از سیستم تعلیق کمک گرفته شده و در زمان ترمزگیری سیستم تعلیق با حذف اغشاشات جاده و همچنین افزایش نیروی عمودی وارد بر چرخ، اصطکاک بین چرخ و جاده را افزایش می‌دهد، نتایج بدست آمده نشان می‌دهد عملکرد سیستم ترکیب شده ترمز و تعلیق فعال بهتر از سیستم ترمز به تنهایی می‌باشد. این طراحی وابسته به مدل بوده و برای پیاده سازی باید تمامی پارامترهای سیستم در دسترس باشند و وجود عدم قطعیت در پارامترهای سیستم ممکن است باعث کاهش عملکرد سیستم و یا حتی ناپایداری شود.

سیستم‌های فازی به علت سادگی طراحی و همچنین مقاوم بودن نسبت به عدم قطعیت‌ها به طور گسترده‌ای در طراحی سیستم ترمز ضد قفل استفاده شده‌اند. در [۶] با استفاده از الگوریتم ژنتیک، کنترل‌کننده فازی بهینه برای سیستم ترمز طراحی شده است، پارامترهای توابع تعلق ورودی و خروجی کنترل‌کننده فازی به نحوی بدست می‌آیند که عملکرد ترمزگیری در سطوح جاده مختلف بهینه باشد، نتایج بدست آمده نشان می‌دهد که سیستم ترمز در تمامی سطوح جاده عملکردی مناسب داشته و لغزش چرخ در محدوده‌ای نزدیک به مقدار بهینه تنظیم می‌شود، این کنترل‌کننده با وجود بهینه بودن نسبت به سطوح مختلف جاده‌ای آنالیز پایداری نداشته و ممکن است باعث ناپایداری در سیستم شود. در [۷] از یک سیستم فازی معمولی برای کنترل ترمز ضد قفل استفاده شده، سیستم فازی به نحوی طراحی شده که از قفل شدن چرخ‌ها جلوگیری می‌شود، طراحی کنترل‌کننده مستقل از مدل بوده و همچنین آنالیز پایداری ندارد، بعلاوه نوع سطح جاده توسط یک سیستم فازی دیگر شناسایی می‌گردد. در [۸] از کنترل‌کننده PID فازی تطبیقی برای تنظیم مقدار لغزش چرخ استفاده شده است، در آن پارامترهای کنترل‌کننده توسط سیستم‌های فازی برای بدست آوردن عملکرد بهتر تنظیم می‌شوند.

لغزش چرخ که به صورت سرعت نسبی نرمالیزه شده بین چرخ و خودرو می‌باشد، از مهمترین پارامترها در کنترل ترمز ضد قفل می‌باشد. هدف اصلی سیستم‌های ترمز ضد قفل تنظیم مقدار لغزش چرخ در محدوده ۰.۱ تا ۰.۳ می‌باشد [۹] که در این ناحیه برای اکثر شرایط جاده بیشترین ضریب اصطکاک بین تایر و جاده بدست می‌آید. در لغزش بهینه حداکثر ضریب اصطکاک طولی بین تایر و جاده بدست آمده و در نتیجه اگر مقدار لغزش چرخ در مقدار بهینه تنظیم گردد، حداقل مسافت توقف حاصل می‌شود، با توجه به مطالب ارائه شده در [۱] ضریب اصطکاک عرضی خودرو در چرخ‌های کاملاً قفل شده تقریباً صفر شده و در نتیجه پایداری عرضی و

فرمان‌پذیری خودرو از بین می‌رود اما در لغزش بهینه اصطکاک عرضی بین تایر و جاده حفظ شده و فرمان‌پذیری خودرو نیز فراهم می‌شود.

در ترمزهای معمولی بدون توجه به نوع جاده، همواره راننده برای توقف سریع‌تر نیروی بیشتری بر پدال ترمز وارد می‌کند، که باعث قفل شدن چرخ‌ها می‌شود، با قفل شدن چرخ‌ها ضریب اصطکاک بین تایر و جاده کاهش یافته و زمان توقف خودرو افزایش می‌یابد. اما در ترمز ضد قفل کنترل‌کننده با تنظیم لغزش چرخ، در مقدار لغزش بهینه، حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده را بدست می‌آورد.

با توجه به اینکه لغزش بهینه در سطوح مختلف جاده‌ای تغییر می‌کند، از مشکلات طراحی سیستم ترمز ضد قفل بدست آوردن اطلاعات در مورد نوع جاده و لغزش بهینه در جاده می‌باشد، با توجه به اینکه ممکن است رانندگی در سطوح جاده‌ای مختلف به طور مثال آسفالت خشک و جاده برفی انجام شود، مقدار لغزش بهینه و ورودی مرجع برای حلقه کنترل تغییر می‌کند. در نتیجه طراحی روش‌هایی برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه و ورودی مرجع برای حلقه کنترل در زمان ترمز گیری دارای اهمیت بسیار می‌باشد.

در برخی از تحقیقات [۱۰] مقدار لغزش مطلوب ۰.۲ فرض شده، که این مقدار عددی مناسب برای اکثر شرایط جاده‌ای می‌باشد اما مقدار بهینه برای سطوح مختلف جاده نیست و عددی مصالحه کارانه برای تمامی سطوح جاده می‌باشد. برخی محققین [۱۱، ۱۲] مقدار لغزش بهینه برای هر سطح جاده را معلوم فرض کرده‌اند و سیستم کنترل برای تنظیم این مقدار لغزش طراحی شده است.

در [۱۳] با استفاده از کنترل‌کننده مود لغزشی، مقدار لغزش بهینه و در نتیجه مقدار گشتاور ترمزی بهینه برای سطوح جاده‌ای مختلف بدست می‌آید. در [۱۴] از حسگرهای آکوستیک برای بدست آوردن شرایط جاده استفاده شده، در [۱۵] از حسگرهایی برای بدست آوردن تغییر شکل آج‌های تایر استفاده شده که می‌تواند اطلاعاتی درباره نوع جاده و شرایط بین تایر و جاده بدست آورد، این روش‌ها بسیار گران بوده و پیاده سازی آنها مشکل می‌باشد همچنین نویز بر روی عملکرد این سیستم‌ها می‌تواند تاثیر بسیار زیادی داشته باشد.

در [۱۶، ۱۷] روشی مبتنی-برمدل^۱ برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه پیشنهاد شده، که در آن با استفاده از روش حداکثر احتمال وقوع و حداقل مربعات بازگشتی روشی بر-خط^۲ برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه

^۱ Model-based

^۲ Online

پیشنهاد شده است، که این روش از مشکل تحریک پایا و ورودی مناسب برای شناسایی پارامترها رنج می‌برد و ممکن است با تغییر شرایط جاده پارامترها همگرا نشده و مقدار لغزش مطلوب بدست نیاید.

در [۷] از سیستم فازی به عنوان شناساگر سطح جاده استفاده شده، این سیستم فازی طراحی شده دارای عملکرد بهینه نبوده و تنها مقدار لغزش را به نحوی بدست می‌آورد که از قفل شدن چرخ‌ها جلوگیری شود.

با توجه به اینکه بیان اصطکاک به صورت دینامیک امکان طراحی رویترگر برای تخمین دینامیک داخلی اصطکاک را به طراح می‌دهد برخی از محققین با فرض اینکه اصطکاک بین تایر و جاده دارای رفتاری دینامیک می‌باشد، از رویترگر برای تخمین دینامیک داخلی اصطکاک استفاده می‌کنند. در [۱۸] یک مدل دینامیک به نام مدل لوگری^۱ برای توصیف اصطکاک بین دو سطح توسط یک سیستم غیرخطی مرتبه اول پیشنهاد شده است. در [۱۹] از این مدل برای بیان اصطکاک بین تایر و جاده استفاده شده، در [۲۰] این مدل به نحوی اصلاح شده که یکی از پارامترهای موجود در آن بیانگر نوع سطح جاده باشد. با بدست آوردن این پارامتر نوع جاده و مقدار لغزش بهینه در آن بدست می‌آید، در [۹، ۲۰-۲۲] با فرض معلوم بودن تمامی پارامترهای اصطکاک و نامعلوم بودن تنها یک پارامتر که بیانگر نوع سطح جاده می‌باشد، با استفاده از رویترگر پارامتر نامعلوم و دینامیک داخلی اصطکاک بدست می‌آیند، و با تخمین این پارامتر نوع سطح جاده و در نتیجه مقدار لغزش بهینه بدست آمده است. این روش‌ها برای پیاده سازی نیاز به دانستن تمامی پارامترهای اصطکاک می‌باشند. در [۲۳] با استفاده از رویترگر مود لغزشی و کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی سیستم کنترلی برای ترمز ضد قفل طراحی شده است، کنترل‌کننده پیشنهادی نیازی به اطلاع از نوع سطح جاده ندارد، و مقدار لغزش بهینه با اندازه‌گیری سرعت چرخ خودرو بدست می‌آید. در [۲۴] کنترل‌کننده فازی عصبی برای سیستم ترمز ضد قفل طراحی شده که سیستم عصبی وظیفه بدست آوردن مقدار لغزش بهینه چرخ، و سیستم فازی نقش کنترل‌کننده را ایفا می‌کند، پارامترهای کنترل‌کننده فازی برای بدست آوردن عملکرد بهینه توسط الگوریتم ژنتیک تنظیم می‌شود.

با توجه به اینکه سیستم‌های فازی تقریب‌گرهای عمومی‌اند [۲۵] و می‌توانند هر تابع غیرخطی را با دقت دلخواه تقریب بزنند، از این ویژگی سیستم‌های فازی به طور گسترده‌ای توسط محققین استفاده شده است [۲۶-۲۸].

کنترل فازی تطبیقی با ترکیب روش‌های تطبیقی و کنترل فازی، روشی مناسب برای کنترل سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت فراهم می‌آورد. کنترل فازی تطبیقی خود شامل دو روش مستقیم و غیرمستقیم می‌باشد. در حالت مستقیم، از سیستم‌های فازی به عنوان کنترل‌کننده استفاده می‌شود و قوانین کنترل فازی

¹ LuGre

مستقیماً در کنترل کننده به کار گرفته می شوند. در روش غیرمستقیم، ابتدا فرایند تحت کنترل با استفاده از سیستم های منطق فازی مدل می شوند، سپس این توصیف های فازی مستقیماً در کنترل کننده به کار گرفته می شوند. کنترل فازی تطبیقی طراحی شده توسط روش مستقیم لیاپانوف، پایداری سیستم را تضمین می کند، هرچند در [۲۵، ۲۹، ۳۰] پایداری سیستم کنترل فازی تطبیقی با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف اثبات شده، اما وجود خطای تخمین در سیستم فازی و اغتشاشات خارجی، باعث می شود خطای بین سیگنال مرجع و خروجی سیستم کاملاً حذف نگردد. کنترل فازی تطبیقی توسط محققین بسیاری بر روی سیستم ترمز ضد قفل به صورت موفقیت آمیزی پیاده سازی شده است [۹، ۲۶، ۳۱، ۳۲].

روش کنترل گام به عقب یک روش طراحی سیستماتیک و بازگشتی برای دسته خاصی از سیستم های غیرخطی می باشد. ایده کنترل پسگام انتخاب تابع مناسبی از حالت های سیستم به عنوان ورودی شبه کنترل برای زیر سیستم های، یک سیستم غیرخطی است [۳۳]. در سال های اخیر استفاده از روش پسگام مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته در [۵] با استفاده از روش پسگام کنترل کننده غیرخطی برای سیستم ترمز ضد قفل طراحی شده، کنترل پسگام تطبیقی در [۳۴-۳۶] بررسی و طراحی شده است، که طراحی کنترل کننده برای سیستم غیر خطی در آنها با فرض خطی بودن سیستم نسبت به پارامترها انجام شده است. همچنین ترکیب روش پسگام و شبکه های عصبی در [۳۷، ۳۸]، و ترکیب روش پسگام با سیستم های فازی تطبیقی در [۳۹، ۴۰] ارائه شده که در همگی آنها سیستم های فازی یا شبکه های عصبی برای تقریب جملات غیرخطی و نامعلوم سیستم استفاده شده اند، کنترل کننده های تطبیقی پیشنهادی محدود بودن یکنواخت نهایی^۱ تمامی سیگنال ها در حلقه کنترل را تضمین می کنند.

۱-۲ اهداف تحقیق

هدف از این پایان نامه طراحی سیستم کنترل برای ترمز ضد قفل می باشد، کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم برای سیستم ترمز طراحی شده، عملکرد و پایداری کنترل کننده ها بررسی و تحلیل می شود. وظیفه حلقه کنترل تنظیم لغزش چرخ در مقدار لغزش مطلوب می باشد، با توجه به اینکه در ترمز ضد قفل ورودی مرجع برای حلقه کنترل، مقدار لغزش بهینه می باشد و لغزش بهینه در سطوح جاده ای مختلف

^۱ Uniformly ultimately bounded

تغییر می‌کند، الگوریتم‌هایی برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه و ورودی مرجع برای حلقه کنترل طراحی و تحلیل می‌کنیم.

۱-۳ مروری بر ساختار پایان‌نامه

در فصل دوم مدل‌سازی ریاضی ترمز ضد قفل ارائه می‌شود، در این پایان‌نامه از مدل یک-چهارم استفاده شده است، سپس به بیان مسئله و مشکلات در طراحی سیستم کنترل برای ترمز ضد قفل می‌پردازیم.

در فصل سوم کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم طراحی شده‌اند. ابتدا کنترل فازی تطبیقی مستقیم بررسی و تحلیل شده است، سپس کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم بررسی می‌شود، در نهایت با استفاده از کنترل فازی تطبیقی مستقیم به روش پس‌گام و در نظر گرفتن دینامیک محرک در سیستم ترمز، سیستم کنترل برای ترمز طراحی می‌کنیم، پایداری سیستم حلقه بسته بررسی و تحلیل می‌شود.

در فصل چهارم روش‌های تخمین مقدار لغزش بهینه ارائه می‌شوند، طراحی الگوریتم‌های پیشنهادی در این فصل همگی وابسته به مدل هستند، همگرایی روش‌های پیشنهادی بررسی و تحلیل می‌شوند، سپس در فصل پنجم الگوریتمی آزاد از مدل برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه و توقف خودرو در زمان محدود، پیشنهاد می‌شود، برای پیاده‌سازی این روش نیاز به کنترل‌کننده پایدار که همگرایی خطا به صفر را در زمان محدود تضمین کند، می‌باشد، برای انجام اینکار از کنترل مود لغزشی ترمینال تطبیقی استفاده می‌کنیم. در نهایت در فصل ششم به نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات می‌پردازیم.

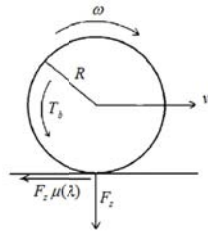
فصل دوم

مدل سازی ریاضی و بیان مسئله

۱-۲ مدل سازی ریاضی

در این پایان نامه از مدل یک-چهارم خودرو برای طراحی سیستم ترمز ضد قفل استفاده شده است. مدل یک-چهارم خودرو در شکل (۱-۲) دیده می شود، با استفاده از قانون دوم نیوتن، داریم:

$$\begin{aligned} m\dot{v} &= -F_z\mu(\lambda) - C_x v^2 \\ J\dot{\omega} &= -B\omega - F_z\mu(\lambda)R - T_b \end{aligned} \quad (1-2)$$



شکل (۱-۲) دینامیک چرخ خودرو

که m جرم کل شامل، جرم چرخ و جرم خودرو، v سرعت طولی خودرو، F_z نیروی عمودی، $\mu(\lambda)$ ضریب اصطکاک بین جاده و لاستیک می باشد. C_x ضریب آیرودینامیک خودرو، J ممان اینرسی چرخ، ω سرعت زاویه ای چرخ، B ضریب اصطکاک بلبرینگ چرخ، R شعاع چرخ و T_b گشتاور ترمزی می باشد.

سیستم های ترمز ضد قفل در اکثر خودروها از محرک های هیدرولیکی استفاده می کنند، همانطور که در [۴۱] مطرح شده، می توان گشتاور ترمزی را به صورت $T_b = K_b P_b$ تقریب زد. که K_b بهره سیستم ترمز و P_b فشار سیلندر اصلی است. این تقریب در بسیاری از مقالات و پژوهش ها استفاده شده، به عنوان مثال در مراجع [۳۱، ۴۲-۴۵] از این تقریب برای طراحی سیستم کنترل برای ترمز ضد قفل استفاده گردیده است. در این پایان نامه نیز از این تقریب برای سیستم محرک ترمز استفاده می کنیم.

یکی از مهمترین پارامترها در کنترل ترمز ضد قفل لغزش می باشد، لغزش چرخ به صورت سرعت نسبی نرمالیزه شده بین بدنه و لاستیک خودرو تعریف می شود، که با صرف نظر کردن از حرکات جانبی خودرو به صورت زیر بیان می شود

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (2-2)$$

مقدار $\lambda=0$ نشان دهنده چرخش آزاد چرخ بدون اعمال نیروی ترمزی می‌باشد و مقدار $\lambda=1$ نشان دهنده قفل شدن کامل چرخ ($\omega=0$) است.

با مشتق‌گیری نسبت به زمان از معادله (۲-۲) داریم:

$$\dot{\lambda} = \frac{-R\dot{\omega}v + R\omega\dot{v}}{v^2} \quad (۳-۲)$$

با جایگذاری (۱-۲) در (۳-۲):

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= \frac{-R}{vJ} (-B\omega + F_z\mu(\lambda) - (T_b + d)) + \frac{R\omega}{mv^2} (-F_z\mu(\lambda) - C_x v^2) \\ &= \frac{RB\omega - F_z\mu(\lambda)R}{vJ} - \frac{R\omega F_z\mu(\lambda) + R\omega C_x v^2}{mv^2} + \frac{R}{vJ} T_b \end{aligned} \quad (۴-۲)$$

معادله (۴-۲) را به صورت ساده شده‌ی زیر می‌توان نشان داد:

$$\dot{\lambda} = f(\lambda) + gu \quad (۵-۲)$$

که در آن :

$$f(\lambda) = \frac{RB\omega - F_z\mu(\lambda)R}{vJ} - \frac{R\omega F_z\mu(\lambda) + R\omega C_x v^2}{mv^2}$$

$$g = \frac{R}{J}$$

و $u = \frac{T_b}{v}$ می‌باشد، که در آن v سرعت خودرو و T_b گشتاور ترمزی می‌باشد.

۲-۲ اصطکاک بین تایر و جاده

ضریب اصطکاک بین تایر و جاده $\mu(\lambda)$ تابعی غیرخطی بر حسب مقدار لغزش چرخ می‌باشد، که دارای یک نقطه ماکزیمم است [۴۶]. در شکل (۲-۲) منحنی تغییرات ضریب اصطکاک بر حسب لغزش برای چند سطح جاده دیده می‌شود.

چندین مدل ریاضی برای بیان رابطه بین اصطکاک و لغزش توسط محققان ارائه شده، مدل پسجکا^۱ [۴۷] که توسط رابطه (۶-۲) بیان می‌شود، با استفاده از برازش منحنی به داده‌های آزمایشگاهی و عملی بدست آمده است

$$\mu(\lambda) = c_1 \sin(c_2 \arctan(c_3 \lambda - c_4 (c_3 \lambda - \arctan(c_3 \lambda)))) \quad (6-2)$$

که با تغییر پارامترهای c_i ها شرایط مختلف جاده بدست می‌آید.

در [۴۸] مدل ریاضی دیگری به فرم معادله (۷-۲) برای بیان رابطه بین ضریب اصطکاک و لغزش معرفی شده

$$\mu(\lambda, v) = (c_1 (1 - e^{-c_2 \lambda}) - c_3 \lambda) e^{-c_4 \lambda} \quad (7-2)$$

در این معادله v سرعت خودرو و c_i ها ثابت‌هایی هستند که نوع سطح جاده را مشخص می‌کنند.

در [۴۹] با صرف‌نظر کردن از سرعت در معادله (۷-۲) و پس از تقریب تابع نمایی، مدل زیر برای بیان رابطه اصطکاک-لغزش معرفی شده

$$\mu(\lambda) = k_s \frac{\lambda}{c_1 \lambda^2 + c_2 \lambda + 1} \quad (8-2)$$

که در آن k_s شیب منحنی $\mu - \lambda$ در $\lambda = 0$ است، و پارامترهای c_i ها در سطوح جاده‌ای مختلف تغییر می‌کنند.

در [۵۰] مدل ریاضی به نام مدل بورکهارت^۲ پیشنهاد شده، که به صورت معادله (۹-۲) بیان می‌شود

$$\mu(\lambda) = c_1 (1 - e^{-c_2 \lambda}) - c_3 \lambda \quad (9-2)$$

تمام مدل‌های ارائه شده دارای پارامترهایی برای بیان نوع جاده هستند و در حالت کلی همواره منحنی رابطه بین لغزش و اصطکاک به صورت منحنی‌های شکل (۲-۲) بوده که دارای یک نقطه ماکزیمم می‌باشد.

مدل‌های ارائه شده در این بخش اصطکاک بین تایر و جاده را به صورت پدیده‌ای استاتیک در نظر می‌گیرند، در فصل چهار یک مدل دینامیک برای بیان رابطه اصطکاک بین تایر و جاده بررسی می‌شود.

در این پایان نامه برای مدل سازی رابطه بین اصطکاک تایر و جاده از مدل بورکهارت، معادله (۹-۲) استفاده می‌کنیم. پارامترهای بیان کننده سطوح مختلف برای این مدل در جدول (۱-۲) آمده است.

¹ Pacejka's model

² Burckhardt

جدول (۱-۲) پارامترهای بیان کننده سطوح مختلف جاده برای مدل اصطکاک بورکهارت [۴۸]

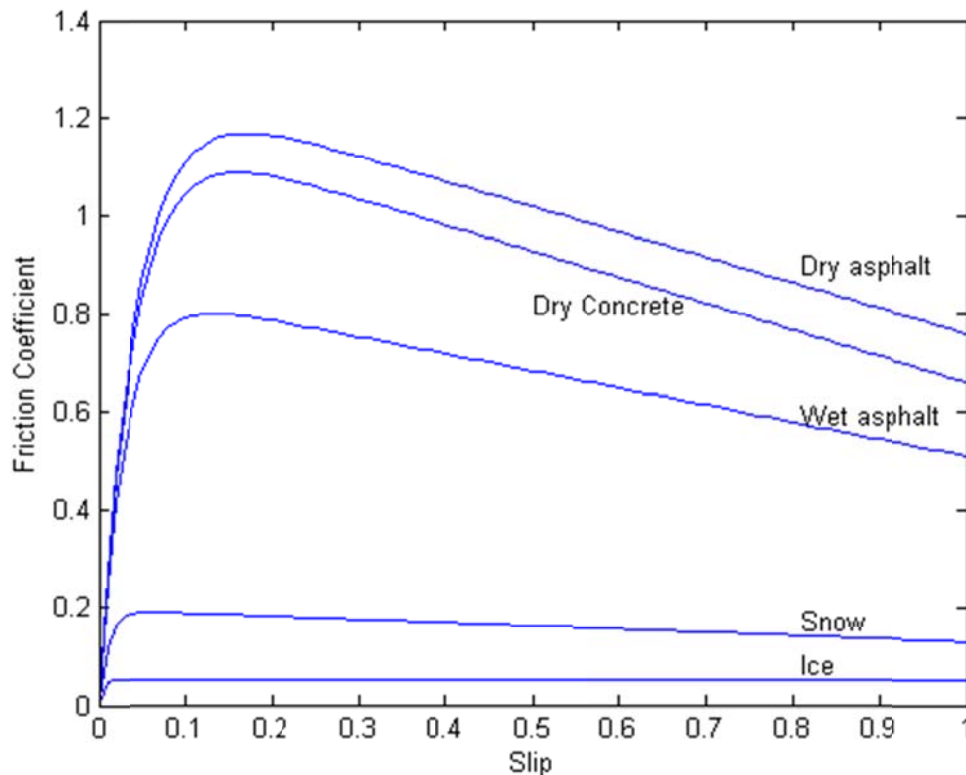
Surface condition	c_1	c_2	c_3
Dry asphalt	1.2801	23.99	0.52
Wet asphalt	0.857	33.822	0.347
Dry Concrete	1.1973	25.168	0.5373
Snow	0.1946	94.129	0.0646
Ice	0.05	306.39	0

در هنگام رانندگی عادی و بدون ترمزگیری لغزش چرخ $\lambda = 0$ می‌باشد، در زمان ترمزگیری با کاهش سرعت زاویه‌ای چرخ‌ها، لغزش افزایش می‌یابد تا اینکه در نهایت با قفل شدن چرخ‌ها، مقدار لغزش چرخ $\lambda = 1$ می‌شود.

با توجه به آزمایشات عملی بر روی خودرو، در چرخ‌های کاملاً قفل شده مقدار ضریب اصطکاک طولی بین جاده و تایر کاهش پیدا می‌کند، در نتیجه در این حالت مسافت توقف خودرو افزایش می‌یابد [۱]، گذشته از این در هنگام قفل شدن چرخ‌ها ضریب اصطکاک عرضی بین تایر و جاده نیز از بین رفته و خودرو پایداری عرضی‌اش را از دست می‌دهد، در این حالت با کوچکترین نیروی جانبی منحرف می‌شود.

هدف ترمز ضد قفل تنظیم لغزش چرخ در مقدار مطلوب می‌باشد، مقدار لغزش مطلوب وابسته به شرایط جاده، تایر، آب و هوا و... تغییر می‌کند [۱]. در شکل (۲-۲) منحنی تغییر ضریب اصطکاک بین تایر و جاده بر حسب لغزش برای چند جاده نشان داده شده است. با توجه به این شکل می‌توان ملاحظه کرد که با افزایش لغزش، ضریب اصطکاک بین تایر و جاده ابتدا افزایش یافته و سپس با قفل شدن چرخ‌ها کاهش می‌یابد، لغزش‌ای که در آن مقدار ضریب اصطکاک بین تایر و جاده حداکثر می‌شود، لغزش بهینه می‌نامیم.

در واقع در ترمز ضد قفل با تنظیم لغزش چرخ در مقدار بهینه، حداکثر اصطکاک طولی بین تایر و جاده بدست می‌آید، که این خود، زمان توقف خودرو را حداقل می‌کند.



شکل (۲-۲) منحنی‌های ضریب اصطکاک بر حسب لغزش برای سطوح جاده مختلف

در ترمزهای معمولی بدون توجه به نوع جاده، همواره راننده برای توقف سریع‌تر نیروی بیشتری بر پدال ترمز وارد می‌کند، که باعث قفل شدن چرخ‌ها می‌شود، با قفل شدن چرخ‌ها ضریب اصطکاک بین تایر و جاده کاهش یافته و زمان توقف خودرو افزایش می‌یابد. اما در ترمز ضد قفل کنترل‌کننده با تنظیم لغزش چرخ در مقدار لغزش بهینه حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده را بدست می‌آورد. از مشکلات طراحی سیستم ترمز ضد قفل بدست آوردن اطلاعات در مورد نوع جاده و لغزش بهینه در هنگام ترمزگیری می‌باشد، با توجه به اینکه ممکن است رانندگی در سطوح جاده‌ای مختلف مثلاً آسفالت خشک و جاده برفی انجام شود، مقدار لغزش بهینه و ورودی مرجع برای حلقه کنترل تغییر می‌کند.

در ادامه، دو روش کلی طراحی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم را بررسی و تحلیل می‌کنیم، سپس الگوریتم‌های برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه در هنگام ترمزگیری ارائه می‌کنیم.

فصل سوم
کنترل فازی تطبیقی

۳-۱ مقدمه

کنترل‌کننده‌های فازی به طور موفقیت آمیزی بر روی بسیاری از سیستم‌های غیر خطی پیاده سازی شده‌اند، از مزایای کنترل فازی، استفاده از دانش انسان خبره زمانی که مدل ریاضی دقیقی از سیستم موجود نیست می‌باشد. نبود یک روش مدون و استاندارد برای طراحی، همچنین تنظیم کنترل‌کننده برای بدست آوردن عملکرد مطلوب و نیز تحلیل پایداری سیستم حلقه بسته از مشکلات موجود در کنترل فازی هستند.

عموماً، در کنترل فازی تطبیقی توابع نامعلوم و پیوسته توسط سیستم‌های فازی تقریب زده می‌شوند، که این کار باعث ایجاد یک خطای تقریب می‌شود. وجود خطای تقریب در سیستم‌های فازی تحلیل پایداری سیستم را تحت تاثیر قرار می‌دهد، حذف خطای تقریب از موضوعات مهم در تجزیه و تحلیل پایداری سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی می‌باشد.

در [۵۱-۵۳] فرض شده که خطای تقریب سیستم فازی قابل چشم‌پوشی است. در [۲۵، ۵۴-۵۷] تحلیل پایداری با فرض اینکه خطای تقریب سیستم فازی به حد کافی کوچک است و مجذور آن انتگرال‌پذیر است انجام شده، اثبات انتگرال‌پذیر بودن توان دوم خطای تقریب در این حالت بسیار مشکل می‌باشد به خصوص در زمانی که مدل ریاضی دقیقی از سیستم در دسترس نباشد. برای برطرف کردن این مشکل برخی از محققان در [۵۸-۶۰] با فرض اینکه حداکثر خطای تقریب سیستم فازی معلوم است، با استفاده از کنترل ساختار متغیر^۱ خطای تقریب سیستم فازی را جبران سازی می‌کنند، در این روش نیاز به دانستن حداکثر خطای تقریب سیستم فازی می‌باشد که بدست آوردن حداکثر خطای تقریب امری ساده نمی‌باشد، برای حل این مشکل نیز برخی محققان [۲۶، ۶۱-۶۳] روش‌هایی برای بدست آوردن حداکثر خطای تقریب سیستم فازی به صورت برخط و در حین کار کنترل‌کننده پیشنهاد داده‌اند. در [۲۶، ۶۲] یک بهره تطبیقی غیرمنفی برای بدست آوردن حداکثر خطای تقریب سیستم فازی پیشنهاد شده است. با توجه به اینکه بهره تطبیقی همواره غیر کاهشی می‌باشد ممکن است این بهره به صورت نامحدود افزایش یافته و باعث ناپایداری شود، همچنین وجود جمله سویچینگ در قانون کنترل، باعث ایجاد چترینگ در سیستم می‌شود. در [۶۱، ۶۳] قوانین تطبیق به نحوی اصلاح شده‌اند که تضمین محدود بودن حداکثر خطای تقریب تخمین زده شده، محدود باشد.

هدف این بخش طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی با شرایط زیر می‌باشد

^۱ Variable structure system

۱- سیستم حلقه بسته پایدار بوده و تمام متغیرها در آن محدود باشند.

۲- خطای ردیابی سیستم حلقه بسته تا حد ممکن کوچک و به ناحیه‌ای در نزدیکی مبدا همگرا شود.

۲-۳ کنترل فازی تطبیقی مستقیم

با در نظر گرفتن مدل ریاضی سیستم بدست آمده در بخش (۱-۲) می‌توان معادله کلی سیستم ترمز را به صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{\lambda} = f(\lambda) + gu$$

برای طراحی سیستم کنترل در این بخش از فرضیات زیر استفاده می‌کنیم

(۱) g ثابت مثبت نامعلوم.

(۲) سیگنال کنترل $|u| \leq u_{\max}$ می‌باشد.

(۳) $f(\lambda)$ تابعی نامعلوم.

با تعریف خطای ردیابی به صورت $e = \lambda_d - \lambda$ که در آن λ_d لغزش بهینه و λ لغزش چرخ است کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم برای سیستم ترمز طراحی می‌کنیم.

با پیشنهاد قانون کنترل

$$u^* = g^{-1}(\dot{\lambda}_d - f(\lambda) + ke)$$

که K ثابت مثبت طراحی است، دینامیک خطای سیستم حلقه بسته به شکل زیر بدست می‌آید

$$\dot{e} + ke = 0$$

که پایداری سیستم حلقه بسته و همگرایی خطا به صفر را تضمین می‌کند. اما با توجه به ناشناخته بودن توابع غیرخطی f, g ، با استفاده از ویژگی سیستم‌های فازی در تقریب هر تابع غیرخطی با دقت دلخواه [۲۵] از سیستم فازی برای تقریب سیگنال کنترل u^* استفاده می‌کنیم.

در نتیجه قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می‌شود

$$u = \hat{u}(e, \theta) + u_{rb} \quad (۱-۳)$$

که در آن $\hat{u}$ یک سیستم فازی برای تقریب u^* است، که در ادامه و توسط قانون تطبیق بدست می‌آید و u_{rb} جمله مقاوم برای کاهش خطای تقریب سیستم فازی می‌باشد.

۳-۲-۱ تقریبگرهای فازی

برای تقریب، از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو مرتبه صفر تک ورودی استفاده می‌کنیم، که شامل قوانینی به شکل زیر می‌باشد:

$$R^{(l)} : \text{if } e \text{ is } A^l \text{ then } \hat{u} = C^l$$

$e, \hat{u}$ به ترتیب ورودی و خروجی سیستم فازی هستند. A^l مجموعه فازی ورودی و C^l ثابت خروجی است، که $l = 1, 2, \dots, m$

با استفاده از فازی ساز منفرد، موتور استنتاج ضرب سیستم فازی به صورت زیر بدست می‌آید [۲۵]

$$\hat{u}(e) = \frac{\sum_{l=1}^M C^l \mu_{A^l}(e)}{\sum_{l=1}^M \mu_{A^l}(e)} \quad (۲-۳)$$

که $\mu_{A^l}(e)$ تابع تعلق ورودی است. با تعریف تابع پایه فازی به صورت

$$\psi_l = \frac{\mu_{A^l}(e)}{\sum_{l=1}^M \mu_{A^l}(e)}$$

و تعریف

$$\theta^T = [C^1, C^2, \dots, C^M] = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M] \quad \psi(e) = [\psi_1(e), \psi_2(e), \dots, \psi_M(e)]^T$$

سیستم فازی (۳-۳) را می‌توان به صورت زیر نمایش داد

$$\hat{u}(e) = \theta^T \psi(e)$$

هر تابع غیرخطی $u^*(e)$ را که توسط سیستم فازی تقریب زده می‌شود را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$u^*(e) = \hat{u}(e, \theta^*) + \delta(e) = \theta^{*T} \psi(e) + \delta(e)$$

که در آن $\delta(e)$ حداقل خطای تقریب سیستم فازی و θ^* بردار پارامترهای بهینه می باشد که

$$\theta^* = \arg \min_{\theta} [\sup_{e \in R} |\hat{u}(e, \theta) - u^*(e)|]$$

۳-۲-۲ طراحی قانون تطبیق

سیگنال کنترل $u^*(e)$ را با استفاده از سیستم فازی زیر تقریب می‌زنیم.

$$\hat{u}(e, \theta) = \theta^T \psi(e) \quad (3-3)$$

که $u^*(e)$ به صورت زیر بیان می شود

$$u^*(e) = \hat{u}(e, \theta^*) + \delta(e) = \theta^{*T} \psi(e) + \delta(e) \quad (4-3)$$

$\delta(e)$ خطای تقریب می‌باشد، و با توجه به قضیه تقریب عمومی [۲۵]، دارای باند محدود می‌باشد.

در نتیجه دینامیک خطای سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید

$$\dot{e} = g(u^* - \hat{u}) - gu_{rb} - ke \quad (5-3)$$

با جایگذاری رابطه‌های (۳-۳) و (۴-۳) در (۵-۳) داریم

$$\dot{e} = -g\tilde{\theta}^T \psi(e) - g\delta(e) - gu_{rb} - ke \quad (6-3)$$

که در آن $\tilde{\theta}^T = (\theta - \theta^*)^T$ است.

