همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوبی هم‌ترازمبتنی بر روش کنترل کننده مدلغزشی

امیرحسین رستم پور[۱]، آصف زارع[۲،۳*] ، نرگس شفاعی[۲]

چکیده

در این مقاله یک مکانیزم کنترلی تطبیقی به منظور همزمان سازی یک کلاس خاص از سیستم‌های آشوبی هم‌تراز دارای تاخیرهای نامشخص، اغتشاش و عدم قطعیت ارائه‌شده‌است. تاخیرها و پارامترها برای دو سیستم آشوبی هم‌تراز پایه وپیرو، مجهول و متفاوت است. سیستم‌های آشوبی هم‌تراز ، با استفاده از نمای لیاپانوف مثبت و جاذب‌های کران دار معرفی شده است. در مکانیزم کنترلی پیشنهادی، برای همزمان سازی از دو کنترل کننده خطی و مد لغزشی تطبیقی استفاده شده است. در رهیافت کنترلی پیشنهادی، با استفاده از شرایط لیپشیتز در سیستم‌های آشوبی، قوانین بروز رسانی پارامترهای نامعین ارائه‌شده و با استفاده از تئوری لیاپانوف، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی در همزمان سازی مقاوم سیستم های مذکور، اثبات شده است. در نهایت همزمان سازی سیستم آشوبی هم‌تراز پایه و پیرو جنسیوتسیو دارای عدم قطعیت های غیرخطی، اغتشاش‌های خارجی و همچنین پارامترها و تاخیرهای زمانی ثابت و نامشخص، با استفاده از مکانیزم کنترلی پیشنهادی انجام و شبیه سازی شده‌است. بررسی نتایج نشان می‌دهد، کنترل کننده پیشنهادی، در زمانی اندک، بر اثرهای اغتشاش خارجی و عدم قطعیت های کراندار موجود در سیستم‌ها، غلبه کرده و تخمین پارامترهای سیستم اصلی در فرایند همزمان سازی به خوبی صورت گرفته است.

کلمات کلیدی: سیستم‌های آشوبی همتراز، همزمان سازی زمان، کنترل مد لغزشی، کنترل تطبیقی، عدم قطعیت، تاخیر زمانی نامشخص

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۲۰
پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۲

۱-مقدمه

سیستم‌های آشوبی دارای دینامیک غیر خطی و پیچیده هستند که به شرایط اولیه و پارامترها بسیار حساس می باشند[۳-۱]. حساسیت و پیچیدگی سیستم آشوبی همواره در حوزه همزمان سازی برای پژوهشگران چالش‌برانگیز و جذاب می‌باشد. روش‌های بسیار زیادی برای همزمان سازی میان سیستم‌های آشوبی وجود دارد که می‌توان به کنترل تطبیقی [۱۳-۱۰] ، کنترل فعال [۱۷-۱۵]، و کنترل مد لغزشی [۲۴-۱۸] اشاره‌کرد. همچنین همزمان سازی در بسیاری از کاربردهای پزشکی برخی آسیب شناسی‌های مغزی مهم می‌باشد[۲۸-۲۵]. همزمان سازی در مطالعه شبکه‌های جفت شده غیرخطی نورون‌ها در سال‌های اخیر بررسی شده‌است [۳۱-۲۹]. روش کنترل مد لغزشی یکی از روش‌ها برای بر طرف کردن خطای همزمان سازی در سیستم‌های آشوبی دارای عدم قطعیت و اغتشاش می‌باشد[۳۲]. مشکل کنترل مد لغزشی عدم پیوستگی سیگنال کنترلی یا به عبارتی چترینگ می‌باشد. برای حل این مشکل پژوهشگران کنترلر ترمینال مد لغزشی را با اضافه کردن حالت به توان مرتبه ی کسری در سطح لغزش توسعه داده‌اند[۳۳]. همچنین برخی از نویسندگان کنترل مد لغزشی مقاوم با سطح لغزش جدید ارایه داده اند که مشکل چترینگ را از بین می‌برد [۳۷-۳۴]. تأخیر زمانی جز جدایی ناپذیر سیستم‌های صنعتی و حلقه‌های کنترلی

* پست الکترونیک نویسنده مسئول:assefzare@gmail.com
۱. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران
۲. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران
۳. مرکز تحقیقات فناوری‌های هوشمند در صنعت برق، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایرانپ

می‌باشد که وجود آن منجر به پیچیدگی تحلیل سیستم ها به خصوص در مبحث طراحی کنترل کننده می شود.
یک نوع از سیستم هایی که به دلیل وجود تاخیر در متغیرهای حالت و مشتقات آن نسبت به سایر سیستم‌های دارای تاخیر، پیچدگی‌های بیشتری را ایجاد نمده‌اند، سیستم‌های هم‌تراز هستند. مباحث تحلیلی متنوعی برای این گونه از سیستم ارائه شده‌است. به عنوان مثال، تحلیل های پایداری سیستم های هم‌تراز از جمله پایداری مجانبی و مقاوم با روش ناتساوی ماتریس خطی، تضمین پایداری مجانبی یکنواخت سراسری ، روش لیاپانوف – کراسوفسکی از جمله این مباحث است[۹-۴].
موضوعی که در حوزه سیستم‌های هم‌تراز میتواندمورد توجه قرار گیرد، ارائه مدل‌های دینامیکی دارای رفتار آشوبی است که تاکنون به این موضوع پرداخته نشده‌است .با توجه به پیچیدگی این نوع مدل‌ها، در مباحث کاربردی نظیر مخابرات امن و سیستم های امنیتی تبادل داده، بسیار مورد استفاده قرار گیرند. از طرفی، در بررسی مکانیزم های همزمان سازی آشوبی، تاکنون مدلی از سیستم‌های آشوبی به فرم هم‌تراز، که به دلیل ایجاد مشتق های تاخیری در معادله ی دینامیکی آن‌ها، دارای پیچیدگی بسیار بیشتری می‌باشد، ارائه نشده است. بر این اساس، در این مقاله برای اولین بار، یک مکانیزم همزمان سازی آشوبی مبتنی بر سیستم های با دینامیک‌های توصیفی به فرم هم‌تراز ارائه شده است که دارای ویژگیهای جدیدی به شرح ذیل می‌باشد:

- معرفی و بیان کلا سی جدید از سیستم آ شوبی پایه و پیرو هم‌تراز،
- وجود عدم قطعیت، اغتشاش و تاخیرهای زمانی نامعلوم در ساختار دینامیکی سیستم‌های آشوبی هم‌تراز پایه و پیرو معرفی شده،
- طراحی مکانیزم کنترلی مد لغزشـــی تطبیقی به همراه بیان قوانین به روز رســـانی پارامترها جهت همزمان سازی مقاوم سیستم های پایه و پیرو معرفی شده.
- اثبات پایداری مکانیزم کنترلی پیشنهادی با استفاده از تئوری لیاپانوف و شرایط لیپشیتز.

این مقاله به بخش‌های زیر تقسیم می‌شود در بخش دوم به بیان مسئله پرداخته شده‌است، در بخش سوم به طراحی کنترل کننده و قوانین تخمین پارامترها با استفاده از تابع لیاپانوف پرداخته شده در بخش چهارم نیز معرفی سیستم آشوبی هم‌تراز و نتایج شبیه سازی، ارزیابی انالیز محاسبات را نشان می‌دهد و در اخر نتایج استفاده از این روش بررسی می‌شود.

