ISSN: 2476-6909; Modares Mechanical Engineering. 2020;20(7):1741-1748

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.

[1]Electronic 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 asymptomatic 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 کنترل‌کننده 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(ره)، قزوین، ایران
نوشین بیگدلی* PhD
گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه بین‌المللی امام خمینی(ره)، 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 کنترل‌کننده مقاوم هوشمند تطبیقی مبتنی بر پسگام مد لغزشی برای پایداری‌سازی و دنبال‌یابی مناسب سیستم شناور مغناطیسی مگلو در حضور تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی پیشنهاد شده است. با توجه به تغییرات نقطه‌کار از کنترل تطبیقی برای به‌روزرسانی اطلاعات لحظه‌ای سیستم و کنترل‌کننده هوشمند به‌منظور تخمین عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات و غیرخطینگی‌های سیستم استفاده می‌شود. کنترل‌کننده مقاوم به‌منظور ایجاد پایداری مجانبی در سیستم مگلو استفاده می‌شود. از تئوری پایداری لیاپانوف به‌منظور تجزیه و تحلیل پایداری سیستم شناور مغناطیسی با کنترل‌کننده پیشنهادی استفاده می‌شود. در پایان به‌منظور نشان‌دادن کارآیی کنترل‌کننده پیشنهادشده از شبیه‌سازی عددی در نرم‌افزار متلب استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که دنبال‌یابی به خوبی انجام شده و کنترل‌کننده در مقابل نویز و اغتشاش بسیار خوب عمل می‌کند.

کلیدواژه‌ها: سیستم شناور مغناطیسی (مگلو)، تاخیر زمانی، کنترل‌کننده 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 بین‌بردن تلفات اصطکاکی با کاهش تماس فیزیکی بین قطعات ثابت و چرخشی و در واقع، اساس ساخت قطارهای پرسرعت مغناطیسی هستند. در این تکنولوژی، به‌دلیل 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 هدایت‌کننده 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 کنترل‌کننده برای سیستم‌های شناور مغناطیسی باید مد نظر قرار گیرد، رفتار ذاتاً ناپایدار و غیرخطی این سیستم‌ها است. بیشتر روش‌های طراحی براساس مدل خطی‌شده در اطراف نقطه‌کار 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 ارایه‌شده 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 نقطه‌کار خراب می‌شود. بنابراین، برای رسیدن به ردیابی مناسب و کارآیی 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 غیرمتعارف و غیرخطی دارد. معمولاً مدل‌های مختلف ریاضی برای انواع مختلفی از سیستم‌های مگلو استفاده می‌شود[9, 10]، اما در کاربرد عملی به‌علت وجود دینامیک مدل‌نشده یا عدم قطعیت غیرقابل پیش‌بینی، انتخاب بهترین مدل مشکل است. علاوه‌بر این، تغییر پارامتر سیستم، مانند تغییر جرم و تغییرات مقاومت و القا الکترومغناطیسی به‌علت گرم‌شدن، باید مورد توجه قرار گیرد. برخی نویسندگان از تکنیک‌های غیرخطی برای طراحی قوانین پایداری کنترل‌کننده 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 کنترل‌کننده مقاوم به‌عنوان رویکردی برای مقابله با عدم قطعیت غیرقابل پیش‌بینی استفاده می‌شود. به‌عنوان 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. *دکوپروز* و *داوسون*[14]، یک کنترل‌کننده پسگام غیرخطی را برای مدل غیرخطی پیشنهاد کرده‌اند اما برای تثبیت موقعیت دقیق، فرضیاتی باید ارضا شود. از کنترل‌کننده مرتبه کسری تطبیقی مبتنی بر پسگام نیز در تحقیق *دلاوری* و *حیدرنژاد*[15] استفاده شده است. در این مقاله مدل مگلو به‌عنوان سیستم شناور مغناطیسی به همراه نویز و اغتشاش در نظر گرفته شده است.

