

کنترل سرعت موتور جریان مستقیم با استفاده از کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری

بهنوش علی زاده¹، احمد حاجی پور²

¹ دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشگاه حکیم سبزواری، سبزوار، a.alizade@sun.hsu.ac.ir
² استادیار، دانشگاه حکیم سبزواری، سبزوار، a.hajipour@hsu.ac.ir

چکیده

در این مقاله، کنترل سرعت موتور جریان مستقیم با استفاده از کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری ارائه شده است. محاسبات کسری و مدلغزشی با هدف دستیابی به رویکرد کنترل جدید برای موتور جریان مستقیم که کنترلی صاف با زمان همگرایی محدود و با عملکرد بالا در کنترل سرعت ایجاد می کند، ترکیب شده اند. عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با پی آید و مدلغزشی کلاسیک مقایسه می شود. برای تنظیم ضرایب کنترل کننده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات استفاده شده است. نتایج شبیه سازی، برتری طرح کنترل پیشنهادی را در حضور اعمال بار و نویز نسبت به سایر کنترل کننده ها تایید کرده است.

واژه های کلیدی

موتور جریان مستقیم، کنترل سرعت، محاسبات کسری، کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری.

مقدمه

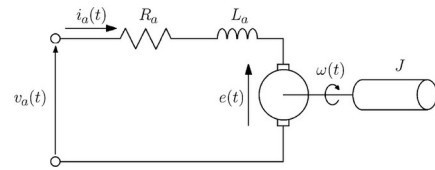
موتور جریان مستقیم به دلیل قابلیت کنترل آسان و کارایی بالا به صورت گسترده در صنعت کاربرد دارد [1,2]. کاربرد فراوان این موتور در رباتیک، فرایندهای اتوماسیون و تجهیزات الکتریکی نشان از اهمیت بالایی کنترل سرعت این موتورها دارد. در کنترل سرعت موتور جریان مستقیم، مقاوم بودن نیاز اولیه در طراحی کنترل کننده برای بالا بردن عملکرد سیستم به شمار می آید. بنابراین، باید کنترل کننده ای طراحی شود که از قابلیت مقاوم بودن و رد اغتشاش برخوردار باشند. برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم از کنترل کننده های مختلفی استفاده می شود، کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی که در سال 1940 معرفی شده است، بیشترین کاربرد را در سیستم های صنعتی دارد. تاکنون پیشرفت های اساسی بسیاری در زمینه طراحی روش های کنترلی وجود داشته است، اما این کنترل کننده شناخته شده به دلیل سادگی در طراحی و پیاده سازی باز هم اولین انتخاب برای استفاده در صنعت است. تنظیم سه ضریب کنترلی، نقش اصلی در دستیابی به عملکرد دقیق در این روش محسوب می شود. قانون زیگلر نیکلز برای تنظیم ضریب های کنترلی استفاده می شود. تلاش برای بدست آوردن پاسخ بهینه از روش ذکر شده بسیار زمان بر و طولانی است. با توجه این ضعف، در صورت تنظیم

بهینه ضرایب، ممکن است پاسخ کنترل کننده در حضور اغتشاش عملکرد مطلوبی نشان ندهد. عملکرد مقاوم در حضور اغتشاشات و نویز در کنترل سرعت موتور جریان مستقیم از اهمیت زیادی برخوردار است [3]. کنترل مدلغزشی یک طرح کنترلی مقاوم است که به طور گسترده در سیستم های غیرخطی و سیستم های که با عدم قطعیت، نویز و اغتشاشات خارجی مواجه هستند، کاربرد دارد [4]. سادگی در طراحی و پیاده سازی عملی این کنترل کننده منجر به کارایی بالای این روش در صنعت شده است [5]. طرح کنترل مدلغزشی دو مرحله را شامل می شود. ابتدا از مدل تقریبی سیستم برای قانون رسیدن به فاز استفاده می شود. سپس اثرات اغتشاش خارجی و عدم قطعیت ها را می توان با استفاده از قانون کنترل سوچینگ سرکوب کرد. انتخاب ضرایب کنترلی مناسب در این روش بسیار حائز اهمیت است. تعریف صحیح تابع سوچینگ، تضمین می کند که حالت های سیستم روی سطح کشویی بمانند. ضریب سوچینگ بالا منجر به ایجاد چترینگ می شود که برای سیستم بسیار مضر است.

