



ارائه شده توسط :

سایت ترجمه فا

مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده

از نشریات معابر

همزمان سازی آشوبی در سیستم های آشوبی مرتبه کسری غیر قطعی با تاخیر زمانی براساس کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی

چکیده

این مقاله یک کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی AFSMC را مطرح می کند تا دو سیستم آشوب تاخیر زمانی مرتبه کسری لغزشی فازی تطبیقی مختلف را همزمان سازی کند، که ماهیتا دارای بعد نامحدود بوده و تاخیر زمانی یک منبع عدم ثبات می باشد. چون مدلسازی رفتار سیستم های دینامیک توسط معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری دارای مزیت های بیشتری نسبت به مدلسازی مرتبه عدد صحیح می باشد، سیستم منطق فازی تاخیر زمانی تطبیقی ساخته می شود تا توابع سیستم تاخیر زمانی مرتبه کسری نامعلوم را تخمین بزند. با استفاده از معیار قابلیت ثبات Lyapunov، پارامترهای آزاد کنترل کننده فازی تطبیقی را می توان به شکل اనلاین با قانون کنترل بازخورد خروجی و قانون تطبیقی تنظیم نمود. عملیات طراحی حالت لغزشی نه تنها باعث تضمین قابلیت تضمین و استحکام AFSMC مطرح شده می گردد، بلکه تضمین می کند آشوب خارجی روی خطای همزمان سازی می تواند تخفیف یابد. مثال شبیه سازی در این مقاله گنجانده شده است تا روایی و عملکرد همزمان سازی روش طراحی مورد طرفداری را تایید کند.

کلیدواژه ها- فازی تطبیقی، همزمان سازی آشوب، مرتبه کسری، معیار Lyapunov، کنترل حالت لغزشی SMC، تاخیر زمانی.

1- مقدمه

تاخیرات زمانی اغلب در بسیاری سیستم های کنترلی مانند هوایپیما و سیستم های کنترل شیمیایی یا فرایندی یا در حالت، ورودی کنترل یا اندازه گیری ها ارائه شده است. وجود تاخیر زمانی خالص، صرفنظر از وجود آن در کنترل و یا حالت، اغلب باعث عملکرد ضعیف، پاسخ ناپایدار سیستم نامطلوب، و عدم ثبات می شود. مسئله تثبیت سازی در سیستم های تاخیر زمانی یک چالش واقعی محسوب می شود. در سالهای اخیر، حسابان کسری

با مشتقات و انتگرال گیری های مرتبه اختیاری سروکار داشته و بسیاری کاربردها را در حوزه فیزیک، ریاضیات کاربردی، و مهندسی پیدا کرده است. مشاهده گردیده است که توضیح برخی سیستم ها وقتی که مشتقات کسری بکار گرفته شود، صحیح تر می شود. برای نمونه، فرایندهای الکتروشیمیابی و ساختارهای قابل انعطاف با مدلهای مرتبه کسری مدلسازی می شوند، رفتار برخی سیستم های بیولوژیکی با استفاده از حسابان کسری مورد بررسی قرار می گیرد، و قطبیت دی الکتریکی، امواج الکترومغناطیسی، و سیستم های ویسکوالاستیک با معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری توضیح داده می شوند. این روزها، بسیاری سیستم های دیفرانسیل مرتبه کسری به شکل آشوبی رفتار می کنند مانند سیستم مرتبه کسری Chua، سیستم مرتبه کسری Duffing، سیستم مرتبه کسری LU، سیستم مرتبه کسری Chen، شبکه مرتبه کسری عصبی سلولی، و شبکه مرتبه کسری عصبی. اخیراً، به دلیل کاربردهای احتمالی آن در پردازش ارتباط و کنترل مطمئن، مطالعه روی همزمان سازی آشوب و سیستم های دینامیک مرتبه کسری و پدیده های مربوطه توجه روزافزونی را جلب کرده است. مسئله همزمان سازی سیستم های آشوب مرتبه کسری ابتدا توسط Deng & Li بررسی شد که همزمان سازی را در مورد سیستم کسری LU انجام دادند. بعد از آن، آنها روی همزمان سازی آشوب سیستم Chen با مرتبه کسری به حالتی متفاوت مطالعاتی انجام دادند.

یک تکنیک کنترل غیرخطی مستحکم و معروف است که باعث تضمین ثبات و استحکام سیستم منتج می گردد. این راهکار کنترل از سطح لغزشی دلخواه در فضای حالت استفاده می کند و باعث ایجاد تنظیمات کنترل تغییر یافته براساس رفتار ورودی-خروجی مشاهده شده دردستگاه و براساس ملاحظات مربوط به مرز مدلسازی عدم قطعیت ها و آشوب های ناشناخته می شود. ولیکن، پدیده های لرزشی هنگام اجرای یک SMC در کار است، که می تواند دینامیک فرکانس بالا را به هیجان درآورد. برای حذف لرزش، Palm شباهت بین کنترل کننده فازی و کنترل کننده حالت لغزشی را با یک لایه مرزی بیان نمود و یک روش طراحی حالت لغزشی فازی را ارائه داد. این طراحی می تواند منجر به یک سیستم حلقوی بسته باثبات شود که از مسئله لرزش در SMC اجتناب می کند.

متاسفانه، مقالات زیادی برای مسئله SMC سیستم های مرتبه کسری با تاخیر زمانی در دست نیست. در رفranس 49، برخی نتایج بدون استفاده از یک افزایش چند برابری لغزشی کسری بدست آمده است. در این

مقاله، ما نتایج جدیدی را در زمینه SMC سیستم های رده کسری با تاخیرات زمانی ایجاد کرده ایم. در این مقاله، هسته نوآوری مبتنی بر این حقیقت است که عبارت مرتبه کسری سیستم های آشوبی در مقایسه با ریاضیات معمولی خیلی فشرده می باشد. این امر باعث می شود که حسابان کسری راحتتر بتواند یک تابع مناسب را برای تحلیل باثبات بیابد. ما طرح کنترل فازی تطبیقی را با روش SMC برای همزمان سازی دو سیستم آشوبی Duffing-Holmes از مرتبه کسری غیرخطی با زمان تاخیری اضافه کرده ایم. در روش طراحی ما، هم دینامیک سیستم عمل و هم سیستم پاسخ با مدل شبکه عصبی فازی (FNN) یا Takagi-Sugeno (TS) ارائه شده است که دینامیک محلی هر قانون فازی را با ترکیب خطی همه حالات سیستمی بیان می کند. این مقاله به نحو ذیل سازماندهی شده است. دربخش دوم، مقدمه ای بر مشقات کسری و رابطه آن با راه حل تخمین مطرح شده است. یک توضیح مختصر از TS FNN در بخش سوم ارائه شده است. بخش 4 به شکل کلی کاربرد SMC فازی تطبیقی را برای همزمان سازی سیستم آشوبی مرتبه کسری با زمان تاخیری در حضور تحلیل غیرقطعی و باثبات آن مطرح می کند. در بخش 5، کاربرد روش مطرح شده برای بیان مرتبه کسری سیستم آشوبی Duffing-Holmes با زمان تاخیری مورد بررسی قرار می گیرد. سرانجام، نتایج شبیه سازی و نتیجه گیری در بخش ششم خواهد آمد.

2- تعاریف پایه و مبانی برای سیستم های مرتبه کسری

حسابان کسری یک موضوع ریاضی با سابقه بیش از 300 سال می باشد. این موضوع تعمیم انتگرال گیری و دیفرانسیل گیری به عملگر بنیانی مرتبه غیرعدد صحیح است، که با علامت ${}_aD_t^q$ نشان داده می شود ، که در آن a و t حدود عملگر می باشند. این عملگر یک علامت ریاضی برای هر دو مشتق گیری عدد صحیح و تابع کسری در یک عبارت منفرد می باشد که به نحو ذیل تعریف می شود:

$${}_aD_t^q = \begin{cases} \frac{d^q}{dt^q}, & q > 0 \\ 1, & q = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-q}, & q < 0. \end{cases} \quad (1)$$

برخی تعاریف پایه از انتگرال گیری و دیفرانسیل گیری کسری کلی وجود دارد. تعاریفی که همیشه استفاده شده است عبارتند از Grunwald-Letnikov و Riemann-Liouville . تعریف Grunwald-Letnikov به شکل ذیل بیان می شود:

$${}_a D_t^q f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \sum_{j=0}^{[t-a/h]} (-1)^j \binom{q}{j} f(t - jh) \quad (2)$$

که در آن $[.]$ بخش عدد صحیح می باشد. ساده ترین و آسان ترین تعریف همان تعریف Riemann-Liouville می باشد که به شکل ذیل ارائه شده است:

$${}_a D_t^q f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-q)} \frac{d^n}{dt^n} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{q-n+1}} d\tau \quad (3)$$

که در آن n اولین عدد صحیح است، که کمتر از q نیست، یعنی $n-1 < q < n$ ، و Γ تابع گاما می باشد. شبیه سازی عددی یک معادله دیفرانسیل فراکسیونی مانند یک معادله دیفرانسیل معمولی ساده نمی باشد. در این مقاله، الگوریتمی که یک نسخه بهبودیافته از الگوریتم Adams-Bashforth-Moulton می باشد تا یک تخمین برای سیستم های مرتبه کسری را براساس تصحیح کننده پیش بینی بدست آورد، ارائه شده است. اجازه دهید که معادله دیفرانسیل ذیل را درنظر بگیریم:

$${}_0 D_t^q y(t) = r(y(t), t), \quad 0 \leq t \leq T$$

۶

$$y^{(k)}(0) = y_0^{(k)}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, m-1 \quad (4)$$

که در آن

$$\begin{aligned} {}_0 D_t^q y(t) \\ = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma(m-q)} \int_0^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{q-m+1}} d\tau, & m-1 < q < m \\ \frac{d^m}{dt^m} y(t), & q = m \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

و عدد صحیح اول بزرگتر از q می باشد. راه حل 4 معادل معادله انتگرال Volterra می باشد، که به نحو ذیل

شرح داده شده است:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{[q]-1} y_0^{(k)} \frac{t^k}{k!} + \frac{1}{\Gamma(q)} \int_0^t (t-\lambda)^{q-1} r(y(\lambda), \lambda) d\lambda. \quad (6)$$

با اجازه دادن به اینکه $h = T/N$, $t_n = nh$, $n = 0, 1, 2, \dots, N$ می تواند به نحو ذیل

قابل تمیز باشد:

$$\begin{aligned} y_h(t_{n+1}) &= \sum_{k=0}^{[q]-1} y_0^{(k)} \frac{t_{n+1}^k}{k!} + \frac{h^q}{\Gamma(q+2)} r(y_h^p(t_{n+1}), t_{n+1}) \\ &\quad + \frac{h^q}{\Gamma(q+2)} \sum_{j=0}^n a_{j,n+1} r(y_h(t_j), t_j) \end{aligned} \quad (7)$$

که در آن مقدار پیش بینی $y_h^p(t_{n+1})$ با فرمول ذیل معین می شود:

$$y_h^p(t_{n+1}) = \sum_{k=0}^{[q]-1} y_0^{(k)} \frac{t_{n+1}^k}{k!} + \frac{h^q}{\Gamma(q)} \sum_{j=0}^n b_{j,n+1} r(y_h(t_j), t_j) \quad (8)$$

$$a_{j,n+1} =$$

$$\begin{cases} n^{q+1} - (n-q)(n+1)^q, & j = 0 \\ (n-j+2)^{q+1} + (n-j)^{q+1} - 2(n-j+1)^{q+1}, & 1 \leq j \leq n \\ 1, & j = n+1 \end{cases}$$

(9)

$$b_{j,n+1} = \frac{h^q}{q} ((n+1-j)^q - (n-j)^q). \quad (10)$$

خطای تخمینی با فرمول ذیل معین می شود:

$$\max_{j=0,1,2,\dots,N} |y(t_j) - y_h(t_j)| = O(h^p) \quad (11)$$

که در آن $p = \min(2, 1 + q)$ می باشد. از اینرو، راه حل عددی یک سیستم مرتبه کسری را می توان با بکارگیری الگوریتم فوق الذکر بدست آورد.

