

کنترل میدانگرای بدون سنسور موتور سنکرون آهنربای دائم مبتنی بر مود لغزشی سرعت و کنترل کننده‌های PID گام کسری در حلقه‌های جریان تنظیم شده با الگوریتم حرکت ذرات اصلاح شده

سجاد خمیسی نسب و ناصر عرفانی مجد

روتور، از معایبی که در سایر ماشین‌ها وجود دارد اجتناب شده و شرایط جهت عملکرد بهینه ماشین فراهم گردد [۳] تا [۴].

یکی از مهمترین شیوه‌های کنترلی ماشین‌های PMSM استفاده از روش کنترل میدانگرا^۱ (FOC) است که تحت عنوان کنترل برداری نیز شناخته شده و می‌تواند موجب بهبود عملکرد ماشین شود [۴] تا [۵]. در FOC، کنترل سرعت PMSM به دلیل جدا شدن مولفه گشتاور از مولفه شار تسهیل می‌شود. FOC کنترل کننده‌های جریان محورهای مستقیم و عمود و همچنین کنترل کننده‌های انتگرالی-تناسبی سرعت را تجمیع کرده تا از این طریق کنترل مورد نیاز بردار جریان فراهم شده و لذا کنترل دقیق سرعت/موقعیت امکانپذیر شود [۵] تا [۶].

در پیاده‌سازی کنترل برداری، موقعیت روتور را می‌توان با استفاده از حسگرهای موقعیت (سرعت) مانند انکدرها و یا سنسورهای هال اندازه‌گیری نمود. با این حال، بکارگیری روش‌های مذکور برای تعیین موقعیت روتور در برخی موارد به علت هزینه بالای این حسگرها عملی نیست. یک راه حل عملی برای حل مشکل موقعیت یابی روتور و کاهش هزینه درایو، تخمین موقعیت/سرعت روتور از طریق اندازه‌گیری جریان-ولتاژ موتور به جای اندازه‌گیری مستقیم سرعت روتور با استفاده از حسگر است [۷] تا [۹]. توجه شود که استراتژی FOC برای PMSM معمولاً با استفاده از کنترل کننده‌های PI پیاده‌سازی می‌شود [۱۰] تا [۱۱]. اگرچه طراحی و پیاده‌سازی کنترل کننده‌های PI ساده است با این حال در شرایطی که دینامیک سیستم تحت کنترل غیرخطی بوده و شرایط کاری (گشتاور بار و سرعت روتور در PMSM) به طور پیوسته در حال تغییر است، فعالیت این نوع از کنترل کننده‌های کلاسیک الزاماً بهینه نخواهد بود.

در سال‌های اخیر، تحقیقات گسترده‌ای در زمینه بهبود عملکرد کنترل بدون سنسور موتورهای PMSM با استفاده از روش‌های هوشمند و تکنیک‌های پیشرفته کنترلی صورت گرفته است. در مرجع [۱۲] یک تخمینگر برای تخمین موقعیت و سرعت روتور پیشنهاد شده و بر اساس آن کنترل کننده سرعت ترکیبی با تکنیک کنترل غیرهموار طراحی گردیده است. تحلیل لیاپانوف در این مرجع پایداری سیستم حلقه‌بسته و بهبود رد اغتشاش را تأیید می‌کند. در مرجع [۱۳] الگوریتم کنترل پیش‌بین مدل جریان براساس سیستم تطبیقی مدل مرجع^۳ (MRAS) برای کنترل بدون سنسور سرعت در گستره وسیعی از تغییرات سرعت ارائه شده که با حذف حلقه کنترل جریان داخلی، محدودیت‌های کنترل کننده خطی را برطرف

چکیده: این مقاله یک استراتژی کنترلی نوین برای درایو بدون سنسور موتور سنکرون آهنربای دائم (PMSM) ارائه می‌دهد که مهمترین نوآوری آن ترکیب سه‌گانه کنترل مود لغزشی، کنترل کننده‌های گام کسری و الگوریتم بهینه‌سازی اصلاح شده در ساختار کنترل میدانگرا می‌باشد. در این رویکرد، برای اولین بار از کنترل مود لغزشی در حلقه سرعت و کنترل کننده‌های PID گام کسری (FOPID) در حلقه‌های جریان و تخمینگر سرعت مبتنی بر سیستم تطبیق مدل مرجع (MRAS) به صورت همزمان استفاده شده است. نوآوری دیگر ارائه الگوریتم بهینه‌سازی حرکت جمعی ذرات (PSO) اصلاح شده با مکانیزم دسته‌بندی ذرات است که در آن ذرات ضعیف بر اساس فاصله از بهترین ذره آموزش دیده و قوانین به‌روزرسانی متمایزی برای هر دسته تعریف می‌گردد. ارزیابی عملکرد در دو سناریوی تغییر ناگهانی گشتاور بار و سرعت مرجع نشان می‌دهد که روش پیشنهادی نسبت به کنترل کننده PID کلاسیک، خطای بیشینه تخمین سرعت را تا ۶۵ درصد کاهش داده، زمان نشست پاسخ سرعت را تا ۵۰ درصد بهبود بخشیده و نوسانات گشتاور را به طور چشمگیری کاهش می‌دهد. این برتری عملکرد ناشی از مقاومت ذاتی کنترل مود لغزشی در برابر اغتشاشات، درجه آزادی اضافی کنترل کننده‌های گام کسری و دقت بالای الگوریتم بهینه‌سازی اصلاح شده در تنظیم ضرائب است.

کلیدواژه: کنترل میدانگرای بدون سنسور، موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل کننده PID گام کسری، الگوریتم حرکت جمعی ذرات اصلاح شده.

۱- مقدمه

کیفیت موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به دلیل عملکرد متمایز آن، در بسیاری از درایوهای الکتریکی مورد استفاده قرار می‌گیرند. بارزترین مزایای موتور سنکرون آهنربای دائم^۱ (PMSM)، چگالی توان زیاد، راندمان بالا و نسبت قابل توجه گشتاور به جریان و همچنین کاهش تلفات مسی به دلیل عدم وجود جریان روتور است [۱] تا [۲]. در این ماشین‌ها، سیم‌پیچ میدان روتور با آهنرباهای دائمی جایگزین می‌شود تا از طریق حذف جاروبک‌ها، از بین بردن حلقه‌های لغزش و کاهش تلفات مس

این مقاله در تاریخ ۲۷ مهر ماه ۱۴۰۴ دریافت و در تاریخ ۱۰ اسفند ماه ۱۴۰۴ بازنگری شد.

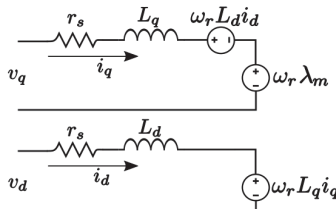
سجاد خمیسی نسب، گروه مهندسی برق، پردیس صنعتی شهدای هوپزه، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: khamisajjad66@gmail.com).

ناصر عرفانی مجد (نویسنده مسئول)، گروه مهندسی برق، پردیس صنعتی شهدای هوپزه، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: n.erfanimajd@scu.ac.ir).

2. Field Oriented Control

3. Model Reference Adaptive System

1. Permanent Magnet Synchronous Motor



شکل ۱: مدار معادل برای مدل دینامیکی PMSM.

پیشنهاد می‌گردد. بدین ترتیب، در ساختار کنترلی پیشنهادی این مقاله، هیچ سنسور فیزیکی برای اندازه‌گیری سرعت یا موقعیت روتور به کار گرفته نشده و کمیت مذکور صرفاً با استفاده از الگوریتم MRAS و بر اساس اندازه‌گیری جریان‌های استاتور تخمین زده می‌شود. کنترل‌کننده به کار گرفته شده در MRAS و همچنین حلقه‌های کنترل جریان از نوع کنترل‌کننده‌های FOPID هستند. به‌کارگیری کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری باعث کاهش حساسیت‌پذیری سیستم کنترلی به تغییر پارامترهای سیستم PMSM خواهد شد. جهت تنظیم ضرایب کنترل‌کننده‌های FOPID بهینه پیشنهادی از الگوریتم PSO اصلاح شده استفاده خواهد شد. کنترل پیشنهادی در این تحقیق باعث کاهش خطای حالت ماندگار، کاهش نوسانات و فراجاهش، و زمان پاسخ بهتر خواهد شد.

۲- مدل دینامیکی PMSM

با توجه به مراجع [۲۳] تا [۲۶] می‌توان معادلات دینامیکی زیر را برای توصیف رفتار PMSM به کار گرفت

$$\lambda_q = L_q i_q^r \quad (۱)$$

$$\lambda_d = L_q i_d^r + \lambda_m \quad (۲)$$

$$v_q^r = (r_s + pL_q) i_q^r + \omega_r L_d i_d^r + \omega_r \lambda_m \quad (۳)$$

$$v_d^r = (r_s + pL_d) i_d^r + \omega_r L_d i_d^r \quad (۴)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_m i_q^r + (L_d - L_q) i_d^r i_q^r) \quad (۵)$$

$$T_e = T_l + B \omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (۶)$$

که λ_d و λ_q به ترتیب شار محور q و محور d ، v_d^r و v_q^r به ترتیب ولتاژهای روی محور q و محور d ، i_d^r و i_q^r به ترتیب جریان‌های روی محور q و محور d ، λ_m شار پیوندی روتور، p مشتق زمانی، T_l گشتاور بار B ضریب اصطکاک روتور، P تعداد کل قطب‌ها و J اینرسی روتور هستند. شکل ۱ مدار معادل این معادلات دینامیکی را نشان می‌دهد.