اخیراً، روش‌های هوشمند برای سیستم‌های مگلو در نظر گرفته شده است[16-19]. در پژوهش *شیاکولاس* و همکاران[16]، شبکه عصبی به‌عنوان یک کنترل پیش‌فرض مورد بحث قرار گرفته است. ترکیبی از شبکه عصبی با روش مد لغزشی برای کنترل یک سیستم مگلو در تحقیق *فوا* و همکاران[17] پیشنهاد شده است. در پژوهش *باکنر*[18] با استفاده از تخمین کران عدم قطعیت به وسیله کنترل هوشمند و همچنین با استفاده از کنترل مدلغزشی سنتی برای نشان‌دادن عملکرد ردیابی بسیار خوب در سیستم مگلو استفاده شده است. از سوی دیگر، پایداری و عملکرد نامی یک قطار مغناطیسی براساس ترکیب کنترل‌کننده‌های فازی و تناسبی انتگرالی مشتق‌گیر در مطالعه *یانگ* و همکاران[19] بهبود داده شده است. از یک کنترل‌کننده عصبی برای کنترل شناور مغناطیسی در تحقیق *ترامپر* و همکاران[20] استفاده شده است. در مطالعه *سان* و همکاران[21] نیز، یک کنترل 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، به‌ویژه 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 کنترل‌کننده برای سیستم‌های غیرخطی با تاخیر زمانی، هم از نظر تئوری و هم در عمل بسیار اهمیت دارند. *سخار میشرا* و همکاران[24]، از کنترل‌کننده تناسبی- انتگرال- مشتق‌گیر به‌منظور کنترل سیستم مگلو با تاخیر زمانی استفاده کردند که پارامترهای آن به‌صورت آنلاین به روزرسانی می‌شوند. از کنترل‌کننده مرتبه کسری به‌منظور کنترل سیستم‌های مگلو با تاخیر زمانی در مطالعه *کومار* و همکاران[25] استفاده شده است.

در این مقاله از مدل مگلو به‌عنوان سیستم شناور مغناطیسی استفاده شده است و کنترل‌کننده مقاوم هوشمند تطبیقی به‌گونه‌ای که سیستم شناور مغناطیسی را در حضور تاخیر زمانی، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی کنترل‌کننده، طراحی شده است. بدین منظور از ترکیب کنترل‌کننده‌های مد لغزشی و پسگام به‌عنوان کنترل‌کننده‌های مقاوم استفاده شده است. در طراحی کنترل‌کننده، از آنجایی که کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم نامعلوم فرض شده، قوانین تطبیقی برای تخمین کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم به‌کار 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 کنترل‌کننده پیشنهادی از تئوری پایداری لیاپانوف و لم باربالات اثبات شده است. با توجه 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 به‌صورت خطی در نظر گرفته شده است و با توجه به این که سیستم مگلو دارای ماهیت غیرخطی است، خطی‌سازی محدوده اثر کنترل‌کننده را محدود می‌کند. در این مقاله سیستم به‌صورت غیرخطی در نظر گرفته شده است و لذا حوزه عملکرد کنترل‌کننده 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 نظرگرفتن 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 علاوه‌بر تاخیر زمانی، اغتشاش و عدم قطعیت نیز در نظر گرفته شده است و همچنین اثبات پایداری سیستم با کنترل‌کننده طراحی‌شده نسبت به مقالات ذکرشده 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 به‌روز تخمین و به‌روز می‌شوند.

۵- برخلاف سایر مراجع بررسی‌شده، ساختار کنترلی به‌کار گرفته‌شده 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 کنترل پسگام- مد لغزشی تطبیقی استفاده شده است. فرمول‌بندی این تخمین‌گر به همراه کنترل‌کننده مقاوم- تطبیقی به‌کارگرفته‌شده، علاوه‌بر 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 نظرگرفتن p موقعیت توپ، v سرعت توپ، i جریان سیم‌پیچ الکترومغناطیس، e ولتاژ واردشده 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 به‌صورت معادله ۱ است[15].

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2\\ \dot{x}_2 &= g_c - \frac{C}{m}\left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2\\ \dot{x}_3 &= -\frac{R}{L}x_3 + \frac{2C}{L}\left(\frac{x_2 x_3}{x_1^2}\right) + \frac{1}{L}u\end{aligned} \quad (۱)$$

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

$$z_1 = x_1 - x_{1d}$$
$$z_2 = x_2 - x_{2d} \tag{۲}$$
$$z_3 = g_c - \frac{c}{m}\left(\frac{x_3}{x_1}\right)^2$$

