



Adaptive Robust Controller for Position Control of Piezoelectric Actuator with Unstructured Uncertainty

ARTICLE INFO

Article Type

Original Research

Authors

Alem S.F.¹ MSc,
Sabooni E.¹ BSc,
Sheikholeslam F.*¹ PhD,
Izadi I.¹ PhD

How to cite this article

Alem S.F, Sabooni E, Sheikholeslam F, Izadi I. Adaptive Robust Controller for Position Control of Piezoelectric Actuator with Unstructured Uncertainty. Modares Mechanical Engineering. 2020;20(6):1625-1634.

ABSTRACT

Piezoelectric actuators are the most common choice for position control with ultra-high precision. Despite the significant advantages, the linear and nonlinear dynamics of these actuators, such as hysteresis, could decrease the precision of the control system. In this research, a controller based on the sliding mode method is proposed for position control of piezoelectric actuator. Sliding mode control is a model-based and useful method in nanopositioning systems. In this research, Bouc-Wen model is used for description of the actuator's behavior. In this model, the linear dynamic is modeled with mass, stiffness and damping terms, and the hysteresis is modeled by its nonlinear dynamics. Usually, there are mismatch and uncertainty between the physical system and mathematical model. For stability analysis of the prevalent sliding mode control, the upper bound of uncertainty must be known. But, in practical systems, this is not possible, simply. On the other hand, selecting the large values for this bound, increases the controller gain and distances it from the optimum value. The proposed adaptive robust control eliminates the dependency to the upper bound of uncertainty. This is done by introducing an online adaptive law for estimating this bound. Proposing this law, asymptotic stability of the closed-loop control system is proven. Implementing the presented method on the laboratory setup and simulator software, its effectiveness is shown by simulation and experimental results.

Keywords Piezoelectric Actuator; Adaptive Robust Control, Unstructured Uncertainty; Nanopositioning System; Sliding Mode Control

CITATION LINKS

[1] Smart material systems: model development [2] Model-based feedback controller design for dual actuated atomic force microscopy [3] Robotic system for MRI-guided stereotactic neurosurgery [4] A concentric tube continuum robot with piezoelectric actuation for MRI-guided closed-loop targeting [5] A survey of control issues in nanopositioning [6] Displacement amplifier for piezoelectric actuator based on honeycomb link mechanism [7] Applications of piezo-actuated micro-robots in micro-biology and material science [8] A Teflon microreactor with integrated piezoelectric actuator to handle solid forming reactions [9] Piezoelectric actuator for mobile auto focus camera applications [10] Optimal piezoelectric actuator and sensor location for active vibration control, using genetic algorithm [11] Modeling and high dynamic compensating the rate-dependent hysteresis of piezoelectric actuators via a novel modified inverse Preisach model [12] Compensation of scanner creep and hysteresis for AFM nanomanipulation [13] A survey on hysteresis modeling, identification and control [14] Inverse rate-dependent Prandtl-Ishlinskii model for feedforward compensation of hysteresis in a piezomicropositioning actuator [15] Adaptive sliding mode control of hysteresis in piezoelectric actuator [16] Adaptive sliding mode control with perturbation estimation and PID sliding surface for motion tracking of a piezo-driven micromanipulator [17] Tracking control of a biaxial piezo-actuated positioning stage using generalized Duhem model [18] Piezoelectric Actuators with Uncertainty: Observer-Based Hysteresis Compensation and Joint Stability Analysis [19] Tracking observer/controller for a relatively large class of systems with hysteresis and without velocity measurement [20] Sliding-mode control of a three-degrees-of-freedom nanopositioner [21] Applied nonlinear control

¹Control Department, Electrical & Computer Engineering Faculty, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran

*Correspondence

Address: Control Department, Electrical & Computer Engineering Faculty, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran. Postal Code: 7344181746
Phone: +98 (31) 33912451
Fax: -
sheikh@cc.iut.ac.ir

Article History

Received: July 22, 2019

Accepted: December 14, 2019

ePublished: June 20, 2020

کنترل کننده مقاوم تطبیقی برای کنترل موقعیت عملگر پیزوالکتریک با نامعینی غیرساختاری

سیدفخرالدین عالم^{MSC}

گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

احسان صابونی^{BSc}

گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

فرید شیخ الاسلام^{PhD}

گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

ایمان ایزدی^{PhD}

گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

چکیده

عملگرهای پیزوالکتریک، پرکاربردترین گزینه برای رسیدن به دقت بالا در کنترل موقعیت هستند. با وجود مزایای قابل توجه این عملگرها، دینامیک‌های خطی و غیرخطی آنها مثل پسماند می‌تواند منجر به افت دقت سیستم کنترلی باشد. در این پژوهش، کنترل کننده‌ای برای کنترل موقعیت عملگر پیزوالکتریک بر اساس روش مد لغزشی ارائه شد. کنترل مد لغزشی یکی از روش‌های مبتنی بر مدل و پرکاربرد در سیستم‌های موقعیت‌دهی دقیق است. در این پژوهش، از مدل بوکون به منظور توصیف رفتار عملگر استفاده شد. در این مدل، دینامیک خطی با استفاده از جملات جرم، میراگر، سختی و دینامیک پسماند به صورت غیرخطی مدل می‌شود. اما معمولاً بین سیستم فیزیکی عملگر و مدل ریاضی میزانی از نامعینی و عدم تطابق وجود دارد. در آنالیز پایداری روش کنترل مد لغزشی مرسوم، لازم است حد بالای این نامعینی مشخص باشد. این اندازه‌گیری در سیستم‌های عملی به سادگی امکان‌پذیر نیست؛ از طرفی انتخاب مقادیر بالا برای این حد، منجر به افزایش بهره کنترل کننده و فاصله گرفتن آن از مقدار بهینه می‌شود. روش مقاوم تطبیقی ارائه شده در این پژوهش، وابستگی به حد بالای نامعینی را مرتفع می‌کند. این کار با معرفی یک قانون تطبیق برخط برای تخمین حد بالای نامعینی انجام می‌شود. با ارائه این قانون، پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته به صورت تئوری اثبات می‌شود. با پیاده سازی روش پیشنهادی روی تجهیزات آزمایشگاهی و همچنین نرم افزار شبیه ساز، عملکرد آن توسط نتایج شبیه سازی و عملی نشان داده شد.

کلیدواژه‌ها: عملگر پیزوالکتریک، کنترل مقاوم تطبیقی، نامعینی غیرساختاری، سیستم موقعیت‌دهی دقیق، کنترل مد لغزشی

تاریخ دریافت: ۱۳۹۸/۴/۳۱

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۸/۹/۲۳

*نویسنده مسئول: sheikh@cc.iut.ac.ir

مقدمه

مواد هوشمند به دسته‌ای از مواد اطلاق می‌شود که در آنها بین میدان‌های الکتریکی، مغناطیسی یا دمایی و ابعاد فیزیکی ماده رابطه مستقیمی وجود دارد^[1]. چنین خاصیتی این مواد را مستعد استفاده به عنوان حسگر یا عملگر کرده است. در مواد پیزوالکتریک با تغییر میدان الکتریکی، ابعاد ماده تغییر می‌کند. بدین علت

می‌توان از آن به عنوان یک عملگر کنترل موقعیت مکانیکی استفاده کرد. تغییر میدان الکتریکی در دو سر ماده، به راحتی با القای یک ولتاژ خارجی امکان پذیر است. در حسگرهای پیزوالکتریک با ایجاد یک جابجایی، میدان الکتریکی القاشده در دو سر ماده تغییر می‌کند. این تغییر میدان با خواندن ولتاژ دو سر حسگر قابل اندازه گیری است.

