



بهبود پایداری خودرو با کنترلر مقاوم تطبیقی فازی و مدل جدید سیستم تعلیق هندسه متغیر

منصور بقائیان¹، علی اکبر اکبری^{2*}

1- دانشجوی دکتری، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

2- دانشیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

* مشهد، صندوق پستی 9177948974، akbari@um.ac.ir

چکیده

به کارگیری کنترلر مقاوم تطبیقی فازی در بهبود پایداری خودرو مورد توجه اخیر محققان می‌باشد. در این مقاله کاربرد این کنترلر در مدل غیر خطی سیستم های تعلیق هندسه متغیر و جابجایی نقطه اتصال طبق به بدنه مورد مطالعه می‌باشد. با قرارگیری روابط سینماتیکی یک سیستم تعلیق طبق دار دویل، در روابط 8 درجه آزادی فرمانپذیری خودرو، مدل غیر خطی سیستم تعلیق هندسه متغیر ایجاد می‌شود. انتخاب کنترلر مناسب، به دلیل محدودیت فضا در محل جابجایی نقطه اتصال طبق سیستم تعلیق به بدنه ضروری می‌باشد، لذا در این مقاله کنترلر مناسب از بین سه کنترلر PID، تطبیقی فازی و مقاوم تطبیقی فازی مشخص می‌شود. به کمک تئوری لیپانوف، قوانین تطبیقی به منظور پایداری سیستم انتخاب می‌شوند. نتایج برای دو تست استاندارد نشان داد انتگرال مربعات خطا در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی نسبت به دو کنترلر PID و کنترلر تطبیقی فازی کاهش نشان می‌دهد. همچنین جابجایی نقطه اتصال طبق سیستم تعلیق در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی خیلی کمتر از دو کنترلر دیگر و مخصوصاً PID می‌باشد. نتایج استفاده از کنترلر مقاوم تطبیقی فازی نشان داد که به کمک این کنترلر، پایداری خودرو و مقاوم بودن سیستم افزایش داشته و همچنین پاسخ های نرمتری تولید می‌شود.

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 13 خرداد 1395
پذیرش: 04 مرداد 1395
ارائه در سایت: 21 شهریور 1395
کلید واژگان:
کنترل مقاوم تطبیقی فازی
سیستم تعلیق هندسه متغیر
مدل جدید غیر خطی سیستم تعلیق هندسه متغیر
پایداری خودرو

Improvement of vehicle stability by H-Infinity adaptive fuzzy controller: a new VGS model

Mansour Baghaeian, Ali Akbar Akbari*

Department of Mechanical Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran

* P.O.B. 9177948974 Mashhad, Iran, akbari@um.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 02 June 2016
Accepted 25 July 2016
Available Online 11 September 2016

Keywords:

H- Infinity adaptive fuzzy control
variable geometry suspension system
new nonlinear model of VGS
vehicle stability

ABSTRACT

Recently, H-Infinity adaptive fuzzy controller (HAFC) and its potential application in improving vehicle stability has received increasing attention. This paper studied this application by developing a nonlinear model for the vehicle suspension mounting point displacement (SMD) and the variable geometry suspension system (VGS). The VGS model was developed by deriving the kinematic equations from the vehicle double wishbone suspension system for the vehicle handling model with eight degrees of freedom (8DOF). The limited area of the SMD necessitates the use of a proper controller, so in this paper the suitability of a proportional-integral-derivative controller (PID), an adaptive fuzzy controller (AFC), and HAFC was investigated for this purpose. The stability status and adaptation laws were assessed by Lyapunov synthesis and the result showed that integral of square error (ISE) achievable by HAFC for two standard maneuvers is lower than PID and AFC. The result also showed that SMD of HAFC is lower than AFC and extremely PID. The use of HAFC also resulted in the best vehicle stability, soft response and robustness.

1- مقدمه

در حرکت سر پیچ⁴ بستگی دارد [2]. هندسه سیستم تعلیق نقش مهمی در پایداری و فرمانپذیری خودرو بازی می‌کند. معمولاً نیروی عملگرها در سیستم تعلیق هندسه متغیر⁵ عمود بر طبق⁶ها وارد می‌شود که انرژی مورد نیاز را کاهش می‌دهد و این قابلیت مناسب این سیستم را نشان می‌دهد [3]. مدل تحلیلی مناسب جهت محققانی که علاقه‌مند به بررسی سیستم تعلیق هندسه

اخیراً، محققان به پایداری¹ و فرمانپذیری² خودرو به کمک سیستم‌های دینامیکی خودرو توجه می‌کنند. تعدادی از شرکت‌های خودروسازی جلوگیری از چرخش عمودی خودرو را بهبود داده‌اند [1]. در خودروها، راحتی سفر³ به رفتار آن در مسیر مستقیم و پایداری و فرمانپذیری به رفتار خودرو

⁴ Cornering

⁵ Variable Geometry Suspension System (VGS)

⁶ Wishbone

¹ Stability

² Handling

³ Ride comfort

قطعیت سیستمی به خوبی به پاسخ مرجع نزدیک کرد و مقاوم بودن کنترلر را با شبیه سازی برای یک سیستم جرم و فنر نشان دادند.

نمز و گسپر [14] پایداری خودرو را با سیستم تعلیق هندسه متغیر و یک کنترلر مقاوم با پارامترهای متغیر، افزایش داد. کریشنا و همکارانش [15] با استفاده از منطق فازی و سیستم فرمان فعال، پایداری خودرو را افزایش داد. بقائیان و اکبری [16] به منظور بررسی اثر کنترلر تطبیقی فازی و سیستم تعلیق هندسه متغیر بر روی پایداری خودرو، دو کنترلر تطبیقی فازی و PID^7 را با هم مقایسه نمودند که در آن تحقیق نشان دادند کنترلر تطبیقی فازی پایداری خودرو را بهبود داده است. نس و گسپر [17] در مطالعه های خود، بهبود پایداری خودرو را با سیستم تعلیق هندسه متغیر و استفاده از کنترلر مقاوم نشان دادند. همچنین گسپر اثر تغییر هندسه سیستم تعلیق را بر روی مختصات سیستم فرمان و چرخ بررسی کرد [18].

در مواردی که با کنترلرها نتوان اغتشاشات زیاد را به خوبی مدل کرد و به پاسخ قابل قبولی رسید، می توان کنترلر تطبیقی را با کنترلر مقاوم ادغام نمود و به کنترل بهتری دست پیدا کرد. نوآوری های این مقاله عبارتند از:

- ایجاد یک مدل غیر خطی سیستم تعلیق هندسه متغیر با استفاده از سینماتیک سیستم تعلیق و مدل غیر خطی فرمانپذیری خودرو با 8 درجه آزادی.
- یافتن قوانین تطبیقی و تضمین پایداری با استفاده از تئوری لیاپانوف.
- اصلاح عملکرد پایداری خودرو با استفاده از سیستم تعلیق هندسه متغیر و انتخاب کنترلر مقاوم تطبیقی فازی در مقابل سایر کنترلرها.

بخش های این مقاله به ترتیب زیر مرتب شده است: در بخش 2 مدل تحلیلی غیر خطی سیستم تعلیق هندسه متغیر عرضه شده است. بخش 3 و 4 بطور خلاصه کنترلر تطبیقی فازی و کنترلر مقاوم تطبیقی فازی معرفی شده است. اثبات پایداری کنترلر استفاده شده در بخش 5 ارائه شده است. مدل سیستم تعلیق هندسه متغیر ارائه شده با دو تست استاندارد⁸ در بخش 6 نتایج شبیه سازی استخراج می گردد. کنترلرهای مورد استفاده با معیارهای یکسان در بخش 6 مقایسه و بهترین انتخاب می شود.

2- مدل جدید سیستم تعلیق هندسه متغیر

2-1- سیستم تعلیق هندسه متغیر

به طور کلی مدل ها بیان کننده پدیده های فیزیکی می باشند [19]. پارامترهایی مانند نرخ چرخش عمودی⁹ و شتاب جانبی خودرو، نقش بسیار مهمی در دینامیک خودرو دارند. سیستم تعلیق هندسه متغیر می تواند به عنوان سیستم تعلیق فعال¹⁰ نقش بزرگی در پارامترهای دینامیکی خودرو بازی کند. شکل 1 شماتیک یک سیستم تعلیق طبق دار دوبل¹¹ را نشان می دهد [20]. همانطوریکه در شکل 1 دیده می شود، ارتفاع مرکز غلت¹² (h_R) با پارامترهای هندسی سیستم تعلیق و تشابه مثلث ها بوسیله روابط (1) الی (6) مرتبط می شود [20].

$$h_R = \frac{T}{2} \frac{P}{k \cos(\beta + \beta_0) + d \tan \sigma + r_\sigma} \quad (1)$$

متغیر هستند وجود ندارد. با ترکیب روابط سینماتیکی سیستم تعلیق خودرو و روابط فرمانپذیری خودرو، مدل غیرخطی جدید سیستم تعلیق هندسه متغیر حاصل می گردد. سیگنال کنترلر، نقطه اتصال طبق به بدنه خودرو را به گونه ای تغییر می دهد که دینامیک مناسب سیستم تعلیق حاصل گردد. با توجه به اینکه فضای جابجایی سیستم تعلیق هندسه متغیر محدود می باشد و همچنین روابط دینامیک خودرو نیز با زمان در حال تغییر است، نیاز به کنترلر پیشرفته و تطبیقی مانند، کنترلر مقاوم تطبیقی فازی می باشد.

