

طراحی کنترل کننده ردیاب برای سیستم‌های غیرخطی کلیدزننده با حضور تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و متغیرهای حالت سیستم

زینب عچرشاوی^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ علیرضا روستا^۲، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز- ایران - zeinabechreshavi@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران - roosta@sutech.ac.ir

چکیده: در این مقاله، برای سیستم‌های کلیدزننده غیرخطی با حضور تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و متغیرهای حالت سیستم، در دو حالت، ابتدا با زیرسیستم‌های پایدار و سپس با تعدادی زیرسیستم ناپایدار، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. در گام اول، تحت فرضیات و شرایطی که برای سیستم کلیدزننده غیرخطی با تأخیر زمانی در نظر گرفته شده است و همچنین با استفاده از یک تابع لیپانوفی جدید کراسوفسکی، بیشترین حد تأخیر برای پایداری نمایی همه‌جانبه سیستم موردنظر، در ابتدا برای حالتی که تمام زیرسیستم‌های سیستم کلیدزننده موردنظر پایدار باشند، به دست آورده شده است. سپس با تعمیم تابع لیپانوفی، بیشترین حد تأخیر برای سیستم کلیدزننده موردنظر، برای حالت این که زیرسیستم‌های سیستم موردنظر ناپایدار باشند، به دست آورده شده است. برای هر دو حالت، ابتدا با زیرسیستم‌های پایدار و سپس با تعدادی زیرسیستم‌های ناپایدار، کنترل کننده ردیاب، طراحی شده است. در نهایت نیز با ارائه یک مثال، مؤثر بودن روش طراحی موردنظر، نشان داده شده است.

واژه‌های کلیدی: سیستم‌های کلیدزننده غیرخطی، تأخیر زمانی، کنترل کننده ردیاب، زیرسیستم پایدار، زیرسیستم ناپایدار، تابع لیپانوفی کراسوفسکی.

Design of Tracking Controller for Nonlinear Switched Systems with Time Delay in the Control Input and the States of the System

Z. Echreshavi¹, Student; A. Roosta², Assistant Professor

1-Department of Electrical and Electronic Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, Email: zeinabechreshavi@gmail.com

2-Department of Electrical and Electronic Engineering, Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran, Email: roosta@sutech.ac.ir

Abstract: This paper proposes a desire tracking controller for nonlinear time varying switched systems in two modes. In the first mode, some subsystems are stable and in the second mode, some subsystems are unstable. Moreover, it is assumed that the time delay exists in the control input and the states of the system. In order to solve the proposed tracking control, several assumptions and conditions are considered. Besides, by using a new Lyapunov Krasovskii functional, the upper bound of the time delay for the global exponential stability of the proposed switched system is obtained as follows, Firstly, with the stable subsystems and secondly, with some unstable subsystems. Finally, a new tracking controller is designed for two modes. At the end, a numerical example is presented to show the effectiveness of our method.

Keywords: Nonlinear switched systems, time delay, tracking controller, stable subsystem, unstable subsystem, krasovskii lyapunov functional.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۲/۰۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۵/۰۹، ۱۳۹۶/۰۸/۰۸ و ۱۳۹۶/۰۹/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۲۱

نام نویسنده مسئول: علیرضا روستا

نشانی نویسنده مسئول: ایران - شیراز - بلوار مدرس - دانشگاه صنعتی شیراز - دانشکده برق و الکترونیک

۱- مقدمه

تأخیر زمانی تقریباً در تمام سیستم‌های دنیای حقیقی وجود دارد و این تأخیر می‌تواند در متغیرهای حالت و یا ورودی کنترلی سیستم ظاهر شود [۱]. تأخیر زمانی به دلایل مختلف و از منابع متفاوتی ممکن است در یک سیستم اتفاق بیفتد. یکی از این منابع، ذات سیستم و یا روشی است که سیستم کار می‌کند [۱]؛ بنابراین پایداری و حتی کنترل سیستم‌های تأخیر دار از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [۲].

در بسیاری از فرآیندها و سیستم‌هایی که در جهان واقعی موجود می‌باشند، پدیده کلیدزنی نیز مشاهده می‌شود [۳]. سیستم کلیدزننده از چند زیرسیستم و یک سیگنال کلیدزنی تشکیل شده است که مشخص می‌کند در هر زمان مشخص، کدام زیرسیستم فعال باشد. در حالت پیشرفته استراتژی کلیدزنی در طی سلسله‌مراتب کلیدزنی در سیستم، کاملاً ناشناخته می‌باشد [۴].

سیستم‌های کلیدزنی سابقه گسترده‌ای در علم مهندسی دارند و بسیاری از سیستم‌های جهان واقعی را می‌توان به‌عنوان سیستم کلیدزنی مدل کرد؛ به‌عنوان مثال: فرآیندهای شیمیایی، پروسه‌های مکانیکی، سیستم‌های قدرت و بسیاری از سیستم‌های دیگر را می‌توان

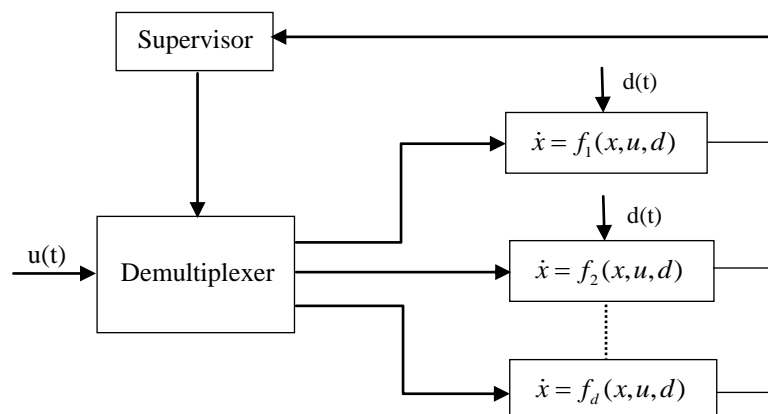
به‌عنوان سیستم‌های کلیدزنی در نظر گرفت [۳]. معادلات سیستم‌های کلیدزنی در حالت کلی به‌صورت زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f_{\delta}(x(t), u(t), v(t)) \\ y(t) &= g_{\delta}(x(t), w(t)) \\ x(t_0) &= x_0 \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن، $x(t)$ متغیر حالت، $u(t)$ ورودی کنترلی و $y(t)$ خروجی اندازه‌گیری شده می‌باشند. همچنین $v(t)$ و $w(t)$ سیگنال‌هایی هستند که از خارج به سیستم اعمال می‌شوند، مانند نویز و اغتشاش. سیستم کلیدزننده اساساً از چند زیرسیستم تشکیل شده است که معادلات هر یک از آن‌ها به‌قرار زیر می‌باشد که در آن M تعداد زیرسیستم‌ها را نشان می‌دهد.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f_j(x(t), u(t), v(t)) \\ y(t) &= g_j(x(t), w(t)), \quad j \in M \\ x(t_0) &= x_0 \end{aligned} \quad (2)$$

شکل ۱ شماتیک کلی از روند عملکرد سیستم‌های کلیدزننده را نشان می‌دهد.



