



کنترل موقعیت موتور پله‌ای با استفاده از روش فازی-تطبیقی مستقیم

دکتر یوسف علی نژاد برمی
هیئت علمی دانشگاه سمنان

احمد احمدی
دانشگاه سمنان
ایران

مرتضی مرادی
دانشگاه آزاد تهران جنوب

واژه‌های کلیدی: سیستم‌های غیرخطی، کنترلر فازی-تطبیقی، کنترل موقعیت موتور پله‌ای

۱-مقدمه

موتور پله‌ای، یک موتور غیرخطی الکترومکانیکی می‌باشد که برای حرکت در موقعیت‌های مشخص زاویه‌ای طراحی شده است. توانایی ایجاد کنترلرهای ارزان و ساده برای کنترل موقعیت و سرعت این نوع موتورها، سبب افزایش محبوبیت آنها در صنایع مختلف شده است. در گذشته موتورهای DC برای سیستم‌های تعیین موقعیت استفاده شده است. یکی از دلایل مهم کاربرد موتور DC این است که دارای روابط خطی می‌باشد. اما با طراحی موتورهای پله‌ای به دلیل اینکه تغییر موقعیت نیاز به تکنولوژی پیشرفته‌ای نداشت، جایگزین موتورهای DC شده‌اند. این نوع موتورها در اثر تغییر پالس‌های ورودی موقعیت محور را تغییر داده و در موقعیت جدید قرار می‌گیرد، که این تغییر وضعیت، با توجه به نوع کنترلر انتخابی می‌تواند در خروجی ایجاد نوسان کند یا تاخیر زیاد در رسیدن به مقدار مطلوب را سبب شود. این تغییر وضعیت پله‌ای سبب شده تا از این سیستم در مدارات کنترل دیجیتال و رباتیک و پرینترها، به طور وسیعی استفاده

چکیده

در این مقاله ما یک مدل کنترلر فازی-تطبیقی را ارائه می‌دهیم که در آن توابع عضویت سیستم فازی توسط الگوریتم تنظیم، به روز می‌شوند. سیستم تحت کنترل یک مدل موتور پله‌ای مغناطیس دائم می‌باشد. کنترلر برای سیستم‌های کانونیکال طراحی می‌شود، از این رو برای بکارگیری کنترلر، مدل موتور را به فرم کانونیکال تبدیل کرده و سپس کنترلر را طراحی می‌کنیم. تبدیل سیستم به فرم کانونیکال سبب شده، تنها از فیدبک موقعیت و سرعت برای تولید ورودی استفاده شود. با استفاده از سیستم فازی، کنترلر طراحی می‌شود و برای عملکرد بهتر با استفاده از قانون تطبیقی، خروجی هر قانون تنظیم می‌شود. برای اثبات پایداری کل سیستم از روش لیاپانوف استفاده شده است. سپس کنترلر بر روی موتور پله‌ای پیاده سازی شده که نتایج در دو حالت تک گام و یک دور چرخش کامل با چهار گام ۹۰ درجه بررسی شده است.

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق

در بخش ۳ و طراحی سیستم فازی در قسمت ۴ ارائه می‌شود. در بخش ۵ نتایج شبیه سازی بررسی شده و در بخش ۶ نتیجه شبیه سازی نشان داده شده است.

۲- مدل سیستم

مدل سیستم به صورت زیر بیان می‌شود. [۳].

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{1}{L}(V_a - RI_a + k_m \omega \sin(N_r \theta_r)) \\ \dot{I}_b &= \frac{1}{L}(V_b - RI_b + k_m \omega \cos(N_r \theta_r)) \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(-k_m I_a \sin(N_r \theta_r) + k_m I_b \cos(N_r \theta_r) \\ &\quad - \beta \omega) \\ \dot{\theta}_r &= \omega \end{aligned}$$

که در آن، I_a جریان سیم پیچ A ، I_b جریان سیم پیچ B ، θ_r موقعیت زاویه‌ای محور موتور، ω سرعت زاویه‌ای محور موتور، V_a ولتاژ فاز A ، V_b ولتاژ فاز B ، N_r تعداد دندانه روتور، J اینرسی بار روتور، β ضریب اصطکاک، L ، R اندوکتانس و مقاومت سیم پیچ و k_m ثابت گشتاور موتور می‌باشد. معادله (۱) که برای توصیف مدل موتور استفاده شده است، دارای ضرایب غیرخطی است که طراحی کنترلر را مشکل می‌سازد. مدل دیگر از توصیف سیستم، مدل DQ گفته می‌شود، که با استفاده از آن می‌توان معادلات (۱) را به صورت ساده‌تر و قابل قبول‌تر برای طراحی کنترلر نوشت. مدل DQ با استفاده از ماتریس انتقال زیر بدست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \omega \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta_r) & \sin(N_r \theta_r) & 0 & 0 \\ -\sin(N_r \theta_r) & \cos(N_r \theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ \omega \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

و ماتریس انتقال ولتاژ نیز به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(N_r \theta_r) & \sin(N_r \theta_r) \\ -\sin(N_r \theta_r) & \cos(N_r \theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (3)$$

که در آن V_d ولتاژ سیم پیچ طولی، V_q ولتاژ سیم پیچ عرضی، I_d جریان سیم پیچ طولی، I_q جریان سیم پیچ عرضی می‌باشد. با استفاده از (۲) و (۳) معادله (۱) با توجه به متغیرهای جدید به صورت زیر می‌شود:

شود. تغییر زاویه و جابجایی در موتورهای پله‌ای مغناطیس دائم، در اثر برخورد میدان مغناطیسی دائم روتور و میدان الکترومغناطیسی استاتور ایجاد می‌شود و مقدار این چرخش و گام، به تعداد دندانه روتور و استاتور وابسته می‌باشد، بطوریکه هر چه این دندانه‌ها بیشتر باشد گام موتور کوچکتر می‌شود.