اولین سیستم تعلیق هندسه متغیر که به صورت دستی تنظیم شد، در موتور سیکلت ولایت تراکستون استفاده شده است [4]. واتنابل و شارپ [5] کنترلرهای بهینه PD و شبکه های عصبی را برای این سیستم استفاده نموده اند که موفق شدند غلت بدنه و تغییرات ارتفاع مرکز غلت خودرو را کاهش دهند. لی و همکارانش [6] با استفاده از سیستم تعلیق هندسه متغیر پاسخ های مناسبی را به کمک تست های آزمایشگاهی جاده ای در سرعت های متوسط و بالا به دست آوردند. ایورس و همکارانش [3] به کمک مدل دلف، یک مدل جدیدی از عملکردهای سیستم های تعلیق هندسه متغیر به دست آوردند. گودرزی و همکارانش [2] به کمک نرم افزار ادامز، مدل تخمینی از سیستم تعلیق هندسه متغیر تولید کرد که در آن جابجایی نقطه اتصال طبق به بدنه خودرو¹ و ارتفاع مرکز غلت² و زاویه تو چرخ³ نشان داده شده بود. همچنین آنها نشان دادند که جابجایی نقطه اتصال طبق به بدنه خودرو به کمک کنترلر PI فازی، پایداری و فرمانپذیری خودرو را افزایش می دهد.

کنترلر تطبیقی⁴ یکی از روش های پرکاربرد کنترلر سیستم های غیر خطی می باشد. پارامترهای کنترلر با به کار بردن قوانین تطبیقی⁵ در مقابل عدم قطعیت⁶ و اغتشاشات سیستم به خوبی تنظیم می گردد، اما در اینجا احتیاج به مدل اولیه سیستم وجود دارد. در مقابل منطق فازی، روشی است که در تعداد زیادی از مقالات اخیر استفاده شده است [7] و احتیاج به مدل سیستم وجود ندارد. در نتیجه با ترکیب کنترلر تطبیقی و منطق فازی می توان یک بسته مناسب و قدرتمند جهت طراحی یک کنترلر مقاوم در مقابل عدم قطعیت و غیر خطی بودن سیستم طراحی کرد. وانگ [8] یک کنترلر تطبیقی فازی مستقیم طراحی کرد و برای قوانین تطبیقی از تئوری لیاپانوف استفاده کرد. او با یک تئوری یکسان، یک حل عمومی برای پایداری کنترلر تطبیقی فازی بوجود آورد [9]. او همچنین این روش را در یک پاندول معکوس استفاده نمود. بعد از آن، تانگ [7] یک کنترلر تطبیقی فازی را براساس ورودی و خروجی های یک سیستم غیر خطی طراحی نمود. شهنازی و اکبرزاده [10] یک کنترلر تطبیقی PI فازی غیر مستقیم را در مقابل کنترلر تطبیقی فازی معرفی کرد که سرعت پاسخ ها در نقطه تعادل را افزایش می داد. به دلیل کارایی بالای کنترلرهای تطبیقی نوایی و ردائی [11] توانستند از کنترلر تطبیقی به گونه ای استفاده نمایند که حتی اگر عملکردهایی در سیستم هواپیما از کار افتاد، سیستم به کار خود به خوبی ادامه دهد. واکسی شی [12] یک کنترلر فازی و تطبیقی مقاوم جهت مشاهده کننده ای طراحی کرد که در سیستم های یک ورودی و یک خروجی غیر خطی به خوبی می توانست خروجی را دنبال نماید و خطا را به صفر برساند و مقاوم بودن این نوع کنترلرها را به خوبی نشان داد. لی جنگ و جان زوه [13] کنترلر فازی تطبیقی ارائه کردند که پاسخ ها را در سیستم های غیرخطی در حضور عدم

⁷ Proportional-integral-derivative controller (PID)

⁸ Standard maneuver

⁹ The yaw rate

¹⁰ Active suspension system

¹¹ Double wishbone suspension system

¹² Roll centre height

¹ The vehicle suspension mounting point displacement (SMD)

² The roll centre height

³ Toe - angle

⁴ Adaptive controller

⁵ Adaptive laws

⁶ Uncertainty

در راستای Y:

$$ma_{yu} + m_s H \ddot{\phi} = \sum_{i=1}^4 F_{yi} \quad (8)$$

دوران حول X:

$$I_{xx} \ddot{\phi} + m_s H a_{yu} = mgH \sin \phi - K_t \phi - C_t \dot{\phi} \quad (9)$$

دوران حول Z:

$$I_{zz} \ddot{\sigma} = a(F_{y1} + F_{y2}) - b(F_{y3} + F_{y4}) + \frac{(F_{x1} + F_{x3})T}{2} - \frac{(F_{x2} + F_{x4})T}{2} \quad (10)$$

که در اینجا ϕ زاویه غلت بدنه⁴ حول محور X و a_x و a_{yu} به ترتیب شتاب طولی و شتاب جانبی جرم فنربندی نشده⁵ می باشد که می توان به صورت رابطه (11) و (12) نوشت:

$$a_x = \dot{u}_x - v_y r \quad (11)$$

$$a_{yu} = \dot{v}_y + u_x r \quad (12)$$

که r چرخش بدنه حول محور عمودی، u_x و v_y سرعت طولی و عرضی خودرو می باشد، F_x ، F_y و F_z به ترتیب نیروهای طولی، جانبی و عمودی تیر هستند. رابطه چرخش چرخ ها را می توان به صورت رابطه (13) نوشت:

$$F_{xi} R_i = \dot{\omega}_i I_{\omega_i}, \quad i = 1, 2, \dots, 4 \quad (13)$$

که در آن R و I_{ω} شعاع و ممان اینرسی چرخ می باشد. مطابق شکل 3 نیروهای طولی و جانبی تیر مطابق روابط (14) و (15) قابل دستیابی است:

$$F_{xi} = F_{ti} \cos \delta_{Ti} - F_{si} \sin \delta_{Ti}, \quad i = 1, \dots, 4, \quad (14)$$

$$F_{yi} = F_{ti} \sin \delta_{Ti} + F_{si} \cos \delta_{Ti}, \quad i = 1, \dots, 4, \quad (15)$$

که δ_T زاویه فرمان⁶ و F_t و F_s نیروهای طولی و جانبی تیر می باشد که از مدل غیر خطی تیر به دست آمده است. همچنین نیروهای عمودی تیر توسط روابط (16) الی (19) نشان داده شده است [2].

$$F_{z1} = \frac{W}{2} \left[\frac{b}{l} - \frac{a_x}{g} \left(\frac{h}{T} \right) \right] + \frac{W}{2} \left[K_R \left[\frac{a_y}{g} \left(\frac{h}{T} \right) - \left(\frac{m_s}{m} \right) \left(\frac{H}{T} \right) \sin \phi \right] \right] \quad (16)$$

$$F_{z2} = \frac{W}{2} \left[\frac{b}{l} - \frac{a_x}{g} \left(\frac{h}{T} \right) \right] - \frac{W}{2} \left[K_R \left[\frac{a_y}{g} \left(\frac{h}{T} \right) - \left(\frac{m_s}{m} \right) \left(\frac{H}{T} \right) \sin \phi \right] \right] \quad (17)$$

جدول 1 داده های سیستم تعلیق خودرو

Table 1 Geometrical data for vehicle suspension system

توضیحات	متغیر	واحد	مقدار
زاویه اولیه طبق پایین سطح	β_0	deg	11
ارتفاع مرکز ثقل	h	mm	781
زاویه کینگ پین	σ	deg	10
زاویه طبق بالا	ϕ_1	deg	5
شعاع فرمان ⁷	r_σ	mm	5
طول کینگ پین از نمای جلو	C_1	mm	280
طول طبق پایین	K_1	mm	370
ارتفاع نقطه G از سطح زمین	d	mm	220