شکل ۱: سیستم کلیدزننده با d زیرسیستم

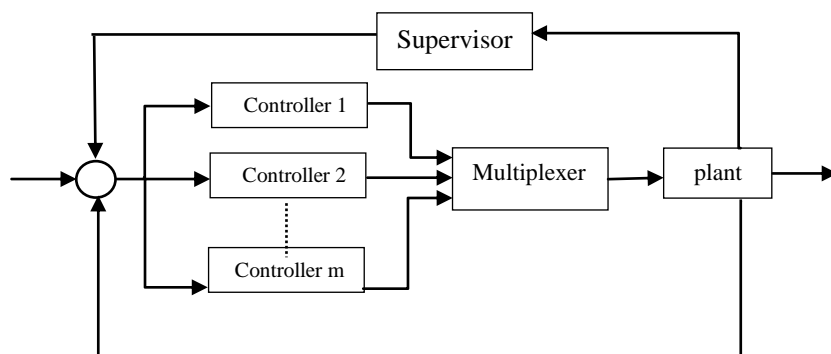
که در آن، $\tau(t)$ تأخیر زمانی می‌باشد. لذا بحث پایداری و طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های کلیدزننده تأخیر دار از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [۵-۷].

در واقعیت ممکن است نیاز باشد که خروجی سیستم، یک سیگنال مرجع دلخواه را ردیابی کند. از این رو با طراحی یک کنترل کننده ردیاب مناسب برای سیستم، سیگنال مرجع مورد نظر ردیابی می‌شود [۸-۱۱]. برای کنترل سیستم‌های کلیدزننده نیز برای هر زیرسیستم یک کنترل کننده مجزا طراحی می‌شود و در نهایت هدف کلی کنترلی مورد نظر برآورده می‌شود. شکل ۲ نحوه عملکرد کنترل کننده برای سیستم‌های کلیدزننده را نشان می‌دهد.

در بسیاری از سیستم‌ها و فرآیندهای صنعتی، پدیده کلیدزنی و تأخیر به‌طور هم‌زمان اتفاق می‌افتند [۳]. سیستم‌های کلیدزننده تأخیر دار، سیستم‌های تأخیر داری هستند که از تعدادی محدود زیرسیستم تشکیل شده‌اند و توسط سیگنال کلیدزنی که در آن سیستم حاکم است، کلیدزنی‌ها انجام می‌شوند.

در حالت کلی معادلات سیستم‌های کلیدزننده تأخیر دار را می‌توان به فرم زیر نمایش داد:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f_{\delta}(x(t), u(t), \tau(t), v(t)) \\ y(t) &= g_{\delta}(x(t), \tau(t), w(t)) \\ x(t_0) &= x_0 \end{aligned} \quad (3)$$



شکل ۲: کنترل سیستم کلیدزنده با m زیرسیستم

مینیمم شود. محاسبه سیگنال کنترلی و هر یک از توابع لیاپانوفی زیرسیستم‌ها، به یک دسته نامعادلات خطی ماتریسی منجر می‌شود. در مرجع [۲۳] برای سیستم‌های غیرخطی به هم متصل شده دارای تأخیر زمانی در معادلات حالت و خروجی سیستم، کنترل کننده غیرمتمرکز مقاوم در برابر عیب، به روش H_∞ طراحی شده است. روند طراحی به این صورت است که بر اساس تخمین اندازه عیب، کنترل کننده غیرمتمرکز مقاوم در برابر عیب مبتنی بر مشاهده گر در هر زیرسیستم طراحی شده است. پایداری سیستم حلقه بسته نیز به صورت نامساوی ماتریسی خطی از طریق رویکرد لیاپانوف-کراسوفسکی تضمین می‌شود.

در این مقاله، هدف این است که برای سیستم‌های کلیدزنده غیرخطی با حضور تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و متغیرهای حالت سیستم، کنترل کننده مناسبی با هدف ردیابی از سیگنال مرجع، طراحی شود. لذا، در ابتدا با استفاده از یک تابع لیاپانوفی کراسوفسکی جدید، بیشترین حد تأخیر برای پایداری سیستم (۴) با زیرسیستم‌های پایدار به دست آورده می‌شود. سپس، با تعمیم تابع لیاپانوفی کراسوفسکی در گام قبل، برای سیستم (۴) با تعدادی زیرسیستم ناپایدار نیز، بیشترین حد تأخیر برای پایداری نمایی همه‌جانبه سیستم محاسبه می‌شود؛ بنابراین، کنترل کننده ردیاب در دو حالت زیر طراحی می‌شود:

۱- تمام زیرسیستم‌های سیستم کلیدزنده پایدار باشند.

۲- تعدادی از زیرسیستم‌های سیستم کلیدزنده ناپایدار باشند.

لذا در این مقاله، در ابتدا به ارائه برخی قضایا و فرضیات که به بررسی پایداری نمایی همه‌جانبه سیستم کلیدزنده غیرخطی به همراه تأخیر زمانی در دو حالت، ابتدا با زیرسیستم‌های پایدار و سپس با تعدادی زیرسیستم ناپایدار، بر پایه تابع لیاپانوفی کراسوفسکی جدید، پرداخته می‌شود و بیشترین حد تأخیر برای پایداری سیستم‌های کلیدزنده موردنظر به دست می‌آید. سپس، اصول طراحی کنترل کننده

در زمینه طراحی کنترل کننده ردیاب برای سیستم‌های کلیدزنده تأخیر دار تاکنون کارهایی انجام شده است.

به‌عنوان مثال، در مرجع [۱۲]، برای سیستم‌های کلیدزنده تأخیر دار بر پایه شبکه عصبی شعاعی پایه (RBF)، کنترل کننده ردیاب طراحی شده است. در مرجع [۱۳]، برای دسته‌ای از سیستم‌های کلیدزنده خطی با حضور تأخیر زمانی در متغیرهای حالت سیستم، بر پایه رویکرد تابع لیاپانوفی، کنترل کننده ردیاب طراحی شده است. طراحی کنترل کننده ردیاب برای سیستم‌های خطی کلیدزنده با حضور تأخیر زمانی بر پایه روش کلیدزنی وابسته به حالت، در مرجع [۱۴]، انجام شده است. در مرجع [۱۵]، با استفاده از ناتسای ماتریسی خطی (LMI) و انتخاب یک تابع لیاپانوفی مناسب، شرایط لازم برای این‌که کنترل کننده ردیاب در سیستم‌های کلیدزنده، سیگنال مطلوب را ردیابی کند، ارائه شده است. در مرجع [۱۶]، برای دسته‌ای از سیستم‌های گسسته زمان کلیدزنده با تأخیر متغیر با زمان، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. مسئله طراحی کنترل کننده ردیاب برای دسته‌ای از سیستم‌های کلیدزنده خطی با تأخیر متغیر با زمان در مرجع [۱۷]، بررسی شده است. در مرجع [۱۸]، برای یک موتور DC با ناحیه مرده به‌عنوان تأخیر زمانی که به‌عنوان سیستم کلیدزنده در نظر گرفته شده است، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. در مرجع [۱۹]، برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی کلیدزنده با تأخیر متغیر با زمان، در ابتدا با استفاده از روش تابع لیاپانوفی تکه‌ای، پایداری نمایی سیستم موردنظر بررسی شده و سپس برای این‌گونه سیستم‌ها، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. در مرجع [۲۰]، برای دسته‌ای از سیستم‌های خطی کلیدزنده به‌همراه تأخیر زمانی متغیر با زمان، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. برای سیستم‌های فازی کلیدزنده غیرخطی به‌همراه تأخیر زمانی در [۲۱]، کنترل کننده ردیاب مناسب طراحی شده است. در مرجع [۲۲] برای سیستم‌های کلیدزنده خطی دارای عدم قطعیت، کنترل کننده بهینه طراحی شده است. در این مرجع برای هر یک از زیرسیستم‌ها یک تابع لیاپانوف در نظر گرفته شده و برای استخراج سیگنال کنترلی، باید تابع هزینه فرض شده،