معرفی سیستم هم‌تراز و بیان مسئله

شکل کلی معادلات سیستم‌های هم‌تراز به شرح زیر بیان می‌شود که τ_1 , τ_2 بیان کننده تاخیر های زمانی سیستم می‌باشد[۳۸]:

$$\dot{x} = f(t, x(t), x(t-\tau_1), \dot{x}(t-\tau_2)) \quad (۱)$$

در این مقاله برای اولین بار، سی ستم های آ شوبی هم‌تراز دارای اغتشـــاش، عدم قطعیت و پارامترها و تاخیرهای نا معلوم معرفی شــــده اســـت که شـــکل کلی معادلات دیفرانسیل توصیفی آن ها در فرم سیستم های پایه و پیرو به ترتیب به شرح ذیل بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} \quad 1 \le i \le n-1 \\ \dot{x}_n = f(x,t) + F\big(x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t-\tau_{12})\big) \\ \qquad +\Delta f(x,t) + d_1(t) \end{cases} \quad (۲)$$

$$\begin{cases} \dot{y}_i = y_{i+1} \quad i \le i \le n-1 \\ \dot{y}_n = g(y,t) + G(y((t-\tau_{21}), \dot{y}(t-\tau_{22}) \\ \qquad +\Delta g(y,t) + d_2(t) \end{cases} \quad (۳)$$

$x(t)$ متغییر حالت در سیستم پایه و پیرو به ترتیب و$y(t)$ می‌باشد و$f(.)$ و$g(.)$ توابعی معلوم در سیستم‌های پایه و پیرو هستند همچنین $\Delta g(.) , \Delta f(.)$ نامعینی و $d_2(t), d_1(t)$ اغتشاش‌های وارد شده به سیستم‌ها و$G(.)$, $F(.)$توابعی معلوم دارای مشتقات حالت تاخیردار سیستم های پایه و پیرو البته تاخیر زمانی نا معلوم τ_{ij} ، $i,j = 1,2$ نا مشخص برای سیستم‌های پایه و پیرو تعریف شده است.
بر این اساس، در مکانیزم همزمان سازی مبتنی بر سیستم های آشوبی پایه و پیرو پیچیده توصیفی به فرم های فوق، سیستم کنترلی باید طراحی گردد که با وجود عدم قطعیت‌ها، اغتشاش‌ها و تاخیرهای نامشخص موجود ، رفتار دینامیکی سیستم آشوبی هم‌تراز پیرو را بر رفتار دینامیک سیستم پایه تطبیق دهد. به عبارت دیگر، با وجود شرایط حاکم بر سیستم‌ها، از جمله اغتشاش‌های خارجی، عدم قطعیت و تاخیرهای زمانی نامشخص و پارامترهای نا معلوم

و به ازای هر شرایط اولیه در سیستم های پایه و پیرو توصیفی، شرط زیر باید برآورده شود:

$$\lim_{t\to\infty}|y_i - x_i| = \lim_{t\to\infty}|e_i| = 0 \qquad i = 1, \dots, n \tag{۴}$$

که در آن $e_i(\mathrm{t})$ خطای همزمان سازی سیستم‌های پایه و پیرو است. بر این اساس ، معادلات دیفرانسیل دینامیک خطای همزمان سازی سیستم های پایه و پیرو توصیفی، به شرح زیر تعریف می شوند:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} \qquad i \le i \le n-1 \\ \dot{e}_n = g(y,t) + G(y((t-\tau_{21}), \dot{y}(t-\tau_{22})) \\ \qquad +\Delta g(y,t) + d_2(t) - (f(x,t) \\ \qquad + F\big(x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t-\tau_{12})\big) \\ \qquad +\Delta f(x,t) + d_1(t)) \end{cases} \tag{۵}$$

تعریف۱ . برای هر $z(t), c(t) \in \mathrm{R}^n$ ، تابع غیر خطی $H(.) \in \mathrm{R}^n$ که $H(0) = 0$ و شرط (۶) را برآورده سازد لیپ شیتز نامیده [۳۹]:

$$|\mathrm{H}\big(x(t-a), \dot{x}(t-\mathrm{b})\big) - H\big(x(t-c), \dot{x}(t-\mathrm{d})\big)| \le |m_r|a-\mathrm{c}| + m_r|b-\mathrm{d}| \tag{۶}$$

که در آن :m_r یک عدد حقیقی مثبت است.

تعریف ۲. برای اعداد حقیقی a_i رابطه ی زیر برقرار است[۴۰].

$$(|\, a_1| + |\, a_2| + \cdots + |\, a_n|)^2 \ge |\, a_1|^2 + \cdots + |\, a_n|^2 \tag{۷}$$

فرض ۱. اغتشـــاش‌ها خارجی نامشـــخص $d_1(t)$،$d_2(t)$ و عدم قطعیت‌های غیر خطی کراندار $\Delta f(x,t)$، $\Delta g(y,\mathrm{t})$ در سیستم‌های پایه و پیرو (۲) و (۳) شرایط زیر را برآورده می‌کنند:

$$||d_{\mathrm{i}}(t)|| \le \gamma_{\mathrm{i}} \le \bar{\gamma}_i$$

$$\begin{aligned} ||\Delta f(x,t)\,|| &\le \delta_1 h_1(x) \\ ||\Delta g(y,\mathrm{t})\,|| &\le \delta_2 h_2(y) \end{aligned} \tag{۸}$$

$h_2(y)$و $h_1(x)$ در (۸) توا بع م ثبـت و مشـــ خص و $\delta_1\,, \delta_2, \gamma_1, \gamma_2$ مقادیرمثبت و نامعلومی هستند.

طراحی کننده ی مد لغز شی-تطبیقی جهت همزمان سازی سیستم های آشوبی هم‌تراز

در این بخش، یک روش کنترل مد لغزشـی تطبیقی برای همزمان سازی سیستم آشوبی هم‌تراز در حضور اغتشاش ، عدم قطعیت و تاخیرهای زمانی نامعلوم و پارامترهای نا معلوم توصـیف شـده در (۲) و (۳) ارئه شـده‌اسـت. بر این اســـاس، ثابت می‌شـــود به منظور همزمان ســـازی کامل سیستم‌های توصیف شده در (۲) و (۳) ، دو کنترل کننده مورد نیاز اســـت. معادلات دینامیکی خطاهای همزمان سازی ، بر اساس رابطه ی (۵) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} \qquad i \le i \le n-1 \\ \dot{e}_{n-1} = e_n + u_0(t) \\ \quad \dot{e}_n = \mathrm{g}(y,t) + G(y((t-\tau_{21}), \dot{y}(t - \\ \qquad +\Delta g(y,t) + d_2(t) \\ \qquad -(\mathrm{f}(x,t) + F\big(x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t - \\ \qquad +\Delta f(x,\mathrm{t}) + d_1(t)) + u(t) \end{cases} \tag{۹}$$

قضیه 1. شرط لازم و کافی برای همزمان سازی مقاوم $n-1$ مولفه اول سیستم‌های آ شوبی هم‌تراز (۲) و (۳) آن اســـت که کنترل کننده $u_0(t)$ در (۹) به شـــکل زیر طراحی شود [۴۱]:

$$u_0(t) = K^T e \tag{10}$$

که در آن $e^T = (e_1, e_2, \dots, e_n)$ خطای همزمان سازی و$K^T = (-k_1, -k_2, \dots, -1)$مقادیر حقیقی و k_i ها به گونه ای انتخاب شود که زیر سیستم $n-1$ مولفه اول در (۹)، شرایط پایداری هرویتز را برآورده کند.

