



Robust Adaptive Intelligent Controller Design for Magnetic Levitation System with Time Delay, Uncertainty and External Disturbance

ARTICLE INFO

Article Type

Original Research

Authors

Dalir M.¹ MSc,
Bigdeli N.^{*1} PhD

How to cite this article

Dalir M, Bigdeli N. Robust Adaptive Intelligent Controller Design for Magnetic Levitation System with Time Delay, Uncertainty and External Disturbance. Modares Mechanical Engineering. 2020;20(7):1741-1748.

¹Electronic Engineering Department, Engineering Faculty, International Imam Khomeini University, Qazvin, Iran

*Correspondence

Address: Electronic Engineering Department, Engineering Faculty, International Imam Khomeini University, Qazvin, Iran. Postal Code: 3414916818
Phone: -
Fax: -
n.bigdeli@eng.ikiu.ac.ir

Article History

Received: June 16, 2018

Accepted: December 30, 2019

ePublished: July 20, 2020

ABSTRACT

Today, the magnetic levitation system is widely used in various industries. This system is inherently unstable and nonlinear, which is presented by nonlinear equations. On the other hand, the existence of a time delay in these systems also causes system instability or even chaos, which creates additional problems in their control, thus requiring the design of robust and optimal control. In this paper, a robust adaptive intelligent controller based on the backstepping-sliding mode is proposed for the stability and proper tracking of the magnetic levitation system in the presence of time delay, uncertainty, and external disturbances. Due to changes in the equilibrium point, comparative control is used to update the system's momentary information and intelligent controller to estimate uncertainties and disturbances and non-linearity of the system. A robust controller is used to asymptotically stabilize the Maglev system. The Lyapunov stability theory is used to analyze the stability of the magnetic levitation system with the proposed controller. In the end, in order to demonstrate the performance of the proposed controller, numerical simulations have been used in MATLAB software. The simulation results show that good tracking has been performed and the controller is very good against noise and disturbance.

Keywords Magnetic Levitation System (Maglev); Time Delay; Robust Adaptive Intelligent Control; Backstepping Control; Lyapunov Theorem

CITATION LINKS

[1] Dynamic stabilization of tuned-circuit levitators [2] Analysis of a single axis magnetic suspension system [3] The industrial applications of the active magnetic bearing technology [4] Controlled dynamic characteristics of ferromagnetic vehicle suspensions providing simultaneous lift and guidance [5] Feedback linearization and model reference adaptive control of a magnetic levitation system [6] Trajectory tracking for the magnetic ball levitation system via exact feedforward linearisation and GPI control [7] Applied nonlinear control [8] Phase-space nonlinear control toolbox: The maglev experience [9] Nanoscale path planning and motion control with maglev positioners [10] Sliding mode control of active suspension for transit buses based on a novel air-spring model [11] Sliding mode and classical controllers in magnetic levitation systems [12] Gain scheduled control of magnetic suspension system [13] Nonlinear robust control design for levitation and propulsion of a maglev system [14] Nonlinear control of active magnetic bearings: A backstepping approach [15] Adaptive fractional order Backstepping sliding mode controller design for a magnetic levitation system [16] Magnetic levitation hardware-in-the-loop and MATLAB-based experiments for reinforcement of neural network control concepts [17] Neuro-sliding mode control for magnetic levitation systems [18] Intelligent bounds on modeling uncertainty: Applications to sliding mode control [19] Application of composite fuzzy-PID algorithm to suspension system of Maglev train [20] Linearizing control of magnetic suspension systems [21] Adaptive sliding mode control of maglev system based on RBF neural network minimum parameter learning method [22] Fractional order controller for a class of inertial plant with delay [23] Robust control design for long time-delay systems [24] Coefficient diagram method (CDM) based PID controller design for magnetic levitation system with time delay [25] Design of fractional order controllers satisfying frequency domain specifications for magnetic levitation system with time delay [26] A modeling and control approach to magnetic levitation system based on state-dependent ARX model [27] Adaptive fast terminal sliding mode control of magnetic levitation system [28] Hybrid control of magnetic levitation system based-on new intelligent sliding mode control [29] An adaptive robust controller for time delay maglev transportation systems

طراحی کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی برای سیستم شناور مغناطیسی دارای تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی

مهدی دلیر MSc

گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه بین‌المللی امام خمینی^(۱)، قزوین، ایران

نوشین بیگدلی PhD

گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه بین‌المللی امام خمینی^(۲)، قزوین، ایران

چکیده

امروزه سیستم شناور مغناطیسی به‌طور گسترده در صنایع مختلف استفاده می‌شود. این سیستم ذاتاً ناپایدار و غیرخطی است که توسط معادلات غیرخطی مدل شده است. از طرفی دیگر، وجود تاخیر زمانی در این سیستم‌ها نیز باعث ناپایداری سیستم یا حتی آشوب در آن می‌شود که در کنترل آنها مشکلات اضافی به‌وجود می‌آورد. در نتیجه نیازمند طراحی یک کنترل مقاوم و بهینه است. در این مقاله کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی مبتنی بر پسگام مد لغزشی برای پایداری سازی و دنبال‌یابی مناسب سیستم شناور مغناطیسی مگلو در حضور تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی پیشنهاد شده است. با توجه به تغییرات نقطه کار از کنترل تطبیقی برای به‌روزرسانی اطلاعات لحظه‌ای سیستم و کنترل کننده هوشمند به‌منظور تخمین عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات و غیرخطی‌گی‌های سیستم استفاده می‌شود. کنترل کننده مقاوم به‌منظور ایجاد پایداری مجانبی در سیستم مگلو استفاده می‌شود. از تئوری پایداری لیاپانوف به‌منظور تجزیه و تحلیل پایداری سیستم شناور مغناطیسی با کنترل کننده پیشنهادی استفاده می‌شود. در پایان به‌منظور نشان‌دادن کارایی کنترل کننده پیشنهادی از شبیه‌سازی عددی در نرم‌افزار متلب استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که دنبال‌یابی به خوبی انجام شده و کنترل کننده در مقابل نویز و اغتشاش بسیار خوب عمل می‌کند.