$$c_3 W(x) \geq |h_1(t, x)|^2 \quad (10)$$

$$c_4 [V(t, x) + 1] > \left| \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) g(t, x) u_s(t, x) \right| \quad (11)$$

$$c_5 W(x) \geq \left| \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) f(t, x) \right| \quad (12)$$

$$\sqrt{c_6 W(x)} \geq \left| \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) \right| \quad (13)$$

$$c_7 \geq \left| \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, x) \right|^2 \quad (14)$$

$$c_8 \geq \left| \frac{\partial f}{\partial x}(t, x) \right|^2 \quad (15)$$

$$c_9 \geq \left| \frac{\partial f}{\partial x}(t, x) g(t, x) \right|^2 \quad (16)$$

$$c_{10} W(x) \geq |h_2(t, x)|^2 \quad (17)$$

آنگاه با توجه به فرضیات (۱۷-۱۸) و مرجع [۲۴]، حد بالای تأخیر برای سیستم (۵) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\delta + \tau_* \leq \sqrt{\frac{2\varepsilon}{2c_9\varepsilon + 2c_1\varepsilon + 4c_3c_9\varepsilon + 4c_1c_3\varepsilon + c_2}} \quad (18)$$

۲-۱- سیستم کلیدزننده با زیرسیستم‌های پایدار

حال به بررسی پایداری سیستم‌های کلیدزننده غیرخطی در حضور تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و متغیرهای حالت سیستم پرداخته می‌شود.

فرض ۳: برای هر $c_i > 0, i \in N$ و تحت فرضیات (۱) و (۲)، تابع لیاپانوفی کراسوفسکی زیر برای سیستم غیرخطی کلیدزننده تأخیر دار فرض می‌شود:

$$U(x_t, t) = U_\delta(x_t, t) = V_\delta(x_t, t) + \Gamma_i(x_t) \quad (19)$$

که در آن $\Gamma_i(t, x_t)$ به فرم زیر می‌باشد:

$$\Gamma_i(t, x_t) = \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_*} \int_{t-\delta-\tau_*}^t \int_l \left[|\psi_{1i}(m, x_m)|^2 + |\psi_{2i}(m, x_m)|^2 \right] dm dl \quad (20)$$

همچنین دو تابع γ_a و γ_b به نحوی وجود دارند که:

$$\gamma_a(\|\phi(0)\|) \leq U(\phi, t) \leq \gamma_b(\|\phi\|_w) \quad (21)$$

قضیه ۱: تحت شرایط زیر سیستم غیرخطی کلیدزننده تأخیر دار (۴) با زیرسیستم‌های پایدار، پایدار نمایی همه‌جانبه می‌باشد:

$$4 - 4c_{3i} - 4c_{10i} + \frac{c_{10i}}{2c_{3i}} < 0 \quad (22)$$

ردیاب بر اساس ایده ارائه شده در این مقاله، بیان می‌شود. در انتها نیز، به منظور نشان دادن مؤثر بودن ایده مطرح شده، کنترل کننده پیشنهادی برای یک سیستم طراحی شده است و در محیط سیمولینک شبیه‌سازی گردیده است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مطلوب کنترل کننده طراحی شده را نشان می‌دهند.

۲- تعریف مسئله

اگر سیستم غیرخطی کلیدزننده به همراه تأخیر زمانی به فرم زیر در نظر گرفته شود:

$$\dot{x}(t) = f_\delta(x(t-\tau), t-\tau) + g_\delta(x(t), t) u_\delta(x(t-\tau), t-\tau) \quad (4)$$

که $\tau(t)$ تأخیر زمانی می‌باشد و منظور از δ این است که بر روی توابع غیرخطی f, g, u پدیده کلیدزنی اتفاق می‌افتد. در سیستم (۴)، $x \in R^n$ ، متغیرهای حالت سیستم و $u \in R^p$ ، ورودی کنترلی می‌باشند. همچنین توابع غیرخطی f و g نسبت به x مشتق پذیر می‌باشند. در این مطالعه، تعداد زیرسیستم‌ها محدود فرض شده است.

در ابتدا فرضیات زیر برای سیستم غیرخطی (۵) در نظر گرفته شده و حد تأخیر با توجه به مرجع [۲۴] محاسبه می‌شود. در گام بعدی برای سیستم کلیدزننده (۴)، بیشترین حد تأخیر برای پایداری نمایی همه‌جانبه، محاسبه می‌شود.

فرض ۱: فرض می‌شود که $u_s(t, x(t))$ کنترل کننده پایدار برای سیستم غیرخطی زیر باشد:

$$\dot{x}(t) = f(t, x(t)) + g(t, x(t)) u(t, x(t)) \quad (5)$$

همچنین با فرض V به عنوان تابع شعاعی نامحدود و تابع پیوسته مثبت معین مانند W به نحوی که:

$$i) W_b(t, x) = - \left[\frac{dV}{dt}(t, x) + \frac{dV}{dx}(t, x) f(t, x) + g(t, x) u_s(t, x) \right] \quad (6)$$

$$ii) W_b(t, x) \geq W(x)$$

در ادامه، توابع $h_1(t, x)$ و $h_2(t, x)$ را به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$h_1(t, x) = \frac{\partial u_s}{\partial t}(t, x) + \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, x) [f(t, x) + g(t, x) u_s(t, x)] \quad (7)$$

$$h_2(t, x) = \frac{\partial f}{\partial t}(t, x) + \frac{\partial f}{\partial x}(t, x) [f(t, x) + g(t, x) u_s(t, x)]$$

فرض ۲: فرض می‌شود ثوابت $C_i > 0$ و $i=1, 2, \dots, 10$ برای تمامی $t \geq 0$ و $x \in \mathbb{R}^n$ به نحوی وجود داشته باشند که:

$$c_1 \geq \left| \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, x) g(t, x) \right|^2 \quad (8)$$

$$c_2 W(x) \geq \left| \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) g(t, x) \right|^2 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, xt) \leq & W(x) \left[2c_3\varepsilon + 2c_{10}\varepsilon + \frac{7}{2} \right] + |\Delta u_s(t)|^2 \left[\frac{2c_9\varepsilon + 2c_1\varepsilon}{4c_3c_9\varepsilon + c_2} \right] \\ & + |\Delta f(t)|^2 \left[\frac{2c_8\varepsilon + 2c_7\varepsilon + 4c_3c_8\varepsilon}{4c_3c_7\varepsilon + 4\sqrt{c_7c_8\varepsilon} + c_6} \right] \\ & + |\Delta f(t)| |\Delta u_s(t)| \left[\frac{4\varepsilon\sqrt{c_8c_9} + 4\varepsilon\sqrt{c_7c_9}}{4\varepsilon\sqrt{c_7c_9}} \right] \quad (34) \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta_1 + \tau_1} \int_{t-\delta_1-\tau_1}^t |\psi_1((m, x_m))|^2 dm \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta_2 + \tau_2} \int_{t-\delta_2-\tau_2}^t |\psi_2((m, x_m))|^2 dm \end{aligned}$$

