

کنترل مقاوم برای مدل نامعین سیستم تعلیق نیمه فعال خودرو

مجتبی معصوم نژاد*

استادیار، دانشکده فنی و حرفه‌ای شهید چمران رشت، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، گیلان، ایران

تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۲۱ تاریخ پذیرش نهایی: ۱۳۹۶/۱۱/۳۰

چکیده

امروزه تحقیقات گسترده‌ای در زمینه‌ی معرفی روش‌های کنترل پیشرفته برای سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو انجام می‌گیرد. هدف تلاش‌ها در این زمینه، دستیابی به ایمنی هر چه بیشتر سرنشینان و راحتی فرمان‌پذیری و سواری خودرو است. از طرفی اغتشاشات و عدم قطعیت در سیستم‌های دینامیکی کاربردی اجتناب‌ناپذیر است که سیستم تعلیق نامعین خودرو نیز از این امر مستثنا نخواهد بود. به همین سبب در این مقاله ساختار کنترلی متشکل از نیروی کنترلی مود لغزشی، استراتژی منطق فازی و فیلتر تخمین‌زننده پیشنهاد شده است که دارای مقاومت زیادی در مواجهه‌ی همزمان با اغتشاشات جاده و نامعینی‌های سخت‌افزاری سیستم است. بهبود کیفیت عملکرد کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی با هوشمندسازی انتخاب پارامترهای آن به کمک منطق فازی و استفاده از تخمین‌زننده‌ی نیرومند در پالایش داده‌های مخدوش سیستم نامعین از نوآوری‌های ساختار پیشنهادی است. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده‌ی عملکرد مطلوب سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو در مواجهه با اغتشاشات جاده‌ای و نامعینی‌هاست.

واژه‌های کلیدی

سیستم تعلیق نیمه‌فعال، فیلتر تخمین‌زننده، کنترل مود لغزشی، منطق فازی، نامعینی.

۱. مقدمه

سیستم تعلیق، خودرو را به چرخ‌ها متصل کرده و نیروهای وارد شده از زمین به خودرو را مستهلک می‌کند و به این ترتیب به خودرو قابلیت می‌دهد که با امنیت و راحتی مقبولی رانده، هدایت یا متوقف شود. سیستم تعلیق که به شاسی متصل است، شامل چرخ‌ها و لاستیک‌ها، فنرها، کمک‌فنرها و تعدادی میله و اتصالات از جمله سیستم فرمان می‌شود. راحتی در سواری به‌طور مستقیم به شتاب عمودی بدنه‌ی خودرو وابسته است. امنیت سواری نیز به حد تماس لاستیک‌ها با سطح زمین بستگی دارد، به‌گونه‌ای که هر چه لاستیک‌ها بیشتر با سطح جاده در تماس باشند، امنیت سفر بیشتر خواهد بود. طراحان توجه ویژه‌ای به سیستم تعلیق دارند تا به‌وسیله‌ی آن راحتی و امنیت سواری را بهبود ببخشند (Lajqi & Pehan, 2012).

مهندسان و محققان همواره در تلاش بوده‌اند تا به درک کاملی از رفتار دینامیکی وسایل نقلیه دست یابند تا راحتی سرنشینان را با کاهش ارتعاشات درون خودرو بهبود ببخشند و از سوی دیگر امنیت سرنشینان را با بهبود فرمان‌پذیری و خوش‌سواری افزایش دهند. سه نوع سیستم تعلیق وجود دارد: غیرفعال، فعال و نیمه‌فعال. سیستم تعلیق غیرفعال طراحی ساده‌ای دارد و از نظر قیمت بسیار مناسب است. در سیستم تعلیق غیرفعال، پارامترهای سفتی فنر و ضریب کمک‌فنر ثابت‌اند و به همین دلیل برای محدوده‌ی خاصی از فرکانس‌های ورودی از سمت جاده مؤثر واقع می‌شوند. برای غلبه بر این مشکل، سیستم‌های تعلیق فعال و نیمه‌فعال ابداع شدند. سیستم تعلیق فعال با وارد کردن نیروی کنترلی خارجی توسط عملگر هیدرولیکی، توانایی وفق دادن شرایط سیستم با ورودی‌های متفاوت جاده را ایجاد کرده است (Chen et al., 2017; Gao et al., 2010). سان و همکارانش جنبه‌های تئوری و عملی طراحی سیستم تعلیق فعال را بررسی کرده‌اند (Sun et al., 2013; Sun et al., 2016). شیوه‌های مختلف کنترلی از قبیل کنترل بهینه‌ی درجه‌ی دوم خطی (Raju & Narayanan, 1991)، منطق فازی (Yoshimura et al., 1999)، روش‌های شبکه‌ی عصبی (Eski & Yildirim, 2009)، کنترل مود لغزشی (Yoshimura et al., 2001) و کنترل تطبیقی (Pan et al., 2016) تاکنون برای هدایت سیستم تعلیق فعال به کار رفته است. با این حال هزینه‌ی زیاد، پیچیدگی، نیاز به منبع انرژی اضافه و دشواری در پیاده‌سازی سخت‌افزار کنترلی در سیستم‌های تعلیق فعال از جنبه‌های منفی این نوع سیستم به‌شمار می‌آیند که سبب شده محققان در مواردی به استفاده از سیستم‌های تعلیق نیمه‌فعال علاقه‌مند شوند. این سیستم تعلیق، ترکیبی از فواید سیستم‌های تعلیق غیرفعال و فعال را داراست. ایده‌ی این روش به‌سبب به‌کارگیری دمپرهای حاوی سیالاتی با خواص الکترونیکی و مغناطیسی قابل اجراست. در این سیالات با تغییر میدان مغناطیسی، مقدار

گرانروی سیال تغییر خواهد کرد و در نتیجه ضریب دمپر را می‌توان تنظیم کرد. تاکنون پژوهش‌های فراوانی در زمینه‌ی سیستم‌های تعلیق نیمه‌فعال صورت گرفته است (Horton & Crolla, 1986; Karnopp et al., 1974; Margolis, 1982; Verros et al., 2000). همچنین به تازگی تحقیقات بسیاری در زمینه‌ی طراحی کنترل‌کننده‌ی مناسب برای این نوع سیستم تعلیق صورت گرفته است. برخی از روش‌های کنترلی نظیر اسکای هوک (Sammier et al., 2003) و مدلی که از تأخیر زمانی استفاده کرده است (Hac & Youn, 1993)، به‌منظور کنترل ارتعاشات سیستم تعلیق به‌کار گرفته شده‌اند و نتایج قابل قبولی را ارائه کرده‌اند؛ اما استفاده از دمپرهایی با قابلیت تغییر گرانروی سیال، پیچیدگی‌هایی را در مدل دینامیکی سیستم ایجاد می‌کند که سبب تمایل به استفاده از روش‌های کنترل پیشرفته‌ی بالا شده است. از جمله می‌توان به کنترل خطی مرتبه‌ی دوم بهینه (Brezas et al., 2015)، استراتژی کنترل فازی (Shojaei et al., 2013) و استفاده از شبکه‌ی عصبی (Guo et al., 2004) اشاره کرد. همچنین ترکیبی از روش کنترلی اچ - بی‌نهایت و الگوریتم بهینه‌سازی توسط لی و همکاران استفاده شده است (Li et al., 2017). همچنین برخی محققان از روش کنترلی مود لغزشی به‌منظور غلبه بر اغتشاشات وارد بر سیستم بهره گرفته‌اند (Fei & Xin, 2012; Yao et al., 2013). تنگ و همکارانش روشی مرکب از مشاهده‌گر حالت و منطق فازی را معرفی کرده‌اند (Tang et al., 2017).

