

Design of Robust Reset Controller Based on Optimal After Reset Performance to Improve the Performance of an Industrial Robot Control**Maryam Jeddi-Golfazani, *PhD Student*, Mohammad Vahedi, *Assistant Professor*, Majid Gandomkar, *Associate Professor***Department of Electrical Engineering- Saveh Branch, Islamic Azad University, Saveh, Iran
m.jeddi93@yahoo.com, mo.vahedi@iau.ac.ir, gandomkar_m@yahoo.com**Abstract**

Standard PID controllers are one of the most desirable controllers for industrial automation and the most widely used control in feedback systems. However, linear controllers have limitations that representation controllers can be used to overcome these limitations. In this paper, a robust reset control based on optimal output feedback to control a robot with two degrees of freedom. In general, the behavior of reset controllers is similar to that of linear controllers, in other words, they are easy to implement. In this regard, in this paper, by introducing a special combination control called robust reset output feedback control, the disadvantages of the linear controller are eliminated and its main purpose is to reduce overexposure and increase the response speed and better stability of the controlled system. Therefore, this paper introduces a systematic method for reset optimal output feedback controller. To do this, an optimal output feedback controller is first designed without the reset action, so that the poles of the closed-loop system are located in a predefined area. This area is selected to ensure the stability of the exponential and the arrival time of the closed loop in a finite time. Then, the reset value at reset times is designed to minimize a cost-effective function for better performance. In this paper, for the first time, the reset value is specified only with the system output information and then the stability of the system will be guaranteed. The robot used in this article is a practical and industrial example that has two arms and two joints with separate control capability. The position and behavior of the arms based on the governing equations and mathematical relations indicate its direct effect on each other. Finally, to prove the proposed design, numerical simulation will be performed using Matlab software and a comparison between the proposed controller and a similar controller will be performed.

Keywords: optimal output feedback control, reset control, robot with two degrees of freedom, robust combination control, systematic after reset method**Received:** 21 February 2022**Revised:** 23 April 2022**Accepted:** 25 July 2022**Corresponding Author:** Dr. Mohammad Vahedi**Citation:** M. Jeddi-Golfazani, M. Vahedi, M. Gandomkar, "Design of robust reset controller based on optimal after reset performance to improve the performance of an industrial robot control", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 55, pp. 83-100, December 2023 (in Persian).

طراحی کنترل کننده باز نشان مقاوم بر اساس عملکرد پس باز نشان بهینه به منظور بهبود عملکرد سیستم کنترل یک ربات صنعتی

مریم جدی گلفزانی، دانشجوی دکتری، محمد واحدی، استادیار، مجید گندمکار، دانشیار

دانشکده مهندسی برق - واحد ساوه، دانشگاه آزاد اسلامی، ساوه، ایران

m.jeddi93@yahoo.com, mo.vahedi@iau.ac.ir, gandomkar_m@yahoo.com

چکیده: کنترل کننده‌های تناسبی-مشتقی-انتگرالی (PID) استاندارد، یکی از کنترل کننده‌های مطلوب برای اتوماسیون صنعتی و پرکاربردترین کنترل در سیستم‌های فیدبکی هستند. با این وجود کنترل کننده‌های خطی دارای محدودیت‌هایی هستند که کنترل کننده‌های باز نشان به منظور غلبه بر این محدودیت‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این مقاله یک کنترل کننده مقاوم باز نشان فیدبک خروجی بهینه به منظور کنترل یک ربات با دو درجه آزادی معرفی می‌شود. به طور کلی رفتار کنترل کننده‌های باز نشان، مشابه کنترل کننده‌های خطی است و به عبارتی این نوع کنترل کننده‌ها، پیاده‌سازی راحتی دارند. در این راستا، در این مقاله با استفاده از معرفی یک کنترل ترکیبی خاص تحت عنوان کنترل فیدبک خروجی باز نشان مقاوم، معایب موجود در کنترل کننده خطی برطرف شده و هدف اصلی آن کاهش فراجش و افزایش سرعت پاسخ و پایداری بهتر سیستم تحت کنترل است. بنابراین یک روش سیستماتیک برای طراحی مجدد کنترل کننده باز خورد خروجی بهینه معرفی می‌شود. برای این کار ابتدا یک کنترل کننده فیدبک خروجی بهینه بدون عمل باز نشان طراحی شده به طوری که قطب‌های سیستم حلقه بسته در یک منطقه از پیش تعریف شده قرار می‌گیرند. این ناحیه به گونه‌ای انتخاب می‌شود که پایداری نمایی و زمان رسیدن حلقه بسته در زمان محدود، تضمین شود. سپس، مقدار پس باز نشان در زمان‌های تنظیم مجدد با به حداقل رساندن یک تابع هزینه مناسب برای دستیابی به کارایی بهتر طراحی می‌شود. در این مقاله برای اولین بار مقدار پس باز نشان تنها با اطلاعات خروجی سیستم مشخص شده و در ادامه پایداری سیستم نیز تضمین خواهد شد. ربات استفاده شده یک نمونه کاربردی و صنعتی بوده که دارای دو بازو و دو مفصل با قابلیت کنترل مجزا است. موقعیت و رفتار بازوها بر اساس معادله‌های و رابطه‌های ریاضی حاکم، نشان‌دهنده اثرگذاری مستقیم آن بر روی یکدیگر است. در پایان برای اثبات طرح پیشنهادی، با استفاده از نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی عددی انجام شده و مقایسه‌ای بین کنترل کننده ارائه شده با کنترل کننده مشابه انجام خواهد شد.

واژه‌های کلیدی: ربات دو درجه آزادی، روش پس باز نشان بهینه، کنترل باز نشان، کنترل ترکیبی مقاوم، کنترل کننده باز نشان فیدبک خروجی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۲

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۲/۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۵/۳

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد واحدی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ساوه - بلوار شهید بهشتی - بلوار شهید فهمیده - دانشگاه آزاد اسلامی واحد ساوه - دانشکده مهندسی برق

۱- مقدمه

امروزه در جهان سیستم‌های مختلف الکتریکی، مکانیکی و مخابراتی وجود دارند که برای عملکرد صحیح و مطلوب نیاز به کنترل دارند. کنترل کننده‌های تناسبی، مشتقی و انتگرالی^۱ استاندارد یکی از کنترل کننده‌های مطلوب برای اتوماسیون صنعتی^۲ و پرکاربردترین کنترل در سیستم‌های فیدبکی^۳ هستند [۱]. با این وجود کنترل کننده‌های خطی دارای محدودیت‌هایی هستند که کنترل کننده‌های باز نشان^۴ به منظور غلبه بر این محدودیت‌ها استفاده می‌شوند [۲]. انعطاف پذیری در سیستم‌های کنترلی، امکان استفاده از روش کنترل باز نشان را در بسیاری از کاربردها و سیستم‌های مختلف صنعتی فراهم می‌آورد. کنگ^۵ اولین شخصی بود که در سال ۱۹۵۸ میلادی برای بهبود یک کنترل کننده انتگرالی از این روش استفاده نمود. در این روش هنگامی که ورودی یک سیستم کنترل انتگرالی برابر صفر شود خروجی آن نیز بر روی مقدار صفر باز نشانی می‌گردد [۳]. در بسیاری از سیستم‌های عملی، دینامیک سیستم را نمی‌توان به صورت خطی نشان داد. با در نظر گرفتن برخی از فرض‌ها این سیستم‌ها را می‌توان به صورت یک مدل خطی همراه با عدم قطعیت‌ها^۶ مدل کرد. اصطلاح عدم قطعیت به خطاها یا تفاوت‌های بین مدل‌های فیزیکی و دینامیکی واقعی اشاره دارد. در سال‌های اخیر، رویکردهای مختلفی برای طراحی کنترل کننده‌های مقاوم با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها توسعه یافته‌اند [۴-۸]. این کنترل کننده‌ها در برخی موارد به صورت عملی قابل پیاده‌سازی هستند [۹]. به عنوان مثال در مرجع [۱۰] یک کنترل تطبیقی^۷ جدید برای کنترل ربات معرفی شده که می‌تواند ردیابی را در حضور اشباع ورودی و عدم قطعیت‌های دینامیکی فراهم کند. کنترل کننده پیشنهادی علاوه بر دستیابی به سه شاخص عملکرد تعریف شده در سیستم حلقه بسته با وجود همزمان محدودیت‌های ورودی و عدم قطعیت‌های مدل، ردیابی در زمان محدود را نیز انجام داده است. همچنین از استراتژی‌های کنترل و جبران ساز تطبیقی برای غلبه بر عدم قطعیت‌های دینامیکی و اشباع محرک استفاده شده است. در مرجع [۱۱] برای کنترل دینامیکی ربات در حضور عدم قطعیت‌های مدل بدون اندازه‌گیری سرعت، شتاب و جریان ورودی، از یک طرح کنترل تطبیقی عصبی استفاده شده است. رویکرد کنترلی استفاده شده برای ردیابی زمان محدود با استفاده از فرم اوپلر-لاگرانژ در معادله‌های دینامیکی ربات استفاده می‌شود که تمام ویژگی‌های دینامیک ربات را دارا است. همچنین در طرح پیشنهادی از یک کنترل کننده PID با مشتق مرتبه دوم برای تخمین سرعت و شتاب استفاده شده است. از روش پایداری لیاپانوف برای اثبات خطاهای ردیابی به صورت نیمه جهانی به طور یکنواخت در زمان محدود به یک ناحیه کوچک در اطراف مبدأ استفاده می‌شود. در مرجع [۱۲] یک طرح کنترل ردیابی مود لغزشی مرتبه دوم زمان محدود تطبیقی برای حل مشکل مسیریابی سیستم‌های رباتیک ارائه شده است. قانون کنترلی جدید توانسته مسیرهای سیستم ربات را از تمام شرایط اولیه به سطح کلیدزنی PID در زمان محدود انتقال داده و در آنجا تثبیت نماید. همچنین قانون تطبیقی جدید، نیاز به دانستن در مورد حد بالای اغتشاش‌های خارجی^۸ که تعیین دقیق آن در سیستم‌های عملی، مانند سیستم ربات دشوار است، نخواهد داشت. در نهایت با استفاده از کنترل کننده جدید پیشنهادی، خطاهای ردیابی مسیرهای ربات می‌توانند در زمان محدود به نقطه تعادل برسند. در این راستا، با استفاده از این روش می‌توان یا کنترل کننده‌های مقاوم طراحی نمود یا استحکام کنترل کننده‌های داده شده را تجزیه و تحلیل کرد. یکی از موضوع‌ها و چالش‌های اصلی در تئوری کنترل، تثبیت سیستم‌های دارای عدم قطعیت است. کنترل کننده‌های باز نشان را می‌توان نوعی از سیستم دینامیکی هیبریدی^۹ نیز دانست که در شرایط خاص، حالت‌های آن می‌توانند به مقادیر مشخصی به نام مقادیر پس باز نشان^{۱۰} برسند. اخیراً کنترل کننده‌های باز نشان به طور فزاینده‌ای برای افزایش عملکرد و کارایی بهتر در سیستم‌های کنترل استفاده می‌شوند. به عنوان مثال در مرجع [۱۳] تجزیه و تحلیل پایداری باز نشان با تأخیر زمانی ارائه شده است. در مرجع [۱۴] از یک کنترل باز نشان انتگرالی تعمیم یافته^{۱۱} برای غلبه بر اغتشاش‌ها و بهبود نوسانها بیش از حد و رسیدن به یک ثبات زمانی استفاده شده است. تئوری باز نشانی با ناظر ورودی ناشناخته به منظور تخمین حالت‌های سیستم‌های خطی در مرجع [۱۵] و برای تخمین خطا و حالت‌ها در یک کلاس از سیستم غیرخطی غیرقطعی در مرجع [۱۶] معرفی شده است. در مرجع [۱۷] یک رویکرد مبتنی بر تئوری باز نشان برای غلبه بر مشکل هم‌زمان سازی در سیستم‌های چندبعدی ارائه شده است. یک ناظر باز نشان تطبیقی^{۱۲} برای تخمین خطای حالت و محرک در کلاسی از مدل‌های تأخیری غیرخطی متغیر با زمان در مرجع [۱۸] طراحی شده است. در مرجع [۱۹]، نوع خاصی از سیستم‌های باز نشان برای طراحی یک کنترل کننده برای مبدل‌های قدرت^{۱۳} به منظور بهبود عملکرد آن‌ها استفاده شده است. یک کاربرد عملی آزمایشی از این نوع کنترل کننده باز نشان در مرجع [۲۰] برای بهبود

