

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی سیستم ترمز ضد قفل با استفاده از تخمین مشخصات جاده

محمد حسین پور

استاد راهنما:

جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات

شهریور ۱۳۹۴

## تقدیم به

مادرم، که با تمام وجود سختی‌های زندگی بنده را به جان پذیرفت و همچنین پدرم که مجدانه تسهیل بخش تحصیل بنده بود.

## تقدیر و تشکر

از زحمات استاد گرانقدر جناب آقای دکتر اکبرزاده کلات که در طول دوران تحصیل همواره اینجانب را از حمایت‌های مجدانه‌ی خویش بهره‌مند نموده‌اند، کمال تشکر را دارم. دقت نظر ایشان در امر پژوهش و آموزش ستودنی است.

مطمئناً با وجود راهنمایی‌های ارزنده ایشان این تحقیق شکل گرفت. از خداوند متعال، توفیق روزافزون ایشان را خواستارم.

از اساتید داور که قبول زحمت فرمودند، ارزیابی این تحقیق را بر عهده بگیرند، صمیمانه سپاسگزارم. مطمئناً این تحقیق با ارزیابی این بزرگواران شایستگی خود را بیشتر پیدا خواهد کرد.

از تمامی اساتید گروه کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود که در طول دوران تحصیل، بنده را راهنمایی نمودند و همچنین با تمام وجود سعی در آموختن تمامی آموخته‌های خود به بنده را داشته‌اند تشکر و برای ایشان آرزوی موفقیت و بهروزی دارم.

همچنین از خانواده عزیزم که همواره مایه دلگرمی بنده بوده‌اند، کمال قدردانی را دارم.

و من الله توفیق

# تعهد نامه

اینجانب محمد حسین پور دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل فازی سیستم ترمز ضد قفل با استفاده از تخمین مشخصات جاده تحت راهنمایی جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات متعهد می شوم.

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

تاریخ :

امضای دانشجو :

## مالکیت نتایج و حق نشر

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

## چکیده:

در این تحقیق، کنترل‌کننده به روش فازی تطبیقی بر پایه رویکرد برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه می‌گردد. ابتدا با استفاده از مدل اصطکاک داخلی لاگر در مدل  $1/4$  خودرو، پارامتر مشخصات جاده تخمین زده می‌شود. سپس با استفاده از نتایج تخمین مشخصات جاده، مقدار لغزش بهینه بدست می‌آید. لازم به ذکر است که در لغزش بهینه، حداکثر اصطکاک طولی بین تایر و جاده ایجاد شده و خودرو در کمترین مسافت ممکن متوقف می‌گردد. با توجه به این که برخی از حالت‌های سیستم غیرقابل اندازه‌گیری هستند و یا مقادیر اندازه‌گیری شده‌ی آن‌ها آغشته به نویز است، روش کنترلی ارائه شده در این تحقیق بر اساس رویکرد طراحی می‌گردد. هدف کنترل‌کننده‌ی مذکور تحقق مقدار لغزش مرجع به دست آمده توسط تخمینگر شرایط جاده می‌باشد. با استفاده از تحلیل پایداری لیاپانوف نشان داده می‌شود که مقادیر بدست‌آمده از تخمین شرایط جاده به سمت مقادیر واقعی همگرا خواهند شد. همچنین همگرایی حالت‌های رویکرد طراحی شده برای تخمین خطای لغزش بهینه به سمت صفر تضمین می‌شود. علاوه بر این، نشان داده خواهد شد که کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیر مستقیم منجر به ردگیری مجانبی لغزش بهینه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مناسب سیستم ترمز ضد قفل با کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در رسیدن به مقدار لغزش بهینه و همچنین توقف سریع خودرو بدون قفل شدن چرخ در شرایط جاده‌ای متفاوت را نشان می‌دهد.

## کلیدواژگان

سیستم ترمز ضد قفل، کنترل فازی تطبیقی، تخمینگر حالت، تئوری لیاپانوف

## فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه	۱
۱-۱- تاریخچه مختصری از سیستم ترمز ضد قفل	۲
۲-۱- مرور بر تحقیقات گذشته	۴
۳-۱- اهداف پروژه	۱۲
۴-۱- مروری بر ساختار کلی پایان نامه	۱۳
فصل دوم: مدل سازی ریاضی و شرح مساله	۱۴
۱-۲- مدل ترمز وسیله نقلیه	۱۵
۲-۲- سیستم ترمز هیدرولیک	۱۵
۳-۲- مدل حرکتی یک چهارم خودرو	۱۶
۴-۲- مدل اصطکاک بین تایر-جاده	۱۸
۱-۴-۲- مدل اصطکاک لاگر	۲۱
فصل سوم: طراحی تخمینگر مشخصات جاده	۲۳
۱-۳- مقدمه	۲۴
۲-۳- معادلات اصطکاک	۲۴
۳-۳- فرمول بندی سیستم	۲۶
۱-۳-۳- شرایط طراحی تخمینگر	۲۷
۴-۳- طراحی تخمینگر	۲۹
۵-۳- تحلیل پایداری	۳۰
۶-۳- شبیه سازی	۳۲
۷-۳- نتیجه گیری	۳۶
فصل چهارم: طراحی کنترل کننده ی فازی تطبیقی مستقیم	۳۷
۱-۴- مقدمه	۳۸

۳۸	۲-۴- فرمول بندی مساله
۴۰	۳-۴- بیان مساله‌ی کنترلی
۴۲	۴-۴- طراحی روی‌تگر
۴۵	۵-۴- تحلیل پایداری
۴۸	۶-۴- الگوریتم طراحی
۴۹	۷-۴- شبیه‌سازی
۵۶	۸-۴- نتیجه‌گیری
۵۷	<b>فصل پنجم: طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیر مستقیم</b>
۵۸	۱-۵- مقدمه
۵۸	۲-۵- فرمول‌بندی مساله
۵۹	۳-۵- بیان مساله‌ی کنترلی
۶۱	۴-۵- توصیف شبکه‌های فازی تطبیقی
۶۳	۵-۵- طراحی کنترل‌کننده
۶۶	۶-۵- اثبات پایداری و قوانین تطبیق
۶۸	۷-۵- روند طراحی کنترل‌کننده
۶۹	۸-۵- شبیه‌سازی
۷۷	۸-۵- نتیجه‌گیری
۷۸	<b>فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادها</b>
۷۹	۱-۸- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری
۸۰	۲-۸- پیشنهادها
۸۱	فهرست منابع



## فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۲: نمایش ساختار کلی ترمز هیدرولیک خودرو ..... ۱۶
- شکل ۲-۲: نمایش چرخ در هنگام ترمزگیری ..... ۱۷
- شکل ۳-۲: نمایش منحنی‌های لغزش-اصطکاک (مدل بورکهارت) ..... ۲۰
- شکل ۱-۳: نمایش اعمال گشتاور ترمزی ..... ۳۳
- شکل ۲-۳: تخمین پارامتر مشخصات جاده (خشک) ..... ۳۳
- شکل ۳-۳: تخمین سرعت خودرو ..... ۳۴
- شکل ۴-۳: تخمین سرعت زاویه‌ای چرخ ..... ۳۵
- شکل ۵-۳: تخمین حالت اصطکاک داخلی ..... ۳۵
- شکل ۱-۴: نحوه‌ی پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم بر اساس رویکرد برای ترمز  
ضد قفل ..... ۴۹
- شکل ۲-۴: تخمین شرایط جاده در آسفالت (خشک) ..... ۵۰
- شکل ۳-۴: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده خشک ..... ۵۱
- شکل ۴-۴: خروجی کنترل‌کننده در جاده خشک ..... ۵۱
- شکل ۵-۴: لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک ..... ۵۲
- شکل ۶-۴: تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده خشک ..... ۵۲
- شکل ۷-۴: تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک ..... ۵۳
- شکل ۸-۴: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک ..... ۵۳
- شکل ۹-۴: خروجی کنترل‌کننده در جاده نمناک ..... ۵۴
- شکل ۱۰-۴: لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک ..... ۵۵
- شکل ۱۱-۴: تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده نمناک ..... ۵۵
- شکل ۱-۵: : نمایش ساختار شبکه فازی تطبیقی ..... ۶۲
- شکل ۲-۵: ساختار پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر اساس رویکرد

- ۶۸ ..... برای سیستم ترمز ضد قفل
- ۷۰ ..... شکل ۳-۵: تخمین شرایط جاده در آسفالت خشک
- ۷۱ ..... شکل ۴-۵: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده خشک
- ۷۱ ..... شکل ۵-۵: خروجی کنترل کننده در جاده خشک
- ۷۲ ..... شکل ۶-۵: لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک
- ۷۲ ..... شکل ۷-۵ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده خشک
- ۷۴ ..... شکل ۸-۵ تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک
- ۷۴ ..... شکل ۹-۵ گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک
- ۷۵ ..... شکل ۱۰-۵ خروجی کنترل کننده در جاده نمناک
- ۷۵ ..... شکل ۱۱-۵ لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک
- ۷۶ ..... شکل ۱۲-۵ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده نمناک
- شکل ۱۳-۵ شمای کلی پیاده‌سازی کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی به همراه تخمینگر مشخصات جاده
- ۷۶ .....

## فهرست جدول‌ها

- جدول ۱-۲: پارامترهای مدل بورکهارت در شرایط مختلف جاده‌ای ..... ۲۰
- جدول ۱-۵: مقادیر استفاده شده در شبیه‌سازی مدل ۱/۴ خودرو ..... ۷۰
- جدول ۲-۵: ارتباط بین پارامتر مشخصات جاده و اندازه لغزش مطلوب متناظر آن ..... ۷۶

## فصل اول

### مقدمه

## ۱-۱ تاریخچه مختصری از سیستم ترمز ضد قفل

با پیشرفت‌های روز افزون دانش بشری و به کار بردن آن‌ها در صنایع مورد نیاز انسان‌ها، می‌توان تأثیرات این موارد را در زندگی روزمره به صورت‌هایی از قبیل افزایش ایمنی و آسودگی بیشتر احساس نمود. می‌توان گفت که پیشرفت‌های علم نیز با مرور زمان بر روی سیستم‌های ترمز وسایل نقلیه تأثیر گذار بوده است. هم‌اکنون با این که سالیان متمادی از ساخت اولین ترمزهای ضد قفل می‌گذرد، می‌توان همچنان شاهد تحقیق و توسعه در این زمینه‌ی مهم به صورت گسترده بود.

همان‌طور که از نام سیستم ترمز ضد قفل برمی‌آید، می‌توان با استفاده از این سیستم مانع از قفل شدن چرخ-های وسیله نقلیه در شرایط اضطراری نمود. به بیان ساده در این سیستم با به دست آوردن حداکثر اصطکاک بین تایر و جاده می‌توان زمان توقف وسیله نقلیه را افزایش داد و در عین حال وسیله نقلیه مسافت کمتری را برای توقف طی نماید. که این به نوبه‌ی خود سبب افزایش ایمنی و آسایش سرنشینان می‌گردد.

در ترمزهای طراحی شده به صورت عادی، راننده قدرت کنترل دقیق گشتاور اعمالی به چرخ‌ها را ندارد و همچنین با توجه به اینکه نمی‌تواند شرایط سطح جاده را به خوبی مورد ارزیابی قرار دهد با اعمال نیروی کمتر یا بیشتر به پدال ترمز به ترتیب سبب ایجاد اصطکاک کمتر از قابل قبول برای جاده و یا قفل شدن چرخ‌ها در هنگام ترمزگیری می‌گردد. قفل شدن چرخ‌ها نه تنها سبب برهم زدن پایداری جانبی خودرو که منجر به از بین رفتن تعادل وسیله نقلیه می‌شود، بلکه باعث کم شدن ضریب اصطکاک تایر و جاده می‌گردد که این خود در افزایش زمان توقف خودرو و همچنین طولانی‌تر شدن مسافت طی شده توسط وسیله نقلیه در هنگام ترمزگیری، تأثیرگذار می‌باشد [۱].

تحقیقات انجام شده بر روی سیستم ترمز نشان می‌دهد که با قفل شدن چرخ‌های خودرو ضریب اصطکاک طولی بین تایر و جاده کاهش می‌یابد. که این سبب طی مسافت طولانی‌تری توسط وسیله نقلیه در طول زمان

ترمزگیری توسط راننده می‌گردد. همچنین عدم چرخش چرخ در هنگام ترمزگیری مانع از این می‌گردد که راننده به طور کامل قدرت مانور داشته باشد و بتوان ایمنی سرنشینان و راننده وسیله نقلیه را تضمین نمود.

می‌توان اساس ترمزهای ضد قفل امروزی را به شروع طراحی های ترمز در قطارها، در سالهای اوایل قرن نوزدهم میلادی دانست. در حوالی شروع جنگ جهانی دوم و با اوج گرفتن جنگ، جنگ های هوایی شکل گرفت که این علتی گردید تا شرکت های سازنده هواپیماهای جنگی در فکر طراحی سیستم های ترمز ضد قفل برای توقف سریعتر و راحت تر هواپیماهای طراحی شده در باندهای کوچک و لغزنده باشند. می‌توان به پیاده سازی ترمز ضد قفل بر روی بمب افکن ها برای جلوگیری از منحرف شدن بمب افکن و همچنین پنچر شدن چرخ ها بر روی باندهای در اواسط قرن نوزدهم اشاره نمود. پس از آن یک شرکت خودروسازی اولین ترمز ضد قفل را با استفاده از طرح پیاده سازی شده در روی هواپیماهای فرانسوی بر خودرو ساخته شده خود پیاده سازی نمود. پس از آن شرکت هایی از قبیل فورد و کادیلاک تعدادی خودرو طراحی شدهی خود را که مجهز به ترمز ضد قفل بود به معرض نمایش و فروش رساندند. به منظور پیاده سازی این ترمزها اغلب شرکت ها در آن زمان از مدولاتورهای با سرعت پایین و کامپیوترهای آنالوگ بهره برده بودند که این سبب زمان بردن محاسبات مورد نیاز سیستم ترمز ضد قفل و همچنین در نتیجهی آن طی مسافت طولانی تری توسط خودرو در زمان ترمزگیری از لحظه ترمزگیری تا توقف کامل خودرو می‌گردید. شرکت های اروپایی با پیشی گرفتن از شرکت های آمریکایی توانستند در کمتر از دو دهه به پیشرفت های قابل توجهی در زمینه طراحی این سیستم ها دست پیدا کنند. به طوری که شرکت های اروپایی از قبیل مرسدس بنز و بی ام دبلیو محصولات خود را که همراه با سیستم های ترمز ضد قفل الکترونیکی مبتنی بر مدولاتورهایی با سرعت های بیشتر بود را در حدود سالهای ۱۹۷۵ تا ۱۹۸۰ به بازار بردند. این سیر تکاملی سبب شد که شرکت فورد سیستم ترمز ضد قفل توس و شرکت های از قبیل بی ام دبلیو ترمز ضد قفل بوش را در دهه ی بعد معرفی نمایند و مردم را برای داشتن ایمنی و آسایش بیشتر به خرید خودروهایی که این ویژگی را دارند، ترغیب نمایند [۲]. این پیشرفت تاکنون به گونه ای پیش رفته است که اکنون

با گذر سالیان زیاد از طراحی اولین ترمزهای ضد قفل، همچنان شرکت‌های خودرو سازی به دنبال بهبود این ترمزها و بهینه‌تر شدن آن‌ها می‌باشند.

## ۱-۲ مرور بر تحقیقات گذشته

یکی از پارامترهای مهم که در سیستم ترمز ضد قفل مورد استفاده قرار می‌گیرد، لغزش<sup>۱</sup> چرخ می‌باشد که از محاسبه‌ی سرعت نسبی نرمالیزه شده‌ی بین سرعت چرخ و خودرو تعریف می‌گردد. عمده‌ی هدف طراحان سیستم ترمز ضد قفل مبتنی بر تنظیم مقدار لغزش به گونه‌ای که بتوان بیشترین ضریب اصطکاک بین تایر و جاده را ایجاد کرد، که معمولاً این هدف با داشتن مقدار لغزش در بازه‌ی ۰/۱ تا ۰/۳ برای حداکثر جاده‌ها محقق می‌گردد [۳]. همان طور که در تحقیقات پیشین آمده است هنگامی که خودرو در لغزش بهینه قرار نگیرد و چرخ‌ها کاملاً قفل شوند آن‌گاه ضریب اصطکاک عرضی خودرو تقریباً صفر می‌گردد که این سبب عدم فرمان پذیری خودرو و از بین رفتن پایداری عرضی خودرو می‌گردد. در حالی که می‌توان با نگه داشتن خودرو در لغزش بهینه، نه تنها اصطکاک عرضی بین تایر و جاده حفظ گردد بلکه بتوان با این لغزش بهینه در هر شرایط جاده خاص به کمترین مسافت برای توقف خودرو در هنگام ترمز گیری دست یافت. رانندگان در وسایل نقلیه با ترمزهای معمولی برای توقف سریعتر خودرو در هنگام ترمز گیری به پدال ترمز نیروی بیشتری را وارد می‌کنند که این امر سبب قفل شدن چرخ‌ها می‌گردد از این جهت ضریب اصطکاک تایر و جاده کاهش یافته و زمان توقف خودرو افزایش می‌یابد. اما در عوض ترمزهای ضد قفل با جلوگیری از قفل شدن چرخ‌ها سبب ایجاد مسافت و زمان کمتری برای توقف خودرو می‌گردند.

باتوجه به ضرورت ایجاد ایمنی و آسایش بیش‌تر در وسایل نقلیه، مطالعات و تحقیقات محققین همچنان بر روی سیستم ترمز وسایل نقلیه ادامه دارد. محققین در ابتدا برای طراحی ترمز ضد قفل خودرو از روش‌های مبتنی بر

---

<sup>۱</sup> Slip

قانون(های) پایه استفاده نمودند که این روش‌ها تضمینی برای پایداریشان وجود ندارد و همچنین نمی‌توان گفت بهترین عملکرد را از خود نشان می‌دهند اما مزیت آن‌ها طراحی می‌باشد که مستقل از مدل می‌باشد [۴, ۵]. با گذر زمان و پیشرفت های علمی روز افزون دهه‌های اخیر دیده می‌شود که با خطی سازی سیستم غیر خطی حول نقطه تعادل به طراحی کنترل کننده‌ای برای سیستم ترمز دست یافته‌اند اما باز هم همانند روش قبل نمی‌توان پایداری آن را برای تمامی نقاط کار سیستم تضمین نمود بلکه فقط پایداری سیستم حول نقطه تعادل سیستم معنا می‌پذیرد [۶]. همچنین می‌توان در [۷] مشاهده کرد که با استفاده از روش گام به عقب طراحی برای سیستم ترمز به همراه سیستم تعلیق صورت پذیرفته است که از سیستم تعلیق برای حذف اغتشاشات جاده و همچنین به وجود آوردن نیروی عمودی بیش‌تری بر چرخ استفاده می‌شود که خود سبب بهتر شدن عملکرد سیستم ترمز و همچنین کاهش زمان توقف خودرو در عین راحتی سرنشینان می‌گردد. یکی از معایبی که در این سیستم به چشم می‌خورد، به شدت وابسته به مدل بودن این طراحی بیان شده است به گونه ای که نه تنها برای رسیدن به عملکرد مناسب سیستم ترمز باید تمام پارامترهای سیستم را در دسترس داشت بلکه با کمی عدم قطعیت در پارامترهای مدل می‌توان انتظار ناپایداری سیستم را داشت. از این جهت که روش‌های فوق الذکر نتوانستند به طور کامل در برابر عدم قطعیت‌ها مقاومت و عملکرد مناسبی را از خود نشان دهند محققین به دنبال راهکاری جدید رفتند.

در زمینه‌ی کنترل مقاوم سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت تحقیقات فراوانی صورت گرفته است. به عنوان مثال می‌توان به کنترل مد لغزشی اشاره کرد. اما نیاز به کران بالای عدم قطعیت و لرزش سیگنال کنترل از معایب این روش کنترلی می‌باشند. بسیاری از روش‌های کنترلی غیرخطی مقاوم نیازمند مدل نامی سیستم می‌باشند. استفاده از مدل نامی در کنترل کننده ممکن است نیازمند فیدبک گرفتن از سیگنال‌هایی باشد که اندازه‌گیری آن‌ها دشوار باشد. به همین دلیل در دهه‌ی اخیر بسیاری از محققین به استفاده از روش‌های کنترلی مستقل از مدل روی آورده‌اند [۸].



به عنوان جایگزینی برای روش‌های کنترل مقاوم کلاسیک، می‌توان به کنترل فازی اشاره کرد که یک راهبرد کنترلی مقاوم مستقل از مدل می‌باشد. ویژگی تقریب عمومی و خطی بودن نسبت به پارامتر از مهم‌ترین مزایای سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی هستند که موجب استفاده گسترده آن‌ها در کنترل مقاوم سیستم‌های غیرخطی نامعین شده است. وجه اشتراک اکثر این کاربردها تخمین عدم قطعیت و جبران آن در قانون کنترل می‌باشد. عدم قطعیت می‌تواند شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش خارجی باشد. از دیگر مزایای سیستم‌های فازی می‌توان به تحمل پذیری نسبت به خطا، پردازش موازی و توانایی عالی یادگیری اشاره کرد [۹].

کارایی که سیستم‌های فازی به سبب طراحی ساده در پیاده سازی‌های صنعتی از خود نشان داده بود، محققین را به فکر پیاده سازی ترمز ضد قفل خودرو با استفاده از سیستم‌های فازی انداخت. می‌توان مشاهده کرد که در [۱۰] از یک سیستم فازی به گونه‌ای که مستقل از مدل باشد برای پیاده سازی ترمز ضد قفل و جلوگیری از قفل شدن چرخ‌ها استفاده گردیده است که در آن نیز برای شناسایی سطح جاده از سیستم فازی استفاده شده که در نهایت نمی‌توان در آن تضمینی برای پایداری سیستم ترمز ضد قفل مشاهده کرد. همان‌طور که در [۱۱] مشاهده می‌گردد برای به دست آوردن و تنظیم کردن هدف کنترلی در لغزش چرخ مد نظر، از یک کنترل کننده‌ی تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی بهره برده شده است. که در آن سیستم فازی پارامترهای کنترل کننده را برای رسیدن به هدف کنترل که لغزش مطلوب در آن شرایط جاده می‌باشد، تنظیم می‌نماید. با توجه به مقاوم بودن سیستم‌های فازی در برابر عدم قطعیت‌ها در [۱۲] از الگوریتم بهینه سازی ژنتیک برای بهبود عملکرد کنترل کننده‌ی فازی بهینه که نسبت به سطوح متفاوت جاده بهینه باشد، استفاده گردیده است. در حقیقت با بهینه کردن پارامترهای توابع تعلق کنترل کننده نشان داده شده است که این کنترل کننده در شرایط جاده‌ای متفاوت عملکرد مناسبی را از خود نشان داده است اما با این حال تضمینی برای پایداری سیستم بیان نشده است و باز هم می‌توان ناپایداری را در سیستم انتظار داشت.

در اکثر روش های یادشده فوق الذکر تغییرات در سطوح جاده در نظر گرفته نشده‌اند. همان طور که گفته شد برای شرایط جاده‌ای متفاوت، لغزش‌های متفاوتی به عنوان لغزش مطلوب مد نظر می‌باشد. برای نمونه، ترمزگیری در شرایط جاده خشک، نمناک و یخی از این جهت که نیروی اصطکاک تایر جاده در لغزش‌های متفاوتی ماکزیمم می‌گردد، متفاوت خواهد بود. همین امر سبب بروز مشکلاتی برای طراحی سیستم‌های ترمز ضد قفل می‌گردد، از جمله اینکه خودرو در کدام شرایط جاده‌ای واقع شده است که با توجه به آن جاده، لغزش مطلوب برای ورودی حلقه کنترل اعمال گردد. از این جهت طراحی‌ها سعی در پیدا کردن لغزش بهینه به منظور ورودی مرجع حلقه کنترل می‌باشند.

در بعضی از مقالات [۱۳، ۱۴] محققین برای هر شرایط جاده‌ای مقدار لغزش را دانسته فرض کرده‌اند و با توجه به آن عمل پیاده‌سازی سیستم کنترلی را مورد توجه قرار داده‌اند ولی عده‌ای دیگر از پژوهشگران در تحقیقات خود [۱۵] برای مقدار لغزش مد نظر، عدد  $0/2$  را به صورت مصالحه‌ای که در تمامی شرایط جاده‌ای نسبتاً صادق باشد، در نظر گرفته‌اند و با توجه به آن هدف سیستم ترمز ضد قفل را که به وجود آوردن گشتاور ترمزی به نحوی خوردو در مقدار لغزش بهینه بماند را برآورده کرده‌اند. این امر سبب به وجود آوردن تقریبی از حداکثر اصطکاک تایر-جاده می‌گردد.

