Archive of SID

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۱۰، شماره ۱، بهار ۱۳۹۵، صفحه ۴۹-۳۷

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

محمد حسین‌پور [۱]، علی اکبرزاده کلات [۲]

[۱] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، mhossainpour@shahroodut.ac.ir

[۲] استادیار، دانشکدهٔ 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 کنترل‌کننده به روش فازی تطبیقی بر پایه رویتگر برای سیستم ترمز ضد قفل ارائه می‌گردد. ابتدا با استفاده از مدل اصطکاک داخلی لاگر در مدل ۱/۴ خودرو، 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 این‌که برخی از حالت‌های سیستم غیرقابل اندازگیری هستند و یا مقادیر اندازه‌گیری شده‌ی آن‌ها آغشته به نویز است، روش کنترلی ارائه شده در این تحقیق بر اساس رویتگر 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 و سرعت خودرو به سمت مقادیر واقعی همگرا خواهند شد. علاوه بر این، نشان داده خواهدشد 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 مختلف را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: سیستم ترمز ضد قفل، کنترل فازی تطبیقی، تخمین‌گر 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 breaking 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

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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 دقیقا کنترل نماید وچنانچه اطلاع دقیقی از شرایط جاده و تایر نداشته باشد با فشردن بیش ازحد پدال ترمز، سبب ایجاد ضریب اصطکاک کم میان تایر وجاده 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. عموما مدل اصطکاک تایر-جاده با یک منحنی (یا منحنی هایی) 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 می باشد که نمونه‌ای از این وابستگی در [۱و۲] 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 باتوجه 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 محاسبه‌ی 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 می-توان به استفاده از فیلترهای کالمن و کالمن توسعه‌یافته 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 [۷-۶]، باعث نادیده‌گرفتن بسیاری از پدیده‌های فیزیکی در مدل اصطکاک تایر-جاده از قبیل حلقه‌های هیسترزیس 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 [۱۳-۱۱]. 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 عموما 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.

عموما کنترل‌کننده‌های پیشنهادی برای ترمز ضد قفل با فرض این‌که مقدار لغزش بهینه در دسترس می‌باشد، طراحی می‌گردند. برای نمونه می‌توان به کنترل‌کننده‌ی تطبیقی و عصبی [۱۷-۱۶] 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 می-شوند. سپس با استفاده از سرعت چرخ، سرعت تخمین‌زده شده، پارامتر تخمینی شرایط جاده و نگاشت 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 رویتگر برای سیستم ترمز ضدقفل 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

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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 رویتگر طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی و همچنین مقایسه‌ها در بخش پنجم ارائه شده است. بخش ششم شامل نتیجه‌گیری و جمع‌بندی خواهد بود.

۲- مدل‌سازی

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 دینامیک-های ناشی از چرخش حول محور عمودی در نظر گرفته می‌شود. مولفه‌ی مهم لغزش در هنگام ترمزگیری به صورت زیر تعریف می‌گردد.

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

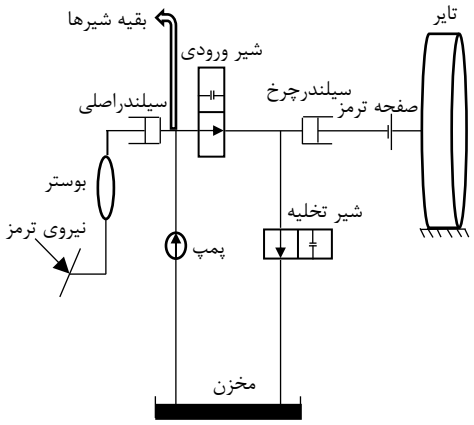
۲-۲ سیستم ترمز هیدرولیک

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 ودریچه تخلیه بسته باشد فشار پدال به پشت لاستیک در حال انتقال می-باشد.

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

$$T_b = K_b P_i \qquad (۲)$$

۲-۳- مدل حرکتی یک چهارم خودرو



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

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

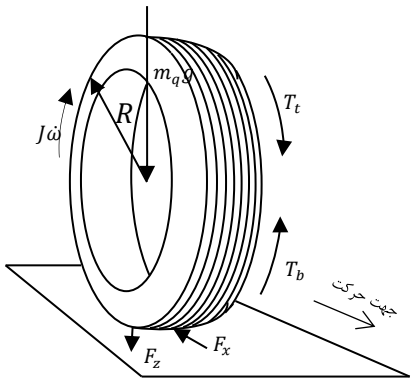
$$\dot{\omega} = \frac{T_t - T_b}{J} = \frac{RF_x - K_b P_i}{J} \qquad (۳)$$

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

v سرعت وسیله نقلیه، F_x نیروی عکس‌العمل طولی، m_q جرم یک چهارم خودرو، ω سرعت زاویه‌ای وسیله نقلیه، J ممان اینرسی، K_b بهره‌ی بین P_i 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]