اغلب مدل‌سازی‌ها از سیستم‌های دینامیکی صنعتی، دارای پارامترهای مخدوش‌اند و مدل سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو نیز از این امر مستثنا نیست. نامعینی در سیستم ممکن است ناشی از مدل آن یا وسایل اندازه‌گیری باشد؛ بنابراین در سیستم تعلیق خودرو، عوامل ایجاد نامعینی‌های موجود را می‌توان خطا در محاسبه‌ی مقدار دقیق سفتی فنر و ضریب دمپر و نیز دقیق نبودن حسگرهای اندازه‌گیری عنوان کرد که به‌ترتیب زمینه‌ساز ایجاد نویز سیستم و نویز اندازه‌گیری هستند. در چند دهه‌ی گذشته، شناسایی متغیرهای حالت و پارامترهای یک مدل دینامیکی از روی داده‌های اندازه‌گیری‌شده‌ی ناقص و مخدوش با نویز، کانون توجه محققان قرار گرفته است. فیلترهای کالمن و اچ - بی‌نهایت از معروف‌ترین روش‌های شناسایی مدل و پالایش داده‌های مخدوش هستند (Simon, 2006). فیلتر کالمن در صورت وجود اطلاعات کافی در مورد نویزهای فرایند، دارای عملکرد مناسبی است، به‌گونه‌ای که میانگین مجذور خطای تخمین را حداقل می‌کند. همچنین فیلتر اچ - بی‌نهایت مستقل از اطلاعات نویزهای فرایند، به‌وسیله‌ی یک حد بالای محدودکننده تخمینی ارائه می‌دهد که در مقابل نامعینی‌های مدل مقاوم است (معصوم‌نژاد و همکاران، ۲۰۱۴). استفاده از تکنیک نقاط سیگما و پیاده‌سازی تبدیل آنسنتد بر روی هر یک از فیلترها، به شکل‌گیری مدل توسعه‌یافته‌ی

فیلترهای تخمین‌زننده منجر می‌شود (Li & Jia, 2010; Van Der Merwe, 2004). در این مقاله ساختار کنترلی مقاومی به‌منظور کنترل ارتعاشات سیستم تعلیق نیمه‌فعال معرفی شده است. این ساختار شامل کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی برای محاسبه‌ی مقدار نیروی وارد شده از دمپر مغناطیسی و استراتژی منطق فازی برای تنظیم ضرایب کنترل‌کننده است. همچنین با افزودن نویزهای سیستم و اندازه‌گیری، مدل دینامیکی سیستم تعلیق نیمه‌فعال به‌صورت نامعین در نظر گرفته شده است. بنابراین به‌منظور پالایش داده‌های مخدوش سیستم الگوریتم تخمین‌زننده نیز وارد ساختار کنترلی می‌شود. از الگوریتم‌های بهبودیافته‌ی فیلتر کالمن و فیلتر چ — بی‌نهایت به‌عنوان تخمین‌زننده در این ساختار استفاده شده و نتایج آن با یکدیگر مقایسه شده است. در بخش دوم مقاله، مدل دینامیکی سیستم تعلیق نیمه‌فعال ارائه و در بخش سوم، ساختار کنترلی پیشنهادی تشریح شده است. شبیه‌سازی رفتار سیستم و نتایج آن در بخش چهارم آورده شده و در پایان در بخش پنجم، نتیجه‌گیری ارائه شده است.

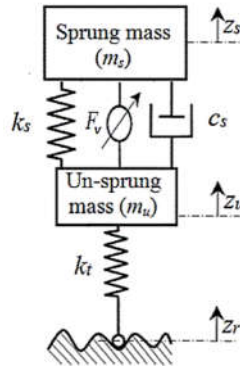
۲. مدل دینامیکی سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو

مدل‌های مختلفی به‌منظور مطالعه‌ی رفتار ارتعاشی خودرو، وجود دارند. خودرو، نوعی سیستم ارتعاشی پیچیده است که دارای درجه‌ی آزادی زیادی است، ولی با در نظر گرفتن درجات آزادی مهم آن که در تحلیل اهمیت زیادی دارند، می‌توان این سیستم پیچیده را ساده کرد. سیستم تعلیق خودرو به‌طور معمول به‌صورت یک‌چهارم ساده می‌شود که همین سیستم ساده‌شده‌ی دو درجه‌ی آزادی، بیانگر بخش زیادی از خصوصیات رفتاری سیستم کامل است. مدل یک‌چهارم زمان پیوسته‌ی سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو نشان داده شده در شکل ۱ بدین صورت است (Guo *et al.*, 2004).

$$m_s \ddot{z}_s + c_s (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + k_s (z_s - z_u) \quad (1)$$

$$m_u \ddot{z}_u + c_s (\dot{z}_u - \dot{z}_s) + k_s (z_u - z_s) + k_t (z_u - z_r) = -F_v \quad (2)$$

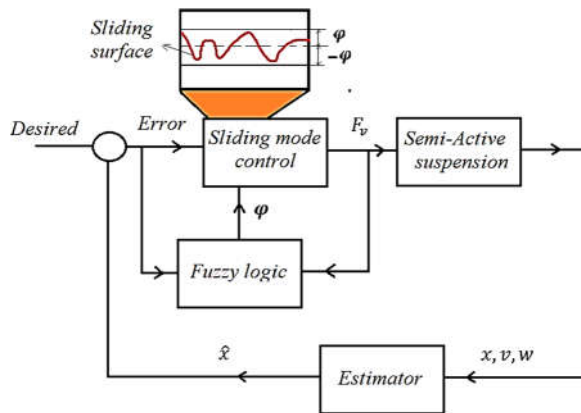
در معادلات بالا، m_s جرم بدنه‌ی خودرو و m_u جرم چرخ‌ها و اجزای متصل است که در اصطلاح به‌ترتیب جرم معلق و جرم نامعلق خوانده می‌شوند. z_u و z_s به ترتیب جابه‌جایی عمودی جرم معلق و جرم نامعلق هستند. همچنین در این مدل، جرم غیرمعلق (لاستیک) توسط ورودی سطح جاده z_r تحریک می‌شود. ضریب سختی فنر با k_s و ضریب میرایی کمک فنر با c_s تعریف شده‌اند و قابلیت ارتجاعی لاستیک خودرو نیز با پارامتر k_t نشان داده شده است. علاوه بر این، F_v نیروی وارد شده به سیستم از طریق دمپر مغناطیسی است.



شکل ۱. مدل شماتیک دو درجه‌ی آزادی یک‌چهارم خودرو (Guo et al., 2004)

۳. طراحی ساختار کنترلی پیشنهادی

کنترل سیستم تعلیق خودرو براساس پاسخ سیستم به ورودی‌های متفاوت جاده در نظر گرفته می‌شود که در آن برآورده کردن اهدافی چون راحتی سرنشینان و امنیت آنها مدنظر قرار می‌گیرد. در این بخش، ساختار کنترل مقاوم پیشنهادی بررسی می‌شود. این ساختار شامل کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی برای تعیین مقدار نیروی وارد شده به سیستم از طریق کمک‌فدر مغناطیسی، استراتژی منطق فازی به منظور تنظیم پارامتر تعیین‌کننده‌ی کنترلر مود لغزشی و الگوریتم تخمین‌زننده برای فیلتر کردن داده‌های مخدوش با نویز است. بلوک نمودار کنترلی پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲. شماتیک بلوکی ساختار کنترلی پیشنهادی

۳-۱. الگوریتم تخمین زنده

در این مقاله به منظور پالایش داده‌های مخدوش در سیستم تعلیق نیمه‌فعال، دو ابزار نیرومند فیلتر کالمن و فیلتر اچ - بی نهایت پیش‌بینی شده است. استفاده از تکنیک نقاط سیگما و پیاده‌سازی تبدیل آنستند بر روی هر یک از فیلترها به شکل‌گیری مدل توسعه‌یافته‌ی فیلترهای تخمین‌زنده منجر می‌شود که در زیر الگوریتم هر یک از این دو تشریح شده است.