⁴ Roll angle

⁵ Un sprung mass

⁶ Steer angle

⁷ Scrub radius

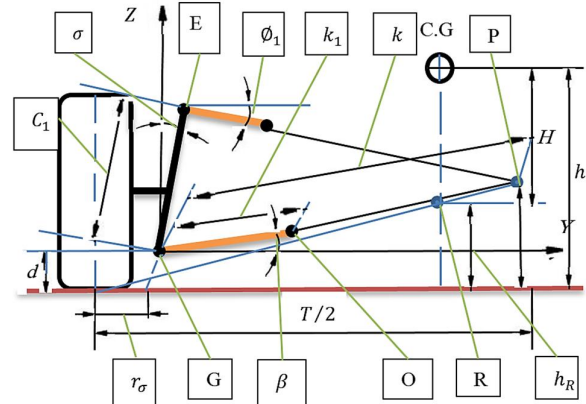


Fig. 1 The geometry of double wishbone suspension system

شکل 1 هندسه سیستم تعلیق طبق دار دویل

$$Z = k_1 (\sin(\beta + \beta_0)) \quad (2)$$

جایی که Z جابجایی نقطه اتصال طبق پایین به بدنه خودرو، β و β_0 به ترتیب زاویه طبق پایین و زاویه اولیه طبق پایین می باشد.

همچنین برای P داریم:

$$P = k \sin(\beta + \beta_0) + d \quad (3)$$

برای k رابطه (4) را می توان نوشت:

$$k = c_1 \frac{\sin(90 + \sigma - \phi_1)}{\sin(\phi_1 + \beta + \beta_0)} \quad (4)$$

می توان H را به صورت رابطه (5) نوشت:

$$H = h - h_R \quad (5)$$

H از روابط (1) و (5) همانند رابطه (6) به دست می آید:

$$H = h - \frac{T}{2} \frac{P}{k \cos(\beta + \beta_0) + d \tan \sigma + r_\sigma} \quad (6)$$

که R مرکز غلت سیستم تعلیق¹ در وسط خودرو، مرکز دوران سیستم تعلیق، k فاصله نقطه P و G و T فاصله عرضی خودرو² می باشد.

مدل جدید سیستم تعلیق هندسه متغیر از جایگذاری H در روابط فرمانپذیری خودرو با 8 درجه آزادی که در بخش 2-2 توضیح داده خواهد شد، به دست خواهد آمد. پارامترهای هندسی سیستم تعلیق خودرو در جدول 1 نشان داده شده است.

2-2- مدل غیر خطی 8 درجه آزادی فرمانپذیری خودرو

مدل فرمانپذیری خودرو با 8 درجه آزادی در شکل 2 نشان داده شده است. در اینجا جابجایی طولی و جانبی، چرخش بدنه حول محور عمودی، غلت بدنه و چرخش هر یک از چرخ ها به عنوان درجه آزادی در نظر گرفته شده اند. در این مدل عوامل غیر خطی مانند رفتار غیر خطی تیر، انتقال بار غیرخطی نیروهای عمودی، طولی و جانبی تیر، اثر غیرخطی فرمان چرخ به واسطه غلت بدنه³ و تغییرات غیر خطی ارتفاع مرکز غلت در نظر گرفته شده است.

روابط در راستای X و Y و دوران حول X و Z به صورت روابط (7) الی (10) قابل نوشتن است [2]:

در راستای X :

$$ma_x = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \quad (7)$$

¹ Roll centre

² Track

³ Roll steer

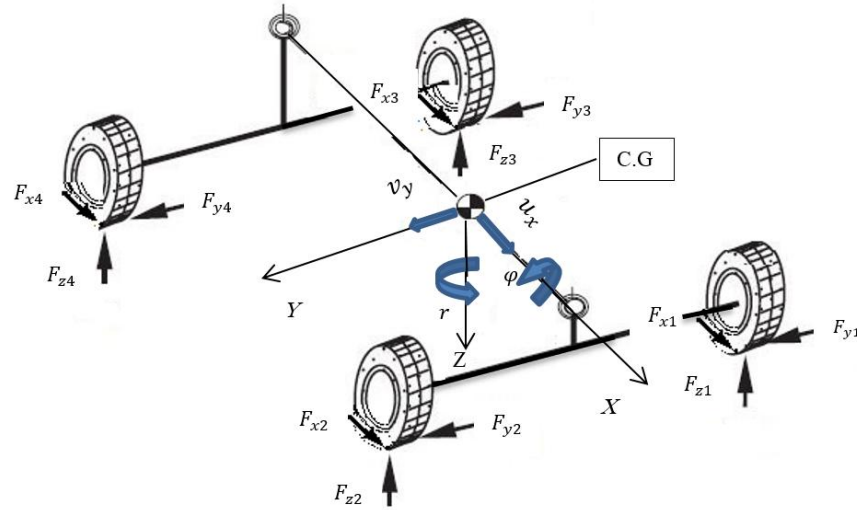


Fig. 2 Vehicle's 8DOFs handling model

شکل 2 مدل 8 درجه آزادی فرمانپذیری خودرو

$$\alpha_4 = \delta_{T4} + \tan^{-1} \frac{br - v_y}{u_x - \frac{Tr}{2}} \quad (24)$$

 که α زاویه لغزش تایر³ و δ_T زاویه فرمان می‌باشد.

در شکل 4 ساختار مدل 8 درجه آزادی به همراه سیستم کنترل نشان داده شده است. در آنجا ارتباط بین زیر مدل و راننده و سیستم کنترل نشان داده شده است.

همچنین پارامتر Z که همان جابجایی نقطه اتصال سیستم تعلیق به بدنه می‌باشد توسط سیستم کنترل هدایت می‌شود.

در این مقاله از مدل تایر مجیک فرمول⁴ به عنوان مدل غیر خطی تایر استفاده شده است. نیروهای کششی و جانبی تایر با مشخص بودن لغزش طولی تایر⁵، نیروهای عمودی تایر و زاویه لغزش تایر قابل دست یابی است.

با جایگذاری رابطه (6) در روابط (8)، (9)، (16) الی (19) و (20) مدل فرمانپذیری خودرو، مجهز به سیستم تعلیق هندسه متغیر جهت بررسی پایداری خودرو آماده می‌باشد. ورودی این مدل زاویه چرخ و سرعت طولی خودرو می‌باشد.

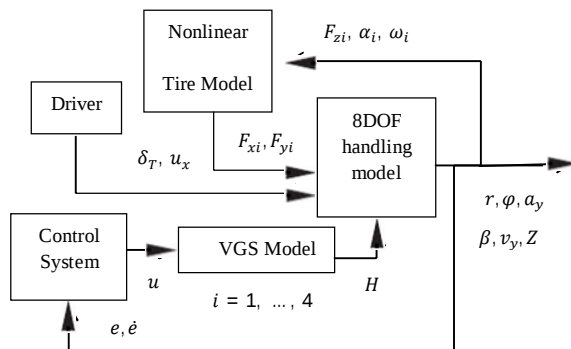


Fig. 4 The structure of an 8DOF vehicle model

شکل 4 ساختار مدل 8 درجه خودرو

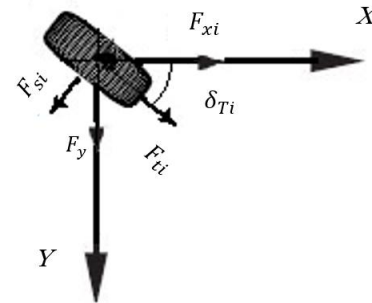


Fig. 3 Longitudinal and lateral tire forces

شکل 3 نیروهای طولی و جانبی تایر

$$F_{z3} = \frac{W}{2} \left[\frac{b}{l} + \frac{a_x}{g} \left(\frac{h}{l} \right) \right] + \frac{W}{2} \left[(1 - K_R) \left[\frac{a_y}{g} \left(\frac{h}{T} \right) - \left(\frac{m_s}{m} \right) \left(\frac{H}{T} \right) \sin \phi \right] \right] \quad (18)$$

$$F_{z3} = \frac{W}{2} \left[\frac{b}{l} + \frac{a_x}{g} \left(\frac{h}{l} \right) \right] - \frac{W}{2} \left[(1 - K_R) \left[\frac{a_y}{g} \left(\frac{h}{T} \right) - \left(\frac{m_s}{m} \right) \left(\frac{H}{T} \right) \sin \phi \right] \right] \quad (19)$$