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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

$$\mu = \frac{F_x}{F_z} \quad (۵)$$

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

$$\dot{z} = v_r - \theta \frac{\delta_0 |v_r|}{g(v_r)} z \quad (۶)$$

$$F_x = (\delta_0 z + \delta_1 \dot{z} + \delta_2 v_r) F_z \quad (۷)$$

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

F_c اصطکاک کولنی نرمالیزه شده، F_s اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده، v_s سرعت نسبی استریبک، δ_0 سختی فشرده شده طولی لاستیک، δ_1 میرایی فشرده شده طولی لاستیک، δ_2 میرایی نسبی چسبندگی، θ معرف شرایط جاده می‌باشد.
سرعت نسبی v_r به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$v_r = v - R\omega \quad (۹)$$

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

با مشتق‌گیری از طرفین رابطه (۱) خواهیم داشت.

$$\dot{\omega} = \frac{1}{R}\left[-v\dot{\lambda} + (1-\lambda)\dot{v}\right] \quad (۱۰)$$

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

$$\dot{\lambda} = \frac{1}{v}\left(\frac{R}{J}(RF_x - K_b P_i) + (1-\lambda)\dot{v}\right) \quad (۱۱)$$

با مشتق‌گیری از (۱۱) می‌توان دید.

$$\ddot{\lambda} = \left(\frac{(1-\lambda)a_v - \lambda\dot{v}}{v} - \frac{R^2\dot{F}_x}{Jv}\right) + \frac{RK_b\dot{P}_\iota}{Jv} + \frac{Rv(RF_x - K_b P_i)}{v^2} \quad (۱۲)$$

$$\ddot{\lambda} = f(\lambda, \dot{\lambda}) + b(\lambda)u_I + d \quad (۱۳)$$

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

۳- تخمین‌گر مشخصات جاده

مدل‌های اصطکاک دینامیکی بسیار مناسب‌تر از مدل‌های اصطکاک استاتیکی می‌توننداصطکاک تایر-جاده را توصیف می‌کنند. یکی از این قبیل مدل‌ها، مدل لاگر می‌باشد. مزیت های اساسی این مدل در توصیف بسیار نزدیک پدیده های فیزیکی که در اصطکاک تایر و جاده از قبیل حلقه‌های هیسترزیس اتفاق می‌افتد، می‌باشد. همچنین وجود پارامتری که شرایط جاده را مستقیما 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 δ_2 در رابطه (۳) و با اضافه نمودن δ_ω، *به عنوان* اصطکاک دورانی چسبندگی، چنین تعریف نمود.

$$m_q\dot{v} = F_z(\delta_0 z + \delta_1\dot{z}) + F_z\delta_2 v_r \quad (۱۴)$$

$$J\dot{\omega} = -RF_z(\delta_0 z + \delta_1\dot{z}) - \delta_\omega\omega + u \quad (۱۵)$$

$$\dot{z} = v_r - \theta\frac{\delta_0|v_r|}{g(v_r)}z \quad (۱۶)$$

$$\dot{\theta} = 0 \quad (۱۷)$$

فرض می‌شود که ω قابل اندازگیری است و u به عنوان ورودی تخمینگر می‌باشد. می‌توان متغیر های زیر را که ترکیبی از متغیرهای اصلی معادلات حرکتی و اصطکاک می‌باشند این‌گونه تعریف کرد [۷].

$$\eta = Rm_q v + J\omega \quad (۱۸)$$

$$\chi = J\omega + RF_z\delta_1 z \quad (۱۹)$$

با تعریف X, y_r به صورت زیر.

$$X = [\eta \quad \chi \quad z]^T \quad (۲۰)$$

$$y_r = \omega \quad (۲۱)$$

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

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{F_z\delta_2}{m_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\delta_1}{\delta_2} & 0 \\ -\frac{1}{Rm_q} & 0 & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}\theta\phi(y_r, u, X) \quad (۲۲)$$

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

$$+\begin{bmatrix} R^2F_z\delta_2 + J\frac{F_z\delta_2}{m_q} - \delta_\omega \\ J\frac{\delta_0}{\delta_1} - \delta_\omega \\ R + \frac{J}{Rm_q} \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix}1\\1\\0\end{bmatrix} u$$

$$y_r = [0 \quad 1/J \quad -RF_z\delta_1/J]X \tag{۲۳}$$

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

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

$$v = \frac{\eta - Jy_r}{Rm_q} \tag{۲۵}$$

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

$$\dot{\hat{X}} = \begin{bmatrix} -\frac{F_z\delta_2}{m_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-\delta_1}{\delta_2} & 0 \\ -\frac{1}{Rm_q} & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix}0\\0\\-1\end{bmatrix} \hat{\theta}\phi(y_r,u,\hat{X})$$
$$+ \begin{bmatrix}0\\0\\-1\end{bmatrix} 2\theta_{max}\left(f_{max} + f(\|\hat{X}\|)\right)\mathrm{sgn}(\tilde{y}_r) + \begin{bmatrix}1\\1\\0\end{bmatrix} u \tag{۲۶}$$
$$+ \begin{bmatrix}k_1\\k_2\\k_3\end{bmatrix}(y_r - \hat{y}_r) + \begin{bmatrix} R^2F_z\delta_2 + J\frac{F_z\delta_2}{m_q} - \delta_\omega \\ J\frac{\delta_0}{\delta_1} - \delta_\omega \\ R + \frac{J}{Rm_q} \end{bmatrix} y_r$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \gamma\phi\left(y_r,u,\hat{X}\right)\tilde{y} = \gamma\delta_0\frac{|\hat{v}_r|}{g(\hat{v}_r)}\hat{z}(\omega - \hat{y}_r) \tag{۲۷}$$

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

با تعریف A_r، B_r و C_r بدین صورت.