۳-۱-۱. فیلتر کالمن آنستند

مدل دینامیکی زمان گسسته برای یک مسئله‌ی فیلترینگ غیرخطی به صورت زیر تعریف شده است (Van Der Merwe & Wan, 2001).

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \quad (3)$$

$$y_k = h(x_k) + v_k \quad (4)$$

که در آن بردار متغیرهای حالت سیستم، y_k بردار مشاهده‌گر و w_k و v_k مقادیر نویزهای گوسی سفید هستند و داریم:

$$w_k = N(0, Q), \quad v_k = N(0, R) \quad (5)$$

کالمن فیلتر آنستند کلاسیک شامل چهار مرحله است که عبارت‌اند از:

مرحله ۱. شرایط اولیه

$$\hat{x}_0 = E(x_0) \quad (6)$$

$$P_0 = E(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T \quad (7)$$

که در آن \hat{x}_0 و P_0 به ترتیب مقادیر بردار حالت اولیه و کوواریانس خطای اولیه هستند.

مرحله ۲. محاسبه‌ی مقادیر نقاط سیگما

$$\chi_{0,k-1} = \hat{x}_{k-1} \quad (8)$$

$$\chi_{i,k-1} = \hat{x}_{k-1} + \left(\sqrt{(L + \lambda) P_{k-1}} \right)_i \quad (9)$$

$$\chi_{i+L,k-1} = \hat{x}_{k-1} - \left(\sqrt{(L + \lambda) P_{k-1}} \right)_i \quad (10)$$

$$w_0 = \frac{\lambda}{(L + \lambda)} \quad (11)$$

$$\omega_0^{(m)} = \frac{\lambda}{(L + \lambda)} \quad (12)$$

$$\omega_0^{(c)} = \frac{\lambda}{(L + \lambda)} + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad (13)$$

$$\omega_i^{(m)} = \omega_i^{(c)} = \frac{1}{2(L + \lambda)} \quad (14)$$

$$\lambda = \alpha^2 (L + \kappa) - L \quad (15)$$

که در آن $i=1,2,\dots,L$ و λ ، بعد بردار متغیر حالت است. χ_i مقادیر نقاط سیگما است که براساس مقادیر میانگین (\hat{x}) و کوواریانس (P) بردار حالت در لحظه‌ی قبل (χ_{k-1}) محاسبه می‌شوند. $\omega_i^{(m)}$ و $\omega_i^{(c)}$ ، وزن‌های تبدیل آنستند مرتبط با i امین نقطه‌ی سیگما هستند. α و β و κ ضرایب طراحی هستند که توسط طراح انتخاب می‌شوند. همچنین κ ، مثبت نیمه‌معین بودن ماتریس کوواریانس را تضمین می‌کند.

مرحله‌ی ۳. به‌روزرسانی در زمان

$$\chi_{i,k|k-1} = f(\chi_{i,k-1}, u_k) \quad (16)$$

$$\hat{x}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(m)} \chi_{i,k-1} \quad (17)$$

$$P_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(c)} [\chi_{i,k-1} - \hat{x}_k^-] [\chi_{i,k-1} - \hat{x}_k^-]^T \quad (18)$$

$$\hat{y}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(m)} h(\chi_{i,k-1}) \quad (19)$$

که در آن \hat{x}_k^- و \hat{y}_k^- مقادیر میانگین تخمین زده‌شده از قبل x و y در لحظه‌ی k هستند.

مرحله‌ی ۴. به‌روزرسانی مقادیر اندازه‌گیری شده

$$P_{k|k-1}^{yy} = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(c)} [h(\chi_{i,k-1}) - \hat{y}_k^-] [h(\chi_{i,k-1}) - \hat{y}_k^-]^T \quad (20)$$

$$P_{k|k-1}^{xy} = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(C)} [\chi_{i,k-1} - \hat{x}_k^-] [h(\chi_{i,k-1}) - \hat{y}_k^-]^T \quad (21)$$

$$K_k = (P_{k|k-1}^{xy}) (P_{k|k-1}^{yy})^{-1} \quad (22)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - \hat{y}_k^-) \quad (23)$$

$$P_k = P_k^- - K_k P_{k|k-1}^{yy} K_k^T \quad (24)$$

که در آن مقادیر P^{yy} ، P^{xy} و K_k به ترتیب نشان‌دهنده‌ی کوواریانس خطای v ، کراس — کوواریانس خطای بین بردارهای حالت و مشاهده‌گر و ضریب کالمن هستند.

۳-۱-۲. فیلتر اچ — بی‌نهایت آنستند

در مقالات متعددی (Li & Jia, 2010; Simon, 2013) به بیان نحوه‌ی عملکرد فیلتر آنستند اچ — بی‌نهایت پرداخته شده که در آنها به‌منظور بهبود عملکرد فیلتر اچ — بی‌نهایت برای مسائل فیلترینگ غیرخطی از نقاط سیگما استفاده شده است. در این مبحث، ابتدا به معرفی فیلتر اچ — بی‌نهایت پرداخته و سپس بحث، بر فیلتر پیشنهادی متمرکز شده است. چنانچه معادلات مدل دینامیکی فرایند و مشاهده‌گر مطابق معادلات ۱ و ۲ باشند و w_k و v_k به ترتیب مقادیر نویزهای فرایند و اندازه‌گیری فرض شوند که دارای انرژی محدود بوده $I_2 = [0, +\infty]$ و مشخصات آماری نامعلوم دارند، به‌طوری که:

$$\sum_{k=0}^{\infty} w_k^T w_k < \infty, \quad \sum_{k=0}^{\infty} v_k^T v_k < \infty \quad (25)$$

فیلتر اچ — بی‌نهایت نیاز دارد به‌ازای هر w_k و $v_k \in I_2$ و $x_0 \in R^n$ یک خطای برآورد کوچک یکنواخت e_k را فراهم آورد.

$$e_k = y_k - \hat{y}_k \quad (26)$$

هدف نهایی در استفاده از فیلتر اچ — بی‌نهایت، مشخص کردن یک تخمین \hat{y}_k است که تابع ارزش ل نشان داده شده در معادله‌ی ۲۷ را حداقل کند.

$$J = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \|e_k\|_2^2}{\|x_0 - \hat{x}_0\|_{P_0^{-1}}^2 + \sum_{k=0}^{N-1} (\|w_k\|_{Q_k^{-1}}^2 + \|v_k\|_{R_k^{-1}}^2)} \quad (27)$$

که در آن ماتریس $P_0 > 0$ بیانگر دانش قبلی است که طراح درباره‌ی تخمین x_0 دارد. $R > 0$ و $Q > 0$ ماتریس‌های مثبت معین متقارن هستند که طراح براساس مشخصات مسئله انتخاب می‌کند (Li & Jia, 2010).