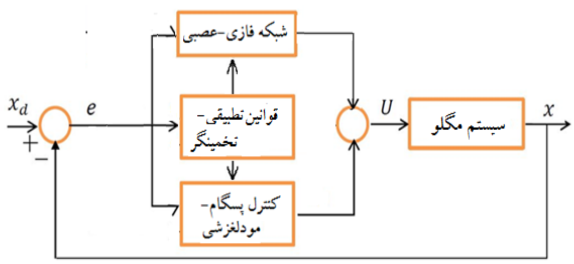
$$\dot{z}_1 = z_2$$
$$\dot{z}_2 = z_3 \tag{۳}$$

$$\dot{z}_3(t) = 2\big(g_c - z_3(t)\big)\left[\left(1 - \frac{2}{L\big(z_1(t-\tau_{S1})+x_{1d}(t)\big)}\right)\left(\frac{z_2(t-\tau_{S2})}{z_1(t-\tau_{S1})+x_{1d}(t)}\right) + \frac{R}{L}\right] - \frac{2}{L\big(z_1(t-\tau_{S1})+x_{1d}(t)\big)}\sqrt{\frac{c}{m}}\big(g_c - z_3(t)\big)u(t) + \Delta f(z) + d(t) = \quad f\big(z(t), z(t-\tau_s)\big) + g(z)u(t) + \Delta f(z) + d(t)$$

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

طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی

سیستم ۳ را در نظر بگیرید که در آن عدم قطعیت و اغتشاش خارجی سیستم به‌صورت کران‌دار با کران نامعلوم فرض می‌شود. بلوک دیاگرام کنترل‌کننده هوشمند تطبیقی پیشنهادی برای این سیستم در در شکل ۱، آورده شده است. در این ساختار، کنترل‌کننده 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 به‌عنوان بخش هوشمند، به تخمین توابع نامشخص سیستم می‌پردازد. به‌منظور طراحی کنترل‌کننده، ابتدا ساختار کنترل‌کننده پسگام- مد لغزشی پیشنهادی آورده می‌شود. سپس با افزودن بخش‌های تطبیقی و تخمینگر فازی- عصبی کامل می‌شود.



شکل ۱) بلوک دیاگرام کنترل‌کننده پیشنهادی

طراحی کنترل‌کننده مقاوم

از جمله روش‌های کنترل با استفاده از تابع لیاپانوف را می‌توان به کنترل پسگام اشاره کرد که در سیستم‌های به فرم آبشاری کاربرد دارد. در این روش برای کنترل رابطه iام سیستم، از کنترل مجازی iام استفاده می‌شود که همان متغیر حالت رابطه $i+1$ام است. سپس کنترل رابطه $i+1$ام به نحوی به‌دست می‌آید که خطای میان متغیر حالت رابطه $i+1$ام و کنترل مجازی رابطه iام به صفر میل کند. ورودی کنترلی از معادله حالت مرحله آخر به‌دست می‌آید. برای بررسی پایداری هر رابطه نیز یک تابع لیاپانوف پیشنهاد می‌شود و پایداری کلی با استفاده از مجموع توابع لیاپانوف تمامی روابط بررسی می‌شود. در این مقاله از کنترل‌کننده پسگام- مد لغزشی به‌عنوان جزء اصلی و مقاوم کنترل‌کننده 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:

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

که در آن $z_2 = \varphi_1(y_1)$ به‌عنوان کنترل‌کننده مجازی در نظر گرفته می‌شود. تابع لیاپانوف V_1 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$V_1 = \frac{1}{2}\, y_1^2 \tag{۵}$$

مشتق V_1 به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

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

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

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

بنابراین زیرسیستم y_1 پایدار است.

گام دوم

از آنجا که تابع کنترل‌کننده مجازی $\varphi_1(y_1)$ تخمینی است، خطای بین z_1 و $\varphi_1(y_1)$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y_2 = z_2 - \varphi_1(y_1) \tag{۸}$$

مشتق y_2 به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

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

که در آن $z_3 = \varphi_2(y_1, y_2)$ به‌عنوان کنترل‌کننده مجازی در نظر گرفته می‌شود. به‌منظور پایدارسازی زیرسیستم $(y_1 - y_2)$ تابع لیاپانوف V_2 به‌صورت رابطه ۱۰ تعریف می‌شود:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}y_2^2 \tag{۱۰}$$

مشتق V_2 به‌صورت رابطه ۱۱ محاسبه می‌شود:

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

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:

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

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

گام سوم

به‌صورت مشابه فرض می‌شود که:

$$y_3 = z_3 - \varphi_2(y_1, y_2) \tag{۱۳}$$

مشتق y_3 به‌صورت رابطه ۱۴ محاسبه می‌شود:

$$\dot{y}_3 = \dot{z}_3 - \dot{\varphi}_2(y_1, y_2) = f(z(t)) + h\big(z(t-\tau_s)\big) + \Delta f(z) + d(t) + g(z)u(t) - (-k_1\ddot{y}_1 - k_2\dot{y}_2) = f(z(t)) + h\big(z(t-\tau_s)\big) + l(t,z) + g(z)u(t) + k_1\ddot{y}_1 + k_2\dot{y}_2 \qquad (۱۴)$$

