

کنترل سرعت موتور جریان مستقیم با استفاده از کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری

بهروش علی زاده¹، احمد حاجی پور²

¹ دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشگاه حکیم سبزواری، سبزوار، b.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 پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری ارائه شده است. محاسبات کسری و پی‌آی‌دی دو درجه آزادی با هدف دستیابی به رویکرد کنترل جدید برای موتور جریان مستقیم که کنترلی مقاوم با زمان همگرایی محدود و با عملکرد بالا در کنترل سرعت ایجاد می کند، ترکیب شده اند. عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با پی‌آی‌دی کلاسیک و پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه صحیح 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 تأیید کرده است.

واژه های کلیدی

موتور جریان مستقیم، کنترل سرعت، محاسبات کسری، کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی.

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، فرآیندهای 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. علاوه بر این ها، به دلیل تک حلقه ای بودن این کنترل کننده، یک عنصر قابل تنظیم برای کنترل موتور وجود دارد که قابلیت رد اغتشاش و ردیابی سرعت در این کنترل کننده کلاسیک نمی تواند به طور همزمان در حد مطلوب کنترل شود [3]. چندین کنترل از نوع پی ای دی برای افزایش استحکام این کنترل کننده مشهور در مطالعات پیشین مورد بررسی قرار گرفته است. یکی از این انواع، روش کنترل پی‌آی‌دی دو درجه آزادی است [4] که با هدف جلوگیری از مشکل ذکر شده نامطلوب در کنترل پی‌آی‌دی کلاسیک استفاده می شود. درجه آزادی استراتژی های کنترل با تعداد توابع تبدیل حلقه بسته ای قابل تنظیم تعیین می شود. همانطور که پیش تر ذکر شد، کنترل کننده تک حلقه پی‌آی‌دی در حذف اغتشاش و نویز عملکرد ضعیفی دارد. کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی یا اضافه نمودن یک حلقه ی جبران به کنترل کننده پی‌آی‌دی کلاسیک مشکل مطرح شده را برطرف می کند. مزیت این حلقه اضافی در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک، جدا کردن سیگنال کنترل و سیگنال نقطه تنظیم را فراهم می کند تا به طور همزمان کنترل دقیق ارائه شود. 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 [5].

در این مقاله، محاسبات کسری و روش کنترل دو درجه آزادی پی‌آی‌دی به منظور دستیابی به مزیت هر دو کنترل کننده برای رسیدن 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 اصلی در دستیابی به عملکرد ردیابی با دقت بالا دارد. اخیراً،

هدف این مقاله، کنترل سرعت این موتور با تنظیم ولتاژ آرمیچر در یک میدان مغناطیسی ثابت است. یک سیگنال مرجع برای بدست آوردن سرعت مطلوب به سیستم داده می شود. 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 این ها، $e(t)$ 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:

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

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

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

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

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

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

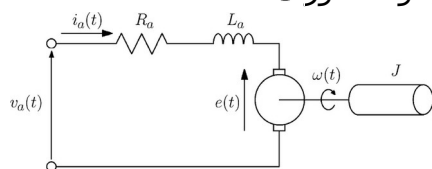
سیستم حلقه بسته ی تابع تبدیل بالا، در شکل 2 ارائه شده است، که برای پیاده سازی در سیمولینک نرم افزار متلب استفاده مورد استفاده قرار می گیرد.

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 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 پی ای دی مرتبه کسری دو درجه آزادی 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. عملکرد کنترل کننده پیشنهاد توسط پی ای دی دو درجه آزادی و پی ای دی 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 اغتشاش خارجی صورت گرفته شده است.

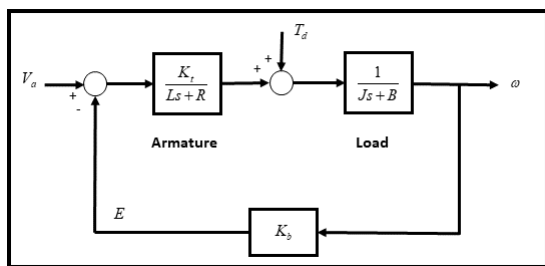
ساختار مقاله در پنج بخش سازماندهی شده است. در بخش "معرفی" مدل موتور جریان مستقیم برای کنترل سرعت بیان شده است. در بخش "طراحی کنترل کننده برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم"، ابتدا خلاصه ای از محاسبات کسری شرح داده شده است و در ادامه سیگنال های کنترلی محاسبه می شوند. در بخش "نتایج" ارزیابی عملکرد کمی 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.