W و m وزن و جرم کل خودرو می‌باشد. m_s جرم فنربندی شده خودرو¹، K_R نسبت سختی پیچشی سیستم تعلیق جلو به سختی پیچشی سیستم تعلیق عقب² می‌باشد. همچنین برای شتاب جانبی می‌توان رابطه (20) را نوشت:

$$a_y = v_y + ur + \frac{m_s}{m} H \ddot{\phi} \quad (20)$$

روابط (21) الی (24) از مدل تایر و شکل 3 به دست می‌آیند [2].

$$\alpha_1 = \delta_{T1} - \tan^{-1} \frac{v_y + ar}{u_x + \frac{Tr}{2}} \quad (21)$$

$$\alpha_2 = \delta_{T2} - \tan^{-1} \frac{v_y + ar}{u_x - \frac{Tr}{2}} \quad (22)$$

$$\alpha_3 = \delta_{T3} + \tan^{-1} \frac{br - v_y}{u_x + \frac{Tr}{2}} \quad (23)$$

³ Tire slip angle

⁴ Magic Formula

⁵ Longitudinal slip angle of wheel

¹ Sprung mass

² The stiffness of front roll per rear roll stiffness

در جداول 1 و 2 داده‌های یک خودروی اس یو وی¹ با یک نوع از سیستم تعلیق هندسه متغیر داده شده است. به منظور صحت‌گذاری مدل، از نرم افزار کارسیم² که یک نرم افزار کامل دینامیکی خودرو می‌باشد استفاده شده است. بدین منظور جابجایی میانگین 20 میلی‌متر در نقطه اتصال سیستم تعلیق به بدنه خودرو در نظر گرفته شده است. سه مقدار منهای 20، صفر (حالت عادی سیستم تعلیق) و 20 میلی‌متر در نظر گرفته شده است. نتایج شکل 5 نشان می‌دهد که رفتار نرخ چرخش بدنه حول محور عمودی، شتاب جانبی بدنه و زاویه لغزش بدنه بسیار نزدیک به مدل کامل موجود در نرم افزار کارسیم می‌باشد. بدین ترتیب مدل فرمانپذیری خودرو با 8 درجه آزادی و به صورت غیرخطی و مجهز شده به سیستم تعلیق هندسه متغیر آماده استفاده و پیاده سازی کنترلر مناسب مانند کنترلر مقاوم تطبیقی فازی و یا هر کنترلر دیگر می‌باشد.

3- کنترلر تطبیقی فازی

پارامترهای سیستم کنترل می‌تواند توسط قوانین تطبیقی کنترلر تطبیقی فازی تنظیم شود [21]. رابطه (25)، یک سیستم غیر خطی مرتبه n را نشان می‌دهد:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u + d(t) \quad (25)$$

که $f(x, t)$ و $g(x, t)$ توابع غیر خطی ناشناخته می‌باشد. واضح است که برای کنترل پذیر بودن سیستم، $g(x, t)$ بایستی مخالف صفر باشد. $\bar{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n+1)}]^T$ بردار حالت سیستم و $d(t)$ اغتشاش با مقدار محدود می‌باشد. از آنجایی که در این مدل $f(x, t)$ و $g(x, t)$ دینامیک‌های غیر خطی سیستم می‌باشند و فرض بر این است که مقدار آنها برای طراحی کنترلر در اختیار نیست و $d(t)$ می‌تواند اغتشاش، نویز و یا تابعی از مدل سیستم باشد که در $f(x, t)$ و $g(x, t)$ قرار داده نشده است. بنابراین کنترلر با فرض این نوع عدم قطعیت‌ها طراحی شده و باید بتواند عملکرد کنترلر مد نظر را که در اینجا یک نوع کنترلر ردیاب تطبیقی مد نظر است برآورده نماید. ورودی کنترلر می‌تواند توسط رابطه (26) نوشته شود [22]:

$$u^* = \frac{1}{g(x)} [-f(x) + \dot{x}_d^{(n)} + K^T E] \quad (26)$$

که

جدول 2 داده‌های خودرو

توضیحات	متغیر	واحد	مقدار
جرم خودرو	m	kg	1987
جرم فنر بندی نشده	m_{us}	kg	324.935
فاصله طولی محور چرخ‌ها	l	m	2.5780
فاصله عرضی چرخ‌ها	T	m	1.4
ممان اینرسی بدنه حول محور x	I_{xx}	kgm ²	657.2714
ممان اینرسی بدنه حول محور z	I_{zz}	kgm ²	4510.3
سختی پیچشی نهایی	K_t	Nm/rad	56957
میرایی پیچشی نهایی	C_t	Nms/rad	3495.7
نسبت سختی پیچشی جلو به سختی پیچشی عقب	K_R	Dimensionless	0.4
فاصله مرکز ثقل از محور جلو	a	m	1.1473
فاصله مرکز ثقل از محور عقب	b	m	1.4307

¹ Sport Utility Vehicle (SUV)

² Carsim

$x^{(n)}$ بردار مرجع

K ضریب بردار گین فیدبک

E خطا که به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$E = \underline{y}_m - \underline{x} = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n+1)}]^T \quad (27)$$

پارامترهای غیر خطی سیستم شامل $f(x)$ و $g(x)$ نامعلوم هستند. در نتیجه امکان استفاده از کنترلر بالا وجود ندارد، ولی با سیستم فازی می‌توان به دینامیک نامعلوم سیستم دست پیدا کرد.

بطور کلی یک سیستم فازی شامل فازی ساز، پایگاه قوانین فازی، موتور استنتاج و نافازی ساز می‌باشد. پایگاه قوانین فازی مجموعه‌ای از قوانین اگر و آنگاه فازی به صورت رابطه (28) است:

$$R^l: x_1 \text{ اگر } F_1^l \text{ و } \dots \text{ و } x_n \text{ اگر } F_n^l \text{ آنگاه } y \text{ برابر } G^l \text{ برای } l = 1, \dots, M \quad (28)$$

که $\bar{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n+1)}]^T$ ورودی و y خروجی سیستم فازی هستند. F_n^l و G^l به ترتیب توابع عضویت مربوط به ورودی و خروجی می‌باشند و همچنین M تعداد قوانین را نشان می‌دهد. با استفاده از فازی ساز تک مقداره، موتور استنتاج ضرب ممدانی و نافازی ساز مرکز مجموعه‌ها، خروجی سیستم فازی به صورت رابطه (29) خواهد بود [22]:

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l (\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i))}{\sum_{l=1}^M (\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i))} = \theta^T \xi(x) \quad (29)$$

که $\theta = [\bar{y}^1, \bar{y}^2, \dots, \bar{y}^M]^T$ مرکز توابع عضویت خروجی می‌باشد و $\xi(x) = [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_M(x)]^T$ توابع پایه‌ای فازی بوده به صورت رابطه (30) محاسبه می‌شوند:

$$\xi_j(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{F_i^j}(x_i)}{\sum_{l=1}^M \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i)} \quad j = 1, \dots, M \quad (30)$$

معمولاً تعیین مرکز توابع عضویت به سختی انجام می‌شود و یکی از راه‌های آن استفاده از قوانین کنترل تطبیقی است [22].

4- کنترلر مقاوم تطبیقی فازی

در پروسه طراحی کنترلر فرض بر این است که مدل سیستم تحت کنترل در اختیار نیست و بر این اساس طراحی کنترلر صورت گرفته است. به عبارتی با عدم قطعیت ساختاری مواجه هستیم، به طوری که در مورد دینامیک‌های سیستم اطلاعات محدود در حد محدوده تغییرات حالت سیستم، در اختیار کنترلر قرار می‌گیرد و کنترلر باید بتواند با استفاده از این اطلاعات و عدم قطعیت ساختاری موجود به عملکرد مطلوب دست یابد. در رابطه (26)،

ضریب K می‌تواند به صورت چند جمله‌ای $(h(\lambda) = S^{(n)} + k_1 S^{(n-2)} + \dots + k_n)$ به گونه‌ای باشد که سیستم پایدار گردد. به منظور عملکرد بهتر کنترلر مقاوم شرایط رابطه (31) لازم است [23]:

$$\int_0^T E^T Q E dt \leq 2V(0) + \rho^2 \int_0^T w^2, \quad T \in [0, \infty] \quad (31)$$