در مطالعات [۱۶] از سنسورهایی بهره گرفته شده است که می‌تواند اطلاعات مربوط به شرایط ما بین تایر و جاده را که در حقیقت بیان کننده‌ی شرایط جاده می‌باشد را با استفاده از به دست آوردن تغییر شکل آج‌های تایر به دست آورد. همچنین دیده می‌شود که در [۱۷] از حسگرهای پیشرفته‌ای برای به دست آوردن شرایط جاده بهره برده شده است. که متأسفانه از معایب این روش‌ها احتمال آغشته شدن سیستم‌ها به نویز می‌باشد که می‌تواند تاثیرات بسیار حساس و مخربی را بر روی سیستم اعمال نماید و همچنین، همان‌طور که نویسندگان مقالات اذعان کرده‌اند، این روش‌ها بسیار هزینه بردار و گران می‌باشند.

در [۱۸] روشی که برای پیاده سازی کنترل کننده استفاده گردیده است، حالت لغزشی می باشد. در آن مقدار لغزش و همچنین گشتاور مطلوب برای جاده های مختلف به دست آورده شده است. در [۱۰] از سیستم فازی برای شناسایی سطح جاده استفاده شده است که بتواند با توجه به آن لغزش بهینه را به دست آورد، اما متاسفانه فقط مقدار لغزش را به نحوی به دست می آورد که از چرخ های خودرو قفل نشوند. همچنین دیده می شود که با استفاده از روش حداقل مربعات به صورت برخط، که این روش جزو روش های مبتنی بر مدل می باشد برای به دست آوردن لغزش بهینه تلاش شده است [۱۹]. از معایب این روش می توان به همیشه در دسترس نبودن ورودی مناسب با ویژگی تحریک پایا، به گونه ای که پارامترها را شناسایی نماید، اشاره نمود. که این امر ممکن است سبب این شود که با تغییر شرایط جاده پارامترها همگرا نشوند.

در [۲۰] یک مدل دینامیکی برای بیان اصطکاک بین تایر و جاده با نام لاگر<sup>۱</sup> به صورت یک سیستم غیرخطی مرتبه اول معرفی شده است. با توجه به این که مدل دینامیکی می باشد، تقریباً می تواند مدل دقیقی از اصطکاک تایر و جاده را بیان نماید. همچنین با توجه اینکه متغیر اصطکاک داخلی به صورت دینامیکی تعریف شده است [۲۱] محققین توانسته اند به طراحی رویتنگری برای تخمین دینامیک داخلی اصطکاک مبادرت ورزند، که این طراحی رویتنگر به منظور شناسایی پارامتر شرایط جاده صورت پذیرفته است. در [۳] نیاز به دانستن پارامترهای مدل اصطکاک با توجه به سیستم می باشیم. این نیاز در مقالات فوق الذکر [۲۱-۲۳] نیز به چشم می خورد.

همان طور که بیان شد، سیستم های فازی همانند شبکه های عصبی تقریب گره های عمومی می باشند [۲۴] و از این جهت می توانند توابع غیرخطی را با هر دقت دلخواه مطلوب تخمین بزنند. دیده می شود که از این ویژگی سیستم های فازی محققین بسیار بهره برده اند [۲۵, ۲۶]. در [۱۲] سیستم عصبی به دنبال به دست آوردن مقدار لغزش مد نظر می باشد و سیستم فازی نقش کنترل کننده را دارد در این روش پارامترهای کنترل کننده فازی با

---

<sup>۱</sup> LuGre

استفاده از الگوریتم ژنتیک برای نایل شدن به عملکرد مطلوب سیستم ترمز ضد قفل تنظیم می‌گردند. در [۲۷] از کنترل کننده‌ی متداول تناسبی-انتگرالی-مشتقی به همراه رویکرد حالت لغزشی برای طراحی سیستم کنترل ترمز ضد قفل بهره برده شده است. در این روش با توجه به اینکه سرعت چرخ خودرو اندازه‌گیری می‌شود دیگر کنترل کننده نیازی به تعیین شرایط جاده ندارد و مقدار لغزش بهینه با توجه به همان سرعت اندازه‌گیری شده، محاسبه می‌گردد.

با گذر زمان محققین توانسته‌اند به ترکیبی از روش‌های تطبیقی و کنترل فازی دست یابند که به کنترل کننده-های فازی تطبیقی معروف شده‌اند. این روش کنترلی از مزیت اثبات پایداری برای سیستم تحت کنترل مد نظر برخوردار می‌باشد. روش کنترل فازی تطبیقی را می‌توان به صورت معمول به ۳ دسته غیر مستقیم، مستقیم و ترکیبی از روش مستقیم و غیر مستقیم در نظر گرفت. در حالت غیر مستقیم، کنترل سیستم مبتنی بر دانش سیستمی فرد خبره از سیستم می‌باشد و ابتدا سیستم تحت کنترل با استفاده از سیستم‌های فازی مدل می‌گردند و پس از آن در قانون کنترل استفاده می‌شوند در حالتی که در روش مستقیم، کنترل سیستم مبتنی بر دانش کنترلی می‌باشد و به صورت مستقیم از سیستم فازی به عنوان کنترل کننده استفاده می‌گردد. و اما روش سوم به صورت ترکیبی از روش مستقیم و غیر مستقیم می‌باشد. از این روش‌ها می‌توان به عنوان روش‌هایی مناسب برای کنترل سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت یاد نمود [۲۴، ۲۸، ۲۹]. وجود اغتشاشات و نیز خطای تخمین در سیستم فازی، سبب این گردیده است که نتوان خطای سیگنال خروجی از سیگنال مرجع را به صورت کامل حذف نمود. اما به علتی این که می‌توان برای کنترل فازی تطبیقی با بهره بردن از روش مستقیم لیاپانوف، تضمینی برای پایداریش ارائه کرد، این روش به تازگی توانسته است علاقه‌ی زیادی را برای استفاده کردن از آن در سیستم ترمز ضد قفل به جهت داشتن اثبات پایداریش و از این جهت که سیستم ترمز ضد قفل با ایمنی افراد سروکار دارد، ایجاد نماید [۳، ۱۵، ۲۶، ۳۰].

می‌توان در این بخش به روشی اشاره نمود که در سال‌های اخیر برای دسته‌ی خاصی از سیستم‌های غیرخطی به صورت بازگشتی با نام روش گام به عقب پیاده‌سازی می‌شود. در روش گام به عقب یا همان پسگام، می‌توان سیستم را به صورت زیر سیستم‌هایی از یک سیستم غیرخطی فرض نمود که با انتخاب تابعی از حالت‌های سیستم برای ورودی شبه کنترل، عمل می‌نماید. علاقه‌مندی به وجود آمده توسط محققین سبب شده است که از این روش کنترلی برای کنترل ترمز ضد قفل استفاده نمایند [۷]. در مرجع [۳۱، ۳۲] با بهره بردن از سیستم‌های فازی تطبیقی به همراه روش گام به عقب و در [۳۳، ۳۴] با استفاده هم‌زمان از شبکه عصبی به همراه روش گام به عقب از شبکه‌های عصبی و سیستم‌های فازی برای تخمین جملات غیرخطی و نامعلوم سیستم ترمز ضد قفل استفاده گردید. در [۳۵، ۳۶] از روش کنترل پسگام تطبیقی نیز بهره برده شده است. در اکثر کنترل‌کننده‌های تطبیقی پیشنهادی، محدود بودن سیگنال‌ها محقق می‌شود.

یکی از مواردی که در کنار بحث کنترل در سیستم ترمز ضد قفل اهمیت دارد بحث مدل‌سازی در اصطکاک تایر-جاده می‌باشد. محققین معمولاً از مدل اصطکاک بورکهارت<sup>۱</sup> به علت اینکه مدلی استاتیکی و بسیار ساده قابلیت پیاده‌سازی دارد، استفاده می‌کنند و این موضوع را می‌توان در اکثر کتاب‌های ترمز ضد قفل مشاهده نمود [۲]. اما در کنار بهره‌برداری ساده از این مدل می‌توان به عدم وجود مدل‌سازی بسیاری از عوامل غیرخطی و واقعی که در بین تایر و جاده، از قبیل حلقه‌های هیستریزس و جابه‌جایی پیش‌لغزش می‌باشد، اشاره نمود [۲۱، ۳۷]. یکی دیگر از این مدل‌ها، مدل فرمول طلایی می‌باشد که توسط پسجکا ارائه گردیده است که علی‌رغم این‌که تاکنون توانسته است به خوبی با دیگر مدل‌ها از جهت مطابقت با داده‌های آزمایشگاهی رقابت داشته باشد اما به علت این‌که ماهیت واقعی آن در مدل‌سازی کاملاً مشخص نمی‌باشد در مقالات کمتر از آن استفاده می‌گردد. در عوض اکثر مدل‌های دینامیکی سعی در مدل کردن تمام رفتارهای غیرخطی در مدل خود نموده‌اند. می‌توان از مدل

---

<sup>۱</sup> Burckhardt

اصطکاک دینامیکی تایر-جاده با نام لاگر نام برد که در مدل به علت مشخص بودن ماهیت واقعی تمام مولفه‌ها و همچنین مدل کردن رفتار غیرخطی تایر-جاده می‌توان آن را یکی از بهترین مدل‌ها دانست [۳۸].

یکی از مشکلاتی که در طراحی سیستم‌های ضد قفل به چشم می‌خورد دانستن مقدار لغزش می‌باشد از این جهت که لغزش از دو مقدار سرعت چرخ و خودرو به دست می‌آید دانستن این سرعت‌ها اهمیت پیدا می‌کند. می‌توان به سرعت زاویه‌ای چرخ با هزینه‌ی اندک دست پیدا نمود. اما در عوض برای پیدا کردن سرعت خطی خودرو در بعضی از شرکت‌ها از موقعیت سنج‌های ماهواره‌ای و سنسورهای گران قیمت استفاده نموده‌اند [۳۹]. همچنین می‌توان در [۸، ۴۰] دید، به علت این‌که روش‌های فوق‌الذکر هزینه‌بر بوده‌اند از تخمین‌گرهای فیلتر کالمن و فیلتر کالمن توسعه یافته استفاده گردیده است. این روش‌ها با اینکه توانسته‌اند در زمینه‌ی تخمین سرعت خودرو پیشرفتی را نشان دهند، دارای معایبی نیز هستند. از جمله می‌توان به وابستگی بودن این روش‌ها بر خطی سازی اشاره نمود که سبب گردیده است تا تمام اثرات عوامل غیر خطی در نظر گرفته نشوند. از این جهت به کار بردن تخمین‌گرهایی غیرخطی که در کنار تخمین سرعت خودرو تمام عوامل غیرخطی را در نظر داشته باشند، اهمیت پیدا می‌کند.

### ۱-۳- اهداف پروژه

هدف از انجام این پروژه تحقیقاتی طراحی سیستم کنترل ترمز ضد قفل با استفاده از شناسایی مشخصات جاده می‌باشد. مدل اصطکاک لاگر که به خوبی بیان‌کننده‌ی اصطکاک تایر-جاده می‌باشد، انتخاب می‌گردد تا در بخش شناسایی مشخصات جاده، با توجه به معادلات غیرخطی بیان‌کننده‌ی اصطکاک تایر-جاده، یک تخمینگر غیرخطی به منظور شناسایی نوع جاده به همراه دیگر حالت‌های سیستم طراحی گردد. تخمینگر مشخصات جاده سبب شناسایی نوع سطح جاده می‌گردد. اطلاع از مشخصات سطح جاده، نیاز صنعت به طراحی سنسورهای گران قیمت برای این امر را از بین می‌برد. همچنین سبب کاهش نویز در سیستم می‌گردد. شناسایی مشخصات جاده سبب دسترسی غیرمستقیم به لغزش بهینه‌ی مورد نیاز برای ترمز می‌گردد. در بخش کنترل به استفاده از کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم پیشنهاد شده برای سیستم ترمز ضد قفل پرداخته می‌شود که آنها بر پایه‌ی رویکرد عمل می‌کنند. در آن قسمت‌ها مقایسه و بررسی عملکرد و پایداری کنترل‌کننده‌های پیشنهاد شده بررسی می‌گردد.

همچنین نشان داده خواهد شد که سیگنال کنترلی به نحوی به سیستم اعمال می‌گردد که حلقه‌ی کنترلی از لغزش بهینه‌ی مناسبی که توسط رویکرد مشخصات جاده ایجاد می‌شود، پیروی کند. این امر سبب می‌شود که خودرو در کمترین زمان متوقف گردد و همچنین با قفل نشدن چرخ‌ها، پایداری عرضی وسیله نقلیه حفظ شود.

## ۱-۴- مروری بر ساختار کلی پایان نامه

فصل دوم به مدل سازی ریاضی حرکت، در مدل ۱/۴ خودرو می پردازد. همچنین بیان ساده ای از نحوه ی عملکرد سیستم های ترمز هیدرولیکی را عنوان می کند. سپس عمده ی مدل های اصطکاک بین تایر و جاده بیان می شود. و در انتها از مشکلات سیستم های ترمز عادی، و علت طراحی سیستم های ترمز ضد قفل سخن گفته می شود.

فصل سوم به طراحی رویتگری (تخمینگری) برای مدل اصطکاک دینامیکی تایر-جاده لاگر، که رفتار غیرخطی دارد، اختصاص داده شده است. که در این رویتگر می توان با فرض در دسترس بودن سرعت زاویه ای و گشتاور ترمزی اعمالی به خودرو، می توان به شناسایی پارامتر مشخصات جاده نیز نائل آمد.

فصل چهارم مربوط به طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مستقیم بر اساس رویتگر می باشد. در رویتگر پایه سعی بر این است که بردار تخمین خطا، به دنبال بردار خطا برود و اختلاف آن ها کم گردد. در نهایت در کنترل کننده از بردار تخمین خطا برای کنترل کننده استفاده شود. سپس پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف بررسی و تحلیل می گردد.

فصل پنجم مربوط به طراحی کنترل کننده ی فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر اساس رویتگر می باشد. در این فصل علاوه بر اینکه کنترل کننده بر اساس رویتگر عمل می کند از دانش سیستمی به منظور کنترل استفاده شده است. همچنین در قانون کنترل از سیگنال ورودی به منظور مقاوم سازی سیستم در مقابل قطعیت سیستم فازی و اغتشاش بهره برده شده است.

لازم به ذکر است که در تمام فصول چهار و پنج از لغزش بهینه ای که توسط تخمین گر مشخصات جاده حاصل می شود، استفاده گردیده است.





## فصل دوم

### مدل سازی ریاضی و شرح مسئله

## ۲-۱- مدل ترمز وسیله نقلیه

وسیله نقلیه به هنگام ترمزگیری از باد، لرزش سیستم تعلیق و مواردی دیگر تاثیر می‌پذیرد. بدین منظور توصیف دقیق و کامل مدل دینامیکی ترمز ضد قفل سخت می‌باشد. دو فرض اساسی و مهم حرکت وسیله نقلیه در یک جاده سطح صاف و همچنین صرف نظر کردن از دینامیک‌های ناشی از چرخش حول محور عمودی در نظر گرفته می‌شود [۲].

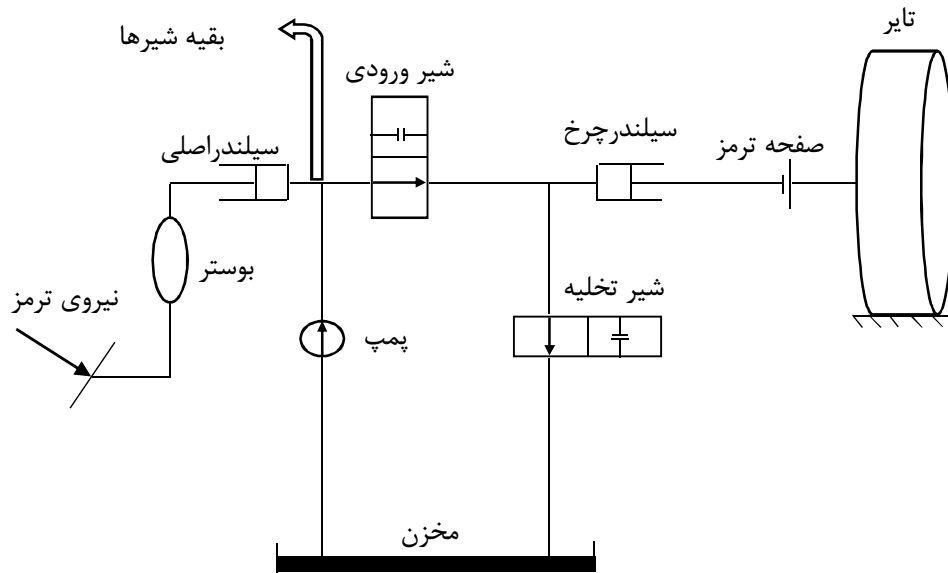
## ۲-۲- سیستم ترمز هیدرولیک

ترمز اغلب خودروها از نوع هیدرولیک است که می‌توان شکل شماره ۲-۱ را نمونه‌ای از نمایش ساده آن دانست. اگر دریچه تخلیه باز و دریچه ورود بسته باشد آنگاه سیال در جهت کاهش فشار خود به مخزن بر می‌گردد و فشار از پشت لاستیک، به صورت کاهشی در می‌آید و اگر دریچه ورود باز و دریچه تخلیه بسته باشد فشار پدال به پشت لاستیک در حال افزایش می‌باشد [۴۱].

در مرجع [۴۱] اشاره شده است، با صرف نظر کردن از عوامل غیرخطی و دما می‌توان گشتاور ترمزی را به صورت تابعی خطی از فشار ترمزی معرفی نمود. ضرایبی که در فشار ترمزی ضرب می‌شوند، شامل شعاع روتور موثر، فاکتور ترمز، تاثیرپذیری مکانیکی و محدوده‌ی سیلندر چرخ می‌باشد.

با صرف نظر کردن از مقاومت سیال در لوله و مشخصات سیال می‌توان گشتاور ترمزی را به صورت تابعی از فشار ترمز در سیلندر اصلی معرفی نمود. این تقریب را می‌توان در بسیاری از مقالات برای ترمز ضد قفل مشاهده کرد [۴۲، ۴۳].

$$T_b = K_b P_i \quad (1-2)$$



شکل ۲-۱ نمایش ساختار کلی ترمز هیدرولیک خودرو

می‌توان  $T_b$  را گشتاور ترمزی،  $P_i$  فشار ترمزی و همچنین  $K_b$  بهره‌ی بین گشتاور ترمزی و فشار ترمزی معرفی کرد.

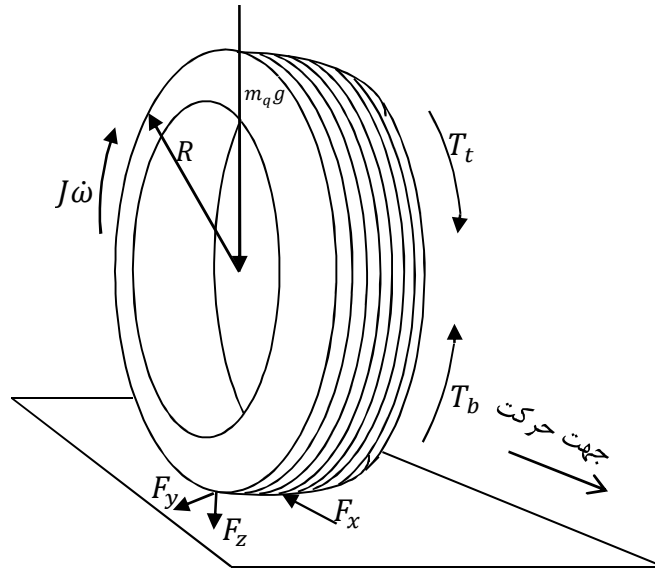
### ۲-۳ مدل حرکتی یک چهارم خودرو

در شکل ۲-۲ یک تایر همراه با نمایش گشتاور حرکتی  $T_t$  و گشتاور ترمزی  $T_b$  نشان داده شده است. معادلات دینامیکی‌های طولی و دورانی وسیله نقلیه به ترتیب به صورت زیر می‌باشد.

$$\dot{\omega} = \frac{T_t - T_b}{J} = \frac{RF_x - K_b P_i}{J} \quad (2-2)$$

$$\dot{v} = \frac{-F_x}{m_q} \quad (3-2)$$

$v$  سرعت وسیله نقلیه،  $F_x$  نیروی اصطکاکی طولی،  $m_q$  جرم یک چهارم خودرو،  $\omega$  سرعت زاویه‌ای وسیله نقلیه،  $J$  ممان اینرسی و  $R$  شعاع چرخ می‌باشد.



شکل ۲-۲ نمایش چرخ در هنگام ترمزگیری

می توان نیروهای وارد بر چرخ خودرو را به سه صورت بیان کرد.

الف) نیروی اصطکاکی طولی  $F_x$ ، که سبب می شود راننده شتاب گیری مثبت و منفی را با چرخش در خط مستقیم ایجاد نماید.

ب) نیروی اصطکاکی عرضی  $F_y$ ، سبب هدایت پذیری وسیله نقلیه می گردد.

ج) نیروی عکس العمل سطح  $F_z$ ، که مولفه های وزنی را به صورت نیروی عمود بر سطح جاده اعمال می کند.

با تقسیم دو نیروی اصطکاکی طولی و عکس العمل سطح، ضریب اصطکاک تایر و جاده به صورت زیر تعریف می گردد.

$$\mu = \frac{F_x}{F_z} \quad (۴-۲)$$

یکی از مولفه های مهم در کنترل ترمز ضد قفل مقدار لغزش در هنگام ترمزگیری می باشد که با صرف نظر کردن از حرکات جانبی خودرو بدین صورت تعریف می گردد [۲].

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (5-2)$$

همان‌طور که در معادله (۵-۲) دیده می‌شود لغزش چرخ به صورت نسبی نرمالیزه شده بین چرخ و بدنه خودرو تعریف می‌گردد. اگر لغزش یک شود آنگاه چرخ‌ها قفل شده‌اند ( $\omega = 0$ ) و اگر لغزش صفر باشد، نشان از چرخش چرخ بدون هیچ گونه گشتاور ترمزی دارد ( $R\omega = v$ ).

## ۲-۴ مدل اصطکاک بین تایر-جاده

ارتباط بین تایر-جاده را با ضریب اصطکاک تایر-جاده که  $\mu(\lambda)$  می‌باشد، نمایش می‌دهند. عموماً اصطکاک تایر-جاده به صورت تابعی غیر خطی از لغزش می‌باشد که دارای یک نقطه ماکزیمم در هر شرایط جاده‌ای می‌باشد. برای نمونه در مرجع [۳۷] می‌توان شکل منحنی‌های تغییرات ضریب اصطکاک بین تایر-جاده را در شرایط جاده‌ای متفاوت مشاهده نمود.

با توجه به پیشرفت‌های روزافزون علم در هر برهه از زمان، مدل‌های ریاضی برای بیان رابطه ضریب اصطکاک تایر-جاده بر حسب متغیر لغزش بیان شده است.

ارتباط ضریب اصطکاک تایر-جاده در [۴۴]، به صورت مدلی ریاضی، که تابعی از سرعت خودرو و مقدار لغزش می‌باشد، بیان گردیده است.

$$\mu(\lambda, v) = (C_1(v - e^{-C_2\lambda}) - C_3\lambda)e^{-C_4\lambda} \quad (6-2)$$

که در رابطه‌ی فوق،  $C_i$  ها به عنوان ضرایبی هستند که شرایط جاده‌ای را مشخص می‌کنند و خودرو در آن جاده واقع شده است. همچنین  $v$  بیان‌کننده‌ی سرعت خودرو با فرض در دسترس بودن می‌باشد.

می‌توان با نادیده گرفتن  $v$  در رابطه‌ی (۶-۲) با توجه به [۴۵] و همچنین با تقریب توابع نمایی موجود در آن به رابطه (۷-۲) رسید.

$$\mu(\lambda) = K_s \frac{\lambda}{C_1 \lambda^2 + C_2 \lambda + 1} \quad (7-2)$$

رابطه (7-2) مدل ریاضی می‌باشد که رابطه‌ی ضریب اصطکاک تایر-جاده را بر حسب مقدار لغزش بیان می‌نماید. که  $C_i$  ها به عنوان ضرایبی هستند که شرایط جاده‌ای که خودرو در آن می‌باشد را مشخص می‌کنند و  $K_s$  به عنوان شیب منحنی اصطکاک-لغزش در لغزش صفر ( $\lambda = 0$ ) می‌باشد.