$l(t,z)$، عدم قطعیت کل است.

$$\Delta f(z) + d(t) = l(t,z) \qquad (۱۵)$$

حال طراحی کنترل‌کننده برای این سیستم مدنظر است، بنابراین سطح لغزش پیشنهادی برای سیستم ۳ به‌صورت رابطه ۱۶ است:

$$s(t) = k_3' D^{-1} y_1 + k_4' D^{-1} y_2 + y_3 \qquad (۱۶)$$

و مشتق آن به‌صورت معادله ۱۷ است:

$$\dot{s}(t) = k_3 y_1 + k_4 y_2 + \dot{y}_3 = k_3 y_1 + k_4 y_2 + f(z(t)) + h(z(t-\tau_s)) + l(t,z) + g(z)u(t) + k_1\ddot{y}_1 + k_2\dot{y}_2 \qquad (۱۷)$$

با توجه به این که $\dot{y}_1 = \varphi_1(y_1) = -k_1 y_1$ و همچنین $\dot{y}_2 = \varphi_2(y_1, y_2) + k_1\dot{y}_1$ قانون کنترل ایده‌آل u^* برای کنترل سیستم ۳ وجود دارد. در صورتی که تابع $f(z)$ و عدم قطعیت کل $l(t,z)$ معلوم باشد.

$$u^* = g^{-1}(z)\big(-f\big(y(t)\big) - h\big(y(t-\tau_s)\big) - l(t,y) - k_3 y_1 - k_4 y_2 - \eta Sgn(s)\big) \qquad (۱۸)$$

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

طراحی کنترل‌کننده مقاوم هوشمند تطبیقی بر مبنای گام بازگشتی- مد لغزشی

همان گونه که اشاره شد، بخش‌های هوشمند کنترل‌کننده پیشنهادی وظیفه تخمین بخش‌های نامعلوم دینامیک سیستم را عهده‌دار است. بدین منظور براساس تئوری تخمین کلی، یک تخمین‌گر هوشمند به‌صورت $W_f^{T^*}\phi(z)$ و $W_h^{T^*}\phi(z)$ وجود دارد که می‌تواند دینامیک‌های ناشناخته سیستم را به‌صورت ذیل تخمین کند:

$$f(z(t)) = W_f^{T^*}\ \varphi(z) + \delta_f \qquad (۱۹)$$

$$h(z(t-\tau_s)) = W_h^{T^*}\psi(z(t-\tau_s)) + \delta_h \qquad (۲۰)$$

که δ_f و δ_h بردار خطای تقریب، W_f^* وW_h^* بردار بهینه پارامتر W_f و W_h است. از آنجا که حالت ایده‌آل برای کنترل‌کننده هوشمند وجود ندارد تخمینی از این کنترل‌کننده که پارامترهای آن به‌صورت تطبیقی تخمین زده می‌شوند عبارتند از:

$$\hat{f}(z) = \widehat{W}_f^{\,T}\phi(z) \qquad (۲۱)$$

$$\hat{h}(z(t-\tau_s)) = \widehat{W}_h^{\,T}\psi(z(t-\tau_s)) \qquad (۲۲)$$

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

$$W_f^* \triangleq arg\,min\{sup\big|W_f^T\phi(z) - f(z(t))\big|\} \qquad (۲۳)$$

$$W_h^* \triangleq arg\,min\{sup\big|W_h^T\psi\big(z(t-\tau_s)\big) - h\big(z(t-\tau_s)\big)\big|\} \qquad (۲۴)$$

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

$$l(t,z) \le \theta_l|x(t)| + \theta_{l\tau}|x(t-\tau_s)| + \lambda_1 \qquad (۲۵)$$

$$|\delta_f| \le \lambda_3 \qquad (۲۶)$$

$$|\delta_h| = |\delta_{h1}| + |\delta_{h2}| \le \theta_h|x(t-\tau_s)| + \lambda_2 \qquad (۲۷)$$

λ_1, λ_2، λ_3، θ_h، θ_l، $\theta_{l\tau}$ بردار پارامترهای مثبت معین هستند.

