دانشگاه صنعتی سهند
نشریه سامانه‌های غیرخطی در مهندسی برق
جلد ۳- شماره ۱ - تابستان ۱۳۹۴
صفحه ۲۲ الی ۴۹
ISSN: 2322-3146
http://jnsee.sut.ac.ir

کنترل و همزمانسازی کلاسی از سیستمهای آشوب با استفاده از کنترل-کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با آموزش پسخور خطا و براساس تابع لیاپانوف

وحید بهرامی [۱]، محمد منثوری [۲] و محمد تشنه لب [۳]

[۱] کارشناسی ارشد مهندسی برق- کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی، Vahid.bahrami39@gmail.com

[۲] دانشجوی دکتری مهندسی برق- کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی، mohammad.mansouri@ee.kntu.ac.ir

[۳] **نویسنده مسئول،** استاد، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل و عضو قطب اتوماسیون، دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی، teshnehlab@eetd.kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۳/۲/۶ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۳/۴/۱۴)

چکیده

یکی از مسائل مهم در مبحث روشهای شناسائی و کنترل، وجود عدم قطعیتهای موجود در سیستمهای واقعی و نحوه برخورد با این پدیده می‌باشد، که تاکنون در این زمینه تحقیقات وسیعی صورت گرفته شده است. در این پژوهش، کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با آموزش پسخور خطا برای کلاسی از سیستمهای غیرخطی در حضورعدم قطعیت محدود، ارائه می‌گردد. کنترل‌کننده ارائه شده به فرم ترکیبی، شامل کنترل‌کننده شبکه‌عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی و کنترل‌کننده کلاسیک می‌باشد. به دلیل استفاده از کنترل-کننده کلاسیک در کنار کنترل‌کننده هوشمند، می‌توان انتظار محدود بودن پاسخ حالت گذرا را داشت. وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی، پارامترهایی به فرم بازه‌ای هستند. با استفاده از تابع لیاپانوف مناسب بر اساس خروجی کنترل‌کننده کلاسیک، قوانین به روزکردن پایدار وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی بر پایه اثبات پایداری استخراج شده‌اند. به منظور نشان دادن کارایی کنترل‌کننده طراحی شده، شبیه سازی جهت کنترل و همزمانسازی سیستمهای آشوب نوسانگر دافینگ و جنسیو- تسی اجرا و نتایج با حالتی که وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده به فرم غیر راف می‌باشند، مقایسه شده‌اند که نشان دهنده مقاومت بیشتر کنترل‌کننده ارائه شده در مقایسه با کنترل‌کننده غیر راف دارد. نتایج حاکی از طراحی مناسب کنترل‌کننده ارائه شده، می باشد.

واژه های کلیدی

آموزش پسخور خطا،
تابع لیاپانوف،
سیستمهای آشوب،
کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی،
همزمانسازی سیستمهای آشوب

Sahand University ofTechnology

Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering

Vol.۳, No.۱,

Summer 2015

ISSN: 2322 – 3146

http://jnsee.sut.ac.ir

Control and Synchronization of a Class of Chaotic Systems by Using a Lyapunov Based Model Reference Rough-RBF Neural Network Controller with Feedback Error Learning

Vahid Bahrami[1], Mohammad Mansouri[2] and Mohammad Teshnehlab[3]

[1]Intelligent System Laboratory (ISLAB), Electrical and Computer engineering department, K. N. Toosi university, Tehran, Iran, Vahid.bahrami39@gmail.com

[2]Intelligent System Laboratory (ISLAB), Electrical and Computer engineering department, K. N. Toosi university, Tehran, Iran, mohammad.mansouri@ee.kntu.ac.ir

[3]**Corresponding Author,** Industrial Control Center of Excellence, Faculty of Electrical and Computer Engineering, K. N. Toosi University of Technology, Tehran, Iran, teshnehlab@eetd.kntu.ac.ir

ABSTRACT

Keywords

Feedback error learning,

Lyapunov function,

Rough-RBF neural network controller,

Chaotic nonlinear systems,

Synchronization of chaotic systems

This study intends to investigate a new control structure using a model reference rough-radial basis function neural network controller with feedback error learning to control of a class of nonlinear systems subject to unknown bounded uncertainty. The proposed controller is hybrid form and includes the classic controller and rough- radial basis function neural network controller. Due to use of the classic controller with the neural network controller, it is expected that the transient response is bounded. The weights of the output layer of the neural network controller are interval variables. Using an appropriate Lyapunov function and also according to the output of the classic controller and based on stability, the stable adaptation laws for these weights are derived. The simulation results which are applied to Duffing Oscillator and Genesio- Tesi systems verify the efficacy of the presented control approach. In addition, the suggested manner is compared with the simple model reference radial basis function neural network controller which demonstrates the superiority and robustness of the proposed method in presence of uncertainty. Also, using the proposed controller, synchronization of the mentioned chaotic systems is performed. The results verified the high accuracy and effectiveness of the proposed controller.

۱- مقدمه

یکی از مهمترین مسائلی که می‌تواند عملکرد سیستمی را محدود کند، آشوب در سیستمهای دینامیک دار است[۱]. سیستمهای آشوب دارای رفتار پیچیده دینامیکی می‌باشند که کنترل آنها را با مشکل روبرو می‌کند. کنترل سیستمهای آشوب می‌تواند در طبقه بندی الگو، تشخیص سیگنال، پردازش تصویر و بهینه سازی مورد استفاده قرار گیرد[۲]. استفاده از استراتژی مناسب جهت کنترل این سیستمها، یکی از مباحث روز تحقیقاتی در سالهای اخیر بوده است. در [۳] از کنترل‌کننده فازی جهت پایدارسازی کلاسی از سیستمهای آشوب استفاده شده است. برای این منظور از یک سیستم فازی سوگنو جهت نمایش سیستمهای آشوب استفاده شده است و طراحی بر اساس تابع لیاپانوف مستقل از زمان انجام گرفته است. یک روش تطبیقی با استفاده از تخمین پارامترهای حالت و فیلتر کالمن برای کنترل سیستم آشوب در حضور نویز در [۴] ارائه گردیده است. کنترل سیستمهای آشوب با استفاده از کنترل پسخور حالت خطی در حضور نویز از دیگر روشهای کنترلی ارائه شده، می‌باشد[۵]. نویسندگان در مرجع [۶] از یک روش موثر و مقاوم برای کنترل سیستمهای آشوب دارای ابعاد بالا استفاده کرده‌اند.کنترل‌کننده ساختار متغیر تطبیقی مبتنی بر توابع شعاعی گوسی جهت کنترل و همزمانسازی سیستمهای ژیروسکوپ که دارای رفتاری آشوبگون می‌باشند، از دیگر روشهای پیشنهادی می‌باشد [۷].استفاده از مدلغزشی بر پایه فیدبک تاخیریافته، می‌تواند روشی موثر برای کنترل سیستمهای آشوب تاخیریافته باشد [۸]. همچنین کنترل‌کننده ارائه شده، پایداری مجانبی را تضمین می‌کند. در [۹] کنترل سیستم آشوب جنسیو- تسی دارای عدم قطعیت با استفاده از روش مدلغزشی تطبیقی که پایداری مجانبی را تضمین می‌کند، ارائه شده است. یکی دیگر از روشهای کنترلی سیستمهای آشوب در [۱۰] بررسی گردیده است که در آن کنترل کلاسی از سیستمهای آشوب غیرخطی که در معرض عدم قطعیت می‌باشند، با استفاده از کنترل‌کننده فازی نوع دو تناسبی- انتگرالی و مشتقی بهینه ارائه شده است.

از طرفی استفاده از روشهای کنترلی تطبیقی کلاسیک برای سیستمهای خطی و سیستمهایی که دارای غیرخطی گری کمی می‌باشند، مناسب می‌باشد. همچنین در این روشها، مدل ریاضیاتی سیستم بایستی که وجود داشته باشد. به همین دلیل استفاده از روشهای کنترلی هوشمند برای کنترل سیستمهایی که دارای غیرخطی گری زیادی می‌باشند و مدل ریاضیاتی سیستم موجود نمی‌باشد، می‌تواند مفید واقع شود. در بین کارهای انجام شده، می‌توان به[۱۱] اشاره کرد که در آن، از ترکیب شبکه های عصبی و الگوریتم ژنتیک برای کنترل سیستمهای دینامیکی آشوب استفاده شده است. همچنین، این سیستمها با استفاده از کنترل‌کننده‌های فازی نیز کنترل شده‌اند[۱۲] . در [۱۳] ابتدا سیستم آشوب با استفاده از یک سیستم فازی تاکاگی – سوگنو مدل شده است و سپس از کنترل‌کننده فازی، جهت کنترل آن استفاده گردیده است. از راهکارهای دیگر کنترل‌کننده های هوشمند استفاده شده برای کنترل سیستمهای آشوب می توان به راهکار استفاده شده در[۱۴] که از یک کنترل‌کننده تطبیقی عصبی- فازی سطح لغزشی استفاده می‌کندو در برابر عدم قطعیتها مقاوم می‌باشد، اشاره کرد.ایرادی که می‌توان به روشهای ارائه شده، وارد دانست این است که در کلیه راهکارهای اشاره شده، پایداری سیستم تضمین نگردیده است. بدین منظور، استفاده از روشهای کنترلی مبتنی بر استفاده از تابع لیاپانوف مناسب برای تضمین پایداری سیستم می‌تواند مفید واقع شود. از این راهکار که پایداری سیستم را تضمین می کند،در [۱۵] استفاده شده است. علاوه بر کنترل سیستمهای آشوب با استفاده از راهکارهای مناسب، همزمانسازی سیستمهای آشوب نیز به خاطر کاربردهای متعدد آن در پردازش اطلاعات، سیستمهای بیولوژیکی[1]، کنترل غیرخطی و غیره توجه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است. رویکردهای متفاوت همزمانسازی سیستمهای آشوب در مقالات متعددی بررسی شده‌اند. به عنوان نمونه در [۱۶] همزمانسازی با استفاده از کنترل تطبیقی، در [۱۷] با استفاده از روش طراحی پسگام، در [۱۸] با استفاده از فیدبک خروجی، در [۱۹] با استفاده از کنترل فازی تطبیقی و در [۲۰] با استفاده از کنترل‌کننده فازی- عصبی خودتنظیم انجام‌شده است. همزمانسازی دو سیستم آشوب جنسیو- تسی با استفاده از کنترل‌کننده پسخور در[۲۱] انجام گرفته است. همچنین،

[1]biological systems

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

نویسندگان در [۲۲] همزمانسازی سیستم آشوب با استفاده از طراحی پیشگام و بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف را ارائه داده‌اند. در [۲۳] همزمانسازی سیستم آشوب مرتبه کسری با زمان تاخیر بر اساس کنترل تطبیقی فازی مد لغزشی ارائه شده است.

به طور کلی، استفاده از کنترل کننده‌ای که هم در حضور غیرخطی‌گری ها و هم در حضور عدم قطعیتهای موجود بتواند پاسخگو باشد، برای کنترل سیستمهای آشوب می‌تواند موثر باشد. در میان کنترل‌کننده‌های هوشمند که توانایی برآورده کردن این اهداف را دارد، می توان به کنترل‌کننده های شبکه عصبی راف که از پارامترهای دارای دانش بازه‌ای استفاده می‌کنند، اشاره کرد.استفاده از تئوری راف در مواقعی که اطلاعات از دست رفته است، می‌تواند مفید واقع شود. همچنین شبکه‌های عصبی دارای قابلیتهایی نظیر خودتنظیمی و جبرانسازی و تشخیص عیب در سیستمها می‌باشد. با ترکیب روش های مبتنی بر تئوری راف و شبکه‌های عصبی می‌توان به مزیتهای هر دو روش دست پیدا کرد [۲۵و۲۴]. شبکه‌های عصبی راف به چهار گروه تقسیم می‌شوند: شبکه‌های عصبی بر اساس استفاده از مجموعه‌های راف در پیش پردازش اطلاعات، شبکه‌های عصبی بر اساس منطق راف، شبکه‌های عصبی بر اساس نرونهای راف و شبکه‌های عصبی بر اساس جداسازهای راف[۳۰-۲۶]. استفاده از شبکه های عصبی بر اساس مجموعه راف در مقالات متعددی به کار برده شده است. در این میان می توان به[۳۱] ، که از یک شبکه عصبی کلاسیک بر اساس مجموعه راف جهت تشخیص عیب در سیستم و[۳۲] که از شبکه های عصبی احتمالاتی جهت کلاس بندی داده ها استفاده می‌کنند، اشاره کرد. به طور کلی روشهای ارائه شده در این مقالات، محدود بودن پاسخ حالت گذرای سیستم را تضمین نمی‌کنند. برای این منظور استفاده همزمان کنترل کننده کلاسیک در کنار کنترل‌کننده هوشمند توصیه می‌گردد. این روش برای نخستین بار توسط کاواتا ارائه گردید که در آن از کنترل‌کننده کلاسیک در مسیر پیشرو و از کنترل کننده هوشمند در مسیر پسخور استفاده کرد[۳۳]. در این روش می‌توان از خطای پسخور جهت آموزش پارامترهای کنترل کننده هوشمند استفاده کرد و در نتیجه یک کنترل کننده تطبیقی که محدود بودن پاسخ حالت گذرای سیستم را تضمین می کند، به دست آورد[۳۴].

