



کنترل مقاوم موقعیت عملگر پیزوالکتریک با استفاده از خاصیت خودحسگری

محسن اصغری¹، سید مهدی رضاعی²، محمد زارعی نژاد^{3*}

1- دانش‌آموخته کارشناسی ارشد، مهندسی مکانیک، دانشکده مکانیک دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

2- استاد، مهندسی مکانیک، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

3- استادیار، مهندسی مکانیک، پژوهشکده فناوری‌های نو، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، تهران

* تهران، صندوق پستی 15875-4413، mzare@aut.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 02 اردیبهشت 1395

پذیرش: 29 اردیبهشت 1395

ارائه در سایت: 24 مرداد 1395

کلید واژگان:

عملگر پیزوالکتریک

هیستریزس

خودحسگری

کنترلر مود لغزشی

رویتگر اغتشاش نامعلوم

چکیده

عملگرهای پیزوالکتریک میکرونی با وجود داشتن خواص فوق‌العاده از قبیل رزولوشن بالا، پاسخ سریع، بازه فرکانسی کاری گسترده، سختی بالا، حجم کم و ساختار مکانیکی ساده، دارای رفتار غیرخطی هستند که دستیابی به دقت مورد نیاز را با چالش مواجه می‌سازد. وجود هیستریزس میان ولتاژ اعمالی و موقعیت عملگر، مهم‌ترین رفتار غیرخطی است که در صورت جبران نکردن منجر به بروز خطای قابل ملاحظه‌ای در موقعیت‌دهی می‌شود. در این مقاله از یک کنترلر مقاوم مود لغزشی در ترکیب با رویتگر اغتشاش نامعلوم برای کنترل موقعیت میکرونی استفاده شده است. علاوه بر این از یک مدار خودحسگری فعال نیز برای تخمین موقعیت عملگر در کنترلر حلقه بسته استفاده شده است. روش خودحسگری مورد استفاده بر مبنای رابطه خطی بین بار الکتریکی صفحات الکترودها و موقعیت عملگر است. مهم‌ترین مزایای روش پیشنهادی عبارتند از: نیاز نداشتن به حسگر موقعیت خارجی، استفاده نکردن از اپراتوری برای مدل‌سازی هیستریزس (و عکس آن) و دقت بالاتر و عملکرد بهتر نسبت به کنترلرهای متداول سنتی مانند تناسبی-انتهگرالی. نتایج تجربی به‌دست‌آمده دقت بالای روش پیشنهادی در موقعیت‌دهی میکرونی را تأیید می‌کند.

Robust Position Control of Piezoelectric Actuator Using Self sensing Actuation

Mohsen Asghari¹, Seyed Mehdi Rezaei¹, Mohammad Zareinejad^{2*}

1- Department of Mechanical Engineering, Amir Kabir University, Tehran, Iran.

2- New Technologies Research Center, Amir Kabir University, Tehran, Iran

* P.O.B. 15875-4413 Tehran, Iran, mzare@aut.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper

Received 21 April 2016

Accepted 18 May 2016

Available Online 14 August 2016

Keywords:

Piezo actuators

Hysteresis

Selfsensing

Sliding mode control

Unknown input observer

ABSTRACT

Piezoelectric actuators (PA) are widely used in electromechanical systems due to interesting properties such as: high resolution, fast response, wide bandwidth, mechanical simplicity, high stiffness. Despite these unique desirable properties, they suffer from nonlinear behaviors which adversely affect the positioning accuracy. Among them, hysteresis between applied voltage and actuator position is the most important nonlinearity which can lead to significant error if not compensated. In this study, a sliding mode controller associated with an unknown input observer, which uses the position feedback provided by a selfsensing circuit, is suggested for use in micro positioning applications. The selfsensing technique is based on the linear relation between position and charge, which is measured by an active charge measurement circuit. The advantages of proposed scheme could be summarized as follows. It is a sensorless method which does not need an external position sensor. It does not need any operators to model hysteresis or its inverse. It has improved performance in comparison to traditional controllers like proportional integral (PI) controller. Obtained experimental results demonstrate the effectiveness of proposed method to use in micro-positioning applications.

1- مقدمه

از نقطه نظر راه‌اندازی، روش‌های کنترل موقعیت را می‌توان به دو دسته راه‌اندازی با ولتاژ و بار قرار تقسیم‌بندی کرد. تفاوت اساسی این دو دسته در نحوه تعامل با پدیده هیستریزس است. رابطه بین ولتاژ و موقعیت هیستریزیسی است، در حالی که رابطه بین بار و موقعیت خطی است. در نتیجه با در نظر گرفتن بار به‌عنوان پارامتر تنظیمی می‌توان اثر هیستریزس را کاهش داد. از نظر کنترل، روش‌های موقعیت‌دهی را می‌توان به دو دسته پیش‌خوراند و پس‌خوراند تقسیم‌بندی کرد. در نتیجه روش‌های کنترل موقعیت را می‌توان در چهار دسته: کنترل بار پیش‌خوراند، کنترل بار

عملگرهای پیزوالکتریک با توجه به دارا بودن خواص منحصر به فردی چون رزولوشن بالا، پاسخ سریع، بازه فرکانسی کاری گسترده، سادگی ساختار مکانیکی و سختی بالا به‌صورت گسترده در کاربردهایی مانند موقعیت‌دهی میکرونی، کنترل ارتعاشات، پیش سلامت سازه و ... مورد استفاده قرار گرفته‌اند. با این وجود این مواد دارای رفتار غیرخطی هستند که عملکردشان را تحت تأثیر قرار می‌دهد. هیستریزس مهم‌ترین رفتار غیرخطی است که برای دستیابی به دقت مورد نیاز در کاربردهای موقعیت‌دهی باید جبران شود.

Please cite this article using:

M. Asghari, S. M. Rezaei, M. Zareinejad, Robust Position Control of Piezoelectric Actuator Using Self sensing Actuation, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 8, pp. 37-46, 2016 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

M. Asghari, S. M. Rezaei, M. Zareinejad, Robust Position Control of Piezoelectric Actuator Using Self sensing Actuation, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 8, pp. 37-46, 2016 (in Persian)

پس‌خوراند، کنترل ولتاژ پیش‌خوراند و کنترل ولتاژ پس‌خوراند قرار داد. در روش کنترل پیش‌خوراند بار از خاصیت رابطه خطی بین بار و موقعیت استفاده می‌شود. از این روش در کنترل ارتعاشات [1] و کنترل موقعیت میکرونی [2] برای کاهش اثر هیستریزس استفاده شده است. این روش در کاهش اثر هیستریزس تا یک پنجم موفق بوده است [3]. با این وجود پدیده اشباع بار که از ولتاژ افست مدار نتیجه می‌شود، کاربرد این روش را محدود می‌سازد.

روش‌های پیش‌خوراند ولتاژ، روش‌های کنترلی مدار باز هستند که در آن ولتاژ الکترودهای پیزو تنظیم می‌شود. در این روش‌ها، رفتار غیرخطی عملگر پیزو مدل می‌شود. مدل‌های متعددی برای جبران اثر هیستریزس و کریپ استفاده شده است که از میان آن‌ها می‌توان به پریساج [4]، کراسوسل-پکروسکی [5]، بوک-ون [6]، دوهم [7]، پرنندل ایشلینسکی [8] و مدل خازنی-مقاومتی ماکسول [9] اشاره کرد. در این روش‌ها پس از مدل‌سازی رابطه بین ولتاژ و موقعیت، از اپراتور معکوس برای محاسبه ولتاژ مورد نیاز استفاده می‌شود. مزیت اصلی این روش سادگی سخت‌افزاری آن است. به دلیل حلقه باز بودن روش، عدم قطعیت‌ها، تغییرات پارامترها و اغتشاش خارجی دقت موقعیت‌دهی را تحت تأثیر قرار می‌دهد. علاوه بر این مدل‌های موجود پیچیده بوده و مشکلات خاص خود را دارند. برای نمونه جهت شناسایی مدل پریساج آزمایش‌های بسیاری لازم است و عکس آن را نمی‌توان به‌صورت تحلیلی محاسبه کرد [10]. در روش پرنندل ایشلینسکی نیز احتمال تکین شدن تابع معکوس وجود دارد [11].

برای جبران اثر عدم قطعیت‌های سیستم، از روش‌های پس‌خوراند ولتاژ استفاده شده است. در این روش‌ها بیشتر از کنترل‌های سنتی مانند تناسبی-انتگرالی و تناسبی-انتگرالی-مشتقی [8] استفاده شده است. این کنترل‌ها ساده بوده و نیازی به مدل‌های پیچیده از سیستم ندارند. برای بهبود عملکرد، این کنترل‌ها با روش‌های پیش‌خوراند نیز ترکیب شده‌اند [12]. برای دستیابی به پایداری و عملکرد تضمین شده، از کنترل‌های متعددی مانند کنترلر مود لغزشی [8]، کنترلر تطبیقی [13]، کنترلر مود لغزشی تطبیقی [14] و کنترلر شبکه عصبی [15] استفاده شده است. با وجود این‌که عملکرد بهتر این کنترل‌ها نسبت به کنترل‌های سنتی به اثبات رسیده، ولی نیاز به اپراتوری برای مدل‌سازی هیستریزس و عکس آن امری بحرانی است.