3- توضیح مختصر سیستم های شبکه عصبی فازی Takagi-Sugeno

سیستم های منطق فازی دقیق متغیرهای ورودی و خروجی را مستقیماً با تعریف آنها با اعداد فازی (و مجموعه های فازی) مطرح کرده اند که می تواند با اصطلاح زبانشناختی بیان گردد (برای مثال کوچک، متوسط و بزرگ).

پیکربندی پایه سیستم T-S FNN شامل یک اساس قانون فازی است که شامل یک مجموعه از قوانین IF-THEN فازی به شکل ذیل می باشد:

$$R^{(l)} : \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l, \text{ and } \dots, \text{ and } x_n \text{ is } F_n^l, \\ \text{THEN } y_l = q_0^l + q_1^l x_1 + \dots + q_n^l x_n = \underline{\theta}_l^T [1 \ \underline{x}^T]^T \quad (12)$$

که در آن F_i^l مجموعه های فازی ورودی هستند، $\underline{\theta}_l^T = [q_0^l, q_1^l, \dots, q_n^l]$ به ترتیب تعداد

متغیرهای ورودی و قوانین فازی اگر-آنگاه می باشند، یک بردار فاکتورهای قابل

تطبیق بخش نتیجه قانون فازی می باشد، و y_l یک مقدار تازه می باشد. بعلاوه، یک موتور استنباط فازی باعث

ترکیب قوانین فازی اگر-آنگاه در پایه قوانین فازی می شود تا یک متغیر خروجی $y \in R$ را از یک بردار

زنگنهای ورودی $\underline{x}^T = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in R^n$ ایجاد نماید. خروجی سیستم های منطقی-فازی با فازی

زادی متوسط مرکزی، استنباط میزان حاصله، و فازی ساز تکی را می توان به نحو ذیل بیان نمود:

$$y(\underline{x}) = \frac{\sum_{l=1}^M v^l \cdot y_l}{\sum_{l=1}^M v^l} = \frac{\sum_{l=1}^M v^l \cdot \underline{\theta}_l^T [1 \ \underline{x}^T]}{\sum_{l=1}^M v^l} \quad (13)$$

که در آن $v^l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l(x_i)}$ مقدار تابع عضویت متغیر فازی x_i می باشد، و $\underline{\theta}_l^T (x_i)$ مقدار حقیقی

دلالت آم می باشد. معادله 13 را می توان چنین نوشت:

$$y(\underline{x}) = \underline{\theta}^T \psi(\underline{x}) \quad (14)$$

که در آن $\underline{\theta}^T = [\underline{\theta}_1^T \quad \underline{\theta}_2^T \quad \dots \quad \underline{\theta}_M^T]$ یک بردار پارامتر تطبیقی می باشد و

$\psi^T(\underline{x}) = [\psi^1(\underline{x}), \psi^2(\underline{x}), \dots, \psi^M(\underline{x})]$ یک بردار تابع پایه فازی می باشد که به نحو ذیل تعریف می شود،

$$\psi^l(\underline{x}) = \frac{v^l[1 \quad \underline{x}^T]}{\sum_{l=1}^M v^l}. \quad (15)$$

وقتی ورودی ها به داخل T-S FNN تغذیه می شوند، مقدار حقیقی v^l که دلالت آم می باشد محاسبه می گردد. بکارگیری راهکار فازی زدایی مشترک، خروجی شبکه های عصبی، که با فرمول 13 بیان می شود، تولید می شود. پیکربندی کلی T-S FNN در شکل 1 نشان داده شده است.

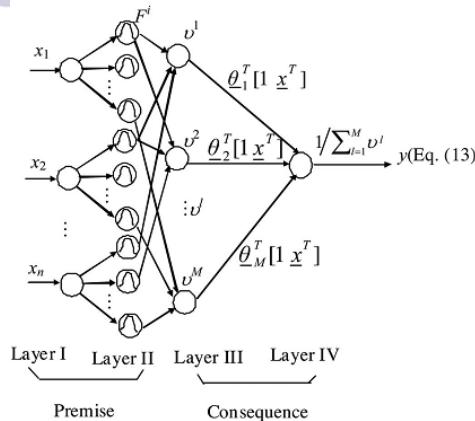
براساس قضیه تخمین عامل، سیستم منطق فازی فوق قادر به تخمین یکنواخت هر گونه تابع غیرخطی خوب تعریف شده روی یک مجموعه فشرده U_C با هر درجه ای از صحت می باشد. بعلاوه، مستقیم نشان می دهد که یک سیستم با چندین ورودی می تواند همیشه توسط گروهی از سیستم هی تخمین خروجی منفرد تخمین زده شود.

4- همزمان سازی حالت لغزشی فازی تطبیقی سیستم های آشوب مرتبه کسری با زمان تاخیری

اجازه دهید عمل و عکس العمل را با سیستم های آشوب تاخیر زمانی مشتق مرتبه کسری به ترتیب ذیل درنظر

بگیریم:

TariomeFa.Com



شکل 1- پیکربندی شبکه عصبی فازی T-S

(1) سیستم عمل: با فرمول ذیل معین می شود:

$$\begin{aligned} D^q x_1 &= x_2 \\ D^q x_2 &= f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)). \end{aligned} \quad (16)$$

سیستم عکس العمل: با فرمول ذیل معین می شود:

$$\begin{aligned} D^q y_1 &= y_2 \\ D^q y_2 &= g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) + u(t) + d(t) \end{aligned} \quad (17)$$

که در آن x_1, x_2, y_1, y_2 متغیرهای فراکسیونی بوده، τ_i ترتیب مشتق گیری فراکسیونی است،

و $f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))$ تاخیرهای زمانی می باشند، $i = 1, 2, \dots, r$

$g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))$ توابع غیرخطی نامعلوم ولی دارای حد بوده که اصول دینامیک سیستم را بیان

می کنند، $d(t)$ آشوب حددار خارجی بوده و $u(t)$ ورودی کنترلی سیستم عکس العمل بوده است. هدف کنترل همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل هر دو با طراحی یک کنترل کننده غیرخطی است که سیگنالها را برای سیستم عمل جهت تنظیم رفتار سیستم عکس العمل بدست آورد.

اجازه دهد که بردار خطای همزمان سازی چنین باشد:

$$e = [e_1, e_2] \quad (18)$$

که در آن $e_i = y_i - x_i$ و $i = 1, 2$ می باشد. بنابراین، سطح لغزشی در فضای خطای همزمان سازی می تواند به این ترتیب تعریف بشود:

$$S(t) = k_1 e_1 + k_2 e_2 \quad (19)$$

که در آن k_1 و k_2 ثابت های اختیاری بوده، که به نحوی می شوند که اصول دینامیک سطح لغزشی سریعا ناپدید بشود. این فرایند می تواند به دو مرحله تقسیم بندی شود: مرحله نزدیک شدن با $S(t) \neq 0$ و مرحله لغزشی با $S(t) = 0$. یک شرط کافی برای تضمین اینکه مسیر بردار همزمان سازی-خطای e از مرحله نزدیک شدن به مرحله لغزشی جابجا می شود، طراحی اقدام کنترلی است به نحوی که شرط لغزشی ذیل:

$$S(t) \dot{S}(t) \leq -\eta |S(t)|, \quad \eta > 0 \quad (20)$$

اثبات بشود. طی مرحله لغزشی، داریم $f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))$ و $\dot{S}(t) = 0$ و $S(t) = 0$. اگر $d(t) = 0$ باشد، اقدام کنترلی معادل مربوطه برای اجبار اصول دینامیک سیستم برای مانند روی سطح لغزشی می‌تواند از $\dot{S}(t) = 0$ بدست آید.

$$\dot{S}(t) = D^{1-q}(D^q(S(t))) = 0 \rightarrow D^q(S(t)) = 0. \quad (21)$$

با جایگزینی معادله 19 در معادله 21، داریم:

$$\begin{aligned} D^q(S(t)) &= D^q(k_1 e_1 + k_2 e_2) = k_1 D^q e_1 + k_2 D^q e_2 \\ &= k_1 D^q(y_1 - x_1) + k_2 D^q(y_2 - x_2) \\ &= k_1(y_2 - x_2) + k_2[g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) \\ &\quad - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)) + u_{eq}(t)] \\ &= k_1 e_2 + k_2[g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) \\ &\quad - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)) + u_{eq}(t)] = 0. \end{aligned}$$

بنابراین، اقدام کنترلی معادل را می‌توان به نحو ذیل بدست آورد:

$$\begin{aligned} u_{eq}(t) &= -\frac{k_1}{k_2}e_2 + f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)) \\ &\quad - g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)). \end{aligned} \quad (22)$$

در مرحله نزدیک شدن، برای انجام شرط لغزشی (20) و اثبات استحکام علیه غیرقطعی های سیستم و آشوب های خارجی به نحوی که همهم حالات سیستم روی سطح لغزشی باقی بماند، یک اقدام کنترلی تعویض کننده

باید افزوده شود. کنترل لغزشی کامل را می‌توان به نحو ذیل بیان کرد:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_{eq}(t) - \eta_{sw} D^{q-1}(\operatorname{sgn}(S(t))) \\ &= -\frac{k_1}{k_2}e_2 + f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)) \\ &\quad - g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) - \eta_{sw} D^{q-1}(\operatorname{sgn}(S(t))) \end{aligned} \quad (23)$$

که در آن η_{sw} ثابت مثبت است به نحوی که شرایط نزدیک شدن را می‌توان برای مورد ذیل تضمین کرد:

$$\eta_{sw} > |D^{1-q}d(t)| + |D^{1-q}\omega_{total}| \quad (24)$$

که در آن ω_{total} خطای تخمین حداقل کل می باشد، و $|D^{1-q}\omega_{\text{total}}|$ و $|D^{1-q}d(t)|$ بنا به فرض به حد رسیده اند.

