

طراحی کنترل کننده P فازی + ID افزایشی سیستم فرمان چهارچرخ خودرو جهت بهبود مشخصات هدایتی

محمد فرخی علیرضا الفی

farrokhi@iust.ac.ir

دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علم و صنعت ایران

کلمات کلیدی: سیستم فرمان چهارچرخ، کنترل فازی، سیستم‌های هابیرید

چکیده: در این مقاله، به بررسی روش طراحی کنترل کننده P فازی + ID افزایشی برای سیستم فرمان چهارچرخ خودرو در سرعت‌های بالا، پرداخته می‌شود. ساختار این کنترل کننده مشابه با ساختار یک کنترل کننده PID معمولی با تفاوت در قسمت تناسبی آن می‌باشد. بدین صورت که قسمت تناسبی در کنترل کننده PID معمولی با یک کنترل کننده تناسبی فازی جایگزین می‌شود.

1- مقدمه

با توجه به این که سیستم خودرو و راننده یک سیستم حلقه بسته است، بدین معنی که راننده نقش مشاهده کننده، کنترل کننده و عملگر را با استفاده از فرمان، پدال گاز و ترمز ایفاء کرده و با در نظر گرفتن موقعیت و جهت خودرو، فرمان لازم را از طریق غربیلک فرمان برای دستیابی به حرکت مطلوب صادر می‌کند، لذا سیستم فرمان تأثیر مستقیمی بر روی پاسخ و رفتار خودرو دارد. به عبارتی وظیفه سیستم فرمان هدایت چرخها در پاسخ به ورودی‌های مرتبط با فرمان راننده به منظور فراهم آوردن کنترل مستقیم خودرو می‌باشد [1]. از سویی مطالبه عملکرد بهتر خودرو در زمینه هدایت، و از سویی دیگر توسعه تکنولوژی در زمینه سیستم تعلیق، سبب تحولی جدید در زمینه طراحی سیستم فرمان دوچرخ (2WS)¹، که منجر به ایجاد سیستم فرمان چهارچرخ (4WS)² شد. مزیت اصلی سیستم 4WS این است که با چرخش چرخهای عقب در جهت چرخهای جلو، قادر به ایجاد زاویه لغزش چرخهای عقب بدون نیاز داشتن به زاویه لغزش بدنه، حذف تأخیر زمانی میان ورودی فرمان و تولید نیروی جانبی چرخ عقب، به همراه بالا بردن قدرت مانور، به وسیله هدایت چرخهای عقب در خلاف جهت چرخهای جلو با کاهش شعاع چرخش می‌باشد [2]. مطابق شکل 1، در طول گردش با سرعت بالا، در خودروی مجهز به سیستم 2WS، خودرو تمایل به رفتار ناپایدار از طریق انحراف به سمت بیرون در چرخهای عقب دارد. این مطلب نشان می‌دهد که پایداری در سرعت‌های بالا، از طریق سیستم کنترلی 4WS، با کاهش زاویه لغزش بدنه در مرکز ثقل خودرو بهبود می‌یابد که می‌تواند با فرمان‌دهی چرخهای عقب در همان جهت چرخهای جلو صورت پذیرد. روشهای کنترلی مختلفی برای سیستم 4WS ارائه شده‌اند که قانون کنترلی بکار برده شده برای هدایت چرخهای عقب و مدل بکار رفته برای تعیین قانون کنترلی دو مشخصه

¹ Two-Wheel Steering

² Four-Wheel Steering

اصلی و وجه تمایز روشهای آنالیز این مسأله‌اند. از جمله می‌توان به کنترل تناسبی، کنترل تاخیری، کنترل فاز معکوس و کنترل ایده‌آل اشاره کرد [3]. کنترل‌کننده PID، به دلیل ساختار ساده و مقاومش، به عنوان یکی از عمومی‌ترین کنترل‌کننده‌ها در فرآیندهای کنترل صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. ولی وابسته بودن عملکرد مناسب آن به انتخاب صحیح بهره‌های آن که کار ساده‌ای محسوب نمی‌شود، به همراه عدم کارایی مناسب آنها برای سیستم‌هایی با دینامیک شدیداً غیرخطی و عدم قطعیت در پارامترهایشان، به عنوان معایب ویژه آنها مطرح است. یک روش حل معضلات فوق، استفاده از کنترل‌کننده‌هایی بر اساس منطق فازی می‌باشد که امروزه به طور گسترده‌ای در کنترل پروسه‌های صنعتی به کار می‌روند. متأسفانه، صرف زمان طولانی برای تعیین توابع عضویت و قوانین فازی که بر پایه سعی و خطا صورت می‌گیرد، مسأله تنگنای ابعاد و پایداری سیستم به عنوان معایب آن به شمار می‌روند [4]. در این مقاله با طراحی کنترل‌کننده P فازی + ID افزایشی برای خودرو، که دارای دینامیک شدیداً غیرخطی و دارای عدم قطعیت در پارامترهایش می‌باشد، ضمن بهبود عملکرد کنترل‌کننده PID بدون این که در پایداری سیستم خللی وارد شود، معایب ذکر شده برای کنترل‌کننده‌های فازی را مرتفع می‌نمائیم.