معرفی عملگرهای هوشمند با رشد در صنایع و کاربردهایی همراه بود که نیاز به دقت بالا در کنترل موقعیت و سرعت داشتند. امروزه کنترل موقعیت درابعاد میکرومتر و نانومتر در حوزه‌های وسیعی از تکنولوژی پرکاربرد شده است. از این کاربردها می‌توان به میکروسکوپ‌های اتمی^[2]، تصویربرداری مغناطیسی^[3, 4]، علوم فیزیک^[5]، مکانیک^[6]، بیولوژی^[7]، پزشکی^[4]، شیمی^[8]، تصویربرداری دیجیتال^[9] و دمپرهای مکانیکی^[10] اشاره کرد.

مزایای اصلی عملگر پیزوالکتریک، تفکیک پذیری بسیار بالا، نیروی خوب و سرعت پاسخ مناسب است^[11]. این مزایا این عملگر را به پرکاربردترین عملگر برای رسیدن به دقت بالا تبدیل نموده است. اما در کنار این مزایا، عملگرهای پیزوالکتریک دینامیک‌های خطی و غیرخطی پیچیده‌ای دارند. این دینامیک‌ها شامل پسماند، خزش و دینامیک‌های لرزشی هستند^[12]. مهم ترین دینامیک عملگر پیزوالکتریک، پسماند است. در صورتی که یک ورودی سینوسی به یک عملگر دارای پسماند اعمال شود، خروجی سیستم در مسیر رفت و برگشت سینوسی، منطبق نخواهد بود^[13]. اگر این پدیده در مدل سازی و کنترل سیستم به درستی لحاظ نشود، می‌تواند منجر به افت دقت سیستم کنترلی، نوسان و حتی ناپایداری شود^[5]. برای حل این مشکل لازم است مدل سازی، شناسایی و جبران پسماند به طور دقیق انجام شود.

برای مدل سازی پسماند در عملگرهای پیزوالکتریک روش‌های بسیار متنوعی ارائه شده است. یک دسته گسترده از این روش‌ها با استفاده از یک مجموع وزن دار از عامل‌های پایه پسماند به توصیف ریاضی عملگر می‌پردازند. از این دسته می‌توان مدل‌های پریساک (Preisach)^[11] و پراندتل- ایشلینسکی (Prandtl-Ishlinski)^[14] را نام برد. مدل پریساک با استفاده از عامل رله کار می‌کند. این مدل معکوس تحلیلی ندارد اما روش‌های عددی برای تشکیل معکوس آن ارائه شده است. مدل پراندتل- ایشلینسکی دارای معکوس تحلیلی است. همچنین نسخه‌های متنوعی از آن ارائه شده است که برای مدل سازی پسماند متغیر با سرعت نیز کاربرد دارند^[14].

برای افزایش دقت در مدل‌های مبتنی بر عامل‌های پایه لازم است تعداد زیادی از این عامل‌ها در تشکیل مجموع وزن دار به کار برده شوند. این کار منجر به افزایش تعداد پارامترها شده که کار شناسایی مدل را پیچیده تر می‌کند. همچنین در صورت استفاده از مدل معکوس در کنترل کننده، حجم محاسبات و هزینه پیاده سازی در کاربردهای عملی افزایش قابل توجهی خواهد داشت. دسته دیگر مدل‌های پسماند براساس معادلات دیفرانسیل شکل

پیاده سازی آن به سادگی امکان پذیر بوده و حجم محاسبات کمتری دارد.

شرح مساله و کنترل مد لغزشی مقاوم

بیان شد که در این پژوهش از مدل مبتنی بر معادلات دیفرانسیل و به طور خاص از مدل بوک-ون استفاده خواهد شد. از مدل های پرکاربرد دیگر در این دسته می توان به مدل دوهم (Duhem)^[17] اشاره کرد. مدل بوک-ون از دو معادله دیفرانسل به صورت زیر تشکیل شده است.

$$\begin{cases} m\ddot{y}(t) + b\dot{y}(t) + ky(t) = k(du(t) - h(t)) + \delta(t) \\ \dot{h}(t) = a\dot{u}(t) - B|\dot{u}(t)|h(t) - \gamma\dot{u}(t)|h(t)| \end{cases}$$

معادله اول رابطه ورودی خروجی عملگر که شامل جملات جرم، میراگر و سختی است را شامل می شود. معادله دوم دینامیک غیرخطی پسماند را بیان می کند. در این روابط y ، بیان کننده خروجی یا موقعیت عملگر بر حسب متر (از مرتبه میکرومتر) و u ورودی عملگر بر حسب ولت است. همچنین h متغیر بیان کننده میزان پسماند، m و b و k به ترتیب ضرایب جرم، میرایی و سختی سیستم هستند. پارامتر d ، ضریب دی الکتریک ماده پیزوالکتریک بوده و ضرایب a و B و γ شکل و دامنه پسماند را تعیین می کنند^[13, 16]. همچنین δ نامعینی غیرساختاری مدل را مشخص می کند.

هدف، طراحی کنترل کننده حلقه بسته برای این سیستم به گونه ای است که با تعیین سیگنال ورودی (u)، تبعیت خروجی عملگر (y) از یک خروجی مرجع (y_d) تضمین شود. خطای موقعیت به صورت رابطه زیر تعریف می شود.

$$e(t) = y(t) - y_d(t)$$

در کنترل مد لغزشی، یک سطح لغزش به گونه ای تعریف می شود که هدف کنترلی روی این سطح برقرار می شود. در زمان هایی که بردار حالت سیستم خارج از سطح لغزش قرار دارد، کنترل کننده باید بردار حالت سیستم را به سمت سطح لغزش سوق دهد. در نهایت بردار حالت به سطح لغزش رسیده و روی آن باقی می ماند. در این مقاله از سطح لغزش PD که به صورت زیر تعریف می شود، استفاده خواهد شد.

$$s(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t)$$

کنترل کننده پیشنهادی به صورت زیر است.

$$u = \left(\frac{b}{kd} - \lambda \frac{m}{kd}\right) \dot{y} + \frac{1}{d}(y + h) + \frac{m}{kd}(\ddot{y}_d + \lambda \dot{y}_d) - k_c \text{sign}(s)$$

برای محاسبه مقدار h می توان از رویت گره های حالت ارایه شده در مقالات قبلی استفاده کرد^[18, 19]. اثبات همگرایی به سطح لغزش توسط روش لیاپانوف انجام می شود. در این مرحله، مشابه پژوهش های قبلی اثبات، با استفاده از حد بالای نامعینی انجام می شود^[15, 20]. براساس این حد همواره $\delta(t) \leq \Delta$ داریم. تابع لیاپانوف پیشنهادی برابر $V_1 = \frac{1}{2}ms^2$ است. با مشتق گیری از

می گیرند. این دسته در مقایسه با دسته اول از تعداد پارامتر کمتری استفاده کرده و حجم محاسبات کمتری دارند. در مقابل این مزیت، مدل های مبتنی بر معادلات دیفرانسیل، عموماً معکوس پذیر نیستند. بنابراین طراحی کنترل کننده برای جبران پدیده پسماند پیچیده تر خواهد بود. در این پژوهش از این دسته و به طور خاص از مدل بوک-ون (Bouc-Wen) استفاده خواهد شد. در این مدل، مجموعه عملگر و بار با استفاده از یک مدل عمومی جرم-میراگر-سختی در کنار دینامیک غیرخطی پسماند مدل می شود.