کلیدواژه‌ها: سیستم شناور مغناطیسی (مگلو)، تاخیر زمانی، کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی، کنترل پسگام، تئوری لیاپانوف

تاریخ دریافت: ۱۳۹۷/۰۳/۲۶

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۸/۱۰/۰۹

*نویسنده مسئول: n.bigdeli@eng.ikiu.ac.ir

مقدمه

تکنولوژی شناور مغناطیسی شامل از بین بردن تلفات اصطکاکی با کاهش تماس فیزیکی بین قطعات ثابت و چرخشی و در واقع، اساس ساخت قطارهای پرسرعت مغناطیسی هستند. در این تکنولوژی، به دلیل عدم وجود اصطکاک، نویز و لرزش‌های ناشی از تماس مکانیکی اجزا هزینه تعمیرات کاهش یافته و بازده سیستم بالا می‌رود. لذا، این تکنولوژی در زمینه‌های گوناگون دیگر علم و فناوری مانند سیستم‌های جداسازی ارتعاش، بلبرینگ‌های مغناطیسی، پروژه‌های هدایت کننده موشک، تونل باد و غیره نیز کاربرد فراوان دارند^[1-4]. از این رو، سیستم‌های مگلو همچنان مورد علاقه محققان جهت بررسی و پیشنهاد طرح‌های نوآورانه در زمینه طراحی و کنترل هستند. در این راستا، یکی از مواردی که در طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های شناور مغناطیسی باید مد

نظر قرار گیرد، رفتار ذاتاً ناپایدار و غیرخطی این سیستم‌ها است. بیشتر روش‌های طراحی براساس مدل خطی شده در اطراف نقطه کار است. از جمله روش‌های خطی‌سازی مدل، روش خطی‌سازی بازخورد^[5] و خطی‌سازی کنترل پیشرو^[6] است. *اسلوتین* و *لی*^[7] فرض می‌کند که نیروی مغناطیسی با مربع جریان متناسب است و با فاصله بین نیروی الکترومغناطیس و توپ رابطه عکس دارد. در پژوهش *ژائو* و همکاران^[8]، نویسندگان از مدل ارائه شده در پژوهش *اسلوتین* و *لی*^[7] استفاده می‌کنند و از روش خطی‌سازی بازخورد در طراحی قانون کنترل استفاده می‌کنند. آزمایش‌ها بر روی یک نمونه اولیه با دو الکترومغناطیس انجام می‌شود. با این حال، این مدل زمانی که جابجایی جسم در عرض چند سانتی‌متر باشد معتبر نیست. در مورد خطی‌سازی، عملکرد ردیابی به سرعت با انحراف از نقطه کار خراب می‌شود. بنابراین، برای رسیدن به ردیابی مناسب و کارایی بهتر از مدل غیرخطی به جای مدل خطی استفاده می‌شود.

ساخت یک مدل دینامیک دقیق برای سیستم شناور مغناطیسی دشوار است زیرا این سیستم رفتارهای غیرمعمول و غیرخطی دارد. معمولاً مدل‌های مختلف ریاضی برای انواع مختلفی از سیستم‌های مگلو استفاده می‌شود^[9, 10]، اما در کاربرد عملی به علت وجود دینامیک مدل نشده یا عدم قطعیت غیرقابل پیش‌بینی، انتخاب بهترین مدل مشکل است. علاوه بر این، تغییر پارامتر سیستم، مانند تغییر جرم و تغییرات مقاومت و القا الکترومغناطیسی به علت گرم شدن، باید مورد توجه قرار گیرد. برخی نویسندگان از تکنیک‌های غیرخطی برای طراحی قوانین پایداری کنترل کننده استفاده می‌کنند. با این حال، بیشتر این کارها فقط در شبیه‌سازی و یا استفاده از مدل‌های نامناسب در ارتباط با خواص مغناطیسی و فیزیکی مورد آزمایش قرار گرفته است. برای غلبه بر این مشکلات از کنترل کننده مقاوم به عنوان رویکردی برای مقابله با عدم قطعیت غیرقابل پیش‌بینی استفاده می‌شود. به عنوان مثال، در پژوهش *چو* و همکاران^[11]، نویسنده فرض می‌کند که نیروی مغناطیسی متناسب با ولتاژ سیم‌پیچ الکترومغناطیسی است و سپس قانون کنترل را با استفاده از کنترل مد لغزشی طراحی می‌کنند. *کول کیم* و *هان کیم*^[12] کنترل سیستم‌های شناور را با استفاده از رویکرد بهره زمان‌بندی پیشنهاد کردند. در دو مطالعه بعدی روش پسگام بازگشتی پیشنهاد شده است. در تحقیق *کالوست* و همکاران^[13] یک کنترل بازگشتی استفاده شده و روش مستقیم لیاپانوف برای تضمین پایداری مجانبی برای یک سیستم مگلو غیرخطی پیشنهاد کرده است. *دکوبروز* و *داوسون*^[14]، یک کنترل کننده پسگام غیرخطی را برای مدل غیرخطی پیشنهاد کرده‌اند اما برای تثبیت موقعیت دقیق، فرضیاتی باید ارضا شود. از کنترل کننده مرتبه کسری تطبیقی مبتنی بر پسگام نیز در تحقیق *دل‌اوری* و *حیدرژاد*^[15] استفاده شده است. در این مقاله مدل مگلو به عنوان سیستم شناور مغناطیسی به همراه نویز و اغتشاش در نظر گرفته شده است.

به موارد فوق و در مقایسه با کارهای مشابه، ویژگی‌ها و نوآوری‌های این مقاله به شرح ذیل است:

۱- در پژوهش [5-8] دینامیک سیستم به صورت خطی در نظر گرفته شده است و با توجه به این که سیستم مگلو دارای ماهیت غیرخطی است، خطی‌سازی محدوده اثر کنترل کننده را محدود می‌کند. در این مقاله سیستم به صورت غیرخطی در نظر گرفته شده است و لذا حوزه عملکرد کنترل کننده بهبود یافته است.

۲- همان طور که ذکر شد تاخیر زمانی در بیشتر سیستم‌ها جزء غیرقابل انکار آنها است. در مطالعات [11-19, 20, 21] علی‌رغم غیرخطی در نظر گرفتن سیستم، اثر تاخیر در نظر گرفته نشده است؛ اما در این مقاله تاخیر نیز در دینامیک سیستم در نظر گرفته شده است.

۳- برخلاف پژوهش [24, 25] که در سیستم دینامیکی آنها فقط تاخیر در نظر گرفته شده است، در این مقاله علاوه بر تاخیر زمانی، اغتشاش و عدم قطعیت نیز در نظر گرفته شده است و همچنین اثبات پایداری سیستم با کنترل کننده طراحی شده نسبت به مقالات ذکر شده ساده‌تر است.

۴- برخلاف روش تحقیق سان و همکاران [21] که نزدیک‌ترین پژوهش به این مقاله است، حد بالای عدم قطعیت‌های سیستم نیز نامعلوم فرض شده و از طریق یک قانون تطبیقی به روز تخمین و به روز می‌شوند.

۵- برخلاف سایر مراجع بررسی شده، ساختار کنترلی به کار گرفته شده در این مقاله ساختار هوشمند تطبیقی است که در آن از یک شبکه فازی عصبی جهت تخمین فشرده دینامیک غیرخطی، اغتشاشات و عدم قطعیت‌های سیستم در کنار یک کنترلر پسگام-مد لغزشی تطبیقی استفاده شده است. فرمول‌بندی این تخمین‌گر به همراه کنترل کننده مقاوم-تطبیقی به کار گرفته شده، علاوه بر توانایی غلبه بر تاخیر، خواص مقاوم بسیار خوبی نیز به آن می‌دهد.

