مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۴، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۹، صفحه ۲۱-۱۳

طراحی و پیاده‌سازی سامانه کنترل برای یک سرومکانیزم DC با دیتر داخلی ایجاد شده توسط چرخه حدی

امیر ایمان‌پور قیه‌باشی[۱]، محمدرضا عاروان[۲]، یوسف کوه‌مسکن[۳]

[۱] دانش‌آموخته کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران، amir.imanpour@gmail.com
[۲] دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران ، arvan@mut.ac.ir
[۳] دانش‌آموخته دکترا، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر تهران ، ykoohmaskan@chmail.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۴/۱۹ ویرایش : ۱۳۹۷/۱۱/۱۷ پذیرش: ۱۳۹۸/۰۱/۲۵

چکیده: هدف این مقاله طراحی سیستم کنترل وضعیت زاویه‌ای برای یک سرومکانیزم DC است. سیستم سرومکانیزم شامل یک موتور جریان مستقیم، راه‌انداز موتور، حسگر اندازه‌گیری و یک برد کنترل برای تنظیم موقعیت زاویه‌ای می‌باشد. موتور موجود در سرومکانیزم دارای عنصر غیرخطی ناحیه مرده است. وجود این ناحیه مرده باعث رفتار غیرخطی سیستم می‌شود. یک روش برای کم کردن اثرات غیرخطی در سیستم، افزودن یک سیگنال فرکانس بالا به نام دیتر به ورودی عنصر غیرخطی در آن سیستم است. دو راه برای اضافه نمودن سیگنال دیتر به سیستم وجود دارد که اولی تولید سیگنال دیتر و اضافه نمودن به طور مستقیم و دوم، تولید این سیگنال به کمک ایجاد یک چرخه حدی می‌باشد. در این مقاله از یک رله و یک کنترل‌کننده مناسب استفاده شده تا یک چرخه حدی با دامنه و فرکانس قابل تنظیم در سیستم سرومکانیزم ایجاد شود. این چرخه حدی باعث می‌شود تا یک دیتر داخلی در سیستم به وجود آید. فرکانس چرخه حدی با تعیین ضرایب کنترل‌کننده قابل تنظیم است. در نهایت با توجه به نتایج شبیه‌سازی، سرومکانیزم به طور عملی پیاده‌سازی شده و اعتبارسنجی آن انجام شده است.

کلمات کلیدی: سرومکانیزم، سیگنال دیتر، چرخه حدی، موتور DC.

Design and Implementation of a Control System for a DC Servomechanism with an Internal Dither Created by a Limit Cycle

Amir Imanpour Ghiehbashi, Mohammad Reza Arvan, Yousef Koohmaskan

Abstract: Purpose of this paper is designing of a positional angle control system for a DC servomechanism. The servomechanism system consists of a direct current (DC) motor, a motor driver, a measuring sensor, and a control board to adjust angular position. The motor in the servomechanism has a non-linear element called dead-zone. Presence of dead-zone causes the nonlinear behavior of system. Injecting a high frequency signal called dither to input of nonlinear element is a method to reduce the nonlinear effects in that system. There are two approaches of injecting dither to system, the first is generating dither and injecting independently and the second is generating dither by creating a limit cycle. In this paper, a relay and an appropriate controller are exploited to create a limit cycle with adjustable amplitude and frequency in the servomechanism system. This limit cycle generates an internal dither in the system. The frequency of limit cycle is adjustable by determining controller coefficients. Finally, according to the simulation results, the servomechanism was implemented practically and the validation is performed.

Keywords: Servomechanism, Dither Signal, Limit Cycle, DC Motor.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

۱- مقدمه

سیستم سرومکانیزم ترکیبی از عناصر است که برای کنترل یک متغیر، خروجی با ورودی مقایسه می‌شود. متغیر کنترل‌شونده‌ی آن، موقعیت (زاویه) یا مشتق موقعیت مکانی (سرعت) است. مهم‌ترین عنصر موجود در سرومکانیزم، موتور بوده که دارای عنصر غیرخطی ناحیه مرده است. در واقع ساختار کلی سرومکانیزم مورد مطالعه در این مقاله از یک موتور جریان مستقیم، راه‌انداز موتور، یک حسگر اندازه‌گیری، رله و کنترل‌کننده تشکیل می‌شود. حسگر اندازه‌گیری در این سیستم یک پتانسیومتر دورانی است که بر روی محور موتور نصب می‌شود به طوری که دو سر ثابت آن به یک منبع تغذیه متصل می‌شود و سر وسط پتانسیومتر، خروجی موتور (زاویه‌ی محور موتور) را اندازه‌گیری کرده که با ولتاژ نمایش می‌دهد. برای بهبود عملکرد سیستم و کاهش زمان نشست خروجی، از یک رله و کنترل‌کننده استفاده می‌شود. با استفاده از رله و کنترل‌کننده، چرخه حدی و در نتیجه سیگنال دیتر[1] داخلی در سیستم تولید می‌شود به طوری که فرکانس این چرخه حدی با تغییر پارامترهای کنترل‌کننده (صفر و قطب) قابل تنظیم است.

امروزه سرومکانیزم‌ها کاربردهای متنوع و فراوانی دارند. از دهه هشتاد میلادی برای کنترل موقعیت و سرعت مکانیزم‌های مختلفی از قبیل ربات‌های صنعتی مورد استفاده قرار گرفته است [۱]. علاوه بر صنایع رباتیک، تولیدهای صنعتی مانند عملگرهای هواپیماها، کنترل موقعیت سطوح، کنترل دریچه‌ی تهویه و ... از جمله مهم‌ترین کاربردهای سیستم‌های سرومکانیزم هستند. اگرچه روش‌های کنترلی پیشرفته‌ای از جمله، کنترل خودتنظیم، کنترل تطبیقی، کنترل فازی و کنترل مد لغزشی برای کنترل سیستم‌های سرو ارائه شده است [۲]، ولی یک روش ساده و سودمند، اعمال سیگنال دیتر به سیستم می‌باشد. دیتر یک سیگنال فرکانس بالای تناوبی است که با جمع شدن با سیگنال ورودی به یک عنصر غیرخطی اعمال می‌شود و نتیجه آن خطی‌تر شدن مشخصه ورودی به خروجی در آن عنصر می‌باشد [۳] و به دو روش قابل انجام است. روش اول افزودن مستقیم یک سیگنال فرکانس بالا به ورودی عنصر غیرخطی است. در [۴] از این روش برای بهبود عملکرد سیستم‌های غیرخطی استفاده شده است. روش دوم، تولید سیگنال فرکانس بالا در سیستم با ایجاد یک چرخه حدی است که در [۵] تولید چرخه حدی ارائه شده است.

