

## کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم سیستم ترمز ضد قفل مبتنی بر رویتگر با استفاده از تخمین مشخصات جاده

محمد حسین پور<sup>۱</sup>، علی اکبرزاده کلات<sup>۲</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، mhossainpour@shahroodut.ac.ir

<sup>۲</sup> استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، akbarzadeh@shahroodut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۱۰/۲۱، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۵/۲/۲۹)

**چکیده:** در این تحقیق، یک کنترل کننده به روش فازی تطبیقی بر پایه رویتگر برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه می گردد. ابتدا با استفاده از مدل اصطکاک داخلی لاگر در مدل ۱/۴ خودرو، مشخصات جاده تخمین زده می شود. سپس با استفاده از نتایج تخمین مشخصات جاده، مقدار لغزش بهینه بدست می آید. لازم به ذکر است که در لغزش بهینه، حداکثر اصطکاک طولی بین تایر و جاده ایجاد شده و خودرو در کمترین مسافت ممکن متوقف می گردد. با توجه به این که برخی از حالت های سیستم غیر قابل اندازه گیری هستند و یا مقادیر اندازه گیری شده ی آن ها آغشته به نویز است، روش کنترلی ارائه شده در این تحقیق بر اساس رویتگر طراحی می گردد. هدف کنترل کننده ی مذکور تحقق مقدار لغزش مرجع به دست آمده توسط تخمینگر شرایط جاده می باشد. با استفاده از تحلیل پایداری لیاپانوف نشان داده می شود که مقادیر بدست آمده از تخمین شرایط جاده و سرعت خودرو به سمت مقادیر واقعی همگرا خواهند شد. علاوه بر این، نشان داده خواهد شد که کنترل کننده ی فازی تطبیقی غیر مستقیم منجر به ردگیری مجانبی لغزش بهینه می شود. نتایج شبیه سازی، عملکرد مناسب سیستم ترمز ضد قفل با کنترل کننده ی پیشنهادی در رسیدن به مقدار لغزش بهینه و همچنین توقف سریع خودرو بدون قفل شدن چرخ در شرایط جاده ای مختلف را نشان می دهد.

**کلمات کلیدی:** سیستم ترمز ضد قفل، کنترل فازی تطبیقی، تخمین گر حالت، تئوری لیاپانوف

## Observer-Based Robust Indirect Adaptive Fuzzy Control of Antilock Braking System Using Road Conditions Estimation

Mohammad Hosseinpur, Ali Akbarzadeh Kalat

**Abstract:** In this study, an observer based indirect adaptive fuzzy controller for the anti-lock braking system (ABS) is proposed. First, using the Lugre internal friction model in the single corner model of automobile, road profile is estimated. Then, using the estimator results, the optimum slip is estimated. 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 theory, it is verified that the values obtained for road condition and vehicle speed will converge to their actual values. 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 braking control system in achieving the optimum slip and quick stop of the car without locking the wheel in various road conditions.

**Keywords:** Antilock Braking System, Adaptive Fuzzy Control, State Estimator, Lyapunov theory

## ۱- مقدمه

با پیشرفت روز افزون دانش بشری در صنعت، تمامی سیستم‌ها در جهت افزایش ایمنی و آسایش بیشتر پیش رفته‌اند و سیستم‌های ترمز از این قاعده مستثنی نبوده‌اند. در ترمزهای معمولی راننده نمی‌تواند مقدار گشتاور ترمزی اعمال شده به چرخ را دقیقاً کنترل نماید و چنانچه اطلاع دقیقی از شرایط جاده و تایر نداشته باشد با فشردن بیش از حد پدال ترمز، سبب ایجاد ضریب اصطکاک کم میان تایر و جاده شده و یا باعث قفل شدن چرخ‌ها می‌گردد.

قفل شدن چرخ‌ها به هنگام ترمزگیری سبب سرخوردن خودرو و همچنین به خطر افتادن ایمنی سرنشینان می‌گردد. از این جهت همواره محققین به دنبال راهکاری به منظور جلوگیری از این امر بوده‌اند.

لغزش به عنوان یک پارامتر مهم در سیستم ترمز ضد قفل به صورت سرعت نسبی نرمالیزه شدهی چرخ و خودرو محاسبه می‌گردد. عموماً مدل اصطکاک تایر-جاده با یک منحنی (یا منحنی‌هایی) از ضریب چسبندگی تایر-جاده برحسب لغزش نمایش داده می‌شود. این منحنی‌ها همواره یک نقطه بیشینه دارند. لغزش مربوط به نقطه بیشینه باعث ایجاد بیشترین اصطکاک بین تایر و جاده می‌گردد که همین امر سبب توقف سریع‌تر خودرو می‌شود. ضریب چسبندگی یا همان ضریب اصطکاک تایر-جاده به سرعت وسیله نقلیه، نیروی نرمال و عوامل دیگر وابسته می‌باشد که نمونه‌ای از این وابستگی در [۲۹] نشان داده شده است. بعضی از محققین مقدار لغزش را به صورت مصالحه، برای تمامی شرایط جاده-ای که خودرو در آن واقع می‌شود، یکسان در نظر می‌گیرند و با توجه به این مقدار لغزش، سیستم کنترل ترمز خودرو را تنظیم می‌نمایند [۳].

ترمز ضد قفل از این جهت اهمیت دارد که با در نظر گرفتن لغزش بهینه، علاوه بر طی شدن کم‌ترین مسافت برای توقف به جهت قفل نشدن چرخ‌ها، سبب پایداری و قدرت کنترل وسیله نقلیه به هنگام ترمزگیری نیز می‌گردد.

همان‌طور که ذکر شد، برای محاسبه لغزش به سرعت چرخ و خودرو نیاز می‌باشد. سرعت چرخ به راحتی قابل اندازه‌گیری می‌باشد اما سرعت خودرو به سادگی قابل محاسبه نمی‌باشد. از این جهت محققین از سنسورها و یا جهت‌یاب‌های جغرافیایی برای کاربردهای عملی استفاده کرده‌اند که این امر بسیار هزینه‌بردار بوده است [۴]. از این جهت بسیاری از تحقیقات به سمت طراحی تخمینگرهای سرعت پیش رفته‌اند که می‌توان به استفاده از فیلترهای کالمن و کالمن توسعه یافته اشاره کرد [۵]. به علت نیاز این تخمینگرها برای دسترسی به گشتاور ترمزی، تخمینگری در [۶] طراحی گردیده است که نیاز به اندازه‌گیری گشتاور ترمزی ندارد. اما بکاربردن مدل‌های اصطکاک استاتیکی بر خلاف مدل‌های دینامیکی در [۶-۷] باعث نادیده گرفتن بسیاری از پدیده‌های فیزیکی در مدل اصطکاک تایر-جاده از قبیل حلقه‌های هیستریزس و جابه‌جایی پیش-لغزش، می‌گردد.

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 [۸]. 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 [۹]. استفاده از مدل نامی در کنترل‌کننده 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.

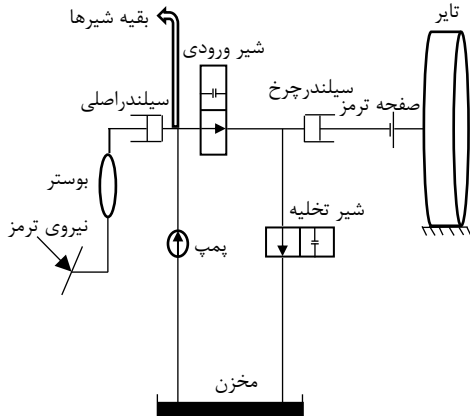
به عنوان جایگزینی برای روش‌های کنترل مقاوم کلاسیک، می‌توان به کنترل فازی اشاره کرد که یک راهبرد کنترلی مقاوم مستقل از مدل می‌باشد [۱۰]. ویژگی تقریب عمومی سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی موجب استفاده گسترده آن‌ها در کنترل مقاوم سیستم‌های غیر-خطی نامعین شده است [۱۱-۱۳]. وجه اشتراک اکثر این کاربردها تخمین 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 یادگیری اشاره کرد [۱۴]. سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی عموماً به سه دسته‌ی روش مستقیم، روش غیرمستقیم و ترکیبی از روش مستقیم و غیرمستقیم دسته بندی می‌شوند [۱۵]. در روش مستقیم بر اساس دانش کنترلی فرد خبره می‌توان قانون کنترل را تخمین زد اما در روش غیرمستقیم ابتدا با استفاده از دانش سیستمی به تخمین سیستم‌های موجود پرداخته می‌شود و سپس قانون کنترل با توجه به این تخمین‌ها نوشته می‌شوند.