پاسخ‌گذاری مبدل‌های قدرت در نظر گرفته شده است. در مرجع [۲۱] روشی برای کنترل و تشخیص عیب سیستم‌های کلید شده بر اساس استراتژی بازنشان، ارائه شده است. برای طراحی کنترل بازنشان معمولاً سه مشکل اساسی وجود دارد که عبارتند از [۲۲]: طراحی قانون بازنشان، طراحی سیستم پایه و تجزیه و تحلیل پایداری. مشکل پایداری کنترل‌کننده‌های بازنشان در بسیاری از مرجع‌ها مورد بررسی قرار گرفته است. به‌عنوان مثال در مرجع [۲۳] پایداری سیستم‌های بازنشان تأخیری مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. تحقیق‌های متعددی برای طراحی قانون بازنشان به‌صورت آنلاین و آفلاین انجام شده است [۲۴-۲۶]. به‌طور مثال برای روش‌های طراحی کاملاً آفلاین برخی از رویکردها پیشنهاد شده است از جمله این که حالت‌های کنترل‌کننده به صفر بازنشانی شوند [۲۷]. برخی محققین دیگر نیز امکان بازنشانی حالت‌های کنترل‌کننده به مقادیر غیر صفر را ارزیابی کرده‌اند [۲۸]. در مرجع [۲۹] یک کنترل پیش‌بین برای یافتن مقادیر پس بازنشان برای یک سیستم چند ورودی-چند خروجی با عبارت غیرخطی لپ شیتز^{۱۴} توسعه یافته است. در مرجع [۳۰]، مقدار پس بازنشان از طریق یک رویکرد مبتنی بر تئوری تخمین در سیستم خطی نامشخص طراحی شده است. در مرجع [۳۱]، روش طراحی پس بازنشان [۲۹] با یک سیستم تأخیر زمانی گسترش یافته است. در مرجع [۳۲]، روشی برای طراحی یک کنترل‌کننده بازنشان مبتنی بر تخمین برای سیستم‌های غیرخطی پیشنهاد شده که با یک مدل خطی متغیر با زمان نشان داده شده است. در مرجع [۲۶] یک کنترل بازنشان مقاوم بهینه فیدبک خروجی^{۱۵} بر اساس به حداقل رساندن یک تابع هدف برای سیستم‌های خطی طراحی شده است. پایداری مقاوم برای سیستم‌های بازنشان برای اولین بار در مرجع [۳۳] مورد بررسی قرار گرفت و سپس این چارچوب برای یافتن شرایط پایداری مقاوم، برای هر دو عدم قطعیت متغیر با زمان و ثابت در مرجع [۳۴] اعمال شد. در مرجع [۲۷] شرایط پایداری مقاوم برای بازنشانی سیستم‌های نامشخص با اغتشاشات و نامعینی‌ها در نظر گرفته شده است. در این مقاله پایداری مقاوم سیستم‌های بازنشان با تأخیر زمانی نیز بررسی شده است.

در این مقاله با استفاده از معرفی یک کنترل ترکیبی خاص تحت عنوان کنترل فیدبک خروجی بازنشان مقاوم بهینه، عیب‌های موجود در کنترل‌کننده خطی برطرف شده و هدف اصلی آن کاهش فراجش^{۱۶} و افزایش سرعت پاسخ و پایداری بهتر سیستم تحت کنترل است. در این راستا این مقاله یک روش نظام‌مند^{۱۷} برای طراحی مجدد کنترل‌کننده بازخورد خروجی بهینه معرفی می‌کند. برای این کار ابتدا یک کنترل‌کننده فیدبک خروجی بهینه بدون عمل بازنشان طراحی می‌شود، به‌طوری که قطب‌های سیستم حلقه بسته در یک منطقه از پیش تعریف شده قرار بگیرند. این ناحیه به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که پایداری نمایی و زمان رسیدن حلقه بسته در زمان محدود تضمین شود. سپس مقدار پس بازنشان در زمان‌های تنظیم مجدد با به حداقل رساندن یک تابع هزینه مناسب برای دستیابی به کارایی بهتر طراحی می‌شود. در مقاله‌های ذکر شده [۲۵، ۲۸]، مقدار پس بازنشان با این فرض طراحی شده که همه متغیرهای حالت سیستم در دسترس هستند. در این مقاله، برای اولین بار مقدار پس بازنشان تنها با اطلاعات خروجی سیستم مشخص می‌شود. در این مقاله زمان‌های تنظیم مجدد با به حداقل رساندن یک تابع هزینه جدید از عملکردهای گذرای سیستم محاسبه می‌شود.

ساختار این مقاله به شرح زیر است: در بخش ۲ تعاریف کلی از کنترل بازنشان ارائه و مثالی از ساختار کنترل‌کننده بازنشان ترکیبی ارائه خواهد شد. در ادامه این بخش فرمول‌بندی مسئله برای حالت کلی سیستم دینامیکی غیرخطی انجام شده و تعاریف و قضایای اصلی تعریف شده‌اند. در بخش ۳ کنترل‌کننده پایه بدون بازنشان بر اساس مفهوم پایداری D طراحی و پایداری سیستم تضمین خواهد شد. در بخش ۴ مقدار پس بازنشان با به حداقل رساندن یک تابع هزینه درجه دوم طراحی و پایداری آن اثبات می‌شود. بخش ۵ اختصاص دارد به معرفی سیستم دینامیکی ربات صنعتی دو درجه آزادی و معادله‌های حاکم بر آن. در بخش ۶ شبیه‌سازی‌های عددی در قالب دو زیر بخش ارائه شده و مقایسه‌ای بین نتایج انجام شده است. در پایان، بخش ۷ نتایج به‌دست آمده را بررسی و نتیجه‌گیری می‌کند.

۲- کنترل بازنشان

در این بخش ابتدا تعاریف‌های کلی کنترل بازنشان و در ادامه به بررسی مثالی از کنترل بازنشان ترکیبی اشاره خواهد شد.