مدل های ریاضی که در زمینه موقعیت دهی دقیق برای عملگر پیزوالکتریک ارایه شده، پدیده های مکانیکی و فیزیکی عملگر را با دقت بالا توصیف می کنند. اما در یک سیستم عملی به دلایلی همچون شرایط محیطی غیرثابت، بار متفاوت یا متغیر، عدم تطابق مدل، اغتشاش خارجی و نویز، خطا در مدار الکترونیک تقویت کننده و پس خور (Feedback) عملگر و همچنین خطای شناسایی مدل، همواره میزانی از خطا در مدل وجود دارد. جهت غلبه سیستم کنترل موقعیت حلقه بسته بر کلیه عوامل ذکر شده، لازم است یک جمله نامعینی غیرساختاری در مدل لحاظ شده و کنترل کننده در برابر این نامعینی، مقاوم باشد.

از بین روش های ارایه شده برای کنترل عملگر پیزوالکتریک، کنترل مد لغزشی (Sliding Mode Control) به دلیل مقاوم بودن در برابر نامعینی، دقت بالا و حجم محاسبات قابل قبول یکی از روش های پرکاربرد است. در این روش برای غلبه بر نامعینی غیرساختاری مدل، لازم است حد بالای نامعینی مشخص باشد^[15]. از طرفی در بسیاری از موارد خصوصاً کاربردهای عملی، تعیین این حد^(۲) کار دشواری است. در این چنین شرایطی معمولاً با در نظر گرفتن میزانی از محافظه کاری، حد بالای نامعینی چند برابر مقدار تخمینی آن قرار داده می شود. این انتخاب برای ایجاد ضریب اطمینان قابل قبولی برای نامعینی انجام می شود. این کار منجر به بزرگ شدن بهره کنترلی شده و مقدار این بهره را از مقادیر بهینه دور می کند. در نتیجه عملکرد سیستم در زمان پاسخ گذرا افت می کند. همچنین حساسیت به نویز، بالا رفته و می تواند منجر به نوسانات فرکانس بالا شود. تعیین حد نامعینی در یک مصالحه بین ضریب اطمینان پایداری و بهینگی پاسخ تعیین می شود.

در این مقاله روشی ارایه می شود که در آن وابستگی کنترل کننده به مشخص بودن حد بالای نامعینی مرتفع شود. در روش پیشنهادی^(۳) ضرورتی برا تعیین حد نامعینی وجود ندارد. این مقدار از طریق یک قانون تطبیق برخط متناسب با خطای سیستم حلقه بسته تعیین می شود. این قانون به گونه ای نوشته می شود که تضمین پایداری مجانبی سیستم همچنان برقرار باشد. در مقایسه با سایر روش هایی که برای تخمین نامعینی ارایه شده است مانند تحقیق L_1 و L_2 ^[16]، قانون تطبیق برخط این پژوهش از مدل و پارامترهای آن و حد بالای نامعینی مستقل است. همچنین

بهینه جلوگیری شده ولی سیستم حلقه‌بسته همچنان تضمین پایداری دارد. هدف، ارایه قانون کنترل پایدارساز با فرض نامعلوم‌بودن حد بالای نامعینی (Δ) است. مقدار این حد لازم است در یک قانون تطبیق برخط مشخص شود. قانون کنترل پیشنهادی برابر با رابطه ۷ است.

$$u = \left(\frac{b}{kd} - \lambda \frac{m}{kd}\right) \dot{y} + \frac{1}{d}(y + h) + \frac{m}{kd}(\ddot{y}_d + \lambda \dot{y}_d) - \hat{k}_c \text{sign}(s) \quad (7)$$

در این قانون لازم است $\hat{k}_c$ با شرط $\hat{k}_c > \frac{\Delta}{kd}$ مشخص شود. برای برآورده‌شدن این شرط مقدار بهره به صورت $\hat{k}_c = \frac{\Delta + \sigma}{kd}$ انتخاب می‌شود که در آن σ یک پارامتر مثبت کوچک است. $\hat{\Delta}$ مقدار تخمینی حد بالای نامعینی است که قانون تطبیق آن در ادامه تعیین خواهد شد. با استفاده از تابع لیاپانوف V_1 خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = m\dot{s}\dot{s} = ms(\ddot{e} + \lambda\dot{e}) = ms(\ddot{y} - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d) = ms\left(\frac{kd}{m}u - \frac{k}{m}h + \frac{\delta}{m} - \frac{b}{m}\dot{y} - \frac{k}{m}y - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d\right) = ms\left(\frac{b}{m}\dot{y} - \lambda\dot{y} + \frac{k}{m}y + \frac{k}{m}h + \ddot{y}_d + \lambda\dot{y}_d - \frac{kdk_c}{m}\text{sign}(s) - \frac{k}{m}h + \frac{\delta}{m} - \frac{b}{m}\dot{y} - \frac{k}{m}y - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d\right) = -kdk_c\text{sign}(s)s + \delta s \end{aligned}$$

در ابتدای این بخش فرض کردیم حد بالای نامعینی δ نامشخص است. بنابراین رابطه فوق قابل ساده‌سازی نیست. برای حل این مشکل، تابع لیاپانوف اصلاح‌شده به صورت زیر پیشنهاد می‌شود.

$$V_2 = \frac{1}{2}ms^2 + \frac{1}{2}w\tilde{\Delta}$$

در این تابع داریم $\tilde{\Delta} = \hat{\Delta} - \Delta$. با مشتق‌گیری از این تابع خواهیم داشت

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = -kdk_c\text{sign}(s)s + \delta s + w\tilde{\Delta}\dot{\Delta} = -(\hat{\Delta} + \sigma)\text{sign}(s)s + \delta s + w\tilde{\Delta}\dot{\Delta} = -(\tilde{\Delta} + \Delta + \sigma)\text{sign}(s)s + \delta s + w\tilde{\Delta}\dot{\Delta} = -\tilde{\Delta}\text{sign}(s)s - (\Delta + \sigma)\text{sign}(s)s + \delta s + w\tilde{\Delta}\dot{\Delta} \leq -\tilde{\Delta}|s| - (\Delta + \sigma)|s| + |\delta||s| + w\tilde{\Delta}\dot{\Delta} \end{aligned}$$

با استفاده از رابطه ۸ قانون تطبیق باید به‌گونه‌ای استخراج شود که مشتق تابع لیاپانوف منفی شود. بر این اساس اگر

$$\dot{\tilde{\Delta}} = \dot{\hat{\Delta}} = \frac{|s|}{w}$$

آنگاه برای $s \neq 0$

$$\dot{V}_2 \leq -(\Delta + \sigma - |\delta|)|s|$$

و چون $|\delta| < \Delta$ آنگاه $\dot{V}_2 < 0$. طبق قضیه لیاپانوف سیستم به سمت سطح لغزش حرکت می‌کند تا نهایتاً به آن برسد. روی سطح لغزش $s(t) = 0$ ، خطای موقعیت (e) به صفر همگرا شده و طبق رابطه ۲ این معادل تبعیت خروجی سیستم (y) از مقدار مرجع (y_d) یا همگرایی جانبی خطای موقعیت به صفر است.