عموماً کنترل‌کننده‌های پیشنهادی برای ترمز ضد قفل با فرض این که مقدار لغزش بهینه در دسترس می‌باشد، طراحی می‌گردند. برای نمونه می‌توان به کنترل‌کننده‌ی تطبیقی و عصبی [۱۶-۱۷] اشاره کرد.

با توجه به دشوار بودن اندازه‌گیری برخی از حالت‌های سیستم مانند سرعت خودرو و اصطکاک تایر-جاده، از یک ساختار کنترل‌کننده-مشاهده‌گر در این مقاله استفاده شده است. بدین صورت که ابتدا توسط یک تخمین‌گر حالت، حالت‌های سیستم و شرایط جاده تخمین زده می‌شوند. سپس با استفاده از سرعت چرخ، سرعت تخمین‌زده شده، پارامتر تخمینی شرایط جاده و نگاهت بین این پارامتر و لغزش، مقدار لغزش بهینه‌ی مطلوب برای سیستم کنترل به دست می‌آید. با توجه به اینکه مقدار واقعی لغزش غیر قابل اندازه‌گیری فرض شده است، از یک مشاهده‌گر برای تخمین خطای لغزش واقعی و لغزش بهینه‌ی مطلوب و همچنین مشتق این خطا استفاده شده است.

در این تحقیق یک کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیرمستقیم بر پایه روینگر برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه شده است. در [۲۰-۱۸] یک کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم برای این سیستم استفاده شده است. با توجه به اینکه در روش تطبیقی مستقیم، محاسبه‌ی کل گشتاور ترمزی

## ۳-۲- مدل حرکتی یک چهارم خودرو



شکل ۱: نمایش ساختار کلی ترمز هیدرولیک خودرو [۲۰]

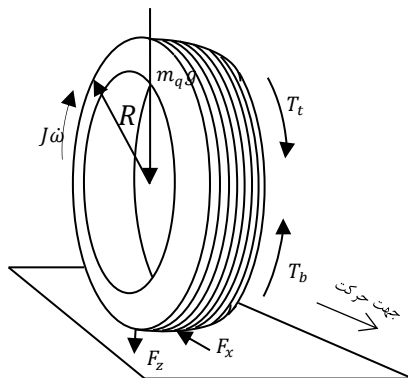
در شکل ۲ یک تاپر همراه با نمایش گشتاور حرکتی  $T_t$  و گشتاور ترمزی  $T_b$  نشان داده شده است. معادلات دیفرانسیلی دینامیک‌های طولی و دورانی وسیله نقلیه به ترتیب به صورت زیر می‌باشد [۱۸].

$$\dot{\omega} = \frac{T_t - T_b}{J} = \frac{RF_x - K_b P_i}{J} \quad (۳)$$

$$\dot{v} = \frac{-F_x}{m_q} \quad (۴)$$

$v$  سرعت وسیله نقلیه،  $F_x$  نیروی عکس‌العمل طولی،  $m_q$  جرم یک چهارم خودرو،  $\omega$  سرعت زاویه‌ای وسیله نقلیه،  $J$  ممان اینرسی،  $K_b$  بهره‌ی بین فشار ترمز (ورودی) و  $T_b$  گشتاور ترمزی است و  $R$  شعاع چرخ می‌باشد.

می‌توان نیروهای وارد بر چرخ خودرو را به دو صورت بیان کرد. الف) نیروی طولی  $F_x$ ، که سبب می‌شود راننده شتاب‌گیری مثبت و منفی را با چرخش در خط مستقیم ایجاد نماید.



شکل ۲: نمایش چرخ در هنگام ترمزگیری [۱۸]

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 گام‌های تطبیق (همگرایی) آنها، تاثیر بسیار مهمی در عملکرد مطلوب کنترل‌کننده دارد. اما در کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیرمستقیم پیشنهادی به دلیل استفاده از شناسایی توابع غیرخطی مدل و اعمال قانون کنترل بر اساس شناسایی، حساسیت عملکرد کنترل‌کننده نسبت به پارامترهای سیستم فازی کاهش یافته است. در نتیجه، تنظیم پارامترهای سیستم فازی در کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی ساده‌تر می‌باشد. مزیت دیگر کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در مقایسه با [۱۸]، کاهش تعداد قوانین فازی می‌باشد.

این تحقیق در ادامه بدین صورت است: در بخش دوم این مقاله، مدل دینامیکی ۱/۴ خودرو و در بخش سوم تخمینگر مشخصات جاده معرفی می‌شود. همچنین در بخش چهارم کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی غیرمستقیم بر مبنای روینگر طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی و همچنین مقایسه‌ها در بخش پنجم ارائه شده است. بخش ششم شامل نتیجه‌گیری و جمع‌بندی خواهد بود.

## ۲- مدل سازی

## ۲-۱- ترمز وسیله نقلیه

وسیله نقلیه به هنگام ترمزگیری از باد، لرزش سیستم تعلیق و مواردی دیگر تاثیر می‌پذیرد. بدین منظور توصیف دقیق و کامل دینامیک‌های ترمز ضد قفل سخت می‌باشد. اما 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. مولفه‌ی مهم لغزش در هنگام ترمزگیری به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$\lambda = \frac{v - R\omega}{v} \quad (۱)$$

## ۲-۲- سیستم ترمز هیدرولیک

ترمز اغلب خودروها از نوع هیدرولیک است که می‌توان شکل ۱ را نمونه‌ای از نمایش ساده آن دانست. اگر شیر تخلیه باز و شیر 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 انتقال می‌باشد.

با صرف نظر کردن از مقاومت سیال در لوله و مشخصات سیال می‌توان گشتاور ترمزی را به صورت تابعی از فشار ترمز معرفی نمود [۲۱].

$$T_b = K_b P_i \quad (۲)$$

### ۳- تخمین گر مشخصات جاده

مدل‌های اصطکاک دینامیکی بسیار مناسب‌تر از مدل‌های اصطکاک استاتیکی می‌توانند اصطکاک تایر-جاده را توصیف می‌کنند. یکی از این قبیل مدل‌ها، مدل لاگر می‌باشد. مزیت‌های اساسی این مدل در توصیف بسیار نزدیک پدیده‌های فیزیکی که در اصطکاک تایر و جاده از قبیل حلقه‌های هیستریزس اتفاق می‌افتد، می‌باشد. همچنین وجود پارامتری که شرایط جاده را مستقیماً توصیف می‌کند این مدل را از دیگر مدل‌ها متمایز کرده است [۲۲].

