

همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوبی هم‌تراز مبتنی بر روش کنترل کننده مد لغزشی

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 ارائه شده است. تاخیرها و پارامترها برای دو سیستم آشوبی هم‌تراز پایه ویبرو، 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 لیبشیتز در سیستم‌های آشوبی، قوانین بروز رسانی پارامترهای نامعین ارائه شده و با استفاده از تئوری لیاپانوف، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی در همزمان سازی مقاوم سیستم‌های مذکور، اثبات شده است. در نهایت همزمان سازی سیستم آشوبی هم‌تراز پایه ویبرو جنسیوتسیو دارای عدم قطعیت‌های غیرخطی، اغتشاش‌های خارجی و همچنین پارامترها و تاخیرهای زمانی ثابت و نامشخص، با استفاده از مکانیزم کنترلی پیشنهادی انجام و شبیه سازی شده است. بررسی نتایج نشان می‌دهد، کنترل کننده پیشنهادی، در زمانی اندک، بر اثرهای اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌های کراندار موجود در سیستم‌ها، غلبه کرده و تخمین پارامترهای سیستم اصلی در فرایند همزمان سازی به خوبی صورت گرفته است.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۲۰

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۲

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

۱-مقدمه

سیستم‌های آشوبی دارای دینامیک غیر خطی و پیچیده هستند که به شرایط اولیه و پارامترها بسیار حساس می‌باشند [۱-۳]. حساسیت و پیچیدگی سیستم آشوبی همواره در حوزه همزمان سازی برای پژوهشگران چالش برانگیز و جذاب می‌باشد. روش‌های بسیار زیادی برای همزمان سازی میان سیستم‌های آشوبی وجود دارد که می‌توان به کنترل تطبیقی [۱۰-۱۳]، کنترل فعال [۱۵-۱۷]، و کنترل مد لغزشی [۱۸-۲۴] اشاره کرد. همچنین همزمان سازی در بسیاری از کاربردهای پزشکی برخی آسیب شناسی‌های مغزی مهم می‌باشد [۲۵-۲۸]. همزمان سازی در مطالعه

شبکه‌های جفت شده غیرخطی نورون‌ها در سال‌های اخیر بررسی شده است [۲۹-۳۱]. 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 [۳۴-۳۷]. تأخیر زمانی جز جدایی ناپذیر سیستم‌های صنعتی و حلقه‌های کنترلی

۲. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران
 ۳. مرکز تحقیقات فناوری هوشمند در صنعت برق، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: assefzare@gmail.com

۱. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران

آشوبی هم‌تراز و نتایج شبیه سازی، ارزیابی انالیز محاسبات را نشان می‌دهد و در آخر 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 تاخیرهای زمانی سیستم می‌باشد [۳۸]:

$$\dot{x} = f(t, x(t), x(t - \tau_1), \dot{x}(t - \tau_2)) \quad (1)$$

در این مقاله برای اولین بار، سیستم‌های آشوبی هم‌تراز دارای اغتشاش، عدم قطعیت و پارامترها و تاخیرهای نامعلوم معرفی شده است که شکل کلی معادلات دیفرانسیل توصیفی آن‌ها در فرم سیستم‌های پایه و پیرو به ترتیب به شرح ذیل بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & 1 \leq i \leq n-1 \\ \dot{x}_n = f(x, t) + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ \quad + \Delta f(x, t) + d_1(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{y}_i = y_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{y}_n = g(y, t) + G(y(t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) \\ \quad + \Delta g(y, t) + d_2(t) \end{cases} \quad (3)$$

متغیر حالت در سیستم پایه و پیرو به ترتیب $x(t)$ و $y(t)$ می‌باشد و $f(\cdot)$ و $g(\cdot)$ توابعی معلوم در سیستم‌های پایه و پیرو هستند همچنین $\Delta f(\cdot), \Delta g(\cdot)$ نامعینی و $d_1(t), d_2(t)$ اغتشاش‌های وارد شده به سیستم‌ها و $G(\cdot), F(\cdot)$ توابعی معلوم دارای مشتقات حالت تاخیردار سیستم‌های پایه و پیرو البته تاخیر زمانی نامعلوم $\tau_{ij}, i, j = 1, 2$ نامشخص برای سیستم‌های پایه و پیرو تعریف شده است.