در مرجع [46] مدل پسجکا ارائه شده است. همچنین صریحا به این موضوع اشاره شده، که این مدل با استفاده از مطابقت داده‌های عملی محاسبه گردیده است. رابطه‌ی (8-2) که بیان کننده‌ی این مدل می‌باشد را می‌توان با تغییر در ضرایب  $D_i$  هایش، نشان دهنده‌ی شرایط مختلف جاده‌ای دانست.

$$\mu(\lambda) = D_1 \sin[D_2 \arctan(D_3 \lambda - D_4 [D_3 \lambda - \arctan(D_3 \lambda)])] \quad (8-2)$$

مدل پیشنهادی دیگری با نام بورکهارت به صورت رابطه‌ی (9-2) در [44] ارائه شده است.

$$\mu(\lambda) = C_1 (1 - e^{-C_2 \lambda}) - C_3 \lambda \quad (9-2)$$

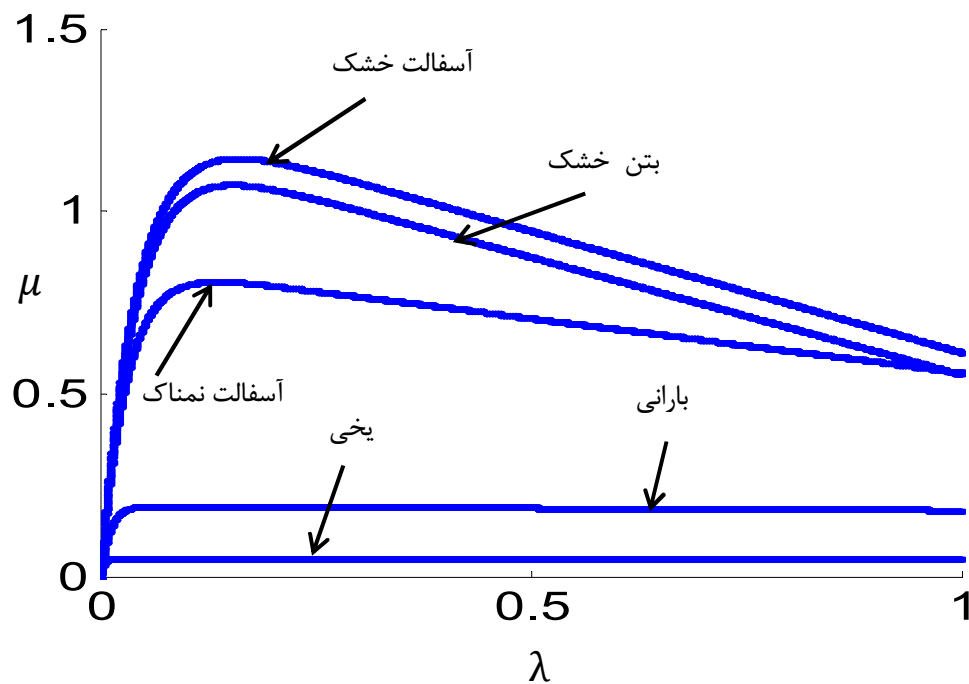
در این مدل نیز  $C_i$  ها بیان کننده شرایط جاده می‌باشند که اعداد مربوط به هر نوع جاده در جدول 1 بیان شده است.

در شکل 2-3 منحنی‌های لغزش-ضریب اصطکاک برای مدل بورکهارت ترسیم شده است.

یکی از ویژگی‌هایی که تمام این مدل‌های گفته شده دارند این است که، می‌توان با در اختیار داشتن ضرایب  $C_i$  های مدل، ضریب اصطکاک تایر-جاده را در شرایط مختلف جاده‌ای داشت. همچنین در هر کدام از شرایط جاده نقطه ماکزیمم منحنی‌های لغزش-ضریب اصطکاک در لغزش‌های متفاوتی اتفاق می‌افتد. همچنین ویژگی دیگری که همه‌ی این مدل‌ها دارند، استاتیکی بودن این مدل‌ها می‌باشد.

جدول ۱-۲ پارامترهای مدل بورکهارت در شرایط مختلف جاده‌ای (۴۸)

شرایط جاده	$C_1$	$C_2$	$C_3$
بتن خشک	۱/۱۹۷۳	۲۵/۱۶۸	۰/۵۳۷۳
آسفالت خشک	۱/۲۸۰۱	۲۳/۹۹	۰/۵۲
آسفالت نمناک	۰/۸۵۷	۳۳/۸۲۲	۰/۳۴۷
بارانی	۰/۱۹۴۶	۹۴/۱۲۹	۰/۰۶۴۶
یخی	۰/۰۵	۳۰۶/۳۹	۰



شکل ۳-۲ نمایش منحنی‌های لغزش-ضریب اصطکاک (مدل بورکهارت)



## ۲-۴-۱ مدل اصطکاک لاگر

حال به معرفی مختصر مدل اصطکاک دینامیکی لاگر پرداخته می‌شود. طبق تحقیقات گذشته [۴۸] مدل اصطکاک تایر-جاده لاگر به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (10-2)$$

$$F_x = (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z} + \delta_2 v_r) F_z \quad (11-2)$$

$$g(v_r) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left| \frac{v_r}{v_s} \right|^{1/2}} \quad (12-2)$$

$F_c$  اصطکاک کولنی نرمالیزه شده<sup>۱</sup>،  $F_s$  اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده<sup>۲</sup>،  $v_s$  سرعت نسبی استریک<sup>۳</sup>،  $\delta_0$  سختی فشرده شده طولی لاستیک<sup>۴</sup>،  $\delta_1$  میرایی فشرده شده طولی لاستیک<sup>۵</sup>،  $\delta_2$  میرایی نسبی چسبندگی<sup>۶</sup>،  $\theta$  معرف پارامتر مشخصات جاده (بی‌بعد) می‌باشد و  $v_r$  سرعت نسبی به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$v_r = v - R\omega \quad (13-2)$$

با توجه به بررسی‌های عملی بر روی خودروها، محققین به این نتیجه رسیده‌اند که در هنگام قفل شدن چرخ‌ها مقدار ضریب اصطکاک تایر-جاده کاهش می‌یابد. در حین رانندگی عادی بدون ترمزگیری، مقدار لغزش چرخ حدود صفر ( $\lambda = 0$ ) می‌باشد. اما در زمان ترمزگیری با کم شدن سرعت زاویه‌ای، مقدار لغزش افزایش می‌یابد به نحوی که در هنگامی که چرخ‌ها کاملاً قفل شده‌اند. مقدار لغزش چرخ یک ( $\lambda = 1$ ) می‌گردد. حال باتوجه

<sup>۱</sup> The normalized Coulomb friction

<sup>۲</sup> The normalized Static friction

<sup>۳</sup> Stribeck relative velocity

<sup>۴</sup> The rubber longitudinal lumped stiffness

<sup>۵</sup> The rubber longitudinal lumped damping

<sup>۶</sup> The viscous relative damping

به کاهش ضریب اصطکاک تایر-جاده می‌توان انتظار داشت که مسافت طی شده برای توقف در این حالت افزایش یابد. در ضمن نتایج عملی حاکی از آن است [۲] که در زمان قفل شدن چرخ‌های خودرو، ضریب اصطکاک عرضی بین آن‌ها و سطح جاده به شدت کاهش می‌یابد به نحوی که خودرو پایداری و تعادل عرضی‌اش را از دست می‌دهد و می‌تواند با کوچکترین نیرویی در جهت عرضی، از مسیرش منحرف گردد.

مقدار لغزش بهینه با تغییر جاده، تایر، باد و عواملی از این قبیل تغییر می‌کند. همان‌طور که در شکل ۲-۳ مشاهده می‌گردد با شروع ترمزگیری مقدار لغزش شروع به افزایش می‌نماید تا اینکه در مقدار لغزش بهینه، بیشترین ضریب اصطکاک بین تایر و جاده ایجاد می‌شود. پس از آن هرچه که مقدار لغزش افزایش می‌یابد و چرخ به سمت قفل شدن می‌رود، مقدار ضریب اصطکاک بین تایر و جاده کاهش می‌یابد. از این حیث سیستم ترمز ضد قفل، سعی در نگه داشتن خودرو در لغزش بهینه به منظور داشتن بیشترین اصطکاک و توقف سریع‌تر خودرو را دارد. در ترمزهای معمولی از این جهت که راننده اطلاعی از شرایط جاده به صورت دقیق ندارد با اعمال بیش از حد ترمز سبب قفل شدن چرخ‌ها می‌گردد. قفل شدن چرخ‌ها سبب کاهش ضریب اصطکاک تایر-جاده و افزایش زمان توقف وسیله‌نقلیه می‌گردد.

یکی از مشکلات عمده‌ای که در طراحی سیستم‌های ضد قفل وجود دارد، ندانستن مقدار لغزش بهینه می‌باشد. با توجه به اینکه رانندگی در سطوح جاده‌ای متفاوت از قبیل آسفالت خشک، نمناک، بارانی، برفی و یخی صورت می‌پذیرد از این جهت مقدار لغزش بهینه‌ی مربوط به هر کدام از شرایط جاده‌ای متفاوت خواهد بود. ابتدا باید شرایط جاده‌ای که خودرو در آن واقع شده است، مشخص گردد. سپس با استفاده از مقدار لغزش بهینه‌ی آن شرایط جاده‌ای، حلقه‌ی کنترل بر مبنای آن عمل نماید.

در فصول بعدی ابتدا به طراحی روبرتگری برای شناسایی مشخصات جاده پرداخته می‌شود. سپس با استفاده از مقدار لغزش به دست آمده توسط تخمینگر، کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی پیشنهاد شده، پیاده سازی می‌شوند.



## فصل سوم

### طراحی تخمین‌گر مشخصات جاده

### ۳-۱ مقدمه

مدل‌های اصطکاک دینامیکی به خوبی می‌توانند اصطکاک تایر-جاده را مدل کنند. یکی از مشخصات مهمی که به صورت بالقوه هر مدلی باید داشته باشد، توانایی آن در مدل کردن نزدیک پدیده‌های فیزیکی مربوط به اصطکاک تایر-جاده از قبیل حلقه‌های هیستریزس، جابه‌جایی پیش لغزش می‌باشد و همچنین داشتن مولفه‌ای که تغییرات شرایط جاده را شامل گردد. در مدل لاگر می‌توان این مشخصات را مشاهده کرد. تخمین‌گر مشخصات جاده، براساس مدل اصطکاک لاگر طراحی می‌گردد.

### ۳-۲ معادلات اصطکاک

همان‌طور که در فصل ۲ بیان گردید، معادلات بیان‌کننده اصطکاک به این نحو می‌باشند.

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (1-3)$$

$$F_x = (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z} + \delta_2 v_r) F_z \quad (2-3)$$

$$g(v_r) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left|\frac{v_r}{v_s}\right|^{1/2}} \quad (3-3)$$

$F_c$  اصطکاک کولنی نرمالیزه شده،  $F_s$  اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده،  $v_s$  سرعت نسبی استریک،  $\delta_0$  سختی فشرده شده طولی لاستیک،  $\delta_1$  میرایی فشرده شده طولی لاستیک،  $\delta_2$  میرایی نسبی چسبندگی،  $\theta$  معرف تغییرات در شرایط جاده یا به عبارتی میزان چسبندگی جاده را نشان می‌دهد. و  $v_r$  سرعت نسبی است که به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$v_r = v - R\omega \quad (4-3)$$

لازم به ذکر است که  $z$  نشان دهنده حالت اصطکاک داخلی و  $F_z$  نیروی نرمال می‌باشد. همچنین  $F_c \leq F_s$  و متعلق به بازه‌ی  $[0,1]$  هستند  $F_c, F_s$ .

مدل تک چرخ وسیله نقلیه با استفاده از روابط ۲-۳ و ۳-۲ چنین نوشته می‌شود.

$$m\dot{v} = -F_z(\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) - \delta_2 v_r F_z \quad (۵-۳)$$

$$j\dot{\omega} = +RF_z(\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) + \delta_\omega \omega - u_r \quad (۶-۳)$$

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (۷-۳)$$

که  $g(v_r)$  چنین تعریف می‌گردد.

$$g(v_r) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left|\frac{v_r}{v_s}\right|^{1/2}} \quad (۸-۳)$$

به طوری که از  $\delta_2$  در معادله ۳-۶ صرف نظر شده است. و  $\delta_\omega$  جایگزین شده است، که معرف اصطکاک چرخشی چسبندگی می‌باشد [۲۱].

مدل لاگر (۷-۳) برای  $\theta = 0$  دارای مشخصات مهم زیر می‌باشد [۲۱].

۱- به ازای هر  $t > 0$  اگر  $|z(0)| < \frac{F_s}{\delta_0}$  باشد آنگاه  $|z(t)| < \frac{F_s}{\delta_0}$ .

۲- به ازای تمام سرعت‌های نسبی  $v_r$  می‌توان نوشت.

$$0 < F_c \leq g(v_r) \leq F_s \leq 1 \quad (۹-۳)$$

۳- اگر فرض شود که سرعت نسبی  $v_r$  محدود باشد آنگاه سمت راست معادله ۳-۷ لیبشیتز سراسری<sup>۱</sup> است. و اگر محدود نباشد آنگاه لیبشیتز محلی<sup>۲</sup> می‌باشد.

<sup>۱</sup> Globally Lipschitz

<sup>۲</sup> Locally Lipschitz

مشخصه‌ی اول نشان می‌دهد که حالت اصطکاک داخلی محدود است و باند بالایی آن توسط پارامتر اصطکاک استاتیکی مشخص می‌گردد. مشخصه‌ی دوم و سوم، وجود و یکتایی یک حل برای معادله ۳-۷ را مشخص می‌کند.

حال با توجه به این فرض که فقط  $\omega$  قابل اندازه‌گیری است و  $u_r$  به عنوان متغیر ورودی تخمین‌گر می‌باشد، می‌توان معادلات را برای طراحی تخمین‌گر فرمول بندی کرد.

### ۳-۳ فرمول بندی سیستم

اگر بتوان مساله را به فرم کلی زیر درآورد، می‌توان برای آن تخمین‌گری پیشنهاد داد.

$$\dot{X} = A_r X + B_r (\theta \phi(y_r, u_r, X)) + R_r u_r \quad (۱۰-۳)$$

$$\dot{\theta} = 0 \quad (۱۱-۳)$$

$$y_r = C_r^T X \quad (۱۲-۳)$$

با توجه به معادلات فوق‌الذکر می‌توان با در نظر گرفتن بردار متغیرهای حالت به صورت  $X = [v \quad \omega \quad z]^T$  و خروجی  $y_r$ ، از روابط ۳-۵ تا ۳-۶ داشت.

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{-F_z(\delta_1 + \delta_2)}{m} & \frac{RF_z(\delta_1 + \delta_2)}{m} & \frac{-F_z\delta_0}{m} \\ \frac{RF_z\delta_1}{j} & \frac{-R^2F_z\delta_1 + \delta_\omega}{j} & \frac{RF_z\delta_0}{j} \\ 1 & -R & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{F_z\delta_1}{m} \\ -\frac{RF_z\delta_1}{j} \\ -1 \end{bmatrix} (\theta \phi(y_r, X)) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} u_r \quad (۱۳-۳)$$

$$\dot{\theta} = 0 \quad (۱۴-۳)$$

$$\omega = [0 \quad 1 \quad 0]X \quad (۱۵-۳)$$

همان طور که مشخص است ابتدا خودرو در یک سطح جاده واقع شده است و تغییرات پارامتر شرایط جاده  $\theta$ ، صفر است. همچنین  $\phi(y_r, X) = \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z$  به عنوان تابعی غیرخطی تعریف می‌گردد. باید در نظر داشت که  $y, \phi(y, X), \theta \in R$  و  $X \in R^3$  می‌باشد. فرض می‌شود که حالت‌های سیستم محدود هستند.

### ۱-۳-۳ شرایط طراحی تخمینگر

ضمنا شرایط زیر برای طراحی رویتگر در نظر گرفته می‌شود.

شرط ۱:  $(A_r, C_r^T)$  رویت پذیر باشند (رتبه ماتریس رویت پذیری کامل باشد).

با تشکیل ماتریس رویت پذیری به صورت  $O = [C^T \quad C^T A \quad C^T AA]^T$  رتبه آن ۳ می‌باشد.

شرط ۲: یک تابع معلوم به صورت  $0 \leq \rho(y_r, u_r) \leq \rho_0 \leq \infty$  و باند بالایی  $f_{max}$  وجود داشته باشد به نحوی که:

$$|\phi(y_r, u_r, x_1) - \phi(y_r, u_r, x_2)| \leq \rho \|x_1 - x_2\| \quad \forall x_1, x_2 \quad (۱۶-۳)$$

$$|\phi(y_r, u_r, x)| \leq f(\|X\|) \leq f_{max} \quad \forall \|X\| < \infty, \forall |y_r| < \infty, \forall |u_r| < \infty \quad (۱۷-۳)$$

با  $\phi(y, X) = \delta_0 \frac{|v - Ry_r|}{g(v_r)} z$  نتیجه می‌شود.

$$|\phi(y, X)| \leq \delta_0 \frac{|v - Ry_r|}{g(v_r)} |z| \quad (۱۸-۳)$$

$$\leq \frac{\delta_0}{F_c} |v - Ry_r| |z| \quad (۱۹-۳)$$

$$\leq \frac{\delta_0}{F_c} (|Ry_r| + |v|) |z| \quad (۲۰-۳)$$

$$\leq \frac{\delta_0}{F_c} [(R)y_{max} + |v|] |z| = f(\|X\|) \quad (۲۱-۳)$$



که بیشترین مقدار خروجی  $y_{max}$  نامیده می‌شود.

می‌توان تخمین نامعادله (۳-۲۱) را بدین صورت تعریف کرد.

$$|\phi(y, \hat{X})| \leq \frac{\delta_0}{F_c} [(R)y_{max} + |\hat{v}|] |\hat{z}| = f(\|\hat{X}\|) \quad (۲۲-۳)$$

شرط ۳:  $K_f$  به نحوی تعیین گردد که که نگاشت  $\tilde{y}: \Gamma \rightarrow R(s)$  اکیداً حقیقی مثبت باشد. و نیز بتوان لم کالمن

- یا کوویچ<sup>۱</sup> را به کار بست.

$$\dot{\tilde{X}} = (A_r - K_f C_r^T) \tilde{X} + B_r \Gamma \quad (۲۳-۳)$$

$$\tilde{y}_r = C_r^T \tilde{X} \quad (۲۴-۳)$$

از این حیث اگر  $(A_r - K_f C_r^T)$  هریتز باشد آنگاه  $\forall Q_r^T = Q_r > 0$  وجود دارد  $P = P^T > 0$  به طوری که:

$$P(A_r - K_f C_r^T) + (A_r - K_f C_r^T)^T P = -Q_r \quad (۲۵-۳)$$

$$PB_r = C_r \quad (۲۶-۳)$$

شرط ۴: این شرط برای  $|\theta| > \theta_{max}$  برقرار باشد.

$$\lambda_{min}(Q) - 2\|C_r^T\| \theta_{max} \rho_0 = L_0 > 0 \quad (۲۷-۳)$$

شرط ۵: مسیر  $(y_r(t), u_r(t), X(t))$  از سیستم، برای اطمینان از همگرایی پارامترها چنین باشد.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi(y_r, u_r, X) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\delta_0 |v(t) - Ry_r(t)| z(t)}{g(v_r)} \neq 0 \quad (۲۸-۳)$$

---

<sup>۱</sup> Kalman\_Yakubovich

بنابراین سرعت نسبی و حالت اصطکاک داخلی نباید به طور مجانبی به صفر همگرا شوند تا پارامترهای تخمین-زده شده همگرا شوند.

### ۳-۴ طراحی تخمینگر

حال رویتنگری به فرم زیر برای تخمین پارامتر  $\theta$  پیشنهاد می‌گردد.

$$\dot{\hat{X}} = A_r \hat{X} + B_r \left( \hat{\theta} \phi(y_r, u_r, \hat{X}) \right) + R_r u + K_f (y_r - \hat{y}_r) + B_r v_1 \quad (29-3)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = v_2 \quad (30-3)$$

$$\hat{y}_r = C_r^T \hat{X} \quad (31-3)$$

تخمینگری به فرم زیر برای سیستم مورد مطالعه پیشنهاد می‌گردد.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} = & \begin{bmatrix} \frac{-F_z(\delta_1 + \delta_2)}{m} & \frac{RF_z(\delta_1 + \delta_2)}{m} & \frac{-F_z\delta_0}{m} \\ \frac{RF_z\delta_1}{j} & \frac{-R^2F_z\delta_1 + \delta_\omega}{j} & \frac{RF_z\delta_0}{j} \\ 1 & -R & 0 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} \frac{F_z\delta_1}{m} \\ -RF_z\delta_1 \\ -1 \end{bmatrix} \left( \hat{\theta} \phi(y_r, \hat{X}) \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} u_r \\ & + \begin{bmatrix} k_{f1} \\ k_{f2} \\ k_{f3} \end{bmatrix} (y_r - \hat{y}_r) + \begin{bmatrix} \frac{F_z\delta_1}{m} \\ -RF_z\delta_1 \\ j \\ -1 \end{bmatrix} v_1 \end{aligned} \quad (32-3)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = v_2 \quad (33-3)$$

$$\hat{y}_r = C_r^T \hat{X} \quad (34-3)$$

$v_1$  و  $v_2$  پارامترهای طراحی می‌باشند که متعاقبا تعیین می‌گردند و  $\hat{z} = \delta_0 \frac{|\hat{v} - Ry_r|}{g(v_r)}$  می‌باشد.

متغیرهای خطا را می‌توان چنین تعریف کرد.

$$\tilde{X} = X - \hat{X} \quad (35-3)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (36-3)$$

$$\tilde{y}_r = y_r - \hat{y}_r = C_r^T \tilde{X} \quad (37-3)$$

پس معادلات خطای کلی بدین صورت خواهند شد.

$$\dot{\tilde{X}} = [A_r - K_f C_r^T] \tilde{X} + B_r [\theta \phi(y_r, u_r, X) - \hat{\theta} \phi(y_r, u_r, \hat{X})] - B_r v_1 \quad (38-3)$$

$$\dot{\tilde{\theta}} = -v_2 \quad (39-3)$$

$$\tilde{y}_r = C_r^T \tilde{X} \quad (40-3)$$

با اضافه و کم کردن  $\theta \phi(y_r, u_r, \hat{X})$  به سمت چپ تساوی زیر (که در معادله ی ۳۸-۳ واقع شده است)، می توان داشت.

$$\theta \phi(y_r, u_r, X) - \hat{\theta} \phi(y_r, u_r, \hat{X}) = \tilde{\theta} \phi(y_r, u_r, \hat{X}) + \theta [\phi(y_r, u_r, X) - \phi(y_r, u_r, \hat{X})] \quad (41-3)$$

### ۳-۵ تحلیل پایداری

اکنون تابع لیاپانوف منتخبی بدین صورت پیشنهاد می گردد.

$$V_r = \tilde{X}^T P \tilde{X} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (42-3)$$

با مشتق گیری از تابع لیاپانوف معین مثبت پیشنهادی و با توجه به شروط یادشده، نتیجه می شود.

$$\begin{aligned} \dot{V}_r = & -\tilde{X}^T Q_r \tilde{X} + 2\tilde{\theta} [\tilde{y}_r \phi(y_r, \hat{X}) - \gamma^{-1} v_2] + 2\tilde{y}_r \theta [\phi(y_r, X) - \phi(y_r, \hat{X})] \\ & - \tilde{y}_r v_1 \end{aligned} \quad (43-3)$$

با تعریف قانون تطبیق برای  $v_2$  بدین صورت.

$$v_2 = \gamma \phi(y_r, \hat{X}) \tilde{y} = \gamma \delta_0 \frac{|\hat{v}_r|}{g(\hat{v}_r)} \hat{z}(\omega - \hat{y}_r) \quad (44-3)$$

که تخمین سرعت نسبی با توجه به در دسترس بودن  $\omega$  چنین تعریف می‌گردد.

$$\hat{v}_r = \hat{v} - R\omega \quad (45-3)$$

بنابراین با استفاده از قانون تطبیق  $v_2$ ، می‌توان داشت.

$$\dot{V}_r \leq -\tilde{X}^T Q_r \tilde{X} + 2|\tilde{y}_r| |\theta| |\phi(y_r, X) - \phi(y_r, \hat{X})| - \tilde{y}_r v_1 \quad (46-3)$$

با استفاده از شرط ۲، رابطه ۳-۴۶ چنین بازنویسی می‌شود.

$$\dot{V}_r \leq -\tilde{X}^T Q_r \tilde{X} + 2|\tilde{y}_r| |\theta| |\rho(y_r, u_r)| \|\tilde{X}\| - \tilde{y}_r v_1 \quad (47-3)$$

$$\dot{V}_r \leq -q \|\tilde{X}\|^2 + 2\|C_r^T\| |\theta| |\rho(y_r, u_r)| \|\tilde{X}\|^2 - \tilde{y}_r v_1 \quad (48-3)$$

$$\dot{V}_r \leq -\|\tilde{X}\|^2 (\lambda_{\min}(Q) - 2\|C_r^T\| |\theta| \rho_0) - \tilde{y}_r v_1 \quad (49-3)$$

با استفاده از شرط ۴ می‌توان نامعادله ۳-۴۹ را چنین نوشت.

$$\dot{V}_r \leq -\|\tilde{X}\|^2 (\lambda_{\min}(Q) - 2\|C_r^T\| \theta_{\max} \rho_0) - \tilde{y}_r v_1 \quad (50-3)$$

$$\dot{V}_r \leq -L_0 \|\tilde{X}\|^2 - \tilde{y}_r v_1 \quad (51-3)$$

در نامعادله ۳-۵۱ با فرض اینکه  $v_1 = 0$  باشد می‌توان به این نتیجه نائل شد که.

$$\dot{V}_r \leq -L_0 \|\tilde{X}\|^2 \quad (52-3)$$

و با توجه به بخش آخر شرط ۲ می‌توان نامعادله ۳-۴۶ را چنین بازنویسی کرد.