تاکنون پژوهش‌های مهمی در رابطه با سیگنال دیتر انجام شده است. در [۴]، [۵] و [۶] با استفاده از روش‌های میانگین‌گیری، تاثیر تزریق سیگنال‌هایی با فرکانس بالا در سیستم‌های غیرخطی مورد مطالعه قرار گرفت و بیان گردید که اگر فرکانس سیگنال دیتر به اندازه کافی بالا باشد، خروجی سیستم هموارشده و دیترشده تا حد امکان به یکدیگر نزدیک می‌شوند. همچنین پایداری سیستم دیتر شده و سیستم غیرخطی هموارشده در [۷] مورد مطالعه قرار گرفت. با تزریق دیتر به سیستم‌های غیرخطی اثرهای ناشی از عناصر غیرخطی در سیستم کاهش می‌یابد. حذف پدیده‌ی آشوب [۸] و [۹]، کاهش پدیده‌ی وزوز[2] [۳] و [۱۰] با تزریق دیتر به سیستم امکان‌پذیر خواهد بود. امروزه علاوه بر سیستم‌های پیوسته-زمان، سیگنال دیتر در سیستم‌های گسسته-زمان [۱۱] و [۱۲] نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد. دیتر علاوه بر کنترل در حوزه‌های دیگر نیز بکار برده می‌شود. برای مثال، در الکترونیک [۱۳] و [۱۴] برای خطی‌سازی عناصر و افزایش بازده تقویت‌کننده‌ها مورد استفاده قرار می‌گیرد. در سیستم‌های قدرت [۱۵] و [۱۶] دیتر باعث افزایش سوئیچینگ ابزارهای نیمه‌هادی قدرت در فرکانس بالا می‌شود که در نتیجه اثرهای نامطلوب الکترومغناطیسی در اینورترهای تک‌فاز و سه‌فاز کاهش می‌یابد.

تمام موارد بیان شده مربوط به اعمال سیگنال دیتر به روش خارجی می‌باشد. در رابطه با ایجاد چرخه حدی در سیستم‌های فیدبک رله نیز، پژوهش‌های مهمی نیز انجام شده است. در دهه‌ی ۱۹۶۰، فیدبک رله به منظور کنترل تطبیقی برای رسیدن به حاشیه دامنه مطلوب مورد استفاده قرار گرفت. در دهه‌ی ۱۹۸۰، برای تنظیم خودکار کنترل‌کننده‌های PID در کنترل فرآیندها از روش فیدبک رله استفاده گردید که باعث شد روش‌های فیدبک رله در سیستم‌های پیچیده‌تر مورد استفاده قرار بگیرد [۱۷]. در سال ۱۹۸۴ ایده‌ی استفاده از رله‌ها برای تنظیم خودکار کنترل‌کننده‌های ساده در سیستم‌های فیدبک رله اجرا گردید. اندازه‌گیری دامنه و فرکانس نوسانات احتمالی و تعیین پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از همان دامنه و فرکانس نوسان، عاملی بود تا یک روش کنترلی مقاوم بدست آید [۱۸]. بیشتر کاربردهای رله‌ها در سیستم‌های کنترل در [۱۹] و [۲۰] بیان شده است. سیستم‌های فیدبک رله اغلب منجر به ایجاد یک چرخه حدی می‌شوند. روش‌هایی برای محاسبه فرکانس و دامنه چرخه حدی به طور کامل در [۱۹] مورد مطالعه قرار گرفت. شرایط لازم برای ایجاد چرخه حدی در سیستم‌های خطی با فیدبک رله و همچنین شرایط پایداری چرخه حدی در [۲۱] بیان گردید. شرایط لازم برای مقاوم بودن پاسخ‌های تناوبی و پایداری آن‌ها در سیستم‌های فیدبک رله در [۲۲] ارائه گردید.

موتور موجود در سیستم سرومکانیزم مورد مطالعه‌ی این مقاله، دارای ناحیه مرده است. طول این ناحیه از ۲/۵- تا ۲/۵+ ولت می‌باشد. یک مجموعه‌ی کنترلی در سیستم باید طوری طراحی شود که به ازای یک ورودی مربعی، خروجی زاویه در مقادیر ۱۵+ و ۱۵- درجه قرار بگیرد. این مجموعه‌ی کنترلی یک چرخه حدی ایجاد می‌کند که باعث می‌شود یک سیگنال با فرکانس بالا (دیتر داخلی) در حلقه کنترل تولید شود. این سیگنال با افزایش ناحیه‌ی خطی سیستم، عملکرد آن را بهبود می‌بخشد.

ساختار کلی این مقاله به این صورت است که در فصل دوم تئوری دیتر و شرایط لازم برای ایجاد یک چرخه حدی در سیستم فیدبک بیان می‌شود. در فصل سوم با روش تابع توصیفی، به طراحی یک دیتر درونی (فرکانس و دامنه‌ی چرخه حدی) پرداخته می‌شود. نتایج شبیه‌سازی و

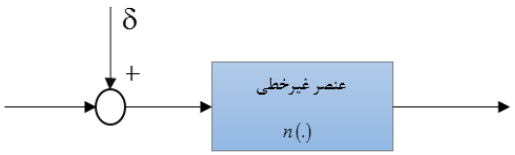
[1] Dither
[2] Chattering

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

پیاده‌سازی در فصل چهارم نشان داده خواهد شد. فصل پایانی نیز به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری اختصاص می‌یابد.