**فرض ۱:** فرض می‌کنیم که شرایط جاده ثابت می‌باشد. می‌توان معادلات مدل ترمز ضد قفل بر اساس مدل لاگر را با جاگذاری (۷) در روابط (۳) و (۴) و با صرف نظر کردن از  $\delta_2$  در رابطه (۳) و با اضافه نمودن  $\delta_\omega$ ، به عنوان اصطکاک دورانی چسبندگی، چنین تعریف نمود.

$$m_q \dot{v} = F_z (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) + F_z \delta_2 v_r \quad (14)$$

$$J \dot{\omega} = -R F_z (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z}) - \delta_\omega \omega + u \quad (15)$$

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (16)$$

$$\dot{\theta} = 0 \quad (17)$$

فرض می‌شود که  $\omega$  قابل اندازه‌گیری است و  $u$  به عنوان ورودی تخمینگر می‌باشد. می‌توان متغیرهای زیر را که ترکیبی از متغیرهای اصلی معادلات حرکتی و اصطکاک می‌باشند این گونه تعریف کرد [۷].

$$\eta = R m_q v + J \omega \quad (18)$$

$$\chi = J \omega + R F_z \delta_1 z \quad (19)$$

با تعریف  $X, y_r$  به صورت زیر.

$$X = [\eta \quad \chi \quad z]^T \quad (20)$$

$$y_r = \omega \quad (21)$$

و با بازنویسی معادلات (۱۴)، (۱۵) و (۱۶) می‌توان داشت.

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{F_z \delta_2}{m_q} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1}{\delta_2} & 0 \\ -\frac{1}{R m_q} & 0 & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \theta \phi(y_r, u, X) \quad (22)$$

ب) نیروی عمودی  $F_z$ ، که مولفه‌های وزنی را به صورت نیروی عمود بر سطح جاده اعمال می‌کند. با تقسیم این دو نیرو ضرب اصطکاک تایر-جاده به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$\mu = \frac{F_x}{F_z} \quad (5)$$

برطبق تحقیقات گذشته [۷]، مدل اصطکاک تایر-جاده لاگر به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (6)$$

$$F_x = (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z} + \delta_2 v_r) F_z \quad (7)$$

$$g(v_r) = F_c + (F_s - F_c) e^{-\left| \frac{v_r}{v_s} \right|^{1/2}} \quad (8)$$

$F_c$  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 شرایط جاده می‌باشد. سرعت نسبی  $v_r$  به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$v_r = v - R \omega \quad (9)$$

### ۲-۴- سیستم دینامیکی لغزش مرتبه دوم [۱۸]

با مشتق‌گیری از طرفین رابطه (۱) خواهیم داشت.

$$\dot{\omega} = \frac{1}{R} [-v \lambda + (1 - \lambda) \dot{v}] \quad (10)$$

که  $\dot{v} = dv/dt$  است. با مقایسه (۳) و (۱۰) نتیجه می‌شود.

$$\lambda = \frac{1}{v} \left( \frac{R}{J} (R F_x - K_b P_i) + (1 - \lambda) \dot{v} \right) \quad (11)$$

با مشتق‌گیری از (۱۱) می‌توان دید.

$$\dot{\lambda} = \left( \frac{(1 - \lambda) a_v - \lambda \dot{v}}{v} - \frac{R^2 \dot{F}_x}{J v} \right) + \frac{R K_b \dot{P}_i}{J v} + \frac{R v (R F_x - K_b P_i)}{v^2} \quad (12)$$

$$\ddot{\lambda} = f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda) u_l + d \quad (13)$$

توابع  $f(\lambda, \dot{\lambda})$ ،  $b(\lambda)$  ناشناخته می‌باشند و  $u_l = \dot{P}_i$  به عنوان ورودی کنترل در نظر گرفته شده و  $d$  عوامل غیرخطی دیگر را شامل می‌شود.

$$B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (۳۰)$$

$$C_r = [0 \quad 1/J \quad -RF_z \delta_1/J] \quad (۳۱)$$

متغیرهای خطا را می توان چنین تعریف نمود.

$$\tilde{X} = X - \hat{X} \quad (۳۲)$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (۳۳)$$

$$\tilde{y}_r = y_r - \hat{y}_r = C_r^T \tilde{X} \quad (۳۴)$$

معادله دینامیک خطای رویکرد را می توان بصورت زیر نوشت.

$$\dot{\tilde{X}} = (A_r - K_f C_r^T) \tilde{X} + B_r \vartheta \quad (۳۵)$$

$$\dot{\tilde{y}}_r = C_r^T \tilde{X} \quad (۳۶)$$

و با شرایط زیر از عملکرد مناسب تخمین گر اطمینان حاصل کرد.

**شرط ۱:**  $(A_r, C_r^T)$  رویت پذیر باشند. اگر  $\frac{F_z \delta_2}{m_q} \neq \frac{\delta_0}{\delta_1}$  باشد آنگاه رتبه ماتریس رویت پذیری کامل است.

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

$$|\phi(y_r, u, X_1) - \phi(y_r, u, X_2)| \leq \rho \|X_1 - X_2\| \quad (۳۷)$$

$$\begin{aligned} \forall X_1, X_2 \\ |\phi(y_r, u, X)| \leq f(\|X\|) \leq f_{max} \\ \forall \|X\| < \infty, \forall |y_r| < \infty, \forall |u| < \infty \end{aligned} \quad (۳۸)$$

با فرض  $\phi(y_r, u, X) = \delta_0 \frac{|Ry_r - v|}{g(v_r)} z$  می توان نوشت.

$$\begin{aligned} |\phi(y_r, u, X)| &\leq \delta_0 \frac{|Ry_r - v|}{g(v_r)} |z| \\ &\leq \frac{\delta_0}{F_c} |Ry_r - v| |z| \\ &\leq \frac{\delta_0}{F_c} (|Ry_r| + |v|) |z| \\ &\leq \frac{\delta_0}{F_c} \left[ \left( R + \frac{J}{Rm} \right) y_{max} + \frac{|\eta|}{Rm_q} \right] |z| = f(\|X\|) \end{aligned} \quad (۳۹)$$

بیشترین مقدار خروجی و  $\theta$ ، به ترتیب  $y_{max}$  و  $\theta_{max}$  نامیده شده است.

**شرط ۳:**  $K_f$  به نحوی تعیین می گردد که نگاهش  $\tilde{y}_r \rightarrow R(s) \vartheta$  هریتز باشد و  $\forall Q_r > 0$  وجود داشته باشد  $P = P^T > 0$  به طوری که:

$$P(A_r - K_f C_r^T) + (A_r - K_f C_r^T)^T P = -Q_r \quad (۴۰)$$

$$\begin{aligned} &+ \begin{bmatrix} R^2 F_z \delta_2 + J \frac{F_z \delta_2}{m_q} - \delta_\omega \\ J \frac{\delta_0}{\delta_1} - \delta_\omega \\ R + \frac{J}{Rm_q} \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y_r &= [0 \quad 1/J \quad -RF_z \delta_1/J] X \end{aligned} \quad (۲۳)$$

تابع غیر خطی  $\phi(y, u, X)$  و متغیر  $v$ ، به صورت زیر تعریف می گردد.

$$\phi(y_r, u, X) = \delta_0 \frac{|Ry_r - v|}{g(v_r)} z \quad (۲۴)$$

$$v = \frac{\eta - Jy_r}{Rm_q} \quad (۲۵)$$

می توان برای ترمز ضد قفل براساس مدل لاگر یک تخمینگر بدین صورت ارائه نمود.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= \begin{bmatrix} -\frac{F_z \delta_2}{m_q} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1}{\delta_2} & 0 \\ -\frac{1}{Rm_q} & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \theta \phi(y_r, u, \hat{X}) \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} 2\theta_{max} (f_{max} + f(\|\hat{X}\|)) \text{sgn}(\tilde{y}_r) + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u \end{aligned} \quad (۲۶)$$

$$\begin{aligned} &+ \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (y_r - \hat{y}_r) + \begin{bmatrix} R^2 F_z \delta_2 + J \frac{F_z \delta_2}{m_q} - \delta_\omega \\ J \frac{\delta_0}{\delta_1} - \delta_\omega \\ R + \frac{J}{Rm_q} \end{bmatrix} y_r \\ \hat{\theta} &= \gamma \phi(y_r, u, \hat{X}) \tilde{y} \\ &= \gamma \delta_0 \frac{|\hat{v}_r|}{g(\hat{v}_r)} \hat{z} (\omega - \hat{y}_r) \end{aligned} \quad (۲۷)$$

$$\hat{y}_r = [0 \quad 1/J \quad -RF_z \delta_1/J] \hat{X} \quad (۲۸)$$

با تعریف  $A_r, B_r$  و  $C_r$  بدین صورت.