که V تابع لیاپانوف، ρ تابع وزن اولیه و Q ماتریس مثبت معین می‌باشد. به لحاظ اینکه در سیستم‌های فازی تقریب زده می‌شود، امکان تغییر u^* با تقریب فازی⁴ $\hat{u}(x|\theta)$ وجود دارد و کنترلر مقاوم به منظور اثرگذاری و کم کردن خطا بواسطه تقریب فازی و اغتشاشات بیرونی اضافه می‌شود. بنابراین داریم:

$$u(x) = \hat{u}(x|\theta) - g(x)^{-1} u_h \quad (32)$$

³ Positive definite matrix

⁴ Fuzzy approximation

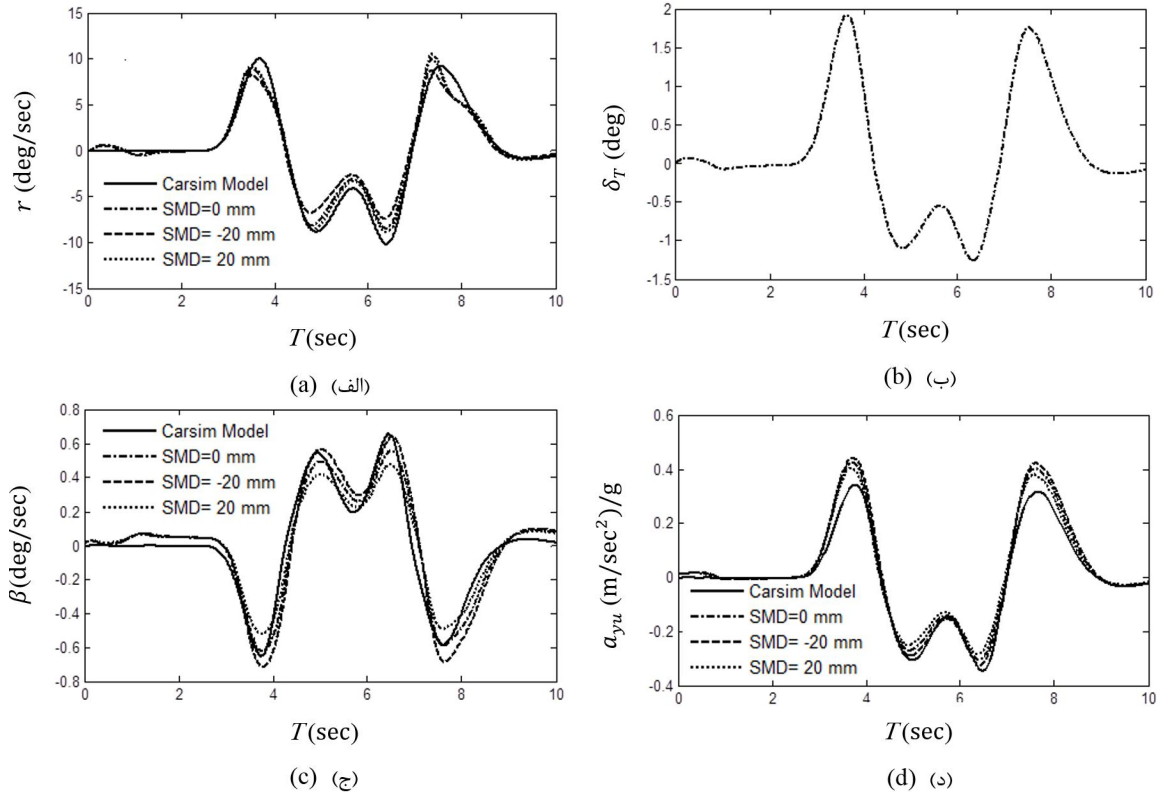


Fig. 5 Validation results (a) Yaw rate for the DLC maneuver (b) DLC maneuver steer angle (c) Body side slip angle for the DLC maneuver (d) Lateral acceleration for the DLC maneuver

شکل 5 نتایج صحنه گذاری (الف) نرخ چرخش عمودی بدنه در تست تغییر مسیر دوبل (ب) زاویه فرمان تست تغییر مسیر دوبل (ج) لغزش جانبی بدنه در تست تغییر مسیر دوبل (د) شتاب جانبی بدنه در تست تغییر مسیر دوبل

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + B\{f(X, t) + g(X, t)u + d(X, t)\} \\ y &= x \end{aligned} \quad (38)$$

که:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{n \times n}, \quad B^T = [0 \dots 0 \ 1]_{1 \times n} \quad (39)$$

با جایگذاری ورودی کنترلر رابطه (32) در رابطه (38) داریم:

$$\dot{X} = AX + B[f(X, t) + g(X, t)\hat{u}(x|\theta) - u_h + d(X, t)] \quad (40)$$

از رابطه (26) داریم:

$$f(X, t) = -g(X, t)u^* + x_d^{(n)} - K^T E \quad (41)$$

با جایگذاری رابطه (41) در رابطه (40) داریم:

$$\dot{X} = AX + B[x_d^{(n)} - K^T E + g(X, t)(\hat{u}(x|\theta) - u^*) - u_h + d(X, t)] \quad (42)$$

بعد از ساده سازی و به کاربردن رابطه (27) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{E} &= (A - BK^T)E + B[g(X, t)(\hat{u}(x|\theta) - u^* - u_h) + d(X, t)] \\ &= (A - BK^T)E + B[g(X, t)(\hat{u}(x|\theta) - \hat{u}(x|\theta^*)) - Bu_h + B(d(X, t) + \omega)] \end{aligned} \quad (43)$$

با جایگذاری رابطه (33) در رابطه (29) به دست خواهد آمد:

$$\dot{E} = (A - BK^T)E - Bu_h + B\omega_l + Bg(X, t)\varphi^T \xi \quad (44)$$

که $\hat{u}(x|\theta)$ و u_h سیستم منطق فازی و کنترلر مقاوم می باشند. حال تئوری قابل ارائه است.

رابطه سیستم (25) با ورودی کنترل u در رابطه (26) پایدار و عملکرد کنترلر مقاوم تضمین خواهد شد، اگر قوانین کنترل تطبیقی و اجزاء کنترل مقاوم به صورت رابطه (33) و (34) انتخاب شوند [22].

$$\dot{\theta} = -\gamma_1 \xi g(x) B^T P E \quad (33)$$

$$u_k = \frac{1}{\gamma_2} B^T P E \quad (34)$$

که γ_1 و γ_2 مقادیر مثبت و P از حل رابطه ریکاتی (35) به دست خواهد آمد.

$$P(A - BK^T) + (A - BK^T)^T P = -Q + PB\left(\frac{2}{\gamma_2} - \frac{1}{\rho^2}\right)B^T P \quad (35)$$

حال پایداری کنترلر می تواند با تئوری لیاپانوف اثبات گردد.

5- اثبات پایداری کنترلر مقاوم

پارامترهای بهینه سیستم فازی به صورت رابطه (36) انتخاب می شوند [22].

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \Omega} \left[\sup_{X \in R^n} |\hat{u}(X|\theta) - u^*(X, t)| \right] \quad (36)$$

حال خطای تقریبی حداقل را می توانیم به صورت رابطه (37) انتخاب نماییم:

$$\omega = g(X, t)[\hat{u}(X|\theta^*) - u^*(X, t)] \quad (37)$$

به منظور به دست آوردن ساده قوانین فازی سیستم غیر خطی (25) می تواند به صورت رابطه (38) بیان گردد:

که $\varphi = \theta - \theta^*$ و $\omega_l = \omega + d(X, t)$ می‌باشد.

به منظور بررسی پایداری حلقه بسته کنترلر، تابع لیاپانوف به صورت رابطه (45) انتخاب می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} E^T P E + \frac{1}{2} \varphi^T \varphi \quad (45)$$

مشتق زمانی V به صورت رابطه (46) خواهد بود:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} [\dot{E}^T P E + E^T P \dot{E}] + \dot{\varphi}^T \varphi \quad (46)$$

با جایگذاری رابطه (44) در رابطه (46) و به کار بردن بخش کنترل مقاوم در رابطه (34) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{2} \left[E^T (A - BK^T)^T P E - \frac{1}{\gamma_2} E^T P B B^T P E \right] + \dot{\varphi}^T \varphi \\ & + \frac{1}{2} [\xi \varphi^T g(X, t) B^T P E + \omega_l B^T P E + E^T P (A - BK^T) E] \\ & - \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\gamma_2} E^T P B B^T P E + E^T P B g(X, t) \varphi^T \xi + E^T P B \omega_l \right] \end{aligned} \quad (47)$$

حال با جایگذاری قانون تطبیقی در رابطه (33) و رابطه ریکاتی (35) در رابطه (47) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{1}{2} E^T \left[-Q - \frac{1}{\rho^2} P B B^T P \right] E \\ & + \frac{1}{2} (\omega_l B^T P E + E^T P B \omega_l) = -\frac{1}{2} E^T Q E \\ & - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\rho} E^T P B - \rho \omega_l \right) \left(\frac{1}{\rho} E^T P B - \rho \omega_l \right)^T + \frac{1}{2} (\rho \omega_l)^2 \end{aligned} \quad (48)$$

در حالی که $0 \leq \left(\frac{1}{\rho} E^T P B - \rho \omega_l \right) \left(\frac{1}{\rho} E^T P B - \rho \omega_l \right)^T$ می‌باشد، می‌توان نوشت:

$$\dot{V} \leq \frac{1}{2} E^T Q E + \frac{1}{2} (\rho \omega_l)^2 \quad (49)$$

حال با انتگرال گیری از رابطه (49) داریم:

$$V(T) - V(0) \leq -\frac{1}{2} \int_0^T E^T Q E + \frac{1}{2} \rho^2 \int_0^T \omega_l^2 \quad (50)$$

با مشخصات رابطه لیاپانوف، می‌دانیم که $V(T) \geq 0$ و در نتیجه رابطه (50) را به صورت رابطه (51) می‌توان نوشت:

$$\int_0^T E^T Q E dt \leq 2V(0) + \rho^2 \int_0^T \omega_l^2 \quad (51)$$

با مشخصات تابع لیاپانوف، ما می‌توانیم عملکرد کنترلر مقاوم در رابطه (31) و اثبات پایداری آنرا داشته باشیم.