برای طراحی کنترل کننده دوم، سطح لغزش به فرم زیر در نظر گرفته شده است:

$$s(t) = e_n(t) + \int_0^t e_n(t)dt \tag{۱۱}$$

مشتق $s(t)$ به فرم زیر است:

$$\dot{s}(t) = \dot{e}_n(t) + e_n(t) \tag{۱۲}$$

بر اساس تئوری کنترل مد لغز شی باید $s(t)$ و$\dot{s}(t)$ صفر شوند.

قضـــیه 2. شـــرط کافی جهت همزمان ســـازی مقاوم سیستم‌های آ شوبی هم‌تراز(۲) و(۳) آن ا ست که کنترل کننده $u_0(t)$ به صـــورت (۱۰) و کنترل کننده $u(t)$ به فرم زیر طراحی گردد:

$$\begin{aligned} u(t) = &-\mathrm{g}(y,t) + f(x,t) \\ &+F\big(x(t-\hat{\tau}_{11}), \dot{x}(t-\hat{\tau}_{12})\big) \\ &- G\big(y(t-\hat{\tau}_{21}), \dot{y}(t-\hat{\tau}_{22})\big) - k_0|s| - \\ &sgn(s)(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\delta}_1 h_1(x) + \hat{\delta}_2 h_2(y)) \end{aligned} \tag{۱۳}$$

که k_0 در (۱۳) مثبت و قوانین به روز رســـانی در (۱۲) به فرم زیر درنظر میباشد :

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\alpha}}_1 &= -|s|h_1(x)\\
\dot{\tilde{\alpha}}_2 &= -|s|h_2(y)\\
\dot{\tilde{\gamma}}_1 &= -|s|\\
\dot{\tilde{\gamma}}_2 &= -|s|\\
\dot{\tilde{\tau}}_{\mathrm{ij}} &= -|s|sgn(\tilde{\tau}_{\mathrm{ij}})
\end{aligned} \qquad (۱۴)$$

به طوریکه $\tilde{\delta}_1, \tilde{\delta}_2, \tilde{\gamma}_1, \tilde{\gamma}_2$ و $\tilde{\tau}_{ij}, i,j = 1,2$ خطاهای تخمین هستند.

اثبات:

$$V(s, \tilde{\delta}_{\mathrm{i}}, \tilde{\gamma}_{\mathrm{i}}, \tilde{\tau}_{\mathrm{ij}}) = \frac{1}{2}\left(s^2 + \sum_{i=1}^{2}\left({\tilde{\delta}_i}^2 + {\tilde{\gamma}_i}^2\right) + \sum_{j=1}^{2}\sum_{i=1}^{2} m_{ij}{\tilde{\tau}_{ij}}^2\right) \qquad (۱۵)$$

مشتق تابع لیاپانوف (۱۵) به شکل زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \sum_{i=1}^{2}\left(\tilde{\delta}_i\dot{\tilde{\delta}}_i + \tilde{\gamma}_i\dot{\tilde{\gamma}}_i\right) + \sum_{j=1}^{2}\sum_{i=1}^{2} m_{ij}\tilde{\tau}_{ij}\,\dot{\tilde{\tau}}_{ij} \qquad (۱۶)$$

با جای گذاری (۱۴) در (۱۶) داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V} = {} & s\Big(\mathrm{g}(\mathrm{x},\mathrm{t}) + G\big(y(t-\tau_{21}), \dot{y}(t-\tau_{22})\big) + \Delta g + d_2(t) \\
& - \Big(f(x,t) + F\big(x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t-\tau_{12})\big) + \Delta f + d_1(t)\Big)\Big) + \sum_{i=1}^{2}\left(\tilde{\delta}_i\dot{\tilde{\delta}}_i + \tilde{\gamma}_i\dot{\tilde{\gamma}}_i\right) \\
& + \sum_{j=1}^{2}\sum_{i=1}^{2} m_{ij}\tilde{\tau}_{ij}\,\dot{\tilde{\tau}}_{ij}
\end{aligned} \qquad (۱۷)$$

حال ورودی تابع کنترل $u(t)$ وارد (۱۷) می‌شود لذا داریم:

$$\begin{aligned}
\Longrightarrow \dot{V} \le {} & |s|\,\Big(\Big|G\big(y(t-\tau_{21}), \dot{y}(t-\tau_{22})\big) - G\big(y(t-\hat{\tau}_{21}), \dot{y}(t-\hat{\tau}_{22})\big)\Big| + \Big|-F\big(x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t-\tau_{12})\big) \\
& + F\big(x(t-\hat{\tau}_{11}), \dot{x}(t-\hat{\tau}_{12})\big)\Big| + |\Delta f\,| + |d_1(t)| + |\Delta g| + |d_2(t)|\Big) + s\,\bar{u}(t) + \textstyle\sum_{i=1}^{2}\left(\tilde{\delta}_i\dot{\tilde{\delta}}_i + \tilde{\gamma}_i\dot{\tilde{\gamma}}_i\right) \\
& + \textstyle\sum_{j=1}^{2}\sum_{i=1}^{2} m_{ij}\tilde{\tau}_{ij}\,\dot{\tilde{\tau}}_{ij} - k_0|s|
\end{aligned} \qquad (۱۸)$$

با در نظر گرفتن فرض ۱ در رابطه ی (۸) و تعریف ۲ در رابطه ی(۶) ،رابطه‌ی (۱۹)بدست می آید.

$$\Longrightarrow \dot{V} \le |s|\left(\textstyle\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=1}^{2} m_{ij}|\bar{\tau}_{ij}| + \alpha_1 h_1(x) + \alpha_2 h_2(x) + \gamma_1 + \gamma_2\right) + s\,\bar{u}(t) + \textstyle\sum_{i=1}^{2}(\tilde{\delta}_i\dot{\tilde{\delta}}_i + \tilde{\gamma}_i\dot{\tilde{\gamma}}_i) + \sum_{j=1}^{2}\sum_{i=1}^{2} m_{ij}\tilde{\tau}_{ij}\,\dot{\tilde{\tau}}_{ij} + -k_0|s| \qquad (۱۹)$$

که $\bar{u}(t)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$\bar{u}(t) = -sign(s)\big(\,\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1 h_1(x) + \hat{\alpha}_2 h_2(y)\big) + u00(t) \qquad (۲۰)$$

$$u00(t) = -\frac{\mathrm{b}_0}{s}\sum_{i=1}^{2}\Big[\big(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i\big)^2 + \sum_{j=1}^{2}\big(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij}\big])^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2$$

با در نظر گرفتن $\bar{u}(t)$ در(۲۰) و تخمین پارامترها در (۱۲) و جایگذاری آنها در معادله ی (۱۹) ، (۲۱)به این صورت خلاصه می شود.

$$\dot{V} \le -\mathrm{k}_0|s|^2 - \mathrm{b}_0\sum_{i}^{2}\left(\big(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i\big)^2 + \sum_{j=1}^{2}\big(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij}\big])^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2\right) \qquad (۲۱)$$