۳- کنترل FOC پیشنهادی برای PMSM

در کنترل FOC روابط گشتاور و شار جداسازی می‌شوند تا امکان کنترل موتور مشابه کنترل یک موتور DC با تحریک مستقل فراهم شود. با توجه به (۵) اگر جریان محور d صفر در نظر گرفته شود، در این صورت گشتاور فقط به جریان محور q وابسته خواهد بود. با هدایت جریان کل استاتور روی محور q می‌توان نوشت:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_q^r \quad (۷)$$

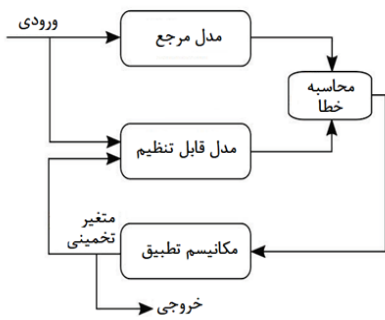
می‌سازد. مرجع [۱۴] نیز روش MRAS با هدف کمینه‌سازی مشتقات خطای جریان برای تخمین موقعیت روتور به کار گرفته است. استفاده از کنترل‌کننده‌های گام کسری در ساختار کنترل FOC در مرجع [۱۵] مورد بررسی قرار گرفته که در آن کنترل مدول لغزشی برای حلقه سرعت و کنترل‌کننده‌های PID گام کسری^۱ (FOPID) برای حلقه‌های جریان بکار رفته و نتایج حاکی از کاهش نوسانات و بهبود ردیابی سرعت است. در مرجع [۱۶] یک تخمینگر همراه با کنترل‌کننده غیرخطی ارائه شده که با بهره‌گیری از سیگنال میراساز غیرخطی، اثر نیروهای الکتروموتوری مدل‌سازی‌نشده را کمینه می‌سازد. مراجع [۱۷] و [۱۸] به بهبود کنترل بدون حسگر در سرعت‌های پایین با استفاده از مفهوم شار فعال^۲ (AF) و تخمینگر مدول لغزشی همراه با حلقه قفل فاز تعمیم‌یافته پرداخته و چالش‌های مربوط به انتگرال‌گیر خالص و هارمونیک‌ها را مورد توجه قرار داده‌اند.

رویکردهای هوشمند مبتنی بر شبکه‌های عصبی نیز در این حوزه مورد توجه بوده است. در مرجع [۱۹] کنترل تطبیقی مبتنی بر شبکه عصبی مکرر^۳ (RNN) برای تخمین سیگنال کنترل سرعت بدون سنسور PMSM طراحی شده و یک کنترل‌کننده جریان‌ساز برای کاهش خطای تخمین بکار رفته است. مرجع [۲۰] ترکیب کنترل مدول لغزشی تکراری با شبکه‌های عصبی را به عنوان جریان‌ساز زاویه برای رفع مشکل تخمینگر مدول لغزشی در سرعت‌های پایین پیشنهاد می‌دهد. در مرجع [۲۱] با ارائه یک طرح انطباق فازی با تعداد قوانین کاهش‌یافته در ساختار MRAS، موفق به افزایش سرعت پاسخ و دقت پیش‌بینی و کاهش نوسانات نسبت به روش‌های کلاسیک گردیده است. همچنین از سایر روش‌های کنترل PMSM می‌توان به طراحی یک کنترل‌کننده ردیابی ساده برای ربات‌های بازویی که توسط موتور PMSM هدایت می‌شوند در [۲۲] اشاره نمود.

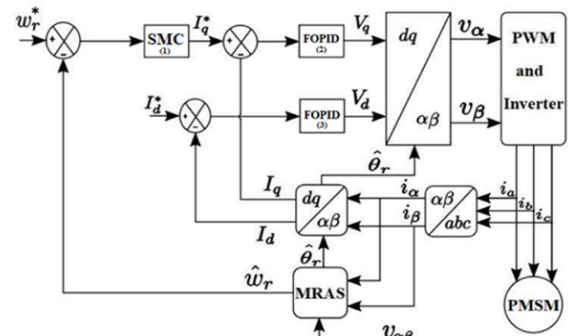
پژوهش حاضر با بهره‌گیری از کنترل مدول لغزشی در حلقه سرعت و کنترل‌کننده‌های FOPID تنظیم‌شده با الگوریتم بهینه‌سازی حرکت جمعی ذرات^۴ (PSO) اصلاح‌شده، به بهبود عملکرد کنترل بدون سنسور PMSM می‌پردازد. با وجود پیشرفت‌های صورت گرفته، تحقیقات اندکی به ارائه یک ساختار کنترلی یکپارچه پرداخته‌اند که به طور همزمان: (الف) از مزایای کنترل مدول لغزشی برای مقاوم‌سازی حلقه سرعت بهره‌برند، (ب) از کنترل‌کننده‌های گام کسری در حلقه‌های جریان برای افزایش درجه آزادی و دقت کنترلی استفاده کنند، (ج) مشکل تنظیم همزمان پارامترهای متعدد کنترل‌کننده‌ها (شامل پنج پارامتر هر FOPID و پارامتر کنترل مدول لغزشی) را با یک روش بهینه‌سازی کارآمد حل کند و (د) همگی این موارد را در یک ساختار کنترل بدون سنسور مبتنی بر MRAS تلفیق نماید. هدف مقاله حاضر، پر کردن این خلا تحقیقاتی با ارائه ساختاری است که هر چهار ویژگی مذکور را دارا باشد.

در این مقاله استفاده از کنترل مدول لغزشی درحلقه کنترل سرعت و همچنین کنترل‌کننده‌های تکمیلی در حلقه‌های کنترل جریان، تحت استراتژی کنترل میدان‌نگرای بدون سنسور جهت بهبود عملکرد سیستم کنترلی PMSM پیشنهاد می‌شود. همچنین جهت اندازه‌گیری سرعت روتور در هر لحظه استفاده از تخمینگر سرعت مبتنی بر سیستم MRAS

1. Fractional-Order PID Controller
2. Recurrent Neural Network
3. Active Flux
4. Particle Swarm Optimization



شکل ۳: کنترل MRAS.



شکل ۲: کنترل پیشنهادی برای PMSM.

$$v_d^* = v_d + \frac{R_s}{L_d} \lambda_m, \quad v_q^* = v_q \quad (10)$$

لذا می‌توان نوشت

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega} \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d^*}{L_d} \\ \frac{v_q^*}{L_q} - \omega_e \frac{\lambda_m}{L_q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

بر همین اساس سرعت تخمینی را می‌توان به صورت (۱۲) نوشت

$$\hat{\omega} = (Controller) \left[\frac{L_q}{L_d} i_d \hat{i}_q - \frac{L_d}{L_q} i_q \hat{i}_d - \frac{\lambda_m}{L_q} (i_q - \hat{i}_q) + \hat{i}_q \hat{i}_d \left(\frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \right) \right] \quad (12)$$

تخمینگر (بدون سنسور) در شکل ۴ نشان داده شده است.

۳-۲ کنترل مود لغزشی برای سرعت روتور PMSM

در این بخش، به منظور دستیابی به ردیابی مقاوم سرعت در PMSM، از روش کنترل مود لغزشی (SMC) برای طراحی حلقه سرعت استفاده می‌شود. هدف کنترلی، ردیابی دقیق سرعت مرجع (ω_{ref}) توسط سرعت روتور (ω_r) علی‌رغم وجود عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات است. دینامیک مکانیکی موتور PMSM به صورت زیر بیان می‌شود

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l - B\omega_r) \quad (13)$$

که در آن J گشتاور لختی، B ضریب اصطکاک ویسکوز، T_l گشتاور بار (اغتشاش) و T_e گشتاور الکترومغناطیس می‌باشد. برای یک PMSM

با آهنربای سطحی، گشتاور الکترومغناطیس به صورت $T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{\lambda_m} i_q$ بیان می‌شود که در آن P تعداد قطب‌ها، λ_m شار پیوندی روتور و i_q جریان محور q است. ابتدا خطای ردیابی سرعت به صورت (۱۴) تعریف می‌شود

$$e = \omega_r(t) - \omega_{ref} \quad (14)$$

برای حذف خطا و تضمین رفتار مطلوب در هنگام لغزش، سطح لغزشی از نوع انتگرالی به شکل زیر انتخاب می‌شود (استفاده از سطح انتگرالی می‌تواند خطای حالت ماندگار را کاهش داده و دلیل محکمتری برای طراحی ارائه دهد)

کنترل FOC پیشنهادی برای PMSM در شکل ۲ نشان داده شده است. در این مقاله برای پیاده‌سازی الگوریتم FOC، سرعت تخمینی روتور با استفاده از کنترل‌کننده‌های FOPID (که مقدار مرجع جریان محور q استاتور را مشخص می‌کند) به سمت مقدار مرجع سوق داده خواهد شد. مقدار مرجع جریان محور q و جریان اندازه‌گیری شده مقایسه می‌گردند و سیگنال خطا به وجود می‌آید و سپس این سیگنال خطا از کنترل‌کننده FOPID محور q عبور داده می‌شود. خروجی این کنترل‌کننده مقدار مرجع مولفه ولتاژ روی محور q است. برای حذف مولفه d جریان، مقدار مرجع آن صفر در نظر گرفته می‌شود و مقدار مرجع مولفه d ولتاژ نیز با عبور دادن خطای جریان محور d از یک FOPID دیگر به دست خواهد آمد.