$$\dot{V}_r \leq -\tilde{X}^T Q_r \tilde{X} + 2|\tilde{y}_r| |\theta| (f(\|X\|) + f(\|\hat{X}\|)) - 2\tilde{y}_r v_1 \quad (53-3)$$

با گرفتن  $\theta_{max}$  به عنوان باند بالای مربوط به شرایط جاده، نتیجه می‌گردد.

$$\dot{V}_r \leq -\tilde{X}^T Q_r \tilde{X} + |\tilde{y}_r| \left[ -2\theta_{max} \left( f_{max} + f(\|\tilde{X}\|) \right) + \text{sgn}(\tilde{y}_r) v_1 \right] \quad (54-3)$$

در نتیجه  $v_1$  به عنوان یک مولفه‌ی بهره‌ای، بدین صورت پیشنهاد می‌گردد.

$$v_1 = 2\theta_{max} \left( f_{max} + f(\|\tilde{X}\|) \right) \text{sgn}(\tilde{y}_r) \quad (55-3)$$

بنابراین می‌توان نتیجه گرفت:

$$\dot{V}_r \leq -\lambda_{min}(Q) \|\tilde{X}\|^2 \quad (56-3)$$

از هر دو فرض موجود در شرط ۲ می‌توان به این نتیجه رسید که تابع لیاپانوف حرکت کاهشی دارد و  $\tilde{\theta}$ ،  $\tilde{X}$  محدود هستند و  $\tilde{X}$  به سمت صفر می‌رود. با توجه به معادله‌ی خطا ۳-۳۸ و رابطه ۳-۴۱ می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [B\tilde{\theta}\phi(y_r, u_r, \hat{X})] = 0 \quad (57-3)$$

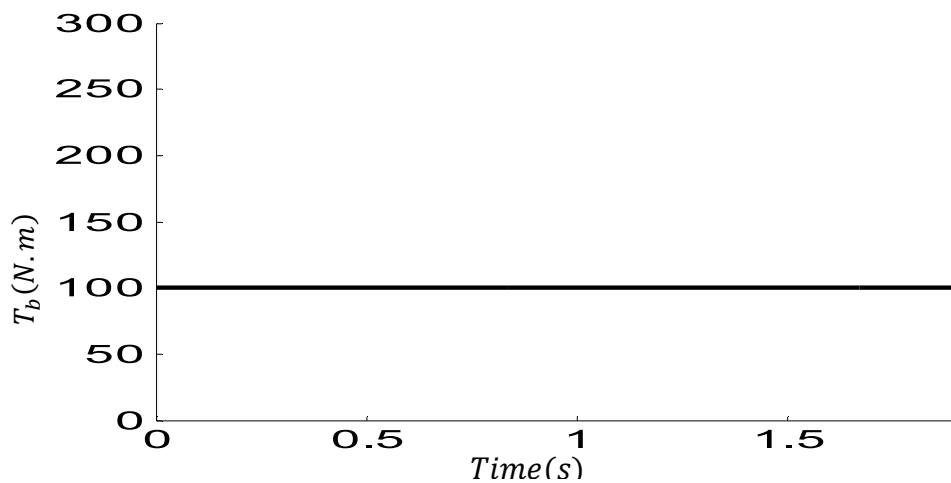
می‌توان با توجه به شرط ۵ از این اطمینان حاصل کرد که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\theta} = \theta \quad (58-3)$$

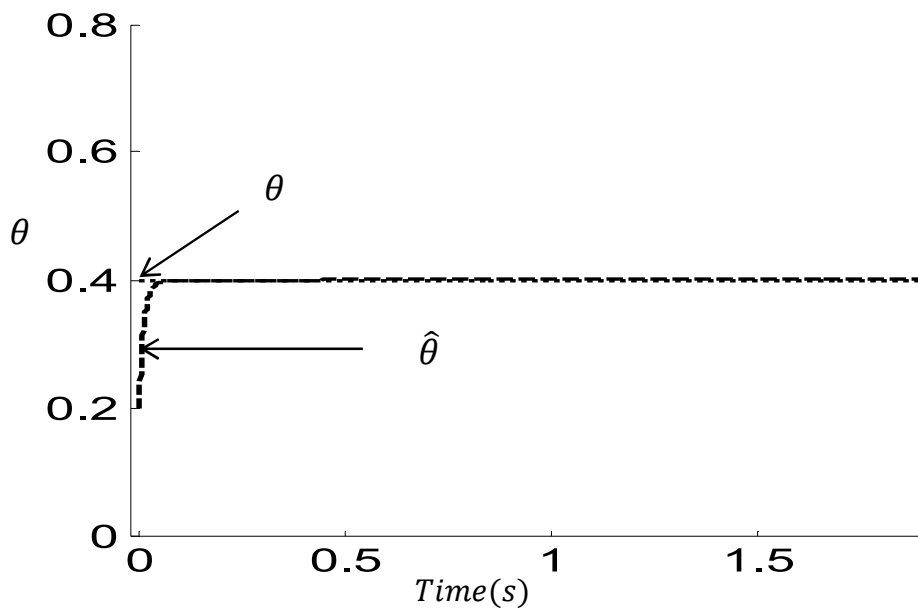
### ۳-۶ شبیه‌سازی

شبیه‌سازی در مدل ۱/۴ خودرو و با استفاده از مدل لاگر صورت پذیرفته است. مشخصات مدل اصطکاک و خودرو در جدول ۵-۱ بیان گردیده است. نتایج شبیه‌سازی برای حالت ترمز‌گیری ارائه گردیده است. شکل ۴-۱ نمایش گشتاور اعمالی به خودرو می‌باشد که با شرط در دسترس بودن آن می‌توان به عنوان ورودی تخمین‌گر از آن بهره برد. لازم به ذکر است که مقدار سرعت زاویه‌ای چرخ نیز به عنوان ورودی قابل دسترس از سیستم

خودرو می‌باشد. شکل ۲-۳ نشان‌دهنده‌ی تخمین پارامتر مشخصات جاده می‌باشد. صفر نشدن سرعت نسبی وسیله نقلیه و همچنین حالت اصطکاک داخلی سبب شده است که تخمینگر جاده به خوبی پارامتر مشخصات جاده را شناسایی نماید.

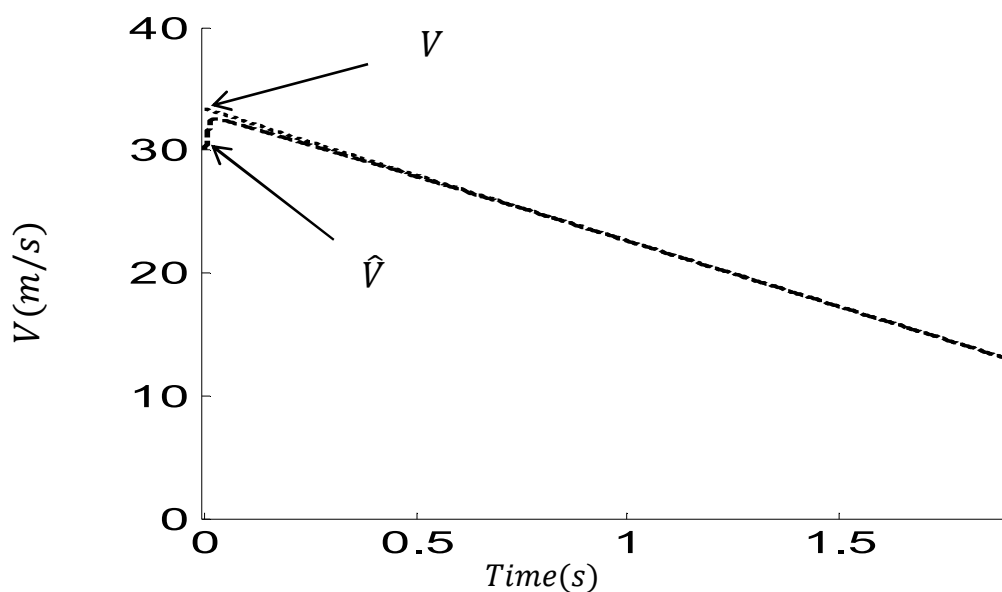


شکل ۱-۳ نمایش اعمال گشتاور ترمزی

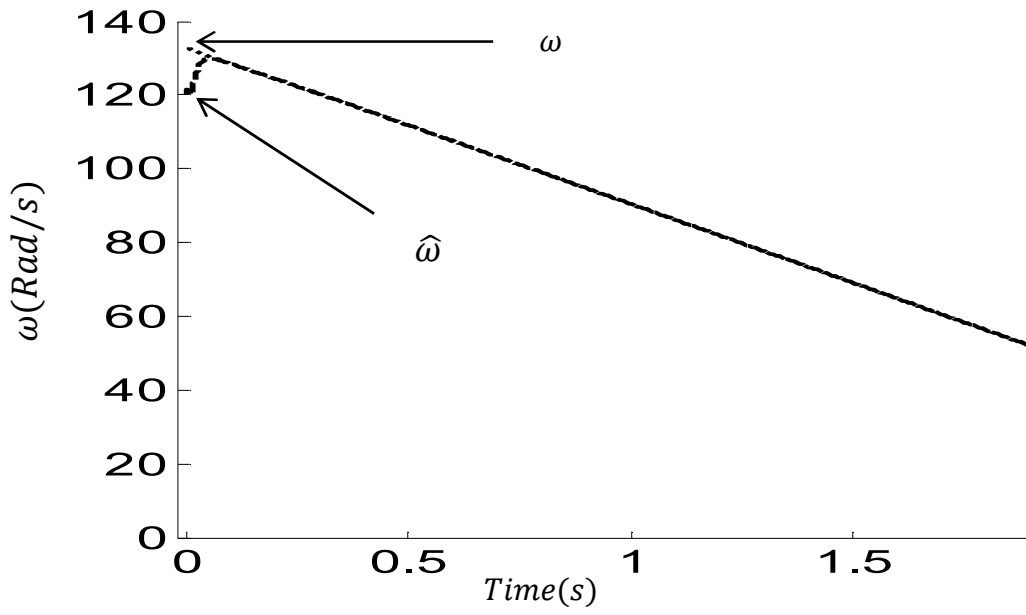


شکل ۲-۳ تخمین پارامتر مشخصات جاده (خشک)

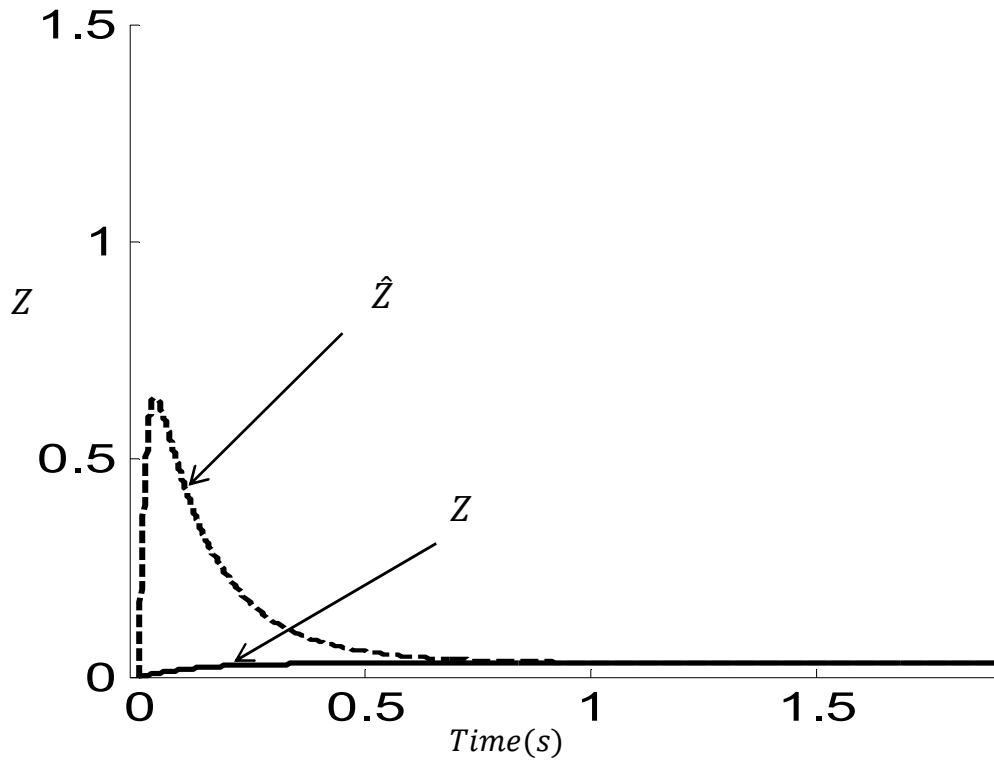
شکل ۳-۳ نشان‌دهنده‌ی تخمین سرعت خودرو می‌باشد. تخمین سرعت خودرو با وجود مقدار اولیه ۲۹/۹ متر بر ثانیه خود را به سرعت واقعی خودرو که دارای مقدار اولیه ۳۳/۳۳ متر بر ثانیه است، نزدیک می‌نماید. مشاهده می‌گردد که تخمین سرعت خودرو به سرعت واقعی خودرو همگرا می‌گردد. شکل ۳-۴ نشان‌دهنده‌ی تخمین سرعت زاویه‌ای خودرو می‌باشد. شکل ۵-۳ نیز تخمین اصطکاک داخلی مدل اصطکاک لاگر را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۳ تخمین سرعت خودرو



شکل ۳-۴ تخمین سرعت زاویه‌ای چرخ



شکل ۳-۵ تخمین حالت داخلی اصطکاک



### ۳-۷ نتیجه‌گیری

این روش در مقایسه با روشی که در مرجع [۲۱] معرفی شده است از مزیت سادگی محاسبات برخوردار است. در [۲۱] با تغییر متغیر، ۳ حالت را به عنوان متغیرهای حالت معرفی نموده است. که یک متغیر آن ترکیبی از سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای می‌باشد و همچنین متغیر دومش ترکیبی از حالت اصطکاک داخلی به همراه سرعت زاویه‌ای چرخ است. این سبب پیچیدگی محاسبات گردیده است. در روش پیشنهادی مهم آن است که تخمینگر به گونه‌ای طراحی گردد که تابع غیر خطی معرفی شده صفر نگردد. این روش نشان می‌دهد که با در دست داشتن سرعت زاویه‌ای خودرو می‌توان به تخمین شرایط جاده دست یافت. برای نائل شدن به این هدف از مدل اصطکاک دینامیکی داخلی لاگر که دارای پارامتر مشخصات جاده می‌باشد استفاده می‌گردد.

## فصل چهارم

### طراحی کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم

## ۴-۱ مقدمه

کنترل‌کننده‌های فازی به طور موفقیت‌آمیزی بر روی بسیاری از سیستم‌های غیرخطی پیاده‌سازی شده‌اند. از مزایای کنترل فازی، استفاده از دانش فرد خبره در زمانی که مدل ریاضی دقیقی از سیستم موجود نیست، می‌باشد. عدم وجود یک روش مدون برای طراحی و همچنین تنظیم کنترل‌کننده برای به دست آوردن عملکرد مطلوب از مشکلات کنترل فازی می‌باشد. این فصل به ارائه‌ی کنترل‌کننده‌ای به منظور بکارگیری در سیستم ترمز ضد قفل پرداخته است. هدف از کنترل‌کننده رسیدن به لغزش بهینه در سیستم ترمز می‌باشد. که بتواند سیستم ترمز را در لغزش بهینه تنظیم نماید. به سبب اینکه بعضی از حالت‌ها به سختی توسط سنسورهای فیزیکی به دست می‌آیند و یا آغشته به نویز و دیگر خطاهای اندازه‌گیری می‌باشند از رویکرد نیز استفاده گردیده است. به عبارت دیگر از کنترل‌کننده‌ای مبتنی بر رویکرد استفاده شده است. رویکرد مذکور، خطا و تغییرات خطای لغزش خودرو را نسبت به مقدار مطلوبش تخمین می‌زند. همین امر سبب شده است که از تخمین خطا و مشتق خطا جهت ورودی‌های کنترل‌کننده‌ی فازی بهره برده شود.

## ۴-۲ فرمول‌بندی مساله

ابتدا مدل ریاضی مربوط به حرکت خطی و دورانی وسیله نقلیه به همراه مدل اصطکاک تایر-جاده بیان می‌گردد.

$$m\dot{v} = -F_z(\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) - \delta_2 v_r F_z \quad (1-4)$$

$$j\dot{\omega} = +RF_z(\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) + \delta_\omega \omega - u_r \quad (2-4)$$

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (3-4)$$

که  $g(v_r)$  چنین تعریف می‌گردد.

$$g(v_r) = F_c + (F_s - F_c)e^{-\left|\frac{v_r}{v_s}\right|^{1/2}} \quad (5-4)$$

لغزش چرخ به صورت سرعت نسبی نرمالیزه شده تعریف می‌گردد.

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (6-4)$$

با مشتق‌گیری از طرفین رابطه ۶-۴ نتیجه می‌شود.

$$\dot{\omega} = \frac{1}{R} [-v\dot{\lambda} + (1 - \lambda)\dot{v}] \quad (7-4)$$

اگر  $\dot{v} = dv/dt$  در نظر گرفته شود. با مقایسه ۲-۲ و ۷-۴ می‌توان نتیجه گرفت.

$$\dot{\lambda} = \frac{1}{v} \left( \frac{R}{J} (RF_x - K_b P_i) + (1 - \lambda)\dot{v} \right) \quad (8-4)$$

با مشتق‌گیری از رابطه ۸-۴ می‌توان داشت.

$$\ddot{\lambda} = \left( \frac{(1 - \lambda)a_v - \lambda\dot{v}}{v} - \frac{R^2 \dot{F}_x}{Jv} \right) + \frac{RK_b \dot{P}_i}{Jv} + \frac{R\dot{v}(RF_x - K_b P_i)}{Jv^2} - \frac{R\omega}{v^3} \dot{v}^2 \quad (9-4)$$

می‌توان معادله‌ی ۹-۴ را این‌گونه تعریف کرد.

$$\ddot{\lambda} = f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda)u + d \quad (10-4)$$

توابع  $f(\lambda, \dot{\lambda})$ ,  $b(\lambda)$  ناشناخته می‌باشند به طوری که  $b(\lambda) = RK_b/Jv$  و  $u = \dot{P}_i$  به عنوان ورودی کنترل در

نظر گرفته شده است.

### ۳-۴ بیان مساله‌ی کنترلی

با توجه هدف مساله یعنی تعقیب لغزش مرجع  $\lambda_d$  توسط خروجی  $y = \lambda$  می‌توان رفتار دینامیکی خطای خروجی را به صورت زیر بدست آورد.

معادله‌ی ۱۰-۴ بدین حالت بازنویسی می‌گردد.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda)u + d) \quad (۱۱-۴)$$

$$y = C^T \Lambda \quad (۱۲-۴)$$

به نحوی که ماتریس‌های  $A, B, C$  این‌گونه تعریف می‌گردند.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۳-۴)$$

بردار حالت به صورت  $\Lambda = [\lambda \quad \dot{\lambda}]^T \in R^2$  است. اگر خطای تنظیم خروجی  $e = y_m - y = \lambda_d - \lambda$  و بردار خروجی مرجع  $\Lambda_d = [y_m \quad \dot{y}_m]^T = [\lambda_d \quad \dot{\lambda}_d]^T$  باشد، آنگاه می‌توان بردار خطای تعقیب را چنین تعریف کرد.

$$E = [e_1 \quad e_2]^T = [e \quad \dot{e}]^T \quad (۱۴-۴)$$

حال در صورتیکه  $d = 0$  باشد، می‌توان قانون کنترل ایده‌آل را چنین نوشت.

$$u^* = \frac{1}{b(\lambda)} (-f(\lambda, \dot{\lambda}) + \ddot{\lambda}_d + K^T \hat{E}) \quad (۱۵-۴)$$

بردار  $\hat{E}$  تخمین بردار  $E$  است و بردار بهره‌ی فیدبک  $K^T = (k_1 \quad k_2)$  است. با توجه به اینکه  $(A, B)$  کنترل پذیرند باید  $K^T$  به نحوی انتخاب شود که  $A - BK^T$  هرویتز گردد.

از آنجا که توابع  $f(\lambda, \dot{\lambda})$ ,  $b(\lambda)$  نامعلوم هستند، قانون کنترل ایده‌آل قابلیت اجرا ندارد. بنابراین قانون کنترل کننده‌ی فازی چنین پیشنهاد می‌گردد.

$$u = u_f + u_{sv} \quad (۱۶-۴)$$

به طوری که  $u_{sv}$  به منظور جبران اغتشاش خارجی و خطای مدل‌سازی و همچنین  $u_f$  به منظور تخمین قانون کنترل ایده‌آل به کار گرفته شده است.

با بازنویسی معادله قانون کنترل بهینه و با استفاده از معادله‌ی خطا، مشاهده می‌شود.

$$f = -bu^* + \ddot{y}_m + K^T \hat{E} \quad (17-4)$$

با بسط دادن معادله‌ی خطا می‌توان داشت.

$$\dot{\lambda} = K^T E + \dot{\lambda}_d \quad (18-4)$$

$$\ddot{\lambda} = K^T E + \ddot{y}_m \quad (19-4)$$

حال با جایگزینی معادله‌ی ۱۰-۴ در ۱۹-۴ نتیجه می‌شود.

$$f + bu + d = K^T E + \ddot{y}_m \quad (20-4)$$

حال با استفاده از روابط ۱۷-۴ و ۱۶-۴ می‌توان رابطه‌ی ۲۰-۴ را چنین بازنویسی کرد.

$$\dot{\lambda} = [-bu^* + \ddot{y}_m + K^T \hat{E}] + b[u_f + u_{sv}] + d \quad (21-4)$$

حال با تعریف  $\ddot{e} = \dot{\lambda}_m - \dot{\lambda}$  می‌توان داشت.

$$\ddot{e} = [-K^T \hat{E} + bu^*] - b[u_f + u_{sv}] - d \quad (22-4)$$

معادله‌ی بیان‌کننده‌ی خطا چنین نوشته می‌شود [۴۳].

$$\dot{E} = AE - BK^T \hat{E} + B(bu^* - bu_f - bu_{sv} - d) \quad (23-4)$$

خطای سیستم به عنوان خروجی چنین تعریف می‌شود.

$$e_1 = C^T E \quad (24-4)$$

به گونه‌ای که ماتریس‌های  $A, B, C$  اینگونه تعریف می‌شوند.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (25-4)$$

حال معادله‌ی ۴-۲۳ بیان‌کننده‌ی تبدیل مسئله تعقیب به مسئله‌ی تنظیم می‌باشد.

الگوریتم طراحی بدین صورت پیش می‌رود که ابتدا رویتگری به منظور تخمین بردار  $E$  طراحی می‌گردد. سپس از بردار تخمین به دست آورده شده به منظور تشکیل قانون کنترل فازی استفاده می‌گردد.

قانون کنترل فازی با توجه به تخمین بردار خطا  $\hat{E}$ ، چنین نوشته می‌شود.

$$u_f(\hat{E} | \theta_c^T) = \theta_c^T \varphi(\hat{E}) \quad (26-4)$$

#### ۴-۴ طراحی رویتگر

می‌توان رویتگری به صورت زیر، به منظور تخمین بردار خطای  $E$  پیشنهاد داد [۳].

$$\dot{\hat{E}} = A\hat{E} - BK^T\hat{E} + B(b\bar{S} - bu_{sv}) + K_e(e_1 - \hat{e}_1) \quad (27-4)$$

تخمین خطای سیستم به عنوان خروجی چنین تعریف می‌شود.

$$\hat{e}_1 = C^T \hat{E} \quad (28-4)$$

بردار بهره‌ی رویتگر  $K_e = [K_{e1} \quad K_{e2}]^T$  است. ضمناً با توجه به اینکه  $(A, C)$  رویت‌پذیر می‌باشند باید بردار بهره‌ی رویتگر به نحوی انتخاب گردد که  $A - K_e C^T$  هرویتز گردد. مولفه‌ی کنترلی  $\bar{S}$  به منظور جبران خطای مدل‌سازی و اغتشاش خارجی استفاده شده است.

با تعریف خطای بردار رویتگر  $\tilde{E} = E - \hat{E}$ ، می‌توان از معادلات ۴-۲۳ و ۴-۲۷ داشت.

$$\dot{\tilde{E}} = (A - K_e C^T)\tilde{E} + B(bu^* - bu_f - b\bar{S} - d) \quad (29-4)$$

$$\tilde{e}_1 = C^T \tilde{E} \quad (30-4)$$

که  $\tilde{e}_1 = e_1 - \hat{e}_1$  تعریف می‌گردد.

