



طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی برای ربات دو درجه آزادی با قانون کنترل ساده شده

مجید اکبریان

استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه بجنورد، بجنورد، ایران.

مقاله مستقل، تاریخ دریافت: ۱۴۰۴/۰۶/۳۰؛ تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۲/۱۷؛ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۵/۰۲/۰۹

چکیده

در این مقاله، یک کنترل کننده پسگام تطبیقی برای کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی با ساختار آفین در ورودی و دینامیک معلوم طراحی شده است. روش پیشنهادی با بهره‌گیری از شرایط ضعیف‌تر نسبت به روش مرسوم کنترل پسگام که براساس قضیه لیاپانوف می باشد، پایداری مجانبی سراسری سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند. مزیت اصلی این روش، استفاده از قانون کنترلی ساده‌تر و حذف برخی جملات ذاتی موجود در روش مرسوم پسگام است که موجب می‌شود پیاده‌سازی عملی روش ارائه شده ساده‌تر شود و پاسخ زمانی سیستم بهبود یابد. این روش برای طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی بر روی یک ربات دو درجه آزادی پیاده‌سازی شده است. کنترل کننده پیشنهادی به گونه‌ای طراحی شده که ضمن تضمین پایداری مجانبی سراسری، توانایی ردیابی مسیر مطلوب را داشته باشد. با فرض ناشناخته بودن پارامترهای دینامیکی سیستم تحت مطالعه، قانون تطبیق بر پایه مکانیزم پسگام توسعه یافته است. در نهایت، برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، شبیه‌سازی در دو بخش بدون اعمال اغتشاش و با اعمال اغتشاش برای ردیابی مسیر مطلوب ارائه شده است و مقایسه بین کنترل پسگام مرسوم، کنترل پسگام با قانون کنترل ساده شده و همچنین کنترل پسگام تطبیقی مرسوم و کنترل پسگام تطبیقی با قانون کنترل ساده شده انجام شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش ارائه شده در این مقاله، افزون بر ارائه قانون کنترل ساده‌تر، منجر به پاسخ زمانی هموارتر شده و همگرایی بهتری دارد. همچنین، نسبت به افزودن اغتشاش مقاوم بوده و حالت‌های سیستم در حضور اغتشاش کراندار باقی می‌مانند.

کلمات کلیدی: کنترل پسگام با قانون کنترل ساده شده؛ کنترل کننده پسگام تطبیقی؛ کنترل پسگام تطبیقی با قانون کنترل ساده شده؛ ربات دو درجه آزادی؛ قانون کنترل ساده شده.

Design of an Adaptive Backstepping Controller for a Two-Degree-of-Freedom Robot with a Simplified Control Law

Majid Akbarian

Assist. Prof., Electrical Engineering, University of Bojnord, Bojnord, Iran.

Abstract

This paper presents the design of an adaptive backstepping controller for a specific class of cascaded nonlinear systems with affine-in-input structure and known dynamics. The proposed strategy, ensures global asymptotic stability of the closed-loop system under weaker conditions than those required by the conventional backstepping control method. A key advantage of this approach is its simplified control law, achieved by eliminating specific inherent terms found in the standard method. This simplification facilitates more straightforward practical implementation and yields an improved transient response. The method is used to construct an adaptive backstepping controller for a two-degree-of-freedom robot. The proposed controller is designed to guarantee global asymptotic stability while providing precise desired trajectory tracking. Under the assumption of unknown system dynamic parameters, an adaptation law is developed using the backstepping framework. The performance of the proposed method is evaluated through simulations under two scenarios: in the absence of disturbance and in the presence of disturbance. A comprehensive comparison is conducted between the conventional backstepping control, backstepping control with the simplified law, conventional adaptive backstepping control, and the proposed adaptive backstepping control with the simplified law. Simulation results demonstrate that the proposed method not only offers a simpler control structure but also achieves a smoother transient performance with improved convergence. Furthermore, the controller exhibits robustness against bounded disturbances, ensuring the system states remain stable.

Keywords: Backstepping Control with a Simplified Control Law; Adaptive Backstepping Controller; Adaptive Backstepping Controller with a Simplified Control Law; Two-Degree-of-Freedom Robot.

۱- مقدمه

امروزه پایداری سیستم‌های غیرخطی به دلیل کاربردهای گسترده در مهندسی، از جمله رباتیک [۱، ۲]، هوافضا [۳]، سیستم‌های قدرت [۴] و ... به موضوعی کلیدی در ادبیات سیستم‌های کنترل غیرخطی تبدیل شده است. در میان کلاس‌های مختلف سیستم‌های غیرخطی، سیستم‌های آشناری به دلیل ساختار یکتا و کاربردهای گسترده در رباتیک [۵] مورد توجه ویژه پژوهشگران قرار گرفته‌اند.

مسئله کنترل موقعیت سیستم‌های رباتیک توسط روش فیدبک سخت که حالت خاصی از سیستم‌های آشناری می‌باشند، موضوع مهم مورد مطالعه پژوهشگران از دیرباز تاکنون بوده است [۶]. این روش ابتدا در [۷] معرفی و مزیت اصلی آن، انعطاف‌پذیری در طراحی قانون کنترل می‌باشد. پس از ارائه این روش، در مرجع [۸]، نویسندگان طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی را انجام دادند.

در سال‌های اخیر، سیستم‌های رباتیک مختلفی معرفی [۹، ۱۰] و پیشرفت‌های قابل توجهی در حوزه کاربرد بازوهای ربات در صنایع مختلفی از جمله سیستم‌های نظامی، صنعتی و دارویی حاصل شده است [۱۱، ۱۲].

با این وجود، ویژگی‌های ذاتی غیرخطی این سیستم‌ها، عملکرد بازوهای ربات را برای انجام کارها با دقت بالا، محدود می‌کند. یکی از چالش‌های اصلی در حوزه رباتیک، مقابله با این غیرخطی‌ها، تغییرات پارامترها و عدم قطعیت‌های ناشی از مدل‌سازی نادرست، شناسایی نامناسب سیستم، اغتشاشات خارجی و شرایط محیطی است.

برای رفع این مشکلات، روش‌های کنترلی باید به گونه‌ای طراحی شوند که سیستم‌های رباتیک را قادر به تطبیق با این تغییرات کرده و عملکرد مطلوبی ارائه دهند [۱۳]. تاکنون روش‌های متعددی مانند کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی (PID)، کنترل هوشمند، شبکه‌های عصبی و کنترل فازی طراحی و پیاده‌سازی شده‌اند [۱۴-۱۸]. همچنین در [۱۹]، به منظور کاهش ارتعاشات ربات دولینک از مبدل پیزوالکتریک استفاده شده است. با این وجود، به دلیل وجود عدم قطعیت‌های ساختاری، روش‌های مرسوم قادر به حذف کامل خطای ردیابی نیستند [۲۰]. در این راستا، کنترل تطبیقی به عنوان مناسب‌ترین روش برای مقابله با عدم قطعیت‌ها پیشنهاد شده است [۲۱].

از سوی دیگر، پایداری یکی از شاخص‌های کلیدی در طراحی کنترل کننده‌ها است [۲۲]. قضیه لیاپانوف ابزاری قدرتمند برای تحلیل پایداری و طراحی کنترل کننده است که در روش کنترل پسگام جایگاه ویژه‌ای دارد [۲۳-۲۵]. با وجود ارائه روش‌های متعدد برای طراحی کنترل کننده‌های پسگام و تطبیقی، پیچیدگی قوانین کنترلی این روش‌ها، پیاده‌سازی عملی آن‌ها را دشوار می‌کند. همچنین، از آنجا که این روش‌ها بر پایه قضیه لیاپانوف استوار هستند، انتخاب نامزد تابع لیاپانوف (تابع معین مثبت) و قانون کنترلی که مشتق آن معین منفی باشد، طراحی را محدود و دشوار می‌کند. این محدودیت‌ها حتی در صورت موفقیت طراحی، می‌توانند منجر به پاسخ زمانی نامطلوب در سیستم حلقه بسته شوند.

هدف این مقاله، ارائه روشی در چارچوب کنترل پسگام تطبیقی برای کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی آشناری با ساختار آفین در ورودی و دینامیک معلوم است که در عین ارائه قانون کنترلی ساده‌تر، پایداری مجانبی سراسری را تضمین کند و منجر به پاسخی با همگرایی سریع‌تر، خطای کمتر و همواری بیشتر گردد. این روش همچنین توانایی تطبیق با غیرخطی‌های ذاتی و عدم قطعیت‌های پارامتری را دارا می‌باشد. پیاده‌سازی قانون کنترلی ساده‌شده پیشنهادی، به طور قابل ملاحظه‌ای آسان‌تر بوده و عملکرد گذرا و ماندگار سیستم حلقه بسته را بهبود می‌بخشد.