$$A_r = \begin{bmatrix} -\frac{F_z \delta_2}{m_q} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\delta_1}{\delta_2} & 0 \\ -\frac{1}{Rm_q} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۲۹)$$

$$u_l = \frac{1}{\hat{b}(\lambda)} (-\hat{f}(\hat{\Lambda}) + \ddot{\lambda}_d + K^T \hat{E} + u_r) \quad (47)$$

که  $\hat{\Lambda}$  تخمین  $\Lambda$  و  $u_r$  برای جبران اغتشاش خارجی و خطای مدل سازی پیشنهاد شده است.  
با استفاده از رابطه (۴۷) و (۴۲) می توان رابطه زیر را استنتاج کرد.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (50)$$

با تعریف بردار خطا به صورت.

$$E = (e_1 \quad e_2)^T = (\Lambda_d - \Lambda) \quad (51)$$

معادلات خطا را می توان بصورت زیر نوشت.

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - \dot{\Lambda} \quad (52)$$

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - A\Lambda - B(K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + (f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})) + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (53)$$

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d + AE - A\Lambda_d - B(K^T \hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (54)$$

که در نهایت بصورت زیر ساده می شود.

$$\dot{E} = AE - BK^T \hat{E} - B([f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_l + u_r + d) \quad (55)$$

$$e_1 = C^T E \quad (56)$$

۴-۲- توصیف شبکه‌های عصبی فازی تطبیقی (ANFIS)

یک سیستم استنتاج فازی به طور معمول از ۴ بخش فازی ساز، موتور استنتاج فازی، قواعد اگر-آنگاه فازی و غیر فازی ساز ساخته شده است.

همان طور که در شکل ۳ مشاهده می گردد، سیستم استنتاج عصبی

فازی تطبیقی را می توان در ۴ لایه بیان کرد. در لایه اول متغیرهای زبانی

به عنوان ورودی قرار می گیرند. در لایه دوم مقادیر تابع تعلق مشخص

می گردد. هر گره در لایه سوم یک قانون فازی را اجرا می کند و در

نهایت مقادیر بردار پایه فازی را شکل می دهند. در این میان معمولاً غیر

فازی ساز استفاده می شود و تمام اتصالات لایه سوم و چهارم به وسیله

فاکتورهای وزنی  $[\bar{q}^1 \quad \dots \quad \bar{q}^k]$  که قابل تنظیم می باشند، تکمیل

می گردد. 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  $\lambda, \hat{\lambda}$  به خروجی  $f(\Lambda)$  را انجام می دهد.

در سیستم استنتاج فازی مورد نظر، قانون  $J$ ام بدین صورت نوشته می-

شود.

$$R^j: \text{If } \lambda_1 \text{ is } A_1^j \text{ and } \lambda_2 \text{ is } A_2^j \text{ Then } f(\Lambda) = \bar{c}^j \quad (57)$$

که  $A_1^j, A_2^j$  مجموعه های فازی و  $\bar{c}^j$  یک مقدار ثابت هستند.

$$PB_r = C_r \quad (41)$$

با توجه به شرایط فوق الذکر و تابع لیاپانوف پیشنهاد شده در [۷] نشان داده می شود که تخمینگر پایدار است و زمانی که  $t \rightarrow \infty$  آنگاه  $\bar{X} \rightarrow 0$  و همچنین  $\bar{\theta} \rightarrow 0$  و سیگنال های  $X$  و  $\theta$  محدود می باشند.

#### ۴- کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر اساس

#### رویتگر

۴-۱ بیان مساله ی کنترلی

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

ابتدا معادله ی (۱۳) را بصورت زیر می نویسیم.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(f(\Lambda) + b(\lambda)u + d) \quad (42)$$

$$y = C^T \Lambda \quad (43)$$

که در آن:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

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 می توان بردار خطای تعقیب را

بصورت زیر تعریف کرد.

$$E = [e_1 \quad e_2]^T = [e \quad \dot{e}]^T \quad (45)$$

حال در صورتیکه  $d = 0$ ، قانون کنترل ایده آل بصورت زیر

پیشنهاد می شود.

$$u^* = \frac{1}{b(\lambda)} (-f(\Lambda) + \ddot{\lambda}_d + K^T \hat{E}) \quad (46)$$

که بردار  $\hat{E}$  تخمین بردار  $E$  و  $K^T = (k_1 \quad k_2)$  بردار بهره ی فیدبک

است. با توجه به اینکه  $(A, B)$  کنترل پذیر است  $K$  به نحوی انتخاب

می شود که  $A - BK^T$  هرویتز گردد.

از آنجا که توابع  $f(\Lambda), b(\lambda)$  نامعلوم هستند، قانون کنترل ایده-

آل قابل پیاده سازی نیست. بنابراین قانون کنترل کننده ی فازی چنین

پیشنهاد می گردد.

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

بهینه

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in M_{\theta_f}} (\sup_{\Lambda \in U_{\Lambda}, \hat{\Lambda} \in U_{\hat{\Lambda}}} |f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f)|) \quad (62)$$

با محدوده‌ی محدب

$$M_{\theta_f} = \{\theta_f \in R^k \mid \|\theta_f\| \leq m_{\theta_f}\} \quad (63)$$

که  $m_{\theta_f}$  پارامتر طراحی می‌باشد، تعریف می‌گردد. برای  $M_{\theta_b}$

نیز می‌توان تعریفی مشابه رابطه (63) در نظر گرفت. با بازنویسی معادله 55 خواهیم داشت.

$$\begin{aligned} \dot{E} = & AE - BK^T \hat{E} - B(f(\Lambda) + u_r + d \\ & - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f) + \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*) \\ & + [b(\lambda|\theta_b) - \hat{b}(\lambda|\hat{\theta}_b)]u_I) \end{aligned} \quad (64)$$

با تعریف خطای تقریب حداقل بدین صورت.

$$w = [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)] \quad (65)$$

از معادله (64) و (65) نتیجه می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{E} = & AE - BK^T \hat{E} - B(+u_r + w + d \\ & + [b(\lambda|\theta_b) - \hat{b}(\lambda|\hat{\theta}_b)]u_I \\ & + (\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*) - \hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f))) \end{aligned} \quad (66)$$

بر اساس رابطه (58) می‌توان  $\hat{f}(\hat{\Lambda})$  را بصورت زیر ارائه کرد.

$$\hat{f}(\hat{\Lambda}) = \theta_f^T \eta(\hat{\Lambda}) \quad (67)$$

$$\hat{b}(\lambda) = \hat{\theta}_b \xi(\lambda) \quad (68)$$

که در آن  $\xi(\lambda) = \frac{1}{v} = \frac{1-\lambda}{R\omega}$  می‌باشد. خطای پارامترهای قابل

تنظیم بصورت  $\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \hat{\theta}_f$  و  $\tilde{\theta}_b = \theta_b - \hat{\theta}_b$  معرفی می‌-

شوند و همچنین تعریف می‌کنیم  $w_d = w + d$ . در نتیجه می‌توان رابطه (66) را چنین نوشت.

$$\begin{aligned} \dot{E} = & AE - BK^T \hat{E} - B(\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda)u_I \\ & + u_r + w_d) \end{aligned} \quad (69)$$