ولیکن چون $g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))$ و $f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))$ مشخص نیست و

آشوب خارجی $d(t) \neq 0$ می باشد، اقدام کنترلی ایده آل (23) نمی تواند انجام شود. ما

را با سیستم منطق فازی $g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))$ و $f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))$

به شکل خاصی طبق فرمول 14 جایگزین کرده ایم، یعنی:

$$\begin{aligned} f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) &= \underline{\theta}_f^T \xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) &= \underline{\theta}_g^T \xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \end{aligned} \quad (25)$$

در اینجا، توابع پایه فازی $\xi(x, \tau, m, \sigma) = \xi(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r), m, \sigma)$

$\xi(y, \tau, m, \sigma) = \xi(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r), m, \sigma)$ به توابع عضویت فازی بستگی دارد و بنا به فرض

ثابت بوده در حالیکه $\underline{\theta}_g^T$ و $\underline{\theta}_f^T$ با قوانین تطبیقی براساس معیار ثبات Lyapunov مطابقت داده شده است.

بویژه، میانگین (m) و انحراف (σ) به طور همزمان روزآمدسازی شده است. از اینرو، اقدام کنترلی نتیجه شده را

می توان به صورت ذیل بدست آورد:

$$\begin{aligned} u(t) &= -\frac{k_1}{k_2} e_2 + f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ &\quad - \eta_{\text{sw}} D^{q-1}(\text{sgn}(S(t))). \end{aligned} \quad (26)$$

با توجه به موارد قبلی، قضیه ذیل را می توان بدست آورد.

قضیه 1: اجازه دهید که دو سیستم های تاخیر زمانی آشوبی مرتبه کسری یعنی سیستم عمل (16) و سیستم

عكس العمل (17) را درنظر بگیریم. اقدام کنترلی سیستم عکس العمل در معادله 26 آمده است و قوانین

تطبیقی مبتنی بر فازی به نحو ذیل انتخاب می شوند:

$$(D^{-q}\underline{\theta}_f) = r_1(\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ - \sigma\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))S(t) \quad (27)$$

$$(D^{-q}\underline{\theta}_g) = -r_2(\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ - \sigma\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))S(t) \quad (28)$$

$$\dot{m} = -r_3[-(D^{1-q}\underline{\theta}_g)\xi_m^T(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ + (D^{1-q}\underline{\theta}_f)\xi_m^T(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})]S(t) \quad (29)$$

$$\dot{\sigma} = -r_4[-(D^{1-q}\underline{\theta}_g)\xi_\sigma^T(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ + (D^{1-q}\underline{\theta}_f)\xi_\sigma^T(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})]S(t). \quad (30)$$

بنابراین، طرح تطبیقی کلی تضمین کننده قابلیت ثبات عام سیستم حلقوی بسته نتیجه شده از این لحظه می باشد که همه سیگنالهای مربوطه حد یکنواختی داشته و خطای همزمان سازی به صفر بدون علامت همگرا خواهد شد. اثبات قضیه 1 در پیوست A آمده است.

برای خلاصه سازی تحلیل فوق، الگوریتم طراحی برای کنترل مدل لغزشی فازی تطبیقی مطرح شده (AFSMC) به ترتیب ذیل معین شده است:

مرحله 1) ضرایب همبستگی دلخواه k_1 و k_2 را مشخص کنید به نحوی که دینامیک سطح لغزشی به سرعت ناپدید شود.

مرحله 2) تابع عضویت $\mu_{F_i^1}(\underline{y})$ و $\mu_{F_i^1}(\underline{x})$ را برای $i=1, 2, \dots, M$ تعیین کنید و توابع پایه فازی $\xi(y, \tau, m, \sigma)$ و $\xi(x, \tau, m, \sigma)$ را به ترتیب تعیین کنید. آنگاه، سیستم های کنترل منطق فازی به نحو ذیل ساخته شده است:

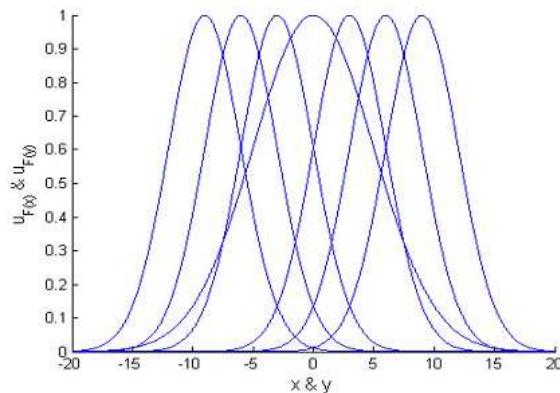
$$f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) = \underline{\theta}_f^T \xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})$$

$$g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) = \underline{\theta}_g^T \xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}).$$

مرحله 3) همه پارامترهای تطبیقی مناسب را برای کسب قوانین تطبیقی در 27 الی 30 و تطبیق بردارهای

پارامتری m ، $\underline{\theta}_g$ و $\underline{\theta}_f$ را مشخص کنید.

مرحله 4) پارامتر تعویض کننده مناسب η_{sw} را انتخاب کنید. کنترل را در معادله 26 بدست آورید و در دستگاه بکار ببرید.



شکل 2-تابع عضویت برای x_i و y_i , $i=1,2$

5-مثال و نمونه شبیه سازی

در این بخش، ما AFSMC خودمان را برای همزمان سازی دو سیستم تاخیر زمانی آشوبی Duffing-Holmes مرتبه کسری غیرقطعی مختلف بکار بسته ایم.

اجازه دهید که دو سیستم تاخیر زمانی آشوبی Duffing-Holmes مرتبه کسری غیرقطعی مختلف رابه ترتیب

ذیل درنظر بگیریم:

1) سیستم عمل: این سیستم با فرمول ذیل مشخص می شود:

$$\begin{cases} D^q x_1 = 2.5 x_2 \\ D^q x_2 = -\left(\frac{1}{2.5} x_1\right)^3 - \frac{1}{2.5} x_1 - 0.1 x_2 + 0.01 x_1(t - 0.001) \\ \quad + 0.01 x_1^2(t - 0.001) + 0.01 x_2(t - 0.001) + 25 \cos(1.29t). \end{cases}$$

2) سیستم عکس العمل: این قسمت با فرمول ذیل معین می شود:

$$\begin{cases} D^q y_1 = 2.2 y_2 \\ D^q y_2 = -\left(\frac{1}{2.0} y_1\right)^3 - \frac{1}{1.8} y_1 - 0.1 y_2 + 0.01 y_1(t - 0.001) \\ \quad + 0.01 y_1^2(t - 0.001) + 0.01 y_2(t - 0.001) \\ \quad + 25 \cos(1.29t) + d(t) + u(t) \end{cases}$$

که در آن $d(t) = 0.7 \sin t$ آشوب حد خارجی می باشد و $u(t)$ ورودی کنترل سیستم عکس العمل است.

هدف اصلی همزمان سازی این است که باعث شود مسیر سیستم عکس العمل همانند مسیر سیستم عمل بشود.

$$\begin{bmatrix} y_1(0) \\ y_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

شرایط اولیه سیستم های عمل و عکس العمل به ترتیب به صورت

انتخاب شده است. دو مقدار متفاوت $q=0.94$ و $q=0.98$ در نظر گرفته شده اند. همه ثابت های طراحی به شکل

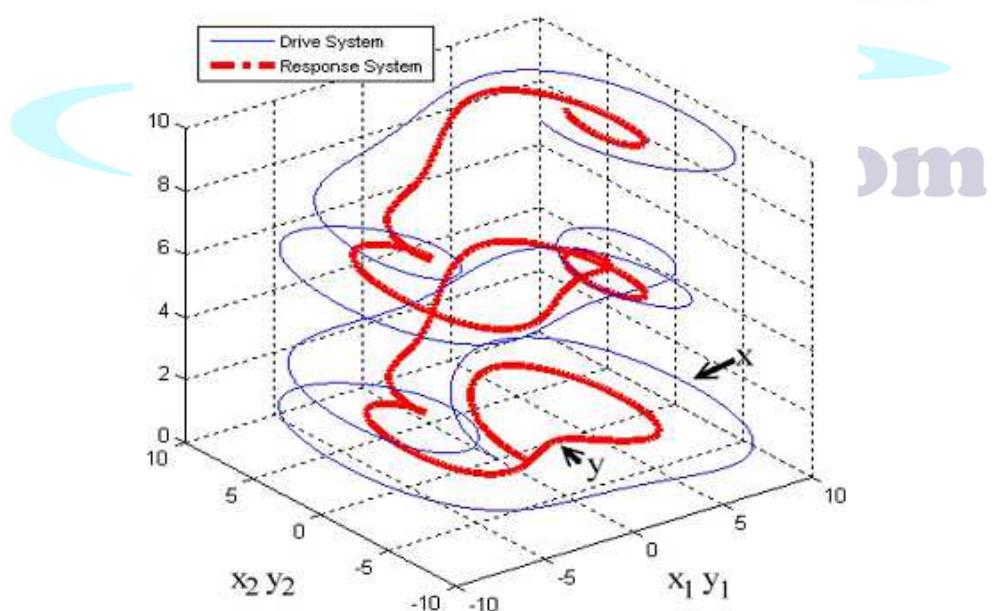
مشخص شده است و اندازه مرحله برابر با $k_1 = k_2 = 1, r_1 = 50, r_2 = 5, r_3 = 1.5, r_4 = 1.5, \eta_{sw} = 1$

$h = 0.001$ می باشد.

تابع عضویت اولیه برای x_i و y_i , $i=1,2$ در شکل 2 نشان داده شده است و به نحو ذیل انتخاب می شود:

$$\mu_{F_1^i}(x_i) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x_i + 9}{3} \right)^2 \right]$$

$$\mu_{F_2^i}(x_i) = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{x_i + 6}{3} \right)^2 \right]$$



شکل 3- تصویر مرحله سه بعدی سیستم های عمل و عکس العمل آشوبی

$$\mu_{F_3^i}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i + 3}{3}\right)^2\right]$$

$$\mu_{F_4^i}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i}{5}\right)^2\right]$$

$$\mu_{F_5^i}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i - 3}{3}\right)^2\right]$$

$$\mu_{F_6^i}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i - 6}{3}\right)^2\right]$$

$$\mu_{F_7^i}(x_i) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i - 9}{3}\right)^2\right],$$

A. $q = 0.98$

برای مقادیر $q=0.98$ و ورودی عاری از کنترل، تصویر مرحله سه بعدی سیستم های عمل و عکس العمل در شکل 3 نشان داده شده است.

