مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۱۰، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۵، صفحه ۱۲-۱

جبران عیب حسگرهای موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی تحمل‌پذیر عیب

سید موسی آیتی[۱]، حمیدرضا نیکبخت[۲]

[۱] استادیار، آزمایشگاه ابزاردقیق پیشرفته، دانشکده مهندسی مکانیک، پردیس فنی دانشگاه تهران، m.ayati@ut.ac.ir

[۲] فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، پردیس فنی دانشگاه تهران، nikhamidreza@gmail.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۳/۳۱، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۵/۷/۱۹)

چکیده: مسئله کنترل‌کننده‌های تحمل‌پذیر عیب (FTC[۱]) یک موضوع مهم در نظریه سیستم و مهندسی کنترل بوده و دارای کاربردهای عملی و صنعتی بسیاری است. در این مقاله یک FTC جدید برای تشخیص و اصلاح عیب حسگرهای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم (PMSM[۲]) طراحی‌شده است. برای رسیدن به این هدف، از یک کنترل‌کننده مدلغزشی (SMC[۳]) بر اساس کنترل برداری PMSM استفاده شده است. بمنظور اینکه کنترل کننده بتوانند درحالتی که حسگرهای معیوب هستند PMSM را کنترل کند از دو رویتگر مدلغزشی (SMO[۴]) برای تخمین سرعت و جریان‌های موتور استفاده شده است. این رویتگرها حسگرهای مجازی‌ای را برای پسخور ایجاد می‌کنند. حال زمانی که هر یک از حسگرها با عیب مواجه شوند، FTC عیب را تشخیص داده و بلافاصله از حسگرهای مجازی برای کنترل موتور استفاده می‌کند. پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از نظریه پایداری لیاپانوف بررسی‌شده است. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب FTC پیشنهادی را برای PMSM نشان می‌دهند.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون آهنربای دائم، کنترل‌کننده مد لغزشی، رویتگر مد لغزشی، کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب، کنترل بدون حسگر.

Permanent Magnet Synchronous Motor Sensor Fault Compensation via Fault Tolerant Sliding Mode Controller

Seyed Moosa Ayati, Hamidreza Nikbakht

Abstract: The fault tolerant controller (FTC) issue is one of the most important subjects in the system theory and control engineering which has many practical and industrial applications. In This paper, a new FTC has been designed in order to detect and compensate the sensors faults of permanent magnet synchronous motor (PMSM). To achieve this goal, sliding mode controller (SMC) and PMSM vector control have been used. In the faulty conditions, in order to achieve control purposes, two sliding mode observers (SMO) estimate the speed and currents of motor. The observers create virtual sensors for the feedback control. If sensors face with a condition that cause any fault, the FTC detects the fault and the virtual sensors are immediately used for sensorless control of motor. The stability of the closed-loop system has been investigated by the Lyapunov stability theory. Simulation results confirm good performance of the proposed FTC for PMSM.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, Sliding mode controller, Sliding mode observer, Fault tolerant controller, Sensorless control.

[1] Fault tolerant controller
[2] Permanent magnet synchronous motor
[3] Sliding mode controller
[4] Sliding mode observer

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

۱- مقدمه

کنترل‌کننده‌های تحمل‌پذیر عیب (FTC)، در سال‌های اخیر به دلیل بالابردن قابلیت اطمینان، نگهداری و دوام فرآیندهای حساسی همچون صنایع پتروشیمی، نیروگاه‌های هسته‌ای، ماهواره‌ها و خودروهای الکتریکی از توجه فراوانی برخوردار شده‌اند. در این فرآیندها از PMSM به دلیل ویژگی‌های چون راندمان بالا ، گشتاور، سرعت، نسبت وزن به گشتاور کم و نیاز محدود به تعمیر و نگهداری [۲]، استفاده می‌شود. به‌منظور ارتقا و افزایش اعتماد و اطمینان، لازم است تا سیستم‌های کنترل این موتور قابلیت تشخیص عیب و تحمل‌پذیری در برابر عیب را داشته باشند.

پیرامون پژوهش‌های انجام‌شده، دو روش فعال[1] و غیرفعال[2]، برای FTC یک سیستم وجود دارد [۴]. در روش غیرفعال، یک کنترل‌کننده بر اساس نظریه‌های کنترل مقاوم[3] در شرایط عادی و معیوب و برای عیب‌های خاصی از سیستم طراحی می‌شود. اما در روش‌های فعال، FTC ترکیبی از یک کنترل‌کننده و یک رویتگر است که کنترل‌کننده وظیفه کنترل و رویتگر هدف تخمین حالت‌های سیستم را بر عهده دارد. هنگامی که عیبی رخ می‌دهد، عملکرد عادی و مطلوب سیستم به سمت ناپایداری منحرف می‌شود. در این صورت FTC با استفاده از یک الگوریتم تشخیص عیب، قانون‌های کنترل جدیدی را ایجاد و با اعمال این قانون‌ها به سیستم حفظ شرایط کنترلی پایدار و مطلوبی را برای سیستم تضمین می‌کند.