6- نتایج شبیه سازی و تحلیل

به منظور بهبود پایداری خودرو، بایستی نقطه اتصال سیستم تعلیق به بدنه خودرو بگونه‌ای تغییر کند که پارامترهای دینامیکی خودرو مانند نرخ چرخش عمودی بدنه، لغزش جانبی بدنه، غلت بدنه و تغییرات غلت بدنه¹ کاهش یابد. بنابراین روابط مدل فرمانپذیری 8 درجه آزادی مجهز به سیستم تعلیق هندسه متغیر که در بخش 2 تولید شد را مورد استفاده قرار می‌دهیم و سه کنترلر PID، کنترلر تطبیقی فازی و کنترلر مقاوم تطبیقی فازی مورد استفاده قرار می‌گیرد. پارامترهای کنترلر PID توسط الگوریتم ژنتیک² با تابع هدف انتگرال مربعات خطای نرخ چرخش عمودی بدنه بهینه شده اند و مقادیر 1.31، 0.07 و 0.02 به ترتیب برای پارامترهای P ، I و D حاصل شد. اساس اطلاعات کنترلر فازی و توابع عضویت آن بر توابع پارابولیک³ قرار داده

شده است [22]. شکل 4 ساختار قرار گیری کنترلر در مدل دینامیکی مجهز به سیستم تعلیق هندسه متغیر را نشان می‌دهد. سه تابع عضویت ورودی به عنوان بردار حالت سیستم انتخاب شده اند و برای e و $\dot{e}$ داریم:

$$\mu_N(e) = \frac{1}{1 + \exp(8(5e + 0.5))} \quad (52)$$

$$\mu_Z(e) = \exp(-40e^2) \quad (53)$$

$$\mu_P(e) = \frac{1}{1 + \exp(-8(5e + 0.5))} \quad (54)$$

$$\mu_N(\dot{e}) = \frac{1}{1 + \exp(8(\dot{e} + 1))} \quad (55)$$

$$\mu_Z(\dot{e}) = \exp(-10\dot{e}^2) \quad (56)$$

$$\mu_P(\dot{e}) = \frac{1}{1 + \exp(-8(\dot{e} + 1))} \quad (57)$$

روابط (52) الی (57) در شکل 6 نشان داده شده است.

به منظور مقایسه سیستم کنترل و تنظیم پارامترهای کنترلر، معیارهای یکسان استفاده می‌شود که معمولاً انتگرال مربعات خطا⁴ و پاسخ سیگنال کنترلی مورد استفاده قرار می‌گیرد. بدین منظور دو ورودی استاندارد پله و تغییر مسیر دوبل⁵ مورد استفاده قرار گرفت. دامنه ورودی پله 4 درجه و سرعت خودرو 20 متر بر ثانیه و سرعت ورودی تغییر مسیر دوبل 33.33 متر بر ثانیه انتخاب گردید که در شکل 5 (b) نشان داده شده است. همچنین نرخ چرخش عمودی بدنه مرجع در رابطه (27) به صورت رابطه (58) نوشته می‌شود [1]:

$$\ddot{x} = \frac{u_x}{l + \frac{m(bC_{ar} - aC_{af})u_x^2}{2C_{ar}C_{af}}} \delta_T \quad (58)$$

که در آن δ_T زاویه فرمان، l فاصله طولی محورهای چرخ⁶، C_{ar} ، C_{af} ، سختی جانبی تایر⁷ جلو و عقب که برابر 35000 نیوتن بر رادیان می‌باشد.

6-1- بررسی اثر کنترلرها در ورودی پله

شکل 7 نتایج به دست آمده برای ورودی پله در مدل مجهز به سیستم تعلیق هندسه متغیر را نشان می‌دهد. نرخ چرخش عمودی بدنه، لغزش جانبی بدنه و غلت بدنه کاهش پیدا کرده است که نشان می‌دهد پارامترهای پایداری خودرو توسط کنترلرها بهبود پیدا کرده است. از نتایج مهم اینکه در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی، نرخ چرخش عمودی بدنه به مقدار مرجع بسیار نزدیک شده، لغزش جانبی بدنه خودرو کاهش و غلت بدنه نیز به میزان 22% کاهش داشته است.

همانطوری که در جدول 3 دیده می‌شود، اگرچه مقادیر نرخ چرخش عمودی، غلت بدنه و لغزش جانبی بدنه در کنترلر تطبیقی فازی به کنترلر مقاوم تطبیقی فازی نزدیک است ولی نکته قابل توجه اینکه انتگرال مربعات خطا در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی به میزان 26.6% کمتر از کنترلر تطبیقی فازی می‌باشد. همچنین در جدول 3 مشاهده می‌شود که جابجایی نقطه اتصال سیستم تعلیق در کنترلر PID به میزان 110 میلی‌متر می‌باشد که با توجه به محدودیت فضا غیر قابل قبول می‌باشد. در مجموع با توجه به موارد گفته شده و اینکه هر سه کنترلر پایداری را افزایش می‌دهند، کنترلر مقاوم تطبیقی فازی با توجه به معیارهایی مانند انتگرال مربعات خطا و ماکزیمم

⁴ Integral of Square Error (ISE)

⁵ Double Lane Change (DLC)

⁶ Wheel base

⁷ Tire cornering stiffness

¹ Roll rate

² Genetic algorithm

³ Parabolic function

جابجایی نقطه اتصال در ورودی پله نسبت به بقیه کنترلرها عملکرد بهتری را نشان می‌دهد.

2-6- بررسی اثر کنترلرها در ورودی تغییر مسیر دوبل

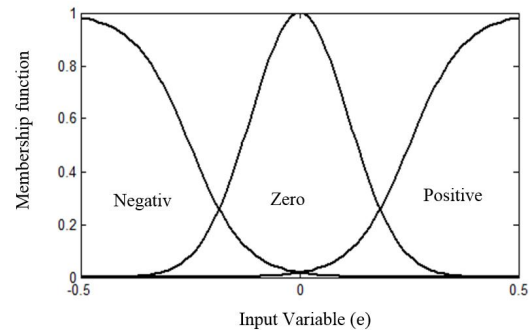
یکی از تست‌های سختی که پایداری و فرمانپذیری خودرو سنجیده می‌شود تست تغییر مسیر دوبل می‌باشد [14]. با این تست همچنین می‌توان کنترلر مناسب این سیستم را انتخاب نمود. شکل 8 نشان می‌دهد که پاسخ به‌خوبی توسط کنترلر مقاوم تطبیقی فازی به پاسخ مرجع نزدیک شده است. در شکل 8 (c) پاسخ نرخ غلت بدنه نشان داده شده است که در ثانیه 4.5، پاسخ نرم کنترلر مقاوم تطبیقی فازی در مقابل چترینگ¹ پاسخ کنترلر تطبیقی فازی دیده می‌شود.

با توجه به محدودیت فضا در جابجایی نقطه اتصال سیستم تعلیق به بدنه، جدول 3 نشان می‌دهد که ماکزیمم سیگنال کنترلی در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی در حدود 45 میلی‌متر است که در مقابل کنترلر تطبیقی فازی و PID که 50 و 120 میلی‌متر است، قابل قبول تر می‌باشد.