۳-۱ روش پیشنهادی برای تخمین سرعت- موقعیت روتور

همانطور که از نام استراتژی کنترلی بدون سنسور برمی‌آید، هدف حذف حسگرهای مکانیکی سرعت/موقعیت است. در این بخش، روش تخمین این کمیت‌ها با استفاده از تکنیک MRAS که تنها به اندازه‌گیری جریان‌های استاتور نیاز دارد، تشریح می‌شود. در این مقاله جهت تخمین موقعیت و سرعت روتور در PMSM از روش MRAS استفاده می‌شود. این روش از دو مدل برای تخمین سرعت استفاده می‌کند: (الف) مدل مرجع (ب) مدل قابل تنظیم. این الگوریتم در شکل ۳ نشان داده شده است. در تکنیک MRAS از یک متغیر موتور یعنی توان یا جریان استاتور برای به عنوان متغیر حالت استفاده می‌شود. در این تحقیق الگوریتم MRAS با استفاده از جریان استاتور، که با مدل مرجع و تطبیقی محاسبه می‌شود، به عنوان متغیر حالت تحقق خواهد یافت. جریان محاسبه شده مدل مرجع وابسته به سرعت تخمین زده شده نیست ولی در مدل قابل تنظیم جریان بدست آمده استاتور وابسته به سرعت تخمینی است. خروجی هر دو مدل به مکانیسم تطبیق داده خواهد شد که وظیفه آن سوق دادن سرعت روتور به سمت سرعت مرجع از طریق کنترل‌کننده‌های FOPID است. مدل جریان را به صورت (۸) نمایش داده می‌شود

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_d} \\ \frac{v_q}{L_q} - \omega_e \frac{\lambda_m}{L_q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

با فرض اینکه مراجع جریان و ولتاژ به صورت (۹) تعریف شوند

$$i_d^* = i_d + \frac{\lambda_m}{L_d}, \quad i_q^* = i_q \quad (9)$$

$$i_q^* = \left(\frac{2J}{3P\lambda_m}\right)(\dot{\omega}_{ref} - C(\omega_r(t) - \omega_{ref})) + \frac{B}{J}\omega_r(t) + K_C \cdot \text{sgn}(s) \quad (23)$$

برای اثبات پایداری، قانون (۲۳) را در معادله دینامیک خطا (۱۹) جایگذاری می‌نماییم. با فرض وجود اغتشاش بار T_l داریم

$$\dot{s} = (\dot{\omega}_{ref} - Ce + \frac{B}{J}\omega_r(t)) + \frac{3P\lambda_m}{4J}K_C \cdot \text{sgn}(s) - \frac{1}{J}T_l - \frac{B}{J}\omega_r(t) - \dot{\omega}_{ref} \quad (24)$$

توجه شود در (۲۴) ضریب $\frac{3P\lambda_m}{4J}$ حاصل ترکیب ضرایب می‌باشد. برای سادگی آن را K می‌نامیم. با حذف عبارات مشابه خواهیم داشت

$$\dot{s} = -KK_C \text{sgn}(s) - \frac{1}{J}T_l \quad (25)$$

بسته به علامت K که مثبت است، علامت منفی را به عبارت سوئیچینگ نسبت می‌دهیم تا شرط پایداری به وضوح دیده شود. حال مشتق تابع لیاپانوف در رابطه (۱۷) را با استفاده از (۲۵) محاسبه می‌نماییم

$$\dot{V} = -KK_C |s| - \frac{1}{J}sT_l \quad (26)$$

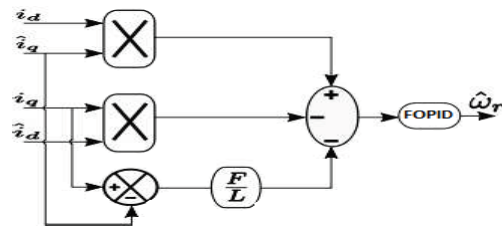
اگر کران بالای اغتشاش بار را به صورت $T_l \leq T_{l-\max}$ در نظر بگیریم، شرط کافی برای $\dot{V} < 0$ (شرط پایداری) به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} \dot{V} &< -KK_C |s| + \frac{1}{J}|s|T_{l-\max} \\ &= -|s|(KK_C - \frac{1}{J}T_{l-\max}) \end{aligned} \quad (27)$$

بنابراین، برای آنکه مشتق تابع لیاپانوف برای $s \neq 0$ منفی باشد، کافی است بهره سوئیچینگ به گونه‌ای انتخاب شود که

$$KK_C > \frac{1}{J}T_{l-\max} \rightarrow K_C > \frac{T_{l-\max}}{KJ} \quad (28)$$

با انتخاب بهره سوئیچینگ K_C مطابق نامساوی (۲۸) که بزرگتر از کران بالای اغتشاش مؤثر باشد، همواره $\dot{V} < 0$ خواهد بود. این امر وقوع شرط لغزش^۲ را تضمین کرده و اثبات می‌نماید که سطح لغزش s در زمان محدود به صفر می‌رسد. پس از رسیدن به سطح لغزش ($s=0$)، دینامیک سیستم معادل $\dot{e} = -Ce$ شده و خطای ردیابی سرعت e به طور نمایی به سمت صفر همگرا می‌شود. این تحلیل، پایداری مجانبی سراسری سیستم حلقه‌بسته را در حضور اغتشاشات محدود تضمین می‌کند. لازم به ذکر است که اگرچه در تحلیل پایداری ارائه شده از تابع علامت استفاده گردیده است، اما در مراحل پیاده‌سازی عملی به منظور کاهش پدیده چترینگ، می‌توان این تابع را با توابع پیوسته‌تری نظیر تابع اشباع یا تانژانت هیپربولیک جایگزین نمود. این جایگزینی معادل ایجاد یک لایه مرزی به پهنای φ در اطراف سطح لغزش بوده و ضمن حفظ پایداری در خارج از این لایه، نوسانات فرکانس بالا را کاهش می‌دهد. با انتخاب مقدار مناسب برای φ ، خطای حالت ماندگار در محدوده قابل



شکل ۴: مکانیسم تطبیقی برای MRAS.

$$s(t) = e(t) + C \int e(\tau) d\tau \quad (15)$$

که در آن C یک ثابت مثبت است. شرط وجود حرکت لغزشی، $s=0$ است که دینامیک خطا را به $\dot{e}(t) = -Ce$ تبدیل کرده و همگرایی نمایی خطا به صفر را تضمین می‌کند. برای اثبات پایداری، تابع کاندید لیاپانوف زیر که مثبت معین است، در نظر گرفته می‌شود

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (16)$$

مشتق زمانی تابع لیاپانوف به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\dot{V} = s\dot{s} < 0 \quad \forall s \quad (17)$$

برای تضمین پایداری مجانبی، باید $\dot{V} < 0$ برای $s \neq 0$ برقرار باشد. با مشتق‌گیری از سطح لغزش در (۱۵) داریم

$$\dot{s} = \dot{e} + Ce = \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_{ref} + c(\omega_r(t) - \omega_{ref}) \quad (18)$$

با جایگذاری $\dot{\omega}_r$ از معادله دینامیک (۱۳) و رابطه (۱۸) و جایگذاری T_e داریم

$$\begin{aligned} \dot{s} = &\left(\frac{1}{J}\left(\frac{3P}{2}\lambda_m i_q - T_l - B\omega_r\right) - \dot{\omega}_{ref}\right) + \\ &C(\omega_r(t) - \omega_{ref}) \end{aligned} \quad (19)$$

حال، قانون کنترل جریان مرجع محور q i_q^* را براساس دو بخش کنترل معادل و کنترل سوئیچینگ طراحی می‌کنیم

$$i_q^* = i_q^{eq} + i_q^{sw} \quad (20)$$

کنترل معادل (i_q^{eq}): این بخش، عملکرد سیستم را بر روی سطح لغزش در حالت ایده‌آل و بدون وجود اغتشاش و عدم قطعیت ($s=0$) و $\dot{s}=0$ تضمین می‌کند. با صفر قرار دادن \dot{s} و صرفنظر از اغتشاش بار ($T_l=0$) برای محاسبه عبارت معادل، از (۱۹) داریم

$$i_q^{eq} = \left(\frac{2J}{3P\lambda_m}\right)(\dot{\omega}_{ref} - C(\omega_r(t) - \omega_{ref})) + \frac{B}{J}\omega_r(t) \quad (21)$$

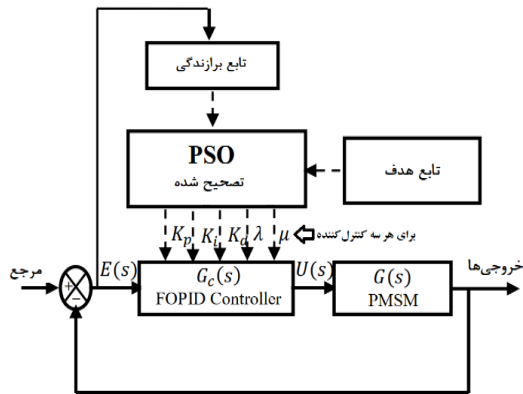
کنترل سوئیچینگ (i_q^{sw}): این بخش برای جبران سازی عدم قطعیت‌ها، اغتشاش خارجی T_l و حصول اطمینان از رسیدن و باقی ماندن سیستم بر روی سطح لغزش (شرط $s\dot{s} < 0$) طراحی می‌شود. این بخش به صورت ناپیوسته و با استفاده از تابع علامت^۱ تعریف می‌گردد

$$i_q^{sw} = K_C \cdot \text{sgn}(s) \quad (22)$$

که در آن K_C بهره سوئیچینگ (مثبت) است و تابع علامت به صورت استاندارد تعریف می‌شود. با استفاده از سه رابطه اخیر، قانون کنترل نهایی به صورت زیر خواهد بود

قبولی باقی خواهد ماند.

۳-۳ طراحی FOPID در کنترل سرعت PMSM



شکل ۵: تنظیم FOPID ها با استفاده از PSO اصلاح شده.