از انجایی که رابطه ی (۲۲) همواره برقرار است:

$$|\tilde{\delta}_i| = |\delta_i - \hat{\delta}_i| \le |\delta_i| + |\hat{\delta}_i| \qquad (۲۲)$$

به طور مشابه داریم:

$$\begin{aligned}
-(|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma})^2 &\le -|\tilde{\gamma}_i|^2\\
-\big(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij}\big)^2 &\le -{\tilde{\tau}_{ij}}^2
\end{aligned} \qquad (۲۳)$$

در اخر با توجه به تعریف۳ رابطه ی (۷) داریم تابع لیاپانوف ما همواره منفی می باشد .

$$\dot{V} \le -\mathrm{k}_0|\mathrm{s}|^2 - \mathrm{b}_0\textstyle\sum_{i=1}^{2}\big[|\tilde{\delta}_i|^2 + \sum_{j=1}^{2}{\tilde{\tau}_{ij}}^2 + |\tilde{\gamma}_i|^2\big] \qquad (۲۴)$$

باتوجه به این:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &\le -\eta\Big(|s|^2 + \sum_{i=1}^{2}\big[|\tilde{\delta}_i|^2 + \sum_{j=1}^{2}{\tilde{\tau}_{ij}}^2 + |\tilde{\gamma}_i|^2\big]\Big)\\
&\le -\eta\,\big(|s|^2 + |\tilde{\delta}_1|^2 + |\tilde{\delta}_2|^2 + {\tilde{\tau}_{11}}^2 + {\tilde{\tau}_{12}}^2 + {\tilde{\tau}_{21}}^2 + {\tilde{\tau}_{22}}^2 + |\tilde{\gamma}_1|^2 + |\tilde{\gamma}_2|^2\big)
\end{aligned} \qquad (۲۵)$$

نتیجه می شود:

$$\dot{V} \le -\eta V, \eta = \min\,(\mathrm{b}_0, \mathrm{k}_0) \qquad (۲۶)$$

بنابراین داریم $s(t) = 0$ و$\dot{s}(t) = 0$ و برای دینامیک e_n رابطه ی زیر برقرار است:

$$\dot{e}_n = -e_n(t) \qquad (۲۷)$$

قضیه ۳. دینامیک خطای سیستم (۹) پایدار بوده و متغییرهای حالت آن به نقطه تعادل سیستم (مبدا) همگرا می‌شوند.

$$V = \frac{1}{2}e_n^2 \qquad (۲۸)$$
$$\dot{V} = e_n\dot{e}_n \rightarrow \dot{V} = -e(t)^2$$

که ثابت می‌شود e_n به صفر میل می‌کند.همچنین، قوانین به‌روزرسانی برای تاخیرها به خطای تخمین بستگی دارد که در دسترس نیستند .برای حل این مشکل می توانید موارد زیر را انجام دهید. از انجای که تاخیر زمانی کراندار است:

$0 < \underline{\tau_{ij}} < \tau_{ij} < \overline{\tau_{ij}}$ لذا با در نظر گرفتن $\hat{\tau}_{ij}(0) = \overline{\tau_{ij}}$ رابطه (۲۹)به دست می آید.

$$\tilde{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \hat{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \overline{\tau_{ij}} < 0 \qquad (۲۹)$$
$$\Rightarrow sgn\left(\tilde{\tau}_{ij}(0)\right) = -1$$

با معرفی تابع $V_{\tilde{\tau}_{ij}} \leq \frac{1}{2}\tilde{\tau}_{ij}{}^2$ و مشتق آن به شکل زیر است:

$$\dot{V}_{\tilde{\tau}_{ij}} \leq \tilde{\tau}_{ij}\dot{\tilde{\tau}}_{ij} = -|s|sgn(\tilde{\tau}_{ij})\tilde{\tau}_{ij} = -|s|\left|\tilde{\tau}_{ij}\right| < 0 \qquad (۳۰)$$

بنابراین، $V_{\tilde{\tau}_{ij}}$یک تابع کاهشی است که در نتیجه به صفر میل می کند $\forall\, t \geq 0 : \tilde{\tau}_{ij} < 0 \Rightarrow sgn(\tilde{\tau}_{ij}) = -1$:
بنابراین، قوانین به روز رسانی برای تاخیر زمانی به شرح زیر خواهد بود .علاوه بر این، وجود عدم قطعیت و اختلال در سیستم منجر به افزایش ملایم برآوردها می‌شود که می‌توان با استفاده از روش تصحیح سیگما که در آن تابع σ_0تابع تصحیح سیگما برای جلوگیری از انحراف تخمین است، مقابله کرد.

$$\sigma_0(|\hat{\theta}(t)|) = \begin{cases} 0 & if\ |\hat{\theta}(t)| \leq M_0 \\ (\frac{|\hat{\theta}(t)|}{M_0} - 1)^n\sigma_0 & if\ M_0 \leq |\hat{\theta}(t)| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & if\ |\hat{\theta}(t)| \geq 2M_0 \end{cases} \qquad (۳۱)$$

برای همه قوانین به روز رسانی اینگونه است.

$$D^\alpha\hat{\tau}_{ij} = -|s| - \sigma_0(|\hat{\tau}_{ij}|)\hat{\tau}_{ij} \qquad (۳۲)$$
$$D^\alpha\hat{\alpha}_i = -|s| - \sigma_0\hat{\alpha}_i$$
$$D^\alpha\hat{\gamma}_i = -|s| - \sigma_0\hat{\gamma}_i$$

برای اینکه دامنه سیگنال $\bar{u}(t)$ محدود شود، به صورت زیر تصحیح می شود:

$$\bar{u}(t) = -sign(s)\big(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1h_1(x) + \hat{\alpha}_2h_2(y)\big) - \frac{bs}{s^2+\epsilon}\sum_{i=1}^{2}[(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^{2}(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij}])^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2] \qquad (۳۳)$$

ϵ یک عدد مثبت کوچیک می باشد.

۴-مثال ها و نتایج شبیه سازی

در این بخش با استفاده از استراتژی کنترلی ارائه‌شده، همزان سازی دو سیستم آشوبی هم‌تراز جنسیوتسی مورد بررسی قرار گرفته‌است. ابتدا لازم است دو سیستم آشوبی هم‌تراز مذکور با پارامترها، تاخیرها، عدم قطعیت‌ها و اغتشاش مختلف طراحی گردد. به این منظور با تغییر درسیستم آشوبی [۳۷]و[۴۰] و با اضافه کردن مشتق متغیر حالت تاخیریافته، سیستم های آشوبی جنسیوتسیو هم‌تراز طراحی شده است. با بررسی مثبت بودن نماهای لیاپانوف و کرانداری نمدارهای فاز در در شکل‌های ۱ تا ۴ و۱۲ تا ۱۵ آشوبناک بودن رفتارهای دینامیکی دوسیستم پایه و پیرو (۳۰) ، (۳۵) ، (۴۱) و (۴۶) تایید شده است.