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

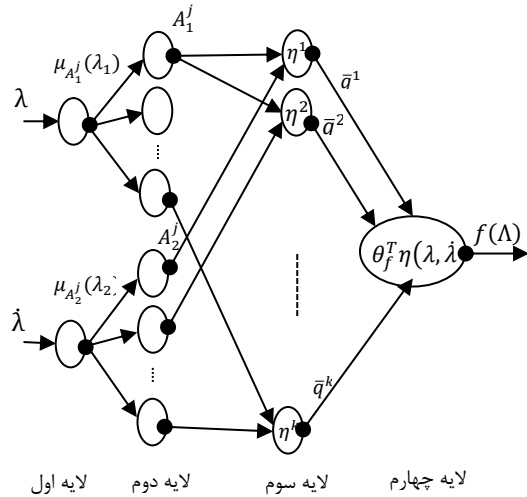
$$\dot{\hat{E}} = A\hat{E} - BK^T \hat{E} + K_e(e_1 - \hat{e}_1) \quad (70)$$

$$\hat{e}_1 = C^T \hat{E} \quad (71)$$

می‌توان خروجی شبکه فازی TSK مرتبه صفر فوق را با استفاده از فازی‌ساز منفرد، استنتاج ضرب در ورودی و میانگین وزندار بدین صورت نوشت.

$$f(\Lambda) = \frac{\sum_{j=1}^k \bar{c}^j \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]}{\sum_{j=1}^k \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]} = \theta_f^T \eta(\Lambda) \quad (58)$$

که بردار پارامترهای قابل تنظیم  $k$  و  $\theta_f = [\bar{c}^1 \dots \bar{c}^k]^T$  تعداد قواعد فازی می‌باشد.



شکل ۳. نمایش ساختار شبکه فازی تطبیقی

مقادیر تابع تعلق متغیرهای  $\lambda, \hat{\lambda}$  با  $\mu_{A_i^j}(\lambda_i)$  و بردار پایه فازی را با  $\eta(\Lambda) = [\eta^1 \dots \eta^k]^T$  نشان داده که  $\eta^j$  اینگونه تعریف می‌شود.

$$\eta^j(\Lambda) = \frac{\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i)}{\sum_{j=1}^k \left[ \prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^j}(\lambda_i) \right]} \quad (59)$$

### ۳-۴ طراحی کنترل کننده

در این بخش از شبکه‌های عصبی فازی تطبیقی برای تخمین  $f(\lambda, \hat{\lambda})$  استفاده کرده و کنترل فازی تطبیقی بر پایه رویکرد ارائه می‌شود.

**فرض ۴:** اگر بردارهای  $\Lambda, \hat{\Lambda}$  با مجموعه‌های محدب زیر تعریف گردند.

$$U_{\Lambda} = \{\Lambda \in R^2 \mid \|\Lambda\| \leq M_{\Lambda} < \infty\} \quad (60)$$

$$U_{\hat{\Lambda}} = \{\hat{\Lambda} \in R^2 \mid \|\hat{\Lambda}\| \leq M_{\hat{\Lambda}} < \infty\} \quad (61)$$

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

بعلاوه می‌توان تابع انتقالی بصورت زیر را معرفی کرد که اکیداً حقیقی مثبت است.

$$G'(s) = G(s)P(s) = C_s(sI - A + K_e C^T)^{-1} B_s \quad (۸۱)$$

۴-۴- تحلیل پایداری سیستم و قوانین تطبیق:

برای سیستم (۷۹)، تابع لیابانوف زیر پیشنهاد می‌گردد.

$$V = \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2\gamma_b} \tilde{\theta}_b^2 + \frac{1}{2\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma_q} \tilde{q}^2 \quad (۸۲)$$

به طوری که ماتریس  $P_c$  معین مثبت متقارن باشد. با مشتق‌گیری از  $V$  خواهیم داشت.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{E}}^T P_c \tilde{E} + \frac{1}{2} \tilde{E}^T P_c \dot{\tilde{E}} + \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\theta}_b^T \dot{\tilde{\theta}}_b + \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\gamma_q} \tilde{q} \dot{\tilde{q}} \quad (۸۳)$$

با توجه به معادله (۷۹) می‌توان نوشت.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \tilde{E}^T (A_s^T P_c + P_c A_s) \tilde{E} + \tilde{E}^T P_c B_s (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) - \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\theta}_b^T \dot{\tilde{\theta}}_b - \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f - \frac{1}{\gamma_q} \tilde{q} \dot{\tilde{q}} \quad (۸۴)$$

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  $Q = Q^T > 0$  وجود دارد به طوری که:

$$A_s^T P_c + P_c A_s = -Q \quad (۸۵)$$

$$P_c B_s = C_s \quad (۸۶)$$

با توجه به معادلات (۸۵) و (۸۶) می‌توان (۸۴) را چنین نوشت.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \tilde{E}^T Q \tilde{E} + \tilde{e}_1 (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) - \frac{1}{\gamma_b} \tilde{\theta}_b^T \dot{\tilde{\theta}}_b - \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f - \frac{1}{\gamma_q} \tilde{q} \dot{\tilde{q}} \quad (۸۷)$$

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

با تعریف بردار خطای رویکرد  $\tilde{E} = \hat{E} - E$  و خطای خروجی رویکرد  $\tilde{e}_1 = \hat{e}_1 - e_1$  می‌توان معادله‌ی خطای رویکرد را با استفاده از معادلات (۶۹) و (۷۰) بدین صورت نوشت.

$$\dot{\tilde{E}} = \dot{\hat{E}} - \dot{E} \quad (۷۲)$$

$$\dot{\tilde{E}} = (A - K_e C^T) \tilde{E} + B (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_d) \quad (۷۳)$$

$$\tilde{e}_1 = C^T \tilde{E} \quad (۷۴)$$

با توجه به اینکه  $(A, C^T)$  رویت‌پذیر است  $K_e$  باید به نحوی انتخاب گردد که  $A - K_e C^T$  هرویتز باشد. اگر  $S$  متغیر لاپلاس باشد آنگاه  $G(s)$  اینگونه تعریف می‌شود.

$$G(s) = C(sI - A + K_e C^T)^{-1} B \quad (۷۵)$$

و خطای خروجی را با توجه به (۷۳) می‌توان چنین نوشت.

$$\tilde{e}_1 = G(s) (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_d) \quad (۷۶)$$

که  $\tilde{e}_1$  خروجی قابل اندازه‌گیری می‌باشد. برای استفاده از لم اکیداً حقیقی مثبت (لم کالمن - یا کوویچ) [۸]، معادله (۷۶) بصورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\tilde{e}_1 = G(s) P(s) (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) \quad (۷۷)$$

که در آن

$$w_p = (P(s)^{-1} - 1) (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + u_r + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l) + P^{-1}(s) w_d \quad (۷۸)$$

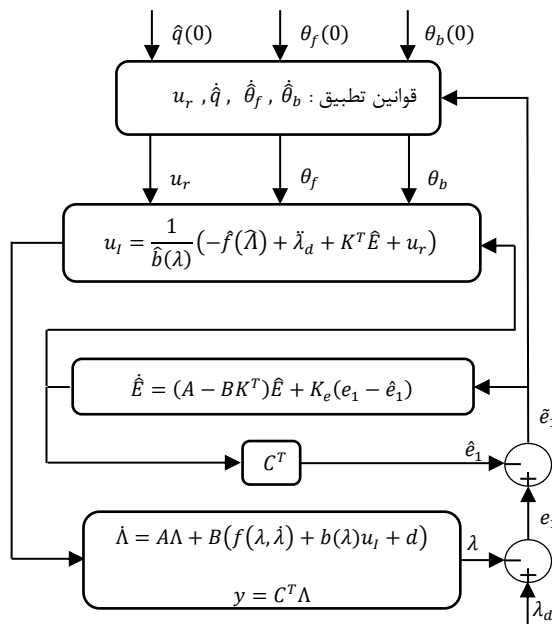
با فرض  $|w_p| \leq q$  که یک مقدار مثبت نامعلوم است و  $P(s) = s + \alpha_1$  که  $\alpha_1 > 0$  به گونه‌ای انتخاب می‌شود که  $P^{-1}(s)$  یک تابع انتقال پایدار باشد و همچنین  $G(s)P(s)$  یک تابع انتقال اکیداً حقیقی مثبت شود. در اینصورت معادله (۷۳) را می‌توان چنین بیان کرد.

$$\dot{\tilde{E}} = A_s \tilde{E} + B_s (\tilde{\theta}_f^T \eta(\hat{\Lambda}) + \tilde{\theta}_b \xi(\lambda) u_l + u_r + w_p) \quad (۷۹)$$

$$\tilde{e}_1 = C_s^T \tilde{E} \quad (۸۰)$$

## ۵- شبیه‌سازی

شبیه‌سازی در مدل ۱/۴ خودرو با توجه به داده‌های جدول ۱ و با استفاده از کنترل‌کننده فازی تطبیقی مقاوم بر مبنای روینگر 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 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 کنترل‌کننده به دست آورد.