با توجه به محدود بودن خطای تقریب سیستم‌های فازی [۲۵]، $\delta(e)$ محدود بوده و دارای حد بالایی به صورت زیر می‌باشد

$$|\delta(e)| \leq \eta^*$$

با پیشنهاد تابع مثبت معین زیر به عنوان تابع کاندید لیاپانوف

$$V = \frac{1}{2}e^2 + \frac{g}{2\gamma_1}\tilde{\theta}^T\tilde{\theta} + \frac{g}{2\gamma_2}\tilde{\eta}^2 \quad (۷-۳)$$

که در آن γ_1, γ_2 ثوابت اکیداً مثبت، $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ و $\tilde{\eta} = \eta - \eta^*$ تقریب η^* می‌باشد. با مشتق‌گیری نسبت به زمان از (۷-۳) داریم

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{g}{\gamma_1}\tilde{\theta}^T\dot{\theta} + \frac{g}{\gamma_2}\tilde{\eta}\dot{\eta} \quad (۸-۳)$$

با جایگذاری از (۶-۳) در (۸-۳)

$$\dot{V} = e(-g\tilde{\theta}^T\psi(e) - g\delta(e) - gu_{rb} - ke) + \frac{g}{\gamma_1}\tilde{\theta}^T\dot{\theta} + \frac{g}{\gamma_2}\tilde{\eta}\dot{\eta} \quad (۹-۳)$$

و با انتخاب قانون تطبیق برای سیستم فازی به صورت

$$\dot{\theta} = \gamma_1\psi(e)e \quad (۱۰-۳)$$

داریم

$$\dot{V} = e(-g\delta(e) - gu_{rb} - ke) + \frac{g}{\gamma_2}\tilde{\eta}\dot{\eta} \quad (۱۱-۳)$$

با پیشنهاد $\dot{\eta}$ به صورت زیر

$$u_{rb} = \eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right)$$

$$\dot{\eta} = \begin{cases} \gamma_2(|e| - k_\eta(\eta - \eta_0)) & \text{if } (\eta < \eta_{\max}) \\ \text{or } (\eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta(\eta - \eta_0)) \\ 0 & \text{if } \eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta(\eta - \eta_0) \end{cases} \quad (۱۲-۳)$$

که $\varepsilon, k_\eta, \eta_0$ ثابت‌های مثبت طراحی‌اند، و همچنین با این قانون تطبیق همواره $0 < \eta_0 \leq \eta \leq \eta_{\max}$ ، (۱۲-۳) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -ke^2 - eg\delta(e) - eg\eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) + g\tilde{\eta}(|e| - k_\eta(\eta - \eta_0)) \\ &\leq -ke^2 + |e|g|\delta| - eg\eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) + g\tilde{\eta}(|e| - k_\eta(\eta - \eta_0)) \end{aligned} \quad (۱۳-۳)$$

با توجه به اینکه $|e|g(|\delta| - \Delta) \leq 0$ و همچنین $gk_\eta(\eta - \eta_0)(\eta^* - \eta) \leq \frac{1}{4}gk_\eta(\eta^* - \eta_0)$ و اینکه همواره داریم

$$|a| - \tanh\left(\frac{0.2785a}{\varepsilon}\right) \leq \varepsilon \quad \text{برای } a \in R \quad [۶۴]$$

معادله (۱۳-۳) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\dot{V} \leq -ke^2 + g\varepsilon + \frac{1}{4}gk_\eta(\eta^* - \eta_0)$$

با قرار دادن $d = g\varepsilon + \frac{1}{4}gk_\eta(\eta^* - \eta_0)$ داریم

$$\dot{V} \leq -ke^2 + d \leq -2k\left(\frac{1}{2}e^2\right) - 2k\frac{g}{2\gamma_1}(\|\tilde{\theta}\|^2 - \max(\|\tilde{\theta}\|^2)) - 2k\frac{g}{2\gamma_2}(\tilde{\eta}^2 - \max(\tilde{\eta}^2)) + d \quad (۱۴-۳)$$

از آنجایی که

$$V \leq \frac{1}{2}e^2 + \frac{g}{2\gamma_1}(\|\tilde{\theta}\|^2) + \frac{g}{2\gamma_2}(\tilde{\eta}^2)$$

و تعریف

$$V_r = \left(\frac{d}{2k}\right) + \frac{g}{2\gamma_1}(\max(\|\tilde{\theta}\|^2)) + \frac{g}{2\gamma_2}(\max(\tilde{\eta}^2))$$

معادله (۱۴-۳) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\dot{V}(t) \leq -2kV(t) + 2kV_r$$

$$\Rightarrow V(t) \leq (V(0) - V_r)\exp(-2kt) + V_r \quad (۱۵-۳)$$

در نتیجه

$$V(t) \leq \max(V(0), V_r)$$

با توجه به اینکه $V(t) \geq \frac{1}{2}e^2$ در نتیجه داریم

$$\frac{1}{2}e^2 \leq \max(V(0), V_r)$$

$$\Rightarrow |e| \leq \sqrt{2 \max(V(0), V_r)} \quad (۱۵-۳)$$

با توجه به معادله (۱۵-۳) داریم

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq V_r$$

در نهایت می توان نتیجه گرفت خطای ردیابی به بازه زیر همگرا می شود.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| \leq \sqrt{2V_r}$$

و قانون کنترل را می توان به صورت زیر نوشت

$$u = \hat{u}(e, \theta) + u_{rb} = \theta^T \psi(S) + \eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) \quad (۱۶-۳)$$

که در آن از قوانین تطبیق

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \gamma_1 \psi(e) e \\ \dot{\eta} &= \begin{cases} \gamma_2 (|e| - k_\eta (\eta - \eta_0)) & \text{if } (\eta < \eta_{\max}) \\ \text{or } (\eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta (\eta - \eta_0)) \\ 0 & \text{if } \eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta (\eta - \eta_0) \end{cases} \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

استفاده شده، مزیت کنترل کننده پیشنهادی، تضمین پایداری و همگرایی به ناحیه ای در نزدیکی مبدا می باشد، که ضاع این ناحیه با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می تواند کاهش پیدا کرده و در نتیجه کاهش خطای ردیابی را نتیجه دهد.

۳-۳ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی مستقیم

با استفاده از شبیه‌سازی، عملکرد کنترل فازی تطبیقی مستقیم را بر روی سیستم ترمز ضد قفل بررسی می‌کنیم.

با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s} = 108 \text{ km/h}$ و تغییر سطح جاده از آسفالت خشک به آسفالت خیس بعد از گذشت 25 m و استفاده از قانون کنترل (۳-۱۶) و قوانین تطبیق (۳-۱۷) شبیه‌سازی را اجرا می‌کنیم.

پارامترهای کنترل‌کننده به صورت زیر انتخاب شده‌اند

$$\gamma_1 = 80000, \gamma_2 = 50, k_\eta = 0.01, \eta_0 = 0.001, \eta_{\max} = 1$$

$$\theta(0) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T, \eta(0) = 0$$

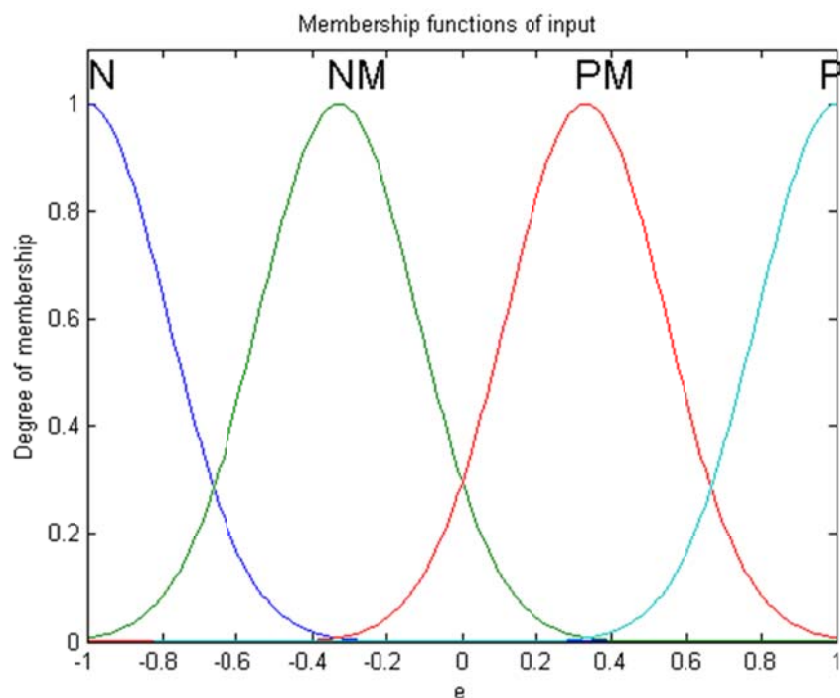
شبیه‌سازی با فرض مشخص بودن نوع جاده انجام شده و فرض می‌کنیم نوع جاده معلوم است و مقدار لغزش بهینه آن نیز در دسترس می‌باشد همچنین الگوریتم ترمز ضد قفل، تا زمانی که سرعت خطی خودرو $v = 3 \text{ m/s}$ اجرا می‌شود.

در ادامه پایان نامه برای شبیه‌سازی مدل یک-چهارم خودرو از داده‌های جدول (۳-۱) استفاده می‌کنیم.

جدول (۳-۱) پارامترهای مدل ۱/۴ خودرو

Parameter	Value
m	390 Kg
R	0.25 m
B	0.08
C_x	0.856 Kg/m
J	1.7 Kg m^2

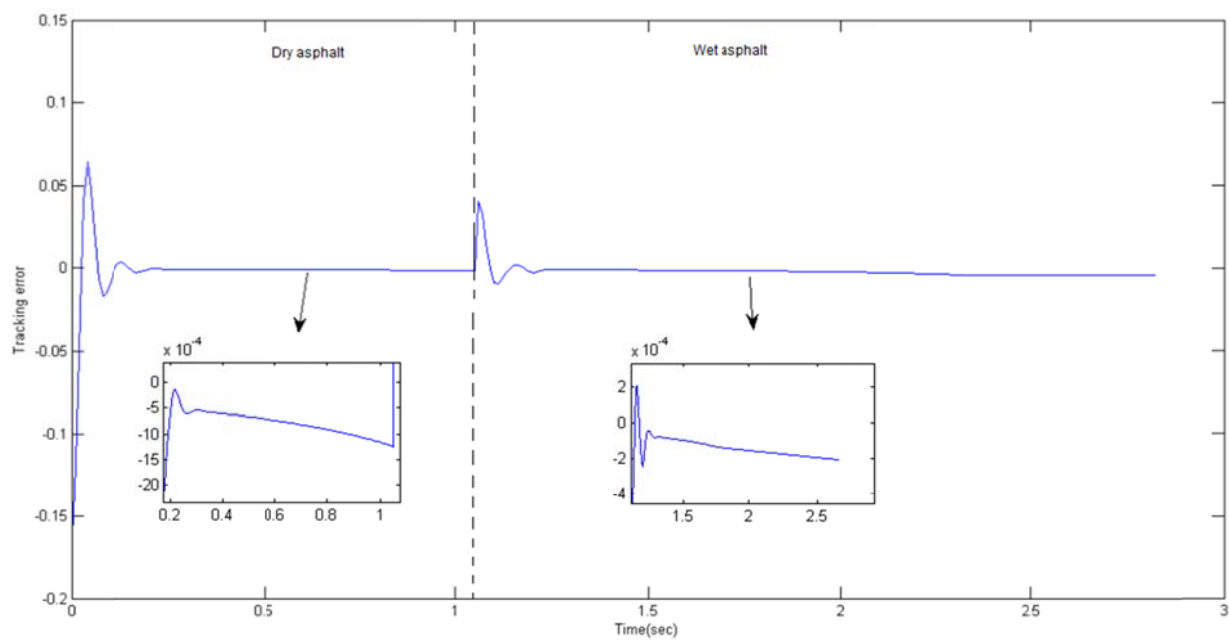
سیستم فازی دارای چهار قانون می‌باشد و توابع تعلق ورودی به صورت شکل (۳-۱) است



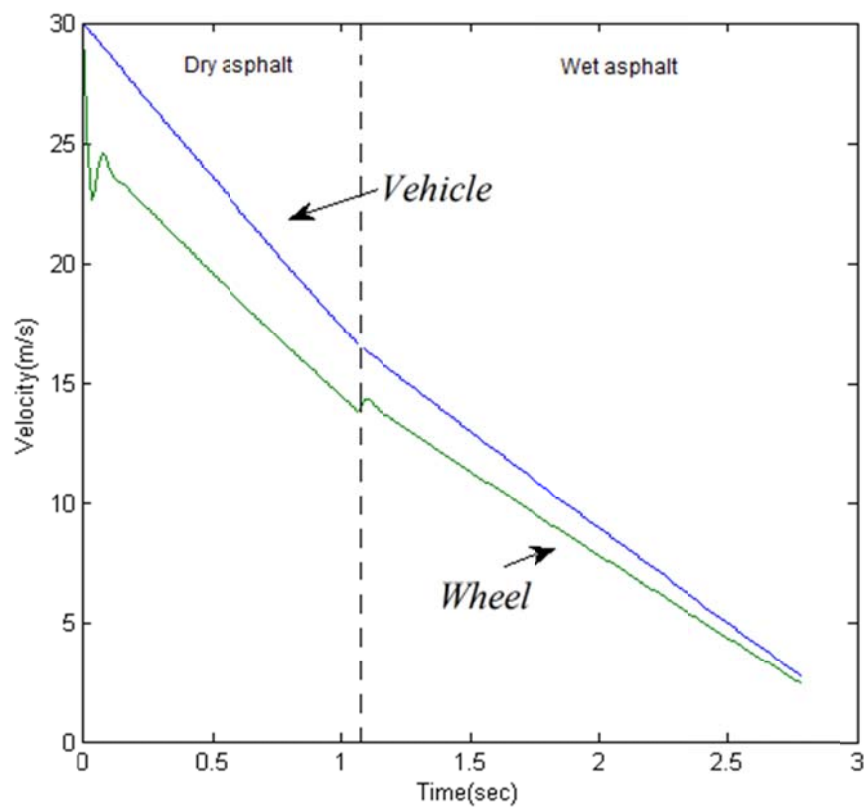
شکل (۱-۳) توابع تعلق ورودی سیستم فازی

عملکرد خطای ردیابی در شکل (۲-۳) نشان داده شده، ملاحظه می‌شود که خطای ردیابی در هر دو سطح جاده بسیار کوچک می‌باشد. سرعت خودرو و چرخ در دو سطح جاده در شکل (۳-۳) دیده می‌شود، در شکل (۴-۳) تلاش کنترلی را در دو سطح جاده آسفالت خشک و خیس نشان می‌دهد. شکل (۵-۳) و (۶-۳) به ترتیب همگرایی پارامترهای سیستم فازی و قانون تطبیق برای بهره سوییچینگ را نشان می‌دهد. در شکل (۷-۳) مسافت توقف خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل و بدون استفاده از آن دیده می‌شود، که بعد از گذشت ۲.۷۸ ثانیه و طی مسافت ۴۱.۱۷ متر خودرو متوقف می‌شود. با توجه به شکل (۷-۳) خودرو بدون استفاده از ترمز ضد قفل و با ترمز معمولی در مسافت ۶۱.۱۵ متر و بعد از گذشت ۴.۲۶ ثانیه متوقف می‌شود.

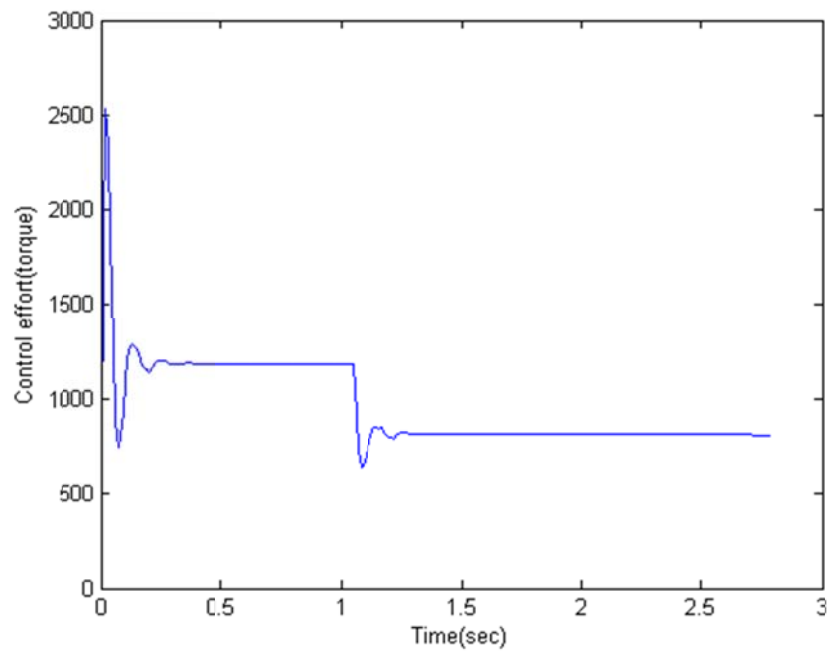
منظور از ترمز معمولی فشار پدال ترمز تا قفل شدن کامل چرخ‌ها می‌باشد، در سراسر پایان نامه ترمز معمولی به صورت گشتاور ترمزی ثابت و برابر با $1400Nm$ می‌باشد.



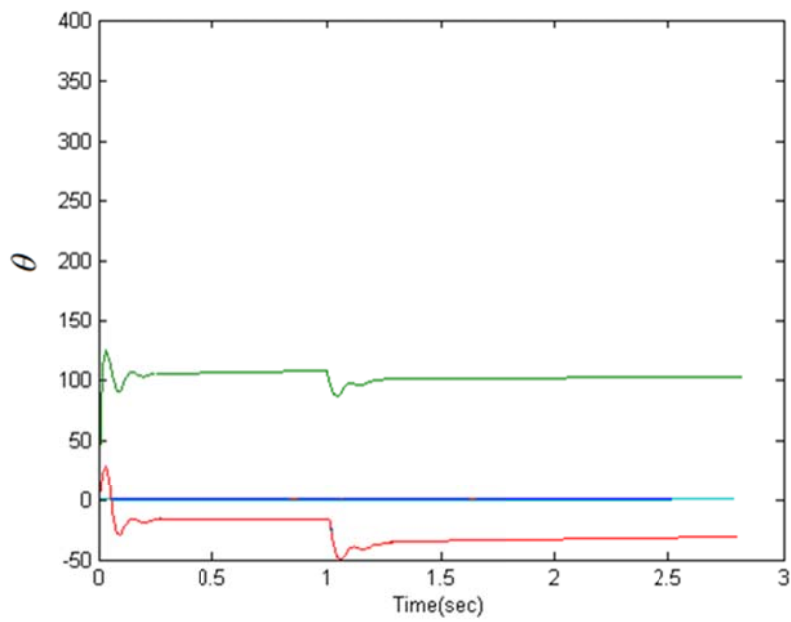
شکل (۲-۳) عملکرد ردیابی



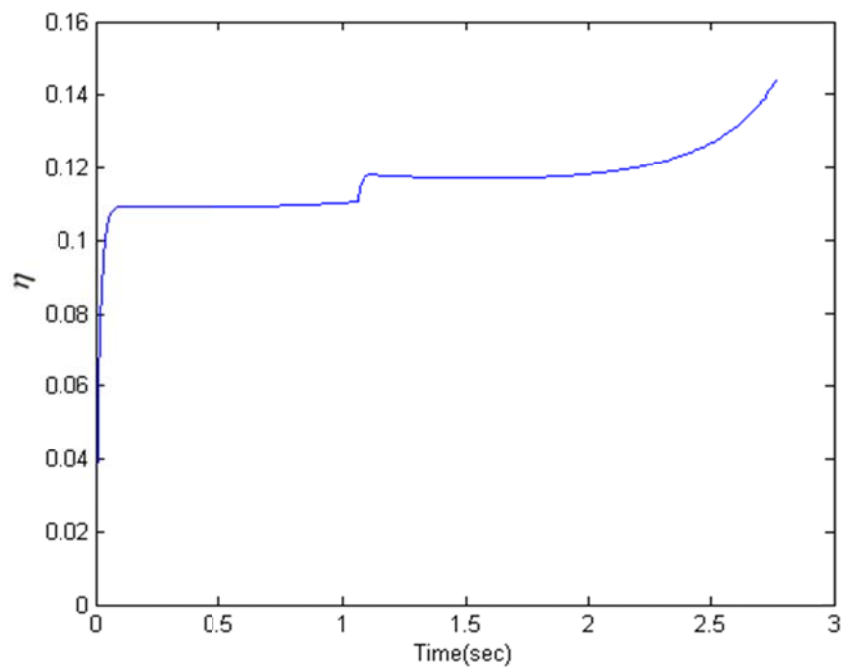
شکل (۳-۳) سرعت خوردور و چرخ



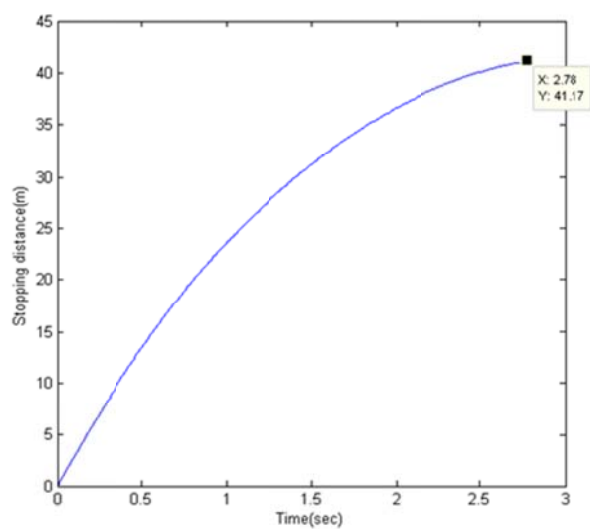
شکل (۳-۴) تلاش کنترلی



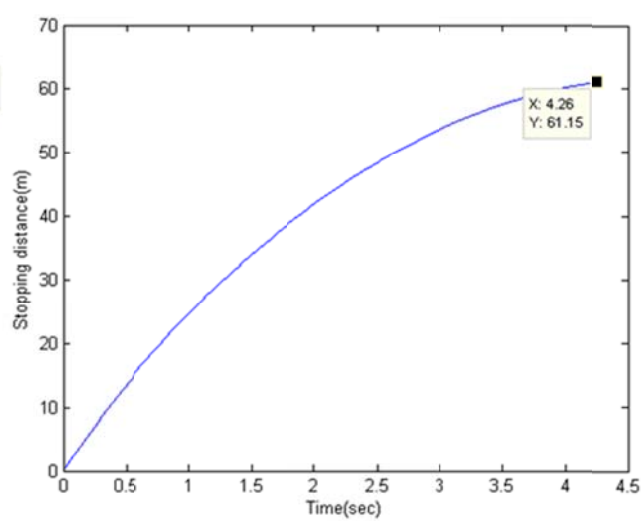
شکل (۳-۵) همگرایی پارامترهای سیستم فازی



شکل (۳-۶) همگرایی پارامتر η



ABS



non-ABS

شکل (۳-۷) مسافت توقف با استفاده از ترمز ضد قفل

با توجه به نتایج شبیه سازی و کنترل کننده طراحی شده در این بخش می توان گفت این روش دارای این مزیت است که آزاد از مدل است و برای طراحی نیازی به دانش دقیقی از مدل ریاضی سیستم نیست، همچنین خطای تقریب سیستم فازی با انتخاب مناسب پارامترهای کنترل کننده می تواند کاهش پیدا کند.

۳-۶ کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم

با در نظر گرفتن مدل ریاضی سیستم به صورت

$$\dot{\lambda} = f(\lambda) + gu$$

و فرضیات طراحی به صورت :

$$(1) \quad 0 \leq \varepsilon \leq g \quad \text{که } \varepsilon \text{ یک عدد مثبت کوچک می باشد.}$$

$$(2) \quad \text{سیگنال کنترل } |u| \leq u_{\max} \text{ می باشد.}$$

$$(3) \quad f, g \text{ نامعلوم.}$$

با تعریف لغزش مطلوب به صورت λ_d ، تعریف خطا به صورت $e = \lambda_d - \lambda$ و پیشنهاد قانون کنترل

$$u = g^{-1}(\dot{\lambda}_d - f + ke)$$

که در آن k ثابت مثبت طراحی است، دینامیک خطای سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می آید

$$\dot{e} + ke = 0$$

که پایداری سیستم حلقه بسته و همگرایی خطا به صفر را تضمین می کند. اما با توجه به ناشناخته بودن توابع غیرخطی f, g با استفاده از ویژگی سیستم های فازی در تقریب هر تابع غیرخطی با دقت دلخواه [۲۵] از سیستم های فازی برای تقریب این توابع ناشناخته استفاده می کنیم.

در نتیجه قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می دهیم

$$u = \hat{g}^{-1}(e, \theta_g)(\dot{\lambda}_d - \hat{f}(e, \theta_f) - u_{rb} + ke) \quad (17-3)$$

$\hat{f}$ و $\hat{g}$ سیستم‌های فازی برای تقریب f, g که در ادامه و توسط قانون تطبیق بدست می‌آیند، و جمله مقاوم برای کاهش اثر عدم قطعیت و خطای تقریب سیستم‌های فازی است.

برای تقریب از سیستم فازی معرفی شده در بخش ۳-۲-۱ استفاده می‌کنیم.

توابع غیر خطی $f(\lambda), g$ را با استفاده از دو سیستم فازی زیر تقریب می‌زنیم

$$\hat{f}(e, \theta_f) = \theta_f^T \psi_f(e) \quad (۱۸-۳)$$

$$\hat{g}(e, \theta_g) = \theta_g^T \psi_g(e) \quad (۱۹-۳)$$

و توابع $f(e), g(e)$ به صورت زیر بیان می‌شوند

$$f(e) = \hat{f}(e, \theta_f^*) + \delta_f(e) = \theta_f^{*T} \psi_f(e) + \delta_f(e) \quad (۲۰-۳)$$

$$g(e) = \hat{g}(e, \theta_g^*) + \delta_g(e) = \theta_g^{*T} \psi_g(e) + \delta_g(e) \quad (۲۱-۳)$$

که $\delta_f(e)$ و $\delta_g(e)$ خطاهای تقریب سیستم فازی هستند، که با توجه به قضیه تقریب عمومی [۲۵] محدود می‌باشند. θ_f^* و θ_g^* بردار پارامترهای بهینه‌اند که به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f} [\sup_{e \in R} |\hat{f}(e, \theta_f) - f(e)|]$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g} [\sup_{e \in R} |\hat{g}(e, \theta_g) - g(e)|]$$

در نتیجه دینامیک خطای سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید

$$\dot{e} = f(e) - \hat{f}(e, \theta_f) + (g(e) - \hat{g}(e, \theta_g))u + d - u_{rb} - ke \quad (۲۲-۳)$$

با جایگذاری رابطه‌های (۱۸-۳) تا (۲۱-۳) در (۲۲-۳) داریم

$$\dot{e} = (\theta_f - \theta_f^*)\psi_f(e) + ((\theta_g - \theta_g^*)\psi_g(e))u + d - u_{rb} + \delta_f(e) + \delta_g(e)u - ke \quad (۲۳-۳)$$

با تعریف

$$\Delta = d + \delta_f(e) + \delta_g(e)u$$

Δ را مجموع خطاهای تقریب سیستم فازی و عدم قطعیت در نظر می‌گیریم، که با توجه به محدود بودن خطای تقریب سیستم‌های فازی، سیگنال کنترل، Δ محدود بوده و دارای حد بالایی به صورت زیر می‌باشد

$$|\Delta| \leq \eta^*$$

با پیشنهاد تابع مثبت معین زیر به عنوان تابع کاندید لیاپانوف

$$V = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2\gamma_f}\tilde{\theta}_f^T\tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_g}\tilde{\theta}_g^T\tilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_\eta}\tilde{\eta}^2$$

که در آن $\gamma_f, \gamma_g, \gamma_\eta$ ثوابت اکیداً مثبت، $\tilde{\theta}_f = \theta_f - \theta_f^*, \tilde{\theta}_g = \theta_g - \theta_g^*$ و $\tilde{\eta} = \eta - \eta^*$ تخمین η^* است. با مشتق‌گیری نسبت به زمان از آن داریم

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma_f}\tilde{\theta}_f^T\dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_g}\tilde{\theta}_g^T\dot{\tilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_\eta}\tilde{\eta}\dot{\tilde{\eta}} \quad (24-3)$$

با جایگذاری از (23-3) در (24-3)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e((\theta_f - \theta_f^*)\psi_f(e) + ((\theta_g - \theta_g^*)\psi_g(e))u + d - u_{rb} + \delta_f(e) + \delta_g(e)u - ke) + \frac{1}{\gamma_f}\tilde{\theta}_f^T\dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_g}\tilde{\theta}_g^T\dot{\tilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_\eta}\tilde{\eta}\dot{\tilde{\eta}} \\ \dot{V} &= -ke^2 + e((\theta_f - \theta_f^*)\psi_f(e) + ((\theta_g - \theta_g^*)\psi_g(e))u - u_{rb} + \Delta) + \frac{1}{\gamma_f}\tilde{\theta}_f^T\dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_g}\tilde{\theta}_g^T\dot{\tilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma_\eta}\tilde{\eta}\dot{\tilde{\eta}} \quad (25-3) \end{aligned}$$

با انتخاب قوانین تطبیق برای سیستم‌های فازی به صورت زیر

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}}_f &= -\gamma_f\psi_f(e)e \\ \dot{\tilde{\theta}}_g &= -\gamma_g\psi_g(e)eu \end{aligned} \quad (26-3)$$

معادله (25-3) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\dot{V} = -ke^2 + (\Delta - u_{rb})e + \frac{1}{\gamma_\eta}\tilde{\eta}\dot{\tilde{\eta}}$$

با پیشنهاد $\dot{\tilde{\eta}}, u_{rb}$ به صورت

$$u_{rb} = \eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right)$$

$$\dot{\eta} = \begin{cases} \gamma_{\eta}(|e| - k_{\eta}(\eta - \eta_0)) & \text{if } (\eta < \eta_{\max}) \\ \text{or } (\eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_{\eta}(\eta - \eta_0)) \\ 0 & \text{if } \eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_{\eta}(\eta - \eta_0) \end{cases} \quad (27-3)$$

که $\varepsilon, k_{\eta}, \eta_0$ ثابت‌های مثبت طراحی‌اند، و همچنین با این قانون تطبیق همواره

داریم

$$\dot{V} = -ke^2 - e\Delta - e\eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) + \tilde{\eta}(|e| - k_{\eta}(\eta - \eta_0))$$

$$\leq -ke^2 + |e| |\Delta| - e\eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) + \tilde{\eta}(|e| - k_{\eta}(\eta - \eta_0)) \quad (28-3)$$

با توجه به اینکه

$$k_{\eta}(\eta - \eta_0)(\eta^* - \eta) \leq \frac{1}{4} k_{\eta}(\eta^* - \eta_0)$$

$$|e|(|\delta| - \Delta) \leq 0$$

و همچنین ویژگی تابع تانژانت هایپربولیک به صورت [۶۴]

$$|a| - \tanh\left(\frac{0.2785a}{\varepsilon}\right) \leq \varepsilon, \quad a \in R$$

معادله (۲۸-۳) به صورت زیر ساده می‌شود

$$\dot{V} \leq -ke^2 + \varepsilon + \frac{1}{4} k_{\eta}(\eta^* - \eta_0)$$

با قرار دادن $d = \varepsilon + \frac{1}{4} k_{\eta}(\eta^* - \eta_0)$ داریم

$$\dot{V} \leq -ke^2 + d \leq -2k\left(\frac{1}{2}e^2\right) - 2k\frac{1}{2\gamma_f}(\|\tilde{\theta}_f\|^2 - \max(\|\tilde{\theta}_f\|^2)) - 2k\frac{1}{2\gamma_g}(\|\tilde{\theta}_g\|^2 - \max(\|\tilde{\theta}_g\|^2)) - 2k\frac{1}{2\gamma_{\eta}}(\tilde{\eta}^2 - \max(\tilde{\eta}^2)) + d \quad (29-3)$$

از آنجایی که

$$V \leq \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2\gamma_f}(\|\tilde{\theta}_f\|^2) + \frac{1}{2\gamma_g}(\|\tilde{\theta}_g\|^2) + \frac{1}{2\gamma_\eta}(\tilde{\eta}^2)$$

و تعریف

$$V_r = \left(\frac{d}{2k}\right) + \frac{1}{2\gamma_f}(\max(\|\tilde{\theta}_f\|^2)) + \frac{1}{2\gamma_g}(\max(\|\tilde{\theta}_g\|^2)) + \frac{1}{2\gamma_\eta}(\max(\tilde{\eta}^2))$$

معادله (۳-۲۹) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V} \leq -2kV + 2kV_r$$

$$\Rightarrow V(t) \leq (V(0) - V_r) \exp(-2kt) + V_r \quad (۳-۳۰)$$

در نتیجه

$$V(t) \leq \max(V(0), V_r)$$

با توجه به اینکه $V(t) \geq \frac{1}{2}e^2$ در نتیجه داریم

$$\frac{1}{2}e^2 \leq \max(V(0), V_r)$$

$$\Rightarrow |e| \leq \sqrt{2 \max(V(0), V_r)} \quad (۳-۳۱)$$

با توجه به معادله (۳-۳۰) داریم

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) \leq V_r$$

پس می توان نتیجه گرفت خطای ردیابی به بازه زیر همگرا می شود.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| \leq \sqrt{2V_r}$$

قانون کنترل را می توان به صورت زیر نوشت

$$u = \theta_f^T \psi_f(e) + \theta_g^T \psi_g(e) + \eta \tanh\left(\frac{0.2785e\eta}{\varepsilon}\right) \quad (۳-۳۲)$$

که در آن از قوانین تطبیق

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_f &= -\gamma_f \psi_f(e)e \\ \dot{\theta}_g &= -\gamma_g \psi_g(e)eu \\ \dot{\eta} &= \begin{cases} \gamma_\eta (|e| - k_\eta (\eta - \eta_0)) & \text{if } (\eta < \eta_{\max}) \\ \text{or } (\eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta (\eta - \eta_0)) \\ 0 & \text{if } \eta = \eta_{\max} \text{ and } |e| \leq k_\eta (\eta - \eta_0) \end{cases}\end{aligned}\quad (3-33)$$

استفاده شده، و با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می توان خطای ردیابی سیستم را کاهش داد.

۳-۷ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی غیر مستقیم

با استفاده از شبیه سازی، عملکرد کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم را بر روی سیستم ترمز ضد قفل بررسی می کنیم.

با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30\text{ m/s} = 108\text{ km/h}$ و تغییر سطح جاده از آسفالت خشک به آسفالت خیس بعد از گذشت 25 m و استفاده از قانون کنترل (۳-۳۱) و قوانین تطبیق (۳-۳۲) شبیه سازی را اجرا می کنیم.

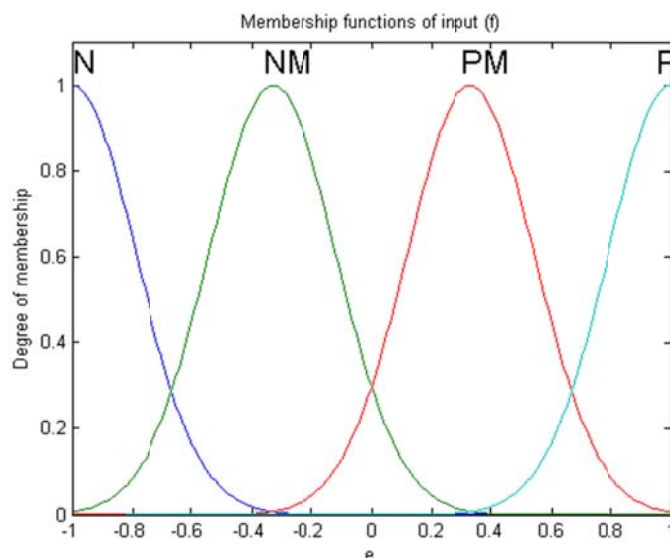
پارامترهای کنترل کننده به صورت زیر انتخاب شده اند

$$k = 5, \gamma_f = 200000, \gamma_g = 0.005, \gamma_\eta = 50, k_\eta = 0.01, \eta_0 = 0.001, \eta_{\max} = 1$$

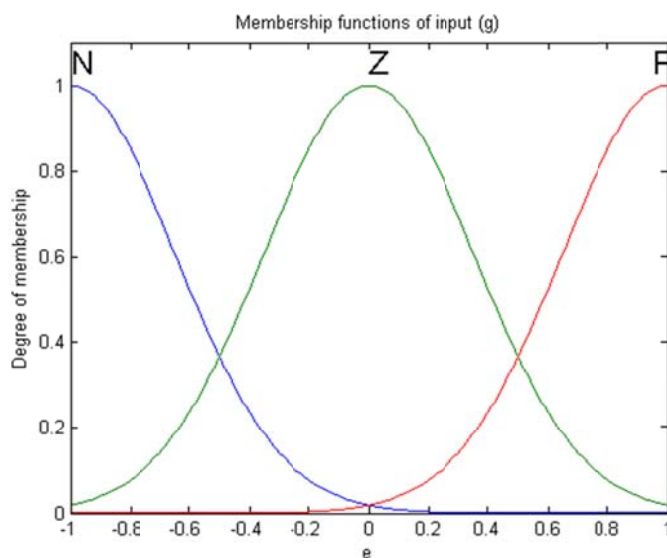
$$\theta_f(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \theta_g(0) = [1 \ 1 \ 1]^T, \eta(0) = 0$$

با توجه به قانون کنترل، بردار θ_g نمی تواند صفر باشد، در نتیجه مقدار آن را به صورت دلخواه و غیر صفر انتخاب کرده ایم. شبیه سازی با فرض مشخص بودن نوع جاده انجام شده و فرض می کنیم نوع جاده معلوم بوده و مقدار لغزش بهینه آن نیز در دسترس است همچنین الگوریتم ترمز ضد قفل، تا زمانی که سرعت خطی خودرو $v = 3\text{ m/s}$ کاهش یابد اجرا می شود.