اما روش‌های متعددی برای کنترل موقعیت موتور و تعیین سیگنال کنترلی مناسب، توسعه داده شده است. هنگامیکه مسئله تعقیب در خروجی و رسیدن به مقدار مرجع مطرح باشد، برای ایجاد تغییرات مناسب در خروجی به دلیل ساختار غیرخطی سیستم نیاز به کنترلر غیر خطی مناسب می‌باشد. استفاده از الگوریتم تطبیقی در دهه‌های اخیر مورد توجه قرار گرفته است و در مواردی این روش بر روی موتور پله‌ای بکار گرفته شده است [۱]. اما برای پایداری سیستم، روش‌های دیگری از جمله (sliding mode control) [۲، ۳] و کنترل تطبیقی مقاوم برای سیستم‌هایی که دارای عدم قطعیت هستند، توسعه داده شده است [۴، ۵، ۶، ۷]. بسیاری از مقالات نیز به طراحی شبکه‌های عصبی برای شناسایی و کنترل سیستم‌های پیچیده پرداخته‌اند. شبکه‌های عصبی به دلیل توانایی در نگاشت ورودی و خروجی سیستم‌های پیچیده از اهمیت زیادی برخوردار می‌باشند [۸، ۹، ۱۰]. اما [۱۱، ۱۲] استفاده از روش مبتنی بر خطی سازی و ترکیب آن با شبکه عصبی را پیشنهاد کرده است. شبکه عصبی بر اساس مدل RBF طراحی شده و برای شناسایی موتور پله‌ای آموزش داده می‌شود.

علاوه بر این، ترکیب سیستم تطبیقی و فازی برای طراحی کنترلر، بخصوص برای سیستم‌های کانونیکال در این سال‌ها افزایش پیدا کرده است [۱۳، ۱۴]. در این پروژه ما کنترلر فازی تطبیقی را برای موتور پله‌ای طراحی می‌کنیم که در آن سیستم فازی از الگوریتم خاصی پیروی می‌کند. شبیه سازی‌های انجام شده حاکی از عملکرد مناسب کنترلر می‌باشد. بخش‌های مختلف مقاله به صورت زیر است:

در بخش ۲ ما مدل سیستم و نحوه تبدیل آن به فرم کانونیکال را بررسی می‌کنیم. اثبات پایداری با استفاده از روش لیاپانوف

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق

• سیستم حلقه بسته پایدار بوده و تمامی متغیرهای حلقه بسته کراندار باشند.

برای طراحی چنین کنترلی، فرض زیر را داریم:

فرض ۱: بردار مرجع $\theta_d = [\theta_d, \dot{\theta}_d]^T$ را بگونه‌ای تعریف می‌کنیم که $\|\dot{\theta}_d\| < \theta_1$ ، $\|\theta_d\| < \theta_0$ ، که θ_1, θ_0 ثابت‌های مثبت شناخته شده می‌باشند.

توجه ۱: برای طراحی کنترلر ما نیاز داریم تا علامت $g(x)$ را مشخص کنیم و علامت آن بازای هر x ثابت باشد.

برای تعیین $g(x)$ پارامتر مثبت ψ را تعریف می‌کنیم که مقدار آن توسط طراح انتخاب می‌شود و با استفاده از آن ورودی‌های u_q, u_d را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$u_q = \psi u_d = \psi u_c \quad (11)$$

که u_c سیگنال کنترل تولید شده توسط سیستم کنترل می‌باشد. از روابط (۱۰) و (۱۱) داریم:

$$\frac{D_3}{D_1}(u_q - \frac{D_5 x_2}{D_1} u_d) = \frac{D_3}{D_1}(\psi - \frac{D_5 x_2}{D_1}) u_c = g(x) u_c \quad (12)$$

فرض ۲: $g(x)$ یک تابع پیوسته و علامت آن برای هر $x \in \Omega_x$ مشخص است. Ω_x ناحیه کنترل پذیری می‌باشد.

در روش پیشنهادی ما، ψ بگونه‌ای طراحی می‌شود که $g(x) > 0$ باشد. از این رو داریم:

$$\frac{D_3}{D_1}(\psi - \frac{D_5 x_2}{D_1}) > 0 \Rightarrow \psi - \frac{D_5 x_2}{D_1} > 0 \quad (13)$$

$$\psi - \frac{N_r \omega L}{R} > 0 \Rightarrow \psi > \frac{N_r \omega L}{R}$$

بنابراین معادلات فضای حالت سیستم را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x) + g(x) u_c \end{aligned} \quad (14)$$

۳- سیستم فازی تطبیقی

در ابتدا مدل سیستم فازی را تشریح کرده و سپس قانون تطبیقی را بیان می‌کنیم.