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

$$B_r = \begin{bmatrix}0\\0\\-1\end{bmatrix} \tag{۳۰}$$

$$C_r = [0 \quad 1/J \quad -RF_z\delta_1/J] \tag{۳۱}$$

متغیرهای خطا را می‌توان چنین تعریف نمود.

$$\tilde{X} = X - \hat{X} \tag{۳۲}$$

$$\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta} \tag{۳۳}$$

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

معادله دینامیک خطای رویتگر را می توان بصورت زیر نوشت.

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

$$\tilde{y}_r = {C_r}^T\tilde{X} \tag{۳۶}$$

و با شرایط زیر از عملکرد مناسب تخمین‌گر اطمینان حاصل کرد.

شرط ۱: $\left(A_r, {C_r}^T\right)$ 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 $0 \le \rho(y_r,u) \le \rho_0 \le \infty$ و باند بالایی f_{max} وجود داشته باشد به نحوی که:

$$|\phi(y_r,u,X_1) - \phi(y_r,u,X_2)| \le \rho\|X_1 - X_2\| \quad \forall X_1, X_2 \tag{۳۷}$$

$$|\phi(y_r,u,X)| \le f(\|X\|) \le f_{max} \quad \forall\|X\| < \infty, \forall|y_r| < \infty, \forall|u| < \infty \tag{۳۸}$$

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

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

بیشترین مقدار خروجی و θ، به ترتیب y_{max} و θ_{max} نامیده شده است.

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

$$P\left(A_r - K_f{C_r}^T\right) + \left(A_r - K_f{C_r}^T\right)^T P = -Q_r \tag{۴۰}$$

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

$$PB_r = C_r \quad (۴۱)$$

با توجه به شرایط فوق‌الذکر و تابع لیاپانوف پیشنهاد شده در [۷] نشان داده می‌شود که تخمینگر پایدار است و زمانی که $t \to \infty$ آنگاه $\tilde{X} \to 0$ و همچنین $\tilde{\theta} \to 0$ و سیگنال‌های X و θ محدود می‌باشند.

۴-کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم بر اساس رویتگر

۴-۱ بیان مساله‌ی کنترلی

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

ابتدا معادله‌ی (۱۳) را بصورت زیر می نویسیم.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(f(\Lambda) + b(\lambda)u + d) \quad (۴۲)$$

$$y = C^T\Lambda \quad (۴۳)$$

که در آن:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۴۴)$$

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 بصورت زیر تعریف کرد.

$$E = [e_1 \quad e_2]^T = [e \quad \dot{e}]^T \quad (۴۵)$$

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

$$u^* = \frac{1}{b(\lambda)}\left(-f(\Lambda) + \ddot{\lambda}_d + K^T\hat{E}\right) \quad (۴۶)$$

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

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

$$u_I = \frac{1}{\hat{b}(\lambda)}\left(-\hat{f}(\hat{\Lambda}) + \ddot{\lambda}_d + K^T\hat{E} + u_r\right) \quad (۴۷)$$

که $\hat{\Lambda}$ تخمین Λ و u_r برای جبران اغتشاش خارجی و خطای مدل‌سازی پیشنهاد شده است.

با استفاده از رابطه (۴۷) و (۴۲) می توان رابطه زیر را استنتاج کرد.

$$\dot{\Lambda} = A\Lambda + B(K^T\hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_I + u_r + d) \quad (۵۰)$$

با تعریف بردار خطا به صورت.

$$E = (e_1 \quad e_2)^T = (\Lambda_d - \Lambda) \quad (۵۱)$$

معادلات خطا را می توان بصورت زیر نوشت.

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - \dot{\Lambda} \quad (۵۲)$$

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d - A\Lambda - B(K^T\hat{E} + \ddot{\lambda}_d + (f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})) + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_I + u_r + d) \quad (۵۳)$$

$$\dot{E} = \dot{\Lambda}_d + AE - A\Lambda_d - B(K^T\hat{E} + \ddot{\lambda}_d + [f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_I + u_r + d) \quad (۵۴)$$

که درنهایت بصورت زیر ساده می شود.

$$\dot{E} = AE - BK^T\hat{E} - B([f(\Lambda) - \hat{f}(\hat{\Lambda})] + [b(\lambda) - \hat{b}(\lambda)]u_I + u_r + d) \quad (۵۵)$$

$$e_1 = C^TE \quad (۵۶)$$

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

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

همان‌طور که در شکل ۳ مشاهده می گردد، سیستم استنتاج عصبی فازی تطبیقی را می‌توان 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 می‌دهند. در این میان معمولا غیر فازی‌ساز استفاده می‌شود و تمام اتصالات لایه سوم و چهارم به وسیله فاکتورهای وزنی $[\bar{q}^1 \quad \dots \quad \bar{q}^k]$ که قابل تنظیم می‌باشند، 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 λ , $\dot{\lambda}$ به خروجی $f(\Lambda)$ را انجام می‌دهد.