باید توجه کرد که ماتریس‌های Q و R ماتریس‌های وزنی فیلتر بوده و از مقادیر ماتریس‌های کوواریانس خطای فیلتر UKF متمایزند (Ni & Li, 2011). در ضمن عبارت $\|x\|_S^2$ بدین وسیله تعریف می‌شود.

$$\|x\|_S^2 = x^T S x \quad (28)$$

تعیین مقدار کمینه‌ی تابع J نشان داده شده در معادله‌ی ۲۷ به‌آسانی امکان‌پذیر نیست؛ از این رو به‌جای آن، یک حد انرژی انتخاب می‌شود و در پی یک استراتژی تخمین است که این حد آستانه را برآورد کند (Simon, 2013). بنابراین در فیلتر اچ - بی نهایت سعی می‌شود بهترین تخمین y_k از میان همه‌ی \hat{x}_k ‌های ممکن حاصل آید، به‌طوری که:

$$\sup J < 1/\theta \quad (29)$$

که در آن $\theta > 0$ ، یک حد انرژی است که توسط طراح انتخاب می‌شود. الگوریتم UHF که اولین بار توسط لی و همکارش ارائه شد (Li & Jia, 2010)، با توجه به خواص فیلترهای اچ - بی نهایت و UKF شامل چهار مرحله است:

مرحله‌ی ۱) شرایط اولیه مقادیر \hat{x}_0 و P_0 در نظر گرفته می‌شود:

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad (30)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (31)$$

مرحله‌ی ۲) یک مجموعه‌ی نقاط سیگما براساس متغیرهای حالت تخمین زده شده در لحظه‌ی $k-1$ تولید می‌شود:

$$\chi_{0,k-1} = \hat{x}_{k-1} \quad (32)$$

$$\chi_{i,k-1} = \hat{x}_{k-1} + \left(\sqrt{(L + \lambda) P_{k-1}} \right)_i \quad (33)$$

$$\chi_{i+L,k-1} = \hat{x}_{k-1} - \left(\sqrt{(L + \lambda) P_{k-1}} \right)_i \quad (34)$$

$$\omega_0^{(m)} = \frac{\lambda}{(L + \lambda)} \quad (35)$$

$$\omega_0^{(c)} = \frac{\lambda}{(L + \lambda)} + (1 - \alpha^2 + \beta^2) \quad (36)$$

$$\omega_i^{(m)} = \omega_i^{(c)} = \frac{1}{2(L + \lambda)} \quad (37)$$

$$\lambda = \alpha^2 (L + k) - L \quad (38)$$

مرحله ی ۳) مقادیر میانگین و کوواریانس متغیرهای تخمین زده شده را می توان از طریق انتشار نقاط سیگمای تعیین شده در معادلات ۳۹ تا ۴۱، توسط مدل دینامیکی غیرخطی به دست آورد:

$$\chi_{i,k|k-1} = f(\chi_{i,k-1}, u_{k-1}) \quad (39)$$

$$\hat{x}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(m)} \chi_{i,k|k-1} \quad (40)$$

$$P_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(c)} (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k^-) (\chi_{i,k|k-1} - \hat{x}_k^-)^T \quad (41)$$

مرحله ی ۴) مقادیر مشاهده گر تخمین زده می شود و به روزرسانی ماتریس های کوواریانس با استفاده از روابط ۴۲ تا ۴۷ به دست می آید.

$$\hat{y}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(m)} h(\chi_{i,k|k-1}) \quad (42)$$

$$P_{k|k-1}^{yy} = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(c)} (h(\chi_{i,k|k-1}) - \hat{y}_k^-) (h(\chi_{i,k|k-1}) - \hat{y}_k^-)^T \quad (43)$$

$$P_{k|k-1}^{xy} = \sum_{i=0}^{2L} \omega_i^{(c)} (\chi_{i,k|k-1}^x - \hat{x}_k^-) (h(\chi_{i,k|k-1}) - \hat{y}_k^-)^T \quad (44)$$

$$K_k = P_{k|k-1}^{xy} (R + P_{k|k-1}^{yy})^{-1} \quad (45)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - \hat{y}_k^-) \quad (46)$$

$$P_k = P_k^- - \begin{bmatrix} P_{k|k-1}^{xy} & P_k^- \end{bmatrix} R_{e,k}^{-1} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{k|k-1}^{xy} \end{bmatrix}^T \\ \begin{bmatrix} P_k^- \end{bmatrix}^T \end{bmatrix} \quad (47)$$

که در آن ماتریس $R_{e,k}$ به وسیله معادله ی ۴۸ تعریف می شود.

$$R_{e,k} = \begin{bmatrix} R + P_{k|k-1}^{yy} & \begin{bmatrix} P_{k|k-1}^{xy} \end{bmatrix}^T \\ P_{k|k-1}^{xy} & -\theta^2 I + P_k^- \end{bmatrix} \quad (48)$$

پارامتر θ باید به گونه ای انتخاب شود که مثبت معین بودن ماتریس کوواریانس P_k را تضمین کند و داریم:

$$\theta^2 = \gamma \max \{ \text{eig} \left(P_k^- + P_k^- P_{k|k-1}^{xy} R_{e,k}^{-1} P_k^- P_{k|k-1}^{xy T} \right)^{-1} \} \quad (49)$$

که در آن $\max\{\text{eig}(A)\}$ بیانگر بیشترین مقدار ویژه ی ماتریس A و γ پارامتر طراحی بزرگ تر از یک است که توسط طراح انتخاب می شود. الگوریتم UHF دارای مراحل همانند الگوریتم UKF است، به گونه ای که می توان نتیجه گرفت اگر $\theta \rightarrow \infty$ میل کند، UHF و UKF دارای نتایج مشابهی خواهند بود.

۳-۲. کنترل مود لغزشی

کنترل کننده ی مود لغزشی از یک قانون کنترلی غیرپیوسته برای هدایت متغیرهای حالت سیستم به یک سطح لغزش در فضای حالت در زمان مشخص و محدود (فاز رسیدن) و نگه داشتن آنها در این محدوده برای تمام دنباله ی زمانی (فاز لغزش) استفاده می کند. فایده ی این روش این است که دینامیک سیستم در شرایط حضور در فاز لغزش از مرتبه ی کوچک تر (کاهش یافته) خواهد بود و حساسیت سیستم به نامعینی های مدل و اغتشاشات وارد بر آن کاهش خواهد یافت.

معادله ی زمان پیوسته ی دینامیک سیستم به فرمی که در زیر آمده است، بازنویسی می شود. مقدار نیروی کنترلی مود لغزشی از روشی که در ادامه توضیح داده می شود قابل دستیابی است.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (50)$$

گام اول در طراحی کنترل کننده ی مود لغزشی، محاسبه ی سطح لغزش است. سطح لغزش به گونه ای انتخاب می شود که در صورتی که حالت های سیستم روی آن قرار گیرند، در یک زمان محدود به صورت نمایی به نقطه ی تعادل همگرا شوند. در صورتی که هدف از کنترل سیستم دینامیکی پایداری باشد، سطح لغزش براساس حالت سیستم و مشتقات آن، و اگر هدف کنترلی، ردیابی باشد، سطح لغزش براساس

خطای ردیابی سیستم و مشتقات آن بیان می‌شود. هدف کنترلی در این پژوهش، پایداری متغیرهای حالت سیستم تحت ورودی خارجی (ورودی جاده) است که در این صورت خطای سیستم برابر با مقدار خروجی الگوریتم تخمین‌زننده به‌دست می‌آید؛ بنابراین داریم:

$$e(t) = \hat{x}(t) \quad (51)$$

در این شرایط، سطح لغزش به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که خطای سیستم (e) با سرعت و مشخصات عملکردی مناسب به سمت صفر میل کند. به‌طور معمول از معادله‌ی زیر برای این منظور استفاده می‌شود:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \mu \right)^{n-1} \quad (52)$$

