مجله مهندسی مکانیک مدرس، فروردین 1396، دوره 17، شماره 1، ص‌ص 151-160

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه برای پایدارسازی ورای ناپایداری کششی در میکروصفحه‌های دایره‌ای

محسن بختیاری شهری[1]، حمید معین‌فرد[2*]، مجید معاونیان[3]

1- دانشجوی کارشناسی ارشد، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

2- استادیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

3- استاد، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

* مشهد، صندوق پستی 9177948974، h_moeenfard@um.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 04 مهر 1395

پذیرش: 13 آذر 1395

ارائه در سایت: 19 دی 1395

کلید واژگان:

جفت میکروصفحه‌ی دایره‌ای

پایدارسازی ورای ناپایداری کششی

کنترل فازی

بهینه‌سازی

محرک الکترواستاتیکی

چکیده

میکروصفحه‌های دایره‌ای با توجه به هندسه‌ی خاصی که دارند، در سیستم‌های میکروالکترومکانیکی مانند میکروپمپ‌ها و مبدل‌های فراصوتی، مورد استفاده قرار می‌گیرند. یکی از مهم‌ترین مشکل‌های کار با میکرومحرک‌های الکترواستاتیک، وقوع پدیده‌ی ناپایداری کششی است که مانع از ایجاد جابجایی‌های بزرگ می‌شود. با طراحی کنترل‌کننده‌ی مناسب، می‌توان میکرومحرک را در موقعیت‌های فراتر از ناپایداری کششی نیز پایدار کرد. در این پژوهش، کنترل موقعیت میکرومحرک الکترواستاتیکی تشکیل‌شده از دو صفحه‌ی دایره‌ای با تکیه‌گاه گیردار، مورد نظر است. این کار با هدف افزایش بازه‌ی حرکتی میکرومحرک و تسریع در اجرای فرمان، انجام می‌شود. با توجه به عدم قطعیت مقادیر پارامترهای مسئله و به‌منظور در نظر گرفتن خطای مدل‌سازی، از کنترل‌کننده‌ی فازی استفاده شده است. ابتدا با فرض غالب بودن مود اول ارتعاشات و با استفاده از روش لاگرانژ، معادله‌ی حاکم بر ارتعاشات صفحه‌ها به دست آمده است. با استفاده از شبیه‌سازی‌های استاتیکی و دینامیکی مسئله، پایگاه قواعد فازی نوشته شده است. به‌منظور تسریع در اجرای فرمان کنترلی، ضرایب کنترل‌کننده‌ی فازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک، بهینه شده‌اند. در انتها، با تکرار فرایند بهینه‌سازی برای موقعیت‌های مختلف میکرومحرک، رابطه‌ای برای بیشینه‌ی ولتاژ اعمال‌شده برحسب موقعیت موردنظر، به دست آمده است. عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی به همراه رابطه‌ی به دست آمده، هنگام اجرای فرمان‌های پله، پله‌ی چندگانه و چیرپ ترسیم شده است. نتایج به دست آمده نشان می‌دهند که اهداف پژوهش به‌خوبی برآورده شده‌اند.

Optimal fuzzy controller design for beyond pull-in stabilization of circular micro-plates

Mohsen Bakhtiari Shahri, Hamid Moeenfard*, Majid Moavenian

Department of Mechanical Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
* P.O.B. 9177948974, Mashhad, Iran, h_moeenfard@um.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 25 September 2016
Accepted 03 December 2016
Available Online 08 January 2017

Keywords:
Double Circular Micro-plates
Beyond Pull-in Stabilization
Fuzzy Control
Optimization
Electrostatic Actuator

ABSTRACT

Circular micro-plates are used in microelectromechanical systems (MEMS) such as micro-pumps and ultrasonic transducers due to their special geometry. One of the most important problems with electrostatic micro-actuators is pull-in instability which prevents large displacements. Stabilization in beyond pull-in displacements can be attained using an appropriate controller. This paper presents a position control problem for an electrostatic micro-actuator consisting of two circular clamped micro-plates to enhance the stroke and speed up the input commands. To consider the modeling error and geometric uncertainties, a fuzzy controller is applied. First, the equation of the plates vibration is derived using Lagrange equation with single mode assumption. Fuzzy rule-base is constructed according to static and dynamic simulations. Genetic algorithm is utilized for finding the optimum parameters of the controller to accelerate accomplishing the commands. Finally, the maximum voltage of the plates is fitted with a function using the optimization results for full range gap commands. The performance of the fuzzy controller along with this function is depicted applying step, multiple step and chirp commands. The obtained results show that the objective has been met well.

1- مقدمه

سیستم‌های میکروالکترومکانیکی[1] در زمینه‌های مختلف، مخصوصاً پزشکی و خودروسازی کاربرد وسیعی دارند. قطعات سیستم‌های میکروالکترومکانیکی با توجه به نوع کاربرد، به دو دسته‌ی محرک‌ها و حسگرها تقسیم می‌شوند. محرک‌ها ابزاری برای تبدیل انواع انرژی نظیر گرمایی و الکتریکی به انرژی حرکتی هستند و به چهار دسته‌ی الکترواستاتیکی، پیزوالکتریکی، حرارتی و مغناطیسی تقسیم می‌شوند [1].

[1] Microelectromechanical systems (MEMS) devices

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

M. Bakhtiari Shahri, H. Moeenfard, M. Moavenian, Optimal fuzzy controller design for beyond pull-in stabilization of circular micro-plates, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 1, pp. 151-160, 2017 (in Persian)

میکرومحرک‌های الکترواستاتیک با توجه به مصرف انرژی کم و دقت بالای آن‌ها، در بسیاری از کاربردها مورد استفاده قرار می‌گیرند. با توجه به هندسه‌ی ویژه‌ی صفحه‌های دایره‌ای، از میکرومحرک‌های با صفحه‌ی دایره‌ای در ساخت میکروپمپ‌ها [2] و مبدل‌های فراصوتی[1] [3] استفاده می‌شود. تحلیل دینامیکی صفحه‌های دایره‌ای، به‌طور گسترده‌ای در تحقیق‌های قبلی انجام شده است. به عنوان نمونه، پارک [4] معادله‌ی فرکانسی را برای ارتعاشات درون‌صفحه‌ای در یک صفحه‌ی دایره‌ای، به دست آورد. شبانی و همکارانش [5]، ارتعاشات عرضیِ صفحه‌ی دایره‌ای را در اثر اعمال فشار سیال در یک میکروپمپ مورد بررسی قرار دادند. وگل [3]، دینامیک غیرخطی مبدل‌های فراصوتی دایره‌ای را بررسی کرد. رائو [6] نیز، معادله‌ی حرکت صفحه‌ی دایره‌ای را در حالت کلی اعمال نیرو، به دست آورد. این رابطه بایستی برای مسئله‌ی حاضر که شامل دو صفحه بوده و تحت تأثیر نیروی الکترواستاتیکی است، تغییر یابد.

یکی از ویژگی‌های مطلوب محرک‌های الکترواستاتیکی، بازه‌ی حرکتی بزرگ است. در این محرک‌ها با اعمال اختلاف‌پتانسیل بین دو الکترود، نیروی جاذبه بین آن‌ها به وجود آمده و باعث نزدیک‌تر شدن آن‌ها می‌گردد. با افزایش ولتاژ جابجایی الکترودها بیش‌تر می‌شود؛ تا این‌که به ازای یک ولتاژ مشخص، دو الکترود ناگهان به یکدیگر می‌چسبند. این پدیده، ناپایداری کششی[2] نام دارد و مهم‌ترین مانع در رسیدن به جابجایی‌های بزرگ در میکرومحرک‌های الکترواستاتیکی است. به‌منظور تأخیر در وقوع ناپایداری کششی، پژوهش‌های متعددی انجام شده است. روش‌های استفاده‌شده در این پژوهش‌ها شامل تغییر در مکانیزم متصل به الکترودها [8,7]، تغییر در هندسه‌ی الکترودها [9]، کنترل بار [10] و کنترل ولتاژ [11] می‌شود. لیزر و سانتیاگو [12] نیز، تحقیق جامعی درباره‌ی روش‌های به‌کار گرفته شده برای تأخیر در ناپایداری کششی انجام داده‌اند. اگرچه اخیراً پژوهش‌هایی در رابطه با تحلیل ناپایداری کششی در نانوتیر [13]، کنترل ولتاژ در میکروتیر دوسر گیردار [14] و طراحی کنترل‌کننده‌ی ولتاژ برای صفحه‌های موازی متصل به فنر خطی [15] صورت گرفته است، اما تا جایی که نویسندگان این مقاله اطلاع دارند، تاکنون افزایش بازه‌ی حرکتی میکرومحرک با صفحه‌های دایره‌ای سراسر گیردار، به روش کنترل ولتاژ انجام نگرفته است. کنترل‌کننده‌های فازی برخلاف کنترل‌کننده‌های کلاسیک، نیاز به مدل‌سازی دقیق سیستم نداشته و تنها با تعیین پایگاه قواعد فازی[3] قابل پیاده‌سازی هستند [16]. درنتیجه، از کنترل‌کننده‌ی فازی برای تنظیم ولتاژ استفاده می‌شود.