در سیستم استنتاج فازی مورد نظر، قانون j ام بدین صورت نوشته می-شود.

$$R^j: If \ \lambda_1 \ is \ A_1^j \ and \ \lambda_2 \ is \ A_2^j \ Then \ f(\Lambda) = \bar{c}^j \quad (۵۷)$$

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

www.SID.ir

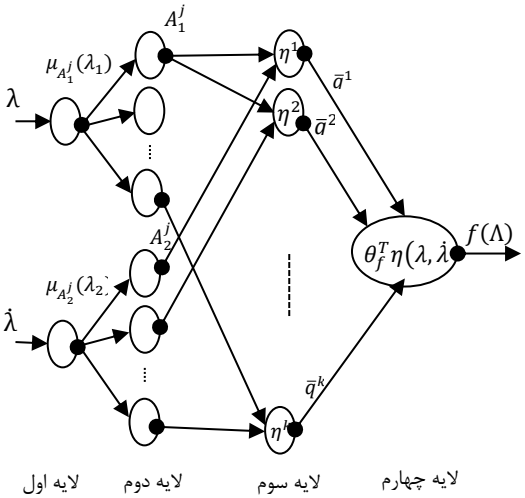
Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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

$$f(\Lambda)=\frac{\sum_{j=1}^{k}\bar{c}^{j}\left[\prod_{i=1}^{2}\mu_{A_i^j}(\lambda_i)\right]}{\sum_{j=1}^{k}\left[\prod_{i=1}^{2}\mu_{A_i^j}(\lambda_i)\right]}=\theta_f^T\eta(\Lambda) \qquad (۵۸)$$

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



شکل ۳: نمایش ساختار شبکه فازی تطبیقی

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

$$\eta^j(\Lambda)=\frac{\prod_{i=1}^{2}\mu_{A_i^j}(\lambda_i)}{\sum_{j=1}^{k}\left[\prod_{i=1}^{2}\mu_{A_i^j}(\lambda_i)\right]} \qquad (۵۹)$$

۴-۳- طراحی کنترل‌کننده

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

فرض۲: اگر بردارهای $\Lambda,\hat{\Lambda}$ با مجموعه‌های محدب زیر تعریف گردند.

$$U_\Lambda=\{\Lambda\in R^2 \mid \|\Lambda\|\le M_\Lambda<\infty\} \qquad (۶۰)$$

$$U_{\hat{\Lambda}}=\{\hat{\Lambda}\in R^2 \mid \|\hat{\Lambda}\|\le M_{\hat{\Lambda}}<\infty\} \qquad (۶۱)$$

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

$$\theta_f^*=\arg\min_{\theta_f\in M_{\theta_f}}(\sup_{\Lambda\in U_\Lambda,\hat{\Lambda}\in U_{\hat{\Lambda}}}|f(\Lambda)-\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f)|) \qquad (۶۲)$$

با محدوده‌ی محدب

$$M_{\theta_f}=\left\{\theta_f\in R^k \mid \|\theta_f\|\le m_{\theta_f}\right\} \qquad (۶۳)$$

که m_{θ_f}، پارامتر طراحی می‌باشد، تعریف می گردد. برای M_{θ_b} نیز می‌توان تعریفی مشابه رابطه (۶۳) در نظر گرفت. با بازنویسی معادله ۵۵ خواهیم داشت.

$$\begin{aligned}\dot{E}=&AE-BK^T\hat{E}-B\,(f(\Lambda)+u_r+d\\&-\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)-\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f)+\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)\\&+[b(\lambda|\theta_b)-\hat{b}(\lambda|\hat{\theta}_b)]u_I)\end{aligned} \qquad (۶۴)$$

با تعریف خطای تقریب حداقل بدین صورت.

$$w=\left[f(\Lambda)-\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)\right] \qquad (۶۵)$$

از معادله (۶۴) و (۶۵) نتیجه می‌شود.

$$\begin{aligned}\dot{E}=&AE-BK^T\hat{E}-B(+u_r+w+d\\&+[b(\lambda|\theta_b)-\hat{b}(\lambda|\hat{\theta}_b)]u_I\\&+(\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f^*)-\hat{f}(\hat{\Lambda}|\theta_f)))\end{aligned} \qquad (۶۶)$$

بر اساس رابطه (۵۸) می‌توان $\hat{f}(\hat{\Lambda})$ را بصورت زیر ارائه کرد.