که در آن μ یک عدد حقیقی مثبت است و n مرتبه‌ی سیستم را نشان می‌دهد. براساس مدل‌سازی که در بخش قبل صورت گرفته، مرتبه‌ی سیستم برابر ۲ است؛ بنابراین معادله‌ی سطح لغزش به‌صورت زیر خواهد بود:

$$s = \dot{e} + \mu e \quad (53)$$

گام دوم انتخاب نیروی کنترلی مناسب است، به‌گونه‌ای که سطح لغزش جذب‌کننده باشد. به‌عبارت دیگر u باید به‌گونه‌ای انتخاب شود تا سیستم به‌سمت سطح لغزش میل کند. حال تابع لیاپانوف را برای سیستم بالا در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (54)$$

که تابعی مثبت معین است. بنابراین شرط پایداری سیستم با کوچک‌تر از صفر قرار دادن مشتق تابع لیاپانوف حاصل می‌شود:

$$\dot{V} = \dot{s}s < 0 \quad (55)$$

حال مقدار \dot{s} را محاسبه می‌کنیم و در معادله‌ی بالا قرار می‌دهیم:

$$\dot{s} = \frac{d}{dt} s = \ddot{e} + \mu \dot{e} \quad (56)$$

با محاسبه و جایگذاری \ddot{e} در معادله‌ی بالا خواهیم داشت:

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} = \ddot{\hat{x}} + \mu \dot{e} = f(x) + g(x)u + \mu \dot{e} \quad (57)$$

با مساوی صفر قرار دادن رابطه‌ی بالا مقدار نیروی کنترلی به دست آمده را با \tilde{u} نام گذاری می‌کنیم:

$$\tilde{u} = \frac{f(x) + \mu \dot{e}}{g(x)} \quad (58)$$

برای اینکه نیروی کنترلی شرط پایداری را برآورده کند و سیستم را به سمت سطح لغزش میل دهد، رابطه‌ی به دست آمده در بالا را در تابع sign ضرب می‌کنیم؛ بنابراین داریم:

$$u = \tilde{u} \text{sign}(s) \quad (59)$$

اما یکی از ایرادهای اساسی روش کنترلی مود لغزشی که در کاربردهای عملی ظاهر می‌شود، پدیده‌ی چترینگ است. این پدیده شامل ارتعاشات فرکانس بالای باقی مانده است که به واسطه‌ی طبیعت گسسته‌ی قانون کنترلی اتفاق می‌افتد و در عین حال با فرکانس سوئیچ‌زنی محدود ابزارآلات دنیای واقعی ترکیب می‌شود. ساده‌ترین روش برای کاهش تأثیرات پدیده‌ی چترینگ استفاده از روشی براساس یک تقریب پیوسته است. این روش یک تقریب پیوسته را در معادله‌ی نیروی کنترلی قرار می‌دهد:

$$h(s) = \begin{cases} \text{sign}(s) & |s| > \varphi \\ \frac{s}{\varphi} & |s| \leq \varphi \end{cases} \quad (60)$$

بنابراین در معادله‌ی نیروی کنترلی به جای تابع $\text{sign}(s)$ از تقریب آن $h(s)$ استفاده می‌شود. با استفاده از تابع $h(s)$ متغیرهای حالت سیستم در زمان محدود به لایه‌ی مرزی $|s| \leq \varphi$ می‌رسند و متعاقباً در آن باقی می‌مانند؛ بنابراین می‌توان ادعا کرد که به شرایط پایداری می‌رسند. اما انتخاب پارامتر φ ضخامت لایه‌ی مرزی را معین می‌کند. برای $\varphi \rightarrow 0$ این لایه به همان سطح لغزش محدود می‌شود که در این وضعیت کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی با پایداری و چترینگ زیاد خواهد بود که یکی مطلوب سیستم و دیگری نامطلوب است. از طرف دیگر، با افزایش پارامتر φ ، پاسخ سیستم ملایم می‌شود و در عوض نسبت به اغتشاشات حساس‌تر عمل می‌کند. در واقع در درون لایه‌ی مرزی مسیرهای سیستم پیش‌بینی‌ناپذیر است. در مورد تابع $h(s)$ و به‌ویژه پارامتر φ که تعیین‌کننده‌ی ضخامت لایه‌ی مرزی است، نوع انتخاب تعیین‌کننده خواهد بود. به همین دلیل به منظور هوشمندسازی انتخاب این پارامتر از استراتژی منطق فازی استفاده شده است.

۴. شبیه‌سازی و نتایج

در این مرحله، برای بررسی مقاوم بودن الگوریتم کنترلی پیشنهادی و قرار دادن آن در شرایط عملی، ابتدا به مدل دینامیکی سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو، نویزهای w_k و v_k افزوده می‌شود و سپس با استفاده از فیلترهای تخمین‌زننده، نویز سیستم فیلتر شده و مشخصه‌های پالایش شده بررسی می‌شود. مدل دینامیکی زمان گسسته سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو بدین صورت است:

$$\begin{bmatrix} x_{1,k+1} \\ x_{2,k+1} \\ x_{3,k+1} \\ x_{4,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{3,k} * dt + x_{1,k} \\ x_{4,k} * dt + x_{2,k} \\ \dots \\ z_s * dt + x_{3,k} \\ \dots \\ z_u * dt + x_{4,k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} \quad (۶۱)$$

که در آن مقادیر موقعیت و سرعت جرم معلق و همچنین موقعیت و سرعت جرم نامعلق، متغیرهای بردار طراحی هستند. همچنین مقادیر \ddot{z}_s و \ddot{z}_u از معادله‌های ۱ و ۲ به دست می‌آیند. بردار حالت $x_k = [z_s, z_u, \dot{z}_s, \dot{z}_u]^T$ و بردار مشاهده‌گر عبارت است از $y_k = [z_s, z_u]^T$. نویز فرایند w_k و نویز مشاهده‌گر v_k ، نویزهای گوسی سفیدند که دارای ماتریس کوواریانس به ترتیب $Q = 0.004 \times \text{diag}\{1,1,1,1\}$ و $\text{diag}\{1,1,1,1\}$ هستند. مدل دینامیکی زمان پیوسته با دوره‌ی زمانی 0.01 ثانیه گسسته شده است و سیستم با اعمال نیروی کنترلی مود لغزشی اجرا می‌شود. 0.1 مقادیر عددی مربوط به پارامترهای سیستم دینامیکی مدل شده در معادله‌های ۱ و ۲ در جدول ۱ آورده شده است.