کنترل‌کننده ایده‌آل $u^*(t)$ عملاً قابل محاسبه نیست، بنابراین از $u_1(t)$ به‌عنوان تخمین $u^*(t)$ استفاده می‌شود که برابر است با:

$$u_1(t) = g^{-1}(z)(u_{11} + u_{NFN1} + u_{Rob1}) \qquad (۲۸)$$

که در آن:

$$u_{11} = -k_1\ddot{y}_1 - k_2\dot{y}_2 - k_3 y_1 - k_4 y_2 - \gamma_1 s \qquad (۲۹)$$

$$u_{NFN1} = -\widehat{W}_f^{\,T}\phi(z) - \widehat{W}_h^{\,T}\psi\big(z(t-\tau_s)\big) \qquad (۳۰)$$

$$u_{Rob1} = -\big[\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3\big]Sgn(s) - \big[\hat{\theta}_l|z(t)| + \big(\hat{\theta}_{l\tau} + \hat{\theta}_h\big)|z(t-\tau_s)|\big]Sgn(s) \qquad (۳۱)$$

که در آن u_{11} کنترل‌کننده بازخور حالت، u_{NFN1} کنترل‌کننده هوشمند برای تخمین توابع غیرخطی ناشناس و U_{Rob1} کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی برای جبران خطای تقریب و تاثیر عدم قطعیت کل بر روی سیستم است. پارامترهای روابط فوق از طریق قوانین تطبیقی زیر به‌روزرسانی می‌شوند:

$$\dot{\widehat{W}}_f = k_f s\,\phi(z(t)) \qquad (۳۲)$$

$$\dot{\widehat{W}}_h = k_h s\,\psi(z(t-\tau_s)) \qquad (۳۳)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_l = l_l|s||z(t)| \qquad (۳۴)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_h = l_h|s||z(t-\tau_s)| \qquad (۳۵)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} = l_{h\tau}|s||z(t-\tau_s)| \qquad (۳۶)$$

$$\dot{\hat{\lambda}}_i = l_i|s|,\ \ (i = 1,2,3) \qquad (۳۷)$$

که k_h، k_f، $l_{\rm i}$، l_{l1}، l_h، $l_{h\tau}$ بردار نرخ‌های یادگیری، با مقادیر مثبت هستند.

قضیه ۱) دینامیک سیستم شناور مغناطیسی ۳ و سطح لغزش مربوطه ۱۶ را در نظر گرفته می‌شود. با اعمال کنترل‌کننده ۲۸ و با در نظرگرفتن قوانین تطبیقی ۳۲ تا ۳۷ پایدار سیستم ۱ تضمین شده و کلیه سیگنال‌ها در حلقه بسته محدود باقی می‌ماند.

اثبات. تابع کاندید لیاپانوف زیر به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}\Big(s^2 + k_f^{-1}\widetilde{W}_f^{\,T}\widetilde{W}_f + k_h^{-1}\widetilde{W}_h^{\,T}\widetilde{W}_h + l_{\rm h}^{-1}\tilde{\theta}_{\rm h}^{T^2} + l_{\rm l}^{-1}\tilde{\theta}_{\rm l}^{T^2} + l_{\rm h\tau}^{-1}\tilde{\theta}_{\rm h\tau}^{T^2} + \textstyle\sum_{i=1}^{3} k_i^{-1}\tilde{\lambda}^{T^2}_{\rm i}\Big) \qquad (۳۸)$$

که $\widetilde{W}_f = W_f - \widehat{W}_f$، $\widetilde{W}_h = W_h - \widehat{W}_h$، $\tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i (i = 1, 2, 3)$، $\tilde{\theta}_h = \theta_h - \hat{\theta}_h$، $\tilde{\theta}_l = \theta_l - \hat{\theta}_l$ و $\tilde{\theta}_{h\tau} = \theta_{h\tau} - \hat{\theta}_{h\tau}$ است.

با مشتق‌گیری از معادله لیاپانوف می‌توان نوشت:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s\dot{s} - \Big[k_f^{-1}\widetilde{W}_f^{\,T}\dot{\widehat{W}}_f + k_h^{-1}\widetilde{W}_h^{\,T}\dot{\widehat{W}}_h + l_h^{-1}\tilde{\theta}_h^T\dot{\hat{\theta}}_h + l_l^{-1}\tilde{\theta}_l^T\dot{\hat{\theta}}_l + l_{h\tau}^{-1}\tilde{\theta}_{h\tau}^T\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} + \textstyle\sum_{i=1}^{3} k_i^{-1}\tilde{\lambda}^T{}_i\dot{\hat{\lambda}}_i\Big] \qquad (۳۹)$$