برای اعتبارسنجی روش پیشنهادی، یک ربات با دینامیک غیرخطی و دو درجه آزادی به عنوان مطالعه موردی در نظر گرفته شده و یک کنترل کننده پسگام تطبیقی با قانون کنترلی ساده‌شده برای آن طراحی شده است. این کنترل کننده با وجود غیرخطی بودن ذاتی سیستم و وجود عدم قطعیت‌های پارامتری، توانایی همگرا کردن خطای ردیابی به صفر را دارد. عملکرد این روش در دو سناریوی مختلف، بدون اعمال اغتشاش و تحت تأثیر اغتشاش خارجی، مورد شبیه‌سازی قرار گرفته و با رویکردهای مرسوم کنترل پسگام و کنترل پسگام تطبیقی مبتنی بر تئوری لیاپانوف مقایسه شده است. به منظور مقایسه کمی، شاخص‌های عملکردی کلیدی از قبیل بالازدگی، پایین‌زدگی، زمان نشست و خطای مربع میانگین

تابع کلاس KL . تابع پیوسته $\beta: [0, c) \times \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}_+$ را متعلق به کلاس KL گوییم؛ اگر به ازای هر s ثابت، تابع $\beta(r, s)$ نسبت به r از کلاس K بوده و به ازای هر r ثابت، $\lim_{s \rightarrow \infty} \beta(r, s) = 0$ باشد و s نزولی باشد و $\lim_{s \rightarrow \infty} \beta(r, s) = 0$ باشد. **لم ۱.** فرض کنید $V: D \rightarrow \mathbb{R}$ یک تابع پیوسته و معین مثبت باشد که در ناحیه $D \subset \mathbb{R}^n$ که شامل مبدا است، تعریف شده باشد. همچنین، فرض کنید برای برخی مقادیر $\alpha_1 > 0$ ، $B_r \subset D$ باشد. در این صورت دو تابع کلاس K همانند $\alpha_1(\cdot)$ و $\alpha_2(\cdot)$ وجود دارند که در فاصله $[0, r]$ تعریف شده‌اند و در رابطه (۲) برای تمامی $x \in B_r$ صدق می‌کنند:

$$\alpha_1(\|x\|) \leq V(x) \leq \alpha_2(\|x\|). \quad (۲)$$

لم ۲. نقطه تعادل $x = 0$ از سیستم متغیر با زمان (۱) پایدارمجبانی سراسری یکنواخت است، اگر و فقط اگر یک تابع کلاس KL همانند $\beta(\cdot)$ و یک ثابت c مستقل از t_0 وجود داشته باشد به طوری که:

$$\|x(t)\| \leq \beta(\|x(t_0)\|, t - t_0), \quad \forall t \geq t_0, \forall \|x(t_0)\| < c, \quad c \rightarrow \infty \quad (۳)$$

لم ۳. معادله دیفرانسیل غیرمتغیر با زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{y} = -\alpha(y), y(t_0) = y_0, \quad (۴)$$

در رابطه (۴)، α یک تابع لیپشیتز محلی از کلاس K در فاصله $0 \leq y_0 < a$ است. در این صورت برای تمامی $0 \leq y_0 < a$ ، این معادله دارای جواب یکتا در فاصله $t \geq t_0$ است. افزون بر این داریم:

$$y(t) = \sigma(y_0, t - t_0), \quad (۵)$$

که در آن σ یک تابع کلاس KL است که در فاصله $[0, a) \times [0, \infty)$ تعریف شده است.

لم ۴. فرض کنید α_1 و α_2 دو تابع متعلق به کلاس K در فاصله $[0, a)$ باشند و α_3 و α_4 متعلق به توابع

ریشه^۱ (RMS) محاسبه و در قالب جدولی ارائه شده‌اند. نتایج این مقایسه‌ها به‌وضوح نشان می‌دهد که روش ارائه‌شده در این مقاله منجر به پاسخ‌های دینامیکی هموارتر، خطای ردیابی کمتر و زمان نشست کوتاه‌تری در مقایسه با روش‌های مرسوم می‌گردد.

ادامه مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است: بخش دوم به پیش‌نیازها و تعاریف لازم اختصاص دارد. بخش سوم، روش طراحی کنترل پسگام با ساختار جدید و قانون کنترلی ساده‌شده را ارائه می‌دهد. بخش چهارم، به بررسی پایداری سیستم حلقه‌بسته با قانون کنترل ارائه‌شده در این مقاله می‌پردازد. بخش پنجم به طراحی کنترل‌کننده برای ربات دو درجه آزادی اختصاص دارد. بخش ششم نتایج شبیه‌سازی برای ربات دو لینک را ارائه می‌کند. بخش هفتم به مقایسه نتایج طراحی کنترل‌کننده برای ربات دولینک بر پایه روش لیپانوف و روش پیشنهادی با استناد به قانون کنترل ساده‌شده می‌پردازد. در نهایت، بخش هشتم به نتیجه‌گیری و پیشنهادهایی برای کارهای آینده اختصاص دارد.

۲- تعاریف و پیش‌نیازهای لازم

در این قسمت، تمامی تعاریف و پیش‌نیازهای لازم برای طراحی کنترل‌کننده پسگام، از مرجع [۲۶] آورده می‌شوند. تمامی قضایا به منظور بررسی پایداری سیستم متغیربازمان زیر تعریف شده‌اند:

$$\dot{x} = f(t, x), \quad (۱)$$

که در آن $x \in D \subseteq \mathbb{R}^n$ بردار حالت سیستم است و $f: [0, \infty) \times D \rightarrow \mathbb{R}^n$ تابعی معلوم، قطعه‌قطعه پیوسته نسبت به t و لیپشیتز محلی نسبت به متغیر x در ناحیه $[0, \infty) \times D$ است. همچنین $D \subset \mathbb{R}^n$ ناحیه‌ای است که مبدا را در بر دارد و مبدا نقطه تعادل سیستم موردنظر است. **تابع کلاس K .** تابع پیوسته $\alpha: [0, c) \rightarrow \mathbb{R}^+$ را کلاس K می‌گوییم، اگر این تابع اکیدا صعودی باشد و $\alpha(0) = 0$. در صورتی که $c = \infty$ و $\lim_{r \rightarrow \infty} \alpha(r) = \infty$ ؛ آنگاه α تابعی از کلاس K_∞ است.

^۱ Root-Mean-Square Error

کلاس K_∞ و β متعلق به توابع کلاس KL باشند. در این صورت داریم:

۱- α_1^{-1} که در فاصله $[0, \alpha_1(a))$ تعریف شده است،

متعلق به توابع کلاس K است.

۲- α_3^{-1} که در فاصله $[0, \infty)$ تعریف شده است، متعلق به توابع کلاس K_∞ است.

۳- $\alpha_1 o \alpha_2$ متعلق به توابع کلاس K است.

۴- $\alpha_3 o \alpha_4$ متعلق به توابع کلاس K_∞ است.

۵- $\sigma(r, s) = \alpha_1(\beta(\alpha_2(r)), s)$ متعلق به توابع کلاس KL است.

۳- طراحی کنترل کننده پسگام با قانون کنترل ساده شده

روش کنترلی ارائه شده، مبتنی بر معادلات غیرخطی توصیف شده توسط معادلات (۷)-(۶) می باشد:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)\xi, x(0) = x_0 \quad (۶)$$

$$\dot{\xi} = f_a(x, \xi) + G_a(x, \xi)u, \xi(0) = \xi_0 \quad (۷)$$

که در آن $x \in \mathbb{R}^n, \xi \in \mathbb{R}^m, f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ و همچنین $G_a: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{m \times m}, f_a: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$ ، $\det G_a(x, \xi) \neq 0, f_a(0, 0) = 0$.

در ادامه، دو فرض که نقش اساسی در طراحی کنترل کننده دارند، به صورت فرض ۱ و فرض ۲ آورده می شوند:

فرض ۱: فرض می شود که کلیه توابع دینامیکی سیستم (۱۳) G_a, f, G, f_a مشخص و معلوم هستند.

فرض ۲: فرض کنید برای زیر سیستم اول، تابع پیوسته و مشتق پذیر $\phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ به عنوان کنترل مجازی، وجود داشته باشد، به طوری که نقطه تعادل این سیستم، با جایگزینی $\phi(x) = \xi$ ، پایدارمجبانی سراسری شود.

برطبق فرض ۲، قضایای لیپانوف معکوس $[۲۷]$ ، وجود یک تابع معین مثبت همانند $V_{sub}: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ را تضمین می کند، به طوری که:

$$\frac{\partial V_{sub}}{\partial x}^T (f(x) + G(x)\phi(x)) < -N(x), \quad (۸)$$

$$\forall x \in \mathbb{R}^n, x \neq 0$$

در رابطه (۸)، $N(x)$ یک تابع معین مثبت است. هدف، طراحی قانون کنترل فیدبک حالت است، به طوری که پایداری نقطه تعادل $(x=0, \xi=0)$ را تضمین کند. فرض کنید:

$$u = G_a^{-1}(x, \xi)[\dot{\xi} - f_a(x, \xi)]. \quad (۹)$$

در این صورت، سیستم تعریف شده توسط معادلات (۷)-(۶) به صورت (۱۱)-(۱۰)، تبدیل می شود:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)\xi, \quad (۱۰)$$

$$\dot{\xi} = \hat{u}, \quad (۱۱)$$

با استفاده از قضیه لیپانوف و استفاده از روش معمول کنترل پسگام، قانون کنترل به صورت رابطه (۱۲) قابل محاسبه است:

$$u = G_a^{-1}(x, \xi) \left\{ \frac{\partial^T \phi}{\partial x} [f(x) + G(x)\xi] - \frac{1}{2} P^{-1} G^T(x) \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x) - f_a(x, \xi) - k(\xi - \phi(x)) \right\}, k > 0 \quad (۱۲)$$

در حالی که در ادامه، در قضیه ۱، اثبات خواهد شد که قانون کنترل، در روش جدید طراحی به صورت (۱۳) بدست می آید:

$$u = G_a^{-1}(x, \xi) \left\{ \frac{\partial^T \phi}{\partial x} [f(x) + G(x)\xi] - f_a(x, \xi) - k(\xi - \phi(x)) \right\}, k > 0$$

همان طور که مشخص است، تفاوت این دو قانون در جمله غیرخطی $-\frac{1}{2} P^{-1} G^T(x) \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x)$ می باشد، که در آن $P \in \mathbb{R}^{m \times m}$ یک ماتریس معین مثبت است. به منظور رفع برخی ابهامات دو نکته باید مورد توجه قرار گیرد:

نکته ۱. در مورد کنترل پذیری سیستم توصیف شده توسط معادلات (۶) و (۷)، فرض وجود تابع V_{sub} که در رابطه (۸) صدق می کند، یکی از شرایط لازم برای کنترل پذیری را بیان

$$\dot{z} = -kz, z(0) = z_0 \quad (15)$$

که در آن $z = \xi - \phi(x)$

فرض کنید نامزد تابع لیاپانوف به صورت زیر باشد:

$$V(x, \xi) = V_{sub}(x) + (\xi - \phi(x))^T P (\xi - \phi(x)), \quad (16)$$

با مشتق گیری داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x, \xi) = & \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}^T (f(x) + G(x)\phi(x)) \\ & - 2k(\xi - \phi(x))^T P (\xi - \phi(x)) \\ & + \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}^T G(x)z, \end{aligned} \quad (17)$$

هم اکنون فضای حالت $(x, \xi) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m$ را به دو ناحیه به صورت زیر افراز می کنیم:

$$\begin{aligned} D_1 = & \{(x, \xi) | \dot{V}(x, \xi) < 0\}, \\ D_2 = & \{(x, \xi) | \dot{V}(x, \xi) \geq 0\} \end{aligned} \quad (17)$$