راه‌اندازی با روش خودحسگری مفهوم دیگری است که در ابتدا توسط دوچ برای کنترل ارتعاشات سازه‌ها توسط عملگر پیزوالکتریک پیشنهاد شد [16]. در این روش از یک قطعه پیزوالکتریک به‌صورت هم‌زمان به‌عنوان عملگر و حسگر استفاده می‌شود. کنترل یک‌جا، کاهش وزن و هزینه، سادگی طراحی و ساخت برخی از مزایای این روش هستند. از این روش در زمینه‌های مختلف مانند پایش سلامت سازه [17]، سنسورهای رزونانسی [18]، کنترل نیرو [19] و کنترل موقعیت [20, 21] نیز استفاده شده است. روش‌های خودحسگری از نظر فنی به سه دسته مدار پل [16]، اندازه‌گیری بار [22] و روش‌های اندازه‌گیری ظرفیت خازنی [23] تقسیم می‌شوند. بار تولید شده در اثر جابه‌جایی در روش‌های مدار پل باید از کل بار کم شود. تغییرات ظرفیت خازنی چالش اصلی در این روش‌هاست که پایداری و عملکرد سیستم را تحت تأثیر قرار می‌دهد [24]. روش‌های اندازه‌گیری بار و ظرفیت خازنی بیشتر در کاربردهای موقعیت‌دهی مورد استفاده قرار می‌گیرند. وجود رابطه خطی بین بار و موقعیت اساس روش‌های خودحسگری با اندازه‌گیری بار است. دریافت بار مهم‌ترین محدودیت بار است که تدابیر لازم برای غلبه بر آن باید اندیشیده

شود. ادعا شده که رابطه بین تغییرات ظرفیت خازنی و جابه‌جایی نیز خطی است. روش‌های اندازه‌گیری ظرفیت خازنی بر این مبنا عمل می‌کنند. پس‌خوراند نویزی چالش اصلی این روش است. برای غلبه بر این روش اسلام و همکاران [25] از روشی ترکیبی استفاده کرده‌اند که مزایای هر دو روش را دارا بوده و نویزی و دریفتی نیست.

کنترل موقعیت مقاوم بدون سنسور استیج‌های پیزو در این مقاله مورد بررسی قرار گرفته است. مزایای روش پیشنهادی عبارت است از: عدم نیاز به سنسور موقعیت، عدم استفاده از مدل هیستریزس و عملکرد برتر نسبت به کنترل‌های سنتی. از یک مدار فعال برای اندازه‌گیری بار برای خودحسگری استفاده شده است. ساختار الکتریکی پیزو و ملاحظات فنی اعمال شده، دستیابی به پس‌خوراند قابل اعتماد را تضمین می‌کند. پس از دستیابی به سیگنال خودحسگری مناسب می‌توان از آن برای غلبه بر اثر هیستریزس استفاده کرد. در این پژوهش از کنترلر مود لغزشی استفاده شده است. پیاده‌سازی این کنترلر نیازمند سیگنال سرعت است، در حالی که مدار خودحسگری تنها سیگنال جابه‌جایی را به‌دست می‌دهد. از این‌رو از یک روئیتگر گین بالا برای تخمین سرعت استفاده شده است. تحلیل پایداری کنترلر و روئیتگر نیز انجام گرفته است. همچنین جهت اجتناب از استفاده از مدل‌های هیستریزس پیچیده از روئیتگر ورودی نامعلوم استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی و تجربی توانایی این روش در تخمین اغتشاشات از جمله هیستریزس را نشان می‌دهد. در نهایت نتایج تجربی ارائه شده و عملکرد کنترلر پیشنهادی با عملکرد کنترلر تناسبی-انتگرالی مقایسه شده است. نتایج به‌دست‌آمده حاکی از دقت عملکرد بالای این روش است.

2- مدل‌سازی سیستم

شکل 1 مدل الکترومکانیکی پیشنهادی توسط گلفارب و سلونویچ را نشان می‌دهد [9]. این مدل به دو حوزه تقسیم می‌شود: حوزه مکانیکی و حوزه الکتریکی. عملگر پیزوالکتریک در حوزه الکتریکی با یک خازن و یک منبع بار مدل‌سازی می‌شود. اثر هیستریزس نیز با اپراتور HY مشخص شده است. در واقع ولتاژ ناشی از هیستریزس v_h منجر به اختلاف در ولتاژ اعمالی به پیزو و ولتاژ محرک می‌شود. مقدار ولتاژ در دسترس با v_t نشان داده شده است. به بیان دیگر ولتاژ اعمالی به پیزو به سه بخش تقسیم می‌شود، بخشی از آن تلفات هیستریزس را شامل می‌شود. بخشی دیگر در بخش الکتریکی صرف پر شدن خازن می‌شود. بخش باقی‌مانده نیز تبدیل به انرژی مکانیکی شده و منجر به جابه‌جایی پیزو می‌شود. مدل مکانیکی پیزو را می‌توان به‌صورت سیستم مرتبه دوم جرم-فنر-میراکننده در نظر گرفت. در واقع این مدل را می‌توان به‌صورت رابطه (1) بیان کرد.

$$\begin{aligned} m\ddot{x} + c\dot{x} + kx &= P_t v_t - F_{\text{ext}} \\ Q &= C_p v_t + P_t x = Q_m + Q_e \\ v_t &= v_{in} + v_h \\ v_h &= HY(Q) \end{aligned} \quad (1)$$

در این پژوهش حالتی در نظر گرفته شده است که نیروی خارجی بر عملگر عمل نمی‌کند. این فرض در بسیاری از کاربردها مانند میکروسکوپ اتمی فرض قابل قبولی است. در این حالت رابطه (1) به‌صورت رابطه (2) خلاصه می‌شود.

$$\begin{aligned} m\ddot{x} + c\dot{x} + kx &= P_t v_{in} + P_t v_h \\ Q &= \frac{C_p}{P_t} (m\ddot{x} + c\dot{x} + kx) + P_t x \end{aligned} \quad (2)$$

در فرکانس کاری بسیار پایین‌تر از فرکانس تشدید عملگر رابطه (2) به

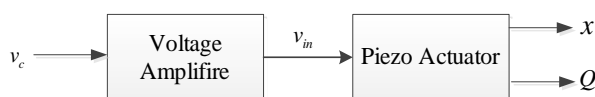


Fig. 2 The block diagram of overall system

شکل 2 بلوک دیاگرام کلی مجموعه

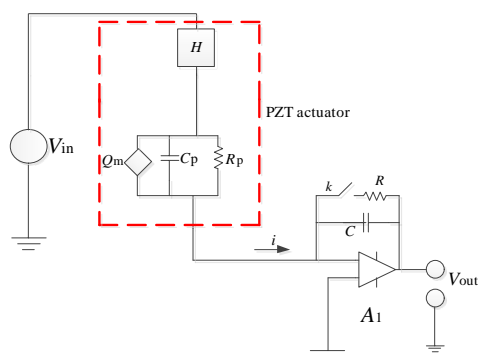


Fig. 3 Electrical representation of piezo and circuit.

شکل 3 مدار اندازه‌گیری بار

بیشترین جریان بایاس ورودی 17 پیکوآمپر استفاده شده است.

4- طراحی سیستم کنترلی

1-1- طراحی کنترلر مود لغزشی

با داشتن فیدبک مناسب از عملگر پیزوالکتریک، می‌توان کنترلر دلخواه را برای کنترل مسیر مورد نظر طراحی کرد. شکل 4 بلوک دیاگرام سیستم کنترلی را نشان می‌دهد.

برای طراحی کنترلر مود لغزشی، سیستم 5 را دوباره در نظر می‌گیریم. خطای تعقیب و سطح لغزش به‌صورت رابطه (8) است.

$$\begin{aligned} e &= x_d - x \\ \dot{e} &= \dot{x}_d - \dot{x} \\ S &= \dot{e} + \lambda e \end{aligned} \quad (8)$$

برای طراحی کنترلر، تابع لیاپونوف به‌صورت رابطه (9) تعریف می‌شود.

$$V = \frac{S^2}{2} \quad (9)$$

با در نظر گرفتن روابط (9,8,5) مشتق تابع لیاپونوف برابر با رابطه (10) است.

$$\dot{V} = S\dot{S} = S[\ddot{x}_d + b\dot{x} + rx - Tv_a - d(t) + \lambda\dot{e}] \quad (10)$$

تحت این شرایط، با تعریف قانون کنترلی، رابطه (11) به‌صورت زیر خواهد بود.

$$v_c = \frac{1}{T}(\ddot{x}_d + b\dot{x} + rx + \lambda\dot{e} + \eta_1 S + \eta_2 \text{sign}(S)) \quad (11)$$

با شرط رابطه (12)

$$\begin{aligned} \eta_2 &= \rho + \delta \\ |d(t)| &\leq \rho \end{aligned} \quad (12)$$

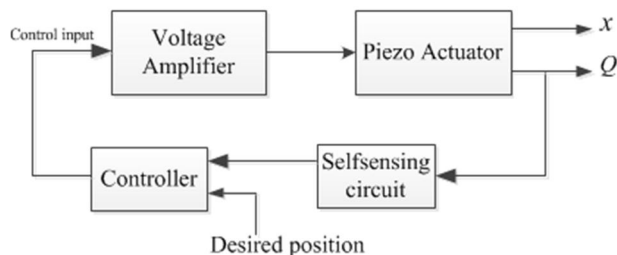


Fig. 4 The block diagram of sensorless position control system

شکل 4 شماتیک سیستم حلقه بسته

رابطه (3) تبدیل می‌شود.

$$\begin{aligned} x &\approx P_t' v_{in} + P_t' v_h \\ Q &\approx \alpha x \end{aligned} \quad (3)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود رابطه بین بار و موقعیت به‌صورت خطی است.