$$\hat{f}(\hat{\Lambda})=\theta_f^T\eta(\hat{\Lambda}) \qquad (۶۷)$$

$$\hat{b}(\lambda)=\hat{\theta}_b\xi(\lambda) \qquad (۶۸)$$

که در آن $\xi(\lambda)=\frac{1}{v}=\frac{1-\lambda}{R\omega}$ می باشد. خطای پارامترهای قابل تنظیم بصورت $\tilde{\theta}_b=\theta_b-\hat{\theta}_b$ و $\tilde{\theta}_f=\theta_f^*-\hat{\theta}_f$ معرفی می‌شوند و همچنین تعریف می کنیم $w_d=w+d$. در نتیجه می‌توان رابطه (۶۶) را چنین نوشت.

$$\begin{aligned}\dot{E}=&AE-BK^T\hat{E}-B(\tilde{\theta}_f^T\eta(\hat{\Lambda})+\tilde{\theta}_b\xi(\lambda)u_I\\&+u_r+w_d)\end{aligned} \qquad (۶۹)$$

حال رویتگر زیر برای تخمین بردار E پیشنهاد می‌گردد.

$$\dot{\hat{E}}=A\hat{E}-BK^T\hat{E}+K_e(e_1-\hat{e}_1) \qquad (۷۰)$$

$$\hat{e}_1=C^T\hat{E} \qquad (۷۱)$$

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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 (۶۹) و (۷۰) بدین صورت نوشت.

$$\dot{\tilde{E}} = \dot{\hat{E}} - \dot{E} \tag{۷۲}$$

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

$$\tilde{e}_1 = C^T \tilde{E} \tag{۷۴}$$

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.

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

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

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

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

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

که در آن

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

با فرض $|w_p| \le q$ که q یک مقدار مثبت نامعلوم است و $P(s) = s + \alpha_1$ که $\alpha_1 > 0$ به گونه‌ای انتخاب می شود 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.

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

$$\tilde{e}_1 = C_s^T \tilde{E} \tag{۸۰}$$

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

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

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

۴-۴- تحلیل پایداری سیستم و قوانین تطبیق:

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

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

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

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

با توجه به معادله (۷۹) می‌توان نوشت.

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

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 ـ یاکوویچ می‌توان بیان کرد $Q = Q^T > 0$ وجود دارد به طوری که:

$$A_s^T P_c + P_c A_s = -Q \tag{۸۵}$$

$$P B_s = C_s \tag{۸۶}$$

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

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

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

با انتخاب قوانین تطبیق بصورت زیر.

$$\dot{\hat{\theta}}_b = \gamma_b \tilde{e}_1 \xi(\lambda) u_I \quad (۸۸)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_f = \gamma_f \tilde{e}_1 \eta(\hat{\Lambda}) \quad (۸۹)$$

$$\dot{\hat{q}} = \gamma_q |\tilde{e}_1| \quad (۹۰)$$

$$u_r = -\hat{q}\,\mathrm{sgn}(\tilde{e}_1) \quad (۹۱)$$

بسادگی می‌توان نشان داد.

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\tilde{E}^T Q \tilde{E} \le -\frac{1}{2}\lambda_{min}(Q)\left\|\tilde{E}\right\|^2 \quad (۹۲)$$

با انتگرال‌گیری از نامعادله (۹۲) می‌توان داشت.

$$\int_0^\infty \left\|\tilde{E}\right\|^2 dt \le \frac{V(0)-V(\infty)}{\frac{1}{2}\lambda_{min}(Q)} \quad (۹۳)$$

با توجه به (۹۲) داریم: $V(t) \le V(0)$ یعنی تابع V کاهشی و محدود است. بعلاوه با توجه به ۹۳ ، $\left\|\tilde{E}\right\|$ موجود و محدود می‌باشد $\left(\tilde{E}(t) \in L_2\right)$. 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 معادله‌ی 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.

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{E}(t) = 0 \quad (۹۴)$$

با توجه به رویتگر (۷۰)، 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 رویتگر مورد نظر را می‌توان در ۳ مرحله و توسط الگوریتمی که در شکل ۴ نشان داده شده است، پیاده سازی نمود.

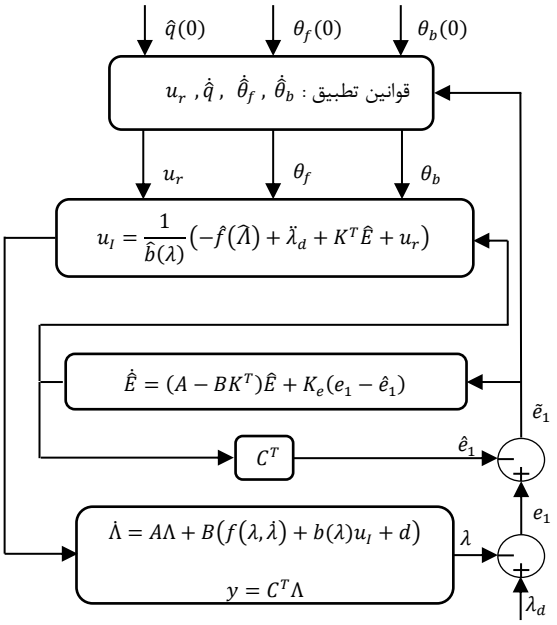
مرحله‌ی اول: پیدا کردن بهره‌های K و K_e به نحوی که $A - BK^T$ و $A - K_e C^T$ هرویتز باشند.