شکل ۴: ساختار پیاده‌سازی کنترل‌کننده فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر اساس روینگر برای سیستم ترمز ضد قفل

با انتخاب قوانین تطبیق بصورت زیر.

$$\dot{\hat{\theta}}_b = \gamma_b \tilde{e}_1 \xi(\lambda) u_i \quad (88)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_f = \gamma_f \tilde{e}_1 \eta(\hat{\Lambda}) \quad (89)$$

$$\dot{\hat{q}} = \gamma_q |\tilde{e}_1| \quad (90)$$

$$u_r = -\hat{q} \text{sgn}(\tilde{e}_1) \quad (91)$$

سادگی می‌توان نشان داد.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \tilde{E}^T Q \tilde{E} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) \|\tilde{E}\|^2 \quad (92)$$

با انتگرال‌گیری از نامعادله (۹۲) می‌توان داشت.

$$\int_0^{\infty} \|\tilde{E}\|^2 dt \leq \frac{V(0) - V(\infty)}{\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q)} \quad (93)$$

با توجه به (۹۲) داریم:  $V(t) \leq V(0)$  یعنی تابع  $V$  کاهشی و محدود است. بعلاوه با توجه به ۹۳،  $\|\tilde{E}\|$  موجود و محدود می‌باشد ( $\tilde{E}(t) \in L_2$ ). از طرفی با توجه به ۸۲ می‌توان نتیجه گرفت که  $\tilde{E}(t) \in L_{\infty}$  و  $\theta_b, \theta_f, q$  نیز محدود هستند. از معادله ۷۹ درمی‌یابیم که  $\dot{\tilde{E}}(t) \in L_{\infty}$  و این یعنی  $\tilde{E}(t)$  بطور یکنواخت پیوسته می‌باشد. حال با استفاده از لم باربالات می‌توان نتیجه گرفت که.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{E}(t) = 0 \quad (94)$$

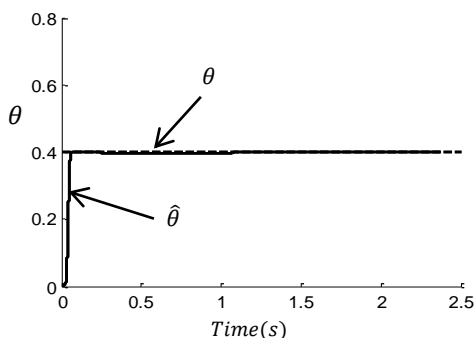
با توجه به روینگر  $(\gamma_0)$ ، که در آن  $A - BK^T$  هرویتز می‌باشد می‌توان بیان کرد که  $\hat{E}$  محدود است. از تعریف  $\tilde{E} = \hat{E} - E$  می‌توان دریافت که  $E \in L_{\infty}$  است در نتیجه  $\Lambda \in L_{\infty}$  خواهد بود.

روند طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر روینگر مورد نظر را می‌توان در ۳ مرحله و توسط الگوریتمی که در شکل ۴ نشان داده شده است، پیاده‌سازی نمود.

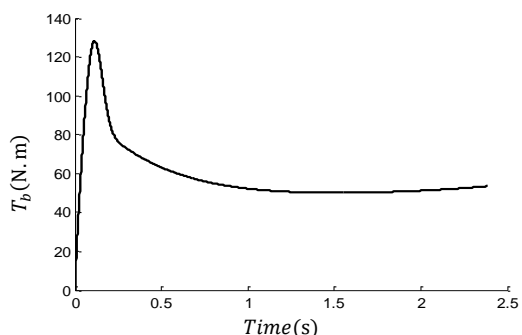
**مرحله اول:** پیدا کردن بهره‌های  $K$  و  $K_e$  به نحوی که  $A - BK^T$  و  $A - K_e C^T$  هرویتز باشند.

**مرحله دوم:** انتخاب گام‌های تطبیق  $\gamma_b$  و  $\gamma_f$  و  $\gamma_q$  به صورت مناسب و پیاده‌سازی رویت گر با توجه به  $\tilde{e}_1$ .

**مرحله سوم:** تشکیل قانون کنترل با محاسبه بردارهای پایه فازی  $\eta(\lambda, \dot{\lambda})$  و تابع معلوم  $\xi(\lambda)$  و به روزرسانی قوانین تطبیق پارامترها.

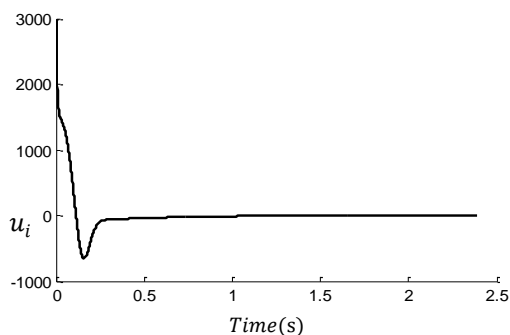


شکل ۵: تخمین شرایط جاده در آسفالت خشک



شکل ۶: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده خشک

کنترل کننده‌ی پیشنهادی در وضعیتی مشابه برای شرایط جاده‌ای نمناک ارائه گردیده است که شکل‌های ۱۰-۱۴ را به خود اختصاص داده است. ملاحظه می‌شود که در شکل ۱۴ با تغییر جاده از خشک به نمناک زمان توقف از حدود ۲/۴ ثانیه به ۴/۷ ثانیه افزایش می‌یابد.



شکل ۷: خروجی کنترل کننده در جاده خشک

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

مشخصات جاده/ خودرو	نشانه	اندازه
میرایی نسبی چسبندگی	$\delta_2$	۰/۰۰۱۸(s/m)
میرایی فشرده شده طولی لاستیک	$\delta_1$	۴/۹۴۸۷(s/m)
سختی فشرده شده طولی لاستیک	$\delta_0$	۴۰(1/m)
اصطکاک کولنی نرمالیزه شده	$F_c$	۰/۵
اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده	$F_s$	۰/۹
سرعت استریک	$v_s$	۱۲/۵(m/s)
جرم ۱/۴ خودرو	$m$	۲۷۵(kg)
شعاع چرخ	$R$	۰/۲۵(m)
ممان اینرسی	$J$	۱۲/۸۹۱(kg.m <sup>2</sup> )
شتاب گرانشی زمین	$g$	۹/۸(m/s <sup>2</sup> )
بهره‌ی بین $T_b$ و $P_i$	$K_b$	۲۵
نیروی نرمال	$F_z$	۲۶۰۰(N)
سرعت اولیه خودرو	$v_0$	۳۳/۳۳(m/s)
سرعت اولیه چرخ	$\omega_0$	۱۳۳/۳۳(Rad/s)

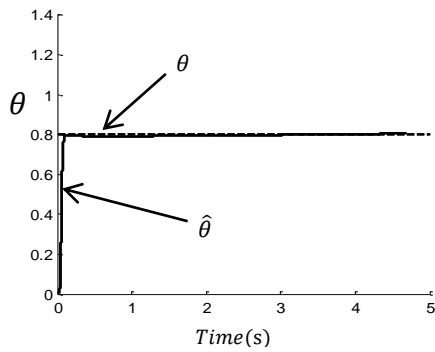
دو شرایط کاری برای بررسی کنترل کننده ارائه گردیده است.