فرض کنید $(x, \xi) \in D_1$. از آنجایی که در این ناحیه، $\dot{V}(x, \xi)$ منفی معین است، با در نظر گرفتن $X = \begin{pmatrix} x \\ \xi \end{pmatrix}$ ، داریم:

$$\dot{V}(x, \xi) < 0 \Rightarrow \dot{V}(x, \xi) < -\alpha_3(\|X\|) \quad (18)$$

از طرفی، می دانیم $V(x, \xi)$ یک تابع معین مثبت است. در نتیجه بر طبق لم ۱، دو تابع کلاس- K همانند $\alpha_1(\cdot), \alpha_2(\cdot)$ وجود دارند به طوری که:

$$\alpha_1(\|X\|) \leq V(x, \xi) \leq \alpha_2(\|X\|) \quad (19)$$

همچنین داریم:

$$\begin{aligned} V(x, \xi) & \leq \alpha_2(\|X\|) \\ \Rightarrow \alpha_2^{-1}(V) & \leq \|X\| \\ \Rightarrow \alpha_3(\alpha_2^{-1}(V)) & \leq \alpha_3(\|X\|) \end{aligned} \quad (20)$$

با جایگزینی رابطه (۲۰) در (۱۸) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} < -\alpha_3(\|X\|) & \leq -\alpha_3(\alpha_2^{-1}(V)) \\ & = -\alpha(V). \end{aligned} \quad (22)$$

می نماید. این شرط، یک شرط شناخته شده در مورد کنترل پذیری سیستم های غیرخطی است که در مرجع [۳۰] به آن اشاره شده است و همواره در طراحی کنترل کننده پسگام به عنوان یک فرض در نظر گرفته می شود. همچنین، برای سیستم معادله (۷)، فرض $\det G_a(x, \xi) \neq 0$ ذکر شده است که معکوس پذیر بودن $G_a(x, \xi)$ را تضمین می کند. مجموع این فرضیات کنترل پذیری سیستم توصیف شده توسط معادلات (۶) و (۷) را تضمین می کند.

نکته ۲. همان طور که می دانیم، توابع ناسباوم $(functions \ Nussbaum)$ ، یک روش شناخته شده و توانمند برای حالت هایی هستند که علامت ورودی ناشناخته باشد، با بهره های کنترلی ناشناخته باشند و در ابتدا در مرجع [۳۱] معرفی و سپس در [۳۲] گسترش پیدا کردند. در این پژوهش کلیه توابع دینامیکی سیستم توصیف شده در معادلات (۶) و (۷)، (f, G, f_a, G_a) معلوم و مشخص فرض شده اند. در نتیجه زمانی که حالتها مشخص باشد، علامت G_a و G مشخص بوده و نیازی به بکارگیری این توابع پیچیده نمی باشد.

۴- بررسی پایداری سیستم حلقه بسته با قانون کنترل ساده شده

در این قسمت، به منظور تضمین پایداری سیستم حلقه بسته با قانون کنترل ساده شده (۱۳)، قضیه ۱ را معرفی می کنیم:

قضیه ۱. سیستم توصیف شده توسط معادلات (۷)-(۶) را در نظر بگیرید. فرض کنید یک تابع پیوسته مشتق پذیر $\phi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ و یک تابع بی کران شعاعی پیوسته و مشتق پذیر

$$V_{sub}: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R} \text{ وجود داشته باشد به طوری که در رابطه (۸) صدق کند. در این صورت مبدا سیستم مورد نظر توسط قانون کنترل (۱۳) پایدارمجبانی سراسری می باشد. اثبات.}$$

با در نظر گرفتن قانون کنترل به صورت (۱۳) و جایگزین کردن در معادلات (۷)-(۶) داریم:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)\phi(x) + G(x)z, \quad (14)$$

دارد، به طوری که $\alpha_6(\|X\|) \leq \frac{\alpha_4(\|X\|)}{(1+\alpha_5(\|x\|))}$ با جایگزین کردن این نامساوی در معادله (۲۵) داریم:

$$\begin{aligned} \alpha_6(\|X\|) &\leq \frac{\alpha_4(\|X\|)}{(1+\alpha_5(\|x\|))} \\ &\leq \|z_0\| e^{-k(t-t_0)} \\ &\leq \|X_0\| e^{-k(t-t_0)} \quad (26) \\ \Rightarrow \alpha_6(\|X(t)\|) &\leq \|X_0\| e^{-k(t-t_0)} \\ \Rightarrow \|X(t)\| &\leq \alpha_6^{-1}(\|X_0\| e^{-k(t-t_0)}) \\ &= \beta_3(t-t_0, \|X_0\|) \end{aligned}$$

چون تابع α_6 یک تابع کلاس- K است بنابراین معکوس آن بر طبق لم ۴، یک تابع کلاس- K است. همچنین $\|X_0\| e^{-k(t-t_0)}$ یک تابع کلاس KL است؛ بنابراین ترکیب آن دو نیز یعنی β_3 از کلاس KL است. هم اکنون به کمک روابط (۲۱) و (۲۶) می توان گفت:

$$\begin{aligned} \|X(t)\| &\leq \beta(t-t_0, \|X_0\|), \\ \beta(t-t_0, \|X_0\|) &= \begin{cases} \beta_2(t-t_0, \|X_0\|), & \dot{V}(x, \xi) < 0 \\ \beta_3(t-t_0, \|X_0\|), & \dot{V}(x, \xi) \geq 0 \end{cases} \quad (27) \end{aligned}$$

واضح است که $\beta(t-t_0, \|X_0\|)$ یک تابع کلاس KL است.

با استناد به رابطه (۲۹) و لم ۲، می توان نتیجه گرفت که مبدأ سیستم حلقه بسته با انتخاب قانون کنترل به صورت رابطه (۱۳)، پایدار مجانبی سراسری یکنواخت است. نکته حائز اهمیت آن است که وجود ناحیه D_2 (جایی که $\dot{V}(x, \xi) \geq 0$) مانع از ساخت کران تابع KL سراسری در رابطه (۲۹) نگردیده و این کران برای تمام شرایط اولیه x_0 برقرار است.

مفهوم کنترل ساده شده و مزایای آن: مقایسه ی صریح قوانین کنترل (۱۲) و (۱۳) نشان می دهد که قانون کنترل پیشنهادی این مقاله با حذف جمله ی $\frac{1}{2} P^{-1} G^T(x) \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x)$ (رابطه ۱۲) به دست می آید. این ساده سازی، که ضمن حفظ تضمین پایداری مجانبی سراسری انجام می شود، دارای پیامدهای مهم نظری و عملی زیر است:

۱- کاهش پیچیدگی محاسباتی و سهولت پیاده سازی: قانون کنترل ساده شده (۱۳) نیاز به محاسبه ی مشتق تابع لیاپانوف $\frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x)$ و انجام عملیات ضرب ماتریسی مرتبط با جمله ی حذف شده را ندارد. این امر به طور مستقیم بار محاسباتی

به منظور حل معادله **Error! Reference source not found.** با استفاده از لم ۳، می توان گفت یک تابع

$$\begin{aligned} \text{کلاس-} KL \text{ همانند } \beta_1 \text{ وجود دارد به طوری که} \\ \alpha_1(\|X\|) \leq V \leq \beta_1(t-t_0, \|X_0\|) \\ \Rightarrow \|X\| \leq \alpha_1^{-1}(\beta_1(t-t_0, \|X_0\|)) \\ = \beta_2(t-t_0, \|X_0\|) \quad (21) \end{aligned}$$

حال فرض کنید $(x, \xi) \in D_2$ ، در این صورت با توجه به اینکه $\dot{V}(x, \xi) \geq 0$ بر طبق رابطه **Error! Reference source not found.** داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x, \xi) \geq 0 \Rightarrow \\ -\frac{\partial V_{sub}}{\partial x} (f(x) + G(x)\phi(x)) \\ + 2k(\xi - \phi(x))^T P(\xi - \phi(x)) \\ \leq \frac{\partial V_{sub}}{\partial x} G(x)z \quad (22) \end{aligned}$$

واضح است که سمت چپ نامساوی موجود در معادله (۲۲) معین مثبت است؛ در نتیجه با فرض $X = \begin{pmatrix} x \\ \xi \end{pmatrix}$ و استفاده از لم ۱، می توان گفت یک تابع کلاس- K همانند α_4 وجود دارد، به طوری که

$$\begin{aligned} \alpha_4(\|X\|) \leq \\ -\frac{\partial V_{sub}}{\partial x} (f(x) + G(x)\phi(x)) \\ + 2k(\xi - \phi(x))^T P(\xi - \phi(x)). \quad (23) \end{aligned}$$

با جایگزینی (۲۳) در (۲۲) داریم:

$$\begin{aligned} \alpha_4(\|X\|) \leq \frac{\partial V_{sub}}{\partial x} G(x)z \\ \leq \left| \frac{\partial V_{sub}}{\partial x} G(x) \right| \|z\| \quad (24) \end{aligned}$$

چون تابع $\left| \frac{\partial V_{sub}}{\partial x} G(x) \right|$ یک تابع پیوسته است، با توجه به لم ۱ می توان گفت یک تابع کلاس- K همانند α_5 موجود است به طوری که $\left| \frac{\partial V_{sub}}{\partial x} G(x) \right| \leq \alpha_5(\|X\|)$. همچنین با توجه معادله (۱۵)؛ داریم $\|z(t)\| = \|z_0\| e^{-k(t-t_0)}$ با در نظر گرفتن این دو و جایگزینی در معادله (۲۴) نتیجه زیر بدست می آید:

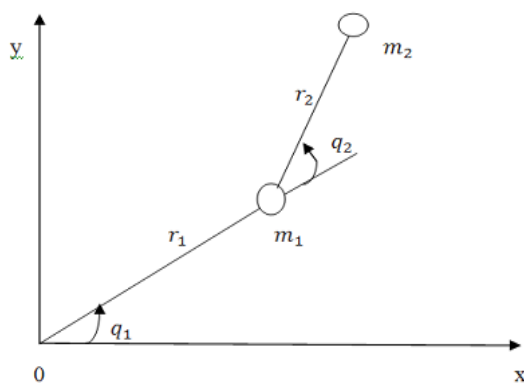
$$\begin{aligned} \alpha_4(\|X\|) &\leq \alpha_5(\|X\|) \|z_0\| e^{-kt} \\ &\leq (1 + \alpha_5(\|X\|)) \|z_0\| e^{-k(t-t_0)} \\ &= \frac{\alpha_4(\|X\|)}{(1 + \alpha_5(\|x\|))} \quad (25) \end{aligned}$$

چون تابع $\frac{\alpha_4(\|X\|)}{(1 + \alpha_5(\|x\|))}$ یک تابع معین مثبت است با استفاده از لم ۱ می توان گفت یک تابع کلاس- K همانند α_6 وجود

در این قسمت، طراحی کنترل کننده برای ربات دولینک را در دو بخش شامل طراحی کنترل کننده پسگام و طراحی کنترل کننده پسگام تطبیقی بیان می کنیم.