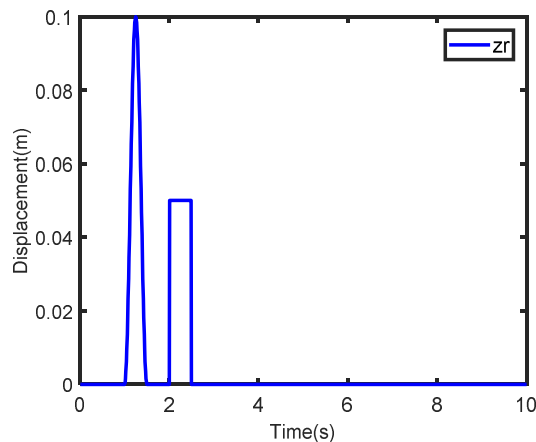
جدول ۱. پارامترهای شبیه‌سازی

m_s	m_u	k_s	c_s	k_t
۲۹۰ kg	۶۰ kg	۱۶۸۰۰ N/m	۲۰۰ N.s/m	۱۹۰۰۰ N/m

در این بخش با وارد کردن ورودی دلخواه به سیستم به‌عنوان ورودی جاده‌ی شبیه‌سازی رفتار سیستم انجام می‌گیرد و تأثیر ساختار کنترلی پیشنهادی در نحوه‌ی عملکرد سیستم بررسی می‌شود. ورودی جاده در این مسئله به‌صورت زیر تعریف شده است:

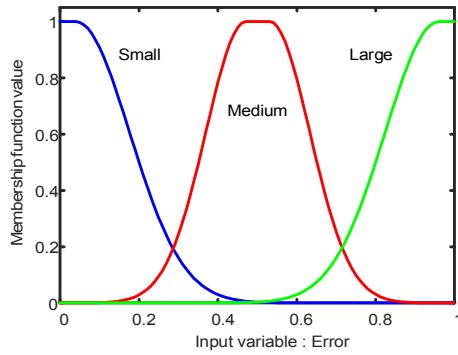
$$z_r(t) = \begin{cases} a(1 - \cos(8\pi t)) & 1 < t < 1.5 \\ b & 2 < t < 2.5 \\ 0 & \text{باقی مانده} \end{cases} \quad (۶۲)$$

که در آن a و b دامنه‌ی نوسانات جاده هستند و مقادیر آنها به ترتیب $۰/۰۵$ و $۰/۱$ است. شکل ۳ نمودار ورودی جاده را نشان می‌دهد که به لاستیک خودرو وارد می‌شود.

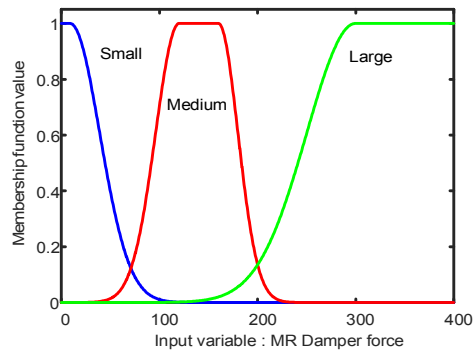


شکل ۳. ورودی جاده‌ی وارد شده به لاستیک

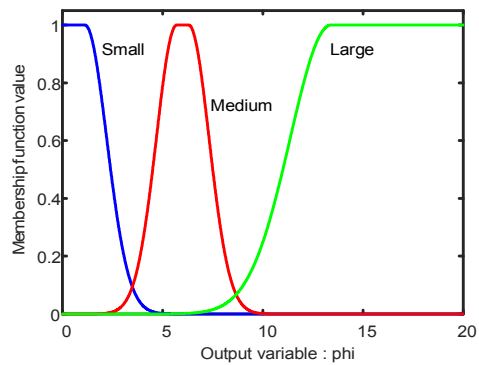
همان‌طور که توضیح داده شد، نحوه‌ی انتخاب پارامتر تنظیم لایه‌ی مرزی سطح لغزش در کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی حائز اهمیت است که در این پژوهش از استراتژی منطق فازی برای تنظیم این پارامتر استفاده شده است. ورودی‌های در نظر گرفته شده برای منطق فازی دو پارامتر خطای سیستم در لحظه‌ی کنونی و مقدار نیروی محاسبه شده برای دمپر با میرایی متغیر توسط کنترل‌کننده در لحظه‌ی قبل هستند و در نهایت خروجی فازی پارامتر ϕ به عنوان تعیین‌کننده‌ی میزان لایه‌ی مرزی برای سطح لغزش است. نحوه‌ی تعریف توابع عضویت برای ورودی‌های اول و دوم و همچنین خروجی فازی به ترتیب در شکل‌های ۴ تا ۶ نشان داده شده است. برای هر کدام از ورودی‌ها و خروجی سیستم فازی سه تابع عضویت کوچک، متوسط و بزرگ در نظر گرفته شده است که نمودار رفتار آنها در بازه‌ی تغییراتشان در شکل‌های ۴ تا ۶ نمایان است. همچنین از رابط فازی نوع ممدانی برای محاسبات فازی استفاده شده است.



شکل ۴. نمودار توابع عضویت ورودی اول کنترل فازی



شکل ۵. نمودار توابع عضویت ورودی دوم کنترل فازی



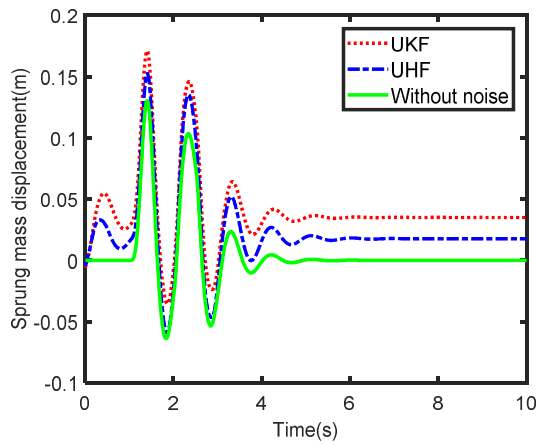
شکل ۶. نمودار توابع عضویت خروجی کنترل فازی

با توجه به توابع عضویت تعریف شده برای ورودی‌ها و خروجی مورد نظر، ۹ قانون نوشته شده است که در مجموع تعیین کننده‌ی پهنای باند سطح لغزش کنترل کننده است. قوانین نوشته شده در منطبق فازی در ادامه آورده شده است:

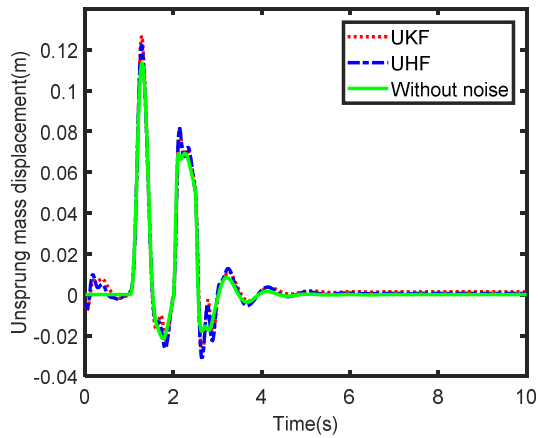
۱. اگر خطا کوچک و نیروی دمپر بزرگ باشد، φ بزرگ است.
۲. اگر خطا کوچک و نیروی دمپر متوسط باشد، φ متوسط است.
۳. اگر خطا کوچک و نیروی دمپر کوچک باشد، φ کوچک است.
۴. اگر خطا متوسط و نیروی دمپر بزرگ باشد، φ بزرگ است.
۵. اگر خطا متوسط و نیروی دمپر متوسط باشد، φ کوچک است.
۶. اگر خطا متوسط و نیروی دمپر کوچک باشد، φ کوچک است.
۷. اگر خطا بزرگ و نیروی دمپر بزرگ باشد، φ بزرگ است.
۸. اگر خطا بزرگ و نیروی دمپر متوسط باشد، φ متوسط است.
۹. اگر خطا بزرگ و نیروی دمپر کوچک باشد، φ متوسط است.