2- مدل خودرو

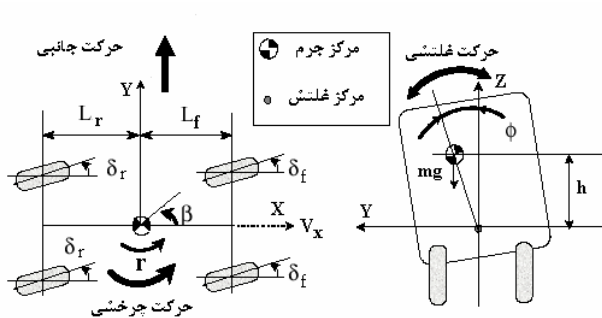
در این بخش یک مدل غیرخطی از دینامیک فرمان خودرو ارائه خواهد شد. در دستگاه مرجع متصل به زمین، صفحه XY موازی با سطح جاده می‌باشد که X هم‌جهت با جهت اولیه حرکت، Y در سمت چپ آن و Z به سمت بالا می‌باشد. شکل 2. مدل خودرو دارای سه درجه آزادی شامل سرعت جانبی V_y ، نرخ چرخش r و نرخ غلتشی ϕ می‌باشد، که d_f زاویه فرمان چرخهای جلو، d_r زاویه فرمان چرخهای عقب و b زاویه لغزش بدنه خودرو می‌باشد. برای مدل خودروی مجهز به سیستم 4WS، معادلات دینامیک زیر بیان‌کننده وضعیت خودرو می‌باشند [5]:

$$m(V_y^{\dot{}} + r \cdot V_x) - m_s \cdot h \cdot \phi^{\dot{}} = 2(F_{Yfl} + F_{Yrl} + F_{Yfr} + F_{Yrr}) \quad (1)$$

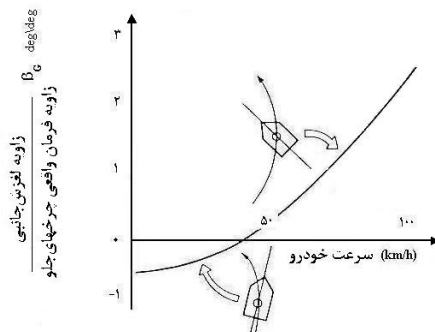
$$I_{zz} \phi^{\ddot{}} - I_{zx} r^{\dot{}} = L_f(F_{Yfr} + F_{Yfl}) + \frac{\partial F_f}{\partial \phi_f'} \cdot \frac{\partial \phi_f'}{\partial \phi_f} \cdot \phi - L_r(F_{Yrr} + F_{Yrl}) + \frac{\partial F_r}{\partial \phi_r'} \cdot \frac{\partial \phi_r'}{\partial \phi_f} \cdot \phi \quad (2)$$

$$I_{xx} \phi^{\ddot{}} - I_{xz} r^{\dot{}} = -(L_{\phi f} + L_{\phi r}) \cdot \phi - (L_{\phi f} + L_{\phi r}) \cdot \phi \quad (3)$$

در معادلات فوق، $L_{\phi r}$ و $L_{\phi f}$ سختی غلتشی جلو و عقب ناشی از کمک فنر تعلیق، $L_{\phi f}$ و $L_{\phi r}$ دمپینگ غلتشی جلو و عقب ناشی از کمک فنر تعلیق، m_{ur} و m_{uf} جرم غیرارتجاعی مربوط به چرخهای جلو و عقب به ترتیب، m_s جرم ارتجاعی و F_y معرف نیروی جانبی وارد بر تایرها می‌باشد.