دو سیستم فازی برای شناسایی توابع غیرخطی سیستم ترمز (f, g) استفاده شده است. که سیستم فازی اول دارای چهار قانون برای تقریب f و سیستم فازی دوم دارای سه قانون برای تقریب g می‌باشد. توابع تعلق ورودی در شکل (۸-۳) و (۹-۳) نشان داده شده‌اند.



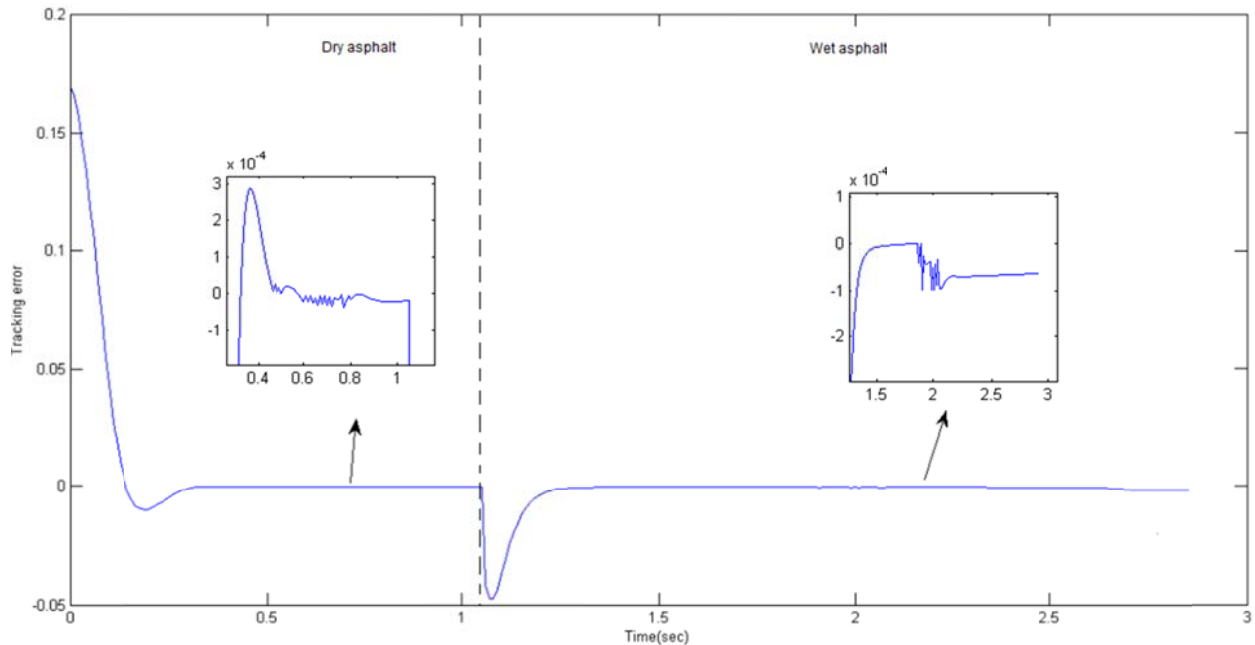
شکل (۸-۳) توابع تعلق ورودی برای f



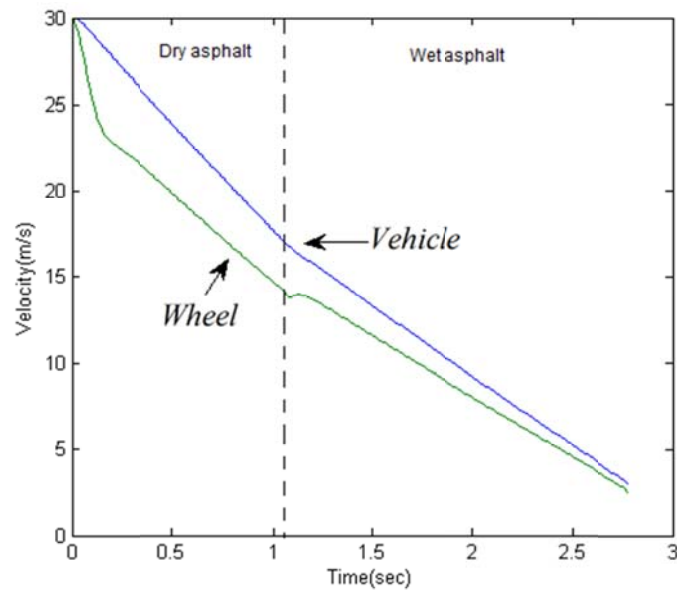
شکل (۹-۳) توابع تعلق ورودی برای g

شکل (۱۰-۳) خطای ردیابی سیستم حلقه بسته را نشان می‌دهد. دیده می‌شود که خطای ردیابی در زمان کمی به بازه‌ای نزدیک مبدا همگرا شده است. شکل (۱۱-۳) سرعت خودرو و چرخ را نشان می‌دهد، تلاش کنترلی به

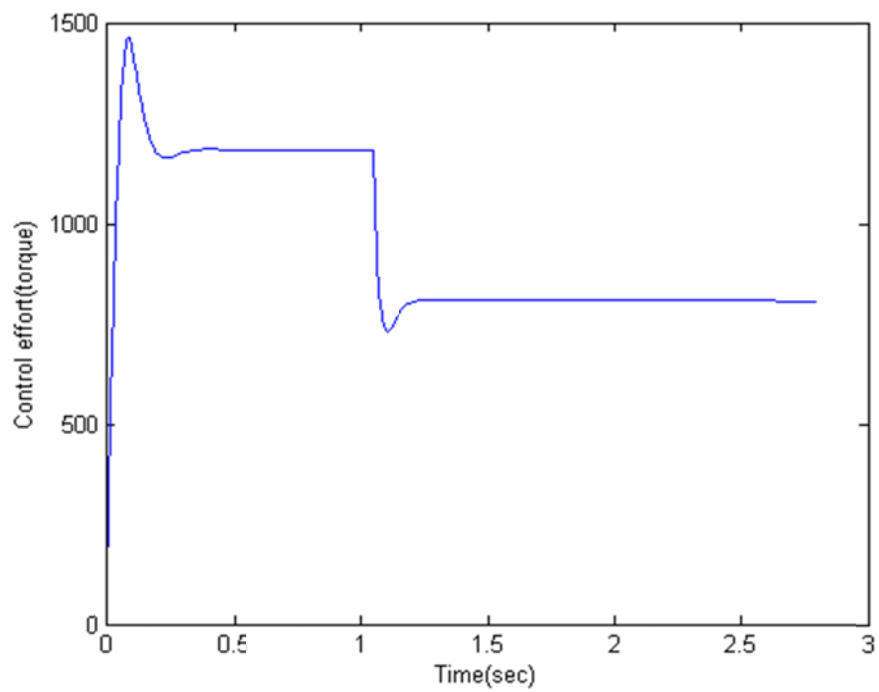
صورت شکل (۱۲-۳) می‌باشد، همگرایی پارامترها در سیستم‌های فازی در شکل (۱۳-۳) و (۱۴-۳) نشان داده شده‌اند. تطبیق پارامتر η به صورت شکل (۱۵-۳) می‌باشد، مسافت توقف خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل و بدن استفاده از آن در شکل (۱۶-۳) است، دیده می‌شود که با استفاده از ترمز ضد قفل پس از طی مسافت ۴۱.۹۶ متر و پس از ۲.۷۸ ثانیه خودرو متوقف می‌شود.



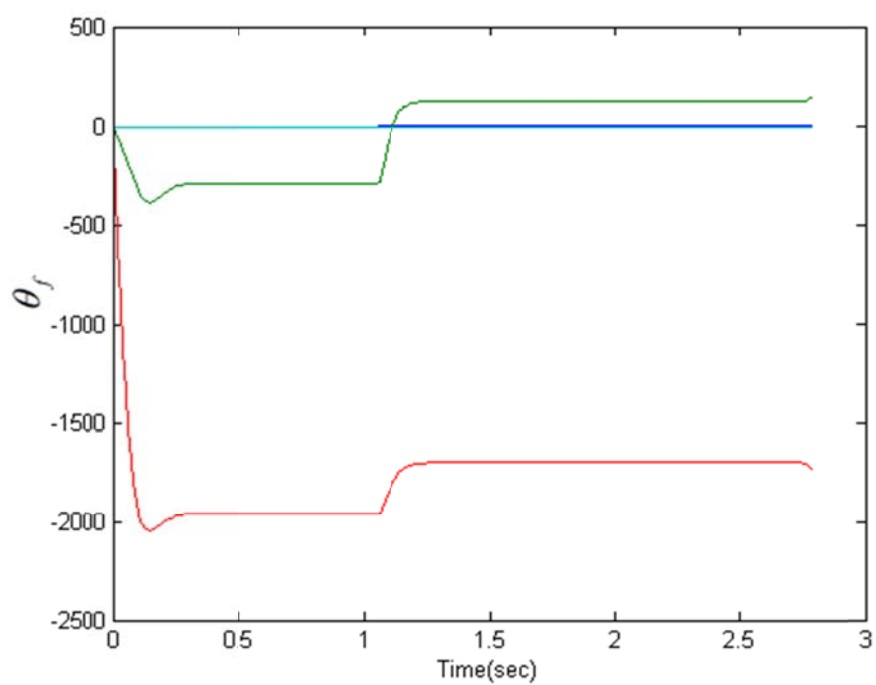
شکل (۱۰-۳) عملکرد ردیابی سیستم حلقه بسته



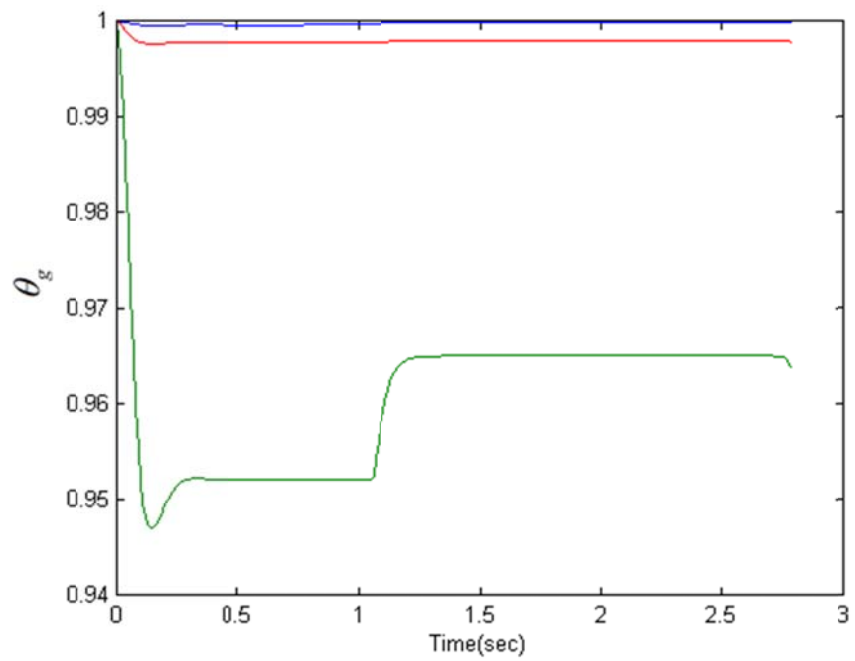
شکل (۱۱-۳) سرعت خودرو و چرخ



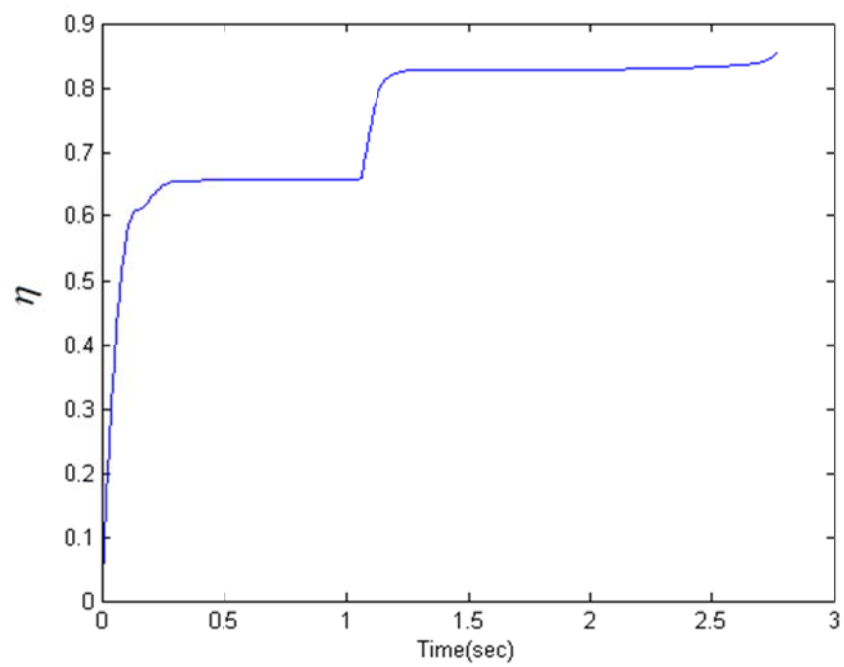
شکل (۳-۱۲) تلاش کنترلی



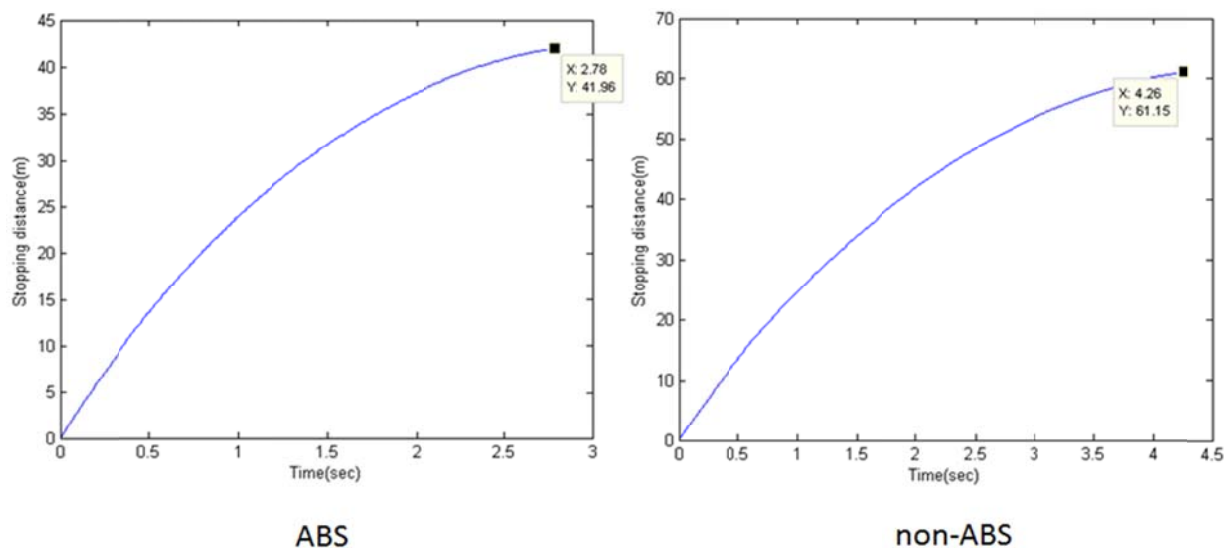
شکل (۳-۱۳) پارامترهای سیستم فازی f



شکل (۳-۱۴) پارامترهای سیستم فازی g



شکل (۳-۱۵) تطبیق پارامتر η



شکل (۳-۱۶) مسافت طی شده خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل

با توجه به کنترل کننده طراحی شده و نتایج شبیه سازی می توان گفت این کنترل کننده نیز مانند کنترل فازی تطبیقی مستقیم آزاد از مدل می باشد، و نیز نسبت به کنترل فازی تطبیقی مستقیم دارای پارامترهای تنظیم بیشتری می باشد.

۳-۸ کنترل فازی تطبیقی مستقیم به روش گام به عقب

در این قسمت کنترل فازی تطبیقی مستقیم با استفاده از روش گام به عقب طراحی می کنیم، پایداری سیستم تحلیل شده و با استفاده از شبیه سازی عملکرد سیستم بررسی می شود.

معادلات ریاضی سیستم ترمز ضد قفل را به صورت زیر در نظر می گیریم ، که در آن برای مدل سازی دینامیک محرک از یک سیستم مرتبه اول استفاده شده، در واقع دینامیک محرک دارای یک تاخیر زمانی τ و بهره K_b است. برای این مدل سازی از مرجع [۵] استفاده شده است.

$$\begin{aligned}
 m\dot{v} &= -F_z\mu(\lambda) - C_x v^2 \\
 J\dot{\omega} &= -B\omega + F_z\mu(\lambda)R - \tau_b \\
 \dot{\tau}_b &= -\frac{1}{\tau}\tau_b + \frac{K_b}{\tau}v_b
 \end{aligned}
 \tag{۳-۳۴}$$

که در آن m جرم کل، شامل جرم خودرو و جرم چرخ، v سرعت طولی خودرو، ω سرعت زاویه‌ای چرخ، τ_b گشتاور ترمزی، J ممان اینرسی چرخ، B ضریب اصطکاک چرخشی، F_z نیروی عمودی وارد بر چرخ، R شعاع چرخ، C_x ضریب آیرودینامیکی خودرو، $\mu(\lambda)$ ضریب اصطکاک بین تایر و جاده می‌باشد. گشتاور ترمزی توسط فشار ترمز، v_b کنترل می‌شود، τ ثابت زمانی و K_b بهره ترمزگیری می‌باشد.

براساس دینامیک‌های سیستم که توسط معادله (۳-۳۴) بیان شده، هدف طراحی کنترل کننده‌ای می‌باشد که بتواند مقدار لغزش چرخ را در نزدیکی مقدار لغزش بهینه تنظیم کرده و سرعت خودرو را در کمترین زمان به صفر همگرا کند. در این بخش با استفاده از روش فازی تطبیقی مستقیم به همراه روش پسگام، برای نیل به این هدف طراحی می‌کنیم.

در ابتدا متغیر z_1 را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$z_1 = v - v_d \quad (3-35)$$

که $v_d = 0$ ، با مشتق گیری از z_1 داریم

$$\dot{z}_1 = -\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2 \quad (3-36)$$

با توجه به تعریف لغزش و اینکه هدف تنظیم لغزش چرخ، در مقدار بهینه آن می‌باشد، مقدار سرعت زاویه‌ای مطلوب چرخ را به صورت زیر تعریف می‌کنیم

$$\omega_d = \frac{1 - \lambda_0}{R} z_1$$

با تنظیم مقدار سرعت زاویه‌ای چرخ در این مقدار، لغزش چرخ نیز در مقدار مطلوب تنظیم شده و در نتیجه حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده بدست می‌آید. با تعریف خطای ردیابی به صورت زیر

$$z_2 = \omega - \omega_d$$

و مشتق گیری از z_2 داریم :

$$\dot{z}_2 = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d = \frac{1}{J} (-B\omega + F_z \mu(\lambda) R - \tau_b + J \frac{1 - \lambda_0}{R} (-\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2)) \quad (3-37)$$

اگر پارامترهای سیستم شناخته شده و معلوم باشند، با تعریف τ_b به عنوان کنترل مجازی، سیگنال کنترل مجازی ایده‌آل به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\alpha = -B\omega + F_z\mu(\lambda)R + J\frac{1-\lambda_0}{R}\left(-\frac{F_z\mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m}z_1^2\right) + k_2z_2 \quad (38-3)$$

که در آن k_2 ثابت طراحی، و مثبت می‌باشد. با جایگذاری (37-3) در (38-3) داریم

$$\dot{z}_2 = -\frac{k_2z_2}{J} \quad (39-3)$$

با پیشنهاد تابع لیاپانوف کاندید به صورت $V' = \frac{1}{2}z_2^2$ داریم

$$\dot{V}' = z_2\dot{z}_2 = -\frac{k_2z_2^2}{J} \leq 0$$

که نتیجه می‌دهد z_2 به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود، اما با توجه به اینکه پارامترهای سیستم ناشناخته و همراه با عدم قطعیت هستند، تولید سیگنال کنترل مجازی (38-3) بسیار مشکل و غیرممکن می‌باشد، بنابراین با استفاده از ویژگی تقریب عمومی سیستم‌های فازی [25]، جمله غیرخطی و نامعلوم در (38-3) را تقریب می‌زنیم،

$$-B\omega + F_z\mu(\lambda)R + J\frac{1-\lambda_0}{R}\left(-\frac{F_z\mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m}z_1^2\right) = \theta_1^T\psi_1(X) + \delta_1 \quad (40-3)$$

که در آن δ_1 خطای تقریب سیستم فازی است، فرض می‌کنیم خطای تقریب دارای باند ثابت و محدود می‌باشد $|\delta_1| \leq \eta_1^*$ و همچنین $X = [v \quad \omega \quad \tau_b]$ بردار حالت‌های سیستم است.

در ادامه برای تضمین پایداری و همگرایی سیستم، با استفاده از روش اول لیاپانوف، قانون تطبیق برای تنظیم قسمت آنگاه قوانین فازی بدست می‌آوریم.

سیگنال کنترل مجازی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{\alpha} = \hat{\theta}_1^T\psi_1(X) + k_2z_2 + u_{rb1} \quad (41-3)$$

که در آن $\hat{\theta}_1$ تخمین θ_1 است و u_{rb1} جمله مقاوم برای حذف خطای تقریب سیستم فازی می‌باشد.

تابع لیاپانوف کاندید را به صورت زیر در نظر می گیریم

$$V_1 = \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2J\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2J\gamma_2} \tilde{\eta}_1^2$$

که در آن $\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta}_1 - \theta_1$ و $\tilde{\eta}_1 = \hat{\eta}_1 - \eta_1^*$ و تخمین η_1^* می باشند، γ_1, γ_2 ثابت های اکیدا مثبت هستند، با مشتق گیری از V_1 و جایگذاری از (۳۷-۳) (۳۸-۳) و (۴۱-۳) در آن داریم

$$\dot{V}_1 = \dot{z}_2 z_2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1 =$$

$$\frac{z_2}{J} (-\tilde{\theta}_1^T \psi_1(X) + \delta_1 - k_2 z_2 - u_{rb1}) + \frac{1}{J\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{1}{J\gamma_2} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1 \quad (۴۲-۳)$$

در نتیجه با انتخاب قانون تطبیق برای سیستم فازی به صورت زیر داریم

$$\dot{\tilde{\theta}}_1 = \gamma_1 z_2 \psi_1(X) \quad (۴۳-۳)$$

معادله (۴۲-۳) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V}_1 = -\frac{k_2}{J} z_2^2 + \frac{z_2}{J} \delta_1 - \frac{z_2}{J} u_{rb1} + \frac{1}{J\gamma_2} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1$$

با پیشنهاد قانون تطبیق و جمله مقاوم به صورت زیر داریم

$$u_{rb1} = \eta_1 \tanh\left(\frac{0.2785 z_2 \eta_1}{\varepsilon_1}\right)$$

$$\dot{\tilde{\eta}}_1 = \begin{cases} \gamma_2 (|z_2| - k_{\eta_1} (\eta_1 - \eta_{01})) & \text{if } (\eta_1 < \eta_{\max 1}) \\ \text{or } (\eta_1 = \eta_{\max 1} \text{ and } |z_2| \leq k_{\eta_1} (\eta_1 - \eta_{01})) \\ 0 & \text{if } \eta_1 = \eta_{\max 1} \text{ and } |z_2| \leq k_{\eta_1} (\eta_1 - \eta_{01}) \end{cases} \quad (۴۴-۳)$$

که $\varepsilon_1, k_{\eta_1}, \eta_{01}$ ثابت های مثبت طراحی اند، در نتیجه

$$\dot{V}_1 = -\frac{k_2}{J} z_2^2 + \frac{z_2}{J} \delta_1 - \frac{z_2}{J} \eta_1 \tanh\left(\frac{0.2785 z_2 \eta_1}{\varepsilon_1}\right) + \tilde{\eta}_1 (|z_2| - k_{\eta_1} (\eta_1 - \eta_{01}))$$

$$\leq -\frac{k_2}{J} z_2^2 + \frac{|z_2|}{J} |\delta_1| - \frac{z_2}{J} \eta_1 \tanh\left(\frac{0.2785 z_2 \eta_1}{\varepsilon_1}\right) + \tilde{\eta}_1 (|z_2| - k_{\eta_1} (\eta_1 - \eta_{01})) \quad (۴۵-۳)$$

با توجه به اینکه

$$k_{\eta_1}(\eta_1 - \eta_{01})(\eta_1^* - \eta_1) \leq \frac{1}{4}k_{\eta_1}(\eta_1^* - \eta_{10})$$

$$|z_2| (|\delta_1| - \eta_1^*) \leq 0$$

و همچنین ویژگی تابع تانژانت هایپربولیک به صورت [۶۴]

$$|a| - \tanh\left(\frac{0.2785a}{\varepsilon}\right) \leq \varepsilon, \quad a \in R$$

معادله (۳-۴۶) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{k_2}{J} z_2^2 + \varepsilon_1 + \frac{1}{4}k_{\eta_1}(\eta_1^* - \eta_{10})$$

با قرار دادن $d_1 = \varepsilon_1 + \frac{1}{4}k_{\eta_1}(\eta_1^* - \eta_{10})$ داریم

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{k_2}{J} z_2^2 + d_1 \leq -2\frac{k_2}{J} \left(\frac{1}{2}z_2^2\right) - 2\frac{k_2}{J} \frac{1}{2J\gamma_1} (\|\tilde{\theta}_1\|^2 - \max(\|\tilde{\theta}_1\|^2)) - 2\frac{k_2}{J} \frac{1}{2J\gamma_2} (\tilde{\eta}_1^2 - \max(\tilde{\eta}_1^2)) + d_1 \quad (۳-۴۷)$$

از آنجایی که

$$V_1 \leq \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2\gamma_1} (\|\tilde{\theta}_1\|^2) + \frac{1}{2\gamma_2} (\tilde{\eta}_1^2)$$

و تعریف

$$V_{r1} = \left(\frac{J}{2k_2}d_1\right) + \frac{1}{2J\gamma_1}(\max(\|\tilde{\theta}_1\|^2)) + \frac{1}{2J\gamma_2}(\max(\tilde{\eta}_1^2))$$

معادله (۳-۴۷) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V}_1 \leq -2\frac{k_2}{J}V_1 + 2\frac{k_2}{J}V_{r1} \quad (۳-۴۸)$$

$$\Rightarrow V_1(t) \leq (V_1(0) - V_{r1}) \exp\left(-2\frac{k_2}{J}t\right) + V_{r1} \quad (۳-۴۹)$$

در نتیجه

$$V_1(t) \leq \max(V_1(0), V_{r1})$$

با توجه به اینکه $V_1(t) \geq \frac{1}{2} z_2^2$ در نتیجه داریم

$$\frac{1}{2} z_2^2 \leq \max(V_1(0), V_{r1})$$

$$\Rightarrow |z_2| \leq \sqrt{2 \max(V_1(0), V_{r1})} \quad (50-3)$$

با توجه به معادله (3-49)

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_1(t) \leq V_{r1}$$

در نتیجه می توان گفت خطای ردیابی به بازه زیر همگرا می شود.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_2(t)| \leq \sqrt{2V_{r1}}$$

حال با تعریف خطای ردیابی به صورت زیر برای زیر سیستم سوم

$$z_3 = \tau_b - \alpha$$

و با مشتق گیری از آن داریم :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = \dot{\tau}_b - \dot{\alpha} &= \frac{K_b}{\tau} \left(-\frac{1}{K_b} \tau_b + v_b - \frac{\tau}{K_b} B\dot{\omega} - J \frac{(1-\lambda_0)\tau}{RK_b} \left(-\frac{C_x}{m} \dot{z}_1 z_1 \right) + Jk_2 \dot{z}_2 \right) = \\ &= \frac{K_b}{\tau} \left(-\frac{1}{\tau K_b} \tau_b + v_b - \frac{\tau}{K_b} Bf_1 - J \frac{(1-\lambda_0)\tau}{RK_b} \left(-\frac{C_x}{m} f_2 z_1 \right) + Jk_2 f_3 \right) \end{aligned} \quad (51-3)$$

$$f_1 = \dot{\omega} = -\frac{B\omega}{J} + \frac{F_z \mu(\lambda) R}{J} - \frac{\tau_b}{J}$$

$$f_2 = \dot{z}_1 = -\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2$$

$$f_3 = \dot{z}_2 = -\frac{B\omega}{J} + \frac{F_z \mu(\lambda) R}{J} - \frac{\tau_b}{J} + \frac{1-\lambda_0}{R} \left(-\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2 \right)$$

اگر پارامترهای سیستم شناخته شده و معلوم باشند، در نهایت سیگنال کنترل حقیقی، به صورت زیر بدست می‌آید

$$v_b = \left(\frac{1}{K_b} \tau_b + \frac{\tau}{K_b} B f_1 + J \frac{(1-\lambda_0)\tau}{RK_b} \left(-\frac{C_x}{m} f_2 z_1\right) - J k_2 f\right) - k_3 z_3 \quad (52-3)$$

که k_3 ثابت مثبت طراحی می‌باشد. اما با توجه به وجود عدم قطعیت در پارامترهای سیستم، سیگنال کنترل حقیقی قابل دستیابی نمی‌باشد، برای بدست آوردن آن از سیستم فازی استفاده می‌کنیم و جمله غیرخطی و نامعلوم در (52-3) را تقریب می‌زنیم،

$$\left(\frac{1}{K_b} \tau_b + \frac{\tau}{K_b} B f_1 + J \frac{(1-\lambda_0)\tau}{RK_b} \left(-\frac{C_x}{m} f_2 z_1\right) - J k_2 f\right) = \theta_2^T \psi_2(X) + \delta_2 \quad (53-3)$$

که در آن δ_2 خطای تقریب سیستم فازی و دارای حد ثابت و محدود فرض می‌کنیم $|\delta_2| \leq \eta_2^*$

قانون کنترل حقیقی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$\hat{v}_b = \hat{\theta}_2^T \psi_2(X) - k_3 z_3 - u_{rb2} \quad (54-3)$$

که در آن $\hat{\theta}_2$ تخمین θ_2 است و u_{rb2} جمله مقاوم برای حذف خطای تقریب سیستم فازی می‌باشد.

با در نظر گرفتن تابع لیاپانوف کاندید به صورت زیر

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{K_b}{2\tau\rho_1} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{K_b}{2\tau\rho_2} \tilde{\eta}_2^2$$

که در آن $\tilde{\theta}_2 = \hat{\theta}_2 - \theta_2$ و $\tilde{\eta}_2 = \hat{\eta}_2 - \eta_2$ و تخمین η_2^* می‌باشند، ρ_1, ρ_2 ثابت‌های اکیداً مثبت هستند، و مشتق‌گیری از V_2 و جایگذاری از (51-3) و (53-3) و (54-3) در آن داریم

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \dot{z}_3 z_3 + \frac{K_b}{\tau\rho_1} \tilde{\theta}_2^T \dot{\tilde{\theta}}_2 + \frac{K_b}{\tau\rho_2} \tilde{\eta}_2 \dot{\tilde{\eta}}_2 =$$

$$\dot{V}_1 + \frac{K_b z_3}{\tau} (-\tilde{\theta}_{21}^T \psi_2(X) + \delta_2 - k_3 z_3 - u_{rb2}) + \frac{K_b}{\tau\rho_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{K_b}{\tau\rho_2} \tilde{\eta}_1 \dot{\tilde{\eta}}_1 \quad (55-3)$$

در نتیجه با انتخاب قانون تطبیق برای سیستم فازی به صورت

$$\dot{\theta}_2 = \rho_1 z_3 \psi_2(X) \quad (56-3)$$

معادله (55-3) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 - \frac{K_b k_3}{\tau} z_3^2 + \frac{K_b z_3}{\tau} \delta_2 - \frac{K_b z_3}{\tau} u_{rb2} + \frac{1}{J \rho_2} \tilde{\eta}_2 \dot{\eta}_2$$

با پیشنهاد قانون تطبیق و جمله مقاوم به صورت

$$u_{rb2} = \eta_2 \tanh\left(\frac{0.2785 z_3 \eta_2}{\varepsilon_2}\right)$$

$$\dot{\eta}_2 = \begin{cases} \rho_2 (|z_3| - k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02})) & \text{if } (\eta_2 < \eta_{\max 2}) \\ \text{or } (\eta_2 = \eta_{\max 2} \text{ and } |z_3| \leq k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02})) \\ 0 & \text{if } \eta_2 = \eta_{\max 2} \text{ and } |z_3| \leq k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02}) \end{cases} \quad (57-3)$$

که $\varepsilon_2, k_{\eta_2}, \eta_{02}$ ثابت های مثبت طراحی اند، در نتیجه

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 - \frac{K_b k_3}{\tau} z_3^2 + \frac{K_b z_3}{\tau} \delta_2 - \frac{K_b z_3}{\tau} \eta_2 \tanh\left(\frac{0.2785 z_3 \eta_2}{\varepsilon_2}\right) + \tilde{\eta}_2 (|z_3| - k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{20}))$$

$$\leq \dot{V}_1 - \frac{K_b k_3}{\tau} z_3^2 + \frac{K_b |z_3|}{\tau} |\delta_2| - \frac{K_b z_3}{\tau} \eta_2 \tanh\left(\frac{0.2785 z_3 \eta_2}{\varepsilon_2}\right) + \tilde{\eta}_2 (|z_3| - k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{20})) \quad (58-3)$$

با توجه به اینکه

$$k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02})(\eta_2^* - \eta_2) \leq \frac{1}{4} k_{\eta_2}(\eta_2^* - \eta_{02})$$

$$|z_3| (|\delta_2| - \eta_2^*) \leq 0$$

و همچنین ویژگی تابع تانژانت هایپربولیک به صورت [64]

$$|a| - \tanh\left(\frac{0.2785a}{\varepsilon}\right) \leq \varepsilon, \quad a \in R$$

و با استفاده از معادله (48-3) معادله (58-3) به صورت زیر ساده می شود

$$\dot{V}_1 \leq -2\frac{k_2}{J}V_1 + 2\frac{k_2}{J}V_{r1}$$

$$\dot{V}_2 \leq \dot{V}_1 - \frac{K_b k_3}{\tau} z_3^2 + \varepsilon_2 + \frac{1}{4}k_{\eta_2}(\eta_2^* - \eta_{20})$$

با قرار دادن $d_2 = \varepsilon_2 + \frac{1}{4}k_{\eta_2}(\eta_2^* - \eta_{02})$ داریم

$$\dot{V}_2 \leq -2\frac{k_2}{J}V_1 + 2\frac{k_2}{J}V_{r1} - \frac{K_b k_3}{\tau} z_3^2 + d_2$$

$$\dot{V}_2 \leq -2\frac{k_2}{J}V_1 + 2\frac{k_2}{J}V_{r1} - \frac{2K_b k_3}{\tau}(\frac{1}{2}z_3^2) - \frac{2K_b k_3}{\tau} \frac{K_b}{2\tau\rho_1}(\|\tilde{\theta}_2\|^2 - \max(\|\tilde{\theta}_2\|^2)) - \frac{2K_b k_3}{\tau} \frac{K_b}{2\tau\rho_2}(\tilde{\eta}_2^2 - \max(\tilde{\eta}_2^2)) + d_2$$

(۵۹-۳)

$$\Rightarrow \dot{V}_2 \leq -2aV_2 + b$$

که در آن

$$a = \min\{\frac{k_2}{J}, \frac{K_b k_3}{\tau}\}$$

و

$$b = 2c(V_{r1} + \frac{K_b}{2\tau\rho_1}(\max(\|\tilde{\theta}_2\|^2)) + \frac{K_b}{2\tau\rho_2}(\max(\tilde{\eta}_2^2)) + \frac{d_2}{c})$$

که در آن

$$c = \max\{\frac{k_2}{J}, \frac{K_b k_3}{\tau}\}$$

$$\Rightarrow V_2(t) \leq (V_2(0) - \frac{b}{a})\exp(-at) + \frac{b}{a}$$

(۶۰-۳)

در نتیجه

$$V(t) \leq \max(V_2(0), \frac{b}{a})$$

با توجه به اینکه $V(t) \geq \frac{1}{2} z_3^2$ در نتیجه داریم

$$\frac{1}{2} z_3^2 \leq \max(V_2(0), \frac{b}{a})$$

$$\Rightarrow |z_3| \leq \sqrt{2 \max(V_2(0), \frac{b}{a})} \quad (3-61)$$

با توجه به معادله (3-60) داریم

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V_2(t) \leq \frac{b}{a}$$

در نهایت می توان نتیجه گرفت خطای ردیابی به بازه زیر همگرا می شود.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_3| \leq \sqrt{2 \frac{b}{a}}$$

در آخر برای بیان پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از تابع مثبت معین زیر و مشتق گیری از آن

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2J\gamma_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2J\gamma_2} \tilde{\eta}_1^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{K_b}{2\tau\rho_1} \tilde{\theta}_2^T \tilde{\theta}_2 + \frac{K_b}{2\tau\rho_2} \tilde{\eta}_2^2 =$$

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + V_2 \Rightarrow \dot{V} = z_1 \dot{z}_1 + \dot{V}_2 = z_1 \left(-\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2 \right) + \dot{V}_2$$

با توجه به اینکه $z_1 = v$ سرعت خودرو است و همواره مثبت می باشد، و همچنین $\mu(\lambda) \geq 0$ در نتیجه می توان نتیجه می توان اثبات کرد که

$$z_1 \left(-\frac{F_z \mu(\lambda)}{m} - \frac{C_x}{m} z_1^2 \right) \leq 0$$

در نتیجه داریم

$$\dot{V} \leq V_2$$

و با ادامه روندی مشابه قبل می توان اثبات کرد تمامی سیگنال ها در حلقه کنترل محدود می باشد، و پایداری سیستم حلقه بسته اثبات می شود.