در این مقاله، کنترل کننده جدید موسوم به کنترل کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با تعدیل خطای پسخور بر اساس تابع لیاپانوف ارائه می‌گردد. در کنترل‌کننده ارائه شده از یک کنترل کننده کلاسیک، که در این مطالعه کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی در نظر گرفته شده است، و یک کنترل‌کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی که دارای قابلیت استفاده از نرونهای راف می‌باشد، استفاده گردیده است. به دلیل استفاده از نرونهای راف در کنترل‌کننده عصبی در نظر گرفته شده، مقاومت کنترل‌کننده طراحی شده در حضور عدم قطعیتها افزایش یافته است. همچنین به دلیل استفاده از کنترل‌کننده کلاسیک، محدودبودن پاسخ حالت گذرای سیستم تضمین شده است. وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی به فرم بازه‌ای در نظر گرفته شده‌اند. روابط به روز کردن این پارامترها با استفاده از آموزش خطای پسخور، که ناشی از خروجی کنترل‌کننده کلاسیک و بر اساس تابع لیاپانوف مناسب در نظر گرفته شده، به دست می‌آیند. به منظور نشان دادن کارایی کنترل‌کننده ارائه شده، شبیه سازی بر روی سیستمهای آشوب نوسانگر دافینگ و جنسیو- تسی که در معرض عدم قطعیت می باشند، اجراو نتایج با استفاده از معیار جذر میانگین مجموع مربعات خطا، با حالت استفاده از کنترل کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی متداول جهت کنترل سیستمهای آشوب در نظر گرفته شده، مقایسه شده‌اند. همچنین با استفاده از کنترل‌کننده ارائه شده، همزمانسازی سیستم‌های آشوب که در پارامترها و شرایط اولیه متفاوت می باشند، انجام گرفته است. نتایج حاکی از کارایی مناسب طراحی انجام گرفته شده، دارد.مطالب این مقاله به صورت زیر سازماندهی می شود:

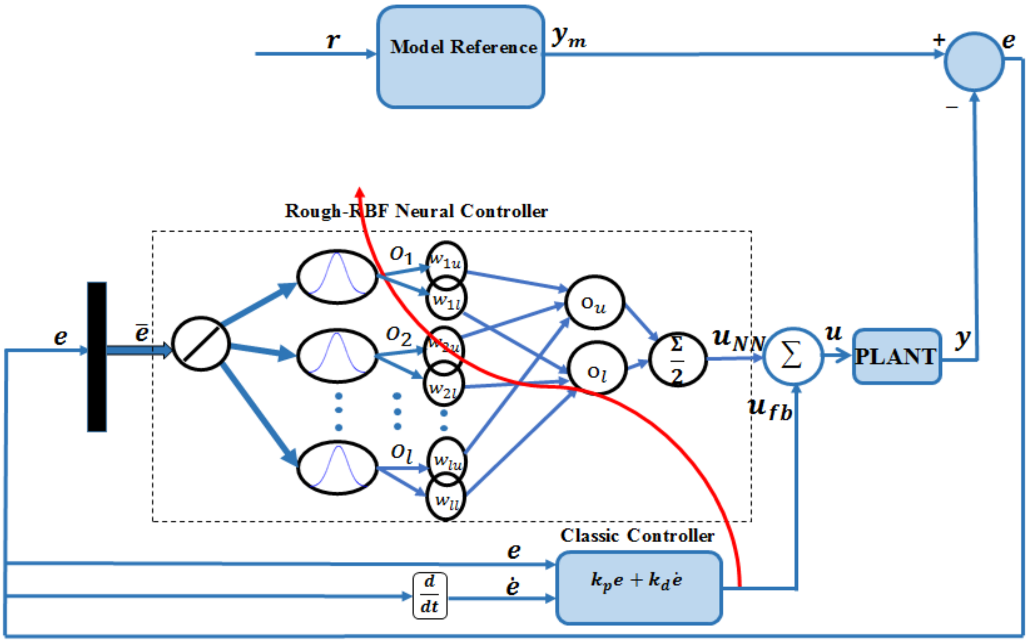
در بخش دو طراحی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با آموزش پسخور خطا و بر اساس تابع لیاپانوف بیان می‌گردد و در بخش سه، شبیه‌سازی کنترل‌کننده طراحی شده بر روی سیستمهای آشوب نوسانگر دافینگ و جنسیو- تسی اجرا شده است. در بخش چهار مقایسه استفاده ازکنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی و کنترل کننده شبکه-

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

عصبی مبتنی بر توابع شعاعی جهت کنترل سیستمهای ذکر شده، انجام و در نهایت در بخش پنجم نتیجه‌گیری مطالعه انجام گرفته، آورده شده است.

۲- طراحی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با آموزش پسخور خطا و براساس تابع لیاپانوف

شکل ۱ نشان دهنده دیاگرام بلوکی کنترل‌کننده طراحی شده برای یک سیستم غیرخطی می باشد. در شکل ۱، مدل مرجع اشاره به رفتار مطلوبی دارد که سیستم غیرخطی تحت کنترل باید از خود نشان دهد. همچنین نیروی کنترلی اعمالی به سیستم تحت کنترل، مجموع دو نیروی کنترلی ناشی از کنترل کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی و کنترل‌کننده کلاسیک، که در این مقاله کنترل کننده تناسبی–مشتقی در نظر گرفته شده است، می باشد.



شکل ۱: دیاگرام بلوکی مفهومی کنترل کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با تعدیل

به طور کلی، روابط پیشرو کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی به صورت زیر می باشند:

$$o_i = exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}\left[\frac{x_k-c_{ik}}{\sigma_{ik}}\right]^2\right),\ 1 \le i \le l \qquad (۱)$$

$$u_{NN,j} = \sum_{i=1}^{l}\frac{w_{ij,u}+w_{ij,l}}{2}o_i = \sum_{i=1}^{l}\frac{w_{ij,u}+w_{ij,l}}{2}exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{n}\left[\frac{x_k-c_{ik}}{\sigma_{ik}}\right]^2\right),1 \le j \le m \qquad (۲)$$

که در آن، c مرکز نرونهای گوسی، σ انحراف معیار نرونهای گوسی، x ورودی کنترل کننده عصبی، l و m به ترتیب تعداد نرونهای لایه پنهان و خروجی، o_i خروجی نرون i –ام لایه پنهان، $w_{ij,u}$ و $w_{ij,l}$به ترتیب وزنهای حد بالا و پایین لایه خروجی و u_{NN}خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی می باشد. همانطور که از (۲) دیده می‌شود، وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف در نظر گرفته شده، به فرم بازه‌ای می‌باشند و خروجی حاصل از کنترل‌کننده به صورت میانگین خروجیهای ناشی از هرکدام از حدود بالا و پایین این وزنها، می باشد. با در نظر گرفتن این وزنها به فرم بازه‌ای، میتوان اثرعدم قطعیتها رابر روند عملکردی کنترل‌کننده کاهش داد.

در شکل ۱، سیستم تحت کنترل، غیر خطی و از مرتبه n در نظر گرفته می شود. معادلات توصیف کننده سیستم غیرخطی، به فرم نرمال زیر می باشد:

$$\begin{cases} x_1 = x \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f(X) + bu, \quad y = x_1 \end{cases} \tag{۳}$$

که $X\epsilon R^n$ بردار حالت قابل اندازه‌گیری سیستم تحت کنترل می باشد که به صورت (۴) تعریف می گردد:

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T{}_{n\times 1} = \left[x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}\right]^T{}_{n\times 1} \tag{۴}$$

همچنین $f(X)$، یک تابع غیرخطی نامعلوم، $u\epsilon R$ و $y\epsilon R$به ترتیب ورودی و خروجی سیستم غیرخطی و bبهره کنترلی می‌باشد. به منظور کنترل پذیری سیستم تحت کنترل، لازم است که $b \neq 0$. بدون از دست دادن کلیت کار $b > 0$ در نظر گرفته می شود. با ساده سازی (۳) بر اساس اولین متغیر حالت سیستم تحت کنترل، رابطه (۵) به دست خواهد آمد:

$$\begin{cases} x_1 = x \\ \dot{x} = x_2 \\ \ddot{x} = x_3 \\ \vdots \\ x^{(n-1)} = x_n \\ x^{(n)} = f(X) + bu, \quad y = x \end{cases} \tag{۵}$$

خطای ردیابی را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$e = y_m - y = y_m - x \tag{۶}$$

همچنین بردار های $\bar{e}$ و K به صورت زیر تعریف می‌گردند:

$$\bar{e} = \left[e, \dot{e}, \dots\dots, e^{(n-1)}\right]^T{}_{n\times 1}, K = [k_n, k_{n-1}, \dots, k_1]^T{}_{n\times 1} \tag{۷}$$

خروجی کنترل‌کننده کلاسیک که تناسبی-مشتقی در نظر گرفته شده است، به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_{fb} = k_p e + k_d \dot{e} \tag{۸}$$

که در آن، k_p و k_dضرایب ثابت تناسبی و مشتقی هستند. بردار $\bar{u}_{fb}$ را به صورت (۹) تعریف می کنیم:

$$\bar{u}_{fb} = \left[u_{fb}, \dot{u}_{fb}, \dots\dots, u_{fb}{}^{(n-1)}\right]^T{}_{n\times 1} \tag{۹}$$

که:

$$\dot{u}_{fb} = k_p\dot{e} + k_d\ddot{e}$$

$$\vdots$$

$$u_{fb}{}^{(n-1)} = k_p e^{(n-1)} + k_d e^{(n)} \qquad (۱۰)$$

با استفاده از خطی سازی فیدبک، نیروی کنترلی ایده‌آل که اثر غیرخطی‌گری های موجود در سیستم را حذف می‌کند، به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$u^* = \frac{1}{b}\left[-f(X) + y_m{}^{(n)} + K^T\bar{u}_{fb} + u_{fb}{}^{(n)} - e^{(n)}\right] \qquad (۱۱)$$

که در آن، $y_m{}^{(n)}$ بیان کننده مشتقات زمانی n ام y_m می باشد. در این مقاله فرض بر این است که معادلات سیستم غیرخطی تحت کنترل در حالت نرمال و یا قابل تبدیل به سیستم نرمال می‌باشد. اگر سیستم تحت کنترل به صورت غیر نرمال بود و قابل تبدیل به سیستمهای نرمال نبود، بایستی که شرایط وجود فیدبک خطی ساز بررسی گردد. در اینجا تنها شرطی که نیاز است تا برقرار باشد، کنترل‌پذیری سیستم نرمال است که با انتخاب $b \neq 0$ برقرار می‌گردد.

با جایگذاری (۱۱) در (۵) معادله مشخصه دینامیک پسخور خطا را خواهیم داشت:

$$u_{fb}{}^{(n)} + k_1 u_{fb}{}^{(n-1)} + \cdots + k_n u_{fb} = 0 \qquad (۱۲)$$

بردار K طوری تعیین می‌شود که (۱۲) هرویتز باشد. از آنجایی که u_{fb} تابعی از خطا و مشتق خطا می باشد، شرط هرویتز بودن (۱۲)، این نتیجه را حاصل می کند که $u_{fb} \to 0$. بنابراین به منظور تحقق $u_{fb} \to 0$ و با توجه به اینکه بهره های تناسبی و مشتقی به صورت ثابت در نظر گرفته شده‌اند، میتوان نتیجه گرفت که خطا و تغییرات خطا به سمت صفر میل خواهند کرد. به عبارت دیگر خواهیم داشت: $y \to y_m$. در نتیجه بهره های تناسبی و مشتقی هر عدد دلخواهی می‌توانند انتخاب شوند، به شرط اینکه رابطه هرویتز برقرار باشد و البته انتخاب آنها در هر چه سریعتر میل کردن خطا به سمت صفر تاثیرگذار است.