شکل 1: ساختار موتور جریان مستقیم



شکل 2: ساختار موتور جریان مستقیم

طراحی کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری

در این بخش، ابتدا مبانی 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. تعریف مشتق مرتبه α -ام بر اساس تعریف ریمان-لیوویل [9] با توجه به زمان محدود t ، برای تابع $f(t)$ به صورت معادله زیر بیان شده است:

$$D_t^\alpha f(t) = \frac{d^\alpha f(t)}{dt^\alpha} = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d^n}{dt^n} \right) \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \quad (10)$$

همچنین انتگرال مرتبه کسری به شرح زیر است:

$$D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \left(\frac{d^n}{dt^n} \right) \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (11)$$

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 می‌شوند، لذا مرتبه α -ام مشتق کسری به صورت D_t^α نشان داده می‌شود. $\Gamma(\alpha)$ بیان‌گر تابع گاما بوده که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^{+\infty} \frac{t^{\alpha-1}}{e^t} dt \quad (12)$$

یکی از خواص مهم تعریف ریمان-لیوویل، مربوط به مرتبه m -ام مشتق (d^m / dt^m) از مشتق کسری D_t^α این است که با رابطه زیر می‌تواند جایگزین شود:

$$\frac{d^m}{dt^m} (D_t^\alpha f(x)) = D_t^\alpha \left(\frac{d^m f(x)}{dt^m} \right) = D_t^{m+\alpha} f(x) \quad (13)$$

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 می‌شود:

$$L\{D^\alpha(f(t))\} = s^\alpha F(s) \quad (14)$$

معادله 14، در طراحی کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

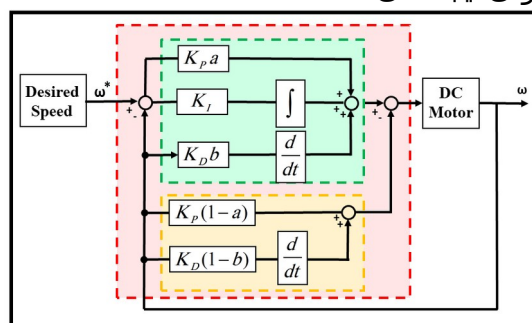
معادله کنترل کننده سه پارامتری پی‌آی‌دی برای سیستم‌های خطی به شرح زیر است:

$$u_{PID}(t) = K_p e_\omega(t) + K_i \int_0^t e_\omega(t) dt + K_d \frac{d}{dt} e_\omega(t) \quad (15)$$

که K_p ، K_i و K_d به ترتیب بهره‌های تناسبی، انتگرالی و مشتقی را بیان می‌کنند. در طرح کنترل کننده پی‌آی‌دی کلاسیک، خطای سرعت مطلوب و خروجی سیستم $e_\omega(t) = \omega^*(t) - \omega(t)$ با عمل‌گرهای انتگرالی و مشتقی به حداقل می‌رسد.

$$P_{PID} = \begin{bmatrix} K_p & K_i & K_d \end{bmatrix} \quad (16)$$

همانطور که قبلاً نیز اشاره شد، بلوک کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی شامل یک کنترلر پی‌آی‌دی کلاسیک معادله 15 در فیدبک و یک کنترلر پی‌آی‌دی در پیش‌خورد این کنترل کننده است. شکل 3 پارامترهای کنترلی تشکیل‌دهنده کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، این کنترل کننده از دو حلقه کنترلی تشکیل شده است که از این رو استحکام سیستم را فراهم می‌کند، اما باعث اضافه شدن دو ضریب کنترلی a و b ، به ضرایب کنترل کننده پی‌آی‌دی معمولی می‌شود. این امر، باعث فراهم شدن یک درجه آزادی اضافی با هدف بهبود پاسخ ردیابی سرعت مطلوب با کاهش میزان مقدار خطا می‌گردد. همچنین استحکام بیشتری در رد اغتشاش نسبت به پی‌آی‌دی معمولی ایجاد می‌کند.