در مورد رفتار سیستم روی سطح لغزش ۳ در پژوهش/سلوتین و لی^[21] بحث کامل از دیدگاه تئوری ارایه شده است. قابل اثبات است که روی سطح لغزش دینامیک سیستم معادل یک ترکیب محذب از دینامیک دو سمت سطح لغزش خواهد بود. همچنین سیستم بعد از رسیدن به سطح لغزش روی آن باقی می‌ماند.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = m\dot{s}\dot{s} = ms(\ddot{e} + \lambda\dot{e}) = ms(\ddot{y} - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d) = ms\left(\frac{kd}{m}u - \frac{k}{m}h + \frac{\delta}{m} - \frac{b}{m}\dot{y} - \frac{k}{m}y - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d\right) = ms\left(\frac{b}{m}\dot{y} - \lambda\dot{y} + \frac{k}{m}y + \frac{k}{m}h + \ddot{y}_d + \lambda\dot{y}_d - \frac{kdk_c}{m}\text{sign}(s) - \frac{k}{m}h + \frac{\delta}{m} - \frac{b}{m}\dot{y} - \frac{k}{m}y - \ddot{y}_d + \lambda\dot{y} - \lambda\dot{y}_d\right) = -kdk_c\text{sign}(s)s + \delta s \leq -kdk_c|s| + \Delta|s| \leq |s|(-kdk_c + \Delta) \end{aligned}$$

طبق رابطه فوق اگر

$$k_c > \frac{\Delta}{kd} \quad (5)$$

آنگاه برای $V_1 \neq 0$ همواره داریم $\dot{V}_1 < 0$. در نتیجه خطای $|s|$ کاهش یافته، در نتیجه سیستم به سمت سطح لغزش $s=0$ حرکت کرده و نهایتاً به آن می‌رسد.

در قانون کنترل ۴ برای جلوگیری از نوسان سیگنال کنترل، می‌توان به جای تابع علامت از تابع اشباع به صورت رابطه ۶ استفاده کرد.

$$u = \left(\frac{b}{kd} - \lambda \frac{m}{kd}\right) \dot{y} + \frac{1}{d}(y + h) + \frac{m}{kd}(\ddot{y}_d + \lambda \dot{y}_d) - k_c \text{sat}(s) \quad (6)$$

که به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sign}(s), & |s| \geq \epsilon \\ s, & |s| < \epsilon \end{cases}$$

طبق این تعریف، تابع اشباع در خارج از یک همسایگی ϵ از سطح لغزش دقیقاً مشابه تابع علامت رفتار می‌کند. بنابراین می‌توان ادعا کرد در این ناحیه مشابه کنترل‌کننده ۴، فاصله از سطح لغزش کاهش یافته است. درون ناحیه همسایگی ϵ از سطح لغزش اما نمی‌توان ادعایی در مورد همگرایی داشت. بنابراین همگرایی جانبی وجود ندارد اما فاصله از سطح لغزش یا پایداری با خطای محدود قابل حصول است.

در اثبات ارایه‌شده لازم است که حد بالای نامعینی (Δ) مشخص باشد. اما اندازه‌گیری یا تخمین این حد در کاربردهای عملی کار پیچیده‌ای است. در نتیجه طراح سیستم مجبور است با رعایت محافظه‌کاری، مقدار بزرگی را برای آن در نظر بگیرد تا همواره از پایداری شرط $\delta(t) < \Delta$ اطمینان داشته باشد. طبق رابطه ۵، Δ بزرگ به مقادیر بزرگ k_c منجر می‌شود که بعضاً منجر به نوسان فرکانس بالا شده و نامطلوب است. این مساله همواره یک مصالحه بین میزان مقاوم‌بودن سیستم و نوسان فرکانس بالا در تعیین بهره کنترلی بوده است. در بخش بعدی روشی جهت تخمین برخط حد نامعینی ارایه می‌شود که وابستگی سیستم به این مقدار را حل می‌کند.

کنترل مد لغزشی مقاوم تطبیقی

ایده اصلی این قسمت در تطبیق‌کردن بهره کنترل‌کننده مد لغزشی مقاوم است. در این روش برای مقاوم‌کردن کنترل‌کننده در برابر نامعینی به جای انتخاب بزرگ بهره، مقدار آن به صورت تطبیقی و متناسب با خطای سیستم حلقه‌بسته تغییر می‌کند. لذا از محافظه‌کارانه‌شدن کنترل‌کننده و فاصله‌گرفتن بهره از مقدار

نتایج شبیه‌سازی

در گام اول، کنترل‌کننده مد لغزشی ۴ در نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی می‌شود. هدف کنترلی، تبعیت موقعیت عملکرد از مقدار مرجع مربعی است. مقدار نامعینی برابر ۰/۰۱ در نظر گرفته می‌شود. این مقدار با توجه به دامنه جملات غالب معادله اول از رابطه ۱ انتخاب شده است. همان‌طور که بیان شد، اندازه‌گیری دقیق مقدار نامعینی، کاری پیچیده بوده و لذا این کار با محافظه‌کاری انجام می‌شود. در این قسمت ما حد بالای نامعینی را برابر ۰/۰۵ قرار می‌دهیم. با استفاده از رابطه ۵، بهره کنترلی (k_c) باید بزرگ‌تر از ۶۴ باشد. با انتخاب عدد ۷۰ و انجام شبیه‌سازی نتایج در نمودار ۱ رسم شده است. در گام بعدی قانون کنترل ۷ پیاده‌سازی شد. نتایج در نمودار ۲ رسم شده است. خلاصه نتایج در جدول ۱ ارائه شده است. مشاهده می‌شود که روش مقاوم تطبیقی دارای مجذور میانگین مربعات خطای پایین‌تر و اورشوت (Overshoot) کمتر است. همچنین زمان نشست این روش نیز کمتر بوده است.