کنترل کننده PID گام کسری، گسترش کنترل کننده PID معمولی بر اساس حساب کسری است. از مزایای کنترل کننده های FOPID نسبت به کنترل کننده های PID مرتبه صحیح می توان به کاهش خطای حالت ماندگار، کاهش نوسانات و اورشوت، کاهش تلاش های کنترلی، زمان پاسخ بهتر، مقاومت به تغییر در بهره سیستم (خاصیت ایزو میرایی)، رد اغتشاش خروجی و مشخصات حافظه ذاتی اشاره کرد [۲۷] تا [۲۹]. رابطه دیفرانسیلی کنترل کننده مرتبه کسری $PI^\alpha D^\beta$ به صورت زیر داده می شود

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D_t^{-\lambda} e(t) + K_d D_t^\delta e(t) \quad (۲۹)$$

تابع تبدیل FOPID از طریق تبدیل لاپلاس به شکل زیر به دست می آید

$$G_c(s) = k_p + k_i s^{-\lambda} + k_d s^\delta \quad (۳۰)$$

مشاهده می شود که در این تابع تبدیل ضروری است تا علاوه بر k_p ، k_i و k_d متغیرهای λ و δ هم محاسبه شوند. مرتبه های λ و δ لزوماً صحیح نیستند بلکه می توانند هر مقدار حقیقی را داشته باشند.

در این تحقیق پارامترهای همه کنترل کننده های پیشنهادی FOC (کنترل کننده های جریان، سرعت و همچنین MRAS که در شکل ۲ نشان داده شده اند) باید بطور بهینه تنظیم شوند تا استراتژی کنترلی عملکردی مقاوم داشته باشد. جهت تنظیم ضرایب از الگوریتم بهینه سازی حرکت جمعی ذرات (PSO) تصحیح شده استفاده خواهد شد. در کنترل کننده FOPID پنج پارامتر شامل k_p ، k_i و k_d متغیرهای λ و δ باید تعیین گردند. در این تحقیق، برخلاف روش های مرسوم که مرتبه های کسری λ و δ به صورت دستی یا تجربی انتخاب می شوند، تمامی پنج پارامتر به طور همزمان توسط الگوریتم PSO اصلاح شده بهینه می گردند. به این ترتیب، λ و δ نیز همچون سایر ضرایب، بخشی از فضای جستجوی الگوریتم بوده و مقدار نهایی آنها بر اساس کمینه سازی تابع هزینه (خطای ردیابی جریان و سرعت) تعیین می شود.

برای کنترل کننده جریان، هدف اصلی تنظیم پارامترها برای کاهش خطای جریان (تفاوت جریان اندازه گیری شده با جریان مرجع) است. در چنین شرایطی تابع هزینه که در بردارنده هر دو مولفه جریان است به صورت زیر نوشته می شود

$$\text{Min}(J_{d,q}^{\text{cost}}) = \sum (I_{d,q_{ref}} - I_{d,q_{act}}) \quad (۳۱)$$

در تنظیم ضرایب کنترل کننده ها توجه می شود که فراجش نباید بیشتر از ۱۰ درصد باشد. از سویی دیگر MRAS از اهمیت بالایی برخوردار است و می تواند بر مقاوم بودن درایو کنترلی اثرگذار باشد.

۳-۴ به کارگیری PSO اصلاح شده برای تنظیم ضرایب FOPID

با در دسترس بودن مدل دینامیکی PMSM و همچنین موقعیت قرارگیری FOPID ها در سیستم کنترلی ماشین، می توان از الگوریتم تکاملی PSO اصلاح شده برای تنظیم ضرایب هر یک از کنترل کننده ها استفاده نمود. در شکل ۵ چگونگی به کارگیری الگوریتم PSO پیشنهادی برای تنظیم ضرایب FOPID در PMSM نشان داده شده است. در این تحقیق، الگوریتم PSO استاندارد به دلایل ذکر شده در زیر برای بهینه سازی مسئله کافی نمی باشد:

- همگرایی زودرس: الگوریتم PSO استاندارد ممکن است در نقاط بهینه محلی به دام بیفتد.
- تعادل ضعیف بین اکتشاف و بهره برداری: در مسائل با ابعاد بالا (مانند تنظیم همزمان ضرایب چند FOPID)، نیاز به مکانیزمی پویا برای ایجاد تعادل بین جستجوی سراسری و محلی وجود دارد.
- بنا به دلایل فوق، در این تحقیق یک الگوریتم PSO تصحیح شده با مکانیزم دسته بندی ذرات و وزن اینرسی خود تنظیم برای تنظیم ضرایب FOPID ها پیشنهاد می گردد.

۳-۴-۱ ساختار جمعیت و دسته بندی ذرات (مکانیزم اصلاحی اصلی)

در الگوریتم پیشنهادی، برخلاف PSO استاندارد که همه ذرات با یک قانون یکسان به روزرسانی می شوند، جمعیت بر اساس عملکرد نسبی هر ذره به سه دسته تقسیم می گردد. مبنای این دسته بندی دو معیار زیر می باشد:

- D_x : فاصله اقلیدسی موقعیت هر ذره از بهترین ذره (فاصله در فضای جستجو)
- D_f : اختلاف مقدار تابع هزینه هر ذره با بهترین مقدار تابع هزینه.

ایده اصلی در این است که ذراتی که هم از نظر موقعیت به بهترین ذره نزدیک هستند و هم مقدار تابع هزینه خوبی دارند (دسته اول)، باید الگوی ذرات قرار گیرند. ذراتی که در هر دو معیار ضعیف هستند (دسته دوم)، نیاز به اصلاح اساسی در سرعت خود دارند تا دوباره فضای جستجو را کاوش کنند. ذرات میانی (دسته سوم) رفتار متعادلی دارند. دسته بندی ذرات با استفاده از روابط زیر انجام می شود که در آن C_1 تا C_4 آستانه های تجربی هستند که با آزمایش و خطا به دست می آیند و بر اساس آنها مرز بین دسته های مختلف ذرات مشخص می شوند.

$$P = \begin{cases} P_1 & \text{if } D_f \leq C_1 \quad \text{and } D_x \leq C_2 \\ P_2 & \text{if } D_f > C_3 \quad \text{and } D_x > C_4 \\ P_3 & \text{if } C_1 < D_f < C_3 \quad \text{and } C_2 < D_x < C_4 \end{cases} \quad (۳۲)$$

۳-۴-۲ مکانیزم تنظیم وزن اینرسی

در PSO استاندارد، وزن اینرسی w معمولاً یک مقدار ثابت یا یک تابع خطی نزولی می باشد. اما در روش پیشنهادی جهت افزایش کارایی، وزن اینرسی به صورت پویا تنظیم می شود. به این صورت که وزن در PSO استاندارد، وزن اینرسی w معمولاً یک مقدار ثابت یا یک تابع

$$V_{id}^{t+1} = \omega_i V_{id}^t + c_1 r_1 (P_{id}^t - X_{id}^t) + c_2 r_2 \psi (P_{gd}^t - X_{id}^t) \quad (37)$$

ذرات دسته ضعیف (P_p) در منطقه‌ای نامناسب از فضای جستجو قرار دارند. مکانیزم اصلاحی برای این ذرات به صورت بازنشانی تصادفی جهت طراحی شده است. هدف جلوگیری از گیر افتادن آنها و هدایتشان به سمت نواحی جدید است. این ذرات برای بهروزرسانی سرعت خود از معادله زیر استفاده می‌کنند

$$V_{id}^{t+1} = \omega_i V_{id}^t + c_1 r_1 (\xi) (P_{id}^t - X_{id}^t) + c_2 r_2 (\xi') (P_{Med}^t - X_{id}^t) \quad (38)$$

که در آن دو ضریب باینری ξ و ξ' به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$\xi = \begin{cases} 1 & \text{rand} > 0.5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (39)$$

$$\xi' = \begin{cases} 1 & \xi = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (40)$$

همچنین در (۳۸)، P_{Med}^t موقعیت بهترین ذره میانی است (نه بهترین سراسری). قانون بهروزرسانی ذرات P_p در (۳۸) را می‌توان به صورت زیر تفسیر نمود

- اگر $\xi = 1$ ، ذره از تجربه شخصی خود پیروی می‌کند.
- اگر $\xi = 0$ آنگاه $\xi' = 1$ شده و ذره به سمت بهترین ذره میانی (که احتمالاً در منطقه بهتری نسبت به خودش قرار دارد) کشیده می‌شود. این مکانیسم یک "جهش" کنترل شده برای ذرات ضعیف ایجاد می‌کند.

ذرات دسته میانی (P_p) با قانون استاندارد PSO یعنی (۳۵) و (۳۶) بهروزرسانی می‌شوند. علت این امر آن است که این ذرات عملکرد متوسطی داشته و نیاز به اصلاح خاصی ندارند.

الگوریتم PSO اصلاح شده پیشنهادی با دسته‌بندی پویای ذرات و اعمال قوانین بهروزرسانی متفاوت، تعادل هوشمندانه‌ای بین اکتشاف سراسری (با کمک ذرات ضعیف که به نواحی جدید پرتاب می‌شوند) و بهره‌برداری محلی (با کمک ذرات برتر که ناحیه بهینه را دقیق کاوش می‌کنند) برقرار می‌نماید. این ساختار سه‌گانه، برخلاف PSO استاندارد که رفتاری یکنواخت دارد، احتمال همگرایی به بهینه سراسری را افزایش داده و فرآیند تنظیم ضرایب FOPID را بهبود می‌بخشد.