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

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s\big(k_3 y_1 + k_4 y_2 + f\big(z(t)\big) + h\big(z(t-\tau_s)\big) + l(t,z) + g(z)u(t) + k_1\ddot{y}_1 + k_2\dot{y}_2\big) - \Big[k_f^{-1}\widetilde{W}_f{}^T\dot{\hat{W}}_f + k_h^{-1}\widetilde{W}_h{}^T\dot{\hat{W}}_h + l_h^{-1}\tilde{\theta}_h^T\dot{\hat{\theta}}_h + l_l^{-1}\tilde{\theta}_l^T\dot{\hat{\theta}}_l + l_{h\tau}^{-1}\tilde{\theta}_{h\tau}^T\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1}\tilde{\lambda}^T{}_i\dot{\hat{\lambda}}_i\Big] \quad (۴۰)$$

با جایگزینی معادلات ۱۹، ۲۰، ۲۸ معادله ۴۱ به‌دست می‌آید:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + s\Big[\widetilde{W}_f{}^T\phi(z(t)) + \widetilde{W}_h{}^T\psi(z(t-\tau_s)) + \delta_f + \delta_h + l(t,z) - k_3y_1 - k_4y_2 - \gamma_1 s - k_1\ddot{y}_1 - k_2\dot{y}_2 + k_3y_1 + k_4y_2 + k_1\ddot{y}_1 + k_2\dot{y}_2 - \big[\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3\big]Sgn(s) - \big[\hat{\theta}_l|z(t)| + \big(\hat{\theta}_{l\tau1} + \hat{\theta}_{h1}\big)|z(t-\tau_s)|\big]\Big] - \Big[k_f^{-1}\widetilde{W}_f{}^T\dot{\hat{W}}_f + k_h^{-1}\widetilde{W}_h{}^T\dot{\hat{W}}_h + l_h^{-1}\tilde{\theta}_h^T\dot{\hat{\theta}}_h + l_l^{-1}\tilde{\theta}_l^T\dot{\hat{\theta}}_l + l_{h\tau}^{-1}\tilde{\theta}_{h\tau}^T\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1}\tilde{\lambda}^T{}_i\dot{\hat{\lambda}}_i\Big] \quad (۴۱)$$

با جایگزینی $|s|$ به‌جای $s.Sgn(s)$ می‌توان نوشت:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \widetilde{W}_f{}^T\Big[s(t)\phi\big(z(t)\big) - k_f^{-1}\dot{\hat{W}}_f\Big] + \widetilde{W}_h{}^T\Big[s(t)\psi(z(t-\tau_s)) - k_h^{-1}\dot{\hat{W}}_h\Big] + s(t)\big[\delta_f + \delta_h + l(t,z)\big] - |s(t)|\big[\hat{\lambda}_1 + \hat{\lambda}_2 + \hat{\lambda}_3\big] - s(t)\big[\hat{\theta}_l|z(t)| + \big(\hat{\theta}_{h\tau} + \hat{\theta}_h\big)|z(t-\tau_s)|\big] - \gamma_1 s^2 - \Big[l_h^{-1}\tilde{\theta}_h^T\dot{\hat{\theta}}_h + l_l^{-1}\tilde{\theta}_l^T\dot{\hat{\theta}}_l + l_{h\tau}^{-1}\tilde{\theta}_{h\tau}^T\dot{\hat{\theta}}_{h\tau} + \sum_{i=1}^3 k_i^{-1}\tilde{\lambda}^T{}_i\dot{\hat{\lambda}}_i\Big] \quad (۴۲)$$

با استفاده از قوانین تطبیقی ۳۲ تا ۳۷:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \big(s(t)\big[\delta_f + \delta_h + l(t,z)\big] - |s(t)|[\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3] - s(t)[\theta_l|z(t)| + (\theta_{l\tau} + \theta_h)|z(t-\tau_s)|] - \gamma_1 s^2\big) \quad (۴۳)$$

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

$$\dot{V}_3 \le \dot{V}_2 + \big(|s(t)|\big[\big(|\delta_f| - \lambda_1\big) + (|\delta_h| - (\theta_h|z(t-\tau_s)| + \lambda_2) + |l(t,y)| - (\theta_l|z(t)| + \theta_{l\tau}|z(t-\tau_s)| + \lambda_3)\big] - \gamma_1 s^2\big) \quad (۴۴)$$

با توجه به فرض ۱:

$$\dot{V}_3 \le \dot{V}_2 + \big(|s(t)|\big[\big(|\delta_f| - \lambda_1\big) + (|\delta_h| + \lambda_2) + |l(t,z)| - \lambda_3\big] - \gamma_1 s^2\big) \le 0 \quad (۴۵)$$