۳-۱- مدل سیستم فازی

در این مقاله ما از مدل zero order Takagi Sugeno برای فازی سازی و ضرب مددانی و مرکز جرم برای فازی‌زدایی استفاده

$$\dot{I}_d = \frac{1}{L}(V_d - R I_d + N_r \omega L I_q)$$

$$\dot{I}_q = \frac{1}{L}(V_q - R I_q - N_r \omega L I_d - k_m \omega) \quad (4)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}(k_m I_q - B \omega)$$

$$\dot{\theta}_r = \omega$$

ضرایب $D_1, D_2, \dots, D_5, u_d, u_q$ را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$D_1 = \frac{R}{L}, \quad D_2 = \frac{k_m}{L}, \quad D_3 = \frac{k_m}{J}, \quad (5)$$

$$D_4 = \frac{\beta}{J}, \quad D_5 = N_r, \quad u_q = \frac{V_q}{L}, \quad u_d = \frac{V_d}{L}$$

با استفاده از ضرایب بالا معادله (۴) به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$\dot{\theta}_r = \omega$$

$$\dot{\omega} = D_3 I_q - D_4 \omega \quad (6)$$

$$\dot{I}_q = -D_1 I_q - D_5 \omega I_d - D_2 \omega + u_q$$

$$\dot{I}_d = -D_1 I_d + D_5 \omega I_q + u_d$$

از معادله (۶) داریم:

$$I_q = -\frac{\dot{I}_q}{D_1} - \frac{D_5}{D_1} \omega I_d - \frac{D_2 \omega}{D_1} + \frac{1}{D_1} u_q \quad (7)$$

$$I_d = -\frac{\dot{I}_d}{D_1} + \frac{D_5 \omega}{D_1} I_q + \frac{1}{D_1} u_d$$

با جایگذاری (۷) در معادله (۶) داریم:

$$\dot{\theta}_r = \omega$$

$$\dot{\omega} = F + \frac{D_3}{D_1}(u_q - \frac{D_5 \omega}{D_1} u_d) \quad (8)$$

$$F = -\frac{D_3}{D_1} \dot{I}_q - \frac{D_3 D_2}{D_1} \omega + \frac{D_3 D_5 \omega}{D_1^2} \dot{I}_d \quad (9)$$

$$-\frac{D_3 D_5^2 \omega^2}{D_1^2} I_q - D_4 \omega$$

با تعریف $x = [x_1, x_2]^T = [\theta_r, \dot{\theta}_r]^T$ را می‌توان به

صورت زیر نوشت:

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = F(x) + \frac{D_3}{D_1}(u_q - \frac{D_5 x_2}{D_1} u_d) \quad (10)$$

طراحی کنترلر فازی تطبیقی به صورتی انجام می‌شود که دو هدف زیر را برآورده سازد:

• خروجی سیستم، θ_r از مقدار مرجع θ_d پیروی کند.

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T \in \Omega_x \quad (19)$$

$$\Omega_x = \{x \mid x \in \Omega_x, \|\theta_d\| < \theta_0, \|\dot{\theta}\| < \theta_1\}$$

با جایگذاری (۱۶) در (۱۴) و کم کردن از (۱۷) داریم:

$$e^{(2)} = -\mathbf{k}^T \mathbf{e} + [g(\mathbf{x})u^* - g(\mathbf{x})u_c] \quad (20)$$

می‌توان اثبات کرد که مقدار مثبت دلخواه ε^* وجود دارد و

$\boldsymbol{\theta}^* = [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_m(x)]^T$ ، که در رابطه زیر صدق می‌کند: [۱۳]

$$g(\mathbf{x})u^* - g(\mathbf{x})u_c = \quad (21)$$

$$\sum_{j=1}^m c^j (\theta_j^* - \theta_j) \xi_j(x) + \varepsilon$$

که $|\varepsilon| < \varepsilon^*$ و c^j مقدار ثابت مثبت می‌باشد. پارامترهای

$\tilde{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\theta}^* - \boldsymbol{\theta}$ و $C = \text{diag}[c^1, c^2, \dots, c^m]^T$ را تعریف می-

کنیم. در نتیجه معادله (۱۸) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$e^{(2)} = -\mathbf{k}^T \mathbf{e} + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T C \boldsymbol{\xi}(x) + \varepsilon \quad (22)$$

در حالت برداری داریم:

$$\dot{\mathbf{e}} = A\mathbf{e} + \mathbf{b} [\tilde{\boldsymbol{\theta}}^T C \boldsymbol{\xi}(x) + \varepsilon] \quad (23)$$

که در آن A و \mathbf{b} به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (24)$$

از آنجایی که A پایدار است، ماتریس مثبت معین متقارن

2×2 ، P وجود دارد که در معادله لیاپانوف صدق کند:

$$A^T P + PA = -Q \quad (25)$$

برای اینکه شرط بالا حفظ شود، θ_j را با استفاده از قانون

تطبیقی زیر تنظیم می‌کنیم:

$$\dot{\theta}_j = \gamma(e^T P \mathbf{b} \xi_j(x) - \sigma \theta_j) \quad (26)$$

قضیه: با استفاده از قانون تطبیقی بالا سیستم پایدار بوده و

خطای سیستم مقدار کران‌داری خواهد داشت.