۲- تولید دیتر با ایجاد چرخه حدی

سیگنال دیتر یک سیگنال فرکانس بالاست که برای بهبود عملکرد سیستم به ورودی عنصر غیرخطی اضافه می‌شود. با تزریق یک سیگنال مناسب دیتر به سیستم، ناحیه‌ی خطی عنصر غیرخطی افزایش می‌یابد که باعث کاهش اثرهای غیرخطی در سیستم می‌شود. در حقیقت، دیتر با جاروب سریع به جلو و عقب در سرتاسر حوزه عنصر غیرخطی، آن را هموارتر می‌کند. فرکانس دیتر بالاتر از فرکانس قطع سیستم انتخاب می‌شود، بنابراین قبل از رسیدن به خروجی فیلتر می‌گردد [۶]. افزودن سیگنال دیتر به ورودی عنصر غیرخطی یکی از روش‌های اعمال این سیگنال به سیستم می‌باشد که در شکل ۱ این سیگنال با δ نشان داده شده است.



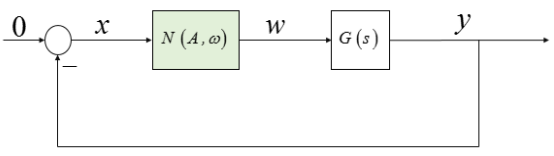
شکل ۱: افزودن سیگنال دیتر به ورودی عنصر غیرخطی

روش دیگر که روش دیتر داخلی نامیده می‌شود بدین صورت است که یک چرخه حدی در سیستم ایجاد شود که باعث تولید یک سیگنال فرکانس بالا در سیستم می‌شود. به منظور ایجاد چرخه حدی در سیستم از یک رله و در برخی موارد علاوه بر رله از یک کنترل‌کننده نیز استفاده می‌شود. در ادامه به منظور پیش‌بینی وجود یک چرخه حدی در سیستم از روش پاسخ فرکانسی به نام توابع توصیفی استفاده خواهد شد. این روش نسبت به سایر روش‌های غیرخطی یک روش سریع بوده و با آنکه جواب‌های آن تقریبی است اما به خوبی و به سادگی در تحلیل رفتار سیستم بکار می‌آید.

با فرض وجود نوساناتی با دامنه A و فرکانس ω (دامنه و فرکانس مثبت) در سیستم نشان داده شده در شکل ۲ و با توجه به [۲۳] رابطه‌ی بین $N(A,\omega)$ و $G(s)$ برابر است با:

$$G(j\omega)N(A,\omega)+1=0 \rightarrow G(j\omega)=-\frac{1}{N(A,\omega)} \qquad (1)$$

که $N(A,\omega)$ تابع توصیفی عنصر غیرخطی و $G(s)$ تابع تبدیل عنصر خطی است.



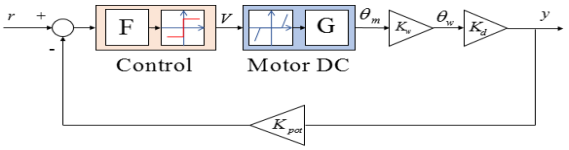
شکل ۲: سیستم خطی همراه با تابع توصیفی عنصر غیرخطی

با حل رابطه (1) که همان معادله مشخصه سیستم می‌باشد، دامنه و فرکانس چرخه حدی قابل محاسبه است. بنابراین، اگر مقادیر مثبتی از A و ω وجود داشته باشند که رابطه (1) را برآورده کنند، آنگاه سیستم یک پاسخ تناوبی دارد. وجود پاسخ تناوبی بدین معناست که یک چرخه حدی در سیستم ایجاد شده است.

۳- طراحی دیتر داخلی در حوزه فرکانس

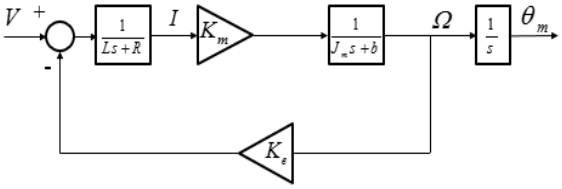
یک روش ساده و سودمند برای تولید یک سیگنال فرکانس بالا (دیتر)، بوجود آوردن چرخه حدی در سیستم است. برای ایجاد چرخه حدی در سیستم سرومکانیزم از یک رله و یک کنترل‌کننده مناسب استفاده می‌شود. این چرخه حدی باعث می‌شود تا نوساناتی در سیستم بوجود آید. در نتیجه، خروجی رله، سیگنالی با فرکانس مشخص خواهد بود که این سیگنال در واقع همان سیگنال دیتر درونی می‌باشد. فرکانس و دامنه چرخه حدی توسط کنترل‌کننده قابل تنظیم است. برای اینکه سیگنال دیتر درونی تولید شده عملکرد خوبی داشته باشد، فرکانس چرخه حدی باید از فرکانس قطع سیستم بزرگتر انتخاب شود.

در ادامه، ابتدا سیستم سرومکانیزم مدل‌سازی می‌گردد. سپس با استفاده از مدل بدست آمده به طراحی دیتر درونی پرداخته می‌شود. یک ساختار پیشنهادی برای یک سیستم سرومکانیزم در شکل ۳ نشان داده شده است.



شکل ۳: نمودار بلوکی سامانه سرومکانیزم

در شکل ۳، G تابع تبدیل موتور DC است که دارای عنصر غیرخطی ناحیه مرده می‌باشد. F کنترل‌کننده است که به همراه یک رله مجموعه‌ی کنترلی را تشکیل می‌دهند و برای ایجاد چرخه حدی در سیستم ضروری است. y خروجی، r ورودی، $V(volt)$ ولتاژ دو سر موتور، $\theta_m(deg)$ زاویه محور موتور، $\theta_w(deg)$ زاویه خروجی مطلوب، K_w، $K_d(deg/rad)$ و $K_{pot}(volt/deg)$ به ترتیب، ضریب تبدیل زاویه‌ی محور موتور به زاویه‌ی خروجی مطلوب، ضریب تبدیل رادیان به درجه و ضریب تبدیل درجه به ولتاژ است. نمودار بلوکی موتور نیز در شکل ۴ نشان داده شده است.