۵-۱- طراحی کنترل کننده پسگام و پسگام با وروی کنترل ساده شده

در این قسمت برای بررسی اعتبارسنجی روش پیشنهادی، یک ربات دولینک را در نظر می گیریم. این سیستم در شکل ۱ دیده می شود.



شکل ۱- ربات دولینک

در شکل فوق، m_1 و m_2 به ترتیب جرم لینک ۱ و لینک ۲، r_1 و r_2 طول لینک ۱ و ۲، I_1 و I_2 ممان اینرسی لینک ۱ و ۲ هستند. با فرض آنکه $q = [\theta_1 \ \theta_2]^T$ بردار متغیرهای حالت مفصل های ربات باشد، $M(q) \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ماتریس اینرسی، $\tau \in \mathbb{R}^2$ گشتاور اینرسی، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^2$ نیروی جانب مرکز و $G(q) \in \mathbb{R}^2$ اثرات جاذبه باشند، معادلات دینامیکی ربات به صورت (۲۹) بدست می آید:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q}) + G(q) = \tau, \quad (29)$$

$$\text{که در آن } M(q) = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \text{ و همچنین} \\ C(q, \dot{q}) = \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix}, G(q) = \begin{pmatrix} G_1 \\ G_2 \end{pmatrix} \quad (30)$$

در رابطه (۳۰) پارامترهای مربوطه به صورت (۳۱) تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} M_{11} &= (m_1 + m_2)r_1^2 + m_2r_2^2 \\ &\quad + 2m_2r_1r_2 \cos \theta_2 + I_1 \\ &\quad + I_2, \\ M_{12} &= M_{21} = m_2r_2^2 + m_2r_1r_2 \cos \theta_2 + I_2, \end{aligned} \quad (31)$$

کنترل کننده را کاهش داده، پیاده سازی عملی آن را بر روی پردازنده های دیجیتال تسهیل می نماید و آن را برای کاربردهای بلادرنگ مناسب تر می سازد.

۲- استقلال از انتخاب تابع لیاپانوف و انعطاف پذیری طراحی: در روش استاندارد مبتنی بر قضیه لیاپانوف، شکل نهایی قانون کنترل (۱۲) به طور ذاتی به انتخاب خاص تابع لیاپانوف V_{sub} وابسته است. در حالی که در روش پیشنهادی، قانون کنترل نهایی (۱۳) تنها به تابع کنترل مجازی $\phi(x)$ وابسته بوده و از انتخاب V_{sub} مستقل است. این استقلال، آزادی عمل و انعطاف پذیری قابل توجهی را در فرآیند طراحی برای طراح فراهم می آورد.

۳- توجیه عملکرد دینامیکی بهبود یافته: جمله ی حذف شده یک فیدبک غیرخطی اضافی در حلقه کنترل محسوب می شود. حذف این جمله موجب می گردد که کنترل کننده تمرکز خود را بیشتر بر روی وظیفه اصلی، یعنی همگرا کردن خطای $z = \phi(x) - \xi$ به صفر، معطوف کند. این امر—همان طور که نتایج شبیه سازی در بخش های بعد به وضوح نشان خواهد داد—منجر به پاسخ زمانی هموارتر، نوسانات گذرای کمتر (کاهش مقادیر پایین زدگی و بالازدگی) و همگرایی مطلوب تر می گردد.

نکته ۳. اگر بخواهیم کنترل کننده پسگام را به کمک قضیه لیاپانوف طراحی کنیم در این صورت بر طبق [۲۷] قانون کنترل به صورت زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned} u &= G_a^{-1}(x, \xi) \left(\frac{\partial \phi^T}{\partial x} [f(x) + G(x)\xi] \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} P^{-1} G^T(x) \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x) - f_a(x, \xi) \right. \\ &\quad \left. - k(\xi - \phi(x)), k > 0 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

در واقع، روش طراحی کنترل کننده بر مبنای قضیه لیاپانوف و روش پیشنهادی تنها در جمله $\frac{1}{2} P^{-1} G^T(x) \frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x)$ تفاوت دارند که روش پیشنهادی یک کنترل کننده ساده تر را ارائه می دهد.

۵- طراحی کنترل کننده پیشنهادی برای ربات دو لینک

(۳۹)

$$U = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} -c_1 x_3 - k_1(x_3 + c_1 x_1) \\ -c_2 x_4 - k_2(x_4 + c_2 x_2) \end{pmatrix} - \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22}(C_1 + G_1) - M_{12}(C_2 + G_2) \\ -M_{12}(C_1 + G_1) + M_{11}(C_2 + G_2) \end{pmatrix} \right\}$$

۵-۲- طراحی کنترل کننده پساگام تطبیقی با

قانون کنترل ساده شده

به منظور طراحی کنترل کننده پساگام تطبیقی، مجدداً معادلات فضای حالت را بازنویسی می کنیم:

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2, \\ \dot{X}_2 &= M^{-1}(\varphi\beta + U) \end{aligned} \quad (۳۳)$$

که در آن X_1 و X_2 در رابطه (۳۲) تعریف شده اند و داریم:

$$\varphi\beta = -C(q, \dot{q}) - G(q) \quad (۳۴)$$

که در آن

$$\varphi = \begin{pmatrix} (2\theta_1\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2)\sin\theta_2 - \cos\theta_1 - \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ -\dot{\theta}_1^2\sin\theta_2 & 0 & -\cos(\theta_1 + \theta_2) \end{pmatrix} \quad (۴۲)$$

$$\beta = \begin{pmatrix} m_2 r_1 r_2 \\ (m_1 + m_2)gr_1 \\ m_2 gr_2 \end{pmatrix} \quad (۴۳)$$

در روش طراحی کنترل تطبیقی، فرض می کنیم مقادیر دقیق ربات را نداریم و در نتیجه، پارامتر β مجهول است، همچنین فرض می کنیم $\hat{\beta}$ تخمینی از β است. در گام اول طراحی،

همانند روش ارائه شده در معادله **Error! Reference**

source not found. عمل می کنیم، و بنابراین قانون کنترل

مجازی $\alpha_1(x_1, x_2)$ ، به صورت **Error! Reference**

source not found. بدست می آید:

$$\alpha_1(x_1, x_2) = \begin{pmatrix} -c_1 x_1 \\ -c_2 x_2 \end{pmatrix}, c_1, c_2 > 0 \quad (۴۴)$$

حال در گام دوم طراحی، با استفاده از روش مرسوم کنترل

پساگام (براساس روش لیاپانوف)، قانون کنترل به صورت (

محاسبه می شود:

(۴۵)

$$U = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} -c_1 x_3 - k_1(x_3 + c_1 x_1) \\ -c_2 x_4 - k_2(x_4 + c_2 x_2) \end{pmatrix} - \frac{1}{2} P^{-1} \begin{pmatrix} q_1 x_1 \\ q_2 x_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{11} \end{pmatrix} \varphi\hat{\beta} \right\}$$

$$C_1 = -m_2 r_1 r_2 (2\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \sin\theta_2,$$

$$C_2 = m_2 r_1 r_2 \dot{\theta}_1^2 \sin\theta_2,$$

$$G_1 = (m_1 + m_2)gr_1 \cos\theta_1 + m_2 gr_2 \cos(\theta_1 + \theta_2),$$

$$G_2 = m_2 gr_2 \cos(\theta_1 + \theta_2),$$

$$M_{22} = m_2 r_2^2 + I_2$$

$$X_2 = \begin{pmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_3 \\ x_4 \end{pmatrix}, X_1 = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix},$$

$$\text{با فرض } U = \begin{pmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} \text{ و داریم:}$$

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2, \\ \dot{X}_2 &= f(X_1, X_2) + g(X_1)U \end{aligned} \quad (۳۲)$$

که در آن

(۳۵)

$$f(X_1, X_2) = \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -(C_1 + G_1) \\ -(C_2 + G_2) \end{pmatrix} = \frac{-1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22}(C_1 + G_1) - M_{12}(C_2 + G_2) \\ -M_{12}(C_1 + G_1) + M_{11}(C_2 + G_2) \end{pmatrix}$$

$$(X_1) = \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{21} & M_{11} \end{pmatrix} \quad (۳۶)$$

حال به منظور طراحی کنترل کننده با استفاده از روش مرسوم کنترل پساگام براساس روش لیاپانوف و روش ارائه شده در قسمت ۳، فرض کنید:

$$\begin{aligned} V(x_1, x_2) &= \frac{1}{2}(q_1 x_1^2 + q_2 x_2^2) \\ \Rightarrow \dot{V}(x_1, x_2) &= (q_1 x_1 \dot{x}_1 + q_2 x_2 \dot{x}_2) \\ \Rightarrow \alpha_1(x_1, x_2) &= \begin{pmatrix} -c_1 x_1 \\ -c_2 x_2 \end{pmatrix}, \\ c_1, c_2, q_1, q_2 &> 0 \end{aligned} \quad (۳۷)$$

حال برای طراحی کنترل کننده در گام ۲، با استفاده از روش

مرسوم پساگام (براساس روش لیاپانوف) داریم:

(۳۸)

$$U = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} -c_1 x_3 - k_1(x_3 + c_1 x_1) \\ -c_2 x_4 - k_2(x_4 + c_2 x_2) \end{pmatrix} - \frac{1}{2} P^{-1} \begin{pmatrix} q_1 x_1 \\ q_2 x_2 \end{pmatrix} + \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22}(C_1 + G_1) - M_{12}(C_2 + G_2) \\ -M_{12}(C_1 + G_1) + M_{11}(C_2 + G_2) \end{pmatrix} \right\}$$

در رابطه **Error! Reference source not found.** یک P

ماتریس معین مثبت با ابعاد مناسب است.