مدل موتور جریان مستقیم دارای عدم قطعیت است. این عدم قطعیت ها محدود هستند اما در مواجهه با اغتشاش یا عدم قطعیت های ناگهانی، پاسخ سرعت موتور از سرعت مطلوب خارج می شود. همچنین به علت ثابت بودن این ضریب ها، لازم است که سیگنال کنترلی بزرگتری اعمال شود که باعث آسیب جدی به موتور می گردد. اخیراً، طیف گسترده ای از تحقیقات برای ترکیب محاسبات کسری و استراتژی های کنترل برای دستیابی به انعطاف پذیری بیشتر در طراحی کنترل کننده ها برای بهبود پتانسیل و میزان عملکرد آن انجام شده است. در مطالعات؛ عملگرهای کسری جایگزین مشتق و انتگرال مرتبه صحیح می شوند. نتایج حاکی از عملکرد بهتر کنترل کننده مرتبه کسری نسبت به کنترل کننده های عدد صحیح آن است [6].

در این مقاله، محاسبات کسری و روش کنترل مدلغزشی به منظور دستیابی به مزیت هر دو کنترل کننده با هدف دستیابی به کنترل مطلوب، ترکیب شده اند. این ترکیب باعث افزایش تعداد ضریب های کنترلی برای افزایش عملکرد موتور جریان مستقیم می شود. تنظیم ضرایب کنترل نقش

است. یک سیگنال مرجع برای بدست آوردن سرعت مطلوب به سیستم داده می شود.



شکل 1: ساختار موتور جریان مستقیم شار میدان موتور ثابت است و گشتاور

الکتریکی T_m تولید شده توسط موتور تنها با جریان آرمیچر i_a به صورت زیر متناسب است:

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \quad (1)$$

که K_t ثابت نفوذپذیری ماده مغناطیسی است.

رابطه جریان آرمیچر و ولتاژ اعمال شده به آن از طریق معادله دیفرانسیل مدار آرمیچر به شرح زیر است:

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t) \quad (2)$$

که R_a و L_a به ترتیب مقاومت و اندوکتانس آرمیچر هستند. علاوه بر اینها، e نشان دهنده ولتاژ نیروی محرکه الکتریکی برگشتی موتور است که متناسب با سرعت زاویه ای حرکت موتور به صورت معادله تغییر می کند:

$$e(t) = K_b \omega(t) \quad (3)$$

که K_b ثابت نیروی الکتریکی برگشتی است.

از طریق معادله تعادل گشتاور، معادله دینامیک سیستم مکانیکی که رابطه بین گشتاور الکتریکی و سرعت موتور را بیان می کند، به صورت زیر قابل نوشتن است:

$$T_m(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) + T_L \quad (4)$$

به صورتی که J اینرسی لحظه ای و B نشان دهنده ضریب میرایی است. همچنین گشتاور بار با T_L نمایش داده شده است.

اگر تبدیل لاپلاس تحت شرایط $T_L = 0$ اعمال

شود، چهار معادله بالا به ترتیب، به صورت زیر در حوزه لاپلاس تغییر می کنند:

$$T_m(s) = K_t i_a(s) \quad (5)$$

$$V_a(s) = (L_a s + R_a) I_a(s) + E(s) \quad (6)$$

$$E(s) = K_b \omega(s) \quad (7)$$

$$T_m(s) = (J s + B) \omega(s) \quad (8)$$

در نهایت، تابع تبدیل کنترل آرمیچر موتور جریان مستقیم با ورودی ω و خروجی V_a مطابق با معادلات 4-8، به شرح زیر بدست می آید:

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(L_a s + R_a)(J s + B) + K_b K_t} \quad (9)$$

سیستم حلقه بسته معادله 9 در حوزه زمان، به صورت معادله زیر در می آید:

اصلی در دستیابی به عملکرد ردیابی با دقت بالا دارد. اخیراً، بسیاری از الگوریتم های تکاملی مانند الگوریتم ژنتیک [6]، بهینه سازی ازدحام ذرات [7,8] و غیره برای بدست آوردن و تنظیم ضرایب کنترل کننده ها و کاربردهای دیگر در مطالعات گزارش شده است. استفاده از الگوریتم های تکاملی یک روش فراابتکاری جهانی برای انتخاب پارامترها است. روش بهینه سازی پارامترها با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات بسیار قدرتمند و موثر است. در بسیاری از مسئله های بهینه سازی اثبات شده است که الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات در تنظیم پارامترها از عملکرد بالایی برخوردار است و در مقایسه با سایر الگوریتم های تکاملی با محاسبات کوتاه تر به مقدار بهینه همگرا می شود.

