



طراحی کنترل کننده فازی بهینه برای پایدارسازی ورای ناپایداری کششی در میکروصفحه‌های دایره‌ای

محسن بختیاری شهری¹، حمید معین فرد^{2*}، مجید معاونیان³

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

* صندوق پستی 9177948974، h_moeenfarid@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 میکروصفحه‌های دایره‌ای

پایدارسازی ورای ناپایداری کششی

کنترل فازی

بهینه‌سازی

محرك الكترواستاتيكي

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 میکرومحرك‌های الکترواستاتیک، وقوع پدیده‌ی ناپایداری کششی است که مانع از ایجاد جابجایی‌های بزرگ می‌شود. با طراحی کنترل کننده‌ی مناسب، می‌توان میکرومحرك را در موقعیت‌های فراتر از ناپایداری کششی نیز پایدار کرد. در این پژوهش، کنترل موقعیت میکرومحرك الکترواستاتیکی تشکیل شده از دو صفحه‌ی دایره‌ای با تکیه‌گاه گیردار، مورد نظر است. این کار با هدف افزایش بازه‌ی حرکتی میکرومحرك و تسریع در اجرای فرمان، انجام می‌شود. با توجه به عدم قطعیت مقادیر پارامترهای مسئله و به‌منظور در نظر گرفتن خطای مدل‌سازی، از کنترل کننده‌ی 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 کنترل کننده‌ی فازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک، بهینه شده‌اند. در انتها، با تکرار فرایند بهینه‌سازی برای موقعیت‌های مختلف میکرومحرك، رابطه‌ای برای پیشینه‌ی ولتاژ اعمال شده برحسب موقعیت موردنظر، به دست آمده است. عملکرد کنترل کننده‌ی 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 Moeenfarid*, Majid Moavenian

Department of Mechanical Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran

* P.O.B. 9177948974, Mashhad, Iran, h_moeenfarid@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

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].

سیستم‌های میکروالکترومکانیکی¹ در زمینه‌های مختلف، مخصوصاً پزشکی و خودروسازی کاربرد وسیعی دارند. قطعات سیستم‌های میکروالکترومکانیکی با

¹ Microelectromechanical systems (MEMS) devices

Please cite this article using:

M. Bakhtiari Shahri, H. Moeenfarid, 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)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

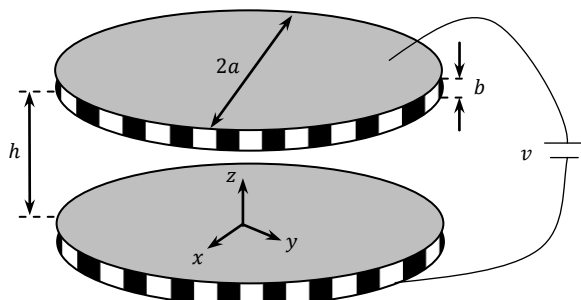


Fig. 1 Electrostatic actuator with two circular microplates

شکل 1 محرک الکترواستاتیکی با دو میکروصفحه دایره ای

ناپایداری کششی فراهم شده است. به منظور تسریع در اجرای فرمان ها، بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده فازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک انجام گرفته است. با تکرار فرایند بهینه سازی برای سایر فرمان ها، رابطه ای برای بیشینه ولتاژ اعمال شده توسط کنترل کننده، به دست آمده که برای اجرای فرمان های پله، پلهی چندگانه و نوسانی، از آن استفاده شده است.

2- رابطه سازی مسئله

در این قسمت معادله حرکت سیستم دینامیکی به دست می آید. در شکل 1، a و b به ترتیب شعاع و ضخامت صفحه بوده و h و v به ترتیب فاصله میانی و اختلاف پتانسیل بین دو صفحه است.

2-1- پاسخ دینامیکی سیستم

مؤثرترین مود در اغلب سیستم های دینامیکی، شکل مود اول ارتعاشات است. رادگلچین و معین فرد [17]، درستی این فرض را برای یک صفحه مستطیلی سراسر گیردار تحریک شده به صورت الکترواستاتیک، بررسی کرده اند. طبق نتایج این پژوهش، شکل مود اول به طرز قابل توجهی مؤثرتر از شکل مودهای دوم و سوم است. در نتیجه، فرض می شود شکل مود اول بیشترین تأثیر را در رفتار دینامیکی سیستم حاضر دارد. رابطه های (1) و (2)، نشان دهنده شکل مودهای ارتعاشات یک صفحه دایره ای با تکیه گاه 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 رابطه ها، $\hat{r}$ فاصله از مرکز دایره، J_m تابع بسل نوع اول از مرتبه m و I_m تابع بسل هایپربولیک نوع اول از مرتبه m بوده و مقدار λ_{mn} از رابطه (3) به دست می آید [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 صفحه⁵ بوده و از رابطه (4) به دست می آید [18]:

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

که در آن، E مدول یانگ و ν ضریب پواسون مربوط به صفحه ها است. با استفاده از شکل مودهای ارائه شده در رابطه های (1) و (2)، جابجایی نقاط مختلف صفحه های دایره ای به صورت رابطه (5) به دست می آید [6].