در این پژوهش با استفاده از روش کنترل ولتاژ، امکان دستیابی به موقعیت‌های فراتر از ناپایداری کششی در میکرومحرک الکترواستاتیکی، فراهم شده است. مطابق شکل 1، این میکرومحرک شامل دو صفحه‌ی منعطف دایره‌ای است که از اطراف با تکیه‌گاه گیردار، مقید شده‌اند. معادله‌ی حرکت بی‌بعد سیستم با فرض تئوری کلاسیک صفحه‌ها[4] و با استفاده از روابط کرنش خطی به دست آمده است. اگرچه طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی بدون داشتن معادله‌ی حرکت سیستم نیز ممکن است؛ اما به‌منظور مشاهده‌ی عملکرد کنترل‌کننده نیاز به شبیه‌سازی حرکت صفحه‌ها می‌باشد که با استفاده از معادله‌ی حرکت امکان‌پذیر می‌گردد. با استفاده از تحلیل‌های استاتیکی و دینامیکی مسئله، پایگاه قواعد فازی استخراج گردیده است. سپس با طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی، دسترسی به موقعیت‌های فراتر از

[1] Ultrasonic transducers
[2] Pull-in instability
[3] Fuzzy rule-base
[4] Classical Plate Theory (CPT)

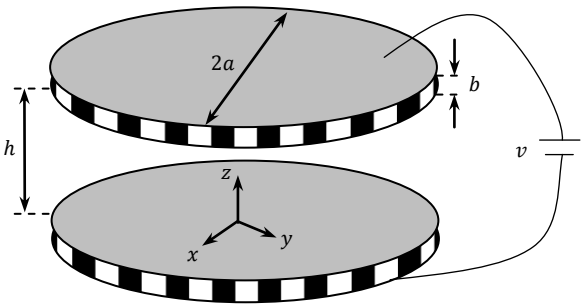

Fig. 1 Electrostatic actuator with two circular microplates

شکل 1 محرک الکترواستاتیکی با دو میکروصفحه‌ی دایره‌ای

ناپایداری کششی فراهم شده است. به‌منظور تسریع در اجرای فرمان‌ها، بهینه‌سازی پارامترهای کنترل‌کننده‌ی فازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک انجام گرفته است. با تکرار فرایند بهینه‌سازی برای سایر فرمان‌ها، رابطه‌ای برای بیشینه‌ی ولتاژ اعمال‌شده توسط کنترل‌کننده، به دست آمده که برای اجرای فرمان‌های پله، پله‌ی چندگانه و نوسانی، از آن استفاده شده است.

2- رابطه سازی مسئله

در این قسمت معادله‌ی حرکت سیستم دینامیکی به دست می‌آید. در شکل 1، a و b به ترتیب شعاع و ضخامت صفحه بوده و h و v به ترتیب فاصله‌ی میانی و اختلاف‌پتانسیل بین دو صفحه است.

2-1- پاسخ دینامیکی سیستم

مؤثرترین مود در اغلب سیستم‌های دینامیکی، شکل مود اول ارتعاشات است. رادگلچین و معین‌فرد [17]، درستی این فرض را برای یک صفحه‌ی مستطیلی سراسر گیردار تحریک‌شده به‌صورت الکترواستاتیک، بررسی کرده‌اند. طبق نتایج این پژوهش، شکل مود اول به طرز قابل توجهی مؤثرتر از شکل مودهای دوم و سوم است. درنتیجه، فرض می‌شود شکل مود اول بیشترین تأثیر را در رفتار دینامیکی سیستم حاضر دارد. رابطه‌های (1) و (2)، نشان‌دهنده‌ی شکل مودهای ارتعاشات یک صفحه‌ی دایره‌ای با تکیه‌گاه گیردار است [6].

$$W_{mn}^{(1)}(\hat{r},\theta) = \{J_m(\lambda_{mn}\hat{r})I_m(\lambda_{mn}a) - J_m(\lambda_{mn}a)I_m(\lambda_{mn}\hat{r})\}\cos(m\theta) \quad (1)$$

$$W_{mn}^{(2)}(\hat{r},\theta) = \{J_m(\lambda_{mn}\hat{r})I_m(\lambda_{mn}a) - J_m(\lambda_{mn}a)I_m(\lambda_{mn}\hat{r})\}\sin(m\theta) \quad (2)$$

در این رابطه‌ها، $\hat{r}$ فاصله از مرکز دایره، J_m تابع بسل نوع اول از مرتبه‌ی m و I_m تابع بسل هایپربولیک نوع اول از مرتبه‌ی m بوده و مقدار λ_{mn} از رابطه‌ی (3) به دست می‌آید [6]:

$$\lambda_{mn} = \sqrt[4]{\frac{\rho b \omega_{mn}^2}{D}} \quad (3)$$

در این رابطه، ω_{mn} فرکانس طبیعی در مود ارتعاشی mn است. ضمناً D، سفتی خمشی صفحه[5] بوده و از رابطه‌ی (4) به دست می‌آید [18]:

$$D = \frac{Eb^3}{12(1-\nu^2)} \quad (4)$$

که در آن، E مدول یانگ و ν ضریب پواسون مربوط به صفحه‌ها است. با استفاده از شکل مودهای ارائه‌شده در رابطه‌های (1) و (2)، جابجایی نقاط مختلف صفحه‌های دایره‌ای به‌صورت رابطه‌ی (5) به دست می‌آید [6].

[5] Flexural rigidity of the plate

$$\widehat{w}(\hat{r},\theta,\hat{t}) = \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=1}^{\infty}\left(W_{mn}^{(1)}(\hat{r},\theta)\hat{q}_{mn}^{(1)}(\hat{t}) + W_{mn}^{(2)}(\hat{r},\theta)\hat{q}_{mn}^{(2)}(\hat{t})\right) \tag{5}$$

در این رابطه $\hat{q}_{mn}^{(i)}$ نشان‌دهنده‌ی قسمت زمانی مربوط به شکل مودها است. با فرض شکل مود اول ($m=0$ و $n=1$) و با استفاده از رابطه‌های (1)، (2) و (5)، جابجایی صفحه از رابطه‌ی (6)، به دست می‌آید:

$$\widehat{w}(\hat{r},\theta,\hat{t}) = W(\hat{r})\hat{q}(\hat{t}) = \frac{W(\hat{r})}{W(0)}\widehat{w}_{\max}(\hat{t}) \tag{6}$$

که در آن $\widehat{w}_{\max}(\hat{t})$ جابجایی مرکز دایره است. همان‌طور که مشاهده می‌شود پاسخ دینامیکی سیستم، مستقل از θ است که ناشی متقارن‌محوری بودن شکل مود اول می‌باشد و باعث سهولت در مدل‌سازی مسئله می‌گردد. این شکل مود در صفحه‌ی دایره‌ای با تکیه‌گاه گیردار به کمک رابطه‌ی (7) به دست می‌آید [6].

$$W(\hat{r}) = J_0(\lambda_{01}\hat{r})I_0(\lambda_{01}a) - J_0(\lambda_{01}a)I_0(\lambda_{01}\hat{r}) \tag{7}$$

مقدار λ_{01} در این رابطه، از معادله‌ی فرکانسی ذکرشده در رابطه‌ی (8) قابل‌محاسبه است [6].

$$J_{-1}(\lambda_{01}a)I_0(\lambda_{01}a) - J_0(\lambda_{01}a)I_{-1}(\lambda_{01}a) = 0 \tag{8}$$

با حل این معادله‌ی فرکانسی، نتیجه می‌شود که $\lambda_{01}a = 3.1962$.

2-2- اعمال روش انرژی

در این قسمت به کمک روش انرژی، معادله‌ی حرکت صفحه‌ها به دست می‌آید. برای این منظور ابتدا لازم است با استفاده از پاسخ دینامیکی به دست آمده (رابطه‌ی (6))، رابطه‌های مربوط به انرژی پتانسیل و جنبشی و همچنین کار انجام‌شده توسط نیروهای خارجی مشخص گردد.

طبق تئوری کلاسیک صفحه‌ها چنانچه شرایط مشخصی در مسئله صدق کند، در مدل‌سازی مسئله می‌توان ساده‌سازی‌هایی انجام داد. این شرایط عبارت‌اند از [18]:

- خطوط مستقیم عمود بر صفحه میانی (نرمال‌های جانبی[1])، بعد از تغییر شکل نیز مستقیم باقی می‌مانند.
- نرمال‌های جانبی به‌گونه‌ای می‌چرخند که پس از تغییر شکل، عمود بر صفحه‌ی میانی باقی بمانند.
- نرمال‌های جانبی دچار افزایش طول نمی‌شوند.