بر این اساس، در مکانیزم همزمان سازی مبتنی بر سیستم‌های آشوبی پایه و پیرو پیچیده توصیفی به فرم‌های 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 نامعلوم

می‌باشد که وجود آن منجر به پیچیدگی تحلیل سیستم‌ها به خصوص در مبحث طراحی کنترل کننده می‌شود.

یک نوع از سیستم‌هایی که به دلیل وجود تاخیر در متغیرهای حالت و مشتقات آن نسبت به سایر سیستم‌های دارای تاخیر، پیچیدگی‌های بیشتری را ایجاد نموده‌اند، سیستم‌های هم‌تراز هستند. مباحث تحلیلی متنوعی برای این گونه از سیستم ارائه شده است. به عنوان مثال، تحلیل‌های پایداری سیستم‌های 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 می‌تواند مورد توجه قرار گیرد، ارائه مدل‌های دینامیکی دارای رفتار آشوبی است که تاکنون به این موضوع پرداخته نشده است. با توجه به پیچیدگی این نوع مدل‌ها، در مباحث کاربردی نظیر مخابرات امن و سیستم‌های امنیتی تبادل داده، بسیار مورد استفاده قرار گیرند. از طرفی، در بررسی مکانیزم‌های همزمان سازی آشوبی، تاکنون مدلی از سیستم‌های آشوبی به فرم هم‌تراز، که به دلیل ایجاد مشتق‌های تاخیری در معادله‌ی 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 سیستم‌های با دینامیک‌های توصیفی به فرم هم‌تراز ارائه شده است که دارای ویژگی‌های جدیدی به شرح ذیل می‌باشد:

- معرفی و بیان کلاسی جدید از سیستم آشوبی 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 لغزشی تطبیقی به همراه بیان قوانین به روز رسانی پارامترها جهت همزمان سازی مقاوم سیستم‌های پایه و پیرو معرفی شده.
- اثبات پایداری مکانیزم کنترلی پیشنهادی با استفاده از تئوری لیاپانوف و شرایط لپیشیتز.

این مقاله به بخش‌های زیر تقسیم می‌شود در بخش دوم به بیان مسئله پرداخته شده است، در بخش سوم به طراحی کنترل کننده و قوانین تخمین پارامترها با استفاده از تابع لیاپانوف پرداخته شده در بخش چهارم نیز معرفی سیستم

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

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_i - x_i| = \lim_{t \rightarrow \infty} |e_i| = 0 \quad (4)$$

$$i = 1, \dots, n$$

که در آن $e_i(t)$ خطای همزمان سازی سیستم های 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:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{e}_n = g(y, t) + G(y((t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) \\ + \Delta g(y, t) + d_2(t) - (f(x, t) \\ + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ + \Delta f(x, t) + d_1(t)) \end{cases} \quad (5)$$

تعریف ۱. برای هر $z(t), c(t) \in \mathbb{R}^n$ ، تابع غیر خطی $H(\cdot) \in \mathbb{R}^n$ که $H(0) = 0$ و شرط (۶) را برآورده سازد لیب شیتز نامیده [۳۹]:

$$|H(x(t-a), \dot{x}(t-b)) - H(x(t-c), \dot{x}(t-d))| \leq |m_r| |a-c| + m_r |b-d| \quad (6)$$

که در آن m_r یک عدد حقیقی مثبت است.

