

طراحی کنترل کننده عصبی - فازی برای سیستم تعلیق فعال خودرو با آموزش FEL

سید حسین ساداتی^۱، مهدی علیاری شوره‌دلی^۲ و علی داوری عدالت پناه^۳

دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات، دانشکده مهندسی مکانیک و هوافضا

(تاریخ دریافت: ۱۳۸۶/۱۱/۲۰؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۸۷/۰۷/۱۰)

چکیده

در این تحقیق، با استفاده از یک شبکه عصبی فازی^۴ به همراه آموزش پس‌خور خطا^۵ یک کنترلر غیرخطی برای کنترل سیستم تعلیق فعال جهت مدل نیم‌خودرو طراحی شده است. هدف سیستم تعلیق یک خودرو کاهش انتقال ارتعاشات از جاده به بدنه و تامین راحتی سفر می‌باشد. این کار باید حداقل افت در تماس با جاده در جاده‌های ناهموار را به دنبال داشته باشد. همچنین، نقش سیستم تعلیق در کنترل خودرو در مسیر منحنی و در حین شتاب و ترمز کردن کاملاً مشهود است. برای این کار لازم است نخست با استفاده از روش‌های مرسوم یک کنترلر PD برای سیستم تعلیق طراحی و از آن جهت آموزش کنترلر عصبی فازی استفاده شود. این کنترلر با استفاده از خطای خروجی کنترلر PD به صورت برخط^۶ آموزش می‌بیند و پس از آموزش، کنترلر PD از مدار خارج و کنترل کننده عصبی فازی به تنهایی کار کنترل سیستم را به عهده می‌گیرد. در صورت تغییر پارامترهای سیستم تحت کنترل، کنترلر PD مجدداً وارد مدار شده و شبکه با استفاده از خطای جدید بار دیگر آموزش می‌بیند. از ویژگی‌های مهم این روش عدم نیاز به مدل ریاضی اجزای سیستم نظیر عملگر، فنر و کمک فنر که همگی غیرخطی هستند و عدم نیاز به ژاکوبین سیستم می‌باشد. در انتهای کار نتایج عملکرد کنترل کننده PD با کنترلر FNN مقایسه شده است. این نتایج نشان می‌دهد که کنترل کننده طراحی شده توانسته اهداف خواسته شده را به خوبی برآورده نماید.

واژه‌های کلیدی: عصبی فازی، تعلیق فعال، شبکه عصبی، FEL

Designing a Neuro-Fuzzy Controller for a Vehicle Suspension System, Using Feedback Error Learning

S.H. Sadati, M. Aliyari Shooredeli, and A. Davari Edalat Panah

Islamic Azad Univ., Science and Research Branch, Mech. and Aerospace Eng. Dep't.

ABSTRACT

In the present research, a non-linear controller is designed for the control of an active suspension system for a half-model vehicle, using a Fuzzy Neural Network (FNN) along with Feedback error learning. The purpose in a vehicle suspension system is reduction of transmittance of vibrational effects from the road to the vehicle chassis, hence providing ride comfort. This requires a minimum reduction in road contact along rough roads. In addition, the role of the suspension system in vehicle control along a curved route and in accelerating and braking is quite evident. To accomplish this, one can first design a PD controller for the suspension system, using a classic control method and use it to train a fuzzy controller. This controller can be trained using the PD controller output error on an online manner. Once trained, the PD controller is removed from the control loop and the neuro-fuzzy controller takes on. In case of a change in the parameters of the system under control, the PD controller enters the control loop again and the neural network gets trained again for the new condition. Important characteristics of the proposed controller is that no mathematical model is needed for the system components, such as the non-linear actuator, spring, or shock absorber, and that no system Jacobian is needed. The performance of the proposed FNN controller is compared with that of the PD controller through simulations. The results show that the proposed controller is indeed capable of meeting the stated control requirements.

Key Words: Neuro-Fuzzy, Active Suspension, Neural Network, FEL

۱- استادیار (نویسنده پاسخگو): sadati@kntu.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد: m_aliyari@eetd.kntu.ac.ir

۳- دانشجوی کارشناسی ارشد: a.davariep@gmail.com

4- Fuzzy Neural Network (FNN)

5- Feedback Error Learning

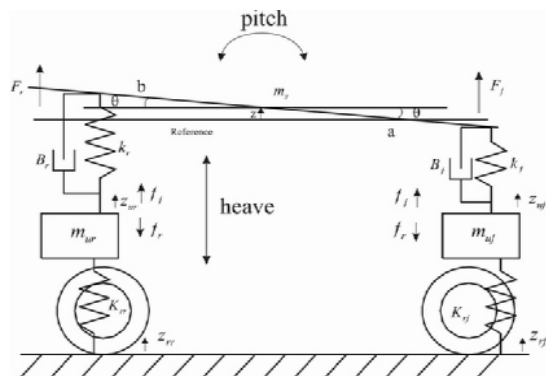
6- Online

۱- مقدمه

در این میان کنترل عصبی فازی یکی از جدیدترین روش‌های ارائه شده برای سیستم تعلیق فعال است. این روش که اساس آن بر مبنای منطق فازی استوار است، قابلیت‌های زیادی در کنترل فرآیندهای مختلف و به ویژه غیرخطی دارد. از قابلیت‌های این روش این است که برای رسیدن به خروجی مطلوب می‌توان کنترل کننده را با استفاده از روش‌های مختلف بهینه‌سازی آموزش داد و سرعت یادگیری در این روش به مراتب بیش از سرعت یادگیری در شبکه‌های عصبی پرسپترون چند لایه است [۱۱].

۲- مدل دینامیکی سیستم

سیستم تعلیق فعال برای مدل نیم خودرو می‌تواند به صورت یک سیستم غیرخطی چهار درجه آزادی که در شکل ۱ نشان داده شده و شامل جابه‌جایی عمودی، پیچش، حرکت چرخ‌های جلو و عقب است، تعریف شود. جرم بدنه خودرو m_s و جرم فنربندی نشده بر روی تاپیرهای جلو و عقب به ترتیب m_{uf} و m_{ur} می‌باشد. ممان اینرسی جرم فنربندی شده J_y . Z_{rf} و Z_{rr} به ترتیب نماینده تحریکات جاده بر روی تاپیرهای جلو و عقب است. در تمام پارامترهای استفاده شده در شکل ۱، اندیس r و f به ترتیب به معنی جلو و عقب می‌باشند.



شکل (۱): مدل تعلیق نیم خودرو.

از حرکت دورانی خودرو صرف‌نظر شده است و تعلیق بین بدنه و چرخ‌ها با میرا کننده و فنرهای خطی و تاپیرها با فنرهای خطی بدون میرا کننده مدل شده‌اند. با توجه به شکل ۱ جابه‌جایی جرم فنربندی شده عبارت است از [۱]:

سیستم تعلیق خودرو برای کاهش و یا حذف لرزش‌های ناشی از ناهمواری‌های سطح جاده به کار گرفته می‌شود تا به این وسیله راحتی سفر در حد مطلوب باقی بماند. در ابتدا سیستم تعلیق خودرو با استفاده از عناصر غیرفعال طراحی می‌شد. این عناصر غیرفعال فنر و کمک فنر می‌باشند که انرژی را به ترتیب ذخیره و تلف می‌کنند. با وجود گذشت سالیان متمادی از زمان استفاده از اولین سیستم تعلیق غیرفعال، استفاده از این عناصر در ساخت سیستم تعلیق خودروها به دلایل اقتصادی و هزینه کم و ساده بودن نسبت به سیستم فعال همچنان مرسوم است. کارایی سیستم‌های غیرفعال در خودروها چندان مطلوب نمی‌باشد زیرا که عملکرد این سیستم‌ها با محدودیت‌هایی همراه است که در زمان به کارگیری این سیستم‌ها بر آوردن خواسته‌های ناسازگار بسیار مشکل می‌باشد، به ویژه اینکه برای رسیدن به کارایی بهینه سیستم تعلیق مدهای اصلی دینامیک خودرو که بر قابلیت‌های تحرک و راحتی اثر می‌گذارند باید فرکانس‌های طبیعی و میرایی‌های خاص داشته باشند که چند نمونه از این حالت‌ها عبارتند از جابه‌جایی در راستای محور عمودی، چرخش حول محور عرضی و چرخش حول طولی [۱۱].