اگر  $S$  متغییر لاپلاس باشد. آنگاه دینامیک خطای خروجی می‌شود.

$$\tilde{e}_1 = T(s)(bu^* - bu_f - b\bar{s} - d) \quad (31-4)$$

به طوری که تابع انتقال  $T(s)$  بدین صورت تعریف می‌گردد.

$$T(s) = C(sI - A + K_e C^T)^{-1} B \quad (32-4)$$

اگر بردار پارامترهای بهینه بدین صورت تعریف گردد.

$$\theta_c^* = \arg \min_{\theta_c \in M_{\theta_c}} \left( \sup_{E \in U_E, \hat{E} \in U_{\hat{E}}} |u^*(E) - u_f(\hat{E} | \theta_c)| \right) \quad (33-4)$$

با توجه به مرجع [۱۹] می‌توان مجموعه‌های محدب  $U_E$  و  $U_{\hat{E}}$  را چنین فرض کرد.

$$U_E = \{E \in R^2 \mid \|E\| < m_e < \infty\} \quad (34-4)$$

$$U_{\hat{E}} = \{\hat{E} \in R^2 \mid \|\hat{E}\| < m_{\hat{e}} < \infty\} \quad (35-4)$$

مجموعه‌ی محدب  $M_{\theta_c}$ ، که نشان‌دهنده‌ی محدود ماندن اندازه‌ی پارامترها می‌باشد، اینگونه تعریف می‌شود..

$$M_{\theta_c} = \{\theta_c \in R^k \mid \|\theta_c\| \leq m_{\theta_c}\} \quad (36-4)$$

اگر در معادله‌ی ۴-۲۹، عبارت  $bu_f(\hat{E} | \theta_c^*)$  اضافه و کم گردد.

$$\tilde{E} = (A - K_e C^T) \tilde{E} + B(bu^* - bu_f(\hat{E} | \theta_c) + bu_f(\hat{E} | \theta_c^*) - bu_f(\hat{E} | \theta_c^*) - b\bar{s} - d) \quad (37-4)$$

با تعریف خطای تقریب حداقل (یا خطای تخمینگر) بدین صورت:

$$w = bu^* - bu_f(\hat{E} | \theta_c^*) \quad (38-4)$$

می‌توان معادله ۴-۳۷ را چنین بازنویسی نمود.

$$\tilde{E} = (A - K_e C^T) \tilde{E} + B(bu_f(\hat{E} | \theta_c^*) - bu_f(\hat{E} | \theta_c) + w - b\bar{s} - d) \quad (39-4)$$

می‌توان قانون کنترل فازی را به صورت خطی نسبت به پارامترهای آزاد، چنین تعریف کرد.

$$u_f(\hat{E} | \theta_c) = \theta_c^T \varphi(\hat{E}) \quad (40-4)$$

با تعریف خطای پارامترها به صورت  $\bar{\theta}_c = \theta_c^* - \theta_c$  می‌توان معادله‌ی ۴-۳۹ را چنین بازنویسی نمود.



$$\dot{\tilde{E}} = (A - K_e C^T)\tilde{E} + B(b\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) + w - b\bar{s} - d) \quad (41-4)$$

$$\tilde{e}_1 = C^T \tilde{E} \quad (42-4)$$

فرض می‌شود که فقط خروجی  $\tilde{e}_1$  قابل اندازه‌گیری می‌باشد.

اگر  $s$  متغیر لاپلاس باشد. آنگاه دینامیک خطای خروجی را می‌توان چنین نوشت.

$$T(s) = C(sI - A + K_e C^T)^{-1} B \quad (43-4)$$

تابع انتقال  $T(s)$  پایدار می‌باشد. با توجه به اینکه  $\tilde{e}_1$  قابل اندازه‌گیری می‌باشد از لم اکیدا حقیقی مثبت استفاده می‌گردد.

اگر  $p^{-1}(s)$  یک تابع انتقال پایدار سره باشد آنگاه معادله ۴-۴۲ را می‌توان چنین نوشت [۳].

$$\tilde{e}_1 = T(s)P(s)(\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) - v_f + \vartheta_f) \quad (44-4)$$

که  $v_f, \vartheta_f$  چنین تعریف می‌شوند.

$$\vartheta_f = P^{-1}(s)\tau_T \quad (45-4)$$

$$v_f = P^{-1}(s)b\bar{s} \quad (46-4)$$

$$\tau_T = [w - d - p(s)\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) + b\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E})] \quad (47-4)$$

آنگاه می‌توان  $p(s) = s + \alpha$  به نحوی انتخاب کرد که  $T(s)P(s)$  یک تابع انتقال اکیدا حقیقی مثبت باشد.

با در نظر گرفتن  $A_s, B_s, C_s$  بدین صورت:

$$A_s = A - K_e C^T \quad (48-4)$$

$$B_s = [1 \quad \alpha]^T \quad (49-4)$$

$$C_s = [1 \quad 0]^T \quad (50-4)$$

می‌توان معادله‌ی ۴-۴۱ را بدین صورت نوشت [۳].

$$\dot{\tilde{E}} = A_s \tilde{E} + B_s (\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) - v_f + \vartheta_f) \quad (51-4)$$

$$\tilde{e}_1 = C_s^T \tilde{E} \quad (52-4)$$

#### ۴-۵ تحلیل پایداری

تابع لیاپانوف منتخب معین مثبت زیر برای اثبات پایداری لحاظ می‌شود.

$$V = \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \tilde{\theta}_c \quad (53-4)$$

به طوری که  $P_c = P_c^T > 0$  فرض گردیده است.

با مشتق گیری از تابع لیاپانوف نتیجه می‌شود.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{E}}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \dot{\tilde{E}} + \frac{1}{2\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \dot{\tilde{\theta}}_c + \frac{1}{2\gamma_c} \dot{\tilde{\theta}}_c^T \tilde{\theta}_c \quad (54-4)$$

با جایگذاری از معادله‌ی ۴-۵۱، می‌توان معادله‌ی مشتق تابع لیاپانوف را چنین نوشت.

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{2} \tilde{E}^T A_s^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2} B_s^T (\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) - v_f + \vartheta_f) P_c \tilde{E} + \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c A_s \tilde{E} \\ & + \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c B_s (\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) - v_f + \vartheta_f) + \frac{1}{2\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \dot{\tilde{\theta}}_c + \frac{1}{2\gamma_c} \dot{\tilde{\theta}}_c^T \tilde{\theta}_c \end{aligned} \quad (55-4)$$

با توجه به شرط اکیدا حقیقی مثبت بودن  $T(s)P(s)$  می‌توان از لم کالمن-یاکوویچ چنین داشت.

$$A_s^T P_c + P_c A_s = -Q \quad (56-4)$$

$$P_c B_s = C_s \quad (57-4)$$

که ماتریس  $Q = Q^T > 0$  در نظر گرفته می‌شود. می‌توان معادله‌ی ۴-۵۵ را با استفاده از ویژگی لم کالمن-

یاکوویچ چنین نوشت.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \tilde{E}^T Q \tilde{E} + \tilde{e}_1 (\tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) - v_f + \vartheta_f) + \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \dot{\tilde{\theta}}_c \quad (58-4)$$

فرض ۱: تابع غیرخطی نامعین  $b$  محدود باشد.

$$\beta_{min} \leq \|b\| \leq \beta_{max} \quad (59-4)$$

به نحوی که  $\beta_{max}, \beta_{min}$  ثابت‌های مثبت فرض می‌شوند.

فرض ۲: در نظر گرفته می‌شود که  $\tau_T$  دارای باند زیر است.

$$|\tau_T| \leq \varepsilon \quad (60-4)$$

اگر سیگنال کنترل نظارتی بدین صورت پیشنهاد گردد [۴۳].

$$\bar{S} = \rho \quad \text{if } \bar{e}_1 \geq 0 \text{ and } |\bar{e}_1| > \alpha_1 \quad (61-4)$$

$$\bar{S} = -\rho \quad \text{if } \bar{e}_1 < 0 \text{ and } |\bar{e}_1| > \alpha_1 \quad (62-4)$$

$$\bar{S} = \rho \frac{\bar{e}_1}{\alpha_1} \quad |\bar{e}_1| \leq \alpha_1 \quad (63-4)$$

در حالی که  $\alpha_1$  ثابت مثبت می‌باشد.

با توجه به فرض ۱ و ۲ و همچنین مشتق تابع لیاپانوف،  $\rho \geq \frac{\varepsilon}{\beta_{min}}$  در نظر گرفته می‌شود. حال می‌توان معادله‌ی

۴-۵۸ را چنین نوشت.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \tilde{E}^T Q \tilde{E} + \bar{e}_1 \left( \tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) \right) + \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \dot{\tilde{\theta}}_c \quad (64-4)$$

با توجه به این نکته که  $\lambda_{min}(Q) \|\tilde{E}\|^2 \geq \lambda_{min}(Q) |\bar{e}_1|^2$  می‌باشد. نامعادله‌ی ۴-۶۴ چنین بازنویسی می‌گردد.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{min}(Q) |\bar{e}_1|^2 + \bar{e}_1 \left( \tilde{\theta}_c^T \varphi(\hat{E}) \right) + \frac{1}{\gamma_c} \tilde{\theta}_c^T \dot{\tilde{\theta}}_c \quad (65-4)$$

نتیجه می‌شود.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{min}(Q) |\bar{e}_1|^2 \quad (66-4)$$

که قانون تطبیق چنین انتخاب می‌گردد.

$$\dot{\tilde{\theta}}_c = \gamma_c \bar{e}_1 \varphi(\hat{E}) \quad (67-4)$$

از معادله‌ی لیاپانوف ۴-۵۳ و نامعادله‌ی ۴-۶۶ نتیجه می‌گردد که  $\tilde{E} \in L_\infty$  می‌باشد. همچنین با توجه به رابطه‌ی ۴-۵۲ نتیجه می‌شود که  $\tilde{e}_1 \in L_\infty$ . از نتایج به دست آمده نمی‌توان از همگرایی آن‌ها اطمینان حاصل نمود. از آنجا که سمت راست معادله‌ی ۴-۵۱ محدود می‌باشد، اطمینان حاصل می‌شود که  $\dot{\tilde{e}}_1$  نیز محدود است و  $\tilde{e}_1 \in L_\infty$  می‌باشد.

با انتگرال‌گیری از نامعادله‌ی ۴-۶۶ نتیجه می‌گردد.

$$\int_0^\infty |\tilde{e}_1|^2 dt \leq \frac{V(0) - V(\infty)}{\frac{1}{2}\lambda_{\min}(Q)} \quad (۶۸-۴)$$

با توجه به ویژگی تابع لیاپانوف  $V$  و مقدار ویژه‌ی کمینه ماتریس  $Q$ ، سمت راست نامعادله ۴-۶۸ محدود است. پس مربع اندازه‌ی  $\tilde{e}_1(t)$  موجود و دارای انتگرال محدود می‌باشد ( $\tilde{e}_1(t) \in L_2$ ) از آنجایی که  $\tilde{E}(t) \in L_\infty$  و  $\tilde{e}_1(t) \in L_\infty$  است و نمی‌توان در مورد همگرایی آن‌ها سخن به میان آورد. می‌توان با توجه به مرجع [۲۴] و با استفاده از لم باربالت ثابت کرد که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{e}_1(t)| = 0 \quad (۶۹-۴)$$

ملاحظه شد که  $\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{e}_1(t)| = 0$  و همچنین  $\tilde{E}(t) \in L_\infty$  می‌باشد. با استفاده از رویکرد طراحی شده و این واقعیت که سیگنال کنترل نظارتی  $\bar{S} = u_{sv}$  است. از معادله‌ی ۴-۲۷ نتیجه می‌شود.

$$\dot{\hat{E}} = (A - BK^T)\hat{E} + K_e C_s^T \tilde{E} \quad (۷۰-۴)$$

با توجه به این فرض که ماتریس  $A - BK^T$  هرwitz در نظر گرفته شده است و همچنین  $\tilde{E}$  محدود است، نتیجه می‌شود که  $\hat{E}$  و  $\hat{e}_1$  محدود می‌باشد. با توجه به تعریف بردار خطای رویکرد  $\tilde{E} = E - \hat{E}$ ، محدود بودن  $E$  نتیجه می‌شود. با توجه به اینکه  $E \in L_\infty$  است در نهایت  $e_1 \in L_\infty$  خواهد بود. حال چنانچه  $t \rightarrow \infty$  آنگاه  $e_1(t)$  به سمت صفر می‌رود.

از محدود بودن  $E$  و  $\hat{E}$  و با توجه به  $y_m \in L_\infty$  می توان نتیجه گرفت که  $\Lambda \in L_\infty$  می باشد. بنابراین با توجه به محدود بودن  $e_1(t)$  و  $y_m(t)$  می توان به محدود بودن  $y(t)$  پی برد.

#### ۴-۶ الگوریتم طراحی

روند طراحی کنترل کننده مورد نظر را می توان در ۴ مرحله و به نحوی که در شکل ۴ نشان داده شده است، پیاده سازی نمود.

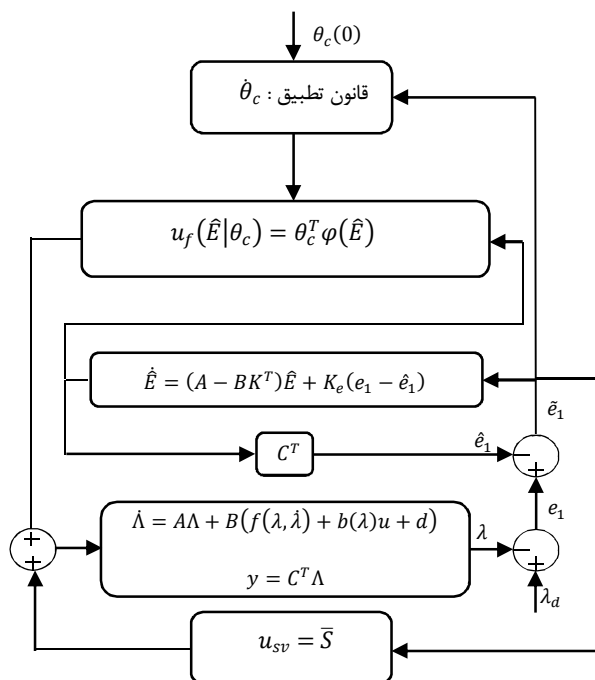
مرحله ی اول: پیدا کردن بهره های  $K$  و  $K_e$  به نحوی که  $A - BK^T$  و  $A - K_e C^T$  هر ویتز باشند.

مرحله ی دوم: پیاده سازی رویت گر با توجه به  $\bar{e}_1$  وسیگنال کنترلی  $\bar{S}$ .

مرحله ی سوم: انتخاب گام تطبیق  $\gamma_c$  مناسب.

مرحله ی چهارم: تشکیل قانون کنترل با محاسبه ی بردارهای پایه فازی  $\eta(\lambda, \hat{\lambda})$  و به روزرسانی قوانین تطبیق پارامترها.

لازم به ذکر است که گام تطبیق  $\gamma_c$  با استفاده از سعی و خطا و بر اساس شرایط اولیه پارامترها تعیین می گردد.



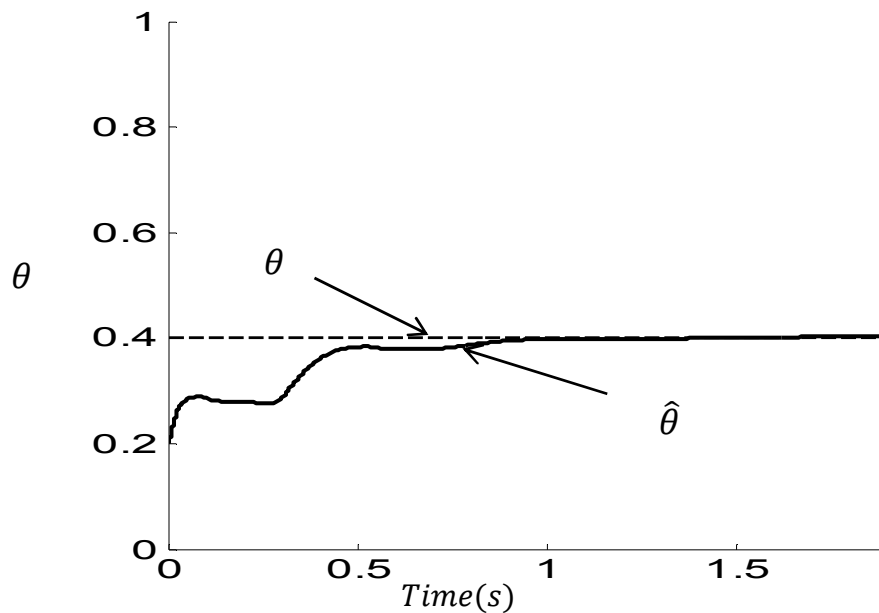
شکل ۴-۱ ساختار پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم بر اساس رویکرد برای سیستم ترمز ضد قفل

#### ۴-۷ شبیه‌سازی

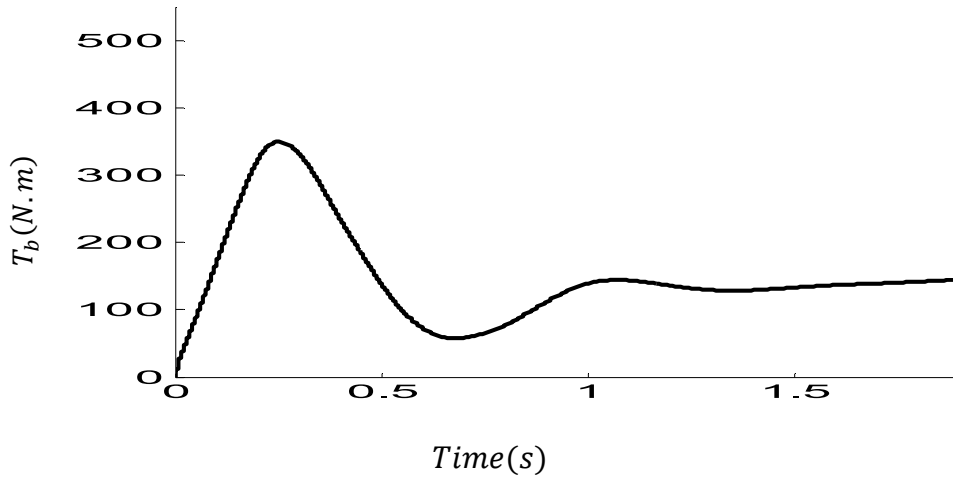
سیستم ترمز ضد قفل براساس داده‌های مربوط به خودرو و جاده که در جدول ۵-۱ اشاره شده، طراحی گردیده است. همچنین نرخ‌های لغزش مربوط به هر کدام از شرایط جاده در جدول ۵-۲ بیان شده است. نرخ لغزش بهینه در سیستم‌های سنتی معمولاً به صورت عددی ثابت در نظر می‌گرفتند. درحالی جاده دارای سطوح مختلفی از قبیل خشک و نمناک می‌باشد. در روش پیشنهاد شده، ابتدا توسط تخمینگر شرایط جاده، پارامتر مشخصات جاده در مدل اصطکاک لاگر شناسایی می‌شود. سپس از طریق یک نگاشت (با توجه به جدول ۵-۲) مقدار لغزش بهینه‌ی مطلوب برای آن شرایط جاده‌ای محاسبه می‌گردد. برای نگاشت مقدار پارامتر شرایط جاده به مقدار لغزش از تابع همسان‌ساز درجه ۴ در متلب استفاده گردیده است.

شبیه‌سازی صورت پذیرفته است به نحوی که در شکل ۴-۲ منحنی شرایط جاده‌ای خشک را به همراه تخمین پارامتر شرایط جاده  $\hat{\theta}$  نشان می‌دهد. می‌توان دریافت که تخمینگر مشخصات جاده زمانی به خوبی عمل نماید

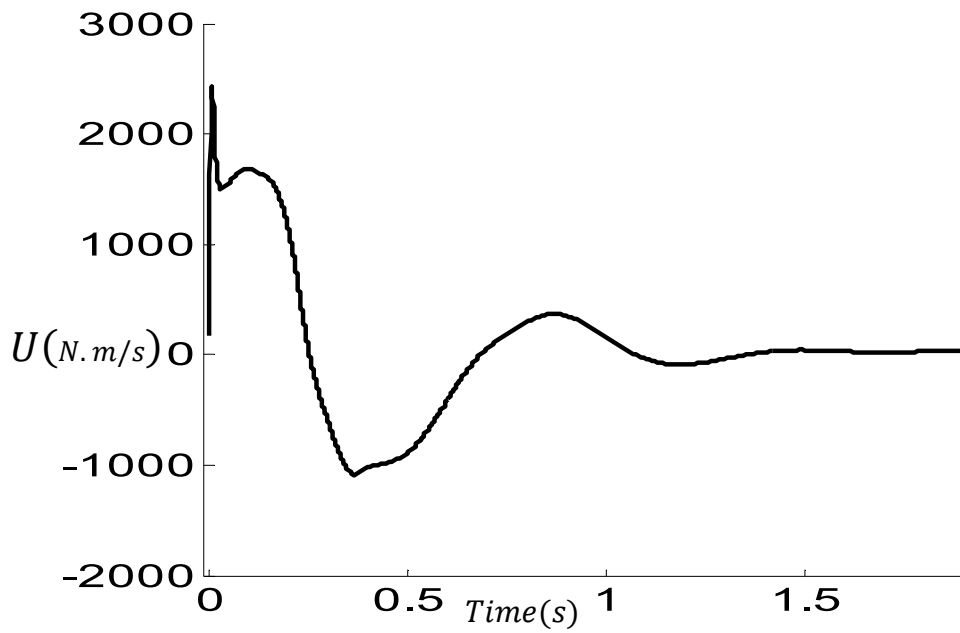
که سرعت نسبی خیلی کوچک نباشد. شکل ۳-۴ نشان دهنده‌ی گشتاور ترمزی اعمالی به خودرو می‌باشد. به گونه‌ای که نرخ لغزش وسیله نقلیه به نرخ لغزش مطلوب برسد. گشتاور ترمزی اعمال شده در حدود  $1/9$  ثانیه نشان داده شده است. همچنین شکل ۴-۴ نحوه‌ی عملکرد خروجی کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. در شکل ۴-۵ می‌توان نحوه‌ی رسیدن لغزش وسیله نقلیه به نرخ لغزش مطلوب به وجود آمده توسط تخمینگر را مشاهده کرد.



شکل ۴-۲ تخمین شرایط جاده در آسفالت (خشک)

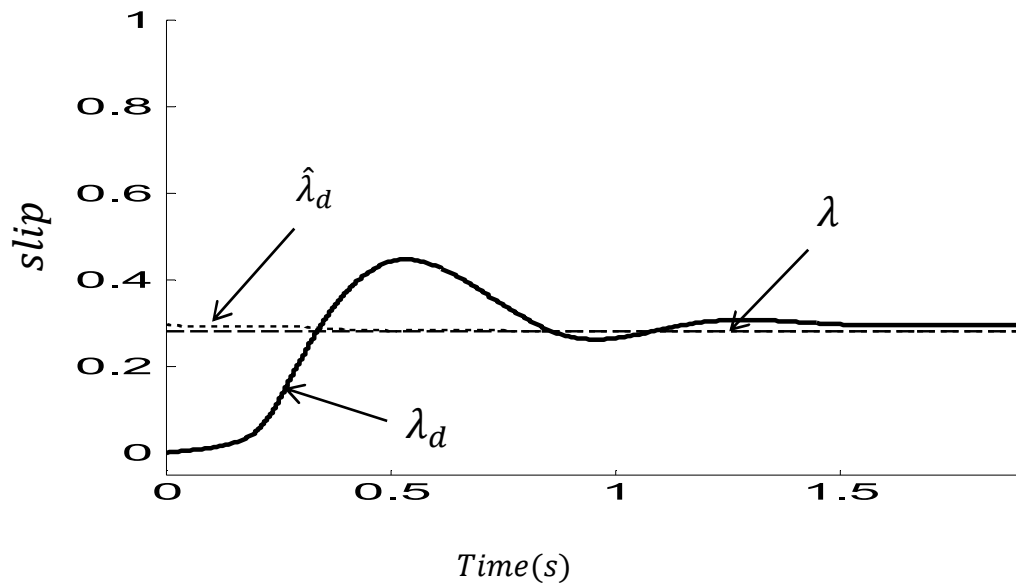


شکل ۳-۴ گشتاور ترمزی اعمالی در جاده خشک



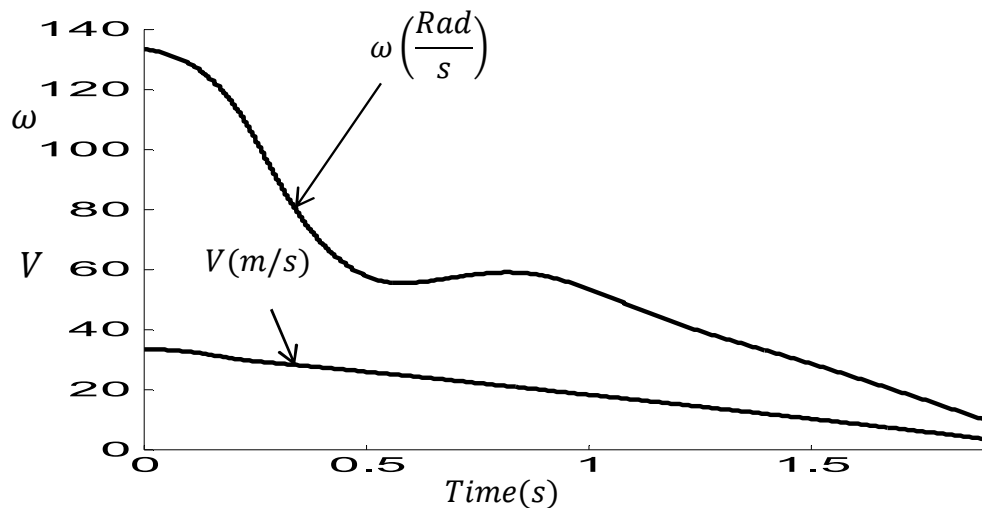
شکل ۴-۴ خروجی کنترل کننده در جاده خشک





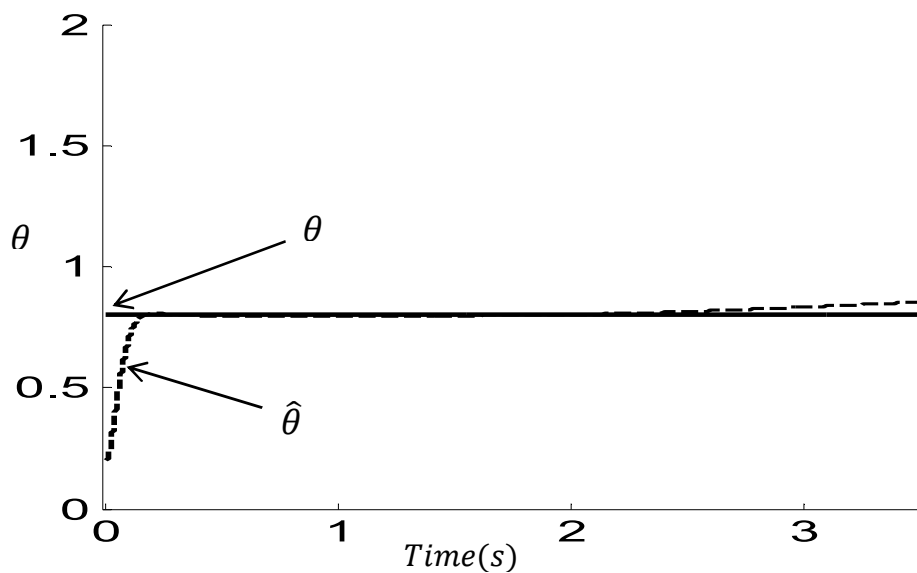
شکل ۴-۵ لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک

شکل ۴-۶ نحوه‌ی تغییر سرعت خطی خودرو را به همراه سرعت زاویه‌ای چرخ را نشان می‌دهد. مشاهده می‌گردد که سرعت در حدود  $1/9$  ثانیه نزدیک صفر می‌گردد.