در آخر قانون کنترل را می توان به صورت زیر بیان کرد

$$\begin{aligned}
 \hat{v}_b &= \hat{\theta}_2^T \psi_2(X) - k_3(\tau_b - \hat{\alpha}) - u_{rb2} \\
 \hat{\alpha} &= \hat{\theta}_1^T \psi_1(X) + k_2 z_2 + u_{rb1} \\
 z_2 &= \omega - \omega_d \\
 \dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma_1 z_2 \psi_1(X) \\
 \dot{\hat{\theta}}_2 &= \rho_1 z_3 \psi_2(X) \\
 u_{rb1} &= \eta_1 \tanh\left(\frac{0.2785 z_2 \eta_1}{\varepsilon_1}\right) \\
 \dot{\eta}_1 &= \begin{cases} \gamma_2(|z_2| - k_{\eta_1}(\eta_1 - \eta_{01})) & \text{if } (\eta_1 < \eta_{\max 1}) \\ \text{or } (\eta_1 = \eta_{\max 1} \text{ and } |z_2| \leq k_{\eta_1}(\eta_1 - \eta_{01})) \\ 0 & \text{if } \eta_1 = \eta_{\max 1} \text{ and } |z_2| \leq k_{\eta_1}(\eta_1 - \eta_{01}) \end{cases} \\
 u_{rb2} &= \eta_2 \tanh\left(\frac{0.2785 z_3 \eta_2}{\varepsilon_2}\right) \\
 \dot{\eta}_2 &= \begin{cases} \rho_2(|z_3| - k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02})) & \text{if } (\eta_2 < \eta_{\max 2}) \\ \text{or } (\eta_2 = \eta_{\max 2} \text{ and } |z_3| \leq k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02})) \\ 0 & \text{if } \eta_2 = \eta_{\max 2} \text{ and } |z_3| \leq k_{\eta_2}(\eta_2 - \eta_{02}) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{۶۲-۳}$$

۳-۹ شبیه سازی کنترل فازی تطبیقی مستقیم به روش پسگام

با استفاده از شبیه سازی، عملکرد کنترل فازی تطبیقی مستقیم پسگام را بر روی سیستم ترمز ضد قفل بررسی می کنیم.

با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s} = 108 \text{ km/h}$ ، و ترمز گیری در سطح جاده آسفالت خشک، استفاده از قانون کنترل و قوانین تطبیقی (۳-۶۲) شبیه سازی را اجرا می کنیم.

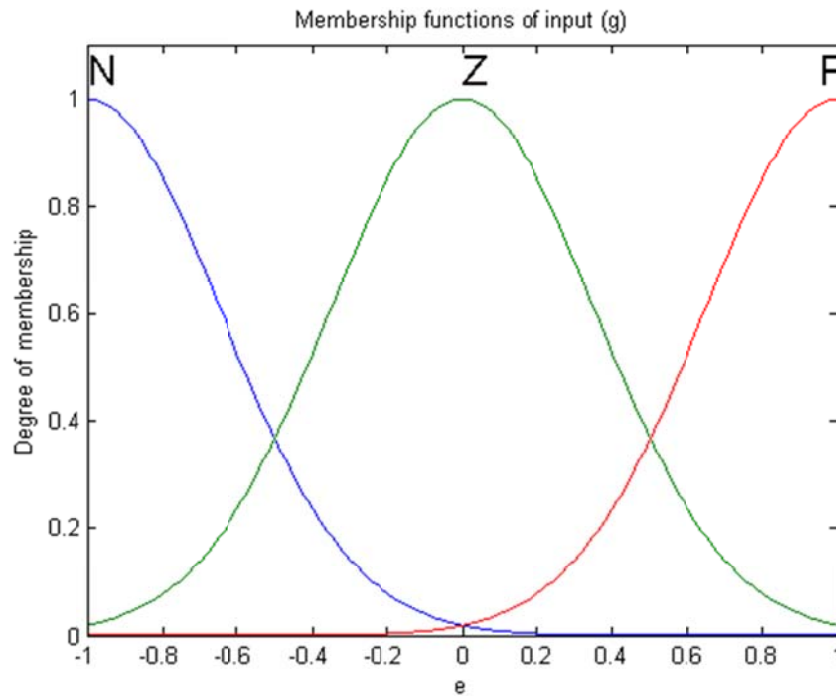
پارامترهای کنترل کننده به صورت زیر انتخاب شده اند

$$\begin{aligned}
 \gamma_1 &= 5, \gamma_2 = 5, \rho_1 = 0.1, \rho_2 = 0.1, k_2 = 100, k_3 = 10 \\
 k_{\eta_1} &= k_{\eta_2} = 0.01, \eta_{01} = \eta_{02} = 0.001, \eta_{\max 1} = \eta_{\max 2} = 1
 \end{aligned}$$

$$\hat{\theta}_1(0) = \hat{\theta}_2(0) = \text{zeros}(27,1), \hat{\eta}_1(0) = \hat{\eta}_2(0) = 0$$

شبیه سازی با فرض مشخص بودن نوع جاده انجام شده و فرض می‌کنیم نوع جاده معلوم بوده و مقدار لغزش بهینه آن نیز در دسترس است همچنین الگوریتم ترمز ضد قفل، تا زمانی که سرعت خطی خودرو $v = 3m/s$ کاهش یابد اجرا می‌شود.

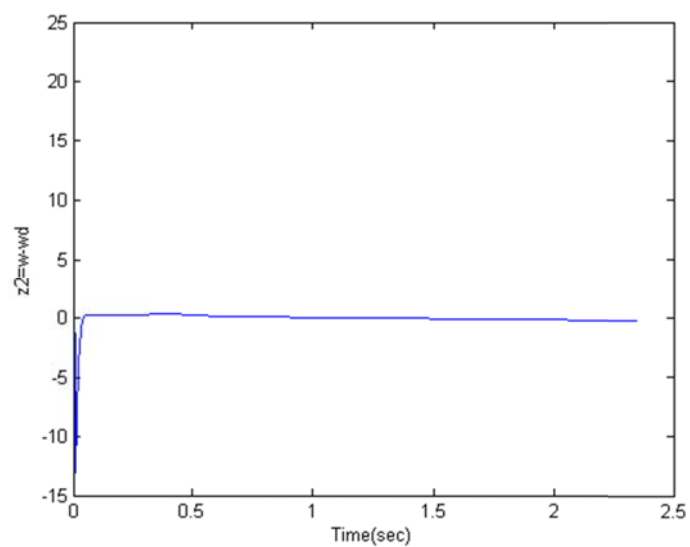
هر سیستم فازی دارای سه ورودی بوده، ورودی‌ها همگی به صورت نرمالیزه شده در آمده‌اند و همگی در بازه $[-1, 1]$ می‌باشند، هر ورودی سیستم فازی دارای سه تابع تعلق به صورت شکل (۳-۱۷) می‌باشد، در نتیجه هر سیستم فازی دارای ۲۷ قانون است.



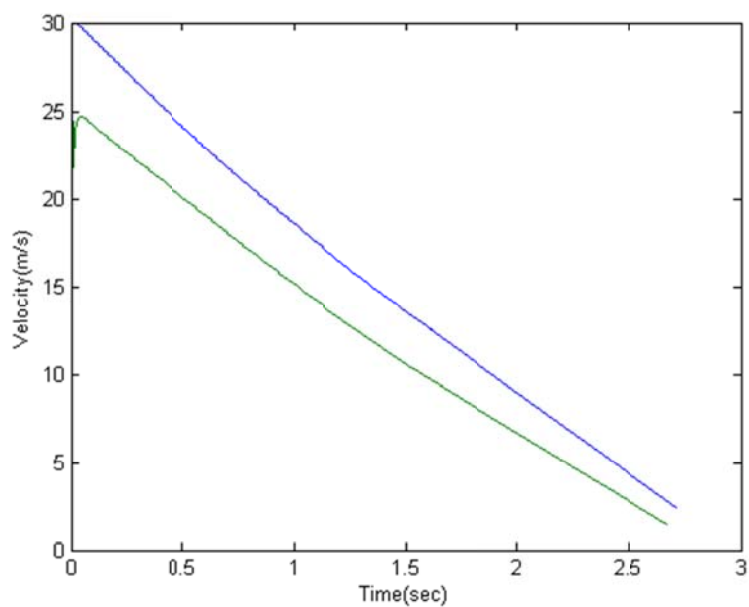
شکل (۳-۱۷) توابع تعلق ورودی

شکل (۳-۱۸) عملکرد حلقه کنترل در ردیابی مقدار سرعت زاویه‌ای مطلوب را نشان می‌دهد، ملاحظه می‌شود، پس از گذشت زمان کوتاهی خطا در بازه بسیار کوچکی در نزدیکی مبدا قرار می‌گیرد. سرعت خودرو و چرخ در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده است، همچنین تلاش کنترلی در شکل (۳-۲۰) دیده می‌شود، در شکل (۳-۲۱) مسافت طی شده خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل نشان داده شده، که خودرو پس از ۲.۱۹ ثانیه و طی مسافت

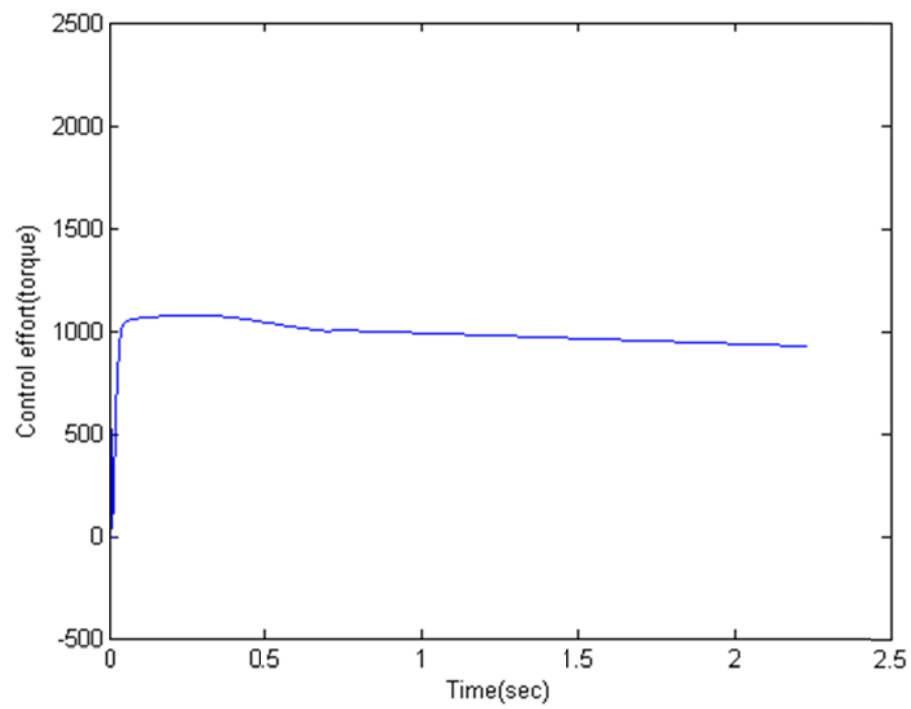
۳۹.۷۳ متر متوقف می‌شود، اما بدون استفاده از ترمز ضد قفل، شکل (۳-۲۲) مسافت طی شده برابر ۵۷.۳۲ متر و زمان توقف ۳.۶۸ ثانیه می‌باشد.



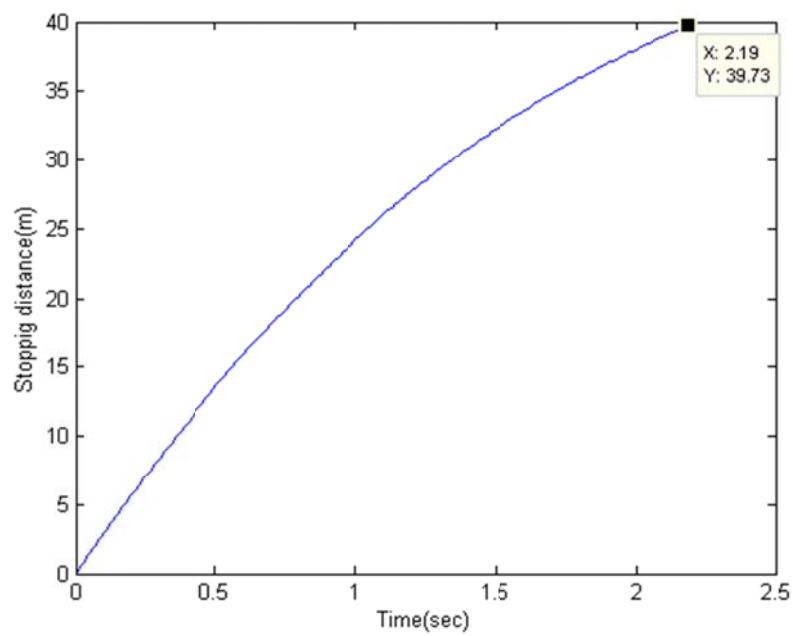
شکل (۳-۱۸) ردیابی سرعت زاویه‌ای مطلوب



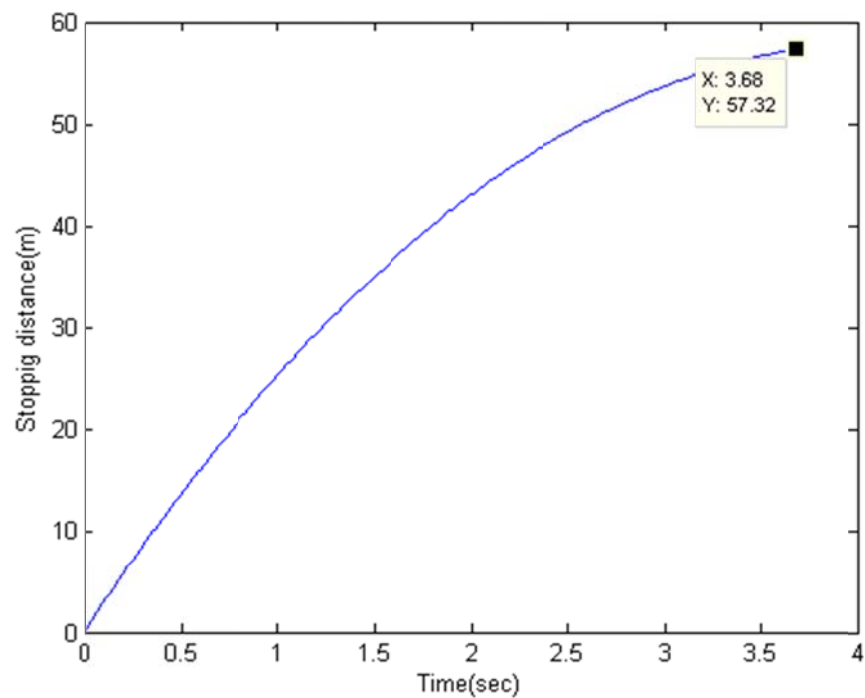
شکل (۳-۱۹) سرعت چرخ و خودرو



شکل (۳-۲۰) تلاش کنترلی



شکل (۳-۲۱) مسافت طی شده با استفاده از ترمز ضد قفل



شکل (۳-۲۲) مسافت طی شده بدون استفاده از ترمز ضد قفل

با توجه به کنترل کننده پیشنهادی در این بخش و نتایج شبیه سازی، می توان گفت که این روش آزاد از مدل بوده و تضمین پایداری نیز دارد، همچنین قادر به در نظر گرفتن دینامیک محرک ها در سیستم کنترل می باشد، اما تنظیم این کنترل کننده و بدست آوردن عملکرد بهینه و مطلوب از آن به علت داشتن پارامترهای تنظیم بیشتر، دشوارتر می باشد.

فصل چهارم

شناسایی سطح جاده، وابسته به مدل

۴-۱ مقدمه

در این بخش دو روش برای تخمین مقدار لغزش بهینه در هنگام ترمزگیری پیشنهاد شده، همچنین همگرایی روش‌های ارائه شده بررسی گردیده است. در این بخش یک مدل دینامیک برای بیان رابطه اصطکاک بین تایر و جاده بررسی شده و با استفاده از رویکرد و قانون تطبیق نوع جاده و لغزش بهینه در جاده تخمین زده شده است.

در [۱۸] یک مدل دینامیک به نام مدل لوگری^۱ برای توصیف اصطکاک بین دو سطح توسط یک سیستم غیرخطی مرتبه اول پیشنهاد شده است. در [۱۹] از این مدل برای بیان اصطکاک بین تایر و جاده استفاده شده، در [۲۰] این مدل اصلاح شده و یک پارامتر برای بیان نوع جاده به آن افزوده گردیده است، قانون تطبیق برای بدست آوردن این پارامتر ارائه شده است. در [۲۲، ۶۵] از رویکرد مود لغزشی برای تخمین حالت داخلی اصطکاک استفاده شده. در [۹] با استفاده از رویکرد تطبیقی دینامیک داخلی اصطکاک و نوع جاده بدست آمده. در همگی طرح‌های ارائه شده، فرض بر این است که پارامترهای اصطکاک معلوم هستند و تنها یک پارامتر که بیانگر نوع جاده است به همراه دینامیک داخلی اصطکاک نامعلوم‌اند سپس با استفاده از رویکرد نوع جاده و دینامیک داخلی اصطکاک بدست آمده‌اند. در این بخش روشی تطبیقی مبتنی بر رویکرد برای شناسایی نوع جاده و دینامیک داخلی اصطکاک پیشنهاد می‌دهیم، پارامترهای مدل اصطکاک را نامعلوم فرض کرده که با استفاده از قانون تطبیقی بدست آمده‌اند.

در نهایت با استفاده از شبیه‌سازی عملکرد این روش‌ها را تحلیل می‌کنیم. برای شبیه‌سازی الگوریتم‌های پیشنهادی از کنترل فازی تطبیقی مستقیم ارائه شده در بخش ۳-۲، استفاده می‌کنیم.

۴-۲ تخمین لغزش بهینه با استفاده از برازش منحنی

در این قسمت با استفاده از برازش منحنی روشی برای تخمین مقدار لغزش بهینه چرخ در زمان ترمزگیری ارائه می‌دهیم. برای اینکار از یک مدل رایج برای بیان اصطکاک به نام مدل بورکهارت [۴۸] استفاده می‌کنیم. در این مدل رابطه ضریب اصطکاک بین تایر و جاده تابعی غیرخطی از لغزش چرخ به صورت زیر می‌باشد

$$\mu(\lambda) = c_1 (1 - e^{-c_2 \lambda}) - c_3 \lambda \quad (۴-۱)$$

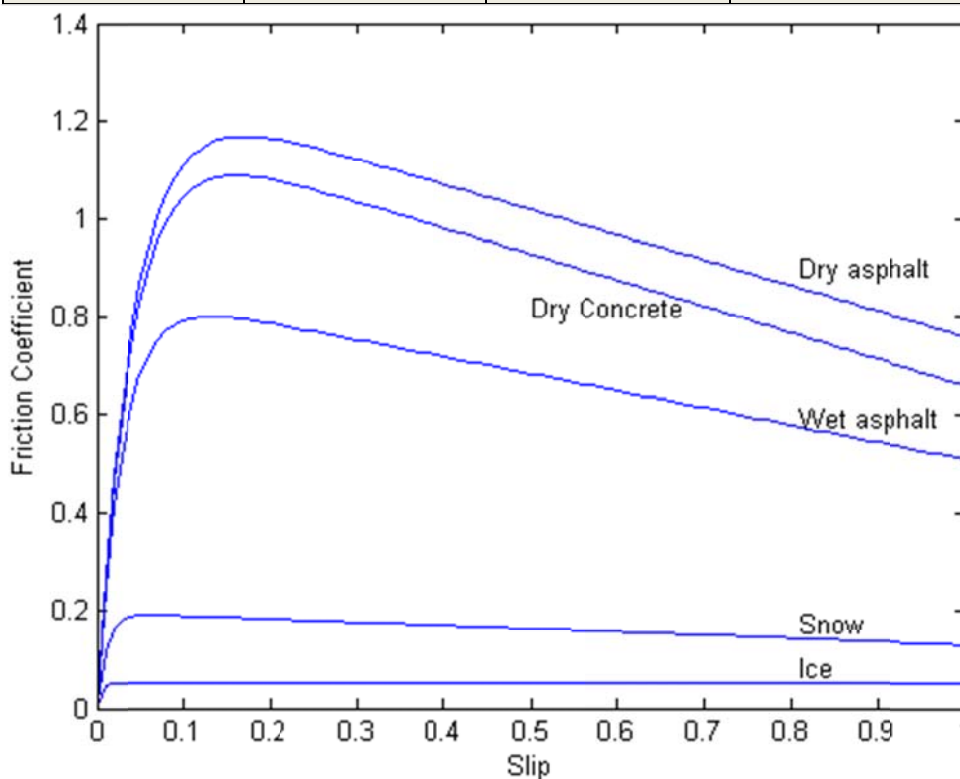
^۱ LuGre

در این مدل با تغییر سه پارامتر c_1, c_2, c_3 شرایط مختلف جاده بدست می‌آیند.

جدول (۱-۴) مقادیر پارامترها برای شرایط مختلف جاده‌ای را نشان می‌دهد. شکل (۱-۴) نمودار تغییر ضریب اصطکاک بین تایر و جاده را در این شرایط جاده‌ای نشان می‌دهد. دیده می‌شود که در هر جاده ضریب اصطکاک بین تایر و جاده در یک لغزش خاص ماکسیمم می‌شود. لغزشی که در آن ضریب اصطکاک حداکثر می‌شود را لغزش بهینه می‌نامیم

جدول (۱-۴) پارامترهای بیان کننده سطوح مختلف جاده برای مدل اصطکاک بورکهارت [۴۸]

Surface condition	c_1	c_2	c_3
Dry asphalt	1.2801	23.99	0.52
Wet asphalt	0.857	33.822	0.347
Dry Concrete	1.1973	25.168	0.5373
Snow	0.1946	94.129	0.0646
Ice	0.05	306.39	0



شکل (۱-۴) نمودار ضریب اصطکاک بر حسب لغزش برای سطوح جاده مختلف

در ادامه برای طراحی این روش، فرض می‌کنیم رانندگی تنها در شرایط جاده‌ای بیان شده در جدول (۱-۴) انجام می‌شود.

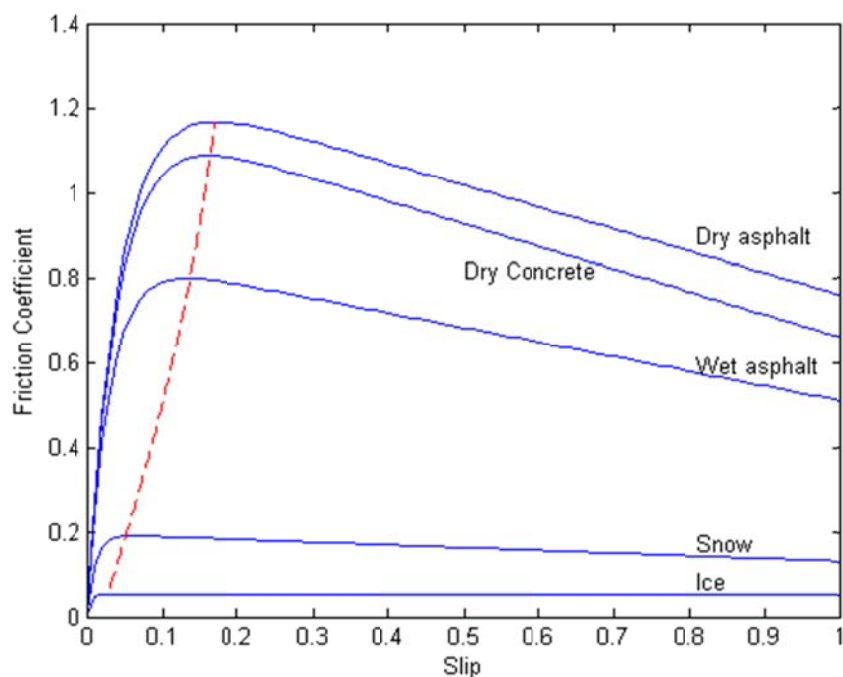
برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه در زمان ترمزگیری از برازش منحنی استفاده می‌کنیم، بنابراین یک منحنی بر تمام نقاط ماکزیمم در شکل (۱-۴) برازش می‌کنیم. این منحنی را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم

$$\hat{\lambda}_d(\mu) = a_0 + a_1\mu + a_2\mu^2 = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 \\ \mu \\ \mu^2 \end{bmatrix} = \alpha^T \varphi(\mu) \quad (2-4)$$

که پارامترهای a_0, a_1, a_2 با استفاده از روش تخمین حداقل مربعات بدست می‌آیند. با فرض اینکه منحنی‌های شکل (۱-۴) موجود بوده و رانندگی تنها در این سطوح جاده‌ای انجام می‌شود، با استفاده از نقاط ماکسیمم در شکل (۱-۴) و الگوریتم حداقل مربعات پارامترهای نامعلوم در (۲-۴) به صورت زیر بدست می‌آیند

$$[a_0 \ a_1 \ a_2] = [0.0172 \ 0.1875 \ -0.0507]$$

شکل (۲-۴) منحنی برازش شده را نشان می‌دهد



شکل (۲-۴) منحنی برازش شده

با توجه به منحنی‌های شکل (۴-۱) می‌توان گفت که لغزش بهینه در بازه‌ی ۰.۰۲ تا ۰.۱۷ می‌باشد، در این بازه مقدار ضریب اصطکاک از ۰.۰۵ تا ۱.۱۷ تغییر می‌کند. در نتیجه برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه از رابطه زیر استفاده می‌کنیم

$$\hat{\lambda}_d = \begin{cases} 0.02 & \text{if } \mu < 0.05 \\ 0.0172 + 0.1875\mu - 0.0507\mu^2 & \text{if } \mu \geq 0.05 \end{cases} \quad (3-4)$$

در زمان ترمزگیری، مقدار ضریب اصطکاک بین تایر و جاده محاسبه شده و به عنوان ورودی به معادله (۴-۳) داده می‌شود و سپس مقدار لغزش بهینه محاسبه می‌شود، لغزش بهینه بدست آمده به عنوان ورودی مرجع به حلقه کنترل برای تنظیم داده می‌شود.

در لحظات اولیه ترمزگیری مقدار لغزش چرخ کوچک بوده و در نتیجه مقدار ضریب اصطکاک نیز کوچک است، در نتیجه در ابتدا مقدار لغزش بهینه ۰.۰۲ قرار داده می‌شود، سیستم کنترل با تنظیم لغزش چرخ در این مقدار و در طول عمل تنظیم، ضریب اصطکاک بر اساس نوع جاده و بر اساس منحنی‌های شکل (۴-۱) تغییر می‌کند، سپس مقدار ضریب اصطکاک محاسبه شده و به معادله (۴-۳) داده می‌شود، در نتیجه مقدار لغزش بهینه بدست می‌آید.

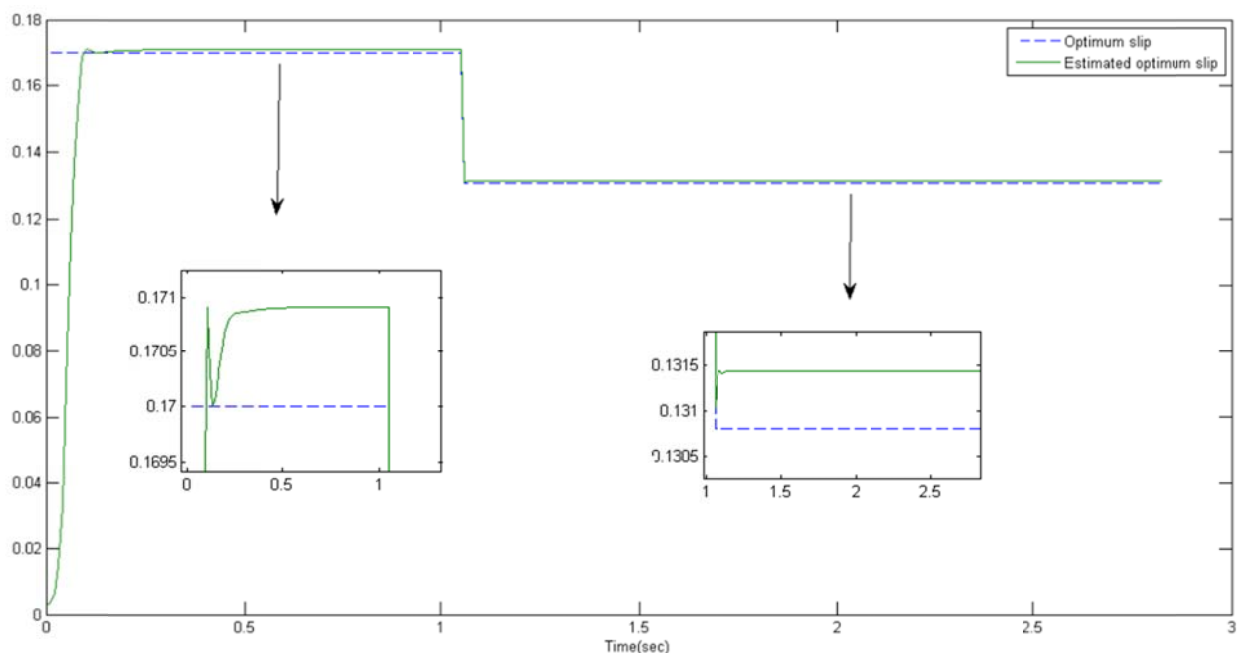
با توجه به اینکه همواره ضریب اصطکاک بین تایر و جاده بین ۰.۰۵ تا ۱.۱۷ است، همواره لغزش بهینه و ورودی مرجع حلقه کنترل در بازه ۰.۰۲ تا ۰.۱۷ بوده و از قفل شدن چرخ‌ها جلوگیری می‌شود و همچنین با توجه به منحنی برازش شده همواره لغزش بهینه تخمین زده شده در نزدیکی مقدار لغزش بهینه واقعی می‌باشد.

۳-۴ شبیه سازی روش برازش منحنی برای بدست آوردن لغزش بهینه

با استفاده از شبیه سازی عملکرد روش پیشنهادی را بررسی می‌کنیم. برای شبیه سازی این روش، از کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم که در بخش ۳-۴ طراحی شده استفاده می‌کنیم.

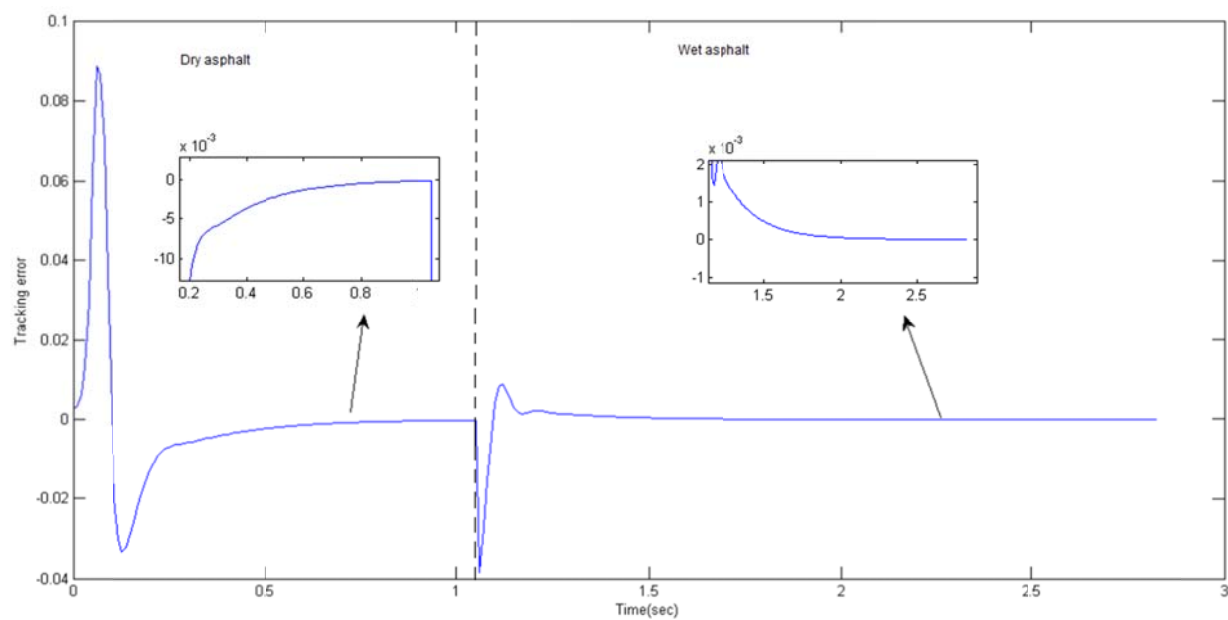
با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s}$ ، شرایط جاده‌ای، بعد از طی 25m از آسفالت خشک به آسفالت خیس تغییر می‌یابد، پارامترهای کنترل کننده به همان صورت ارائه شده در بخش ۳-۵ می‌باشند.

شکل (۳-۴) عملکرد تخمینگر نوع جاده را نشان می‌دهد، با توجه به این شکل می‌توان گفت که بعد از گذشت زمان کوتاهی نوع جاده با خطای کمی شناسایی شده است.



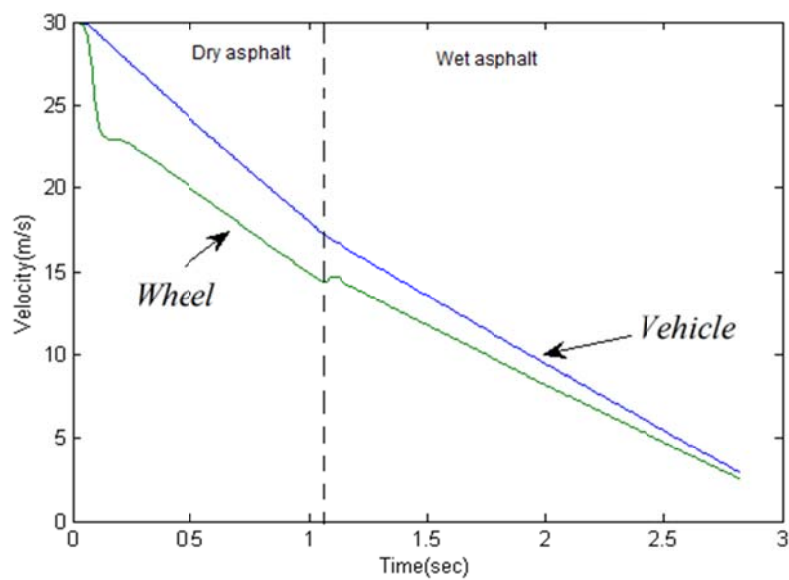
شکل (۳-۴) تخمین لغزش بهینه

عملکرد ردیابی حلقه کنترل، در شکل (۴-۴) نشان داده شده

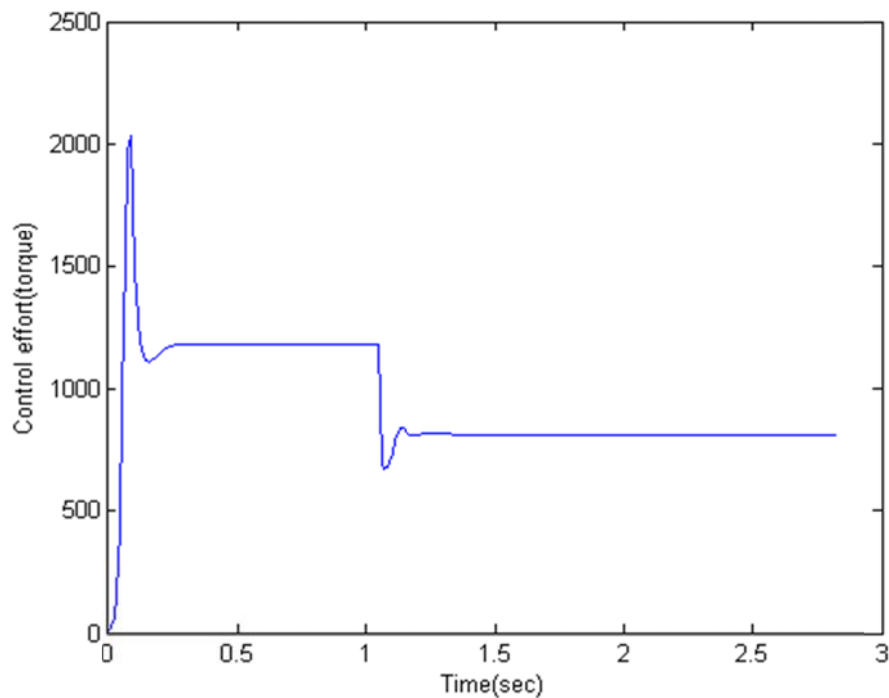


شکل (۴-۴) عملکرد ردیابی

تغییرات سرعت خودرو و چرخ در (۴-۵) ملاحظه می‌شود، همچنین تلاش کنترلی در شکل (۴-۶) دیده می‌شود.