با اضافه و کم کردن bu^* به (۶) و جایگزین کردن (۱۱)، خواهیم داشت:

$$x^{(n)} = f(X) + bu + bu^* - bu^*$$

$$= f(X) + bu - f(X) + y_m{}^{(n)} + K^T\bar{u}_{fb} + u_{fb}{}^{(n)} - e^{(n)} - bu^*$$

$$= y_m{}^{(n)} + K^T\bar{u}_{fb} + u_{fb}{}^{(n)} - e^{(n)} + b(u - u^*) \qquad (۱۳)$$

با استفاده از (۶) و (۱۳)، رابطه (۱۴) به دست می‌آید:

$$u_{fb}{}^{(n)} = -K^T\bar{u}_{fb} + b[u^* - u_D(x|\theta)] \qquad (۱۴)$$

که در آن $u_D(x|\theta)$ تخمین نیروی کنترلی اعمالی به سیستم با استفاده از کنترل کننده شبکه عصبی پیشنهادی می‌باشد. هنگامی که $u_D(x|\theta)$ به مقدار ایده آل خود، u^*، میل می کند، پایداری طراحی تضمین می‌شود. خطای تقریب حداقل را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$h = (u_D(x|\theta^*) - u^*) \qquad (۱۵)$$

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

زمانی که خطای تقریب پارامترهای کنترل‌کننده به صفر میل می‌کند (در حالت ماندگار)، خطای تقریب حداقل به صفر میل خواهد کرد. در واقع خطای تقریب حداقل بیانگر اختلاف بین نیروی کنترلی اعمالی به سیستم تحت کنترل در حالتی که پارامترهای کنترل‌کننده در حالت ایده‌آل خود قرار دارند و نیروی کنترلی تعریف شده در حالت ایده آل مطابق با (۱۱)، می باشد. همچنین ماتریس به فرم همبسته زیر را تعریف می‌کنیم:

$$\wedge=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 1 \\ -k_n & -k_{n-1} & \dots & \dots & -k_1 \end{bmatrix} \quad (۱۶)$$

با استفاده از (۱۴)، دینامیک خروجی کنترل‌کننده کلاسیک به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{\bar{u}}_{fb} =\wedge\, \bar{u}_{fb} + B[u^* - u_D(x|\theta)] \quad (۱۷)$$

که در آن، B بهره کنترلی می باشد که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$B = [0,0, \dots, b]^T \quad (۱۸)$$

معادله لیاپانوف را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\wedge^T P + P \wedge= -Q \quad (۱۹)$$

که در (۱۹)، P و Q ماتریسهای مثبت معین و متقارن می باشند. معادله (۱۹) جهت بدست آوردن قوانین تطبیق پارامترهای کنترل-کننده در نظر گرفته شده، استفاده خواهد شد.کنترل‌کننده شبکه عصبی راف دارای پارامترهایی در لایه پنهان و لایه خروجی می-باشد. پارامترهای لایه پنهان، انحراف معیار و مراکز دسته نرونهای گوسی است. در این مقاله، مراکز دسته به صورت یکنواخت در فضای ورودی کنترل کننده توزیع می‌شود.در واقع، فضای ورودی کنترل‌کننده عصبی مبتنی بر توابع شعاعی از جنس خطای ردیابی می‌باشند. دستیابی به مقدار خطا در کارهای آنلاین امکان‌پذیر نیست. آنچه که ما در این مقاله به کار بردیم، بدست آوردن بازه‌های مختلف خطا در شبیه سازیهای مختلف بود. سپس از کنار هم قرار دادن این بازه ها، حد بالا و پایین برای آنها پیدا کردیم و در نهایت بازه تشکیل شده از حد پایین و بالا را در نرون های گوسی در نظر گرفته شده توزیع کرده و مراکز دسته این نرونها را بدین طریق پیدا کردیم.انحراف معیار مطابق با [۳۵]به صورت رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$\sigma^j{}_i = \frac{[max(input^j{}_i)-min(input^j{}_i)]}{number\ of\ hidden\ layer\ neurons} \quad (۲۰)$$

نیروی کنترلی که به سیستم تحت کنترل وارد می‌گردد،به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$u = u_D(x|\theta) = u_{NN} + u_{fb} = \frac{\bar{w}_u.\bar{o}+\bar{w}_l.\bar{o}}{2} + k_p e + k_d \dot{e} = u_{D1}(x|\theta_1) + u_{D2}(x|\theta_2) + k_p e + k_d \dot{e} \quad (۲۱)$$

که در آن، u_{NN} نیروی کنترلی ناشی از کنترل کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی، u_{fb} نیروی کنترلی ناشی از کنترل-کننده کلاسیک تناسبی- مشتقی، $\bar{w}_u$و $\bar{w}_l$به ترتیب بردار وزنهای حد بالا و حد پایین لایه خروجی، $\bar{o}$ خروجی لایه پنهان کنترل-

کننده شبکه عصبی می‌باشند. همچنین قسمت اول نیروی کنترلی ناشی از کنترل کننده شبکه عصبی، $\frac{1}{2}\overline{w}_u.\bar{o}$، را به صورت $u_{D1}(x|\theta_1)$ و قسمت دوم، $\frac{1}{2}\overline{w}_l.\bar{o}$، را به صورت $u_{D2}(x|\theta_2)$تعریف می‌کنیم.حال باید قوانین تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده عصبی، θ_2 و θ_1، را به دست آوریم.

قضیه: مدل سیستم تحت کنترل (۳) و قانون کنترلی (۲۱) و قوانین به روزرسانی پارامترهای کنترل کننده (۲۳-۲۲) را در نظر بگیرید. فرض کنید که مدل مرجع پایدار و ورودی مرجع، r، کراندار است. قضیه تضمین می‌کند که همه سیگنال ها شامل $\overline{w}_u$، $\overline{w}_l$، k_p، k_d و $e(t)$ کراندار خواهند بود و همچنین $lim_{t\to\infty}\, u_{fb}(t) \to 0$. در نتیجه پایداری مجانبی تضمین خواهد شد و $lim_{t\to\infty}\, e(t) \to 0$.(اثبات در پیوست)

$$\dot{\overline{w}}_u^T = \frac{1}{2}\eta_1 \bar{u}_{fb}{}^T P_n \xi_1 \tag{۲۲}$$

$$\dot{\overline{w}}_l^T = \frac{1}{2}\eta_2 \bar{u}_{fb}{}^T P_n \xi_2 \tag{۲۳}$$

که در معادلات بالا، P_n آخرین ستون ماتریس مثبت معین و متقارن P می‌باشد. همچنین η_1 و η_2 نرخ‌های تطبیق می‌باشند که سرعت همگرایی را تنظیم می‌کنند و ξ_1 و ξ_2 خروجیهای لایه پنهان کنترل‌کننده شبکه عصبی راف در نظر گرفته شده، است.

دیاگرام بلوکی کنترل کننده طراحی شده در شکل ۲ آورده شده است.

به طور کلی طراحی انجام گرفته را میتوان به صورت زیر خلاصه کرد:

اطلاعات در دسترس: مدل سیستم غیرخطی (۳) و مدل مرجع.

هدف طراحی: طراحی کنترل‌کننده با قانون کنترلی (۲۱)، به طوری که ردیابی ورودی مرجع به صورت مجانبی انجام گیرد.

الگوریتم طراحی انجام گرفته در ۶ گام زیر بیان می‌گردد:

گام۱: به دست آوردن معادله مشخصه پسخور خطا با استفاده از (۱۲).

گام ۲: تعیین بردار K به طوری که (۱۲) هرویتز باشد.

گام ۳: به دست آوردن ماتریس همبسته ۸ با استفاده از (۱۶) و درنظر گرفتن ماتریس مثبت معین و متقارن Q و حل معادله لیاپانوف با استفاده از (۱۹).

گام ۴: درنظر گرفتن شرایط اولیه مناسب برای پارامترهای کنترل‌کننده و به روزرسانی پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از (۲۳-۲۲).

گام ۵: به دست آوردن قانون کنترلی با استفاده از (۲۱).

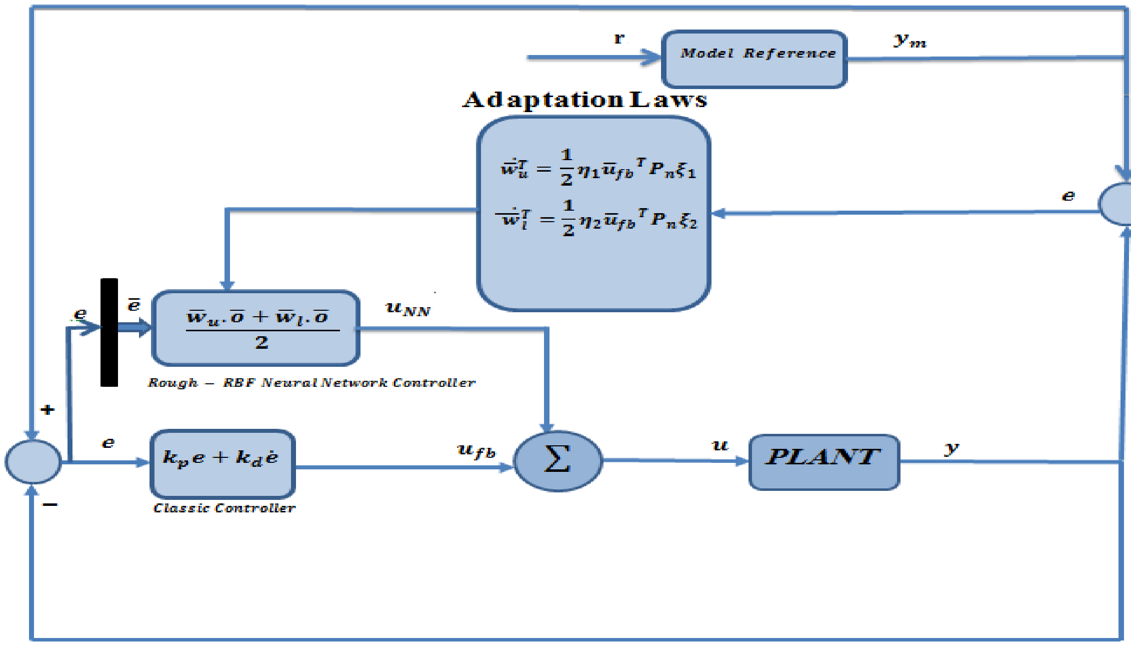
گام ۶: توقف.

۳- شبیه سازی

در این قسمت، کنترل کننده طراحی شده جهت کنترل و همزمانسازی سیستمهای آشوب به کار برده خواهد شد. سیستمهای آشوب نوسانگر دافینگ و جنسیو- تسی به عنوان سیستمهای غیرخطی می‌باشند که شبیه‌سازی روی آنها انجام گرفته است. این سیستمهای

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

آشوب در معرض نویز و اغتشاش محدود خارجی قرار گرفته‌اند و از آنجایی که وزنهای کنترل‌کننده شبکه عصبی به کاربرده شده به فرم بازه‌ای در نظر گرفته شده‌اند، این انتظار می‌رود که کنترل این سیستمها به خوبی انجام گیرد.



شکل ۲: دیاگرام بلوکی طراحی کنترل کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی مدل مرجع با آموزش پسخور خطا و براساس تابع لیاپانوف.

۳-۱ کنترل و همزمانسازی سیستم نوسانگر دافینگ

۳-۱-۱ کنترل سیستم نوسانگر دافینگ

معادلات توصیف کننده سیستم نوسانگر دافینگ در حوزه فضای حالت به صورت زیر می‌باشد[۳۶] :

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = \gamma x_1 + \alpha x_1^3 + \delta x_2 + \varepsilon \cos(wt) + (3 + \cos(x_1))u(t) \qquad (۲۴)$$

که در آن، $u(t)$ نیروی کنترلی اعمالی به سیستم و $\varepsilon \cos(wt)$ اغتشاش محدود خارجی است. به منظور شبیه سازی کنترل‌کننده طراحی شده، مقادیر پارامترها به صورت زیر درنظر گرفته شده است[۳۶] :

$$\gamma = 1, \alpha = -1, \delta = -0.15, \varepsilon = 0.15, w = 1 \qquad (۲۵)$$

شکل ۳ رفتار آشوبگون سیستم نوسانگر دافینگ هنگامی که $u(t) = 0$ است را نشان می‌دهد.

برای شبیه سازی طبق گامهای خلاصه شده عمل می‌کنیم. ابتدا معادلات توصیف کننده فضای حالت مدل مرجع را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10 & -7 \end{bmatrix},\ B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad (۲۶)$$

با این انتخاب، مقادیر ویژه مدل مرجع درنظر گرفته شده که سیستم تحت کنترل باید آن را ردیابی کند، مطابق با رابطه $|\lambda I - A_m| = 0$ در مکان‌های $\{(-2,-5)\}$جایابی می‌شوند. سیگنال ورودی مرجع، r، را به صورت سینوسی انتخاب کرده‌ایم.

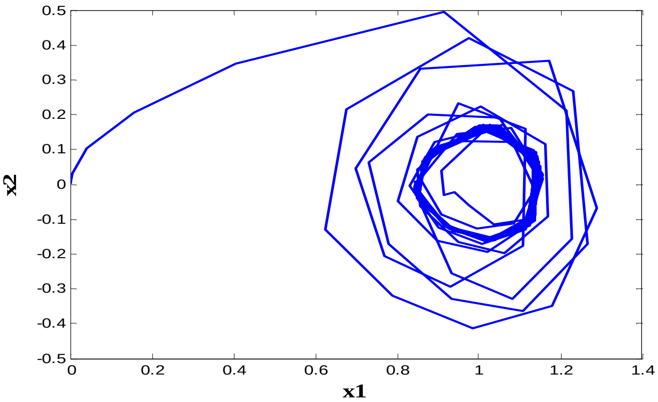
گام۱: مطابق با (۱۲) و با توجه به اینکه سیستم تحت کنترل دارای دو متغیر حالت می باشد، خواهیم داشت:

$$\ddot{u}_{fb} + k_1\dot{u}_{fb} + k_2 u_{fb} = 0 \tag{۲۷}$$

گام۲: برای اینکه (۲۷) هرویتز باشد بایستی که k_1 و k_2 مثبت باشند.در این شبیه‌سازی بردار K را به صورت $K = [1\ 2]^T$ انتخاب کردیم. با این انتخاب، هر دو ریشه (۲۷) در $\{-1\}$جایابی می‌شوند و در نتیجه پاسخ میرای بحرانی به دست خواهد آمد.