با محاسبه قوانین تطبیقی 27 الی 30 ، اقدام کنترلی عکس العمل را می توان به نحو ذیل بدست آورد:

$$u(t) = -\frac{k_1}{k_2}e_2 + f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ - \eta_{sw} D^{q-1}(\text{sgn}(S(t))).$$

شکل های 4 و 5 به ترتیب نشان دهنده مسیرهای حالات y_1 ، y_2 ، x_1 و x_2 می باشند. مسیر اقدام کنترلی در

شکل 6 نشان داده شده است و مسیر سطح لغزشی $S(t)$ در شکل 7 نشان داده شده است که نشان می دهد

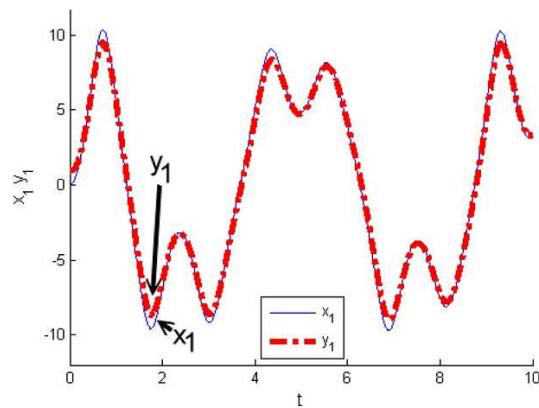
لرزش را می توان حذف کرد. تصویر فاز سه بعدی، عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل در

شکل 8 نشان داده شده است. همانگونه که می توان دید، کنترل کننده طراحی شده به نحو موثری قادر است دو

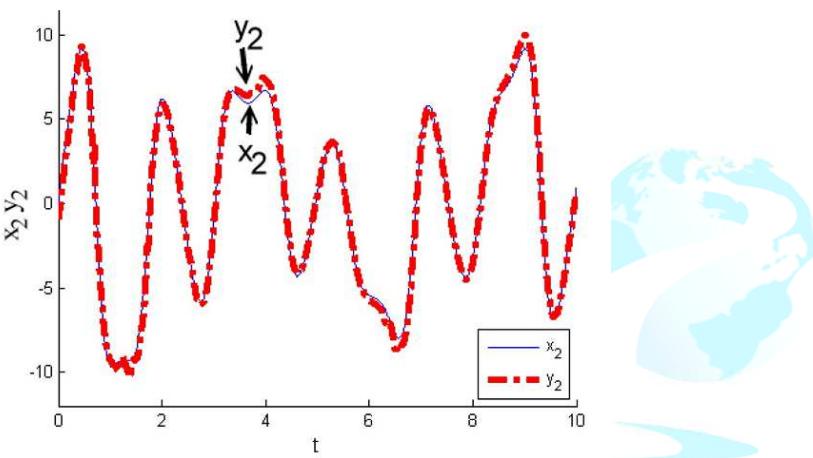
سیستم آشوبی مرتبه کسری را با تاخیر زمانی همزمان سازی کند یعنی یک همزمانی سازی سریع می تواند

حاصل آید. شکل 9 نشان دهنده نمودار $\dot{V}(t)$ می باشد، که همیشه به طور منفی تعریف شده و در نتیجه ثابت

می باشد.



شکل 4- مسیرهای حالت x_1 و y_1



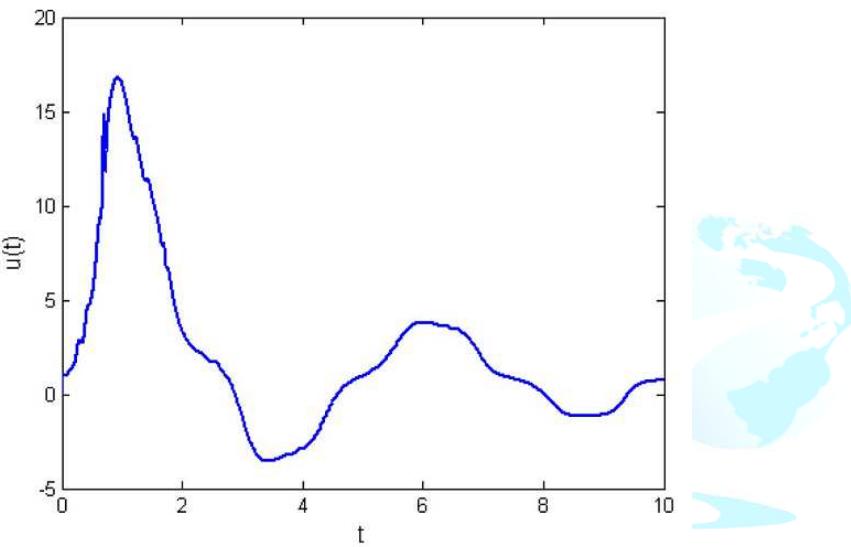
شکل 5- مسیرهای حالت x_2 و y_2

برای نشان دادن استحکام AFSMC مطرح شده، اقدام کنترلی در $t=5$ s فعالسازی می شود. تصویر فاز سه بعدی یعنی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل در شکل 10 نشان داده شده است. شکلهای 11 و 12 به ترتیب نشان دهنده مسیرهای حالت y_1 و y_2 ، x_1 و x_2 می باشند. ما می توانیم بینیم که یک همزمان سازی سریع عمل و عکس العمل حاصل می آید حین اینکه اقدام کنترلی فعالسازی می شود. مسیر اقدام کنترلی در شکل 13 نشان داده شده است و مسیر سطح لغزشی $S(t)$ در شکل 14 نشان داده شده است.

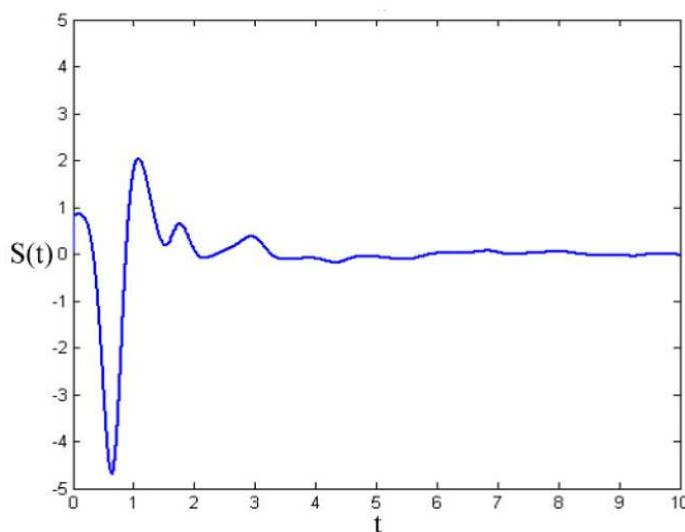
$$B. \quad q = 0.94$$

برای $q=0.94$ و ورودی عاری از کنترل، تصویر فاز سه بعدی سیستم های عمل و عکس العمل در شکل 15 نشان داده شده است.

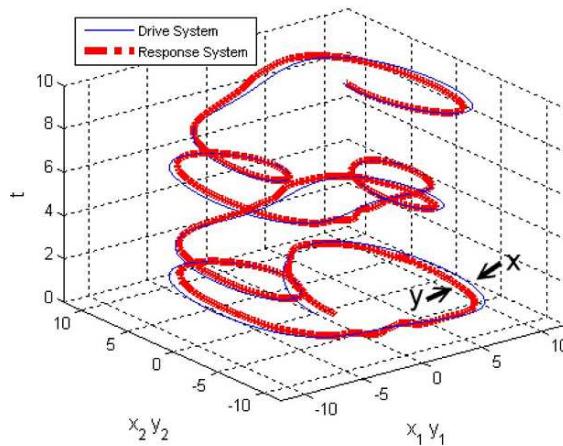
شکل های 16 و 17 به ترتیب مسیرهای حالات x_1 و y_1 و x_2 و y_2 را نشان می دهند. مسیر اقدام کنترلی در شکل 18 نشان داده شده است و مسیر سطح لغزشی $S(t)$ در شکل 19 نشان داده شده است، که نشان دهنده این است که لرژش می تواند حذف شود. تصویر فاز سه بعدی یعنی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل در شکل 20 نشان داده شده است. همانطور که می توان دید، کنترل کننده طراحی شده به نحو موثری می تواند دو سیستم آشوبی مرتبه کسری را با تاخیر زمانی همزمان سازی کند یعنی همزمان سازی می تواند حاصل آید.



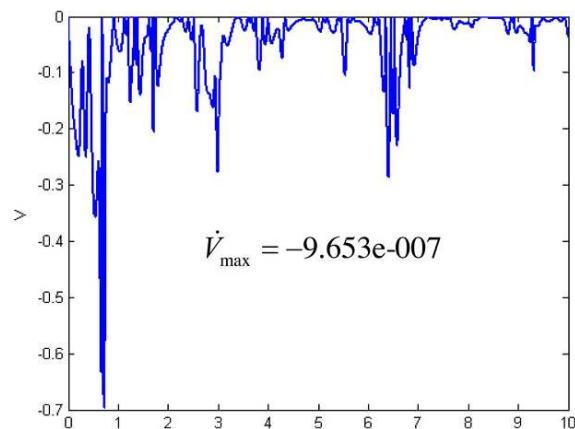
شکل 6-مسیر اقدام کنترلی



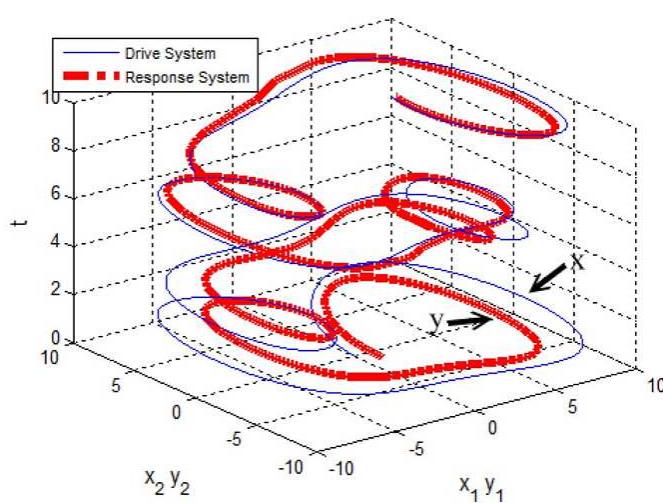
شکل 7-مسیر سطح لغزشی $S(t)$



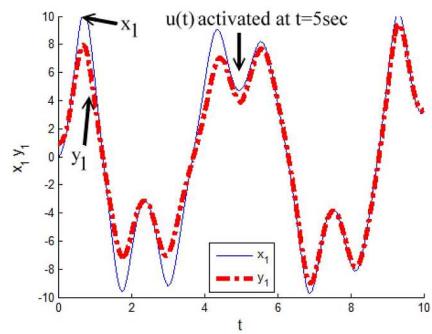
شکل 8- تصویر فاز سه بعدی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل.



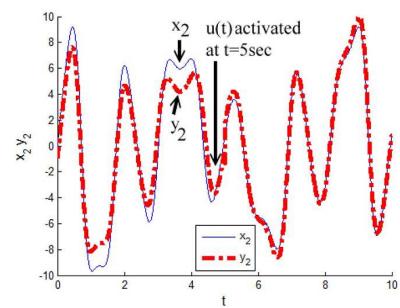
شکل 9- نمودار $\dot{V}(t)$



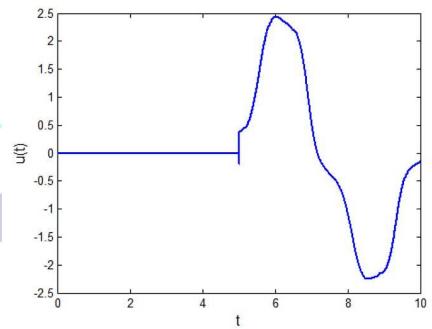
شکل 10- تصویر فاز سه بعدی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل.