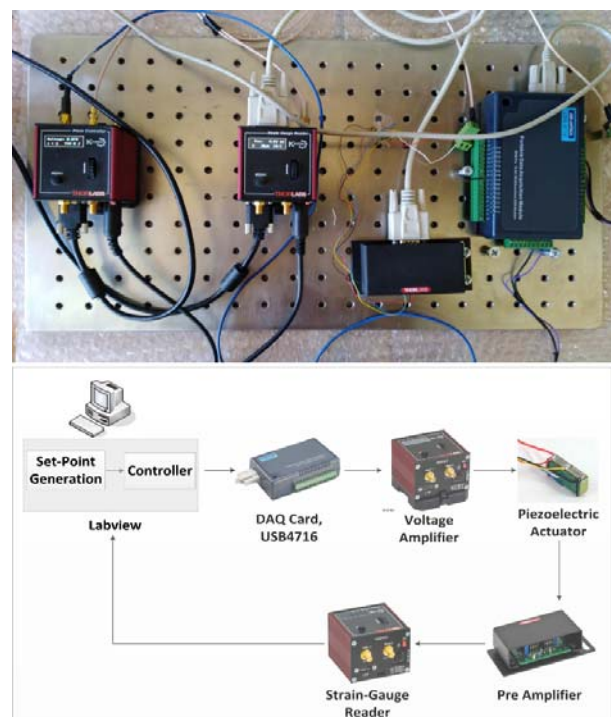
در ادامه شبیه‌سازی مشابه برای سیگنال مرجع سینوسی با دامنه ۷ میکرومتر و فرکانس ۲ هرتز انجام شده است. در این آزمایش، نامعینی یک موج سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز و دامنه ۰/۰۱ بوده است. نتایج برای کنترل‌کننده مقاوم در نمودار ۳ و برای کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی در نمودار ۴ رسم شده است. مجدداً دیده می‌شود که کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی از نظر پاسخ‌گذا وضعیت بهتری دارد. این مساله به دلیل بالابودن بهره کنترل‌کننده در روش مقاوم بوده است. بهره بالا خود به علت وجود نامعینی و ضرورت غلبه کنترل‌کننده بر این نامعینی براساس رابطه ۵ ایجاد شده است. معیار دیگری که برای مقایسه می‌توان به کار برد، مقایسه سیگنال کنترل u است که در سومین قسمت هر نمودار رسم شده است. با مقایسه نمودار ۱ و ۲ دیده می‌شود که بالابودن بهره کنترلی در روش مقاوم، منجر به اشباع شدن سیگنال کنترل شده است.

این مساله در روش مقاوم تطبیقی وضعیت بهتری داشته است. دیده می‌شود که اشباع سیگنال کنترل در بازه زمانی کمتری اتفاق افتاده است. اگرچه برای بهره کنترلی کوچک‌تر از ۷۰، زمان نشست و اشباع شدن سیگنال کنترل وضعیت بهتری خواهد داشت، اما برای تضمین پایداری سیستم و مقاوم‌بودن آن در برابر نامعینی این بهره بهینه قابل قبول نخواهد بود.

اما از نظر عملی به دلیل پیاده‌سازی دیجیتال، هیچ گاه بردار حالت سیستم به صورت مطلق به سطح $s(t)=0$ نمی‌رسد و همواره در یک سمت سطح لغزش خواهد بود. در این حالت جمله $sign(s)$ همواره سعی دارد سیستم را به سمت سطح لغزش هدایت کند. از این رو سیستم مدام در حالت نوسان حول سطح لغزش قرار می‌گیرد. دامنه و فرکانس این نوسان به اندازه بهره کنترل‌کننده و فرکانس پیاده‌سازی دیجیتال بستگی دارد.

نتایج شبیه‌سازی و عملی و تحلیل آن

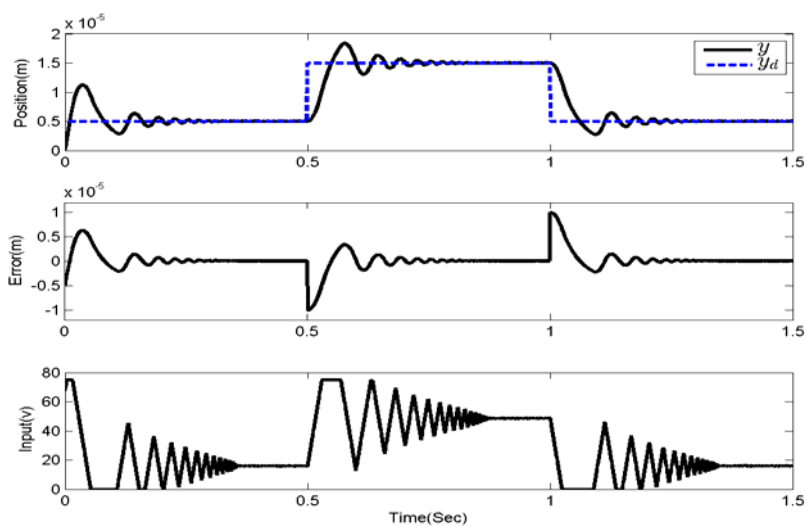
در این قسمت کارایی روش‌های ارائه شده در بخش‌های بعدی توسط داده‌های شبیه‌سازی و عملی و در چندین سناریوی مختلف نشان داده خواهد شد. مقادیر پارامترهای مدل ۱ از پژوهش عالم و همکاران^[18] گرفته شده است. در این مقاله از تجهیزات آزمایشگاهی مشابه پژوهش عالم و همکاران^[18] استفاده شده است (شکل ۱). عملکرد مورد استفاده یک عملکرد پیزوالکتریک با ولتاژ ورودی ۰ تا ۷۵ ولت و دامنه حرکتی ۰ تا ۲۰ میکرومتر است.



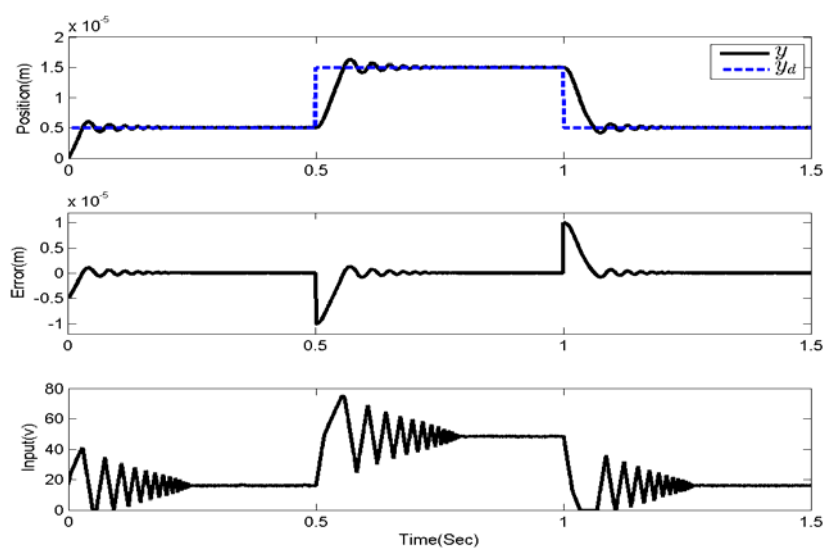
شکل ۱) تجهیزات سخت‌افزاری و بلوک دیاگرام ارتباطی آنها

جدول ۱) خلاصه نتایج و معیارهای عملکردی کمی جهت مقایسه نتایج شبیه‌سازی روش مقاوم و روش مقاوم تطبیقی (سیگنال مرجع از نوع مربعی)