در این مقاله، کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم استفاده می شود. علاوه بر این، ضرایب کنترلی با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات تنظیم می شوند. همچنین روشی برای حذف پدیده چترینگ در کنترل مدلغزشی ارائه می گردد. عملکرد کنترل کننده پیشنهاد توسط پی آیدی و مدلغزشی کلاسیک مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج شبیه سازی تایید می کند که کنترل کننده پیشنهادی دارای ردیابی مقاوم و دقیق است. برای نشان دادن مقاوم بودن کنترل کننده پیشنهادی، ارزیابی در حضور از اغتشاش خارجی صورت گرفته شده است.

ساختار مقاله در پنج بخش سازماندهی شده است. در بخش "معرفی" مدل موتور جریان مستقیم برای کنترل سرعت بیان شده است. در بخش "طراحی کنترل کننده برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم"، خلاصه ای از محاسبات کسری شرح داده شده است و در ادامه سیگنال کنترلی پیشنهادی محاسبه می شوند. در بخش "نتایج" ارزیابی عملکرد کمی کنترل کننده های پیشنهادی با شاخص های عملکردی، مطرح شده است. در نهایت، نتیجه گیری و جمع بندی در بخش آخر ارائه شده است.

معرفی

در این بخش، ابتدا به معرفی مدل ریاضی موتور جریان مستقیم پرداخته می شود و در ادامه روش کنترلی پیشنهادی انجام می شود. برای اینکه استراتژی کنترل مقاوم پیشنهاد شده مورد آنالیز قرار بگیرد، لازم است آن را در شبیه سازی عددی یک مدل موتور جریان مستقیم اعمال کنیم. نمودار کلی موتور جریان مستقیم در شکل 1 به تصویر کشیده شده است. ولتاژ v_a برای کنترل سرعت زاویه ای ω ، به موتور اعمال می شود. پارامترهای موتور جریان مستقیم، شامل مقاومت آرمیچر R_a ، اندوکتانس سلفی آرمیچر L_a ، سرعت زاویه ای ω ، اینرسی J ، ولتاژ آرمیچر v_a ، جریان آرمیچر i_a و گشتاور T است.

هدف این مقاله، کنترل سرعت این موتور با تنظیم ولتاژ آرمیچر در یک میدان مغناطیسی ثابت

$$\ddot{\theta} + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B}{J}\right)\dot{\theta} + \left(\frac{R_a B + K_b K_m}{L_a J}\right)\theta = \frac{K_m}{L_a J} U \quad (10)$$

اگر متغیرهای حالت $x_1 = \omega(t)$ و $x_2 = \dot{\theta}(t)$ در نظر گرفته شوند، سیستم معادله 10 به صورت زیر قابل بیان است:

$$\dot{x}_2 = x_1 \quad (11)$$

$$\dot{x}_1 = -\left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B}{J}\right)x_2 - \left(\frac{R_a B + K_b K_m}{L_a J}\right)x_1 + \frac{K_m}{L_a J} U$$

جدول 2 مقادیر پارامترهای موتور جریان مستقیم را نشان می‌دهد.

جدول 2: پارامترهای موتور جریان مستقیم

مقدار	پارامتر	ردیف	مقدار	پارامتر	ردیف
0.2	B	4	2	R_a	1
0.1	K_b	5	0.5	L_a	2
0.1	K_m	6	0.02	J	3

طراحی کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری

در این بخش، ابتدا کنترل کننده مدلغزشی کلاسیک محاسبه خواهد شد. در ادامه، مبنای محاسبات کسری و تعاریف اساسی آن ارائه خواهند شد، سپس به محاسبه سیگنال کنترلی اعمالی به موتور با استفاده از کنترل کننده‌های پیشنهادی پرداخته خواهد شد.