اثبات: تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر می‌باشد:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T P \mathbf{e} + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T C \tilde{\boldsymbol{\theta}} \quad (27)$$

مشتق زمانی (۲۷) بر اساس معادله (۲۱) به صورت زیر می-

شود:

کرده‌ایم. $M(a, b; x)$ یک تابع عضویت با مقدار عضویت غیر صفر است اگر $x \in (a, b)$ و صفر است اگر $x \notin (a, b)$. قانون i -ام سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$R^{(i)}: \text{IF } x_1 \text{ is } A_1^i, \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^i,$$

$$\text{and } \dots, \text{ and } x_n \text{ is } A_n^i, \text{ THEN } y \text{ is } \theta_i$$

که $y \in V \subset \mathbb{R}$ و $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in U \subset \mathbb{R}^n$ و ورودی

و خروجی کریسپ و A_j^i یک فازی ست با تابع

عضویت $\mu_{A_j^i}(x_j) = M(a_{j1}^i, a_{j2}^i; x_j)$ برای هر $a_{j1}^i < a_{j2}^i$.

$i = 1, 2, \dots, m$ و $j = 1, 2, \dots, n$ که m تعداد قوانین و n مرتبه

سیستم و $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$ خروجی قانون i -ام می‌باشد.

خروجی سیستم فازی با استفاده از مرکز جرم به صورت زیر

محاسبه می‌شود:

$$\hat{y} = \hat{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) = \frac{\sum_{i=1}^m \theta_i \mu_i(\mathbf{x})}{\sum_{i=1}^m \mu_i(\mathbf{x})} = \sum_{i=1}^m \theta_i \xi_i(\mathbf{x}) \quad (15)$$

$$\mu_i(\mathbf{x}) = \prod_{j=1}^n \mu_{A_j^i}(x_j), \quad \xi_i(\mathbf{x}) = \frac{\mu_i(\mathbf{x})}{\sum_{i=1}^m \mu_i(\mathbf{x})}$$

۳-۲- طراحی کنترلر

با استفاده از تعریف (۱۵)، ورودی کنترلی را به صورت زیر

تعریف می‌کنیم:

$$u_c = \sum_{j=1}^m \theta_j \xi_j(x) \quad (16)$$

الگوریتم فازی تطبیقی باید به گونه‌ای عمل کند که مقدار

u^* را دنبال کند. u^* مقدار ایده‌آل ورودی کنترل بوده که به

صورت زیر تعریف می‌شود:

$$u^* = \frac{1}{g(\mathbf{x})} (-f(\mathbf{x}) + \mathbf{k}^T \mathbf{e} + r^{(2)}) \quad (17)$$

که $\mathbf{k} = [k_1, k_2]^T$ ، $e = \theta_d - \theta_r$ ، $\mathbf{e} = [e, \dot{e}]^T$

در (۱۳) داریم:

$$e^{(2)} = -\mathbf{k}^T \mathbf{e} = -k_1 e - k_2 \dot{e} \quad (18)$$

می‌توان \mathbf{k} را به گونه‌ای طراحی کرد که معادله (۱۸) پایدار بوده

و $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$. ورودی فازی به صورت زیر در نظر گرفته می-

شود:

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق

$$\sigma > \frac{\eta}{\gamma}, \quad \lambda_{\min}(Q) - 1 > \eta \lambda_{\max}(P) \quad (34)$$

با استفاده از (34) داریم:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \eta \lambda_{\max}(P) \|e\|^2 - \frac{\eta}{2\gamma} \tilde{\theta}^T C \tilde{\theta} + w^* \quad (35)$$

$$w^* = \frac{1}{2} \|pb\|^2 \|\varepsilon^*\|^2 + \frac{1}{2} \theta^{*T} \sigma C \theta^*$$

$$\dot{V} \leq -\eta V + w^*$$

$$V \leq e^{-\eta t} \left[V(0) - \frac{w^*}{\eta} \right] + \frac{w^*}{\eta}$$

با استفاده از تعریف $V(t)$ خطای سیستم دارای کران زیر می‌باشد:

$$\|e(t)\| \leq \sqrt{\frac{2 \max\{V(0), \frac{w^*}{\eta}\}}{\lambda_{\min}(P)}} \quad \forall t > 0$$

معادلات بالا تضمین می‌کند که $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0$ ، در نتیجه از معادله (35)، $V < 0$ اگر داشته باشیم:

$$\frac{1}{2} \eta \lambda_{\max}(P) \|e\|^2 \geq w^*$$

۴- تنظیم توابع عضویت فازی

در این روش اگر متغیری دارای n تابع عضویت باشد، می‌توان بازه‌های فازی را به صورت زیر تعریف کرد. ما از تابع عضویت مثلثی استفاده کرده، که دارای سه مشخصه نقطه چپ، مرکز و نقطه راست می‌باشد. سطر نام z نماینده نقطه

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} e^T P e + \frac{1}{2} e^T P \dot{e} + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^T C \dot{\tilde{\theta}} \\ &+ \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^T C \dot{\tilde{\theta}} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} e^T A^T P e + \frac{1}{2} e^T P A e + \\ &e^T P b \tilde{\theta}^T C \xi(x) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^T C \dot{\tilde{\theta}} + e^T P b \varepsilon \end{aligned} \quad (29)$$