با فرض برقراری شرایط فوق، طبق رابطه‌ی (9) تعدادی از مؤلفه‌های کرنش و تنش قابل صرف‌نظر هستند [6].

$$\varepsilon_{\hat{r}\hat{z}} = \varepsilon_{\theta\hat{z}} = \varepsilon_{\hat{z}\hat{z}} = \sigma_{\hat{z}\hat{z}} = 0 \tag{9}$$

درنتیجه، انرژی پتانسیل مکانیکی ناشی از انرژی کرنشی دو صفحه، طبق رابطه‌ی (10) به دست می‌آید [19].

$$\Pi_{\text{mech}} = \int_{-b/2}^{b/2}\int_0^a\int_0^{2\pi}(\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}}\sigma_{\hat{r}\hat{r}} + \varepsilon_{\theta\theta}\sigma_{\theta\theta} + \gamma_{\hat{r}\theta}\sigma_{\hat{r}\theta})\hat{r}d\theta d\hat{r}d\hat{z} \tag{10}$$

برای یافتن معادله‌ی حرکت، انرژی کرنشی باید به‌صورت تابعی از جابجایی صفحه‌ها نوشته شود. درصورتی‌که زاویه‌ی چرخش نرمال‌های جانبی به‌اندازه‌ی کافی کوچک باشند، مؤلفه‌های کرنش فون کارمن در مختصات قطبی از رابطه‌های (11) به دست می‌آیند [18]:

$$\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}} = \frac{\partial\hat{u}}{\partial\hat{r}} - \hat{z}\frac{\partial^2\widehat{w}}{\partial\hat{r}^2}$$

$$\varepsilon_{\theta\theta} = \frac{1}{\hat{r}}\frac{\partial\hat{v}}{\partial\theta} + \frac{\hat{u}}{\hat{r}} - \hat{z}\left(\frac{1}{\hat{r}}\frac{\partial\widehat{w}}{\partial\hat{r}} + \frac{1}{\hat{r}^2}\frac{\partial^2\widehat{w}}{\partial\theta^2}\right)$$

$$\gamma_{\hat{r}\theta} = \frac{1}{\hat{r}}\frac{\partial\hat{u}}{\partial\theta} + \frac{\partial\hat{v}}{\partial\hat{r}} - \frac{\hat{v}}{\hat{r}} + 2\hat{z}\left(\frac{-1}{\hat{r}}\frac{\partial^2\widehat{w}}{\partial\hat{r}\partial\theta} + \frac{1}{\hat{r}^2}\frac{\partial\widehat{w}}{\partial\theta}\right) \tag{11}$$

که در آن $\hat{u}$ و $\hat{v}$ به ترتیب جابجایی شعاعی و محیطی نقطه‌ای روی صفحه‌ی میانی هستند. طبق تئوری کلاسیک صفحه‌ها، صفحه‌ی میانی دچار تغییر شکل درون‌صفحه‌ای[2] نمی‌شود [6]. با در نظر گرفتن این نکته و با استفاده از رابطه‌ی (6)، رابطه‌های کرنش به‌صورت رابطه‌های (12) بازنویسی می‌شود.

$$\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}} = -\hat{z}\frac{d^2W(\hat{r})}{d\hat{r}^2}\frac{\widehat{w}_{\max}(\hat{t})}{W(0)}$$

$$\varepsilon_{\theta\theta} = -\frac{\hat{z}}{\hat{r}}\frac{dW(\hat{r})}{d\hat{r}}\frac{w_{\max}(\hat{t})}{W(0)}$$

$$\gamma_{\hat{r}\theta} = 0 \tag{12}$$

در مرحله‌ی بعدی لازم است تا تنش‌ها در رابطه‌ی (10)، برحسب کرنش بیان شود. برای این منظور قاعده‌ی هوک به‌صورت رابطه‌های (13) نوشته می‌شود [19]:

$$\sigma_{\hat{r}\hat{r}} = \frac{E}{1-\nu^2}(\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}} + \nu\varepsilon_{\theta\theta})$$

$$\sigma_{\theta\theta} = \frac{E}{1-\nu^2}(\varepsilon_{\theta\theta} + \nu\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}})$$

$$\sigma_{\hat{r}\theta} = G\gamma_{\hat{r}\theta} = 0 \tag{13}$$

که در آن G مدول برشی است. اکنون با جایگذاری رابطه‌های (12) و (13) در رابطه‌ی (10)، انرژی کرنشی طبق رابطه‌ی (14) به دست می‌آید:

$$\Pi_{\text{mech}} = \frac{E\hat{I}_{\theta\theta}}{1-\nu^2}\left(\frac{\widehat{w}_{\max}(\hat{t})}{W(0)}\right)^2\int_0^a\left\{W''(\hat{r})^2 + \frac{1}{\hat{r}^2}W'(\hat{r})^2 + \frac{2\nu}{\hat{r}}W'(\hat{r})W''(\hat{r})\right\}\hat{r}d\hat{r} \tag{14}$$

که در آن $\hat{I}_{\theta\theta}$ طبق رابطه‌ی (15) محاسبه می‌شود.

$$\hat{I}_{\theta\theta} = \int_0^{2\pi}\int_{-b/2}^{b/2}\hat{z}^2 d\hat{z}d\theta = \frac{\pi b^3}{6} \tag{15}$$

دو صفحه با فاصله‌ی میانی، تشکیل یک خازن با ظرفیت متغیر می‌دهد که انرژی پتانسیل الکتریکی ذخیره‌شده در آن، طبق رابطه‌ی (16) به دست می‌آید.

$$\Pi_{\text{elec}} = -\frac{1}{2}Cv^2 = -\frac{\varepsilon_0 v^2}{2}\int_0^a\int_0^{2\pi}\frac{\hat{r}d\theta d\hat{r}}{h - 2\widehat{w}(\hat{r},\theta,\hat{t})} \tag{16}$$

در رابطه‌ی (16)، C ظرفیت خازن و ε_0 ثابت دی‌الکتریک فاصله‌ی میانی است. لازم به ذکر است که در این رابطه مشابه با فرض‌های عسکری و طهانی [20]، از اثر لبه در صفحه‌ها صرف نظر شده است. با فرض شکل مود اول، رابطه‌ی انرژی پتانسیل الکتریکی دو صفحه، به‌صورت رابطه‌ی (17) بازنویسی می‌شود.

$$\Pi_{\text{elec}} = -\pi\varepsilon_0 v^2\int_0^a\frac{\hat{r}d\hat{r}}{h - 2\frac{W(\hat{r})}{W(0)}\widehat{w}_{\max}(\hat{t})} \tag{17}$$

طبق فرض‌های تئوری کلاسیک صفحه‌ها، تنها انرژی جنبشی ناشی از حرکت عمودی (جانبی) صفحه‌ها قابل‌توجه است. درنتیجه انرژی جنبشی دو صفحه به کمک رابطه‌ی (18) محاسبه می‌شود

$$T = \int_{-b/2}^{b/2}\int_0^a\int_0^{2\pi}\rho\left(\frac{\partial\widehat{w}(\hat{r},\theta,\hat{t})}{\partial\hat{t}}\right)^2\hat{r}d\theta d\hat{r}d\hat{z} \tag{18}$$

که در آن ρ چگالی صفحه بوده و برای دو صفحه یکسان و یکنواخت فرض شده است. انرژی جنبشی به کمک رابطه‌ی (6)، به‌صورت رابطه‌ی (19) بازنویسی می‌شود.

[1] Transverse normals

[2] in-plane deformation

$$T = 2\pi b\rho\left(\frac{\dot{\hat{w}}_{\max}(\hat{t})}{W(0)}\right)^2\int_0^a W(\hat{r})^2\hat{r}d\hat{r} \tag{19}$$

تأثیر سیال بین دو صفحه به‌صورت میرایی ویسکوز فرض می‌شود. درنتیجه کار مجازی انجام‌شده توسط نیروی خارجی، طبق رابطه‌ی (20) به دست می‌آید:

$$\delta\Theta_{\text{ext}} = -\frac{4\pi c\dot{\hat{w}}_{\max}(\hat{t})}{W(0)}\int_0^a W(\hat{r})^2\hat{r}d\hat{r}\,\delta\hat{w}_{\max}(\hat{t}) = Q\delta\hat{w}_{\max}(\hat{t}) \tag{20}$$

که در آن c ضریب میرایی خطی سیال و Q نیروی تعمیم‌یافته در معادله‌ی لاگرانژ است. معادله‌ی لاگرانژ طبق رابطه‌ی (21) بیان می‌شود.

$$\frac{d}{d\hat{t}}\left(\frac{\partial T}{\partial\dot{\hat{w}}_{\max}}\right) - \frac{\partial T}{\partial\hat{w}_{\max}} + \frac{\partial(\Pi_{\text{mech}} + \Pi_{\text{elec}})}{\partial\hat{w}_{\max}} = Q \tag{21}$$

اکنون با جایگذاری رابطه‌های به دست آمده برای انرژی پتانسیل (رابطه‌های (14) و (17))، انرژی جنبشی (19) و نیروی تعمیم‌یافته (20)، در معادله‌ی لاگرانژ (21)، می‌توان معادله‌ی حرکت وابسته به بُعد صفحه‌ها را طبق رابطه‌ی (22) به دست آورد:

$$\begin{aligned}\ddot{\hat{w}}_{\max}(\hat{t}) + \frac{c}{b\rho}\dot{\hat{w}}_{\max}(\hat{t}) + \frac{b^2E}{12\rho I_1}\hat{w}_{\max}(\hat{t})\int_0^a\{W''(\hat{r})^2 \\ + \frac{1}{r^2}W'(\hat{r})^2 + \frac{2\nu}{\hat{r}}W'(\hat{r})W''(\hat{r})\}\hat{r}d\hat{r} \\ = \frac{\varepsilon_0 v^2 W(0)}{4b\rho\hat{I}_1}\int_0^a\frac{2W(\hat{r})}{\left(h - 2\frac{W(\hat{r})}{W(0)}\hat{w}_{\max}(\hat{t})\right)^2}\hat{r}d\hat{r}\end{aligned} \tag{22}$$