در نهایت شبیه‌سازی رفتار سیستم ارتعاشی با حضور نیروی کنترلی مود لغزشی فازی و الگوریتم‌های تخمین‌زننده اچ — بی نهایت و فیلتر کالمن انجام گرفت، با این توضیح که همه‌ی مراحل شبیه‌سازی در نرم‌افزار Matlab صورت پذیرفت. نمودار رفتار هر یک از متغیرهای حالت در طول مدت شبیه‌سازی در شکل‌های ۷ تا ۱۰ نشان داده شده است. نمودار حالت بدون نویز در شکل‌های ۷ تا ۱۰ در شرایطی به دست آمده است که در شبیه‌سازی از قرار دادن نامعینی‌ها در مدل سیستم چشم‌پوشی شده و سیستم تعلیق خودرو به صورت ایده‌آل فرض شده است؛ بنابراین در این حالت تأثیر الگوریتم تخمین‌زننده در ساختار کنترلی پیشنهادی حذف شده است.

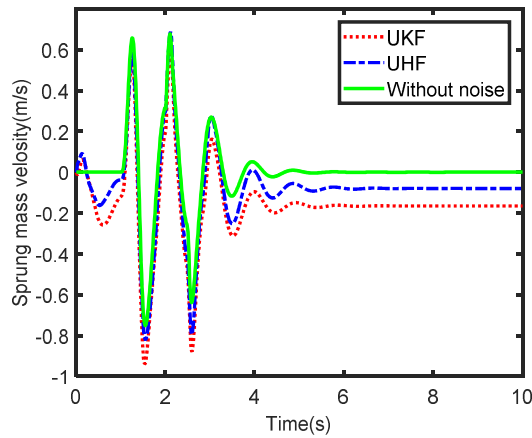
مقایسه‌ی سه نمودار به دست آمده برای هر یک از متغیرهای حالت سیستم نشان می‌دهد که رفتار سیستم ارتعاشی مخدوش با نویز، تخمین زده شده با فیلتر اچ — بی نهایت نسبت به حالتی که از فیلتر کالمن برای تخمین آن استفاده شود، با دقت بیشتری همراه است. علاوه بر آن، ترکیب کنترل کننده‌ی مود لغزشی فازی با هر کدام از تخمین‌زننده‌ها که ساختار کنترلی پیشنهادی در این پژوهش است، پاسخ قابل قبولی به ورودی جاده داشت و به خوبی توانست موقعیت و سرعت هر کدام از جرم‌های معلق و نامعلق خودرو را با کیفیت قابل قبولی پایدار کند.



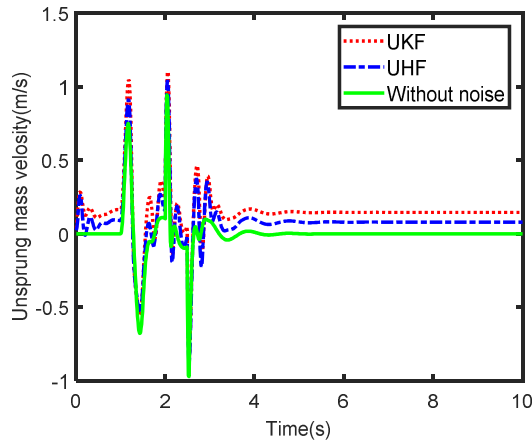
شکل ۷. نمودار جابه‌جایی جرم معلق در شرایط به کارگیری سه حالت فیلتر کالمن، فیلتر اچ - بی نهایت و بدون نویز



شکل ۸. نمودار جابه‌جایی جرم نامعلق در شرایط به کارگیری سه حالت فیلتر کالمن، فیلتر اچ - بی نهایت و بدون نویز



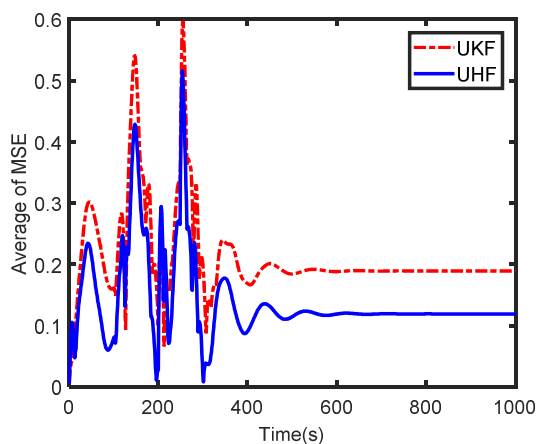
شکل ۹. نمودار سرعت جرم معلق در شرایط به کارگیری سه حالت فیلتر کالمن، فیلتر اچ - بی نهایت و بدون نویز



شکل ۱۰. نمودار سرعت جرم نامعلق در شرایط به کارگیری سه حالت فیلتر کالمن، فیلتر اچ - بی نهایت و بدون نویز

شکل ۱۱ نمودار تغییرات خطای الگوریتم‌های تخمین زنده‌ی اچ - بی نهایت و فیلتر کالمن را در طول فرایند شبیه‌سازی سیستم نشان می‌دهد. نمودارهای شکل ۱۱ به خوبی رفتار مقاوم‌تر فیلتر آنستند اچ - بی نهایت را در مواجهه با نامعینی‌های سیستم نشان می‌دهد.

به منظور دستیابی به اطمینان بیشتر از چگونگی عملکرد الگوریتم‌های تخمین‌زننده و مقایسه‌ی رفتار آنها با یکدیگر، یک دسته‌ی ۵۰۰ تایی نویز تصادفی ایجاد شد. سیستم دینامیکی تعلیق خودرو تحت هدایت الگوریتم کنترلی پیشنهادی هر بار با اضافه شدن یک نمونه از این نویزهای تصادفی اجرا شد و رفتار متغیرهای حالت سیستم به دست آمد. همچنین مقادیر میانگین مجذور خطای متغیرهای حالت سیستم برای این دسته‌ی ۵۰۰ تایی نویز تصادفی به‌ازای فیلترهای آنستند اچ - بی‌نهایت و آنستند کالمن ذخیره شد. مقدار میانگین و واریانس داده‌های مذکور در جدول ۲ نشان داده شده است.



شکل ۱۱. نمودار تغییرات خطای الگوریتم‌های آنستند اچ - بی‌نهایت و آنستند کالمن فیلتر

جدول ۲. میانگین و واریانس میانگین مجذور خطا برای ۵۰۰ دسته نویز تصادفی به‌ازای دو فیلتر کالمن آنستند و اچ - بی‌نهایت آنستند

میانگین مجذور مربعات خطا		الگوریتم
واریانس	میانگین	
۰/۰۲۶۴	۰/۳۳۳۳	UKF
۰/۰۰۴۸	۰/۱۶۱۴	UHF

مقایسه‌ی مقادیر جدول ۲ نشان می‌دهد زمانی که از الگوریتم فیلتر اچ - بی‌نهایت آنستند بهره برده شد، خطای سیستم نسبت به حالت ایده‌آل به‌طور چشمگیری کمتر از حالتی است که سیستم با حضور تخمین‌زننده‌ی کالمن آنستند اجرا می‌شود. به‌عبارت‌دیگر فیلتر مقاوم اچ - بی‌نهایت در تخمین متغیرهای

حالت مشاهده شده و مشاهده نشده دارای تخمین بهتری نسبت به فیلتر کالمن است. همچنین کنترل‌کننده‌ی تلفیقی با فیلتر *UHF* در مواجهه با نویزهای تصادفی دارای واریانس تابع میانگین مجذور مربعات خطای بسیار ناچیزی است که این موضوع تأکیدی بر مقاوم بودن کنترل‌کننده‌ی تلفیقی پیشنهادی در این مقاله در کاربردهای عملی است.