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

$$(|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|)^2 \geq |a_1|^2 + \dots + |a_n|^2 \quad (7)$$

فرض ۱. اغتشاش ها خارجی نامشخص $d_1(t), d_2(t)$ و عدم قطعیت های غیر خطی کراندار $\Delta g(y, t), \Delta f(x, t)$ در سیستم های پایه و پیرو (۲) و (۳) شرایط زیر را برآورده می کنند:

$$\begin{aligned} \|d_i(t)\| &\leq \gamma_i \leq \bar{\gamma}_i \\ \|\Delta f(x, t)\| &\leq \delta_1 h_1(x) \\ \|\Delta g(y, t)\| &\leq \delta_2 h_2(y) \end{aligned} \quad (8)$$

$h_1(x)$ و $h_2(y)$ در (۸) توابع مثبت و مشخص و $\delta_1, \delta_2, \gamma_1, \gamma_2$ مقادیر مثبت و نامعلومی هستند.

طراحی کننده ی مد لغزشی - تطبیقی جهت همزمان سازی سیستم های آشوبی هم تراز

در این بخش، یک روش کنترل مد لغزشی تطبیقی برای همزمان سازی سیستم آشوبی هم تراز در حضور اغتشاش، عدم قطعیت و تاخیرهای زمانی نامعلوم و پارامترهای نامعلوم توصیف شده در (۲) و (۳) ارائه شده است. بر این

اساس، ثابت می شود به منظور همزمان سازی کامل سیستم های توصیف شده در (۲) و (۳)، دو کنترل کننده مورد نیاز است. معادلات دینامیکی خطاهای همزمان سازی، بر اساس رابطه ی (۵) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{e}_{n-1} = e_n + u_0(t) \\ \dot{e}_n = g(y, t) + G(y((t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) \\ + \Delta g(y, t) + d_2(t) - (f(x, t) \\ + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ + \Delta f(x, t) + d_1(t)) + u(t) \end{cases} \quad (9)$$

قضیه ۱. شرط لازم و کافی برای همزمان سازی مقاوم $n-1$ مولفه اول سیستم های آشوبی هم تراز (۲) و (۳) آن است که کنترل کننده $u_0(t)$ در (۹) به شکل زیر طراحی شود [۴۱]:

$$u_0(t) = K^T e \quad (10)$$

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:

$$s(t) = e_n(t) + \int_0^t e_n(t) dt \quad (11)$$

مشقت $s(t)$ به فرم زیر است:

$$\dot{s}(t) = \dot{e}_n(t) + e_n(t) \quad (12)$$

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

قضیه ۲. شرط کافی جهت همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی هم تراز (۲) و (۳) آن است که کنترل کننده $u_0(t)$ به صورت (۱۰) و کنترل کننده $u(t)$ به فرم زیر طراحی گردد:

$$\begin{aligned} u(t) = & -g(y, t) + f(x, t) \\ & + F(x(t - \hat{\tau}_{11}), \dot{x}(t - \hat{\tau}_{12})) \\ & - G(y(t - \hat{\tau}_{21}), \dot{y}(t - \hat{\tau}_{22})) - k_0 |s| - \\ & \text{sgn}(s)(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \delta_1 h_1(x) + \delta_2 h_2(y)) \end{aligned} \quad (13)$$

که k_0 در (۱۳) مثبت و قوانین به روز رسانی در (۱۲) به فرم زیر در نظر می باشد:

$$u_0(t) = -\frac{b_0}{s} \sum_{i=1}^2 [(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2]$$

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.

$$\dot{V} \leq -k_0 |s|^2 - b_0 \sum_{i=1}^2 \left((|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 \right) \quad (۲۱)$$

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

$$|\bar{\delta}_i| = |\delta_i - \hat{\delta}_i| \leq |\delta_i| + |\hat{\delta}_i| \quad (۲۲)$$

به طور مشابه داریم:

$$\begin{aligned} -(|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 &\leq -|\hat{\gamma}_i|^2 \\ -(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 &\leq -\hat{\tau}_{ij}^2 \end{aligned} \quad (۲۳)$$

در اخر با توجه به تعریف ۳ رابطه ی (۷) داریم تابع لیاپانوف ما همواره منفی می باشد .

$$\dot{V} \leq -k_0 |s|^2 - b_0 \sum_{i=1}^2 [|\hat{\delta}_i|^2 + \sum_{j=1}^2 \hat{\tau}_{ij}^2 + |\hat{\gamma}_i|^2] \quad (۲۴)$$

باتوجه به این:

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

نتیجه می شود:

$$\dot{V} \leq -\eta V, \eta = \min(b_0, k_0) \quad (۲۶)$$

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

$$\dot{e}_n = -e_n(t) \quad (۲۷)$$

قضیه ۳. دینامیک خطای سیستم (۹) پایدار بوده و متغیرهای حالت آن به نقطه تعادل سیستم (مبدا) همگرا می شوند.