که در آن $\hat{I}_1$ از رابطه‌ی (23) به دست می‌آید.

$$\hat{I}_1 = \int_0^a W(\hat{r})^2\hat{r}d\hat{r} \tag{23}$$

از آنجا که کار کردن با پارامترهای بی‌بعد آسان‌تر است، پارامترهای بی‌بعد در رابطه‌های (24) تا (26) فرض می‌شود.

$$r = \frac{\hat{r}}{a} \tag{24}$$

$$w_{\max}(\hat{t}) = \frac{\hat{w}_{\max}(\hat{t})}{h} \tag{25}$$

$$t = \omega_n\hat{t} \tag{26}$$

در رابطه‌ی (26)، مقدار ω_n طبق رابطه‌ی (27) محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}\omega_n^2 = \frac{Eb^2}{12\rho I_1 a^2(1-\nu^2)}\int_0^1\left\{\left(\frac{d^2W(ar)}{dr^2}\right)^2 + \frac{1}{r^2}\left(\frac{dW(ar)}{dr}\right)^2\right. \\ \left. + \frac{2\nu}{r}\left(\frac{dW(ar)}{dr}\right)\left(\frac{d^2W(ar)}{dr^2}\right)\right\}rdr\end{aligned} \tag{27}$$

که در آن مقدار I_1 به‌سادگی با استفاده از رابطه‌های (23) و (24)، قابل محاسبه است.

اکنون با جایگذاری رابطه‌های (24) تا (26) در رابطه‌ی (22)، معادله‌ی حرکت بی‌بعد صفحه‌ها طبق رابطه‌ی (28) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}w''_{\max}(t) + 2\zeta w'_{\max}(t) + w_{\max}(t) \\ = V^2\int_0^1\frac{2W(ar)}{\left(1 - 2\frac{W(ar)}{W(0)}w_{\max}(t)\right)^2}rdr\end{aligned} \tag{28}$$

که در آن ζ و V به ترتیب ضریب میرایی بی‌بعد و ولتاژ بی‌بعد بوده و از رابطه‌های (29) و (30) به دست می‌آیند.

$$\zeta = \frac{c}{2b\rho\omega_n} \tag{29}$$

$$V = \frac{av}{\omega_n}\sqrt{\frac{\varepsilon_0 W(0)}{4b\rho I_1 h^3}} \tag{30}$$

3- شبیه‌سازی مسئله

در این قسمت شبیه‌سازی‌های استاتیکی و دینامیکی سیستم انجام می‌گیرد. با این کار، ولتاژ و موقعیت ناپایداری استاتیکی و رفتار دینامیکی سیستم مشخص شده و طراحی کنترل‌کننده میسر می‌شود. در جدول 1، پارامترهای هندسی و فیزیکی فرض شده برای انجام شبیه‌سازی‌ها، قابل مشاهده است.

3-1- شبیه‌سازی استاتیکی

هنگامی‌که ولتاژ به‌قدری تدریجی اعمال شود که بتوان از سرعت و شتاب صفحه‌ها صرف‌نظر کرد، با توجه به رابطه‌ی (28) معادله‌ی موقعیت صفحه‌ها طبق رابطه‌ی (31) به دست می‌آید.

$$w_{\max} = V^2\int_0^1\frac{2W(ar)}{\left(1 - 2\frac{W(ar)}{W(0)}w_{\max}\right)^2}rdr \tag{31}$$

با استفاده از نرم‌افزار متلب[1]، معادله‌ی (31) به روش عددی حل شده و نمودار موقعیت مرکز صفحه‌ها برحسب ولتاژ بی‌بعد اعمال‌شده، طبق شکل 2 به دست می‌آید. با توجه به این شکل، پدیده‌ی ناپایداری کششی، در ولتاژ بی‌بعد 0.245 رخ می‌دهد. این تحریک باعث جابجایی نرمال‌شده‌ی 0.234 در مرکز دو صفحه می‌شود.

برای طراحی کنترل‌کننده‌ی حلقه باز می‌توان از منحنی شکل 2 استفاده کرد؛ زیرا این نمودار نشان‌دهنده‌ی موقعیت صفحه در حالت پایدار نیز هست. به‌عنوان نمونه، برای ایجاد جابجایی بی‌بعد 0.15 (صفحه‌ی بالایی به‌اندازه‌ی 0.15 فاصله‌ی میانی پایین آمده و صفحه‌ی پایینی به‌اندازه‌ی 0.15 فاصله‌ی میانی به بالا کشیده می‌شود)، کافی است تا ولتاژ بی‌بعدی در حدود 0.23 بین دو صفحه ایجاد شود. چنانچه این ولتاژ به‌تدریج اعمال گردد، مشابه شکل 2، صفحه‌ها به‌آرامی در موقعیت هدف قرار خواهند گرفت. اما درصورتی‌که ولتاژ، ناگهانی اعمال شود، پس از مدتی نوسان (بسته به مقدار ضریب میرایی) هدف کنترلی برآورده خواهد شد. در هر دو حالت سرعت دستیابی به فرمان کنترلی کاملاً وابسته به پارامترهای سیستم خواهد بود و قابل تنظیم نمی‌باشد. از طرف دیگر، امکان ایجاد پایداری در موقعیت‌های بزرگ‌تر از موقعیت ناپایداری کششی، وجود ندارد. استفاده از کنترل‌کننده‌ی حلقه بسته که در پژوهش حاضر مورد بررسی قرار گرفته است، این مشکل‌ها را برطرف می‌کند.

3-2- شبیه‌سازی دینامیکی

در این قسمت پاسخ زمانی سیستم به ازای مقادیر مختلف ولتاژ تحریک، به دست می‌آید. برای این منظور معادله‌ی دیفرانسیل معمولی[2] رابطه‌ی (28)، با استفاده از دستور ode45 در نرم‌افزار متلب حل می‌شود. اساس کار این دستور، روش رانگ کوتا[3] است.

جدول 1 مقادیر پارامترهای هندسی و فیزیکی مسئله

Table 1 Values of geometrical and physical parameters of the problem

پارامتر	مقدار	یکا
شعاع	750	میکرومتر
ضخامت	2	میکرومتر
فاصله بین صفحه‌ها	2	میکرومتر
مدول یانگ	162	گیگاپاسکال
ضریب پواسون	0.22	-

[1] MATLAB
[2] Ordinary Differential Equation (ODE)
[3] Runge Kutta

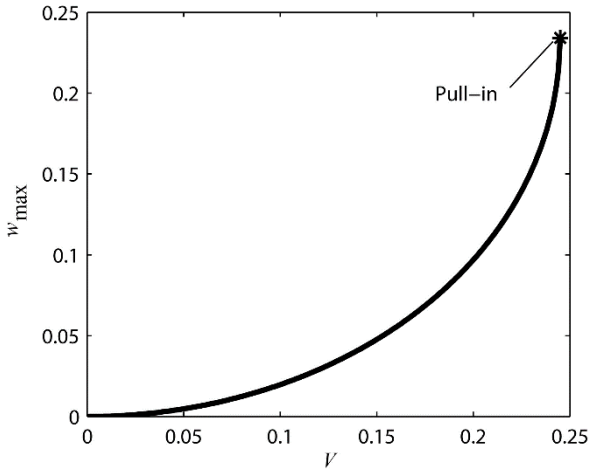

Fig. 2 Deflection of the plates centers due to the application of a quasi-static voltage

شکل 2 جابجایی مرکز صفحه‌ها در اثر اعمال تدریجی ولتاژ

نتیجه‌ی شبیه‌سازی دینامیکی، در شکل‌های 3 و 4 نشان داده شده است. برای رسم این شکل‌ها فرض شده است که $\zeta = 0.05$. با توجه به رابطه‌ی (7) و معادله‌ی حرکت سیستم، مقدار شعاع در این شبیه‌سازی بی‌تأثیر است. شکل 3، موقعیت مرکز صفحه‌ها را به ازای تحریک‌های مختلف نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، به ازای ولتاژ بی‌بعد ناپایداری دینامیکی رخ داده و دو صفحه به یکدیگر می‌چسبند. ضمناً افزایش ولتاژ تحریک باعث جابجایی‌های بزرگ‌تر می‌گردد. این نکته در طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی برای تدوین قواعد اگر-آنگاه[1] استفاده خواهد شد. شکل 4، سرعت مرکز صفحه‌ها را برحسب زمان نشان می‌دهد. این دو نمودار در طراحی کنترل‌کننده و تنظیم پارامترهای آن، به کار می‌رود.

4- طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی

با توجه به نقص‌های مطرح‌شده برای کنترل‌کننده‌ی حلقه باز، در این قسمت کنترل‌کننده‌ی حلقه بسته بر مبنای منطق فازی طراحی می‌شود. استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی این امکان را فراهم می‌کند تا در صورت وجود عدم قطعیت در ابعاد و پارامترهای مسئله، کنترل‌کننده عملکرد مناسب خود را حفظ نماید.