۵. نتیجه‌گیری

در این پژوهش ساختاری متشکل از کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی فازی و الگوریتم تخمین‌زننده برای کنترل ارتعاشات سیستم دینامیکی تعلیق خودرو پیشنهاد شد. ساختار مورد نظر با حضور کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی مقاومت مطلوبی به اغتشاشات واردشده از سمت جاده داشته است که پاسخ‌های به‌دست آمده از شبیه‌سازی سیستم، گواه این عملکرد است. همچنین اهمیت انتخاب پارامتر طراحی سطح لغزش در نحوه‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌ی مود لغزشی بررسی شد. به‌همین دلیل به‌منظور هوشمندسازی رفتار نیروی کنترلی از منطق فازی استفاده شد. قوانین فازی به‌گونه‌ای نوشته شده است که پهنای باند سطح لغزش کنترل‌کننده به‌واسطه‌ی تغییرات پارامترهای مؤثر در رفتار سیستم تنظیم شود. علاوه‌بر این، عملکرد الگوریتم فیلتر اچ - بی نهایت آنستند در مقایسه با الگوریتم فیلتر کالمن آنستند برای مدل دینامیکی سیستم تعلیق نیمه‌فعال خودرو با نویزهای گوسی سفید بررسی شد. نتایج نشان می‌دهد که تخمین‌زننده‌ی بهبودیافته‌ی اچ - بی نهایت دارای پایداری بیشتری در مواجهه با نویزهای ناشی از عدم قطعیت مدل است، به‌گونه‌ای که خطای ردیابی متغیرهای حالت سیستم را بیشتر از ۴۸ درصد کاهش داده است.

منابع

۱. معصوم‌نژاد، م.؛ معافی، س.ع.؛ جمالی، ع. و نریمان‌زاده، ن. (۲۰۱۴)، «طراحی بهینه‌ی فیلتر ترکیبی کالمن و H بی‌نهایت، با استفاده از روش بهینه‌سازی چندهدفی»، مهندسی مکانیک مدرس، ج ۱۴، ش ۲، ص ۱۲۸-۱۳۳.
2. Brezas, P.; Smith, M.C. & Hault, W. (2015), "A clipped-optimal control algorithm for semi-active vehicle suspensions: Theory and experimental evaluation", *Automatica*, 53, 188-194 .
3. Chen, S.A.; Wang, J.C.; Yao, M. & Kim, Y.B. (2017), "Improved optimal sliding mode control for a non-linear vehicle active suspension system", *Journal of sound and vibration*, 395, 1-25 .
4. Eski, I. & Yildirim, Ş. (2009), "Vibration control of vehicle active suspension system using a new robust neural network control system", *Simulation modelling practice and theory*, 17(5), 778-793 .
5. Fei, J. & Xin, M. (2012), "Robust adaptive sliding mode controller for semi-active vehicle suspension system", *International Journal of innovative computing, information and control*, 8(1), 691-700.
6. Gao, H.; Sun, W. & Shi, P. (2010), "Robust sampled-data h-infinity control for vehicle active suspension systems", *IEEE transactions on control systems technology*, 18(1), 238-245.
7. Guo, D.; Hu, H. & Yi, J. (2004), "Neural network control for a semi-active vehicle suspension with a magnetorheological damper", *Modal analysis*, 10(3), 461-471.
8. Hac, A. & Youn, I. (1993), "Optimal design of active and semi-active suspensions including time delays and preview", *Transactions-American society of mechanical engineers journal of vibration and acoustics*, 115, 498-498.
9. Horton, D. & Crolla, D. (1986), "Theoretical analysis of a semi active suspension fitted to an off-road vehicle", *Vehicle system dynamics*, 15(6), 351-372.
10. Karnopp, D.; Crosby, M.J. & Harwood, R. (1974), "Vibration control using semi-active force generators", *Journal of engineering for industry*, 96(2), 619-626.
11. Lajqi, S. & Pehan, S. (2012), "Designs and optimizations of active and semi-active non-linear suspension systems for a terrain vehicle", *Strojniški vestnik-journal of mechanical engineering*, 58(12), 732-743.
12. Li, W. & Jia, Y. (2010), "H-infinity filtering for a class of nonlinear discrete-time systems based on unscented transform", *Signal Processing*, 90(12), 3301-3307.
13. Li, Z.; Kolmanovsky, I.; Atkins, E.; Lu, J.; & Filev, D. (2017), "H-infinity filtering for cloud-aided semi-active suspension with delayed information", in *time delay systems*, pp. 283-297: Springer.
14. Margolis, D.L. (1982), "Semi-active heave and pitch control for ground vehicles", *Vehicle system dynamics*, 11(1), 31-42.

15. Ni, P. & Li, S. (2011), "Unscented H_∞ filter based simultaneous localization and mapping", Paper presented at the control conference (CCC), 30th Chinese.
16. Pan, H.; Sun, W.; Gao, H. & Jing, X. (2016), "Disturbance observer-based adaptive tracking control with actuator saturation and its application", IEEE transactions on automation science and engineering, 13(2), 868-875.
17. Raju, G. & Narayanan, S. (1991), "Optimal estimation and control of non-stationary response of a two-degree-of-freedom vehicle model", Journal of sound and vibration, 149(3), 413-428.
18. Sammier, D.; Sename, O. & Dugard, L. (2003), "Skyhook and H_∞ control of semi-active suspensions: some practical aspects", Vehicle system dynamics, 39(4), 279-308.
19. Shojaei, A.; Metered, H.; Shojaei, S. & Oyadiji, S.O. (2013), "Theoretical and experimental investigation of magneto-rheological damper based semi-active suspension systems", International journal of vehicle structures & systems, 5(3/4), 109.
20. Simon, D. (2013), "Optimal state estimation: Kalman, h infinity, and nonlinear approaches", John-Wiley & Sons.
21. Sun, W.; Gao, H. & Kaynak, O. (2013), "Adaptive backstepping control for active suspension systems with hard constraints", IEEE/ASME transactions on mechatronics, 18(3), 1072-1079.
22. Sun, W.; Pan, H. & Gao, H. (2016), "Filter-based adaptive vibration control for active vehicle suspensions with electrohydraulic actuators", IEEE transactions on vehicular technology, 65(6), 4619-4626.
23. Tang, X.; Du, H.; Sun, S.; Ning, D.; Xing, Z. & Li, W. (2017), "Takagi-Sugeno fuzzy control for semi-active vehicle suspension with a magnetorheological damper and experimental validation", IEEE/ASME transactions on mechatronics, 22(1), 291-300.
24. Van Der Merwe, R. (2004), "Sigma-point Kalman filters for probabilistic inference in dynamic state-space models.
25. Van Der Merwe, R. & Wan, E.A. (2001), "The square-root unscented Kalman filter for state and parameter-estimation", Paper presented at the acoustics, speech, and signal processing, Proceedings, (ICASSP'01), IEEE international conference on.
26. Verros, G.; Natsiavas, S. & Stepan, G. (2000), "Control and dynamics of quarter-car models with dual-rate damping", Journal of vibration and control, 6(7), 1045-1063.
27. Yao, J.I.; Shi, W.K.; Zheng, J.Q. & Zhou, H.P. (2013), "Development of a sliding mode controller for semi-active vehicle suspensions", Journal of vibration and control, 19(8), 1152-1160.
28. Yoshimura, T.; Kume, A.; Kurimoto, M. & Hino, J. (2001), "Construction of an active suspension system of a quarter car model using the concept of sliding mode control", Journal of sound and vibration, 239(2), 187-199.
29. Yoshimura, T.; Nakaminami, K.; Kurimoto, M. & Hino, J. (1999), "Active suspension of passenger cars using linear and fuzzy-logic controls", Control engineering practice, 7(1), 41-47.