شکل ۴: نمودار بلوکی موتور

[DOI: 10.29252/joc.14.3.13] [DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5] [Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]

در شکل ۴ K_m $(\mathrm{N.m/A})$ و K_e $(v.s/rad)$ به ترتیب، ثابت گشتاور و ثابت نیروی ضد محرکه‌ی الکتریکی موتور، L (H) و R (Ohm) به ترتیب، اندوکتانس و مقاومت سیم‌پیچی موتور، b $(\mathrm{N.m/rad/s})$ ضریب میرایی چسبندگی، J_m $(\mathrm{kg.m^2})$ ممان اینرسی روتور، $I(A)$ جریان و $\Omega(rad/s)$ سرعت زاویه‌ای محور موتور می‌باشد.

با توجه به نمودار بلوکی موتور و اینکه مقادیر ثابت گشتاور و ثابت نیروی ضد محرکه‌ی الکتریکی موتور به یک اندازه می‌باشد، مدل خطی موتور به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\frac{\theta_m(s)}{V(s)}=\frac{K_m}{s\left(LJ_m s^2+(Lb+RJ_m)s+Rb+K_m^2\right)} \qquad (2)$$

ثابت زمانی الکتریکی موتور خیلی کوچک‌تر از ثابت زمانی مکانیکی‌اش است. به عبارتی می‌توان میرایی چسبندگی را نادیده گرفت [۲۴]. بنابراین:

$$\frac{\theta_m(s)}{V(s)}=\frac{1/K_m}{s(\tau_m s+1)} \qquad (3)$$

که در آن $\tau_m=\frac{RJ_m}{K_m^2}$.

با در نظر گرفتن ورودی زیر برای رله:

$$x(t)=A\sin(\omega t) \qquad (4)$$

با رجوع به [۲۳]، تابع توصیفی رله برابر است با:

$$N(A)=\frac{4M}{\pi A} \qquad (5)$$

که M اختلاف ولتاژ اعمال شده به دو سر موتور می‌باشد. مقادیر پارامترهای سیستم در جدول ۱ آمده است.

جدول ۱: پارامترهای سیستم و به همراه مقادیر آن‌ها

پارامتر	مقدار	یکا
R	20	Ω
J_m	2.9×10^{-6}	$\mathrm{kg.m^2}$
K_m	0.112	N.m/A
b	6.8×10^{-5}	N.m/rad/s
K_{pot}	0.434	volt/deg
K_w	15/78	بدون واحد
K_d	$180/\pi$	deg/rad
M	40	volt

در بخش قبل بیان شد که وجود پاسخ تناوبی بدین معناست که یک چرخه حدی در سیستم ایجاد شده است. وجود پاسخ تناوبی در سیستم سرومکانیزم باید بررسی شود. با استفاده از تابع توصیفی رله و با فرض خطی‌بودن موتور و عدم وجود کنترل‌کننده در سیستم، به ازای هیچ مقدار مثبتی از A و ω، رابطه (1) برآورده نمی‌شود. پس پاسخ تناوبی وجود ندارد. بنابراین برای ایجاد چرخه حدی، به یک کنترل‌کننده‌ی مناسب نیاز است.

در سیستم‌های فیدبک رله، اغلب به علت وجود رله، خروجی سیستم در حالت ماندگار نوساناتی را شامل می‌شود. در این نوع سیستم‌ها هرچه فرکانس چرخه حدی بزرگ‌تر شود، دامنه‌ی این نوسانات کمتر خواهد شد. دامنه‌ی چرخه حدی نیز با سرعت پاسخ سیستم، رابطه مستقیمی دارد. هر چه دامنه چرخه حدی بزرگ‌تر باشد، پاسخ سیستم سریع‌تر خواهد شد. برای دامنه محدودیت وجود دارد، اگر بیش از حد بزرگ باشد، سیستم به سمت ناپایداری پیش خواهد رفت. با توجه به آنکه در این سامانه نیاز به کنترل‌کننده می‌باشد، در ادامه سه ساختار پیشنهادی برای کنترل‌کننده ارائه می‌شود.

حالت اول) کنترل‌کننده با یک قطب ساده حقیقی

در این حالت، تابع تبدیل کنترل‌کننده برابر است با:

$$F(s)=\frac{K_F}{s+a}\ ,\ K_F,a>0 \qquad (6)$$

با جایگذاری توابع تبدیل موتور و کنترل‌کننده و همچنین تابع توصیفی رله در معادله مشخصه‌ی شکل ۳، فرکانس برابر است با:

$$\omega=\sqrt{\frac{a}{\tau_m}} \qquad (7)$$

دامنه نیز به‌صورت زیر بدست می‌آید:

$$A=\frac{4MK_FK_{pot}}{\pi K_m(1+\tau_m a)\omega^2} \qquad (8)$$

فرکانس به ازای مقادیر مختلف قطب کنترل‌کننده در شکل ۵ نشان داده شده است. فرکانس فقط به محل قطب کنترل‌کننده بستگی دارد.