با استفاده از (25) و (26) و اینکه $\dot{\tilde{\theta}} = -\tilde{\theta}$ داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} e^T Q e + e^T P b \varepsilon + \tilde{\theta}^T \sigma C \theta \quad (30)$$

با استفاده از معادلات زیر:

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} e^T Q e &\leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) \|e\|^2 \\ \tilde{\theta}^T C \theta &= \frac{1}{2} \theta^{*T} C \theta^* - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T C \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (31)$$

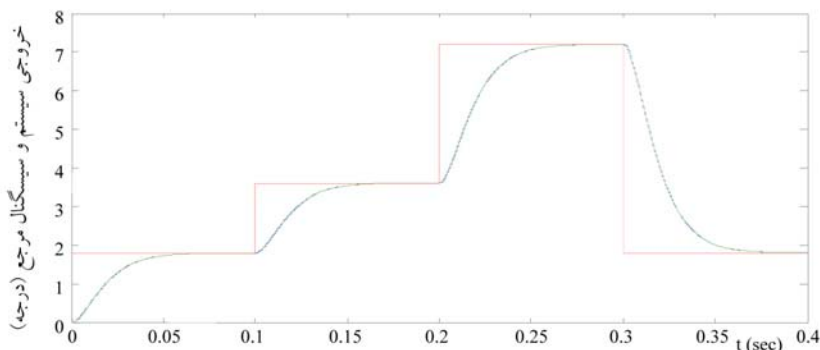
$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} \theta^T C \theta &\leq \frac{1}{2} \theta^{*T} C \theta^* - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T C \tilde{\theta} \\ e^T P b \varepsilon &\leq \frac{1}{2} \|e\|^2 + \frac{1}{2} \|pb\|^2 \|\varepsilon\|^2 \end{aligned} \quad (32)$$

$$\leq \frac{1}{2} \|e\|^2 + \frac{1}{2} \|pb\|^2 \|\varepsilon^*\|^2$$

داریم:

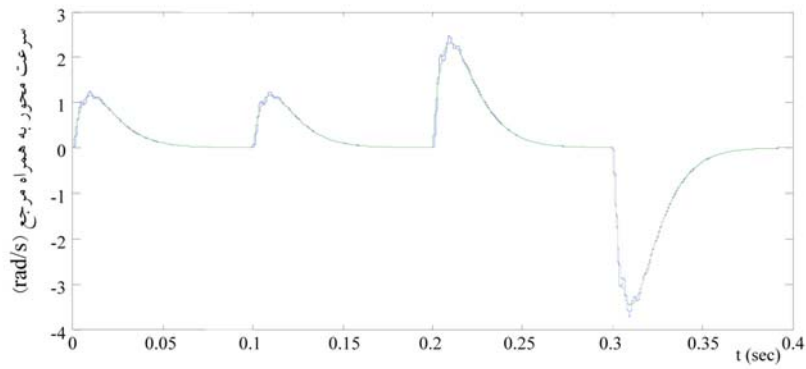
$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{1}{2} (\lambda_{\min}(Q) - 1) \|e\|^2 - \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \sigma C \tilde{\theta} \\ &+ \frac{1}{2} \|pb\|^2 \|\varepsilon^*\|^2 + \frac{1}{2} \theta^{*T} \sigma C \theta^* \end{aligned} \quad (33)$$

می‌توان η را بگونه‌ای انتخاب کرد که نابرابری‌های زیر برقرار شوند:

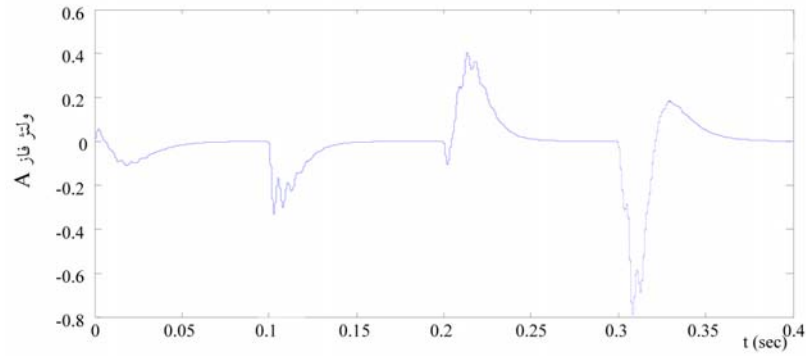


شکل ۱. پاسخ موقعیت سیستم به همراه مرجع

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل ۲. پاسخ سرعت سیستم به همراه مرجع