۱-۲- مفاهیم کنترل باز نشان

کنترل باز نشان به صورت بلوک شکسته^{۱۸} نمایش داده می شود. تابع تبدیل کنترل کننده باز نشان در دو حالت و در حالت کلی به صورت زیر نمایش داده می شود.

$$\begin{cases} \dot{u}(\tau) = -au(\tau) + ke(\tau) & \text{when } e(\tau) \neq 0 \\ u(\tau) = 0 & \text{when } e(\tau) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

معادله اول اصطلاحاً حالت جریان و معادله دوم حالت پرش^{۱۹} نامیده می شود. به عنوان مثال، با اضافه کردن کنترل کننده PID به کنترل باز نشان می توان یک سیستم کنترل ترکیبی را برای کنترل بهتر سیستم پیشنهاد داد. شکل (۱) بلوک دیاگرام سیستم باز نشان را با اضافه کردن ساختار جدید نشان می دهد. در شکل فوق ρ_r ضریب باز نشانی نامیده می شود. در حالت جریان، ρ_r برابر صفر است و سیستم با یک کنترل کننده PID کنترل می شود و در حالت پرش ρ_r برابر یک بوده و سیستم به صورت ترکیبی کنترل می شود. لازم به ذکر است که ρ_r توسط قانون باز نشانی تعیین می گردد. این قانون می تواند با توجه به حالت سیستم تحت کنترل، ثابت یا متغیر در نظر گرفته شود. با توجه به ماهیت پیچیده سیستم مکانیکی ربات معرفی شده در بخش های بعد، که دارای مقاومت دمپ^{۲۰} کم و لختی^{۲۱} زیاد است، در این مقاله هدف کنترل سیستم ربات صنعتی برای بهبود کارایی آن خواهد بود. در حالت کلی، معادلات فضای حالت برای سیستم کنترلی ترکیبی باز نشان با رابطه (۲) بیان می شود:

$$\begin{cases} \dot{X}(\tau) = AX(\tau) + Be(\tau) & \text{when } e(\tau) \neq 0 \\ X(\tau) = \rho_r X(\tau) & \text{when } e(\tau) = 0 \\ u(\tau) = CX(\tau) + De(\tau) \\ X(0) = x_0 \end{cases} \quad (2)$$

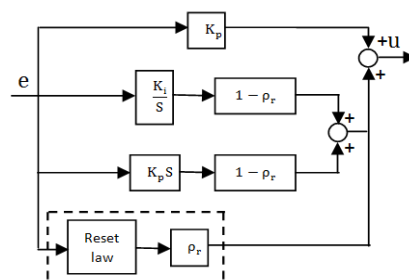
۲-۲- فرمول بندی مسئله

سیستم دینامیکی خطی با معادلات فضای حالت مطابق رابطه (۳) در نظر بگیرید که در آن بردار X_p بردار حالت، u بردار ورودی و Y بردار خروجی سیستم است. ماتریس های A_p ، B_p و C_p شناخته شده با ابعاد مناسب هستند. بدون از دست دادن کلیات موضوع، فرض می شود که C_p برداری با مرتبه کامل است. کنترل کننده فیدبک خروجی باز نشان برای سیستم مطابق رابطه (۴) تعریف می شود.

$$\begin{cases} \dot{X}_p = \Lambda_p X_p + B_p u \\ Y = C_p X_p \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_p = \Lambda_p X_p + B_p u \\ Y = C_p X_p \end{cases} \quad (4)$$

جایی که X_r بردار حالت کنترل کننده، $e = r - Y$ سیگنال خطا و r بردار سیگنال مرجع دلخواه، X_r^+ بردار حالت کنترل کننده پس از باز نشان و $\delta_r(X_r, e)$ تابع پیوسته از بردار خطا و کنترل کننده است. فرض می شود زمان باز نشان τ_k از قبل مشخص شده باشد. با استفاده از رابطه (۴) مشخص است که کنترل کننده طراحی شده به متغیر حالت X_p بستگی ندارد. با ترکیب سیستم (۳) و کنترل کننده پس از باز نشان (۴)، سیستم حلقه بسته به صورت رابطه (۵) به دست می آید:



شکل (۱): بلوک دیاگرام ترکیبی کنترل کننده خطی و جانشین

Figure (1): Block diagram of linear controller and substitute

$$\begin{cases} \dot{X} = \Lambda_{cl} X + B_{cl} r & \tau \neq \tau_k \\ X_r^+ = \delta_r (X_r + e) & \tau = \tau_k, X_r \in \mathfrak{R}^n \\ u = C_{cl} X \end{cases} \quad (5)$$

که در آن:

$$X = \begin{bmatrix} X_p^T & X_r^T \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

$$\Lambda_{cl} = \begin{bmatrix} \Lambda_p - B_p D_r C_p & B_p C_r \\ -B_r C_p & \Lambda_r \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B_{cl} = \begin{bmatrix} B_p D_r \\ B_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$C_{cl} = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

فرض کنید برای هر r بردار حالت زیر رابطه (۱۳) وجود دارد که در رابطه (۵) صدق کند:

$$\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{X}_p^T & \bar{X}_r^T \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\begin{cases} \dot{\bar{X}} = \Lambda_{cl} \bar{X} + B_{cl} r = 0 \\ C_{cl} \bar{X} - r = 0 \end{cases} \quad (11)$$

با تعریف متغیر λ سیستم حلقه بسته رابطه (۵)، به سیستم رابطه (۱۳) تبدیل می‌شود:

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_p \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_p - \bar{X}_p \\ X_r - \bar{X}_r \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \dot{\lambda} = \Lambda_{cl} \lambda & \tau \neq \tau_k \\ \lambda_r^+ = \delta_r (\lambda_r + \bar{X}_r, e) - \bar{X}_r & \tau = \tau_k \\ Y = C_{cl} \lambda + C_p \bar{X}_p \end{cases} \quad (13)$$

جایی که λ_r^+ متغیر پس باز نشان از λ_r در زمان بازنشانی τ_k بوده و رابطه زیر برقرار است:

$$\lambda(0) = X(0) - \bar{X} \quad (14)$$

در رابطه (۳) سیگنال کنترلی با معادله زیر نمایش داده می‌شود:

$$u = C_r \lambda_r + D_r e + u_p \quad (15)$$

جایی که:

$$u_p = C_r \bar{X}_r \quad (16)$$

تعریف یک [۳۵]: ناحیه D از ماتریس ناتساوی خطی LMI یک زیرمجموعه از صفحه مختلط است که توسط معادله زیر بیان می‌شود:

$$D = \{s \in \mathbb{C} \mid H + sG + s\bar{G}^T = 0\} \quad (17)$$

جایی که:

$$G \in \mathfrak{R}^{g \times g}, H \in \mathfrak{R}^{g \times g} \quad (18)$$

ماتریس‌هایی با مقادیر حقیقی و ثابت هستند.

تعریف دو [۳۶]: برای هر ماتریس مثبت معین دلخواه و متقارن P ، ماتریس معکوس به‌صورت زیر وجود دارد:

$$P = \begin{bmatrix} Y & M \\ M^T & A \end{bmatrix}, P^{-1} = \begin{bmatrix} X & N \\ N^T & U \end{bmatrix} \quad (19)$$

که در آن:

$$\begin{cases} P\Theta_1 = \Theta_2 \\ MN^T = I - YX \end{cases} \quad (20)$$

جایی که:

$$\Theta_1 = \begin{bmatrix} X & I \\ N^T & 0 \end{bmatrix}, \Theta_2 = \begin{bmatrix} I & Y \\ 0 & M^T \end{bmatrix} \quad (21)$$

۳- طراحی کنترل کننده فیدبک خروجی دینامیکی

در این بخش، کنترل کننده پایه بدون باز نشان بر اساس مفهوم پایداری D طراحی شده است. منطقه LMI به گونه‌ای انتخاب می‌شود که کنترل کننده به دست آمده، پایداری نمایی^{۲۲} و زمان محدود سیستم حلقه بسته را تضمین کند. در ادامه، یک قضیه برای پایداری D سیستم پایه حلقه بسته ارائه خواهد شد.

قضیه اول: سیستم پایه بدون باز نشان (۱۳)، با تعریف ماتریس منطقه‌ای رابطه (۱۷) پایدار D است اگر ماتریس‌های:

$$X = X^T, L = L^T, \tilde{A}_r, \tilde{B}_r, \tilde{C}_r, \tilde{D}_r \quad (22)$$

با ابعاد مناسب وجود داشته باشند به گونه‌ای که LMI های زیر برآورده شوند:

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & L \end{bmatrix} > 0 \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} h_{nm}X + g_{nm}(\Lambda_p X + B_p \tilde{C}_r) + g_{nm}(X\Lambda_p^T + \tilde{C}_r^T B_p^T) & h_{nm}I + g_{nm}\tilde{A}_r^T + g_{nm}(\Lambda_p + B_p \tilde{D}_r C_p) \\ h_{nm}I + g_{nm}\tilde{A}_r + g_{nm}(\Lambda_p^T + C_p^T \tilde{D}_r^T B_p^T) & h_{nm}L + g_{nm}(L\Lambda_p - \tilde{B}_r C_p) + g_{nm}(\Lambda_p^T L - C_p^T \tilde{B}_r^T) \end{bmatrix} > 0 \quad (23)$$

که در آن h_{nm} , g_{nm} مقادیر ثابت ماتریس‌های H و G در رابطه (۱۷) هستند. بنابراین با محاسبه ماتریس‌های M و N از:

$$MN^T = I - XL \quad (24)$$

بهره‌های کنترلی برابرند با:

$$\begin{cases} D_r = -\tilde{D}_r \\ C_r = (\tilde{C}_r + D_r C_p X)N^{-T} \\ B_r = M^{-1}(\tilde{B}_r - LB_p D_r) \\ \Lambda_r = M^{-1}(\tilde{A}_r - L\Lambda_p X + NB_p C_p X - LB_p C_r N^T + LB_p D_r C_p X)N^{-T} \end{cases} \quad (25)$$

اثبات: اثبات قضیه (۱) را با استفاده از روش ارائه شده در مرجع [۳۶] دنبال خواهیم نمود.

تبصره اول: ماتریس‌های اصلی عبارتند از:

$$X, L, \tilde{A}_r, \tilde{B}_r, \tilde{C}_r, \tilde{D}_r$$

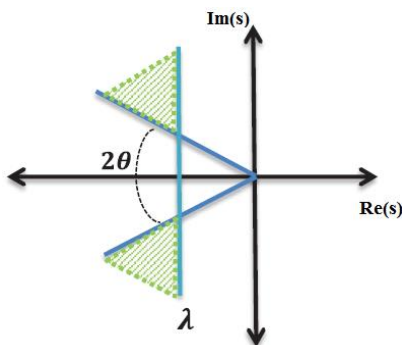
با حل مسئله LMI در قضیه (۱) به دست می‌آیند. برای محاسبه بهره‌های کنترلی، ابتدا باید ماتریس‌های M و N را از رابطه زیر محاسبه شوند:

$$MN^T = I - XL \quad (26)$$

سپس با جایگذاری ماتریس‌های اصلی، بهره‌های کنترل کننده از رابطه (۲۵) به دست خواهند آمد.