گام۳: ماتریس Λ با توجه به (۱۶) به صورت $\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}$می‌گردد. حال، ماتریس مثبت معین و متقارن Q را با سعی و خطا به صورت $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ انتخاب می‌کنیم و با توجه به (۱۹) پاسخ معادله لیاپانوف به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P = \begin{bmatrix} 1.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \tag{۲۸}$$



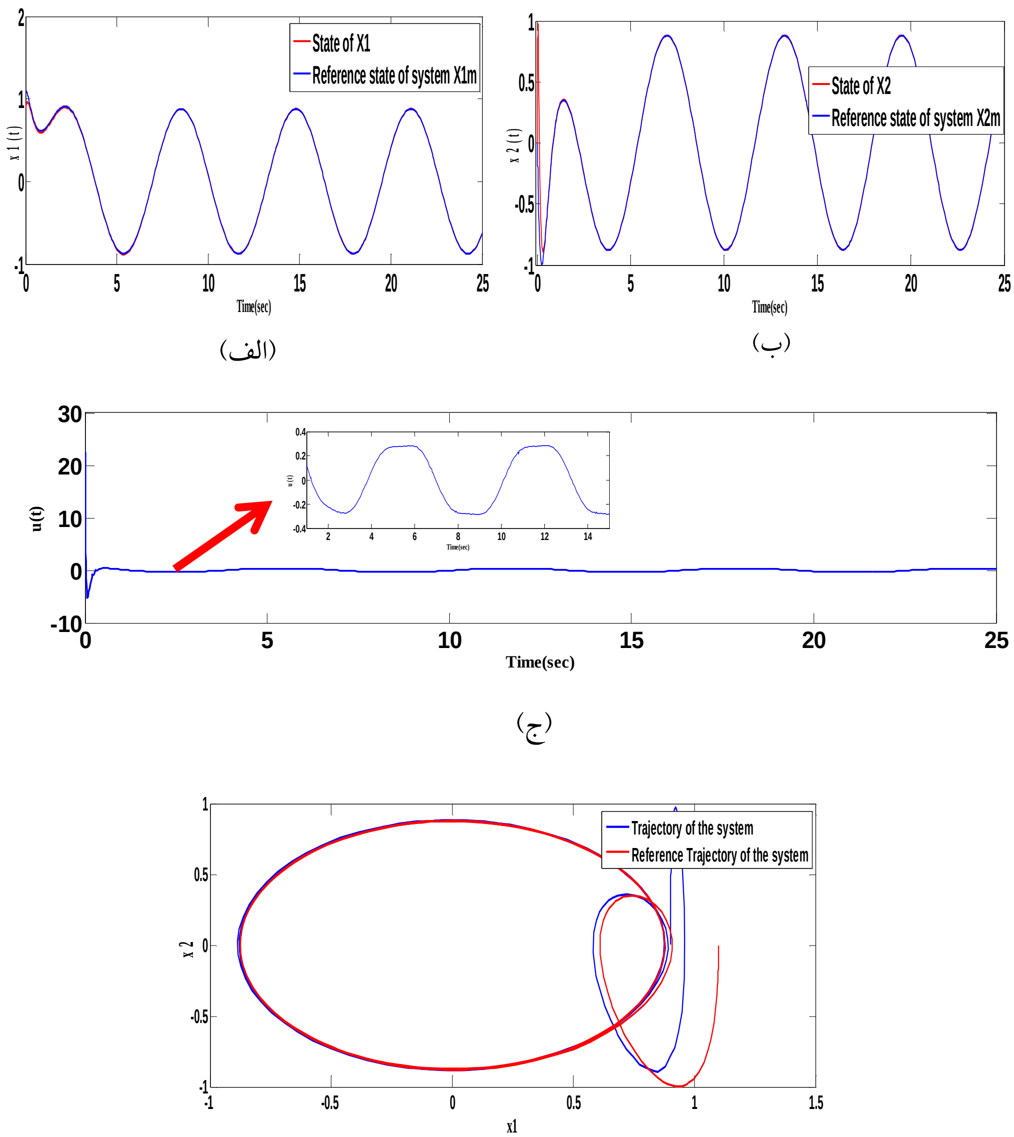
شکل ۳ : رفتار آشوبگون سیستم نوسانگر دافینگ در صفحه حالت.

جدول ۱ شرایط اولیه پارامترهای مورد نیاز برای طراحی کنترل‌کننده را با استفاده از معیار سعی و خطا نشان می دهد.

جدول ۱: شرایط اولیه استفاده شده برای شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم نوسانگر دافینگ.

Parameters	k_p	k_d	$X(0)$	$X_m(0)$
Values	100	10	[0.9;0.01]	[1.1;0]

گام های ۴ و ۵: حال با استفاده از روابط به روز رسانی پارامترهای کنترل‌کننده از (۲۳-۲۲) و قانون کنترلی از (۲۱)، نتایج شبیه-سازی در شکل ۴ آورده شده است.



(د)

شکل ۴: **الف**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_1، **ب**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_2، **ج**. نیروی کنترلی و**د**. رفتار سیستم نوسانگر دافینگ و مدل مرجع در صفحه فاز.

با توجه به شکلهای موجود در شکل ۴ دیده می‌شود که کنترل‌کننده طراحی شده به خوبی توانسته است که سیستم آشوب نوسانگر دافینگ را کنترل و نتایج رضایت بخشی را ایجاد نماید. همچنین با توجه به نتایج شبیه‌سازی، محدود بودن پاسخ حالت گذرای سیستم کاملا تضمین شده است.

۳-۱-۲ همزمانسازی سیستمهای نوسانگر دافینگ با پارامترها و شرایط اولیه متفاوت

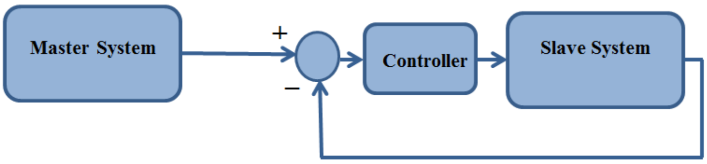
دیاگرام بلوکی همزمانسازی دو سیستم آشوب در شکل ۵ آمده است .همانطور که در شکل ۵ دیده می‌شود، همزمانسازی دو سیستم آشوب که در پارامترها و شرایط اولیه متفاوت می‌باشند، همانند طراحی کنترل‌کننده برای ردیابی مدل مرجع در نظر گرفته شده، است. برای این منظور بایستی که دو سیستم پایه[1] و پیرو[1] را که قرار است همزمان شوند در نظر بگیریم. معادلات توصیف

[1]Master

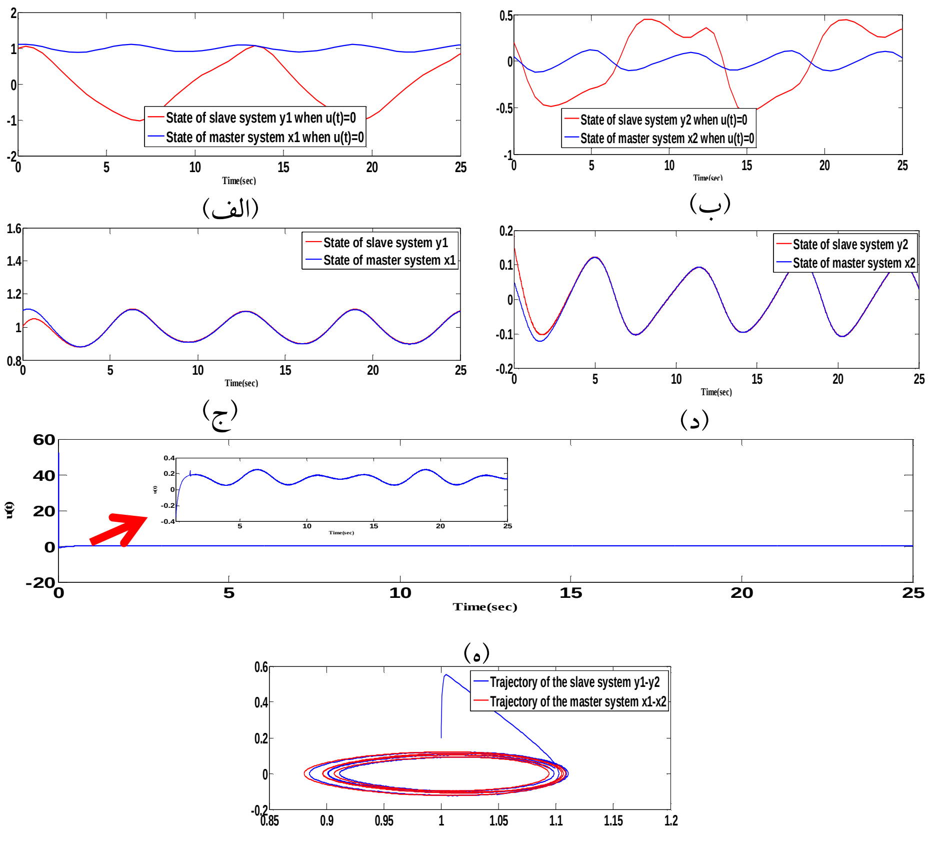
کننده سیستمهای نوسانگر دافینگ پایه و پیرو در نظر گرفته شده، به صورت زیر می باشند:

$$\dot{x}_2 = \gamma x_1 + \alpha x_1^3 + \delta x_2 + \varepsilon \cos(wt) \tag{۲۹}$$

$$\dot{y}_2 = \gamma' y_1 + \alpha' y_1^3 + \delta' y_2 + \varepsilon' \cos(w't) + (3 + \cos(y_1))u(t) \tag{۳۰}$$



شکل ۵: دیاگرام بلوکی همزمان سازی دو سیستم



شکل ۶: **الف**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم پیرو و پایه برای x_1 بدون اعمال نیروی کنترلی، **ب**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم پیرو و پایه برای x_2 بدون اعمال نیروی کنترلی، **ج**. همزمانسازی متغیر حالت x_1 سیستم پیرو و پایه برای x_1، **د**. همزمانسازی متغیر حالت x_2 سیستم پیرو و پایه برای x_2، **ه**. نیروی کنترلی و**ی**. رفتار همزمان ساز شده دو سیستم نوسانگر دافینگ در صفحه فاز.

معادله (۲۹) بیان کننده سیستم پایه و (۳۰) بیان کننده سیستم پیرو می باشد. پارامترهای سیستم پایه همانند شبیه سازی قسمت قبل و پارامترهای سیستم پیرو به صورت زیر در نظر گرفته می شوند:

[1]Slave

$$\gamma' = 0.5, \alpha' = -1, \delta' = -0.1, \varepsilon' = 0.2, w' = 1.5, X_{Master}(0) = [1.1\ 0.05]^T, Y_{Slave}(0) = [0.9\ 0.2]^T \quad (۳۱)$$

نتایج همزمانسازی دو سیستم آشوب در شکل ۶ آمده است. با توجه به شکل ۶ دیده می‌شود که با وجود تفاوت در پارامترهای دو سیستم و شرایط اولیه آنها، همزمانسازی با استفاده از کنترل کننده طراحی شده به خوبی انجام گرفته است. شکلهای قسمتهای الف و ب نشانگر رفتار متغیرهای حالت سیستم پیرو در دنبال کردن متغیرهای حالت سیستم پایه زمانی که نیروی کنترلی به سیستم پیرو تحت کنترل اعمال نمی شود، می‌باشد. همانطور که از این شکلها دیده می‌شود، تا قبل از اعمال نیروی کنترلی همزمانسازی انجام نمی‌گیرد ولی با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده ردیابی سیستم پایه توسط سیستم پیرو به خوبی انجام می گیرد (شکلهای ج و د).

۳-۲- کنترل و همزمانسازی سیستم جنسیو- تسی

۳-۲-۱ کنترل سیستم جنسیو- تسی

در این قسمت با استفاده از کنترل کننده ارائه شده، قصد بر کنترل سیستم آشوب جنسیو- تسی داریم. این سیستم به علت دارا بودن ویژگیهای یک سیستم آشوب[۳۷] ، تعلق به گروه سسیستمهای آشوب دارد.