ابتدا ورودی‌ها و خروجی کنترل‌کننده، تعریف‌شده و به‌صورت مجموعه‌های فازی درمی‌آید. ورودی‌ها عبارت‌اند از خطای موقعیت و خطای سرعت. اختلاف‌پتانسیل برقرارشده بین دو صفحه نیز به‌عنوان خروجی کنترل‌کننده در نظر گرفته می‌شود. خطای موقعیت به‌صورت میزان انحراف موقعیت مرکز صفحه‌ها از فرمان کنترلی تعریف‌شده و طبق رابطه‌ی (32) به دست می‌آید:

$$e(t) = w_{\max}(t) - w_{\mathrm{des}}(t) \tag{32}$$

که در آن $w_{\mathrm{des}}(t)$، فرمان کنترلی است. بدیهی است خطای سرعت، از مشتق رابطه‌ی (32) نسبت به زمان به دست می‌آید.

ورودی‌های e و e' به ترتیب، به کمک مجموعه‌های فازی $A_i^{(e)}$ و $A_i^{(e')}$ با توابع تعلق مثلثی $\mu_{A_i^{(e)}}$ و $\mu_{A_i^{(e')}}$، به‌صورت فازی بیان می‌شوند. به‌منظور ایجاد تعادلی بین حجم محاسبات و دقت کافی، برای هر یک از ورودی‌ها، 5 مجموعه‌ی فازی در نظر گرفته می‌شود؛ یعنی $i = 1,2,\dots,5$. توابع تعلق مربوط به خطای موقعیت و خطای سرعت، به ترتیب در شکل‌های 5 و 6 نشان داده شده‌اند. در این شکل‌ها، $p_k^{(e)}$ و $p_k^{(e')}$ که $k = 1,2$، توابع تعلق را تنظیم کرده و عملکرد کنترل‌کننده را کاملاً تحت تأثیر قرار می‌دهند. به‌طور مشابه، خروجی کنترل‌کننده نیز به‌صورت توابع تعلق مثلثی بیان می‌شود. از آنجا که هر اختلاف‌پتانسیلی بین دو صفحه، منجر به نزدیک شدن آن‌ها می‌شود، تنها مقادیر مثبت ولتاژ در نظر گرفته شده‌اند. توابع تعلق مثلثی مربوط به خروجی کنترل‌کننده، به‌صورت μ_{B_j} که $j = 1,2,\dots,5$، نشان داده شده و در شکل 7 مشخص شده است. در این شکل، d بزرگ‌ترین ولتاژ بی‌بعد اعمال‌شده توسط کنترل‌کننده بوده و یکی از پارامترهای کنترلی است.

اکنون به کمک شبیه‌سازی‌های انجام‌شده در قسمت قبل، این قاعده استنتاج می‌شود که «اگر ولتاژ زیاد شود، موقعیت صفحه‌ها افزایش می‌یابد». با تعمیم این قاعده، دخالت دادن درک فیزیکی مسئله و حدس و خطا، پایگاه قواعد فازی مطابق جدول 2 به دست می‌آید. با استفاده از پایگاه قواعد، کنترل‌کننده‌ی فازی قادر به تصمیم‌گیری در موقعیت‌های گوناگون خواهد بود.

با به‌کارگیری فازی‌ساز منفرد[2]، موتور استنتاج حاصل‌ضرب[3] و نافازی‌ساز

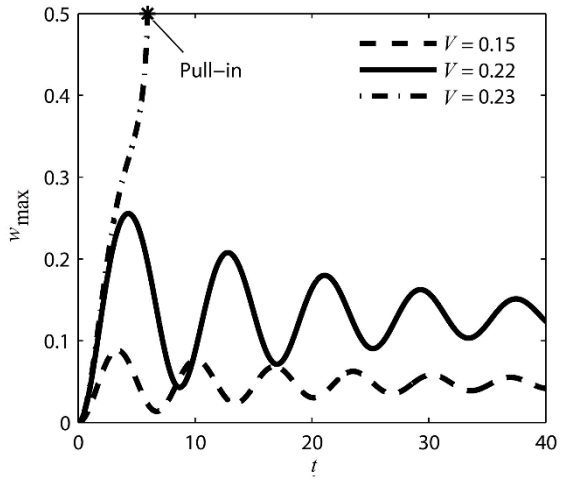

Fig. 3 Normalized deflection of the plates centers in dynamic analysis

شکل 3 موقعیت بی‌بعد مرکز صفحه‌ها در تحلیل دینامیکی

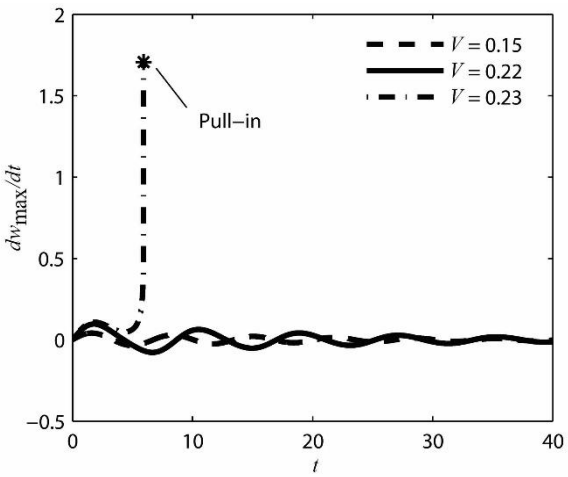

Fig. 4 Normalized velocity of the plates centers in dynamic analysis

شکل 4 سرعت بی‌بعد مرکز صفحه‌ها در تحلیل دینامیکی

[1] IF-THEN rules

[2] Singleton fuzzifier

[3] Product inference engine

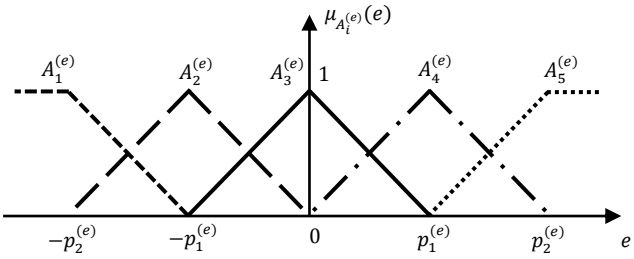

Fig. 5 Membership functions of e

شکل 5 توابع تعلق مربوط به e

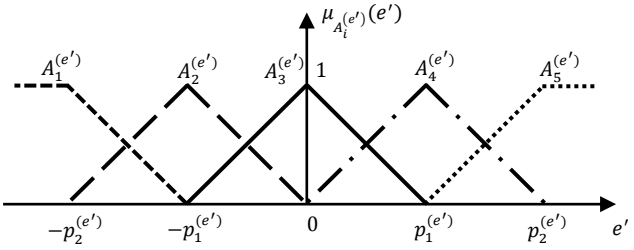

Fig. 6 Membership functions of e'

شکل 6 توابع تعلق مربوط به e'

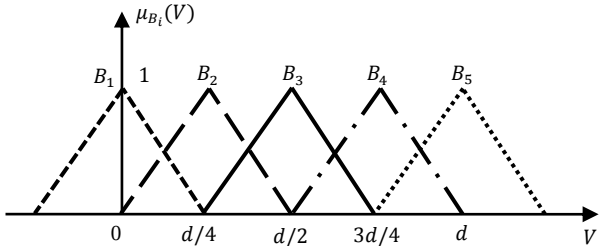

Fig. 7 Membership functions of the controller output

شکل 7 توابع تعلق مربوط به خروجی کنترل‌کننده

جدول 2 پایگاه قواعد فازی

Table 2 Fuzzy rule-base

		خطای سرعت				
		$A_1^{(e')}$	$A_2^{(e')}$	$A_3^{(e')}$	$A_4^{(e')}$	$A_5^{(e')}$
خطای موقعیت	$A_1^{(e)}$	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1
	$A_2^{(e)}$	B_4	B_4	B_2	B_2	B_1
	$A_3^{(e)}$	B_4	B_3	B_1	B_1	B_1
	$A_4^{(e)}$	B_3	B_2	B_1	B_1	B_1
	$A_5^{(e)}$	B_2	B_1	B_1	B_1	B_1

$$V(e,e') = \frac{\sum_{i=1}^{5}\sum_{j=1}^{5}\bar{y}_{ij}(d)\mu_{A_i^{(e)}}(e)\mu_{A_j^{(e')}}(e')}{\sum_{i=1}^{5}\sum_{j=1}^{5}\mu_{A_i^{(e)}}(e)\mu_{A_j^{(e')}}(e')} \tag{33}$$

میانگین مراکز[1]، خروجی کنترل‌کننده‌ی فازی طبق رابطه‌ی (33) به دست می‌آید [16]:

که در آن $\bar{y}_{ij}$، مرکز مجموعه‌ی فازی نشان داده شده در سطر i و ستون j جدول 2 است.

در ادامه، عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی تحت فرمان‌های مختلف بررسی می‌شود. در جدول 3، مقادیر فرض شده برای پارامترهای کنترل‌کننده نشان داده شده است. این مقادیر به کمک حدس و خطا و با هدف اجرای سریع‌تر فرمان، به دست آمده‌اند.