میکرومحرک های الکترواستاتیک با توجه به مصرف انرژی کم و دقت بالای آن ها، در بسیاری از کاربردها مورد استفاده قرار می گیرند. با توجه به هندسه ویژه صفحه های دایره ای، از میکرومحرک های با صفحه دایره ای در ساخت میکروپمپ ها [2] و مبدل های فراصوتی¹ [3] استفاده می شود. تحلیل دینامیکی صفحه های دایره ای، به طور گسترده ای در تحقیقات قبلی انجام شده است. به عنوان نمونه، پارک [4] معادله فرکانسی را برای ارتعاشات درون صفحه ای در یک صفحه دایره ای، به دست آورد. شبانی و همکارانش [5]، ارتعاشات عرضی صفحه دایره ای را در اثر اعمال فشار سیال در یک میکروپمپ مورد بررسی قرار دادند. وگل [3]، دینامیک غیرخطی مبدل های فراصوتی دایره ای را بررسی کرد. راثو [6] نیز، معادله حرکت صفحه دایره ای را در حالت کلی اعمال نیرو، به دست آورد. این رابطه بایستی برای مسئله حاضر که شامل دو صفحه بوده و تحت تأثیر نیروی الکترواستاتیکی است، تغییر یابد.

یکی از ویژگی های مطلوب محرک های الکترواستاتیکی، بازه حرکتی بزرگ است. در این محرک ها با اعمال اختلاف پتانسیل بین دو الکترود، نیروی جاذبه بین آن ها به وجود آمده و باعث نزدیک تر شدن آن ها می گردد. با افزایش ولتاژ جابجایی الکترودها بیش تر می شود؛ تا این که به ازای یک ولتاژ مشخص، دو الکترود ناگهان به یکدیگر می چسبند. این پدیده، ناپایداری کششی² نام دارد و مهم ترین مانع در رسیدن به جابجایی های بزرگ در میکرومحرک های الکترواستاتیکی است. به منظور تأخیر در وقوع ناپایداری کششی، پژوهش های متعددی انجام شده است. روش های استفاده شده در این پژوهش ها شامل تغییر در مکانیزم متصل به الکترودها [8,7]، تغییر در هندسه الکترودها [9]، کنترل بار [10] و کنترل ولتاژ [11] می شود. لیزر و سانتیاگو [12] نیز، تحقیق جامعی درباره روش های به کار گرفته شده برای تأخیر در ناپایداری کششی انجام داده اند. اگرچه اخیراً پژوهش هایی در رابطه با تحلیل ناپایداری کششی در نانوتیر [13]، کنترل ولتاژ در میکروتیر دوسر گیردار [14] و طراحی کنترل کننده ولتاژ برای صفحه های موازی متصل به فنر خطی [15] صورت گرفته است، اما تا جایی که نویسندگان این مقاله اطلاع دارند، تاکنون افزایش بازه حرکتی میکرومحرک با صفحه های دایره ای سراسر گیردار، به روش کنترل ولتاژ انجام نگرفته است. کنترل کننده های فازی برخلاف کنترل کننده های کلاسیک، نیاز به مدل سازی دقیق سیستم نداشته و تنها با تعیین پایگاه قواعد فازی³ قابل پیاده سازی هستند [16]. در نتیجه، از کنترل کننده فازی برای تنظیم ولتاژ استفاده می شود.

در این پژوهش با استفاده از روش کنترل ولتاژ، امکان دستیابی به موقعیت های فراتر از ناپایداری کششی در میکرومحرک الکترواستاتیکی، فراهم شده است. مطابق شکل 1، این میکرومحرک شامل دو صفحه منقطع دایره ای است که از اطراف با تکیه گاه گیردار، مقید شده اند. معادله حرکت بی بعد سیستم با فرض تئوری کلاسیک صفحه ها⁴ و با استفاده از روابط کرنش خطی به دست آمده است. اگرچه طراحی کنترل کننده فازی بدون داشتن معادله حرکت سیستم نیز ممکن است؛ اما به منظور مشاهده عملکرد کنترل کننده نیاز به شبیه سازی حرکت صفحه ها می باشد که با استفاده از معادله حرکت امکان پذیر می گردد. با استفاده از تحلیل های استاتیکی و دینامیکی مسئله، پایگاه قواعد فازی استخراج گردیده است. سپس با طراحی کنترل کننده فازی، دسترسی به موقعیت های فراتر از

¹ Ultrasonic transducers

² Pull-in instability

³ Fuzzy rule-base

⁴ Classical Plate Theory (CPT)

⁵ Flexural rigidity of the plate

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

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 درون صفحه‌ای^۲ نمی‌شود [6]. با در نظر گرفتن این نکته و با استفاده از رابطه‌ی (6)، رابطه‌های کرنش به صورت رابطه‌های (12) بازنویسی می‌شود.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\hat{r}\hat{r}} &= -\hat{z} \frac{d^2 W(\hat{r})}{d\hat{r}^2} \frac{\hat{w}_{\max}(\hat{t})}{W(0)} \\ \varepsilon_{\theta\theta} &= -\frac{\hat{z}}{\hat{r}} \frac{dW(\hat{r})}{d\hat{r}} \frac{w_{\max}(\hat{t})}{W(0)} \\ \gamma_{\hat{r}\theta} &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

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

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{r}\hat{r}} &= \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_{\hat{r}\hat{r}} + \nu \varepsilon_{\theta\theta}) \\ \sigma_{\theta\theta} &= \frac{E}{1-\nu^2} (\varepsilon_{\theta\theta} + \nu \varepsilon_{\hat{r}\hat{r}}) \\ \sigma_{\hat{r}\theta} &= G \gamma_{\hat{r}\theta} = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

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:

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

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

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

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

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

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، به صورت رابطه‌ی (17) بازنویسی می‌شود.

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

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

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

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

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

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

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

که در آن $\hat{w}_{\max}(\hat{t})$ جابجایی مرکز دایره است. همان‌طور که مشاهده می‌شود پاسخ دینامیکی سیستم، مستقل از θ است که ناشی متقارن محوری 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].