معادلات توصیف کننده سیستم جنسیو- تسی در حوزه فضای حالت به صورت زیر می باشد:

$$\dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + nx_1^2 + u(t) \quad (۳۲)$$

که در (۳۲)، x_1، x_2 و x_3 متغیرهای حالت سیستم و a، b، c و n ثابت های مثبت حقیقی می باشد. همچنین، a، b و c رابطه $ab < c$ را ارضا می کنند. معادلات توصیف کننده فضای حالت سیستم جنسیو- تسی در حضور عدم قطعیتهای موجود به فرم (۳۳) می باشد [۹]:

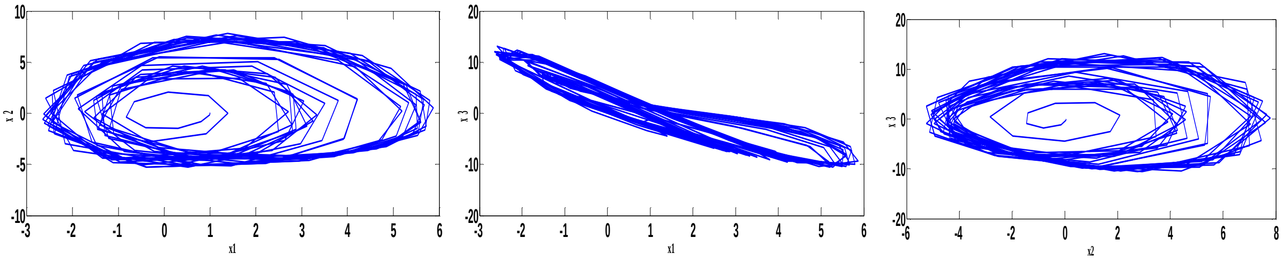
$$\dot{x}_1 = x_2$$
$$\dot{x}_2 = x_3$$
$$\dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + nx_1^2 + \Delta f(x,t) + d(t) + u(t) \quad (۳۳)$$

که در آن، $x = [x_1, x_2, x_3]^T$ بردار متغیرهای حالت سیستم می‌باشد. همچنین $\Delta f(x,t)$ و $d(t)$ به ترتیب عدم قطعیت و اغتشاش ناشناخته متغیر با زمان می‌باشند به طوری که $0 < |\Delta f(x,t)| < F$ و $0 < |d(t)| < D$.به منظور شبیه‌سازی از پارامترها با مقادیر زیر استفاده شده است:

$$\Delta f(x,t) = 0.1\cos(\pi x_1)\sin(3\pi x_2)\sin(3\pi x_3)$$
$$d(t) = 0.1cost \quad (۳۴)$$

شکل ۷ رفتار آشوبگون سیستم جنسیو- تسی هنگامی که $u(t)=0$ است را نشان می‌دهد. همانند شبیه سازی قسمت قبل، در این بخش نیز عمل می کنیم. نخست فرم فضای حالت مدل مرجع مورد نظر که سیستم تحت کنترل باید از آن تبعیت کند را تعیین می-کنیم. در این شبیه سازی، این مدل به صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$A_m=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ -70 & -59 & -14\end{bmatrix},\ B_r=\begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix} \qquad (۳۵)$$



(الف) (ب) (ج)

شکل ۷ : رفتار آشوبگون سیستم جنسیو- تسی در حضور عدم قطعیت در صفحه حالت. **الف**. صفحه حالت x_1 و x_2، **ب**. صفحه حالت x_1 و x_3، **ج**. صفحه حالت x_2 و x_3.

با این انتخاب، مقادیر ویژه مدل مرجع درنظر گرفته شده که سیستم تحت کنترل باید آن را ردیابی کند در مکانهای $\{(-2,-5,-7)\}$ جایابی می‌شوند. سیگنال ورودی مرجع، r، را به صورت سینوسی انتخاب می کنیم.

گام ۱: مطابق با (۱۲) و با توجه به اینکه سیستم تحت کنترل دارای سه متغیر حالت می‌باشد، خواهیم داشت:

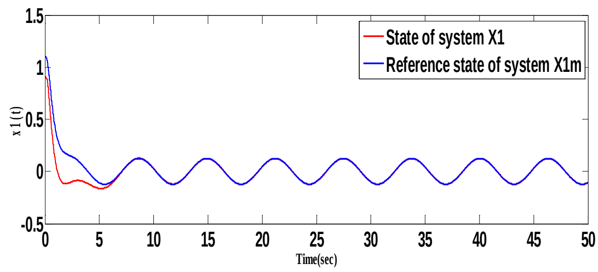
$$\dddot{u}_{fb}+k_1\ddot{u}_{fb}+k_2\dot{u}_{fb}+k_3u_{fb}=0 \qquad (۳۶)$$

گام۲:برای اینکه (۳۶) هرویتز باشد بایستی که k_1،k_2 و k_3مثبت باشند و همچنین $k_1k_2>k_3$. در این قسمت بردار K را به صورت $K=[6\ 11\ 6]^T$ انتخاب کردیم. با این انتخاب، ریشه های (۳۶) در $\{(-1,-2,-3)\}$ جایابی خواهند شد.

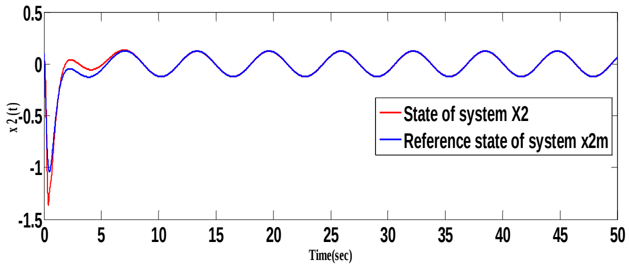
گام۳:ماتریس Λ با توجه به (۱۶) به صورت $\begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ -6 & -11 & -6\end{bmatrix}=\Lambda$می‌گردد. حال، ماتریس مثبت معین و متقارن Q را با استفاده از معیار سعی و خطا به صورت $Q=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}$ انتخاب می‌کنیم و با توجه به (۱۹) پاسخ معادله لیاپانوف به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P=\begin{bmatrix}1.8167 & 1.15 & 0.0833\\ 1.15 & 2.0083 & 0.15\\ 0.0833 & 0.15 & 0.1083\end{bmatrix} \qquad (۳۷)$$

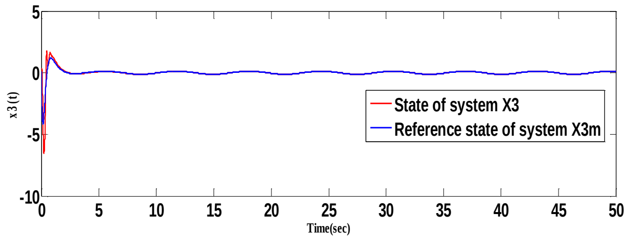
گامهای۴ و ۵: جدول ۲ شرایط اولیه پارامترهای مورد نیاز برای طراحی کنترل‌کننده با استفاده از معیار سعی و خطا را، نشان می‌دهد. حال با استفاده از روابط به روز رسانی پارامترهای کنترل‌کننده از (۲۳-۲۲) و قانون کنترلی از (۲۱)، نتایج شبیه‌سازی در شکل ۸ آورده شده است.



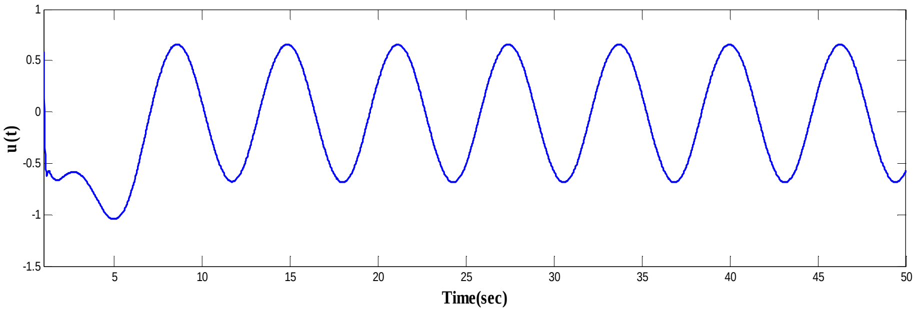
(الف)



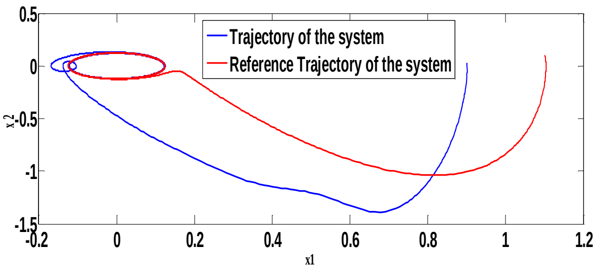
(ب)



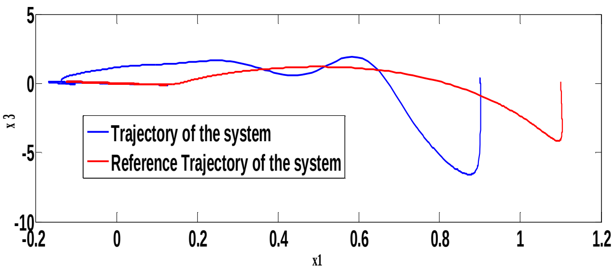
(ج)



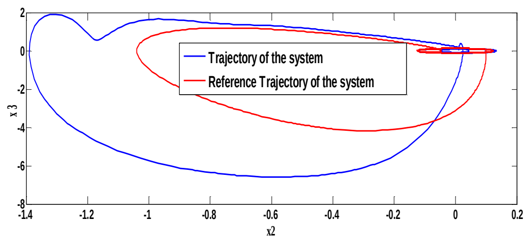
(د)



(ه)



(و)



(ی)

شکل ۸: **الف**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_1، **ب**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_2، **ج**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_3 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_3، **د**. نیروی کنترلی، **ه**. رفتار سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز $x_1 - x_2$، **و**. رفتار سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز $x_1 - x_3$ و **ی**. رفتار سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز $x_2 - x_3$.

جدول ۲- شرایط اولیه استفاده شده برای شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم جنسیو- تسی.

Parameters	k_p	k_d	$X(0)$	$X_m(0)$
Values	100	0.0001	[0.9; 0.01; 0.01]	[1.1; 0.1; 0.1]

۳-۲-۲ همزمانسازی سیستم جنسیو- تسی

همانند همزمانسازی انجام گرفته در سیستم آشوب نوسانگر دافینگ، در این قسمت اقدام به همزمانسازی می کنیم. برای این منظور سیستمهای پایه و پیرو به صورت زیر در نظر گرفته می شوند:

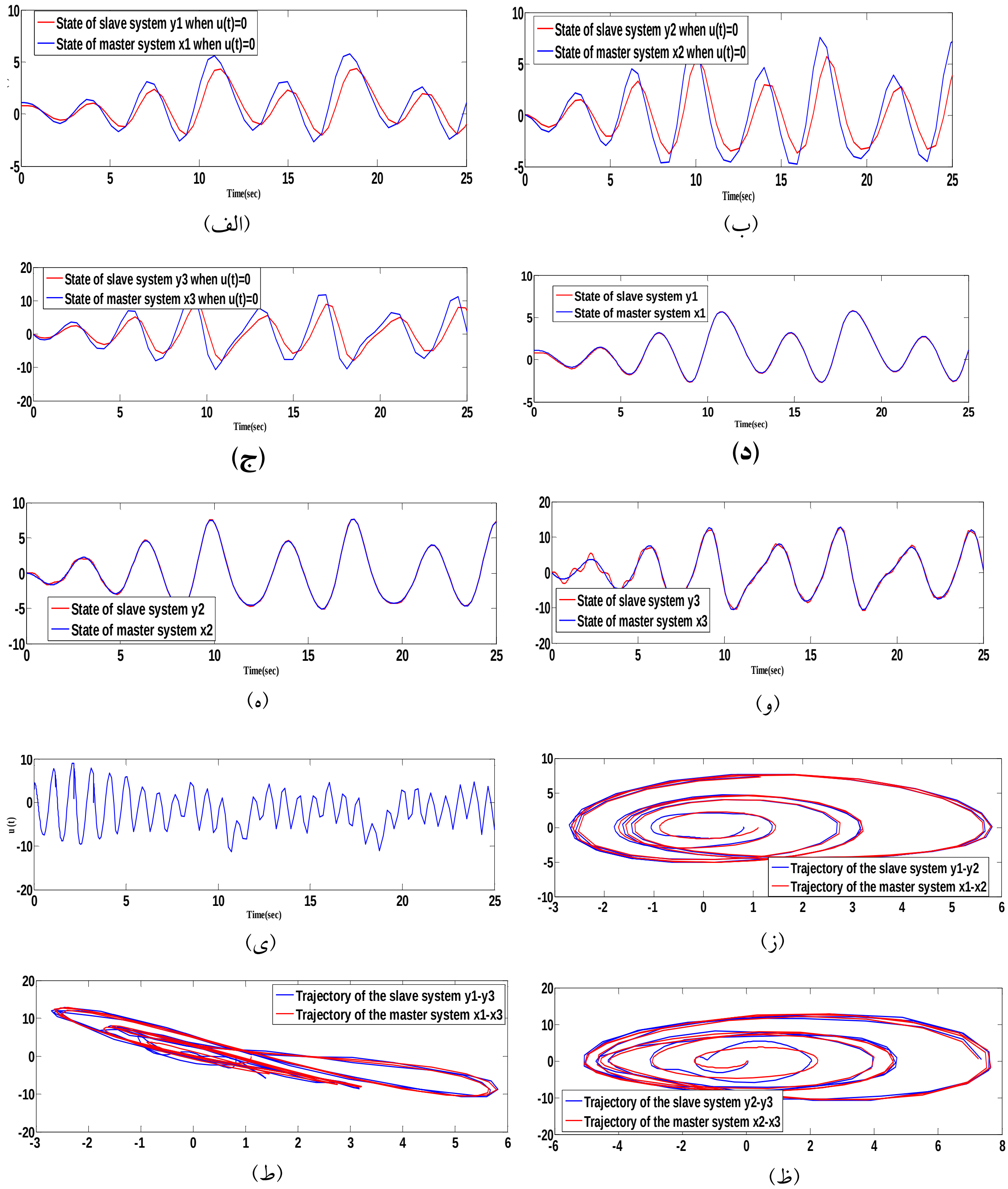
$$\dot{x}_1 = x_2$$
$$\dot{x}_2 = x_3$$
$$\dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + nx_1^2 + \Delta f(x,t) + d(t) \qquad (۳۸)$$

$$\dot{y}_1 = y_2$$
$$\dot{y}_2 = y_3$$
$$\dot{y}_3 = -c'y_1 - b'y_2 - a'y_3 + n'y_1^2 + \Delta f'(y,t) + d'(t) + u(t) \qquad (۳۹)$$