حال با استفاده از نامساوی Jensen و همچنین با دانستن
 مشتق تابع لیاپانوفی کراسوفسکی به صورت زیر
 بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, xt) \leq & W(x) \left[2c_3\varepsilon + \frac{7}{2} \right] + a \left(|\Delta u_s(t)|^2 + |\Delta f(t)|^2 \right) \\ & + c |\Delta u_s(t)| |\Delta f(t)| - 2a |\Delta u_s(t)| |\Delta f(t)| \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_1((m, x_m))|^2 dm \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_2((m, x_m))|^2 dm \\ \leq & a \left(|\Delta f(t)| + |\Delta u_s(t)| \right)^2 + W(x) \left[\frac{2c_3\varepsilon + \frac{7}{2}}{2c_{10}\varepsilon} \right] \\ & + (c - 2a) |\Delta u_s(t)| |\Delta f(t)| - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_1((m, x_m))|^2 dm \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_2((m, x_m))|^2 dm \end{aligned}$$

که در آن،

$$2c_9\varepsilon + 2c_1\varepsilon + 4c_3c_9\varepsilon + c_2 = a \quad (36)$$

$$2c_8\varepsilon + 2c_7\varepsilon + 4c_3c_8\varepsilon + 4c_3c_7\varepsilon + 4\sqrt{c_7c_8\varepsilon} + c_6 = b \quad (37)$$

$$4\varepsilon\sqrt{c_8c_9} + 4\varepsilon\sqrt{c_7c_9} + 4\varepsilon\sqrt{c_7c_8} = c \quad (38)$$

فرض شده‌اند. همچنین اگر $a = b$ و با دانستن این‌که
 $|\Delta u_s(t)| + |\Delta f(t)| = \psi(m, x_m)$ می‌باشد، مشتق تابع لیاپانوفی کراسوفسکی
 به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, xt) \leq & W(x) \left[2c_3\varepsilon + 2c_{10}\varepsilon + \frac{7}{2} \right] + a \int_{t-\tau}^t \psi^2(m, x_m) dm \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_1((m, x_m))|^2 dm \quad (39) \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_2((m, x_m))|^2 dm \end{aligned}$$

$$2c_9\varepsilon + 2c_1\varepsilon + 4c_3c_9\varepsilon + 4c_1c_3\varepsilon + c_{2i} - 2\varepsilon < 0 \quad (23)$$

اثبات: اگر تابع L تکه‌ای پیوسته و با تعریف توابع زیر:

$$\psi : [0, \infty) \times L \rightarrow \mathbb{R}^p \quad (24)$$

$$\Gamma : [0, \infty) \times L \rightarrow \mathbb{R} \quad (25)$$

$$\phi : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n \quad (26)$$

$$\psi_1(t, \phi) = \frac{\partial u_s}{\partial t}(t, \phi(0)) + \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, \phi(0)) \phi(0) \quad (27)$$

$$\psi_2(t, \phi) = \frac{\partial f}{\partial t}(t, \phi(0)) + \frac{\partial f}{\partial x}(t, \phi(0)) \phi(0) \quad (28)$$

$$\psi(t, \phi) = \psi_1(t, \phi) + \psi_2(t, \phi) \quad (29)$$

$$\Gamma_i(t, x_i) = \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t \int_l \left[|\psi_{1i}(m, x_m)|^2 + |\psi_{2i}(m, x_m)|^2 \right] dm dl \quad (30)$$

$$\Omega(x_i, r) = \phi(t+r) = x_{i+r} \quad (31)$$

و همچنین اگر $t+r=s$ و $t+s=t$ فرض شوند، با استفاده از
 فرضیات (۱) و (۲)، مشتق تابع لیاپانوفی کراسوفسکی (۱۹) به صورت
 زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, x_i) = & -W_b(t, x) - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_1((m, x_m))|^2 dm \\ & - \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_s} \int_{t-\delta-\tau_s}^t |\psi_2((m, x_m))|^2 dm \\ & + \varepsilon \left[\begin{aligned} & h_1(t, x) + h_2(t, x) + \frac{\partial f}{\partial x}(t, x) \Delta f(t) + \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, x) \Delta f(t) \\ & + \frac{\partial f}{\partial x}(t, x) g(t, x) \Delta u_s(t) \\ & + \frac{\partial u_s}{\partial x}(t, x) g(t, x) \Delta u_s(t) \\ & + \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) g(t, x) \Delta u_s(t) + \frac{\partial V}{\partial x}(t, x) \Delta f(t) \end{aligned} \right] \quad (32) \end{aligned}$$

و با استفاده از نامساوی زیر:

$$\begin{aligned} & (a+b+c+d+e+f)^2 \\ & \leq 2a^2 + 2b^2 + 2c^2 + 2d^2 + 2f^2 + 2e^2 + 4bc \\ & + 4bd + 4be + 4bf + 4cd + 4ce + 4cf + 4de + df \quad (33) \end{aligned}$$

برای ساده‌سازی رابطه (۳۲) و با کمک نامساوی مثلثی خواهیم
 داشت:

$$2c_{3i}\varepsilon + 2c_{10i}\varepsilon + \frac{7}{2} < 0 \quad (45)$$

$$\bar{\tau} - \frac{2\varepsilon}{\tau} e^{-a_i\bar{\tau}} < 0 \quad (46)$$

سیگنال کلیدزنی برای پایداری نمایی سیستم کلیدزننده موردنظر همان‌طور که در فرض (۴) بیان شد، به صورت زیر می‌باشد:

$$\frac{T^-(p_l, p_{l+1})}{T^+(p_l, p_{l+1})} \geq \beta \quad (47)$$

که در آن، $\frac{\ln \mu}{\tau_a} \in (0, \alpha)$ ، $\beta = \frac{\bar{b} + \alpha}{\underline{a} - \alpha}$ و $e^{-a_i\bar{\tau}} \leq \mu$ می‌باشند.

اثبات: اگر $\Gamma_{i \in N^-}(t, x_i)$ را برای زیرسیستم‌های ناپایدار ($i \in N^-$) در نظر بگیریم، آنگاه تابع لیپانوفی کراسوفسکی را می‌توان برای این زیرسیستم‌ها به صورت زیر در نظر گرفت:

$$U(x_i, t) = U_\delta(x_i, t) = V_\delta(x_i, t) + \Gamma_i(x_i) \quad (48)$$

با مشتق‌گیری از تابع لیپانوفی کراسوفسکی ارائه شده (۴۸)، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, x_i) \leq & a\bar{\tau} \int_{t-\bar{\tau}}^t |\psi(m, x_m)|^2 dm + W(x) \left[\begin{matrix} 2c_3\varepsilon + \frac{7}{2} \\ + 2c_{10}\varepsilon \end{matrix} \right] \\ & - \frac{2\varepsilon}{\delta + \tau_*} e^{-a_i\bar{\tau}} \int_{t-\delta-\tau_*}^t |\psi(m, x_m)|^2 dm \end{aligned} \quad (49)$$

لذا برای منفی شدن رابطه (۴۹)، باید شرایط قضیه (۲) برقرار شوند که در نتیجه آن سیستم (۴) با تعدادی زیرسیستم ناپایدار، پایدار نمایی همه‌جانبه می‌شود.