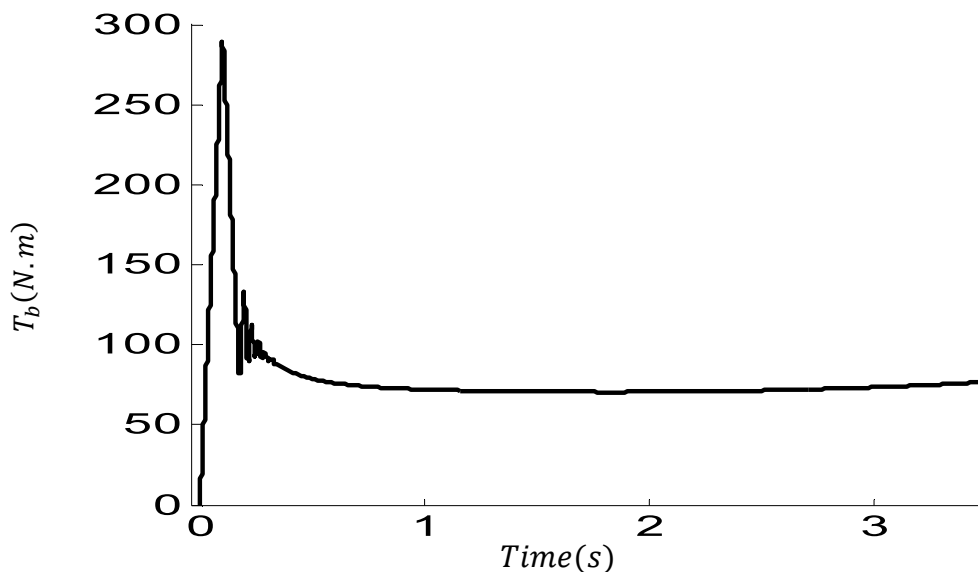


شکل ۴-۶ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده خشک

شکل ۷-۴ نشان از تخمین شرایط جاده نمناک دارد. تخمینگر جاده پارامتر شرایط جاده  $\theta$  را همان طور که در جدول ۲-۵ نشان داده شده است، در مقدار  $0/8$  تخمین می‌زند. شکل ۸-۴ گشتاور مورد نیاز اعمالی در جاده



شکل ۷-۴ تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک

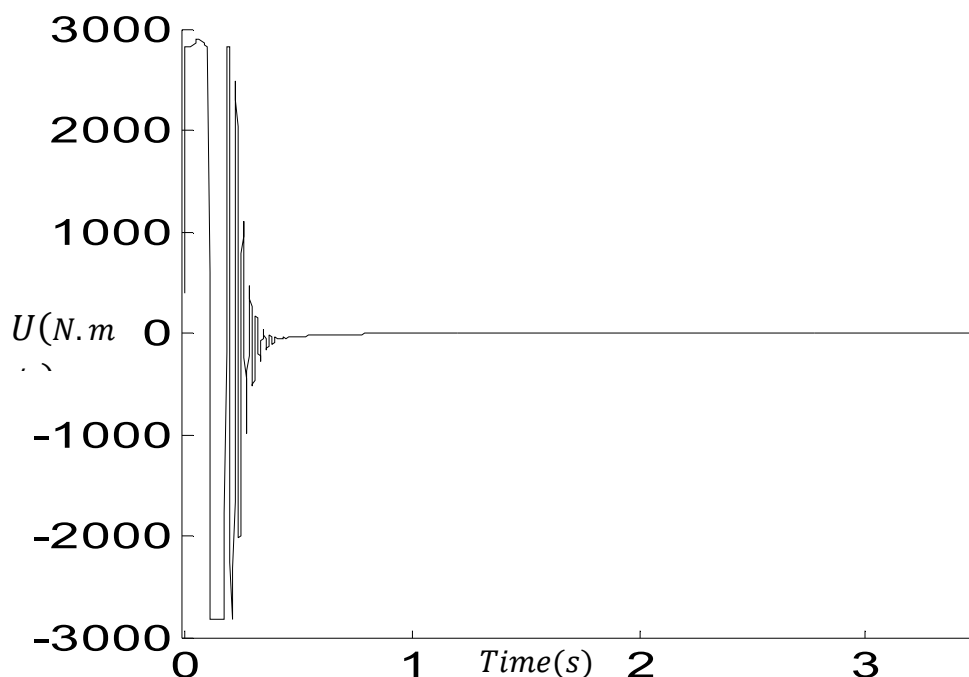


شکل ۸-۴ گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک

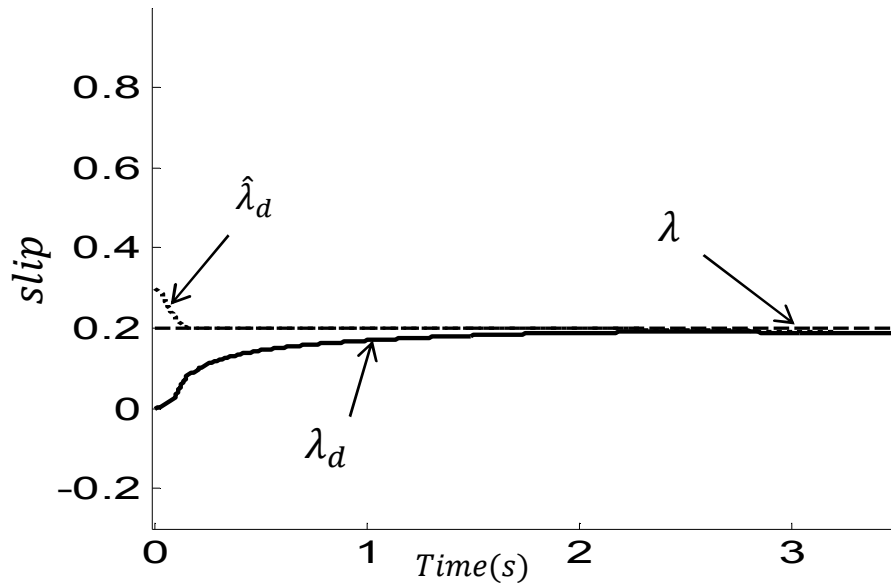
نمناک را مشخص می‌کند. همان‌طور که در شکل ۴-۸ مشخص می‌گردد، سطح گشتاور اعمالی به وسیله نقلیه نسبت به زمانی که در سطح خشک واقع می‌شود، کاهش یافته است. این امر سبب شده است که از روند حرکتی چرخ به سمت قفل شدن کاسته شود.

شکل ۴-۹ نحوه تغییرات خروجی کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. به طوری که می‌توان نحوه تغییرات گشتاور اعمالی به چرخ را مشاهده کرد. همچنین شکل ۴-۱۰ نحوه تعقیب کردن نرخ لغزش خودرو از نرخ لغزش نگاشت شده توسط تخمینگر را نشان می‌دهد.

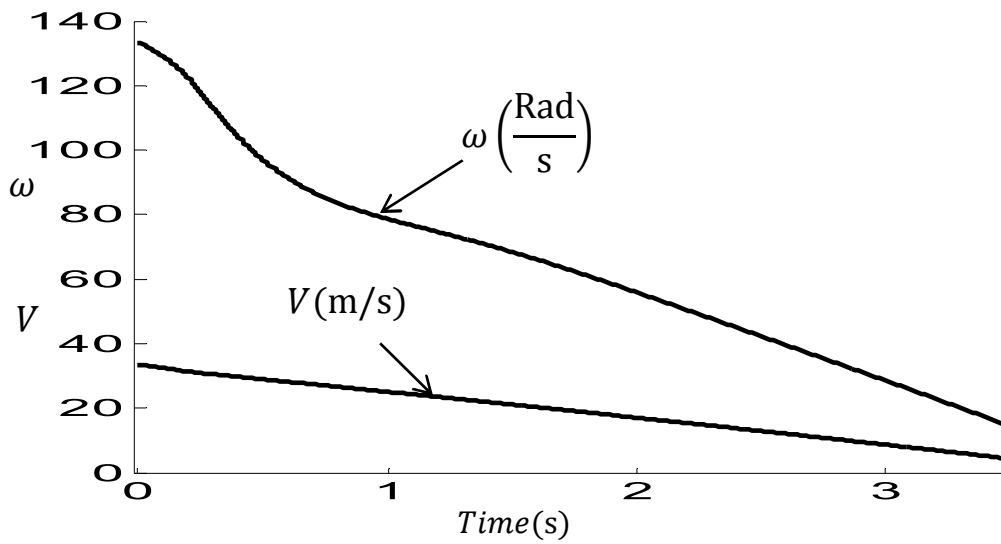
شکل ۴-۱۱ تغییرات سرعت خطی خودرو را به همراه سرعت زاویه‌ای چرخ را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌گردد زمان توقف خودرو در آسفالت نمناک نسبت به آسفالت خشک افزایش یافته است. در آسفالت نمناک خودرو در حدود ۳.۵ ثانیه نزدیک به توقف می‌گردد که نسبت به آسفالت خشک افزایش یافته است.



شکل ۴-۹ خروجی کنترل‌کننده در جاده نمناک



شکل ۴-۱۰ لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک



شکل ۴-۱۱ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده نمناک

#### ۴-۸ نتیجه‌گیری

در این بخش از کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم مبتنی بر رویتگر استفاده شده است. که به منظور جلوگیری از آغشته شدن حالت‌ها و همچنین دسترسی سخت به آن‌ها از رویتگر بهره برده شده است. همان‌طور که بیان گردید در بخش کنترل به صورت مستقیم از تخمین خطا و مشتق آن بهره برده شده است. همچنین می‌توان به عملکرد مطلوب کنترل‌کننده اشاره نمود. کنترل‌کننده‌ی مذکور سبب شده است که وسیله نقلیه در کمترین زمان ممکن متوقف گردد.

## فصل پنجم

کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیر مستقیم مقاوم

## ۵-۱ مقدمه

کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی را معمولاً می‌توان به دسته مستقیم و غیر مستقیم و ترکیبی از مستقیم و غیرمستقیم تقسیم بندی کرد. روش کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیر مستقیم براساس دانش سیستمی طراحی و اجرا می‌گردد. این روش کنترلی بر خلاف روش مستقیم، ابتدا بر اساس دانش سیستمی توابع ناشناخته را تخمین می‌زند و سپس با استفاده از توابع تخمین زده شده، می‌تواند قانون کنترل را تشکیل دهد. همین نحوه‌ی شکل‌گیری قانون کنترل سبب شده است که برای این روش نام غیرمستقیم را در نظر بگیرند.

همان‌طور که بیان گردیده است در سیستم ترمز ضد قفل هدف رساندن پارامتر لغزش به لغزش بهینه می‌باشد. لغزش بهینه در شرایط جاده‌ای مختلف متفاوت می‌باشد. بدین منظور سیستم ترمز ضد قفل باید لغزش بهینه را دنبال نماید.

در این فصل ابتدا رویتگری به منظور به دست آوردن تغییرات لغزش و تخمین بردار خطای لغزش طراحی می‌گردد. سپس کنترل‌کننده طراحی شده از مقادیر به دست آمده توسط رویتگر، برای رسیدن به لغزش مطلوب استفاده می‌کند.

## ۵-۲ فرمول بندی مساله

ابتدا مدل ریاضی مربوط به حرکت خطی و دورانی وسیله نقلیه، همراه با مدل اصطکاک تایر و جاده لاگر مشابه معادلات ۱-۴ الی ۳-۴ در نظر گرفته می‌شود. سپس لغزش با تعریف سرعت نسبی نرمالیزه شده به سرعت خطی خودرو تعریف می‌گردد.

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (1-5)$$

که با مشتق‌گیری از طرفین رابطه ۱-۵ مطابق روابط ۴-۷ الی ۴-۹، نتیجه می‌شود.

$$\ddot{\lambda} = \left( \frac{(1-\lambda)a_v - \dot{\lambda}\dot{v}}{v} - \frac{R^2\dot{F}_x}{Jv} \right) + \frac{RK_b\dot{P}_i}{Jv} + \frac{R\dot{v}(RF_x - K_bP_i)}{Jv^2} - \frac{R\omega}{v^3}\dot{v}^2 \quad (۲-۵)$$

$$\ddot{\lambda} = f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda)u + d \quad (۳-۵)$$

که توابع  $f, b$  بدین صورت تعریف می‌گردند.

$$f(\lambda, \dot{\lambda}) = \left( \frac{(1-\lambda)a_v - \dot{\lambda}\dot{v}}{v} - \frac{R^2\dot{F}_x}{Jv} \right) \quad (۴-۵)$$

$$b(\lambda) = \frac{RK_b}{Jv} \quad (۵-۵)$$

### ۳-۵ بیان مساله‌ی کنترلی

با توجه هدف مساله یعنی تعقیب لغزش مرجع  $\lambda_d$  توسط خروجی  $y = \lambda$  می‌توان رفتار دینامیکی خطای خروجی را به صورت زیر بدست آورد. معادله‌ی ۳-۵ چنین بازنویسی می‌گردد.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda)u + d) \quad (۶-۵)$$

$$y = C^T\Lambda \quad (۷-۵)$$

به نحوی که:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۸-۵)$$

و بردار حالت به صورت  $\Lambda = [\lambda_1 \quad \lambda_2]^T = [\lambda \quad \dot{\lambda}]^T$  است. اگر خطای تنظیم خروجی  $e = \lambda_d - \lambda$  و بردار خروجی مرجع  $\Lambda_d = [\lambda_d \quad \dot{\lambda}_d]^T$  باشد، آنگاه می‌توان بردار خطای تعقیب را تعریف کرد.

$$E = [e_1 \quad e_2]^T = [e \quad \dot{e}]^T \quad (۹-۵)$$

حال در صورتیکه  $d = 0$ ، قانون کنترل ایده‌آل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود.



$$u^* = \frac{1}{b(\lambda)}(-f(\Lambda) + \ddot{\lambda}_d + K^T \hat{E}) \quad (10-5)$$

بردار  $\hat{E}$  تخمین بردار  $E$  و  $K^T = (k_1 \ k_2)$  بردار بهره‌ی فیدبک است. با توجه به اینکه  $(A, B)$  کنترل پذیر است  $K$  به نحوی انتخاب می‌شود که  $A - BK^T$  هرwitz گردد.

از آنجا که توابع  $f(\Lambda)$ ,  $b(\lambda)$  نامعلوم هستند، قانون کنترل ایده‌آل قابل پیاده‌سازی نیست. بنابراین قانون کنترل کننده‌ی فازی چنین پیشنهاد می‌گردد.

$$u_l = \frac{1}{\hat{b}(\lambda)}(-\hat{f}(\hat{\Lambda}) + \ddot{\lambda}_d + K^T \hat{E} + u_r) \quad (11-5)$$

که  $\hat{\Lambda}$  تخمین  $\Lambda$  و  $u_r$  برای جبران اغتشاش خارجی و خطای مدل‌سازی پیشنهاد شده است. می‌توان رابطه ۳-۵ را چنین نوشت.

$$\ddot{\lambda} = f(\Lambda) + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + \hat{b}(\lambda)u_l + d \quad (12-5)$$

با جایگزینی  $u_l$  در معادله ۱۲-۵، چنین می‌شود.

$$\ddot{\lambda} = K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d \quad (13-5)$$

با استفاده از رابطه ۱۳-۵ می‌توان رابطه زیر را استنتاج کرد.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (14-5)$$

با تعریف بردار خطا بدین صورت.

$$E = (e_1 \ e_2)^T = (\Lambda_d - \Lambda) \quad (15-5)$$

معادلات خطا با توجه به معادله‌ی ۱۴-۵ بدین صورت نوشته می‌شود.

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - \dot{\Lambda} \quad (16-5)$$

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - A\Lambda - B(K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (17-5)$$

با ضرب ماتریس  $A$ ، معادله‌ی ۵-۱۵ چنین می‌گردد.

$$A\Lambda = A\Lambda_d - AE \quad (۱۸-۵)$$

می‌توان رابطه‌ی ۵-۱۷ را با جایگذاری معادله‌ی ۵-۱۸، چنین نوشت.

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d + AE - A\Lambda_d - B \left[ K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] \right] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d \quad (۱۹-۵)$$

حال معادله‌ی ۵-۱۹ چنین بازنویسی می‌گردد.

$$\dot{E} = AE - BK^T \hat{E} - B([f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (۲۰-۵)$$

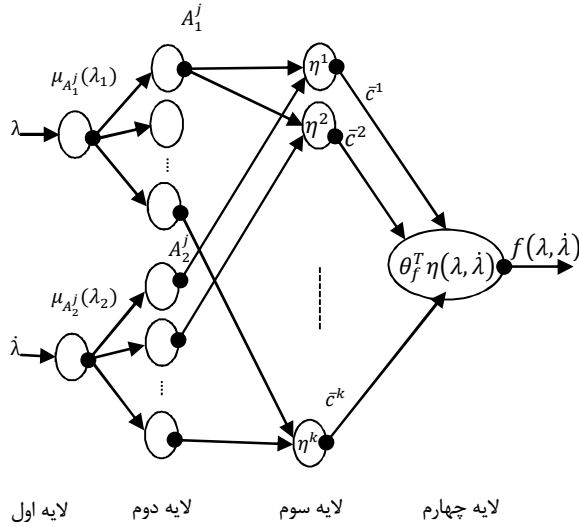
$$e_1 = C^T E \quad (۲۱-۵)$$

## ۵-۴ توصیف شبکه‌های فازی تطبیقی

یک شبکه فازی به طور معمول از ۴ بخش فازی‌ساز، موتور استنتاج فازی، قواعد اگر-آنگاه فازی و غیر فازی-ساز ساخته شده است. همان‌طور که در شکل ۵-۱ مشاهده می‌گردد، تخمین‌گر فازی تطبیقی را می‌توان در ۴ لایه بیان کرد. در لایه اول متغیرهای زبانی به عنوان ورودی قرار می‌گیرند. در لایه دوم مقادیر تابع تعلق مشخص می‌گردد. هر گره در لایه سوم یک قانون فازی را اجرا می‌کند و در نهایت مقادیر بردار پایه فازی را شکل می‌دهند. در این میان معمولاً غیر فازی‌ساز استفاده می‌شود و تمام اتصالات لایه سوم و چهارم به وسیله فاکتورهای وزنی  $[\bar{c}^1 \dots \bar{c}^k]$  که قابل تنظیم می‌باشند، تکمیل می‌گردد. و در نهایت در لایه چهارم خروجی  $f(\Lambda)$  محاسبه و همچنین موتور استنتاج فازی مربوط به قواعد اگر-آنگاه فازی، یک نگاشت از دو متغیر زبانی  $\lambda, \lambda$  به یک خروجی  $f(\Lambda)$  را انجام می‌دهد. لازم به ذکر است که تخمین‌گر منطق فازی می‌تواند بر اساس تئوری تخمین‌گر عمومی مورد تایید واقع شود.

قواعد اگر-آنگاه فازی  $Z$  ام بدین صورت نوشته می‌شود.

$$Ru^j : \text{if } \lambda_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \lambda_2 \text{ is } A_2^j \text{ then } f(\Lambda) \text{ is } B^j \quad (۲۲-۵)$$



شکل ۵-۱ نمایش ساختار شبکه فازی تطبیقی

که  $A_1^j, A_2^j, B^j$  مجموعه‌های فازی هستند.

می‌توان خروجی شبکه فازی ممدانی را با استفاده از فازی‌ساز منفرد، استنتاج ضرب در ورودی و غیر فازی‌ساز میانگین مراکز بدین صورت نوشت.

$$f(\Lambda) = \frac{\sum_{j=1}^k \bar{c}^j \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]}{\sum_{j=1}^k \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]} = \theta_f^T \eta(\Lambda) \quad (۲۳-۵)$$

که بردار پارامترهای قابل تنظیم  $\theta_f = [\bar{c}^1 \quad \dots \quad \bar{c}^k]^T$  و تعداد قواعد اگر - آنگاه فازی  $k$ ، همچنین  $\bar{c}^j$  مراکز مجموعه فازی  $B^j$  می‌باشد.

مقادیر تابع تعلق متغیرهای  $\lambda, \lambda-tilde$  با  $\mu_{A_i^j}(\lambda_i)$  و بردار پایه فازی با  $\eta(\Lambda) = (\eta^1 \quad \dots \quad \eta^k)^T$  که اینگونه تعریف می‌شود.

$$\eta^j(\Lambda) = \frac{\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i)}{\sum_{j=1}^k \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]} \quad (24-5)$$

## ۵-۵ طراحی کنترل کننده

این بخش به دنبال استفاده از شبکه‌های فازی تطبیقی به منظور تخمین  $f(\lambda, \hat{\lambda})$  برای نزدیک شدن به قانون کنترل ایده‌آل می‌باشد. به گونه‌ای که یک قانون کنترل تطبیقی همراه با تطبیق پارامترهای شبکه‌ی فازی تطبیقی پیدا گردد. کنترل کننده‌ی فازی تطبیقی غیر مستقیم طراحی شده بر پایه رویکرد ارائه می‌شود.

فرض ۱: اگر بردارهای  $\Lambda$  و  $\hat{\Lambda}$  با مجموعه‌های محدب زیر تعریف گردند.

$$U_{\Lambda} = \{\Lambda \in R^2 \mid \|\Lambda\| \leq M_{\Lambda} < \infty\} \quad (25-5)$$

$$U_{\hat{\Lambda}} = \{\hat{\Lambda} \in R^2 \mid \|\hat{\Lambda}\| \leq M_{\hat{\Lambda}} < \infty\} \quad (26-5)$$

که  $M_{\hat{\Lambda}}, M_{\Lambda}$  پارامترهای طراحی هستند. و همچنین بردار پارامترهای بهینه در

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in M_{\theta_f}} \left( \sup_{\Lambda \in U_{\Lambda}, \hat{\Lambda} \in U_{\hat{\Lambda}}} |\hat{f}(\hat{\Lambda} | \theta_f) - f(\Lambda)| \right) \quad (27-5)$$

با محدوده‌ی محدب

$$M_{\theta_f} = \{\theta_f \in R^k \mid \|\theta_f\| \leq m_{\theta_f}\} \quad (28-5)$$

که  $m_{\theta_f}$  شعاع ثابت محدوده می‌باشد، قرار گیرد.

می‌توان برای  $\theta_b^*$  و  $M_{\theta_b}$  نیز تعاریفی مشابه روابط ۲۷-۵ و ۲۸-۵ بیان کرد.