شکل 2: مدل 3 درجه آزادی سیستم 4WS



شکل 1: زاویه لغزش بدنه در خودروی مجهز 4WS

3- ساختار کنترل کننده P فازی + ID افزایشی

دلیل کاربرد کنترل کننده نوع PID، آسان بودن طراحی آن به وسیله تنظیم پارامترهای آن می باشد. ضمن این که عملکرد کنترلی آن در بسیاری از کاربردها قابل پذیرش است. بنابراین ما مایل هستیم که مزایای کنترل کننده PID معمولی را در طراحی کنترل کننده فازی حفظ نماییم. این هدف ما را به پیشنهاد کردن کنترل کننده P فازی + ID افزایشی با ساختاری مطابق با شکل 3 سوق می دهد. در کنترل کننده PID [5] قانون کنترلی به صورت $u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt - K_D \dot{e}(t)$ می باشد. که K_p ، K_I و K_D پارامترهای کنترل کننده می باشند، فرم افزایشی³ و گسسته آن به صورت زیر می باشد:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I T e(k) - K_D [y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)]/T$$

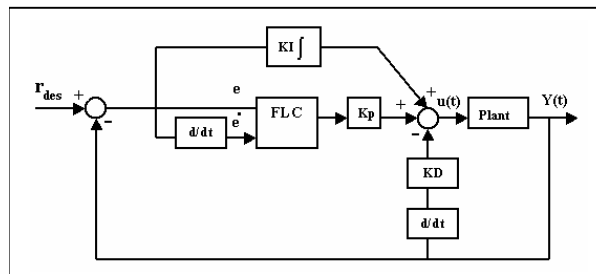
سیگنال کنترلی P فازی + ID افزایشی به صورت زیر است [5]:

$$\Delta u_f(k) = u(k) - u(k-1) = K_p^* [e(k) - e(k-1)] + K_I T e(k) - K_D [y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)]/T$$

در این کنترل کننده، از یک کنترل کننده فازی به جای ترم تناسبی کنترل کننده PID استفاده می شود، بدون این که در ترم های انتگرال گیر و مشتق گیر تغییری ایجاد شود. رابطه میان K_p و K_p^* در بخش 4 مشخص خواهد شد. مهمترین قسمت کنترل کننده P فازی + ID افزایشی، ترم تناسبی فازی آن می باشد. دلیل این مدعا، بهبود جهش و زمان خیز پاسخ توسط این ترم می باشد. قسمت های انتگرال گیر و مشتق گیر نیز به ترتیب وظیفه کاهش خطای حالت دائمی و پایداری سیستم به همراه همواری آن را عهده دار می باشند.

جدول 1: قوانین فازی مربوط به خطا و مشتق خطا

$\frac{e(k)}{\dot{e}(k)}$	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P



شکل 3: ساختار کنترل کننده P+ID فازی هایبرید

4- تعیین قواعد کنترل کننده P فازی + ID افزایشی

در قانون کنترلی کنترل کننده P فازی + ID افزایشی، رابطه (5)، ترم تناسبی $K_p^* \Delta u_f(k)$ بجای $K_p \Delta e(k)$ در کنترل کننده PID معمولی به کار برده شده است. کنترل کننده فازی افزایشی، دارای دو ورودی خطا $e(k)$ و مشتق خطا $\dot{e}(k)$ و یک خروجی $\Delta u_f(k)$ می باشد. توابع عضویت مربوطه در شکل 4 آورده شده است. پارامترهای w ، e متغیرهای توابع عضویت نسبت به ورودی های کنترل کننده تناسبی فازی می باشند، به طوری که $e = I w$ تعریف می کنیم. سه متغیر منفی N ، صفر Z و مثبت P به عنوان متغیرهای زبانی مورد استفاده قرار می گیرند. ورودی های فازی شده، مطابق قوانین فازی که در جدول 1 آورده شده و مشخص کننده رابطه میان ورودی ها و خروجی می باشد، به کار برده می شوند. پاسخ هر قاعده فازی، به موجب درجه عضویت از حالات ورودی آن، وزندار می شود و موتور استنتاج، یک مجموعه از اعمال کنترلی را بر طبق ورودی های