مدل دینامیکی سیستم

سیستم شناور مغناطیسی مگلو شامل یک توپ مغناطیس معلق است که با تنظیم ولتاژ سیم‌پیچ، شدت میدان مغناطیسی و در نتیجه ارتفاع توپ قابل تنظیم است. در این مقاله با در نظر گرفتن موقعیت توپ، v سرعت توپ، i جریان سیم‌پیچ الکترومغناطیس، e ولتاژ واردا شده به سیم‌پیچ، R مقاومت معادل سیم‌پیچ، L اندوکتانس معادل سیم‌پیچ، g_c ثابت گرانشی، C ثابت نیروی مغناطیسی، m جرم توپ و τ_s تاخیر زمانی در سیستم است. با تغییر متغیر $x_1 = p$ ، $x_2 = v$ ، $x_3 = i$ و همچنین $u = e$ مدل دینامیکی سیستم برای حرکت عمودی شناور مغناطیسی به صورت معادله ۱ است [15].

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= g_c - \frac{C}{m} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L} x_3 + \frac{2C}{L} \left(\frac{x_2 x_3}{x_1^2} \right) + \frac{1}{L} u\end{aligned}\quad (1)$$

اخیراً، روش‌های هوشمند برای سیستم‌های مگلو در نظر گرفته شده است [16-19]. در پژوهش شیپاکولاس و همکاران [16]، شبکه عصبی به عنوان یک کنترلر پیش‌فرض مورد بحث قرار گرفته است. ترکیبی از شبکه عصبی با روش مد لغزشی برای کنترل یک سیستم مگلو در تحقیق فو/و همکاران [17] پیشنهاد شده است. در پژوهش باکتر [18] با استفاده از تخمین کران عدم قطعیت به وسیله کنترل هوشمند و همچنین با استفاده از کنترل مد لغزشی سنتی برای نشان دادن عملکرد ردیابی بسیار خوب در سیستم مگلو استفاده شده است. از سوی دیگر، پایداری و عملکرد نامی یک قطار مغناطیسی براساس ترکیب کنترل کننده‌های فازی و تناسبی انتگرالی مشتق‌گیر در مطالعه یانگ و همکاران [19] بهبود داده شده است. از یک کنترل کننده عصبی برای کنترل شناور مغناطیسی در تحقیق ترمپر و همکاران [20] استفاده شده است. در مطالعه سان و همکاران [21] نیز، یک کنترلر مد لغزشی تطبیقی بر مبنای آموزش شبکه عصبی RBF برای کنترل سیستم مگلو بدون تاخیر در حضور عدم قطعیت متغیر با زمان و نیز وجود اغتشاش پرداخته شده است.

تاخیر زمانی ذاتی اغلب با بسیاری از کاربردهای عمومی و عمیق در علوم و مهندسی، به ویژه در مهندسی کنترل مرتبط است [22]. در مهندسی کنترل، پاسخ سیستم به تاخیر زمان نسبت به پارامترهای دیگر بسیار حساس است که این امر باعث می‌شود معادله حلقه بسته تعداد نامحدود ریشه داشته باشد [23]. وجود تاخیر زمانی معمولاً منبع ناپایداری و عملکرد بد سیستم می‌شود. بنابراین تجزیه و تحلیل پایداری کنترل کننده برای سیستم‌های غیرخطی با تاخیر زمانی، هم از نظر تئوری و هم در عمل بسیار اهمیت دارند. سخار میسر/و همکاران [24]، از کنترل کننده تناسبی-انتگرال-مشتق‌گیر به منظور کنترل سیستم مگلو با تاخیر زمانی استفاده کردند که پارامترهای آن به صورت آنالین به روزرسانی می‌شوند. از کنترل کننده مرتبه کسری به منظور کنترل سیستم‌های مگلو با تاخیر زمانی در مطالعه کومار و همکاران [25] استفاده شده است.

در این مقاله از مدل مگلو به عنوان سیستم شناور مغناطیسی استفاده شده است و کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی به گونه‌ای که سیستم شناور مغناطیسی را در حضور تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی کنترل کننده، طراحی شده است. بدین منظور از ترکیب کنترل کننده‌های مد لغزشی و پسگام به عنوان کنترل کننده‌های مقاوم استفاده شده است. در طراحی کنترل کننده، از آنجایی که کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم نامعلوم فرض شده، قوانین تطبیقی برای تخمین کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم به کار گرفته شده است. همچنین برای تخمین دینامیک ناشناخته سیستم از تخمین‌گر فازی-عصبی و با توجه به تئوری تقریب عمومی استفاده شده است. در نهایت پایداری حلقه بسته سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی از تئوری پایداری لیپانوف و لم باربالات اثبات شده است. با توجه

طراحی کنترل کننده مقاوم

از جمله روش‌های کنترل با استفاده از تابع لیپانوف را می‌توان به کنترل پسگام اشاره کرد که در سیستم‌های به فرم آشنایی کاربرد دارد. در این روش برای کنترل رابطه $\dot{a}m$ سیستم، از کنترل مجازی $\dot{a}m$ استفاده می‌شود که همان متغیر حالت رابطه $\dot{a}m+1$ است. سپس کنترل رابطه $\dot{a}m+1$ به نحوی به دست می‌آید که خطای میان متغیر حالت رابطه $\dot{a}m+1$ و کنترل مجازی رابطه $\dot{a}m$ به صفر میل کند. ورودی کنترلی از معادله حالت مرحله آخر به دست می‌آید. برای بررسی پایداری هر رابطه نیز یک تابع لیپانوف پیشنهاد می‌شود و پایداری کلی با استفاده از مجموع توابع لیپانوف تمامی روابط بررسی می‌شود. در این مقاله از کنترل کننده پسگام-مد لغزشی به عنوان جزء اصلی و مقاوم کنترل کننده پیشنهادی استفاده می‌شود که طراحی آن، شامل سه گام است:

گام اول

با فرض $z_1 = y_1$ و با مشتق‌گیری از طرفین آن می‌توان نوشت:

$$\dot{y}_1 = \varphi_1(y_1) \quad (۴)$$

که در آن $z_2 = \varphi_1(y_1)$ به عنوان کنترل کننده مجازی در نظر گرفته می‌شود. تابع لیپانوف V_1 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} y_1^2 \quad (۵)$$

مشتق V_1 به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\dot{V}_1 = y_1 \dot{y}_1 = y_1 \varphi_1(y_1) \quad (۶)$$

با انتخاب $\varphi_1(y_1) = -k_1 y_1$ که در آن $k_1 > 0$ است:

$$\dot{V}_1 = -k_1 y_1^2 \leq 0 \quad (۷)$$

بنابراین زیرسیستم y_1 پایدار است.