در تمامی روش‌های راه‌اندازی شده با ولتاژ، از یک تقویت‌کننده ولتاژ استفاده می‌شود. در حالت ایده‌آل، این تقویت‌کننده باید دارای گین ثابت در بازه فرکانسی مورد استفاده باشد. در تحقیق حاضر تقویت‌کننده E-509x1 شرکت PI[®] استفاده شده است. طبق آزمایشات صورت گرفته این تقویت‌کننده دارای رفتار درجه دو به‌صورت رابطه (4) است.

$$v_{in} = \frac{a}{s^2 + bs + r} v_c \quad (4)$$

با ترکیب معادلات (4,3) معادلات حاکم بر مجموعه به‌صورت رابطه (5) است.

$$\begin{aligned} \ddot{x} + b\dot{x} + rx &= T v_c + T d(t) \\ Q &= \alpha x \\ T &= aP' \end{aligned} \quad (5)$$

شکل 2 بلوک دیاگرام کلی سیستم را نشان می‌دهد.

3- موقعیت بدون سنسور خارجی

مدار اندازه‌گیری استفاده شده در این بخش از نوع مدار اندازه‌گیری فعال بار است. این مدار در شکل 3 دیده می‌شود. خازن C از جریان پیزو انتگرال خواهد گرفت. از یک کلید مکانیکی و یک مقاومت به‌صورت موازی با خازن استفاده شده است. استفاده از کلید جهت تخلیه بار خازن پیش از هر بار شروع عملیات صورت می‌پذیرد تا اندازه‌گیری بار از صفر آغاز شود. ولتاژ خروجی مدار متناسب با بار پیزو به‌صورت رابطه (6) است.

$$v_{out} = -\frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = -\frac{Q}{C} \quad (6)$$

انباشت بار مهم‌ترین چالش در روش اندازه‌گیری بار است. این امر در نتیجه دو عامل رخ می‌دهد، مقاومت ذاتی خود پیزوالکتریک و جریان بایاس ورودی تقویت‌کننده عملیاتی که به‌صورت رابطه (7) است.

$$v_{out} = -\frac{1}{C} (Q_m + C_p v_t + \int_0^t \frac{v_t}{R_p} dt + \int_0^t i_{bias} dt) \quad (7)$$

رابطه (7) به درستی نشان می‌دهد که وجود خاصیت مقاومتی منجر به دریافت بار می‌شود. این مقاومت در برخی از موارد غیرخطی و وابسته به سطح ولتاژ است به‌گونه‌ای که نمی‌توان اثر آن را خنثی کرد. با این حال در پژوهش پیش‌رو به دلیل بالا بودن مقدار مقاومت درونی می‌توان از اثر آن صرف‌نظر کرد. در نتیجه برای از بین بردن اثر دریافت تنها کافی است اثر جریان بایاس ورودی را از بین برد. بدین منظور از تقویت‌کننده عملیاتی LF355 با

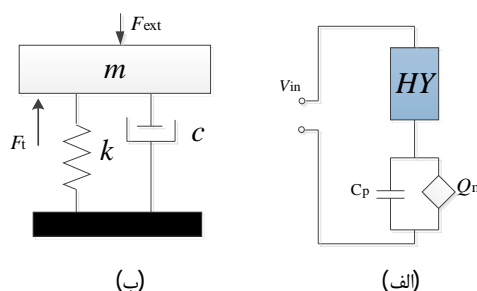


Fig. 1 Electromechanical model of PA a) Electrical b) Mechanical domain

شکل 1 مدل الکترومکانیکی پیزو (الف) حوزه الکتریکی (ب) حوزه مکانیکی

رویتگر بدون نیاز به مدلی از سیستم، مشتق سیگنال را محاسبه می‌کند. با در نظر گرفتن حالات تخمینی، کنترلر تخمینی به صورت رابطه (18) تبدیل می‌شود.

$$v_c = \frac{1}{T} \left(\ddot{x}_d + b\dot{\hat{x}} + r\hat{x} + \lambda\dot{\hat{e}} + \eta_1\hat{S} + \eta_2 \frac{\hat{S}}{|\hat{S}| + \varepsilon} \right) \quad (18)$$

که رابطه (19) به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{e}} &= x_d - \hat{x} \\ \dot{\hat{x}} &= \dot{x}_d - \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{S}} &= \dot{\hat{e}} + \lambda\dot{\hat{e}} \end{aligned} \quad (19)$$

تحلیل پایداری کنترلر مود لغزشی با حالات تخمینی در ضمیمه آورده شده است.

3-4- تخمین اغتشاش با استفاده از رویتگر مود لغزشی

از نظر تئوری، تنها با برآورده شدن شرط 12، کنترلر 13 قادر است در حضور اغتشاش با هر اندازه‌ای موقعیت مورد نظر را تعقیب کند. با این حال هنگام تست‌ها مشخص شده است که این گونه نیست. در حقیقت با بزرگ‌تر شدن اغتشاش، گین η_2 نیز باید بزرگ‌تر انتخاب شود. مقادیر بزرگ این ضریب به دلیل بالا رفتن حجم محاسبات، ماهیت گسسته سیستم‌های پیاده‌سازی کنترلر و وجود نویز در سیگنال، سیستم حلقه بسته را ناپایدار می‌سازند. کنترلر پیشنهادی جهت تسهیل در پیاده‌سازی کنترلر به صورت رابطه (20) اصلاح می‌شود.

$$v_c = \frac{1}{T} \left(\ddot{x}_d + b\dot{\hat{x}} + r\hat{x} + \lambda\dot{\hat{e}} + \eta_1\hat{S} + \eta_2 \frac{\hat{S}}{|\hat{S}| + \varepsilon} - \hat{d} \right) \quad (20)$$

که در آن گین لغزشی به صورت رابطه (21) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} \eta_2 &= \rho + \delta \\ |d - \hat{d}| &\leq \rho \end{aligned} \quad (21)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود در این حالت انتخاب گین به خطای تخمین اغتشاش بستگی داشته و مقدار آن به مراتب کمتر از حالت پیشین است. در نتیجه با داشتن تخمین مناسب از اغتشاش می‌توان با گین‌های کوچک‌تر، کنترلر را به سهولت پیاده‌سازی کرد. برای تخمین عدم قطعیت، از رویتگر مود لغزشی استفاده شده است. بردار حالت برابر با رابطه (22) است.

$$X = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} \quad (22)$$

در این حالت، دینامیک سیستم را می‌توان به صورت رابطه (23) بیان کرد.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bv_a + Bd(t) \\ y &= CX \end{aligned} \quad (23)$$

که در آن رابطه (24) به صورت زیر است.

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -r & -b \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ T \end{bmatrix} \\ C &= [1 \quad 0] \end{aligned} \quad (24)$$

رویتگر مود لغزشی برای این سیستم عبارت از رابطه (25) است.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + Bv_a + G_1(y - \hat{y}) + Bv(t) \\ \hat{y} &= C\hat{X} \end{aligned} \quad (25)$$

با فرض وجود یک ماتریس مثبت معین P که در شرط مچینگ را به صورت رابطه (26) برآورده سازد [26].

$$B^T P^T = FC \quad (26)$$

و با تعریف عبارت لغزشی به صورت رابطه (27) است.

$$v(t) = -\tau \frac{FCe_x}{|FCe_x| + \lambda} \quad (27)$$

که در آن رابطه (28) را به صورت زیر داریم.

$$\begin{aligned} \tau &= \max(|d(t)|) + \kappa \\ e_x &= X - \hat{X} \end{aligned} \quad (28)$$

پایداری سیستم را تضمین خواهد کرد. که در آن δ کمیتی مثبت است. به دلیل وجود پدیده لغزش تابع علامت با تابع اشباع به صورت رابطه (13) جایگزین می‌شود.

$$v_c = \frac{1}{T} \left(\ddot{x}_d + b\dot{\hat{x}} + r\hat{x} + \lambda\dot{\hat{e}} + \eta_1\hat{S} + \eta_2 \frac{\hat{S}}{|\hat{S}| + \varepsilon} \right) \quad (13)$$

این کنترلر از نظر تئوری به صورت مقاوم قادر به تعقیب مسیر است. با این وجود در عمل با دو چالش اصلی مواجه است.