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

مقدار λ_{01} در این رابطه، از معادله‌ی فرکانسی ذکر شده در رابطه‌ی (8) قابل محاسبه است [6].

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

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 انجام شده 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 عبارتند از [18]:

- خطوط مستقیم عمود بر صفحه میانی (نرمال‌های جانبی^۱)، بعد از تغییر شکل نیز مستقیم باقی می‌مانند.
 - نرمال‌های جانبی به گونه‌ای 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 صرف نظر هستند [6].

$$\varepsilon_{\hat{r}\hat{z}} = \varepsilon_{\theta\hat{z}} = \varepsilon_{\hat{z}\hat{z}} = \sigma_{\hat{z}\hat{z}} = 0 \quad (9)$$

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

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

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

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

² in-plane deformation

¹ Transverse normals

3- شبیه سازی مسئله

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

3-1- شبیه سازی استاتیکی

هنگامی که ولتاژ به قدری تدریجی اعمال شود که بتوان از سرعت و شتاب صفحه‌ها صرف نظر کرد، با توجه به رابطه‌ی (28) معادله‌ی موقعیت صفحه‌ها طبق رابطه‌ی (31) به دست می‌آید.

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

با استفاده از نرم افزار متلب¹، معادله‌ی (31) به روش عددی حل شده و نمودار موقعیت مرکز صفحه‌ها بر حسب ولتاژ بی بعد اعمال شده، طبق شکل 2 به دست می‌آید. با توجه به این شکل، پدیده‌ی ناپایداری کششی، در ولتاژ بی بعد 0.245 رخ می‌دهد. این تحریک باعث جابجایی نرمال شده‌ی 0.234 در مرکز دو صفحه می‌شود.

برای طراحی کنترل کننده‌ی حلقه باز می‌توان از منحنی شکل 2 استفاده کرد؛ زیرا این نمودار نشان دهنده‌ی موقعیت صفحه در حالت پایدار نیز هست. به عنوان نمونه، برای ایجاد جابجایی بی بعد 0.15 (صفحه‌ی بالایی به اندازه‌ی 0.15 فاصله‌ی میانی پایین آمده و صفحه‌ی پایینی به اندازه‌ی 0.15 فاصله‌ی میانی به بالا کشیده می‌شود)، کافی است تا ولتاژ بی بعدی در حدود 0.23 بین دو صفحه ایجاد شود. چنانچه این ولتاژ به تدریج اعمال گردد، مشابه شکل 2، صفحه‌ها به آرامی در موقعیت هدف قرار خواهند گرفت. اما در صورتی که 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 بزرگ تر از موقعیت ناپایداری کششی، وجود ندارد. استفاده از کنترل کننده‌ی حلقه بسته که در پژوهش حاضر مورد بررسی قرار گرفته است، این مشکل را برطرف می‌کند.

3-2- شبیه سازی دینامیکی

در این قسمت پاسخ زمانی سیستم به ازای مقادیر مختلف ولتاژ تحریک، به دست می‌آید. برای این منظور معادله‌ی دیفرانسیل معمولی² رابطه‌ی (28)، با استفاده از دستور ode45 در نرم افزار متلب حل می‌شود. اساس کار این دستور، روش رانگ کوتا³ 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 ینگ	162	گیگاپاسکال
ضریب پواسون	0.22	-

¹ MATLAB² Ordinary Differential Equation (ODE)³ Runge Kutta

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

تأثیر سیال بین دو صفحه به صورت میرایی ویسکوز فرض می‌شود. در نتیجه کار مجازی انجام شده توسط نیروی خارجی، طبق رابطه‌ی (20) به دست می‌آید:

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

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

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

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

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

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

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

از آنجا که کار کردن با پارامترهای بی بعد آسان تر است، پارامترهای بی بعد در رابطه‌های (24) تا (26) فرض می‌شود.

$$r = \frac{\hat{r}}{a} \quad (24)$$

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

$$t = \omega_n \hat{t} \quad (26)$$

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

$$\omega_n^2 = \frac{Eb^2}{12\rho I_1 a^2 (1-v^2)} \int_0^1 \left\{ \left(\frac{d^2 W(ar)}{dr^2} \right)^2 + \frac{1}{r^2} \left(\frac{dW(ar)}{dr} \right)^2 + \frac{2v}{r} \left(\frac{dW(ar)}{dr} \right) \left(\frac{d^2 W(ar)}{dr^2} \right) \right\} r dr \quad (27)$$

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

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

$$w''_{\max}(t) + 2\zeta w'_{\max}(t) + w_{\max}(t) = V^2 \int_0^1 \frac{2W(ar)}{\left(1 - 2 \frac{W(ar)}{W(0)} w_{\max}(t)\right)^2} r dr \quad (28)$$

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

$$\zeta = \frac{c}{2b\rho\omega_n} \quad (29)$$

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

نشان داده شده اند. در این شکل ها، $p_k^{(e)}$ و $p_k^{(e')}$ که $k = 1, 2$ ، توابع تعلق را تنظیم کرده و عملکرد کنترل کننده را کاملاً تحت تأثیر قرار می دهند. به طور مشابه، خروجی کنترل کننده نیز به صورت توابع تعلق مثلثی بیان می شود. از آنجا که هر اختلاف پتانسیلی بین دو صفحه، منجر به نزدیک شدن آن ها می شود، تنها مقادیر مثبت ولتاژ در نظر گرفته شده اند. توابع تعلق مثلثی مربوط به خروجی کنترل کننده، به صورت μ_{B_i} که $i = 1, 2, \dots, 5$ ، نشان داده شده و در شکل 7 مشخص شده است. در این شکل، d بزرگترین ولتاژ بی بعد اعمال شده توسط کنترل کننده بوده و یکی از پارامترهای کنترلی است. اکنون به کمک شبیه سازی های انجام شده در قسمت قبل، این قاعده استنتاج می شود که «اگر ولتاژ زیاد شود، موقعیت صفحه ها افزایش می یابد». با تعمیم این قاعده، دخالت دادن درک فیزیکی مسئله و حدس و خطا، پایگاه قواعد فازی مطابق جدول 2 به دست می آید. با استفاده از پایگاه قواعد، کنترل کننده فازی قادر به تصمیم گیری در موقعیت های گوناگون خواهد بود.