مثال۱. معادلات سیستم پایه جنسیوتسیو هم‌تراز: همانطور که بیان شد، معادلات رابطه (۳۴) و(۳۹) سیستم آشوبی جنسیوتسیو اصلی و پیرو با اضافه کردن مشتق متغییر حالت تاخیریافته به صورت سیستم آشوبی هم‌تراز به فرم زیر معرفی‌شده‌است:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t)$$
$$\dot{x}_2(t) = x_3(t)$$
$$\dot{x}_3(t) = a_1x_1(t) + a_2x_2(t) + a_3x_3(t) + x_3(t)^2 + F\big(x, x(t-\tau_{11}), \dot{x}(t-\tau_{12})\big) + \Delta f(x,t) + d_1(t) \qquad (۳۴)$$

به طوریکه:

$$F(.) = x_1(t-\tau_{11})sin(\dot{x_3}(t-\tau_{12}))^2 sin(x_3x_2) \qquad (۳۵)$$

و شرایط اولیه سیستم در فرایند شبیه سازی برابرمقادیر زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$x(0) = [-2.2, 1.77, 2.4]^T \qquad (۳۶)$$

عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیردر نظر گرفته شده‌اند:

$$\Delta f(.) = 0.7\,sin\big(5x_1(t) + 2x_2(t) - 8x_3(t)\big) \qquad (۳۷)$$
$$d_1(t) = 0.3sin(3t) + (0.3\,cos(4t))^2$$

و نهایتا پارامترهای سیستم در فرایند شبیه سازی به قرار زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$a_1 = 6, a_2 = -2.92, a_3 = -1.2, \tau_{11} = 4, \tau_{12} = 3 \qquad (۳۸)$$

معادلات سیستم پیرو جنسیوتسیو هم‌تراز

$$\dot{y}_1(t) = y_2(t) \qquad (۳۹)$$
$$\dot{y}_2(t) = y_3(t)$$

$$
\begin{aligned}
\dot{y}_3(t) &= b_1 y_1(t) + b_2 y_2(t) + b_3 y_3(t) \\
&+ y_3(t)^2 \; + G\big(y, y(t-\tau_{21}), \dot{y}(t-\tau_{22})\big) \\
&\qquad + \Delta g(y,t) + d_2(t)
\end{aligned}
$$

به طوریکه:

$$
\begin{aligned}
G(.) &= 2\ \sin\big(y_1(t-\tau_{21})\big)^2 \\
&\cos\big(\dot{y}_3(t-\tau_{22})\big)\, {y_1}^2
\end{aligned} \tag{۴۰}
$$

و شرایط اولیه سیستم در فرایند شبیه سازی برابرمقادیر زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$
y(0) = [-5, 4, 8]^T \tag{۴۱}
$$

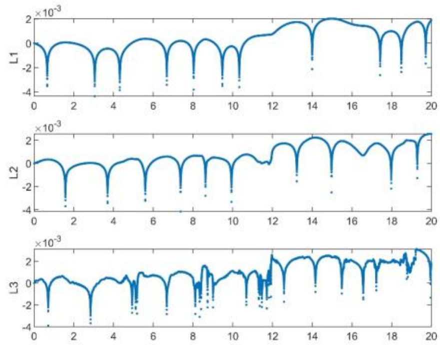
عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیردر نظر گرفته‌شده‌اند:

$$
\begin{aligned}
\Delta g(.) &= 0.5 \sin\big(4\, y_1(t) + \ y_2(t) - \ 5 y_3(t)\big) \\
d_2(t) &= 0.4\, sin(5t) \\
&+ (0.3\, sin(4t + \pi/2))^2
\end{aligned} \tag{۴۲}
$$

و نهایتا پارامترهای سیستم و تاخیرهای زمانی در فرایند شبیه سازی به قرار زیر در نظر گرفته‌شده‌اند:

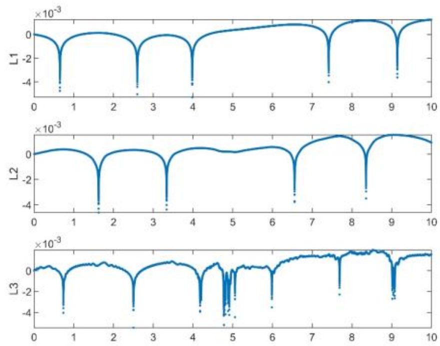
$$
\begin{aligned}
& b_1 = -5.8, b_2 = -3.32, b_3 = -1.4, \\
& \tau_{21} = 3.5, \tau_{22} = 4,
\end{aligned} \tag{۴۳}
$$

شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار متلب صورت‌گرفته‌است و زمان شبیه‌سازی برای نمایش نمای لیاپانوف درشکل ۱ و۲ وجاذب درشکل ۳ و ۴ سیستم آشوبی جنسیوتسیو ۵۰۰ ثانیه می‌باشد. همانطور که مشخص می‌باشد نمای لیاپانوف مثبت و جاذب کراندار می باشد که نشان دهنده رفتار آشوبی در دو سیستم جدید می باشند.

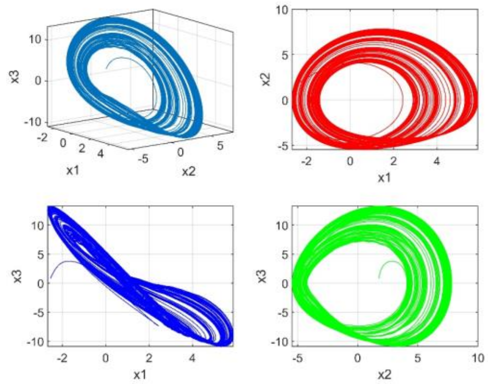


شکل ۱- نمای لیاپانوف سیستم جنسیوتسیو پایه

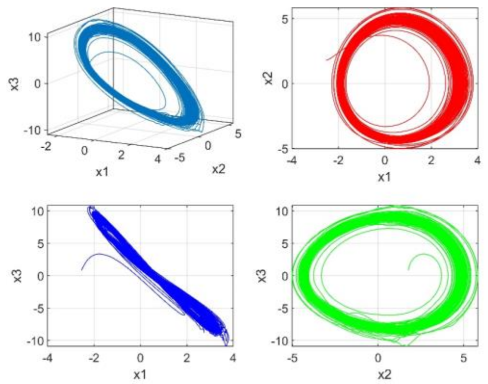
دینامیک‌های حالت سیستم پیرو شکل ۵ در کمتر از یک ثانیه به دینامیک‌های حالت سیستم پایه میل کرده‌است.



شکل ۲- نمای لیاپانوف سیستم جنسیوتسیو پیرو



شکل ۳-جاذب سیستم آشوبی هم‌تراز جنسیوتسیو پایه



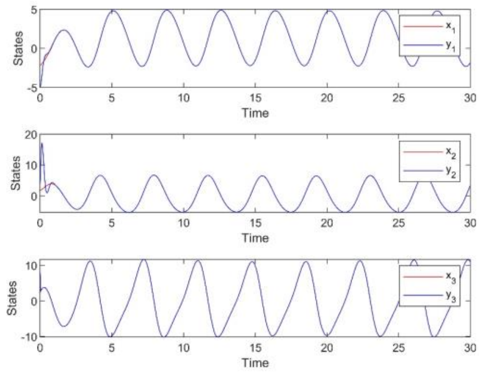
شکل ۴-جاذب سیستم آشوبی هم‌تراز جنسیوتسیو پیرو

با استفاده از استراتژی کنترل ارائه‌شده و مقادیر ثابت موجود در کنترل کننده و قواعد تطبیق که به فرم زیر در نظر گرفته شده اند:

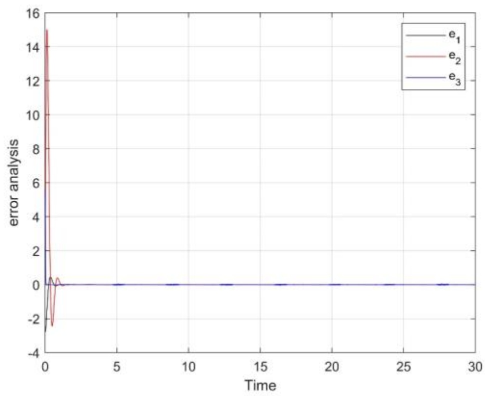
$$
\begin{aligned}
& \eta_1 = -10 \\
& k_0 = -500, k_1 = -100, k_2 = -10, k_3 = -1
\end{aligned} \tag{۴۴}
$$

نتایج شبیه سازی ناشی از فرایند همزمان سازی در شکل های۵ تا ۱۱ ارائه شده است که بیانگر توانمندی مکانیزم کنترلی ارائه‌شده در همزمان سازی مقاوم سیستم های هم‌تراز پایه و پیرو جنسیوتسیو است.