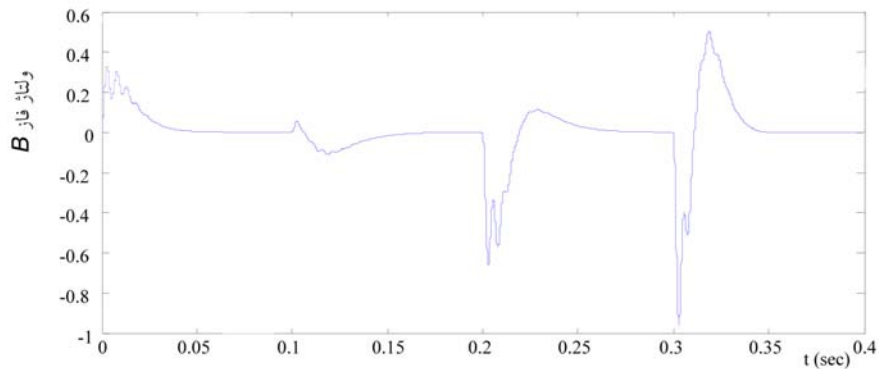


شکل ۳. ولتاژ V_a تولید شده توسط کنترلر

$$z = \begin{bmatrix} r + \beta_{11} & r + \beta_{12} & r + \beta_{13} \\ \dots\dots\dots \\ r + \beta_{d1} & r + \beta_{d2} & r + \beta_{d3} \\ \dots\dots\dots \\ r + \beta_{n1} & r + \beta_{n2} & r + \beta_{n3} \end{bmatrix}$$

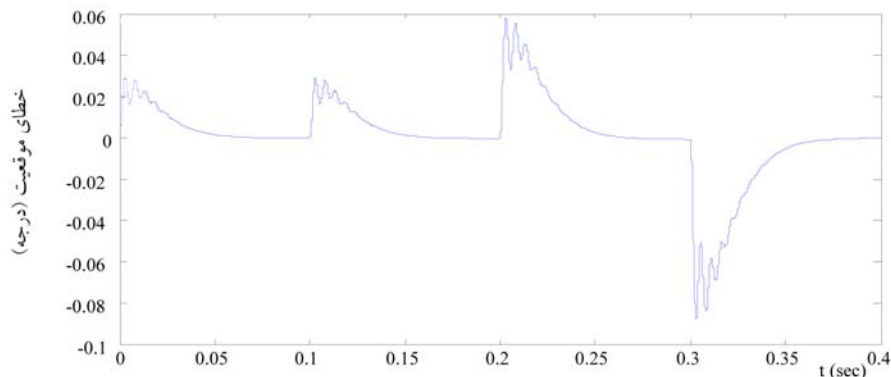
$d < n, \beta_{i1} < \beta_{i2} < \beta_{i3}$

چپ و مرکز و نقطه راست mf_i است. $i = 1, \dots, n$ مقدار $(\beta_{i1}, \beta_{i2}, \beta_{i3})$ مقادیر ثابت مشخص می‌باشند. هرگاه مقدار مرجع r تغییر کند، تمام توابع عضویت‌ها به مقدار جدید انتقال پیدا می‌کنند. زمان به روز شدن مقدار مرجع در اختیار طراح می‌باشد.

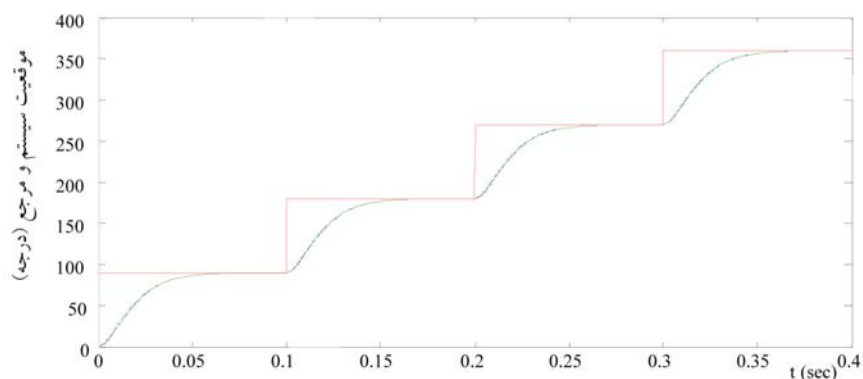


شکل ۴. ولتاژ V_b تولید شده توسط کنترلر

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل ۵. خطای موقعیت در خروجی سیستم



شکل ۶. پاسخ موقعیت سیستم به همراه مرجع برای یک دور چرخش کامل

$$-30 < u_c < 30, \quad P = \begin{bmatrix} 1000 & 200 \\ 200 & 500 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 2000 & 0 \\ 0 & 4600 \end{bmatrix}$$

مقدار گشتاور بار صفر در نظر گرفته می‌شود. برای حالت اول، ابتدا سیستم را برای گام‌های کوچک شبیه‌سازی می‌کنیم. کل (۱)، پاسخ سیستم را برای حالت اول نشان می‌دهد. موقعیت محور بخوبی بدنبال مقدار مرجع در حرکت است. سرعت محور در شکل (۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌کنید سرعت محور نیز به خوبی مقدار مرجع را دنبال می‌کند و این در حالی اتفاق می‌افتد که ما تنها از فیدبک موقعیت و سرعت استفاده کرده‌ایم. ورودی‌های تولید شده در شکل‌های (۳) و (۴) نشان داده