با پیشرفت علوم و فنون مختلف، سازندگان خودروهای شخصی که در یک بازار محدود به سختی با یکدیگر رقابت می‌کردند، به منظور حذف محدودیت‌های سیستم تعلیق غیرفعال و عرضه یک محصول بهتر به ساخت و استفاده از سیستم تعلیق پیشرفته روی آوردند تا به این وسیله آسایش بیشتری را برای سرنشینان خودروهای خود فراهم کنند. البته مزیت سیستم‌های تعلیق جدید تنها به فراهم کردن آسایش بیشتر برای سرنشینان خودرو محدود نمی‌شود بلکه قابلیت راندن خودرو در شرایط مختلف را به مقدار قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌دهد. طراحی و تحلیل سیستم تعلیق فعال با استفاده از روش‌های مختلف قابل اجرا می‌باشد. از جمله این روش‌ها می‌توان به آنالیز مودال، روش‌های کلاسیک مثل مکان ریشه‌ها، بود و شکل‌های نیکلز، تعیین مقادیر ویژه، کنترل بهینه، شبکه عصبی، کنترل فازی، کنترل تطبیقی، و کنترل غیرخطی اشاره کرد [۱۱].

$$\ddot{z}_{uf} = \frac{1}{m_{uf}} [k_f z + B_f \dot{z} - L_f k_f \sin \theta - L_f B_f \dot{\theta} \cos \theta - (11)$$

$$(k_f + K_{tr}) z_{uf} - B_f \dot{z}_{uf} + k_{tr} z_{rf} - f_f]$$

$$\ddot{z}_{ur} = \frac{1}{m_{ur}} [k_r z + B_r \dot{z} - L_r k_r \sin \theta - L_r B_r \dot{\theta} \cos \theta - (12)$$

$$(k_r + K_{tr}) z_{ur} - B_r \dot{z}_{ur} + k_{tr} z_{rr} - f_r].$$

برای انتقال سیستم تعلیق فعال مورد نظر به فضای حالت، بردار متغیرهای حالت، بردار ورودی، و بردار اغتشاشات را

به ترتیب به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8], \quad (13)$$

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2], \quad (14)$$

$$\mathbf{d} = [z_{rr} \ z_{rf}]. \quad (15)$$

هشت متغیر فضای حالت عبارتند از:

$$\bullet \ x_1 = z \text{ جابه‌جایی مرکز ثقل وزن فنربندی شده،}$$

$$\bullet \ x_2 = \dot{z} \text{ سرعت مرکز ثقل وزن فنربندی شده،}$$

$$\bullet \ x_3 = \theta \text{ زاویه پیچش حول مرکز ثقل وزن فنربندی شده،}$$

$$\bullet \ x_4 = \dot{\theta} \text{ سرعت زاویه‌ای حول مرکز ثقل وزن فنربندی شده،}$$

$$\bullet \ x_5 = z_{sf} - z_{uf} \text{ جابه‌جایی وزن فنربندی نشده قسمت جلو،}$$

$$\bullet \ x_6 = \dot{z}_{uf} \text{ سرعت وزن فنربندی نشده قسمت جلو،}$$

$$\bullet \ x_7 = z_{sr} - z_{ur} \text{ جابه‌جایی وزن فنربندی نشده قسمت عقب و}$$

$$\bullet \ x_8 = \dot{z}_{ur} \text{ سرعت وزن فنربندی نشده قسمت عقب.}$$

با تعریف دو ورودی $u_1 = f_f$ و $u_2 = f_r$ که همان عملگرهای هیدرولیکی هستند و z_{rr} و z_{rf} به عنوان تحریکات جاده روی تایرهای جلو و عقب، می‌توان مدل ریاضی سیستم تعلیق فعال را در فضای حالت به صورت زیر به دست آورد:

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad (16)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{m_s} [-(B_f + B_r)x_2 + (L_f B_f - L_r B_r)x_4 \cos x_3 - (17)$$

$$k_f x_5 + B_f x_6 - k_r x_7 + B_r x_8 + (u_1 + u_2)],$$

$$\dot{x}_3 = x_4, \quad (18)$$

$$z_{sf} = z - L_f \cdot \sin \theta, \quad (1)$$

$$z_{sr} = z - L_r \cdot \sin \theta, \quad (2)$$

که در آن، z_{sf} ، z_{sr} و z به ترتیب جابه‌جایی جلو، عقب و مرکز ثقل بدنه خودرو می‌باشند. L_f و L_r به ترتیب فاصله از اکسل جلو و عقب تا مرکز ثقل و θ زاویه پیچشی است. نیروی رو به بالا برای جرم فنربندی شده بر روی تایرها عبارت است از:

$$F_f = -k_f (z_{sf} - z_{uf}) - B_f (\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}) + f_f, \quad (3)$$

$$F_r = -k_r (z_{sr} - z_{ur}) - B_r (\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}) + f_r, \quad (4)$$

که در آن، k_f و k_r ثابت‌های فنر؛ B_f و B_r ضرایب میرا کننده، z_{ur} و z_{uf} جابه‌جایی تایرها و f_r و f_f نیروهای عملگرهای هیدرولیکی می‌باشند.

با استفاده از قانون دوم نیوتن و انتخاب مرکز ثقل به عنوان نقطه تعادل استاتیکی، معادلات دینامیکی برای حرکت عمودی و پیچشی خودرو به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$m_s \ddot{z} = k_f (z_{uf} - z_{sf}) + k_r (z_{ur} - z_{sr}) + (5)$$

$$B_f (\dot{z}_{uf} - \dot{z}_{sf}) + B_r (\dot{z}_{ur} - \dot{z}_{sr}) + (f_f + f_r),$$

$$J_y \ddot{\theta} = -F_f \cdot L_f \cdot \cos \theta + F_r \cdot L_r \cdot \cos \theta. \quad (6)$$

به طور مشابه، چرخ‌های جلو و عقب به عنوان جرم فنربندی نشده، می‌تواند به صورت زیر فرمول بندی شود:

$$m_{uf} \ddot{z}_{uf} = k_f (z_{sf} - z_{uf}) + B_f (\dot{z}_{sf} - \dot{z}_{uf}) + (7)$$

$$K_{uf} (z_{rf} - z_{uf}) - f_f,$$

$$m_{ur} \ddot{z}_{ur} = k_r (z_{sr} - z_{ur}) + B_r (\dot{z}_{sr} - \dot{z}_{ur}) + (8)$$

$$K_{ur} (z_{rr} - z_{ur}) - f_r.$$

با قرار دادن معادلات (۴-۱) در معادلات (۸-۵) داریم:

$$\ddot{z} = \frac{1}{m_s} [-(k_f + k_r)z - (B_f + B_r)\dot{z} + (9)$$

$$(L_f k_f - L_r k_r) \sin \theta + (L_f B_f - L_r B_r) \dot{\theta} \cos \theta +$$

$$k_f z_{uf} + B_f \dot{z}_{uf} + k_r z_{ur} + B_r \dot{z}_{ur} + (f_f + f_r)],$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J_y} [(L_f k_f - L_r k_r)z \cos \theta + (L_f B_f -$$

$$L_r B_r) \dot{z} \cos \theta - (L_f^2 k_f + L_r^2 k_r) \cos \theta \sin \theta -$$

$$(L_f^2 B_f + L_r^2 B_r) \dot{\theta} \cos^2 \theta - L_f k_f z_{uf} \cos \theta - (10)$$

$$L_f B_f \dot{z}_{uf} \cos \theta + L_r k_r z_{ur} \cos \theta +$$

$$L_r B_r \dot{z}_{ur} \cos \theta + (L_r f_r - L_f f_f) \cos \theta],$$

$$\dot{x}_5 = x_2 - L_f x_4 - x_6, \quad (28)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{m_{uf}} [-K_{uf} x_1 + B_f x_2 + L_f K_{uf} x_3 - L_f B_f x_4 + (k_f + K_{uf}) x_5 - B_f x_6 + K_{uf} z_{rf} - u_1], \quad (29)$$

$$\dot{x}_7 = x_2 + L_r x_4 - x_8, \quad (30)$$

$$\dot{x}_8 = \frac{1}{m_{ur}} [-K_{ur} x_1 + B_r x_2 - L_r K_{ur} x_3 + L_r B_r x_4 + (k_r + K_{ur}) x_7 - B_r x_8 + K_{ur} z_{rr} - u_2]. \quad (31)$$

و در نهایت می‌توان معادلات حرکت برای مدل نیم خودرو را به فرم فضای حالت خطی به صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Fd}, \quad (32)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx}, \quad (33)$$

که در آن، \mathbf{x} بردار متغیرهای حالت، \mathbf{u} بردار ورودی، و \mathbf{d} بردار اغتشاشات می‌باشند. با استفاده از معادلات (۳۳-۳۴) ماتریس‌های \mathbf{A} ، \mathbf{B} ، \mathbf{T} و \mathbf{C} به فرم پارامتری، به صورت معادلات (۳۶-۳۷) تعیین می‌شوند.