شکل 3: ساختار کنترل کننده پی‌آی‌دی دو درجه آزادی سیگنال روش کنترل پی‌آی‌دی دو درجه آزادی به شرح زیر بدست می‌آید:

$$u = K_p (a e_\omega(t) - \omega(t)) + K_i \int_0^t (e_\omega(t) - \omega(t)) dt + K_d \frac{d}{dt} (b e_\omega(t) - \omega(t)) \quad (17)$$

که دو ضریب وزنی a و b ، در طراحی کنترلر پی‌آی‌دی دو درجه آزادی وجود دارد که نسبت به ضرایب کنترلی پی‌آی‌دی کلاسیک اضافه‌تر دارد. بنابراین، تعداد ضرایب‌های قابل تنظیم در این کنترل کننده برای موتور جریان مستقیم، به 5 عدد می‌رسد که به صورت ماتریس زیر قابل تعریف است:

$$P_{2-DOF PID} = \begin{bmatrix} K_p & K_i & K_d & a & b \end{bmatrix} \quad (18)$$

تعداد ضریب های قابل تنظیم در این کنترل کننده برای موتور جریان مستقیم به 7 عدد می رسد.

$$P = \begin{bmatrix} K_p & K_i & K_d & a & b & \alpha & \beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

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:

$$V_i(k+1) = \omega V_i(k) + c_1 r_1 (pbest_i(k) - P_i(k)) + c_2 r_2 (gbest - P_i(k)) \quad (22)$$

$$\omega = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iteration_{max}} \cdot iteration \quad (23)$$

$$P_i(k+1) = P_i(k) + V_i(k+1) \quad (24)$$

که $P_i(k)$ و $V_i(k)$ به ترتیب موقعیت و سرعت ذره در k -امین تکرار را نشان می دهند. c_i ضریب تجربه

جمعی است. r_i عددی تصادفی بین $[0,1]$ در نظر گرفته می شود. ضریب اینرسی با ω نشان

داده شده است. $pbest_i(k)$ بهترین جواب ذره i در k -

امین تکرار و g_{best} بهترین جواب جهانی است.

مراحل جستجوی بهترین جواب در الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات به شرح زیر است:

1- ابتدا ذرات در محدوده تعریف شده با موقعیت های تصادفی تولید می شوند و به

عنوان p_{best} ذخیره می شوند.

2- اولین تکرار بهینه سازی با در نظر گرفتن تابع برازش تعریف شده که باید به حداقل برسد، انجام می شود.

3- اگر مقدار p_{best} فعلی بهتر شود جایگزین p_{best} قبلی می گردد.

دو مرحله قبلی تا زمانی انجام می شود 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.

به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب با وجود عدم قطعیت ها و اغتشاشات، به کارگیری یک کنترل کننده قوی امری بسیار مهم است. بسیاری از کنترل کننده های پی ای دی مبتنی بر محاسبات عدد صحیح در مطالعات پیشین ارائه شده است. محاسبات کسری در کنترل کننده پی ای دی دو درجه آزادی باعث گسترش محاسبات عدد صحیح می شود و انعطاف پذیری بیشتری را در طراحی فراهم می سازد. این انگیزه باعث پیشنهاد یک کنترل کننده مرتبه کسری از نوع پی ای دی دو درجه آزادی برای اولین بار در کنترل سرعت موتور جریان مستقیم در این مقاله شده است. سیگنال کنترلی روش پیشنهادی در معادله زیر شرح داده شده است:

$$u = K_p(aE_\omega(s) - \omega(s)) + K_i s^{-\alpha}(E_\omega(s) - \omega(s)) + K_d s^\beta(bE_\omega(s) - \omega(s)) \quad (19)$$

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 صورت زیر است:

$$H_f(s) = \frac{Ls^\beta}{s^\beta + L} \quad (20)$$

که α و β نشان دهنده مرتبه های کسری هستند.