با به کارگیری فازی ساز منفرد^۲، موتور استنتاج حاصل ضرب^۳ و نافازی ساز

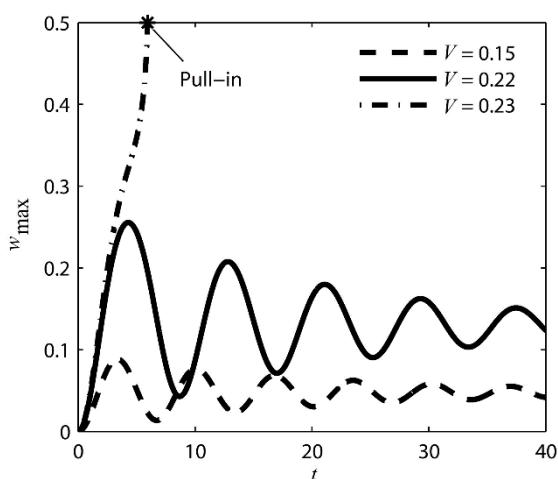


Fig. 3 Normalized deflection of the plates centers in dynamic analysis
شکل 3 موقعیت بی بعد مرکز صفحه ها در تحلیل دینامیکی

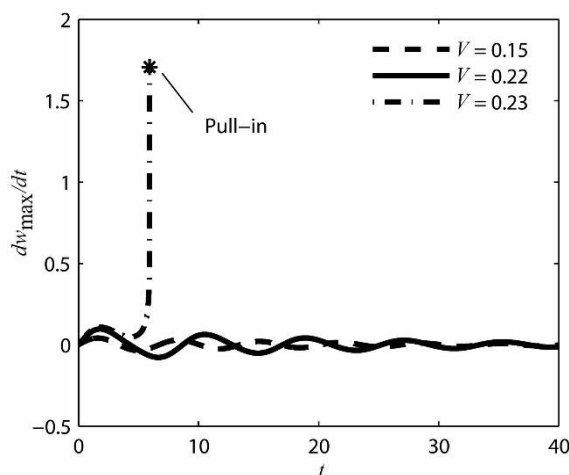


Fig. 4 Normalized velocity of the plates centers in dynamic analysis
شکل 4 سرعت بی بعد مرکز صفحه ها در تحلیل دینامیکی

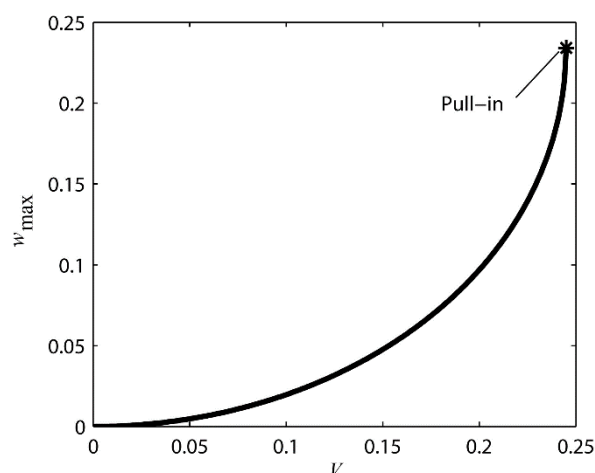


Fig. 2 Deflection of the plates centers due to the application of a quasi-static voltage

شکل 2 جابجایی مرکز صفحه ها در اثر اعمال تدریجی ولتاژ

نتیجه ای شبیه سازی دینامیکی، در شکل های 3 و 4 نشان داده شده است. برای رسم این شکل ها فرض شده است که $\zeta = 0.05$. با توجه به رابطه ی (7) و معادله ی حرکت سیستم، مقدار شعاع در این شبیه سازی بی تأثیر است. شکل 3، موقعیت مرکز صفحه ها را به ازای تحریک های مختلف نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، به ازای ولتاژ بی بعد ناپایداری دینامیکی رخ داده و دو صفحه به یکدیگر می چسبند. ضمناً افزایش ولتاژ تحریک باعث جابجایی های بزرگ تر می گردد. این نکته در طراحی کنترل کننده فازی برای تدوین قواعد اگر-آنگاه^۱ استفاده خواهد شد. شکل 4، سرعت مرکز صفحه ها را برحسب زمان نشان می دهد. این دو نمودار در طراحی کنترل کننده و تنظیم پارامترهای آن، به کار می رود.

4- طراحی کنترل کننده فازی

با توجه به نقص های مطرح شده برای کنترل کننده ی حلقه باز، در این قسمت کنترل کننده ی حلقه بسته بر مبنای منطق فازی طراحی می شود. استفاده از کنترل کننده فازی این امکان را فراهم می کند تا در صورت وجود عدم قطعیت در ابعاد و پارامترهای مسئله، کنترل کننده عملکرد مناسب خود را حفظ نماید.