در اینجا از مقادیر و پارامترهای معلوم سیستم تعلیق که توسط طراحان و سازندگان خودرو به دست آمده و در جدول ۱ آورده شده است، استفاده می‌شود.

با بررسی مقادیر ویژه ماتریس \mathbf{A} می‌توان پایداری سیستم را بررسی کرد. این مقادیر ویژه محاسبه شده و در جدول ۲ داده شده‌اند.

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{J_y} [(L_f B_f - L_r B_r) x_2 \cos x_3 - (L_f^2 B_f + L_r^2 B_r) x_4 \cos^2 x_3 + (L_f k_f x_5 - L_f B_f x_6 - L_r k_r x_7 + L_r B_r x_8) \cos x_3 + (-L_f u_1 + L_r u_2) \cos x_3], \quad (19)$$

$$\dot{x}_5 = x_2 - L_f x_4 \cos x_3 - x_6, \quad (20)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{m_{uf}} [-K_{uf} x_1 + B_f x_2 + L_f K_{uf} \sin x_3 - L_f B_f x_4 \cos x_3 + (k_f + K_{uf}) x_5 - B_f x_6 + K_{uf} z_{rf} - u_1], \quad (21)$$

$$\dot{x}_7 = x_2 + L_r x_4 \cos x_3 - x_8, \quad (22)$$

$$\dot{x}_8 = \frac{1}{m_{ur}} [-K_{ur} x_1 + B_r x_2 - L_r K_{ur} \sin x_3 + L_r B_r x_4 \cos x_3 + (k_r + K_{ur}) x_7 - B_r x_8 + K_{ur} z_{rr} - u_2]. \quad (23)$$

همان طور که مشاهده می‌شود معادلات (۱۶ تا ۲۳) مربوط به یک مدل غیرخطی است.

با خطی کردن این معادلات حرکت حول نقطه $\theta = 0$

معادلات خطی شده حرکت به فرم زیر به دست می‌آیند:

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad (24)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{m_s} [-(B_f + B_r) x_2 + (L_f B_f - L_r B_r) x_4 - k_f x_5 + B_f x_6 - k_r x_7 + B_r x_8 + (u_1 + u_2)], \quad (25)$$

$$\dot{x}_3 = x_4, \quad (26)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{J_y} [(L_f B_f - L_r B_r) x_2 - (L_f^2 B_f + L_r^2 B_r) x_4 + L_f k_f x_5 - L_f B_f x_6 - L_r k_r x_7 + L_r B_r x_8 - L_f u_1 + L_r u_2], \quad (27)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(B_f + B_r)}{m_s} & 0 & \frac{(L_f B_f + L_r B_r)}{m_s} & \frac{-k_f}{m_s} & \frac{B_f}{m_s} & \frac{-k_r}{m_s} & \frac{B_r}{m_s} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(L_f B_f + L_r B_r)}{J_y} & 0 & \frac{(L_f^2 B_f + L_r^2 B_r)}{J_y} & \frac{L_f k_f}{J_y} & \frac{-L_f B_f}{J_y} & \frac{-L_r k_r}{J_y} & \frac{L_r B_r}{J_y} \\ 0 & 1 & 0 & -L_f & 0 & -1 & 0 & 0 \\ -K_{uf} & \frac{B_f}{m_{uf}} & \frac{L_f K_{uf}}{m_{uf}} & \frac{-L_f B_f}{m_{uf}} & \frac{k_f + K_{uf}}{m_{uf}} & \frac{-B_f}{m_{uf}} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -L_r & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -K_{ur} & \frac{B_r}{m_{ur}} & \frac{-L_r K_{ur}}{m_{ur}} & \frac{L_r B_r}{m_{ur}} & 0 & 0 & \frac{k_r + K_{ur}}{m_{ur}} & \frac{-B_r}{m_{ur}} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{K_{yf}}{m_{yf}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{yr}}{m_{yr}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{m_s} & \frac{1}{m_s} \\ 0 & 0 \\ -\frac{L_f}{J_y} & \frac{L_r}{J_y} \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ m_{yf} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ & m_{yr} \end{bmatrix} \quad (38)$$

جدول (۲): مقادیر ویژه ماتریس A.

مقادیر ویژه ماتریس A (۱۰۰ ×)
-9.9660
-9.9662
-0.0180 + 0.0731i
-0.0180 - 0.0731i
-0.0250 + 0.0858i
-0.0250 - 0.0858i
-0.0327
-0.0326

روش‌های مختلفی جهت طراحی کنترل کننده PD وجود دارد، این روش‌ها بر پایه انتخاب پارامترهای کنترلی جهت تأمین عملکرد مطلوب سیستم استوارند. طراحی کنترل کننده PD بر اساس طراحی یک جبران‌ساز پیش‌فاز از روی مکان ریشه‌ها انجام می‌شود. به این صورت که با انتخاب پارامترهای جبران‌ساز پیش‌فاز به نحوی که در ادامه توضیح داده خواهد شد، جبران‌ساز به یک کنترل کننده تناسبی مشتقی^۱ یا PD تبدیل می‌شود. اگر تابع تبدیل جبران‌ساز پیش‌فاز به صورت زیر باشد [۱۲]:

$$G_C(s) = \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}}, \quad (38)$$

جدول (۱): مقادیر استفاده شده در شبیه‌سازی مدل ریاضی.

پارامترهای فیزیکی	علامت اختصاری	مقادیر
جرم شاسی	m_s	575kg
جرم چرخهای جلو و عقب	$m_{yf}=m_{yr}$	60kg
ممان اینرسی شاسی	J_y	769 kg/m ²
فاصله محور اکسل جلو، عقب از گرانیگاه	a , b	1.38m, 1.36
ثابت فنرها	$k_f=k_r$	16812 N/m
ضرایب میرا کننده	$B_f=B_r$	1000 N/m/s

از آن جایی که قسمت حقیقی تمامی مقادیر ویژه ماتریس A منفی هستند پایداری سیستم نتیجه می‌شود.

۳- طراحی کنترل کننده PD

در این بخش یک کنترل کننده PD برای بهبود پاسخ سیستم طراحی و از آن در ساختار FEL استفاده می‌شود. از آنجا که سیستم تعلیق یک سیستم مکانیکی است و فرکانس کار پایینی دارد و کنترل کننده PD در فرکانس‌های پایین همانند یک فیلتر عمل می‌کند و همچنین به دلیل وجود ترم مشتق‌گیر در این کنترلر که باعث خاصیت پیش‌بینی می‌شود، از این کنترلر استفاده شده است.

$$G_C(s) = k_C \alpha \frac{1 + Ts}{1 + \alpha Ts} = k_C \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}} \quad (40)$$

نیز از شرط دامنه به صورت زیر تعیین می‌شود: K_C بهره

$$\left| K_C \frac{s + \frac{1}{T}}{s + \frac{1}{\alpha T}} G(s) \right| = 1. \quad (41)$$

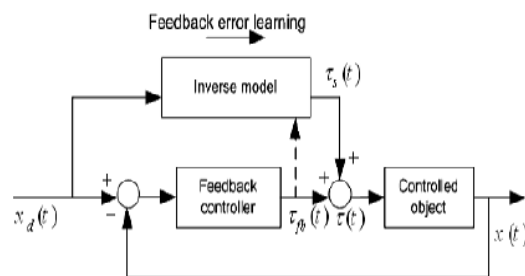
$s =$ قطب مطلوب

بنابراین، با جایگزینی قطب غالب حلقه بسته، مقدار مناسب بهره K_C بدست خواهد آمد.