معادله (۳۸) بیان کننده سیستم پایه و (۳۹) بیان کننده سیستم پیرو می‌باشد که باید از سیستم پایه پیروی کند.در رابطه (۳۹)، $\Delta f'(y,t)$ و $d'(t)$ به ترتیب عدم قطعیت و اغتشاش ناشناخته متغیر با زمان می باشند به طوری که $0 < |\Delta f'(y,t)| < F$ و $0 < |d'(t)| < D$. پارامترهای سیستم پایه همانند شبیه‌سازی قسمت قبل در نظر گرفته می شود و پارامترها و شرایط اولیه سیستم پیرو به صورت (۴۰) در نظر گرفته می‌شود:

$$\Delta f'(y,t) = 0.1\cos(\pi y_1)\sin(3\pi y_2)\sin(3\pi y_3)$$
$$d'(t) = 0.08cost, X_{Master}(0) = [1.1\ 0.01\ 0.01]^T, Y_{Slave}(0) = [0.8\ 0.05\ 0.03]^T \qquad (۴۰)$$

نتایج شبیه سازی در شکل ۹ آورده شده است. همانطور که از شکلهای موجود در شکل ۹ دیده می‌شود، کنترل‌کننده طراحی شده به خوبی توانسته است دو سیستم آشوب جنسیوتسی را که دارای پارمترها و شرایط اولیه متفاوت می باشند را، همزمانسازی کند. شکلهای قسمتهای الف تا ج نشانگر رفتار متغیرهای حالت سیستم پیرو در دنبال کردن متغیرهای حالت سیستم پایه زمانی که نیروی کنترلی به سیستم پیرو تحت کنترل اعمال نمی‌شود، می‌باشد. همانطور که از این شکلها دیده می‌شود، تا قبل از اعمال نیروی کنترلی همزمانسازی انجام نمی‌گیرد ولی با استفاده از کنترل‌کننده طراحی شده ردیابی سیستم پایه توسط سیستم پیرو به خوبی انجام می گیرد (شکلهای د تا ه).



شکل ۹: **الف**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم پایه و پیرو برای x_1 بدون اعمال نیروی کنترلی، **ب**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم پایه و پیرو برای x_2 بدون اعمال نیروی کنترلی،**ج**. پاسخ زمانی متغیر حالت x_3 سیستم پیرو و پایه برای x_3 بدون اعمال نیروی کنترلی، **د**. همزمانسازی متغیر حالت x_1 سیستم پیرو و پایه برای x_1 ، **ه**. همزمان سازی متغیر حالت x_2 سیستم پیرو و پایه برای x_2 ، **و**. همزمان سازی متغیر حالت x_3 سیستم پیرو و پایه برای x_3 ، **ی**. نیروی کنترلی، **ز**. رفتار همزمانساز شده دو سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز x_1-x_2, y_1-y_2، **ط**. رفتار همزمانساز شده دو سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز x_1-x_3, y_1-y_3 و **ظ**. رفتار همزمانساز شده دو سیستم جنسیو تسی در صفحه فاز x_2-x_3, y_2-y_3.

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

٤- مقایسه عملکرد کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی و کنترل‌کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی مرسوم در کنترل سیستمهای آشوب

مهمترین مزیت کنترل‌کننده ارائه شده در مقایسه با کنترل‌کننده‌های موجود که از الگوریتمهایی نظیر گرادیان نزولی استفاده می‌کنند، اثبات پایداری با تابع لیاپانوف پیشنهادی می‌باشد. از آنجایی که کار ارائه شده بر اساس آموزش پسخور خطا و تابع لیاپانوف می‌باشد، بنابراین بایستی که با شبکه عصبی غیررافی مقایسه گردد که بر اساس آموزش پسخور خطا و تابع لیاپانوف باشد و در واقع مقایسه با کارهایی که به عنوان نمونه از روش گرادیان نزولی استفاده می‌کنند، سنخیتی ندارد. به همین دلیل در این مقاله اقدام به شبیه سازی در دو حالت شبکه عصبی راف و غیر راف برای طراحی ارائه شده، کرده و مقایسه را برای این دو حالت انجام می‌دهیم.در کنترل کننده های شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی متداول، وزنها بر خلاف حالت راف به فرم بازه‌ای در نظر گرفته نمی‌شوند و به جای استفاده از وزنهای حد بالا و پایین، از یک وزن استفاده می‌گردد. در ادامه خواهیم دید که در نظر گرفتن وزنهای کنترل‌کننده شبکه عصبی به فرم بازه‌ای مقاومت بهتری در برابر عدم قطعیتها نشان خواهد داد. دیاگرام بلوکی طراحی کنترل‌کننده ترکیبی شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی در شکل ۱۰ آمده است. همانطور که در شکل ۱۰ دیده می‌شود، خروجی لایه پنهان بر خلاف حالت راف از یک سری وزن عبور می‌کند و خروجی حاصل از هر کدام از نرونهای لایه خروجی با یکدیگر جمع می‌گردند و در نتیجه نیروی کنترلی حاصل از کنترل‌کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی ایجاد می‌گردد. حال می‌خواهیم کنترل‌کننده شبکه عصبی راف و غیر راف را جهت کنترل سیستمهای آشوب تعریف شده در قسمتهای قبل، استفاده و عملکرد آنها با یکدیگر را مقایسه کنیم.

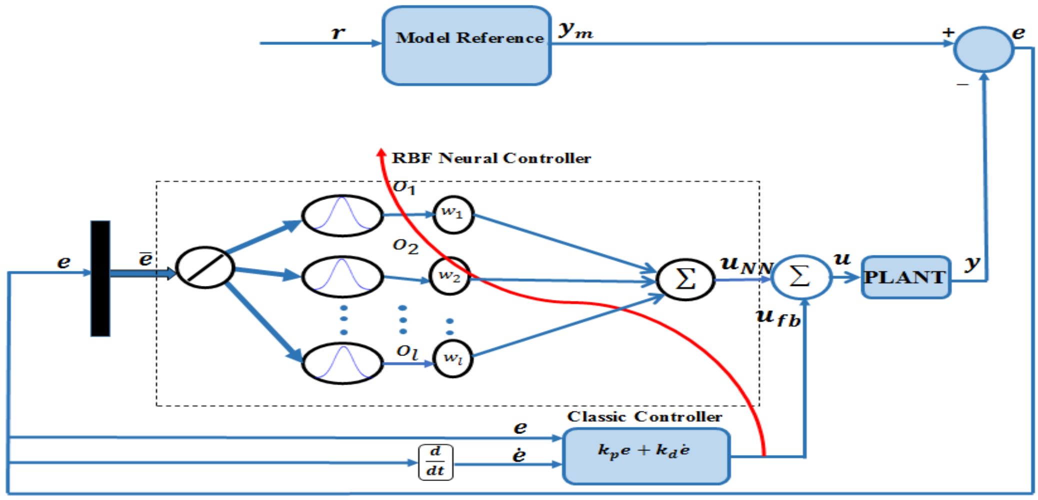
با توجه به اینکه کنترل‌کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی دارای وزنهای بازه‌ای نمی‌باشد، بنابراین با در نظر گرفتن $\bar{w}_l = \bar{w}_u = \bar{w}$، قانون تطبیق پارامتر کنترل‌کننده شبکه عصبی غیر راف به صورت $\dot{\bar{w}}^T = \eta \bar{u}_{fb}{}^T P_n \xi$ خواهد شد که درآن، P_n آخرین ستون ماتریس مثبت معین و متقارن P می باشد. همچنین η نرخ تطبیق می باشد که سرعت همگرایی را تنظیم می‌کند و ξ خروجی لایه پنهان کنترل‌کننده شبکه عصبی غیرراف در نظر گرفته شده، است. برای به دست آمدن قانون تطبیق بیان شده، کافی است در روابط موجود، $\bar{w}_l = \bar{w}_u = \bar{w}$ قرار داده شود.

٤-۱ مقایسه عملکرد کنترل‌کننده شبکه‌های عصبی راف و غیرراف در کنترل سیستم نوسانگر دافینگ

با استفاده از در نظر گرفتن پارامترهای سیستم و طراحی انجام گرفته شده در قسمت ۳-۱-۱، اقدام به شبیه سازی این بخش کرده و عملکرد دو کنترل کننده را از طریق معیار جذر میانگین مربعات خطا با یکدیگر مقایسه می‌کنیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل ۱۱ آمده است.مقایسه بین دو روش کنترلی مطرح شده با استفاده از معیار جذر میانگین مربعات خطا، در جدول ۳ آورده شده است.با توجه به شکل ۱۱و جدول ۳ کاملا مشهود است که کنترل‌کننده شبکه عصبی راف به دلیل بازه‌ای در نظر گرفتن وزنهای لایه خروجی از خطای کمتری در ردیابی مدل مرجع نسبت به حالت مشابه در نوع غیر راف آن، برخوردار است. در واقع با در نظر گرفتن وزنهای کنترل کننده شبکه عصبی به فرم راف، انعطاف پذیری کنترل کننده را افزایش یافته و این مسئله منجر به بهبود عملکرد سیستم در مواجهه با عدم قطعیتهای موجود گردید.

٤-۲ مقایسه عملکرد کنترل‌کننده شبکه‌های عصبی راف و غیرراف در کنترل سیستم جنسیو تسی

در این قسمت نیز، با استفاده از در نظر گرفتن پارامترهای سیستم و طراحی انجام گرفته شده در قسمت ۳-۲-۱، اقدام به شبیه سازی این بخش کرده و عملکرد دو کنترل کننده را از طریق معیار جذر میانگین مربعات خطا با یکدیگر مقایسه می کنیم. نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل ۱۲ آمده است.

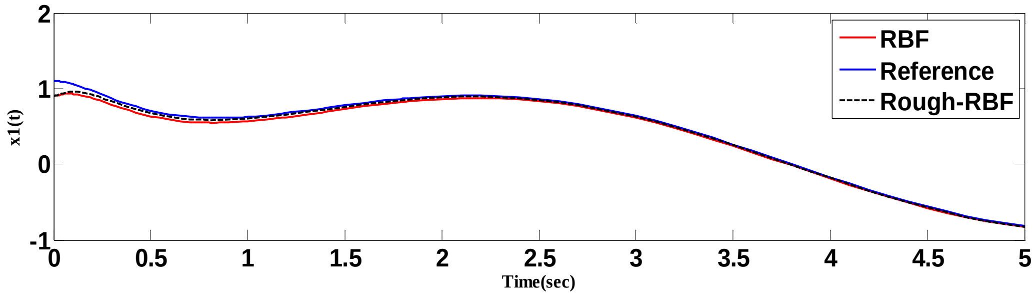


شکل ۱۰: دیاگرام بلوکی مفهومی کنترل کننده شبکه عصبی مبتنی بر توابع شعاعی مرسوم مدل مرجع با آموزش پسخور خطا.

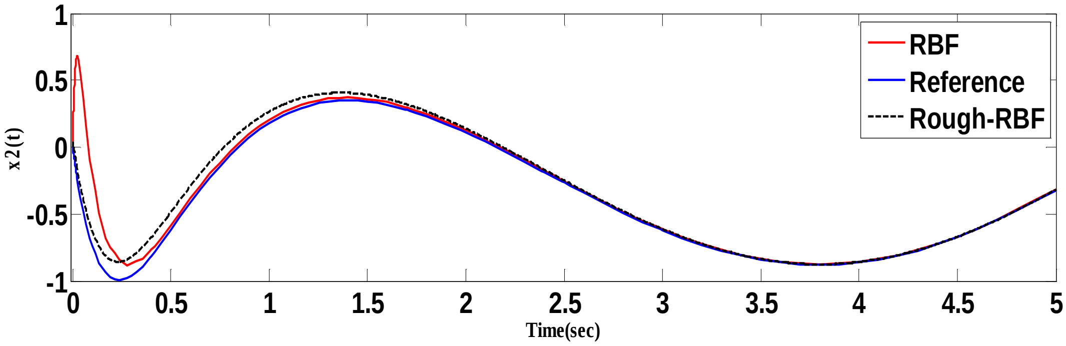
جدول ۳- مقایسه کنترل کننده های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی با معیار جذر میانگین مربعات خطا در کنترل سیستم نوسانگر دافینگ.