خطای همزمان سازی متغییر های حالت در شکل۶ نمایش داده‌شده‌است که در زمان محدود به سمت صفر میل کرده است



شکل۵.دینامیک‌های حالت سیستم پایه و پیرو در فرایند همزمان سازی

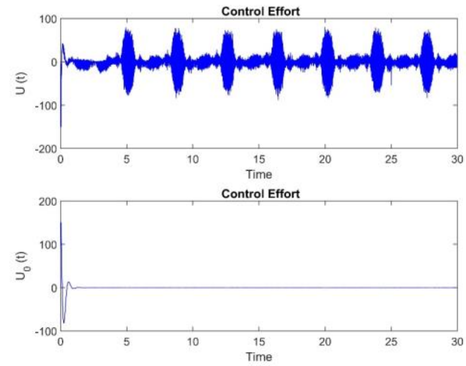


شکل ۶-خطای همزمان سازی سیستم پایه و پیرو

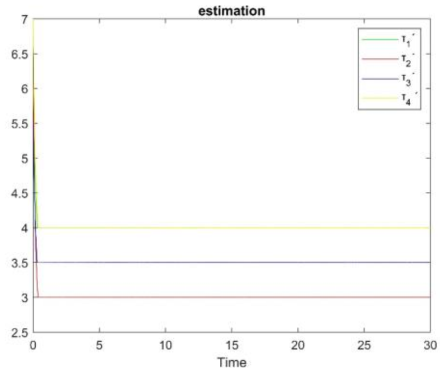
تخمین تاخیر سیستم در شکل ۹ نمایش داده شده است و تخمین عدم قطعیت ها و اغتشاش، به خوبی صورت گرفته است.سیگنال‌های کنترلی ناشی از کنترل کننده‌های پیشنهادی، در شکل ۸ نمایش داده‌شده‌است که با توجه به تفاوت های زیاد دوسیستم آشوبی هم‌تراز مانند: تاخیر ، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی، متفاوت و مجهول عملکر خوبی را از خود نشان‌داده‌اند.

۶-نتیجه گیری

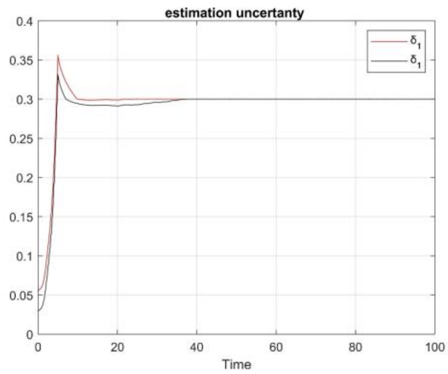
در این پژوهش، سیستم آشوبی هم‌تراز معرفی شده است و همزمان سازی سیستم آشوبی هم‌تراز جنسیوتسیو بررسی شده است. سیستم آشوبی هم‌تراز دارای تاخیرهای نامعلوم و متفاوت (در متغیرهای حالت و مشتقات حالت) ، اغتشاش و عدم قطعیت غیر خطی کراندار هستند، مکانیزم کنترلی



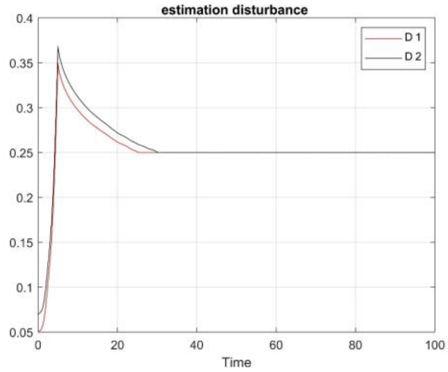
شکل۸. ورودی کنترلی سیستم پیروبا استفاده از تابع تانژانت هایپربولیک



شکل۹- تخمین کران تاخیرها



شکل۱۰- خطای تخمین کران اغتشاش ها



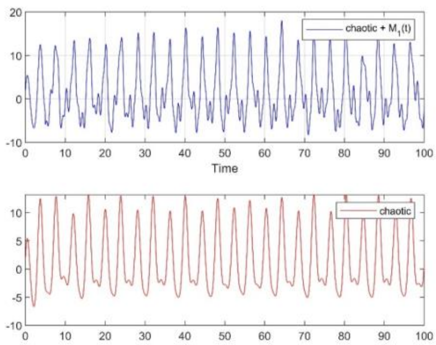
شکل۱۱- خطای تخمین کران عدم قطعیت ها

مثال2. کاربرد سیستم‌های آشوبی در مخابرات امن

در این بخش کاربرد روش پیشنهادی بررسی می شود.ابتدا سه سیگنال پیام در رابطه (۴۸) با جمع سه سیگنال آشوبی هم‌تراز جمع می شود (پنهان سازی در سیگنال آشوبی) و در شبکه ی عمومی فرستاده می شود.در انتهای شبکه با استفاده از همزمان سازی سیستم آشوبی سیگنال آشوبی از آن کم می‌شود و سیگنال پیام باقی می ماند.

$$
\begin{aligned}
M_1(t) &= 1.5\sin(2t) + 2.25\cos(\pi t - 1) \\
&\quad + 1.75\sin(2\pi t - 0.45) \\
&\quad + 1.75\cos(0.35\pi t - 0.63) \\[1em]
M_2(t) &= 2.6\sin(2t + 0.22) \\
&\quad + 2.45\cos(1.06\pi t - 0.65) \\
&\quad + 1.755\sin(2.09\pi t - 0.45) \\
&\quad + 1.4\cos(0.35\pi t - 0.23) \\[1em]
M_3(t) &= 4.5\sin(2t) + 3.75\cos(\pi t - 1) \\
&\quad + 5.45\sin(2\pi t - 0.5) \\
&\quad + 3.25\cos(0.5\pi t - 0.3) \\
\text{Chaotic} &= R_1 x_1(t) + R_2 x_2(t) + R_3 x_3(t) \\
R_1 &= R_2 = R_3 = 1
\end{aligned}
\tag{۴۵}
$$

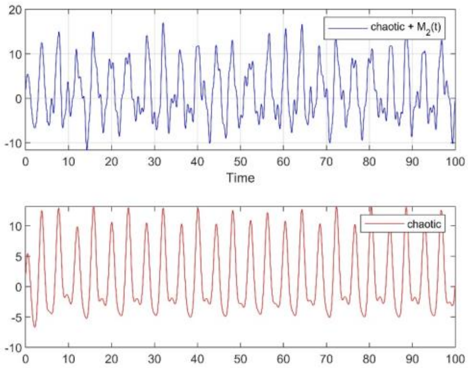
سیگنال پیام ارسال شده در شکل‌های ۱۳،۱۲و۱۴به خوبی در سیگنال آشوبی پنهان شده‌است و در اخر سیگنال پیام بازسازی شده با سیگنال پیام اصلی تفاوتی نخواهد داشت و همانطور که مشاهده می‌شود در شکل۱۵ سیگنال پیام ارسال شده M(t) با سیگنال پیام استخراج شده N(t) نشان داده شده است.