کنترلر PD طراحی شده در اینجا تنها برای یک نقطه کار مشخص و معلوم تنظیم شده است اما از آنجا که سیستم مورد نظر یک سیستم غیرخطی بوده، با تغییر شرایط و ورودی‌های مختلف، تنظیمات کنترلر PD تغییر کرده و کنترل سیستم برای نقطه کار جدید مناسب و بهینه نیست به ویژه آنکه پاسخ سیستم می‌تواند شامل خطای حالت ماندگار شود که این خود می‌تواند باعث افزایش مصرف انرژی یا ایجاد شرایط نامطلوب در سیستم گردد. برای حل این مشکل، در کنار کنترلر ذکر شده از یک کنترلر تطبیقی استفاده شود تا با تغییر شرایط، کنترلر بتواند خود را با تغییرات دینامیک سیستم مطابقت دهد و بهترین پاسخ را برای سیستم فراهم آورد.

۴- ساختار FEL

از نظر کنترلی روش FEL به عنوان روشی تطبیقی به شمار می‌رود که شکل ابتدایی آن در زیر نشان داده شده است [۵]:

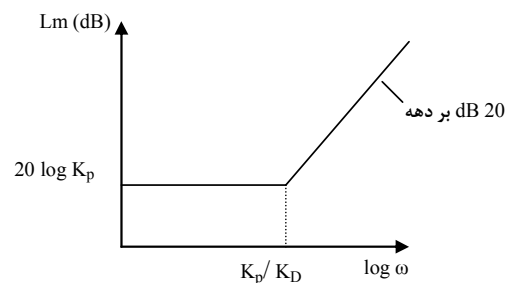


شکل (۳): نمایی از اولین ساختار معرفی شده برای روش FEL.

که در آن، $0 < \alpha < 1$ و T یک عدد حقیقی مثبت است. حال اگر در جبران‌ساز پیش‌فاز α برابر صفر قرار گیرد (حالت ایده آل $\alpha \rightarrow 0$)، کنترل کننده تناسبی مشتقی یا PD به وجود خواهد آمد. تابع تبدیل کنترل کننده PD عبارت است از:

$$G_C(s) = K_P + K_D s, \quad (39)$$

که در آن، K_P و K_D را به ترتیب، بهره‌های تناسبی و مشتقی می‌نامند. نمودار بود این کنترل کننده در شکل (۲) نشان داده شده است. فرکانس شکست نمودار در $w = K_P/K_D$ قرار دارد. مقدار بهره k_P تا حدی تعیین کننده رفتار حالت ماندگار است و از آن برای بهبود رفتار حالت ماندگار استفاده می‌شود. کنترل کننده PD حاشیه فاز را افزایش می‌دهد و لذا می‌تواند پایداری سیستم را بهبود ببخشد، لیکن دامنه آن بعد از فرکانس K_P/K_D روند افزایشی داشته که باعث تشدید نویزهای فرکانس بالا می‌گردد (کنترل کننده PD به صورت یک فیلتر بالا گذر عمل می‌کند).

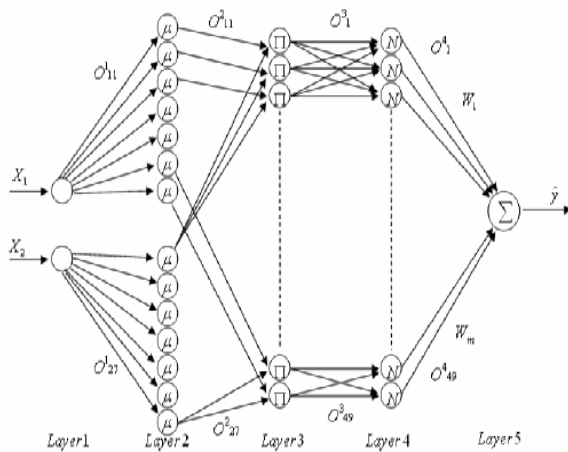


شکل (۲): نمودار بود کنترل کننده PD.

مراحل طراحی جبران‌ساز پیش‌فاز توسط مکان ریشه‌ها به طور خلاصه عبارت است از [۱۲]:

- ۱- تعیین موقعیت قطب‌های غالب حلقه بسته،
- ۲- رسم نمودار مکان ریشه سیستم حلقه باز و بررسی اینکه آیا با تنظیم بهره حلقه باز به تنهایی می‌توان به موقعیت قطب‌های حلقه بسته مطلوب رسید یا خیر. در صورتی که تنظیم بهره به تنهایی کافی نباشد، نقص زاویه ϕ محاسبه می‌شود.
- ۳- مقادیر مناسب α و T برای فراهم کردن نقص زاویه از روی تابع تبدیل جبران‌ساز پیش‌فاز تعیین می‌شوند.

خروجی می‌باشد که در شکل ۵ نشان داده شده است. ساختار شبکه عصبی فازی دارای پنج لایه می‌باشد. در لایه یک ورودی‌ها وارد سیستم می‌شوند و در لایه دو مقادیر عضویت توابع گوسین محاسبه می‌شوند. گره‌ها در این لایه نماینده فرم خاصی از متغیرهای زبانی می‌باشند. لایه سه پایگاه قواعد فازی می‌باشد به طوری که لینک‌های قبل از این لایه قواعد پیش شرط و لینک‌های پس از این لایه بخش تالی (نتیجه) هستند. لایه چهار مقادیر ورودی به این لایه را نرمالایز می‌کند و لایه آخر لایه، خروجی است. این لایه و لایه قبل از آن از طریق مقادیر وزن دار شده W_m به هم مرتبط می‌شوند.



شکل (۵): ساختار کلی شبکه عصبی فازی.

در شکل ۵ هر یک از لایه‌ها وظیفه خاصی دارند [۷].
- لایه اول (لایه ورودی): وظیفه این لایه توزیع سیگنال به گره‌ها در لایه بعدی است.

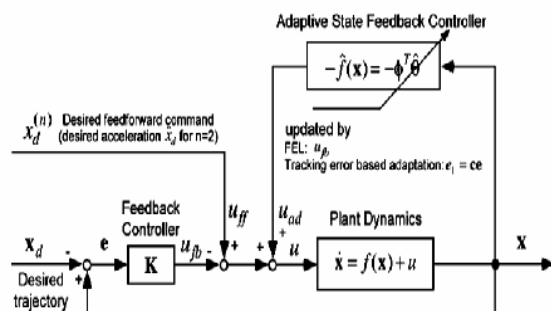
$$\mathbf{O}^{(1)}_{ij} = \mathbf{X}^{(1)}_i \quad i = 1, 2; \quad j = 1, 2, \dots, 7. \quad (42)$$

وزن W_{ij}^1 در این لایه واحد در نظر گرفته می‌شود.
- لایه دوم (لایه عضویت): هر گره در این لایه به یک مجموعه از پارامترهای زبانی (نظیر کوچک، بزرگ و ...) نسبت به متغیرهای ورودی در لایه یک نظیر می‌شود. اندیس ij نماینده زامین عضو i امین ورودی x می‌باشد.

$$\mathbf{I}^{(2)}_{ij} = \mathbf{O}^{(1)}_{ij} \quad i = 1, 2; \quad j = 1, 2, \dots, 7 \quad (43)$$

همان طور که در شکل مشخص است، معکوس فرآیند در مسیر رو به جلو ساخته می‌شود. چیزی که اهمیت زیادی در این راستا دارد، خطایی است که پس از کنترلر کلاسیک PD به عنوان سیگنالی برای آموزش معکوس فرآیند به کار می‌رود. پس از این که معکوس فرآیند به صورت کامل ساخته شد خروجی کنترلر کلاسیک خود به خود از مدار خارج می‌شود چرا که خطا صفر شده است. حال اگر هر گونه اغتشاش یا تغییر پارامترهای فرآیند اتفاق افتد مجدداً کنترلر کلاسیک وارد کار شده و کنترل را در دست می‌گیرد و این بار معکوس فرآیند جدید ساخته می‌شود.