$L=100$ ضریب فیلتر H_f است که در معادله 20 به کار گرفته شده است.

معادله 19، برای پیاده سازی در محیط

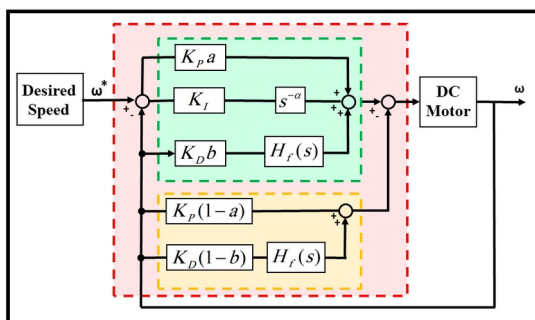
سیمولینک نرم افزار متلب به صورت معادله زیر به فرم خروجی و خطا، ساده سازی شده است:

$$u = E_\omega(s)(K_p a + K_i s^{-\alpha} + K_d b H_f(s)) - \omega(s)(K_p(1-a) - K_d(1-b)H_f(s)) \quad (20)$$

به صورتی که $E_\omega(s) = \omega_d(s) - \omega(s)$. معادله 20،

سیگنال کنترل نهایی پیشنهاد شده این مقاله را نشان می دهد که برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم استفاده می شود.

ساختار کنترل کننده پی ای دی مرتبه کسری دو درجه آزادی با استفاده از معادله فوق در شکل 4، نشان داده شده است.



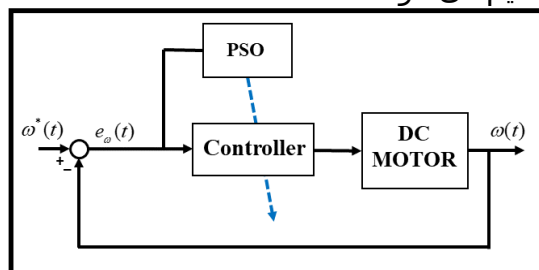
شکل 4: ساختار کنترل کننده پی ای دی مرتبه کسری دو درجه آزادی

مراحل 2 تا 4 تا زمانی انجام می‌شوند و به‌روز می‌شود تا به شماره تکرار مورد نظر برسد. موقعیت هر ذره در این مقاله، توسط ماتریس P که در طراحی کنترل کننده‌ها معین شد، تعریف می‌گردد.

در این مقاله عملکرد تابع برازش به شرح زیر است:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\omega^*(i) - \omega(i))^2} \quad (25)$$

که N تعداد نمونه‌ها را نشان می‌دهد. ω^* مقدار سرعت مطلوب و ω مقدار سرعت بدست آمده موتور را در لحظه i بیان می‌کند. نمودار بلوکی برای استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای طراحی کنترل کننده‌های پیشنهادی برای کنترل سرعت موتور جریان مستقیم در شکل 5 نشان داده شده است. مقدار $RMSE$ به الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات داده می‌شود تا با جستجو مقادیر مناسب، پارامترهای کنترل کننده‌ها به حداقل برسد. همچنین محدودیت‌های فیزیکی موتور نیز در حین بهینه سازی در نظر گرفته شده است به این صورت که ماکزیمم ولتاژ آرمیچر 24 ولت باشد. ضرایب کنترل کننده‌های پیشنهادی با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای عمل کنترل سرعت با استفاده از سرعت مطلوب مطابق شکل 5 تنظیم می‌شود.