³Incremental Form

فازی شده ایجاد می‌کند. در اینجا از موتور استنتاج ماکزیمم-مینیمم استفاده شده است. در نه قاعده فازی تنها یک AND زاده منطقی است که از عملگر مینیمم استفاده گردیده است. فازی زدا از روش مرکز جرم مطابق فرم زیر بکار برده می‌شود [5]:

مجموع حاصل ضرب مقدار عضویت ورودی×خروجی مربوط به مقدار تابع عضویت ورودی

$$\Delta u_f(k) = \frac{\text{مجموع مقدار عضویت ورودی}}{\text{مجموع مقدار عضویت ورودی}}$$

5- شرایط پایداری

به دلیل عدم دسترسی به مدل دقیق برای همه سیستم‌های عملی، خصوصاً سیستم‌های صنعتی، و از سویی طراحی شدن کنترل‌کننده‌ها بر اساس مدل، به دنبال طراحی کنترل‌کننده‌هایی هستیم که محدوده وسیع‌تری از سیستم‌های تحت کنترل را کنترل نمایند. به بیانی دیگر به دنبال کنترل‌کننده‌های مقاوم هستیم [4]. تئوری قضیه بهره کوچک، شرایط لازم جهت آنالیز پایداری تحت ورودی محدود-خروجی محدود را تعیین می‌کند و در سیستم‌های کنترلی چون PD فازی به کار برده شده است [6]. با توجه به این موضوع و با لحاظ این شرایط در طراحی کنترل‌کننده P فازی + ID افزایشی به عنوان یک هدف، و با در نظر گرفتن ساختار کنترلی ارائه شده مطابق با شکل 5 برای آن، می‌دانیم شرایط لازم برای پایداری ورودی محدود-خروجی محدود برای $t \in [0, \infty)$ به فرم زیر است [8]:

$$\|S_1 \left(\begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right)\| \leq M_1 + L_1 \left\| \begin{bmatrix} e(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \right\| \quad (5)$$

$$\|S_2(u(k))\| \leq M_2 + L_2 \|u(k)\| \quad (6)$$

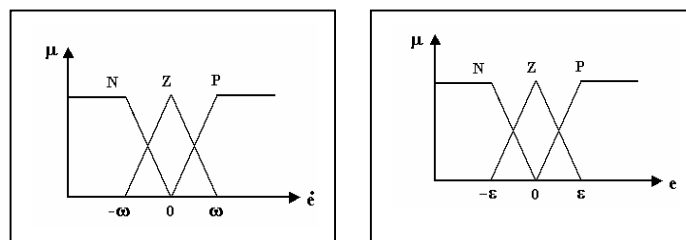
به سادگی ثابت‌های L_1 و L_2 ثوابتی با $L_1, L_2 \geq 0$ و $L_1 L_2 \leq 1$ می‌باشند. با فرض این که $\|N\|$ عملگر نرم مورد نظر باشد، به سادگی ثابت‌های L_1 و L_2 برای کنترل‌کننده PID بدست می‌آید.

$$L_1 = \max \left\{ \left| K_p + K_I T \right|, \left| \frac{K_d}{T} \right| \right\} \quad (7)$$

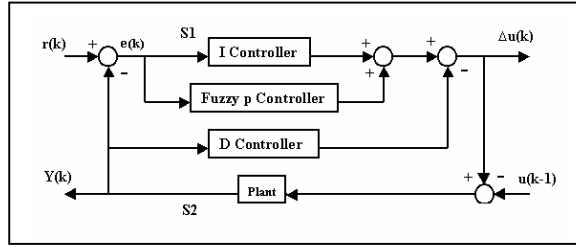
$$L_2 = \|N\| \quad (8)$$

$$\left| K_d \right| \geq \left| T K_p + K_I T^2 \right| \quad (9)$$

چنانچه رابطه (9) برقرار باشد، شرایط لازم برای پایداری یک سیستم غیرخطی با کنترل‌کننده PID به صورت زیر بیان می‌گردد:



شکل 4: توابع عضویت مربوط به ورودیهای کنترل‌کننده فازی افزایشی



شکل 5: ساختار کنترل غیرخطی کنترل کننده فازی افزایشی

$$L_1 L_2 = \left| \frac{K_d}{T} \right| \|N\| \leq 1 \quad (10)$$

با توجه به این که اختلاف میان کنترل کننده فازی پیشنهادی و کنترل کننده PID در قسمت های تناسبی آنها است، این قسمت از کنترل کننده P فازی + ID افزایشی می تواند به فرم زیر بیان شود:

$$K_p^* \Delta u_f(k) = K_p^* FLC(e(k), \mathbf{k}(k)) = K_p^* FLC(e(k), f(e(k))) = K_p^* \Phi(e(k)) \quad (11)$$