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

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

اثبات:

$$V(s, \hat{\delta}_i, \hat{\gamma}_i, \hat{\tau}_{ij}) = \frac{1}{2} (s^2 + \sum_{i=1}^2 (\hat{\delta}_i^2 + \hat{\gamma}_i^2) + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \hat{\tau}_{ij}^2) \quad (۱۵)$$

مشتق تابع لیاپانوف (۱۵) به شکل زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} + \sum_{i=1}^2 (\hat{\delta}_i \dot{\hat{\delta}}_i + \hat{\gamma}_i \dot{\hat{\gamma}}_i) \\ &\quad + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \hat{\tau}_{ij} \dot{\hat{\tau}}_{ij} \end{aligned} \quad (۱۶)$$

با جای گذاری (۱۴) در (۱۶) داریم:

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

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

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

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

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{V} &\leq |s| (\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 m_{ij} |\hat{\tau}_{ij}| + \alpha_1 h_1(x) + \alpha_2 h_2(x) + \gamma_1 + \gamma_2) + s \bar{u}(t) + \sum_{i=1}^2 (\hat{\delta}_i \dot{\hat{\delta}}_i + \hat{\gamma}_i \dot{\hat{\gamma}}_i) + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \hat{\tau}_{ij} \dot{\hat{\tau}}_{ij} + -k_0 |s| \end{aligned} \quad (۱۹)$$

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

$$\bar{u}(t) = -sign(s) (\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1 h_1(x) + \hat{\alpha}_2 h_2(y)) + u_0(t) \quad (۲۰)$$

$$V = \frac{1}{2} e_n^2 \quad (28)$$

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

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 می‌توانید موارد زیر را انجام دهید. از انجای که تاخیر زمانی کراندار است:

$$0 < \tau_{ij} < \bar{\tau}_{ij} \quad \text{لذا با در نظر گرفتن}$$

$$\hat{\tau}_{ij}(0) = \bar{\tau}_{ij} \quad \text{رابطه (29) به دست می‌آید.}$$

$$\tilde{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \hat{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \bar{\tau}_{ij} < 0 \quad (29)$$

$$\Rightarrow \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}(0)) = -1$$

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

$$\dot{V}_{\tilde{\tau}_{ij}} \leq \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij} = -|s| \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}) \tilde{\tau}_{ij} = -|s| |\tilde{\tau}_{ij}| < 0 \quad (30)$$

بنابراین، $V_{\tilde{\tau}_{ij}}$ یک تابع کاهشی است که در نتیجه به صفر میل می‌کند $\forall t \geq 0 : \tilde{\tau}_{ij} < 0 \Rightarrow \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}) = -1$. 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_0 تصحیح سیگما برای جلوگیری از انحراف تخمین است، مقابله کرد.

$$\sigma_0(|\hat{\theta}(t)|) = \begin{cases} 0 & \text{if } |\hat{\theta}(t)| \leq M_0 \\ \left(\frac{|\hat{\theta}(t)|}{M_0} - 1\right)^n \sigma_0 & \text{if } M_0 \leq |\hat{\theta}(t)| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{if } |\hat{\theta}(t)| \geq 2M_0 \end{cases} \quad (31)$$

برای همه قوانین به روز رسانی اینگونه است.

$$D^\alpha \hat{\tau}_{ij} = -|s| - \sigma_0(|\hat{\tau}_{ij}|) \hat{\tau}_{ij} \quad (32)$$

$$D^\alpha \hat{\alpha}_i = -|s| - \sigma_0 \hat{\alpha}_i$$

$$D^\alpha \hat{\gamma}_i = -|s| - \sigma_0 \hat{\gamma}_i$$

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

$$\bar{u}(t) = -\text{sign}(s) \left(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1 h_1(x) + \hat{\alpha}_2 h_2(y) \right) \quad (33)$$

$$- \frac{bs}{s^2 + \epsilon} \sum_{i=1}^2 \left[(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 \right]$$