شکل 5: ساختار کنترل کننده پی‌آی‌دی مرتبه کسری دو درجه آزادی

نتایج

در این بخش، عملکرد کنترل کننده‌های پی‌آی‌دی، پی‌آی‌دی دو درجه آزادی و پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری با شاخص‌های میانگین مربع خطای سرعت مقایسه می‌شوند. جدول 1 مقادیر اولیه الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات را نشان می‌دهد. جدول 1: مقادیر اولیه برای الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات

ردیف	پارامتر	مقدار
1	تعداد ذره‌ها	20
2	تعداد تکرارها	100
3	تعداد متغیرهای طراحی	3-7
4	محدوده K_p, K_i, K_d	[0-1000]
5	محدوده	[0-1]

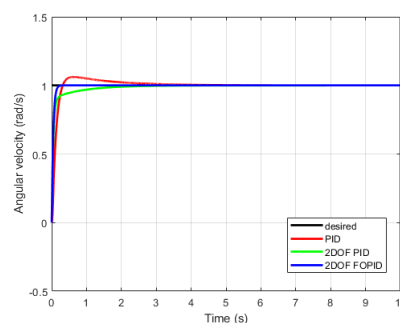
a, b, α, β	
c_1, c_2	6
	2.05

مقادیر بدست آمده برای ضرایب کنترل کننده‌های پی‌آی‌دی، پی‌آی‌دی دو درجه آزادی و پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری با استفاده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات، در جدول 2 ارائه شده است.

شکل 6، عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی را با ورودی مرجع پله نمایش می‌دهد. مشاهده می‌شود که کنترل کننده پی‌آی‌دی مرتبه کسری با بهره‌گیری از محاسبات کسری خطای سرعت کمتری دارد و برای غلبه بر اینرسی اولیه موتور نسبت به دو کنترل کننده دیگر سریع‌تر است.

جدول 2: ضرایب کنترلی بدست آمده از الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات

روش کنترلی	K_p	K_i	K_d	a	b	α	β
2DOFFOPID	368	932	999	1	0.94	0.32	0.3
2DOF PID	753	817	204	0.56	0.85	-	-
PID	477	356	46	-	-	-	-

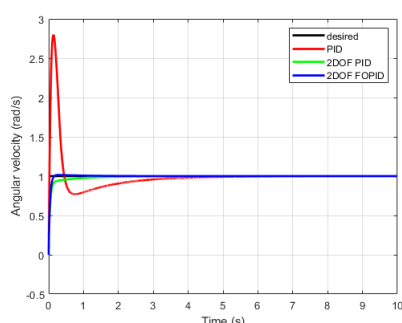


شکل 6: عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی با ورودی پله از شاخص‌های عملکرد ویژه برای تعیین کمی عملکرد کنترل سرعت روش‌های کنترلی پیشنهادی از $RMSE$ برای خطای سرعت استفاده می‌شود. همانطور که از جدول 3 مشاهده می‌شود، مقدار $RMSE$ از معادله 25 برای کنترل کننده‌های دو درجه آزادی مشابه و بسیار کمتر از PID است نشان از برتری این کنترل کننده‌ها را نسبت به PID کلاسیک به طور واضح است. پی‌آی‌دی مرتبه کسری دو درجه آزادی با بهره‌گیری از محاسبات کسری انعطاف بیشتری را برای کنترل کننده‌ها فراهم می‌آورد. کنترل پی‌آی‌دی دو درجه آزادی مرتبه کسری دارای بهترین عملکرد برای ردیابی سرعت مد نظر است. استحکام طرح‌های کنترلی در ردیابی سرعت پیشنهادی تحت دو شرایط، اعمال اغتشاش و نویز در حلقه بازخورد کنترل کننده‌ها مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

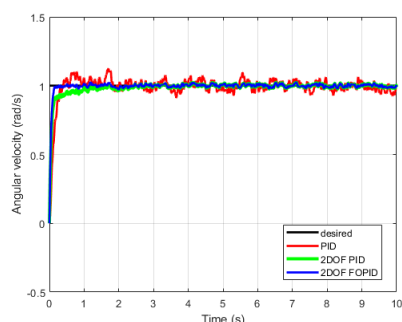
بنابراین، اغتشاش در گشتاور بار $T_L = 1$ به منظور افزایش کارایی کنترل کننده‌های پیشنهادی برای ایجاد شرایط نامطلوب اضافه می‌شود. شکل 7، عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی را در شرایط ذکر شده نشان می‌دهد. اختلال قابل توجهی در عملکرد