روش کنترل مدلغزشی به این صورت است که سرعت موتور ω با سیگنال کنترلی تولید شده U ، سرعت مطلوب ω_d را ردیابی کند و خطای ردیابی سرعت $e = \omega - \omega_d$ به حداقل می‌رسد.

قدم اول در طراحی کنترل کننده مدلغزشی انتخاب سطح لغزش است. سطح لغزش بیان کننده مشخصات مورد انتظار از سیستم حلقه بسته است. سطح لغزش زیر برای سیستم مرتبه دو انتخاب می‌شود:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (12)$$

به این صورت که برای $\lambda > 0$ ، معادله دیفرانسیل سطح لغزش 12، پایدار مجانبی جهانی است و در یک زمان محدود وابسته به λ ، سطح لغزش به صفر میل می‌کند. با صفر شدن سطح لغزش s ، طبق رابطه e ، مقدار سرعت موتور ω نیز به مقدار مطلوب ω_d همگرا می‌شود.

قدم بعدی پیدا کردن سیگنال کنترلی U است. سیگنال کنترلی U باید به نحوی انتخاب شود که سطح لغزش همواره جذب کننده باشد و حالت‌های سیستم در زمان محدود به سطح لغزش همگرا شوند. به همین علت، از سطح لغزش s مشتق گرفته می‌شود:

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} \quad (13)$$

که با در نظر گرفتن $\dot{e} = \dot{x}_1 - \dot{x}_2 = \dot{x}_1 - \dot{x}_2$ و $\ddot{e} = \ddot{x}_1 - \ddot{x}_2$ مشتق اول سطح لغزش به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{s} = -14x_2 - 41x_1 + 10U + \lambda x_2 - \dot{x}_1 - \lambda \dot{x}_1 \quad (14)$$

که با فرض $\dot{x}_1 = 0$ ، مقدار سیگنال کنترلی قابل محاسبه است اما به دلیل عدم قطعیت موجود در مدل سیستم، لازم است که ابتدا تابع لیاپانوف برای پایدار سازی سطح لغزش در نظر گرفته شود:

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (15)$$

مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر در می‌آید:

$$\dot{V}(s) = s \dot{s} \quad (16)$$

با ترکیب دو معادله 14-16 مشتق اول تابع لیاپانوف به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$\dot{V}(s) = s(-14x_2 - 41x_1 + 10U + \lambda x_2 - \dot{x}_1 - \lambda \dot{x}_1) \quad (17)$$

سیگنال خروجی از معادله بالا به صورت زیر قابل جداسازی است:

$$\dot{V}(s) = s(-14x_2 - 41x_1 + \lambda x_2 - \dot{x}_1 - \lambda \dot{x}_1) + 10Us \quad (18)$$

فرض می‌شود که محدودیت زیر برای عدم قطعیت‌ها برقرار باشد:

$$\frac{|-14x_2 - 41x_1 + \lambda x_2 - \dot{x}_1 - \lambda \dot{x}_1|}{10} \leq F(x, \lambda) \quad (19)$$

با در نظر گرفتن معادلات 18-19 و روابط بدیهی $|ab| \leq |a||b|$ و $a+b \leq |a|+|b|$ می‌توان به نتیجه زیر دست یافت:

$$\dot{V}(s) \leq |s| Fg + sgU = g(|s| F + sU) \quad (20)$$

حال باید در این مرحله باید U به نحوی انتخاب شود که \dot{V} همواره منفی باشد. فرض می‌کنیم رابطه زیر $(|s| F + sU) = -\eta |s|$

برای $\eta > 0$ برقرار باشد، در این صورت سیگنال کنترلی U به شرح زیر بدست می‌آید:

$$U = -F \frac{|s|}{s} - \eta \frac{|s|}{s} \quad (22)$$

با جایگذاری معادله 21 در معادله 20 می‌توان نتیجه گرفت که \dot{V} منفی معین است:

$$\dot{V}(s) \leq -10\eta |s| \quad (23)$$

به صورتی که $0 < \alpha < 1$ در نظر گرفته شده است. سیگنال کنترلی نهایی برای مدلغزشی مرتبه کسری به صورت زیر تعریف می گردد:

$$U_{FOSMC} = -F \text{sign}(s) - \eta \text{sign}(s) \quad (31)$$

اینکه استفاده از مشتقات مرتبه کسری اغتشاشات را به شدت افزایش می دهند و منجر به بی ثباتی سیستم می شوند امری کاملاً واضح است. از این رو، برای دستیابی به یک سیستم پایدار، مشتق مرتبه کسری در این مقاله توسط یک فیلتر تقریب یافته می شود. تابع تبدیل فیلتر در نظر گرفته شده به شرح زیر است:

$$H_f(s) = \frac{Ls^\alpha}{s^\alpha + L} \quad (32)$$

که α نشان دهنده مرتبه های کسری، s^α مشتق مرتبه کسری با توجه به معادله 29 و $L = 100$ ، ضریب فیلتر H_f است که جایگزین D^α معادله 30 در حوزه لاپلاس شده است.

طراحی کنترل کننده پی آیدی

معادله کنترل کننده سه پارامتری پی آیدی برای سیستم های خطی به شرح زیر است:

$$u_{PID}(t) = K_p e_\omega(t) + K_i \int_0^t e_\omega(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e_\omega(t) \quad (33)$$

که K_p ، K_i و K_d به ترتیب بهره های تناسبی، انتگرالی و مشتقی را بیان می کنند. در طرح کنترل کننده پی آیدی کلاسیک، خطای سرعت

مطلوب و خروجی سیستم $e_\omega(t) = \omega^*(t) - \omega(t)$ عملگرهای انتگرالی و مشتقی به حداقل می رسد.

$$P_{PID} = [K_p \quad K_i \quad K_d] \quad (34)$$

تنظیم ضرایب کنترل کننده ها با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات

در این بخش، الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات و تنظیم ضرایب کنترل کننده ها با استفاده از این الگوریتم شرح داده می شود.

الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات یک روش جستجوی تصادفی مبتنی بر رفتار اجتماعی پرندگان است. در این مقاله، از این الگوریتم برای تنظیم ضرایب کنترل کننده های معرفی شده در بخش قبل، استفاده می شود. در این الگوریتم، هر ذره در فضای جستجو، موقعیت و سرعت خاص خود را دارد. بهترین موقعیت قبلی و بهترین هزینه با توجه به تابع برازش به ترتیب در P_{best} و g_{best} ذخیره می شود. با گذشت زمان، ذرات به سمت بهترین ذره گرایش پیدا می کنند. موقعیت و سرعت هر ذره با معادلات زیر به روزرسانی می گردد:

$$V_i(k+1) = \omega V_i(k) + c_1 r_1 (pbest_i(k) - P_i(k)) + c_2 r_2 (gbest - P_i(k)) \quad (35)$$

با این قانون کنترلی، پایداری مشتق سطح لغزش با وجود عدم قطعیت نیز اثبات می شود.

سیگنال کنترلی نهایی برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم با استفاده از کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری به صورت زیر ارائه می شود:

$$U_{SMC} = -F \text{sign}(s) - \eta \text{sign}(s) \quad (24)$$

مقدمه ای از محاسبات مرتبه کسری

تعریف مشتق مرتبه α -ام بر اساس تعریف ریمان-لیوویل [7] با توجه به زمان محدود t ، برای تابع $f(t)$ به صورت معادله زیر بیان شده است:

$$D_t^\alpha = \frac{d^\alpha f(t)}{dt^\alpha} = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d^n}{dt^n} \right) \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \quad (25)$$

همچنین انتگرال مرتبه کسری به شرح زیر است:

$$D_t^{-\alpha} = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \left(\frac{d^n}{dt^n} \right) \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (26)$$

که α و $-\alpha$ به ترتیب مرتبه عملگرهای مشتق و انتگرال هستند. با توجه به اینکه عملگر مشتق در

اینجا به صورت $D = \frac{d}{dt}$ برای مقادیر غیر صحیح

$0 < \alpha < 1$ تعریف می شوند، لذا مرتبه α -ام مشتق کسری به صورت D_t^α نشان داده می شود. $\Gamma(\alpha)$

بیانگر تابع گاما بوده که به صورت زیر تعریف می شود:

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{+\infty} \frac{t^{\alpha-1}}{e^t} dt \quad (27)$$