به کمک نرم‌افزار متلب و با استفاده از ضرایب کنترلی جدول 3، شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده انجام می‌شود. شکل 8 نشان‌دهنده‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی به ازای فرمان پله‌ی 0.2 است. با توجه به شکل 2، این فرمان کمتر از مقدار ناپایداری بوده و با استفاده از کنترل‌کننده‌ی حلقه باز نیز قابل‌دستیابی است؛ اگرچه با استفاده از کنترل‌کننده‌ی حلقه باز، زمان رسیدن به پایداری به‌مراتب بیشتر است. درنتیجه به‌منظور نمایش بهتر عملکرد کنترل‌کننده، شبیه‌سازی فرمان پله‌ی 0.4 نیز انجام شده و در شکل 9 قابل‌مشاهده است.

5- بهینه‌سازی

در قسمت قبل کنترل‌کننده‌ی فازی بر مبنای ضرایب حاصل از حدس و خطا، مورد تحلیل قرار گرفت. اگرچه شکل‌های 8 و 9 عملکرد خوبی از کنترل‌کننده را نشان می‌دهند، اما با یافتن ضرایب بهینه‌ی کنترل‌کننده می‌توان به عملکرد بهتری دست یافت. برای این منظور از روش الگوریتم ژنتیک استفاده می‌شود.

الگوریتم ژنتیک یکی از الگوریتم‌های تکاملی[2] بوده و با الهام از فرایند تولید جمعیت در طبیعت عمل می‌کند [22,21]. در این روش، جمعیت اولیه یا مقادیر اولیه‌ی پارامترهای بهینه‌سازی انتخاب می‌شود. با استفاده از جمعیت اولیه[3] و عملگرهای ژنتیکیِ انتخاب[4]، پیوند[5] و جهش[6]،

جدول 3 مقادیر پارامترهای کنترل‌کننده‌ی فازی

Table 3 Values of fuzzy controller parameters

پارامتر کنترل‌کننده	نماد	مقدار
ثابت اول خطای موقعیت	$p_1^{(e)}$	0.003
ثابت دوم خطای موقعیت	$p_2^{(e)}$	0.15
ثابت اول خطای سرعت	$p_1^{(e')}$	0.02
ثابت دوم خطای سرعت	$p_2^{(e')}$	0.1
بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد	d	1

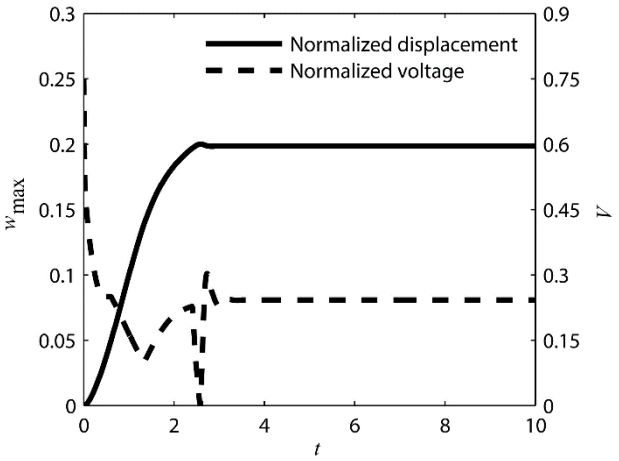

Fig. 8 Performance of fuzzy controller to the step command 0.2

شکل 8 عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی با فرمان پله‌ی 0.2

[1] Center average defuzzifier

[2] Evolutionary algorithms
[3] Initial population
[4] Selection
[5] Crossover
[6] Mutation

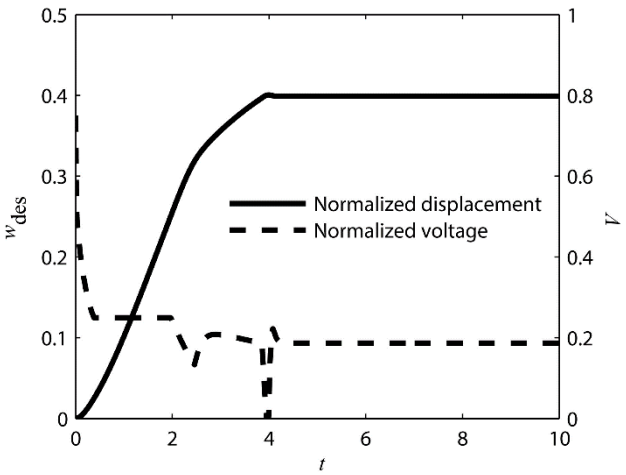

Fig. 9 Performance of fuzzy controller to the step command 0.4

شکل 9 عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی با فرمان پله‌ی 0.4

نسلی[1] تولید می‌شود که سازگاری بیشتری با هدف مسئله دارد [22]. این عمل تا برآورده شدن دقت مورد نیاز یا تحقق یافتن شرط پایان، تکرار می‌گردد. در نتیجه، جمعیت باقیمانده در آخرین نسل، بیشترین تطابق را با هدف بهینه‌سازی داشته و به عنوان مقادیر بهینه گزارش می‌شود.

مقادیر پارامترهای مهم الگوریتم ژنتیک برای پیاده‌سازی بهینه‌سازی‌های انجام گرفته در این پژوهش، در جدول 4 نشان داده شده است. همچنین احتمال جهش، به صورت یک تابع تصادفی با چگالی احتمال گوسی، و احتمال انتخاب به صورت یک تابع تصادفی با چگالی احتمال یکنواخت در نظر گرفته شده است. تابع برازش بهینه‌سازی نیز به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که در کوتاه‌ترین زمان ممکن فرمان را اجرا کند. این تابع به‌صورت حاصل‌ضرب خطای موقعیت در زمان، فرض شده و باید به‌وسیله‌ی الگوریتم ژنتیک کمینه شود. رابطه‌ی (34)، تابع برازش را نشان می‌دهد.

$$F = \int_0^{\infty} t \left| e\left(p_1^{(e)}, p_2^{(e)}, p_1^{(e')}, p_2^{(e')}, d; t\right) \right| dt \tag{34}$$

در گام اول، به کمک تابع GA در نرم‌افزار متلب، ضرایب بهینه‌ی کنترل‌کننده، به ازای فرمان پله‌ی 0.2 به دست آمده و در جدول 5 نشان داده شده‌اند. در این مرحله تمامی پارامترهای کنترل‌کننده‌ی فازی به عنوان پارامترهای بهینه‌سازی در نظر گرفته شده‌اند. به منظور مشخص شدن عملکرد کنترل‌کننده‌ی بهینه‌ی فازی، کنترل‌کننده‌ی دیگری از نوع PID با تابع تبدیل $G(s) = K_p(1 + T_d s + 1/T_i s)$، طراحی شده و ضرایب آن مشابه با بهینه‌سازی قبلی، به دست آمده است. این ضرایب در جدول 6 ذکر شده‌اند. در شکل 10، مقایسه‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌های بهینه‌ی فازی و PID، در فرمانی کمتر از ناپایداری کششی سیستم انجام شده است. کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی فازی غیر بهینه (شکل 8)، زمان صعود[2] و زمان استقرار[3] را به ترتیب 24% و 26% کاهش داده است. لازم به ذکر است، استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی بهینه‌ی PID، تقریباً باعث حذف فراجهش[4] شده و زمان استقرار را 58% کاهش داده است.

تکرار مسئله‌ی بهینه‌سازی برای یافتن 5 ضریب کنترل‌کننده به ازای

[1] Generation
[2] Rise time
[3] Settling time
[4] Overshoot

جدول 4 مقادیر پارامترهای الگوریتم ژنتیک

Table 4 Values of genetic algorithm parameters

پارامتر	مقدار
جمعیت هر نسل	20
بیشینه‌ی تعداد نسل‌ها	100
دقت	10^{-6}
احتمال پیوند	0.8

تمامی فرمان‌ها، وقت‌گیر و غیرممکن است. به همین علت، در گام دوم بهینه‌سازی، تنها چند فرمان از تمامی فرمان‌های ممکن، انتخاب شده و فرایند بهینه‌سازی برای یافتن بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد (d) تکرار می‌شود. به عبارت دیگر پارامتر بهینه‌سازی در این مرحله، بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد است. نتایج بهینه‌سازی در جدول 7 نشان داده شده است.