گام دوم

از آنجا که تابع کنترل کننده مجازی $\varphi_1(y_1)$ تخمینی است، خطای بین z_1 و $\varphi_1(y_1)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y_2 = z_2 - \varphi_1(y_1) \quad (۸)$$

مشتق y_2 به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\dot{y}_2 = \dot{z}_2 - \dot{\varphi}_1(y_1) = z_3 - \dot{\varphi}_1(y_1) = \varphi_2(y_1, y_2) + k_1 \dot{y}_1 \quad (۹)$$

که در آن $z_3 = \varphi_2(y_1, y_2)$ به عنوان کنترل کننده مجازی در نظر گرفته می‌شود. به منظور پایداری سازی زیرسیستم $(y_1 - y_2)$ تابع لیپانوف V_2 به صورت رابطه ۱۰ تعریف می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} y_2^2 \quad (۱۰)$$

مشتق V_2 به صورت رابطه ۱۱ محاسبه می‌شود:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + y_2 \dot{y}_2 = \dot{V}_1 + y_2 (\varphi_2(y_1, y_2) + k_1 \dot{y}_1) \quad (۱۱)$$

با انتخاب $\varphi_2(y_1, y_2) + k_1 \dot{y}_1 = -k_2 y_2$ که در آن $k_2 > 0$ می‌توان نوشت:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 - k_2 y_2^2 \leq 0 \quad (۱۲)$$

که نشان می‌دهد زیرسیستم $y_1 - y_2$ پایدار است.

گام سوم

به صورت مشابه فرض می‌شود که:

$$y_3 = z_3 - \varphi_2(y_1, y_2) \quad (۱۳)$$

با توجه به اینکه حالت‌های سیستم باید مقادیر مطلوب را دنبال کنند و با در نظر گرفتن $x_{des} = (x_{1d}, x_{2d}, x_{3d})$ به عنوان مقادیر مطلوب برای حالت‌ها و همچنین با تغییر متغیر رابطه ۲ می‌توان فرم همراه غیرخطی را به صورت معادله ۳ نوشت. بردار حالت در این معادله z است [26-29].

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 - x_{1d} \\ z_2 &= x_2 - x_{2d} \end{aligned} \quad (۲)$$

$$z_3 = g_c - \frac{c}{m} \left(\frac{x_3}{x_1} \right)^2$$

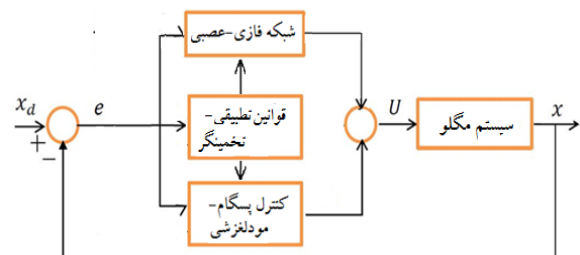
$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \end{aligned} \quad (۳)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_3(t) &= 2(g_c - z_3(t)) \left[\left(1 - \frac{2}{L(z_1(t-\tau_{s1})+x_{1d}(t))} \right) \left(\frac{z_2(t-\tau_{s2})}{z_1(t-\tau_{s1})+x_{1d}(t)} \right) + \frac{R}{L} \right] - \\ &\quad \frac{2}{L(z_1(t-\tau_{s1})+x_{1d}(t))} \sqrt{\frac{c}{m}} (g_c - z_3(t)) u(t) + \Delta f(z) + \\ d(t) &= f(z(t), z(t-\tau_s)) + g(z)u(t) + \Delta f(z) + d(t) \end{aligned}$$

که $x_{3d} = \left(\sqrt{g_c \frac{m}{c}} \right) x_{1d}$ و $x_{1d} = 0$ و همچنین $\Delta f(z)$ و $d(t)$ به ترتیب به عنوان عدم قطعیت و اغتشاش خارجی در نظر گرفته می‌شود.

طراحی کنترل کننده پیشنهادی

سیستم ۳ را در نظر بگیرید که در آن عدم قطعیت و اغتشاش خارجی سیستم به صورت کران‌دار با کران نامعلوم فرض می‌شود. بلوک دیاگرام کنترل کننده هوشمند تطبیقی پیشنهادی برای این سیستم در شکل ۱، آورده شده است. در این ساختار، کنترل کننده از سه قسمت تشکیل شده است: بخش پسگام-مد لغزشی ساختار اصلی کنترل مقاوم را تشکیل می‌دهد؛ بخش تطبیقی، وظیفه تخمین پارامترهای مربوط به کران بالای نامعینی‌ها و وزن‌های تخمین‌گر فازی-عصبی را برعهده دارد و شبکه فازی-عصبی به عنوان بخش هوشمند، به تخمین توابع نامشخص سیستم می‌پردازد. به منظور طراحی کنترل کننده، ابتدا ساختار کنترل کننده پسگام-مد لغزشی پیشنهادی آورده می‌شود. سپس با افزودن بخش‌های تطبیقی و تخمین‌گر فازی-عصبی کامل می‌شود.



شکل ۱) بلوک دیاگرام کنترل کننده پیشنهادی

$$l(t, z) \leq \theta_l |x(t)| + \theta_{l\tau} |x(t - \tau_s)| + \lambda_1 \quad (25)$$

$$|\delta_f| \leq \lambda_3 \quad (26)$$

$$|\delta_h| = |\delta_{h1}| + |\delta_{h2}| \leq \theta_h |x(t - \tau_s)| + \lambda_2 \quad (27)$$

$\theta_{l\tau}, \theta_l, \theta_h, \lambda_3, \lambda_1, \lambda_2$ بردار پارامترهای مثبت معین هستند.

کنترل کننده ایده آل $u^*(t)$ عملاً قابل محاسبه نیست، بنابراین از $u_1(t)$ به عنوان تخمین $u^*(t)$ استفاده می شود که برابر است با:

$$u_1(t) = g^{-1}(z)(u_{11} + u_{NFN1} + u_{Rob1}) \quad (28)$$

که در آن:

$$u_{11} = -k_1 \dot{y}_1 - k_2 \dot{y}_2 - k_3 y_1 - k_4 y_2 - \gamma_1 s \quad (29)$$

$$u_{NFN1} = -\hat{W}_f^T \phi(z) - \hat{W}_h^T \psi(z(t - \tau_s)) \quad (30)$$

$$u_{Rob1} = -[\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3] Sgn(s) - [\hat{\theta}_l |z(t)| + (\hat{\theta}_{l\tau} + \hat{\theta}_h) |z(t - \tau_s)|] Sgn(s) \quad (31)$$

که در آن u_{11} کنترل کننده بازخور حالت، u_{NFN1} کنترل کننده هوشمند برای تخمین توابع غیرخطی ناشناس و u_{Rob1} کنترل کننده مقاوم تطبیقی برای جبران خطای تقریب و تأثیر عدم قطعیت کل بر روی سیستم است. پارامترهای روابط فوق از طریق قوانین تطبیقی زیر به روزرسانی می شوند:

$$\dot{\hat{W}}_f = k_f s \phi(z(t)) \quad (32)$$

$$\dot{\hat{W}}_h = k_h s \psi(z(t - \tau_s)) \quad (33)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_l = l_l |s| |z(t)| \quad (34)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_h = l_h |s| |z(t - \tau_s)| \quad (35)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} = l_{h\tau} |s| |z(t - \tau_s)| \quad (36)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_i = l_i |s|, (i = 1, 2, 3) \quad (37)$$

که $k_f, k_h, l_l, l_h, l_{h\tau}$ بردار نرخ های یادگیری، با مقادیر مثبت هستند.