شکل (۴-۵) سرعت خودرو



شکل (۴-۶) تلاش کنترلی

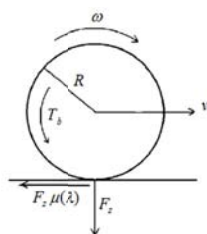
۴-۴ شناسایی سطح جاده بر پایه رویتگر

در این بخش یک کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم برای سیستم ترمز ضد قفل، بر پایه مدل دینامیکی لوگری برای اصطکاک بین تایر و جاده پیشنهاد می شود، با فرض اندازه گیری سرعت خطی خودرو و سرعت زاویه ای چرخ، دینامیک داخلی اصطکاک بین تایر و جاده توسط رویتگر بدست می آید، پارامترهای مدل اصطکاک توسط قانون تطبیق و به صورت بر خط محاسبه شده و در نتیجه حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده بدست می آید، کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم ارائه شده در بخش ۳-۴ برای شبیه سازی و بررسی عملکرد الگوریتم پیشنهادی استفاده می شود. وظیفه حلقه کنترل تنظیم لغزش چرخ در مقدار مطلوب می باشد، در نهایت با استفاده از شبیه سازی عملکرد روش پیشنهادی بررسی می شود.

۴-۴-۱ مدل سازی ریاضی سیستم

مدل ریاضی اصطکاک استفاده شده در این بخش مدل لوگری ارائه شده در [۱۹] است. مدل یک چهارم خودرو در شکل (۷-۴) نشان داده شده. با استفاده از قانون دوم نیوتن، معادلات دینامیکی یک چهارم خودرو به صورت زیر بیان می شود:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= v_r - \frac{\sigma_0 |v_r|}{h(v_r)} z = v_r - \sigma_0 f(v_r) z \\ m\dot{v} &= -F_z \mu(\lambda) \\ J\dot{\omega} &= -B\omega - F_z \mu(\lambda) R - T_b \end{aligned} \quad (۴-۴)$$



شکل (۷-۴) مدل ۱/۴ خودرو

که z دینامیک داخلی اصطکاک، $v_r = v - R\omega$ سرعت نسبی، $f(v_r) = \frac{|v_r|}{h(v_r)}$ و $h(v_r) = \mu_c + (\mu_s - \mu_c) e^{-\frac{|v_r|^{0.5}}{v_s}}$ ، μ_s ضریب اصطکاک نرمالیزه شده استاتیک، μ_c ضریب اصطکاک نرمالیزه شده کولمب، v_s سرعت نسبی استریک، σ_0 سختی طولی لاستیک، m جرم کل شامل، جرم چرخ و جرم خودرو می باشد، v سرعت طولی خودرو، F_z نیروی عمودی، $\mu(\lambda)$ ضریب اصطکاک بین جاده و لاستیک می باشد، J ممان اینرسی چرخ، ω سرعت زاویه ای چرخ، B ضریب اصطکاک بلبرینگ چرخ، R شعاع چرخ، T_b گشتاور ترمزی می باشد.

همچنین ضریب اصطکاک بین تایر و جاده به صورت زیر بیان می شود

$$\mu(\lambda) = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 v_r \quad (۵-۴)$$

که σ_1 میرایی طولی لاستیک، و σ_2 میرایی نسبی ویسکوز است.

لغزش چرخ که به صورت سرعت نسبی نرمالیزه شده بین بدنه و لاستیک خودرو می باشد، که با صرف نظر کردن از حرکات جانبی خودرو به صورت زیر تعریف می شود

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (۶-۴)$$

با مشتق گیری نسبت به زمان از معادله (۶-۴) داریم:

$$\dot{\lambda} = \frac{-R\dot{\omega}v + R\omega\dot{v}}{v^2} \quad (۷-۴)$$

جایگذاری (۴-۴) در (۷-۴) نتیجه می دهد

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= \frac{-R}{vJ} (-B\omega + F_z\mu(\lambda) - (T_b + d)) + \frac{R\omega}{mv^2} (-F_z\mu(\lambda) - C_x v^2) \\ &= \frac{RB\omega - F_z\mu(\lambda)R}{vJ} - \frac{R\omega F_z\mu(\lambda) + R\omega C_x v^2}{mv^2} + \frac{R}{vJ} T_b \end{aligned} \quad (۸-۴)$$

که در آن $\mu(\lambda) = \sigma_0 z + \sigma_1(v_r - \sigma_0 f(v_r)z) + \sigma_2 v_r$

(۸-۴) را به صورت ساده شده ی زیر می توان نشان داد:

$$\dot{\lambda} = f(\lambda, v, \omega, z) + gu \quad (۹-۴)$$

که در آن :

$$f(\lambda, v, \omega, z) = \frac{RB\omega - F_z\mu(\lambda)R}{vJ} - \frac{R\omega F_z\mu(\lambda) + R\omega C_x v^2}{mv^2}$$

$$g = \frac{R}{J}$$

که $u = \frac{T_b}{v}$ سیگنال کنترل می باشد.

۴-۴-۲ رویتگر حالت داخلی اصطکاک و تخمین تطبیقی پارامترها

با فرض اینکه شتاب خطی خودرو قابل اندازه گیری و در دسترس می باشد، می توان اصطکاک بین تایر و جاده را با استفاده از رابطه زیر محاسبه کرد

$$\mu(\lambda) = -\frac{m\dot{v}}{F_z}$$

با جایگذاری (۴-۴) در (۵-۴) داریم

$$\mu = \sigma_0 z + \sigma_1 [v_r - \sigma_0 f(v_r)z] - \sigma_2 v_r = \sigma_0 z - \sigma_3 f(v_r)z - \sigma_4 v_r \quad (۱۰-۴)$$

که در آن $\sigma_3 = \sigma_0 \sigma_1$ و $\sigma_4 = \sigma_1 - \sigma_2$ و $f(v_r) = \frac{|v_r|}{h(v_r)}$. معادله (۱۰-۴) نسبت به پارامترهای σ_0, σ_3 و σ_4 خطی بوده و به صورت $U = [z \quad -f(v_r)z \quad v_r], \Theta = [\sigma_0 \quad \sigma_3 \quad \sigma_4]^T$ بودن بردار پارامترهای اصطکاک Θ ، قانون تطبیق برای بدست آوردن این پارامترها بدست می آوریم.

رویتگر زیر را برای تخمین دینامیک داخلی اصطکاک پیشنهاد می شود

$$\dot{\hat{z}} = v_r - \hat{\sigma}_0 f(v_r) \hat{z} \quad (۱۱-۴)$$

قانون تطبیق برای بدست آوردن پارامترهای اصطکاک را به صورت زیر پیشنهاد می دهیم

$$\dot{\hat{\Theta}} = -\Gamma \hat{U} \tilde{\mu} \quad (۱۲-۴)$$

که در آن $\Gamma = \text{diag}(\gamma_0, \gamma_3, \gamma_4) > 0$ یک ماتریس قطری، $\hat{U} = [\hat{z} \quad -f(v_r)\hat{z} \quad v_r]$ بردار رگرورها می باشد، که با توجه به تخمین دینامیک داخلی اصطکاک بدست می آید و همچنین

$$\tilde{\mu} = \hat{U} \hat{\Theta} - U \Theta = \hat{U} \tilde{\Theta} + \tilde{U} \Theta \quad (۱۳-۴)$$

که $\mu = U \Theta$ قابل محاسبه می باشد. دینامیک خطای رویتگر به صورت زیر است

$$\dot{\tilde{z}} = \dot{\hat{z}} - \dot{z} = -\hat{\sigma}_0 f(v_r) \hat{z} + \sigma_0 f(v_r) z = -\sigma_0 f(v_r) \tilde{z} - \tilde{\sigma}_0 f(v_r) \hat{z} \quad (۱۴-۴)$$

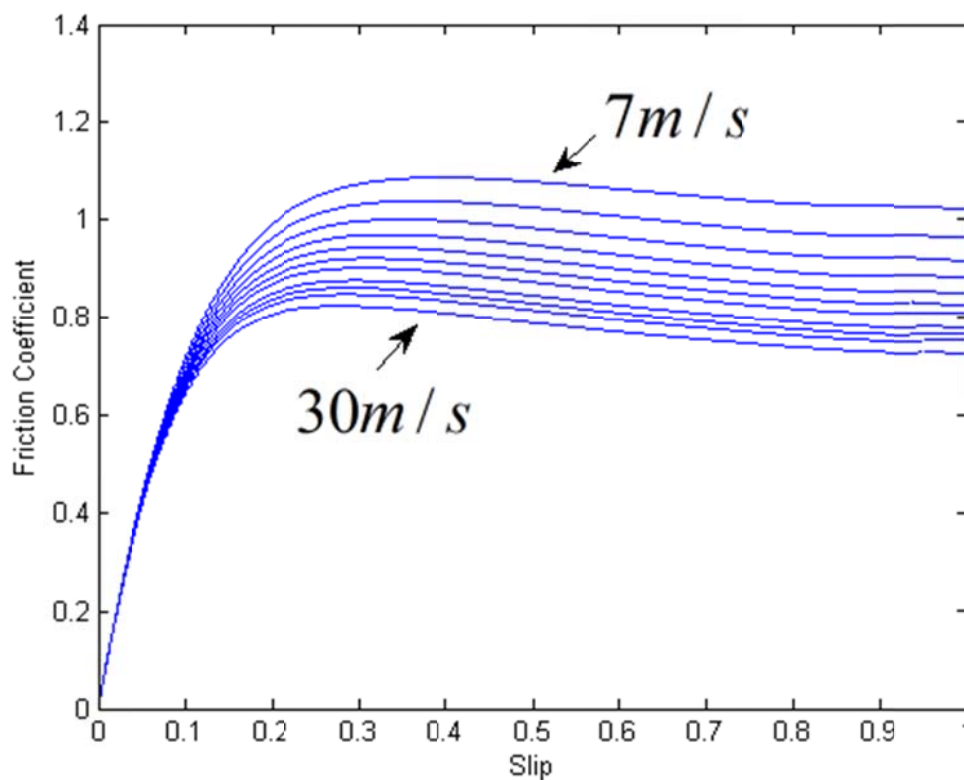
در ادامه، از مدل دینامیکی لوگری برای تخمین مقدار لغزش بهینه λ_d استفاده می شود، برای محاسبه λ_d یک پاسخ شبه-استاتیک برای مدل دینامیکی بیان کننده اصطکاک بین تایر و جاده نیاز است، که بتوان در هر سرعت معلوم، و با مشخصی بودن پارامترهای اصطکاک، مقدار لغزش بهینه بدست بیاید. با توجه به مطالب ارائه شده در [۶۶، ۲۱] می توان پاسخ شبه استاتیک برای مدل دینامیکی اصطکاک را به صورت زیر بدست آورد.

$$\mu(\lambda, v_r, \Theta) = h(v_r) \left\{ 1 + 2\beta \frac{h(v_r)}{\sigma_0 l |\alpha|} (e^{-[(\sigma_0 l |\alpha|)/(2h(v_r))]} - 1) \right\} + \sigma_2 v_r \quad (15-4)$$

$$\alpha = \frac{\lambda}{1-\lambda}, \beta = 1 - \frac{\sigma_1 |\alpha|}{R\omega h(v_r)}$$

که در آن l طول ناحیه تماس بین تایر و جاده می باشد.

منحنی اصطکاک بر حسب لغزش برای سرعت های مختلف با استفاده از معادله (۱۵-۴) در شکل (۸-۴) نشان داده شده است.



شکل (۸-۴) ضریب اصطکاک بر حسب لغزش برای مدل شبه-استاتیک در سرعت های مختلف

مقدار لغزش بهینه چرخ به صورت زیر محاسبه می شود

$$\lambda_d = \arg \max_{\lambda} \{ \mu(\lambda, v_r, \Theta) \}$$

که با توجه به تخمین پارامترهای اصطکاک، مقدار لغزش بهینه تخمینی به صورت زیر بدست می آید

$$\hat{\lambda}_d = \arg \max_{\lambda} \{ \mu(\lambda, v_r, \hat{\Theta}) \}$$

۳-۴-۴ تحلیل پایداری الگوریتم پیشنهادی

برای تحلیل پایداری رویتگر و همگرایی پارامترها، تابع مثبت معین زیر را در نظر می گیریم

$$L = \frac{1}{2} \tilde{z}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\Theta} \quad (۱۶-۴)$$

مشتق زمانی (۱۶-۴) به صورت زیر بدست می آید

$$\dot{L} = \tilde{z}\dot{\tilde{z}} + \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \quad (۱۷-۴)$$

با جایگذاری از (۱۱-۴) تا (۱۴-۴) در (۱۷-۴) داریم

$$\dot{L} = \tilde{z}(-\sigma_0 f(v_r) \tilde{z} - \tilde{\sigma}_0 f(v_r) \hat{z}) - \tilde{\Theta}^T \Gamma^{-1} \hat{U} (\hat{U} \tilde{\Theta} + \tilde{U} \Theta) \quad (۱۸-۴)$$

این معادله را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد

$$\dot{L} = -[\tilde{\Theta}^T \quad \tilde{z}] \begin{bmatrix} \hat{U}^T \hat{U} & \hat{U}^T U_1 \Theta \\ U_2 & \sigma_0 f(v_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\Theta} \\ \tilde{z} \end{bmatrix} = -\phi^T Q \phi \quad (۱۹-۴)$$

که $\phi = [\tilde{\Theta}^T \quad \tilde{z}]^T$ و برای بدست آوردن (۱۹-۴) از روابط زیر استفاده شده است

$$\tilde{U} = [\hat{z} \quad -f(v_r) \hat{z} \quad v_r] - [z \quad -f(v_r) z \quad v_r] = [1 \quad -f(v_r) \quad 0] \tilde{z} = U_1 \tilde{z}$$

$$-\tilde{z} f(v_r) \hat{z} \hat{\sigma}_0 = -\tilde{z} [f(v_r) \quad 0 \quad 0] \tilde{\Theta}$$

ماتریس Q به صورت زیر بدست می آید

$$Q = \left[\begin{array}{ccc|c} \hat{z}^2 & -f(v_r) \hat{z}^2 & \hat{z} v_r & w_1 \\ -f(v_r) \hat{z}^2 & f(v_r) \hat{z}^2 & -f(v_r) \hat{z} v_r & w_2 \\ v_r \hat{z} & -v_r f(v_r) \hat{z} & v_r^2 & w_3 \\ \hline f(v_r) \hat{z} & 0 & 0 & \sigma_0 f(v_r) \end{array} \right]$$

$$w_1 = \hat{z} \sigma_0 - f(v_r) \hat{z} \sigma_3, w_2 = -f(v_r) \hat{z} \sigma_0 + f^2(v_r) \hat{z} \sigma_3, w_3 = v_r \sigma_0 - f(v_r) v_r \sigma_3 \quad \text{با}$$

با توجه به اینکه هر ماتریس مربعی را می توان به صورت حاصل جمع یک ماتریس متقارن و یک ماتریس

پارمتقارن به صورت زیر نمایش داد

$$Q = \frac{Q+Q^T}{2} + \frac{Q-Q^T}{2} = Q_1 + Q_2$$

که در آن Q_1 متقارن و Q_2 پاد متقارن است، در نتیجه می توان (۴-۱۹) را به صورت زیر نوشت

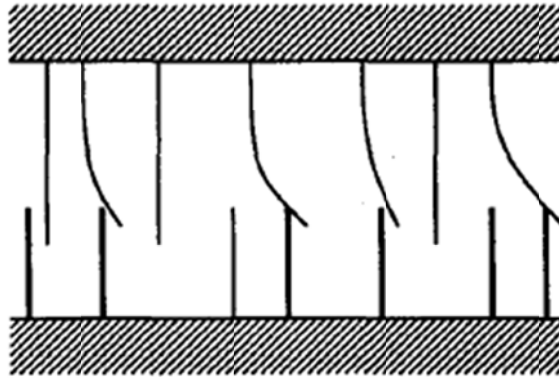
$$\dot{L} = -\phi^T Q_1 \phi - \phi^T Q_2 \phi = -\phi^T Q_1 \phi + 0$$

ماتریس Q_1 به شکل زیر می باشد

$$Q_1 = \left[\begin{array}{ccc|c} \hat{z}^2 & -f(v_r)\hat{z}^2 & \hat{z}v_r & \frac{f(v_r)\hat{z} + w_1}{2} \\ -f(v_r)\hat{z}^2 & f(v_r)\hat{z}^2 & -f(v_r)\hat{z}v_r & \frac{w_2}{2} \\ v_r\hat{z} & -v_rf(v_r)\hat{z} & v_r^2 & \frac{w_3}{2} \\ \hline \frac{f(v_r)\hat{z} + w_1}{2} & \frac{w_2}{2} & \frac{w_3}{2} & \sigma_0 f(v_r) \end{array} \right]$$

با توجه به این ماتریس می توان به سادگی دید که کهاد اصلی اول آن به صورت $\det Q_1(1,1) = \hat{z}^2 \geq 0$ و باقی کهادهای اصلی آن همگی صفر می باشند، پس Q_1 ماتریس مثبت نیمه معین می باشد، که این خود نتیجه می دهد $\dot{L} = -\phi^T Q_1 \phi \leq 0$. از آنجایی که $\dot{L} \leq 0$ است، در نتیجه $L(t) \leq L(0)$ ، از آنجایی که پارامترهای اصطکاک $\Theta = [\sigma_0 \ \sigma_3 \ \sigma_4]^T$ محدوداند، و دینامیک داخلی اصطکاک z نیز محدود است، می توان نتیجه گرفت $\hat{\Theta}$ و $\hat{z}$ نیز محدوداند.

محدود بودن دینامیک داخلی اصطکاک را می توان اینگونه تحلیل کرد که: با توجه به [۱۸] دینامیک داخلی اصطکاک z ، را می توان به عنوان متوسط انحرافات برآمدگی های بین دو سطح که با یکدیگر درگیر هستند در نظر گرفت. این پدیده در شکل (۴-۹) دیده می شود



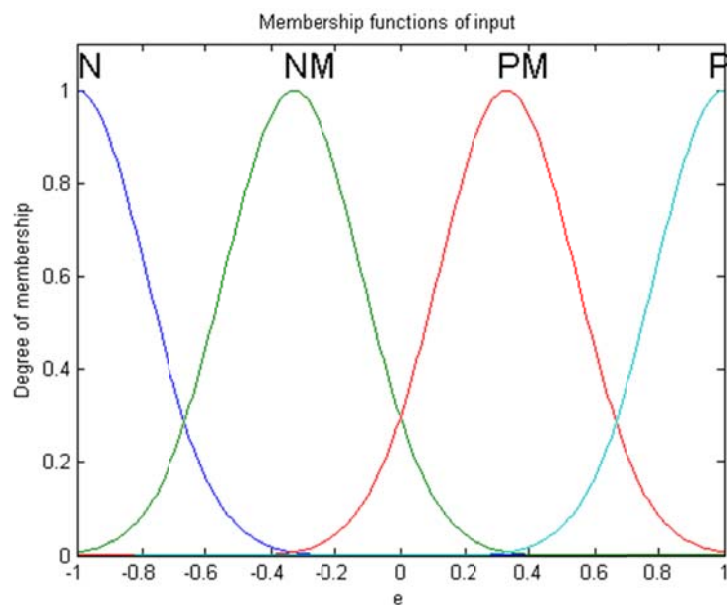
شکل (۹-۴) رابطه اصطکاک بین دو سطح، برای سادگی برآمدگی سطح پایینی ثابت فرض شده. [۱۸]

در نتیجه با توجه به محدود بودن ناحیه تماس بین تایر و جاده، می‌توان گفت z محدود است.

همچنین در زمان ترمز گیری $v_r = v - R\omega \geq 0$ است، در نتیجه داریم $h(v_r) = \mu_c + (\mu_s - \mu_c)e^{-\left(\frac{v_r}{v_s}\right)^{0.5}}$ و $f(v_r) = \frac{v_r}{h(v_r)}$ با مشتق گیری از (۴-۱۸) می‌توان گفت که $\ddot{L}$ محدود است، در نتیجه $\dot{L}$ پیوسته یکنواخت است. در نهایت با استفاده از لم باربالات [۶۷] اثبات می‌شود که $\tilde{z} \rightarrow 0, \tilde{\Theta} \rightarrow 0$ زمانی که $t \rightarrow \infty$. و همگرایی مجانبی رویتگر و پارامترها را تضمین می‌کند.

۴-۵ شبیه سازی روش شناسایی سطح جاده بر پایه رویتگر

برای شبیه سازی از داده‌های جدول (۴-۲) استفاده می‌کنیم، نتایج با فرض ترمزگیری در شرایط جاده صاف و مستقیم، با سرعت اولیه $30m/s$ بدست آمده. سیستم فازی دارای چهار قانون با توابع عضویت ورودی به صورت شکل (۴-۱۰) می‌باشد. پارامترهای کنترل کننده به صورت $\gamma_1 = 500000, \gamma_2 = 20, k_i = 5, \phi = 0.001$ و مقدار اولیه پارامترهای کنترل کننده به صورت $\hat{\theta}(0) = \text{zeros}(4,1)$ ماتریس تطبیق برای پارامترهای اصطکاک $\Gamma = \text{diag}([400 \ 550 \ 3])$ و همچنین مقداری اولیه پارامترهای اصطکاک به صورت $\hat{\Theta}(0) = 50\text{ones}(3,1)$ انتخاب شده‌اند.



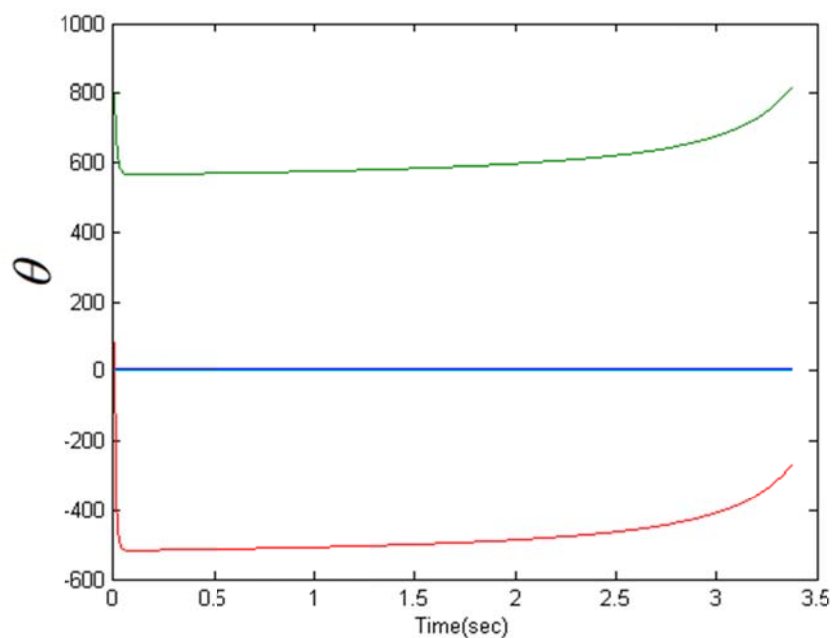
شکل (۱۰-۴) توابع تعلق ورودی سیستم فازی

جدول (۲-۴) پارامترهای مدل ۱/۴ خودرو و مدل اصطکاک

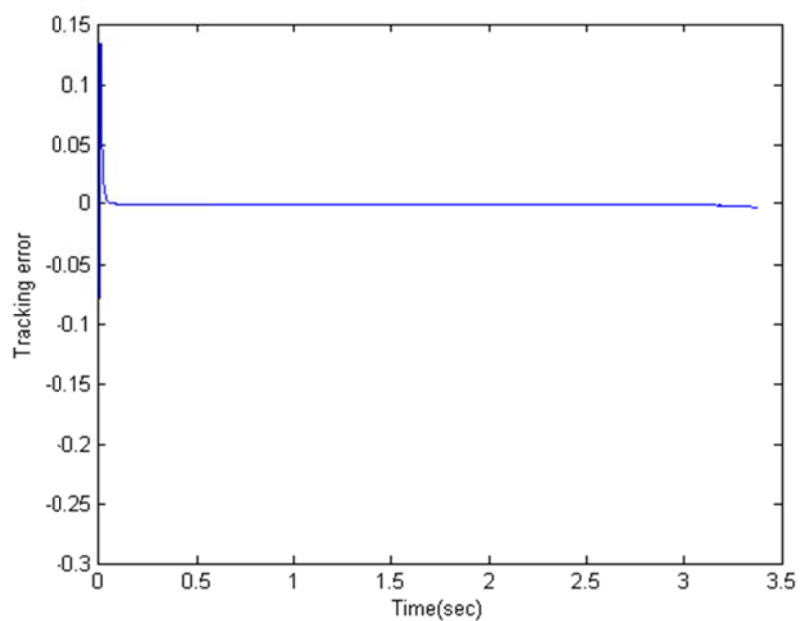
Parameter	Value
m	390 Kg
R	0.25 m
B	0.08
J	1.7 Kg m^2
σ_0	40 (N/m)
σ_0	4.9487(Ns/m)
σ_0	.0018
μ_c	0.5
μ_c	0.9
v_s	12.5(m/s)
l	0.2(m/s)

شکل (۱۰-۴) تطبیق پارامترهای سیستم فازی را نشان می‌دهد، خطای ردیابی در شکل (۱۱-۴) نشان داده شده است، دیده می‌شود که پس گذشت زمان کوتاهی خطای ردیابی کمتر از می‌شود، سرعت خودرو و چرخ در شکل (۱۲-۴) می‌باشد، تلاش کنترلی و لغزش بهینه تخمینی در (۱۳-۴) و (۱۴-۴) و تخمین دینامیک داخلی اصطکاک در (۱۵-۴) و تطبیق پارامترهای اصطکاک در (۱۶-۴) تا (۱۸-۴) نشان داده شده‌اند.

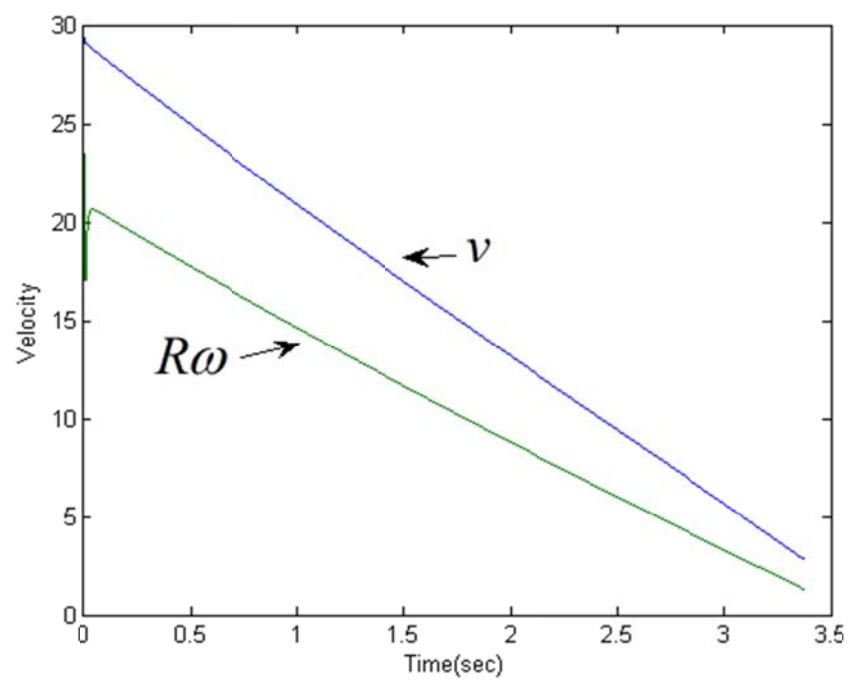
با توجه به شکل (۴-۱۹) دیده می‌شود که خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل پس از طی مسافت ۵۳.۱۷ متر و ۳.۳۷۴ ثانیه متوقف شده است، در شکل (۴-۲۰) نشان داده شده که بدون استفاده از ترمز ضد قفل خودرو پس از ۴.۱۸ ثانیه و طی مسافت ۷۰.۹۲ متر متوقف شده است.



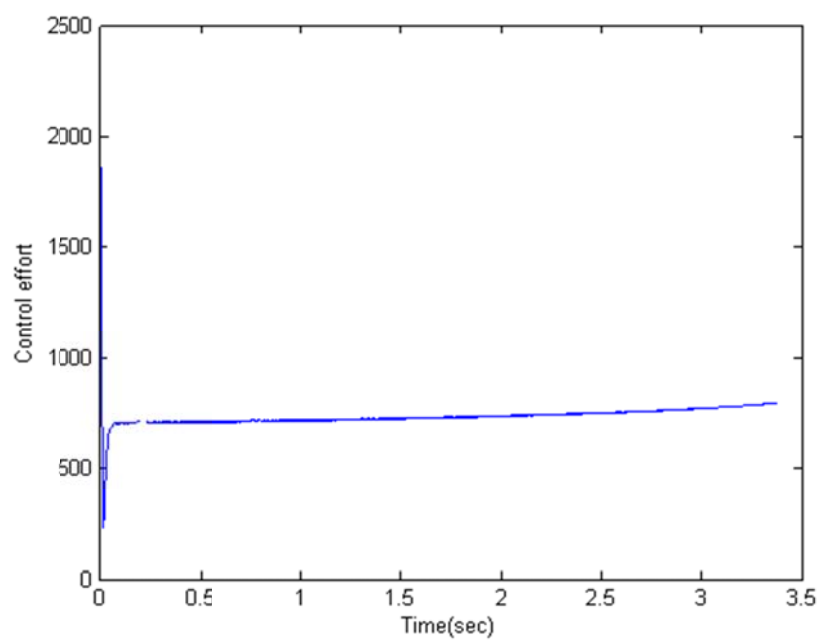
شکل (۴-۱۱) پارامترهای کنترل کننده فازی تطبیقی



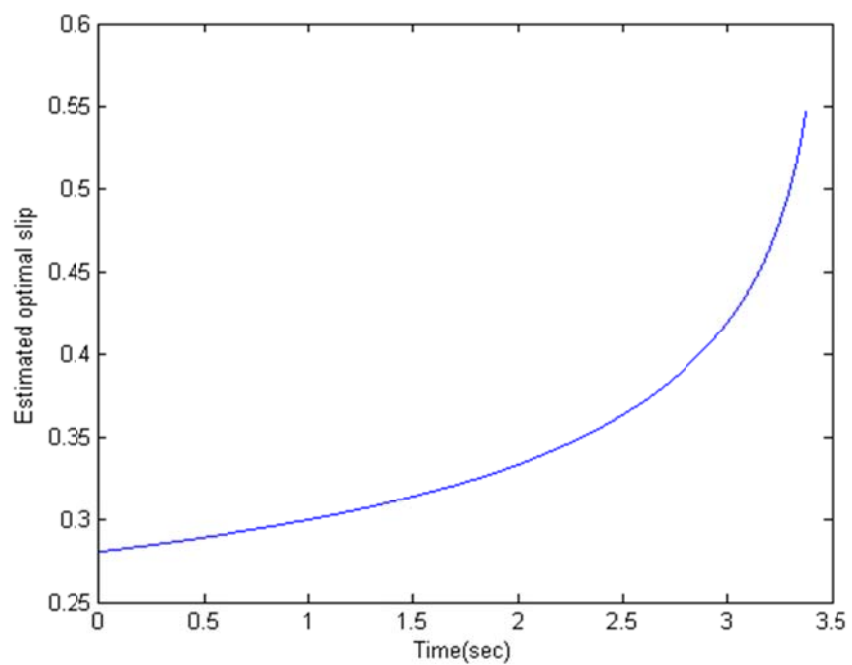
شکل (۴-۱۲) عملکرد ردیابی



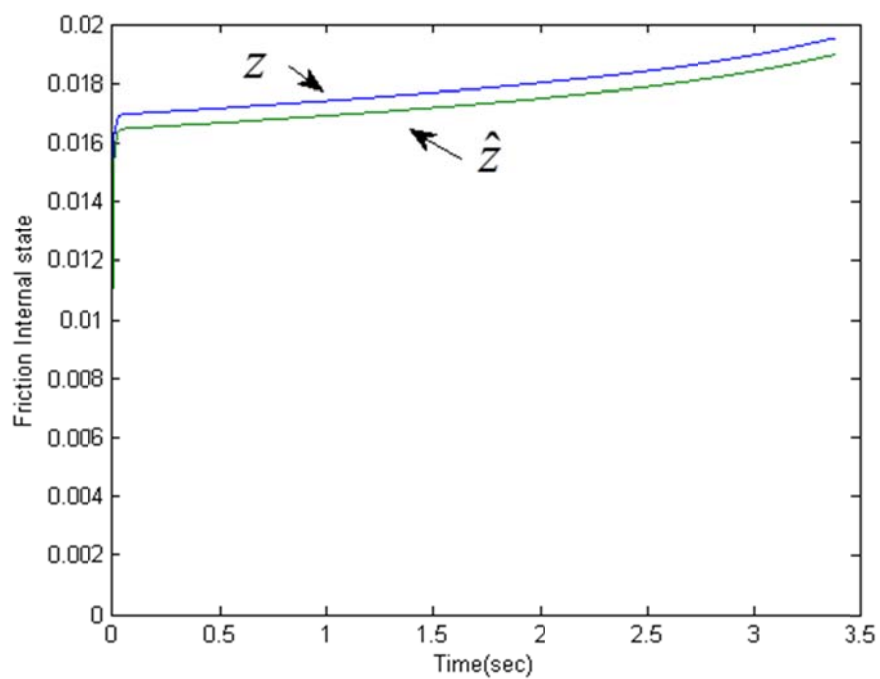
شکل (۴-۱۳) سرعت خودرو و تأیر



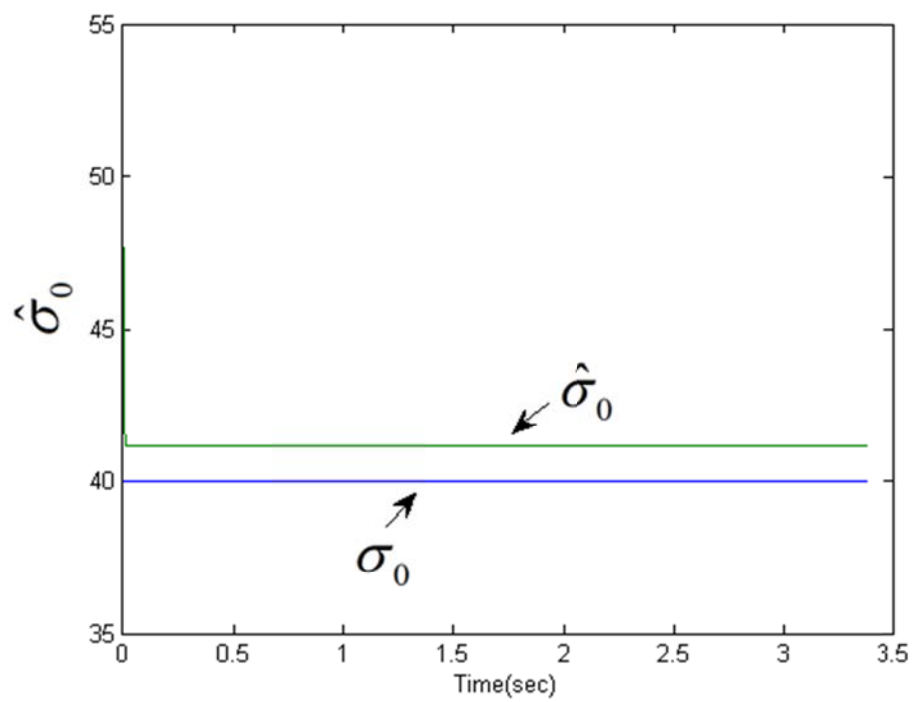
شکل (۴-۱۴) تلاش کنترلی



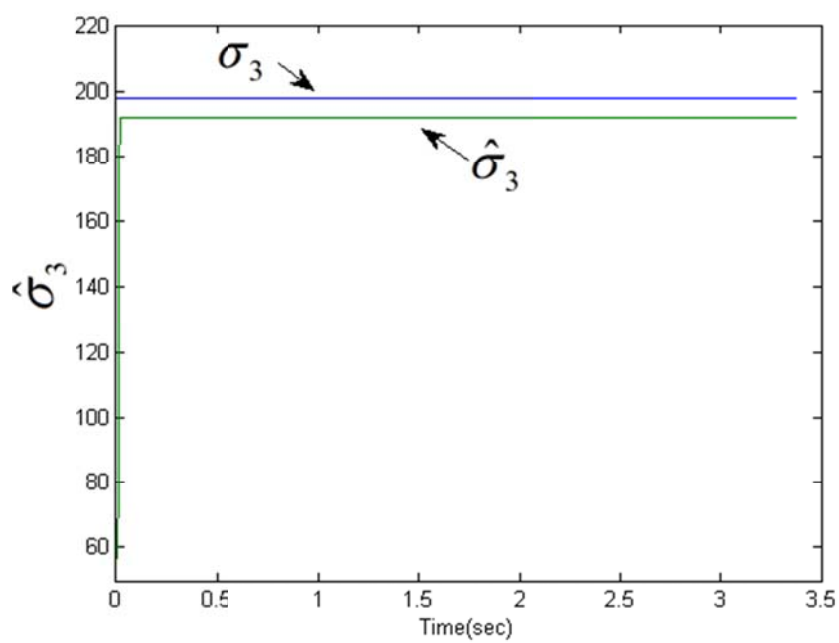
شکل (۴-۱۵) لغزش بهینه تخمین زده شده



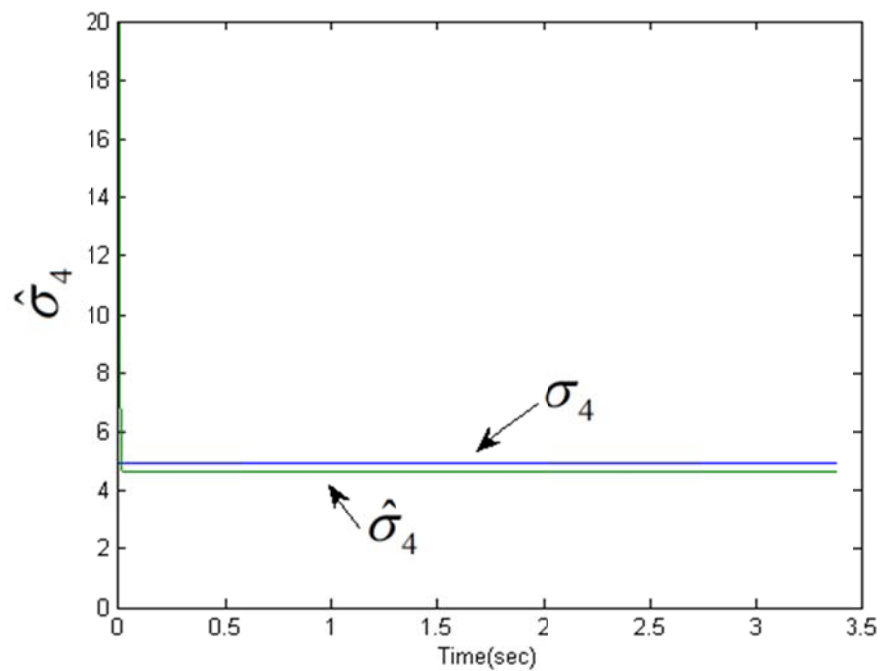
شکل (۴-۱۶) دینامیک داخلی اصطکاک و مقدار تخمین زده شده آن