همچنین، برای محاسبه قانون کنترل با استفاده از رابطه (۱۳)

(روش پیشنهادی) داریم:

مورد ارزیابی قرار گیرد. در شبیه‌سازی‌ها از پارامترهای جدول ۱ استفاده شده است.

جدول ۱- پارامترهای ربات شکل ۱ استفاده شده در شبیه‌سازی

واحد	مقدار	نوع پارامتر	پارامتر
kg	۱,۴	جرم لینک ۱	m_1
kg	۱,۱	جرم لینک ۲	m_2
m	۰,۳	طول لینک ۱	r_1
m	۰,۳۳	طول لینک ۲	r_2
kgm ²	۰,۰۲۵	ممان اینرسی لینک ۱	I_1
kgm ²	۰,۰۴۵	ممان اینرسی لینک ۲	I_2

۶-۱- شبیه‌سازی بدون اغتشاش

در این قسمت، شرایط اولیه حالت‌ها و سایر پارامترها به صورت جدول ۲ در نظر گرفته شده است.

جدول ۲- شرایط اولیه پارامترها در شبیه‌سازی بدون اغتشاش

مقدار اولیه	پارامتر	مقدار اولیه	پارامتر
$\begin{pmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{pmatrix}$	P	0.4	x_1
$\begin{pmatrix} 5 & 0 \\ 0 & 5 \end{pmatrix}$	Q	0.5	x_2
7	Time	0.5	x_3
0.8β	$\hat{\beta}$	-0.04	x_4

پس از اجرای شبیه‌سازی، نتایج در قالب شکل‌های ۲ تا ۱۱ ارائه شده‌اند. به منظور مقایسه عملکرد، چهار کنترل کننده زیر مورد بررسی قرار گرفته‌اند:

۱. کنترل کننده پسگام استاندارد
۲. کنترل کننده پسگام با قانون کنترل ساده شده
۳. کنترل کننده تطبیقی مرسوم
۴. کنترل کننده تطبیقی با قانون کنترل ساده شده

و در این روش، برای محاسبه قانون تطبیق، نامزد تابع لیاپانوف را به صورت (۳۵) در نظر می‌گیریم:

$$V_c(x, \hat{x}) = V(x_1, x_2) + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\beta}^T \tilde{\beta}, \quad (35)$$

که در آن $\tilde{\beta} = \beta - \hat{\beta}$ مشتق گیری داریم:

$$\dot{V}_c(x, \hat{x}) = \dot{V}(x_1, x_2) + 2(\dot{X}_2 - \dot{\phi}(x))^T P(X_2 - \phi(x)) + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\beta}}^T \tilde{\beta}, \quad (36)$$

پس از جایگزینی قانون کنترل داده شده توسط رابطه (۳۷) مشتق مربوط به صورت (۳۷) تبدیل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_c(x, \hat{x}) = & 2(X_2 - \phi(x))^T P M^{-1} \varphi \tilde{\beta} \\ & - 2(X_2 - \phi(x))^T P k(X_2 - \phi(x)) \\ & - \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\beta}}^T \tilde{\beta}, \end{aligned} \quad (37)$$

و بنابراین قانون تطبیق به صورت (۳۸) محاسبه می‌شود:

$$\dot{\tilde{\beta}} = 2\gamma \varphi^T M^{-1} P(X_2 - \phi(x)), \quad (38)$$

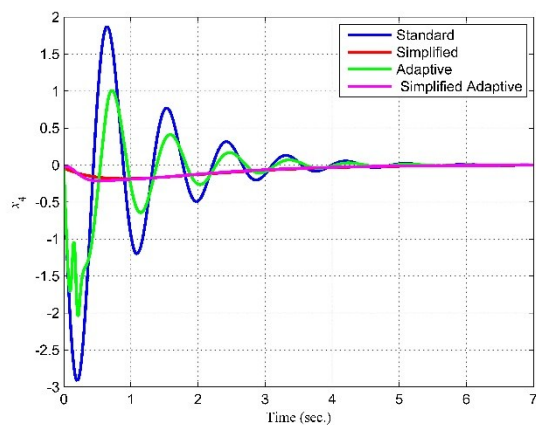
حال اگر بخواهیم با استفاده از روش جدید ارائه شده در رابطه (۱۳)، قانون کنترل را محاسبه کنیم، داریم:

$$U = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} -c_1 x_3 - k_1(x_3 + c_1 x_1) \\ -c_2 x_4 - k_2(x_4 + c_2 x_2) \end{Bmatrix} - \frac{1}{M_{11}M_{22} - M_{12}^2} \begin{pmatrix} M_{22} & -M_{12} \\ -M_{12} & M_{11} \end{pmatrix} \varphi \hat{\beta}$$

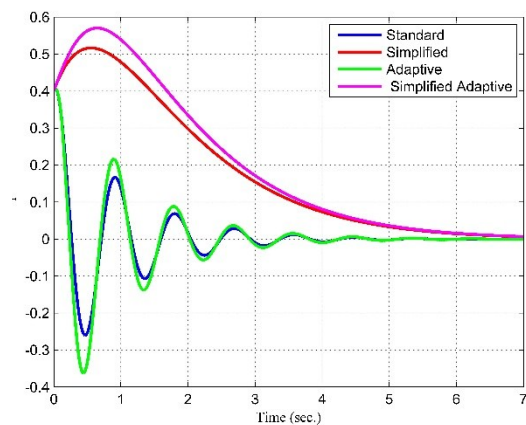
و با در نظر گرفتن نامزد تابع لیاپانوف به صورت (۳۵)، و مشتق گیری از آن و جایگزینی قانون کنترل از رابطه **Error! Reference source not found.** قانون تطبیق مجدداً به صورت رابطه (۳۸) بدست می‌آید.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت به منظور اعتبارسنجی روش کنترلی ارائه شده، نتایج شبیه‌سازی برای ربات ارائه شده در شکل ۱، در دو حالت مختلف بررسی شده است: ابتدا بدون در نظر گرفتن اغتشاش و سپس با اعمال اغتشاش، تا مقاومت روش کنترلی ارائه شده

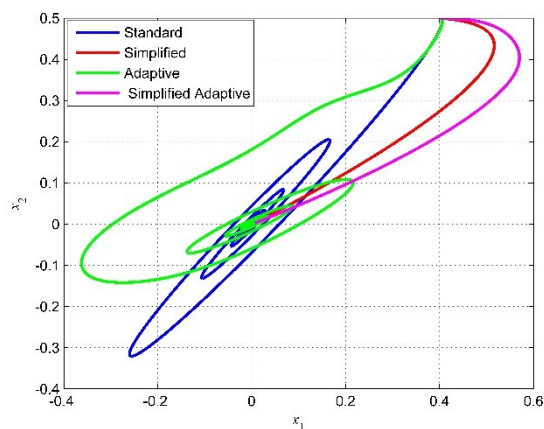


شکل ۵- مسیر حالت متغیر x_4

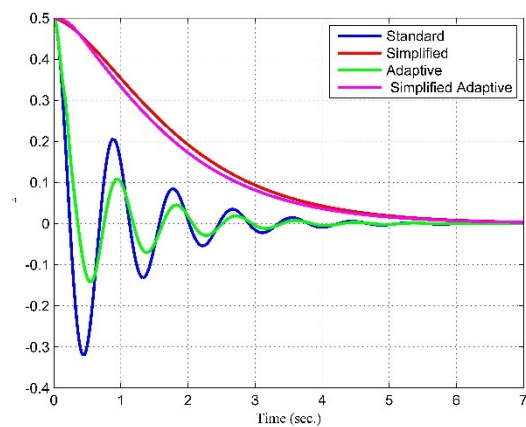


شکل ۲- مسیر حالت متغیر x_1

همچنین منحنی صفحه فاز $x_1 - x_2$ و در شکل ۶ رسم شده است:

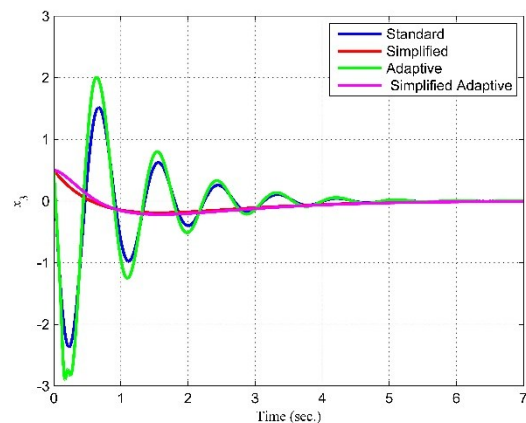


شکل ۶- صفحه فاز $x_1 - x_2$

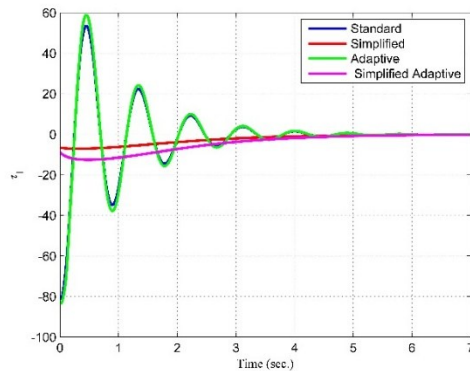
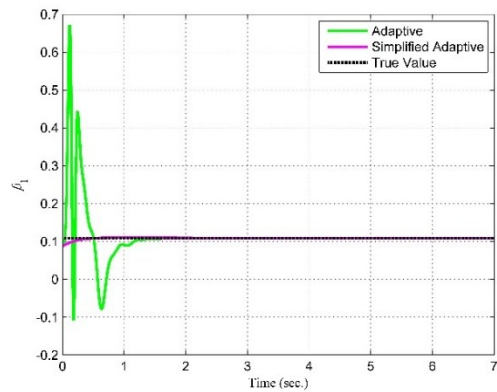
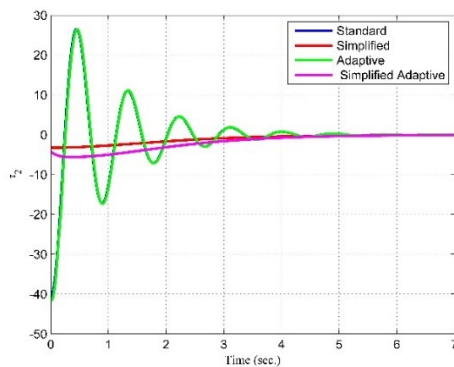
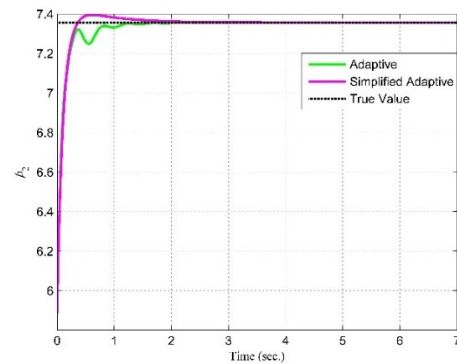
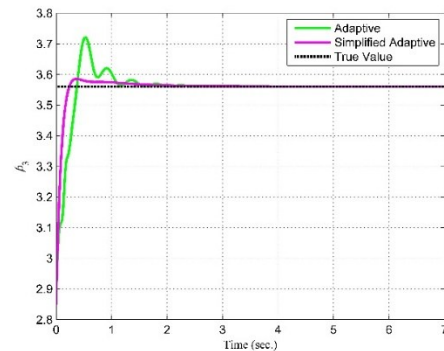