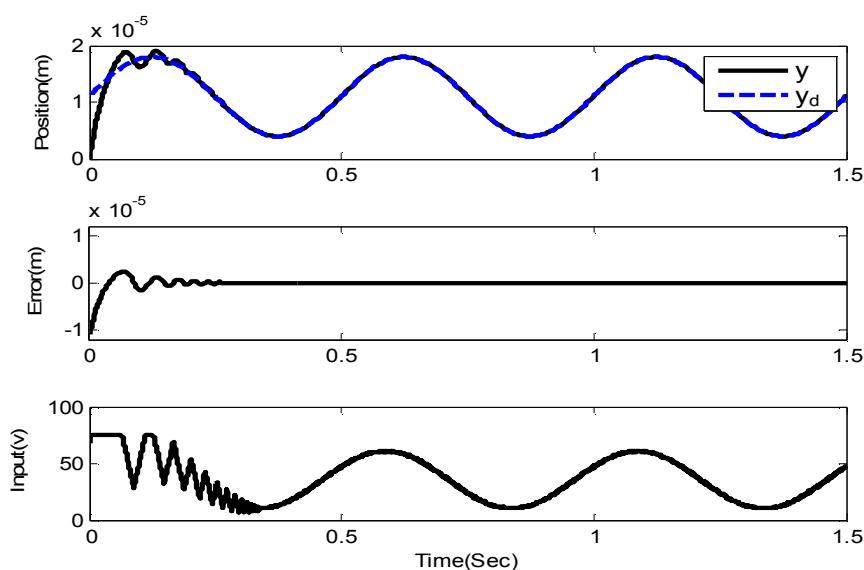
Settling Time 5% (sec)	Settling Time 2% (sec)	Overshoot (μm)	RMS Error (μm)	روش کنترلی
۰/۱۲۶	۰/۲۴۵	۳/۳۵	۲/۰۹	مد لغزشی مقاوم
۰/۰۹۸	۰/۱۶۷	۱/۲۳	۱/۸۴	مد لغزشی مقاوم تطبیقی



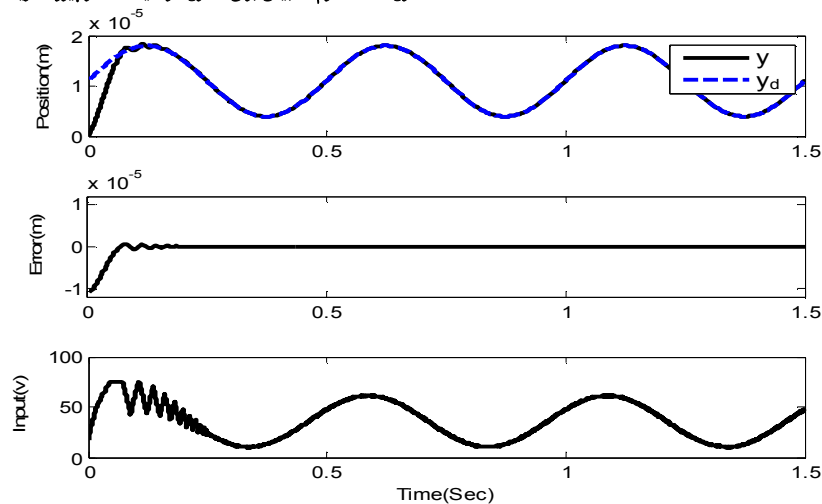
نمودار (۱) نتایج شبیه‌سازی شامل مقدار مرجع و خروجی عملگر (بالا)، خطای موقعیت (وسط) و سیگنال کنترل (پایین) برای کنترل‌کننده مقاوم ۴ با سیگنال مرجع مربعی



نمودار (۲) نتایج شبیه‌سازی شامل مقدار مرجع، خروجی عملگر، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی ۷ با سیگنال مرجع مربعی



نمودار (۳) نتایج شبیه‌سازی شامل مقدار مرجع، خروجی عملگر، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل‌کننده مقاوم ۴ با سیگنال مرجع سینوسی



نمودار ۴) نتایج شبیه‌سازی شامل مقدار مرجع، خروجی عملگر، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل کننده مقاوم تطبیقی ۷ با سیگنال مرجع سینوسی

نتایج عملی

در این قسمت کنترل کننده مقاوم تطبیقی ارایه شده روی یک سیستم عملی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. همچنین نتایج با یک کنترل کننده PI مورد مقایسه قرار خواهد گرفت. در سیستم آزمایشگاهی از عملگر پیزوالکتریک PZS001 (ساخت شرکت Thorlabs) با دامنه حرکتی ۲۰ میکرومتر و ولتاژ ورودی ۰ تا ۷۵ ولت استفاده شده است. یکی از ویژگی‌های سودمند این عملگر، برخورداری از حسگر موقعیت کرنش سنج است که توسط سازنده روی آن قرار گرفته است. برای جبران خطاهای محیطی، این حسگر به صورت تمام پل به کار برده می‌شود. برای ساخت ولتاژ ورودی از تقویت کننده KPZ101 با دامنه ولتاژ خروجی ۰ تا ۱۵۰ ولت و پهنای باند ۱ کیلوهرتز استفاده می‌شود. این تقویت کننده به چند روش ورودی می‌گیرد که در اینجا از ورودی آنالوگ و کانکتور SMA استفاده شده است.

مدار قرائت سیگنال از دو واحد اصلی شامل پیش تقویت کننده AMP001 و قرائت کننده کرنش سنج KSG101 تشکیل می‌شود. واحد اول، وظیفه قرائت سیگنال از پل وتستون را بر عهده دارد. خروجی آن که یک سیگنال با دامنه ۱ ولت است به واحد دوم منتقل می‌شود. تنظیماتی مثل تعیین نقطه صفر دامنه حرکتی در این واحد انجام می‌گیرد. خروجی نهایی که یک ولتاژ آنالوگ بین ۰ تا ۱۰ ولت است معرف محل قرارگیری موقعیت خروجی عملگر در بازه حرکتی ۰ تا ۲۰ میکرومتر است. کنترل کننده و رویت گر به صورت نرم افزاری روی یک رایانه پیاده سازی شدند. برای این کار دو انتخاب وجود داشت که شامل نرم افزار متلب و لَب‌ویو بود. پس از بررسی الزامات و به دلیل برخورداری از قابلیت ارتباط بلادرنگ، نرم افزار لَب‌ویو انتخاب شد.

تجهیز دیگری که برای برقراری ارتباط بین نرم افزار و سخت افزار مجموعه مورد نیاز بود، یک کارت نمونه بردار فرکانس بالا بود. برای این کار واحد USB4716 که یک کارت فرکانس بالا (ساخت شرکت Advantech) است انتخاب و مورد استفاده قرار گرفت.

سیگنال کنترل ساخته شده در نرم افزار لَب‌ویو با استفاده از خروجی آنالوگ این کارت به ورودی آنالوگ تقویت کننده ولتاژ بالا متصل شد. همچنین سیگنال برگشتی حسگر کرنش سنج پس از عبور از مدار قرائت سیگنال به ورودی آنالوگ کارت متصل شد تا حلقه کنترلی کامل شود.

سیگنال مرجع متشکل از دو موج سینوسی ۱ و ۵ هرتز، به ترتیب دارای دامنه ۶ و ۱ میکرومتر است. هدف کنترلی تبعیت موقعیت عملگر از این مقدار مرجع است. ابتدا کنترل کننده مد لغزشی مقاوم ۴ پیاده سازی و ارزیابی می‌شود. برای تعیین حد بالای نامعینی، فرض شده است که این نامعینی برابر ۱۰٪ جملات غالب ۱ باشد. براساس شرط ۵ لازم است $k_c > 29/3$. بر این مبنا بهره کنترل کننده برابر ۳۰ انتخاب شده است. با این بهره نتایج عملی در نمودار ۵ رسم شده است. در این نمودار مجذور میانگین مربعات خطای موقعیت برابر ۰/۸۵ و حداکثر خطا برابر ۲/۱۰۹ میکرومتر بوده است. در این حالت مقادیر خطا بعد از زمان گذرا اندازه گیری شده‌اند. مشاهده می‌شود که سیستم حلقه بسته دارای نوسان فرکانس بالا است. این پدیده به علت بهره بزرگ کنترل کننده اتفاق می‌افتد. این نوسان در سیستم حلقه بسته یک ایراد اساسی محسوب شده که علاوه بر کاهش دقت سیستم حلقه بسته می‌تواند منجر به کاهش طول عمر قطعات مکانیکی و الکترونیکی شامل عملگر پیزوالکتریک و تقویت کننده ولتاژ بالا شود.