۵- شبیه‌سازی

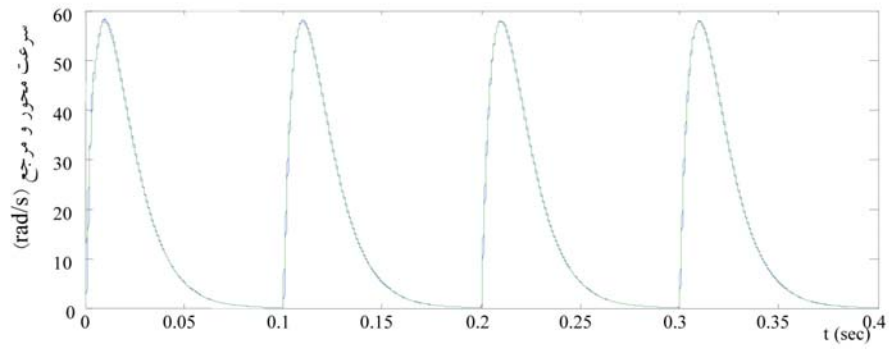
برای شبیه‌سازی از معادلات (۲)، (۳)، (۴)، (۱۱)، (۱۶)، (۲۶) استفاده می‌شود. مقادیر پارامترهای موتور به صورت زیر است: [به مقاله ۱۴ رجوع شود].

$$R = 10\Omega, \quad L = 0.0011\text{H}, \quad K_D = 0, \\ B = 0.001\text{Nm/rad/s}, \quad J = 5.7 \times 10^{-6}\text{kgm}^2, \\ N_r = 50, \quad k_m = 0.113\text{Nm/A}, \quad \tau = 0$$

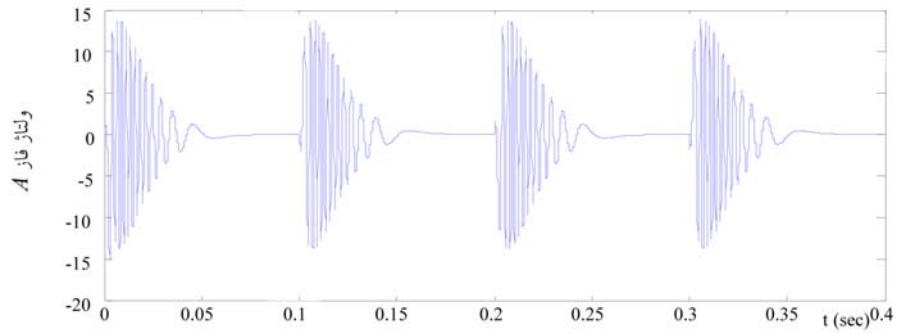
پارامترهای کنترلر به صورت زیر است:

$$z_{x_1, x_2} = \begin{bmatrix} r-9 & r & r+4.5 \\ r-4.5 & r & r+9 \end{bmatrix}, \quad \gamma = 1000, \quad \psi = 5$$

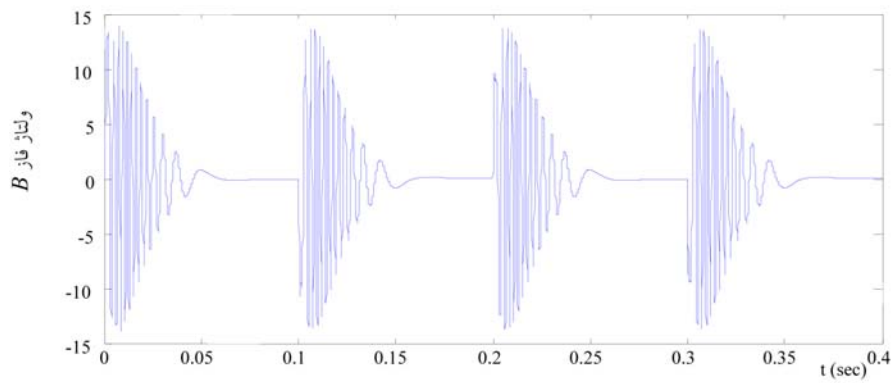
بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل ۷. پاسخ سرعت محور به همراه مرجع

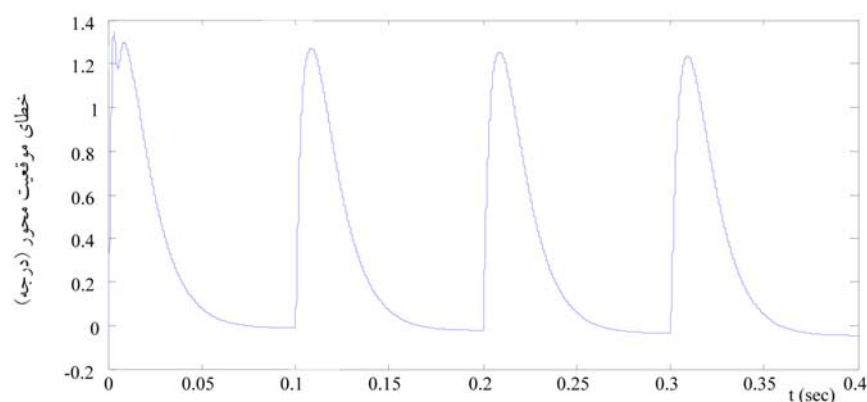


شکل ۸. ولتاژ V_a تولید شده توسط کنترلر



شکل ۹. ولتاژ V_b تولید شده توسط کنترلر

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل ۱۰. خطای موقعیت در خروجی سیستم

۲ تبدیل کرده و با استفاده از روش لیاپانوف پایداری کنترلر طراحی شده اثبات شده است. برای بررسی عملکرد کنترلر، سیستم برای دو حالت شبیه سازی شده است. برای حالت اول، شبیه سازی برای گام‌های کوچک بررسی شده و در حالت دوم برای یک دور چرخش با ۴ گام ۹۰ درجه، که در هر دو حالت مقدار خروجی موقعیت و سرعت به خوبی مقدار مرجع را دنبال می‌کند، بنابر این از این کنترلر می‌توان برای کنترل موقعیت موتور پله‌ای استفاده کرد.