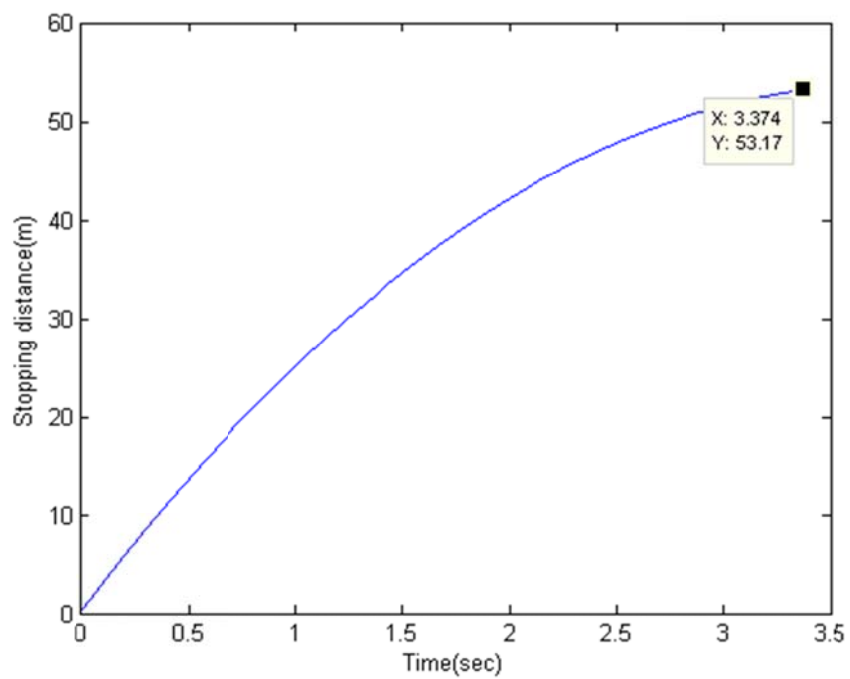
شکل (۴-۱۷) تخمین پارامتر σ_0



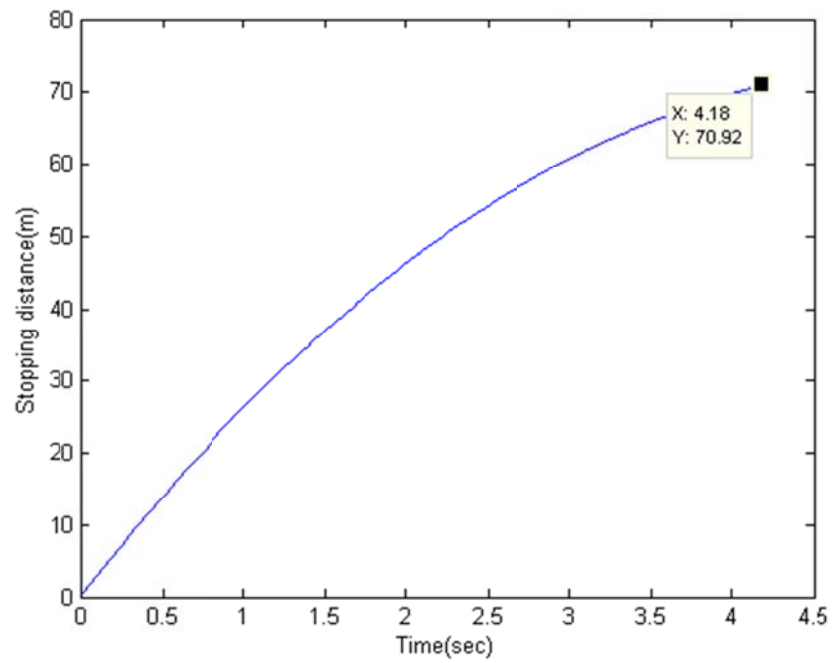
شکل (۴-۱۸) تخمین پارامتر σ_3



شکل (۴-۱۹) تخمین پارامتر σ_4



شکل (۴-۲۰) مسافت توقف خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل



شکل (۴-۲۱) مسافت توقف خودرو بدون استفاده از ترمز ضد قفل

فصل پنجم

شناسایی سطح جاده، آزاد از مدل

۵-۱ بدست آوردن مقدار لغزش بهینه چرخ

الگوریتم نزول گرادیان^۱، یکی از ساده‌ترین الگوریتم‌های بهینه سازی بر اساس مشتق است، این الگوریتم انتخاب مناسبی برای بدست آوردن مقدار اکسترمم یک تابع با تنها یک نقطه اکسترمم محلی و جامع می‌باشد، با توجه به اینکه منحنی اصطکاک بر حسب لغزش دارای تنها یک نقطه ماکزیمم محلی و جامع است، از این الگوریتم برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه استفاده می‌کنیم.

برای بدست آوردن مقدار لغزش بهینه چرخ در هنگام ترمزگیری، با استفاده از این روش حداقل اطلاع از مدل اصطکاک نیاز بوده و می‌توان به صورت آزاد از مدل مقدار لغزش بهینه چرخ را بدست آورد. تنها اطلاعات مورد نیاز برای اجرای این الگوریتم محاسبه گرادیان در یک نقطه از منحنی اصطکاک-لغزش می‌باشد که این مقدار با اندازه گیری لغزش چرخ و محاسبه اصطکاک، قابل محاسبه می‌باشد.

الگوریتم نزول گرادیان یک روش بهینه سازی برای پاسخ به مسئله زیر است

$$\max_{s.t.} f(\lambda)_{\lambda \in R^n}$$

که فرض می‌شود $f(\lambda)$ مشتق پذیر است.

در این روش برای بدست آوردن مقدار ماکزیمم از الگوریتم زیر استفاده می‌شود

۱- تعیین حدس اولیه برای پاسخ مسئله λ_0

۲- تعیین جهت جستجو d_k

۳- محاسبه $\lambda_{k+1} = \lambda_k + \alpha_k d_k$

۴- تا بر آورده شدن یک معیار توقف، انجام انجام مراحل ۲ تا ۳ برای $k = 1, 2, \dots$

با انجام این الگوریتم، در هر مرحله یک پاسخ برای مسئله بهینه سازی بدست می‌آید.

برای پیاده‌سازی این روش در کنترل سیستم ترمز ضد قفل، ابتدا یک حدس اولیه از مقدار لغزش بهینه انتخاب می‌کنیم (λ_0)، این مقدار به عنوان ورودی مرجع ($\lambda_d = \lambda_0$) به حلقه کنترل داده می‌شود. اگر تضمین داشته

¹ Steepest descent(Gradient descent)

باشیم که در زمان محدود سیستم کنترل می‌تواند $e = \lambda - \lambda_d$ را به صفر یا به نقطه‌ای در نزدیکی صفر همگرا کند (که λ لغزش چرخ می‌باشد)، در نتیجه بعد از گذشت زمان محدود می‌توان جهت جستجو d_k را تعیین کرده و سپس مقدار پاسخ جدید $\lambda_{k+1} = \lambda_k + \alpha d_k$ را محاسبه کرد، به عنوان ورودی مرجع جدید به حلقه کنترل داده می‌شود تا زمانی که مقدار خطا صفر شود، و بعد از آن جهت جستجو و مقدار بهینه جدید با استفاده از الگوریتم تعیین می‌شود و این روند تا توقف کامل خودرو ادامه پیدا می‌کند. با انجام این الگوریتم می‌توان گفت که در زمان محدود مقدار لغزش بهینه چرخ بدست آمده و لغزش خودرو در این مقدار بهینه تنظیم می‌شود.

این الگوریتم را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

۱- تعیین حدس اولیه از لغزش مطلوب چرخ λ_0

۲- مقدار ورودی مرجع حلقه کنترل را $\lambda_d = \lambda_0$ قرار می‌دهیم، تا زمانی که $e = \lambda - \lambda_d = 0$ شود (حلقه کنترل باید در زمان محدود این خواسته را برآورده کند)

تا زمان توقف کامل خودرو مراحل ۳ تا ۵ را انجام دهید برای $k = 1, 2, \dots$

۳- تعیین جهت جستجو جدید به صورت $d_k = \frac{\mu_k - \mu_{k-1}}{\lambda_k - \lambda_{k-1}}$ (که μ ضریب اصطکاک بین تایر و جاده است)

۴- محاسبه $\lambda_{k+1} = \lambda_k + \alpha d_k$ و قرار دادن $\lambda_d = \lambda_{k+1}$

۵- اگر خطای ردیابی $e = \lambda - \lambda_d = 0$ آنگاه برو به ۳.

۵-۲ کنترل مود لغزشی ترمینال

کنترل مود لغزشی از روش‌های موثر برای کنترل سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت است. از مشکلات مهم استفاده از کنترل لغزشی کلاسیک، همگرایی خطای ردیابی به صورت نمایی می‌باشد.

در کنترل مود لغزشی خطی، سطح لغزش به صورت تابعی خطی از خطا و مشتقات آن تعریف می‌شود. در این روش، دینامیک‌های خطا در زمان محدود به سطح لغزش می‌رسند، اما بعد از آن، در روی سطح لغزش،

دینامیک‌های خطا در زمانی نامحدود به صفر همگرا می‌شوند. برای افزایش سرعت همگرایی خطا به صفر می‌توان بهره کنترل کننده را افزایش داد، اما این کار باعث افزایش تلاش کنترلی و به اشباع رفتن محرک‌ها می‌شود که در عمل نامطلوب می‌باشد. با استفاده از کنترل مود لغزشی غیرخطی می‌توان این مشکل را برطرف کرده و در زمان محدود دینامیک‌های خطا را به صفر همگرا کرد. در این روش با انتخاب مناسب سطح لغزش غیرخطی، می‌توان بهره کنترل کننده را نسبت به کنترل مودلغزشی خطی کاهش داد.

کنترل مود لغزشی غیرخطی اولین بار در [۶۸، ۶۹] پیشنهاد شده است. از مشکلات پیاده سازی سطح لغزش غیرخطی وجود تکینی در سیگنال کنترل می‌باشد که ممکن است باعث نامحدود شدن سیگنال کنترل شود [۷۰، ۷۱] برای حل این مشکل در [۷۲، ۷۳] سطوح لغزش اصلاح شده‌ای پیشنهاد شده است.

در سال‌های اخیر استفاده از کنترل مود لغزشی به علت همگرایی سریع و ردیابی دقیق، مورد توجه محققان بسیاری قرار گرفته است، در [۷۳، ۷۴] کنترل مود لغزشی غیرخطی به همراه تقریبگرهای فازی و عصبی بر روی بازوهای ربات پیاده سازی شده‌اند. در [۷۵] از کنترل مود لغزشی غیرخطی برای کنترل مبدل‌های DC-DC استفاده شده، در [۷۶] برای سیستم چند ورودی چند خروجی به فرم مرتبه دو، کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی طراحی شده است، که همگرایی به ناحیه‌ای در نزدیکی مبدا در زمان محدود تضمین شده.

در ادامه ابتدا به معرفی چند لم و مقدمات ریاضی برای طراحی کنترل مود لغزشی ترمینال می‌پردازیم، سپس با بیان فرضیات طراحی، کنترل مود لغزشی ترمینال برای سیستم ترمز ضد قفل طراحی می‌کنیم، با توجه به وجود پدیده چترینگ، و عدم توانایی محرک در پاسخ به دامنه و فرکانس سیگنال کنترل، از روش لایه مرزی برای کاهش اثر چترینگ استفاده می‌کنیم، که در داخل لایه مرزی از یک سیستم فازی تطبیقی برای تقریب جمله سویچینگ استفاده می‌کنیم. با توجه به اینکه در عمل پارامترهای سیستم دارای عدم قطعیت بوده و مقدار دقیق آن‌ها قابل دستیابی نمی‌باشد، طراحی سیستم کنترلی که مستقل از پارامترهای سیستم باشد ارزشمند می‌باشد، در این بخش با معرفی کنترل مود لغزشی غیرخطی تطبیقی، کنترل کننده مود لغزشی غیرخطی تطبیقی برای سیستم ترمز ضد قفل طراحی می‌کنیم. کنترل کننده طراحی شده دارای تضمین همگرایی به ناحیه‌ای در نزدیکی مبدا در زمان محدود می‌باشد، همچنین روش پیشنهادی مستقل از پارامترهای سیستم بوده و از مشکل چترینگ نیز رنج نمی‌برد.

با توجه به مطالب ارائه شده در بخش (۲) مدل ریاضی سیستم ترمز ضد قفل را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت

$$\begin{aligned}
 m\dot{v} &= -F_z\mu(\lambda) \\
 J\dot{\omega} &= -B\omega + F_z\mu(\lambda)R - u
 \end{aligned}
 \tag{۱-۵}$$

با توجه به تعریف لغزش داریم

$$\begin{aligned}
 \lambda &= \frac{v - R\omega}{v} \\
 \dot{\lambda} &= -\frac{R\dot{\omega}}{v} + \frac{R\omega\dot{v}}{v^2} \\
 &= \frac{-R}{vJ} [\mu(\lambda)F_zR - B\omega - u] + \frac{R\omega}{mv^2} (-\mu(\lambda)F_z) \\
 \Rightarrow \dot{\lambda} &= \frac{B(1-\lambda)}{J} - \frac{R^2F_z\mu(\lambda)}{vJ} - \frac{(1-\lambda)}{vm} F_z\mu(\lambda) + \frac{R}{vJ}u \\
 \Rightarrow \dot{\lambda} &= \begin{bmatrix} \frac{B}{J} & \frac{R^2}{J} & \frac{1}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1-\lambda \\ \frac{-F_z\mu(\lambda)}{v} \\ -\frac{(1-\lambda)F_z\mu(\lambda)}{v} \end{bmatrix} + \frac{R}{J} \left(\frac{u}{v} \right) = f(\lambda) + \psi w = \theta^T \phi + \psi w
 \end{aligned}
 \tag{۲-۵}$$

که در آن

$$\begin{aligned}
 \theta^T &= \begin{bmatrix} \frac{B}{J} & \frac{R^2}{J} & \frac{1}{m} \end{bmatrix}, \phi = \begin{bmatrix} 1-\lambda \\ \frac{-F_z\mu(\lambda)}{v} \\ -\frac{(1-\lambda)F_z\mu(\lambda)}{v} \end{bmatrix} \\
 \psi &= \frac{R}{J}, w = \frac{u}{v}
 \end{aligned}$$

۵-۲-۱ مقدمات ریاضی

لم ۵-۱ [۷۷] : با فرض سیستم به صورت

$$\dot{x} = f(x), \quad f(0) = 0, \quad x \in R^n \quad (3-5)$$

که $f: D \rightarrow R^n$ در بازه $D \subset R^n$ پیوسته است. با فرض وجود تابع مثبت معین مشتق پذیر پیوسته $V(x): D \rightarrow R$ و اعداد حقیقی $0 < p_1 < p_2 < 1$ که

$$\dot{V}(x) + p_1 V^{p_2}(x) \leq 0, \quad \forall x \in D.$$

آنگاه مبدا سیستم (3-5)، نقطه تعادل پایدار موضعی زمان محدود، می باشد. و زمان نشست، که وابسته به شرایط اولیه $x(0) = x_0$ است، به صورت زیر بدست می آید:

$$T(x_0) \leq \frac{V^{1-p_2}(x_0)}{p_1(1-p_2)}$$

همچنین اگر $D = R^n$ و $V(x) \rightarrow \infty$ as $\|x\| \rightarrow \infty$ ، آنگاه مبدا به صورت جامع، پایدار زمان محدود، می باشد.

لم 5-2 [78]: با فرض $0 < q < 2$ و $a_1, a_2, \dots, a_n$ همگی اعداد حقیقی باشند، آنگاه نامعادله زیر برقرار است

$$|a_1|^q + |a_2|^q + \dots + |a_n|^q \geq (a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_n^2)^{\frac{q}{2}}$$

5-3 کنترل تطبیقی ترمینال مود لغزشی

با تعریف لغزش مطلوب به صورت λ_d ، خطای ردیابی $e = \lambda - \lambda_d$ و پیشنهاد سطح لغزش غیر خطی به صورت

$$S(t) = ce(t) + \int_0^t \text{sgn}(e(\tau)) |e(\tau)|^\alpha d\tau \quad (4-5)$$

که در آن ثابت های $c > 0, 0 < \alpha < 1$.

قضیه 5-1. با در نظر گرفتن سطح لغزش (5-1)، زمانی که دینامیک های خطا بر روی سطح لغزش قرار دارند ($S = 0$) آنگاه خطا در زمان محدود T_s به صفر همگرا می شود. این زمان به صورت زیر بدست می آید

$$T_s \leq \frac{c(0.5e^2(0))^{\frac{1-\alpha}{2}}}{(1-\alpha)2^{\frac{\alpha-1}{2}}}$$

اثبات: با در نظر گرفتن تابع مثبت معین زیر داریم

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (5-5)$$

با مشتق‌گیری نسبت به زمان از (5-5) داریم:

$$\dot{V} = e \dot{e} \quad (6-5)$$

با توجه به اینکه بر روی سطح لغزش

$$S = ce + \int_0^t \text{sgn}(e) |e|^\alpha d\tau = 0$$

$$\Rightarrow \dot{S}(t) = c\dot{e} + \text{sgn}(e) |e|^\alpha = 0$$

$$\Rightarrow \dot{e} = -\frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^\alpha \quad (7-5)$$

با جایگذاری (7-5) در (6-5) داریم

$$\dot{V} = e \left(-\frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^\alpha \right) = e \left(-\frac{1}{c} \frac{|e|}{e} |e|^\alpha \right)$$

$$\dot{V} = -\frac{1}{c} |e|^{\alpha+1} \leq -2^{\frac{\alpha+1}{2}} \frac{1}{c} \left(\frac{1}{2} e^2 \right)^{\frac{\alpha+1}{2}} = -2^{\frac{\alpha+1}{2}} \frac{1}{c} V^{\frac{\alpha+1}{2}}$$

در نتیجه با استفاده از لم (۲-۵) می‌توان گفت که بر روی سطح لغزش، خطا e در زمان محدود به صفر همگرا شده و این زمان برابر است با

$$T_s \leq \frac{c(0.5e^2(0))^{\frac{1-\alpha}{2}}}{(1-\alpha)2^{\frac{\alpha-1}{2}}}$$

۵-۳-۱ کنترل مود لغزشی غیرخطی

کنترل مود لغزشی را می‌توان به دو فاز تقسیم کرد، فاز رسیدن به سطح لغزش زمانی که $S \neq 0$ و فاز لغزش زمانی که $S = 0$ باشد. شرط لازم برای رسیدن به فاز لغزش، انتخاب قانون کنترل به نحوی است که

$$\dot{S} \leq -\eta |S|, \quad \eta > 0$$

با توجه به دو فاز در کنترل مود لغزشی، قانون کنترل شامل دو جمله می‌باشد، در فاز لغزش داریم $S=0, \dot{S}=0$ در نتیجه قانون کنترل معادل برای نگه داشتن حالت‌ها بر روی سطح لغزش طراحی می‌شود، در فاز رسیدن به سطح لغزش که $S \neq 0$ است، جمله سویچینگ برای تضمین شرط لغزشی به قانون کنترل افزوده می‌شود. قانون کنترل مود لغزشی به صورت زیر می‌باشد

$$u = u_{eq} - u_{sw}$$

که در آن $u_{sw} = \eta_{\Delta} \operatorname{sgn}(S)$, $\eta_{\Delta} \geq \eta$ است.

حال قانون کنترلی پیشنهاد می‌دهیم که بتواند دینامیک‌های خطا را در زمانی محدود به سطح لغزش برساند و بر روی سطح لغزش نگه دارد.

با استفاده از سطح لغزش (۴-۵) و مدل ریاضی سیستم ترمز به صورت (۵-۲) و وجود عدم قطعیت در f به صورت زیر

$$|f - \hat{f}| \leq \Delta$$

ابتدا قانون کنترل معادل برای نگه داشتن حالت‌ها بر روی سطح لغزش به صورت زیر بدست می‌آید

$$\begin{aligned} \dot{S} &= c\dot{e} + |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e) = 0 \\ &= c(\dot{\hat{f}} + \psi u_{eq} - \dot{\lambda}_d) = -|e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e) \\ \Rightarrow u_{eq} &= \psi^{-1} \left(-\frac{1}{c} |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e) - \dot{\hat{f}} + \dot{\lambda}_d \right) \end{aligned}$$

حال با پیشنهاد تابع مثبت معین زیر داریم

$$V = \frac{1}{2} S^2$$

با مشتق‌گیری و اعمال شرط زیر

$$\dot{V} \leq -\eta |S|$$

همگرایی به سطح لغزش در زمان محدود T_r تضمین می‌شود.

$$T_r \leq \frac{|S(t=0)|}{\eta}$$

با پیشنهاد قانون کنترل به صورت زیر

$$u = u_{eq} + u_{ht} = u_{eq} - \eta_{\Delta} \operatorname{sgn}(S)$$

$$\dot{V} \leq -\eta |S|$$

$$\dot{V} = S(c\dot{e} + |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e)) \leq -\eta |S|$$

$$\Rightarrow \operatorname{sgn}(S)(c[f + \psi(u_{eq} - \eta_{\Delta} \operatorname{sgn}(S)) - \dot{\lambda}_d] + |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e)) \leq -\eta$$

$$\Rightarrow \operatorname{sgn}(S)(cf - |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e) - c\hat{f} + c\dot{\lambda}_d - c\psi\eta_{\Delta} \operatorname{sgn}(S) - c\dot{\lambda}_d + |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e)) \leq -\eta$$

$$\Rightarrow \operatorname{sgn}(S)(c\Delta) - c\psi\eta_{\Delta} \leq -\eta$$

$$\Rightarrow \eta_{\Delta} \geq \frac{1}{c\psi}\eta + \frac{\Delta}{\psi}$$

در نهایت قانون کنترل به صورت زیر بدست می‌آید

$$u = \psi^{-1}(-\frac{1}{c}|e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e) - \hat{f} + \dot{\lambda}_d) + (\frac{1}{c\psi}\eta + \frac{\Delta}{\psi}) \operatorname{sgn}(S) \quad (8-5)$$

در ادامه با استفاده از شبیه سازی به بررسی عملکرد این کنترل کننده می‌پردازیم.

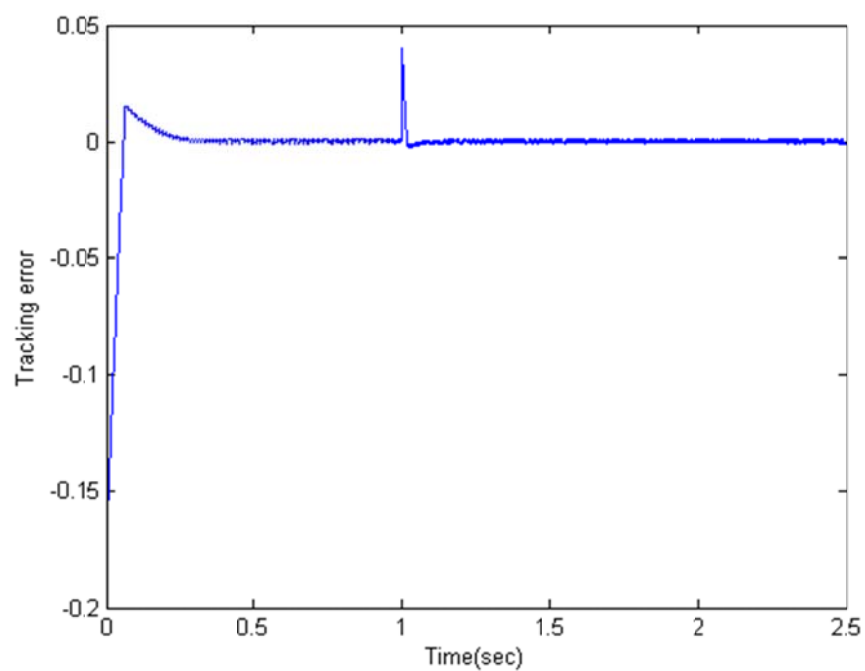
با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s}$ ، و تغییر سطح جاده از آسفالت خشک به آسفالت خیس بعد از گذشت 25 m و استفاده از قانون کنترل (8-5) شبیه‌سازی را اجرا می‌کنیم.

پارامترهای کنترل کننده به صورت زیر انتخاب شده‌اند

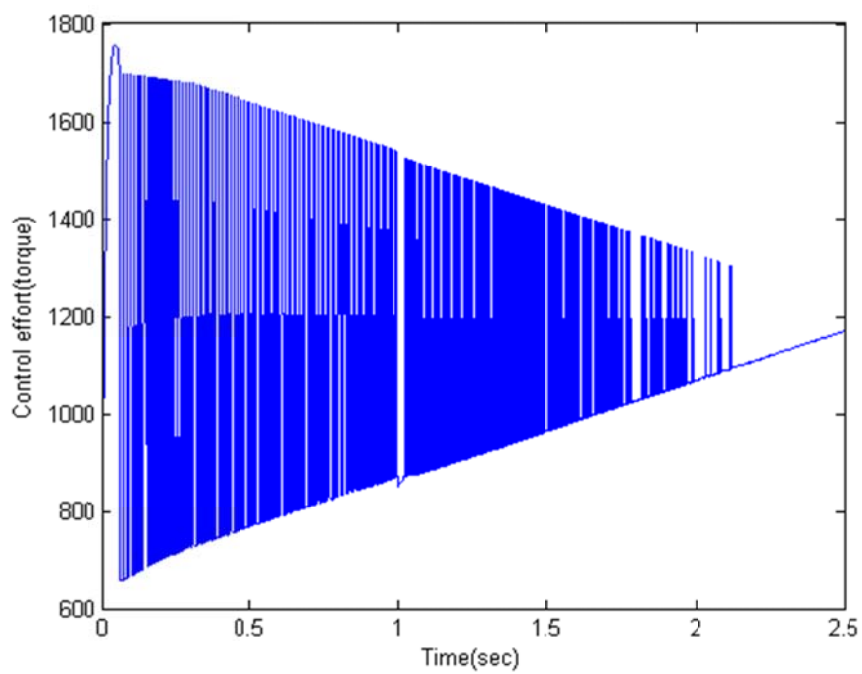
$$\alpha = 0.5, c = 1, \eta = 2, \Delta = 0.6$$

شبیه سازی با فرض مشخص بودن نوع جاده انجام شده و فرض می‌کنیم، نوع جاده معلوم بوده و مقدار لغزش بهینه آن نیز در دسترس است همچنین الگوریتم ترمز ضد قفل، تا زمانی که سرعت خطی خودرو $v = 3 \text{ m/s}$ اجرا می‌شود. عدم قطعیت تنها در نیروی عمودی F_z در نظر گرفته شده است، به طوری که $|f - \hat{f}| \leq 0.6$.

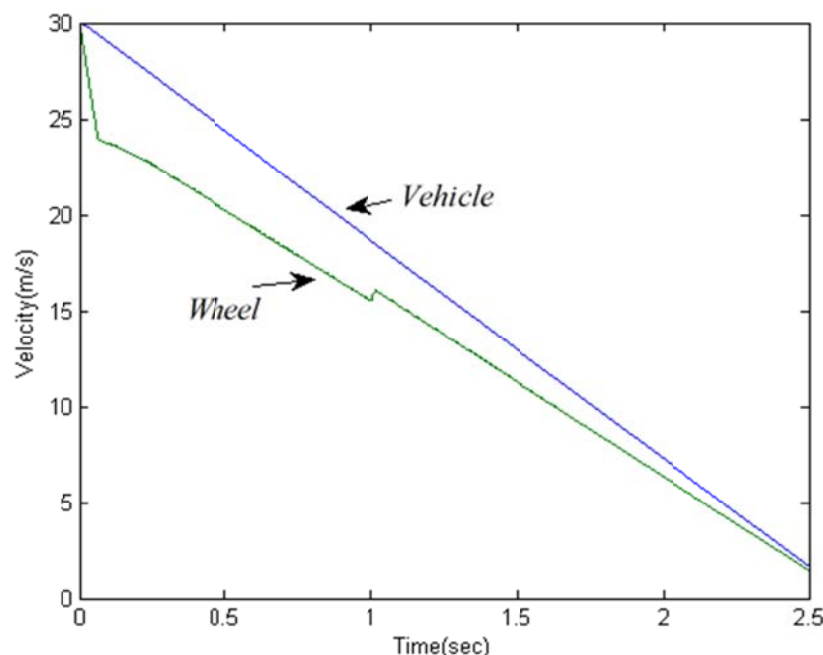
در شکل (۱-۵) عملکرد ردیابی مشاهده می شود



شکل (۱-۵) عملکرد ردیابی



شکل (۲-۵) تلاش کنترلی



شکل (۳-۵) سرعت خودرو و چرخ

با توجه به تلاش کنترلی، دیده می‌شود که سیگنال کنترل دارای نوسانات بسیار شدیدی می‌باشد که باید برطرف شود. با توجه به وجود چترینگ در سیگنال کنترل، و نوسانات موجود در سیستم اولاً برای اینکه محرک توانایی پاسخ به سیگنال کنترل را داشته و ثانیاً بتوان از الگوریتم پیشنهادی برای بدست آوردن مقدار لغزش استفاده کرد، از ویژگی سیستم‌های فازی در تقریب هر تابع غیرخطی [۲۵] استفاده می‌کنیم، در این روش با استفاده از یک سیستم فازی جمله سوئیچینگ که شامل جمله $\text{sgn}(\cdot)$ در قانون کنترل می‌شود را توسط سیستم فازی تطبیقی تخمین می‌زنیم.

وجود جمله ناپیوسته در قانون کنترل، باعث بوجود آمدن پدیده چترینگ می‌شود، چترینگ به عنوان نوسانات با دامنه و فرکانس محدود تعریف شده [۷۹] که باعث کاهش دقت در کنترل، تحریک دینامیک‌های فرکانس بالا آسیب به محرک و سیستم می‌شود. روش‌های بسیاری برای کاهش چترینگ پیشنهاد شده است، یکی از روش‌های کاهش چترینگ استفاده از یک لایه مرزی نازک در نزدیکی سطح لغزش می‌باشد [۶۷، ۸۰]، اینکار با جایگزینی تابع اشباع به جای تابع علامت در قانون کنترل حاصل می‌شود.

استفاده از این روش لایه مرزی باعث قربانی کردن دقت در ازای کاهش چترینگ می‌باشد، می‌توان برای افزایش دقت ردیابی در داخل سطح لغزش، جمله سوئیچینگ را توسط یک کنترل‌کننده تقریب زد، در [۸۱] برای حذف چترینگ، از یک لایه مرزی در نزدیکی سطح لغزش استفاده شده و در داخل لایه مرزی برای افزایش دقت

ردیابی از کنترل کننده تناسبی-انتگرالی استفاده شده است، در [۸۲] جمله سویچینگ در داخل لایه مرزی با یک سیستم فازی تطبیقی تقریب زده می شود، و در زمانی که حالت ها خارج از لایه مرزی هستند، در مقدار اشباع نگه داشته می شود. در ادامه برای کاهش اثر چترینگ از روش لایه مرزی و تقریب جمله سویچینگ در لایه مرزی توسط سیستم فازی تطبیقی استفاده می کنیم.

برای تقریب جمله سویچینگ در لایه مرزی از یک سیستم فازی تاکاگی-سوگنو مرتبه صفر با یک ورودی گه در بخش ۳-۲-۱ ارائه گردید استفاده می کنیم.

جمله سویچینگ در داخل لایه مرزی به صورت زیر با سیستم فازی تقریب زده می شود

$$\hat{u}_{sw}(S) = \theta_{sw}^T \zeta(S) \quad (5-10)$$

بردار پارامترهای بهینه به صورت

$$\theta_{sw}^* = \arg \min_{\theta \in R} [\sup_{S \in R} |\hat{u}_{sw}(S | \theta) - u_{sw}(S)|]$$

تعریف می شوند، همچنین خطای تقریب سیستم فازی به صورت زیر بدست می آید

$$\varepsilon = \hat{u}_{hit}(S | \theta_{sw}^*) - u_{sw}(S)$$

۵-۴ کنترل مود لغزشی غیر خطی تطبیقی

برای طراحی کنترل کننده در این قسمت فرض کردیم که بردارهای پارامتر نامعلوم $\theta_{hit}, \theta_f, \psi$ ، دارای باند محدود و معلوم می باشند.

$$\|\theta_f\| \leq D_f$$

$$\|\theta_{hit}\| \leq D_{hit}$$

$$\|\psi\| \leq D_\psi$$

که در آن $\|\cdot\|$ به معنای نرم دو می باشد.