مرحله‌ی دوم: انتخاب گام‌های تطبیق γ_b و γ_f و γ_q به صورت مناسب و پیاده‌سازی رویت‌گر با توجه به $\tilde{e}_1$.

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

۵- شبیه‌سازی

شبیه‌سازی در مدل ۱/۴ خودرو با توجه به داده‌های جدول ۱ و با استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مقاوم بر مبنای رویتگر 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 رویتگر برای سیستم ترمز ضد قفل

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

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

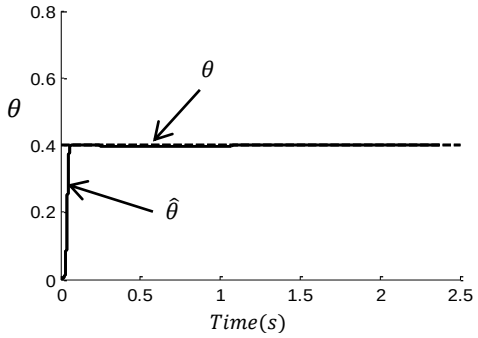
مشخصات جاده/ خودرو	نشانه	اندازه
میرایی نسبی چسبندگی	δ_2	۰/۰۰۱۸(s/m)
میرایی فشرده شده طولی لاستیک	δ_1	۴/۹۴۸۷(s/m)
سختی فشرده شده طولی لاستیک	δ_0	۴۰$(1/m)$
اصطکاک کولنی نرمالیزه شده	F_c	۰/۵
اصطکاک استاتیکی نرمالیزه شده	F_s	۰/۹
سرعت استریبک	v_s	۱۲/۵(m/s)
جرم ۱/۴ خودرو	m	۲۷۵(kg)
شعاع چرخ	R	۰/۲۵(m)
ممان اینرسی	J	۱۲/۸۹۱$(kg.m^2)$
شتاب گرانشی زمین	g	۹/۸(m/s^2)
بهره‌ی بین P_i و T_b	K_b	۲۵
نیروی نرمال	F_z	۲۶۰۰(N)
سرعت اولیه خودرو	v_0	۳۳/۳۳(m/s)
سرعت اولیه چرخ	ω_0	۱۳۳/۳۳(Rad/s)

دو شرایط کاری برای بررسی کنترل‌کننده ارائه گردیده است.

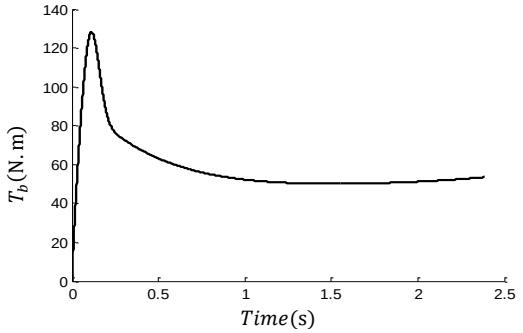
ابتدا شرایط جاده‌ای خشک به سیستم اعمال گردیده که در شکل ۵ حالت تخمین پارامتر شرایط جاده‌ای در مقابل مقدار مطلوبش نمایش داده شده است. شکل ۶ بیانگر مقدار گشتاور ترمزی اعمالی مورد نیاز به چرخ برای رسیدن به لغزش مطلوب می‌باشد. شکل ۷، نشان‌دهنده‌ی میزان قانون‌کنترل در گذر زمان می‌باشد. در شکل ۸ مقدار لغزش بهینه λ_d توسط تخمینگر، در مقابل مقدار لغزش λ حاصل شده از سیستم کنترل، نشان داده شده است. نهایتا شکل ۹ نمایانگر کاهش سرعت خطی و طولی خودرو از سرعت اولیه(m/s)۳۳,۳۳ 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 θ	اندازه لغزش λ_d
جاده خیلی خشک	<۰	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	<۵	۰/۰۵

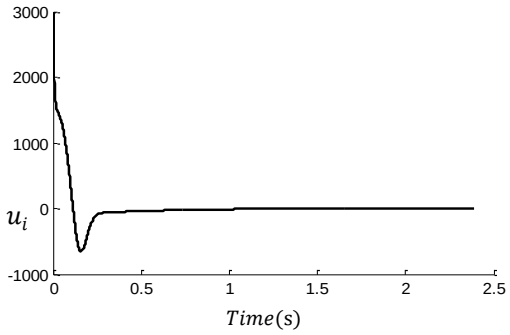


شکل ۵: تخمین شرایط جاده در آسفالت خشک



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.