فرض ۵: عبارات b_{2i} و b_{1i} به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$b_{1i} = 4 - 4c_{3i} - 4c_{10i} + \frac{c_{10i}}{2c_{3i}} \quad (50)$$

$$b_{2i} = 2c_{9i}\varepsilon + 2c_{1i}\varepsilon + 4c_{3i}c_{9i}\varepsilon + 5c_{1i}c_{3i}\varepsilon + c_{2i} \quad (51)$$

همچنین، $\underline{a} = \min_{i \in N^-} \{a_i\}$ و $\bar{a} = \max_{i \in N^-} \{a_i\}$ ، $\bar{b} = \max \{b_{1i}, b_{2i}\}$ می‌باشند.

۳- طراحی کنترل کننده ردیاب

برای طراحی کنترل کننده ردیاب به معادلات خروجی نیاز می‌باشد؛ بدین منظور، معادلات حالت سیستم به فرم نرمال زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f_0(\eta, \zeta) \\ \dot{\zeta} &= A_c \zeta + B_c \gamma(x) [u - \alpha(x)] \\ y &= C_c \zeta \end{aligned} \quad (52)$$

لذا اگر $|\psi_1(m, x_m)|^2 = d^2$ و $|\psi_2(m, x_m)|^2 = 2$ ، با استفاده از نامساوی بدیهی $d^2 + e^2 \leq 2(d+e)^2$ ، مشتق تابع لیپانوفی کراسوفسکی به رابطه (۴۰) تبدیل می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{U}(t, x) \leq & W(x) \left[\begin{matrix} 4 - 4c_3 - \\ 4c_{10} + c_{10} \\ 2c_3 \end{matrix} \right] + \left[\begin{matrix} 2c_9\varepsilon + 2c_1\varepsilon \\ + 4c_3c_9\varepsilon \\ + 4c_1c_3\varepsilon + c_2 \end{matrix} \right] (\delta + \tau_*) \int_{t-\delta-\tau_*}^t |\psi(m, x_m)|^2 dm \\ & - \frac{2\varepsilon}{\delta + \tau_*} \int_{t-\delta-\tau_*}^t |\psi((m, x_m))|^2 dm \end{aligned} \quad (40)$$

با در نظر گرفتن $\varepsilon = \frac{1}{4c_3} - 2$ ، برای پایداری نمایی همه‌جانبه سیستم کلیدزننده (۴) باید شرایط (۲۲) و (۲۳) برقرار باشند.

۲-۲- سیستم کلیدزننده با تعدادی زیرسیستم ناپایدار

اگر تأخیر زمانی در سیستم (۴)، از حد تأخیر به دست آمده در قضیه (۱) بزرگ‌تر باشد، ممکن است تعدادی از زیرسیستم‌ها ناپایدار شوند. فرض می‌شود که در طول بازه زمانی (T_1, T_2) که در آن $0 \leq T_1 \leq T_2$ ، زیرسیستم‌های i ، $i \in N^- = \{1, 2, \dots, r\}$ ، $1 \leq r \leq n$ ، $r \in N$ در بازه زمانی $T^-(T_1, T_2)$ به عنوان زیرسیستم‌های پایدار و بقیه زیرسیستم‌های j ، $j \in N^+ = \{r+1, r+2, \dots, n\}$ در بازه زمانی $T^+(T_1, T_2)$ به عنوان زیرسیستم‌های ناپایدار فرض شوند، آنگاه تابع لیپانوفی کراسوفسکی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$U(x_i, t) = U_\delta(x_i, t) = V_\delta(x_i, t) + \Gamma_i(x_i) \quad (41)$$

که در آن، برای هر $i \in N^-$ و $i \in N^+$ ، $a_{i \in N^-} > 0$ زیر می‌باشد:

$$\Gamma_{i \in N^+}(t, x_i) = \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_*} \int_{t-\delta-\tau_*}^t \int_{t-\delta-\tau_*}^t \left[|\psi_{1i}(m, x_m)|^2 + |\psi_{2i}(m, x_m)|^2 \right] dm dl \quad (42)$$

$$\Gamma_{i \in N^-}(t, x_i) = \frac{\varepsilon}{\delta + \tau_*} \int_{t-\delta-\tau_*}^t \int_{t-\delta-\tau_*}^t e^{-a_i(t-m)} \left[|\psi_{1i}(m, x_m)|^2 + |\psi_{2i}(m, x_m)|^2 \right] dm dl \quad (43)$$

فرض ۴: اگر توالی زمان‌های کلیدزنی را به صورت $0 < p_{l+1} - p_l < \alpha$ به نحوی که $p_0 = t_0 < p_1 < p_2 < \dots < p_l < \dots$ باشد، آنگاه ثابت β به صورت زیر وجود دارد:

$$\frac{T^-(p_l, p_{l+1})}{T^+(p_l, p_{l+1})} \geq \beta \quad (44)$$

که در آن، $\beta = \frac{\bar{b} + \alpha}{\underline{a} - \alpha}$ می‌باشد.

قضیه ۲: تحت فرضیات (۱) و (۲) و نامساوی‌های زیر برای $i \in N^-$ زیرسیستم‌های ناپایدار، سیستم (۴)، با سیگنال کلیدزنی که در فرض (۴) ارائه شد، پایدار نمایی همه‌جانبه است.

$$f_1(t) = \begin{bmatrix} -x_2(t) \sin(x_1(t)) \\ \frac{1}{2} x_1(t) \sin(x_1(t)) - x_2(t) \end{bmatrix}, f_2(t) = \begin{bmatrix} -0.5x_1(t) \\ -3x_1(t) - 0.5x_2(t) \end{bmatrix},$$

$$g_1 = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix}, g_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 6 \\ 0 \end{bmatrix}, y(t) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}. \quad (60)$$

می‌باشند. در بررسی پایداری سیستم کلیدزنده این مثال،
 $V_2(x) = 3x_1^2 + x_2^2$ و $V_1(x) = x_1^2 + 2x_2^2$ و $u_1(t) = -2x_1(t), u_2(t) = 6x_2(t)$
 در نظر گرفته می‌شوند. همچنین

$$\left| \frac{\partial V_1}{\partial x} g_1 \right| \leq |x|, \left| \frac{\partial u_1}{\partial x} \right| = 2, |f_1|^2 \leq \frac{9}{4} |x|^2, |g_1|^2 = \frac{1}{4}$$

$$\left| \frac{\partial V_2}{\partial x} g_2 \right| \leq |x|, \left| \frac{\partial u_2}{\partial x} \right| = 6, |f_2|^2 \leq \frac{19}{2} |x|^2, |g_2|^2 = \frac{1}{36} \quad (61)$$

از قضیه (۱)، مقدار تأخیر زمانی برای پایداری نمایی همه‌جانبه
 سیستم کلیدزنده با زیرسیستم‌های پایدار، (۰/۰۱ ثانیه) به‌دست
 می‌آید. کنترل کننده ردیاب برای زیرسیستم اول به‌صورت زیر طراحی
 خواهد شد:

$$\dot{x}_1(t) = -x_2(t - \tau) \sin(x_1(t - \tau)) + 0.5u_1(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{1}{2} x_1(t - \tau) \sin(x_1(t - \tau)) - x_2(t - \tau) \quad (62)$$

$$y(t) = x_1(t)$$

و اگر سیگنال مرجع را به‌صورت $r(t) = \sin(t)$ در نظر بگیریم،
 معادله خطا به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e(t) = x_1(t) - \sin(t) \quad (63)$$

و بنابراین مشتق خطا به‌صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}_1(t) - \cos(t) \quad (64)$$

و لذا، قانون کنترلی برای زیرسیستم اول به‌صورت زیر محاسبه
 می‌شود:

$$u_1(t) = 2x_2(t - \tau) \sin(x_1(t - \tau)) + 2\cos(t) - 2ke(t) \quad (65)$$

و در محاسبه قانون کنترلی برای زیرسیستم دوم خواهیم داشت:

$$\dot{x}_1(t) = -\frac{1}{2} x_1(t - \tau) + \frac{1}{6} u_2(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = -3x_1(t - \tau) - 0.5x_2(t - \tau) \quad (66)$$

$$y(t) = x_1(t)$$

و قانون کنترلی برای زیرسیستم دوم نیز به‌فرم زیر به‌دست می‌آید:

هدف طراحی قانون کنترلی u به‌نحوی است که خروجی سیستم،
 سیگنال متغیر با زمان $r(t)$ را دنبال کند.