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:

$$\dot{V}_3 \le \dot{V}_2 + \big(|s(t)|\big[\big(|\delta_f| - \lambda_1\big) + (|\delta_h| + \lambda_2) + |l(t,z)| - \lambda_3\big] - \gamma_1 s^2\big) \equiv -Q(t) \le 0 \quad (۴۶)$$

با انتگرال‌گیری از طرفین:

$$\int_0^t Q(t)dt \le V_3(0) - V_3(t) \quad (۴۷)$$

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

$$\int_0^t Q(t)dt \le \infty \quad (۴۸)$$

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

نتایج شبیه‌سازی

در این بخش به‌منظور نشان‌دادن کارآیی کنترل‌کننده طراحی‌شده در بخش قبل، سیستم شناور مغناطیسی در نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی و کنترل‌کننده طراحی‌شده بر روی آن پیاده‌سازی شده است. لازم به ذکر است که در تمام شبیه‌سازی‌ها به‌جای تابع علامت $sign(.)$ از تابع $atan(./\sigma)$ که پهنای لایه مرزی σ=۱/۱۵ است، استفاده شده است. پارامترهای مدل دینامیکی شناور مغناطیسی و همچنین کنترل‌کننده پیشنهادی به‌ترتیب در جداول ۱ و ۲ آمده است، که در آن، پارامترهای کنترل‌کننده پیشنهادی به‌صورت سعی و خطا جهت رسیدن به سرعت همگرایی مطلوب به‌دست آمده‌اند.

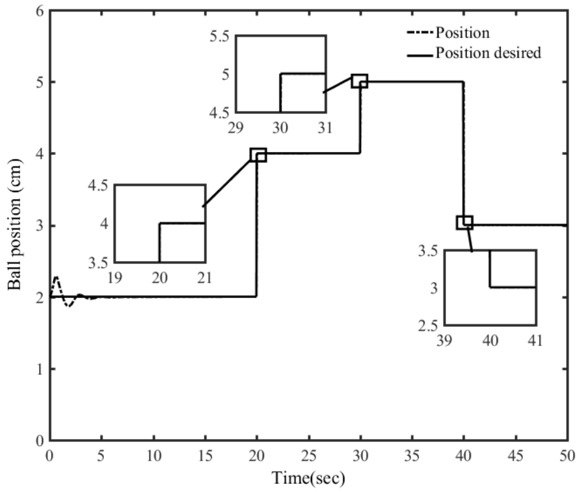
جدول ۱) پارامترهای مدل دینامیکی سیستم شناور مغناطیسی

پارامتر	مقدار
$\boldsymbol{g_c}$	۹/۸۱m/s^2
$\boldsymbol{R}$	۲۸/۷Ω
$\boldsymbol{L}$	۰/٦٥H
$\boldsymbol{C}$	۱۰٤ × ۱/٤F
$\boldsymbol{m}$	۱۲g
$\boldsymbol{\Delta f}(z)$	$Sin(z_1z_2)Cos(z_3)$۲۰
$\boldsymbol{d}(t)$	$Sin(2t)$
$[\boldsymbol{\tau_{s1}, \tau_{s2}}]$	(۰/٤ ، ۰/۵)

جدول ۲) پارامترهای کنترل‌کننده طراحی‌شده

پارامتر	مقدار
$[\boldsymbol{k_1, k_2, k_3, k_4}]$	(۰/۵، ۳، ۰/۱، ۳)
$[\boldsymbol{l_1, l_2, l_3}]$	(۸۰، ۵۰، ۹۰)
$[\boldsymbol{l_l, l_{l\tau}, l_h}]$	(۸۰، ۹۴، ۷۶)
$[\boldsymbol{k_f, k_h}]$	(۱۰، ۱۰)
$\boldsymbol{\gamma_1}$	۵۰