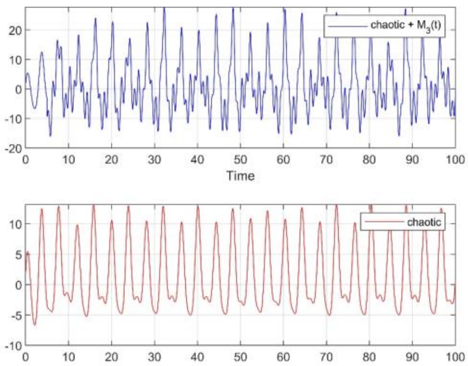
شکل۱۲. پنهان سازی سیگنال پیام۱ در سیستم آشوبی هم‌تراز

میانگین مربعات خطا برای برای همزمان سازی خطا ها

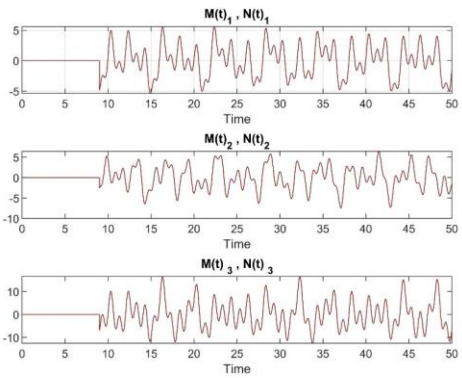
میانگین مربعات خطا	سیگنال آشوبی
۰,۰۲	سیگنال اول
۰,۰۲	سیگنال دوم
۰,۰۱	سیگنال سوم



شکل۱۳. پنهان سازی سیگنال پیام۲ در سیستم آشوبی هم‌تراز



شکل۱۴. پنهان سازی سیگنال پیام۳ در سیستم آشوبی هم‌تراز



شکل۱۵. سیگنال پیام ارسال شده M(t) با سیگنال پیام استخراج شده N(t)

پیشنهادی، بر اساس رویکرد مبتنی بر ترکیب کنترل کننده‌های مد لغزشی و خطی طراحی شده‌است. با استفاده از تئوری لیاپانوف و قواعد تطبیق در مکانیزم کنترلی پیشنهادی جهت بروز رسانی پارامترهای نامعین، تضمین همگرایی خطاها به صفر ارائه‌شده‌است. با توجه به سطح بالای پیچیدگی سیستم های هم‌تراز مذکور، استفاده از آن

به عنوان یک مکانیزم کارآمد برای انتقال ایمن سیگنال پیام در کاربردهای ارتباطی ایمن مورد توجه است که در این پژوهش نیز به صورت کاربردی نمونه ای از آن شبیه سازی شده است.

مراجع

[1] Kellert, Stephen H. In the wake of chaos: unpredictable order in dynamical systems, Science and its conceptual foundations. University of Chicago Press, Chicago, 1993.

[2] E. N. Lorenz, "Deterministic non-periodic flow", Journal of the Atmospheric Sciences, , Vol. 2, 1963, pp. 130 – 141.

[3] V. G. Ivancevic and T. T. Ivancevic, Complex nonlinearity: chaos, phase transitions, topology change, and path integrals, Springer, 2008.

[4] W. Chartbupapan, O. Bagdasar and K. Mukdasai, "A Novel Delay-Dependent Asymptotic Stability Conditions for Differential and Riemann-Liouville Fractional Differential Neutral Systems with Constant Delays and Nonlinear Perturbation", Mathematics, Vol. 8, NO. 82, 2020, pp. 1-10.

[5] Z. S. Aghaya, . A. Alfi and J. T. Machado, "Robust stability of uncertain fractional order systems of neutral type with distributed delays and control input saturation", Journal Pre-proof, 2020.

[6] F. Du and J.-G. Lu, "Finite-time stability of neutral fractional order time delay systems with Lipschitz nonlinearities", Applied Mathematics and Computation, Vol. 375, NO. 2020, pp. 2-17.

[7] C. H. Lien and J.-D. Chen, "Discrete-delay-independent and discrete-delay-dependent criteria for a class of neutral systems", Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, Vol. 125, NO. 2003, pp. 33-41.

[8] M. Liu, I. Dassios and F. Milano, "On the Stability Analysis of Systems of Neutral Delay Differential Equations", Circuit Systems and Signal Processing , Vol. 38, 2019, p. 1639–1653.

[9] W. Chen, S. Xu, Y. Li and Z. Zhang, "Stability analysis of neutral systems with mixed interval time-varying delays and nonlinear disturbances", Journal of the Franklin Institute, 2020.

[10] H. Liu, S.-G. Li, H.-X. Wang, and G.-J. Li, "Adaptive fuzzy synchronization for a class of fractional-order neural networks," Chinese Physics B, vol. 26, no. 3, Article ID 030504, 2017.

[11] S. Vaidyanathan and A. T. Azar, "Adaptive Control and Synchronization of Halvorsen Circulant Chaotic Systems," in Advances in Chaos Beory and Intelligent Control, pp. 225– 247, Springer, Berlin, Germany, 2016.

[12] S. Vaidyanathan and A. T. Azar, "Generalized Projective Synchronization of a Novel Hyperchaotic Four-wing System via Adaptive Control Method," in Advances in Chaos Beory and Intelligent Control, pp. 275–296, Springer, Berlin, Germany, 2016.

[13] S. Vaidyanathan, O. A. Abba, G. Betchewe, and M. Alidou, "A new three-dimensional chaotic system: its adaptive control and circuit design," International Journal of Automation and Control, vol. 13, no. 1, pp. 101–121, 2019.

[14] S. Kumar, A. E. Matouk, H. Chaudhary, and S. Kant, "Control and synchronization of fractional-order chaotic satellite systems using feedback and adaptive control techniques," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 35, no. 4, pp. 484–497, 2021.

[15] C. Huang and J. Cao, "Active control strategy for synchronization and anti-synchronization of a fractional chaotic financial system," Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, vol. 473, pp. 262–275, 2017.

[16] I. Ahmad, A. B. Saaban, A. B. Ibrahim, M. Shahzad, and N. Naveed, "the synchronization of chaotic systems with different dimensions by a robust generalized active control," Optik, vol. 127, no. 11, pp. 4859–4871, 2016.

[17] S. Çiçek, A. Ferikoglu, and ˘ ˙I. Pehlivan, "A new 3d chaotic system: dynamical analysis, electronic circuit design, active control synchronization and chaotic masking communication application," Optik, vol. 127, no. 8, pp. 4024–4030, 2016.