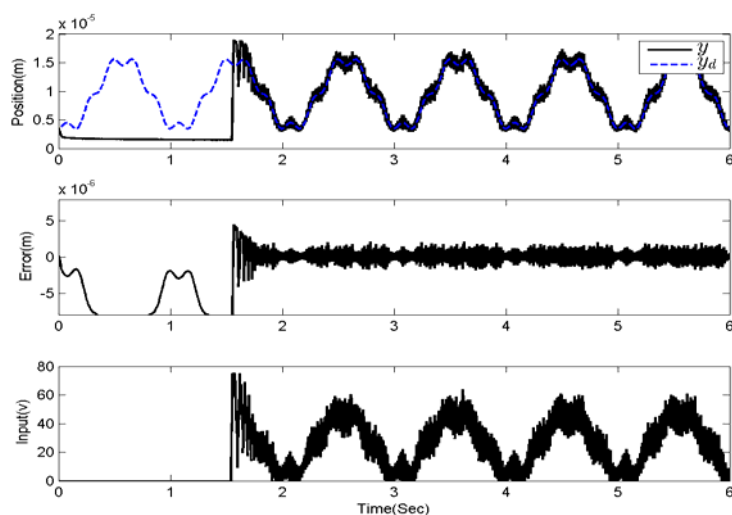
در گام بعدی کنترل کننده مد لغزشی مقاوم تطبیقی مطابق قانون کنترل ۷ پیاده سازی شد. نتیجه در نمودار ۶ رسم شده است. ملاحظه می‌شود که پدیده نوسان فرکانس بالا به طور کامل حذف شده است. در این نمودار مجذور میانگین مربعات خطا برابر ۰/۱۴ و حداکثر خطا برابر ۰/۷۲۲ میکرومتر است. خلاصه نتایج در جدول ۲ ارایه شده است. با مقایسه سیگنال کنترل در نمودارهای ۵ و ۶ دیده می‌شود که سیگنال کنترل در روش مقاوم نمودار ۵ اندازه بزرگتری دارد و در هر سیکل سینوسی اشباع می‌شود. همچنین نوسان فرکانس بالا روی این سیگنال به وضوح مشاهده می‌شود.

رابطه ۹ افزایش پیدا می‌کند و خطای سیستم را به صفر می‌رساند. در گام آخر عملکرد کنترل‌کننده مد لغزشی مقاوم تطبیقی با یک کنترل‌کننده PI متداول مورد مقایسه قرار می‌گیرد. برای این کار با استفاده از مقدار مرجع قبلی و تحت شرایط مشابه، کنترل‌کننده PI روی نرم‌افزار لَب‌ویو پیاده‌سازی شد. با تنظیم ضرایب این کنترل‌کننده، نتایج در نمودار ۷ رسم شده است. مشاهده می‌شود که با استفاده از کنترل‌کننده PI خطای موقعیت حتی به صفر نیز همگرا نشده است و این کنترل‌کننده پاسخ ضعیف‌تری نسبت به دو مورد قبلی دارد. دلیل این مساله، عدم استفاده کنترل‌کننده PI از مدل عملکرد برخلاف دو کنترل‌کننده قبلی است.

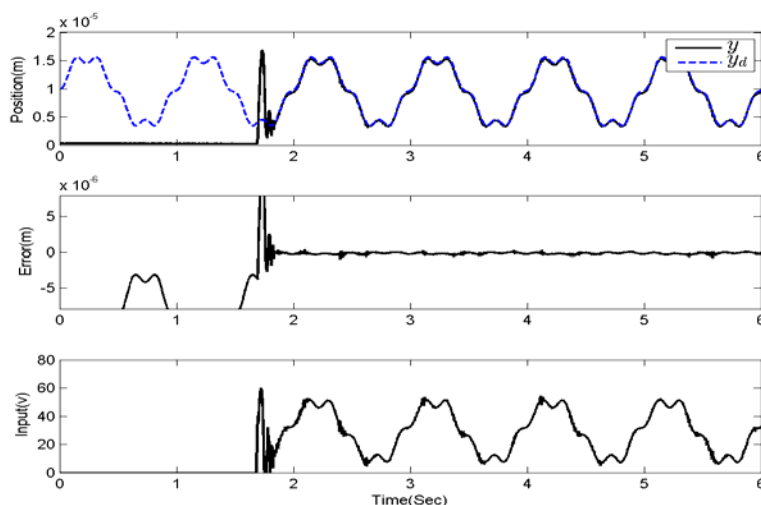
جدول (۷) خلاصه نتایج و معیارهای عملکردی کمی جهت مقایسه روش مقاوم و روش مقاوم تطبیقی در آزمایش عملی (سیگنال مرجع از نوع سینوسی)

روش کنترلی	RMS Error (μm)	Max Error (μm)
مد لغزشی مقاوم	۰/۸۵	۲/۱۰۹
مد لغزشی مقاوم تطبیقی	۰/۱۴	۰/۷۲۲
PI	۲/۰۰۴	۴/۰۱۸

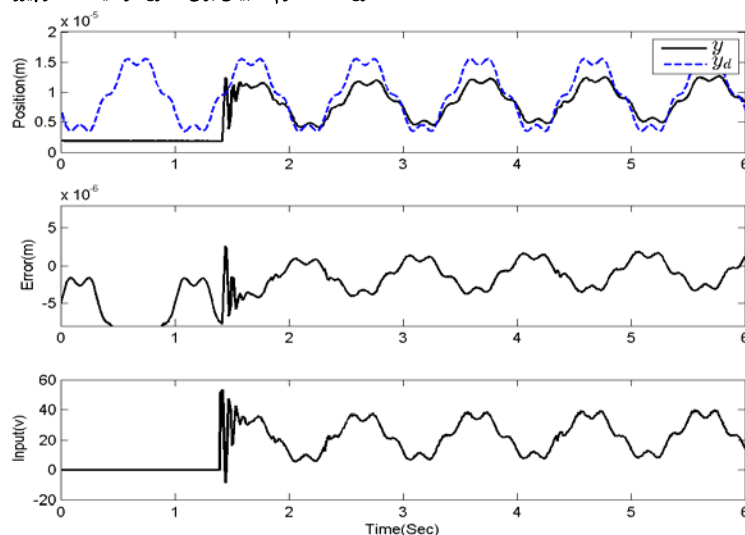
براساس نتایج ارائه‌شده، برتری کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی ارائه‌شده در رابطه ۷ نسبت به کنترل مد لغزشی مقاوم رابطه ۴ دیده شد. در تحلیل این موضوع می‌توان گفت در روش مقاوم به منظور اطمینان از غلبه کنترل‌کننده بر نامعینی غیرساختاری، لازم است مقدار بزرگی برای بهره کنترلی انتخاب شود. این مقدار توسط حد بالای نامعینی در رابطه ۵ مشخص می‌شود. در کاربردهای عملی که این حد ناشناخته است با لحاظ کردن میزانی از محافظه‌کاری مجبور به انتخاب مقادیر بزرگ‌تر هستیم. از این رو بهره کنترلی معمولاً از مقدار بهینه بزرگ‌تر می‌شود. همان‌گونه که در این فصل مشاهده شد، مقادیر بزرگ این بهره منجر به افت کیفیت پاسخ گذرا، افزایش مقدار مجذور میانگین مربعات خطا و بروز پدیده نوسان فرکانس بالا شد. اما در روش مقاوم تطبیقی، وابستگی سیستم به مقدار نامعینی و حد بالای آن رفع شده است و این مقدار در یک قانون تطبیق برخط استخراج می‌شود. در این حالت در صورتی که یک اغتشاش خارجی منجر به خطا در سیستم حلقه‌بسته شود، میزان بهره متناسب با خطای سیستم و مطابق