ابتدا شرایط جاده‌ای خشک به سیستم اعمال گردیده که در شکل ۵ حالت تخمین پارامتر شرایط جاده‌ای در مقابل مقدار مطلوبش نمایش داده شده است. شکل ۶ بیانگر مقدار گشتاور ترمزی اعمالی مورد نیاز به چرخ برای رسیدن به لغزش مطلوب می‌باشد. شکل ۷، نشان‌دهنده‌ی میزان قانون کنترل در گذر زمان می‌باشد. در شکل ۸ مقدار لغزش بهینه  $\lambda_d$  توسط تخمینگر، در مقابل مقدار لغزش  $\lambda$  حاصل شده از سیستم کنترل، نشان داده شده است. نهایتاً شکل ۹ نمایانگر کاهش سرعت خطی و طولی خودرو از سرعت اولیه  $v_0$  در زمانی در حدود ۲،۴ ثانیه می‌باشد.

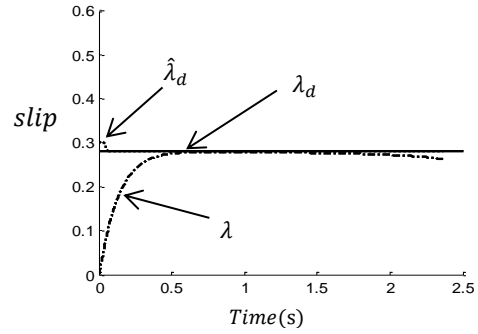
جدول ۲: ارتباط بین پارامتر مشخصات جاده و اندازه لغزش مطلوب

متناظر آن [۱۸]

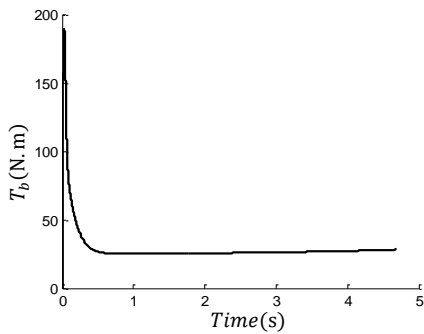
مشخصات جاده	پارامتر $\theta$	اندازه لغزش $\lambda_d$
جاده خیلی خشک	$< 0$	۰/۳
جاده خشک	۰/۴	۰/۲۸
جاده نمناک	۰/۸	۰/۲
جاده برفی	۱/۰	۰/۱۵
جاده یخی	۱/۵	۰/۱
جاده خیلی یخی	۵	۰/۰۵
جاده به شدت یخی	$< 5$	۰/۰۵



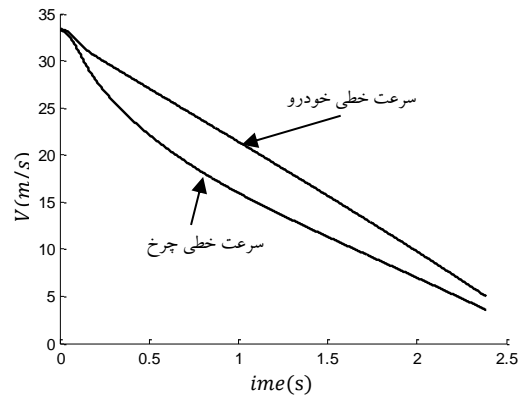
شکل ۱۰: تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک



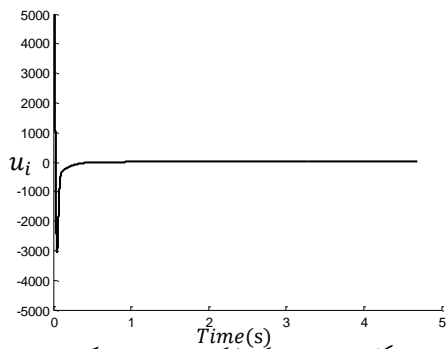
شکل ۸: لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک



شکل ۱۱: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک

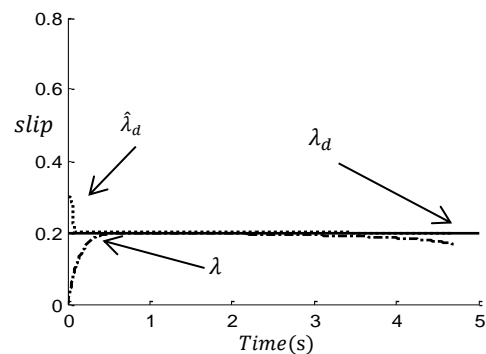
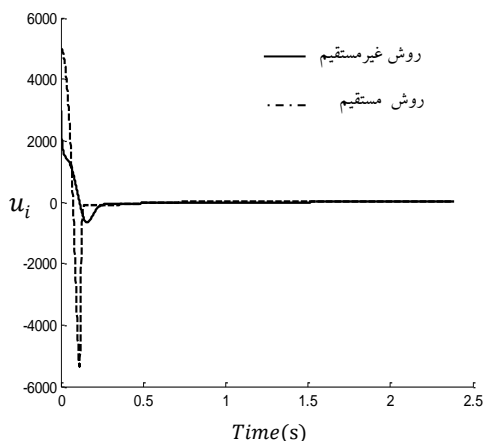


شکل ۹: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو در جاده خشک



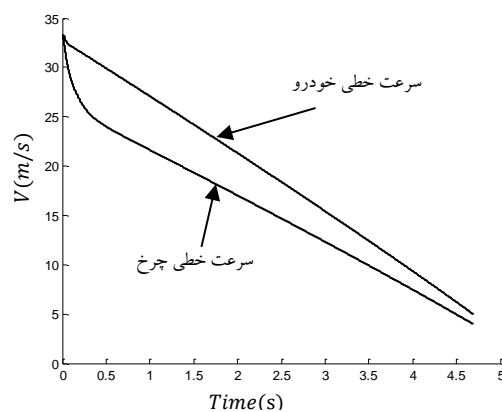
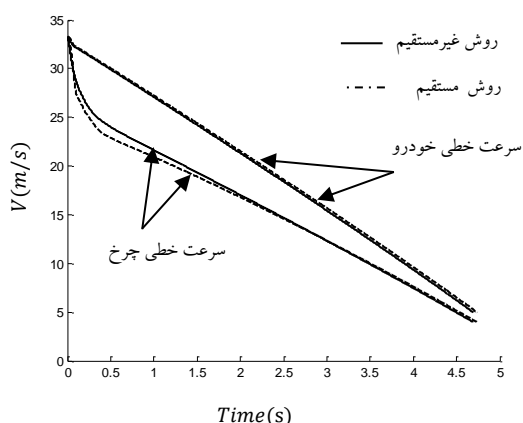
شکل ۱۲: خروجی کنترل کننده در جاده نمناک

تغییر دومی که به صورت محسوس مشاهده می‌گردد، کاهش گشتاور ترمزی اعمالی به چرخ در شکل ۱۱ می‌باشد که سبب جلوگیری از سر خوردن خودرو در سطح جاده نمناک 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 ۱۰ تخمینگر جاده را نشان می‌دهد که به درستی شرایط جاده‌ای نمناک را تخمین زده است. و همچنین شکل ۱۲ نشان می‌دهد که سطح قانون کنترل اعمالی در مقایسه با شرایط جاده‌ی خشک، کاهش یافته است. شکل ۱۳ بیانگر لغزش بهینه‌ی تخمین زده شده و لغزش واقعی در شرایط جاده نمناک است. همان‌طور که مشاهده می‌گردد، لغزشی که از نگاهت حاصل از تخمینگر به عنوان مرجع مطلوب برای حلقه‌ی کنترلی بدست می‌آید مناسب عمل می‌کند. همچنین کنترل کننده در پی تعقیب لغزش به دست آمده توسط تخمینگر می‌باشد.