[18] S. Mobayen, "Chaos synchronization of uncertain chaotic systems using composite nonlinear feedback based integral sliding mode control
," ISA Transactions, vol. 77, pp. 100–111, 2018.

[19] X. Chen, J. H. Park, J. Cao, and J. Qiu, "Adaptive synchronization of multiple uncertain coupled chaotic systems via sliding mode control," Neurocomputing, vol. 273, pp. 9–21, 2018.

[20] U. E. Kocamaz, B. Cevher, and Y. Uyaroglu, "Control and ˘ synchronization of chaos with sliding mode control based on cubic reaching rule," Chaos," Solitons & Fractals, vol. 105, pp. 92–98, 2017.

[21] J. Sun, Y. Wang, Y. Wang, and Y. Shen, "Finite-time synchronization between two complex-variable chaotic systems with unknown parameters via nonsingular terminal sliding mode control," Nonlinear Dynamics, vol. 85, no. 2, pp. 1105–1117, 2016.

[22] Z. Zhao, X. Li, J. Zhang, and Y. Pei, “Terminal sliding mode control with self-tuning for coronary artery system synchronization,” International Journal of Biomathematics, vol. 10, no. 03, Article ID 1750041, 2017.
[23] J. Ni, L. Liu, C. Liu, and X. Hu, “Fractional order fixed-time nonsingular terminal sliding mode synchronization and control of fractional order chaotic systems,” Nonlinear Dynamics, vol. 89, no. 3, pp. 2065–2083, 2017.
[24]. Dash S, Abraham A, Luhach AK et al, “Hybrid chaotic firefly decision making model for Parkinson’s disease diagnosis,” Int J Distrib Sens Netw, vol. 16, no. 1, pp. 1–18,2020.
[25]. Panahi S, Shirzadian T, Jalili M, Jafari S , “A new chaotic network model for epilepsy,” Appl Math Comput, vol. 346, pp.395–407, 2019.
[26]. Bowyer SM, Gjini K, Zhu X et al , “Potential biomarkers of schizophrenia from MEG resting-state functional connectivity networks: preliminary data,” J Behav Brain Sci, vol. 5, no. 1, pp.1–11,2015.
[27]. Babiloni C, Lizio R, Marzano N et al, “Brain neural synchronization and functional coupling in Alzheimer’s disease as revealed by resting state EEG rhythms,” Int J Psychophysiol, vol. 103, pp.88–102, 2016.
[28]. Kumar P, Parmananda P, “Control, synchronization, and enhanced reliability of aperiodic oscillations in the mercury beating heart system,” Chaos, vol. 28, pp. 045105,2018
[29]. Li C-H, Yang S-Y , “Eventual dissipativeness and synchronization of nonlinearly coupled dynamical network of Hindmarsh Rose neurons,” Appl Math Model, vol. 39. no 21, pp.6631–6644,2015
[30]. Malik S, Mir AJNN , “Synchronization of Hindmarsh Rose neurons,” Neural Netw, vol. 123, pp. 372–380, 2020.
[31]. Ge M et al , “Wave propagation and synchronization induced by chemical autapse in chain Hindmarsh-Rose neural network,” Appl Math Comput, vol.352, pp.136–145. 2019
[32] Bo W, and Guanjun W, “ On the Synchronization of Uncertain Master-Slave Chaotic System with Disturbance,” Chaos Solitons and Fractals, vol. 41,pp. 145–51. 2009.
[33] Zhao Z-S, Zhang J, and Sun L-K, “ Sliding Mode Control in Finite Time Stabilization for Synchronization of Chaotic Systems,” ISRN Appl Mathematics ,2013.
[34] Pooyan AH, Ali SSA, Saad M, and Hemanshu RP, “ Chattering-free Trajectory Tracking Robust Predefined-Time Sliding Mode Control for a Remotely Operated Vehicle,” Automation Electr Syst , pp. 1–19, 2020.doi:10.1007/s40313- 020-00599-4
[35] Ali SA, Pooyan AH, and Saad M, “ Two Novel Approaches of NTSMC and ANTSMC Synchronization for Smart Gritd Chaotic Systems,” Tech Econ smart grids Sustain Energ, pp. 3–14. 2018,doi:10.1007/s40866-018-0050-0
[36] Pooyan AH, Ali SA, Saad M, and Hemanshu RP, “Two Novel Approaches of Adaptive Finite-Time Sliding Mode Control for a Class of Single-Input MultipleOutput Uncertain Nonlinear System. IET Cyber-systems and Robotics,” pp. 1–11. 2021. doi:10.1049/csy2.12012
[37] A.Zare, S.Z.Mirrezapour, M.Hallaji, A.Shoeibi, M.Jafari, N.Ghassemi, R.Alizadehsani and A.Mosavi, "Robust Adaptive Synchronization of a Class of Uncertain Chaotic Systems with Unknown Time-Delay," Applied Sciences, vol. 10, no. 24, p. 8875, 2020.
[38] T. Li, E. Thandapani, "Oscillation of solutions to odd-order nonlinear neutral functional differential equations, " Electron. J. Differential Equations,vol. 23,pp. 1–12, 2011.
[38] Z.S. Aghayan, A. Alfi, J.A.Tenreiro Machado, " Robust stability analysis of uncertain fractional order neutral-type delay nonlinear systems with actuator saturation," Applied Mathematical Modelling, vol. 90, pp. 1035–1048,2021.
[39] Hardy, G.H.; Littlewood, J.E.; Polya, G. Inequalities; Cambridge University Press: Cambridge, UK, 1952.
[40]J.H. Park, S.M. Lee, O.M. Kwon, "Adaptive synchronization of Genesio–Tesi chaotic system via a novel feedback control," Physics. Letters A, vol. 371, pp. 263–270,2007
[41] W.Pan, T.Li, MSajid, S.Ali, L.Pu, " Parameter Identification and the Finite-Time Combination–Combination Synchronization of Fractional-Order Chaotic Systems with Different Structures under Multiple Stochastic Disturbances," Mathematics , vol. 10, no. 5, p. 712, 2022.

Synchronization of a Class of Neutral Chaotic Systems based on Sliding Mode Control Approach

Amirhosein Rostampour[1], Assef Zare [2*], Narges Shafaei Bajestani[3]
1,2,3.Faculty of Electrical Engineering, Gonabad Branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran,

*****Corresponding Author: Assef Zare

ABSTRACT

In this paper, adaptive control mechanism for finite time synchronization of a specific class of neutral chaotic systems is considered equal to unknown Delays disturbance and uncertainty. Delays and parameters are considered and different for two neutral chaotic systems equal to the master and the slave. The neutral chaotic system is introduced using a positive Lyapunov exponent and finite Attractor. in the proposed adaptive control mechanism two linear and adaptive sliding mode controllers have been used for synchronization.in the proposed approach control mechanism,the rules for updating the unknown parameters have been introduced by Lipshitz condition in chaotic system and use of Lyapunov function stability proposed control system in robust synchronization mentioned system have been confirmed. Finally, synchronization is performed between the master and slave neutral chaotic system Gensiotsio with nonlinear uncertainty and external disturbance as well as parameters and unknown time delay. Examination of the simulation results shows that the controller overcame the external disturbance and boundary uncertainty in the shortest time. And The estimation of the parameters of the main system is well done, which indicates the accuracy of the theory analysis.

Keywords:
neutral chaotic systems, synchronizing, limited disturbance, uncertainty, time delays ,