یکی از خواص مهم تعریف ریمان-لیوویل،

مربوط به مرتبه m -ام مشتق (d^m / dt^m) از مشتق کسری D^α این است که با رابطه زیر می تواند جایگزین شود:

$$\frac{d^m}{dt^m} (D_t^\alpha f(x)) = D_t^\alpha \left(\frac{d^m f(x)}{dt^m} \right) = D_t^{m+\alpha} f(x) \quad (28)$$

همچنین با اعمال تبدیل لاپلاس به مشتق کسری ریمان-لیوویل و با در نظر گرفتن شرایط اولیه صفر، این تبدیل به صورت زیر قابل بیان می شود:

$$L\{D^\alpha(f(t))\} = s^\alpha F(s) \quad (29)$$

سیگنال کنترلی و اثبات پایداری مدلغزشی مرتبه کسری و مدلغزشی کلاسیک کاملاً مشابه یکدیگر است، لذا از تکرار اثبات پایداری برای کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری در این بخش صرف نظر می شود.

سطح لغزش در کنترل کننده مدلغزشی مرتبه کسری با توجه به مشتق α -ام سیگنال خطا به صورت زیر تعریف می شود:

$$s = D^\alpha e + \lambda e \quad (30)$$

$$\omega = \omega_{\max} - \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\text{iteration}_{\max}} \cdot \text{iteration} \quad (36)$$

$$P_i(k+1) = P_i(k) + V_i(k+1) \quad (37)$$

که $P_i(k)$ و $V_i(k)$ به ترتیب موقعیت و سرعت ذره در k -امین تکرار را نشان می‌دهند. c_1 ضریب تجربه جمعی است. r_1 عددی تصادفی بین $[0,1]$ در نظر گرفته می‌شود. ضریب اینرسی با ω نشان داده شده است. $P_{best_i}(k)$ بهترین جواب ذره i در k -امین تکرار و g_{best} بهترین جواب جهانی است. مراحل جستجوی بهترین جواب در الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات به شرح زیر است:

- 1- ابتدا ذرات در محدوده تعریف شده با موقعیت‌های تصادفی تولید می‌شوند و به عنوان P_{best} ذخیره می‌شوند.
 - 2- اولین تکرار بهینه‌سازی با در نظر گرفتن تابع برازش تعریف شده که باید به حداقل برسد، انجام می‌شود.
 - 3- اگر مقدار P_{best} فعلی بهتر شود جایگزین P_{best} قبلی می‌گردد.
- دو مرحله قبلی تا زمانی انجام می‌شود که برای تمامی ذرات اعمال شده باشد.

- 4- اکنون نوبت این است که بهترین جواب P_{best} در بهترین جواب سرتاسری g_{best} قرار گیرد. مراحل 2 تا 4 تا زمانی انجام می‌شوند و به روز می‌شود تا به شماره تکرار مورد نظر برسد. موقعیت هر ذره در این مقاله، توسط ماتریس P که در طراحی کنترل‌کننده‌ها معین شد، تعریف می‌گردد.
- در این مقاله عملکرد تابع برازش به شرح زیر است:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \omega_d(i)^2 - \omega(i)} \quad (38)$$

که N تعداد نمونه‌ها، ω_d مقدار سرعت مطلوب و ω مقدار سرعت بدست آمده موتور را در لحظه i بیان می‌کند.

نمودار بلوکی برای استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات برای طراحی کنترل‌کننده‌های پیشنهادی برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم در شکل 5 نشان داده شده است. مقدار $RMSE$ به الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات داده می‌شود تا با جستجو مقادیر مناسب، پارامترهای کنترل‌کننده‌ها به حداقل برسد. هم‌چنین محدودیت‌های فیزیکی موتور نیز در حین بهینه‌سازی در نظر گرفته شده است به این صورت که ماکزیمم ولتاژ آرمیچر 24 ولت باشد.