۳-۴-۴ تحلیل پیچیدگی محاسباتی و قابلیت پیاده سازی بلادرنگ

یکی از نکات حائز اهمیت در ارزیابی الگوریتم‌های بهینه‌سازی، پیچیدگی محاسباتی و قابلیت پیاده‌سازی عملی آنها در سیستم‌های بلادرنگ است. الگوریتم PSO اصلاح شده پیشنهادی با وجود اضافه شدن مراحل محاسبه معیارهای دسته‌بندی ذرات و اعمال قوانین متمایز بهروزرسانی برای آنها، همچنان دارای پیچیدگی محاسباتی مرتبه بالا مشابه با نسخه استاندارد بوده و تنها ضریب ثابت کوچکی به آن افزوده می‌شود. شایان ذکر است که این الگوریتم در فاز آموزش برون خط و پیش یکی از نکات حائز اهمیت در ارزیابی الگوریتم‌های بهینه‌سازی، پیچیدگی محاسباتی و قابلیت پیاده‌سازی عملی آنها در سیستم‌های بلادرنگ است. الگوریتم PSO اصلاح شده پیشنهادی با وجود اضافه شدن مراحل محاسبه معیارهای دسته‌بندی ذرات و اعمال قوانین متمایز بهروزرسانی برای آنها، همچنان دارای پیچیدگی محاسباتی مرتبه بالا مشابه با نسخه استاندارد

خطی نزولی می‌باشد. اما در روش پیشنهادی جهت افزایش کارایی، وزن اینرسی به صورت پویا تنظیم می‌شود. به این صورت که وزن اینرسی هر ذره بر اساس وضعیت آن نسبت به بهترین ذره به صورت زیر تنظیم می‌گردد

$$\omega_i = \begin{cases} \omega_i(t) + \Delta\omega & \text{for best particle} \\ \omega_i(t) - \Delta\omega & \text{otherwise} \end{cases} \quad (33)$$

که در آن $\omega_i(t)$ وزن اینرسی جاری و $\Delta\omega$ تغییر در وزن اینرسی است که به صورت $\Delta\omega = (\omega_l - \omega_f) / N_{Iter}$ تعریف می‌شود. ω_f و ω_l به ترتیب وزن‌های اینرسی اولیه و نهایی و N_{Iter} تعداد تکرارها می‌باشند. این مکانیزم باعث می‌شود بهترین ذره با دریافت وزن اینرسی بیشتر، سرعت خود را حفظ کرده و در مقیاس کوچکتر و دقیق‌تر به جستجوی اطراف نقطه بهینه فعلی بپردازد تا آن را بهبود بخشد (تمرکز بر بهره‌برداری از نواحی خوب)، در حالی که سایر ذرات با وزن اینرسی کمتر، وابستگی خود به مسیر قبلی را کاهش داده و با آزادی عمل بیشتر به دنبال کشف فضاهای جدید می‌گردند تا از گیرافتادن در نقاط بهینه محلی جلوگیری کنند (تمرکز بر اکتشاف فضاهای جدید).

۳-۴-۳ قوانین بهروزرسانی الگوریتم PSO پیشنهادی

بر اساس دسته‌بندی انجام شده در بخش ۳-۴-۱ قوانین بهروزرسانی سرعت برای هر دسته به صورت مجزا تعریف می‌شود. این جایی است که الگوریتم پیشنهادی به طور کامل از نسخه استاندارد متمایز می‌گردد. معادلات عمومی بهروزرسانی سرعت در حالت استاندارد به صورت زیر می‌باشند

$$V_{id}^{t+1} = \omega_i V_{id}^t \quad (i = best) \quad (34)$$

$$V_{jd}^{t+1} = \omega_j V_{jd}^t + c_1 r_1 (P_{jd}^t - X_{jd}^t) + c_2 r_2 (P_{gd}^t - X_{jd}^t) \quad (j \neq i) \quad (35)$$

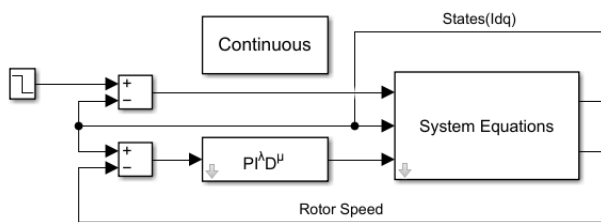
که در آن V_{id} و V_{jd} سرعت‌های ذرات i ام و j ام در بعد d ام می‌باشند. متغیر t و $t+1$ نشان دهنده تکرار جاری و تکرار پیشین می‌باشند، P_{jd}^t بهترین مقدار j در بعد d ام و P_{gd}^t بهترین موقعیت کل ذرات می‌باشند. متغیرهای c ثابت‌های شتاب و متغیرهای r اعداد تصادفی با توزیع نرمال در محدوده [۰،۱] می‌باشند. موقعیت X نیز برای همه ذرات در حالت استاندارد با استفاده از رابطه زیر بهروزرسانی می‌شود

$$X_{id}^{t+1} = X_{id}^t + V_{id}^{t+1} \quad \begin{cases} i = 1, 2, \dots, N \\ d = 1, 2, \dots, D \end{cases} \quad (36)$$

ذرات دسته برتر (P_1) در همسایگی بهترین جواب کشف شده توسط کل گروه (بهینه سراسری موقت) قرار گرفته‌اند. برای بهره‌برداری دقیق از این ناحیه، از دو رویکرد استفاده می‌شود

۱. بهترین ذره سراسری: این ذرات صرفاً با استفاده از وزن اینرسی خود تنظیم مشابه (۳۵) و (۳۶) بهروزرسانی می‌شوند تا بتوانند ناحیه اطراف خود را به دقت کاوش کنند.

۲. سایر ذرات برتر: این ذرات از یک ضریب ψ (با مقدار کوچک) در ترم اجتماعی^۱ استفاده می‌کنند تا تأثیرپذیری آنها از بهترین ذره کاهش یافته و از ازدحام بیش از حد در یک نقطه جلوگیری شود. این مفهوم جدیدی است که در PSO استاندارد وجود ندارد. بهروزرسانی سرعت این ذرات به صورت زیر تعریف می‌شود



شکل ۶: بلوک کنترل کننده FOPID در کتابخانه FOMCON برای حلقه کنترل سرعت.

جدول ۱: مشخصات ضرایب محاسبه شده برای کنترل کننده.

ضرایب	حلقه کنترل مولفه		برای MRAS
	حلقه کنترل مولفه جریان d	حلقه کنترل مولفه جریان q	
K_p	۱,۲۳	۹,۳۲	۴,۵۴
K_I	۱۱,۴۲	۱۸,۷	۱۶,۲۸
K_D	۳	۵,۸	۶,۹
λ	۰,۷۳	۰,۸۲	۰,۲۱
μ	۰,۶	۰,۳۵	۰,۱۸

جریان از الگوریتم PSO تصحیح شده به شرح ذیل استفاده می شود

۱- تعداد ذرات در نظر گرفته شده برای الگوریتم PSO تصحیح شده ۲۰ ذره می باشد.

۲- هر ذره دارای ۶ بعد است که شامل ضرایب هر یک از کنترل کننده های حلقه های جریان است یعنی یک ذره نمونه به شکل $[K_{p1}, K_{i1}, K_{d1}, \lambda_1, \delta_1, K_{p2}, K_{i2}, K_{d2}, \lambda_2, \delta_2]$ است.

۳- در ابتدای شبیه سازی برای هر یک از ذرات مقادیر تصادفی در نظر گرفته می شود.

۴- مقادیر هر یک از کنترل کننده ها در داخل بلوک های FOMCON مقدار دهی شده و شبیه سازی سیستم نشان داده شده در شکل ۶ با استفاده از دستور `lsim()` در نرم افزار MATLAB اجرا خواهد شد.

۵- با اجرای شبیه سازی مقادیر انتگرال خطا یعنی $\sum (I_{d,ref} - I_{d,act})$ و همچنین خطای مجموع تخمینگر MRAS برای هر یک از حلقه های کنترلی محاسبه می گردند. این مقادیر همان توابع هزینه برای هر یک از ذرات محسوب خواهند شد.

۶- بر اساس الگوریتم پیشنهادی، موقعیت- سرعت ذرات محاسبه و به روزرسانی خواهد شد.

۷- ذرات به روزرسانی شده مجدداً در بلوک های FOMCON بارگزاری شده و تا رسیدن به شرط اتمام الگوریتم رویه فوق تکرار خواهد شد.

اتمام الگوریتم می تواند یا بر اساس خطای نهایی $I_{d,ref} - I_{d,act}$ و یا بر اساس تعداد تکرار الگوریتم (در این تحقیق تعداد تکرار الگوریتم در مقدار ۱۰۰ تنظیم شده است) در نظر گرفته شود.

در جدول ۱ ضرایب به دست آمده برای هر دو کنترل کننده FOPID به کار گرفته شده در حلقه های جریان نشان داده شده است. در شکل ۷ تغییرات تابع هزینه در ۱۰۰ تکرار نمایش داده شده است. مشاهده می شود که بعد از حدود ۵۰ تکرار مقدار خطای جریان های تزریقی تقریباً صفر شده است.

به منظور ارزیابی عملکرد الگوریتم PSO اصلاح شده پیشنهادی و اثبات برتری آن نسبت به روش های متداول، یک مطالعه تطبیقی با دو الگوریتم پر کاربرد PSO استاندارد و الگوریتم ژنتیک (GA) انجام شده است. در این

بوده و تنها ضریب ثابت کوچکی به آن افزوده می شود. شایان ذکر است که این الگوریتم در فاز آموزش برون خط و پیش از راه اندازی سیستم کنترلی اجرا می گردد و محدودیت زمانی بلادرنگ برای آن وجود ندارد. پس از استخراج ضرایب بهینه، در فاز اجرای برخط تنها کنترل کننده های FOPID و کنترل کننده مود لغزشی در حلقه کنترلی حضور دارند. کنترل کننده های FOPID با استفاده از روش های تقریب مرتبه صحیح قابل پیاده سازی هستند که بار محاسباتی مناسبی برای پردازنده های دیجیتال سیگنال (DSP) یا FPGA ایجاد می کنند. با توجه به دینامیک موتور PMSM و نرخ نمونه برداری مرسوم در درایوهای الکتریکی (در حدود ۱۰ کیلوهرتز)، مجموع محاسبات مورد نیاز برای تخمینگر MRAS، کنترل مود لغزشی سرعت و کنترل کننده های FOPID جریان در بازه نمونه برداری قابل اجرا بوده و لذا پیاده سازی بلادرنگ سیستم کنترلی پیشنهادی با سخت افزار مناسب امکان پذیر است. بررسی دقیق تر زمان اجرا و بهینه سازی کد، نیازمند پیاده سازی عملی بر روی سخت افزار هدف در کارهای آتی خواهد بود.