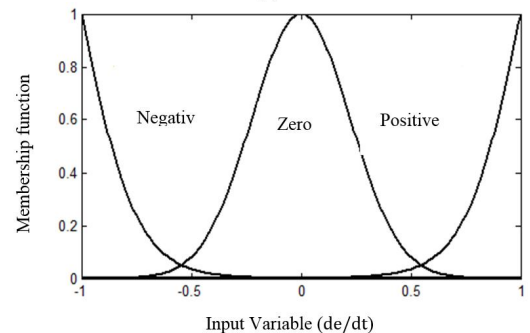
جدول 3 انتگرال مربعات خطا و ماکزیمم سیگنال کنترلی برای دو تست استاندارد

Table 3 ISE and maximum of control signal input for two standard maneuvers

کنترلرها	انتگرال مربعات خطا		ماکزیمم سیگنال کنترلی	
	پله	تغییر مسیر دوبل	پله	تغییر مسیر دوبل
PID	0.257	0.275	110.4	120
کنترلر تطبیقی فازی	0.075	0.16	77.1	50
کنترلر مقاوم تطبیقی فازی	0.055	0.13	43.3	45



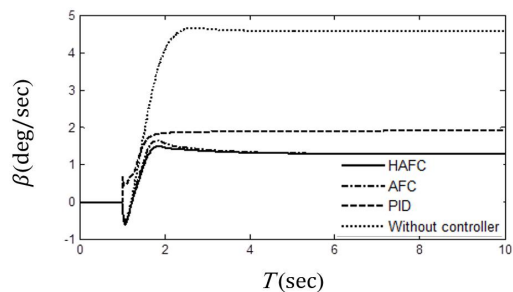
(الف) (a)



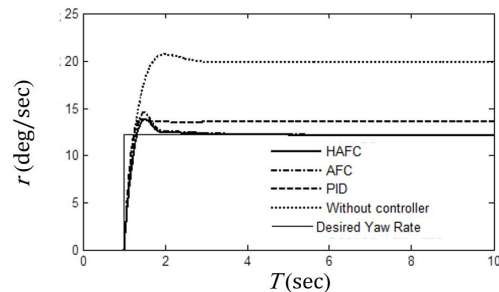
(ب) (b)

Fig. 6 Membership functions for the HAFC (a) Membership function input (b) The derivative of membership function input

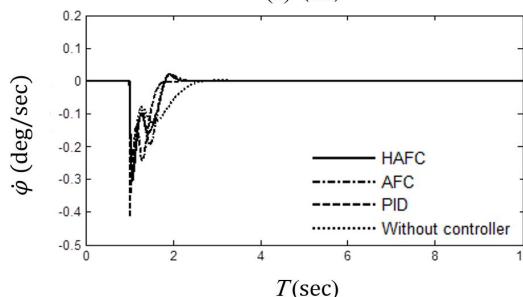
شکل 6 توابع عضویت برای کنترلر مقاوم تطبیقی فازی (الف) تابع عضویت ورودی (ب) مشتق تابع عضویت ورودی



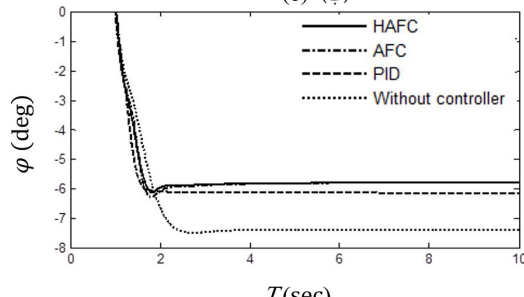
(الف) (a)



(ب) (b)



(ج) (c)



(د) (d)

Fig. 7 Step maneuver responses (a) Body side slip angle for step maneuver (b) Yaw rate for step maneuver (c) Roll rate for step maneuver (d) Roll angle for step maneuver

شکل 7 پاسخ‌های تست پله (الف) لغزش جانبی بدنه برای ورودی پله (ب) نرخ چرخش عمودی بدنه برای ورودی پله (ج) نرخ غلت بدنه برای ورودی پله (د) غلت بدنه برای ورودی پله

¹ Chattering

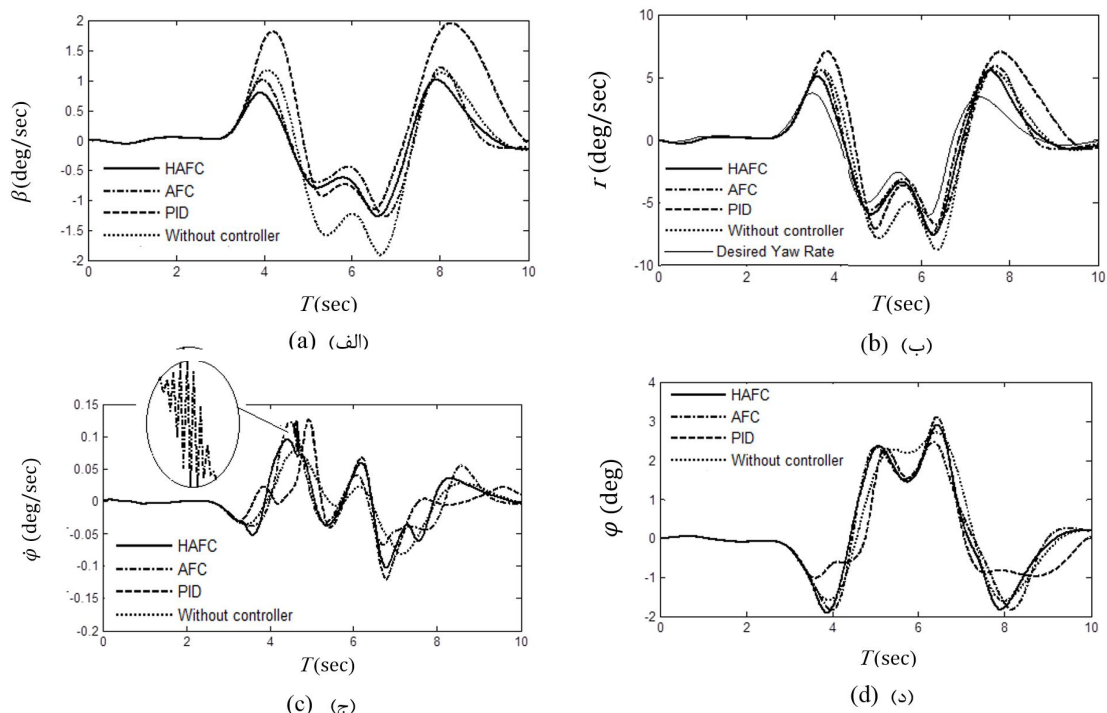


Fig. 8 DLC maneuver responses (a) Body side slip angle for DLC maneuver (b) Yaw rate for DLC maneuver (c) Roll rate for DLC maneuver (d) Roll angle for DLC maneuver

شکل 8 پاسخ‌های تست تغییر مسیر دوبل (الف) لغزش جانبی بدنه برای ورودی تغییر مسیر دوبل (ب) نرخ چرخش بدنه برای ورودی تغییر مسیر دوبل (ج) نرخ غلت بدنه برای ورودی تغییر مسیر دوبل (د) غلت بدنه برای ورودی تغییر مسیر دوبل