حالت دوم) کنترل‌کننده با قطب مزدوج مختلط

تابع تبدیل کنترل‌کننده به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$F(s)=\frac{K_F}{(s+a+bj)(s+a-bj)}\ ,\ K_F,a>0 \qquad (9)$$

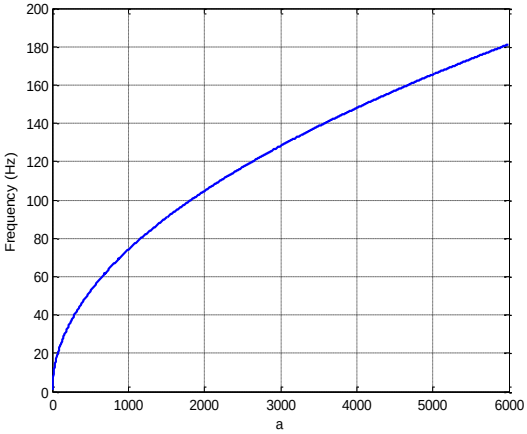
در این حالت نیز فرکانس و دامنه چرخه حدی قابل محاسبه و برابر است با:

$$\omega=\sqrt{\frac{a^2+b^2}{2a\tau_m+1}} \qquad (10)$$

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

$$A=\frac{4MK_F K_{pot}}{\left(\left(\left(a^2+b^2\right)\tau_m+2a\right)\omega^2-\tau_m\omega^4\right)\pi K_m} \qquad (11)$$

فرکانس چرخه حدی در این حالت به ازای مقادیر مختلف قطب کنترل‌کننده در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۵: نمودار منحنی فرکانس به ازای مکان قطب کنترل‌کننده (حالت اول)

حالت سوم) کنترل‌کننده با قطب مزدوج مختلط و یک صفر ساده

تابع تبدیل کنترل‌کننده برابر است با:

$$F(s)=\frac{K_F(s+d)}{(s+a+bj)(s+a-bj)},\ K_F,a,d>0 \qquad (12)$$

فرکانس چرخه حدی قابل قبول برابر است با:

$$\omega=\sqrt{\frac{Q+\sqrt{Q^2+4d\tau_m\left(a^2+b^2\right)}}{2\tau_m}} \qquad (13)$$

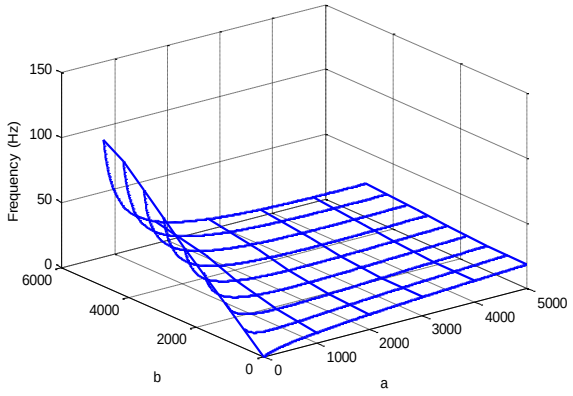
که $Q=\tau_m\left(a^2+b^2-2ad\right)+2a-d$ می‌باشد. برای سادگی فرض می‌شود که b حداقل ۳ برابر a انتخاب شود و $b\gg d$ باشند، آنگاه:

$$\omega\simeq b \qquad (14)$$

نمایش ω در رابطه فوق بر حسب رادیان بر ثانیه است.

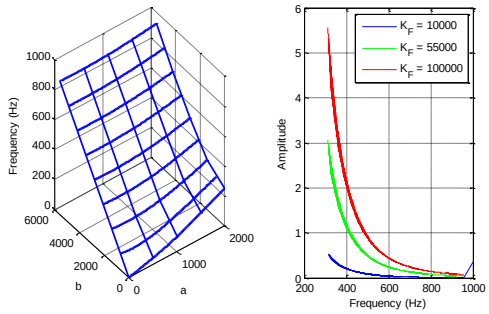
دامنه نیز به‌صورت زیر بدست می‌آید:

$$A=\frac{4MK_F K_{pot}d}{\left(\left(\left(a^2+b^2\right)\tau_m+2a\right)\omega^2-\tau_m\omega^4\right)\pi K_m} \qquad (15)$$



شکل ۶: نمودار منحنی فرکانس به ازای مکان قطب کنترل‌کننده (حالت دوم)

به ازای یک صفر مشخص ($d=600$)، نمودار فرکانس به ازای مقادیر مختلف قطب کنترل‌کننده (الف) و نمودار دامنه (ب) در شکل ۷ نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که برای دستیابی به فرکانس بالا، ساختار پیشنهادی سوم برای کنترل‌کننده گزینه‌ی مناسبی است. شرط لازم برای اینکه چرخه حدی در سیستم اختلالی وارد نکند این است که فرکانس‌اش بزرگ‌تر از فرکانس قطع سیستم باشد. اما برای اطمینان از اینکه سیستم عملکرد مناسبی داشته باشد، باید فرکانس چرخه حدی حداقل ۲۰ برابر بزرگتر از پهنای باند سیستم باشد.



شکل ۷: نمودار فرکانس به ازای مکان قطب کنترل‌کننده در حالت سوم (چپ)، نمودار دامنه به ازای فرکانس (راست)، با فرض $d=600$

بنابراین برای ایجاد یک چرخه حدی مناسب در سیستم سرومکانیزم، باید مراحل زیر طی شوند:

مرحله‌ی ۱) بدست آوردن فرکانس قطع (ω_c) و پهنای باند سیستم (Bw).

مرحله‌ی ۲) انتخاب یک رله و یک کنترل‌کننده که در رابطه)12) آمده است.

مرحله‌ی ۳) بدست آوردن فرکانس و دامنه چرخه حدی از روی معادله مشخصه‌ی سیستم.