برای بیان این روش می‌توان دو فرمول بندی مختلف را مطرح کرد [۵]: یکی به صورت کنترلر تطبیقی پسخور^۲ و دیگری به صورت کنترلر تطبیقی پیشخور^۳. در حالت اول بردار حالت واقعی به عنوان ورودی به سیستم معکوس وارد می‌شود و در حالت دوم بردار حالت دلخواه به جای بردار حالت واقعی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در هر دو حالت از سیگنال خروجی کنترلر PD برای به روز شدن معکوس استفاده می‌شود تا جایی که عکس فرآیند به طور کامل ایجاد شود. در اینجا از روش اول در ساختار کنترلر استفاده می‌شود شکل (۴).



شکل (۴): ساختار Adaptive State Feedback

Controller در روش FEL.

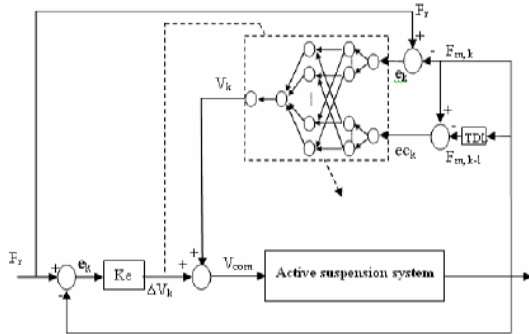
۵- شبکه عصبی فازی

این ساختار از یک سیستم استنتاج فازی به همراه یک شبکه عصبی چند لایه تشکیل شده است و شامل دو ورودی، هفت گره برای هر ورودی، ۴۹ قاعده و یک

1-Feedback

2-Feedforward

در فرایند یادگیری، قوانین کنترل فازی (If-Then) ها و متغیر ورودی به سیستم (Vcom) تنظیم می‌شوند. با در نظر گرفتن این ساختار و با استفاده از اصولی که در کنترل تطبیقی وجود دارد می‌توان معادلاتی برای به روز کردن و آموزش مقادیر بر اساس قانون تطابق نوشت که در بخش بعد توضیح داده شده است.



شکل (۶): ساختار کنترلر عصبی فازی با استفاده از روش FEL.

۵-۱- الگوریتم آموزش

پارامترهای توابع گوسین \bar{x}_i^l و σ_i^l و وزن‌های \mathbf{W}_m توسط الگوریتم پس انتشار خطا^۴ آموزش می‌بینند و تابع هزینه خطا به صورت $E = \frac{1}{2}(y_d - y)^2$ تعریف می‌شود. الگوریتم یادگیری با استفاده از روش گرادیان نزولی و قانون زنجیره‌ای جهت تعامل بین پارامترهای ساختار عصبی-فازی و خطای سیستم تحت کنترل به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\mathbf{W}_m(k+1) = \mathbf{W}_m(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial \mathbf{W}_m}, \quad (50)$$

$$\bar{x}_i^l(k+1) = \bar{x}_i^l(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial \bar{x}_i^l}, \quad (51)$$

$$\sigma_i^l(k+1) = \sigma_i^l(k) - \eta \frac{\partial E}{\partial \sigma_i^l}, \quad (52)$$

که در آن، $i = 1, 2$ ، $j = 1, 2, \dots, 7$ ، $m = 1, 2, \dots, 49$ و η نرخ آموزش بوده و در محدوده صفر تا یک قرار دارد.

- لایه سوم (لایه قواعد): این لایه وسیله ارتباط بین بخش پیش شرط با بخش تالی بوده و خروجیهای لایه دوم را با استفاده از اپراتور T-norm (ضرب) با یکدیگر ترکیب کرده و درجه Firing آنها را در $\mathbf{O}_m^{(3)}$ مشخص می‌سازد.

$$\mathbf{O}_m^{(3)} = \mathbf{O}_{1j}^{(2)} \cdot \mathbf{O}_{2l}^{(2)} \quad j = 1, 2, \dots, 7; \quad (44)$$

$$l = 1, 2, \dots, 7; \quad m = 1, 2, \dots, 49$$

- لایه چهارم (نرمالیزاسیون): این لایه خروجی لایه سوم را به صورت زیر نرمالیز می‌کند:

$$\mathbf{O}_m^{(4)} = \frac{\mathbf{O}_m^{(3)}}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}}. \quad (45)$$

- لایه پنجم (لایه خروجی): این لایه دیفازی ساز بوده و خروجی این لایه از ترکیب خطی نتایج به دست آمده از هر قاعده حاصل می‌شود.

$$\hat{y} = \sum_{m=1}^{49} \mathbf{W}_m \cdot \mathbf{O}_m^{(4)} \quad (46)$$

در حالت کلی شبکه عصبی-فازی به ازای ورودی‌های x و خروجی y به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$y(k) = \mathbf{O}^5(k) = \sum_{j=1}^m \mathbf{W}_m \prod_{i=1}^n \exp \left[- \frac{[(x_i^k - \bar{x}_i^l)]^2}{(\sigma_i^l)^2} \right], \quad (47)$$

که در آن، \bar{x}_i^l ، σ_i^l ، \mathbf{W}_m پارامترهای قابل تنظیم شبکه هستند.

شکل زیر، بلوک دیاگرام سیستم کنترل هوشمند برای سیستم تعلیق فعال را نشان می‌دهد. در این ساختار از فرمول‌بندی کنترلر تطبیقی Feedback شکل ۴ استفاده شده است و از بردار حالت واقعی به عنوان ورودی به سیستم معکوس استفاده می‌شود. سیستم کنترلر تطبیقی استفاده شده در اینجا، شبکه عصبی-فازی طراحی شده در بالا است که ساختار آن قبلاً توضیح داده شد.

در این ساختار سیگنالی که به شبکه عصبی-فازی تغذیه می‌شود، به شکل زیر محاسبه می‌شود [۱۰]:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{u}_r - \mathbf{y}_{m,k}, \quad (48)$$

$$\mathbf{e}_{k-1} = \mathbf{y}_{m,k} - \mathbf{y}_{m,k-1} \quad (49)$$

سرعت گیرها، دست اندازها، فرو رفتگی ها و برآمدگی های سطح جاده استفاده شود. نمونه ای از اغتشاشات به کار رفته در این مطالعه در جدول ۳ آورده شده است.

جدول (۳): اغتشاشات پله ای شکل.

$z_{rr}(t)=\mu^*1$	$1.5 \leq t \leq 4$
$z_{rr}(t)=\mu^*-1$	$4 \leq t \leq 7$
$z_{rr}(t)=\mu^*1$	$7 \leq t \leq 10$
$z_{rr}(t)=\mu^*-1$	$10 \leq t \leq 13$
$z_{rr}(t)=\mu^*1$	$13 \leq t \leq 16$
$z_{rr}(t)=\mu^*0$	$16 \leq t \leq 19$
$z_{rr}(t)=\mu^*1$	$19 \leq t \leq 22$

μ دامنه اغتشاشات جاده بر حسب متر بوده و در اینجا 0.5 متر در نظر گرفته شده است و t فواصل زمانی اعمال اغتشاش به سیستم است. با توجه به پیچیدگی مدل غیرخطی سیستم تعلیق فعال، مدت زمان شبیه سازی ۲۲ ثانیه در نظر گرفته شده است تا فرصت کافی برای آموزش کنترلر و مشاهده روند آموزش در بهبود کنترلر سیستم فراهم شود (شکل ۷).