- این کنترلر نیازمند پس‌خوراند سرعت است و مدار خودحسگری، تنها پس‌خوراند موقعیت را به دست می‌دهد. از سوی دیگر به دلیل وجود نویز نمی‌توان عمل مشتق‌گیری را به صورت مستقیم انجام داد. برای غلبه بر این مشکل در این پژوهش از یک رویتگر گین بالا استفاده شده است که مشتق سیگنال را به درستی به دست می‌دهد.

- پیاده‌سازی قانون کنترلی 13 به دلیل وجود عدم قطعیت بسیار بزرگ، در عمل ممکن نیست. در حقیقت برای غلبه بر این عدم قطعیت باید گین کنترلی را بسیار بزرگ انتخاب کرد. برای غلبه بر این مشکل از یک رویتگر مود لغزشی به‌عنوان رویتگر ورودی نامعلوم استفاده شده است. این امر منجر به کاهش عدم قطعیت در سیستم می‌شود.

2-4- تخمین سرعت با استفاده از رویتگر گین بالا

در پیاده‌سازی کنترلر پیشنهادی لازم است سیگنال موقعیت و سرعت انتهای عملگر پیزو در هر لحظه معلوم باشند. در مساله پیش‌رو تنها سیگنال موقعیت در دسترس است. از این‌رو باید توسط یک رویتگر، سرعت سیستم را تخمین زد. در این پژوهش از رویتگر گین بالا برای تخمین سرعت استفاده شده است. غیرخطی بودن سیستم و وجود اغتشاش قابل ملاحظه در سیستم دلیل انتخاب این کنترلر است. از طرف دیگر اثبات شده است که این کنترلر یک مشتق‌گیر تقریبی است که نیازی به مدل سیستم ندارد و ورودی آن تنها سیگنالی است که مشتق آن مورد نظر است. این در حالی است که کنترلرهای خطی برای سیستم غیرخطی پیش‌رو مناسب نبوده، نیازمند مدلی از سیستم بوده و نسبت به اغتشاش در سیستم حساس هستند [26].

حالات سیستم برای مشخص شدن عملکرد این رویتگر به صورت رابطه (14) تعریف می‌گردند.

$$\begin{aligned} x_1 &= x \\ x_2 &= \dot{x} \end{aligned} \quad (14)$$

با فرض داشتن سیگنال موقعیت x ، ساختار رویتگر به صورت رابطه (15) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \frac{\alpha_1}{\varepsilon} (x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \frac{\alpha_2}{\varepsilon^2} (x_1 - \hat{x}_1) \end{aligned} \quad (15)$$

تابع تبدیل از ورودی رویتگر x به حالات تخمینی عبارت از رابطه (16) است.

$$G(s) = \frac{\alpha_2}{(\varepsilon s)^2 + \alpha_1 \varepsilon s + \alpha_2} \left[1 + \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right) \frac{s}{\varepsilon} \right] \quad (16)$$

می‌توان رابطه (17) را نتیجه گرفت.

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} G(s) = \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} \quad (17)$$

در نتیجه با فرض بسیار کوچک بودن پارامتر ε ، خروجی رویتگر به سیگنال ورودی و مشتق آن میل می‌کند. علاوه بر این مشاهده می‌شود که این

شناسایی سیستم استفاده شده است. کورس حرکتی این عملگر برابر 100 میکرون و رزولوشن حرکتی آن 0.2 نانومتر است.

از تقویت کننده عملیاتی LF-355N در مدار تقویت بار استفاده شد که دارای بیشینه جریان بایاس بسیار پایین (17 پیکوآمپر) است. با توجه به ظرفیت خازنی پیزو (1 میکروفاراد) و بیشینه ولتاژ کاری مورد داده برداری، از یک خازن 14.7 میکروفارادی به عنوان پس خوراند استفاده شد. از کارت داده برداری ادونتک-1716 برای داده برداری استفاده شد. از نرم افزار متلب/سیمولینک برای پیاده سازی الگوریتم های کنترلی استفاده شده است.

2-5- شناسایی سیستم

با در نظر گرفتن دینامیک کلی سیستم در رابطه (32)

$$\ddot{x} + b\dot{x} + rx = Tv_c + Td(t) \quad (32)$$

$$v_{out} = \alpha'x$$

چهار پارامتر b ، r ، T و α' باید شناسایی شوند. همان طور که پیشتر اشاره شد، اغتشاش $d(t)$ بیشتر از پدیده هیستریزس ناشی می شود. در نتیجه اثر آن باید به کمینه برسد. بدین منظور عملیات شناسایی در ولتاژهای بسیار پایین (زیر 2 ولت) که اثر هیستریزس بسیار کم است صورت پذیرفت. در این صورت سه پارامتر اول را می توان با حداقل کردن خطای بین رفتار شبیه سازی شده و تجربی به صورت رابطه (33) به دست آورد.

$$err = x_{sim} - x_{exp} = \left(\frac{Tv_c}{s^2 + bs + r} - x_{exp} \right) \quad (33)$$

پارامتر α' را نیز می توان با مقایسه موقعیت و بار اندازه گیری شده به دست آورد. شکل 6 پاسخ فرکانسی این پارامتر را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود رابطه های خطی بین بار و موقعیت در بازه فرکانسی 0-40 هرتز وجود دارد. پارامترهای شناسایی شده در جدول 1 ارائه شده اند.

لغزش در مدت زمان رخ داده و خطای تخمین به صفر میل می کند. تحت این شرایط، اغتشاش را می توان به صورت رابطه (29) تخمین زد.

$$\hat{d} = \frac{\omega}{s + \omega} (v(t)) = \frac{\omega}{s + \omega} \left(-\tau \frac{FCe_x}{|FCe_x| + \lambda} \right) \quad (29)$$

که در آن λ ضریب مثبت کوچکی است. با وجود این که کنترلر لغزشی قادر به تخمین دقیق اغتشاش است، ولی عملکرد آن به درجه برآورده شدن شرط مچینگ بستگی دارد. برای سیستم پیش رو این شرط برقرار نیست. برای رفع این مساله سیستم با فیلتر خروجی به صورت رابطه (30) بازتعریف می شود.

$$\dot{x}_f = -a_f x_f + b_f \dot{x} \quad (30)$$

در این صورت ماتریس حالات و حالات جدید عبارت از رابطه (31) است.

$$X_n = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ x_f \\ \dot{x}_f \end{bmatrix}; A_n = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -r & -b & 0 \\ 0 & b_f & a_f \end{bmatrix}; B_n = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T \end{bmatrix}; \quad (31)$$

$$C_n = [0 \quad 0 \quad 1]$$

شرط مچینگ برای سیستم جدید برقرار است.

5- نتایج تجربی و بحث

1-5- تجهیزات آزمایشگاهی

شکل 5 شماتیک دیاگرام سیستم کنترل موقعیت خودحسگر را نشان می دهد. آزمایشات بر عملگر P-611-1s صورت پذیرفته است. این عملگر از نوع استیج های چندلایه پیزو است که توسط آمپلی فایر E-509x1 راه اندازی می شود. با داشتن اتصالات کابلی لمو می توان عملیات راه اندازی و اندازه گیری بار را به صورت هم زمان انجام داده و در نتیجه سیستم خودحسگری را پیاده سازی کرد، همچنین این عملگر دارای سنسور استرین گیج است که بر آن نصب شده است. از این سنسور در صحنه گذاری نتایج موقعیت دهی و