نتایج

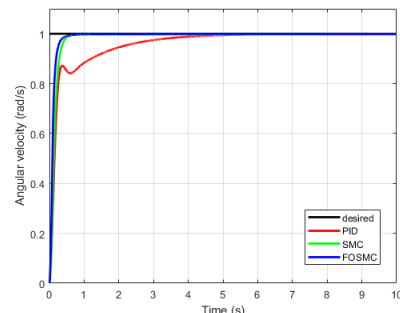
در این بخش، عملکرد کنترل‌کننده‌های پی‌آی‌دی، مدل‌غزشی کلاسیک و مدل‌غزشی مرتبه کسری با شاخص‌های میانگین مربع خطای سرعت در شرایط مختلف مقایسه می‌شوند. جدول 2 مقادیر اولیه الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات را نشان می‌دهد. جدول 3 مقادیر اولیه برای الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات

ردیف	پارامتر	مقدار
1	i	20
2	$iteration$	50
3	$n \text{ var}$	2-3
4	$K_p, K_i, K_d, \eta, \lambda$	$[10-10]$
5	α	$[10-1]$
6	c_1, c_2	2.05

مقادیر بدست آمده برای ضرایب کنترل‌کننده‌های پی‌آی‌دی، مدل‌غزشی کلاسیک و مدل‌غزشی مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات، در جدول 3 ارائه شده است. جدول 3: ضرایب کنترلی بدست آمده از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات

روش کنترلی	K_p	K_i	K_d	λ	η	α
PID	10	9.86 41	0.05 52	-	-	-
SMC	-	-	-	9.89 88	10	-
FO SMC	-	-	-	9.91 98	9.46 11	0.86 77

شکل 2، عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی را با ورودی مرجع پله نمایش می‌دهد. مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده مدل‌غزشی مرتبه کسری با بهره‌گیری از محاسبات کسری خطای سرعت کمتری دارد و برای غلبه بر اینرسی اولیه موتور نسبت به دو کنترل‌کننده دیگر سریع‌تر است.



شکل 2: عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی با ورودی پله از شاخص‌های عملکرد ویژه برای تعیین کمی عملکرد کنترل سرعت در روش‌های کنترلی پیشنهادی، از شاخص $RMSE$ برای خطای سرعت استفاده می‌شود. همانطور که از جدول 4 مشاهده می‌شود، مقدار $RMSE$ از معادله 38 برای پاسخ کنترل‌کننده‌های مدل‌غزشی مرتبه کسری و کلاسیک

شکل 4: عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی در حضور نویز

جدول 4: مقدار خطای RMSE بدست آمده در شرایط مختلف

روش کنترلی			شرایط موتور	شاخص
FO SMC	SMC	PID		
0.08	0.09	0.11	ایده آل	مقدار RMSE
24	89	55		
0.08	0.10	0.17	در حضور اغتشاش	
67	54	90		
0.08	0.09	0.11	در حضور نویز	
27	91	55		

نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

در این مقاله، استراتژی کنترل مدلزغشی مرتبه کسری با هدف کنترل سرعت موتور جریان مستقیم ارائه شد. کنترل کننده‌های پی‌آی‌دی و مدلزغشی کلاسیک نیز برای آنالیز مقایسه ای عملکرد کنترل کننده پیشنهادی طراحی شدند. الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای تنظیم ضرایب کنترلی با هدف دستیابی به حداقل میزان خطای سرعت، به کار برده شده است. دو ارزیابی به صورت اغتشاش خارجی و نویز تصادفی مورد بررسی قرار گرفت. نتایج شبیه سازی، بهترین واکنش را در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت را توسط کنترل کننده مدلزغشی مرتبه کسری نشان داده است. از این رو، کنترل سرعت موتور جریان مستقیم با کنترل کننده پیشنهادی، نسبت به سایر کنترل کننده‌ها کارآمدتر بود. به عنوان کار بعدی، می‌توان پیاده سازی عملی این کنترل کننده را مورد آزمایش قرار داد.