نمودار (۵) نتایج عملی شامل مقدار مرجع، خروجی عملکرد، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل‌کننده مقاوم ۴ با سیگنال مرجع سینوسی



نمودار (۶) نتایج عملی شامل مقدار مرجع، خروجی عملکرد، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل‌کننده مقاوم تطبیقی ۷ با سیگنال مرجع سینوسی



نمودار ۷) نتایج عملی شامل مقدار مرجع، خروجی عملگر، خطای موقعیت و سیگنال کنترل برای کنترل کننده PI با سیگنال مرجع سینوسی

نتیجه گیری

کنترل مد لغزشی به دلیل مقاوم بودن در برابر نامعینی و دقت بالا یکی از روش های پرکاربرد در سیستم های موقعیت دهی دقیق با استفاده از عملگر پیزوالکتریک است. در این روش برای اثبات پایداری، لازم است حد بالای نامعینی مشخص باشد. در سیستم های عملی اندازه گیری این حد به سادگی امکان پذیر نیست. تخصیص مقادیر بزرگ برای این حد منجر به بزرگ شدن بهره کنترل کننده شده که خود با افت عملکرد سیستم کنترل همراه خواهد بود. روش مقاوم تطبیقی ارائه شده در این مقاله با ارائه یک قانون تطبیق برخط، مقدار این حد را تخمین زده و وابستگی سیستم به معین بودن آن را از بین می برد. این قانون تطبیق براساس مقدار خطای سیستم حلقه بسته و به گونه ای تشکیل می شود که پایداری مجانبی سیستم تضمین شود. نتایج شبیه سازی و عملی، برتری روش مقاوم تطبیقی را نسبت به روش مقاوم مرسوم و همچنین کنترل کننده PI نشان می دهد.

تشکر و قدردانی: موردی توسط نویسندگان بیان نشد.

تأییدیه اخلاقی: موردی توسط نویسندگان بیان نشد.

تعارض منافع: موردی توسط نویسندگان بیان نشد.

سهم نویسندگان: سیدفخرالدین عالم (نویسنده اول)، پژوهشگر اصلی (۵۰٪)؛ احسان صابونی (نویسنده دوم)، پژوهشگر کمکی/نگارنده مقدمه (۲۰٪)؛ فرید شیخ الاسلام (نویسنده سوم)، پژوهشگر کمکی (۱۰٪)؛ ایمان ایزدی (نویسنده چهارم) روش شناس (۲۰٪).

منابع مالی: موردی توسط نویسندگان بیان نشد.

منابع

- Li G, Su H, Cole GA, Shang W, Harrington K, Camilo A, Pilitsis JG, et al. Robotic system for MRI-guided stereotactic neurosurgery. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 2014;62(4):1077-1088.
- Su H, Li G, Rucker DC, Webster III RJ, Fischer GS. A concentric tube continuum robot with piezoelectric actuation for MRI-guided closed-loop targeting. *Annals of Biomedical Engineering*. 2016;44(10):2863-2873.
- Devasia S, Eleftheriou E, Moheimani SR. A survey of control issues in nanopositioning. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2007;15(5):802-823.
- Muraoka M, Sanada S. Displacement amplifier for piezoelectric actuator based on honeycomb link mechanism. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2010;157(1):84-90.
- Breguet JM, Driesen W, Kaegi F, Cimprich T. Applications of piezo-actuated micro-robots in microbiology and material science. *International Conference on Mechatronics and Automation*; 2007 Aug 5; Harbin, China: IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers); pp. 57-62.
- Kuhn S, Noël T, Gu L, Heider PL, Jensen KF. A Teflon microreactor with integrated piezoelectric actuator to handle solid forming reactions. *Lab on a Chip*. 2011;11(15):2488-2492.
- Ko HP, Jeong H, Koc B. Piezoelectric actuator for mobile auto focus camera applications. *Journal of electroceramics*. 2009;23(2-4):530-535.
- Bruant I, Gallimard L, Nikoukar S. Optimal piezoelectric actuator and sensor location for active vibration control, using genetic algorithm. *Journal of Sound and Vibration*. 2010;329(10):1615-1635.
- Xiao S, Li Y. Modeling and high dynamic compensating the rate-dependent hysteresis of piezoelectric actuators via a novel modified inverse Preisach model. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2012;21(5):1549-1557.
- Mokaberi B, Requicha AA. Compensation of scanner creep and hysteresis for AFM nanomanipulation. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*. 2008;5(2):197-206.
- Hassani V, Tjahjowidodo T, Do TN. A survey on hysteresis modeling, identification and control. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2014;49(1-2):209-233.

- Smith RC. *Smart material systems: model development*. University City, Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics; 2005.
- Kuiper S, Schitter G. Model-based feedback controller design for dual actuated atomic force microscopy. *Mechatronics*. 2012;22(3):327-337.

2012;64(5):766-787.

18- Alem SF, Izadi I, Sheikholeslam F, Ekramian M. Piezoelectric Actuators with Uncertainty: Observer-Based Hysteresis Compensation and Joint Stability Analysis. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2019;99-1-8.

19- Driessen BJ, Kondreddi S. Tracking observer/controller for a relatively large class of systems with hysteresis and without velocity measurement. *Systems & Control Letters*. 2009;58(1):26-30.

20- Shen JC, Jywe WY, Liu CH, Jian YT, Yang J. Sliding-mode control of a three-degrees-of-freedom nanopositioner. *Asian Journal of Control*. 2008;10(3):267-276.

21- Slotine JJ, Li W. *Applied nonlinear control*. New York: Pearson; 1991.

14- Al Janaideh M, Krejčí P. Inverse rate-dependent Prandtl-Ishlinskii model for feedforward compensation of hysteresis in a piezomicropositioning actuator. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*. 2012;18(5):1498-1507.

15- Alem SF, Izadi I, Sheikholeslam F. Adaptive sliding mode control of hysteresis in piezoelectric actuator. *IFAC-PapersOnLine*. 2017;50(1):15574-15579.

16- Li Y, Xu Q. Adaptive sliding mode control with perturbation estimation and PID sliding surface for motion tracking of a piezo-driven micromanipulator. *IEEE Transactions on control systems technology*. 2009;18(4):798-810.

17- Lin CJ, Lin PT. Tracking control of a biaxial piezo-actuated positioning stage using generalized Duhem model. *Computers & Mathematics with Applications*.