تبصره دوم: مطابق با قضیه (۱)، طراحی سیستم حلقه بسته پایدار D، برای ماتریس‌های H و G برحسب LMI به دست خواهند آمد، بنابراین کنترل کننده‌های مختلفی را می‌توان با اهداف کنترلی متفاوت طراحی کرد. مطابق با شکل (۲)، با در نظر گرفتن ناحیه سمت چپ محور $\text{Re}(s) = -\lambda$ و زاویه 2θ همگرایی زمان محدود را خواهیم داشت. ناحیه LMI که توسط ماتریس‌های حقیقی رابطه (۲۷) مشخص می‌شوند، برای دستیابی به پایداری نمایی و همگرایی زمان محدود به صورت زیر انتخاب می‌شوند. [۳۲]

$$H = \begin{bmatrix} 2\lambda & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin\theta & -\cos\theta \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \end{bmatrix} \quad (27)$$



شکل (۲): ناحیه LMI تعریف‌شده در رابطه (۱۸)
Figure (2): LMI region defined in relation (18)

بنابراین، با تعریف پایداری D و استفاده از مفهوم پایداری نمایی، کنترل‌کننده بدون بازنشان برای سیستم حلقه بسته رابطه (۱۳) در ناحیه LMI رابطه (۲۷) به‌منظور دستیابی به ردیابی زمان محدود^{۲۳} در ناحیه معرفی‌شده در این بخش ارائه گردید. برای دستیابی به عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته (۱۳)، مقدار پس‌بازنشان باید به‌طور مناسب انتخاب شود که در بخش بعد این طراحی ارائه خواهد شد.

۴- طراحی مقدار پس‌بازنشان

سیستم رابطه (۳) را در نظر بگیرید و فرض کنید که یک کنترل‌کننده پایه مطابق رابطه (۴) بر اساس قضیه اول طوری طراحی شده که سیستم حلقه بسته رابطه (۱۳) پایدار D است. اکنون مقادیر پس‌بازنشان و حالت‌های کنترلی در زمان $\tau = \tau_k$ طوری طراحی می‌شوند که عملکرد سیستم حلقه بسته رابطه (۱۳) با تنظیم مجدد، بهبود یابد. در این راستا با معرفی تابع هزینه رابطه (۲۸) مقادیر پس‌بازنشان به‌گونه‌ای طراحی می‌شوند که این تابع هزینه حداقل شود.

$$\Gamma(\tau_k) = \int_{\tau_k}^{\infty} \gamma^T(\tau_k^+ + t | \tau_k) O \gamma(\tau_k^+ + t | \tau_k) dt \quad (28)$$

جایی که O ماتریس وزنی مثبت معین متقارن است و:

$$\begin{cases} \gamma \square [(Y - \tilde{Y})^T & (X_r - \tilde{X}_r)^T]^T \\ \tilde{Y} = r \end{cases} \quad (29)$$

و رابطه:

$$\gamma(\tau_k^+ + t | \tau_k) \quad (30)$$

تخمینی است از γ در زمان $\tau = \tau_k + t$ وقتی رابطه زیر برقرار باشد:

$$\gamma(\tau_k | \tau_k) = \gamma(\tau_k) \quad (31)$$

قضیه دوم: سیستم بازنشان حلقه بسته رابطه (۱۳) را در نظر بگیرید. اگر ماتریس‌های:

$$G_y(k), G_r(k), G_k(k), O_\gamma$$

با ابعاد مناسب و ثابت مثبت b از η وجود داشته باشند در این صورت مسئله بهینه‌سازی زیر با حل مسئله LMI میسر خواهد بود. هدف، بهینه‌سازی η است:

$$O_\gamma = O_\gamma^T > 0 \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} O_\eta \Lambda_f^T + \Lambda_f O_\gamma & O_\gamma \\ O_\gamma & -\eta O^{-1} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \gamma^T(\tau_k^+) \\ \gamma^T(\tau_k^+) & O_\eta \end{bmatrix} \quad (34)$$

جایی که:

$$\gamma(\tau_k^+) = \left[(Y(\tau_k) - \bar{Y})^T \left(\begin{bmatrix} G_y & G_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(\tau_k) - \bar{Y} \\ \lambda_r(\tau_k) \end{bmatrix} + G_k - \bar{X}_r \right)^T \right]^T \quad (35)$$

$$\Lambda_g = \Lambda_\gamma C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} \quad (36)$$

جایی که:

$$\Lambda_\gamma = \begin{bmatrix} C_p \Lambda_p - C_p B_p D_r C_p & C_p B_p C_r \\ -B_r C_p & \Lambda_r \end{bmatrix}, C_\gamma = \text{diag}(C_p, I_{\gamma_r}) \quad (37)$$

در این صورت کران بالای تابع هزینه^{۲۴} رابطه (۲۸) حداقل می شود و مقدار پس باز نشان حالت کنترلی برابر است با:

$$X_r(\tau_k^+) = \begin{bmatrix} G_y & G_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(\tau_k) - \bar{Y} \\ \lambda_r(\tau_k) \end{bmatrix} + G_k - \bar{X}_r \quad (38)$$

اثبات: تابع درجه دوم زیر را در نظر بگیرید:

$$U(\gamma) = \gamma^T \phi \gamma, \phi > 0 \quad (39)$$

فرض کنید که محدودیت زیر بر آورده شده است:

$$\frac{d}{dt} U(\gamma) < -\gamma^T O \gamma \quad (40)$$

با ترکیب رابطه (۴۰) در $t = \tau_k$ به سمت بی نهایت خواهیم داشت:

$$U(\gamma(\infty)) - U(\gamma(\tau_k^+)) < -Q(\tau_k) \quad (41)$$

از آنجایی که سیستم حلقه بسته رابطه (۱۳) بدون عمل باز نشانی پایدار است، نتیجه زیر به دست می آید:

$$U(\gamma(\infty)) = 0 \quad (42)$$

بنابراین:

$$Q(\tau_k^+) < U(\gamma(\tau_k)) \quad (43)$$

از رابطه (۴۳) بدیهی است:

$$U(\gamma(\tau_k^+)) < \eta \Rightarrow Q(\tau_k) < \eta \quad (44)$$

بنابراین با استفاده از جایگذاری تعریف $U(\eta(\tau_k))$ در رابطه (۴۳) نامساوی زیر به دست می آید:

$$\gamma^T(\tau_k^+) \phi \gamma(\tau_k) < \eta \quad (45)$$

$$\eta - \gamma^T(\tau_k^+) \phi \gamma(\tau_k^+) > 0 \quad (46)$$

با فرض:

$$\phi = \eta O_\gamma^{-1} \quad (47)$$

خواهیم داشت:

$$\eta - \gamma^T(\tau_k^+) \eta O_\gamma^{-1} \gamma(\tau_k^+) > 0 \quad (48)$$

$$\eta (1 - \gamma^T(\tau_k^+) O_\gamma^{-1} \gamma(\tau_k^+)) > 0 \quad (49)$$

با استفاده از قانون متمم شوور^{۲۵} [۳۲] نامعادله رابطه (۴۹) با معادله رابطه (۳۴) معادل است. با در نظر گرفتن تعاریف $Y(\tau)$ و $\gamma(\tau)$ توصیف شده، خواهیم داشت:

$$\dot{\gamma} = \Lambda_\gamma \lambda \quad (50)$$

جایی که Λ_γ در رابطه (۳۷) تعریف شده است. با جایگذاری مشتق $U(\gamma)$ در نامعادله رابطه (۴۰) و استفاده از رابطه (۵۰) و رابطه های بین $\lambda(\tau)$ و $\gamma(\tau)$ نامساوی زیر به دست می آید:

$$\Lambda_\gamma^T \phi C_\gamma + C_\gamma^T \phi \Lambda_\gamma < -C_\gamma^T O C_\gamma \quad (51)$$

جایی که C_γ در رابطه (۳۷) تعریف شده است. با انتخاب رابطه (۴۷) خواهیم داشت:

$$\Lambda_\gamma^T \eta O_\gamma^{-1} C_\gamma + C_\gamma^T \eta O_\gamma^{-1} \Lambda_\gamma + C_\gamma^T O C_\gamma < 0 \quad (52)$$

با ضرب طرفین نامساوی (۵۲) در رابطه زیر:

$$\begin{aligned} & (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} C_\gamma \\ & C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^{-1})^{-1} \end{aligned} \quad (53)$$

نامساوی زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} & (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} C_\gamma \Lambda_\gamma^T \eta O_\gamma^{-1} C_\gamma C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} + (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} C_\gamma C_\gamma^T \eta O_\gamma^{-1} \Lambda_\gamma C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} \\ & + (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} C_\gamma C_\gamma^T O C_\gamma C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} < 0 \end{aligned} \quad (54)$$

با فرض رتبه کامل بودن C_p و ناتکین^{۲۶} بودن $C_\gamma C_\gamma^T$ خواهیم داشت:

$$(C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} C_\gamma \Lambda_\gamma^T \eta O_\gamma^{-1} + \eta O_\gamma^{-1} \Lambda_\gamma C_\gamma^T (C_\gamma C_\gamma^T)^{-1} + O < 0 \quad (55)$$

با ضرب نامساوی (۵۵) در $\eta^{-1/2} O_\gamma$ نامساوی زیر به دست می‌آید:

$$O_\gamma \Lambda_\gamma^T + \Lambda_\gamma O_\gamma + \eta^{-1} O_\gamma O O_\gamma < 0 \quad (56)$$

جایی که Λ_γ در رابطه (۴۳) تعریف شده است. با اعمال قانون متمم شوور می‌توان به رابطه LMI در رابطه (۳۵) رسید. بنابراین اثبات کامل می‌شود.