۳-۴-۵ تحلیل مقاومت در برابر تغییرات پارامتری

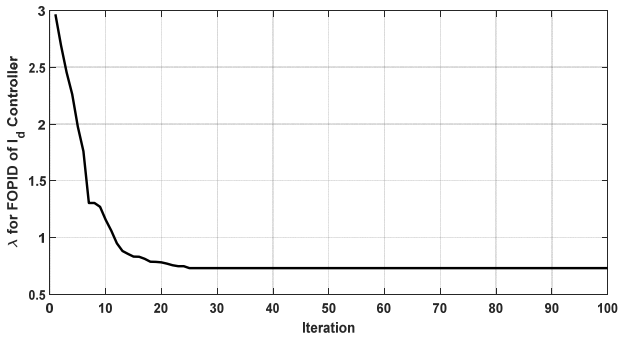
در بخش ۳-۲ و در تحلیل پایداری (روابط (۲۵) الی (۲۸)) نشان داده شد که قانون کنترل مود لغزشی طراحی شده ذاتاً نسبت به عدم قطعیت ها و اغتشاشات خارجی مقاوم است. با انتخاب بهره سوئیچینگ K_C به گونه ای که از کران بالای اغتشاش مؤثر (T_{l-max}) بزرگتر باشد (رابطه (۲۸))، شرط پایداری $V < 0$ برای حالتی که $|T_l| \leq T_{l-max}$ باشد، تضمین می شود. این بدان معناست که تا زمانی که تغییرات پارامترها و اغتشاشات بار در یک کران محدود قرار داشته باشند، کنترل کننده مود لغزشی قادر به حفظ پایداری و ردیابی مطلوب سرعت خواهد بود.

همچنین کنترل کننده های مرتبه کسری (FOPID) به دلیل ساختار ذاتی خود، نسبت به کنترل کننده های PID کلاسیک مقاومت بیشتری در برابر تغییرات بهره سیستم و نامعینی های پارامتری دارند (خاصیت ایزو میرایی). علاوه بر این، در فرآیند بهینه سازی با الگوریتم PSO اصلاح شده، توابع هزینه به گونه ای تعریف شده اند که نه تنها خطای حالت ماندگار، بلکه فراجهدش و زمان نشست را نیز در سناریوهای مختلف عملیاتی در بر می گیرند (رابطه (۳۱)). این رویکرد باعث می شود ضرایب به دست آمده برای کنترل کننده ها، عملکرد قابل قبولی در محدوده وسیعی از تغییرات شرایط کاری داشته باشند. علاوه بر این استفاده از تخمینگر MRAS در ساختار کنترلی، وابستگی به اندازه گیری مستقیم سرعت را حذف کرده و با تطبیق مدل قابل تنظیم بر اساس خطای جریان، تا حدی اثر تغییرات پارامترهای موتور را جبران می نماید.

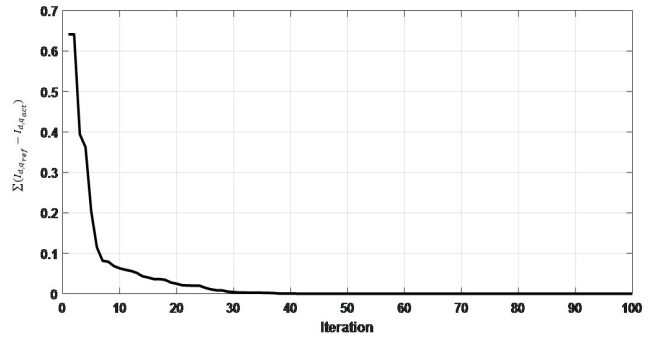
در مجموع، روش کنترلی پیشنهادی با ترکیب کنترل مود لغزشی مقاوم، کنترل کننده های گام کسری و تخمینگر تطبیقی، توانایی مناسبی برای حفظ عملکرد مطلوب در حضور تغییرات پارامتری و اغتشاشات بار را دارا می باشد. شایان ذکر است که اثبات این مقاومت در نتایج شبیه سازی با اعمال تغییرات ناگهانی در گشتاور بار بررسی پاسخ سیستم نشان داده خواهد شد.

۴- نتایج شبیه سازی

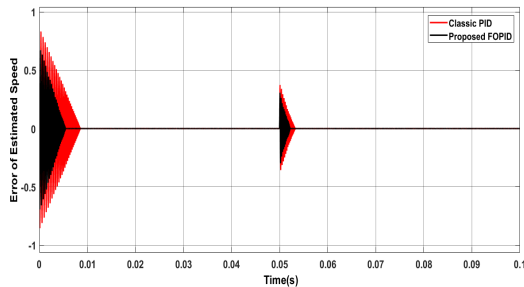
در این تحقیق برای پیاده سازی کنترل کننده های FOPID حلقه های جریان از کتابخانه FOMCON در محیط سیمولینک نرم افزار MATLAB (که در [۳۰] تا [۳۱] بطور کامل مورد بحث قرار گرفته است) استفاده می شود و برای تنظیم FOPID های مربوط به حلقه های



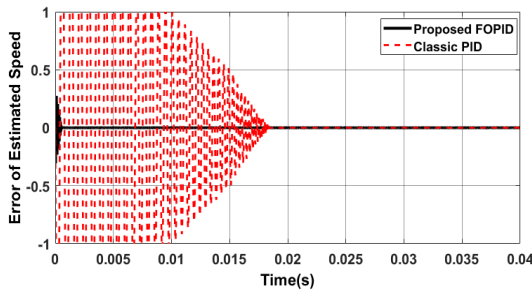
شکل ۱۰: تغییرات مولفه λ از کنترل کننده FOPID در حلقه جریان محور d .



شکل ۷: تغییرات تابع هزینه $\sum(I_{d,q_{ref}} - I_{d,q_{act}})$ در ۱۰۰ تکرار.

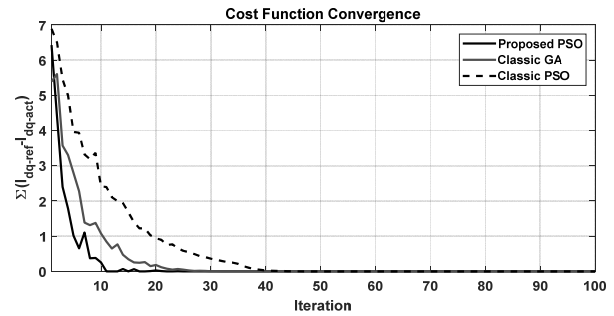


(الف)

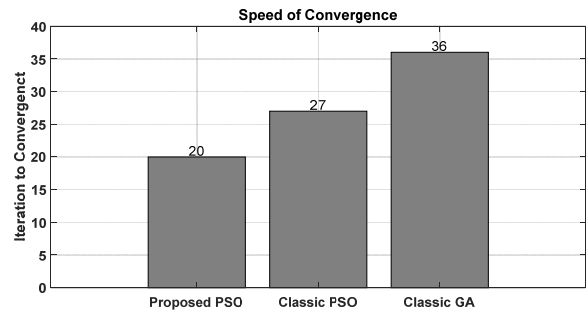


(ب)

شکل ۱۱: تغییرات خطای سرعت تخمین زده شده، (الف) سناریوی اول (λ_1) و (ب) سناریوی دوم (λ_2).



شکل ۸: مقایسه تغییرات تابع هزینه $\sum(I_{d,q_{ref}} - I_{d,q_{act}})$ الگوریتم‌های مختلف در ۱۰۰ تکرار.



شکل ۹: مقایسه سرعت همگرایی در الگوریتم‌های مختلف.

مقدار نهایی برای λ (که مقدار ۰٫۷۳ است) محاسبه گردیده است. با به‌دست آمدن مقادیر ضرایب کنترل‌کننده‌های FOPID می‌توان شبیه‌سازی نهایی سیستم را با حضور کنترل کننده انجام داد. نتایج این شبیه‌سازی‌ها در قسمت‌های بعدی این بخش مورد ارزیابی قرار خواهند گرفت.

تعداد ذرات در نظر گرفته‌شده برای الگوریتم PSO تصحیح شده ۲۰ ذره می‌باشد. کنترل‌کننده‌های طراحی شده به صورت (۴۱) هستند

$$G_{C_iq}(s) = 9,32 + 18,75s^{-1} + 5,85s^{-2} \quad (41)$$

$$G_{C_MRAS}(s) = 4,54 + 16,28s^{-1} + 6,95s^{-2} \quad (42)$$

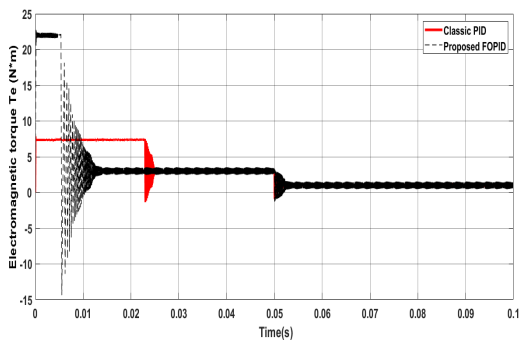
$$G_{C_id}(s) = 1,23 + 11,42s^{-1} + 3,5s^{-2} \quad (43)$$

به منظور ارزیابی کمی و کیفی عملکرد استراتژی کنترلی پیشنهادی (شامل کنترل مود لغزشی در حلقه سرعت، کنترل‌کننده‌های FOPID تنظیم‌شده با PSO اصلاح‌شده در حلقه‌های جریان و تخمینگر MRAS)، دو سناریوی عملیاتی متفاوت تعریف گردیده است.