ابتدا ورودی ها و خروجی کنترل کننده، تعریف شده و به صورت مجموعه های فازی درمی آید. ورودی ها عبارت اند از خطای موقعیت و خطای سرعت. اختلاف پتانسیل برقرار شده بین دو صفحه نیز به عنوان خروجی کنترل کننده در نظر گرفته می شود. خطای موقعیت به صورت میزان انحراف موقعیت مرکز صفحه ها از فرمان کنترلی تعریف شده و طبق رابطه ی (32) به دست می آید:

$$e(t) = w_{\max}(t) - w_{\text{des}}(t) \quad (32)$$

که در آن $w_{\text{des}}(t)$ ، فرمان کنترلی است. بدیهی است خطای سرعت، از مشتق رابطه ی (32) نسبت به زمان به دست می آید.

ورودی های e و e' به ترتیب، به کمک مجموعه های فازی $A_i^{(e')}$ و $A_i^{(e)}$ با توابع تعلق مثلثی $\mu_{A_i^{(e')}}(e')$ و $\mu_{A_i^{(e)}}(e)$ ، به صورت فازی بیان می شوند. به منظور ایجاد تعادلی بین حجم محاسبات و دقت کافی، برای هر یک از ورودی ها، 5 مجموعه فازی در نظر گرفته می شود؛ یعنی $i = 1, 2, \dots, 5$. توابع تعلق مربوط به خطای موقعیت و خطای سرعت، به ترتیب در شکل های 5 و 6

² Singleton fuzzifier

³ Product inference engine

¹ IF-THEN rules

می‌شود. در جدول 3، مقادیر فرض شده برای پارامترهای کنترل کننده نشان داده شده است. این مقادیر به کمک حدس و خطا و با هدف اجرای سریع تر فرمان، به دست آمده‌اند.

به کمک نرم‌افزار متلب و با استفاده از ضرایب کنترلی جدول 3، شبیه‌سازی عملکرد کنترل کننده انجام می‌شود. شکل 8 نشان‌دهنده عملکرد کنترل کننده فازی به ازای فرمان پله‌ی 0.2 است. با توجه به شکل 2، این فرمان کمتر از مقدار ناپایداری بوده و با استفاده از کنترل کننده حلقه باز، زمان رسیدن به پایداری به مراتب بیشتر است. در نتیجه به منظور نمایش بهتر عملکرد کنترل کننده، شبیه‌سازی فرمان پله‌ی 0.4 نیز انجام شده و در شکل 9 قابل مشاهده است.

5- بهینه‌سازی

در قسمت قبل کنترل کننده فازی بر مبنای ضرایب حاصل از خطا، مورد تحلیل قرار گرفت. اگرچه شکل‌های 8 و 9 عملکرد خوبی از کنترل کننده را نشان می‌دهند، اما با یافتن ضرایب بهینه کنترل کننده می‌توان به عملکرد بهتری دست یافت. برای این منظور از روش الگوریتم ژنتیک استفاده می‌شود. الگوریتم ژنتیک یکی از الگوریتم‌های تکاملی² بوده و با الهام از فرایند تولید جمعیت در طبیعت عمل می‌کند [22,21]. در این روش، جمعیت اولیه یا مقادیر اولیه پارامترهای بهینه‌سازی انتخاب می‌شود. با استفاده از جمعیت اولیه³ و عملگرهای ژنتیکی انتخاب⁴، پیوند⁵ و جهش⁶،

جدول 3 مقادیر پارامترهای کنترل کننده فازی

Table 3 Values of fuzzy controller parameters

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

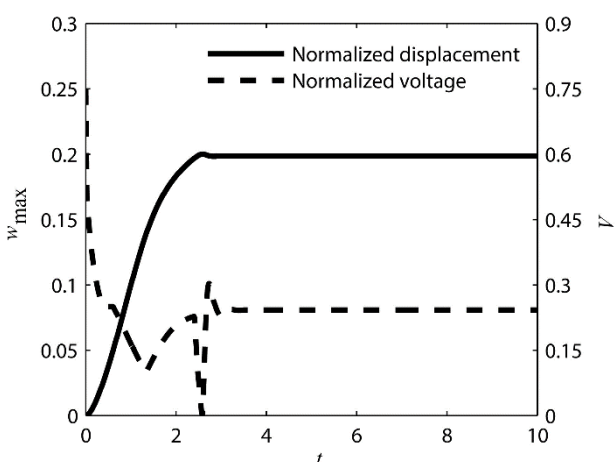


Fig. 8 Performance of fuzzy controller to the step command 0.2

شکل 8 عملکرد کنترل کننده فازی با فرمان پله‌ی 0.2

² Evolutionary algorithms

³ Initial population

⁴ Selection

⁵ Crossover

⁶ Mutation

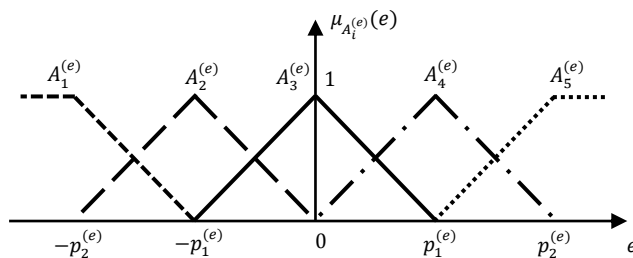


Fig. 5 Membership functions of e

شکل 5 توابع تعلق مربوط به e

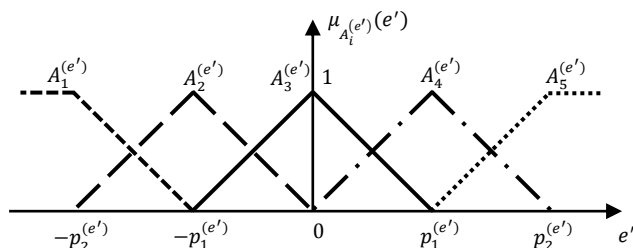


Fig. 6 Membership functions of e'