۵- سیستم مکانیکی مورد مطالعه

در این قسمت معادلات دینامیکی حاکم بر سیستم ربات دو درجه آزادی با استفاده از روش لاگرانژ^{۲۷} با در نظر گرفتن جرم در مرکز ربات معرفی می‌شود [۳۷]. دینامیک ربات بر اساس معادله‌های لاگرانژ به منظور نشان دادن قابلیت‌های سیستم بر اساس متغیرهای مفصل q_1 و q_2 ، طول بازوهای a_1 و a_2 ، جرم بازوهای m_1 و m_2 و فاصله مفصل تا مرکز بازو r_1 و r_2 در شکل (۳) نشان داده شده که در آن، متغیرهای مفصل به صورت $q = [q_1 \ q_2]^T$ و بردار کلی گشتاور به صورت $\tau = [\tau_1 \ \tau_2]^T$ تعریف می‌شوند. برای بازوی اول انرژی جنبشی و پتانسیل از رابطه‌های (۵۷) و (۵۸) محاسبه می‌گردد.

$$k_1 = \frac{1}{2} m_1 l_{c1}^2 \dot{q}_1^2 + \frac{1}{2} l_1^2 \dot{q}_1^2 \quad (57)$$

$$p_1 = m_1 g l_{c1} \sin q_1 \quad (58)$$

انرژی جنبشی و پتانسیل برای بازو دوم از رابطه‌های (۵۹) و (۶۰) محاسبه می‌گردد:

$$k_2 = \frac{1}{2} m_2 v^2 + \frac{1}{2} l_2 (\dot{q}_1^2 + \dot{q}_2^2) \quad (59)$$

$$p_2 = -m_2 g a_1 \sin q_1 - m_2 g l_{c2} \sin(q_1 + q_2) \quad (60)$$

که رابطه لاگرانژ به صورت (۶۱) و انرژی جنبشی لینک ۱ و ۲ سیستم به صورت (۶۲) تعریف می‌شوند.

$$L = K - P \quad (61)$$

$$K = K_1 + K_2 \quad (62)$$

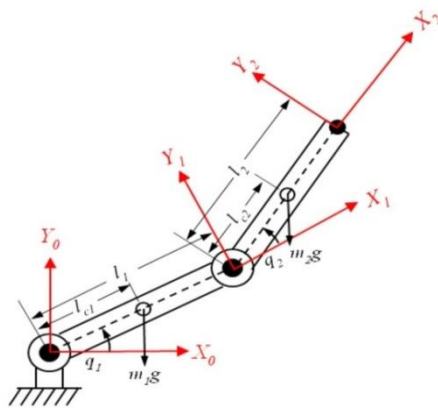
بر اساس معادلات لاگرانژ، دینامیک بازوها با دو معادله دیفرانسیل غیرخطی بیان می‌شود. شکل برداری دینامیک بازوها در زیر آمده است.

$$M(q) \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -m_2 a_1 l_{c2} \cos q_2 (\dot{q}_2^2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2) \\ m_2 a_1 l_{c2} \dot{q}_1^2 \sin q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 g l_{c1} \cos q_1 + m_2 g (a_1 \cos q_1 + l_{c2} \cos q_2) \\ m_2 g a_2 \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \quad (63)$$

رابطه (۶۳) را در حالت کلی می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$M(q)\ddot{q} + V(q, \dot{q}) + G(q) = \tau \quad (64)$$

بنابراین، با داشتن معادله‌های حاکم بر سیستم می‌توان با اعمال کنترل کننده پیشنهادی سیستم را کنترل نمود.



شکل (۳): مشخصه دینامیکی ربات با دو درجه آزادی

Figure (3): Dynamic characteristics of the robot with two degrees of freedom

۶- نتایج شبیه سازی

در این بخش برای نشان دادن اثربخشی و استحکام روش پیشنهادی، با استفاده از نتایج عددی متناظر، تمامی نتایج شبیه سازی در این بخش و زیر بخش های آن با نرم افزار سیمولینک/متلب و حل کننده ode45 و با گام شبیه سازی یک میلی ثانیه به دست آمده است.

۶-۱- کنترل کننده پیشنهادی

در این قسمت برای اثبات عملکرد کنترل کننده فیدبک خروجی باز نشان بهینه مقاوم معرفی شده در بخش قبل، مقایسه ای بین کنترل کننده پیشنهادی با کنترل کننده مشابه معرفی شده در مرجع [۳۸] انجام شده است. برای مقایسه و اثبات کارایی کنترل کننده ها از مدل مرجع تصادفی در شکل (۴) استفاده شده است. همان طور که مشخص است، کنترل کننده پیشنهادی ردیابی سریع تر و دقیق تری را نسبت به کنترل کننده معرفی شده در مرجع [۳۸] ارائه می دهد. شکل (۵) خطاهای ردیابی بین دو کنترل کننده را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، در طول فرآیند ردیابی، با وجود نوسان های سرعت و شتاب، کنترل کننده پیشنهادی دارای محدوده خطای کمتری نسبت به کنترل کننده معرفی شده در مرجع [۳۸] است که در نتیجه همگرایی دقیق تر و سریع تری را به همراه دارد. در شکل (۶) ورودی های سیگنال کنترلی با روش ارائه شده در مرجع [۳۸] مقایسه شده است. جدول (۱) عملکرد گذرای سیستم باز نشان پیشنهادی را با کنترل کننده های مشابه نمایش می دهد. مطابق با نتایج جدول (۱)، کنترل کننده باز نشان پیشنهادی پاسخ گذرای بهتری را با کنترل کوچک تر و خطای کم تر ارائه می دهد و یک کنترل کننده با کارایی خوب و مناسب است.

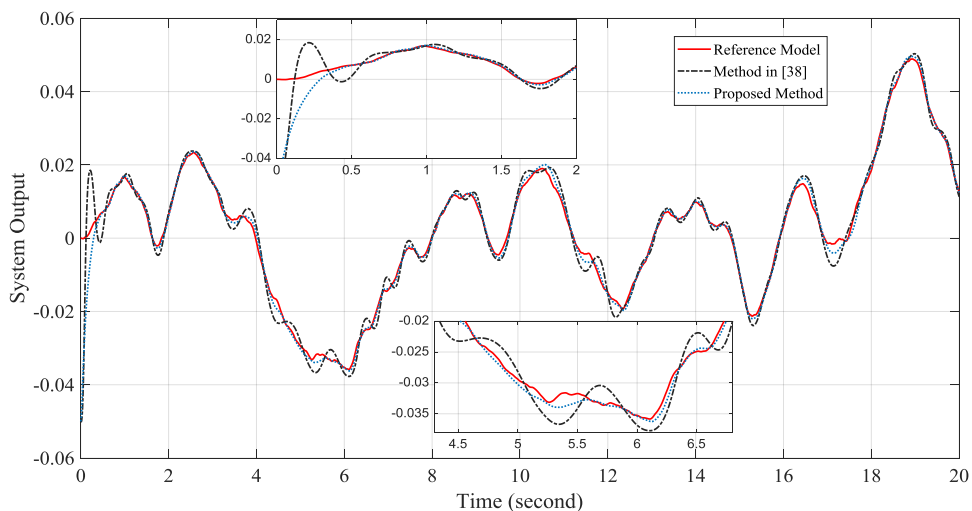
۶-۲- ربات با اعمال کنترل کننده پیشنهادی

در این بخش کنترل کننده پیشنهادی باز نشان مقاوم را بر روی ربات صنعتی اعمال نموده و نتایج به دست آمده بررسی خواهند شد. پارامترهای شبیه سازی در جدول (۲) آمده است. به منظور صحت عملکرد و کارایی کنترل باز نشان ترکیبی مقاوم پیشنهادی، عملکرد آن را در حالت های مختلف برای ربات صنعتی بررسی می شود.

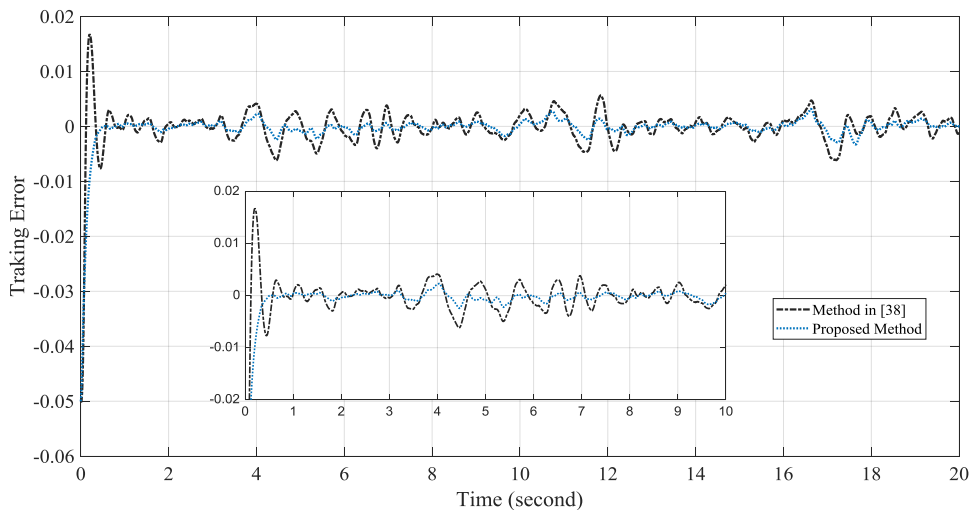
Table (1): Transient response profile

جدول (۱): مشخصات پاسخ گذرا

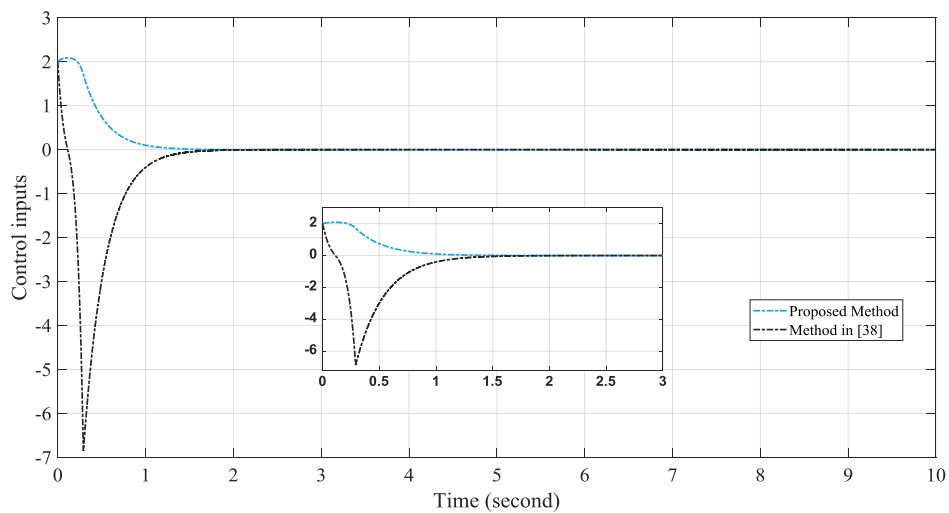
روش ارائه شده	زمان نشست	ماکزیمم خطا	$\ e\ _2$	$\ u\ _2$
کنترل باز نشان [۳۲]	۵/۱۸۵۰	۱	۷/۸۲۹۳	۱۸/۵۹۹۶
کنترل باز نشان [۳۹]	۱۶/۵۶۸۳	۰/۷۵۳۵	۹/۵۲۸۹	۴۰/۹۵۰۹
کنترل باز نشان پیشنهادی	۲/۰۶۴۵	۰/۰۱۸	۵/۵۸۱۱	۱۴/۳۸۲۱