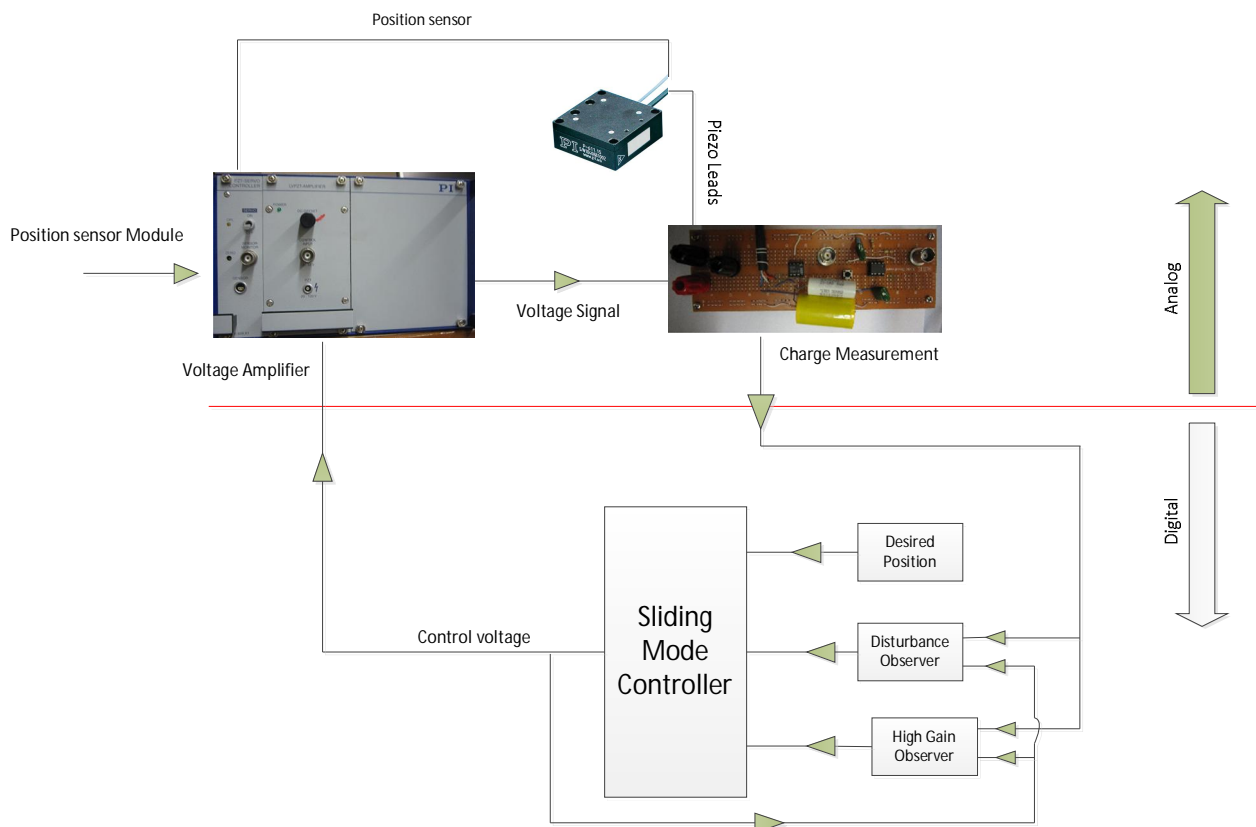


Fig. 5 Schematic diagram of self-sensing position control system

شکل 5 شماتیک دیاگرام سیستم کنترل موقعیت خودحسگر

جدول 1 پارامترهای شناسایی شده

Table 1 Identified parameters

پارامتر	مقدار
b	408170 (N/ μm)
r	1705.4 (Ns/ μm)
T	2309800 (N/v)
α	-0.42 (v/ μm)

3-5- کنترلر تناسبی - انتگرالی

کنترلر تناسبی انتگرالی به صورت گسترده در سیستم‌های الکترومکانیکی مورد استفاده قرار گرفته است. سادگی و عدم نیاز به مدل سیستم مهم‌ترین مزیت این کنترلر است. دو پارامتر اصلی برای این کنترلر وجود دارند که باید تعیین شوند: گین تناسبی P و گین انتگرالی I . این دو پارامتر با آزمون و خطا تعیین شدند، به این صورت که ابتدا گین تناسبی تعیین شد زیرا مقدار آن با نویز سیستم محدود می‌شود، سپس گین انتگرالی تنظیم شد. پاسخ حالت پایای سیستم با شروع از صفر و افزایش بیشتر بهبود می‌یابد. با این وجود این امر موجب تخریب پاسخ‌گذرای سیستم نیز می‌شود. این نکته مهم‌ترین عیب این کنترلر است. در حقیقت انتخاب گین تعاملی بین پاسخ حالات پایا و گذرا است. شکل 7 عملکرد کنترلر را در تعقیب موقعیت مورد نظر به صورت رابطه (34) نشان می‌دهد.

$$x_d = 10 + 3 \sin(10\pi t) \quad (\mu\text{m}) \quad (34)$$

خطای حالت پایا در این حالت کمتر از 0.1 میکرون است. با این وجود دستیابی به چنین نتیجه دقیقی با اورشوت قابل ی همراه است.

4-5- نتایج روئیت اغتشاش

پیش از ارائه نتایج تعقیب موقعیت کنترلر مود لغزشی، عملکرد روئیتگر اغتشاش در این بخش مورد بحث قرار می‌گیرد. همان‌طور که پیشتر اشاره شد، سیستم به صورت سیستمی خطی در نظر گرفته شد که توسط اغتشاشی که غیرخطی و به سطح ولتاژ وابسته است تحت تأثیر قرار می‌گیرد. درحقیقت در سطوح ولتاژ پایین رفتار سیستم خطی بوده و با افزایش سطح ولتاژ اثر غیرخطی بیشتر نمایان می‌شود.

شکل 8 نتایج شبیه‌سازی را برای عملکرد روئیتگر و نیز خروجی مدل

خطی و غیرخطی نشان می‌دهد. در مدل‌سازی سیستم غیرخطی از مدل پرنتلد- ایشلینسکی استفاده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود خطای ناشی از خطی‌سازی در این حالت حدود 25% است. علاوه بر این روئیتگر اغتشاش به درستی قادر به روئیت اغتشاش است. شکل 9 نیز نتایج تجربی به دست آمده را نشان می‌دهد. همان‌طور که می‌شود در این حالت نیز سیستم خطی حدود 25% خطا دارد. البته در این حالت امکان اندازه‌گیری اغتشاش وجود ندارد.

5-5- کنترلر مود لغزشی

تست‌هایی با مسیرهای مختلف جهت ارزیابی عملکرد کنترلر پیشنهادی صورت پذیرفت. شکل 10 عملکرد کنترلر پیشنهادی و کنترلر تناسبی- انتگرالی را در تعقیب مسیر مطلوب به صورت رابطه (35) نشان می‌دهد.

$$x_d(t) = 23 + 10 \sin(10\pi t) \quad (\mu\text{m}) \quad (35)$$

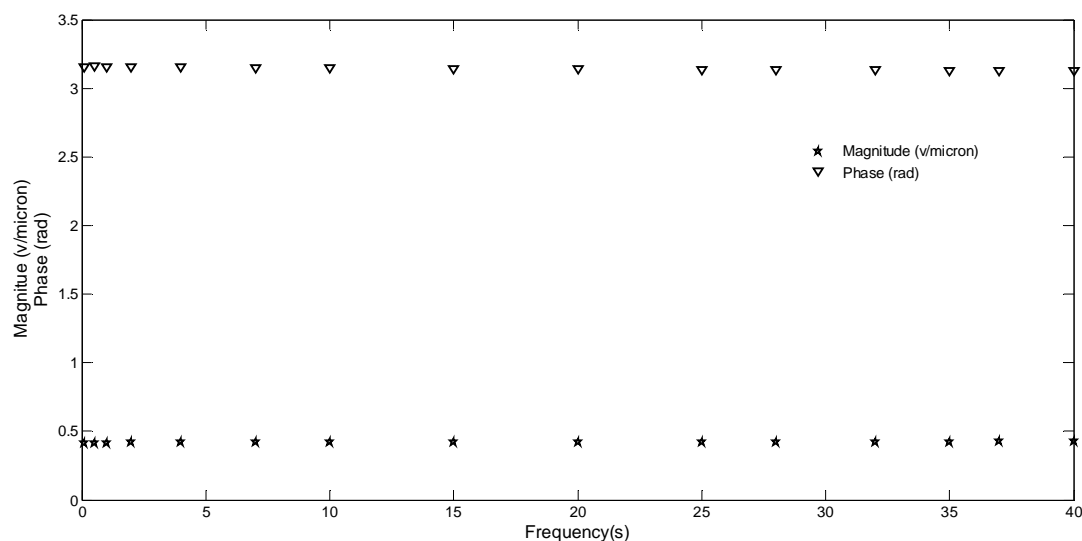
همان‌طور که دیده می‌شود بیشترین خطای حالت پایا 0.1 میکرون است و اورشوتی برای کنترلر پیشنهادی مشاهده نمی‌شود. این در حالی است که دستیابی به همین دقت توسط کنترلر تناسبی- انتگرالی منجر به اورشوت 5 میکرونی می‌شود که مقدار قابل ملاحظه‌ای است. شکل 11 نتایج کنترل موقعیت برای مسیر دوسینوسی را به صورت رابطه (36) را نشان می‌دهد.

$$x_d(t) = 25 + 10 \sin(10\pi t) + 3 \sin(74\pi t) \quad (\mu\text{m}) \quad (36)$$

بیشترین خطای تعقیب برای کنترلر مود لغزشی و تناسبی- انتگرالی به ترتیب برابر 0.4 و 0.57 میکرون است. علاوه بر این دوباره در کنترلر پیشنهادی اورشوتی مشاهده نمی‌شود. در نتیجه می‌توان گفت این کنترلر عملکرد بهتری در فرکانس‌های بالا و پایین دارد.