شکل ۳- مسیر حالت متغیر x_2

در طراحی کنترل تطبیقی، تخمین پارامترهای β_1 ، β_2 و β_3 در شکل ۷ الی شکل ۹ ترسیم شده است:



شکل ۴- مسیر حالت متغیر x_3

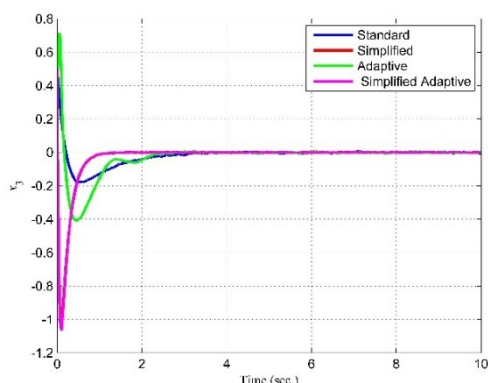

 شکل ۱۰- قانون کنترلی u_1 مربوط به لینک ۱

 شکل ۷- تخمین پارامتر β_1

 شکل ۱۱- قانون کنترلی u_2 مربوط به لینک ۲

 شکل ۸- تخمین پارامتر β_2

 شکل ۹- تخمین پارامتر β_3

همچنین قوانین کنترلی u_1 و u_2 در شکل ۱۰ و شکل ۱۱ ترسیم شده‌اند:

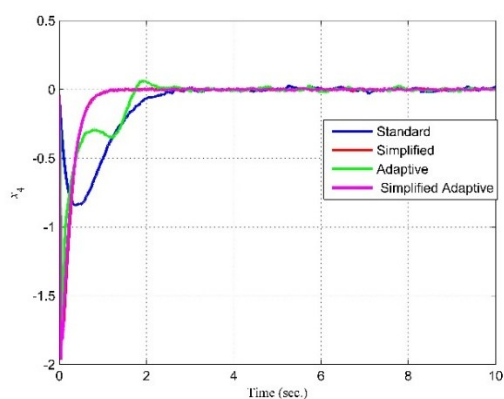
۲-۶ شبیه‌سازی با اعمال اغتشاش
این بخش با هدف ارزیابی مقاومت و توانایی تحمل اغتشاش کنترل‌کننده‌های طراحی‌شده ارائه می‌گردد. عملکرد کنترل‌کننده در حضور اغتشاشات خارجی کراندار، معیاری کلیدی برای سنجش قابلیت اطمینان و کارایی عملی آن در شرایط واقعی است.
مقادیر شرایط اولیه و سایر پارامترها مطابق با جدول ۳ در نظر گرفته شده‌اند.

جدول ۳- شرایط اولیه پارامترها در شبیه‌سازی با اعمال اغتشاش

پارامتر	مقدار اولیه	پارامتر	مقدار اولیه
x_1	0.3	P	$\begin{pmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{pmatrix}$
x_2	0.5	Q	$\begin{pmatrix} 5 & 0 \\ 0 & 5 \end{pmatrix}$

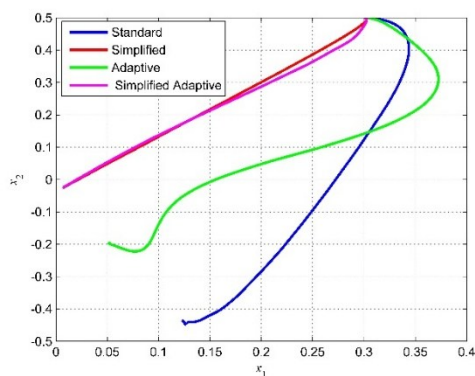


شکل ۱۴- مسیر حالت متغیر x_3 با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$



شکل ۱۵- مسیر حالت متغیر x_4 با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$

همچنین منحنی صفحه فاز $x_1 - x_2$ و در شکل ۱۶ رسم شده است

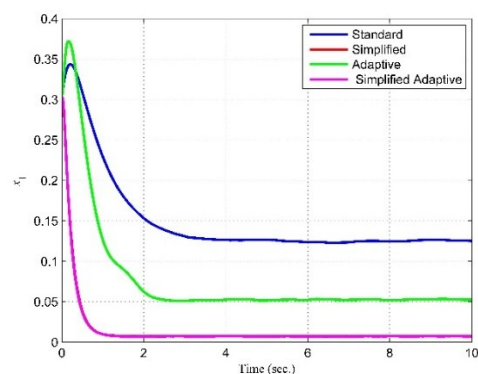


شکل ۱۶- صفحه فاز $x_1 - x_2$ با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$

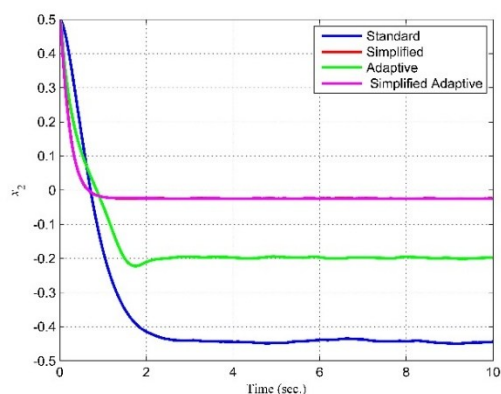
x_3	0.5	Time	10
x_4	-0.04	$\hat{\beta}$	0.8β
γ	20	اغتشاش	سیگنال تصادفی در فاصله $[-0.5, 0.5]$

پس از اجرای شبیه سازی، نتایج در قالب شکل ۱۲ تا شکل ۱۸ ارائه شده اند. همانند قسمت قبل، به منظور مقایسه عملکرد، چهار کنترل کننده زیر مورد بررسی قرار گرفته اند:

۱. کنترل کننده پسگام استاندارد
۲. کنترل کننده پسگام با قانون کنترل ساده شده
۳. کنترل کننده تطبیقی مرسوم
۴. کنترل کننده تطبیقی با قانون کنترل ساده شده



شکل ۱۲- مسیر حالت متغیر x_1 با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$



شکل ۱۳- مسیر حالت متغیر x_2 با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$

۷- مقایسه نتایج

در این بخش، نتایج حاصل از روش پیشنهادی مقاله با روش‌های کنترلی مرسوم مقایسه شده است. ابتدا مقایسه در حالت بدون اعمال اغتشاش ارائه می‌گردد.

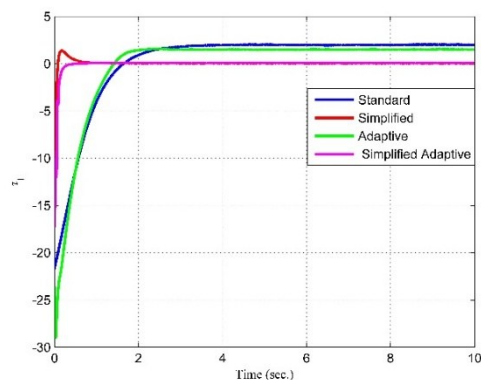
همان‌طور که در شکل‌های ۲ تا ۵ مشاهده می‌شود، حالت‌های سیستم تحت تمامی چهار روش کنترلی (شامل کنترل پسگام استاندارد، پسگام با قانون ساده‌شده، کنترل تطبیقی استاندارد و کنترل تطبیقی با قانون ساده‌شده) به صفر همگرا شده و پایداری سیستم حفظ شده است. با این حال، روش‌های مبتنی بر قانون کنترلی ساده‌شده (اعم از غیرتطبیقی و تطبیقی) از پاسخ زمانی هموارتری برخوردار هستند. این روند بهبودی در همواری سیگنال‌های کنترلی نیز در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ به وضوح مشهود است. همچنین، نمودار صفحه فاز مربوط به روش پیشنهادی در شکل ۶ نوسانات کمتری را نشان داده و همگرایی سریع‌تری به سمت مبدأ دارد.

در زمینه عملکرد کنترل تطبیقی، همان‌طور که در شکل‌های ۷ تا ۹ مشخص است، کنترل‌کننده تطبیقی با قانون ساده‌شده به‌خوبی توانسته است پارامترهای واقعی سیستم را تخمین بزند و خطای تخمین را به صفر همگرا کند. برای بررسی کمی و دقیق‌تر مزایای روش پیشنهادی، شاخص‌های عملکردی مختلف در جدول ۴ ارائه و مقایسه شده‌اند.