نوع کنترل کننده / معیار بررسی	کنترل کننده عصبی غیر راف	کنترل کننده عصبی راف
جذر میانگین مربعات خطای متغیر حالت X_1	۰.۱۳۳۱	۰.۱۳۰۲
جذر میانگین مربعات خطای متغیر حالت X_2	۰.۳۰۱۷	۰.۰۹۰۴

مقایسه بین دو روش کنترلی مطرح شده با استفاده از معیار جذر میانگین مربعات خطا، در جدول ۴ آورده شده است. با توجه به شکل ۱۲ و جدول ۴ کاملا مشهود است که کنترل کننده شبکه عصبی راف به دلیل بازه‌ای در نظر گرفتن وزنهای لایه خروجی از خطای کمتری در ردیابی مدل مرجع نسبت به حالت مشابه در نوع غیر راف آن، برخوردار است. همانند آنچه در قسمت قبل بیان شد، در اینجا نیز با در نظر گرفتن وزنهای کنترل‌کننده شبکه عصبی به فرم بازه‌ای، انعطاف پذیری کنترل کننده بالا رفت و این امر باعث پوشش بهتر عدم قطعیتهای موجود و در نتیجه بهبود عملکرد سیستم در مقایسه با نوع غیر راف گردید.



(الف)

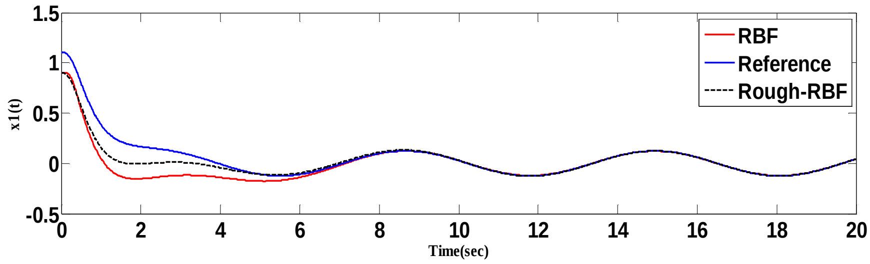


(ب)

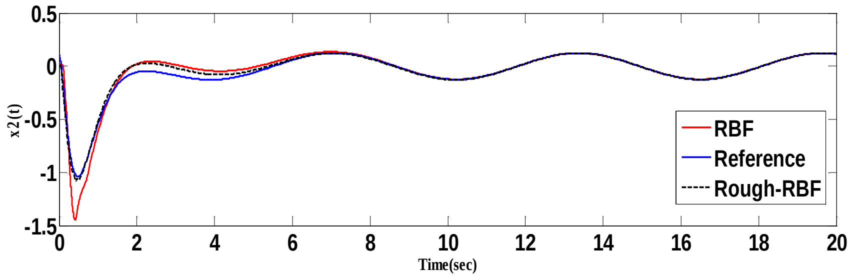
شکل ۱۱: **الف.**پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_1 با استفاده از کنترل کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی و**ب.** پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم نوسانگر دافینگ و سیگنال مرجع برای x_2 با استفاده از کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی.

جدول ۴– مقایسه کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی با معیار جذر میانگین مربعات خطا در کنترل سیستم جنسیو– تسی.

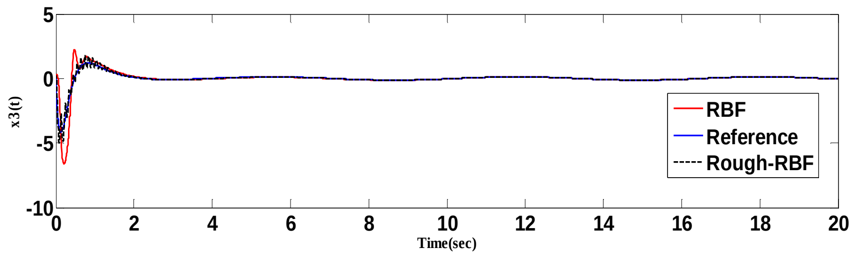
نوع کنترل کننده / معیار بررسی	کنترل کننده عصبی غیرراف	کنترل کننده عصبی راف
جذر میانگین مربعات خطای متغیر حالت x_1	۰.۱۳۱۷	۰.۰۹۴۹
جذر میانگین مربعات خطای متغیر حالت x_2	۰.۰۶۹۶	۰.۰۳۵۰
جذر میانگین مربعات خطای متغیر حالت x_3	۰.۷۲۹۰	۰.۳۱۸۵



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۲: **الف.** پاسخ زمانی متغیر حالت x_1 سیستم جنسیو- تسی و سیگنال مرجع برای x_1 با استفاده از کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی، **ب.** پاسخ زمانی متغیر حالت x_2 سیستم جنسیو- تسی و سیگنال مرجع برای x_2 با استفاده از کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی و **ج.** پاسخ زمانی متغیر حالت x_3 سیستم جنسیو- تسی و سیگنال مرجع برای x_3 با استفاده از کنترل‌کننده‌های شبکه عصبی راف و غیر راف مبتنی بر توابع شعاعی.

۵-نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل‌کننده جدیدی برای کنترل کلاسی از سیستم های غیرخطی در حضور عدم قطعیت ارائه شد. کنترل‌کننده ترکیبی در نظر گرفته شده از دو قسمت کنترل کننده شبکه عصبی راف و کنترل کننده کلاسیک تناسبی- مشتقی تشکیل می شود. کنترل‌کننده شبکه عصبی به صورت کنترل‌کننده شبکه عصبی راف مبتنی بر توابع شعاعی در نظر گرفته شد. وزنهای لایه خروجی کنترل‌کننده شبکه عصبی راف شامل دو قسمت حد بالا و حد پایین می‌باشد. به منظور به دست آوردن روابط به روز کردن این وزنها از خطای پسخور ناشی از خروجی کنترل‌کننده کلاسیک در نظر گرفته شده، استفاده شده است. با استفاده از تابع لیاپانوف مناسب روابط به روز کردن این وزنها به دست آورده شده‌اند. همچنین با توجه به استفاده از تابع لیاپانوف، پایداری سیستم، تضمین و اثبات گردیده است. همچنین به دلیل اینکه از کنترل‌کننده کلاسیک تناسبی- مشتقی که به صورت یک فیلتر بالاگذر عمل می-کند، در کنار کنترل‌کننده شبکه عصبی استفاده می‌گردد، محدود بودن پاسخ حالت گذرای سیستم تضمین می‌شود.در واقع، نحوه عمل کردن کنترل‌کننده ارائه شده بدین شکل است که نیروی کنترلی اعمالی به سیستم تحت کنترل در لحظات ابتدایی که خطای

سیستم دارای مقدار قابل توجهی است، تاثیر بیشتری از کنترل‌کننده کلاسیک می‌پذیرد و با گذشت زمان که خطای سیستم کم می‌شود، نیروی کنترلی اعمالی به سیستم تحت کنترل، تاثیر بیشتری از کنترل‌کننده شبکه عصبی می‌گیرد و در نتیجه با این کار توانستیم از مزیتهای هردو کنترل‌کننده کلاسیک و شبکه عصبی استفاده کنیم. نتایج شبیه‌سازی جهت کنترل و همزمانسازی سیستمهای آشوب نوسانگر دافینگ و جنسیو- تسی حاکی از طراحی مناسب کنترل‌کننده ارائه شده دارد. به دلیل استفاده از وزنهای بازه‌ای در کنترل‌کننده شبکه عصبی راف، انعطاف پذیری طراحی بالا رفت. به منظور نشان دادن این موضوع، کنترل کننده شبکه عصبی راف طراحی شده با حالت غیر راف آن مقایسه و از طریق معیار جذر میانگین مربعات خطا مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی حاکی از برتری کنترل‌کننده شبکه عصبی راف نسبت به غیر راف آن در حضور عدم قطعیتهای موجود با استفاده از معیار تعریف شده دارد.

پیوست الف:

اثبات: در این قسمت قضیه بیان شده را اثبات خواهیم کرد. برای این منظور، خطای تخمین پارامترهای کنترل‌کنندهشبکه عصبی را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\tilde{\bar{w}}_u = \bar{w}_u{}^* - \bar{w}_u,\ \ \tilde{\bar{w}}_l = \bar{w}_l{}^* - \bar{w}_l \qquad \text{(الف-۱)}$$

که $\bar{w}_u{}^*$ و $\bar{w}_l{}^*$ مقادیر مطلوب و $\bar{w}_u$ و $\bar{w}_l$ مقادیر واقعی وزنهای بازه‌ای لایه‌های خروجی و میانی کنترل کننده شبکه عصبی می‌باشند. تابع لیاپانوف پیشنهادی که مثبت معین می باشد را، به فرم زیر در نظر می‌گیریم:

$$V = \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T P \bar{u}_{fb} + \frac{b}{2\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u . \tilde{\bar{w}}_u{}^T + \frac{b}{2\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l . \tilde{\bar{w}}_l{}^T \qquad \text{(الف-۲)}$$

که در آن، η_1 و η_2 نرخهای تطبیق می‌باشند که سرعت همگرایی را تضمین می‌کنند. همچنین، P ماتریس متقارن و مثبت معین و $\bar{u}_{fb}$ بردار پسخور خطا که از (۱۰) و b از (۱۸)به دست می آیند. با گرفتن مشتق زمانی از تابع لیاپانوف پیشنهادی، (الف-۳) به دست خواهد آمد:

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\dot{\bar{u}}_{fb}{}^T P \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T P \dot{\bar{u}}_{fb} + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \qquad \text{(الف-۳)}$$

با جایگذاری دینامیک پسخور خطا از (۱۷) در (الف-۳)، رابطه (الف-۴) به دست می آید:

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T \wedge^T P \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T P \wedge \bar{u}_{fb} + \bar{u}_{fb}{}^T PB[u^* - u_D(x|\theta)] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \qquad \text{(الف-۴)}$$

با ساده سازی (الف-۴)، خواهیم داشت:

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T(\wedge^T P + P \wedge)\bar{u}_{fb} + \bar{u}_{fb}{}^T PB[u^* - u_D(x|\theta)] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \qquad \text{(الف-۵)}$$

با استفاده از معادله لیاپانوف تعریف شده در (۱۹) و جایگذاری آن در (الف-۵)، داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \bar{u}_{fb}{}^T PB[u^* - u_D(x|\theta)] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \qquad \text{(الف-۶)}$$

با استفاده از (۱۵) داریم:

$$u^* = (u_D(x|\theta^*) - h) \quad \text{(الف-۷)}$$

جایگذاری (الف-۷) در (الف-۶) و استفاده از (۲۱) و با توجه به اینکه فرض شده است که پارامترهای کنترل‌کننده کلاسیک انتخابی، k_p و k_d، در حالت ایده‌آل می باشند، (الف-۸) را خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T PB\big[(u_{D_1}(x|\theta_1{}^*) - u_{D_1}(x|\theta_1)) + (u_{D_2}(x|\theta_2{}^*) - u_{D_2}(x|\theta_2)) - 2h\big] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \quad \text{(الف-۸)}$$

حال، تعاریف در فرم رگرسوری زیر را داریم:

$$u_{D_1}(x|\theta_1) = \bar{w}_u \bar{o} = \bar{w}_u \xi_1 = \theta_1^T \xi_1, where\ \theta_1^T = \bar{w}_u and\ \xi_1 = \bar{o} \quad \text{(الف-۹)}$$

$$u_{D_1}(x|\theta_1{}^*) = \bar{w}_u{}^* \bar{o} = \bar{w}_u{}^* \xi_1 = \theta_1^{*T} \xi_1\,, where\ \theta_1^{*T} = \bar{w}_u{}^* \quad \text{(الف-۱۰)}$$

$$u_{D_2}(x|\theta_2) = \bar{w}_l \bar{o} = \bar{w}_l \xi_2 = \theta_2^T \xi_2, where\ \theta_2^T = \bar{w}_l and\ \xi_2 = \bar{o} \quad \text{(الف-۱۱)}$$

$$u_{D_2}(x|\theta_2{}^*) = \bar{w}_l{}^* \bar{o} = \bar{w}_l{}^* \xi_2 = \theta_2^{*T} \xi_2\,, where\ \theta_2^{*T} = \bar{w}_l{}^* \quad \text{(الف-۱۲)}$$

که در معادلات بالا $\bar{o}$ بردار خروجی لایه پنهان کنترل کننده شبکه عصبی راف در نظر گرفته شده می باشد. سایر پارامترها نیز در قسمتهای قبل تعریف شده اند.