شکل 6 توابع تعلق مربوط به e'

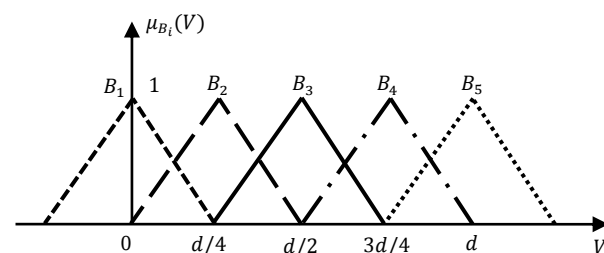


Fig. 7 Membership functions of the controller output

شکل 7 توابع تعلق مربوط به خروجی کنترل کننده

جدول 2 پایگاه قواعد فازی

Table 2 Fuzzy rule-base

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

خطای
موقعیت

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

میانگین مراکز¹، خروجی کنترل کننده 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 کنترل کننده فازی تحت فرمان‌های مختلف بررسی

¹ Center average defuzzifier

جدول 4 مقادیر پارامترهای الگوریتم ژنتیک

Table 4 Values of genetic algorithm parameters

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

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 کنترل کننده برای فرمان پله‌ی 0.2

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

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

جدول 6 مقادیر بهینه‌ی پارامترهای کنترل کننده‌ی PID برای فرمان پله‌ی 0.2

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

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

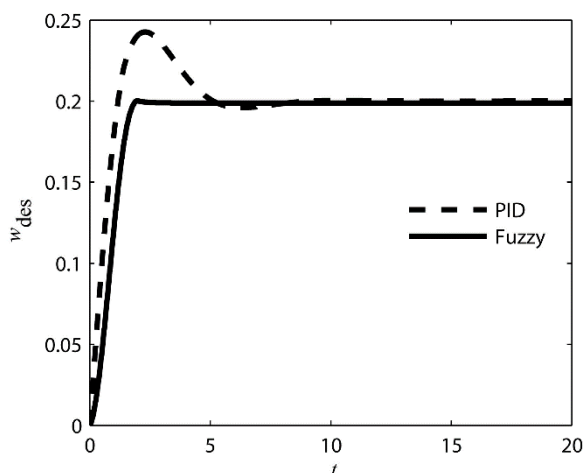


Fig. 10 Comparison between the performance of optimized fuzzy controller and optimized PID one with 0.4 step command

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

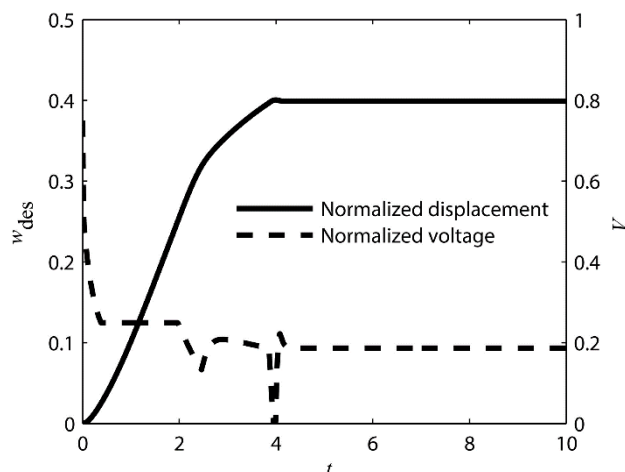


Fig. 9 Performance of fuzzy controller to the step command 0.4

شکل 9 عملکرد کنترل کننده‌ی فازی با فرمان پله‌ی 0.4

نسلی¹ 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 به گونه‌ای انتخاب می‌شود که در کوتاه‌ترین زمان ممکن فرمان را اجرا کند. این تابع به صورت حاصل ضرب خطای موقعیت در زمان، فرض شده و باید به وسیله‌ی الگوریتم ژنتیک کمینه شود. رابطه‌ی (34)، تابع برازش را نشان می‌دهد.

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

در گام اول، به کمک تابع GA در نرم‌افزار متلب، ضرایب بهینه‌ی کنترل کننده، به ازای فرمان پله‌ی 0.2 به دست آمده و در جدول 5 نشان داده شده‌اند. در این مرحله تمامی پارامترهای کنترل کننده‌ی فازی به عنوان پارامترهای بهینه‌سازی در نظر گرفته شده‌اند. به منظور مشخص شدن عملکرد کنترل کننده‌ی بهینه‌ی فازی، کنترل کننده‌ی 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 کنترل کننده‌های بهینه‌ی فازی و PID، در فرمانی کمتر از ناپایداری کششی سیستم انجام شده است. کنترل کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل کننده‌ی فازی غیر بهینه (شکل 8)، زمان صعود² و زمان استقرار³ را به ترتیب 24% و 26% کاهش داده است. لازم به ذکر است، استفاده از کنترل کننده‌ی فازی بهینه در مقایسه با کنترل کننده‌ی بهینه‌ی PID، تقریباً باعث حذف فراجش⁴ شده و زمان استقرار را 58% کاهش داده است.