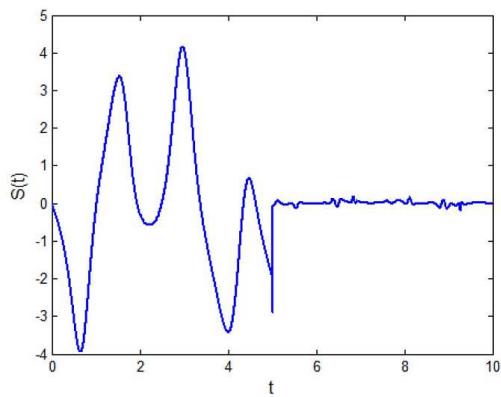
شکل 11- مسیرهای حالت x_1 و y_1



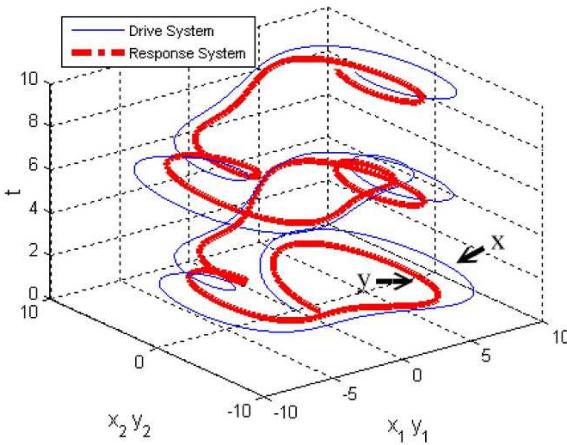
شکل 12- مسیرهای حالت x_2 و y_2



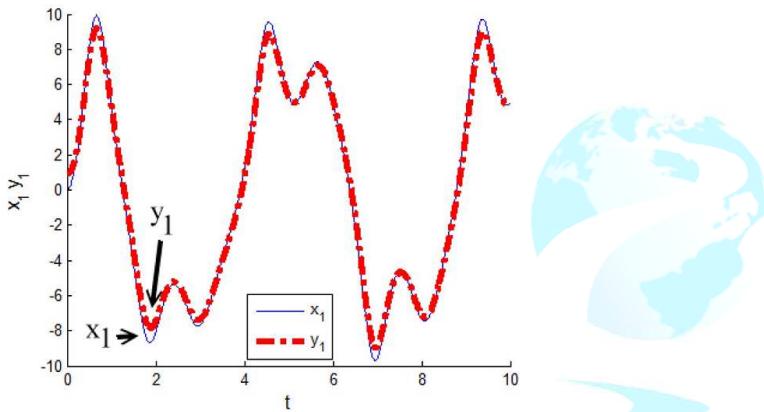
شکل 13- مسیر اقدام کنترلی



شکل 14- مسیر سطح لغزشی $S(t)$



شکل 15- تصویر فاز سه بعدی سیستم های عمل و عکس العمل آشوبی.



شکل 16- مسیرهای حالات x_1 و y_1

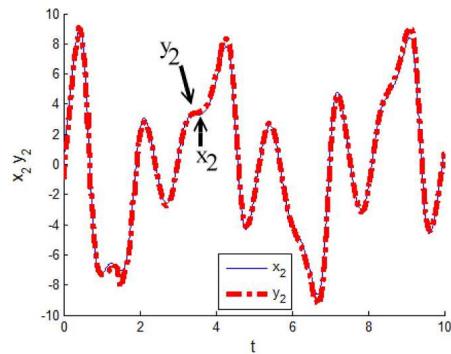
شکل 21 نشان دهنده نمودار $\dot{V}(t)$ می باشد که همیشه به طور منفی تعریف شده است و در نتیجه ثابت می باشد.

برای نشان دادن استحکام AFSMC مطرح شده، اقدام کنترلی در $t=5$ فعالسازی می شود. تصویر فاز سه بعدی یعنی عملکرد همزمان سازی شده، سیستم های عمل و عکس العمل در شکل 22 نشان داده شده است.

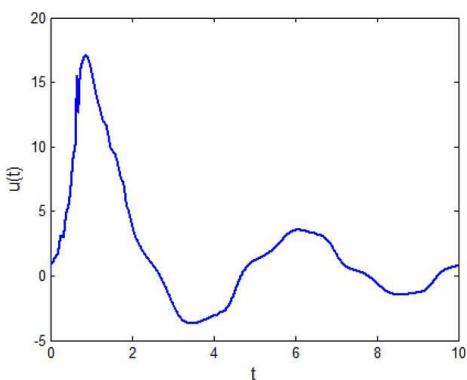
شکل 23 و 24 به ترتیب نشان دهنده مسیرهای حالات y_1 ، x_1 و y_2 ، x_2 می باشند. ما می توانیم ببینیم که یک همزمان سازی سریع عمل و عکس العمل حاصل می آید حین اینکه اقدام کنترلی فعالسازی می شود. مسیر اقدام کنترلی در شکل 25 نشان داده شده است و مسیر سطح لغزشی $S(t)$ در شکل 26 نشان داده شده است.

برای مقادیر مختلف q ، یعنی $q=0.98$ و $q=0.94$ ، اقدامات کنترلی در $t=0$ و $t=5$ s و $t=10$ ثانیه ای فعالسازی می شوند، و میانگین نهایی (m) و انحراف (σ) توابع عضویت گاوی در جدول ۱ آمده است.

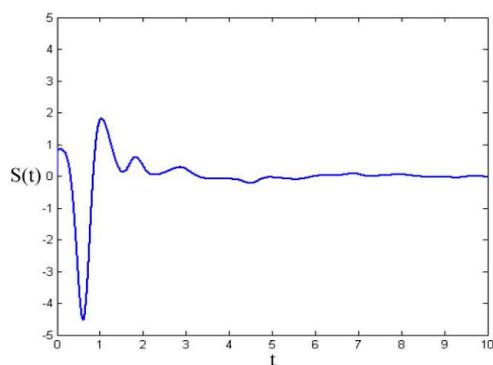
از لحاظ عملکرد همزمان سازی، خطای مربع میانگین (MSE) $MSE2 = y_2 - x_2$ و $MSE1 = y_1 - x_1$ ای (MSE) برای مقادیر مختلف q در شکلهای ۲۷ و ۲۸ به ترتیب نشان داده شده است.



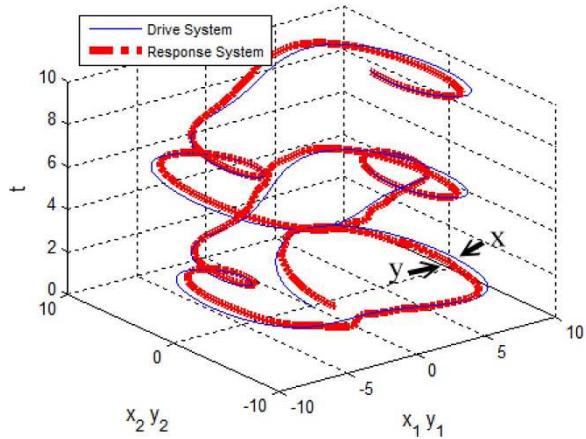
شکل ۱۷-مسیرهای حالات x_2 و y_2



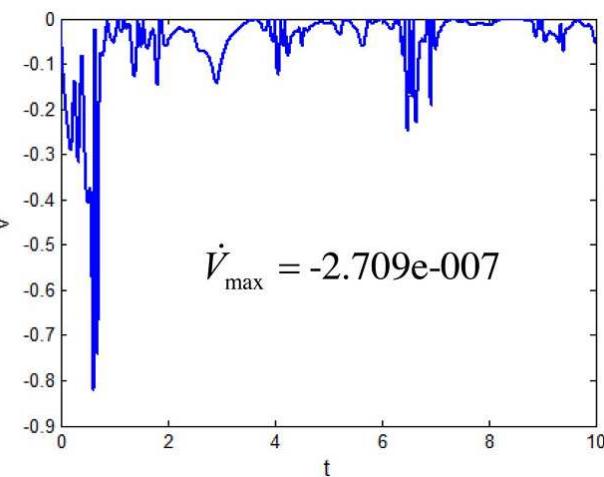
شکل ۱۸-مسیر اقدام کنترلی



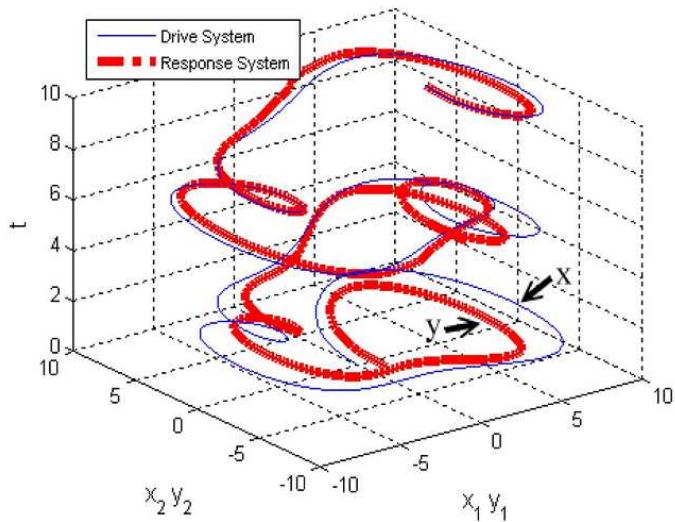
شکل ۱۹-مسیر سطح لنزشی ($S(t)$)



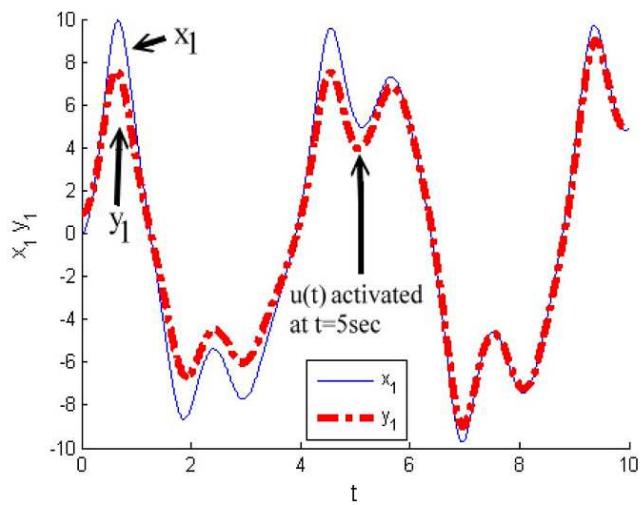
شکل 20- تصویر فاز سه بعدی یعنی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل.