شکل ۱۳: لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک

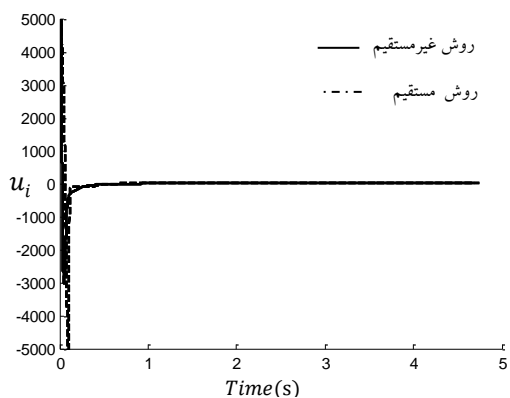
شکل ۱۶: خروجی کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده خشک



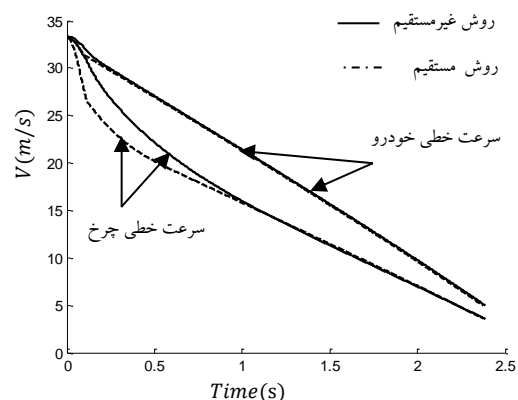
شکل ۱۴: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو در جاده نمناک

شکل ۱۷: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو با کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده نمناک

در شکل‌های ۱۵ تا ۱۸ مقایسه دو روش تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم یعنی روش مرجع [۱۸] و روش پیشنهادی این مقاله آورده شده‌اند. همانگونه که دیده می‌شود رفتار روش پیشنهادی و سیگنال کنترلی در هر دو شرایط جاده‌ای از روش مرجع [۱۸] مناسبتر می‌باشد.



شکل ۱۸: خروجی کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده نمناک



شکل ۱۵: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو با کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده خشک

## ۶- نتیجه گیری

در این تحقیق یک روش کنترلی فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر پایه رویکردها برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه گردید. به علت عدم دسترسی به همه حالاتها و همچنین آغشته شدن به خطاهای اندازه گیری و نویز پذیر بودن آنها، استفاده از کنترل کنندهی مبتنی بر رویکردها برای این سیستم اجتناب ناپذیر است. به این ترتیب علاوه بر عملکرد مناسب سیستم، پایداری رویکردها همراه کنترل کننده بیش از پیش اهمیت پیدا خواهد کرد. نتایج شبیه سازی نشان می دهند علاوه بر تخمین مطلوب شرایط جاده توسط تخمین گر، کنترل کنندهی فازی تطبیقی مذکور نیز عملکرد مطلوب خود را در تعقیب لغزش بهینه، انجام می دهد. این امر سبب می شود که خودرو در کمترین زمان ممکن در شرایط مختلف جاده ای با حفظ پایداری متوقف گردد. لازم به یادآوری است که کنترل کنندهی پیشنهادی در مقابل تغییر پارامتر شرایط جاده نیز مقاوم است.

## ۷- مراجع

- [8] J. J. E. Slotine, and W. Li, *Applied nonlinear control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
- [9] Z. Qu, and D. M. Dawson, *Robust tracking control of robot manipulators*, IEEE press, 1995.
- [10] M. M. Fateh, and S. Khorashadizadeh, Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty. *Nonlinear Dynamics*, Vol. 69, No. 3, pp, 1465-1477, 2012.
- [11] R. Garcia-Hernandez, E. Sanchez, E. Bayro-Corrochano, V. Santibanez and J. Ruz-Hernandez, Real-time decentralized neural block control: Application to a two DOF robot manipulator, *Int. J. Innovative Comput. Inf. Control*, Vol. 7, No. 3, pp. 1075-1085, 2011.
- [12] J. Peng, J. Wang and Y. Wang, Neural network based robust hybrid control for robotic system: An  $H_\infty$  approach, *Nonlinear Dyn*, Vol. 65, pp. 421-431, 2011.
- [13] S. Puga-Guzman, J. Moreno-Valenzuela, and V. Santibanez, Adaptive neural network motion control of manipulators with experimental evaluations, *Sci. World J*, pp. 1-13, 2014.
- [14] R. J. Wai, and P. C. Chen, Intelligent tracking control for robot manipulator including actuator dynamics via TSK-type fuzzy neural network, *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, Vol. 12, No. 4, pp. 552-559, 2004.
- [15] L. X. Wang, *A course in fuzzy systems*. Prentice-Hall press, USA, 1999.
- [16] S. F. Su, J. C. Chang, and S. S. Chen, The study on direct adaptive fuzzy controllers, *International Journal of Fuzzy Systems*, Vol. 8, No. 3, pp. 150-159, 2006.
- [17] Y. Lee, Genetic neural fuzzy control of anti-lock brake systems, *In Proceedings of the 2001 American Control Conference*, Vol. 2, pp. 671-676, 2001.
- [18] W. Y. Wang, I. H. 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, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 5, pp. 1746-1756, 2009.
- [19] Y. G. Leu, W. Y. Wang, & T. T. Lee, Observer-based direct adaptive fuzzy-neural control for nonaffine nonlinear systems. *Neural Networks, IEEE Transactions on*, Vol. 16, No. 4, pp. 853-861, 2005.
- [20] G. M. Chen, W. Y. Wang, T. T. Lee, & C. W. 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.
- [21] S. Drakunov, U. Özgüner, P. Dix, and B. Ashrafi., ABS control using optimum search via sliding modes, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 3, No. 1, pp. 79-85, 1995.
- [22] E. J. H. De Vries, *Model-Based Brake Control including Tyre Behavior*, TU Delft, Delft University of Technology, 2012.
- [1] Y. Liu, & J. Sun, Target slip tracking using gain-scheduling for anti-lock braking systems. In *Proceedings of the American Control Conference*, Vol. 2, pp. 1178-1182, 1995.
- [2] H. John, L. L. E. Johnston, and G. Scharpf, Measurement of tire brake force characteristics as related to wheel slip (anti-lock) control system design. No. 690214. SAE Technical Paper, 1969.
- [3] W. Y. Wang, G. M. Chen, and C. W. Tao, Stable anti-lock braking system using output-feedback direct adaptive fuzzy neural control, *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 4, pp. 3675-3680, 2003.
- [4] 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.
- [5] H. Guo, H. Chen, F. Xu, F. Wang, and G. Lu, Implementation of EKF for vehicle velocities estimation on FPGA. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 9, pp. 3823-3835, 2013.
- [6] B. moaveni, M. Khosravi Roqaye Abad, S. Nasiri, M. Amiri, vehicle longitudinal velocity estimation using two new estimators and without measuring the braking torque, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 5, pp. 183-193, 2014 (In Persian).
- [7] C. Canudas-De-Wit, and R. Horowitz, Observers for tire/road contact friction using only wheel angular velocity information, In *Proceedings of the 38<sup>th</sup> Conference on Decision and Control*, Vol. 38, pp. 3932-3937, 1999.