در شکل 11، نمودار تابع برازش بهینه‌سازی بر حسب تکرارها (نسل‌های الگوریتم ژنتیک) هنگام اجرای فرمان پله‌ی 0.4، نشان داده شده است. در این شکل، G نشان‌دهنده‌ی شماره‌ی نسل می‌باشد. مشابه با فرمان 0.2، ضرایب

جدول 5 مقادیر بهینه‌ی ضرایب کنترل‌کننده برای فرمان پله‌ی 0.2

Table 5 Optimum values of the fuzzy controller parameters for the step command 0.2

پارامتر کنترل‌کننده	نماد	مقدار
ثابت اول خطای موقعیت	$p_1^{(e)}$	0.0034
ثابت دوم خطای موقعیت	$p_2^{(e)}$	0.1939
ثابت اول خطای سرعت	$p_1^{(e')}$	0.0045
ثابت دوم خطای سرعت	$p_2^{(e')}$	0.0546
بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد	d	1.4575

جدول 6 مقادیر بهینه‌ی پارامترهای کنترل‌کننده‌ی PID برای فرمان پله‌ی 0.2

Table 6 Optimum values of the PID controller for the step command 0.2

پارامتر	نماد	مقدار
ثابت تناسبی	K_p	15.5316
ثابت مشتق‌گیر	T_d	0.8750
ثابت انتگرال‌گیر	T_i	1.2683

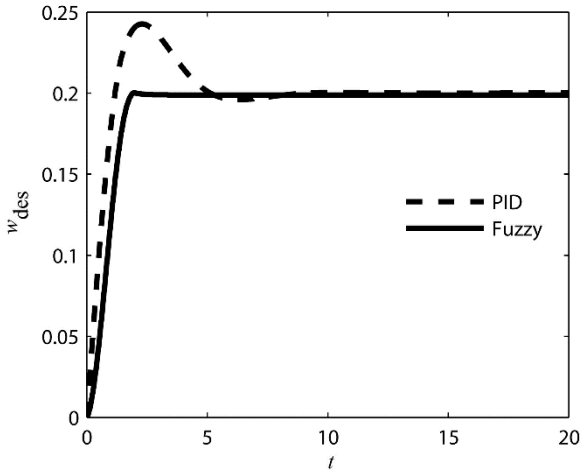

Fig. 10 Comparison between the performance of optimized fuzzy controller and optimized PID one with 0.4 step command

شکل 10 مقایسه‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌های بهینه‌ی فازی و PID با فرمان پله‌ی 0.2

بهینه‌ی کنترل‌کننده‌ی PID به دست آمده که در جدول 8 نشان داده شده است. در شکل 12، عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه به ازای فرمان پله‌ی 0.4، با عملکرد کنترل‌کننده‌ی بهینه‌ی PID مقایسه شده است.

کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی فازی غیر بهینه (شکل 9)، زمان صعود و استقرار را به ترتیب 30% و 37% کاهش داده است. همچنین، استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی بهینه‌ی PID، زمان استقرار را 55% کاهش داده است.

به‌منظور استفاده از نتایج بهینه‌سازی در سرتاسر بازه‌ی حرکتی صفحه‌ها، مقادیر بهینه‌ی بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد، با یک خط برازش می‌شوند. این خط در شکل 13، نشان داده شده و به‌صورت رابطه‌ی (35) است.

$$d = 0.6956 w_{\mathrm{des}} + 0.8292 \tag{35}$$

با استفاده از معادله‌ی خط برازش شده و چهار ثابت اول ذکر شده در جدول 5، دستیابی به تمامی موقعیت‌ها در کوتاه‌ترین زمان، میسر می‌شود. در شکل14، رفتار کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه به ازای فرمان پله‌ی چندگانه نشان داده شده است. این شکل، عملکرد مناسب کنترل‌کننده را در اجرای فرمان‌های کوچک‌تر و بزرگ‌تر از ناپایداری کششی، نشان می‌دهد. ترتیب و مقدار فرمان‌ها با توجه به رابطه‌ی (36)، به دست می‌آید.

$$w_{\mathrm{des}} = \begin{cases} 0.35 & 0 \le t < 25 \\ 0.15 & 25 \le t < 50 \\ 0.4 & 50 \le t < 75 \\ 0.2 & 75 \le t \le 100 \end{cases} \tag{36}$$

جدول 7 مقدار بهینه‌ی d برای فرمان‌های پله‌ی مختلف

Table 7 Optimum value of d for various step commands

فرمان	مقدار ولتاژ بی‌بعد
0.05	0.8147
0.1	0.8940
0.15	0.8937
0.2	0.9860
0.25	1.0493
0.3	1.0971
0.35	1.1555
0.4	1.1587
0.45	0.9792

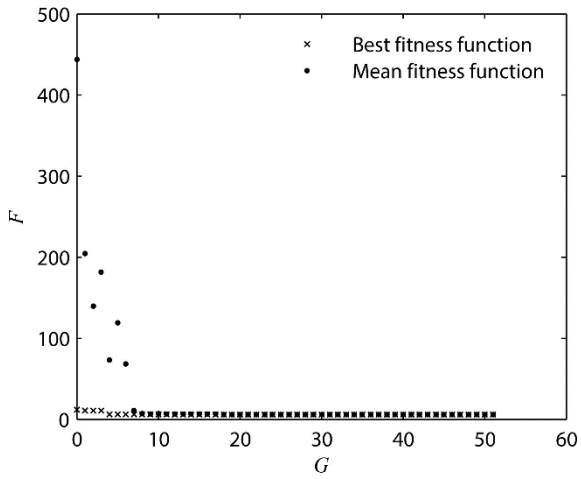

Fig. 11 Fitness function versus the generation of genetic algorithm for the step command 0.4

شکل 11 تابع برازش بر حسب نسل‌های الگوریتم ژنتیک برای فرمان پله‌ی 0.4

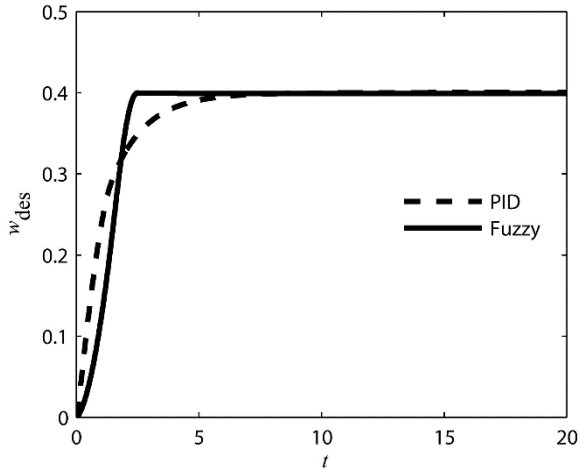

Fig. 12 Comparison between the performance of optimized fuzzy controller and optimized PID one to the step command 0.4

شکل 12 مقایسه‌ی عملکرد کنترل‌کننده‌های بهینه‌ی فازی و PID با فرمان پله‌ی 0.4

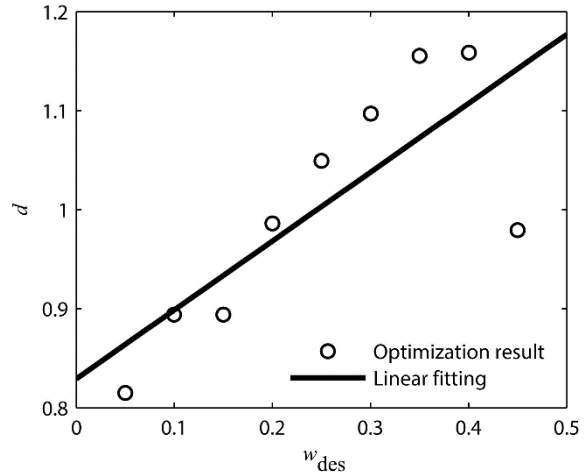

Fig. 13 Linear fitting on the optimum values of d

شکل 13 برازش خطی بر روی مقادیر بهینه‌ی d

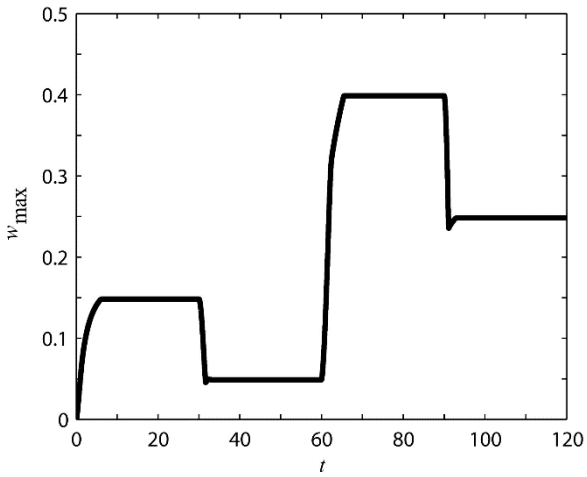

Fig. 14 Performance of fuzzy controller to multiple step command

شکل 14 عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه برای فرمان پله‌ی چندگانه

در برخی از کاربردها مانند میکرومیکسر و میکروپمپ لازم است حرکت

جدول 8 مقادیر بهینه‌ی پارامترهای کنترل‌کننده‌ی PID برای فرمان پله‌ی 0.4

Table 8 Optimum values of the PID controller for the step command 0.4

پارامتر	مقدار
ثابت تناسبی	5.7338
ثابت مشتق‌گیر	1.1781
ثابت انتگرال‌گیر	15.2395

رفت و برگشتی توسط میکروصفحه‌ها انجام گیرد [23]. برای نمایش بهتر قدرت کنترل‌کننده‌ی طراحی شده هنگام اجرای فرمان‌های نوسانی، پاسخ سیستم حلقه بسته به یک سیگنال چیرپ[1] شبیه‌سازی شده است. برای این منظور، فرمان نوسانی طبق رابطه‌ی (37) تعریف می‌شود.

$$w_{\mathrm{des}} = 0.2 - 0.2\cos\big(\phi(t)\big) \tag{37}$$

که با در نظر گرفتن چیرپ خطی، مقدار $\phi(t)$ به صورت رابطه‌ی (38) فرض می‌شود [24].

$$\phi(t) = \phi_0 + 2\pi\left(f_0 t + \frac{k}{2}t^2\right) = 0.3t + 0.02t^2 \tag{38}$$

که در آن، f_0 و k به ترتیب برابر با فرکانس در لحظه‌ی صفر و نرخ تغییرات فرکانس هستند. با استفاده از رابطه‌ی (35)، ضمن اعمال نتایج به دست آمده از بهینه‌سازی، بیشینه‌ی ولتاژ به‌صورت تابعی از موقعیت هدف، بیان شده و در طول زمان تغییر خواهد کرد. در شکل 15، رفتار کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه هنگام اجرای فرمان چیرپ رسم شده است.