6- نتیجه گیری

هیستریزس مهم‌ترین رفتار غیرخطی در عملگرهای پیزو است که دقت موقعیت‌دهی را تحت تأثیر قرار می‌دهد. در این پژوهش روش خودحسگر مقاومی برای جبران اثر هیستریزس پیشنهاد شد. از یک مدار اندازه‌گیری فعال بار به عنوان سیستم خودحسگری استفاده شد. کنترلر مقاوم پیشنهادی از نوع مود لغزشی بوده است که در آن اثر اغتشاش به صورت ورودی نامعلوم یک سیستم خطی دیده شده است. برای سهولت پیاده‌سازی کنترلر از یک

Fig. 6 Frequency response of α شکل 6 پاسخ فرکانسی پارامتر α

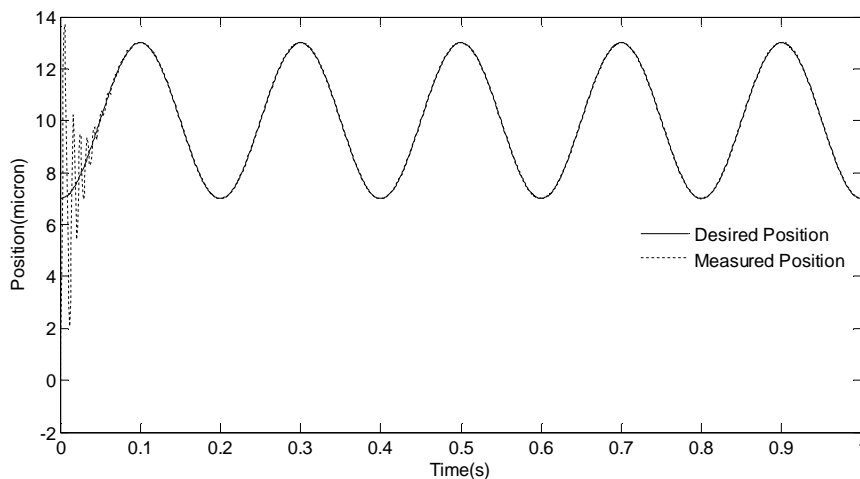


Fig. 7 Performance of PI controller in trajectory tracking

شکل 7 عملکرد کنترلر تناسبی-انترگالی در تعقیب مسیر سینوسی

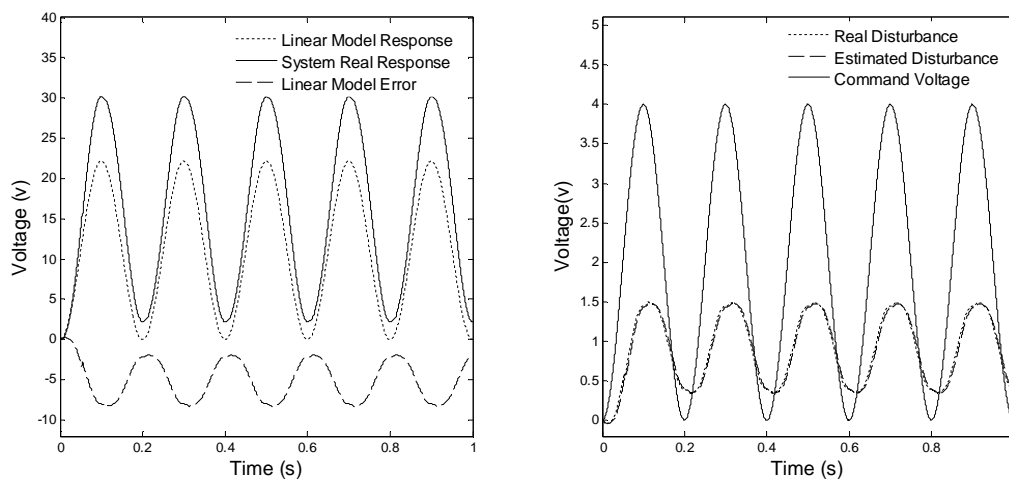


Fig.8 Simulated response of system and disturbance observer a) Comparison between linear and nonlinear system output b) Unknown disturbance observer

شکل 8 نتایج شبیه‌سازی الف) عملکرد رویتگر اغتشاش نامعلوم ب) مقایسه خروجی مدل خطی و غیرخطی

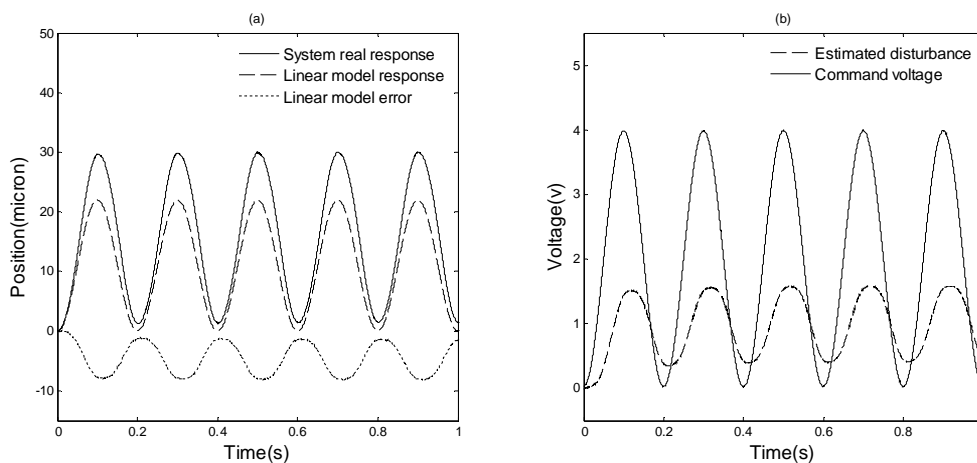


Fig. 9 Experimental response of system and disturbance observer a) Comparison between linear and nonlinear system output b) Unknown disturbance observer

شکل 9 نتایج تجربی الف) عملکرد رویتگر اغتشاش نامعلوم، ب) مقایسه خروجی مدل خطی و غیرخطی

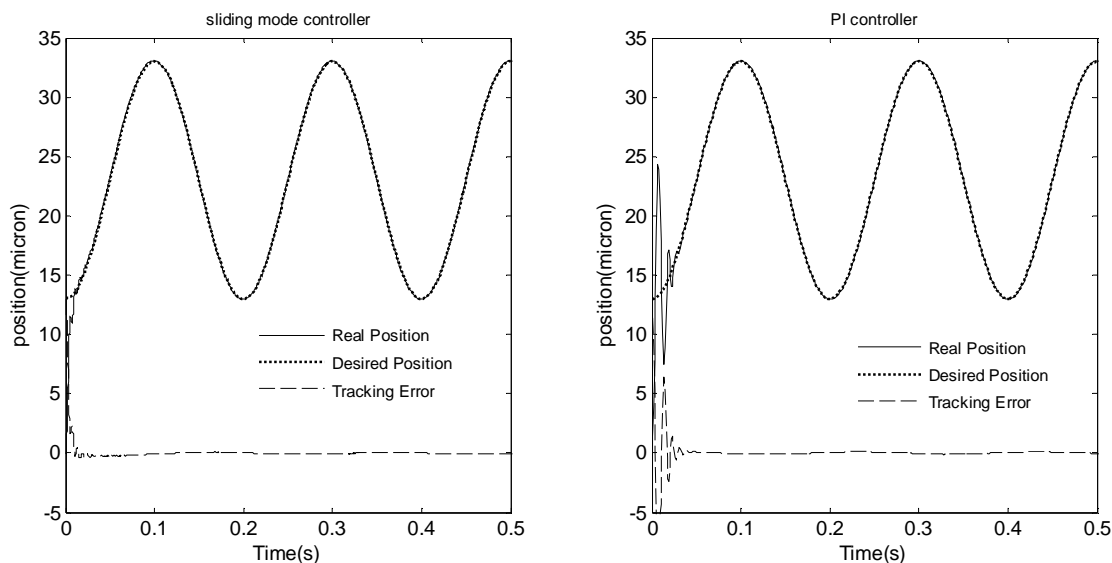


Fig. 10 Performance of sliding mode controller and PI controller in tracking a 5 Hz trajectory

شکل 10 مقایسه عملکرد کنترلر مد لغزشی و کنترلر تناسبی-انتگرالی در تعقیب مسیر سینوسی با فرکانس 5 هرتز

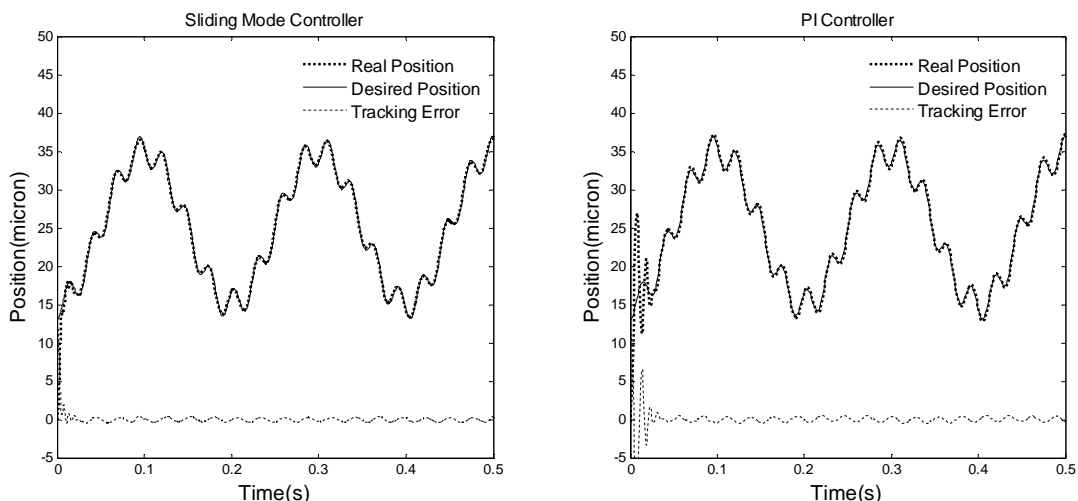


Fig. 11 Performance of sliding mode controller and PI controller in tracking multi-frequency trajectory

شکل 11 مقایسه عملکرد کنترلر مد لغزشی و کنترلر تناسبی-انتگرالی در تعقیب مسیر دو سینوسی با فرکانس های 5 و 37 هرتز

$$\hat{\dot{x}}_2 = \left(\frac{\alpha_2}{\varepsilon^2}\right)(x_1 - \hat{x}_1) \quad (39)$$

در ادامه با تعریف، رابطه (40) را به صورت زیر داریم.