قضیه ۱) دینامیک سیستم شناور مغناطیسی ۳ و سطح لغزش مربوطه ۱۶ را در نظر گرفته می شود. با اعمال کنترل کننده ۲۸ و با در نظر گرفتن قوانین تطبیقی ۳۲ تا ۳۷ پایدار سیستم ۱ تضمین شده و کلیه سیگنال ها در حلقه بسته محدود باقی می ماند.

اثبات. تابع کاندید لیاپانوف زیر به صورت زیر انتخاب می شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} (s^2 + k_f^{-1} \tilde{W}_f^T \tilde{W}_f + k_h^{-1} \tilde{W}_h^T \tilde{W}_h + l_h^{-1} \tilde{\theta}_h^T \tilde{\theta}_h + l_l^{-1} \tilde{\theta}_l^T \tilde{\theta}_l + l_{h\tau}^{-1} \tilde{\theta}_{h\tau}^T \tilde{\theta}_{h\tau} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1} \tilde{\lambda}_i^T \tilde{\lambda}_i) \quad (38)$$

$$\tilde{W}_f = W_f - \hat{W}_f, \tilde{W}_h = W_h - \hat{W}_h, \tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i (i = 1, 2, 3) \quad (39)$$

$$\tilde{\theta}_{h\tau} = \theta_{h\tau} - \hat{\theta}_{h\tau}, \tilde{\theta}_l = \theta_l - \hat{\theta}_l, \tilde{\theta}_h = \theta_h - \hat{\theta}_h, \tilde{W}_h = W_h - \hat{W}_h \quad (40)$$

است.

با مشتق گیری از معادله لیاپانوف می توان نوشت:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s\dot{s} - [k_f^{-1} \tilde{W}_f^T \dot{\hat{W}}_f + k_h^{-1} \tilde{W}_h^T \dot{\hat{W}}_h + l_h^{-1} \tilde{\theta}_h^T \dot{\hat{\theta}}_h + l_l^{-1} \tilde{\theta}_l^T \dot{\hat{\theta}}_l + l_{h\tau}^{-1} \tilde{\theta}_{h\tau}^T \dot{\hat{\theta}}_{h\tau} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1} \tilde{\lambda}_i^T \dot{\hat{\lambda}}_i] \quad (39)$$

مقدار $\dot{s}$ از معادله ۱۷ جایگزین می شود:

$$\dot{y}_3 = \dot{z}_3 - \dot{\phi}_2(y_1, y_2) = f(z(t)) + h(z(t - \tau_s)) + \Delta f(z) + d(t) + g(z)u(t) - (-k_1 \dot{y}_1 - k_2 \dot{y}_2) = f(z(t)) + h(z(t - \tau_s)) + l(t, z) + g(z)u(t) + k_1 \dot{y}_1 + k_2 \dot{y}_2 \quad (14)$$

$l(t, z)$ عدم قطعیت کل است.

$$\Delta f(z) + d(t) = l(t, z) \quad (15)$$

حال طراحی کنترل کننده برای این سیستم مد نظر است، بنابراین سطح لغزش پیشنهادی برای سیستم ۳ به صورت رابطه ۱۶ است:

$$s(t) = k'_3 D^{-1} y_1 + k'_4 D^{-1} y_2 + y_3 \quad (16)$$

و مشتق آن به صورت معادله ۱۷ است:

$$\dot{s}(t) = k_3 y_1 + k_4 y_2 + \dot{y}_3 = k_3 y_1 + k_4 y_2 + f(z(t)) + h(z(t - \tau_s)) + l(t, z) + g(z)u(t) + k_1 \dot{y}_1 + k_2 \dot{y}_2 \quad (17)$$

با توجه به این که $\dot{y}_1 = \phi_1(y_1) = -k_1 y_1$ و همچنین $\dot{y}_2 = \phi_2(y_1, y_2) + k_1 \dot{y}_1$ قانون کنترل ایده آل u^* برای کنترل سیستم ۳ وجود دارد. در صورتی که تابع $f(z)$ و عدم قطعیت کل $l(t, z)$ معلوم باشد.

$$u^* = g^{-1}(z)(-f(y(t)) - h(y(t - \tau_s)) - l(t, y) - k_3 y_1 - k_4 y_2 - \eta Sgn(s)) \quad (18)$$

با توجه به نامعلوم بودن تابع $f(z)$ ، $g(z)$ و عدم قطعیت کل $l(t, z)$ بنابراین از کنترل کننده هوشمند برای تخمین توابع نامشخص استفاده شده است.

طراحی کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی بر مبنای گام بازگشتی-مد لغزشی

همان گونه که اشاره شد، بخش های هوشمند کنترل کننده پیشنهادی وظیفه تخمین بخش های نامعلوم دینامیک سیستم را عهده دار است. بدین منظور براساس تئوری تخمین کلی، یک تخمین گر هوشمند به صورت $W_f^{T*} \phi(z)$ و $W_h^{T*} \psi(z)$ وجود دارد که می تواند دینامیک های ناشناخته سیستم را به صورت ذیل تخمین کند:

$$f(z(t)) = W_f^{T*} \phi(z) + \delta_f \quad (19)$$

$$h(z(t - \tau_s)) = W_h^{T*} \psi(z(t - \tau_s)) + \delta_h \quad (20)$$

که δ_f و δ_h بردار خطای تقریب، W_f^* و W_h^* بردار بهینه پارامتر W_h و W_f است. از آنجا که حالت ایده آل برای کنترل کننده هوشمند وجود ندارد تخمینی از این کنترل کننده که پارامترهای آن به صورت تطبیقی تخمین زده می شوند عبارتند از:

$$\hat{f}(z) = \hat{W}_f^T \phi(z) \quad (21)$$

$$\hat{h}(z(t - \tau_s)) = \hat{W}_h^T \psi(z(t - \tau_s)) \quad (22)$$

$\hat{W}_h$ و $\hat{W}_f$ ماتریس تخمین W_h^* و W_f^* است:

$$W_f^* \triangleq \arg \min \{ \sup |W_f^T \phi(z) - f(z(t))| \} \quad (23)$$

$$W_h^* \triangleq \arg \min \{ \sup |W_h^T \psi(z(t - \tau_s)) - h(z(t - \tau_s))| \} \quad (24)$$

فرض ۱) خطای تقریب δ_f, δ_h و عدم قطعیت کلی $l(t, y)$ در شرایط زیر صدق می کند:

نتایج شبیه‌سازی

در این بخش به منظور نشان دادن کارایی کنترل کننده طراحی شده در بخش قبل، سیستم شناور مغناطیسی در نرم افزار متلب شبیه سازی و کنترل کننده طراحی شده بر روی آن پیاده سازی شده است. لازم به ذکر است که در تمام شبیه سازی ها به جای تابع علامت $sign(\cdot)$ از تابع $atan(\cdot/\sigma)$ که پهنای لایه مرزی $\sigma=1/15$ است، استفاده شده است. پارامترهای مدل دینامیکی شناور مغناطیسی و همچنین کنترل کننده پیشنهادی به ترتیب در جداول ۱ و ۲ آمده است، که در آن، پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی به صورت سعی و خطا جهت رسیدن به سرعت همگرایی مطلوب به دست آمده اند.