شکل (۴): خروجی‌های سیستم در مقایسه با مدل مرجع تصادفی
Figure (4): System outputs compared to the random reference model



شکل (۵): خطاهای ردیابی بین دو کنترل کننده
Figure (5): Tracking errors between two controllers

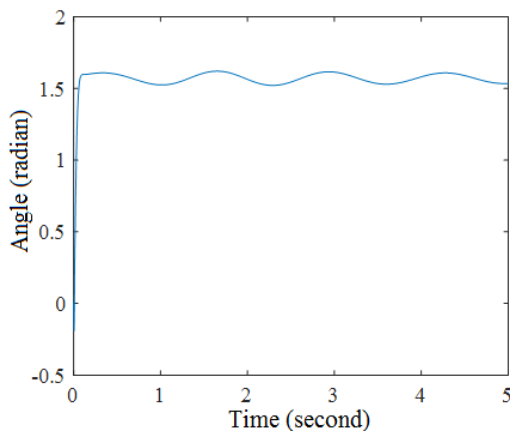


شکل (۶): سیگنال کنترلی بین دو کنترل کننده
Figure (6): Control signal between two controllers

Table (2): Simulation parameters

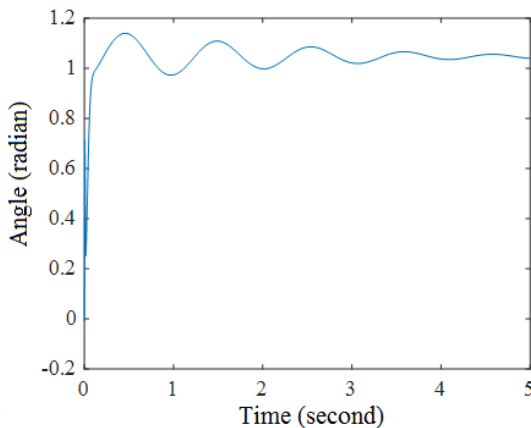
جدول (۲): پارامترهای شبیه سازی

پارامتر	مقدار	واحد
طول بازوی ۱	۰/۵	متر
طول بازوی ۲	۰/۵	متر
جرم بازوی ۱	۰/۵	کیلوگرم
جرم بازوی ۲	۰/۵	کیلوگرم
زمان بین دو بازنشانی	۴	میلی ثانیه
بهره تناسبی	۱۵	--
شتاب گرانش	۹/۸	متر بر مجذور ثانیه



شکل (۷): زاویه مفصل اول

Figure (7): The first joint angle



شکل (۸): زاویه مفصل دوم

Figure (8): Second joint angle

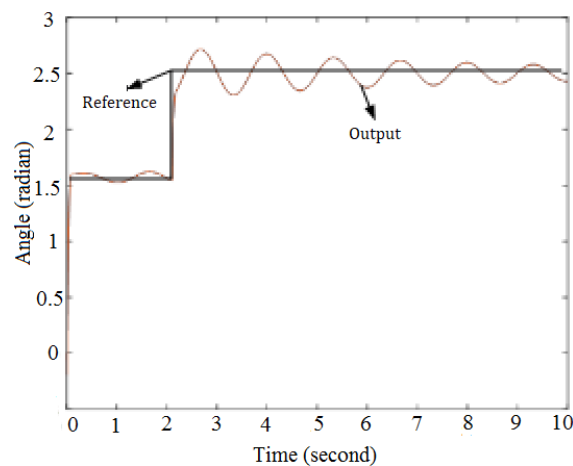
۱-۲-۶- زاویه ثابت برای دو مفصل

ابتدا ورودی مرجع برای مفصل‌ها تعیین می‌شود به این صورت که دو زاویه مرجع به کنترل کننده داده می‌شود و خروجی بررسی می‌گردد. در این حالت فرض بر این است که مفصل اول در زاویه ۹۰ درجه و مفصل دوم در زاویه ۶۰ درجه قرار دارد. همان طور که در شکل (۷) مشاهده می‌شود بالازدگی در خروجی وجود ندارد و زاویه مفصل اول در کمتر از ۰/۱ ثانیه به مقدار نهایی خود می‌رسد و نوسانها مقدار نهایی حدود ۵ درصد مقدار نهایی است که برای یک کنترل کننده اعمال شده بر روی سیستم، بسیار مطلوب است. شکل (۸) زاویه مفصل دوم را نمایش می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود در این خروجی نیز بالازدگی وجود

ندارد و سرعت پاسخ بسیار بالا بوده به طوری که در دهم ثانیه به مقدار نهایی می‌رسد. دامنه نوسانها در ابتدا حدود ۱۵ درصد است و رفته‌رفته این نوسانها میرا می‌شود و در ثانیه چهار نوسانی وجود ندارد.

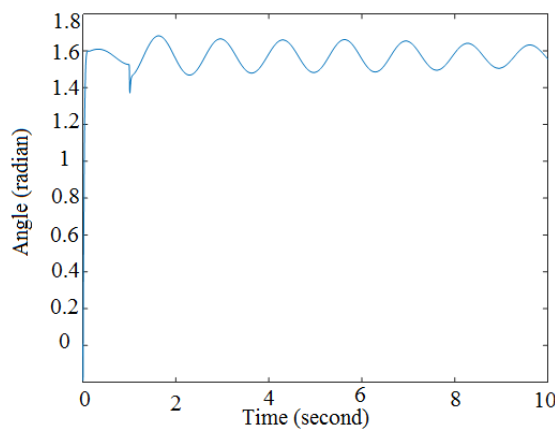
۲-۲-۶- اعمال تغییرات در زاویه یک مفصل و ثابت نگه‌داشتن زاویه دیگر

در این حالت زاویه مفصل دو را ثابت نگه داشته و زاویه مفصل یک را از ۹۰ درجه به ۲/۵ رادیان تغییر داده می‌شود. خروجی مفصل اول در شکل (۹) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود کنترل‌کننده به خوبی تغییرات را دنبال می‌کند و مهم‌ترین ویژگی کنترل‌کننده حذف بالازدگی است. همچنین، سرعت پاسخ بسیار مناسب است. در شکل (۱۰) تأثیر تغییر زاویه بر مفصل دوم مشاهده می‌شود. در زمان تغییرات زاویه مفصل یک، یعنی ثانیه ۲ مفصل دوم نیز دچار نوساناتی می‌شود ولی به سرعت خود را میرا کرده و به حالت عادی برمی‌گردد. در حالت بعدی، مفصل اول ثابت نگه‌داشته می‌شود و مفصل دوم تغییر داده می‌شود. در حالت عملی، این مورد پرکاربردترین حالت است. در این حالت، مفصل اول همان ۹۰ درجه ثابت در نظر گرفته می‌شود و مفصل دوم از ۶۰ درجه به ۴۵ درجه تغییر می‌کند. همان‌طور که در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود تغییر زاویه مفصل دوم تأثیر محسوسی بر روی زاویه مفصل اول نمی‌گذارد و تقریباً ثابت می‌ماند. شکل (۱۲) تغییرات زاویه مفصل دوم در ثانیه دو را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود سرعت پاسخ و میرایی سیستم در حالت مطلوبی بوده و کنترل باز نشان ترکیبی مقاوم از فراجهدش و فروجهش‌های بزرگ جلوگیری و فقط نوسان‌های با دامنه کم باقی می‌ماند.