جهت مشاهده روند آموزش و ارزیابی عملکرد کنترلر طراحی شده، نخست نتایج حاصل از شبیه سازی سیستم تعلیق حلقه بسته بدون کنترلر، با کنترلر PD و کنترلر FNN با چندین ورودی پله (جدول ۳) رسم شده (شکل ۷) و در نهایت نتایج شبیه سازی برای سه ورودی پله، نیم موج سینوسی و سینوسی برای هر سه حالت رسم و نتایج آنها با یکدیگر مقایسه می شوند.

شکل ۷ نشان می دهد که کنترلر هوشمند توانسته پس از یک دوره آموزش همزمان^۵ که در آن کنترلر PD مربی می باشد پاسخ سیستم را با حداقل کردن جابه جایی و زمان میرایی بهبود ببخشد.

با توجه به روابط ورودی و خروجی شبکه عصبی-فازی و قانون زنجیره ای داریم:

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{W}_m} = \frac{\partial E}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial \mathbf{W}_m} = -(y_d - y) \frac{\mathbf{O}_m^{(3)}}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}}, \quad (53)$$

$$\frac{\partial E}{\partial \bar{x}_i^l} = \frac{\partial E}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial \mathbf{O}_m^{(3)}} \frac{\partial \mathbf{O}_m^{(3)}}{\partial \bar{x}_i^l} = -\frac{(y_d - y)}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}} (\mathbf{W}_m - y) \mathbf{O}_m^{(3)} \frac{2(x_i^k - \bar{x}_i^l(k))}{(\sigma_i^l(k))^2}, \quad (54)$$

$$\frac{\partial E}{\partial \sigma_i^l} = \frac{\partial E}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial \mathbf{O}_m^{(3)}} \frac{\partial \mathbf{O}_m^{(3)}}{\partial \sigma_i^l} = -\frac{(y_d - y)}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}} (\mathbf{W}_m - y) \mathbf{O}_m^{(3)} \frac{2(x_i^k - \bar{x}_i^l(k))^2}{(\sigma_i^l(k))^3}, \quad (55)$$

که با قرار دادن معادلات (۴۳-۴۱) در (۴۶-۴۴)، می توان الگوریتم یادگیری را به ترتیب برای هر یک از پارامترهای وزن \mathbf{W}_m ، مراکز \bar{x}_i^l و پهنای توابع گوسین σ_i^l به صورت زیر به دست آورد [۹]:

$$\mathbf{W}_m(k+1) = \mathbf{W}_m(k) + \eta(y_d - y) \frac{\mathbf{O}_m^{(3)}}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}}, \quad (56)$$

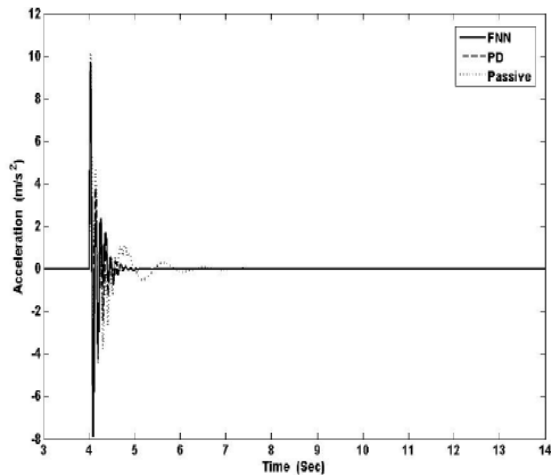
$$\bar{x}_i^l(k+1) = \bar{x}_i^l(k) - \eta \frac{(y_d - y)}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}} (\mathbf{W}_m - y) \mathbf{O}_m^{(3)} \frac{2(x_i^k - \bar{x}_i^l(k))}{(\sigma_i^l(k))^2}, \quad (57)$$

$$\sigma_i^l(k+1) = \sigma_i^l(k) - \eta \frac{(y_d - y)}{\sum_{m=1}^{49} \mathbf{O}_m^{(3)}} (\mathbf{W}_m - y) \mathbf{O}_m^{(3)} \frac{2(x_i^k - \bar{x}_i^l(k))^2}{(\sigma_i^l(k))^3}. \quad (58)$$

۶- نتایج شبیه سازی

برای شبیه سازی مدل سیستم تعلیق فرض می شود، خودرو با سرعت ثابت حرکت می کند آن گاه جابه جایی عمودی از طرف جاده به عنوان اغتشاش به آن وارد می شود. در این شبیه سازی سعی شده است از اغتشاشاتی با شکل و اندازه یکسان با اغتشاشات واقعی جاده نظیر

شکل ۸ نشان می‌دهد که کنترلر هوشمند به ازای ورودی پله تنها توانسته فراجش را از بین ببرد و در زمان میرایی تأثیر چندانی نداشته است.

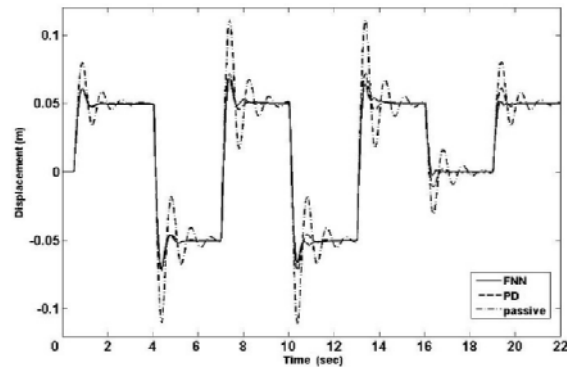


شکل (۹): نمودار تغییرات شتاب سیستم حلقه بسته به ازای ورودی پله.

با رسم نمودار شتاب مشاهده می‌شود که ماکزیمم شتاب از $10/2 \text{ m/s}^2$ برای سیستم تعلیق غیرفعال به $9/5 \text{ m/s}^2$ در کنترلر PD و به $9/7 \text{ m/s}^2$ در کنترلر FNN رسیده است. همچنین زمان استقرار بر اساس معیار $0/2\%$ از $2/52$ ثانیه در سیستم غیرفعال به $0/8$ ثانیه در سیستم تعلیق با کنترل کننده PD و کنترل کننده عصبی- فازی رسیده است.

- پاسخ سیستم به نیم موج سینوسی با فرکانس π (سرعت گیر)

در این قسمت پاسخ سیستم به ورودی نیم موج سینوسی با فرکانس π و دامنه $0/05$ متر رسم شده است. مشاهده می‌شود که ماکزیمم جابه‌جایی سیستم غیرفعال با $0/29$ کاهش از $0/07$ متر به $0/05$ متر در کنترلر PD و با $0/58$ کاهش به $0/0295$ متر در کنترلر FNN رسیده است. و زمان میرایی تغییر چندانی پیدا نکرده است. نمودار شتاب نشان می‌دهد که زمان استقرار و فراجش حداکثر در پاسخ کنترل کننده عصبی- فازی نسبت به دو حالت دیگر پاسخ بهتری را برای سیستم تعلیق دارد.



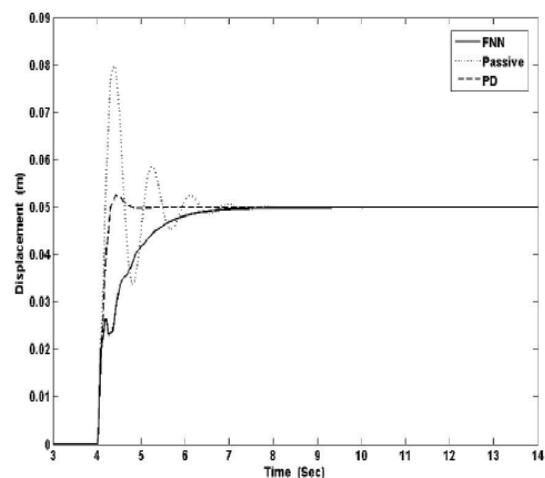
شکل (۷): نمودار سیستم حلقه بسته بدون کنترلر، با کنترلر PD و کنترلر FNN با ورودی‌های پله و مشاهده روند آموزش در عملکرد کنترلر هوشمند.