با جایگذاری (الف-۹ تا الف-۱۲) در (الف-۸) خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T PB[(\bar{w}_u{}^* \xi_1 - \bar{w}_u \xi_1) + (\bar{w}_l{}^* \xi_2 - \bar{w}_l \xi_2) - 2h] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \quad \text{(الف-۱۳)}$$

با ساده سازی (الف-۱۳) و از طریق فاکتورگیری عاملهای مشترک، معادله زیر را خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T PB[(\bar{w}_u{}^* - \bar{w}_u)\xi_1 + (\bar{w}_l{}^* - \bar{w}_l)\xi_2 - 2h] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \quad \text{(الف-۱۴)}$$

با جایگذاری (الف-۱) در (الف-۱۴)، خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T PB[(\tilde{\bar{w}}_u)\xi_1 + (\tilde{\bar{w}}_l)\xi_2 - 2h] + \frac{b}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T + \frac{b}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T \quad \text{(الف-۱۵)}$$

و در نتیجه:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} - \bar{u}_{fb}{}^T PBh + \frac{1}{\eta_1}\tilde{\bar{w}}_u \left[\left(\frac{1}{2}\eta_1 \bar{u}_{fb}{}^T PB\xi_1 + b\dot{\tilde{\bar{w}}}_u{}^T\right)\right] + \frac{1}{\eta_2}\tilde{\bar{w}}_l \left[\left(\frac{1}{2}\eta_2 \bar{u}_{fb}{}^T PB\xi_2 + b\dot{\tilde{\bar{w}}}_l{}^T\right)\right] \quad \text{(الف-۱۶)}$$

به منظور اینکه مشتق تابع لیاپانوف در نظر گرفته شده منفی گردد، ترمهایی از رابطه (الف-۱۶) که از این امر جلوگیری میکنند را برابر صفر قرار می‌دهیم و از این طریق قوانین تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده شبکه عصبی مطابق با روابط (الف-۱۷ و الف-۱۸) به دست می‌آیند.

با استفاده از قوانین به روزرسانی پارامترهای کنترل کننده به صورت زیر:

$$\dot{\bar{w}}_u^T = \frac{1}{2}\eta_1 \bar{u}_{fb}{}^T P_n \xi_1 \quad \text{(الف-۱۷)}$$

$$\dot{\bar{w}}_l^T = \frac{1}{2}\eta_2 \bar{u}_{fb}{}^T P_n \xi_2 \quad \text{(الف-۱۸)}$$

که در معادلات بالا، P_n آخرین ستون ماتریس مثبت معین و متقارن P می‌باشد. همچنین η_1 و η_2 نرخهای تطبیق می باشند که سرعت همگرایی را تنظیم می‌کنند و ξ_1 و ξ_2 خروجیهای لایه پنهان کنترل کننده شبکه عصبی راف در نظر گرفته شده، است. انتخاب بهره‌های تناسبی- مشتقی بدون حضور کنترل کننده هوشمند در حلقه تعیین می‌گردند ولی با توجه به رابطه‌های (الف-۱۶) و (الف-۱۷) مشاهده می‌کنیم که بردار u_{fb} در به روز کردن وزنهای شبکه عصبی در نظر گرفته شده تاثیر مستقیم دارد. بنابراین با انتخاب بهره های تناسبی و مشتقی مختلف، میتوان با انتخاب مناسب پارامترهای آزاد دیگری که در به روز کردن وزنها تاثیر گذارند، نظیر η_1, η_2 و یا P_n، به عملکرد مناسب کنترلی دست یافت.

معادله (الف-۱۹) به دست خواهد آمد:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} - \bar{u}_{fb}{}^T PBh \rightarrow \dot{V} \leq -\frac{1}{2}\bar{u}_{fb}{}^T Q \bar{u}_{fb} + \left| h \bar{u}_{fb}{}^T PB \right| \quad \text{(الف-۱۹)}$$

رابطه (الف-۱۹) را بر حسب کوچکترین مقدار ویژه ماتریس مثبت معین و متقارن Q به صورت زیر ساده سازی می کنیم:

$$\dot{V} \leq -(\lambda_{min}(Q))\left\|\bar{u}_{fb}\right\|^2 + \left| h \bar{u}_{fb}{}^T PB \right| \quad \text{(الف-۲۰)}$$

که $(\lambda_{min}(Q))$ اشاره به کوچکترین مقدار ویژه ماتریس مثبت معین و متقارن Q دارد. به علت اینکه در کنترل‌کننده پسخور در حالت ماندگار $h \; and \; \bar{u}_{fb} \rightarrow 0$، می توان (الف-۲۰) را به صورت زیر ساده کرد:

$$\dot{V} \leq -(\lambda_{min}(Q))\left\|\bar{u}_{fb}\right\|^2 \quad \text{(الف-۲۱)}$$

معادله (الف-۲۱) بیان می‌کند که $V \epsilon L_\infty$. بنابراین داریم:

$$\int_0^\infty \bar{u}_{fb}{}^T(\tau)\bar{u}_{fb}(\tau)d\tau \leq \frac{V(0)-V(\infty)}{\lambda_{min}(Q)} \quad \text{(الف-۲۲)}$$

بنابراین می‌توان گفت: چون $V \epsilon L_\infty$است، تمام سیگنال های $\tilde{\bar{w}}_u$، $\tilde{\bar{w}}_l$و $\bar{u}_{fb}(t)$ نیز به فضای L_∞ تعلق خواهند داشت. بنابراین با توجه به(۹)، می‌توان گفت که: $\bar{e}(t) \epsilon L_\infty$. و در نتیجه: $\dot{e}(t) \epsilon L_\infty$. پس با توجه به لم باربالات خواهیم داشت: $lim_{t\rightarrow\infty} \; e(t) \rightarrow 0$. پس از به روزرسانی پارامترهای کنترل‌کننده، می‌توان قانون کنترلی را با استفاده از (۲۱) به دست آورد.

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

مراجع

[1] D. J. Gauthier, D. W. Sukow, H. M. Concannon and J. E. S. Socolar, "Stabilizing unstable periodic orbits in a fast diode resenator using continuous time- delay autosynchronization," Physical Review E, vol. 50, no. 3, pp. 2343-2346, 1994.

[2] S. Wang, Y. Zhao and L. Xiao, "The Anti-control of UAV Main-driven System of PMSM Based on Chaos", Chaos-Fractals Theories and Applications (IWCFTA), Dalian, October, 2012,pp. 273-277.

[3] Z. G. Wu, P. Shi, H. Su and J. Chu, "Sampled-Data Fuzzy Control of Chaotic Systems Based on a T–S Fuzzy Model," IEEE Transactions onFuzzy Systems, vol. 22, no. 1, pp. 153-163, 2014.

[4] B. Cazelles, G. Boudjema and N. P. Chau, "Adaptive control of chaotic system in a noisy environment," Physics Letters A, Elsevier, vol. 196, no. 1-2, pp. 326-330, Dec. 1994.

[5] M. Paskota, A. I. Mees and K. L. Teo, "On control of chaos:Higher periodic orbits," Dynamics and Control, Springer, vol. 5, no. 4, pp. 365-387, Oct. 1995.

[6] M. Ding, W. Yang, V. In, W. L. Ditto, M. L. Spano and B. Gluckman, "Controlling chaos in high dimensions: Theory and experiment," Physical Review E, vol. 53, no. 5, pp. 4334-4344, May 1996.

[7] F. Farivar, M. Aliyari Shoorehdeli, M. A. Nekoui and M. Teshnehab, "Chaos control and generalized projective synchronization of heavy symmetric chaotic gyroscope systems via Gaussian radial basis adaptive variable structure control," Chaos, Solitons & Fractals, vol. 45, no. 1, pp. 80-97, January 2012.

[8] N. Vasegh and A. Khaki Sedigh, "Chaos control in delayed chaotic systems via sliding mode based delayed feedback," Chaos, Solitons & Fractals, vol. 40, no. 1, pp. 159-165, April 2009.

[9] S. Dadras and H. R. Momeni, "Control uncertain Genesio–Tesi chaotic system: Adaptive sliding mode approach," Chaos, Solitons & Fractals, vol. 42, no. 5, pp. 3140-3146, December 2009.

[10] M. H. Khooban, A. Alfi, and D. N. M. Abadi,"Control of a class of non-linear uncertain chaotic systems via an optimal Type-2 fuzzy proportional integral derivative controller," IET Science, vol. 7, no. 1, pp. 50-58, 2013.

[11] D. C. Dracopoulos and A. J. Jones, "Adaptive neuro- genetic control of chaos applied to the attitude control problem," Neural Computing & Applications, Springer, vol. 6, no. 2, pp. 102-115, 1997.

[12] O. Calvo and J. H. E. Cartwright, "Fuzzy control of chaos," International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 8, no. 8, pp. 1743-1747, Aug. 1998.

[13] K. Tanaka, T. Ikedo and H. O. Wang , "A unified approach to controlling chaos via an LMI- based fuzzy control system design," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 45, no. 10, pp. 1021-1040, 1998.

[14] A. Bagheri and J. J. Moghaddam, "Decoupled adaptive neuro- fuzzy (DANF) sliding mode control system for a lorenz chaotic problem," Expert System with Applications, vol. 36, no. 3, pp. 6062-6068, Apr. 2009.

[DOR: 20.1001.1.23223146.1394.3.1.4.4]

[15] H. Richter and K. J. Reinschke, "Local control of chaotic systems- a Lyapunov approach," International Journal of Bifurcation and chaos, vol. 8, no. 7, pp. 1565-1573, Jul. 1998.

[16] S. Y. Li, C. H. Yang, S. A. Chen, L. W. Ko and C. T. Lin," Fuzzy adaptive synchronization of time-reversed chaotic systems via a new adaptive control strategy," Information Sciences, 2012.

[17] J. Hu, S. Chen and L. Chen, "Adaptive control for anti-synchronization of Chua's chaotic system," Physics Letters A, vol. 339, no. 6, pp. 455–460, 2005.

[18] C. K. Ahn, "Fuzzy delayed output feedback synchronization for time-delayed chaotic systems," Nonlinear Analysis: Hybrid Systems, vol. 4, no. 1, pp. 16–24, 2010.

[19] T. C. Lin and C. H. Kuo," H∞ synchronization of uncertain fractional order chaotic systems: Adaptive fuzzy approach," ISA transactions, vol. 50, no. 4, pp. 548–556, 2011.

[20] D. Lin and X. Wang, "Self-organizing adaptive fuzzy neural control for the synchronization of uncertain chaotic systems with random-varying parameters," Neuro computing, vol. 74, no. 12, pp. 2241–2249, 2011.

[21] M. Chen and Z. Han, "Controlling and synchronizing chaotic Genesio system via nonlinear feedback control," Chaos, Solitons & Fractals, vol. 17, no. 4, pp. 709–716, 2003.

[22] S. Vaidyanathan and S. Rasappan, "Global chaos synchronization of Chen-Lee systems via backstepping control," In Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), 2012, pp. 73-77.

[23] M. S. Tavazoei," Comments on Chaos Synchronization of Uncertain Fractional-Order Chaotic Systems With Time Delay Based on Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control," IEEE T. Fuzzy Systems, vol. 20, no. 5, pp. 993–995, 2012.

[24] Z. Pawlak, "Rough set," International Journal of Computer and Information Sciences, vol. 11, no. 15, pp. 341-356, 1982.

[25] S. Ding, J. Chen, X. Xu, J. Li, "Rough Neural Networks: A Review," Journal of Computational Information Systems, vol. 7, no. 7, pp. 2338-2346, 2011.

[26] D. Zhang, "Integrated methods of rough sets and neural network and their applications in pattern recognition," in Hunan University, 2007.

[27] W. Zhao, G. Chen, "A survey for the integration of rough set theory with neural networks," systems engineering and electronics, vol. 24, no. 10, pp. 103-107, 2002.

[28] Z. Xie, L. Shang, N. Li, J. Wan, "Research on rough set application in neural network," Computer Applications, vol. 21, no. 9, pp. 71-74, 2004.

[29] M. S. Szczuka, "Rough sets and artificial neural networks," in Physical- Verlag, New York, 1998, pp. 449-470.

[30] J. F. Peters, M. S. Szczuka, "Rough Neuro computing: a survey of basic models of Neurocomputation," in Springer Berlin Heidelberg, Berlin, 2002, pp. 308-315.

[31] R. Xianwen, Z. Feng, Z. Lingfeng, M. Xianwen, "Application of quantum neural network based on rough set in transformer fault diagnosis," in Power and Energy Engineering Conference, Chengdu, 2010, pp. 978-980.

[32] J. H. Cheng, H. P. Chen, Y. M. Lin, "A hybrid forecast marketing timing model based on probabilistic network rough set and C4.5," Expert Systems with Applications, vol. 37, no. 3, pp. 1814-1820, Mar. 2010.

[33] M. A. Kawato," Hierarchical neural-network model for control and learning of voluntary movement," Biol. Cybernet 57, pp. 169–85, 1987.

[34] J. Nakanishi and S. Schaal, "Feedback error learning and nonlinear adaptive Control," Neural Networks, vol. 17, no. 10, pp.1453–65, 2004.

[35] L. X. Wang, "A course in fuzzy systems and control", 1962.

[36] H. Layeghi, M. T. Arjmand, H. Salarieh and A. Alasty, "Stabilizing periodic orbits of chaotic systems using fuzzy adaptive sliding mode control," Chaos Solitons Fractals, vol. 37, no. 4, pp.1125–65, 1135.

[37] R. Genesio and A. Tesi, "Harmonic balance methods for the analysis of chaotic dynamics in nonlinear systems," Automatica, vol. 28, no. 3, pp. 531-548, 1992.