جدول ۱) پارامترهای مدل دینامیکی سیستم شناور مغناطیسی

پارامتر	مقدار
g_c	$9/81m/s^2$
R	$28/\Omega$
L	$0/70H$
C	$10^{-4} \times 1/\epsilon F$
m	$12g$
$\Delta f(z)$	$Sin(z_1 z_2) Cos(z_3) 2^\circ$
$d(t)$	$Sin(2t)$
$[\tau_{s1}, \tau_{s2}]$	$(0/0, 0/4)$

جدول ۲) پارامترهای کنترل کننده طراحی شده

پارامتر	مقدار
$[k_1, k_2, k_3, k_4]$	$(3, 0/1, 3, 0/5)$
$[l_1, l_2, l_3]$	$(90, 50, 80)$
$[l_l, l_{lt}, l_h]$	$(76, 94, 80)$
$[k_f, k_h]$	$(10, 10)$
γ_1	50

نمودار ۱، خروجی سیستم شامل موقعیت توپ (x_1) را نشان می دهد، که به منظور نشان دادن کارایی کنترل کننده، مقدار مطلوب به صورت متغیر با زمان در نظر گرفته شده است. مقادیر مطلوب در بازه زمانی مختلف در جدول ۳ آمده است. عملکرد بسیار خوب کنترل کننده باعث شده که ارتفاع توپ به خوبی مقدار مطلوب خود را دنبال کند. در نمودار ۲ همگرایی سرعت توپ و جریان سیم پیچ مغناطیسی نشان داده شده است. همان گونه که مشاهده می شود با وجود عدم قطعیت، اغتشاش و تاخیر زمانی موجود به خوبی همگرا شده اند. نمودار ۳ نشان می دهد که قانون کنترلی و سطح لغزش در این کنترل کننده به خوبی همگرا شده اند. قانون کنترلی در این سیستم در واقع ولتاژ اعمال شده به سیم پیچ برای ایجاد میدان مغناطیسی است. نمودار ۴ همگرایی پارامترهای قوانین تطبیقی را به تصویر می کشد که این قوانین همگرایی خروجی های سیستم را به بسیار سریع تر می کند.

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s(k_3 y_1 + k_4 y_2 + f(z(t)) + h(z(t - \tau_s))) + l(t, z) + g(z)u(t) + k_1 \dot{y}_1 + k_2 \dot{y}_2 - [k_f^{-1} \tilde{W}_f^T \dot{W}_f + k_h^{-1} \tilde{W}_h^T \dot{W}_h + l_h^{-1} \tilde{\theta}_h^T \dot{\theta}_h + l_l^{-1} \tilde{\theta}_l^T \dot{\theta}_l + l_{ht}^{-1} \tilde{\theta}_{ht}^T \dot{\theta}_{ht} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1} \tilde{\lambda}_i^T \dot{\lambda}_i] \quad (40)$$

با جایگزینی معادلات ۱۹، ۲۰، ۲۸ معادله ۴۱ به دست می آید:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s[\tilde{W}_f^T \phi(z(t)) + \tilde{W}_h^T \psi(z(t - \tau_s)) + \delta_f + \delta_h + l(t, z) - k_3 y_1 - k_4 y_2 - \gamma_1 s - k_1 \dot{y}_1 - k_2 \dot{y}_2 + k_3 y_1 + k_4 y_2 + k_1 \dot{y}_1 + k_2 \dot{y}_2 - [\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3] Sgn(s) - |\hat{\theta}_l| |z(t)| + (\hat{\theta}_{lt} + \hat{\theta}_{h1}) |z(t - \tau_s)|] - [k_f^{-1} \tilde{W}_f^T \dot{W}_f + k_h^{-1} \tilde{W}_h^T \dot{W}_h + l_h^{-1} \tilde{\theta}_h^T \dot{\theta}_h + l_l^{-1} \tilde{\theta}_l^T \dot{\theta}_l + l_{ht}^{-1} \tilde{\theta}_{ht}^T \dot{\theta}_{ht} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1} \tilde{\lambda}_i^T \dot{\lambda}_i] \quad (41)$$

با جایگزینی $|s|$ به جای $s.Sgn(s)$ می توان نوشت:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \tilde{W}_f^T [s(t) \phi(z(t)) - k_f^{-1} \dot{W}_f] + \tilde{W}_h^T [s(t) \psi(z(t - \tau_s)) - k_h^{-1} \dot{W}_h] + s(t) [\delta_f + \delta_h + l(t, z) - |s(t)| [\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3] - s(t) [\hat{\theta}_l |z(t)| + (\hat{\theta}_{lt} + \hat{\theta}_{h1}) |z(t - \tau_s)|] - \gamma_1 s^2 - [l_h^{-1} \tilde{\theta}_h^T \dot{\theta}_h + l_l^{-1} \tilde{\theta}_l^T \dot{\theta}_l + l_{ht}^{-1} \tilde{\theta}_{ht}^T \dot{\theta}_{ht} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1} \tilde{\lambda}_i^T \dot{\lambda}_i] \quad (42)$$

با استفاده از قوانین تطبیقی ۳۲ تا ۳۷:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + (s(t) [\delta_f + \delta_h + l(t, z)] - |s(t)| [\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3] - s(t) [\theta_l |z(t)| + (\theta_{lt} + \theta_{h1}) |z(t - \tau_s)|] - \gamma_1 s^2) \quad (43)$$

از آنجا که $\tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i (i = 1, 2, 3)$ معادله ۴۳ را می توان چنین بازنویسی کرد:

$$\dot{V}_3 \leq \dot{V}_2 + (|s(t)| [(|\delta_f| - \lambda_1) + (|\delta_h| - (\theta_h |z(t - \tau_s)| + \lambda_2) + |l(t, y)| - (\theta_l |z(t)| + \theta_{lt} |z(t - \tau_s)| + \lambda_3))] - \gamma_1 s^2) \quad (44)$$

با توجه به فرض ۱:

$$\dot{V}_3 \leq \dot{V}_2 + (|s(t)| [(|\delta_f| - \lambda_1) + (|\delta_h| + \lambda_2) + |l(t, z)| - \lambda_3] - \gamma_1 s^2) \leq 0 \quad (45)$$