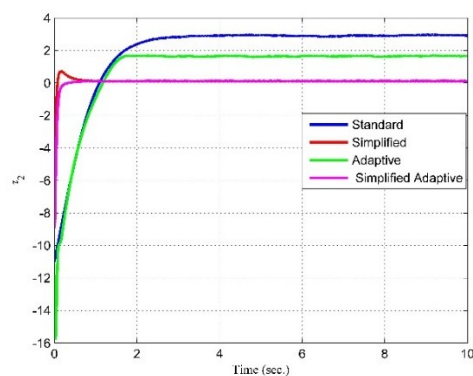
جدول ۳- مقایسه شاخص‌های عملکردی روش‌های کنترلی مختلف

کنترل‌کننده پسگام استاندارد				
خطای RMS	زمان نشست	پایین‌زدگی	بالا‌زدگی	متغیر
۰,۰۸۳۴	۵,۶۰۵	۰,۲۶۰۲	۰,۱۶۷۰	x_1
۰,۰۹۸۳	۶,۸۷	۰,۳۲۰۵	۰,۲۰۵۷	x_2
۰,۵۴۷۹	۷	۱,۵۶۴۱	۱,۵۱۹۲	x_3
۰,۶۷۴۶	۷	۱,۵۶۴۱	۱,۸۷۱۴	x_4
۱۶,۶۵۸۹	۶,۰۱	۳۴,۷۷۴۶	۵۳,۵۴۶۱	τ_1
۸,۱۹۳۹	۷	۱۷,۱۹۱۵	۲۶,۵۴۴۵	τ_2
کنترل‌کننده پسگام با قانون کنترل ساده‌شده				
خطای RMS	زمان نشست	پایین‌زدگی	بالا‌زدگی	متغیر
۰,۲۵۷۱	۶,۶۱۰۰	۰,۰۰۲۳	۰,۱۰۸۰	x_1
۰,۲۰۴۷	۶,۶۱	.	.	x_2
۰,۱۲۱۳	۶,۶۱	۰,۱۸۲۸	.	x_3
۰,۰۹۴۸	۶,۶۱	۰,۱۸۰۵	.	x_4

و در نهایت، قوانین کنترلی τ_1 و τ_2 در شکل ۱۷ و شکل ۱۸ ترسیم شده‌اند:



شکل ۱۷- قانون کنترلی τ_1 مربوط به لینک ۱ با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$



شکل ۱۸- قانون کنترلی τ_2 مربوط به لینک ۱ با اعمال اغتشاش در فاصله $[-0.5, 0.5]$

بررسی مقاوم بودن کنترل‌کننده پیشنهادی: همان‌طور

که در شکل‌های ۱۲ تا ۱۸ مشاهده می‌شود، با وجود اعمال اغتشاش تصادفی کراندار به سیستم، تمامی حالت‌های سیستم x_1 تا x_4 و سیگنال‌های کنترلی τ_1 و τ_2 در تمامی روش‌ها، کراندار باقی مانده و به وضعیت مطلوب همگرا می‌شوند. این نتیجه، خود گواهی بر پایداری و مقاومت ذاتی چارچوب کنترل پسگام است. نکته حائز اهمیت، برتری کیفی روش پیشنهادی حتی در شرایط اغتشاش است.

مربوط به هموار بودن پاسخ ارائه شده، شاخص های عملکردی را در جدول ۴ آورده ایم.

جدول ۴- مقایسه شاخص های عملکردی روش های کنترلی مختلف با اعمال اغتشاش

کنترل کننده پسگام استاندارد				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۰.۱۵۹۹	۳.۳۴۵۰	۰.۰۰۳۳	۰.۱۸۳۲
x_2	۰.۴۱۸۷	۲.۵۸۵۰	۰.۰۰۲۲	۰
x_3	۰.۰۶۲۳	۳.۶۱۵۰	۰.۱۷۶۳	۰.۰۰۹۸
x_4	۰.۲۳۶۸	۳.۷۵۵۰	۰.۸۴۰۷	۰.۰۲۱۶
τ_1	۴۵.۰۵۲	۳.۹۷۵۰	۱۳.۳۴۳۸	۰.۰۱۹۹
τ_2	۳.۲۴۸۶	۳.۲۹۵۰	۷.۷۵۰۴	۰.۰۲۶۱
کنترل کننده پسگام با قانون کنترل ساده شده				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۰.۰۳۸۴	۱.۴۶۰۰	۰.۰۰۰۴	۰
x_2	۰.۰۶۱۷	۱.۶۶۵۰	۰.۰۰۰۷	۰
x_3	۰.۱۳۵۶	۲.۳۲۰۰	۰.۱۵۶۸	۰.۰۰۵۰
x_4	۰.۲۳۸۶	۷.۸۵۰۰	۰.۲۷۸۸	۰.۰۱۰۹
τ_1	۰.۶۸۶۲	۰.۰۸۵۰	۰.۰۱۱۳	۰.۳۳۸۷
τ_2	۰.۳۶۰۷	۱.۲۶۰۰	۰.۰۱۴۲	۰.۱۳۹۴
کنترل کننده تطبیقی مرسوم				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۰.۱۰۳۲	۲.۳۳۰۰	۰.۰۰۲۰	۰.۲۱۸۰
x_2	۰.۱۹۷۸	۱.۴۸۰۰	۰.۰۰۲۲۸	۰
x_3	۰.۱۱۲۳	۴.۳۷۰۰	۰.۴۰۱۸	۰.۰۰۷۵
x_4	۰.۲۱۸۱	۳.۷۴۰۰	۰.۳۸۹۹	۰.۰۶۱۸
τ_1	۴۸.۹۳۴	۲.۱۳۵۰	۱۳.۸۳۴۷	۰.۰۳۳۹
τ_2	۲.۶۲۵۳	۱.۶۹۰۰	۶.۴۵۱۶	۰.۰۲۷۰
کنترل کننده تطبیقی با قانون کنترل ساده شده				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۰.۰۳۸۴	۱.۳۳۰۰	۰.۰۰۰۴	۰
x_2	۰.۰۶۰۳	۲.۲۴۵۰	۰.۰۰۰۶	۰
x_3	۰.۱۳۹۱	۵.۴۵۵۰	۰.۱۴۹۶	۰.۰۰۴۲
x_4	۰.۲۴۰۶	۵.۴۵۵۰	۰.۲۷۸۶	۰.۰۱۳۴
τ_1	۱۰.۹۳۰	۱.۰۸۵۰	۰.۰۷۸۷	۰.۰۱۱۱
τ_2	۰.۵۶۳۸	۰.۹۲۵۰	۰.۰۵۷۷	۰.۰۱۱۴

مقایسه کمی در جدول ۵ نشان می دهد که کنترل کننده های مبتنی بر قانون ساده شده (اعم از غیر تطبیقی و تطبیقی)، همچنان پاسخ های هموارتر (با مقادیر پایین زدگی و بالا زدگی به طور کلی کمتر) و زمان نشست کوتاهتری را در مقایسه با روش های استاندارد مرسوم ارائه می دهند. این موضوع حاکی

τ_1	۰	۶.۸۹۸۴	۶.۶۱	۳.۴۰۹
τ_2	۰	۳.۱۲۲۱	۶.۶۱	۱.۵۱۵
کنترل کننده تطبیقی مرسوم				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۷	۰.۳۶۲۲	۰.۲۱۶۳	۰.۰۹۹۱
x_2	۷	۰.۱۴۱۹	۰.۱۰۸۵	۰.۰۷۹۲
x_3	۶.۲۴۵۰	۱.۷۳۱۷	۲.۰۱۲۳	۰.۶۸۵۶
x_4	۷	۱.۳۲۵۵	۱.۰۱۱۹	۰.۴۲۱۸
τ_1	۲.۹۱۵۰	۳۷.۸۳۵۷	۵۹.۰۸۲۱	۱۷.۹۱۲۱
τ_2	۷	۱۷.۳۵۰۶	۲۶.۵۰۳۲	۸.۳۷۰۷
کنترل کننده تطبیقی با قانون کنترل ساده شده				
خطای RMS	زمان نشست	پایین زدگی	بالا زدگی	متغیر
x_1	۶.۶۱۰	۰.۰۰۲۵	۰.۲۳۱۱	۰.۲۸۳۶
x_2	۶.۶۱۰۰	۰	۰	۰.۱۹۷۰
x_3	۶.۶۱۰۰	۰.۲۰۹۵	۰	۰.۱۴۴۰
x_4	۶.۶۱۰۰	۰.۲۱۲۹	۰	۰.۰۹۹۵
τ_1	۶.۶۱۰۰	۱۲.۲۸۶۶	۰	۶.۱۹۰۰
τ_2	۶.۶۱۰۰	۵.۴۹۶۲	۰	۲.۷۳۴۳

از مقایسه شاخص های عملکردی همانند بالا زدگی و پایین زدگی در هر چهار روش کنترلی، مشخص است که روش ارائه شده در این مقاله دارای بالا زدگی و پایین زدگی کمتری است که منجر به هموار بودن پاسخ می شود. هم اکنون، نتایج مقایسه را برای شبیه سازی با اعمال اغتشاش انجام می دهیم.

همان طور که از نمودارهای رسم شده در شکل ۱۲ الی شکل ۱۸ دیده می شود، تمامی حالتها و ورودیهای کنترلی، با وجود اعمال اغتشاش کراندار باقی مانده اند. همچنین از نمودارهای مربوط به مسیرهای حالت رسم شده در شکل ۱۲ الی شکل ۱۵ مشخص است، مسیرهای حالت رسم شده در روش کنترل پسگام با قانون کنترل ساده شده و تطبیقی ساده شده، پاسخ زمانی هموارتری دارند و مقادیر بالا زدگی و پایین زدگی کمتری دارند. روند مشابهی در نمودار صفحه فاز $x_1 - x_2$ در شکل ۱۶ دیده می شود.

از مقایسه قوانین کنترلی رسم شده در شکل ۱۷ و شکل ۱۸، واضح است که قوانین کنترلی بدست آمده با استفاده از روش معرفی شده در این مقاله، دارای پاسخ هموارتری بوده و مقادیر بالا زدگی و پایین زدگی کمتری را دارند. برای مقایسه کمی

مطلوب خود را حفظ نموده و تمامی حالت‌ها و سیگنال‌های کنترلی را کراندار نگه داشته است. مقایسه کمی مبتنی بر شاخص‌های عملکردی در جداول ۴ و ۵، به وضوح دلالت بر همواری بهتر و همگرایی سریع‌تر روش ارائه‌شده دارد.

مبنای دستیابی به این بهبودهای عملکردی، ساده‌سازی آگاهانه در ساختار قانون کنترل است. حذف جمله $\frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x) P^{-1} G^T(x)$ از چارچوب استاندارد، علاوه بر کاهش مستقیم پیچیدگی محاسباتی و تسهیل پیاده‌سازی عملی، با حذف یک مؤلفه فیدبک غیرخطی اضافی، موجب همواری ذاتی پاسخ‌های گذرای سیستم می‌شود. افزون بر این، استقلال قانون کنترل پیشنهادی از انتخاب تابع لیاپانوف V_{sub} ، به عنوان یک امتیاز مهم طراحی، انعطاف‌پذیری روش حاضر را تکمیل می‌نماید. بنابراین، «کنترل ساده‌شده» ارائه‌شده در این مقاله صرفاً یک گزاره جبری نیست، بلکه یک چارچوب طراحی کارآمد است که پایداری قوی را با پیاده‌سازی ساده‌تر و عملکرد دینامیکی برتر همزمان فراهم می‌سازد.