ϵ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

۴- مثال‌ها 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 در سیستم آشوبی [37] و [40] و با اضافه کردن مشتق متغیر حالت تاخیریافته، سیستم‌های آشوبی جنسیوتسیو هم‌تراز طراحی شده است. با بررسی مثبت بودن نماهای لیاپانوف و کراندار بودن مدارهای فاز در در شکل‌های ۱ تا ۴ و ۱۲ تا ۱۵ آشوبناک بودن رفتارهای دینامیکی دو سیستم پایه و پیرو (۳۰)، (۳۵)، (۴۱) و (۴۶) تایید شده است.

مثال ۱. معادلات سیستم پایه جنسیوتسیو هم‌تراز:

همانطور که بیان شد، معادلات رابطه (۳۴) و (۳۹) سیستم آشوبی جنسیوتسیو اصلی و پیرو با اضافه کردن مشتق متغیر حالت تاخیریافته به صورت سیستم آشوبی هم‌تراز به فرم زیر معرفی شده‌است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) \\ \dot{x}_3(t) &= a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t) + a_3 x_3(t) \\ &+ x_3(t)^2 + F(x, x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ &+ \Delta f(x, t) + d_1(t) \end{aligned} \quad (34)$$

به طوریکه:

$$F(.) = x_1(t - \tau_{11}) \sin(x_3(t - \tau_{12}))^2 \sin(x_3 x_2) \quad (35)$$

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

$$x(0) = [-2.2, 1.77, 2.4]^T \quad (36)$$

عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیر در نظر گرفته شده‌اند:

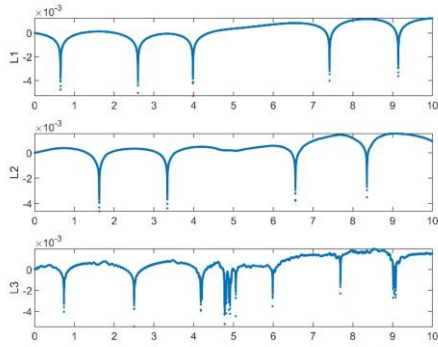
$$\begin{aligned} \Delta f(.) &= 0.7 \sin(5x_1(t) + 2x_2(t) - 8x_3(t)) \\ d_1(t) &= 0.3 \sin(3t) + (0.3 \cos(4t))^2 \end{aligned} \quad (37)$$

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

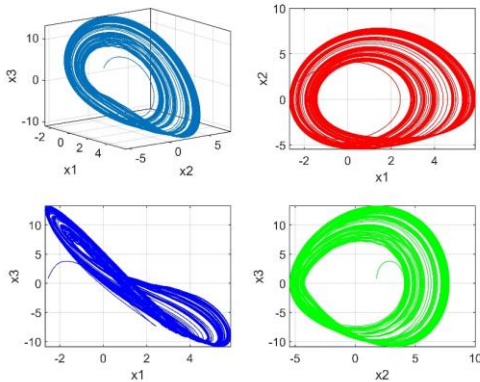
$$\begin{aligned} a_1 = 6, a_2 = -2.92, a_3 = -1.2, \\ \tau_{11} = 4, \tau_{12} = 3 \end{aligned} \quad (38)$$

معادلات سیستم پیرو جنسیوتسیو هم‌تراز

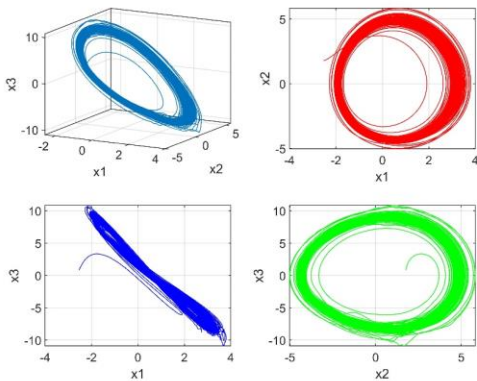
$$\begin{aligned} \dot{y}_1(t) &= y_2(t) \\ \dot{y}_2(t) &= y_3(t) \end{aligned} \quad (39)$$