تا به اینجا نشان داده شد که $\dot{V}_1$ منفی نیمه معین است و پایداری لیاپانوف برقرار است، حال پایدار مجانبی به اثبات خواهد رسید:

$$\dot{V}_3 \leq \dot{V}_2 + (|s(t)| [(|\delta_f| - \lambda_1) + (|\delta_h| + \lambda_2) + |l(t, z)| - \lambda_3] - \gamma_1 s^2) \equiv -Q(t) \leq 0 \quad (46)$$

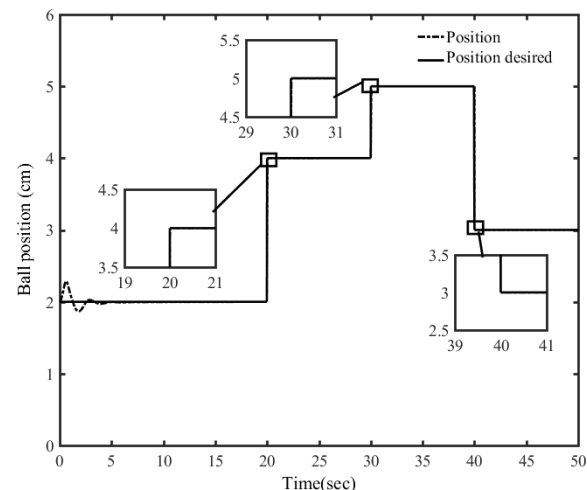
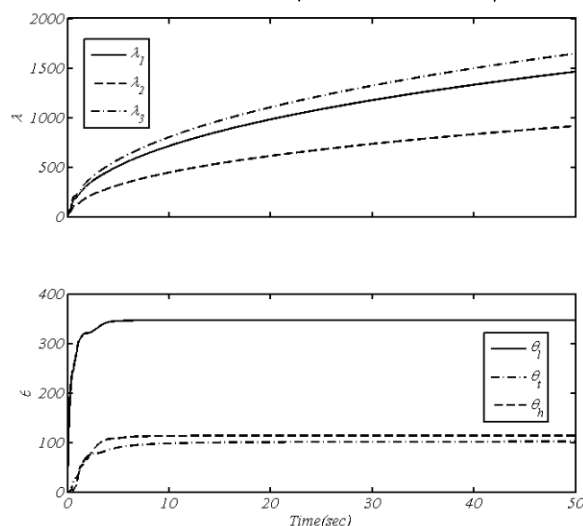
با انتگرال گیری از طرفین:

$$\int_0^t Q(t) dt \leq V_3(0) - V_3(t) \quad (47)$$

$V_3(0)$ محدود و $V_3(t)$ کاهشی و محدود است:

$$\int_0^t Q(t) dt \leq \infty \quad (48)$$

بنابر لم باربالات ۷ می توان گفت $\lim_{t \rightarrow \infty} Q(t) = 0$ که با توجه به این می توان گفت، اگر $t \rightarrow \infty$ در این صورت $Q(t) \rightarrow 0$. پس مسیرهای حالت سیستم ۳ بر روی سطح لغزش ۱۶ قرار خواهند گرفت. بنابراین پایداری سیستم ۱ با کنترل کننده ۲۸ ثابت شد. لازم به ذکر است که نرخ یادگیری از طریق آزمایش و خطا در سیستم به دست آمده است.



نمودار (۱) دنبال‌یابی موقعیت توپ سیستم حلقه بسته شناور مغناطیسی

نمودار (۴) همگرایی پارامترهای قوانین تطبیقی سیستم حلقه بسته شناور مغناطیسی

جدول (۳) مقادیر مطلوب موقعیت توپ شناور مغناطیسی

بازه زمانی	مقدار مطلوب موقعیت توپ (سانتی‌متر)
(۲۰، ۰)	۲
(۳۰، ۲۰)	۴
(۴۰، ۳۰)	۵
(۴۰، ۳۰)	۳

نتیجه‌گیری

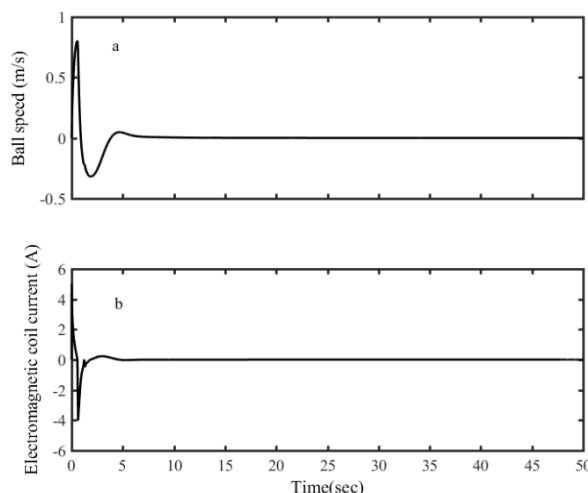
تاخیرهای زمانی می‌توانند عملکرد مناسب سیستم کنترلی را محدود یا کم کنند و حتی باعث ناپایداری سیستم گردند و همچنین باعث می‌شود سیستم رفتارهای پیچیده‌ای از خود نشان دهد. از طرفی دیگر تاخیر در سیستم‌های غیرخطی، ممکن است باعث آشوبناک شدن رفتار سیستم شود. با توجه به ناپایداری سیستم شناور مغناطیسی و معادله دینامیکی غیرخطی این سیستم، وجود تاخیر زمانی در این سیستم باعث ناپایداری و پیچیدگی بیشتر این سیستم می‌شود. در این مقاله یک کنترل کننده مقاوم هوشمند تطبیقی برای سیستم شناور مغناطیسی به همراه تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی طراحی شده است. استفاده از کنترل پسگام به همراه تئوری مد لغزشی تطبیقی به عنوان کنترل مقاوم سبب مقاومت هر چه بهتر کنترل کننده در برابر اغتشاش و عدم قطعیت می‌شود و همچنین از کنترل هوشمند به منظور تخمین توابع ناشناخته استفاده می‌شود. از طرفی دیگر پایداری کنترل کننده طراحی شده با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات شد. نتایج شبیه‌سازی نیز بیانگر این امر است که کنترل کننده مقاومت خوبی از خود نشان می‌دهد و اثر نویز و اغتشاش و همچنین تاخیر زمانی را به خوبی از بین می‌برد و حالت‌های سیستم مغناطیسی به سرعت به مقادیر مطلوب خود همگرا شده‌اند.