مراجع و منابع

- [1] Venkatesh, T., Tarunkumar, M., Jayanthi, B., Ramesh, B. and Chaitanya, P., 2016. Speed Control of DC Motor and Performance is Compared with PID and SMC Controller. *International Journal of Engineering Science*, 6(4), pp.4071-4075.
- [2] Munje, R.K., Roda, M.R. and Kushare, B.E., 2010, October. Speed control of DC motor using PI and SMC. In *2010 Conference Proceedings IPEC* (pp. 945-950). IEEE.
- [3] Hafez, A.T., Sarhan, A.A. and Givigi, S., 2019, April. Brushless DC Motor Speed Control Based on Advanced Sliding Mode Control (SMC) Techniques. In *2019 IEEE International Systems Conference (SysCon)* (pp. 1-6). IEEE.
- [4] Slotine, J.J.E. and Li, W., 1991. *Applied nonlinear control* (Vol. 199, No. 1). Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall.
- [5] Puangdownreong, D., 2019. "Fractional Order PID Controller Design for DC Motor Speed Control System via Flower Pollination Algorithm", In *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 17(1), pp.14-23.
- [6] Jain, R.V., Aware, M.V. and Junghare, A.S., 2016. "Tuning of fractional order PID controller using particle swarm optimization technique for DC motor speed control". In *2016 IEEE 1st International*

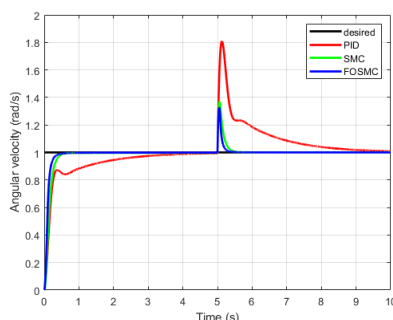
مشابه و بسیار کمتر از پی‌آی‌دی بدست آمده است که برتری کنترل کننده‌ها را نسبت به پی‌آی‌دی کلاسیک به طور واضح نشان داده است. مدلزغشی مرتبه کسری با بهره گیری از محاسبات کسری انعطاف بیشتری را در اختیار کنترل کننده‌ها قرار می‌دهد. کنترل کننده مدلزغشی مرتبه کسری دارای بهترین عملکرد برای ردیابی سرعت مد نظر است. استحکام طرح های کنترلی در ردیابی سرعت پیشنهادی تحت دو شرایط، اعمال اغتشاش و نویز در حلقه بازخورد کنترل کننده‌ها مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

بنابراین، اغتشاش در گشتاور بار $T_L = 0.3$ به

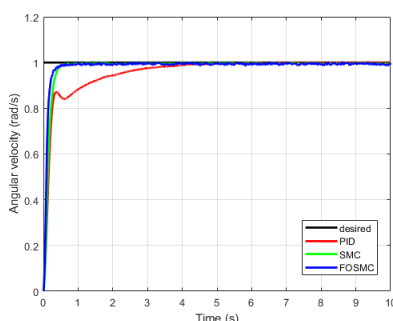
منظور افزایش کارایی کنترل کننده‌های پیشنهادی برای ایجاد شرایط نامطلوب، در لحظه $t = 5s$ به موتور اضافه می‌شود. شکل 3، عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی را در شرایط ذکر شده نشان می‌دهد. اختلال قابل توجهی در عملکرد کنترل کننده های مقاوم مدلزغشی دیده نمی‌شود ولی میزان خطای خروجی بیشتر از حال ایده آل شده است. در مورد کنترل کننده پی‌آی‌دی مشاهده می‌شود که به علت بار لحظه‌ای وارد شده، سرعت موتور از میزان مطلوب فاصله گرفته است و زمان نشست خروجی نیز بسیار افزایش یافته است. از نتایج به صورت بدیهی می‌توان به این نکته دست یافت که کنترل کننده مدلزغشی مرتبه کسری نسبت به مدلزغشی کلاسیک حتی در صورت اغتشاش، مقاوم و قادر به کاهش خطا است که از این رو از آسیب دیدن موتور جلوگیری می‌کند.

شکل 4، پاسخ کنترل کننده‌های پیشنهادی را با

وجود نویز تصادفی با محدوده $\pm 0.01 \text{ rad/s}$ در حلقه فیدبک نشان می‌دهد. در کنترل کننده مدلزغشی مرتبه کسری با بهره‌گیری از محاسبات مرتبه کسری پتانسیل بیشتری در مواجهه با اعمال نویز داشته و بهترین عملکرد را از خود نشان داده است.



شکل 3: عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی در حضور اغتشاش



Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), July, pp. 1–4.

- [7] Podlubny, I., 1999, “An introduction to fractional derivatives, fractional differential equations, to

methods of their solution and some of their applications”, In *Mathematics in science and engineering*, 198, pp.xxiv+-340.