با فرض $f_0(0,0) = 0$ و این‌که سیگنال $r(t)$ و مشتقات آن تا
 R موجود و محدود و $r^{(\rho)}(t)$ تکه‌ای پیوسته در t باشد، بردار R
 و بردار خطا (e) ، به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$R = \begin{bmatrix} r(t) \\ \dot{r}(t) \\ \vdots \\ r^{(\rho-1)}(t) \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$e = \begin{bmatrix} \zeta_1 - r(t) \\ \zeta_2 - \dot{r}(t) \\ \vdots \\ \zeta_\rho - r^{(\rho-1)}(t) \end{bmatrix} = \zeta - R \quad (54)$$

هدف این است که این بردار خطا به سمت صفر میل کند، لذا:

$$e_1 = \zeta_1 - r(t)$$

$$e_2 = \zeta_2 - \dot{r}(t)$$

$$\vdots$$

$$e_{\rho-1} = \zeta_{\rho-1} - r^{(\rho-2)}(t)$$

$$e_\rho = \zeta_\rho - r^{(\rho-1)}(t) \quad (55)$$

و در نتیجه:

$$\dot{e}_1 = e_2$$

$$\dot{e}_2 = e_3$$

$$\vdots$$

$$\dot{e}_{\rho-1} = e_\rho$$

$$\dot{e}_\rho = \gamma(x)[u - \alpha(x)] - r^{(\rho)}(t) \quad (56)$$

حال:

$$\dot{\eta} = f_0(\eta, e + R)$$

$$\dot{e} = A_e e + B_e \{ \gamma(x)[u - \alpha(x)] - r^{(\rho)}(t) \} \quad (57)$$

بنابراین:

$$u = \alpha(x) + \frac{1}{\gamma(x)} [v + r^{(\rho)}(t)], \quad v = -ke \quad (58)$$

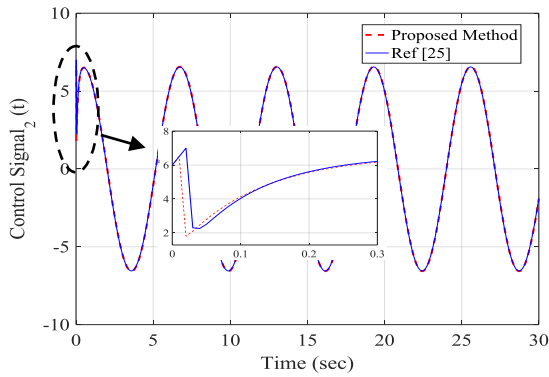
و باید k را به‌نحوی طراحی کنیم که $A_e - B_e k$ ، هرwitz شود.

۴- مثال عددی

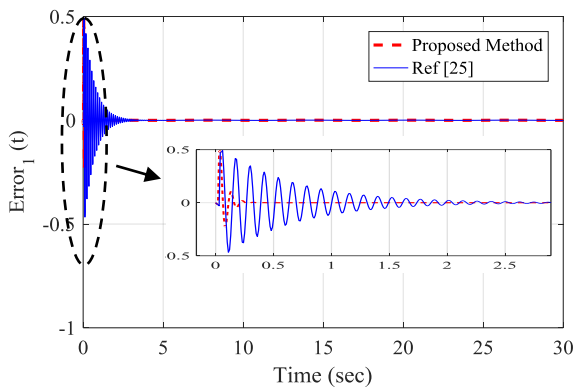
معادلات سیستم کلیدزنده غیرخطی تأخیر دار از مرجع [۲۵] به‌فرم
 زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{x}(t) = f_\delta(x(t-\tau), t-\tau) + g_\delta(x(t), t)(u_\delta(x(t-\tau), t-\tau)) \quad (59)$$

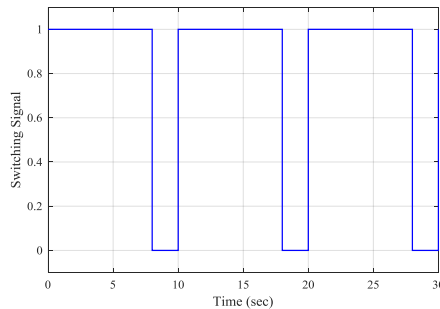
که در آن:



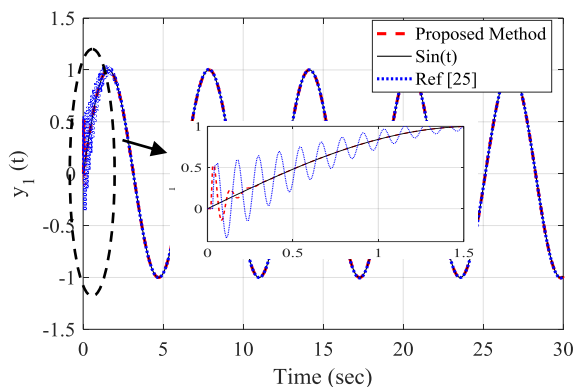
شکل ۶: قانون کنترلی ردیاب برای زیرسیستم دوم



شکل ۷: خطای بین متغیر حالت $x_1(t)$ و سیگنال مطلوب $r(t) = \sin(t)$



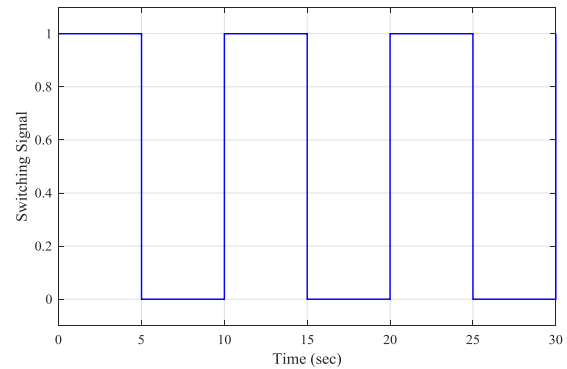
شکل ۸: سیگنال سویچ سیستم کلیدزننده برای حالت زیرسیستم‌های ناپایدار.