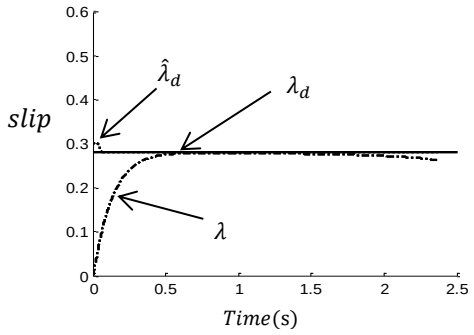


شکل ۷: خروجی کنترل‌کننده در جاده خشک

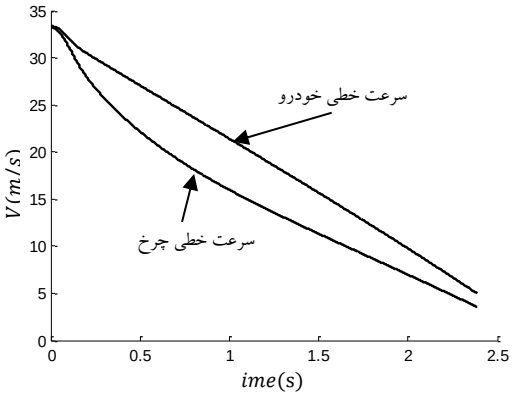
www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

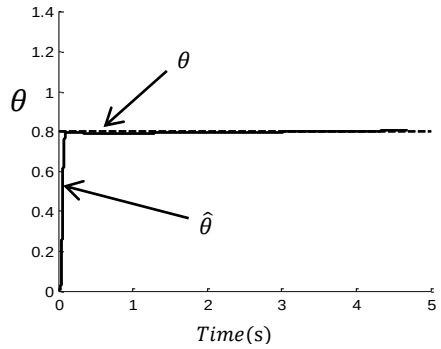


شکل ۸: لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده خشک

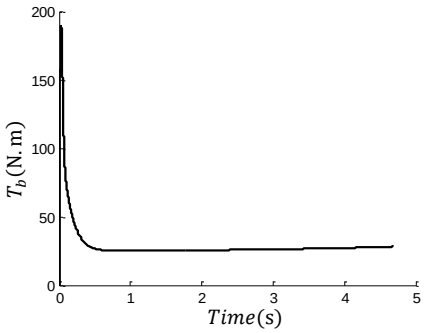


شکل ۹: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو در جاده خشک

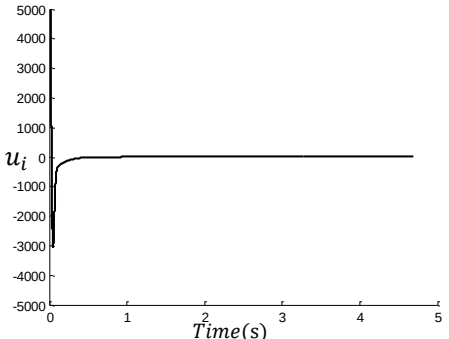
تغییر دومی که به صورت محسوس مشاهده می‌گردد، کاهش گشتاور ترمزی اعمالی به چرخ در شکل ۱۱ می‌باشد که سبب جلوگیری از سر خوردن خودرو در سطح جاده نمناک و همچنین مانع از برهم-خوردن پایداری وسیله نقلیه می‌گردد. ثابت ماندن پایداری جانبی وسیله-نقلیه به همراه کاهش زمان توقف خودرو از مهم‌ترین علت‌های طراحی ترمزضد قفل می‌باشند. شکل ۱۰ تخمینگر جاده را نشان می‌دهد که به درستی شرایط جاده‌ای نمناک را تخمین‌زده 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 تخمین‌زده 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 بدست می‌آید مناسب عمل می‌کند. همچنین کنترل‌کننده در پی تعقیب لغزش به دست‌آمده توسط تخمینگر می‌باشد.



شکل ۱۰: تخمین شرایط جاده در آسفالت نمناک



شکل ۱۱: گشتاور ترمزی اعمالی در جاده نمناک

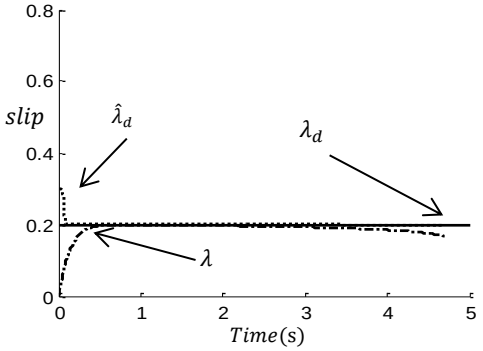


شکل ۱۲: خروجی کنترل‌کننده در جاده نمناک

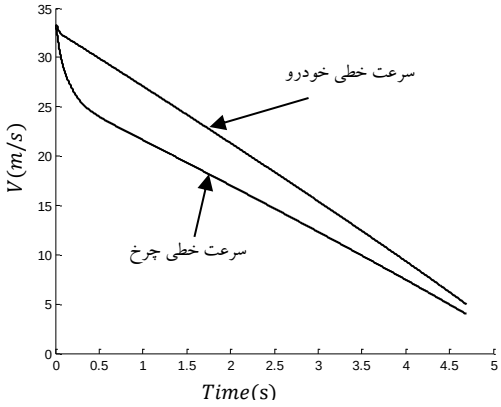
www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