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{x_1 - \hat{x}_1}{\varepsilon} \\ \beta_2 &= x_2 - \hat{x}_2 \\ f(x) &= -rx - bx \\ \beta &= [\beta_1 \quad \beta_2]^T \end{aligned} \quad (40)$$

دینامیک خطای رویت به صورت رابطه (41) تعریف می شود.

$$\begin{aligned} \varepsilon\dot{\beta} &= (A - HC)\beta + \varepsilon B(f + Tu + d) \\ &= A_0\beta + \varepsilon B(f + Tu + d) \end{aligned} \quad (41)$$

که در آن رابطه (42) را به صورت زیر داریم.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix}; C = [1 \quad 0]; B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (42)$$

توابع لیاپونوف زیر، رابطه (43)، مفروضند.

$$\begin{aligned} V(S) &= \frac{S^2}{2} \\ W(\beta) &= \beta^T P_0 \beta \end{aligned} \quad (43)$$

که در آن P_0 ماتریسی مثبت معین است و نیز رابطه (44) به صورت زیر

رویتگر مد لغزشی برای تخمین این ورودی نامعلوم استفاده شده است. نتایج شبیه سازی و تجربی به دست آمده قابلیت این رویتگر را در تخمین اغتشاش نشان می دهد. بهبود عملکرد کنترلر و عدم استفاده از مدل هیستریزس در کنترلر مهم ترین مزیت این روش است. نتایج تجربی همچنین کارایی بالای این روش در کنترل دقیق موقعیت را نشان می دهند.

7- ضمیمه: تحلیل پایداری کنترلر مد لغزشی مبتنی بر رویتگر

با تعریف رابطه (37) به صورت زیر

$$\begin{aligned} x &= x_1 \\ \dot{x} &= x_2 \end{aligned} \quad (37)$$

دینامیک سیستم به صورت رابطه (38) تعریف می شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -rx_1 - bx_2 + Tu + d(t) \end{aligned} \quad (38)$$

ساختار رویتگر به صورت رابطه (39) تعریف می شود.

$$\dot{\hat{x}}_1 = x_2 + \left(\frac{\alpha_1}{\varepsilon}\right)(x_1 - \hat{x}_1)$$

است.

$$A_0^T P_0 + P_0 A_0 = -I \quad (44)$$

که در آن I ماتریس همانی است، همچنین مجموعه‌هایی به شکل رابطه

(45) تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} \Omega_{b_1} &= \{S | V(S) \leq b_1; 0 < b_1\} \\ \Gamma &= \{X_d | |X_d| \leq c_2; \dot{X}_d \leq c_2\}; X_d = [x_d \quad \dot{x}_d] \\ \Lambda &= \{\beta | |\beta| \leq c_3, c_3 > 0\} \end{aligned} \quad (45)$$

تحت این شرایط قانون کنترل به صورت رابطه (46) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} v_a(S, x_d, \beta) &= \frac{1}{T} (\ddot{x}_d + b\dot{x} + r\hat{x} + \lambda\hat{e} + \eta_1 \hat{S} \\ &\quad + \eta_2 \text{sign}(\hat{S}) - \hat{d}) \\ L &= \max_{(\beta \in \Lambda, X_d \in \Gamma, S \in \Omega_{b_1})} \{v_a\} \end{aligned} \quad (46)$$

فرض می‌کنیم که در زمان شروع یعنی $t=0$ و رابطه (47) را داریم.

$$S \in \Omega_{b_1}, \beta \in \Lambda \quad (47)$$

و زمان $t=T_2$ نخستین لحظه‌ای است که سیستم مجموعه بالا را ترک می‌کند. در بازه زمانی $[0, T_2)$ مشتق تابع W به صورت رابطه (48) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{W} &= \frac{1}{\varepsilon} \beta^T [A_0^T P_0 + P_0 A_0] \beta \\ &\quad + 2\beta^T P_0 B [f + T v_a + d(t)] \\ &= \frac{1}{\varepsilon} \beta^T \beta \\ &\quad + 2\beta^T P_0 B [f + T v_a + d(t)] \end{aligned} \quad (48)$$

با توجه به روابط (46,45) می‌توان رابطه (49) را نتیجه گرفت.

$$\begin{aligned} |f + T u + d(t)| &\leq k_1 \\ k_1 &> 0 \end{aligned} \quad (49)$$

بنابراین می‌توان نامساوی (50) را بیان کرد.

$$\dot{W} \leq \frac{-1}{\varepsilon \lambda_{\max}(P_0)} W + \frac{2\|P_0 B\|}{\sqrt{\lambda_{\min}(P_0)}} k_1 \sqrt{W} \quad (50)$$

که در آن λ_{\max} و λ_{\min} بیانگر بزرگ‌ترین و کوچک‌ترین مقادیر ویژه هستند؛ بنابراین در بازه زمانی یادشده به‌ازای رابطه (51)

$$W \geq \varepsilon^2 \theta_1 \text{ و } t \in [0, T_2) \quad (51)$$

می‌توان نوشت رابطه (52) را نوشت.

$$\dot{W} \leq -\frac{\gamma_1}{\varepsilon} W \quad (52)$$

که رابطه (53) نتیجه می‌شود.

$$\theta_1 = \frac{16\|P_0 B\|^2 k_1 \lambda_{\max}^2(P_0)}{\lambda_{\min}^2(P_0)}; \gamma_1 = \frac{1}{2\lambda_{\max}(P_0)} \quad (53)$$

و رابطه (54) را به صورت زیر خواهیم داشت.

$$W \geq \varepsilon^2 \theta_1 \text{ و } t \in [0, T_2) \quad (54)$$

می‌توان رابطه (54) را نوشت.

$$W(t) \leq W(0) e^{-\frac{\gamma_1 t}{\varepsilon}} \quad (55)$$

بنابراین زمانی مانند T_1 وجود دارد که به‌ازای آن سیستم وارد مجموعه $W \leq \varepsilon^2 \theta_1$ می‌شود. این زمان را به صورت رابطه (56) در نظر گرفت.

$$T_1 = \frac{\varepsilon}{\gamma_1} \ln \left(\frac{W(0)}{\theta_1 \varepsilon^2} \right) \quad (56)$$

با توجه به این که رابطه (57) را داریم،

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} T_1 = 0 \quad (57)$$

می‌توان ضریب ε را به اندازه کافی کوچک انتخاب کرد به گونه‌ای که

$T_1 < T_2$ باشد؛ بنابراین با انتخاب مناسب ضریب ε در بازه زمانی $[T_1, T_2)$ می‌توان رابطه (58) را نتیجه گرفت.

$$\|\beta\| \leq k_3 \varepsilon \quad (58)$$

که در آن k_3 یک ضریب مثبت است. از رابطه (58) می‌توان نتیجه گرفت

که اگر T_2 به سمت بی‌نهایت میل کند، خطای روئیت به‌ازای تمامی زمان‌های بزرگ‌تر از T_1 محدود است. حد خطای تخمین نیز به اندازه ε بستگی دارد. در ادامه مشتق تابع لیاپونوف (43) را در نظر می‌گیریم. مشتق این تابع عبارت از رابطه (59) است.

$$\dot{V} = S(\ddot{x}_d + b\dot{x} + r\hat{x} + \lambda\hat{e} - d(t) - T v_a(S, x_d, \beta)) \quad (59)$$

با فرض لیبشیتز بودن v_a می‌توان رابطه (60) را نوشت.

$$|v_a(S, x_d, \beta) - v_a(S, x_d, 0)| \leq k_4 \|\beta\| \quad (60)$$

بنابراین رابطه (61) را به صورت زیر داریم.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(\ddot{x}_d + b\dot{x} + r\hat{x} + \lambda\hat{e} - d(t) - T v_a(S, x_d, 0) \\ &\quad - T v_a(S, x_d, \beta) \\ &\quad + T v_a(S, x_d, 0)) \end{aligned} \quad (61)$$

که در آن رابطه (62) را خواهیم داشت.

$$\begin{aligned} v_a(S, x_d, 0) &= \frac{1}{T} (\ddot{x}_d + b\hat{x} + r\hat{x} + \lambda\hat{e} + \eta_1 \hat{S} \\ &\quad + \eta_2 \text{sign}(\hat{S}) - \hat{d}) \end{aligned} \quad (62)$$

با ترکیب معادلات (60-62) می‌توان رابطه (63) را نوشت.