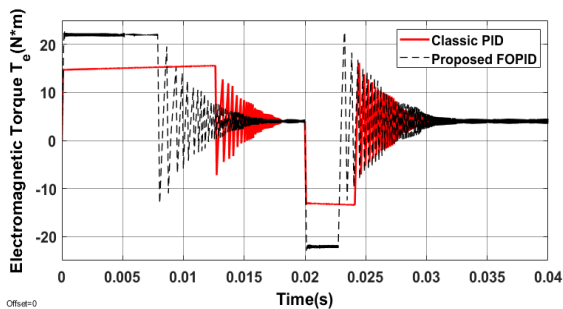
در سناریوی اول، پاسخ سیستم به کاهش ناگهانی گشتاور بار از ۳ Nm به ۱ Nm در زمان ۰٫۰۵ ثانیه مورد بررسی قرار می‌گیرد. در سناریوی دوم (λ_2)، عملکرد سیستم در مواجهه با کاهش ناگهانی سرعت مرجع از ۵۰۰ rad/s به ۲۵۰ rad/s در زمان ۰٫۰۵ ثانیه ارزیابی

سناریوی مقایسه‌ای، فرآیند بهینه‌سازی ضرایب کنترل‌کننده FOPID برای سیستم مورد مطالعه با هر سه الگوریتم اجرا گردید. برای اطمینان از عادلانه بودن مقایسه، تمامی الگوریتم‌ها با شرایط یکسان شامل اندازه جمعیت ۲۰ و حداکثر ۱۰۰ تکرار اجرا شده‌اند. تابع هزینه در نظر گرفته شده برای بهینه‌سازی، معیار انتگرال قدر مطلق خطا (IAE) می‌باشد. شکل ۸ نتایج حاصل از این مقایسه را نشان می‌دهد. بر اساس نتایج به‌دست آمده، الگوریتم PSO اصلاح‌شده پیشنهادی توانسته است کمترین مقدار تابع هزینه (IAE) را در مقایسه با دو روش دیگر کسب نماید. همچنین همانطور که در شکل‌های ۸ و ۹ مشاهده می‌شود از نظر سرعت همگرایی، روش پیشنهادی در تعداد تکرار کمتری به جواب بهینه نزدیک شده است. علاوه بر این، انحراف معیار کمتر در نتایج حاصل از اجراهای متعدد، بیانگر پایداری بیشتر و عملکرد قابل اطمینان‌تر الگوریتم پیشنهادی نسبت به PSO استاندارد و GA می‌باشد. این برتری را می‌توان ناشی از مکانیسم‌های اصلاحی در به‌روزرسانی موقعیت ذرات در الگوریتم PSO اصلاح‌شده دانست که تعادل بهتری بین اکتشاف و بهره‌برداری ایجاد می‌کند.

در شکل ۱۰ تغییرات یکی از ذرات برای ۱۰۰ تکرار ملاحظه می‌شود. این ذره همان λ در کنترل کننده FOPID از حلقه کنترل مولفه d جریان است. در اینجا نیز می‌توان مشاهده نمود که بعد از حدود ۵۰ تکرار



(الف)



(ب)

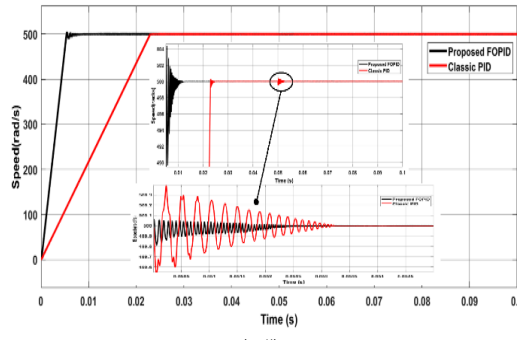
شکل ۱۳: تغییرات گشتاور موتور، (الف) سناریوی اول (λ_1) و (ب) سناریوی دوم (λ_2).

که روش پیشنهادی قادر است در نصف مدت زمان مورد نیاز کنترل کننده کلاسیک، سرعت روتور را به مقدار مرجع جدید برساند. همچنین مشاهده می شود که اگرچه در لحظات ابتدایی شبیه سازی، پاسخ روش پیشنهادی دارای فراجهش بیشتری نسبت به کنترل کننده PID است، اما این فراجهش اولیه در مدت زمان بسیار کوتاهی (کمتر از ۰/۰۱ ثانیه) میرا شده و سیستم به سرعت به حالت ماندگار می رسد. در مقابل، کنترل کننده PID با وجود فراجهش کمتر، زمان نشست بیشتری داشته و دیرتر به حالت ماندگار می رسد. این رفتار نشان دهنده سرعت پاسخ بالاتر روش پیشنهادی است که در کاربردهای صنعتی حائز اهمیت می باشد.

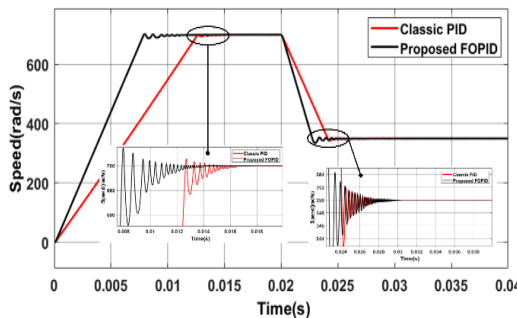
علاوه بر این در هر دو سناریو، خطای حالت ماندگار سرعت در روش پیشنهادی نزدیک به صفر است که نشان دهنده دقت بالای کنترل کننده های FOPID و کنترل مود لغزشی در حذف خطای ماندگار می باشد.

شکل ۱۳ تغییرات گشتاور الکترومغناطیسی موتور را در دو سناریوی مورد بررسی نشان می دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می شود در سناریوی اول، با کاهش ناگهانی گشتاور بار، گشتاور الکترومغناطیسی در روش پیشنهادی بسیار سریعتر از کنترل کننده PID به مقدار جدید تطبیق می یابد. این نشان دهنده عملکرد مطلوب حلقه های کنترل جریان FOPID در تنظیم سریع جریان محور q (متناسب با گشتاور) است. همچنین همانطور که مشاهده می شود در سناریوی دوم (تغییر سرعت)، نوسانات گشتاور در روش پیشنهادی نسبت به کنترل کننده PID کمتر بوده و سیستم با همواری بیشتری به حالت ماندگار جدید می رسد. این ویژگی به دلیل استفاده از کنترل کننده های گام کسری است که انعطاف پذیری بیشتری در شکل دهی به پاسخ فرکانسی سیستم دارند.

نتایج شبیه سازی به وضوح نشان می دهد که استراتژی کنترلی پیشنهادی شامل کنترل مود لغزشی در حلقه سرعت، کنترل کننده های FOPID تنظیم شده با الگوریتم PSO اصلاح شده در حلقه های جریان و تخمینگر MRAS، عملکرد بسیار مطلوب تری نسبت به کنترل کننده



(الف)



(ب)

شکل ۱۲: تغییرات سرعت روتور، (الف) سناریوی اول (λ_1) و (ب) سناریوی دوم (λ_2).

می شود. در تمامی شبیه سازی ها، عملکرد روش پیشنهادی با کنترل کننده کلاسیک PID (با ضرایب تنظیم شده به روش زیگلر-نیکولز) مقایسه گردیده است.

شکل ۱۱ تغییرات خطای تخمین سرعت (تفاوت بین سرعت واقعی و سرعت تخمین زده شده توسط MRAS) را برای دو سناریوی مورد بررسی نشان می دهد. نتایج حاکی از برتری قابل توجه روش پیشنهادی در کاهش خطای تخمین است:

در سناریوی اول (تغییر گشتاور) بیشینه دامنه خطای تخمین در روش پیشنهادی حدود ۶۰ درصد مقدار متناظر در کنترل کننده کلاسیک PID است. به عبارت دیگر، روش پیشنهادی توانسته است خطای بیشینه تخمین را به میزان ۴۰ درصد کاهش دهد. علاوه بر این، زمان نشست سیگنال خطای تخمین در روش پیشنهادی به میزان چشمگیری کاهش یافته و سیستم در مدت زمان کوتاه تری به خطای تخمین نزدیک به صفر می رسد. این بهبود ناشی از دقت بالاتر کنترل کننده های FOPID در مکانیزم تطبیقی MRAS و مقاومت بیشتر آنها در برابر تغییرات ناگهانی گشتاور است.

در سناریوی دوم (تغییر سرعت) بیشینه دامنه خطای تخمین در روش پیشنهادی حدود ۳۵ درصد مقدار متناظر در کنترل کننده کلاسیک PID است که نشان دهنده کاهش ۶۵ درصدی خطای بیشینه می باشد. این بهبود چشمگیر نشان می دهد که کنترل کننده های FOPID تنظیم شده با PSO اصلاح شده، توانایی بسیار بالایی در تخمین دقیق سرعت در شرایط تغییرات ناگهانی دارند و نسبت به کنترل کننده PID کلاسیک، عملکرد بسیار مطلوب تری ارائه می دهند.