مراجع

- [1] R.C.Speagle, D.M.Dawson, "Adaptive tracking control of permanent magnet stepper motor driving a mechanical load", *IEEE Conference*, 1993.
- [2] F.Nollet, T.Floquet, W.Perruquetti, "Observer based second order sliding mode control laws for stepper motors", *Control Engineering Practice*, Vol.16, PP.429-443, 2008.
- [3] M.Zribi, H.S.Ramirez, A.Ngai, "Static and dynamic sliding mode control schemes for a permanent magnet stepper motor", *International Journal of Control*, Vol.74, PP.103-117, 2001.
- [4] S.S.Ge, C.C.Hang, T.Zhang, "A direct method for robust adaptive nonlinear control with guaranteed transient performance", *Systems and Control Letters*, Vol.37, PP.275-284.
- [5] A.Ploh, A.M.Annaswamy and F.P.Skantze, "Adaptation in the presence of a general nonlinear parameterization: An error model approach", *IEEE Trans, on Automatic Control*, Vol.44, PP.1634-1652, 1999.
- [6] J.M.Nealis, R.C.Smith, "Nonlinear adaptive parameter estimation algorithms for hysteresis

شده و در شکل (۵) خطای خروجی نشان داده شده است. خطای خروجی همواره کوچکتر از ۰/۰۶ درجه می‌باشد و در هر حالت پس از ۰/۰۶ ثانیه صفر می‌شود. برای حالت دوم ما یک دور چرخش کامل را بررسی کرده که در آن، برای چرخش کامل ما از ۴ گام ۹۰ درجه استفاده کرده‌ایم. پاسخ سیستم در شکل (۶) نشان داده شده است. همانطور در شکل (۶) مشاهده می‌کنید خروجی محور به خوبی مقدار مرجع را دنبال کرده و در ۰/۴ ثانیه محور ۳۶۰ درجه چرخش دارد. شکل (۷) سرعت محور را به همراه مرجع نشان می‌دهد. مقدار ورودی تولید شده توسط کنترلر در شکل‌های (۸) و (۹) نشان داده شده است. ورودی سیستم همواره در محدوده مشخص شده قرار دارد و پس از ۰/۰۶ صفر می‌شود. خطای خروجی در شکل (۱۰) نمایش داده شده است. همان طور که مشاهده می‌کنید ماکزیمم خطا کمتر از ۱/۴ درجه می‌باشد که بعد از ۰/۰۸ ثانیه به صفر می‌رسد. تمام این شکل‌ها نشان دهنده عملکرد مناسب کنترلر در تولید ورودی برای تعقیب خروجی می‌باشد.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله کنترلر فازی تطبیقی مستقیم برای کنترل موقعیت موتور طراحی شده است. در خروجی، ما تنها موقعیت و سرعت محور را اندازه‌گیری کرده و برای تولید ورودی سیستم استفاده کرده‌ایم. ابتدا سیستم را به فرم کانونیکال مرتبه

بیست و چهارمین کنفرانس بین‌المللی برق

- models of magnetostrictive actuators”, *proceeding of the SPIE, Smart structure and materials*, PP . 25-36, 2002.
- [7] R.Marino, S.Peresada, P.Tomei, “ Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors”, *Automatica*, Vol .31, PP .1595-1604, 1995.
- [8] M.D.Minkov, J.L.Rodgerson, R.G.Harly, “ Adaptive neural speed controller of a dc motor”, *Elsevier*, Vol. 47, PP. 123-132, 1998.
- [9] K.Nouri, R.Dhaouadi, N.B.Braiek, “ Adaptive control of a nonlinear dc motor drive using recurrent neural networks ”, *Elsevier*, Vol. 8, PP. 371-382, 2007.
- [10] M.Fallahi, S.Azadi, “ Adaptive control of a dc motor using neural networks sliding mode control”, *Proceedings of the International Multiconference of Engineers and Computer scientists*, Vol .2, 2002.
- [11] G.Feng, “ Position control of a pm stepper motor using neural networks”, *proceeding of the IEEE Conference on Decision and Control*, 2000.
- [12] M.Zribi, J.Chiasson, “ Position control of a pm stepper motor by exact linearization”, *IEEE Trans on Automatic Control*, Vol.36, PP. 620-625, 1991.
- [13] P.A.Phan, T.J.Gale, “ Direct adaptive fuzzy control with a self structuring algorithm”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol .159, PP .871-899, 2008.
- [14] H.Abid, M.chtourou, A.Toumi, “ Fuzzy indirect adaptive control scheme for nonlinear systems based on lyapunov approach and sliding mode”, *International Jouran of Computational Cognition*, Vol .5, PP .36-43, 2007.
-