تکرار مسئله‌ی بهینه‌سازی برای یافتن 5 ضریب کنترل کننده به ازای

¹ Generation

² Rise time

³ Settling time

⁴ Overshoot

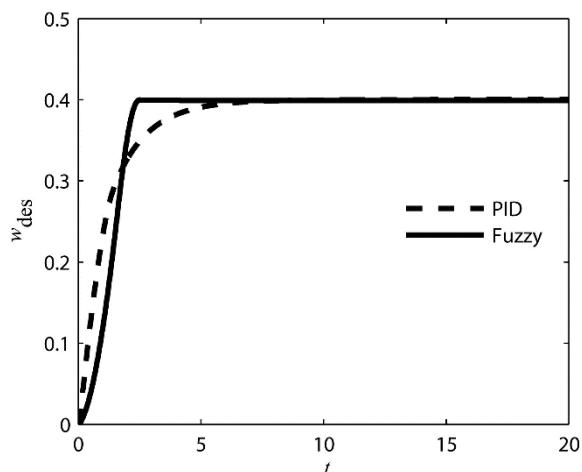


Fig. 12 Comparison between the performance of optimized fuzzy controller and optimized PID one to the step command 0.4

شکل 12 مقایسه عملکرد کنترل کننده‌های بهینه فازی و PID با فرمان پله 0.4

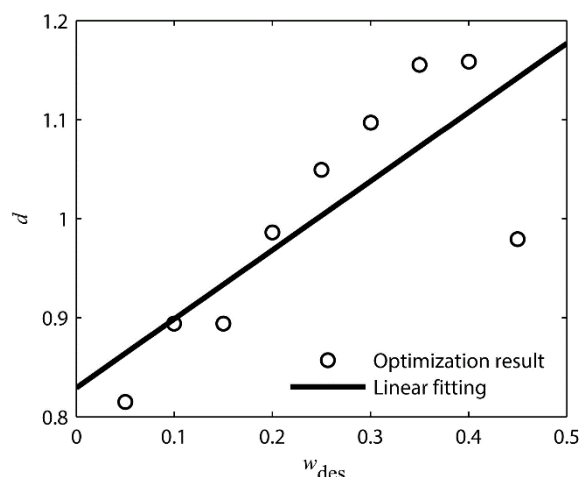


Fig. 13 Linear fitting on the optimum values of d

شکل 13 برازش خطی بر روی مقادیر بهینه d

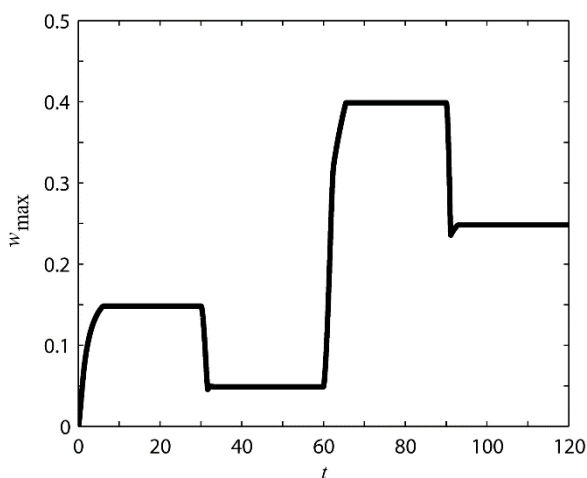


Fig. 14 Performance of fuzzy controller to multiple step command

شکل 14 عملکرد کنترل کننده فازی پهنه برای فرمان پله‌ای چندگانه

در برخی از کاربردها مانند میکرومیکسر و میکروپمپ لازم است حرکت

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

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

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

$$d = 0.6956w_{des} + 0.8292 \quad (35)$$

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 شکل 14، رفتار کنترل کننده‌ی فازی پهنه به ازای فرمان پله‌ی چندگانه نشان داده شده است. این شکل، عملکرد مناسب کنترل کننده را در اجرای فرمان‌های کوچک‌تر و بزرگ‌تر از ناپایداری کششی، نشان می‌دهد. ترتیب و مقدار فرمان‌ها با توجه به رابطه‌ی (36)، به دست می‌آید.

$$w_{des} = \begin{cases} 0.35 & 0 \leq t < 25 \\ 0.15 & 25 \leq t < 50 \\ 0.4 & 50 \leq t < 75 \\ 0.2 & 75 \leq t \leq 100 \end{cases} \quad (36)$$

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

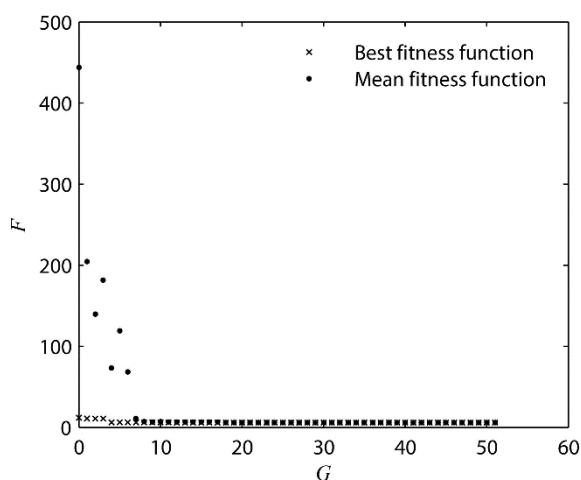


Fig. 11 Fitness function versus the generation of genetic algorithm for the step command 0.4

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

جدول 8 مقادیر بهینه ی پارامترهای کنترل کننده ی PID برای فرمان پله ی 0.4
Table 8 Optimum values of the PID controller for the step command 0.4