شکل ۲- نمای لیپانوف سیستم جنسیوتسیو پیرو



شکل ۳- جاذب سیستم آشوبی هم تراز جنسیوتسیو پایه



شکل ۴- جاذب سیستم آشوبی هم تراز جنسیوتسیو پیرو

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

$$\eta_1 = -10, k_0 = -500, k_1 = -100, k_2 = -10, k_3 = -1 \quad (44)$$

نتایج شبیه سازی ناشی از فرایند همزمان سازی در شکل های ۵ تا ۱۱ ارائه شده است که بیانگر توانمندی مکانیزم کنترلی ارائه شده در همزمان سازی مقاوم سیستم های هم تراز پایه و پیرو جنسیوتسیو است.

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

به طوریکه:

$$G(\cdot) = 2 \sin(y_1(t - \tau_{21}))^2 \cos(y_3(t - \tau_{22})) y_1^2 \quad (40)$$

و شرایط اولیه سیستم در فرایند شبیه سازی برابر مقادیر زیر در نظر گرفته شده اند:

$$y(0) = [-5, 4, 8]^T \quad (41)$$

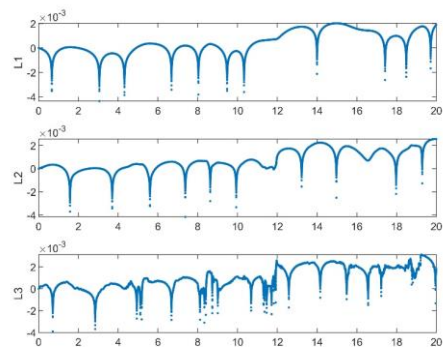
عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیر در نظر گرفته شده اند:

$$\Delta g(\cdot) = 0.5 \sin(4 y_1(t) + y_2(t) - 5 y_3(t)) \\ d_2(t) = 0.4 \sin(5t) + (0.3 \sin(4t + \pi/2))^2 \quad (42)$$

و نهایتاً پارامترهای سیستم و تاخیرهای زمانی در فرایند شبیه سازی به قرار زیر در نظر گرفته شده اند:

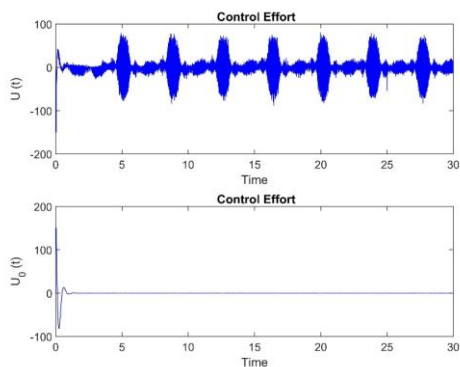
$$b_1 = -5.8, b_2 = -3.32, b_3 = -1.4, \\ \tau_{21} = 3.5, \tau_{22} = 4, \quad (43)$$

شبیه سازی با استفاده از نرم افزار متلب صورت گرفته است و زمان شبیه سازی برای نمایش نمای لیپانوف در شکل ۱ و ۲ و جاذب در شکل ۳ و ۴ سیستم آشوبی جنسیوتسیو ۵۰۰ ثانیه می باشد. همانطور که مشخص می باشد نمای لیپانوف مثبت و جاذب کراندار می باشد که نشان دهنده رفتار آشوبی در دو سیستم جدید می باشند.