شکل ۱۲ تغییرات سرعت روتور را در دو سناریوی مورد بررسی نشان می دهد. همانطور که در این شکل مشاهده می شود زمان نشست سیگنال سرعت در حضور کنترل کننده پیشنهادی در هر دو سناریو کمتر از ۰/۰۱ ثانیه است که در مقایسه با کنترل کننده PID کلاسیک (با زمان نشست حدود ۰/۰۲ ثانیه) بهبود ۵۰ درصدی را نشان می دهد. این بدان معناست

- [9] S. Songklod, et al. "Permanent magnet synchronous motor dynamic modeling with state observer-based parameter estimation for AC servomotor drive application," *Applied Science and Engineering Progress*, vol. 12, no. 4, pp. 286-297, Nov. 2019.
- [10] S. Shweta, and A. N. Tiwari, "Various techniques of sensorless speed control of PMSM: A review," in *Proc. 2nd Int. Conf. on Electrical, Computer and Communication Technologies*, 6 pp., Coimbatore, India, 22-24 Feb. 2017.
- [11] S. A. Kim, J. H. Song, S. W. Han, and Y. H. Cho, "An improved dynamic modeling of permanent magnet synchronous machine with torque ripple characteristics," *Journal of Clean Energy Technologies*, vol. 6, no. 2, pp. 45-86, Mar. 2018.
- [12] W. Zhu, Sh. Li, H. Du, and X. Yu, "Nonsmooth observer-based sensorless speed control for permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 12, pp. 13514-13523, Dec. 2022.
- [13] M. Usama, and J. Kim, "Robust adaptive observer-based finite control set model predictive current control for sensorless speed control of surface permanent magnet synchronous motor," *Trans. of the Institute of Measurement and Control*, vol. 43, no. 6, pp. 1416-1429, Apr. 2021.
- [14] A. G. Abo-Khalil, A. M. Eltamaly, M. S. Alsaud, Kh. Sayed, and A. S. Alghamdi, "Sensorless control for PMSM using model reference adaptive system," *International Trans. on Electrical Energy Systems*, vol. 32, no. 10, pp. 1-11, Dec. 2020.
- [15] M. Nicola and C. Nicola, "Sensorless fractional order control of PMSM based on synergetic and sliding mode controllers," *Electronics*, vol. 9, no. 9 pp. 1-44, Sept. 2020.
- [16] Q. Yang, et al., "Nonlinear sensorless speed tracking control for PMSM with unmodeled electromotive forces," *Asian Journal of Control*, vol. 23, no. 5, pp. 2251-2260, Oct. 2021.
- [17] Ch. Wu, Y. Zhao, and M. Sun, "Enhancing low-speed sensorless control of PMSM using phase voltage measurements and online multiple parameter identification," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10700-10710, Oct. 2020.
- [18] R. Sreejith and B. Singh. "Sensorless predictive current control of PMSM EV drive using DSOGI-FLL based sliding mode observer," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5537-5547, Jul. 2021.
- [19] R. Jon, Zh. Wang, Ch. Luo, and M. Jong. "Adaptive robust speed control based on recurrent elman neural network for sensorless PMSM servo drives," *Neurocomputing*, vol. 227, pp. 131-141, Mar. 2017.
- [20] M. Sh. Wang and T.M. Tsai, "Sliding mode and neural network control of sensorless PMSM controlled system for power consumption and performance improvement," *Energies*, vol. 10, no. 11, Nov. 2017.
- [21] M. Dursun, A. F. Boz, M. Kale, and M. Karabacak, "Sensorless control application of PMSM with a novel adaptation mechanism," *Neural Computing and Applications*, vol. 29, no. 4, pp. 87-103, Jan. 2018.
- [22] S. Khorashadizadeh, M. M. Zirkohi, H. Eliasi, and R. Gholipour, "Adaptive control of robot manipulators driven by permanent magnet synchronous motors using orthogonal functions theorem," *Journal of Vibration and Control*, vol. 29, no. 11, Jun. 2023.
- [23] Y. Li, C. Wang, H. Shi, R. Xin, and L. Wang, "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM," in *Proc. 29th Chinese Control and Decision Conf.*, pp. 7407-7411, Chongqing, China, 28-30 May 2017.
- [24] C. Hakan, and T. Yigit, "Field-oriented control of the PMSM with 2-DOF PI controller tuned by using PSO," in *Proc. Int. Conf. on Artificial Intelligence and Data Processing*, 4 pp., Malatya, Turkey, 28-30 Sept. 2018.
- [25] S. W. A. Salem, G. F. Osman, and S. H. Arfa, "Adaptive neuro-fuzzy inference system based field oriented control of PMSM & speed estimation," in *Proc. 20th Int. Middle East Power Systems Conf.*, pp. 626-631, Cairo, Egypt, 18-20 Dec. 2018.
- [26] M. Hasoun, and M. Khafallah, "Field oriented control of dual three-phase PMSM based vector space decomposition for electric ship propulsion," in *Proc. Int. Conf. of Computer Science and Renewable Energies*, 6 pp., Agadir, Morocco, 22-24 Jul. 2019.
- [27] W. Fengxiang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control," *Energies*, vol. 11, no. 1, pp. 120-121, Jan. 2018.

کلاسیک PID دارد. بهبود قابل توجه در کاهش خطای تخمین سرعت (تا ۶۵ درصد)، کاهش زمان نشست (تا ۵۰ درصد) و دقت بالای ردیابی، همگی مؤید کارایی و برتری روش پیشنهادی برای کنترل بدون سنسور PMSM در شرایط مختلف کاری می‌باشند. این برتری را می‌توان به عواملی مانند مقاومت بالای کنترلر مود لغزشی در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها، انعطاف پذیری بیشتر کنترل‌کننده‌های FOPID نسبت به نوع کلاسیک به دلیل وجود دو درجه آزادی اضافی گام کسری، تنظیم بهینه ضرایب با الگوریتم PSO اصلاح‌شده که قادر است بهترین ترکیب ممکن از پارامترها را برای دستیابی به حداقل خطا بیابد و همچنین دقت بالای تخمینگر MRAS با کنترل‌کننده FOPID که خطای تخمین سرعت را به حداقل می‌رساند نسبت داد.

۵- نتیجه‌گیری

در این تحقیق استفاده از کنترلر مود لغزشی در حلقه کنترل سرعت و همچنین کنترل‌کننده‌های تکمیلی FOPID تنظیم‌شده با الگوریتم PSO اصلاح شده در حلقه‌های کنترل جریان، تحت استراتژی کنترل میدانگرایی بدون سنسور جهت بهبود عملکرد سیستم کنترلی PMSM مورد بررسی قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی استراتژی کنترلی پیشنهادی در نرم‌افزار MATLAB موثر بودن روش پیشنهادی در کنترل سرعت-گشتاور موتور PMSM را نشان می‌دهد. تخمینگر سرعت مبتنی بر سیستم تطبیقی مدل مرجع (MRAS) جهت تخمین سرعت روتور به کار گرفته شد. برای پیاده‌سازی کلیه کنترل‌کننده‌های جریان و سرعت از کنترل‌کننده‌های FOPID استفاده شد که ضرایب آن از طریق الگوریتم PSO اصلاح شده بدست آمدند. در الگوریتم PSO اصلاح‌شده، کل جمعیت تحت تاثیر موقعیت و سرعت ذرات نخبه قرار گرفته و از این طریق سرعت و دقت همگرایی مجموعه ذرات به سمت نقطه بهینه مطلق تقویت می‌گردد.

مراجع

- [1] X. Wei, Y. Jiang, C. Mu, and F. Blaabjerg, "Improved nonlinear flux observer-based second-order SOIFO for PMSM sensorless control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 565-579, Jan. 2018.
- [2] L. Donglai, J. Li, R. Qu, and W. Kong, "Adaptive second-order sliding-mode observer for PMSM sensorless control considering VSI nonlinearity," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8994-9004, Oct. 2017.
- [3] W. Qiong, S. Wang, and C. Chen, "Review of sensorless control techniques for PMSM drives," *IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 14, no. 10, pp. 1543-1552, Oct. 2019.
- [4] L. Haoyuan, X. Zhang, S. Yang, and S. Liu, "Unified graphical model of high-frequency signal injection methods for PMSM sensorless control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 6, pp. 4411-4421, Jun. 2020.
- [5] J. Yajie, W. Xu, and C. Mu, "Improved SOIFO-based rotor flux observer for PMSM sensorless control," in *Proc. 43rd Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 8219-8224, Beijing, China, 29 Oct-1 Nov. 2017.
- [6] Z. Guoqiang, G. Wang, and D. Xu, "Saliency-based position sensorless control methods for PMSM drives-A review," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 14-23, Sept. 2017.
- [7] F. Li, K. Wang, J. Li, H. Y. Sun, and P. C. Luk, "Electromagnetic performance analysis of PMSM with eccentric consequent pole rotor," in *Proc. 7th Int. Conf. on Power Electronics Systems and Applications-Smart Mobility, Power Transfer & Security*, 7 pp., Hong Kong, China, 12-14 Dec. 2017.
- [8] K. Heesoo, A. Posa, J. Nerg, J. Heikkinen, and J. T. Sopenan, "Analysis of electromagnetic excitations in an integrated centrifugal pump and permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 1759-1768, Nov. 2019.

سجاد خمیسی نسب در سال ۱۳۹۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد رامهرمز و در سال ۱۴۰۲ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده شامل موضوعاتی مانند الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.

ناصر عرفانی مجد در سال ۱۳۸۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق را از دانشگاه شهید چمران اهواز، در سال ۱۳۹۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق را از دانشگاه تربیت مدرس تهران و در سال ۱۳۹۵ مدرک دکتری در مهندسی برق را از دانشگاه امیر کبیر تهران دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند طراحی مدارهای آنالوگ و دیجیتال، الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.

- [28] V. Vishal, S. Arya, and J. Baria. "Modelling and control of PMSM drive by field oriented control for HEV," in *Proc. of the Advances in Power Generation from Renewable Energy Sources*, 11 pp., Banswara, India, 11-12 Feb. 2019.
- [29] B. Isabela, C. Muresan, I. Nascu, and C. Ionescu, "A survey of recent advances in fractional order control for time delay systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 30951-30965, 2019.
- [30] D. Mircea, A. Gligor, and T. M. Dulău. "Fractional order controllers versus integer order controllers," *Procedia Engineering*, vol. 181, pp. 538-545, Dec. 2017.
- [31] S. K. Lakshmanaprabu, M. Elhoseny, and K. Shankar, "Optimal tuning of decentralized fractional order PID controllers for TITO process using equivalent transfer function," *Cognitive Systems Research*, vol. 1, no. 58, pp. 292-303, Dec. 2019.