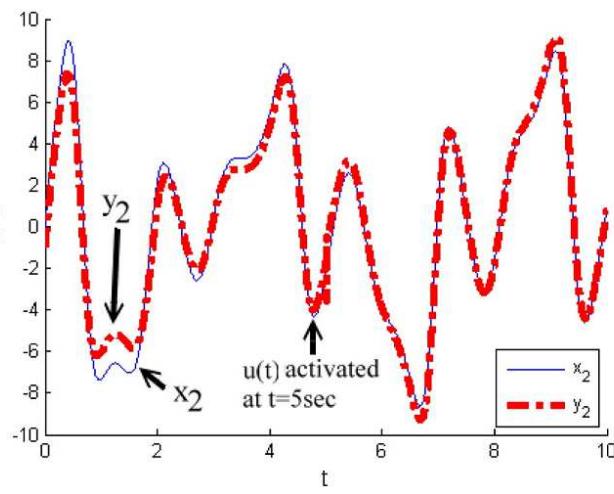
شکل 21- نمودار $\dot{V}(t)$



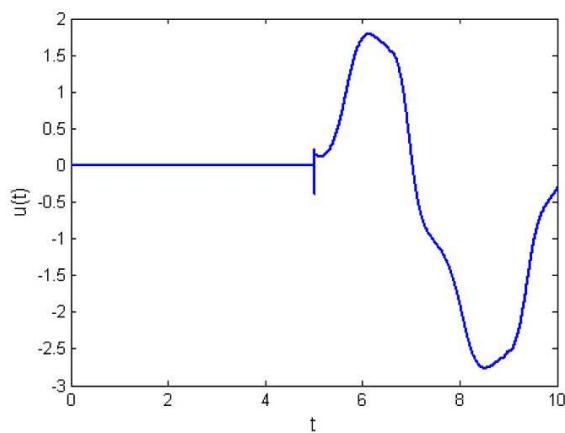
شکل 22- تصویر فاز سه بعدی یعنی عملکرد همزمان سازی سیستم های عمل و عکس العمل.



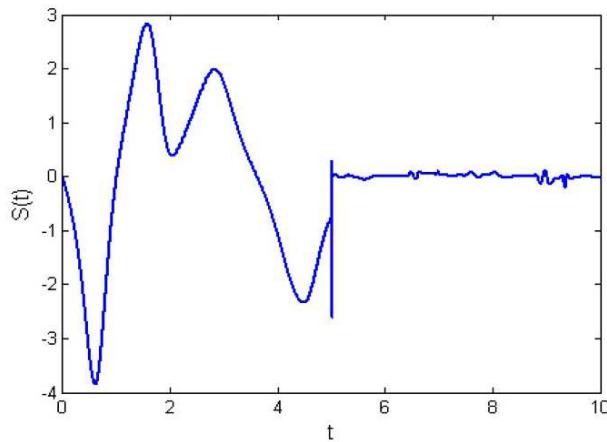
شکل 23-مسیرهای حالات x_1 و y_1



شکل 24-مسیرهای حالات x_2 و y_2



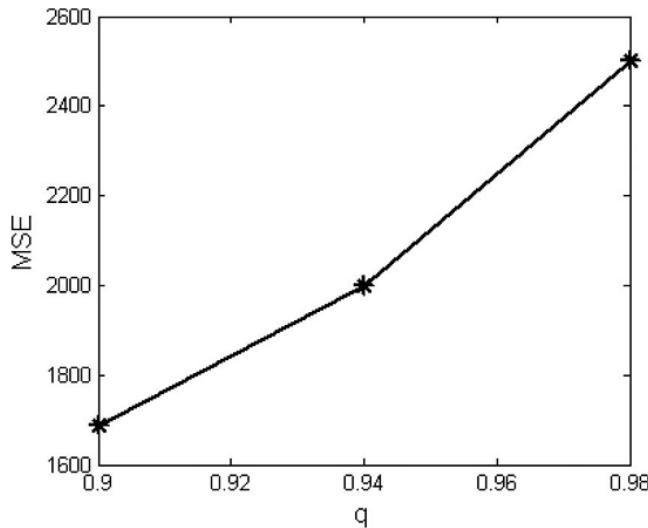
شکل 25-مسیر اقدام کنترلی



شکل ۱۹-مسیر سطح لغزشی $S(t)$

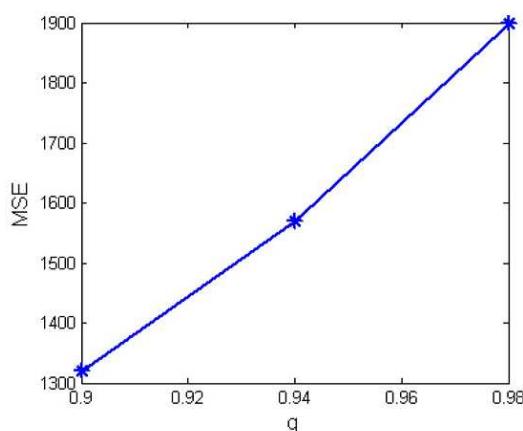
جدول ۱-میانگین نهایی (m) و انحراف (σ) توابع عضویت

		$e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x_i-m_i}{\sigma_i}\right)^2}$ تابع گاوسی								
		i	1	2	3	4	5	6	7	
Q=0.98 $u(t)$ فعالسازی شده در	اولیه نهایی	میانگین:	9.00	6.00	3.00	0.00	-3.00	-6.00	-9.00	
		انحراف:	3.00	3.00	3.00	5.00	3.00	3.00	3.00	
	t=0 sec نهایی	میانگین:	8.95	5.98	2.95	0.07	-3.14	-6.04	-9.02	
		انحراف:	3.09	2.92	2.85	5.01	3.39	2.64	2.99	
Q=0.94 $u(t)$ فعالسازی شده در	t=5 sec نهایی	میانگین:	8.98	5.99	3.00	0.01	-3.00	-5.99	-8.99	
		انحراف:	3.01	3.02	3.00	4.99	3.01	3.01	3.00	
	t=0 sec نهایی	میانگین:	8.97	5.99	2.96	0.03	-3.06	-6.03	-8.97	
		انحراف:	3.04	2.99	2.87	5.01	3.12	2.87	3.03	
	t=5 sec نهایی	میانگین:	8.99	5.98	3.00	0.01	-3.01	-6.00	-8.99	
		انحراف:	3.01	3.02	3.01	4.98	3.01	2.98	3.01	

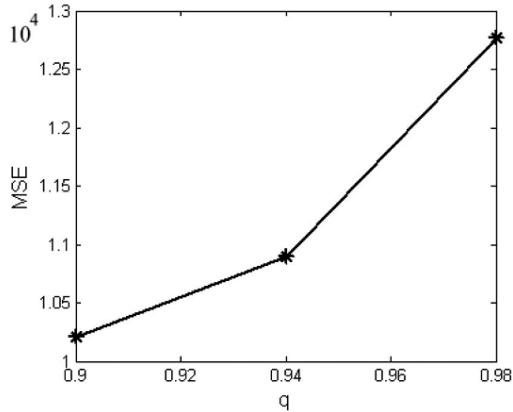


شکل 27 - $MSE_1 = y_1 - x_1$ های MSE

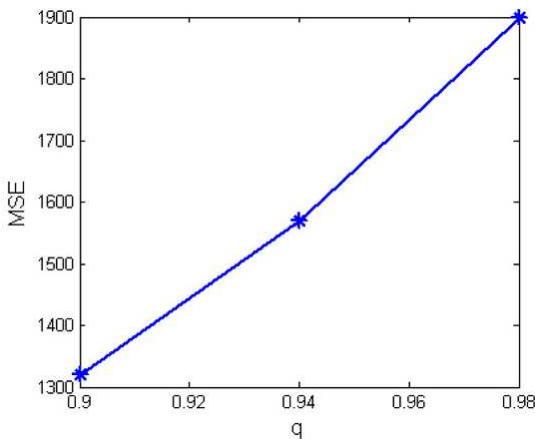
علاوه، وقتی کنترل در $t=5$ s فعالسازی می شود، عملکرد همزمان سازی یعنی $MSE_3 = y_1 - x_1$ های MSE برای مقادیر مختلف q به ترتیب در شکل های 29 و 30 نشان داده شده است.
 $MSE_4 = y_2 - x_2$ و مشهود است که اگر q کاهش یابد، آشوب ظاهر کاهش می یابد، یعنی خطای همزمان سازی طبق آن کاهش می یابد.



شکل 28 - $MSE_2 = y_2 - x_2$ های MSE



شکل 29 های MSE-29 هنگامی که اقدام کنترلی در $t = 5 s$ فعالسازی می شود.



شکل 30 های MSE-30 هنگامی که اقدام کنترلی در $t = 5 s$ فعالسازی می شود.

(1) توجه:

1) از شکل‌های 3 و 15، می‌توانیم ببینیم که برای عدم ورودی کنترل، خروجی سیستم عکس العمل نمی‌تواند خروجی سیستم عمل را نیز رهگیری کند. بعد از اقدام کنترلی که به سیستم عکس العمل افزوده گردید، یک همزمان سازی سریع سیستم‌های عمل و عکس العمل را می‌توان بدست آورد که در شکل‌های 8 و 10 و 20 و 22 مشاهده می‌شود.

2) برای q متفاوتی یعنی 0.94 و 0.98، توابع عضویت اولیه در شکل 3 نشان داده شده است. برای رسیدگی به عدم قطعیت زبانشناختی، قوانین تطبیقی برای مراکز و عرض‌های توابع عضویت در فرمولهای 35 الی 36 ارائه شده است و بعد از زمان شبیه سازی 10 ثانیه‌ای، توابع عضویت نهایی در جدول 1 نشان داده شده است.

6-نتیجه گیری

در این مقاله، یک AFSMC جدید برای رسیدگی به همزمان سازی آشوب بین دو سیستم آشوبی با تاخیر زمانی مرتبه کسری غیرقطعی مختلف مطرح گردیده است. براساس شیوه سنتز Lyapunov، پارامترهای آزاد کنترل کننده فازی تطبیقی می‌تواند به طور آنلاین بوسیله قانون کنترل بازخورد خروجی و قانون تطبیقی تنظیم گردد، و پدیده لرزش در اقدامات کنترلی می‌تواند کاهش یابد. مثال شبیه سازی یعنی همزمان سازی آشوب در دو سیستم آشوبی Duffing-Holmes با زمان تاخیری مرتبه کسری متفاوت، ارائه شده است تا کارایی و فایده این روش مطرح شده را نشان بدهد. اهمیت AFSMC در شبیه سازی‌ها برای مقادیر مختلف q نشان داده شده است. نتایج شبیه سازی نشان داده است که به یک همانندسازی سریع عمل و عکس العمل می‌توان دست یافت و حین اینکه q کاهش می‌یابد، آشوب ظاهرا کاهش می‌یابد، یعنی خطای همزمانی به این ترقیب کاهش می‌یابد.