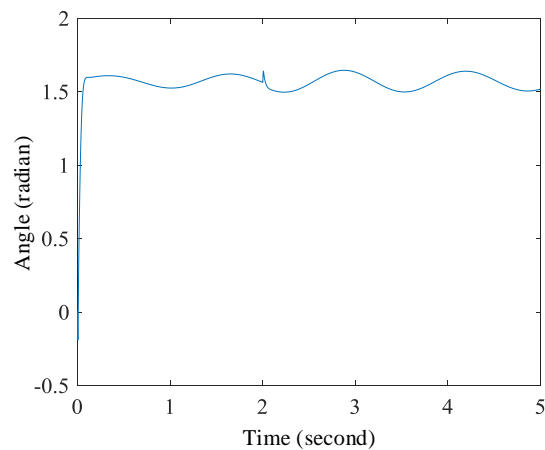
شکل (۹): تغییر زاویه مفصل اول

Figure (9): Changing the angle of the first joint



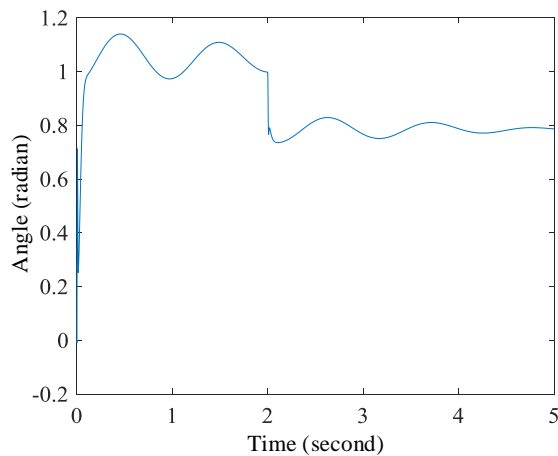
شکل (۱۰): تغییر زاویه مفصل دوم در طول زمان

Figure (10): The angle of the second joint changes over time



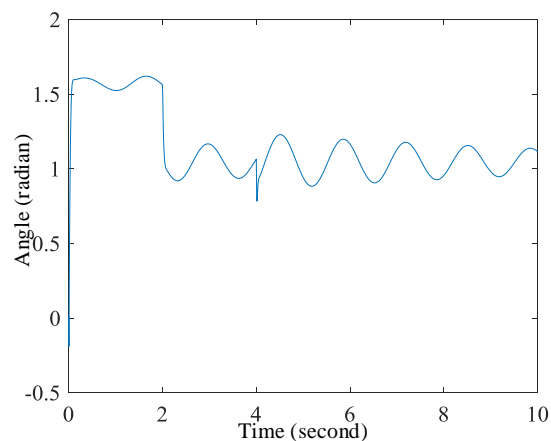
شکل (۱۱): زاویه مفصل یک با تغییر زاویه مفصل دوم

Figure (11): The joint angle of one by changing the angle of the second joint



شکل (۱۲): کاهش زاویه مفصل دوم در ثانیه دوم با ثابت بودن مفصل اول

Figure (12): Reduction of the angle of the second joint in the second with the first joint being fixed

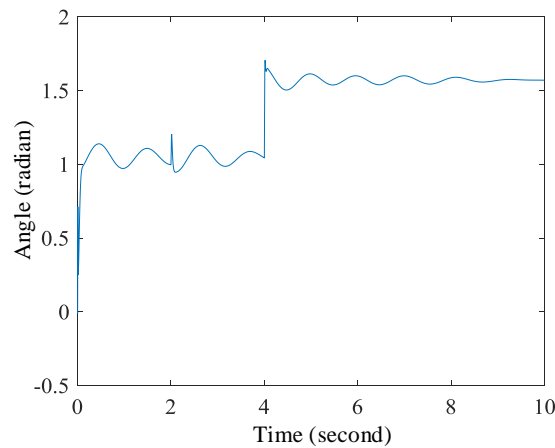


شکل (۱۳): تغییرات زاویه مفصل یک در طی تغییر ورودی اول و دوم

Figure (13): Changes in the joint angle of one during the change of the first and second inputs

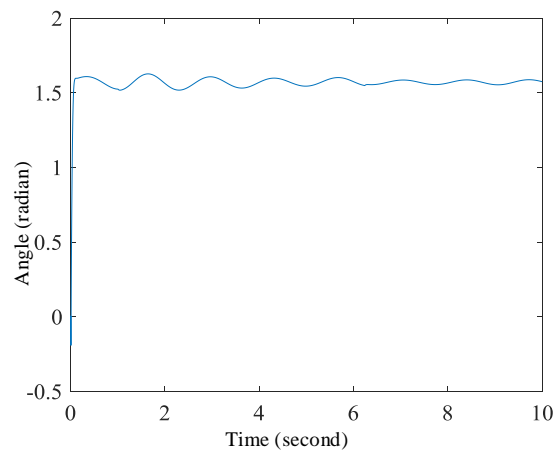
۳-۲-۶- تغییر در زاویه هر دو مفصل

در زیر بخش‌های قبلی، عملکرد کنترل کننده با وجود مرجع ثابت و تغییر یکی از ورودی‌ها بررسی گردید. در این بخش دو ورودی را تغییر داده و به نتایج بررسی خواهد شد.



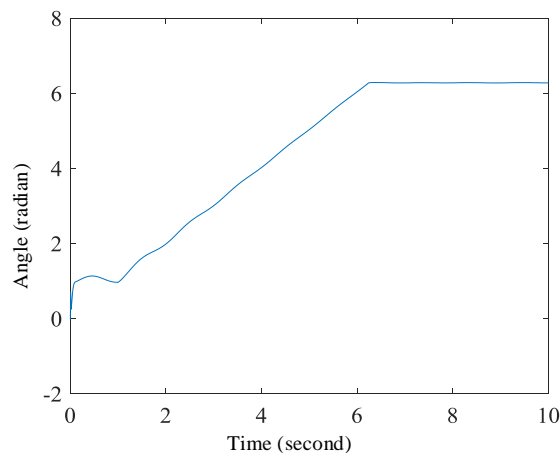
شکل (۱۴): تغییرات زاویه مفصل دو با تغییر هر دو ورودی

Figure (14): Changes in the joint angle of the two by changing both inputs



شکل (۱۵): تغییر زاویه مفصل اول به ازای تغییرات تدریجی مفصل دوم

Figure (15): Change of angle of the first joint in exchange for gradual changes of the second joint



شکل (۱۶): تغییر زاویه مفصل دوم درازای تغییر ورودی دوم

Figure (16): Changing the angle of the second joint along the length of the second input

در ابتدا ورودی اول را کاهش داده و بعد از چند ثانیه ورودی دوم افزایش داده می‌شود. در ثانیه دوم، زاویه مرجع اول را از ۹۰ درجه به ۶۰ درجه تغییر داده و در ثانیه چهارم زاویه مرجع دوم را از ۶۰ درجه به ۹۰ درجه تغییر داده می‌شود. شکل (۱۳) تغییرات زاویه مفصل اول را نمایش می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، خروجی در این حالت نسبت به حالت‌های قبلی

دارای نوسان بیشتری بوده ولی به خوبی می تواند تغییرات را دنبال کند. شکل (۱۴) تغییرات زاویه مفصل دوم را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود مفصل دوم تحت هر شرایطی با پایداری بسیار بالا ورودی را دنبال می کند و سرعت تغییرات آن نیز بسیار زیاد است. در حالت بعدی، تغییرات را به صورت رمپ و با شیب اعمال می شود و خروجی مشاهده می گردد. در این حالت، ورودی اول را ثابت در نظر گرفته و ورودی دوم به تدریج افزایش داده می شود تا به زاویه ۳۶۰ درجه برسد. شکل (۱۵) تغییرات مفصل اول را طی شرایط ذکر شده نمایش می دهد. همان طور که مشاهده می شود مفصل اول طی تغییرات انجام شده، ثابت بوده و از مفصل دوم تأثیری نمی پذیرد. شکل (۱۶) تغییر در خروجی مفصل دوم به ازای تغییر تدریجی ورودی دوم را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، ردیابی تغییرات ایجاد شده به خوبی انجام شده است.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده مقاوم باز نشان فیدبک خروجی بهینه به منظور کنترل یک ربات با دو درجه آزادی معرفی گردید. بر این اساس با معرفی کنترل کننده باز نشان مقاوم ترکیبی، عیب های موجود در کنترل کننده خطی بر طرف شده و هدف اصلی آن کاهش فراجهدش و افزایش سرعت پاسخ و پایداری بهتر سیستم تحت کنترل بوده است. در ادامه کنترل کننده فیدبک خروجی بهینه بدون عمل باز نشان طراحی گردید و پایداری نمایی و زمان رسیدن حلقه بسته در زمان محدود تضمین گردید. سپس در راستای اهداف طرح فوق مقدار پس باز نشان در زمان های تنظیم مجدد با به حداقل رساندن یک تابع هزینه مناسب برای دستیابی به کارایی بهتر طراحی گردید که برای اولین بار مقدار پس باز نشان تنها با اطلاعات خروجی سیستم مشخص و پایداری سیستم نیز تضمین گردید. در ادامه معادله های حاکم بر سیستم ربات صنعتی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و با اعمال کنترل کننده باز نشان ترکیبی جدید، موقعیت و رفتار بازوهای ربات بر اساس فرض های انجام شده کنترل و نتایج به دست آمده تجزیه و تحلیل گردیدند. نتایج شبیه سازی عددی و مقایسه انجام شده بین کنترل کننده ارائه شده با کنترل کننده مشابه، نشان از کارایی طرح پیشنهادی داشته است.

References

مراجع

- [1] K.J. Aström, T. Häggglund, "The future of PID control", *Control Engineering Practice*, vol. 9, no. 11, pp. 1163-1175, May 2001 (doi: 10.1016/S0967-0661(01)00062-4).
- [2] A. Baños, A. Barreiro, "Reset control systems (Advances in Industrial Control)", London: New York: Springer, Aug. 2012 (ISBN-13: 978-1447122166).
- [3] J.C. Clegg, "A nonlinear integrator for servomechanisms", *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, vol. 77, no. 1, pp. 41-42, Jan. 1958 (doi: 10.1109/TAI.1958.6367399).
- [4] N. Popescu, M. Ivanescu, D. Popescu, "A note on observer-based frequency control for a class of systems described by uncertain models", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 140, no. 2, February 2018 (doi: 10.1115/1.4037528).
- [5] R. Sakthivel, K. Raajananthini, P. Selvaraj, Y. Ren, "Design and analysis for uncertain repetitive control systems with unknown disturbances", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 140, no. 12, Article Number: 121007, December 2018 (doi: 10.1115/1.4040663).
- [6] K.A. Alattas, J. Mostafae, A. Sambas, A.K. Alanazi, S. Mobayen, A. Zhilenkov, "Nonsingular integral-type dynamic finite-time synchronization for hyper-chaotic systems", *Mathematics*, vol. 10, no. 1, Article Number: 115, December 2022 (doi: 10.3390/math10010115).
- [7] F. Rahmanian, M.H. Asemami, M. Dehghani, S. Mobayen, "Robust dynamic output feedback control of blood glucose level in diabetic rat with robust descriptor Kalman filter", *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 71, Article Number: 103088, Nov. 2022 (doi: 10.1016/j.bspc.2021.103088).
- [8] S. Gao, B. Ning, H. R. Dong, "Fuzzy dynamic surface control for uncertain nonlinear systems under input saturation via truncated adaptation approach", *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 290, pp. 100-117, May 2016 (doi: 10.1016/j.fss.2015.02.013).
- [9] C. Sun, H.Gao, Z. Liu, S. Xiang, H. Yu, N. Li, Z. Deng "Design and optimization of three-degree-of-freedom planar adaptive cable-driven parallel robots using the cable wrapping phenomenon", *Mechanism and Machine Theory*, vol. 166, Article Number: 104475, December 2021 (doi:10.1016/j.mechmachtheory. 2021.104475).