تشکر و قدردانی: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

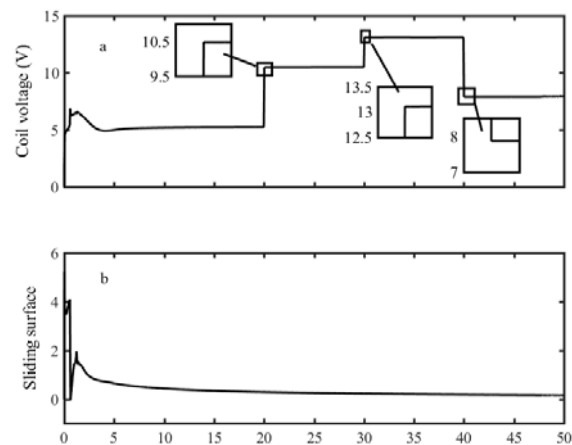
تأییدیه‌های اخلاقی: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

تعارض منافع: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

سهم نویسندگان: مهدی دلیر (نویسنده اول)، نگارنده مقدمه/روشن‌شناس/پژوهشگر اصلی/تحلیلگر آماری/نگارنده بحث (۵۰٪): نوشین بیگدلی (نویسنده دوم)، روشن‌شناس/پژوهشگر کمکی/تحلیلگر آماری/نگارنده بحث (۵۰٪).



نمودار (۲) همگرایی سرعت توپ و جریان سیم‌پیچ مغناطیسی



نمودار (۳) قانون کنترلی و سطح لغزش سیستم حلقه بسته شناور مغناطیسی

16- Shiakolas PS, Van Schenck SR, Piyabongkarn D, Frangeskou I. Magnetic levitation hardware-in-the-loop and MATLAB-based experiments for reinforcement of neural network control concepts. *IEEE Transactions on Education*. 2004;47(1):33-41.

17- Phuah J, Lu J, Yasser M, Yahagi T. Neuro-sliding mode control for magnetic levitation systems. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 23-26 May 2005, Kobe, Japan. Piscataway: IEEE; 2005

18- Buckner GD. Intelligent bounds on modeling uncertainty: Applications to sliding mode control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*. 2002;32(2):113-124.

19- Yang J, Sun R, Cui J, Ding X. Application of composite fuzzy-PID algorithm to suspension system of Maglev train. 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2-6 Nov. 2004, Busan, South Korea. Piscataway: IEEE; 2005.

20- Trumper DL, Olson SM, Subrahmanyam PK. Linearizing control of magnetic suspension systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1997;5(4):427-438.

21- Sun Y, Xu J, Qiang H, Chen C, Lin CG. Adaptive sliding mode control of maglev system based on RBF neural network minimum parameter learning method. *Measurement*. 2019;141:217-226.

22- Busłowicz M, Nartowicz T. Fractional order controller for a class of inertial plant with delay. *Pomiary Automatyka Robotyka*. 2009;2(2009):398-405.

23- Albertos P, García P. Robust control design for long time-delay systems. *Journal of Process Control*. 2009;19(10):1640-1648.

24- Sekhar Mishra S, Kumar Mishra S, Kumar Swain S. Coefficient diagram method (CDM) based PID controller design for magnetic levitation system with time delay. *IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, 23-25 March 2017, Srivilliputhur, India. Piscataway: IEEE; 2018.

25- Kumar T, Kumar Mishra S, Kumar Swain S. Design of fractional order controllers satisfying frequency domain specifications for magnetic levitation system with time delay. *IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, 23-25 March 2017, Srivilliputhur, India. Piscataway: IEEE; 2018.

26- Qin Y, Peng H, Ruan W, Wu J, Gao J. A modeling and control approach to magnetic levitation system based on state-dependent ARX model. *Journal of Process Control*. 2014;24(1):93-112.

27- Boonsatit N, Pukdeboon C. Adaptive fast terminal sliding mode control of magnetic levitation system. *Journal of Control. Automation and Electrical Systems*. 2016;27:359-367.

28- Aliasghary M, Teshnehlav M, Jalilvand A, Aliyari Shoorehdeli M, Nekoui MA. Hybrid control of magnetic levitation system based-on new intelligent sliding mode control. *Journal of Applied sciences*. 2008;8:2561-2568.

29- Hamidi Milani R, Zarabadipour H, Shahnazi R. An adaptive robust controller for time delay maglev transportation systems. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*. 2012;17(12):4792-4801.

منابع

1- Kaplan BZ, Regev D. Dynamic stabilization of tuned-circuit levitators. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1976;12(5):556-559.

2- Downer JR. Analysis of a single axis magnetic suspension system [dissertation]. Cambridge: Massachusetts Institute of Technology; 1980.

3- Dussaux M. The industrial applications of the active magnetic bearing technology. In: Higuchi T, editor. *Proceeding of 2nd International Symposium on Magnetic Bearing*, July 12-14 1990, Tokyo, Japan. Tokyo: Institute of Industrial Science; 1990.

4- Limbert DA, Richardson HH, Wormley DN. Controlled dynamic characteristics of ferromagnetic vehicle suspensions providing simultaneous lift and guidance. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*. 1979;101(3):217-222.

5- Torres LHS, Schnitman L, Júnior CAVV, Felipe de Souza JAM. Feedback linearization and model reference adaptive control of a magnetic levitation system. *Studies in Informatics and Control*. 2012;21(1):67-74.

6- Morales R, Sira-Ramírez H. Trajectory tracking for the magnetic ball levitation system via exact feedforward linearisation and GPI control. *International Journal of Control*. 2010;83(6):1155-1166.

7- Slotine JJE, Li W. *Applied nonlinear control*. New Jersey: Prentice Hall; 1991;199(1).

8- Zhao F, Loh SC, May JA. Phase-space nonlinear control toolbox: The maglev experience. In: Antsaklis P, Lemmon M, Kohn W, Nerode A, Sastry S, editors. *International Hybrid Systems Workshop*. 1567th Volume. Heidelberg: Springer; 1997.

9- Shakir H, Kim WJ. Nanoscale path planning and motion control with maglev positioners. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*. 2006;11(5):625-633.

10- Xiao J, Kulakowski BT. Sliding mode control of active suspension for transit buses based on a novel air-spring model. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 4-6 June 2003, Denver, CO, USA. Piscataway: IEEE; 2003.

11- Cho D, Kato Y, Spilman D. Sliding mode and classical controllers in magnetic levitation systems. *IEEE Control Systems Magazine*. 1993;13(1):42-48.

12- Kim YC, Kim KH. Gain scheduled control of magnetic suspension system. *Proceedings of 1994 American Control Conference - ACC '94*, 29 June-1 July 1994, Baltimore, MD, USA. Piscataway: IEEE; 2002.

13- Kaloust J, Ham C, Siehling J, Jongekryg E, Han Q. Nonlinear robust control design for levitation and propulsion of a maglev system. *IEEE Proceedings-Control Theory and Applications*. 2004;151(4):460-464.

14- de Queiroz MS, Dawson DM. Nonlinear control of active magnetic bearings: A backstepping approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1996;4(5):545-552.

15- Delavari H, Heydarinejad H. Adaptive fractional order Backstepping sliding mode controller design for a magnetic levitation system. *Modares Mechanical Engineering*. 2017;17(3):187-195. [Persian]