۷- بررسی نتایج

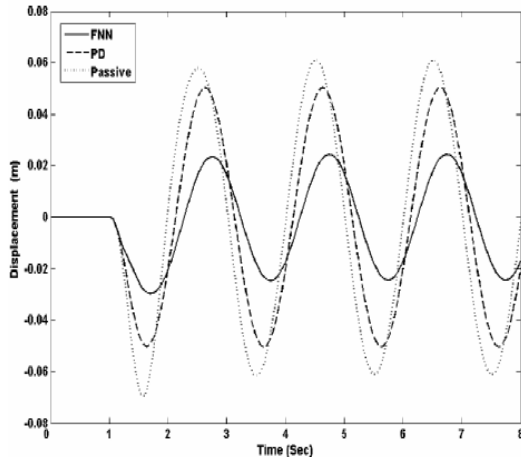
در این قسمت به بررسی نتایج به دست آمده می‌پردازیم.

- پاسخ سیستم به ورودی پله‌ای

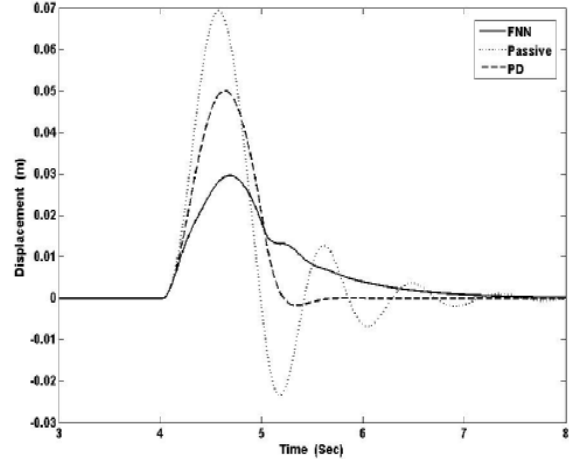
در شکل ۸ پاسخ جابه‌جایی سیستم به ورودی پله با دامنه $0/50$ متر رسم شده است. مشاهده می‌شود که فراجش حداکثر سیستم غیرفعال از 60% به 5% در کنترلر PD رسیده است و در کنترلر FNN فراجشی مشاهده نمی‌شود. همچنین زمان استقرار بر اساس معیار $0/2\%$ درصد از $2/64$ ثانیه در سیستم غیرفعال به $0/65$ ثانیه در سیستم تعلیق با همراه کنترل کننده PD رسیده است و با کنترل کننده عصبی- فازی تغییر چندانی در زمان استقرار حاصل نشده است.



شکل (۸): نمودار تغییر مکان سیستم حلقه بسته به ازای ورودی پله.

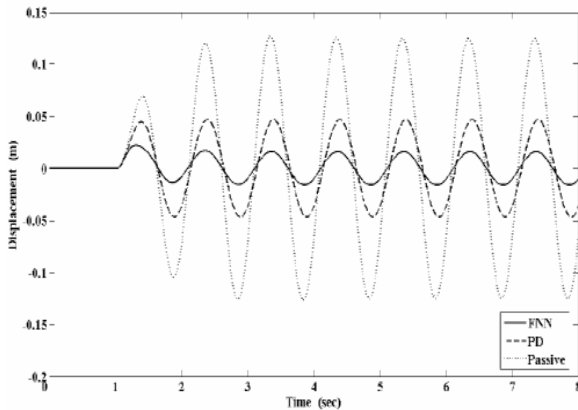


شکل (۱۲): نمودار جابجایی سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس π .



شکل (۱۰): نمودار جابجایی سیستم حلقه بسته به ورودی نیم موج سینوسی با فرکانس π .

- پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 2π پاسخ سیستم به ورودی سینوسی پیوسته با فرکانس 2π و دامنه $0/05$ متر در شکل زیر رسم شده است. مشاهده می شود که ماکزیمم جابه جایی سیستم غیرفعال با $0/63/7$ کاهش از $0/127$ متر به $0/046$ متر در کنترلر PD و با $0/87/4$ کاهش به $0/016$ متر در کنترلر FNN رسیده است.

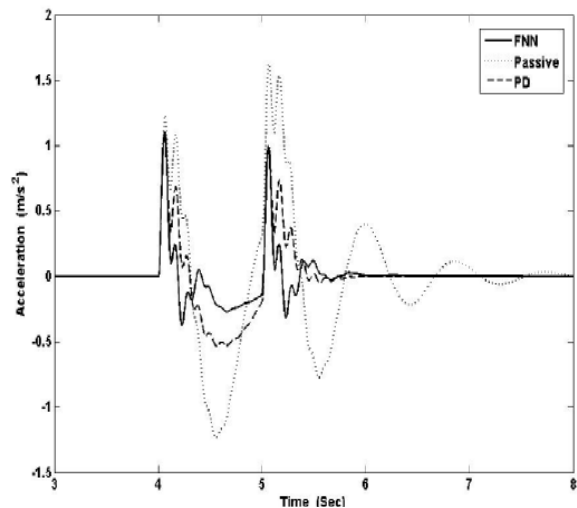


شکل (۱۳): نمودار جابجایی سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 2π .

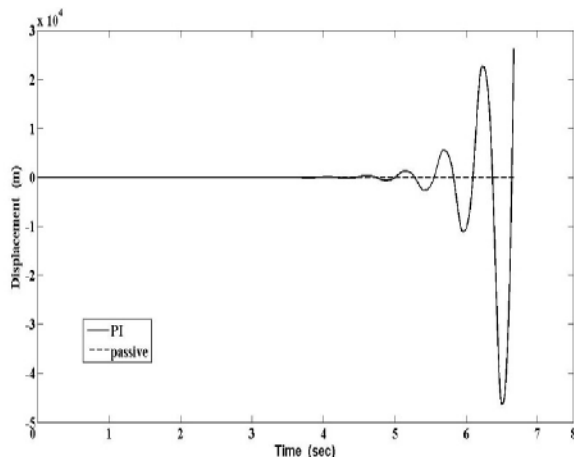
- پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 3π پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 3π و دامنه $0/05$ متر در شکل زیر نشان داده شده است. مشاهده می شود که ماکزیمم جابه جایی سیستم غیرفعال با $0/56/9$ کاهش از $0/085$ متر به $0/366$ متر در کنترلر PD و با $0/88/2$ کاهش به $0/01$ متر در کنترلر FNN رسیده است.

- پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس π

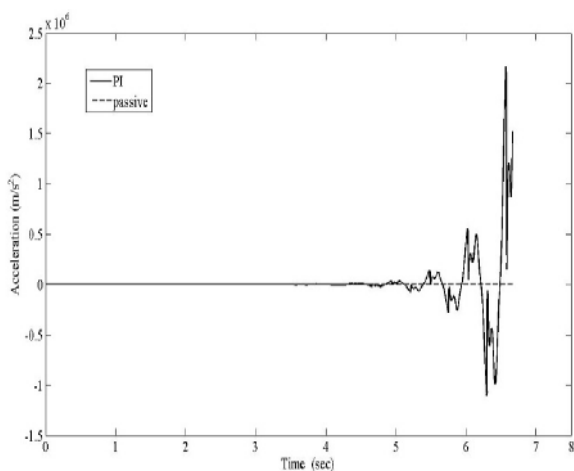
در این قسمت پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس π و دامنه $0/05$ متر رسم شده است. در شکل ۱۱ مشاهده می شود که ماکزیمم جابه جایی سیستم غیرفعال با $0/13/8$ کاهش از $0/058$ متر به $0/050$ متر در کنترلر PD و با $0/60/3$ کاهش به $0/023$ متر در کنترلر FNN رسیده است.



شکل (۱۱): نمودار شتاب سیستم حلقه بسته به ورودی سینوسی با فرکانس π .



شکل (۱۶): نمودار جابه‌جایی سیستم تعلیق به ورودی سینوسی در حضور کنترلر PI.