پیوست A-اثبات قضیه 1

اثبات: تخمین های پارامتر بهینه یعنی $\underline{\theta}_f^*$ ، \underline{m}^* و $\underline{\sigma}^*$ به ترتیب ذیل تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \underline{\theta}_f^* = \arg \min_{\underline{\theta}_f \in \Omega_f} & [\sup_{x \in \Omega_x} |f(x, \tau| \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ & - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))|] \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \underline{\theta}_g^* = \arg \min_{\underline{\theta}_g \in \Omega_g} & [\sup_{y \in \Omega_y} |g(y, \tau| \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ & - g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))|] \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \underline{m}^* = \arg \min_{\underline{m} \in \Omega_m} & [\sup_{x \in \Omega_x \cup y \in \Omega_y} |f(x, \tau| \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ & - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))| \\ & + |g(y, \tau| \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))|] \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \underline{\sigma}^* = \arg \min_{\underline{\sigma} \in \Omega_m} & [\sup_{x \in \Omega_x \cup y \in \Omega_y} |f(x, \tau| \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ & - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))| \\ & + |g(y, \tau| \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r))|] \end{aligned} \quad (34)$$

که در آن Ω_f , $\underline{\theta}_f$, Ω_g , $\underline{\theta}_g$, Ω_x و Ω_y مجموعه های محدودیت حد های مناسب به ترتیب روی y و x می باشند، و آنها را به شکل مقادیر ثابت M_x , M_y , M_g , M_f تعريف کرده اند که در آن $\Omega_x = \{x | |x| \leq M_x\}$ و $\Omega_y = \{y | |y| \leq M_y\}$ مثبت می باشند.

بنابراین داریم:

$$\begin{aligned}
 D^q(S(t)) &= D^q(k_1 e_1 + k_2 e_2) = k_1 D^q e_1 + k_2 D^q e_2 \\
 &= k_1 e_2 + k_2 [g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) \\
 &\quad - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r) + u(t) + d(t))] \\
 &= k_1 e_2 + k_2 \{[g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) \\
 &\quad - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r))] \\
 &\quad + \left[-\frac{k_1}{k_2} e_2 + f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) \right. \\
 &\quad \left. - \eta_{sw} D^{q-1}(\operatorname{sgn}(S(t))) \right] + d(t) \} \\
 &= k_2 \{[g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) \\
 &\quad - g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma})]
 \end{aligned}$$



که در آن خطاهای تخمین حداقل به ترتیب ذیل تعريف می شود:

$$\begin{aligned}
 \omega_1 &= g(y, y(t - \tau_1), \dots, y(t - \tau_r)) - g(y, \tau | \underline{\theta}_g^*, \underline{m}^*, \underline{\sigma}^*) \\
 &\quad + f(x, \tau | \underline{\theta}_f^*, \underline{m}^*, \underline{\sigma}^*) - f(x, x(t - \tau_1), \dots, x(t - \tau_r)).
 \end{aligned} \tag{36}$$

اجازه دهید که:

$$\begin{aligned}
 f(x, \tau | \underline{\theta}_f, \underline{m}, \underline{\sigma}) - f(x, \tau | \underline{\theta}_f^*, \underline{m}^*, \underline{\sigma}^*) &= \tilde{\theta}_f^T [\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
 &\quad - m \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - \sigma \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})] \\
 &\quad + \theta_f^T [\tilde{m} \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma} \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})] \\
 &\quad + \tilde{\theta}_f^T [m^* \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \sigma^* \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})]
 \end{aligned} \tag{37}$$

$$\begin{aligned}
g(y, \tau | \underline{\theta}_g, \underline{m}, \underline{\sigma}) - g(y, \tau | \underline{\theta}_g^*, \underline{m}^*, \underline{\sigma}^*) &= \tilde{\theta}_g^T [\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad - m\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - \sigma\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})] \\
&\quad + \theta_g^T [\tilde{m}\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad + \tilde{\sigma}\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})] + \tilde{\theta}_g^T [m^*\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad + \sigma^*\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})]
\end{aligned} \tag{38}$$

که در آن $\tilde{\underline{\sigma}} = \underline{\sigma} - \underline{\sigma}^*$ و $\tilde{\underline{m}} = \underline{m} - \underline{m}^*$. $\tilde{\underline{\theta}}_g = \underline{\theta}_g^* - \underline{\theta}_g$, $\tilde{\underline{\theta}}_f = \underline{\theta}_f^* - \underline{\theta}_f$ می باشند. بعلاوه، $\varepsilon_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})$ از لحاظ به ترتیب m و σ هستند، و $\varepsilon_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})$ مشتقات جزئی از $\varepsilon_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})$ و $\varepsilon_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})$ می باشند.

معادله (35) را می توان چنین بازنویسی نمود.

$$\begin{aligned}
D^q(S(t)) &= k_2 \{-[\tilde{\theta}_g^T (\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad - \sigma\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) + \theta_g^T (\tilde{m}\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad + \tilde{\sigma}\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\
&\quad + \tilde{\theta}_g^T (m^*\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \sigma^*\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))] \\
&\quad + [\tilde{\theta}_f^T (\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad - \sigma\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\
&\quad + \theta_f^T (\tilde{m}\xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma}\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\
&\quad + \tilde{\theta}_f^T (m^*\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \sigma^*\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))] \\
&\quad + d(t) - \eta_{sw} D^{q-1}(\text{sgn}(S(t))) + \omega_1\}.
\end{aligned} \tag{39}$$

با اینحساب، مشتق سطح لغزشی را می توان اینگونه نشان داد:

$$\begin{aligned}
\dot{S}(t) &= D^{1-q}(D^q(S(t))) \\
&= k_2 \{-[(D^{1-q}\tilde{\theta}_g^T)(\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad - \sigma\xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\
&\quad + (D^{1-q}\theta_g^T)(\tilde{m}\xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma}\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))] \\
&\quad + [(D^{1-q}\tilde{\theta}_f^T)(\tilde{m}\xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma}\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\
&\quad + (D^{1-q}\theta_f^T)(\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m\xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\
&\quad - \sigma\xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))]\} \\
&\quad - k_2 \eta_{sw} (\text{sgn}(S(t)) + k_2 D^{1-q}d(t) + k_2 D^{1-q}\omega_{\text{total}})
\end{aligned} \tag{40}$$

که در آن خطاهای تقریبی حداقل کل ω_{total} با فرمول ذیل معین می شود:

$$\begin{aligned}\omega_{total} = \omega_1 + \tilde{\theta}_g^T (\underline{m}^* \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \sigma^* \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\ + \tilde{\theta}_f^T (m^* \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \sigma^* \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})).\end{aligned}$$

اکنون، جایگزین تابع Lyapunov را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}V = \frac{1}{2} S^2(t) + \frac{k_2}{2r_1} (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_f^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_f) + \frac{k_2}{2r_2} (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_g^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_g) \\ + \frac{k_2}{2r_3} \text{tr}(\tilde{m}^T \tilde{m}) + \frac{k_2}{2r_4} \text{tr}(\tilde{\sigma}^T \tilde{\sigma})\end{aligned}\quad (41)$$

که در آن x_1, x_2, x_3 و r_4 مقادیر ثابت مثبت می باشند. با مشتق گیری از فرمول (41) از لحاظ زمان، داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V} = S(t) \dot{S}(t) + \frac{k_2}{r_1} (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_f^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_f) + \frac{k_2}{r_2} (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_g^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_g) \\ + \frac{k_2}{2r_3} \text{tr}(\tilde{m}^T \dot{\tilde{m}}) + \frac{k_2}{2r_4} \text{tr}(\tilde{\sigma}^T \dot{\tilde{\sigma}}) \\ = k_2 S(t) \{ -[(D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_g^T) (\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ - \sigma \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\ + (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_g^T) (\tilde{m} \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma} \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))] \\ + [(D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_f^T) (\tilde{m} \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) + \tilde{\sigma} \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) \\ + (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_f^T) (\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - m \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \\ - \sigma \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}))] \} \\ - k_2 \eta_{sw} |S(t)| + k_2 S(t) D^{1-q} d(t) + k_2 S(t) D^{1-q} \omega_{total}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}+ \frac{k_2}{r_1} (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_f^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_f) \\ + \frac{k_2}{r_2} (D^{1-q} \underline{\tilde{\theta}}_g^T) (D^{-q} \underline{\tilde{\theta}}_g) + \frac{k_2}{r_3} \text{tr}(\tilde{m}^T \dot{\tilde{m}}) + \frac{k_2}{r_4} \text{tr}(\tilde{\sigma}^T \dot{\tilde{\sigma}})\end{aligned}\quad (42)$$

$$\begin{aligned}
&= k_2 \left\{ \left(D^{1-q} \tilde{\underline{\theta}}_g^T \right) \left[\frac{1}{r_2} (D^{-q} \tilde{\underline{\theta}}_g) - (\xi(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - m \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - \sigma \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) S(t) \right] \right. \\
&\quad + \left(D^{1-q} \tilde{\underline{\theta}}_f^T \right) \left[\frac{1}{r_1} (D^{-q} \tilde{\underline{\theta}}_f) + (\xi(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \right. \\
&\quad \left. \left. - m \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) - \sigma \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) S(t) \right] \right. \\
&\quad + \left[\frac{1}{r_3} \text{tr}(\tilde{\underline{m}}^T \dot{\tilde{\underline{m}}}) + (- (D^{1-q} \underline{\theta}_g^T) \tilde{\underline{m}} \xi_m(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \right. \\
&\quad \left. \left. + (D^{1-q} \underline{\theta}_f^T) \tilde{\underline{m}} \xi_m(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) S(t) \right] \right. \\
&\quad + \left[\frac{1}{r_4} \text{tr}(\tilde{\underline{\sigma}}^T \dot{\tilde{\underline{\sigma}}}) + (- (D^{1-q} \underline{\theta}_g^T) \tilde{\underline{\sigma}} \xi_\sigma(y, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma}) \right. \\
&\quad \left. \left. + (D^{1-q} \underline{\theta}_f^T) \tilde{\underline{\sigma}} \xi_\sigma(x, \tau, \underline{m}, \underline{\sigma})) S(t) \right] \right\} \\
&\quad - k_2 \eta_{\text{sw}} |S(t)| + k_2 S(t) D^{1-q} d(t) + k_2 S(t) D^{1-q} \omega_{\text{total}}. \tag{43}
\end{aligned}$$



با جایگزینی قوانین تطبیقی (27) الی (30) در فرمول (43)، داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &= k_2 \eta_{\text{sw}} |S(t)| + k_2 S(t) D^{1-q} d(t) + k_2 S(t) D^{1-q} \omega_{\text{total}} \\
&\leq -k_2 \{ \eta_{\text{sw}} |S(t)| - |S(t)| \|D^{1-q} d(t)\| \\
&\quad - |S(t)| |D^{1-q} \omega_{\text{total}}| \} \\
&= -k_2 |S(t)| \{ \eta_{\text{sw}} - |D^{1-q} d(t)| - |D^{1-q} \omega_{\text{total}}| \} \\
&\leq 0. \tag{44}
\end{aligned}$$

براساس شرط (24)، وجود اصول دینامیک مدل لغزشی فازی تطبیقی توسط فرمول (44) تایید می شود، و سیستم حلقه بسته حالت ثابت بدون علامت عام دارد. از اینرو، اثبات انجام می شود.