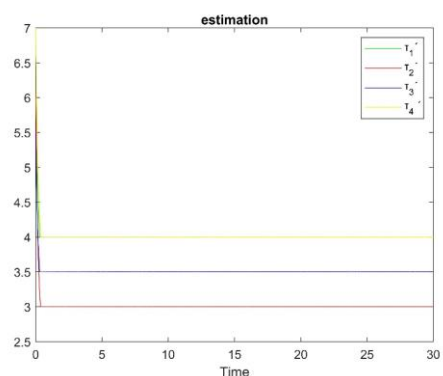


شکل ۱- نمای لیپانوف سیستم جنسیوتسیو پایه

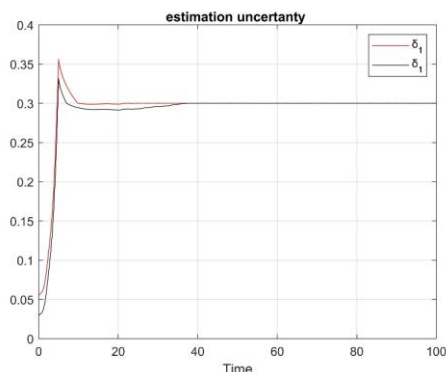
دینامیک های حالت سیستم پیرو شکل ۵ در کمتر از یک ثانیه به دینامیک های حالت سیستم پایه میل کرده است.



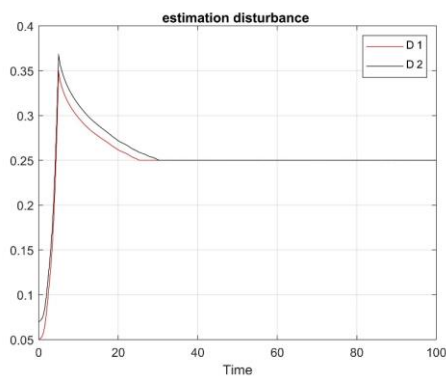
شکل ۸، ورودی کنترلی سیستم پیروبا استفاده از تابع تانژانت هایپربولیک



شکل ۹- تخمین کران تاخیرها

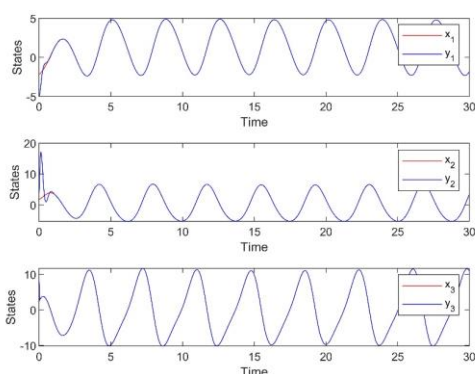


شکل ۱۰- خطای تخمین کران اغتشاش ها

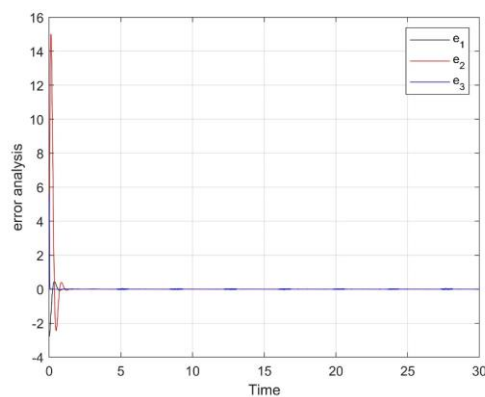


شکل ۱۱- خطای تخمین کران عدم قطعیت ها

خطای همزمان سازی متغیرهای حالت در شکل ۶ نمایش داده شده است که در زمان محدود به سمت صفر میل کرده است



شکل ۵، 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 داده شده است که با توجه به تفاوت های زیاد دو سیستم آشوبی هم تراز مانند: تاخیر، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی، متفاوت و مجهول عملکرد خوبی را از خود نشان داده‌اند.