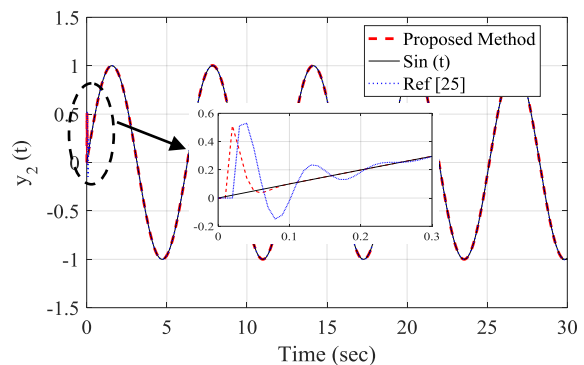
شکل ۹: متغیر حالت $x_1(t)$ و سیگنال مطلوب $r(t) = \sin(t)$

$$u_2(t) = 6(0.5x_1(t - \tau) + \cos(t) - ke(t)) \quad (67)$$

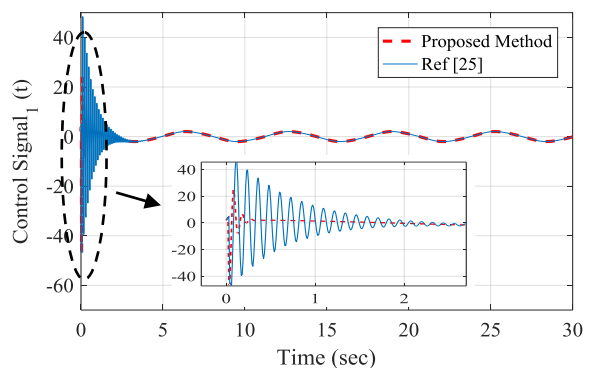
اگر در معادلات سیستم کلیدزننده با زیرسیستم‌های پایدار، مقدار تأخیر زمانی محاسبه شده مطابق قضیه (۱) جایگذاری شود، نتایج شبیه‌سازی با هدف ردیابی سیگنال مرجع $\sin(t)$ ، در شکل‌های (۳) تا (۷) نشان داده شده است. شکل (۳) سیگنال کلیدزنی برای زیرسیستم‌های پایدار با تأخیر زمانی ۰/۰۱ ثانیه را نشان می‌دهد. همچنین شکل‌های (۳) تا (۷) مقایسه روش پیشنهادی را با روش مرجع [۲۵]، نشان می‌دهند.



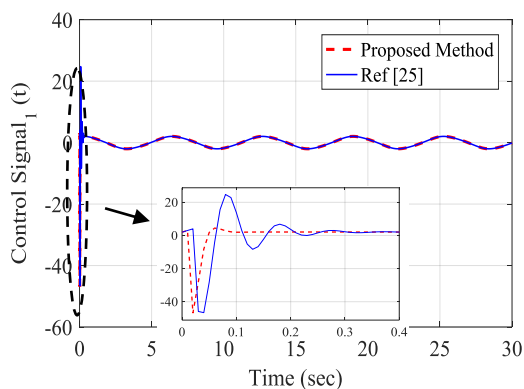
شکل ۳: سیگنال سویچ سیستم کلیدزننده برای حالت زیرسیستم‌های پایدار



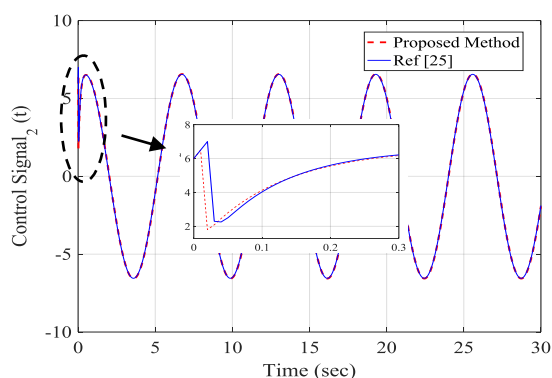
شکل ۴: متغیر حالت $x_1(t)$ و سیگنال مطلوب $r(t) = \sin(t)$



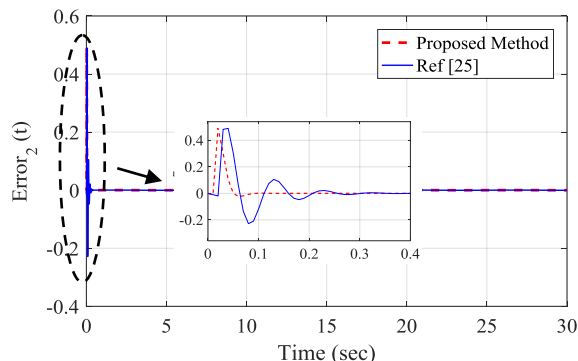
شکل ۵: قانون کنترلی ردیاب برای زیرسیستم اول



شکل ۱۰: قانون کنترلی ردیاب برای زیرسیستم اول



شکل ۱۱: قانون کنترلی ردیاب برای زیرسیستم دوم



شکل ۱۲: خطای بین متغیر حالت $x_1(t)$ و سیگنال مطلوب $r(t) = \sin(t)$

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله به طراحی کنترل کننده ردیاب مناسب برای سیستم‌های کلیدزنده با حضور تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و متغیرهای حالت، پرداخته شده است. طراحی کنترل کننده ردیاب در دو حالت، ابتدا برای سیستم کلیدزنده با زیرسیستم‌های پایدار و سپس، سیستم کلیدزنده با تعدادی زیرسیستم ناپایدار، انجام شده است. بدین منظور در ابتدا طی قضا و فرضیاتی با استفاده از یک تابع لیاپانوفی کراسوفسکی جدید، بیشترین حد تأخیر زمانی برای پایداری نمایی همه‌جانبه سیستم‌های کلیدزنده موردنظر، برای هر دو حالت، محاسبه شد. مراحل به‌دست آمدن بیشترین حد تأخیر زمانی و همچنین طراحی

هدف کنترلی برای سیستم، ردیابی سیگنال مرجع می‌باشد. شکل (۴) به‌وضوح عملکرد مناسب کنترل کننده را جهت ردیابی سیگنال مرجع نشان می‌دهد و همان‌طور که مشاهده می‌شود، در روش پیشنهادی با استفاده از تابع لیاپانوفی کراسوفسکی جدید ارائه شده و به‌دست آوردن حد تأخیر مناسب برای سیستم، ردیابی در زمان کمتری نسبت به مرجع [۲۵]، انجام شده است.

شکلهای (۵) و (۶)، سیگنال‌های کنترلی به‌دست آمده برای زیرسیستم اول و دوم را نشان می‌دهند که دامنه آن‌ها نسبت به مرجع [۲۵]، محدودتر می‌باشند. همچنین شکل (۷) خطای ردیابی را نشان می‌دهد که همان‌طور که قابل‌ملاحظه است، خطای ردیابی در روش پیشنهادی نسبت به روش ارائه شده در مرجع [۲۵] در زمان کمتری به صفر میل می‌کند.

حال اگر تأخیر زمانی را اندکی بزرگ‌تر از مقدار به‌دست آمده در قضیه (۱) در نظر بگیریم، مثلاً (۰/۰۲ ثانیه)، آنگاه تعدادی از زیرسیستم‌های سیستم کلیدزنده (۴)، ناپایدار می‌شوند. از فرض (۴)، سیگنال زمانی پایدار برای زیرسیستم اول ۸ ثانیه و برای زیرسیستم دوم ۲ ثانیه به‌دست می‌آید. نتایج شبیه‌سازی با سیگنال‌های کنترلی طراحی شده و برای سیستم (۴) با تأخیر زمانی ۰/۰۲ ثانیه، در شکل‌های (۸) تا (۱۲)، نشان داده شده است. همان‌طور که نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند، در روش پیشنهادی با استفاده از تابع لیاپانوفی کراسوفسکی جدید ارائه شده و به‌دست آوردن حد تأخیر مناسب برای سیستم، ردیابی در زمان کمتری نسبت به مرجع [۲۵]، انجام شده است. شکل‌های (۱۰) و (۱۱) به ترتیب قانون‌های کنترلی برای زیرسیستم اول و زیرسیستم دوم را نشان می‌دهند.