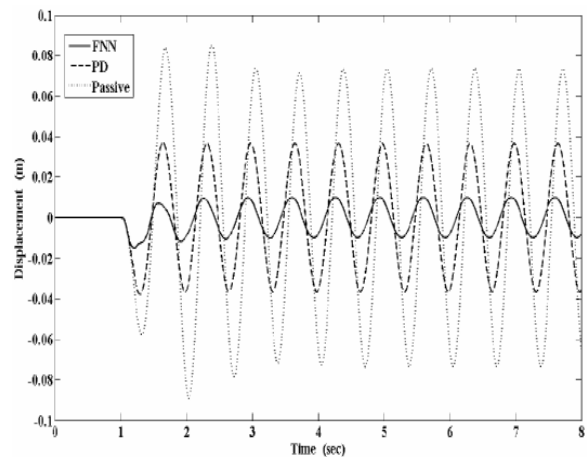


شکل (۱۷): نمودار شتاب سیستم تعلیق به ورودی سینوسی در حضور کنترلر PI.

مشاهده می‌شود در هنگام استفاده از PI در کنترل کننده FNN جابه‌جایی و شتاب افزایش پیدا کرده و سیستم از حالت پایدار خارج می‌شود.

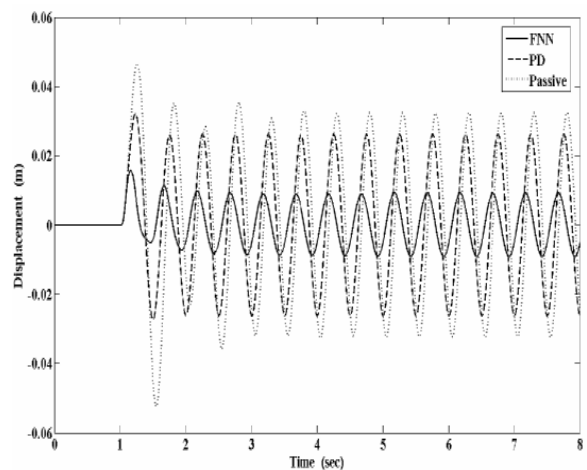
۸- نتیجه‌گیری

در این پروژه ما از طرح کنترل عصبی فازی با آموزش FEL برای کنترل سیستم تعلیق فعال مدل نیم خودرو به منظور بهبود رانندگی و راحتی مسافر که دو عامل متضاد با یکدیگر می‌باشند، استفاده کرده‌ایم. مدل استفاده شده و عناصر به کار گرفته شده در این مدل، غیرخطی بوده به همین دلیل از یک کنترل کننده غیرخطی که قابلیت



شکل (۱۴): نمودار جابه‌جایی سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 3π .

پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 4π - پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 4π و دامنه 0.05 متر در شکل زیر نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که ماکزیمم جابه‌جایی سیستم غیرفعال با $0.20/7$ کاهش از $0.332/0$ متر به $0.263/0$ متر در کنترلر PD و با $0.72/8$ کاهش به $0.09/0$ متر در کنترلر FNN رسیده است.



شکل (۱۵): نمودار جابه‌جایی سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 4π .

در انتها برای بررسی بیشتر و بهتر عملکرد کنترلر طراحی شده، به جای استفاده از کنترلر PD در ساختار FNN از کنترلر PI استفاده شده و نتایج در زیر آورده شده است.

- Suspension Systems", *Int. J. Vehicle Design*, Vol. 33, No. 4, pp. 332-350, 2003.
4. Huang, C.J. and Lin, J.S. "Non-linear Active Suspension Design for Half-car Models", *Proceedings of The 2002 Int. Conf. on Control and Automation*, 2002.
 5. Schaal, S. and Nakanishi, J. "Feedback Error Learning and Non-linear Adaptive Control", *Neural Networks*, Vol. 17, No. 1, pp. 1453-1465, 2004.
 6. Gomi, H. and Kawato, M., "Neural Network Control for a Closed Loop System, Using Feedback-Error-Learning", *Neural Networks*, Vol. 6, No.1, pp. 933-946, 1993.
 7. shann, J.J and H.C. Fu "A Fuzzy Neural Network for Rule Acquiring on Fuzzy Control Systems", *Fuzzy Sets and System*, Vol. 71, No. 1, pp. 345-357, 1995.
 8. Lightbody, G., Wu, Q.H, and Irwin, G.W "Control Application for Feed Forward Networks", In T.W Miller et al. (Eds.), *Neural Networks for Control*, MIT Press, Cambridge, MA, pp. 51-71, 1990.
 9. Lee, C.H. and Teng, C.C., "Identification and Control of Dynamic Systems, Using Recurrent Fuzzy Neural Networks", *IEEE Transaction on Fuzzy System*, Vol. 8, No. 4, 2000.
 10. Zhou, Y., Li, S., and Jin, R. A New Fuzzy Neural Network with Fast Learning Algorithm and Guaranteed Stability for Manufacturing Process Control", *Fuzzy Sets and Systems* Vol. 132, No. 2, pp. 201-216, 2002.
۱۱. توانا، ب. "طراحی یک کنترل کننده فازی برای سیستم تعلیق فعال خودرو"، پروژه کارشناسی ارشد، دانشکده فنی، دانشگاه تربیت مدرس ۱۳۷۸.
 ۱۲. ع. خاکی صدیق، "سیستم‌های کنترل خطی"، انتشارات دانشگاه پیام نور تهران، ۱۳۸۱.
 ۱۳. کرمی شاهنده، ر. "مدل سازی و شناسایی خطا در سیستم تعلیق فعال یک خودرو"، پایان نامه کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکاترونیک، دانشکده فنی و مهندسی، واحد علوم و تحقیقات دانشگاه آزاد اسلامی، ۱۳۸۵.
 ۱۴. داوری عدالت پناه، ع. "کنترل سیستم تعلیق فعال بر پایه شبکه‌های عصبی فازی و آموزش FEL برای مدل نیم خودرو"، پایان نامه کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکاترونیک، دانشکده فنی و مهندسی، واحد علوم و تحقیقات دانشگاه آزاد اسلامی، ۱۳۸۶.
- تطبیق با تغییرات دینامیک سیستم را داراست استفاده شده است.
- نتایج طرح کنترل سیستم تعلیق طراحی شده به روشنی کاهش جابه‌جایی و کاهش شتاب مرکز خودرو را برای سیستم حلقه بسته نشان می‌دهد (به خصوص در مورد ورودیهای غیرخطی نظیر سینوسی). این کنترلر به صورت آنلاین در حین فرآیند کنترل آموزش می‌بیند و قابل تطبیق با شرایط مختلف و تغییرات دینامیک سیستم است. کنترلر طراحی شده از یک کنترلر PD برای آموزش فرآیند کنترل و بهبود پاسخ سیستم و کاهش نوسانات اضافی بهره می‌گیرد. از ویژگیهای مهم این کنترلر می‌توان به مقاوم بودن آن نسبت به اغتشاشات و تغییر پارامترها، عدم نیاز به مدل ریاضی اجزای سیستم و عدم نیاز به ژاکوبین سیستم اشاره نمود. برای ادامه این پژوهش پیشنهادهایی به شرح زیر بیان می‌گردد:
- (۱) در نظر گرفتن مدل غیرخطی عناصر دیگر سیستم تعلیق نظیر منظور کردن مدل غیرخطی دمپر، فنر و همچنین ضریب کشسانی غیرخطی لاستیک،
 - (۲) برای آموزش پارامترهای \bar{x} و \bar{y} در کنترل کننده عصبی فازی از روش الگوریتمهای ژنتیک استفاده شود.
 - (۳) نرخ آموزش در الگوریتم یادگیری پس‌انتشار خطا با روش‌های هوشمند انجام شود و
 - (۴) تعداد توابع تعلق در مجموعه‌های فازی ورودی و مجموعه‌های فازی خروجی با استفاده از الگوریتم ژنتیک بهینه شوند.

مراجع

1. Wu, S.J., Lin, H.T., and Lee, T.T. "Neural-Network-based Optimal Fuzzy Control Design for Half-Car Active Suspension Systems", Accepted for Publication in *IEEE Fuzzy Set System*, 2008.
2. Lin, J.S. and Huang, C.J., "Non-linear Active Suspension Control Design Applied to a Half-Car Model", *Int. Conf. on Networking, Sensing & Control*, Taipei, Taiwan, 2004.
3. Lin, J.S. and Huang, C.J. "Non-linear Back Stepping Control Design of Half-car Active