مرحله‌ی ٤) انتخاب مکان مناسب برای صفر و قطب کنترل‌کننده، به‌طوری‌که:

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

$$\omega > \omega_c \quad , \quad \omega > 20Bw \tag{16}$$

که ω فرکانس چرخه حدی است. پهنای باند سیستم سرومکانیزم برابر ۲۱/۲ هرتز است، پس رابطه‌ی $\omega > 400$ Hz باید برقرار باشد. یک انتخاب مناسب و مطمئن برای پارامترهای کنترل‌کننده با توجه به شکل ۷ برابر است با:

$$F(s) = \frac{10^5 (s+600)}{(s+400+3600j)(s+400-3600j)} \tag{17}$$

٤- شبیه‌سازی و پیاده‌سازی

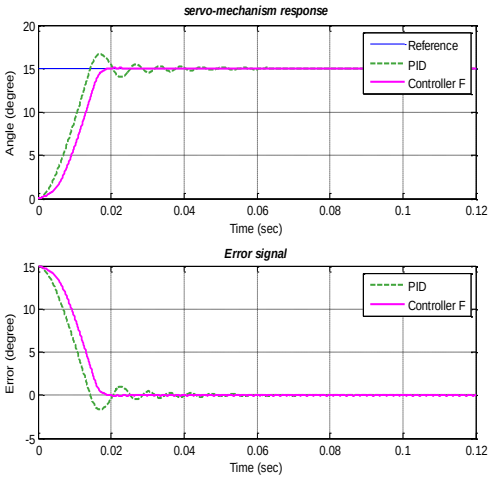
وجود ناحیه مرده در موتور باعث رفتار غیرخطی سیستم می‌شود که در بخش قبل با استفاده از یک رله و یک کنترل‌کننده‌ی مناسب، یک چرخه حدی در سیستم ایجاد شد. این چرخه حدی باعث تولید یک سیگنال دیتر درونی در سیستم می‌شود و باعث می‌شود اثر غیرخطی در سیستم کاهش یابد. بازه‌ی ناحیه مرده موتور از ۲/۵- تا ۲/۵+ ولت می‌باشد. خروجی زاویه باید با سرعت مناسب در مقادیر ۱۵+ و ۱۵- درجه قرار بگیرد.

در این بخش سیستم سرومکانیزم (شکل ۳) به همراه کنترل‌کننده‌ی رابطه (17) شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده است. همچنین رفتار سیستم به ازای یک کنترل‌کننده PID کلاسیک به روش زیگلر-نیکولز[1] با کنترل‌کننده‌ی طراحی شده‌ی F(s) در بخش قبل مقایسه شده است.

در [۲۵] با روش زیگلر-نیکولز یک کنترل‌کننده‌ی PID برای کنترل موقعیت موتور طراحی شده است با توجه به آن و با دست آوردن بهره و فرکانس بحرانی برای سیستم سرومکانیزم، ضرایب PID برابر است با:

$$P = 139.6 \, , \, I = 0.29 \, , \, D = 0.074 \tag{18}$$

ولتاژی که باید به دو سر موتور اعمال شود، ۴۰+ و ۴۰- ولت است. به همین خاطر، بعد از کنترل‌کننده‌ی PID از یک تابع اشباع با دامنه‌ی ۴۰ استفاده شده است. همچنین دامنه‌ی رله نیز برابر با ۴۰ انتخاب شده است. نمودار خروجی و خطا به ازای یک ورودی ثابت در شکل ۸ نشان داده شده است.



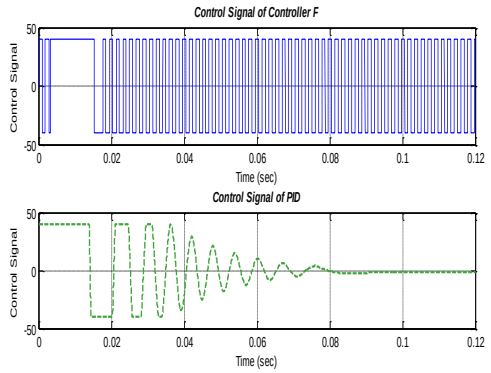
شکل ۸: نمودار خروجی سیستم (بالا)، نمودار خطای سیستم (پایین)

فراجهش و زمان نشست (با معیار ۲ درصد) برای این دو حالت در جدول ۲ آورده شده است.

جدول ۲: فراجهش و زمان نشست سیستم

	کنترل‌کننده PID	کنترل‌کننده F
فراجهش	٪۱۱	٪۰/۶
زمان نشست	۰/۰۳۶۵ sec	۰/۰۱۷۸ sec

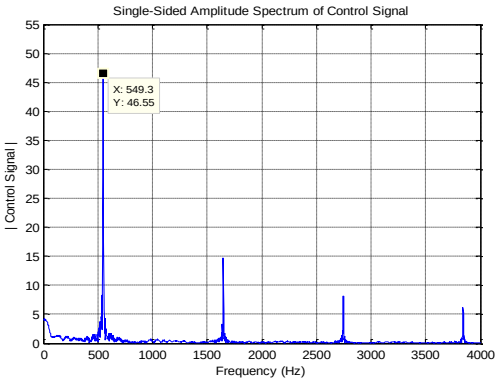
نمودار سیگنال کنترلی سیستم نیز در هر دو حالت در شکل ۹ نشان داده شده است که حداکثر اندازه‌ی دامنه برای این سیگنال ۴۰ می‌باشد. رله و کنترل‌کننده‌ی F، یک سوئیچینگ با سرعت بالا در سیستم بوجود می‌آورد. این سامانه یک چرخه حدی حدود ۶۰۰ هرتز ایجاد می‌کند، بنابراین فرکانس نوسانات حلقه تقریبا در محدوده ۶۰۰ هرتز باقی می‌ماند. برای صحت این موضوع، نمودار تبدیل فوریه‌ی سیگنال کنترلی در شکل ۱۰ نشان داده شده است.