با فرض $\|\Phi\|$ به عنوان بهره کنترل کننده فازی افزایشی داریم:

$$L_1 = \max \left\{ \left\| \Phi \right\| K_p^* + K_I T \left| \cdot \frac{K_d}{T} \right| \right\} \quad (12)$$

$$L_2 = \|N\| \quad (13)$$

بنابراین اگر شرایط اضافی زیر ارضاء گردد، بدون این که در پایداری خلی ایجاد شود می توان کنترل کننده P فازی + ID افزایشی را جایگزین کنترل کننده PID کرد.

$$\left| K_d \right| \geq \left\| \Phi \right\| \left\| T K_p^* + K_I T^2 \right\| \quad (14)$$

با توجه به نحوه محاسبه $\Delta u_f(k) = FLC(e(k), \mathbf{k}(k))$ و با فرض $I = 1$ و $T \mathbf{p} 1$ داریم:

$$\max \left\| \Phi \right\| = \frac{2+T}{T} \quad (15)$$

چنانچه $K_p^* = K_p$ انتخاب شود، رابطه (14) به فرم زیر در می آید:

$$\left| K_d \right| \geq (T+2) K_p + K_I T^2 \quad (16)$$

رابطه اخیر نشان می دهد، که این شرط برای کنترل کننده فازی پیشنهادی نسبت به رابطه (9) برای کنترل کننده PID قوی تر می باشد. ضمن این که پایداری سیستم مستقل از پارامتر کنترل کننده فازی یعنی خطا e می باشد.

6- طراحی کنترل کننده 4WS

در این بخش با توجه به کنترل کننده پیشنهادی در بخش قبلی، به طراحی سیستم کنترلی برای سیستم 4WS می پردازیم. هدف کنترل کننده پیشنهادی بهبود در پاسخ چرخش، کاهش زاویه غلتش و افزایش پایداری در مقابل اغتشاش می باشد. رفتار جانبی مطلوب به صورت زیر تعریف می شود [5]:

$$V_{y_{des}} = 0, \quad r_{des} = \frac{V_x}{L + K_{us} V_x^2} d f \quad (17)$$

در رابطه اخیر، g شتاب جاذبه و K_{US} مقدار کندفروانی است. چنانچه K_{US} مثبت باشد، خودرو کندفروان است یعنی در پیچ‌های تند به سختی می‌پیچد، و اگر K_{US} منفی باشد، خودرو تندفرمان است یعنی در پیچ‌های تند انتهای خودرو به سختی منحرف می‌شود. تعیین پارامترهای کنترل‌کننده با توجه به روش روش زیگلر-نیکولز و با فرض $T_{critical}$ و $K_{p\ critical}$ به عنوان مشخصات نقطه بحرانی، به صورت زیر بدست می‌آید [5]:

$$K_p = 0.6 K_{p(critical)} \quad (18)$$

$$K_I = \frac{2K_p}{T_{(critical)}} \quad (19)$$

$$K_D = (T + 2) K_p + K_I T^2 \quad (20)$$

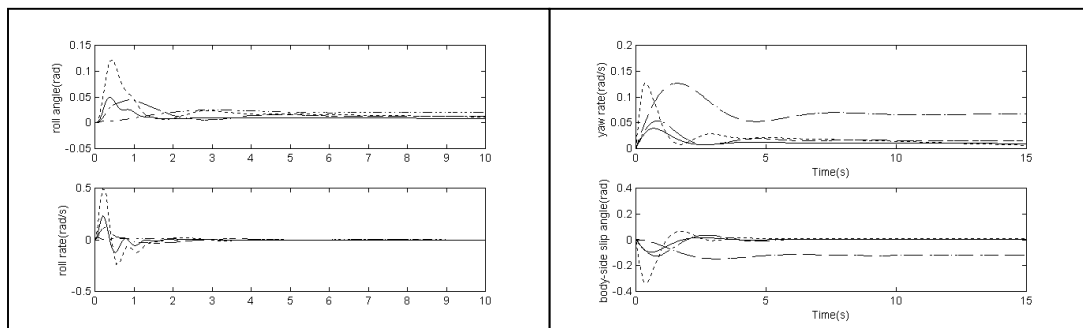
7- شبیه سازی

شبیه‌سازی‌ها در دو بخش با در نظر گرفتن نرخ چرخش، زاویه لغزش بدنه، نرخ غلتش و زاویه غلتش با ورودی فرمان پله معادل 0,0345 رادیان (2 درجه) ارائه می‌شود. در بخش نخست، شکل 6، به مقایسه عملکرد سیستم 4WS توسط کنترل‌کننده‌های PID و PID فازی و P فازی + ID افزایشی و سیستم 2WS می‌پردازد، و در بخش دوم، شکل‌های 7 تا 10، عملکرد کنترل‌کننده‌های ذکر شده در مقابل اغتشاش (باد جانبی) و تغییر پارامترها مقایسه می‌شود. در شبیه‌سازی‌ها از مدل غیرخطی تایر [7] و در طراحی کنترل‌کننده PID فازی، از روش زائو، تومیزاکا و ایساکا [4] با 49 قاعده برای مجموعه‌های فازی با استفاده از موتور استنتاج حاصل ضرب، فازی‌ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز، با ورودی‌های خطا و مشتق خطا استفاده شده است. براساس روش زیگلر-نیکولز، ضرایب K_p ، K_i برای کنترل‌کننده PID و P فازی + ID به ترتیب 1، 2 و 1، و ضریب K_D برای کنترل‌کننده P فازی + ID طبق رابطه (20) برابر با 2 و برای کنترل‌کننده PID [8] برابر با 2,5 بدست می‌آید. زمان نمونه برداری نیز 0,01 ثانیه فرض شده است. در بخش اول، با توجه به شکل 7، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده P فازی + ID پیشنهادی نسبت به کنترل‌کننده‌های دیگر و کنترل‌کننده PID فازی نسبت به کنترل‌کننده PID معمولی با دارا بودن پاسخ گذرای بهتر و مقدار حالت دائمی کمتر برای نرخ چرخش و مقدار زاویه لغزش بدنه کمتر، دارای عملکردی مناسب‌تری است. همچنین با استفاده از کنترل‌کننده‌های مفروض، هموار بودن و تغییرات آهسته زاویه غلتش از بین می‌رود. شبیه‌سازی‌های این بخش برای یک خودرو که بر روی سطح جاده خشک حرکت می‌کند، صورت گرفته است. بخش دوم شبیه‌سازی‌ها، عملکرد کنترل‌کننده‌های مفروض در مقابل اغتشاش، تغییر شرایط سطح جاده و تغییر پارامترهای خودرو را شامل می‌شود. اغتشاش، به صورت باد جانبی که به فاصله 0,5 متر از مرکز ثقل خودرو با اندازه 85,5 نیوتن و تغییر پارامترها، شامل ممان اینرسی حول محور z و جرم خودرو با فاکتور تغییر 0,05 با معادلات $\tilde{m} = m \cdot (1 + P)$ و $\tilde{I}_{zz} = I_{zz} + P \cdot m \cdot L_r^2$ [5] می‌باشد. با تغییر پارامترها، کنترل‌کننده PID سبب انحراف خودرو از مسیر گذشته، در حالی که با کنترل‌کننده‌های PID فازی و P فازی + ID همچنان خودرو، از مسیر مورد نظر تبعیت می‌کند. در مورد تغییر شرایط سطح جاده، که در برگزیده تغییر ضریب لغزش از مقدار 0,05 برای هر چهار چرخ (سطح جاده خشک) به مقدار 0,12 برای چرخ‌های سمت چپ (سطح جاده برفی) و مقدار 0,2 برای چرخ‌های سمت راست (سطح جاده خیس) در ثانیه پنجم می‌باشد، کنترل‌کننده P فازی + ID نسبت به سایر کنترل‌کننده‌ها، مقاومت‌تر است. علاوه بر این خودرو پس از 17 ثانیه با کنترل‌کننده PID معمولی ناپایدار می‌گردد. حالت گذرا و مقدار و زمان رسیدن به حالت دائمی نرخ چرخش، مقدار زاویه لغزش بدنه، همواری زاویه و نرخ غلتش کنترل‌کننده P+ID نسبت به کنترل‌کننده PID فازی و PID معمولی بهتر می‌باشد. در مقابل اغتشاش (باد جانبی) همانطور که مشاهده می‌شود، با کنترل‌کننده PID معمولی، خودرو پس از گذشت تقریباً هفت ثانیه از مسیر منحرف می‌گردد، ولی با کنترل‌کننده PID فازی پس از یک جهش ناگهانی و با کنترل‌کننده P فازی + ID، خودرو با تغییرات