جدول ۱: پارامترهای شبیه‌سازی

پارامترهای زیرسیستم اول	مقدار	پارامترهای زیرسیستم دوم	مقدار
c_1	۱	c_1	۱
c_2	۱	c_2	۱
c_3	۱۰۰۰	c_3	۹۰۰
c_4	۲	c_4	۶
c_5	۰/۹	c_5	۰/۹
c_6	144×10^6	c_6	۶
c_7	16×10^7	c_7	25×10^6
c_8	4×10^6	c_8	10^4
c_9	۱	c_9	۱
c_{10}	۱	c_{10}	۱

جدول ۱ پارامترهای سیستم کلیدزنده مثال ارائه شده با دو زیرسیستم را نشان می‌دهد. همچنین $b_{11} = -49.76$ ، $b_{12} = -159.5$ ، $\bar{a} = 322$ و بنابراین مقدار $\mu = 1.1$ محاسبه می‌شود. لذا با استفاده از رابطه $\frac{\ln \mu}{\tau_a} \in (0, \alpha)$ ، مقدار $\alpha = 1.5$ محاسبه می‌شود.

- [13] Q. K. Li, G. M. Dimirovski and J. Zhao, "Tracking control for switched linear systems with time delay", *17th International Federation of automatic control*, 2008.
- [14] Q. K. Li, J. Zhao, G.M. Dimirovski and X. J. Liu, "Tracking control for switched linear systems with time delay: a state dependent switching method", *Asian Journal of control*, vol. 11, no. 5, pp. 517-526, 2009.
- [15] J. Luo, W. Yang, H. Li and Y. Liu, "adaptive tracking control for switched systems with uncertainties and time delay", *International Conference on advanced Mechatronic systems*, 2014.
- [16] Y. Liu, B. Niu and F. Chu, "Adaptive fuzzy output feedback tracking control for a class of switched stochastic nonlinear time delay", *Circuit syst signal process*, 2015.
- [17] S. Liu and Z. Xiang, "Exponential H_∞ output tracking control for switched neutral system with time varying delay and nonlinear perturbations", *Circuit syst signal process*, vol. 32, no. 1, pp. 103-121, 2013.
- [18] X. B. Kong, Q. K. Li, X. J. Liu and M. M. Ma, "Model reference output feedback tracking control design for switched linear systems with time delay", *Control and Decision Conference (CCDC) IEEE*, 2010.
- [19] L. Teng, H. Yang and Y. Wang, "Model reference tracking control of linear motor with dead zone via switched systems subjected to time varying delay", *Industrial Electronics Society 42nd Annual Conference of the IEEE*, 2016.
- [20] B. Wang, J. Y. Zhai and S.M. Fei, "output feedback tracking control for a class of switched nonlinear systems with time varying delay", *International Journal of Automation and Computing*, vol. 11, no. 6, pp. 605-612, 2014.
- [21] X. Zhang and Z. Zhang, "Robust control of tracking reference input signal with time delay for switched systems with time delay", *8th International Conference on Computer Science and education (ICCSE)*, 2013.
- [۲۲] محمدرضا رضائی آل، علی وحیدیان کامیاد و ناصر پریز، « کنترل بهینه سیستم‌های سوئیچ شونده خطی ناخودگردان: رهیافت نامساوی ماتریسی خطی»، *مجله علمی-پژوهشی مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۴، صفحات ۱۱-۲۱، ۱۳۹۲/۱۰/۴.
- [۲۳] مریم کازرونی، علیرضا خیاطیان و سید علی اکبر صفوی، « کنترل غیرمتمرکز H_∞ تحمل پذیر عیب بر اساس مشاهده گر برای سیستم‌های غیرخطی به هم متصل شامل تأخیر زمانی»، *مجله علمی-پژوهشی مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۷، صفحات ۶۵۳-۶۶۳، ۱۳۹۵/۸/۱۵.
- [24] F. Mazenc, M. Malisoff and T.N. Dinh, "Robustness of nonlinear systems with respect to delay and sampling of the controls". *Automatica*, vol. 49, no. 6, pp. 1925-1931, 2013.
- [25] Y. Wang, X. Ming and F. Mazenc, "Stability of switched nonlinear systems with delay and disturbance", *Automatica*, vol. 69, pp. 78-86, 2016.
- کنترل کننده ردیاب در هر دو حالت، به تفصیل شرح داده شد. ایده پیشنهادی بر روی یک سیستم مرتبه دو شبیه سازی شده و نتایج شبیه سازی، ردیابی در زمان بسیار کمی را نشان دادند. همچنین برای نشان دادن برتری روش پیشنهادی، استراتژی ارائه شده در این مقاله با مرجع [۲۵] مقایسه شد.
- ### مراجع
- [1] W. Michiels and S.I. Niculescu *Stability, control and computation for time-delay systems: an eigenvalue-based approach*, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2014.
- [2] A. Modirrousta and M. Khodabandeh, "Design of an Adaptive Integral Sliding Mode Control for Robust and Finite Time Stabilization for a Quadrotor", *Tabriz Journal of Electrical Eng.*, vol. 46, no. 1, pp. 321-332, 2016.
- [3] H. Bibi, F. Bedouhene and A. Zemouche, *Control Synthesis of Switched System*, Springer International Publishing, vol. 80, pp. 285-290, 2017.
- [4] M. S. Mahmoud, *Switched time-delay systems*, Springer US, 2010.
- [5] I. Zamani, M. Shafiee and A. Ibeas, "Switched nonlinear singular systems with time delay: stability analysis", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 25, no. 10, pp. 1497-1513, 2015.
- [6] M. Cai and Zh. Xiang, "Observer design for discrete time switched positive systems with time varying delays", *National Natural Science Foundation of China*, 2011.
- [7] Y. Jin, J. Fu, Y. Zhang and Y. Jing, "Reliable control of a class of switched cascade nonlinear systems with its application to flight control", *Nonlinear Analysis: Hybrid systems*, vol. 11, pp. 11-21, 2014.
- [8] S. Mobayen, "An LMI-based robust tracker for uncertain linear systems with multiple time-varying delays using optimal composite nonlinear feedback technique", *Nonlinear Dynamics*, vol. 80, no. 2, pp. 917-927, 2015.
- [9] V. J. Majd and S. Mobayen, "An ISM-based CNF tracking controller design for uncertain MIMO linear systems with multiple time-delays and external disturbances", *Nonlinear Dynamics*, vol. 80, no. 2, pp. 591-613, 2015.
- [10] S. Mobayen, "Design of a robust tracker and disturbance attenuator for uncertain systems with time delays", *Complexity*, vol. 21, no. 1, pp. 340-348, 2015.
- [11] S. Mobayen, "Robust tracking controller for multivariable delayed systems with input saturation via composite nonlinear feedback", *Nonlinear Dynamics*, vol. 76, no. 1, pp. 827-838, 2014.
- [12] F. Long and F. Shumin Fei, "Tracking stabilization for a class of switched nonlinear systems with time delay based on RBF neural networks", *Neural Networks and Brain, International Conference on IEEE*, vol. 2, pp. 930-934, 2005.