مهم‌ترین دستاورد این پژوهش، تضمین پایداری همراه با ارائه یک قانون کنترلی ساده‌شده است که ضمن بهبود عملکرد دینامیکی سیستم، پیاده‌سازی عملی آن را بسیار تسهیل می‌نماید. نقطه قوت ممتاز دیگر، استقلال قانون کنترل طراحی‌شده از انتخاب نامزد خاص تابع لیاپانوف است که انعطاف‌پذیری طراحی را به میزان قابل‌توجهی افزایش می‌دهد.

به عنوان کار آینده، پیاده‌سازی عملی این کنترل‌کننده بر روی یک سامانه رباتیک واقعی و ارزیابی عملکرد آن در محیطی عملیاتی پیشنهاد می‌گردد. همچنین، با توجه به قابلیت طراحی کنترل تطبیقی در چارچوب روش ارائه‌شده، توسعه کنترل‌کننده‌های تطبیقی پیشرفته‌تر، مانند کنترل تطبیقی با فرمان فیلترشده که در مراجع [۲۸، ۲۹] معرفی شده است، بر پایه این روش، می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد.

۸- مراجع

- [1] P. Şekerioğlu, B. Jayawardhana, I. Sarraş, A. Loria, and J. Marzat, (2024) "Robust formation control of robot manipulators with inter-agent

از آن است که ساده‌سازی انجام‌شده نه تنها از پایداری سیستم در برابر اغتشاش نمی‌کاهد، بلکه با حذف اجزای غیرخطی اضافی، عملکرد مقاوم سیستم حلقه‌بسته را نیز بهبود بخشیده است.

به منظور مقایسه کلی، می‌توان نتایج را در جدول ۵ بیان کرد:

جدول ۵- مقایسه کلی روش کنترلی ارائه‌شده در مقاله و

کنترل پسگام مرسوم

روش کنترلی معرفی شده	روش کنترلی ویژگی	روش کنترلی براساس لیاپانوف [۲۳][۸][۱۳]
ساده تر	پیچیدگی قانون کنترل	دارای جملات اضافه تر (پیچیده‌تر)
هموارتر	پاسخ‌زمانی	دارای نوسان (مقادیر بالا زدگی و پایین زدگی بیشتر)
کمتر	زمان نشست	بیشتر
کمتر	خطای RMS	بیشتر
وابسته نیست	وابستگی قانون کنترل به نامزد تابع لیاپانوف	به نامزد تابع لیاپانوف انتخابی، به دلیل جمله $\frac{\partial V_{sub}}{\partial x}(x) P^{-1} G^T(x)$ ، وابسته است

۷- نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات

در این مقاله، یک روش نوین در چارچوب کنترل پسگام برای پایداری سیستم‌های آشناری ارائه و کاربرد آن در پایداری و ردیابی مسیر یک ربات دو لینک بررسی شد. بر این اساس، دو کنترل‌کننده طراحی گردید:

- ۱- کنترل‌کننده پسگام با قانون کنترل ساده‌شده
 - ۲- کنترل‌کننده پسگام تطبیقی با قانون کنترل ساده‌شده
- پایداری مجانبی سراسری سیستم حلقه‌بسته در قالب یک قضیه اثبات شد. نتایج شبیه‌سازی در دو سناریوی بدون اغتشاش و تحت تأثیر اغتشاش، برتری روش پیشنهادی را نسبت به روش‌های مرسوم به خوبی نشان داد. این برتری در قالب پاسخ زمانی هموارتر، زمان نشست کمتر و خطای ردیابی پایین‌تر تجلی یافته است. همچنین، کنترل‌کننده پیشنهادی در مواجهه با اغتشاشات کراندار، پایداری و عملکرد

- controller for triple rotary joint manipulator," in Proceedings of SICE Annual Conference 2010, pp. 431-435: IEEE.
- [14] K. Lochan and B. K. Roy, (2014) "Control of two-link 2-DOF robot manipulator using fuzzy logic techniques: a review," in Proceedings of Fourth International Conference on Soft Computing for Problem Solving: SocProS 2014, Volume 1, pp. 499-511: Springer.
- [15] N. Nikdel, P. Nikdel, M. A. Badamchizadeh, and I. Hassanzadeh, (2013) "Using neural network model predictive control for controlling shape memory alloy-based manipulator," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 3, pp. 1394-1401.
- [16] N. Nikdel and M. A. Badamchizadeh, (2015) "Design and implementation of neural controllers for shape memory alloy-actuated manipulator," Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 26, no. 1, pp. 20-28.
- [۱۷] فاتح کیقبادی، (۲۰۱۵) "کنترل فازی تطبیقی ربات تک چرخ الکتریکی،" مکانیک سازه ها و شاره ها، vol. 5, no. 1, pp. 61-75.
- [۱۸] ق. حمید خ. حمید، (۲۰۲۱) "کنترل موقعیت یک روبات دو لینکی با استفاده از کنترل کننده فیدبک خروجی دینامیکی فازی،"
- [۱۹] ح. حمیدرضا م. عبدالله، (۲۰۱۷) "کاهش ارتعاشات ربات دو لینکی انعطاف پذیر با استفاده از مبدل پیزوالکتریک در طی مسیر مشخص،"
- [20] H. S. Shiromoto, V. Andrieu, and C. Prieur, (2011) "Combining a backstepping controller with a local stabilizer," in Proceedings of the 2011 American Control Conference, pp. 3197-3202: IEEE.
- [21] P. Yu et al., (2025) "Review on System Identification, Control, and Optimization Based on Artificial Intelligence," Mathematics (2227-7390), vol. 13, no. 6.
- [22] J. Liu, N. Zhan, and H. Zhao, (2012) "Automatically discovering relaxed Lyapunov functions for polynomial dynamical systems," Mathematics in Computer Science, vol. 6, no. 4, pp. 395-408.
- [23] Y. Xia, Y. Yuan, and W. Sun, (2025) "Finite-Time Adaptive Fault-Tolerant Control for Robot Manipulators With Guaranteed Transient Performance," IEEE Transactions on Industrial Informatics.
- [24] S. Xie, W. Sun, Y. Sun, and S.-F. Su, (2025) "Adaptive Prescribed-Time Optimal Control for Flexible-Joint Robots via Reinforcement constraints over undirected signed networks," IEEE Transactions on Control of Network Systems.
- [2] E. Restrepo, A. Loria, I. Sarra, and J. Marzat, (2021) "Distributed full-consensus control of multi-robot systems with range and field-of-view constraints," in 2021 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), pp. 1890-1895: IEEE.
- [3] W. Tian et al., (2021) "Nonlinear aeroservoelastic analysis of a supersonic aircraft with control fin free-play by component mode synthesis technique," Journal of Sound and Vibration, vol. 493, p. 115835.
- [4] L. Gao, L. Chen, Y. Fan, and H. Ma, (1992) "A nonlinear control design for power systems," Automatica, vol. 28, no. 5, pp. 975-979.
- [5] A. C. Manav and I. Lazoglu, (2021) "A novel cascade path planning algorithm for autonomous truck-trailer parking," IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 23, no. 7, pp. 6821-6835.
- [6] R. Guenther and L. Hsu, (1993) "Variable structure adaptive cascade control of rigid-link electrically-driven robot manipulators," in Proceedings of 32nd IEEE conference on decision and control, pp. 2137-2142: IEEE.
- [7] M. Krstić, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotović, (1995) Nonlinear and adaptive control design. Wiley.
- [8] C. Y. SU and Y. Stepanenko, (1997) "Backstepping-based hybrid adaptive control of robot manipulators incorporating actuator dynamics," International journal of adaptive control and signal processing, vol. 11, no. 2, pp. 141-153.
- [9] S. Ueki et al., (2010) "Development of a hand-assist robot with multi-degrees-of-freedom for rehabilitation therapy," IEEE/ASME Transactions on mechatronics, vol. 17, no. 1, pp. 136-146.
- [10] J. Huang, X. Zhang, X. Wang, J. Jie, S. Wang, and C. Liu, (2014) "A high-integrated and high-precision robot manipulator joint servo system," in Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 48-52: IEEE.
- [11] T. Haidegger et al., (2013) "Applied ontologies and standards for service robots," Robotics and autonomous systems, vol. 61, no. 11, pp. 1215-1223.
- [12] G. A. Bekey, (2012) "Current trends in robotics: Technology and ethics," Robot ethics: The ethical and social implications of robotics, pp. 17-34.
- [13] J. Maneeratanaporn, P. Patompak, S. Varongkriengkrai, I. Nilkhamhang, and K. Tungpimolrut, (2010) "Adaptive backstepping

- [29] W. Dong, J. A. Farrell, M. M. Polycarpou, V. Djapic, and M. Sharma, (2011) "Command filtered adaptive backstepping," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 20, no. 3, pp. 566-580.
- [30] V. Jurdjevic and J. P. Quinn, "Controllability and stability,(1978) J. differential equations, vol. 28, no. 3, pp. 381–389, 1978.
- [31] R. D. Nussbaum, (1983) "Some remarks on a conjecture in parameter adaptive control," Syst. Control Lett., vol. 3, no. 5, pp. 243–246, Nov.
- [32] Y.-J. Liu and S. Tong, (2017) "Barrier Lyapunov functions for Nussbaum gain adaptive control of full state constrained nonlinear systems," Automatica, vol. 76, pp. 143–152, Feb.
- Learning," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems.
- [25] J. Huang, D. Tateo, P. Liu, and J. Peters, (2025)"Adaptive Control Based Friction Estimation for Tracking Control of Robot Manipulators," IEEE Robotics and Automation Letters.
- [26] H. K. Khalil and J. W. (2002) Grizzle, Nonlinear systems. Prentice hall Upper Saddle River, NJ.
- [27] W. M. Haddad and V. Chellaboina, (2008) Nonlinear dynamical systems and control: a Lyapunov-based approach. Princeton university press.
- [28] J. A. Farrell, M. Polycarpou, M. Sharma, and W. Dong,(2009) "Command filtered backstepping," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 54, no. 6, pp. 1391-1395.