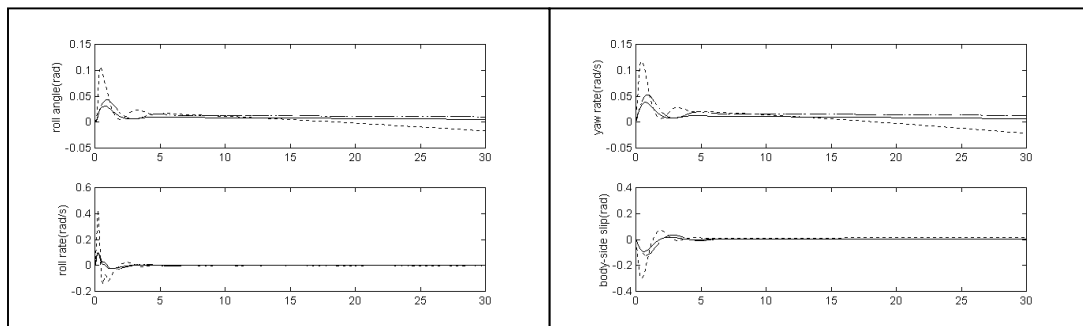
ناچیز همچنان از مسیر تبعیت می‌کند. ضمن اینکه کنترل‌کننده P فازی + ID با دارا بودن مقدار زاویه لغزش بدنه کمتر و عدم تغییرات پس از هنگام اعمال اغتشاش و همواری بیشتر زاویه غلزش نسبت به کنترل‌کننده‌های دیگر عملکرد مناسب‌تری دارد. مشابه موارد اخیر در مورد کنترل‌کننده PID فازی نسبت به کنترل‌کننده PID معمولی صادق می‌باشد. به طور کلی می‌توان نتیجه گرفت، همانطور که انتظار داشتیم، کنترل‌کننده PID معمولی عملکرد مطلوب را در مقابل تغییر پارامترها و اغتشاش (باد جانبی) نداشته باشد، همچنین کنترل‌کننده P فازی + ID به واسطه ساختارش نسبت به کنترل‌کننده PID فازی مقاومتر و دارای عملکرد نزدیکتری به رفتار مطلوب خودرو داشته باشد.

8- نتیجه‌گیری

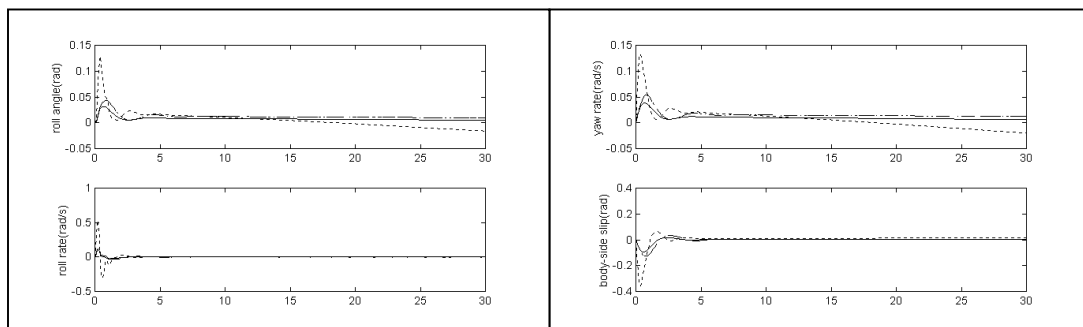
در این مقاله، روشی جدید برای کنترل رفتار خودرو با طراحی کنترل‌کننده P فازی + ID افزایشی که ضمن درار بودن مزایای کنترل‌کننده PID معمولی معایب موجود در کنترل‌کننده‌های فازی را مرتفع می‌کند ارائه شد.