شکل ۹: نمودار سیگنال کنترلی با استفاده از کنترل‌کننده F و رله (بالا)، با استفاده از کنترل‌کننده PID (پایین)

[1] Ziegler–Nichols

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

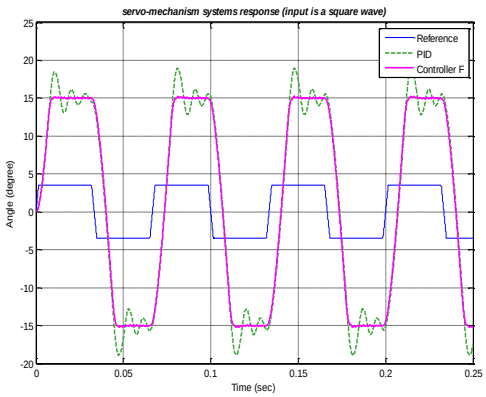


شکل ۱۰: نمودار تبدیل فوریه از سیگنال کنترلی

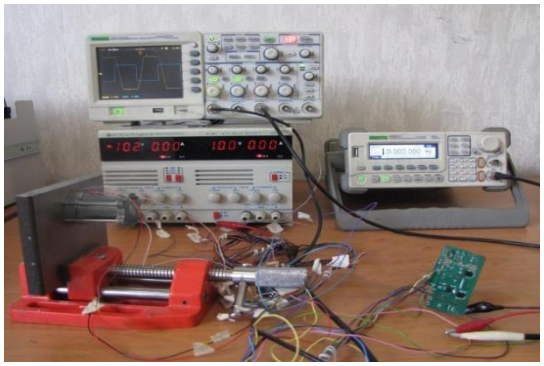
در بخش‌های قبل بیان شد که خروجی سیستم باید در زوایای ۱۵+ و ۱۵- درجه ثابت بماند. برای اینکار از یک ورودی مربعی غیرایده‌آل استفاده شده است. برای تولید این موج، از یک موج سینوسی و یک تابع اشباع (اندازه‌ی دامنه این تابع ۳/۵ در نظر گرفته شده است) استفاده می‌شود. که موج سینوسی به‌صورت زیر می‌باشد:

$$r(t) = 25sin(2\pi \times 15)t \qquad (19)$$

نمودار خروجی به ازای ورودی مربعی در شکل ۱۱ نشان داده شده است. زمان نشست و فراجهش با استفاده از کنترل‌کننده F و یک رله نسبت به حالتی که از کنترل‌کننده کلاسیک استفاده شود، بهبود یافته است. در بخش پیاده‌سازی ورودی یک موج مربعی ایده‌آل در نظر گرفته شده است. این ورودی به مجموعه‌ی کنترلی سیستم وارد می‌شود. مجموعه‌ی کنترلی شامل برد الکترونیکی کنترل‌کننده و رله‌ی دو وضعیتی است که خروجی این مجموعه، سیگنال کنترلی را ایجاد و به دو سر موتور وارد می‌کند. در نهایت موتور شروع به کار می‌کند و خروجی سیستم در زوایای ۱۵+ و ۱۵- درجه ثابت می‌شود. این مجموعه در شکل ۱۲ نشان داده شده است.

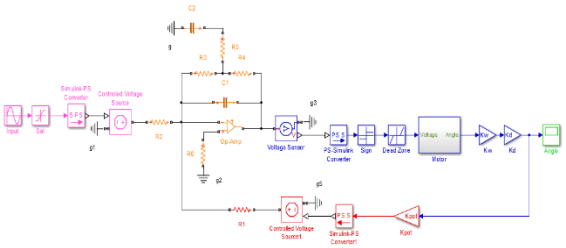


شکل ۱۱: نمودار خروجی به ازای یک ورودی مربعی



شکل ۱۲: نمای کلی از پیاده‌سازی سیستم

نمودار بلوکی سرومکانیزم در شکل ۱۳ نشان داده شده است که در این شکل مدار الکترونیکی کنترل‌کننده نیز آورده شده است. همچنین مقادیر عناصر موجود در مدار الکترونیکی کنترل‌کننده F در جدول ۳ آمده است.



شکل ۱۳: نمودار بلوکی سرومکانیزم به همراه مدار الکترونیکی کنترل‌کننده (نوسان‌ساز)

برای تنظیم بهره‌ی فیدبک از مقاومت R_1 استفاده می‌شود. به عبارتی دیگر، بهره‌ی فیدبک سیستم توسط این مقاومت تعیین می‌شود. اندازه‌ی این بهره از رابطه‌ی زیر قابل محاسبه است:

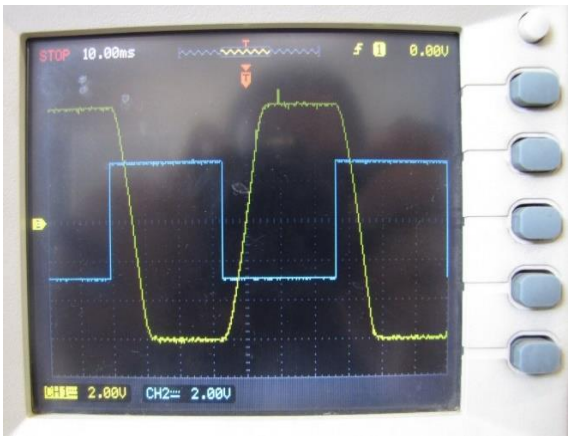
$$k_{feedback} = K_{pot} \times \frac{R_2}{R_1} \qquad (20)$$

جدول ۳: مقادیر عناصر موجود در کنترل‌کننده

پارامتر	مقدار	یکا
R_2	۹۱	kΩ
$R_3 = R_4$	۲۴۸	kΩ
R_5	۱	kΩ
C_1	۱۰۰	pF
C_2	۱۲	pF

به عنوان یک بخشی از پیاده‌سازی، با توجه به شکل ۱۳و جدول ۳، خروجی یک زاویه‌ی دلخواه در شکل ۱۴ نشان داده شده است. زمان نشست در این حالت حدود ۱۱ میلی ثانیه است که با نتایج شبیه‌سازی هم‌خوانی دارد.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]



شکل ۱۴: خروجی سیستم در پیاده‌سازی

۵- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک سیستم سرومکانیزم DC مورد مطالعه، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی قرار گرفت. این سیستم در صورت عدم وجود یک مجموعه‌ی کنترلی مناسب نتایج مطلوبی ندارد. یک روش ساده برای بهبود خروجی سیستم، تولید یک سیگنال با فرکانس بالا (دیتر) و استفاده از آن در سیستم است. لازمه‌ی این کار ایجاد یک چرخه حدی در سیستم است که از یک رله و کنترل‌کننده‌ی مناسب استفاده شد.