تقدیر و تشکر

نویسنده‌گان از داوران مقاله بخاطر توصیه ها و پیشنهادات مفیدشان تشکر می کنند.

REFERENCES

- [1] S. A. Al-Shamali, O. D. Crisalle, and H. A. Latchman, "An approach to stabilize linear systems with state and input delay," presented at the Amer. Control Conf., Denver, CO, 2003.
- [2] S.-C. Qu and Y.-J. Wang, "Sliding mode control for a class of uncertain input-delay systems," presented at 5th World Congr. Intell. Control Autom., Hangzhou, China, 2004.
- [3] R. El-Khezali and W. H. Ahmad, "Variable structure control of fractional time-delay systems," presented at 2nd IFAC Workshop Fractional Differ. Appl., Porto, Portugal, 2006.
- [4] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding mode," IEEE Trans. Autom. Control., vol. AC-26, no. 2, pp. 212–222, Feb. 1977.
- [5] Y.-H. Roh and J.-H. Oh, "Sliding mode control for robust stabilization of uncertain input-delay systems," in Proc. ICASE, vol. 2, pp. 98–103, Feb. 2000.
- [6] Y.-H. Roh and J.-H. Oh, "Robust stabilization of uncertain input delay systems by sliding mode control with delay compensation," Automatica, vol. 35, pp. 1861–1865, 1999.
- [7] Y.-S. Yang, J.-S. Lin, T.-L. Liao, and J.-J. Yan, "Sliding mode control design for fractional chaotic systems," in Proc. Int. Conf. Netw., Sens. Control, pp. 539–542, 2009.
- [8] L. Fridman, P. Acosta, and A. Polyakov, "Robust eigenvalue assignment for uncertain delay control systems," in Proc. 3rd IFAC Int. Workshop Time Delay Syst., Santa Fe, NM, Dec. 8–10, 2001.
- [9] I. Podlubny, Fractional Differential Equations. San Diego, CA: Academic, 1999.
- [10] K. Yin and Y. Chu, "Adaptive synchronization of the fractional-order chaotic systems with unknown parameters," in Proc. Int. Conf. Electr. Control Eng., Jun. 2010, pp. 351–355.

- [11] X. Yan and D. Liu, "Control and projective synchronization of fractional order chaotic systems based on sliding mode control," in Proc. 4th IEEE Conf. Ind. Electron. Applicat., 2009, pp. 902–907.
- [12] B. M. Vinagre and V. Feliu, "Modeling and control of dynamic systems using fractional calculus: Application to electrochemical processes and flexible structures," presented at 41st IEEE Conf. Decision Control, LasVegas, NV, 2002.
- [13] R.-L. Magin, Fractional Calculus in Bioengineering. Redding, CT: Begell, 2006.
- [14] Y. Zheng, Y. Nian, and D. Wang, "Controlling fractional order chaotic systems based on Takagi–Sugeno fuzzy model and adaptive adjustment mechanism," Phys. Lett. A,, vol. 375, pp. 125–129, 2010.
- [15] R. Hilfer, Applications of Fractional Calculus in Physics. Hackensack, NJ: World Sci, 2001.
- [16] S. H. Hosseinnia, R. Ghaderi, A. Ranjbar, J. Sadati, and S.Momani, "Synchronization of gyro systems via fractional-order adaptive controller," in New Trends in Nanotechnology and Fractional Calculus Applications, New York: Springer, 2010, pp. 495–502.
- [17] I. Petras, "A note on the fractional-order Chua's system," Chaos Solitons Fractals, vol. 38, no. 1, pp. 140–147, Oct. 2008.
- [18] P. Arena, R. Caponetto, L. Fortuna, and D. Porto in Proc. ECCTD, Sep. 1997, Chaos in a Fractional Order Duffing System, Budapest, Hungary, pp. 1259–1262.
- [19] X. Gao and J. Yu, "Chaos in the fractional order periodically forced complex Duffing's oscillators," Chaos Solitons Fractals,, vol. 26, pp. 1125–1133, 2005.
- [20] W. H. Deng and C. P. Li, "Chaos synchronization of the fractional Lu system," Physica A, vol. 353, pp. 61–72, 2005.
- [21] C. P. Li and G. J. Peng, "Chaos in Chen's system with a fractional order," Chaos Solitons Fractals,, vol. 20, pp. 443–450, 2004.
- [22] J. G. Lu and G. Chen, "A note on the fractional-order Chen system," Chaos Solitons Fractals, vol. 27, pp. 685–688, 2006.

- [23] P. Arena and R. Caponetto, "Bifurcation and chaos in noninteger order cellular neural networks," *Int. J. Bifurcat. Chaos*, vol. 8, pp. 1527–1539, Jul. 1998.
- [24] I. Petras, "A note on the fractional-order cellular neural networks," in Proc. IEEE World Congr. Comput. Intell., Int. Joint Conf. Neural Netw., Vancouver, BC, Canada, pp. 16–21, 2006.
- [25] Z. Shangbo, L. I. Hua, and Z. Zhengzhou, "Chaos control and synchronization in a fractional neuron network system," *Chaos Solitons Fractals*, vol. 36, no. 4, pp. 973–984, May 2008.
- [26] D. Matignon, "Computational engineering in systems and application multiconference," in Proc. IMACS, IEEE-SMC, vol. 2, pp. 963–968, 1996.
- [27] A. Kiani-B, K. Fallahi, N. Pariz, and H. Leung, "A chaotic secure communication scheme using fractional chaotic systems based on an extended fractional Kalman filter," *Commun. Nonlinear. Sci. Numer. Simulat.*, vol. 14, pp. 863–879, 2009.
- [28] I. Grigorenko and E. Grigorenko, "Chaotic dynamics of the fractional Lorenz system," *Phys Rev Lett*, vol. 91, pp. 034101–4, Mar. 2003.
- [29] G. Chen and T. Ueta, "Yet another chaotic attractor," *Int. J. Bifurc. Chaos*, vol. 9, pp. 1465–1466, 1999.
- [30] C. P. Li and G. Chen, "A note on hopf bifurcation in chen's system," *Int. J. Bifurcation Chaos Appl. Sci. Eng.*, vol. 13, pp. 1609–1615, Jun. 2003.
- [31] W. H. Deng and C. P. Li, "Synchronization of chaotic fractional chen system," *J. Phys. Soc. Jpn.*, vol. 74, pp. 1645–1648, 2005.
- [32] J. J. E. Slotine, "Sliding controller design for non-linear systems," *Int. J. Control*, vol. 38, pp. 465–492, Feb. 1984.
- [33] R. Palm, "Sliding mode fuzzy control," in Proc. IEEE Conf. Fuzzy Syst., San Diego, CA, pp. 517–526, 1992.
- [34] K. Diethelm, N. J. Ford, and A. D. Freed, "Detailed error analysis for a fractional Adams method," *Numer. Algorithms*, vol. 36, pp. 31–52, 2004.

- [35] C. Li and G. Peng, "Chaos in Chen's system with a fractional order," *Chaos Solitons Fractals*, vol. 22, pp. 443–450, 2004.
- [36] K. Diethelm, N. J. Ford, and A. D. Freed, "A predictor–corrector approach for the numerical solution of fractional differential equations," *Nonlinear Dyn.*, vol. 29, pp. 3–22, 2002.
- [37] K. Diethelm, "An algorithm for the numerical solution of differential equations of fractional order," *Electron. Trans. Numer. Anal.*, vol. 5, pp. 1–6, 1997.
- [38] K. Diethelm and N. J. Ford, "Analysis of fractional differential equations," *J. Math. Anal. Appl.*, vol. 265, pp. 229–248, 2002.
- [39] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. SMC-15, pp. 116–132, Jan./Feb. 1985.
- [40] M. Sugeno, "On stability of fuzzy systems expressed by fuzzy rules with singleton consequents," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 2, pp. 201–224, Apr. 1999.
- [41] F. Cuesta, F. Gordillo, J. Aracil, and A. Ollero, "Stability analysis of nonlinear multivariable Takagi–Sugeno fuzzy control systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 5, pp. 508–519, Oct. 1999.
- [42] Marcelo C. M. Teixeira and S. H. Zak, "Stabilizing controller design for uncertain nonlinear systems using fuzzy models," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 7, no. 2, pp. 133–142, Apr. 1999.
- [43] O. Begovich, E. N. Sanchez, and M. Maldonado, "T–S scheme for trajectory tracking of an underactuated robot," in *Proc. 9th Int. Conf. Fuzzy IEEE*, San Antonio, TX, pp. 798–803, May 2000.
- [44] J. L. Castro, "Fuzzy logical controllers are universal approximators," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 25, no. 4, pp. 629–635, Apr. 1995.

- [45] S. H. Hosseinnia, R. Ghaderi, A. Ranjbar N., M. Mahmoudian, and S. Momani, "Sliding mode synchronization of an uncertain fractional order chaotic system," *Comput. Math. Appl.*, vol. 59, pp. 1637–1643, 2010.
- [46] A. Si-Ammour, S. Djennoune, and M. Bettayeb, "A sliding mode control for linear fractional systems with input and state delays," *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat.*, vol. 14, pp. 2310–2318, 2009.
- [47] S. Bhaleker and V. Daftardar-Gejji, "Synchronization of different fractional order chaotic systems using active control," *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat.*, vol. 15, no. 11, pp. 3536–3546, Nov. 2010.
- [48] H. Delavari, R. Ghaderi, A. Ranjbar, and S. Momani, "Fuzzy fractional order slidingmode controller for nonlinear systems," *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat.*, vol. 15, pp. 963–978, 2010.
- [49] R. El-Khezali and W. H. Ahmad, "Variable structure control of fractional time-delay systems," presented at 2nd IFAC,Workshop Fractional Differ. Appl., Porto, Portugal, Jul. 19–21, 2006.
- [50] C.-H. Wang, T.-C. Lin, T.-T. Lee, and H.-L. Liu, "Adaptive hybrid intelligent control for unknown nonlinear dynamical systems," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern.*, vol. 32, no. 5, pp. 583–597, Oct. 2002.

برای خرید فرمت ورد این ترجمه، بدون واتر مارک، اینجا کلیک نمایید.



این مقاله، از سری مقالات ترجمه شده رایگان سایت ترجمه فا میباشد که با فرمت PDF در اختیار شما عزیزان قرار گرفته است. در صورت تمایل میتوانید با کلیک بر روی دکمه های زیر از سایر مقالات نیز استفاده نمایید:

✓ لیست مقالات ترجمه شده

✓ لیست مقالات ترجمه شده رایگان

✓ لیست جدیدترین مقالات انگلیسی ISI

سایت ترجمه فا؛ مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده از نشریات معتبر خارجی