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq S(\hat{d}(t) - \eta_1 S - \eta_2 \text{sign}(S)) + ST k_4 \|\beta\| \\ &\leq -\eta_1 S^2 - \eta_2 |S| + |S| |\hat{d}(t)| \\ &\quad + k_3 k_4 |S| |T| \varepsilon \end{aligned} \quad (63)$$

در نتیجه با انتخاب رابطه (64)

$$\eta_2 = \rho + k_3 k_4 |T| \varepsilon + \delta_1 \quad (64)$$

که در آن ρ حد بالای $|\hat{d}(t)|$ و δ_1 یک عدد مثبت کوچک دلخواه است،

می‌توان رابطه (65) را نتیجه گرفت.

$$\dot{V} \leq \delta_1 |S| \quad (65)$$

معادله اخیر بیانگر دو نکته است: نخست آن که سیستم، مجموعه Ω_{b_1} را

ترک نخواهد کرد یا به عبارت دیگر $\infty \rightarrow T_2$ و دوم، شرط لغزش توسط کنترلر پیشنهادی ارضا خواهد شد.

8- فهرست علائم

صورت تابع تبدیل ولتاژ ورودی و خروجی تقویت‌کننده	a
ضریب عبارت مرتبه 2 در تابع تبدیل ولتاژ ورودی و خروجی تقویت‌کننده	b
ضریب میرایی پیزوالکتریک	c
ظرفیت خازن پس‌خوراند مدار	C
ظرفیت خازنی پیزوالکتریک	C_p
اغتشاش	$d(t)$
تخمین اغتشاش	$\hat{d}(t)$
خطای تعقیب موقعیت	e
تفاضل موقعیت مطلوب و موقعیت تخمینی	\hat{e}
نیروی خارجی اثرکننده به پیزو	F_{ext}
تابع تبدیل روئنگر گین بالا	G
اپراتور هیستریزس	HY
ماتریس همانی	I
جریان الکتریکی	i
جریان بایاس	i_{bias}
سختی پیزو	k
جرم پیزو	m
ضریب کوپلینگ الکترومکانیکی پیزو	P_t
ماتریس مثبت معین	P
ماتریس مثبت معین	P_0

- [5] M. Krasnoselski, V. Pokroski, *Systems with Hysteresis*, pp. 204-220, Moscow: Springer-Verlag, 1989.
- [6] M. S. Sofla, S. M. Rezaei, M. Zareinejad, M. Saadat, Trajectory tracking control of a piezoelectric stage for dynamic load applications, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Systems, Control Engineering*, Vol. 224, No. 8, pp. 983-994, 2010.
- [7] A. Visintin, *Differential Models of Hysteresis*, pp. 112-118, Berlin: Springer, 1994.
- [8] S. Bashash, N. Jalili, Robust multiple frequency trajectory tracking control of piezoelectrically driven micro/nanopositioning systems, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 15, No.5, pp. 867-878, 2007.
- [9] M. Goldfarb, N. Celanovic, Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation, *Control Systems, IEEE*, Vol. 17, No. 5, pp. 802-823, 2007.
- [10] S. Devasia, E. Eleftheriou, S. O. R. Moheimani, A survey of control issues in nanopositioning, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 15, No. 5, pp. 802-823, 2007.
- [11] W. T. Ang, P. K. Khosla, C. N. Riviere, Feedforward controller with inverse rate-dependent model for piezoelectric actuators in trajectory-tracking applications, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 134-142, 2007.
- [12] J. Z. G. Song, X. Zhou, A. D. Abreu-García, Tracking control of a piezoceramic actuator with hysteresis compensation using inverse preisach model, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 10, No. 2, pp. 198-209, 2005.
- [13] S. Bashash, N. Jalili, Robust adaptive control of coupled parallel piezoflexural nanopositioning stages, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 14, No. 1, pp. 11-20, 2009.
- [14] H. Ghafarirad, S. M. Rezaei, A. Abdullah, M. Zareinejad, M. Saadat, Observer-based sliding mode control with adaptive perturbation estimation for micropositioning actuators, *Precision Engineering*, Vol. 35, No. 2, pp. 271-281, 2011.
- [15] H. Ghafarirad, S. M. Rezaei, M. Zareinejad, M. Hamdi, R. J. Ansari, Robust control with unknown dynamic estimation for multi-axial piezoelectric actuators with coupled dynamics, *Comptes Rendus Mécanique*, Vol. 340, No. 9, pp. 646-660, 2012.
- [16] J. J. Dosch, D. J. Inman, E. Garcia, A self-sensing piezoelectric actuator for collocated control, *Intelligent Material Systems, Structures*, Vol. 3, No. 1, pp. 166-185, 1992.
- [17] K. O. M. Nelis, A. V. Ramos, G. Park, Use of a collocated sensoractuator for dynamic control, structural health monitoring, *IMAC-XXVII: Conference & Exposition on Structural Dynamics, Florida, 2009*.
- [18] K. Suresh, G. Uma, M. Umamathy, Design of a resonance-based mass sensor using a self-sensing piezoelectric actuator, *Smart Materials, Structures*, Vol. 21, No. 2, pp. 025015-025015-6, 2012.
- [19] A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, Self-sensing force control of a piezoelectric actuator, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, Frequency Control*, Vol. 55, No. 12, pp. 2571-2581, 2008.
- [20] A. Badel, Q. Jinhao, G. Sebal, D. Guyomar, Self-sensing high speed controller for piezoelectric actuator, *Intelligent Material Systems, Structures*, Vol. 19, No. 3, pp. 395-405, 2007.
- [21] I. A. Ivan, M. Rakotondrabe, P. Lutz, N. Chaillet, Current integration force, displacement self-sensing method for cantilevered piezoelectric actuators, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 80, No. 12, pp. 126103-126103-4, 2009.
- [22] I. A. Ivan, M. Rakotondrabe, P. Lutz, N. Chaillet, Quasistatic displacement self-sensing method for cantilevered piezoelectric actuators, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 80, No. 6, pp. 065102(0)-065102(9), 2009.
- [23] A. Kawamata, Y. Kadota, H. Hosaka, T. Morita, Self-sensing piezoelectric actuator using permittivity detection, *Ferroelectrics*, Vol. 368, No. 1, pp. 194-201, 2008.
- [24] M. Asghari, S. M. Rezaei, A. H. Rezaei, M. Zareinejad, H. Ghafarirad, Self-sensing actuation using online capacitance measurement with application to active vibration control, *Intelligent Material Systems, Structures*, Vol. 28, No. 2, pp. 186-200, 2015.
- [25] M. Islam, Sensorless position control for piezoelectric actuators using a hybrid position observer, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 667-675, 2013.
- [26] H. Khalil, *Nonlinear Systems*, Third Edition, pp. 257-271, New Jersey: Prentice-Hall, 2002. [27] H. Alwi, C. Edwards, C. P. Tan, *Fault Detection, Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*, Enew 168888, 2011.
- بار الکتریکی Q
- بار الکتریکی ناشی از جابه‌جایی پیزو Q_m
- مقاومت پیزوالکتریک R_p
- ضریب عبارت مرتبه صفر در تابع تبدیل ولتاژ ورودی و خروجی r
- تقویت‌کننده
- سطح لغزش کنترلر مود لغزشی S
- سطح لغزش تخمینی \hat{S}
- متغیر لاپلاس s
- تابع علامت sign
- ضریب ولتاژ در معادله کلی سیستم کنترلی T
- تابع لیاپونوف V
- ولتاژ کنترلی v_c
- ولتاژ هیستریزیسی v_h
- ولتاژ ورودی به پیزو v_{in}
- ولتاژ خطی شده پیزو v_t
- بردار حالت X
- جابه‌جایی نقطه انتخابی پیزو x
- موقعیت مطلوب x_d
- موقعیت فیلترشده x_f
- موقعیت تخمینی \hat{x}
- علایم یونانی**
- ضریب تناسب جابه‌جایی و بار الکتریکی α
- ضریب روئنگر گین بالا α_1
- ضریب روئنگر گین بالا α_2
- متغیر دینامیک خطای روئیت β_1
- متغیر دینامیک خطای روئیت β_2
- ضریب لغزش λ
- کمیت مثبت کوچک ε
- کمیت مثبت کوچک δ
- ضریب کنترلی η_1
- ضریب کنترلی η_2
- 9- مراجع**
- [1] S. O. R. Moheimani, B. J. G. Vautier, Resonant control of structural vibration using charge-driven piezoelectric actuators, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 13, No. 6, pp. 15, 2005.
- [2] A. J. Fleming, S. O. R. Moheimani, A grounded-load charge amplifier for reducing hysteresis in piezoelectric tube scanners, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 76, No. 7, pp. 073707(0)- 073707(5), 2005.
- [3] B. J. G. Vautier, S. O. R. Moheimani, Charge driven piezoelectric actuators for structural vibration control: Issues, implementation, *Smart Materials, Structures*, Vol. 14, No. 4, pp. 575-586, 2005.
- [4] D. Hughes, J. Wen, Preisach modelling of piezoceramic, shape memory alloy hysteresis, *Smart Materials, Structures*, Vol. 6, No. 1, pp. 14, 1997.