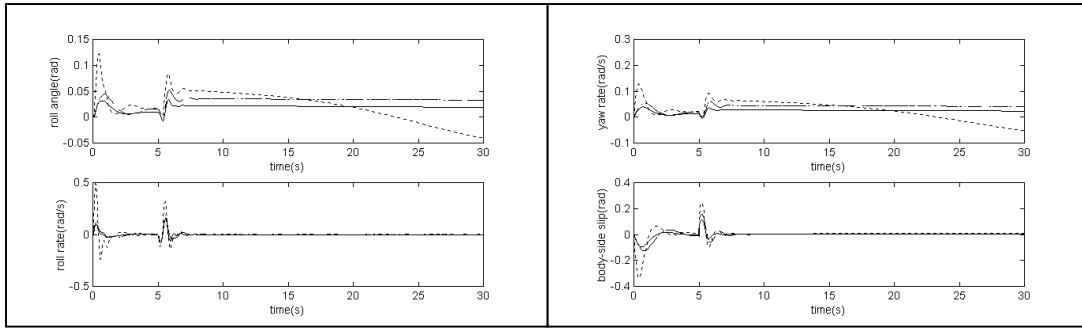
شکل 6: مقایسه سیستم 4ws با کنترل‌کننده‌های P فازی + ID (-)، PID فازی (- -)، PID معمولی (.) و سیستم 2ws (-).



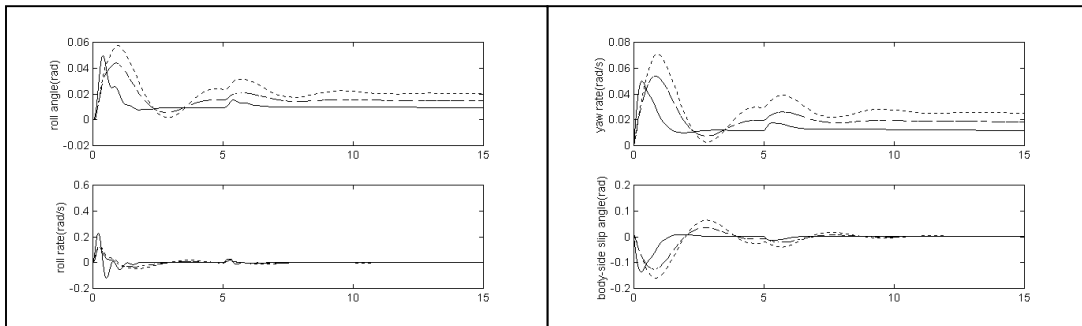
شکل 7: عملکرد سیستم 4ws با کنترل‌کننده‌های P فازی + ID (-)، PID فازی (-) و PID معمولی (.) با تغییر ممان اینرسی حول محور Z.



شکل 8: عملکرد سیستم 4ws با کنترل‌کننده‌های P فازی + ID (-)، PID فازی (-) و PID معمولی (.) با تغییر جرم خودرو



شکل 9: عملکرد سیستم 4ws با کنترل کننده‌های P فاززی + ID (-)، PID فاززی (-) و PID معمولی (..) با تغییر شرایط سطح جاده



شکل 10: عملکرد سیستم 4ws با کنترل کننده‌های P فاززی + ID (-)، PID فاززی (-) و PID معمولی (..) در مقابل اغتشاش (باد جانبی)

9- مراجع

- [1] J.W.Wang, *Theory Of Ground Vehicle* ; New york:j.wiley & sons, second ed.,1993.
- [2] علیرضا الفی، کنترل هوشمند در وسایل نقلیه موتوری، سمینار کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، 1379.
- [3] N.Irie and J.Kuroki, "4WS Technology and The Prospects For Improvement Of vehicle Dynamics", SAE Paper,901167,1990.
- [4] L.X.Wong, *A Course In Fuzzy System And Control*; Prentice Hall ,1997.
- [5] علیرضا الفی، کنترل فاززی سیستم فرمان چهارچرخ خودرو، پایان‌نامه کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، 1380.
- [6] H.A.Malki,H.D.Li and G.Chen, "Design and Analysis of Fuzzy Proportional-Integral-Derivative Controller", *Fuzzy Sets and Systems*,Vol.79,PP.223-237.
- [7] N.E.Sanchez, "Nonlinear Dynamics and Control Of a Four-Wheel Steering Vehicle Using Symbolic-Approach",pp.81-98,*Int.J.of Vehicle Design*,1994.