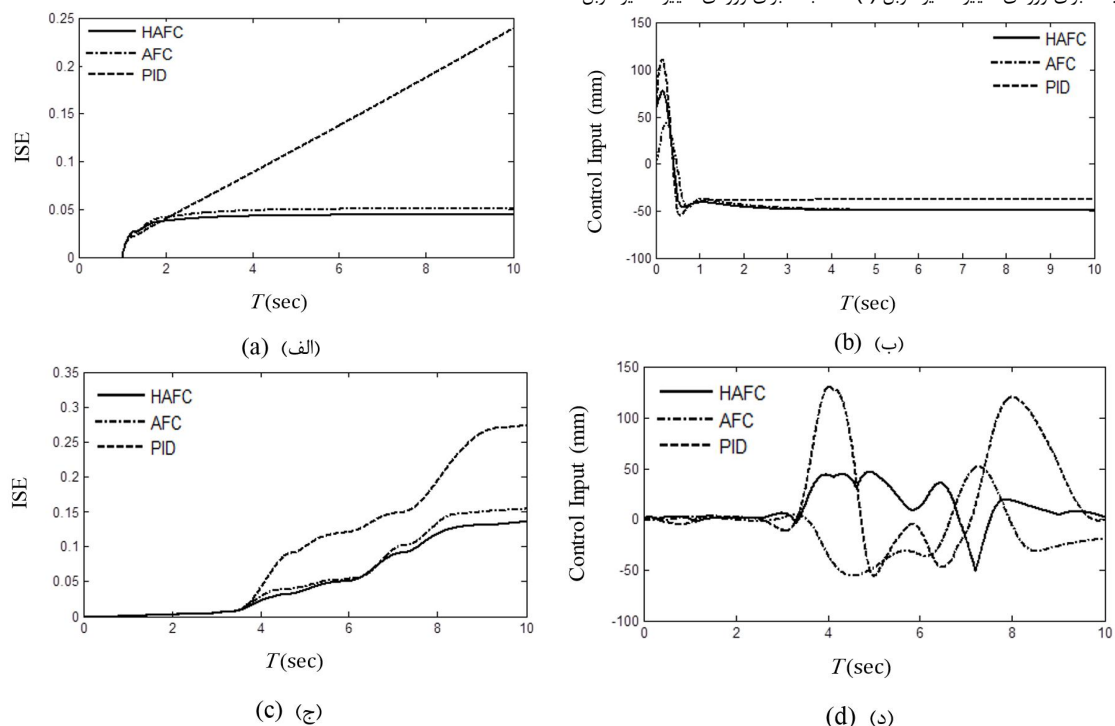


Fig. 9 Proposed HAFC (solid), AFC (dotted) and PID controller in step and DLC maneuvers. (a) Integral squared error (ISE) for step maneuver (b) Control signal input for step maneuver (c) Integral squared error (ISE) for DLC maneuver (d) Control signal input for DLC maneuver

شکل 9 کنترلر ارائه شده مقاوم تطبیقی فازی (HAFC)، کنترلر ارائه شده تطبیقی فازی (AFC) و کنترلر ارائه شده PID در دو تست پله و تغییر مسیر دوبل (الف) انتگرال مربعات خطا برای تست پله (ب) سیگنال کنترلی برای تست پله (ج) انتگرال مربعات خطا برای تست تغییر مسیر دوبل (د) سیگنال کنترلی برای تست تغییر مسیر دوبل

- USA, June 1788-1793, 2004.
- [8] L. X. Wang, Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 1, No. 2, pp. 146-155, 1993.
 - [9] L. X. Wang, Stable adaptive fuzzy controllers with application to inverted pendulum tracking, *Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, IEEE Transactions on*, Vol. 26, No. 5, pp. 677-691, 1996.
 - [10] R. Shahnazi, M.-R. Akbarzadeh-T, PI adaptive fuzzy control with large and fast disturbance rejection for a class of uncertain nonlinear systems, *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, Vol. 16, No. 1, pp. 187-197, 2008.
 - [11] M. R. M. Navabi, Adaptive flight control systems in presence of actuator failures, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 16, pp. 83-93, 2015. (in Persian)
 - [12] W. Shi, Observer-based direct adaptive fuzzy control for single-input single-output non-linear systems with unknown gain sign, *IET Control Theory & Applications*, Vol. 9, No. 17, pp. 2506-2513, 2015.
 - [13] L. Long, J. Zhao, Adaptive fuzzy output-feedback control of switched uncertain nonlinear systems, *Proceeding of Intelligent Control and Automation*, Shenyang, June pp.2253-2258, 2014.
 - [14] B. Nemeth, P. Gáspár, Enhancement of vehicle stability based on variable geometry suspension and robust LPV control, *Proceeding of Advanced Intelligent Mechatronics, IEEE, Budapest*, July pp.253-258, 2011.
 - [15] S. Krishna, S. Narayanan, S. D. Ashok, Fuzzy logic based yaw stability control for active front steering of a vehicle, *Journal of Mechanical Science and Technology*, Vol. 28, No. 12, pp. 5169-5174, 2014.
 - [16] M. Baghaeian, A. A. Akbari, Enhancement of staability by adaptive fuzzy and active geometry suspension system, *International Journal of Automotive Engineering*, Vol. 3.No.3, pp. 457-473, 2013.
 - [17] B. Nemeth, P. Gaspar, Control design of variable-geometry suspension considering the construction system, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Vol. 62, No. 8, pp. 4104-4109, 2013.
 - [18] P. Gaspar, Set-based analysis of the variable-geometry suspension system, *Proceeding of The International Federation of Automatic Control*, South Africa, August 24-29, 2014.
 - [19] D. M. Bevely, S. Cobb, *GNSS for vehicle control*, pp. 61-71, New York: Artech House, 2010.
 - [20] J. Reimpell, H. Stoll, J. Betzler, *The automotive chassis: engineering principles*, Seconde Edition, pp. 160-175, London: Butterworth-Heinemann, 2001.
 - [21] P. Melin, O. Castillo, A new method for adaptive control of non-linear plants using type-2 fuzzy logic and neural networks, *International Journal of General Systems*, Vol. 33, No. 2-3, pp. 289-304, 2004.
 - [22] L. X. Wang, *A course in fuzzy systems*, pp. 118-127, New York: Prentice-Hall press, 1999.
 - [23] C. H. Wang, H. L. Liu, T. C. Lin, Direct adaptive fuzzy-neural control with state observer and supervisory controller for unknown nonlinear dynamical systems, *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, Vol. 10, No. 1, pp. 39-49, 2002.

همانطور که گفته شد، یکی از پارامترهایی که کم بودن آن منجر به انتخاب کنترلر مناسب می‌شود، انتگرال مربعات خطا است که در مورد کنترلر مقاوم تطبیقی فازی حداکثر به میزان 0.13 می‌باشد، که نسبت به دو کنترلر دیگر کاهش چشم‌گیری داشته، به طوری که آن نسبت به کنترلر تطبیقی فازی به میزان 18.78% کاهش را نشان می‌دهد. همچنین پاسخ کنترلر مقاوم تطبیقی فازی نسبت به بقیه، پاسخ نرم‌تری را در شکل 9 (d) نشان می‌دهد.

7- نتیجه گیری

در این مقاله اهمیت مدل جدید سیستم تعلیق هندسه متغیر به همراه کنترلر پیشرفته مقاوم تطبیقی فازی در پایداری خودرو بحث شده است. بدلیل اینکه دینامیک خودرو با سیستم تعلیق هندسه متغیر در حال تغییر است، کاهش جابجایی نقطه اتصال سیستم تعلیق به بدنه بایستی توسط کنترلرهای تطبیقی و هوشمند انجام گیرد. بنابراین نتایج نشان می‌دهد کنترلر مقاوم تطبیقی فازی، در پارامترهای پایداری خودرو مانند نرخ چرخش عمودی بدنه، لغزش جانبی بدنه و غلت بدنه شرایط بهتری را نسبت به بقیه کنترلرها دارد. یکی دیگر از پارامترهایی که در انتخاب کنترلر اهمیت دارد، کم بودن مقدار انتگرال مربعات خطا می‌باشد که در شرایط یکسان، این مقدار در کنترلر مقاوم تطبیقی فازی نسبت به بقیه کنترلرها بسیار کم است. نکته مهم دیگر اینکه کنترلر مقاوم تطبیقی فازی پاسخ نرم‌تری را نسبت به سایر کنترلرها می‌دهد، خصوصاً در پاسخ نرخ غلت بدنه خودرو. با توجه به موارد ذکر شده و شرایطی که سیستم تعلیق هندسه متغیر برای خودرو فراهم می‌کند، انتخاب کنترلر مقاوم تطبیقی فازی انتخاب بهتری جهت بهبود پایداری خودرو می‌باشد.

8- مراجع

- [1] R. Rajamani, *Vehicle Dynamics and Control*, pp. 15-23, New York: Springer, 2011.
- [2] A. Goodarzi, E. Oloomi, E. Esmailzadeh, Design and analysis of an intelligent controller for active geometry suspension systems, *Vehicle System Dynamics*, Vol. 49, No. 1-2, pp. 333-359, 2011.
- [3] W. J. Evers, I. Besselink, A. van der Knaap, H. Nijmeijer, Analysis of a variable geometry active suspension, *Proceeding of International Symposium on Advanced Vehicle Control, Helmond, Netherlands, June* pp.350-355, 2008.
- [4] R. Sharp, Variable geometry active suspension for cars, *Computing & Control engineering journal*, Vol. 9, No. 5, pp. 217-222, 1998.
- [5] Y. Watanabe, R. Sharp, Mechanical and control design of a variable geometry active suspension system, *Vehicle system dynamics*, Vol. 32, No. 2-3, pp. 217-235, 1999.
- [6] S. Lee, H. Sung, J. Kim, U. Lee, Enhancement of vehicle stability by active geometry control suspension system, *International Journal of automotive technology*, Vol. 7, No. 3, pp. 293-297, 2006.
- [7] Y. Tang, Adaptive robust fuzzy control for output tracking, *Proceeding of American Control Conference, IEEE, Boston, MA*,