کنترل کننده های دو درجه آزادی دیده نمی شود ولی میزان خطای خروجی بیشتر شده است اما در مورد کنترل کننده پی ای دی مشاهده می شود که در ابتدا به علت بار وارد شده سرعت موتور از میزان مطلوب اوج گرفته است و زمان نشست خروجی نیز افزایش یافته است. از نتایج به صورت بدیهی می توان به این نکته دست یافت که در کنترل کننده پی ای دی دو درجه آزادی مرتبه کسری حتی در صورت اغتشاش مقاوم و قادر به کاهش خطا است که از این رو از آسیب دیدن موتور جلوگیری می کند.

شکل 8، پاسخ کنترل کننده های پیشنهادی را با وجود نویز تصادفی با محدوده ± 0.05 در حلقه فیدبک نشان می دهد. کنترل کننده پی ای دی مرتبه کسری با بهره گیری از محاسبات مرتبه کسری انعطاف پذیری بیشتری با وجود اعمال نویز داشته و بهترین عملکرد را از خود نشان می دهد.



شکل 7: عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی در حضور اغتشاش



شکل 8: عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی در حضور نویز

جدول 3: مقدار خطای RMSE بدست آمده در شرایط مختلف

مقدار RMSE	روش کنترلی	شرایط موتور
0.0409	2DOF FOPID	ایده آل
0.0469	2DOF PID	
0.0854	PID	
0.0489	2DOF FOPID	در حضور اغتشاش
0.0578	2DOF PID	
0.2510	PID	
0.0495	2DOF FOPID	در حضور نویز
0.0567	2DOF PID	
0.0930	PID	

نتیجه گیری و جمع بندی

در این مقاله، استراتژی کنترل پی ای دی دو درجه آزادی مرتبه کسری با هدف کنترل سرعت موتور جریان مستقیم ارائه شد. کنترل کننده های پی ای دی دو درجه دو مرتبه صحیح و پی ای دی کلاسیک نیز برای آنالیز مقایسه ای طراحی شده اند. الگوریتم بهینه سازی ازدحام ذرات برای تنظیم ضرایب کنترلی با هدف 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 پی ای دی دو درجه دو مرتبه کسری نشان داده است. از این رو، کنترل سرعت موتور جریان مستقیم نسبت به سایر کنترل کننده ها کارآمدتر بود. به عنوان کار بعدی، می توان پیاده سازی عملی این کنترل کننده را مورد آزمایش قرار داد.

مراجع و منابع

- [1] Singhal, R., Padhee, S. and Kaur, G., 2012. "Design of fractional order PID controller for speed control of DC motor". In *International Journal of Scientific and Research Publications*, 2(6), July, pp. 1–8.
- [2] Ahuja, A. and Aggarwal, S.K., 2014. "Design of fractional order PID controller for DC motor using evolutionary optimization techniques". *WSEAS transactions on system and control*, 9, pp.171-182.
- [3] Mohamed, A.T., Mahmoud, M.F., Said, L.A. and Radwan, A.G., 2019, October. Design of FOPID Controller for a DC Motor Using Approximation Techniques. In *2019 Novel Intelligent and Leading Emerging Sciences Conference (NILES)* 1, pp. 142-145. IEEE.
- [4] Kumar, M., Vandana, P. and Patel, V., 2015. "Two degree of freedom pid controller for speed control of DC motor. In *American International Journal of Research in Science, Technology, Engineering and Mathematics*, 39, pp.94-97.
- [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] Mahmoodabadi, M., Taherkhorsandi M and Castillo- Villar, K., 2015. "Adaptive robust pid control subject to supervisory decoupled sliding mode control based upon genetic algorithm optimization". *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, pp. 505–514.
- [7] 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 Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, July, pp. 1–4.
- [8] Tumari, M.Z.M., Abidin, A.F.Z., Subki, A.S.R.A., Ab, A.W., Aziz, M.A.A. and Ghazali, M.R., 2019. "PSO Fined-tuned Model-Free PID Controller with Derivative Filter for Buck-Converter Driven DC

- Motor”., In *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, 8, p.6.
- [9] 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.