با توجه به سیستم (۵-۲) و نامعلوم فرض کردن پارامترهای سیستم، قانون کنترل را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم

$$u = \frac{1}{\hat{\psi}} (\dot{\lambda}_d - \hat{\theta}^T \varphi + \eta_{\Delta} (\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{1}{S} + \hat{u}_{sw} + \frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^{\alpha}) \quad (۵-۱۱)$$

در نتیجه داریم

$$\dot{\lambda}_d = \hat{\theta}^T \varphi + \hat{\psi} u - \eta_{\Delta} (\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} - \hat{u}_{sw} - \frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^{\alpha}$$

و با توجه به اینکه معادله سیستم ترمز به صورت پارامتریزه شده زیر می‌باشد

$$\dot{\lambda} = \theta^T \varphi + \psi u$$

با تعریف خطا به صورت $e = \lambda_d - \lambda$ دینامیک خطای حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید

$$\dot{e} = \tilde{\theta}^T \varphi + \tilde{\psi} u - \eta_{\Delta} (\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} - \hat{u}_{sw} - \frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^{\alpha} \quad (۵-۱۱)$$

همچنین داریم

$$S = ce + \int_0^t \text{sgn}(e) |e|^{\alpha} d\tau$$

$$\Rightarrow \dot{S} = c\dot{e} + \text{sgn}(e) |e|^{\alpha} =$$

$$c\tilde{\theta}^T \varphi + c\tilde{\psi} u - c\eta_{\Delta} (\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} - c\hat{u}_{sw} \quad (۵-۱۲)$$

با پیشنهاد تابع مثبت معین زیر داریم

$$V = \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2} \tilde{\psi}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_{sw}^T \tilde{\theta}_{sw} \quad (۵-۱۳)$$

با مشتق‌گیری نسبت به زمان از (۵-۱۳) داریم

$$\dot{V} = S\dot{S} + \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \tilde{\psi} \dot{\tilde{\psi}} + \tilde{\theta}_{sw}^T \dot{\tilde{\theta}}_{sw} \quad (۵-۱۴)$$

با جایگذاری از (۵-۱۲) در (۵-۱۴) داریم

$$\dot{V} = S(c\tilde{\theta}^T \varphi + c\tilde{\psi}u - c\eta_{\Delta}(\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} - c\hat{\theta}_{sw}^T \zeta(S) + c\theta_{sw}^T \zeta(S) - c\theta_{sw}^T \zeta(S)) + \tilde{\theta}_f^T \dot{\hat{\theta}}_f + \tilde{\psi}^T \dot{\hat{\psi}} + \tilde{\theta}_{sw}^T \dot{\hat{\theta}}_{sw}$$

با انتخاب قوانین تطبیق به صورت

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}}_f &= -Sc\varphi \\ \dot{\hat{\psi}} &= -Scu \\ \dot{\hat{\theta}}_{sw} &= Sc\zeta(S)\end{aligned}\tag{۱۵-۵}$$

داریم

$$\begin{aligned}\dot{V} &= S(-c\eta_{\Delta}(\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} - c\theta_{sw}^T \zeta(S)) \\ &= -c\eta_{\Delta}(\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) - Sc\theta_{sw}^T \zeta(S)\end{aligned}$$

$$\dot{V} \leq -c\eta_{\Delta}(\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) - Sc\eta_{\Delta} \operatorname{sgn}(S)$$

با توجه به فرض طراحی و از آنجایی که $\|\hat{\theta}_f - \theta_f\| \leq \|\hat{\theta}_f\| + \|\theta_f\| \leq \|\hat{\theta}_f\| + D_f$ و $\|\hat{\theta}_{sw} - \theta_{sw}\| \leq \|\hat{\theta}_{sw}\| + \|\theta_{sw}\| \leq \|\hat{\theta}_{sw}\| + D_{sw}$ و $\|\hat{\psi} - \psi\| \leq \|\hat{\psi}\| + \|\psi\| \leq \|\hat{\psi}\| + D_{\psi}$ در نتیجه داریم

$$\dot{V} \leq -|S|c\eta_{\Delta} - c\eta_{\Delta}(\|\hat{\theta}_f - \theta_f\| + \|\hat{\psi} - \psi\| + \|\hat{\theta}_{sw} - \theta_{sw}\|)$$

و با استفاده از لم (۲-۵) می توان نوشت

$$\dot{V} \leq -\sqrt{2}c\eta_{\Delta}[\frac{1}{2}|S|^2 - \frac{1}{2}\|\hat{\theta}_f - \theta_f\|^2 + \frac{1}{2}\|\hat{\psi} - \psi\|^2 + \frac{1}{2}\|\hat{\theta}_{sw} - \theta_{sw}\|^2]^{0.5} = -\sqrt{2}c\eta_{\Delta}V^{0.5}$$

در نتیجه با استفاده از لم (۱-۵) می توان نتیجه گرفت که قانون کنترل (۱۱-۵) همراه با قوانین تطبیقی (۱۶-۵) همگرایی به سطح لغزش در زمان محدود را تضمین می کند، که زمان رسیدن به سطح لغزش به صورت زیر بدست می آید

$$T_r \leq \frac{\sqrt{2}([\frac{1}{2}|S(0)|^2 - \frac{1}{2}\|\hat{\theta}_f(0) - \theta_f\|^2 + \frac{1}{2}\|\hat{\psi}(0) - \psi\|^2 + \frac{1}{2}\|\hat{\theta}_{sw}(0) - \theta_{sw}\|^2]^{0.5})}{c\eta_{\Delta}}$$

که در نهایت اثبات شد که در زمان محدود $T = T_r + T_s$ خطای ردیابی سیستم به صفر همگرا می شود.

می‌توان قانون کنترل را به صورت زیر بیان کرد

$$u = \frac{1}{\hat{\psi}} (\dot{\lambda}_d - \hat{\theta}^T \varphi + \eta_{\Delta} (\|\theta_f\| + D_f + \|\theta_{sw}\| + D_{sw} + \|\psi\| + D_{\psi}) \frac{S}{S^2} + \hat{u}_{sw} + \frac{1}{c} \text{sgn}(e) |e|^{\alpha}) \quad (۱۶-۵)$$

که در آن از قوانین تطبیق زیر استفاده شده است.

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_f &= -Sc\varphi \\ \dot{\psi} &= -Scu \\ \dot{\theta}_{sw} &= Sc\zeta(S) \end{aligned} \quad (۱۷-۵)$$

۵-۵ نتایج شبیه شبیه سازی

با فرض ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s}$ ، و تغییر سطح جاده از آسفالت خشک به آسفالت خیس بعد از گذشت 25 m و استفاده از قانون کنترل (۱۶-۵) و قوانین تطبیق (۵-۱۷) شبیه‌سازی را اجرا می‌کنیم.

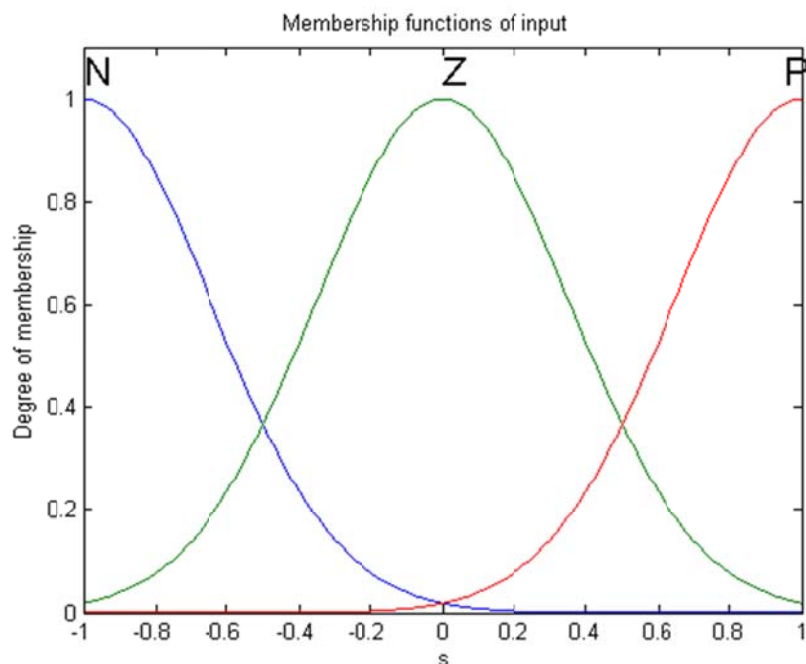
پارامترهای کنترل‌کننده به صورت زیر انتخاب شده‌اند

$$\alpha = 0.5, c = 1, \eta_{\Delta} = 2, \phi = 0.001$$

$$\hat{\theta}_f(0) = [0 \ 0 \ 0]^T, \hat{\psi}(0) = rand, \hat{\theta}_{sw}(0) = [0 \ 0 \ 0]^T$$

$$D_f = D_{\psi} = 0.1, D_{hit} = 0.5$$

با توجه به قانون کنترل باید $\hat{\psi}(0) \neq 0$ ، در نتیجه مقدار اولیه آن را به صورت $\hat{\psi}(0) = rand$ انتخاب شده است. سیستم فازی دارای سه قانون با توابع تعلق ورودی به شکل زیر می‌باشد

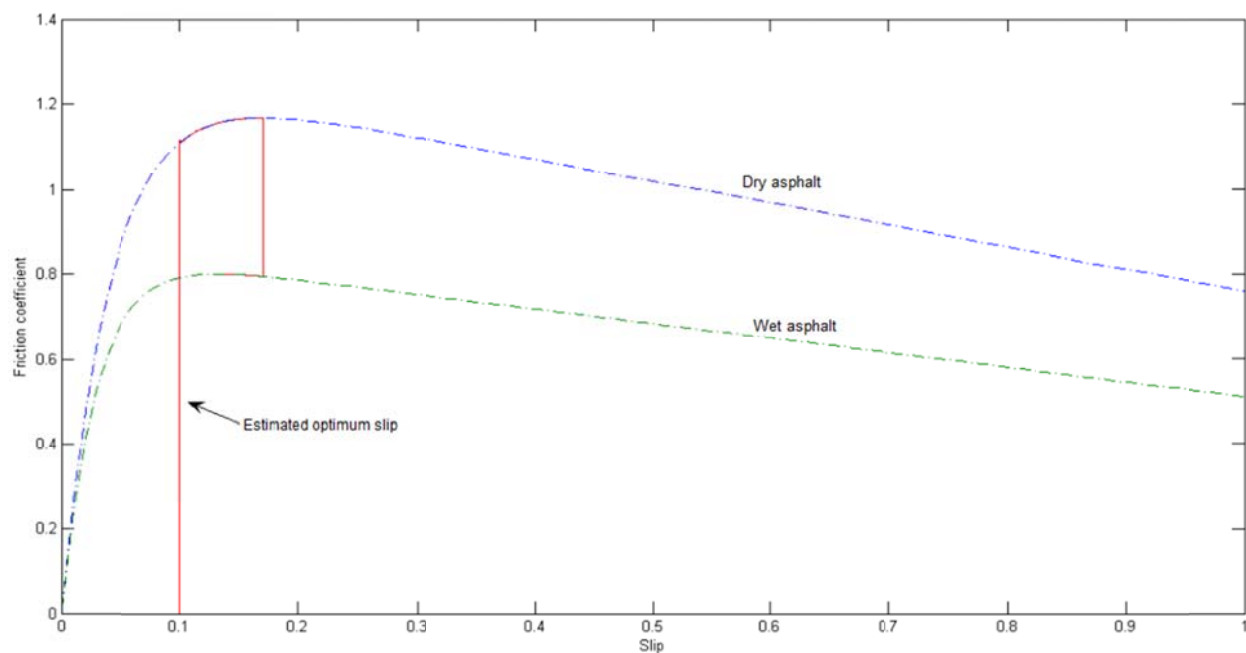


شکل (۴-۵) تولع تعلق ورودی سیستم فازی

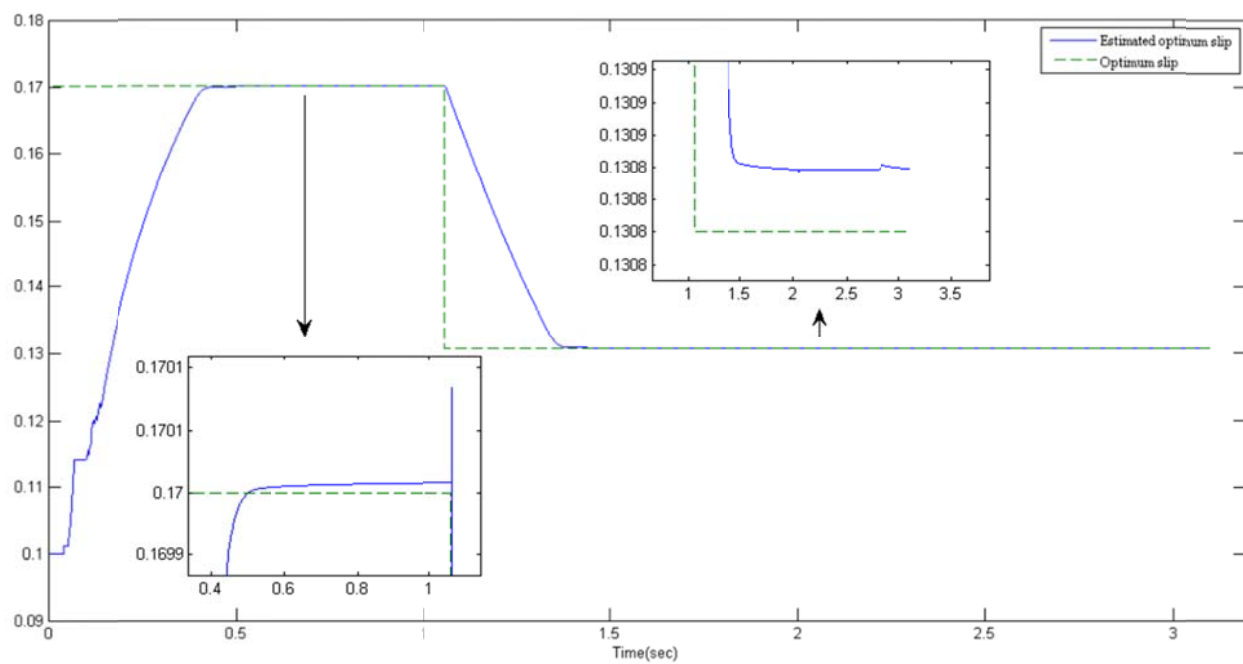
در الگوریتم گرادیان نزولی برای تخمین مقدار لغزش بهینه طول گام ثابت فرض شده و برابر با $\alpha_k = 0.0001$ انتخاب شده است که این مقدار با سعی و خطا انتخاب شده است، حدس اولیه برای تمام شبیه سازی‌ها برای مقدار لغزش بهینه $\lambda_d(0) = 0.1$ انتخاب شده است. برای اجرای الگوریتم گرادیان نزولی خطای ردیابی صفر را در $e = \lambda - \lambda_d = 10^{-3}$ قرار می‌دهیم و زمانی که خطای ردیابی به این مقدار برسد الگوریتم گرادیان نزولی به گام بعدی برای تخمین مقدار لغزش بهینه می‌رود.

با انجام شبیه سازی عملکرد الگوریتم گرادیان نزولی برای تخمین سطح جاده به صورت زیر بدست می‌آید.

با توجه (۵-۵) دیده می‌شود که در ابتدا که خودرو در سطح جاده آسفالت خشک است مقدار لغزش بهینه با دقت مناسبی بدست آمده سپس با تغییر سطح جاده به آسفالت خیس لغز بهینه تخمین زده شده به سمت لغزش بهینه دقیق، همگرا شده است.

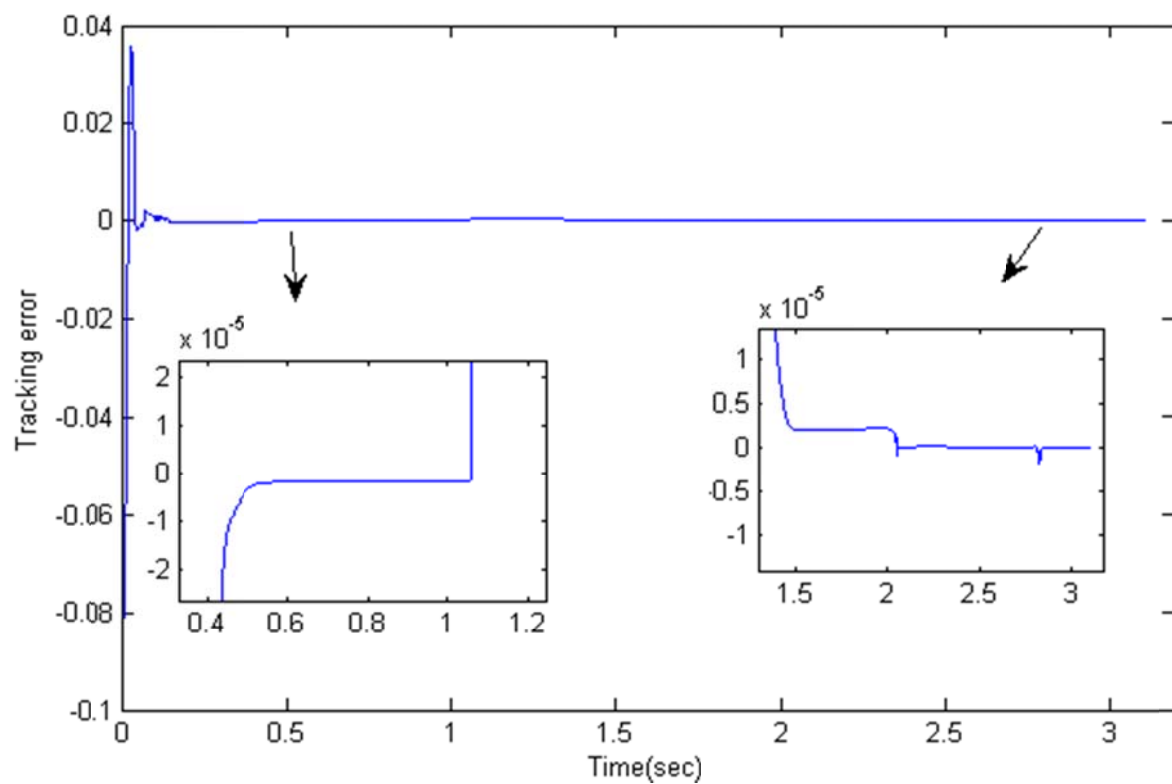


شکل (۵-۵) تخمین لغزش بهینه

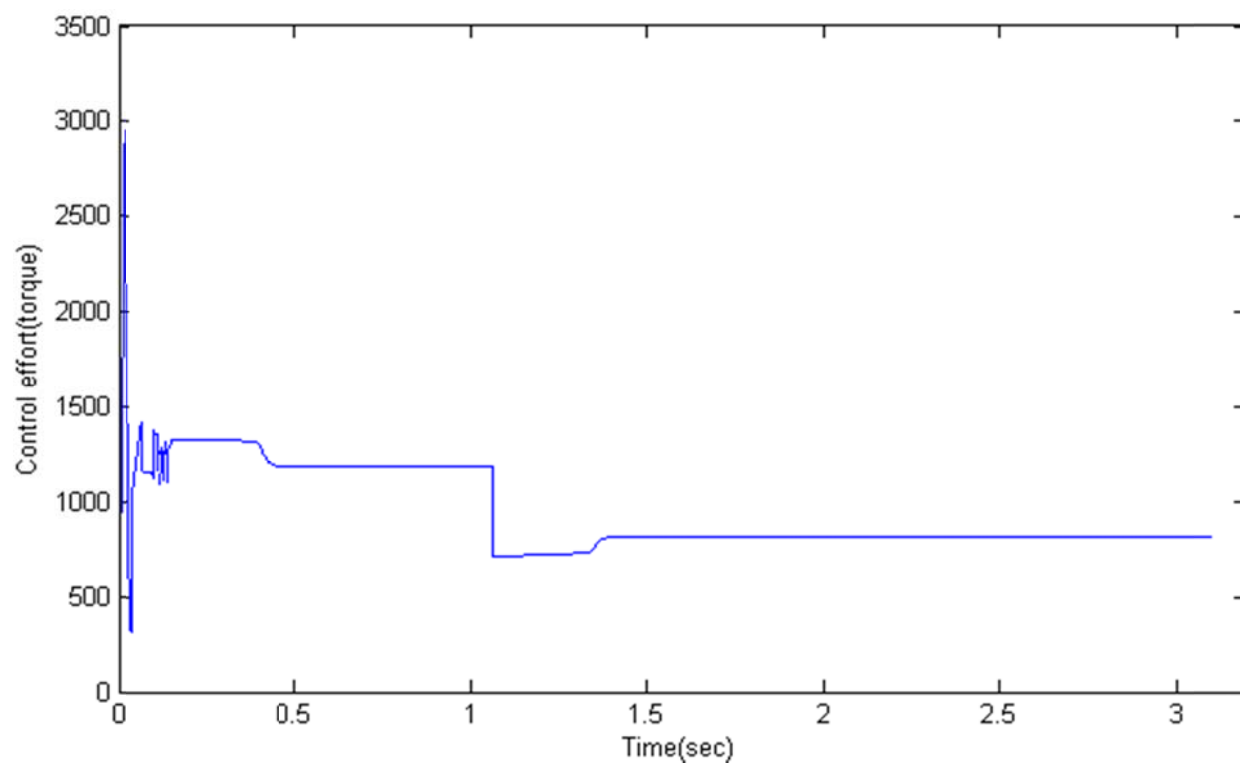


شکل (۶-۵) تخمین لغزش بهینه

با توجه به شکل (۶-۵) دیده می‌شود که نوع سطح جاده مقدار لغزش بهینه مربوط به آن با دقت مناسبی، بعد از گذشت زمان کوتاهی بدست آمده است. عملکرد ردیابی حلقه کنترل در شکل (۷-۵) مشاهده می‌شود، که خطا در زمان محدودی کمتر از 10^{-5} می‌شود.

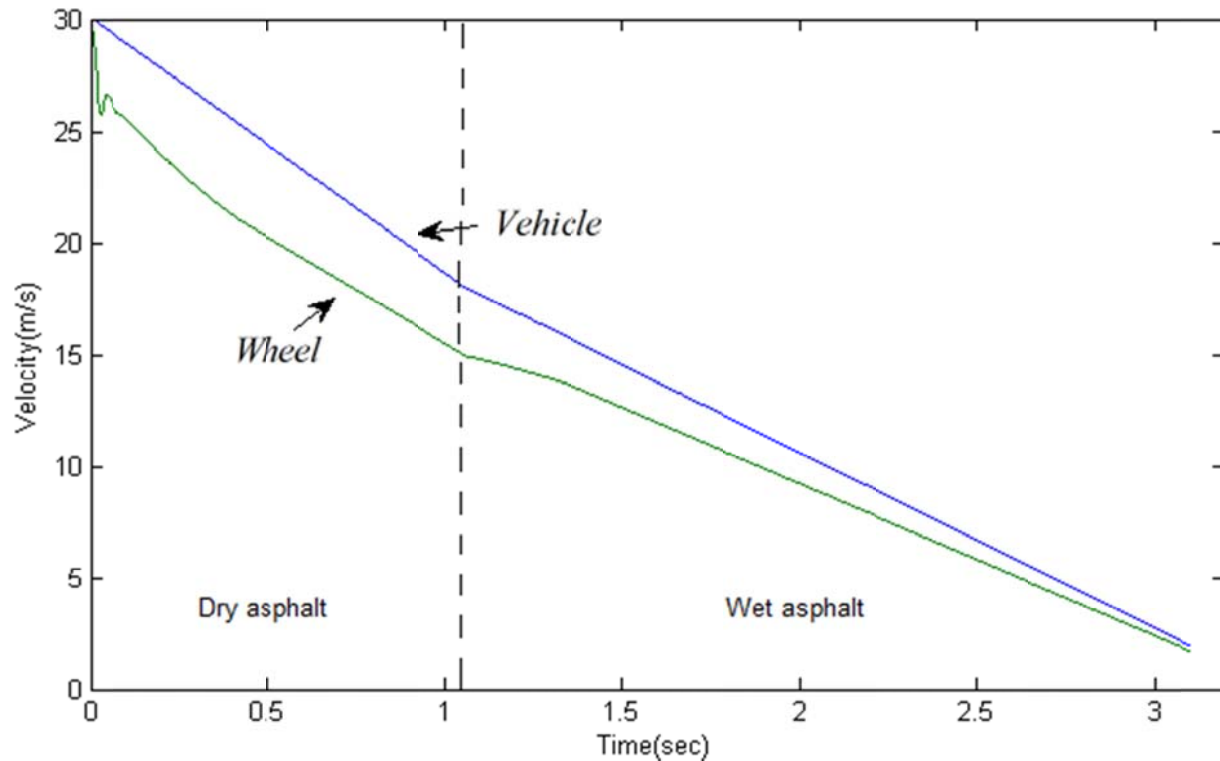


شکل (۷-۵) عملکرد ردیابی

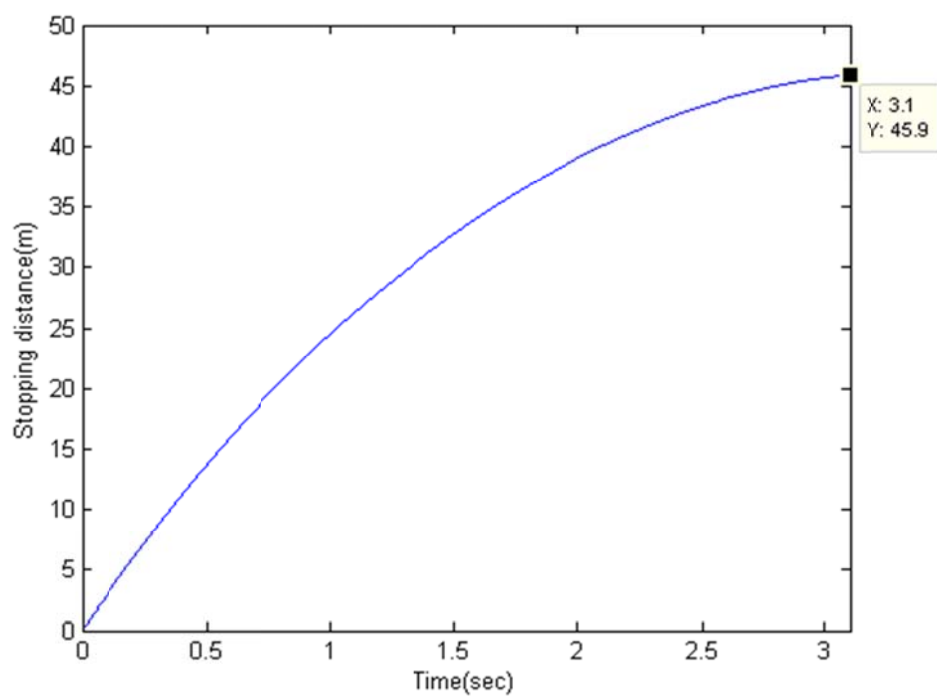


شکل (۸-۵) تلاش کنترلی

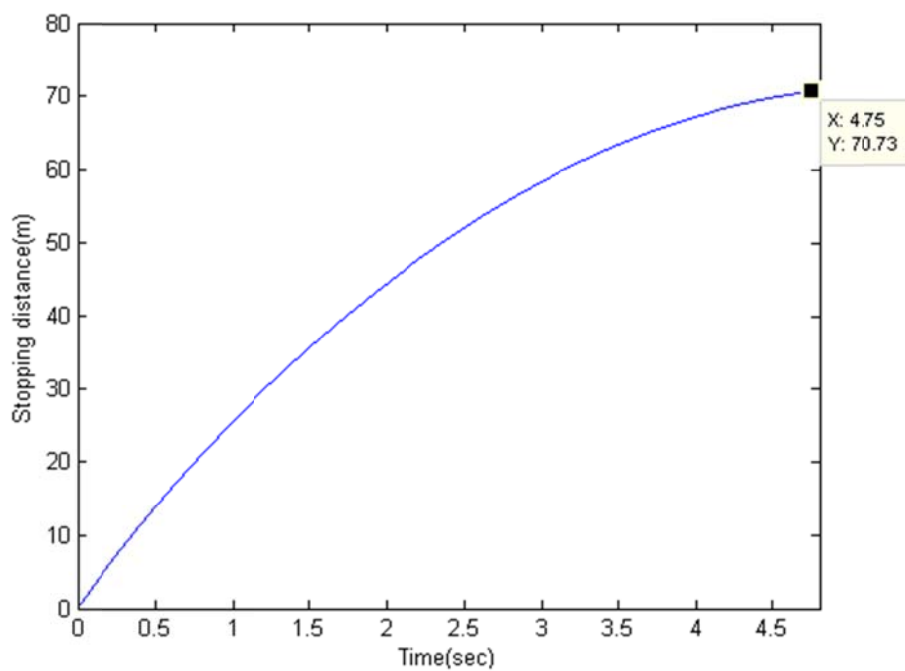
تلاش کنترلی در شکل (۸-۵) و سرعت خودرو و چرخ در (۹-۵) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۱۰-۵) مسافت توقف خودرو با سیستم ترمز ضد قفل و الگوریتم پیشنهادی ۴۵.۹ متر در زمان ۳.۱ ثانیه می‌باشد، همچنین در شکل (۱۱-۵) مسافت توقف خودرو بدون استفاده از ترمز ضد قفل نشان داده شده که در ۷۰.۷۳ متر پس از گذشت ۴.۷۵ ثانیه متوقف می‌شود. و در نهایت سرعت خودرو و چرخ بدون استفاده از ترمز ضد قفل در (۱۲-۵) نشان داده شده است.



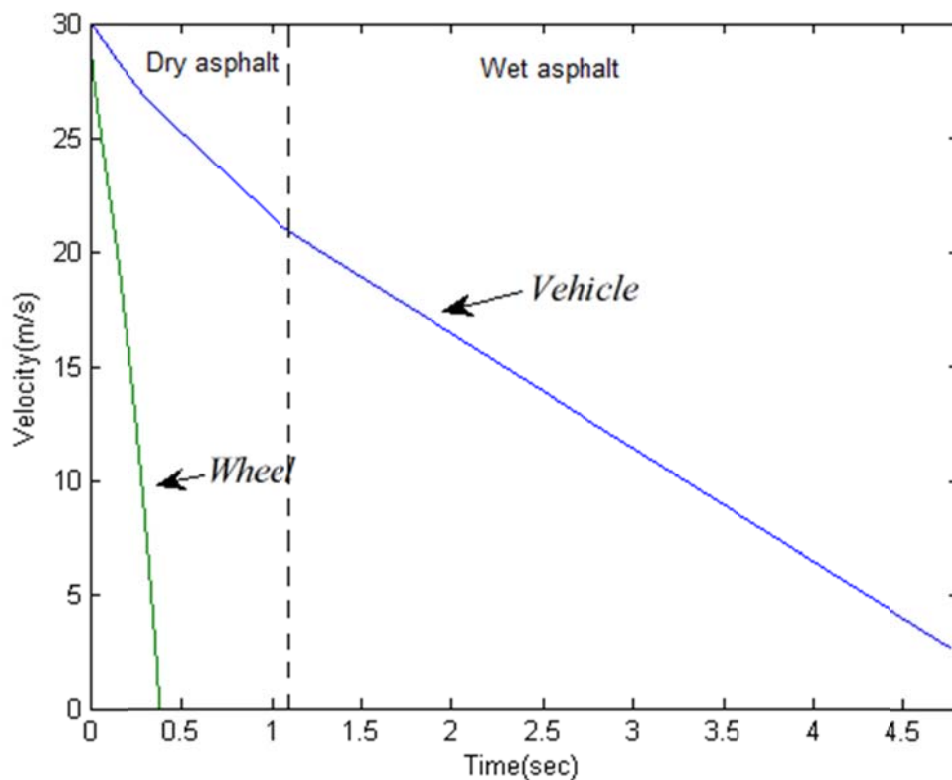
شکل (۹-۵) سرعت خودرو و چرخ



شکل (۵-۱۰) مسافت توقف با استفاده از ترمز ضد قفل



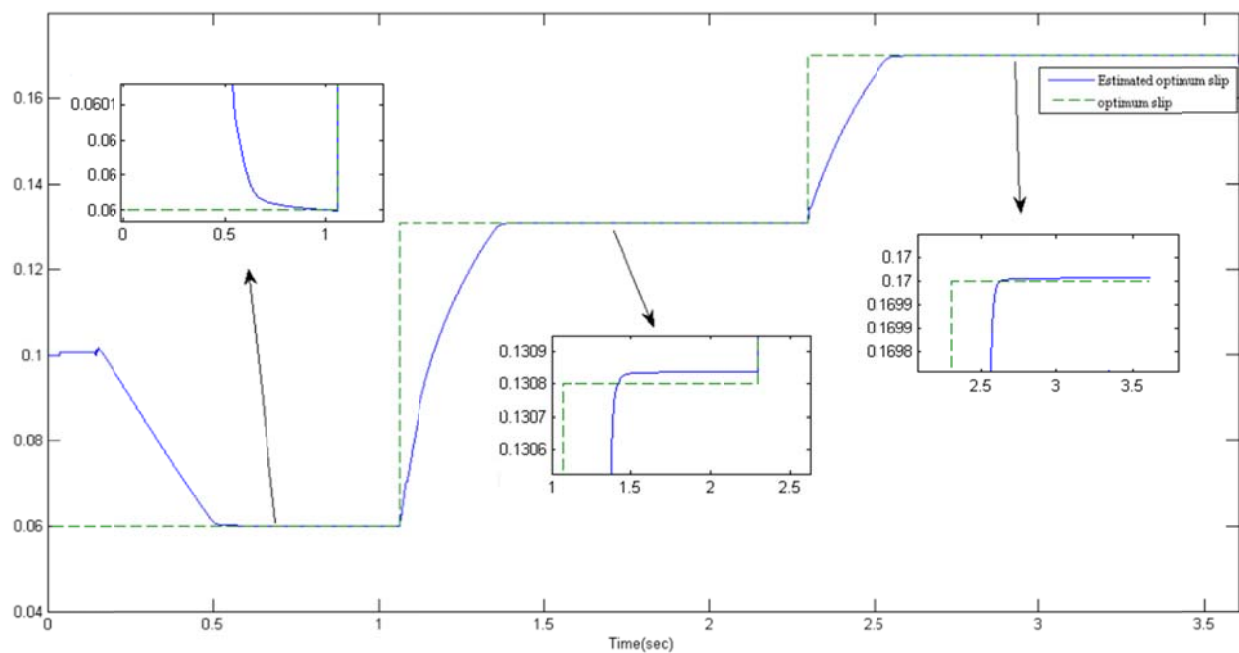
شکل (۵-۱۱) مسافت توقف بدون ترمز ضد قفل



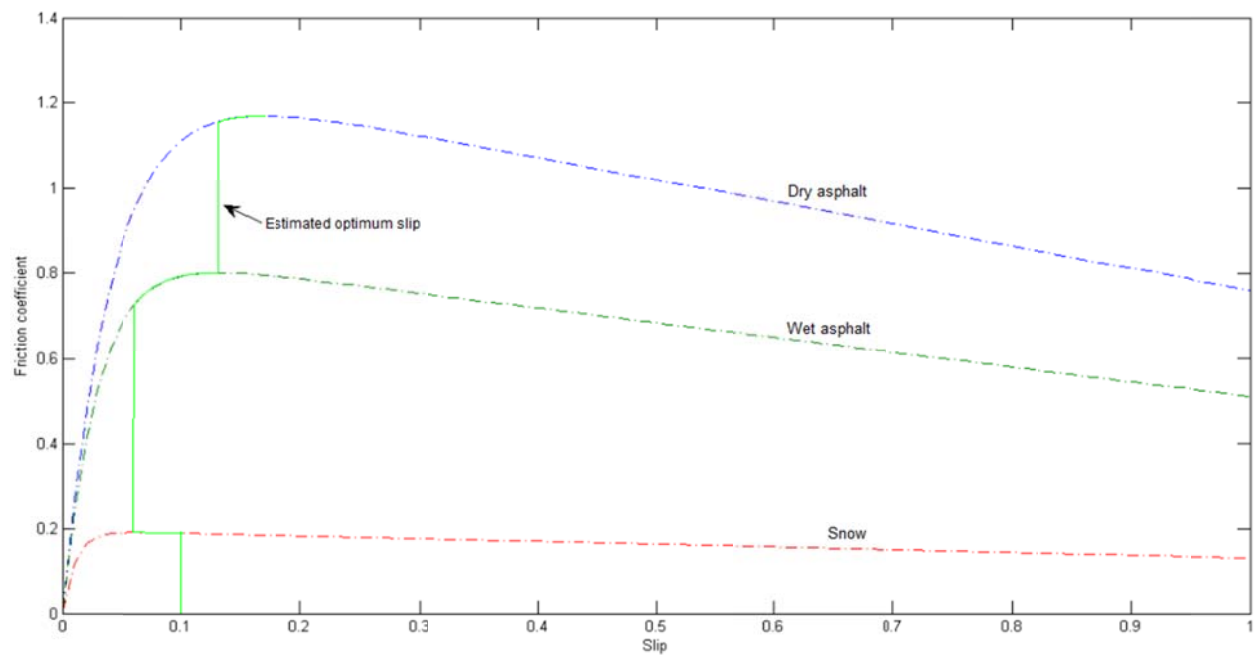
شکل (۵-۱۲) سرعت خودرو و چرخ بدون استفاده از ترمز ضد قفل

به منظور بررسی بیشتر الگوریتم پیشنهادی، بار دیگر فرض می‌کنیم ترمزگیری در جاده مسطح و در مسیری مستقیم، با سرعت اولیه $v = 30 \text{ m/s}$ ، و تغییر سطح جاده از جاده برفی به آسفالت خیس بعد از گذشت 30 m و سپس تغییر جاده از آسفالت خیس به آسفالت خشک بعد از گذشت 30 m انجام می‌شود.