6- جمع‌بندی

مانع اصلی در افزایش بازه‌ی حرکتی میکرومحرک‌های الکترواستاتیکی، وقوع پدیده‌ی ناپایداری کششی است. در این پژوهش، به‌منظور دستیابی به موقعیت‌های فراتر از ناپایداری، کنترل‌کننده‌ی فازی برای تنظیم ولتاژ بین دو صفحه‌ی دایره‌ای، به کار گرفته شد.

ابتدا معادله‌ی حرکت دو صفحه به دست آمده و با استفاده از آن، عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی هنگام اجرای فرمان‌های کوچک‌تر و بزرگ‌تر از ناپایداری کششی بررسی شد. سپس ضرایب بهینه‌ی کنترل‌کننده به کمک الگوریتم ژنتیک به دست آمد. فرایند بهینه‌سازی به‌منظور یافتن بیشینه‌ی ولتاژ کنترل‌کننده به ازای چند فرمان از سراسر بازه‌ی حرکتی، تکرار شد. با استفاده از برازش نتایج بهینه‌سازی، رابطه‌ای برای بیشینه‌ی ولتاژ بی‌بعد به دست آمد. مهم‌ترین نتایج این پژوهش را می‌توان به صورت ذیل خلاصه نمود:

1- با طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی، امکان دسترسی به موقعیت‌های فراتر از ناپایداری کششی فراهم شده و بازه‌ی حرکتی میکرومحرک، به بیش از دو برابر مقدار قبلی آن رسید. به عبارت دیگر تمام فاصله‌ی بین دو صفحه، قابلیت موقعیت دهی یافته است.

2- استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی با ضرایب بهینه به جای کنترل‌کننده‌ی بهینه‌ی PID، عملکرد بسیار مناسب‌تری را در کنترل جفت میکروصفحه‌ی دایره‌ای نشان داد. به طور خاص، استفاده از کنترل‌کننده‌ی فازی در فرمان 0.2، با تقریب خوبی باعث حذف فراجهش شده و زمان استقرار را 58 درصد کاهش داد.

3- با استفاده از برازش نتایج بهینه‌سازی و بدون طراحی کنترل‌کننده‌ی ناظر، امکان دسترسی به موقعیت‌های مختلف فراهم شد که باعث بار محاسباتی کمتر کنترل‌کننده می‌شود.

4- با استفاده از ضرایب بهینه و خط برازش‌شده برای کنترل‌کننده‌ی فازی، فرمان‌های پله‌ی چندگانه و چیرپ به خوبی دنبال شدند. به طور خاص، در هنگام شبیه‌سازی ورودی چیرپ، حداکثر خطای موقعیت 1.4 درصد مشاهده شد.

رویکرد کنترلی توسعه‌یافته در این پژوهش می‌تواند به سادگی برای کنترل سایر میکرومکانیزم‌های موقعیت‌دهی و پایدارسازی سازه‌های میکرو و نانو در موقعیت‌های مطلوب مورد استفاده قرار بگیرد.

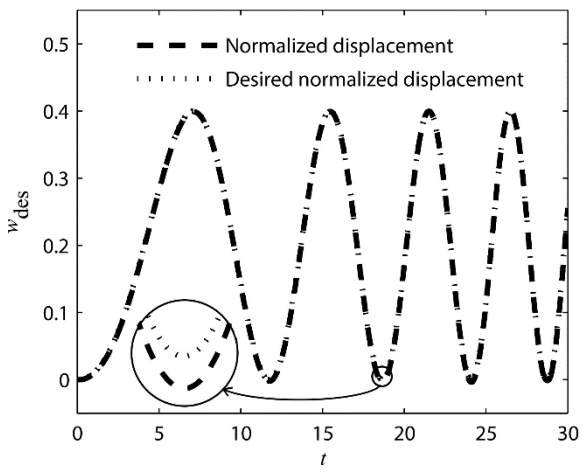

Fig. 15 Performance of optimum fuzzy controller in response to the chirp command

شکل 15 عملکرد کنترل‌کننده‌ی فازی بهینه هنگام اجرای فرمان چیرپ

[1] Chirp

7- مراجع

[1] D. J. Bell, T. Lu, N. A. Fleck, S. M. Spearing, MEMS actuators and sensors: observations on their performance and selection for purpose, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 15, No. 7, pp. S153, 2005.

[2] D. J. Laser, J. G. Santiago, A review of micropumps, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 14, No. 6, pp. R35, 2004.

[3] G. W. Vogl, *Nonlinear dynamics of circular plates under electrical loadings for capacitive micromachined ultrasonic transducers (CMUTs)*, PhD Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2006.

[4] C. I. Park, Frequency equation for the in-plane vibration of a clamped circular plate, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 313, No. 1, pp. 325-333, 2008.

[5] R. Shabani, F. Golzar, S. Tariverdilo, H. Taraghi, I. Mirzaei, Hydroelastic vibration of a circular diaphragm in the fluid chamber of a reciprocating micro pump, *International Journal of Engineering*, Vol. 27, No. 4, pp. 643-650, 2014.

[6] S. S. Rao, *Vibration of Continuous Systems*, pp. 457-495, Hoboken: John Wiley & Sons, 2007.

[7] D.-Y. Qiao, W.-Z. Yuan, X.-Y. Li, A two-beam method for extending the working range of electrostatic parallel-plate micro-actuators, *Journal of Electrostatics*, Vol. 65, No. 4, pp. 256-262, 2007.

[8] S. Shmulevich, B. Rivlin, I. Hotzen, D. Elata, A gap-closing electrostatic actuator with a linear extended range, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 22, No. 5, pp. 1109-1114, 2013.

[9] J. Su, H. Yang, P. Fay, W. Porod, G. Bernstein, A surface micromachined offset-drive method to extend the electrostatic travel range, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 20, No. 1, pp. 015004, 2009.

[10] J. I. Seeger, B. E. Boser, Charge control of parallel-plate, electrostatic actuators and the tip-in instability, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 12, No. 5, pp. 656-671, 2003.

[11] F. A. Shirazi, J. M. Velni, K. M. Grigoriadis, An LPV design approach for voltage control of an electrostatic MEMS actuator, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 20, No. 1, pp. 302-311, 2011.

[12] W.-M. Zhang, H. Yan, Z.-K. Peng, G. Meng, Electrostatic pull-in instability in MEMS/NEMS: A review, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 214, pp. 187-218, 2014.

[13] A. Noghrehabadi, A. Haghparast, Dynamic and static pull-in instability analysis of partially affected nano-cantilevers using modified couple stress theory, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 99, No. 9, pp. 1-11, 2016. (in Persian فارسی)

[14] V. Marefat Khalilabad, Control of a clamped-clamped microbeam under mechanical shock effects using feedback linearization technique, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 10, pp. 69-76, 2016. (in Persian فارسی)

[15] E. E. Moreira, V. Lima, F. S. Alves, J. Cabral, J. Gaspar, L. A. Rocha, Full-gap tracking system for parallel plate electrostatic actuators using closed-loop control, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 244, pp. 174-183, 2016.

[16] L.-X. Wang, *A course in fuzzy systems*, pp. 1-127, Upper Saddle River: Prentice-Hall press, 1999.

[17] M. Radgolchin, H. Moeenfard, Development of a multi-level adaptive fuzzy controller for beyond pull-in stabilization of electrostatically actuated microplates, *Journal of Vibration and Control*, pp. 1-19, 2016.

[18] J. N. Reddy, *Theory and analysis of elastic plates and shells*, Second Edition, pp. 96-154, Boca Raton: CRC press, 2006.

[19] W. Soedel, *Vibrations of shells and plates*, Third Edition, pp. 482-486, New York: Marcel Dekker, 2004.

[20] A. R. Askari, M. Tahani, Presenting size-dependent electro-mechanical model for rectangular plates-based resonant micro-sensors based on modified couple stress theory, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 8, pp. 121-130, 2014. (in Persian فارسی)

[21] Z. Rostamnezhad, T. Adili, A. Chaibakhsh, A. Jamali, Feedback-feedforward control system design and optimizing the performance of crude oil fired heater furnace using genetic algorithm for abnormal conditions management, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 5, pp. 10-18, 2016. (in Persian فارسی)

[22] D. E. Golberg, *Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning*, pp. 103-110, Boston: Addison-Wesley, 1989.

[23] C.-W. Tsao, K. Mohseni, Design, Fabrication, and Mixing Characteristics of an Electrostatically Activated Resonant Micropump-Mixer, *Proceeding of 2004 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Anaheim, California, USA, November 13-20, 2004.

[24] R. L. Easton Jr, *Fourier methods in imaging*, Sixth Edition, pp. 115-117, West Sussex: John Wiley & Sons, 2010.