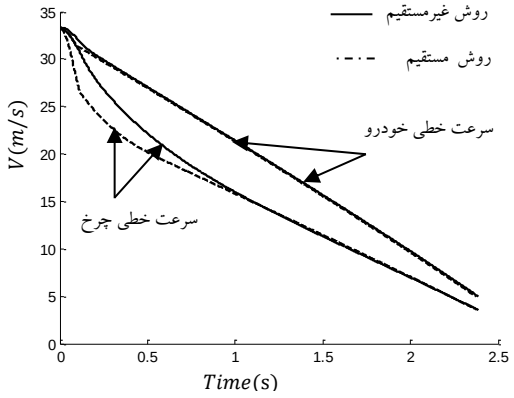


شکل ۱۳: لغزش بهینه‌ی تخمین‌زده شده و لغزش واقعی در جاده نمناک

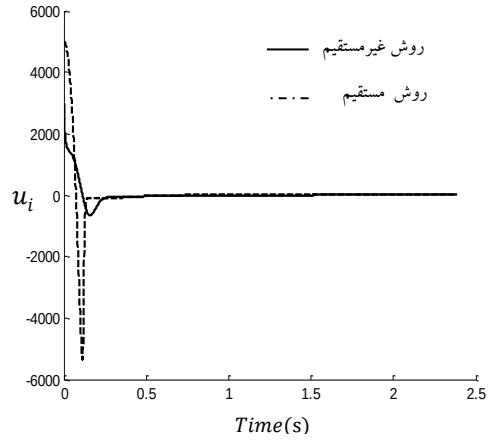


شکل ۱۴: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو در جاده نمناک

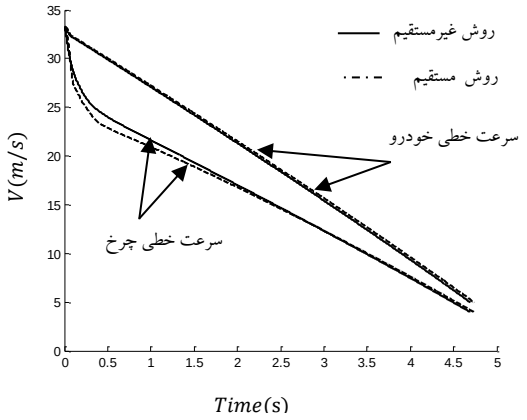
در شکل های ۱۵ تا ۱۸ مقایسه دو روش تطبیقی مستقیم و غیرمستقیم یعنی روش مرجع [۱۸] و روش پیشنهادی این مقاله آورده شده‌اند. همانگونه که دیده می‌شود رفتار روش پیشنهادی و سیگنال کنترلی در هر دو شرایط جاده‌ای ازروش مرجع [۱۸] مناسبتر می‌باشد.



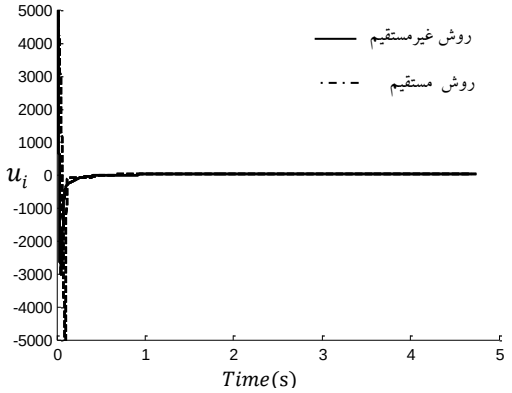
شکل ۱۵: تغییرات سرعت خطی و طولی خودرو با کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده خشک



شکل ۱۶: خروجی کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده خشک



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



شکل ۱۸: خروجی کنترل‌کننده‌ی مستقیم و غیرمستقیم در جاده نمناک

www.SID.ir

Archive of SID

Downloaded from joc.kntu.ac.ir at 14:53 +0430 on Monday May 1st 2017

۶- نتیجه‌گیری

در این تحقیق یک روش کنترلی فازی تطبیقی غیرمستقیم مقاوم بر پایه رویتگر برای سیستم ترمز ضدقفل ارائه گردید. به علت عدم دسترسی به همه حالت‌ها و همچنین آغشته شدن به خطاهای اندازگیری و نویز پذیر-بودن آنها، استفاده از کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر رویتگر برای این سیستم اجتناب ناپذیر است. به این ترتیب علاوه بر عملکرد مناسب سیستم، پایداری رویتگر بهمراه کنترل کننده بیش از پیش اهمیت پیدا خواهد کرد. نتایج شبیه سازی نشان می دهند 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 می-شود که خودرو در کمترین زمان ممکن در شرایط مختلف جاده‌ای با حفظ پایداری متوقف گردد. لازم به یادآوری است که کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در مقابل تغییر پارامتر شرایط جاده نیز مقاوم است.

۷- مراجع

[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 Persion).

[7] C. Canudas-De-Wit, and R. Horowitz, Observers for tire/road contact friction using only wheel angular velocity information, In *Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control*, Vol. 38, pp. 3932-3937, 1999.

[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∞ 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 Systs*, 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 Idustrial 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.

www.SID.ir