با بازنویسی معادله‌ی ۲۰-۵ نتیجه می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{E} = & AE - BK^T \hat{E} - B([f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda} | \theta_f) + \hat{f}(\hat{\Lambda} | \theta_f^*) - \hat{f}(\hat{\Lambda} | \theta_b^*)] \\ & + [b(\lambda | \theta_b) - \hat{b}(\lambda | \hat{\theta}_b)])u_l + u_r + d \end{aligned} \quad (29-5)$$

با تعریف خطای تقریب حداقل بدین صورت.

$$w = [f(\Lambda|\theta_f) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)] \quad (۳۰-۵)$$

از معادله ۲۹-۵ و ۳۰-۵ نتیجه می‌گردد.

$$\dot{E} = AE - BK^T \hat{E} - B([\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f)] + [b(\lambda|\theta_b) - \hat{b}(\lambda|\hat{\theta}_b)]u_l + u_r + w + d) \quad (۳۱-۵)$$

بر اساس رابطه‌ی ۲۳-۵ می‌توان تعریفی مشابه برای  $\hat{f}(\hat{\Lambda})$  داشت.

$$\hat{f}(\hat{\Lambda}) = \theta_f^T \eta(\hat{\Lambda}) \quad (۳۲-۵)$$

$$\hat{b}(\lambda) = \hat{\theta}_b \xi(\lambda) \quad (۳۳-۵)$$

خطای پارامترهای قابل تنظیم به صورت  $\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$ ،  $\tilde{\theta}_b = \theta_b - \hat{\theta}_b$  و  $\tilde{q} = q - \hat{q}$  معرفی می‌شوند و

همچنین  $\xi(\lambda) = \frac{1}{v} = \frac{1-\lambda}{R\omega}$  در نظر گرفته می‌شود. با تعریف  $w_d = w + d$ ، می‌توان رابطه ۳۱-۵ را چنین

نوشت.

$$\dot{E} = AE - BK^T \hat{E} - B[\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda)u_l + u_r + w_d] \quad (۳۴-۵)$$

حال روی‌تگر زیر برای تخمین بردار  $E$  پیشنهاد می‌گردد.

$$\dot{\hat{E}} = A\hat{E} - BK^T \hat{E} + K_e(e_1 - \hat{e}_1) \quad (۳۵-۵)$$

$$\hat{e}_1 = C^T \hat{E} \quad (۳۶-۵)$$

به طوری که  $K_e = [k_{e1} \quad k_{e2}]^T$ ، بردار بهره‌ی روی‌تگر می‌باشد.

با تعریف بردار خطای روی‌تگر  $\tilde{E} = \hat{E} - E$  و خطای خروجی روی‌تگر  $\tilde{e}_1 = \hat{e}_1 - e_1$  می‌توان معادله‌ی خطای

روی‌تگر را با استفاده از معادلات ۳۴-۵ و ۳۵-۵ بدین صورت داشت.

$$\dot{\tilde{E}} = \dot{\hat{E}} - \dot{E} \quad (۳۷-۵)$$

$$\dot{\tilde{E}} = (A - K_e C^T)\tilde{E} + B[\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda)u_l + u_r + w_d] \quad (۳۸-۵)$$

$$\tilde{e}_1 = C^T \tilde{E} \quad (39-5)$$

با توجه به اینکه  $(A, C^T)$  رویت پذیر است،  $K_e$  باید به نحوی انتخاب گردد که  $A - K_e C^T$  هر ویتز باشد.

اگر  $s$  متغیر لاپلاس باشد آنگاه  $G(s)$  اینگونه تعریف می‌شود.

$$G(s) = C^T (sI - A + K_e C^T)^{-1} B \quad (40-5)$$

ودینامیک خطای خروجی با توجه به 38-5 می‌شود.

$$\tilde{e}_1 = G(s) [\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_d] \quad (41-5)$$

در نظر گرفته می‌شود که فقط خروجی  $\tilde{e}_1$  قابل اندازه‌گیری باشد.

با استفاده از لم اکیدا حقیقی مثبت (لم کالمن-یاکوویچ) [43]، می‌توان معادله 41-5 را به صورت زیر نوشت.

$$\tilde{e}_1 = G(s) P(s) (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) \quad (42-5)$$

که می‌توان تعریف کرد.

$$w_p = (P^{-1}(s) - 1) (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r) + P^{-1}(s) w_d \quad (43-5)$$

با فرض  $|w_p| \leq q$  که یک مقدار مثبت ثابت نامعلوم است و  $P(s) = s + \alpha_1$ ، که  $\alpha_1$  باید به گونه‌ای انتخاب

شود که  $P^{-1}(s)$  یک تابع انتقال پایدار باشد و همچنین  $G(s)P(s)$  یک تابع انتقال اکیدا حقیقی مثبت شود.

پس می‌توان معادله 38-5 را چنین نوشت.

$$\dot{\tilde{E}} = A_s \tilde{E} + B_s (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) \quad (44-5)$$

$$\tilde{e}_1 = C_s^T \tilde{E} \quad (45-5)$$

که  $A_s = (A - K_e C^T)$ ،  $B_s = [1 \ \alpha_1]^T$ ،  $C_s = [1 \ 0]^T$  می‌باشند.

پس می‌توان تابع انتقال را چنین نوشت.

$$G'(s) = G(s)P(s) = C_s (sI - A_s)^{-1} B_s \quad (46-5)$$

## ۵-۶ اثبات پایداری و قوانین تطبیق

تابع لیاپانوف بدین صورت پیشنهاد می‌گردد.

$$V = \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2\gamma_b} \tilde{\theta}_b^2 + \frac{1}{2\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_q} \tilde{q}^2 \quad (۴۷-۵)$$

به طوری که ماتریس  $P_c$  معین مثبت متقارن باشد. با مشتق‌گیری از  $V$  نتیجه می‌شود.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{E}}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \dot{\tilde{E}} + \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\theta}_b \dot{\tilde{\theta}}_b + \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{q} \dot{\tilde{q}} \quad (۴۸-۵)$$

با توجه به معادله ۴۴-۵ می‌توان نوشت.

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{2} \tilde{E}^T (A_s^T P_c + P_c A_s) \tilde{E} + \tilde{E}^T P_c B_s (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) + \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\theta}_b \dot{\tilde{\theta}}_b \\ & + \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{q} \dot{\tilde{q}} \end{aligned} \quad (۴۹-۵)$$

با توجه به اینکه  $P_c = P_c^T > 0$  و  $A_s$  پایدار است و  $G(s)P(s)$  نیز اکیداً حقیقی مثبت می‌باشد.

نظر به لم کالمن - یا کوویچ می‌توان بیان کرد، وجود دارد  $Q = Q^T > 0$  به طوری که:

$$A_s^T P_c + P_c A_s = -Q \quad (۵۰-۵)$$

$$P_c B_s = C_s \quad (۵۱-۵)$$

با توجه به معادلات ۵۰-۵ و ۵۱-۵ می‌توان ۴۹-۵ را چنین نوشت.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \tilde{E}^T Q \tilde{E} + \tilde{e}_1 [\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p] - \frac{\tilde{\theta}_b^T \dot{\tilde{\theta}}_b}{\gamma_b} - \frac{\tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f}{\gamma_f} - \frac{\tilde{q} \dot{\tilde{q}}}{\gamma_q} \quad (۵۲-۵)$$

با انتخاب قوانین تطبیق به صورت زیر.

$$\dot{\tilde{\theta}}_b = \gamma_b \tilde{e}_1 \xi(\lambda) u_l \quad (۵۳-۵)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_f = \gamma_f \tilde{e}_1 \eta(\hat{\Lambda}) \quad (۵۴-۵)$$

$$\dot{\tilde{q}} = \gamma_q |\tilde{e}_1| \quad (۵۵-۵)$$

$$u_r = -\hat{q} \operatorname{sgn}(\tilde{e}_1) \quad (56-5)$$

و با توجه به اینکه  $\lambda_{\min}(Q) \|\tilde{E}\|^2 \leq \lambda_{\min}(Q) |\tilde{e}_1|^2$  می باشد، به سادگی می توان نشان داد.

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) |\tilde{e}_1|^2 \quad (57-5)$$

با انتگرال گیری از نامعادله 57-5 می توان داشت.

$$\int_0^{\infty} |\tilde{e}_1|^2 dt \leq \frac{V(0) - V(\infty)}{\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q)} \quad (58-5)$$

بنا به ویژگی تابع لیاپانوف  $V$  سمت راست نامعادله 58-5 محدود است. پس مربع اندازه ی  $\tilde{e}_1(t)$  موجود و دارای انتگرال محدود می باشد  $(\tilde{e}_1(t) \in L_2)$ . از طرفی از معادله ی 47-5 و نامعادله 57-5 می توان نتیجه گرفت که  $\tilde{e}_1(t) \in L_{\infty}$  و  $\tilde{E}(t) \in L_{\infty}$  است. اما نمی توان در مورد همگرایی آن ها سخن به میان آورد. از معادله ی 5-44 در می یابیم که همه ی متغیرهای سمت راستش محدودند. پس  $\dot{\tilde{e}}_1(t) \in L_{\infty}$  و محدود می باشد. حال با استفاده از لم باربالات ثابت می شود که وقتی که  $t \rightarrow \infty$  می رود آن گاه  $\tilde{e}_1(t)$  به صفر همگرا می شود.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{e}_1(t)| = 0 \quad (65-5)$$

می توان نتیجه گرفت که  $\tilde{E}(t)$  محدود است و با توجه به رویتگر 35-5، که در آن  $A - BK^T$  هر ویتز می باشد می توان بیان کرد که  $\hat{E}$  محدود است. از تعریف  $\tilde{E} = \hat{E} - E$  می توان دریافت که  $E \in L_{\infty}$  است در نتیجه  $e_1 \in L_{\infty}$  خواهد بود. وچنانچه  $t \rightarrow \infty$  برود آن گاه  $e_1(t)$  به سمت صفر میل خواهد کرد. از محدود بودن  $E$  و  $\hat{E}$  و با توجه به  $y_m \in L_{\infty}$  می توان نتیجه گرفت که  $\Lambda \in L_{\infty}$  می باشد. بنابراین با توجه به محدود بودن  $e_1(t)$  و  $y_m(t)$  می توان به محدود بودن  $y(t)$  پی برد.



## ۷-۵ روند طراحی کنترل کننده

کنترل کننده مورد نظر را می توان در ۳ مرحله و به نحوی که در شکل ۲-۵ نشان داده شده است، پیاده سازی نمود.

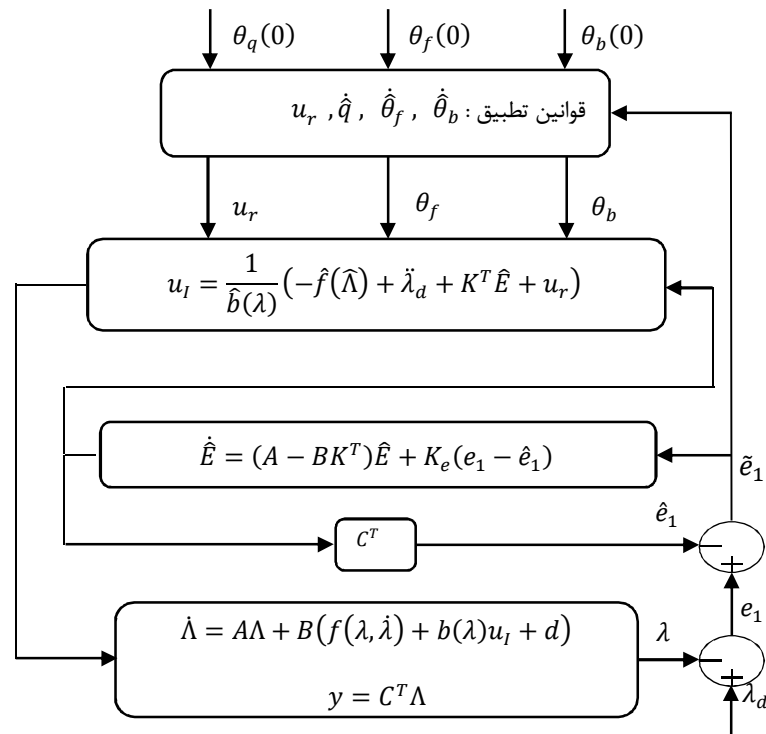
مرحله اول: پیدا کردن بهره های  $K$  و  $K_e$  به نحوی که  $A - BK^T$  و  $A - K_e C^T$  هر ویتز باشند.

مرحله دوم: انتخاب گام های تطبیق  $\gamma_b$  و  $\gamma_f$  و  $\gamma_q$  به صورت مناسب و پیاده سازی رویت گر با توجه به  $\tilde{e}_1$ .

مرحله سوم: تشکیل قانون کنترل با محاسبه ی بردارهای پایه فازی  $\eta(\lambda, \dot{\lambda})$  و  $\xi(\lambda)$  و به روزرسانی

قوانین تطبیق پارامترها.

لازم به ذکر است که گام های  $\gamma_b$  و  $\gamma_f$  و  $\gamma_q$  با استفاده از سعی و خطا و بر اساس شرایط اولیه پارامترهای  $\theta_b(0)$  و  $\theta_f(0)$  و  $\hat{q}(0)$  تعیین می شوند.



شکل ۲-۵ ساختار پیاده سازی کنترل کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر اساس رویتگر برای سیستم ترمز ضد قفل

## ۵-۷ شبیه‌سازی

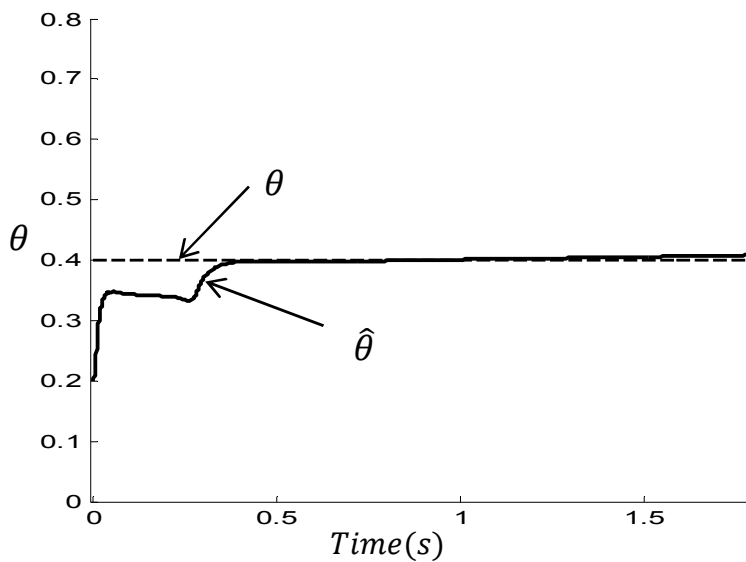
شبیه‌سازی در مدل ۱/۴ خودرو با توجه به داده‌های جدول ۵-۱ و با استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مقاوم بر مبنای رویکرد برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه شده است. این شبیه‌سازی (برخلاف سیستم‌های سنتی) می‌تواند نرخ لغزش بهینه را با توجه به شرایط جاده تغییر دهد. نرخ لغزش بهینه متناظر با هر شرایط مختلف جاده‌ای نیز در جدول ۵-۲ بیان شده است. از یک تخمینگر برای تخمین شرایط جاده استفاده شده است تا بتوان غیر مستقیم، از طریق نگاشت  $\lambda = f(\theta)$ ، نرخ لغزش مطلوب را با توجه به شرایط جاده برای کنترل-کننده به دست آورد. شمای کلی پیاده‌سازی کنترل‌کننده به همراه تخمینگر مشخصات جاده در شکل ۵-۱۴ ترسیم شده است.

دو نحوه‌ی کاری برای بررسی کنترل‌کننده ارائه گردیده است.

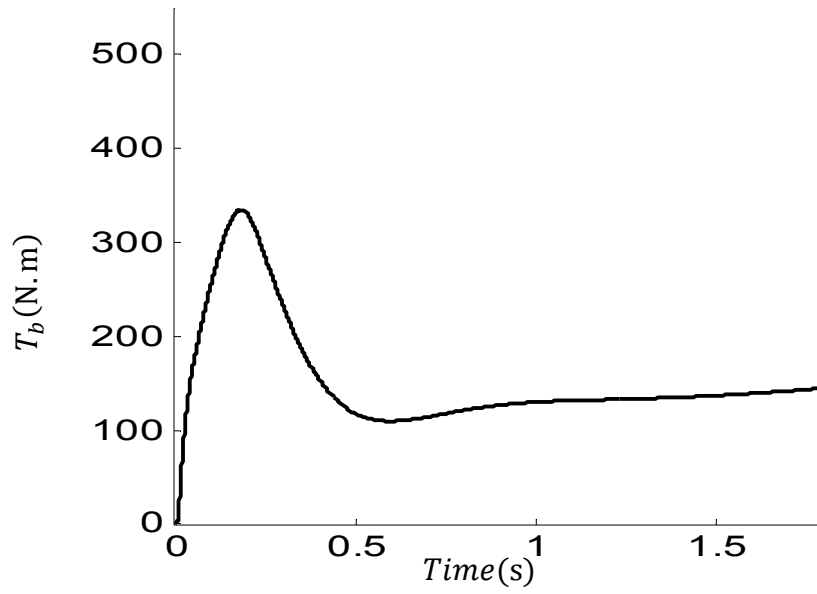
ابتدا شرایط جاده‌ای خشک به سیستم اعمال گردیده که در شکل ۵-۳ حالت تخمین پارامتر شرایط جاده‌ای در مقابل مقدار مطلوبش نمایش داده شده است. شکل ۵-۴ بیانگر مقدار گشتاور ترمزی اعمالی مورد نیاز به چرخ برای رسیدن به لغزش مطلوب می‌باشد. شکل ۵-۵، نشان‌دهنده‌ی میزان قانون کنترل در گذر زمان می‌باشد. در شکل ۵-۶ مقدار لغزش بهینه  $\lambda_{opt}$  توسط تخمینگر، در مقابل مقدار لغزش  $\lambda$  حاصل شده از سیستم کنترل، نشان داده شده است. نهایتاً شکل ۵-۷ نمایانگر کاهش سرعت زاویه‌ای چرخ از  $133/3$  رادیان بر ثانیه به همراه کاهش سرعت خودرو از  $33/3$  متر بر ثانیه، در حدود  $1/9$  ثانیه می‌باشد.

جدول ۵-۱ مقادیر استفاده شده در شبیه‌سازی مدل ۱/۴ خودرو [۱۸]

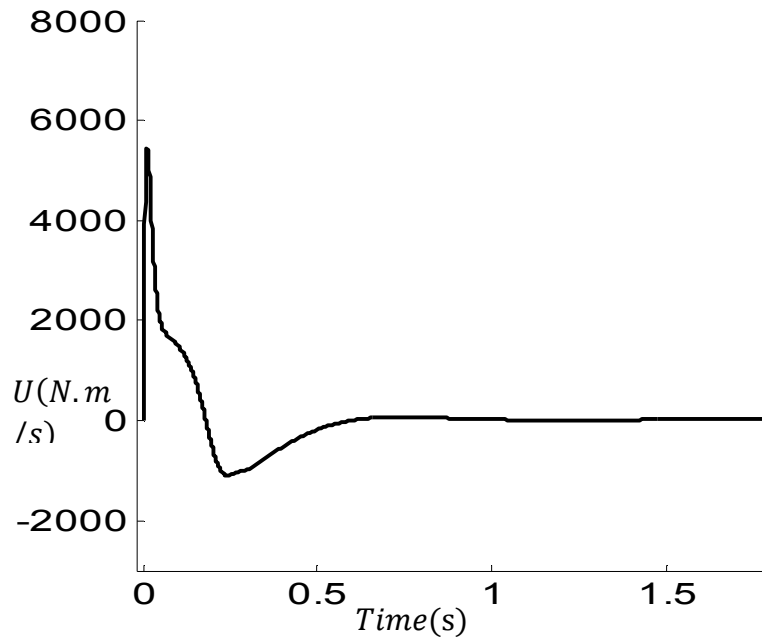
مشخصات داده	علامت	اندازه
میرایی نسبی چسبندگی	$\delta_2$	$0.0018(s/m)$
میرایی فشرده شده طولی لاستیک	$\delta_1$	$4/9487(s/m)$
سختی فشرده شده طولی لاستیک	$\delta_0$	$40(1/m)$
اصطکاک کولنی نرمالیزه شده	$F_c$	$0.5$
اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده	$F_s$	$0.9$
سرعت استریک	$v_s$	$12/5(m/s)$
جرم ۱/۴ خودرو	$m$	$275(kg)$
شعاع چرخ	$R$	$0.25(m)$
ممان اینرسی	$J$	$12/891(kg.m^2)$
شتاب گرانشی زمین	$g$	$9/8(m/s^2)$
بهره‌ی بین $T_b$ و $P_i$	$K_b$	$25$
نیروی نرمال	$F_z$	$2600(N)$
سرعت اولیه خودرو	$v_0$	$33/33(m/s)$
سرعت اولیه چرخ	$\omega_0$	$133/33(Rad/s)$



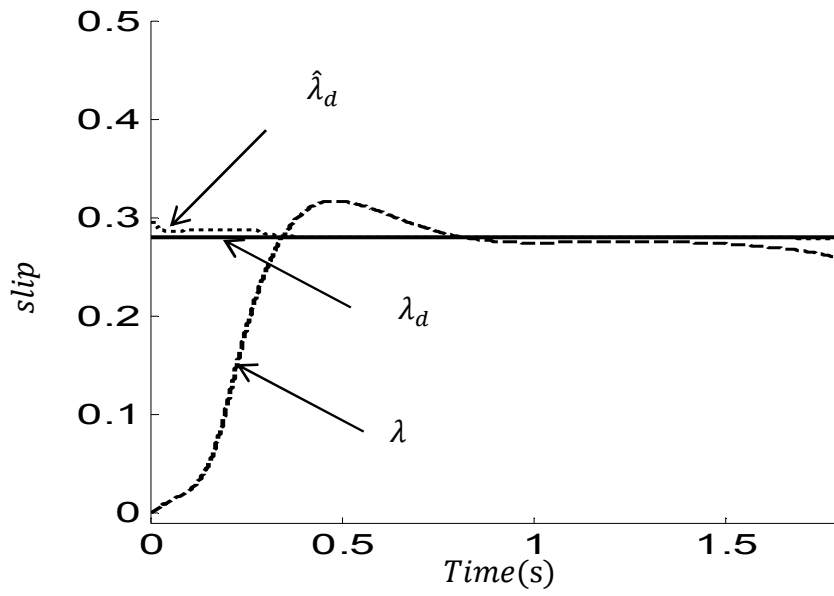
شکل ۵-۳ تخمین شرایط جاده در آسفالت خشک



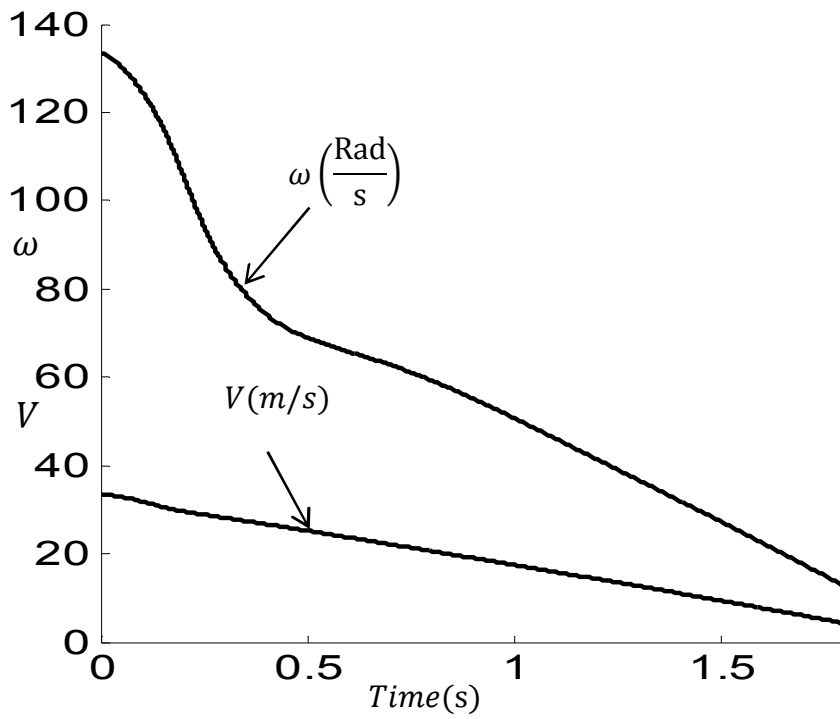
شکل ۴-۵ گشتاور ترمزی اعمالی در جاده خشک



شکل ۵-۵ خروجی کنترل کننده در جاده خشک



شکل ۵-۶ لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک

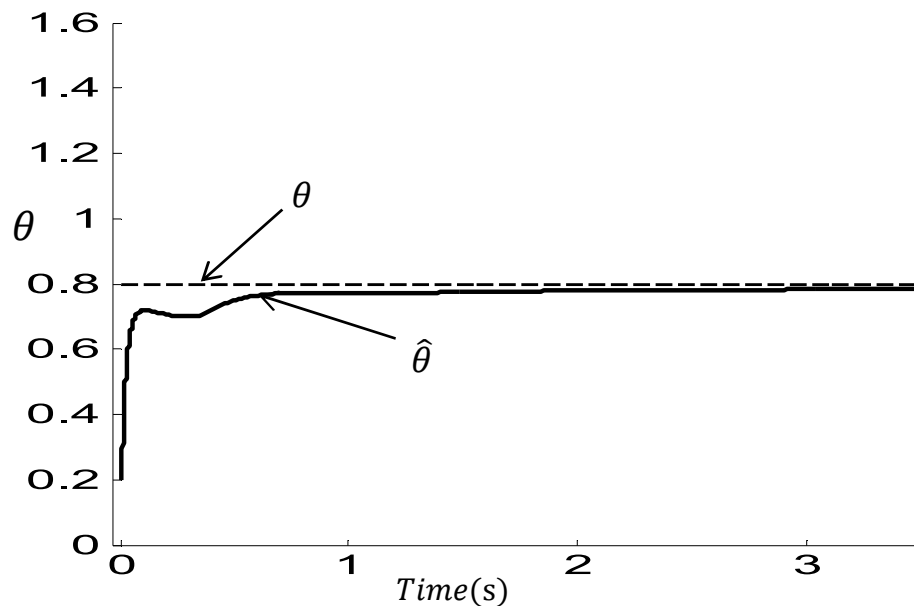


شکل ۵-۷ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده خشک

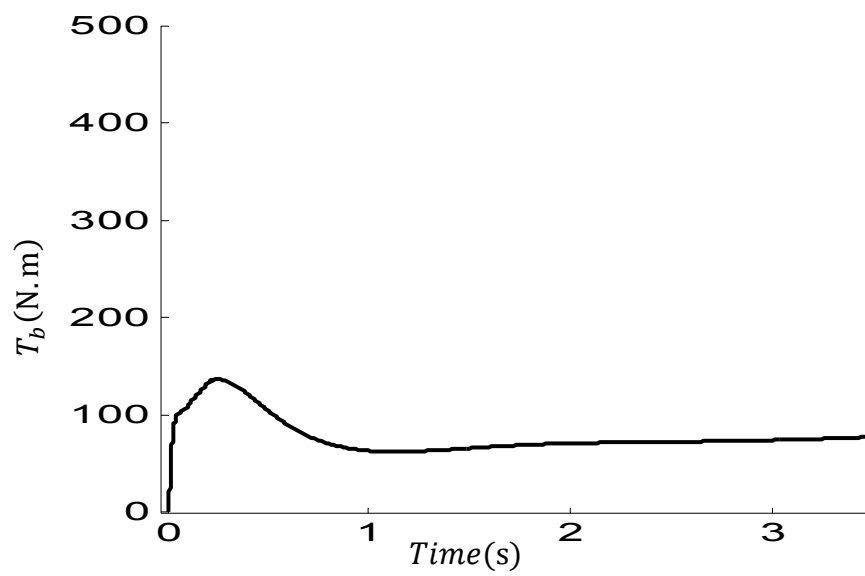
کنترل کننده‌ی پیشنهادی در وضعیتی مشابه برای شرایط جاده‌ای نمناک ارائه گردیده است که شکل‌های ۵-۸ تا ۵-۱۲ را به خود اختصاص داده است. ملاحظه می‌شود که در شکل ۵-۱۲ با تغییر جاده از خشک به نمناک زمان توقف از حدود  $1/9$  ثانیه به  $3/5$  ثانیه افزایش می‌یابد.