پارامتر	مقدار
ثابت تناسبی	5.7338
ثابت مشتق گیر	1.1781
ثابت انتگرال گیر	15.2395

ژنتیک به دست آمد. فرایند بهینه سازی به منظور یافتن بیشینه ی ولتاژ کنترل کننده به ازای چند فرمان از سراسر بازه ی حرکتی، تکرار شد. با استفاده از برازش نتایج بهینه سازی، رابطه ای برای بیشینه ی ولتاژ بی بعد به دست آمد. مهم ترین نتایج این پژوهش را می توان به صورت ذیل خلاصه نمود:

1- با طراحی کنترل کننده ی فازی، امکان دسترسی به موقعیت های فراتر از ناپایداری کششی فراهم شده و بازه ی حرکتی میکرو محرک، به بیش از دو برابر مقدار قبلی آن رسید. به عبارت دیگر تمام فاصله ی بین دو صفحه، قابلیت موقعیت دهی یافته است.

2- استفاده از کنترل کننده ی فازی با ضرایب بهینه به جای کنترل کننده ی بهینه ی PID، عملکرد بسیار مناسب تری را در کنترل جفت میکروصفحه ی دایره ای نشان داد. به طور خاص، استفاده از کنترل کننده ی فازی در فرمان 0.2، با تقریب خوبی باعث حذف فرافشش شده و زمان استقرار را 58 درصد کاهش داد.

3- با استفاده از برازش نتایج بهینه سازی و بدون طراحی کنترل کننده ی ناظر، امکان دسترسی به موقعیت های مختلف فراهم شد که باعث بار محاسباتی کمتر کنترل کننده می شود.

4- با استفاده از ضرایب بهینه و خط برازش شده برای کنترل کننده ی فازی، فرمان های پله ی چندگانه و چیرپ به خوبی دنبال شدند. به طور خاص، در هنگام شبیه سازی ورودی چیرپ، حداکثر خطای موقعیت 1.4 درصد مشاهده شد.

رویکرد کنترلی توسعه یافته در این پژوهش می تواند به سادگی برای کنترل سایر میکرو مکانیزم های موقعیت دهی و پایدارسازی سازه های میکرو و نانو در موقعیت های مطلوب مورد استفاده قرار بگیرد.

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. Haghighparast, Dynamic and static pull-in instability analysis of partially affected nano-cantilevers using modified couple stress theory, *Modes Mechanical Engineering*, Vol. 99, No. 9, pp. 1-11, 2016. (in Persian)

رفت و برگشتی توسط میکروصفحه ها انجام گیرد [23]. برای نمایش بهتر قدرت کنترل کننده ی طراحی شده هنگام اجرای فرمان های نوسانی، پاسخ سیستم حلقه بسته به یک سیگنال چیرپ¹ شبیه سازی شده است. برای این منظور، فرمان نوسانی طبق رابطه ی (37) تعریف می شود.

$$w_{des} = 0.2 - 0.2 \cos(\phi(t)) \quad (37)$$

که با در نظر گرفتن چیرپ خطی، مقدار $\phi(t)$ به صورت رابطه ی (38) فرض می شود [24].

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

که در آن، f_0 و k به ترتیب برابر با فرکانس در لحظه ی صفر و نرخ تغییرات فرکانس هستند. با استفاده از رابطه ی (35)، ضمن اعمال نتایج به دست آمده از بهینه سازی، بیشینه ی ولتاژ به صورت تابعی از موقعیت هدف، بیان شده و در طول زمان تغییر خواهد کرد. در شکل 15، رفتار کنترل کننده ی فازی بهینه هنگام اجرای فرمان چیرپ رسم شده است.

6- جمع بندی

مانع اصلی در افزایش بازه ی حرکتی میکرومحرک های الکترواستاتیکی، وقوع پدیده ی ناپایداری کششی است. در این پژوهش، به منظور دستیابی به موقعیت های فراتر از ناپایداری، کنترل کننده ی فازی برای تنظیم ولتاژ بین دو صفحه ی دایره ای، به کار گرفته شد.

ابتدا معادله ی حرکت دو صفحه به دست آمده و با استفاده از آن، عملکرد کنترل کننده ی فازی هنگام اجرای فرمان های کوچک تر و بزرگ تر از ناپایداری کششی بررسی شد. سپس ضرایب بهینه ی کنترل کننده به کمک الگوریتم

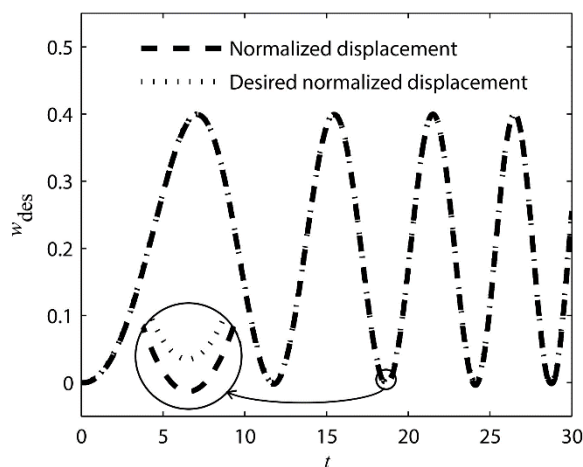


Fig. 15 Performance of optimum fuzzy controller in response to the chirp command

شکل 15 عملکرد کنترل کننده ی فازی بهینه هنگام اجرای فرمان چیرپ

¹ Chirp

- 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.
- [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. Moeenfar, 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