با انجام شبیه سازی، عملکرد الگوریتم گرادیان نزولی در تخمین مقدار لغزش بهینه، در شکل (۵-۱۳) دیده می‌شود. مشاهده می‌شود پس از گذشت زمان محدودی لغزش بهینه تخمین زده شده، به بازه کوچکی در نزدیکی مقدار مطلوب همگرا شده است. در شکل (۵-۱۴) تغییر لغزش بهینه تخمینی در سه سطح جاده نشان داده شده، که با تغییر سطح جاده مقدار لغزش تخمین زده شده، به سمت لغزش بهینه واقعی همگرا می‌شود.

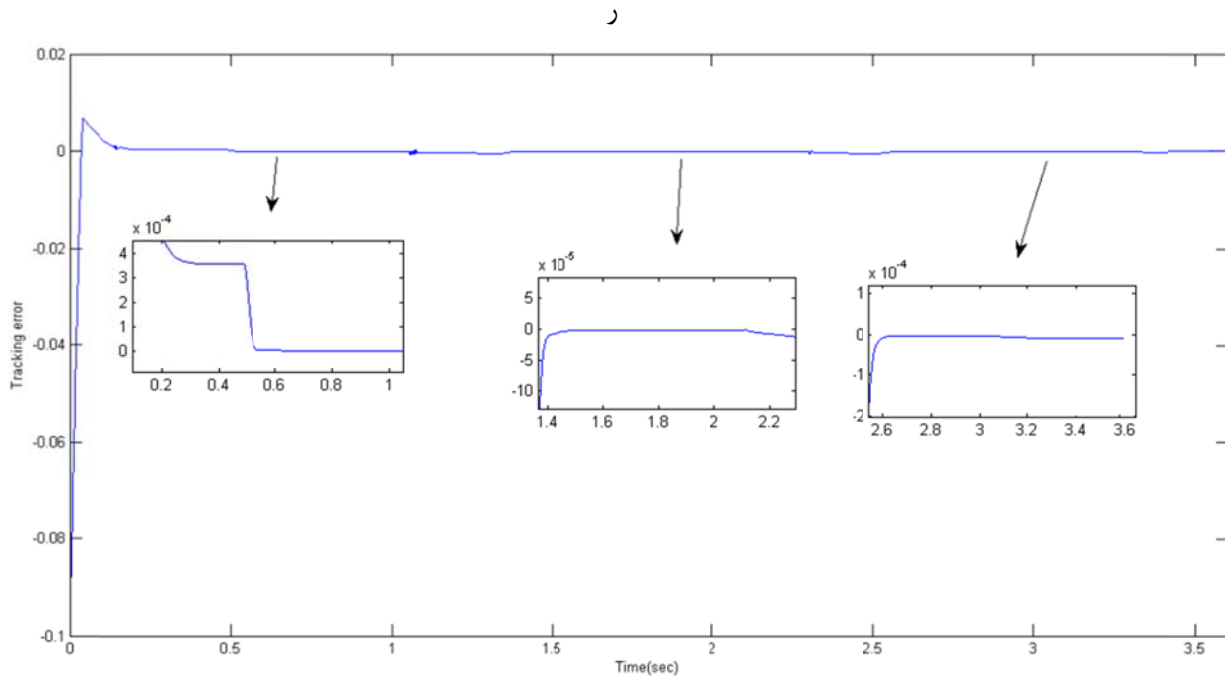


شکل (۵-۱۳) تخمین لغزش بهینه



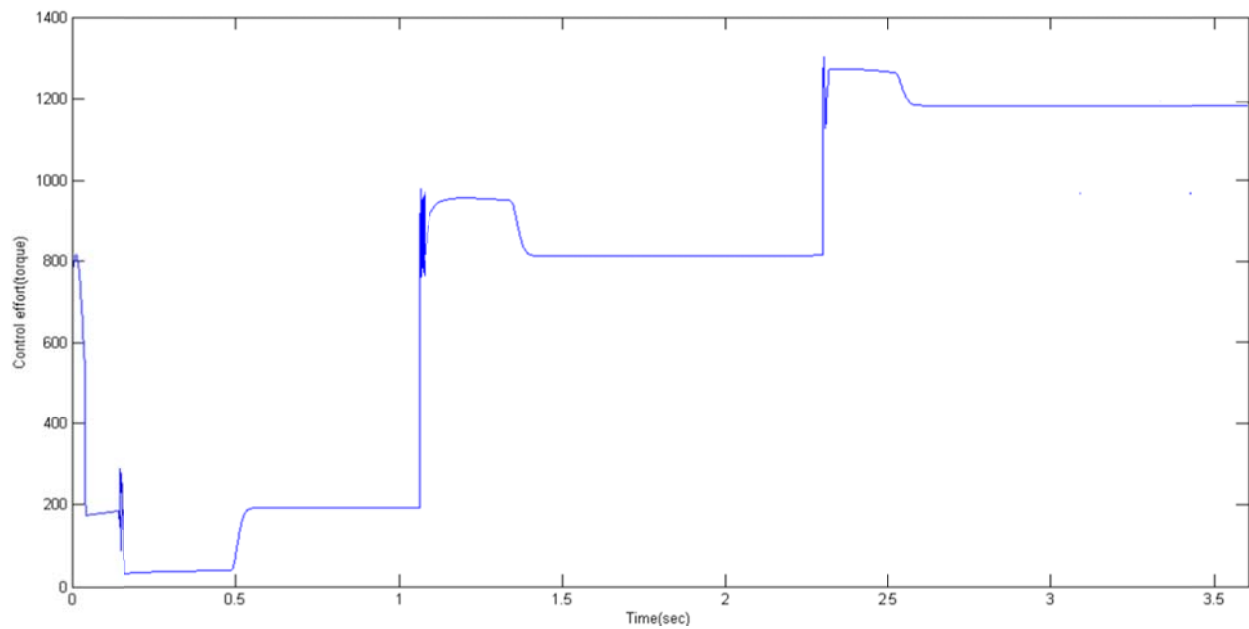
شکل (۵-۱۴) تخمین لغزش بهینه

خطای ردیابی حلقه کنترل در شکل (۵-۱۵) دیده می‌شود، که پس از گذشت زمان محدودی به بازه‌ای کمتر از 10^{-4} همگرا شده است.

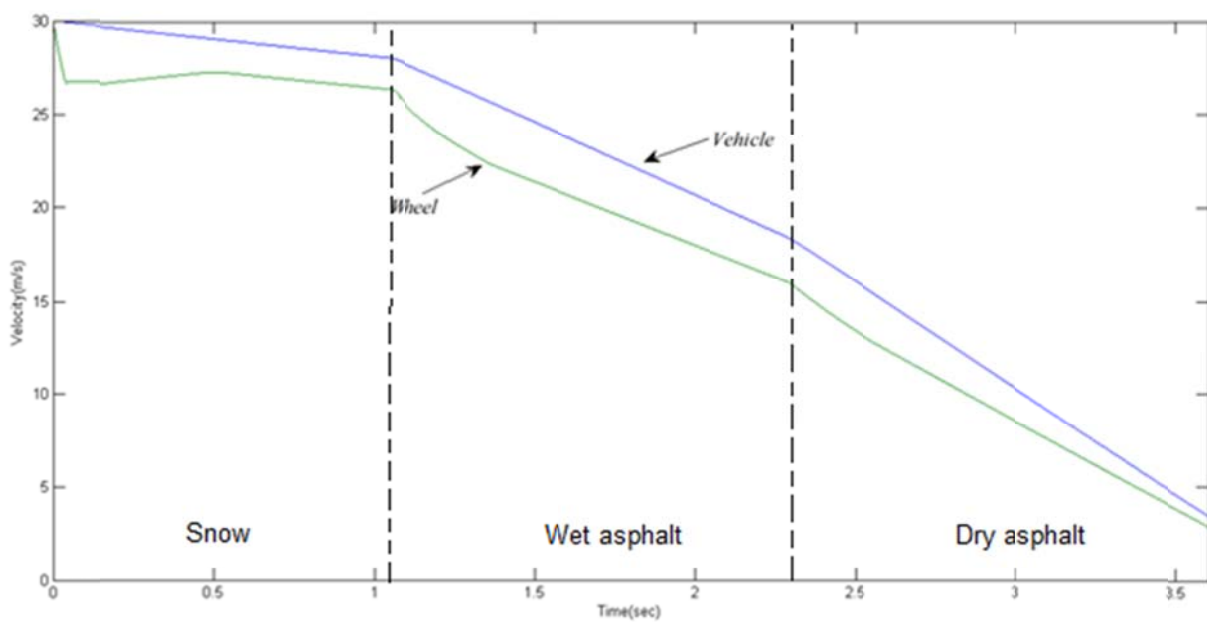


شکل (۵-۱۵) عملکرد ردیابی

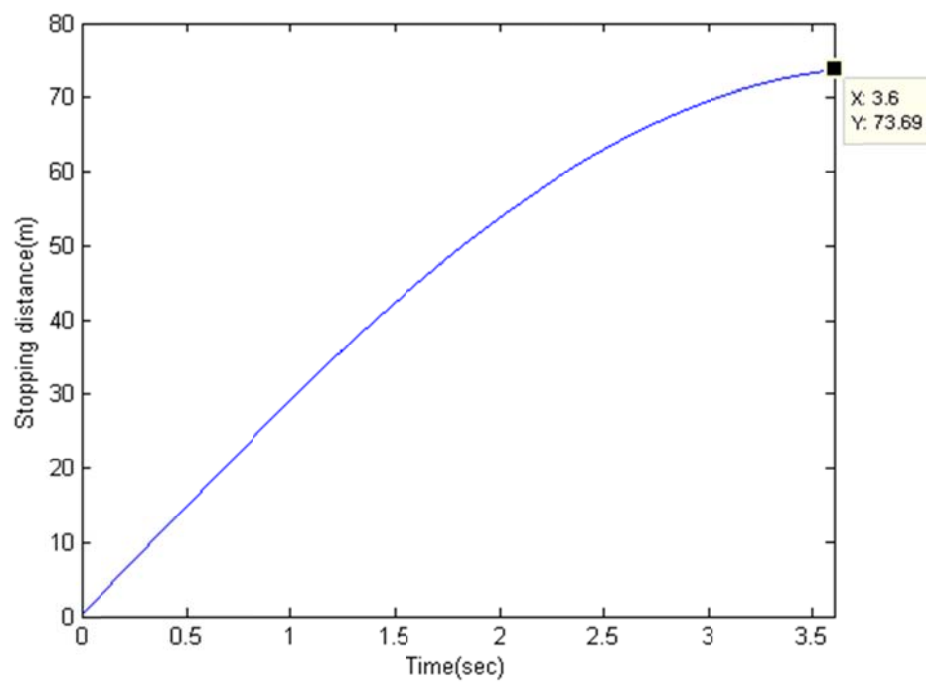
تلاش کنترلی در شکل (۵-۱۶) دیده می‌شود و تغییرات سرعت خودرو و چرخ در (۵-۱۷) دیده می‌شوند. با توجه به شکل (۵-۱۸) می‌توان بیان کرد خودرو پس از ۳.۶ ثانیه و طی مسافت ۷۳.۶۹ متر متوقف می‌شود، در حالی که بدون استفاده از ترمز ضد قفل با توجه به شکل (۵-۱۹) پس از طی مسافت ۹۶.۰۱ متر و گذشت ۵ ثانیه خودرو متوقف شده است. سرعت خودرو و چرخ بدون استفاده از ترمز ضد قفل در شکل (۵-۲۳۰) آمده است.



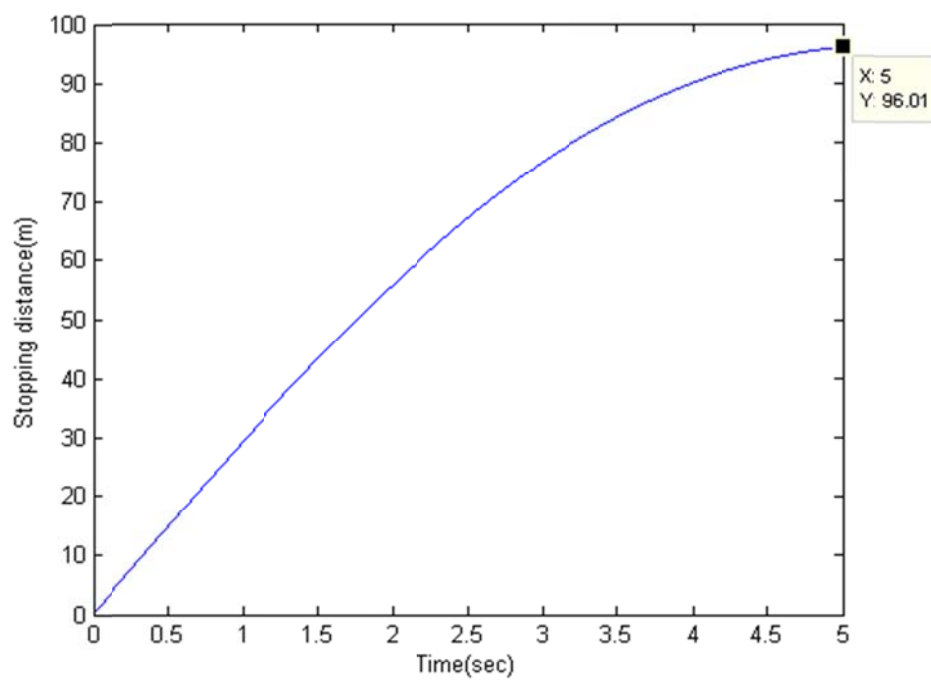
شکل (۵-۱۶) تلاش کنترلی



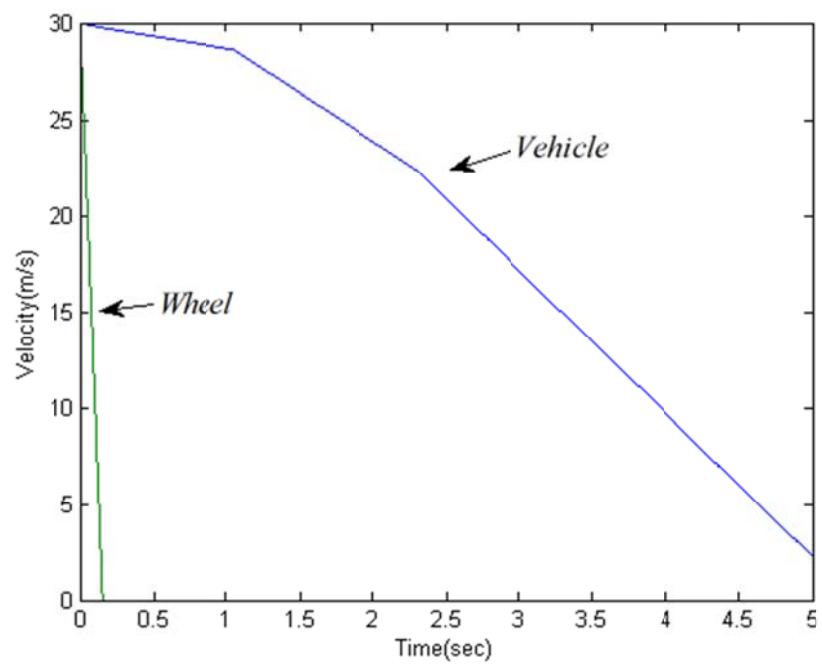
شکل (۵-۱۷) سرعت خودرو و چرخ



شکل (۵-۱۸) مسافت توقف خودرو با استفاده از ترمز ضد قفل



شکل (۵-۱۹) مسافت توقف خودرو بدون استفاده از ترمز ضد قفل



شکل (۵-۲۰) سرعت چرخ و خودرو بدن استفاده از ترمز ضد قفل

فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه گیری

در این پایان نامه پس از مدل سازی ریاضی سیستم ترمز، کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم طراحی و تحلیل شدند، با استفاده از شبیه سازی و تحلیل ریاضی عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی بررسی گردید، همچنین دو روش مبتنی بر مدل برای شناسایی لغزش بهینه چرخ در هنگام ترمز گیری پیشنهاد گردید، همگرایی روش های پیشنهادی بررسی شده و با استفاده از شبیه سازی عملکرد هر کدام تحلیل گردید. در نهایت یک روش آزاد از مدل برای شناسایی لغزش بهینه چرخ طراحی و تحلیل گردید.

با توجه به مطالب ارائه شده در پایان نامه، می توان گفت کنترل کننده های فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم به اگرچه قادر به در نظر گرفتن دینامیک محرک در سیستم کنترل نمی باشند، اما به علت سادگی نسبی در طراحی و تنظیم کنترل کننده، دارای مزیت نسبت به کنترل فازی تطبیقی به روش پسگام می باشند، در حالی که کنترل فازی تطبیقی به روش پسگام دارای پارامترهای طراحی بیشتر می باشد، اما قادر به در نظر گرفتن و کنترل سیستم همراه با دینامیک محرک نیز می باشد.

الگوریتم های پیشنهادی وابسته به مدل برای تخمین لغزش بهینه، دارای تحلیل همگرایی می باشند، اگرچه روش برازش منحنی دارای تحلیل همگرایی به نقطه ای در نزدیکی مقدار مطلوب می باشد، اما روش پیشنهاد بر اساس رویکرد برای دینامیک داخلی اصطکاک دارای تضمین همگرایی به لغزش بهینه می باشد.

الگوریتم پیشنهادی برای تخمین لغزش بهینه به صورت آزاد از مدل، نسبت به روش های وابسته به مدل نیازمند اطلاعات کمتری از مدل اصطکاک و سیستم می باشد، اما برای پیاده سازی، این الگوریتم نیازمند روش کنترلی می باشد که تضمین همگرایی خطا به صفر یا نزدیکی مبدا را در زمان محدود داشته باشد و در صورت طراحی چنین کنترل کننده ای می توان گفت روش آزاد از مدل به علت سرعت همگرایی بیشتر و دقت بالاتر، روشی بهتر نسبت به روش های وابسته به مدل می باشد.

۶-۲ پیشنهادات

مطالب زیر برای کارهای تحقیقاتی در آینده ارائه و پیشنهاد می شود

- می‌توان برای افزایش عملکرد سیستم ترمز و حذف اغتشاش جاده در زمان ترمز گیری از سیستم تعلیق فعال به همراه ترمز ضد قفل استفاده کرد، که اینکار می‌تواند باعث افزایش ضریب اصطکاک در جاده ناهموار شود.
- استفاده از مدل یک-دوم و مدل کامل خودرو، و در نظر گرفتن جابجایی وزن خودرو در زمان ترمزگیری.
- ترکیب روش فازی تطبیقی با روش‌های غیرخطی دیگر و بررسی عملکرد سیستم.
- بهینه سازی سیستم کنترل با استفاده از الگوریتم‌های هوشمند.
- پیاده سازی عملی و آزمایشگاهی سیستم کنترل.

- [1] M. T. Sergio M. Savaresi, *Active Braking Control Systems Design for Vehicles*: Springer-Verlag, 2010.
- [2] P. E. Wellstead, Pettit, N.B.O.L., "Analysis and redesign of an antilock brake system controller," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings*, vol. 144, pp. 413 - 426 1997.
- [3] G. F. Mauer, "A fuzzy logic controller for an ABS braking system," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 381 - 388 1995.
- [4] M. Tanelli, A. Astolfi, and S. M. Savaresi, "Robust nonlinear output feedback control for brake by wire control systems," *Automatica*, vol. 44, pp. 1078-1087, 4// 2008.
- [5] J.-S. L. a. W.-E. Ting, "Nonlinear control design of anti-lock braking systems with assistance of active suspension," *IET Control Theory Appl*, vol. 1, pp. 343 - 348.2007
- [6] M. M. Ahmad Mirzaei, Behzad Mirzaeian Dehkordi, and B. Fahimi, "Design of an Optimal Fuzzy Controller for Antilock Braking Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, pp. 171 - 185 2006.
- [7] J. A. Cabrera, A. Ortiz, J. J. Castillo, and A. Simon, "A fuzzy logic control for antilock braking system integrated in the IMM tire test bench," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1937-1949, 2005.
- [8] M.-C. S. Chih-Keng CHEN, "PID-Type Fuzzy Control for Anti-Lock Brake Systems with Parameter Adaption," *JSME International Journal*, vol. 47, pp. 675-685, 2004.
- [9] I.-H. L. Wei-Yen Wang, Ming-Chang Chen, Shun-Feng Su, and Shi-Boun Hsu, "Dynamic Slip-Ratio Estimation and Control of Antilock Braking Systems Using an Observer-Based Direct Adaptive Fuzzy-Neural Controller," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, pp. 1746 - 1756 2009.
- [10] G. M. C. W. Y. Wang, and C. W. Tao, "Stable anti-lock braking system using output-feedback direct adaptive fuzzy neural control," in *IEEE Int. Conf. Syst., Man, Cybern*, 2003, pp. 3675-3680.
- [11] H. Mirzaeinejad and M. Mirzaei, "A novel method for non-linear control of wheel slip in anti-lock braking systems," *Control Engineering Practice*, vol. 18, pp. 918-926, 8// 2010.
- [12] A. A. A. Harifi, G. Alizadeh, M. Sadeghi, "Designing a sliding mode controller for slip control of antilock brake systems," *Transportation Research*, vol. 16, pp. 731-741, 2008.
- [13] S. K. Korovin and V. I. Utkin, "Using sliding modes in static optimization and nonlinear programming," *Automatica*, vol. 10, pp. 525-532, 9// 1974.
- [14] R. J. E. U. BREUER B., "Measurement of tyre-road friction ahead of the car and inside the tyre " presented at the Proceedings of the International Symposium on Advanced Vehicle Control, Yokohama, Japan, 1992.
- [15] J. R. U Eichorn, "Prediction and monitoring of tyre/road friction," *TECHNICAL PAPERS. SAFETY, THE VEHICLE AND THE ROAD*, vol. 2, pp. 67-74, 1992.
- [16] M. P. Tanelli, L. Savaresi, S.M., "Real-time identification of tire-road friction conditions," *Control Theory & Applications, IET*, vol. 3, pp. 891 - 906 2009.
- [17] M. P. Tanelli, L. Piuri, M. Savaresi, S. M., "Real-time identification of tire-road friction conditions," in *Control Applications, 2008. CCA 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 25-30.
- [18] C. C. De Wit, H. Olsson, K. J. Astrom, and P. Lischinsky, "A new model for control of systems with friction," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 419-425, 1995.
- [19] C. Canudas de Wit, and Tsiotras, P., "Dynamic Tire Friction Models for Vehicle Traction Control," in *Decision and Control*, Phoenix, AZ 1999, pp. 3746 - 3751.

- [20] C. Canudas de Wit, and Horowitz, R., "Observers for Tire/Road Contact Friction using only wheel angular velocity information," in *Decision and Control*, Phoenix, AZ 1999, pp. 3932 - 3937.
- [21] J. Yi, Alvarez, L., Horowitz, R., and Claeys, X., "Emergency Braking Control With an Observed-Based Dynamic Tire/Road Friction Model and Wheel Angular Velocity Measurement," *Veh. Syst. Dyn.*, pp. 81-97, 2003.
- [22] N. Patel, C. Edwards, and S. K. Spurgeon, "Optimal braking and estimation of tyre friction in automotive vehicles using sliding modes," *International Journal of Systems Science*, vol. 38, pp. 901-912, 2007/11/01 2007.
- [23] S .H. A. B. Will, and S. H. Zak, "Sliding mode wheel slip controller for an antilock braking system," *Int. J. Veh. Des.*, vol. 19, pp. 523-539, 1998.
- [24] L. Yonggon and S. H. Zak, "Genetic neural fuzzy control of anti-lock brake systems," in *American Control Conference, 2001. Proceedings of the 2001*, 2001, pp. 671-676 vol.2.
- [25] L.-X. Wang, *A course in fuzzy systems and control*. Englewood. Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1997.
- [26] C.-M. Lin, Chun-Fei Hsu., "Self-learning fuzzy sliding-mode control for antilock braking systems," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 273 - 278 2003.
- [27] Y.-C. H. Y.-C. Hsueh., "Learning Error Feedback Design of Direct Adaptive Fuzzy Control Systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 536.2012 545 -
- [28] M. Hojati and S. Gazor, "Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 198-210, 2002.
- [29] L.X.wang, *Adaptive Fuzzy Systems and control: Design and Stability Analysis*. Englewood Cliffs ,NJ: Prentice-Hall, 1994.
- [30] L. X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," in *Decision and Control, 1992., Proceedings of the 31st IEEE Conference on*, 1992, pp. 2511-2516 vol.3.
- [31] W.-Y. Wang, M.-C. Chen, and S.-F. Su, "Hierarchical fuzzy-neural control of anti-lock braking system and active suspension in a vehicle," *Automatica*, vol. 48, pp. 1698-1706, 8// 2012.
- [32] G. M. C. T. Wei-Yen Wang, C.W., "Stable anti-lock braking system using output-feedback direct adaptive fuzzy neural control," in *Systems, Man and Cybernetics, 2003. IEEE International Conference on*, 2003, pp. 3675 - 3680.
- [33] C.-L. Chen, C. C. Peng, and H.-T. Yau, "High-order sliding mode controller with backstepping design for aeroelastic systems," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 17, pp. 1813-1823, 4// 2012.
- [34] W. Lin and C. Qian, "Semi-global robust stabilization of MIMO nonlinear systems by partial state and dynamic output feedback," *Automatica*, vol. 37, pp. 1093-1101, 7// 2001.
- [35] A. J. K. a. A. S. I. Zinober, "Adaptive Sliding Backstepping Control of Nonlinear Semi-Strict Feedback Form Systems," in *7th Mediterranean Conference on Control and Automation*, Haifa, Israel, 1999, pp. 2376-2383.
- [36] J. Zhong-Ping and D. J. Hill, "A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1705-1711, 1999.
- [37] K. Chiman and F. L. Lewis, "Robust backstepping control of nonlinear systems using neural networks," *Systems, Man and Cybernetics, Part A: Systems and Humans, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 753-766, 2000.
- [38] T. Zhang, S. S. Ge, and C. C. Hang, "Adaptive neural network control for strict-feedback nonlinear systems using backstepping design," *Automatica*, vol. 36, pp. 1835-1846, 12// 2000.
- [39] B. Chen, X. Liu, K. Liu, and C. Lin, "Direct adaptive fuzzy control of nonlinear strict-feedback systems," *Automatica*, vol. 45, pp. 1530-1535, 6// 2009.
- [40] Y. Yang, J. Wu, and W .Zheng, "Station-keeping control for a stratospheric airship platform via fuzzy adaptive backstepping approach," *Advances in Space Research*, vol. 51, pp. 1157-1167, 4/1/ 2013.

- [41] J. C. Gerdes and J. K. Hedrick, "Brake system requirements for platooning on an automated highway," in *American Control Conference, Proceedings of the 1995*, 1995, pp. 165-169 vol.1.
- [42] W. Pasillas-Lépine, A. Loría, and M. Gerard, "Design and experimental validation of a nonlinear wheel slip control algorithm," *Automatica*, vol. 48, pp. 1852-1859, 8// 2012.
- [43] E. Kayacan, Oniz, Y. ; Kaynak, O., "A Grey System Modeling Approach for Sliding-Mode Control of Antilock Braking System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* vol. 56, pp. 3244 - 3252 2009.
- [44] H. L. Y. Z. Chunting Mi, "Iterative learning control of antilock braking of electric and hybrid vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 486 - 494 2005.
- [45] C.-M. Lin and H. Chun-Fei, "Neural-network hybrid control for antilock braking systems," *Neural Networks, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 351-359, 2003.
- [46] C. Canudas-de-Wit, P. Tsiotras, E. Velenis, M. Basset, and G. Gissinger, "Dynamic Friction Models for Road/Tire Longitudinal Interaction," *Vehicle System Dynamics*, vol. 39, pp. 18 ,226-9 .2003 01/03/2003
- [47] H. a. S. Pcejka, R.S., "Shear Force Developments by Penumatic Tires in Steady-State Condition: A Review of Modeling Aspects," *Vehicle System Dynamics*, vol. 20, pp. 121-176, 1991.
- [48] M. Burckhardt, *Fahrwerktechnik: radschlupf-regelsysteme*. Wurtzburg: Vogel-Verlag, 1993.
- [49] U. a. D. Kiencke, A., "Estimation of Tyre Friction for Enhaced ABS-Systems.," *JSAE Review*, vol. 16, pp. 515-520, 1995.
- [50] M. Burckhardt, *Sicherheitsrelevantes, Radschlupf-Regel System*. University of Braunschweig, Germany: Lecture Scriptum, 1987.
- [51] P. Chang-Woo and C. Young-Wan, "T-S model based indirect adaptive fuzzy control using online parameter estimation," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 229.2004 ,2302-3
- [52] R. Boukezzoula, S. Galichet, and L. Foulloy, "Observer-based fuzzy adaptive control for a class of nonlinear systems: real-time implementation for a robot wrist," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 340-351, 2.004
- [53] T. J. Koo, "Stable model reference adaptive fuzzy control of a class of nonlinear systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 624-636, 2001.
- [54] K. Fischle and D. Schroder, "An improved stable adaptive fuzzy control method," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 27-40, 1999.
- [55] K. Euntai, "Output feedback tracking control of robot manipulators with model uncertainty via adaptive fuzzy logic," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 368-378, 2004.
- [56] W. Chi-Hsu, L. Tsung-Chih, L. Tsu-Tian, and L. Han-Leih, "Adaptive hybrid intelligent control for uncertain nonlinear dynamical systems," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 583-597, 2002.
- [57] T. Shaocheng, L. Han-Xiong, and C. Guanrong, "Adaptive fuzzy decentralized control fora class of large-scale nonlinear systems," *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 770-775, 2004.
- [58] C. Yeong-Chan, "Adaptive fuzzy-based tracking control for nonlinear SISO systems via VSS and H^{∞} approaches," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 278-292, 2001.
- [59] D. Yixin and K. M. Passino, "Stable fault-tolerant adaptive fuzzy/neural control for a turbine engine," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 494-509, 2001.
- [60] L. Yih-Guang, W. Wei-Yen, and L. Tsu-Tian, "Observer-based direct adaptive fuzzy-neural control for nonaffine nonlinear systems," *Neural Networks, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 853-861, 2005.

- [61] F. Sun, Z. Sun, Y. Zhu, and W. Lu, "Stable Neuro-Adaptive Control for Robots with the Upper Bound Estimation on the Neural Approximation Errors," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 26, pp. 91-100, 1999.1999 01/09/
- [62] E. Meng-Joo and C. Swee Hong, "Hybrid adaptive fuzzy controllers of robot manipulators with bounds estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1151-1160, 2000.
- [63] J.-H. Park and G.-T. Park, "Robust adaptive fuzzy controller for non-affine nonlinear systems with dynamic rule activation," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 13, pp. 117-139, 2003.
- [64] G. Y. Ping Li, "Backstepping adaptive fuzzy control of uncertain nonlinear systems against actuator faults," *J Control Theory Appl*, vol. 7, pp. 248-256, 2009.
- [65] X. Wen-Fang, "Sliding-Mode-Observer-Based Adaptive Control for Servo Actuator With Friction," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1517-1527, 2007.
- [66] J .Yi, Alvarez, L., Horowitz, R., and Canudas, C., "Adaptive Emergency Braking Control Based on a Tire/Road Friction Dynamic Model," in *Decision and Control*, New York, 2000, pp. 456–461.
- [67] J. J. E. Slotine, & Li, W., *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, New Jersey, USA: Prentice Hall, 1991.
- [68] S. T. V. a. S. Gulati, "Control of nonlinear systems using terminal sliding modes," *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 115, pp. 554-560, 1993.
- [69] Z. Man, A. P. Paplinski, and H. R. Wu, "A robust MIMO terminal sliding mode control scheme for rigid robotic manipulators," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 2464-2469, 1994.
- [70] Y. Tang, "Terminal sliding mode control for rigid robots," *Automatica*, vol. 34, pp. 51-56, 1998.
- [71] M. O. D. R .M. Zhihong, "A robust adaptive terminal sliding mode control for rigid robotic manipulators," *Journal of intelligent and robotic systems*, vol. 24, pp. 23-41, 1999.
- [72] X. Y. a. Z. M. Y. Feng, "Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators," *Automatica*, vol. 38, pp. 2159-2167, 2002.
- [73] W. Liangyong, C. Tianyou, and Z. Lianfei, "Neural-Network-Based Terminal Sliding-Mode Control of Robotic Manipulators Including Actuator Dynamics," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56 ,pp. 3296-3304, 2009.
- [74] T.-H. S. Li and Y.-C. Huang, "MIMO adaptive fuzzy terminal sliding-mode controller for robotic manipulators," *Information Sciences*, vol. 180, pp. 4641-4660, 12/1/ 2010.
- [75] H. Komurcugil, "Non-singular terminal sliding-mode control of DC–DC buck converters," *Control Engineering Practice*, vol. 21, pp. 321-332, 3// 2013.
- [76] V. Nekoukar and A. Erfanian, "Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 1 ,79pp. 34-49, 9/16/ 2011.
- [77] D. S. B. S.P. Bhat, "Finite-time stability of continuous autonomous systems," *SIAM J. Control Optim*, vol. 38, pp. 751-766, 2000.
- [78] H. Wang, Z.-z. Han, Q.-y. Xie, and W. Zhang, "Finite-time chaos synchronization of unified chaotic system with uncertain parameters," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 14, pp. 2239-2247, 5// 2009.
- [79] V. Utkin, Guldner, J., & Shi, J., *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*.: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2009.
- [80] J. A. Burton, & Zinober, A. S. I., "Continuous approximation of vsc," *International Journal of Systems Sciences*, vol. 17, pp. 875-885, 1986.
- [81] H. F. Ho, Y. K. Wong, and A. B. Rad, "Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, pp. 1199-1210, 8// 2009.

- [82] J. Wang, A. B. Rad, and P. T. Chan, "Indirect adaptive fuzzy sliding mode control: Part I: fuzzy switching," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 122, pp. 21-30, 8/16/ 2001.

Abstract

Due to the nonlinearity of dynamic equations of braking system, design controllers that have good performance with guaranteed stability is important, due to the ability of adaptive fuzzy controllers to deal with nonlinear uncertain systems, in this thesis, we use the adaptive fuzzy controllers. Direct and indirect adaptive fuzzy controllers are designed and analyzed, stability and convergence properties of the closed-loop system are analytically proved using Lyapunov's direct method. In this thesis. In addition to the adaptive fuzzy control, a direct adaptive fuzzy control based on backstepping design technique is also developed and analyzed to taking into account the actuator dynamics. Reference input to the anti-lock brake systems is optimal slip value, in optimal slip, maximum friction coefficient between the tire and the road is achieved, therefor vehicle stopped in minimum possible distance. In this study, with assuming the unavailability of optimum slip value, looking for a method to get the reference input to the control loop. This value is given as reference input for regulation to the control system. In this thesis, model-based and model-free methods to obtain the optimum slip value are designed and analyzed, convergence of model-based methods are analyzed, also in proposed model-free method, convergence to the optimum slip value in finite time is guaranteed. Finally, the proposed algorithms are compared and evaluated.

Keywords: Anti-lock braking system, Adaptive fuzzy control, Road identifier, Optimum slip



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical & Robotic Engineering

Adaptive Fuzzy Control of Anti-Lock Brake System

Sadegh Ebrahimkhani

Supervisor:
Dr. Ali Akbarzadeh Kalat

September 2013