تغییر دومی که به صورت محسوس مشاهده می‌گردد، کاهش گشتاور ترمزی اعمالی به چرخ در شکل ۵-۹ می‌باشد. کاهش هوشمند گشتاور ترمزی اعمالی به چرخ، سبب جلوگیری از سر خوردن خودرو در سطح جاده نمناک می‌گردد و همچنین مانع از برهم خوردن پایداری وسیله نقلیه می‌گردد. ثابت ماندن پایداری جانبی وسیله نقلیه به همراه کاهش زمان توقف خودرو از مهم‌ترین علت‌های طراحی ترمز ضد قفل می‌باشند. شکل ۵-۸ تخمینگر جاده را نشان می‌دهد که به درستی شرایط جاده‌ای نمناک را تخمین زده است. و همچنین شکل ۵-۱۰ نشان می‌دهد که سطح قانون کنترل اعمالی در مقایسه با شرایط جاده‌ی خشک، کاهش یافته است.

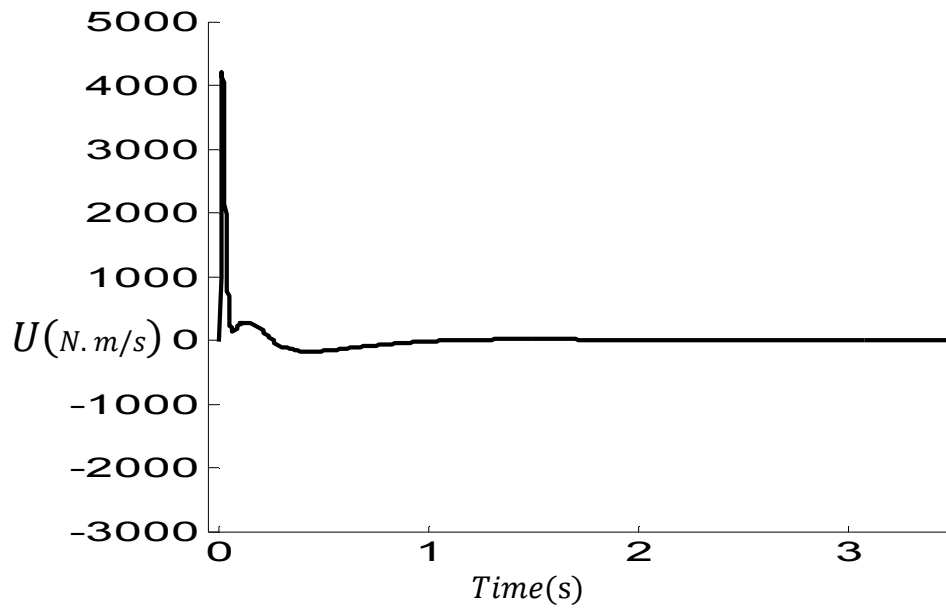
شکل ۵-۱۱ بیانگر لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در شرایط جاده نمناک است. همان‌طور که مشاهده می‌گردد، لغزشی که از نگاشت حاصل از تخمینگر به عنوان مرجع مطلوب برای حلقه‌ی کنترلی عمل می‌کند. همچنین کنترل کننده در پی تعقیب لغزش به دست آمده توسط تخمینگر می‌باشد.



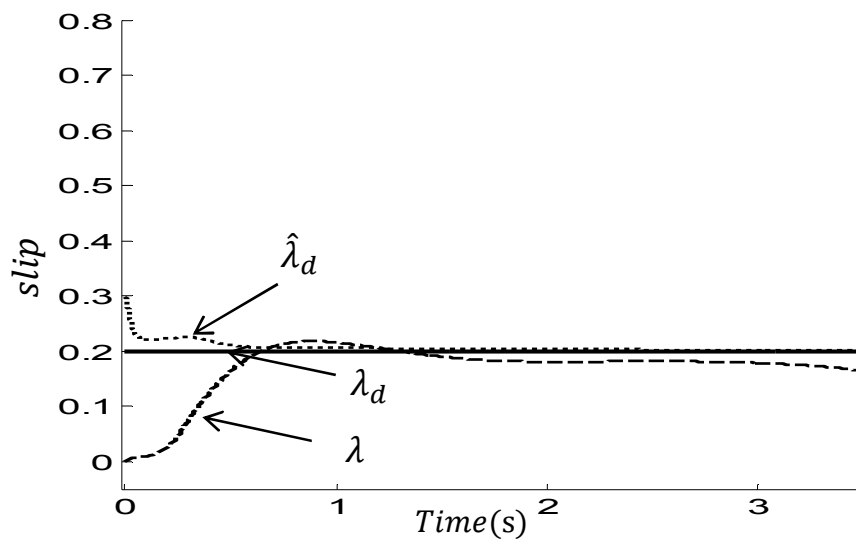
شکل ۸-۵ تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک



شکل ۹-۵ گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک

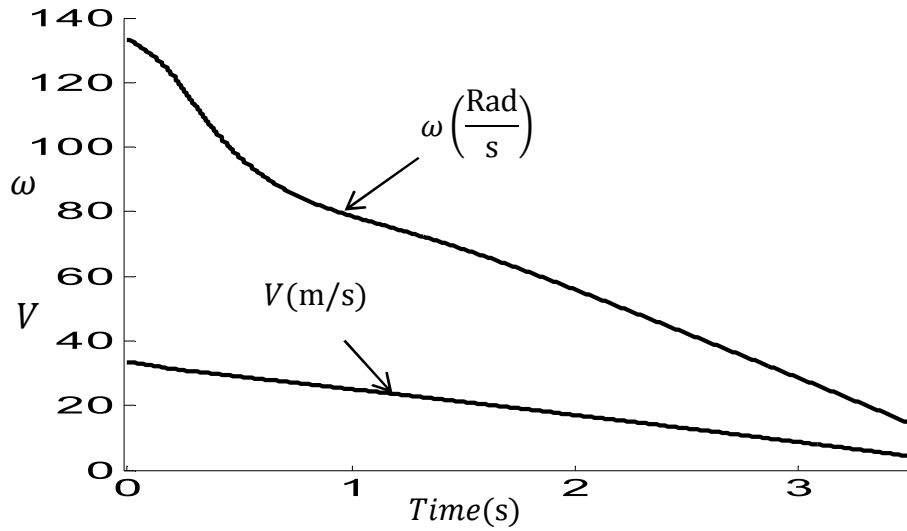


شکل ۵-۱۰ خروجی کنترل کننده در جاده نمناک



شکل ۵-۱۱ لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک

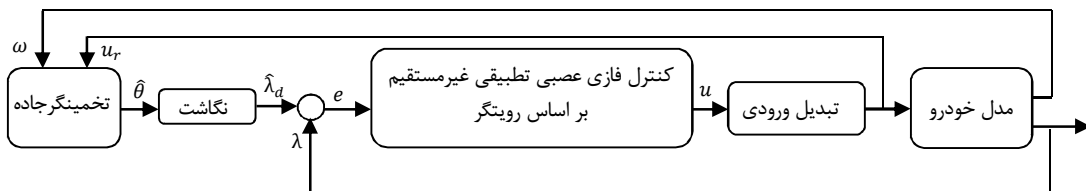




شکل ۵-۱۲ تغییرات سرعت چرخ و خودرو در جاده نمناک

جدول ۵-۲ ارتباط بین پارامتر مشخصات جاده و اندازه لغزش مطلوب متناظر آن [۱۸]

اندازه لغزش $\lambda_d$	پارامتر $\theta$	مشخصات جاده
۰/۳	$< 0$	جاده خیلی خشک
۰/۲۸	۰/۴	جاده خشک
۰/۲	۰/۸	جاده نمناک
۰/۱۵	۱/۰	جاده برفی
۰/۱	۱/۵	جاده یخی
۰/۰۵	۵	جاده خیلی یخی
۰/۰۵	$< 5$	جاده به شدت یخی



شکل ۵-۱۳ شمای کلی پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی تطبیقی به همراه تخمینگر مشخصات جاده

## ۵-۹ نتیجه گیری

به علت دسترسی سخت به حالت‌ها توسط سنسورهای فیزیکی و همچنین آغشته شدن به خطاهای اندازه‌گیری و نویز پذیر بودن آن‌ها، از کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر رویتگر برای سیستم ترمز ضد قفل استفاده گردیده است. مشاهده می‌گردد علاوه بر تخمین مطلوب شرایط جاده توسط تخمین‌گر، کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مذکور نیز عملکرد مطلوب خود را در تعقیب لغزش بهینه، انجام می‌دهد. این امر سبب می‌شود که خودرو در کمترین زمان ممکن در هر شرایط جاده‌ای با حفظ پایداریش متوقف گردد. لازم به یادآوری است که کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در مقابل تغییر پارامتر شرایط جاده نیز مقاوم است.



## فصل ششم

### جمع‌بندی و پیشنهادات

## ۶-۱ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این تحقیق ابتدا مدل ۱/۴ خودرو بیان گردیده و سپس با استفاده از مدل اصطکاک داخلی لاگر، تخمین‌گیری برای تخمین مشخصات جاده بیان گردید. که نسبت به تخمین‌گر مشابه ارائه شده از سادگی در محاسبات، نیاز نبودن به تغییر متغیر و همچنین ارائه‌ی مستقیم سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای به عنوان متغیر حالت می‌باشد. کنترل‌کننده‌های پیشنهادشده در این تحقیق، به جهت اینکه مبتنی بر روی‌تگر می‌باشند از مزیت برخوردار می‌باشند. به سبب دسترسی سخت به بعضی از حالت‌های سیستم و همچنین آغشته به نویز و خطای اندازه‌گیری بودن آن‌ها، از کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر روی‌تگر استفاده شده است. در فصل چهارم یک کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم ارائه شده است [۴۳]. با توجه به اینکه در این کنترل‌کننده، محاسبه‌ی کل گشتاور ترمزی به عهده‌ی سیستم فازی تطبیقی می‌باشد، انتخاب مناسب پارامترهای سیستم فازی از قبیل مراکز گروه‌های عضویت ورودی، انحراف معیار توابع تعلق گوسی، مقدار اولیه‌ی وزنهای قوانین که به صورت برخط تخمین زده می‌شوند و همچنین ضریب یادگیری (همگرایی) آنها، تاثیر بسیار مهمی در عملکرد مطلوب کنترل‌کننده دارد. به عبارت دیگر، حساسیت کنترل‌کننده‌ی فوق نسبت به پارامترهای سیستم فازی بسیار زیاد می‌باشد که این امر موجب دشوار شدن تنظیم پارامترهای سیستم فازی می‌شود. اما در کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیرمستقیم پیشنهادی به دلیل حضور تخمین خطای لغزش و مشتق آن در قانون کنترل، حساسیت عملکرد کنترل‌کننده نسبت به پارامترهای سیستم فازی کاهش چشم‌گیری یافته است. در نتیجه، تنظیم پارامترهای سیستم فازی در کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی بسیار ساده‌تر می‌باشد که بیانگر برتری روش پیشنهادی در مقایسه با کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم می‌باشد. مزیت دیگر کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در مقایسه با [۴۳]، کاهش تعداد قوانین فازی می‌باشد. باید توجه داشت که در روش فازی تطبیقی غیرمستقیم، توابع عدم قطعیت در صورت و مخرج قانون کنترل ایده‌آل باید تخمین زده شوند. به عبارت دیگر، دو سیستم فازی و تطبیقی مورد نیاز است. باید توجه داشت که مخرج قانون کنترل ایده‌آل در سیستم ترمز ضد قفل تابعی از سرعت خودرو و ممان اینرسی می‌-

باشد که در آن ممان اینرسی پارامتر نامعلوم و سرعت خودرو به عنوان متغیر می‌باشند. به عبارت دیگر مخرج قانون کنترل ایده‌آل تابع یک متغیره می‌باشد و برای تخمین آن از روش معمول کنترل تطبیقی باید استفاده شود. در نتیجه، روش فازی تطبیقی غیرمستقیم پیشنهادی فقط به یک سیستم فازی نیاز دارد.

## ۲-۶ پیشنهادات

مطالبی جهت کارهای تحقیقاتی آینده ذکر می‌گردد.

- ۱- می‌توان از مدل کامل خودرو جهت اطمینان از روش کنترلی پیشنهادی بهره برد.
- ۲- به منظور حذف اغتشاش در زمان ترمز گیری و عملکرد مناسب ترمز ضد قفل می‌توان از سیستم تعلیق همراه با ترمز ضد قفل استفاده نمود.
- ۳- ارائه‌ی روش‌های کنترلی نوظهور، از قبیل به کارگیری چند جمله‌ایهای لژاندر برای استفاده در کنترل-کننده.



- [1] K. J. Astrom, and C. Canudas-De-Wit, "Revisiting the LuGre friction model," *Control Systems, IEEE*, vol. 28, no. 6, pp. 101-114, 2008.
- [2] S. M. Savaresi, and M. Tanelli, *Active braking control systems design for vehicles*: Springer Science & Business Media, 2010.
- [3] W.-Y. Wang, I. Li, M.-C. Chen, S.-F. Su, and S.-B. Hsu, "Dynamic slip-ratio estimation and control of antilock braking systems using an observer-based direct adaptive fuzzy-neural controller," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 5, pp. 1746-1756, 2009.
- [4] G. F. Mauer, "A fuzzy logic controller for an ABS braking system," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 381-388, 1995.
- [5] P. Wellstead, and N. Pettit, "Analysis and redesign of an antilock brake system controller." pp. 413-426.
- [6] M. Tanelli, A. Astolfi, and S. M. Savaresi, "Robust nonlinear output feedback control for brake by wire control systems," *Automatica*, vol. 44, no. 4, pp. 1078-1087, 2008.
- [7] J.-S. Lin, and W.-E. Ting, "Nonlinear control design of anti-lock braking systems with assistance of active suspension," *IET control theory & applications*, vol. 1, no. 1, pp. 343-348, 2007.
- [8] L. R. Ray, "Nonlinear state and tire force estimation for advanced vehicle control," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 1, pp. 117-124, 1995.
- [9] J.-J. E. Slotine, and W. Li, *Applied nonlinear control*: Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [10] J. Cabrera, A. Ortiz, J. J. Castillo, and A. Simón, "A fuzzy logic control for antilock braking system integrated in the IMM tire test bench," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 1937-1949, 2005.
- [11] C.-K. Chen, and M.-C. Shih, "PID-Type Fuzzy Control for Anti-Lock Brake Systems with Parameter Adaptation", *JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, vol. 47, no. 2, pp. 675-685, 2004.
- [12] Y. Lee, "Genetic neural fuzzy control of anti-lock brake systems." pp. 671-676.
- [13] A. Harifi, A. Aghagolzadeh, G. Alizadeh, and M. Sadeghi, "Designing a sliding mode controller for slip control of antilock brake systems," *Transportation research part C: emerging technologies*, vol. 16, no. 6, pp. 731-741, 2008.
- [14] 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, no. 8, pp. 918-926, 2010.
- [15] W.-Y. Wang, G. M. Chen, and C. Tao, "Stable anti-lock braking system using output-feedback direct adaptive fuzzy neural control." pp. 3675-3680.
- [16] U. Eichhorn, and J. Roth, "Prediction and monitoring of tyre/road friction".
- [17] B. Breuer, U. Eichhorn, and J. Roth, "Measurement of tyre/road-friction ahead of the car and inside the tyre".
- [18] S. Korovin, and V. Utkin, "Using sliding modes in static optimization and nonlinear programming," *Automatica*, vol. 10, no. 5, pp. 525-532, 1974.
- [19] M. Tanelli, L. Piroddi, and S. M. Savaresi, "Real-time identification of tire-road friction conditions," *IET control theory & applications*, vol. 3, no. 7, pp. 891-906, 2009.
- [20] 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, no. 3, pp. 419-425, 1995.
- [21] C. Canudas-De-Wit, and R. Horowitz, "Observers for tire/road contact friction using only wheel angular velocity information." p. 1.



- [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, no. 11, pp. 901-912, 2007.
- [23] J. Yi, L. Alvarez, X. Claeys, and R. Horowitz, "Emergency braking control with an observer-based dynamic tire/road friction model and wheel angular velocity measurement," *Vehicle system dynamics*, vol. 39, no. 2, pp. 81-97, 2003.
- [24] L.-X. Wang, *A course in fuzzy systems*: Prentice-Hall press, USA, 1999.
- [25] M. Hojati, and S. Gazor, "Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 2, pp. 198-210, 2002.
- [26] C.-M. Lin, and C.-F. Hsu, "Self-learning fuzzy sliding-mode control for antilock braking systems," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 2, pp. 273-278, 2003.
- [27] A. Will, S. Hui, and S. Zak, "Sliding mode wheel slip controller for an antilock braking system," *International journal of vehicle design*, vol. 19, no. 4, pp. 523-539, 1998.
- [28] L.-X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 2, pp. 146-155, 1993.
- [29] L. Wang, "X.: Adaptive Fuzzy Systems and Control," Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1994.
- [30] W.-Y. Wang, M.-C. Chen, and S.-F. Su, "Hierarchical T-S fuzzy-neural control of anti-lock braking system and active suspension in a vehicle," *Automatica*, vol. 48, no. 8, pp. 1698-1706, 2012.
- [31] 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, no. 7, pp. 1157-1167, 2013.
- [32] B. Chen, X. Liu, K. Liu, and C. Lin, "Direct adaptive fuzzy control of nonlinear strict-feedback systems," *Automatica*, vol. 45, no. 6, pp. 1530-1535, 2009.
- [33] C. Kwan, 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, no. 6, pp. 753-766, 2000.
- [34] T. Zhang, S. S. Ge, and C. C. Hang, "Adaptive neural network control for strict-feedback nonlinear systems using backstepping design," *Automatica*, vol. 36, no. 12, pp. 1835-1846, 2000.
- [35] W. Lin, and C. Qian, "Semi-global robust stabilization of MIMO nonlinear systems by partial state and dynamic output feedback," *Automatica*, vol. 37, no. 7, pp. 1093-1101, 2001.
- [36] Z.-P. Jiang, and D. J. Hill, "A robust adaptive backstepping scheme for nonlinear systems with unmodeled dynamics," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 9, pp. 1705-1711, 1999.
- [37] 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, no. 3, pp. 189-226, 2003.
- [38] E. Bakker, L. Nyborg, and H. B. Pacejka, *Tyre modelling for use in vehicle dynamics studies*, SAE Technical Paper, 1987.
- [39] K. T. Leung, J. F. Whidborne, D. Purdy, and P. Barber, "Road vehicle state estimation using low-cost GPS/INS," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, no. 6, pp. 1988-2004, 2011.
- [40] H. Guo, H. Chen, F. Xu, F. Wang, and G. Lu, "Implementation of EKF for vehicle velocities estimation on FPGA," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 3823-3835, 2013.
- [41] S. Drakunov, U. Özgüner, P. Dix, and B. Ashrafi, "ABS control using optimum search via sliding modes," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 1, pp. 79-85, 1995.
- [42] W. Pasillas-Lépine, A. Loria, and M. Gerard, "Design and experimental validation of a nonlinear wheel slip control algorithm," *Automatica*, vol. 48, no. 8, pp. 1852-1859, 2012.

- [43] G.-M. Chen, W.-Y. Wang, T.-T. Lee, and C. Tao, "Observer-based direct adaptive fuzzy-neural control for anti-lock braking systems," *International Journal of Fuzzy Systems*, vol. 8, no. 4, pp. 208-218, 2006.
- [44] M. Burckhardt, "Fahrwerktechnik: Radschlupf-Regelsysteme," *Vogel-Verlag, Germany*, pp. 16, 1993.
- [45] U. Kiencke, and A. Daiss, "Estimation of tyre friction for enhanced ABS-systems," *JSAE Review*, vol. 16, no. 2, pp. 221-221, 1995.
- [46] H. B. Pacejka, and R. S. Sharp, "Shear force development by pneumatic tyres in steady state conditions: a review of modelling aspects," *Vehicle system dynamics*, vol. 20, no. 3-4, pp. 121-175, 1991.
- [47] M. Burckhardt, "ABS und ASR, Sicherheitsrelevantes, Radschlupf-Regel System. Lecture Scriptum," *University of Braunschweig, Braunschweig, Germany*, 1987.
- [48] B. ENSIEG-INPG, and F. ST Martin d'lieres, "Dynamic tire friction models for vehicle traction control," 1999.



## **Abstract**

In this study, an observer based indirect adaptive fuzzy controller for the anti-lock braking system (ABS) is proposed. First, using the Luge internal friction model in the single corner model of automobile, road profile is estimated. Then, using the estimator results, the optimum slip is obtained. It should be noted that in the optimum slip, the maximum longitudinal friction created between the tire and road is achieved, so that the automobile stops in the least possible distance. Since some of state variables of the system are difficult to measure or contaminated by noise, and observer based controller is designed in this paper. The controller objective is to realize the reference slip obtained from the road condition estimator. Using Lyapunov stability theorem, it is verified that the values obtained for road condition and vehicle speed will converge to their actual values. Also, the convergence of the designed observer states for estimation of the optimum slip error is guaranteed. In addition, it is shown that the indirect adaptive fuzzy controller results in asymptotic tracking of the optimum slip. Simulations results show the proper performance of the proposed anti-lock breaking control system in achieving the optimum slip and quick stops of the car without locking the wheel in various road conditions is shown.

## **Keywords (Style: Keywords Title)**

Antilock Braking System, Adaptive Fuzzy Control, State Estimator, Lyapunov theorem



**University Of Shahrood**

**Faculty of Electrical and Robotic Engineering**

Fuzzy Control of an Anti-Lock Braking Systems Using Road Characteristics  
Estimation

Mohammad Hosseinpur

**Supervisor:**

Dr Ali Akbarzadeh Kalat

**September 2015**