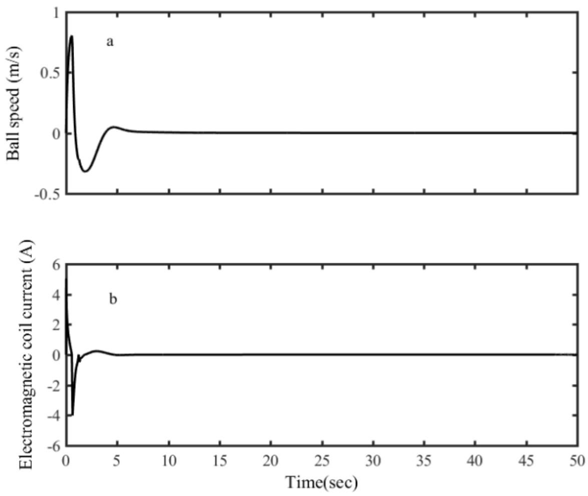
نمودار ۱، خروجی سیستم شامل موقعیت توپ (x_1) را نشان می‌دهد، که به‌منظور نشان‌دادن کارآیی کنترل‌کننده، مقدار مطلوب به‌صورت متغیر با زمان در نظر گرفته شده است. مقادیر مطلوب در بازه زمانی مختلف در جدول ۳ آمده است. عملکرد بسیار خوب کنترل‌کننده باعث شده که ارتفاع توپ به خوبی مقدار مطلوب خود را دنبال کند. در نمودار ۲ همگرایی سرعت توپ و جریان سیم‌پیچ مغناطیسی نشان داده شده است. همان گونه که مشاهده می‌شود با وجود عدم قطعیت، اغتشاش و تاخیر زمانی موجود به خوبی همگرا شده‌اند. نمودار ۳ نشان می‌دهد که قانون کنترلی و سطح لغزش در این کنترل‌کننده به خوبی همگرا شده‌اند. قانون کنترلی در این سیستم در واقع ولتاژ اعمال‌شده به سیم‌پیچ برای ایجاد میدان مغناطیسی است. نمودار ۴ همگرایی پارامترهای قوانین تطبیقی را به تصویر می‌کشد که این قوانین همگرایی خروجی‌های سیستم را به بسیار سریع‌تر می‌کند.



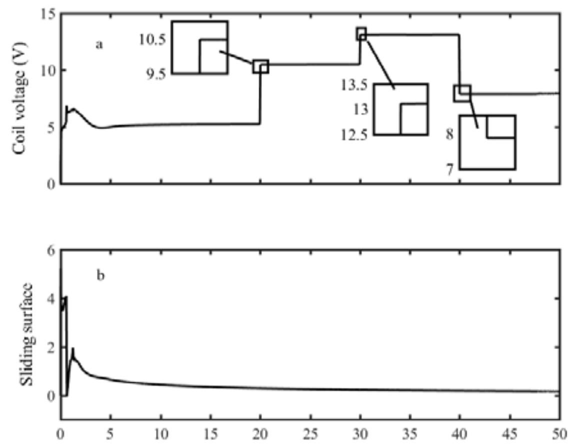
نمودار ۱) دنبال‌یابی موقعیت توپ سیستم حلقه بسته شناور مغناطیسی

جدول ۳) مقادیر مطلوب موقعیت توپ شناور مغناطیسی

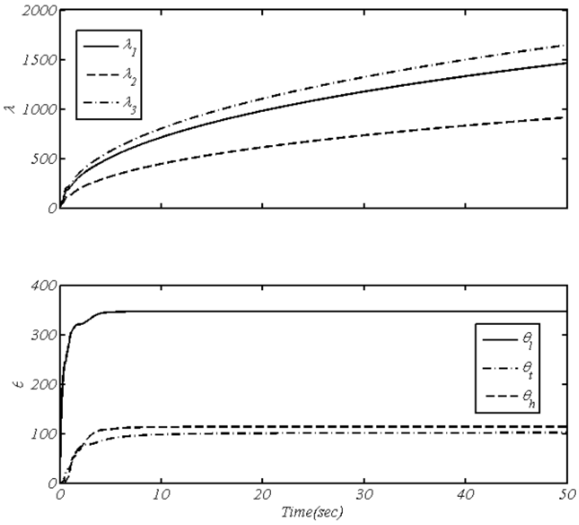
بازه زمانی	مقدار مطلوب موقعیت توپ (سانتی‌متر)
(۰، ۲۰)	۲
(۲۰، ۳۰)	۴
(۳۰، ۴۰)	۵
(۳۰، ۴۰)	۳



نمودار ۲) همگرایی سرعت توپ و جریان سیم‌پیچ مغناطیسی



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



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

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 آشوبناک‌شدن 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 کنترل‌کننده 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 به‌عنوان کنترل مقاوم سبب مقاومت هر چه بهتر کنترل‌کننده در برابر اغتشاش و عدم قطعیت می‌شود و همچنین از کنترل هوشمند به‌منظور تخمین توابع ناشناخته استفاده می‌شود. از طرفی دیگر پایداری کنترل‌کننده طراحی‌شده با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات شد. نتایج شبیه‌سازی نیز بیانگر این امر است که کنترل‌کننده 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.

تاییدیه‌های اخلاقی: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

تعارض منافع: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

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

منابع مالی: موردی توسط نویسندگان گزارش نشد.

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, Felippe 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. IEE 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]
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, Subrahmanyan 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, Teshnehlab 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.