- [10] W. Lyu, D.H. Zhai, Y. Xiong, Y. Xia, "Predefined performance adaptive control of robotic manipulators with dynamic uncertainties and input saturation constraints", *Journal of the Franklin Institute*, vol. 358, no. 14, pp. 7142-7169, April 2021 (doi: 10.1016/j.jfranklin.2021.07.025).
- [11] K. Shojaei, A. Kazemy, A. Chatraei, "An observer-based neural adaptive PID² controller for robot manipulators including motor dynamics with a prescribed performance", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 26, no. 3, pp. 1689-1699, October 2020 (doi: 10.1109/TMECH.2020.3028968).
- [12] S. Mobayen, O. Mofid, S.U. Din, A. Bartoszewicz, "Finite-time tracking controller design of perturbed robotic manipulator based on adaptive second-order sliding mode control method", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 71159-71169, May 2021 (doi: 10.1109/ACCESS.2021.3078760).
- [13] M.A. Davó, F. Gouaisbaut, A. Baños, S. Tarbouriech, A. Seuret, "Exponential stability of a PI plus reset integrator controller by a sampled-data system approach", *Nonlinear Analysis Hybrid Systems*, vol. 29, pp. 133-146, August 2018 (doi: 10.1016/j.nahs.2018.01.008).
- [14] D. Dinther, B. Sharif, S. Eijnden, H. Nijmeijer, M. Heertjes, W. Heemels, "Overcoming performance limitations of linear control with hybrid integrator-gain systems", *IFAC-PapersOnLine*, vol. 54, no. 5, pp. 289-294, March 2021 (doi: 10.1016/j.ifacol.2021.08.513).
- [15] I. Hosseini, A. Khayatian, P. Karimaghaee, M. Fiacchini, M.A.D. Navarro, "LMI-based reset unknown input observer for state estimation of linear uncertain systems", *IET Control Theory and Applications*, vol. 13, no. 2, pp. 1872-1881, Aug. 2019 (doi: 10.1049/iet-cta.2018.5777).
- [16] I. Hosseini, M. Fiacchini, P. Karimaghaee, A. Khayatian, "Optimal reset unknown input observer design for fault and state estimation in a class of nonlinear uncertain systems", *Journal of the Franklin Institute, Elsevier*, vol. 357, no. 5, pp. 2978-2996, Jan. 2020 (doi: 10.1016/j.jfranklin.2019.12.008).
- [17] X. Xu, X. Li, P. Dong, Y. Liu, H. Zhang, "Robust reset speed synchronization control for an integrated motor-transmission powertrain system of a connected vehicle under a replay attack", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 6, pp. 5524-5536, June 2021 (doi: 10.1109/TVT.2020.3020845).
- [18] S. Pourdehi, P. Karimaghaee, "Reset observer-based fault tolerant control for a class of fuzzy nonlinear time-delay systems", *Journal of Process Control*, vol. 85, pp. 65-75, Feb. 2020 (doi: 10.1016/j.jprocont.2019.11.001).
- [19] U.R. Nair, R. Costa-Castelló, A. Banos, "Reset control of boost converters", *Proceeding of the IEEE/ACC*, pp. 553-558, Milwaukee, WI, USA, July 2018 (doi: 10.23919/ACC.2018.8431380).
- [20] U.R. Nair, R. Costa-Castelló, A. Banos, "Reset control for DC-DC converters: An experimental application", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 128487-128497, June 2019 (doi: 10.1109/ACCESS.2019.2940140).
- [21] H. Pang, S. Liu, "Robust finite time passivity and stabilization of uncertain switched nonlinear system", *IEEE Access*, vol. 9, pp. 36173-36180, February 2021 (doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062661).
- [22] Y. Guo, Y. Wang, L. Xie, J. Zheng, "Stability analysis and design of reset systems: Theory and an application", *Automatica*, vol. 45, no. 2, pp. 492-497, April 2009 (doi: 10.1016/j.automatica.2008.08.016).
- [23] M.A. Davó, A. Baños, "Delay-dependent stability of reset control systems with input/output delays", *Proceeding of the IEEE/CDC*, pp. 2018-2023, Firenze, Italy, Dec. 2013 (doi: 10.1109/CDC.2013.6760178).
- [24] N. Vafamand, A. Khayatian, M. H. Khooban, "Stabilisation and transient performance improvement of DC MGs with CPLs: non-linear reset control approach", *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 13, no. 14, pp. 3169-3176, May 2019 (doi: 10.1049/iet-gtd.2018.6739).
- [25] H. Wang, F. Zhu, Y. Tian, "Event-triggered optimal reset control of hard disk drive head-positioning servo systems", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 233, no. 5, pp. 582-590, May 2019 (doi:10.1177/0959651818802097).
- [26] S. Yazdi, A. Khayatian, "Performance improvement by optimal reset dynamic output feedback control based on model predictive strategy", *Journal of Process Control*, vol. 88, pp. 78-85, June 2020 (doi: 10.1016/j.jprocont.2020.02.008).
- [27] G. Zhao, J. Wang, "Stability and stabilisation of reset control systems with uncertain output matrix", *IET Control Theory and Applications*, vol. 9, no. 8, pp. 1312-1319, June 2015 (doi: 10.1049/iet-cta.2014.0007).
- [28] V. Ghaffari, P. Karimaghaee, A. Khayatian, "Stability analysis and performance improvement of uncertain linear systems with designing of a suitable reset law", *IET Control Theory and Applications*, vol. 9, no. 17, pp. 2532-2540, July 2015 (doi:10.1049/iet-cta.2015.0292).
- [29] V. Ghaffari, P. Karimaghaee, A. Khayatian, "Reset law design based on robust model predictive strategy for uncertain systems", *Journal of Process Control*, vol. 24, no. 1, pp. 261-268, Dec. 2014 (doi: 10.1016/j.jprocont.2013.11.017).
- [30] M. Mohadeszadeh, N. Pariz, M.R. Ramezani-al, "Exponential stability and L2 gain analysis of uncertain fractional reset control systems", *IMA Journal of Mathematical Control and Information*, vol.39, no.1, pp. 275-294, March 2022 (doi: 10.1093/imamci/dnab043).

- [31] S. Pourdehi, P. Karimaghaee, "Reset observer for a class of nonlinear time-delay systems with application to a two-stage chemical reactor system", *Control Strategy for Time-Delay Systems*, pp. 231-255, June 2021 (doi: 10.1016/B978-0-32-385347-7.00014-6).
- [32] N. Vafamand, A. Khayatian, "Model predictive-based reset gain-scheduling dynamic control law for polytopic LPV systems", *ISA Transactions*, vol. 81, pp. 132-140, Nov. 2018 (doi:10.1016/j.isatra.2018.08.006).
- [33] Y. Guo, W. Gui, C. Yang, "Quadratic stability of uncertain reset control systems", *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 44, no. 1, pp. 6297-6300, June 2011 (doi: 10.3182/20110828-6-IT-1002.00120).
- [34] Y. Guo, Y. Wang, L. Xie, "Robust stability of reset control systems with uncertain output matrix", *Automatica*, vol. 48, no. 8, pp. 1879-1884, Oct. 2012 (doi: 10.1016/j.automatica.2012.05.062).
- [35] M. Chilali, P. Gahinet, "Design with pole placement constraints: An lmi approach", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 41, no. 3, pp. 358-367, July 1996 (doi: 10.1109/9.486637).
- [36] C. Scherer, P. Gahinet, M. Chilali, "Multiobjective output-feedback control via LMI optimization", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 42, no. 7, pp. 896-911, July 1997 (doi: 10.1109/9.599969).
- [37] M. Lemmon, "2-degree-of-freedom robot path planning using cooperative neural fields", *Neural Computation*, vol. 3, no. 3, pp. 350-362, Feb. 1991 (doi: 10.1162/neco.1991.3.3.350).
- [38] S. Yazdi, A. Khayatian, M.H. Asemani, "Optimal robust model predictive reset control design for performance improvement of uncertain linear system", *ISA Transactions*, vol. 107, pp. 78-89, July 2020 (doi: 10.1016/j.isatra.2020.07.026).
- [39] X.J. Li, G.H. Yang, "Robust adaptive fault-tolerant control for uncertain linear systems with actuator failures", *IET Control Theory and Applications*, vol. 6, no. 10, pp. 1544-1551, July 2012 (doi:10.1049/iet-cta.2011.0-599).

زیر نویس ها

-
1. PID controller
 2. Industrial automation
 3. Feedback controller
 4. Reset control
 5. Clegg
 6. Uncertainty
 7. Adaptive control
 8. External disturbances
 9. Hybrid dynamic system
 10. After reset
 11. Generalized integral reset control
 12. Adaptive reset observer
 13. Power converters
 14. Lipschutz
 15. Output feedback optimal
 16. Overshoot
 17. Systematic
 18. Broken block
 19. Jump mode
 20. Damp
 21. Inertia
 22. Exponential stability
 23. Finite time tracking
 24. Cost function
 25. Supplement Shower
 26. Nonsingular
 27. Lagrange