برای دستیابی به یک ساختار مناسب برای کنترل‌کننده، مدل خطی سیستم در نظر گرفته شد، بدین معنی که از روش تابع توصیفی، مدل خطی رله بدست آمد. در نهایت با توجه به اینکه فرکانس چرخه حدی باید حداقل ۲۰ برابر پهنای باند سیستم باشد، ساختار پیشنهادی سوم برای کنترل‌کننده در نظر گرفته شد. علاوه بر این کنترل‌کننده، یک کنترل‌کننده PID با روش زیگلر-نیکولز نیز برای مقایسه طراحی شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که کنترل‌کننده با یک صفر ویک جفت قطب مزدوج (ساختار پیشنهادی سوم برای کنترل‌کننده) عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده PID کلاسیک دارد و زمان نشست و فراجهش را به طور مطلوبی کاهش می‌دهد. در نهایت سیستم سرومکانیزم پیاده‌سازی شد و نتایج موردنظر استخراج گردید.

مراجع

[1] M. Nakamura, S. Goto, and N. Kyura, “Mechatronic Servo System Control,” Lecture Notes in Control and Information Sciences., 2004.

[2] R. Bindu, M. K. Namboothiripad, “Tuning of PID Controller for DC Servo Motor using Genetic Algorithm,” International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering., vol. 2, no. 3, pp. 310-314, March 2012.

[3] L. Iannelli, F. Vasca, “Dither for chattering reduction in sliding mode control systems,” Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on., vol. 4, pp. IV-709, 2004.

[4] S. Mossaheb, “Application of a method of averaging to the study of dithers in nonlinear systems,” International Journal of Control., vol. 38, no. 3, pp. 557-576, Sept. 2012.

[5] K. J. Astrom, “Oscillations in System with Relay Feedback,” Adaptive Control, Filtering, and Signal Processing., pp. 1-25, 1995.

[6] G. Zames, N. Shneydor, “Dither in nonlinear systems,” IEEE Transactions on Automatic Control., vol. 21, no. 25, pp. 660-667, Oct. 1960.

[7] C. A. DESOER, S. M. SHAHRUZ, “Stability of dithered non-linear systems with backlash or hysteresis,” International Journal of Control., vol. 43, no. 4, pp. 1045-1060, 1986.

[8] O. Morgul, “On the control of chaotic systems in Lur'e form by using dither,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications., vol. 46, no. 10, pp. 1045-1060, Oct. 1999

[9] F. H. Hsiao, J. D. Hwang, and Z. R. Tsai, “Taming chaotic systems with dithers,” Physica D: Nonlinear Phenomena., vol. 156, no. 3-4, pp. 239-246, 2001

[10] R. Frasca, L. Iannelli, and F. Vasca, “Dithered sliding-mode control for switched systems,” IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs., vol. 53, no. 9, pp. 872-876, Sept. 2006.

[11] R. Morita, Sh. Azuma and T. Sugie, “Performance analysis of random dither quantizers in feedback control systems,” IFAC Proceedings., vol. 44, no. 1, pp. 11296-11301, 2011.

[12] K. Kashima, D. Inoue, “Stationary performance evaluation of control systems with random dither quantization,” Control Conference (ECC), 2014 European., pp. 1625-1630, 2014.

[13] F. A. Malekzadeh, A. V. Roermund, and R. Mahmoudi, “Low frequency dithering technique for linearization of current mode class D amplifiers,” Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International., pp. 1-3, 2012.

[14] F. A. Malekzadeh, A. Roermund, and R. Mahmoudi, “Low frequency dithering technique for linearization of voltage mode class D amplifiers,” Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2013 IEEE Topical Conference on., pp. 55-57, 2013.

[15] A. Elrayyah, K. MPK Namburi, Y. Sozer, and I. Husain, “An effective dithering method for electromagnetic interference (EMI) reduction in single-phase DC/AC inverters,” IEEE Transactions on Power Electronics., vol. 29, no. 6, pp. 2798-2806, June 2014.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]

[16] A. Elrayyah, Y. Sozer, "Effective dithering technique for EMI reduction in three phase DC/AC inverters," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE., pp. 2401-2406, 2014.

[17] Q. G. Wang, T. H. Lee, and Ch. Lin, "Relay feedback: Analysis, identification and control," International Journal of Robust and Nonlinear Control., vol. 14, no. 16, pp. 1376-1378, 2004.

[18] K. H. Johansson, A. Rantzer, and K. J. Astrom, "Fast switches in relay feedback systems," Automatica., vol. 35, no. 4, pp. 539-552, 1999.

[19] YA. Z. TSypkin, "Fast switches in relay feedback systems," Releinye avtomaticheskie sistemy., 1984.

[20] K. H. Johanssoni, A. Barabanov, and K. J. Astrom, "Limit cycles with chattering in relay feedback systems," Decision and Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on., vol. 4, pp. 3220-3225, 1997.

[21] A. Megretski, "Global stability of oscillations induced by a relay feedback," IFAC Proceedings., vol. 29, no. 1, pp. 1931-1936, 1996.

[22] M. D. Bernardo, K. H. Johansson, U. Jonsson, and F. Vasca, "On the robustness of periodic solutions in relay feedback systems," IFAC Proceedings., vol. 35, no. 1, pp. 191-196, 2002.

[23] J. J. E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice-Hall., vol. 199, no. 1, 1991.

[24] R. Salloum, M. R. Arvan, and B. Moaveni, "System identification and uncertainty modeling of an electromechanical actuator," Journal of the Chinese Institute of Engineers., vol. 38, no. 5, pp. 562-572, 2015.

[25] W. M. Elsrogy, M. A. Fkirin, and M. A. Moustafa Hassan, "Speed control of DC motor using PID controller based on artificial intelligence techniques," 2013 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)., Dec. 2013.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-31]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.3.3.5]
[DOI: 10.29252/joc.14.3.13]