۶- نتیجه گیری

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

مثال 2. کاربرد سیستم‌های آشوبی در مخابرات امن

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

$$M_1(t) = 1.5 \sin(2t) + 2.25 \cos(\pi t - 1) + 1.75 \sin(2\pi t - 0.45) + 1.75 \cos(0.35\pi t - 0.63)$$

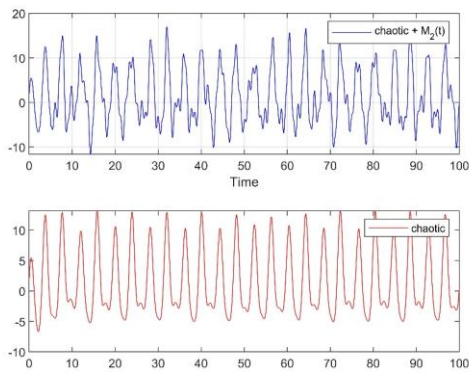
$$M_2(t) = 2.6 \sin(2t + 0.22) + 2.45 \cos(1.06\pi t - 0.65) + 1.755 \sin(2.09\pi t - 0.45) + 1.4 \cos(0.35\pi t - 0.23)$$

$$M_3(t) = 4.5 \sin(2t) + 3.75 \cos(\pi t - 1) + 5.45 \sin(2\pi t - 0.5) + 3.25 \cos(0.5\pi t - 0.3)$$

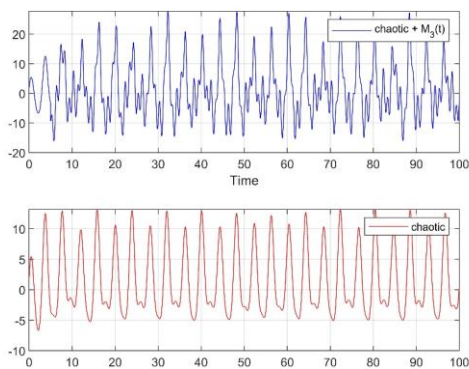
$$\text{Chaotic} = R_1 x_1(t) + R_2 x_2(t) + R_3 x_3(t) \\ R_1 = R_2 = R_3 = 1$$

(۴۵)

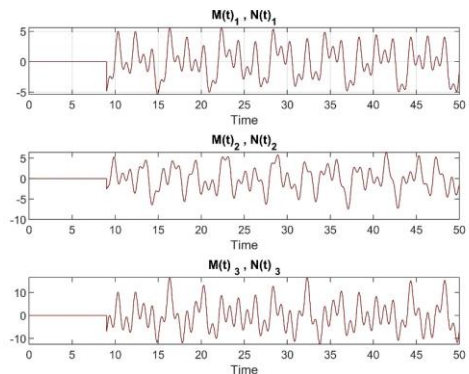
سیگنال پیام ارسال شده در شکل‌های ۱۲، ۱۳ و ۱۴ به خوبی در سیگنال آشوبی پنهان شده‌است و در آخر سیگنال پیام بازسازی شده با سیگنال پیام اصلی تفاوتی نخواهد داشت و همانطور که مشاهده می‌شود در شکل ۱۵ سیگنال پیام ارسال شده $M(t)$ با سیگنال پیام استخراج شده $N(t)$ نشان داده شده‌است.



شکل ۱۳. پنهان سازی سیگنال پیام ۲ در سیستم آشوبی هم‌تراز

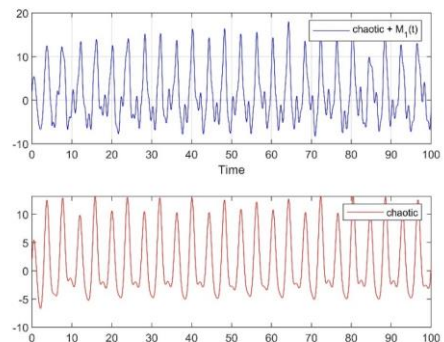


شکل ۱۴. پنهان سازی سیگنال پیام ۳ در سیستم آشوبی هم‌تراز



شکل ۱۵. 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 ارائه شده‌است. با توجه به سطح بالای پیچیدگی سیستم‌های هم‌تراز مذکور، استفاده از آن



شکل ۱۲. پنهان سازی سیگنال پیام ۱ در سیستم آشوبی هم‌تراز

میانگین مربعات خطا برای همزمان سازی خطاها

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

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 İ. 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 Grid 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 Rostampour¹, Assef Zare^{2*}, Narges Shafaei Bajestani³

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 Gensio 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 ,