در سال‌های اخیر کنترل برداری[4] به یکی از محبوب‌ترین روش‌های کنترل حلقه بسته موتورهای الکتریکی تبدیل‌شده است. درایو PMSM برای ایجاد این روش کنترلی حداقل نیاز به دو حسگر اندازه‌گیری جریان و یک حسگر دقیق اندازه‌گیری سرعت داردتا بتواند حلقه‌های کنترل شار و گشتاور را به‌شکل مجزا کنترل کند. وجود هرگونه عیب برای این حسگرها، هدف کنترل برداری را به‌کلی مختل می‌کند. چرا که سیستم ایمنی درایو در صورت دریافت سیگنال‌های ناقص از حسگرها، فرمان ایست را برای درایو صادر و درنتیجه خاموشی سیستم را در پی خواهد داشت. بنابراین، وجود یک FTC فعال با قابلیت تشخیص و اصلاح عیب‌های حسگری برای PMSM امری مهم و ضروری است [۴, ۵]. براساس مطالعه‌های انجام‌شده در مقاله [۴]، رویتگرها و کنترل‌کننده‌های مد لغزشی از توانایی بالایی برای کنترل و تخمین حالت‌های سیستم در حضور اغتشاش و عدم قطعیت‌های سیستم برخوردار هستند. با این حال، مدهای لغزشی با پدیده چترینگ[5] در حین ردیابی سیگنال‌های مرجع خود مواجه می‌شوند. خوشبختانه می‌توان با استفاده از سطوح لغزش انتگرالی، الگوریتم‌های پیچشی، و یا استفاده از توابع خطی اثر این پدیده را کاهش داد [۶] و یک FTC با راندمان بالای را ایجاد نمود.

نتایج مربوط به تحقیق‌های انجام شده پیرامون عیب‌های حسگری PMSM در [۵، ۷، ۸] گزارش‌شده است. لیکن اکثر این مقالات فقط به تشخیص عیب‌های حسگری اشاره دارند. همچنین، در [۹] یک FTC مقاوم در برابر عیب حسگر سرعت PMSM، برای کروز کنترل یک خودروی هایبریدی ارائه شده است. در [۵] از رویتگر فیلتر کالمن برای تخمین سرعت PMSM و از رویتگر تطبیقی مدل مرجع (MRAS[6]) برای تخمن جریان‌های استاتور PMSM استفاده شده است. در [۱۰] نیز از رویتگر پسگام تطبیقی[7] برای اصلاح عیب حسگرهای جریان IPMSM طراحی شده است. به‌طور مشترک در این مراجع از روش کنترل بدون حسگر PMSM برای شرایط معیوب حسگرها استفاده شده است.

در این مقاله قصد بر آن است که یک FTC فعال مقاوم در برابر عیب حسگرهای درایو PMSM طراحی‌شود. برای رسیدن به این هدف، یک SMC در کنترل برداری موتور به کار رفته است. دو SMO به شکلی طراحی شده‌اند تا تمامی حسگرهای PMSM را به‌صورت مجازی تولید کنند. همچنین، یک الگوریتم تشخیص عیب با محاسبه مانده از اختلاف سیگنال‌های اندازه‌گیری شده از حسگرهای واقعی و حسگرهای مجازی و مقایسه مانده با یک سطح آستانه، عیب ایجاد شده برای هریک از حسگرها را تشخیص داده و بلافاصله حسگرهای مجازی را جایگزین حسگرهای معیوب می‌نماید. در این صورت، PMSM حتی در حالت بروز عیب برای همه‌ی حسگرها نیز می‌تواند به کار عادی خود ادامه دهد. پایداری سیستم حلقه بسته کلی با استفاده از نظریه پایداری لیاپانوف بررسی و به‌منظور تائید عملکرد صحیح و کارایی FTC، طراحی‌های انجام شده با استفاده از نرم افزار متلب شبیه‌سازی شده‌اند.

این مقاله به صورت زیر مرتب شده است. در ادامه و در بخش دوم مدل فضای حالت PMSM ارائه شده است. در بخش ۳ الگوریتم FTC پیشنهادی معرفی می‌شود. بخش ۴ به طراحی کنترل‌کننده در شرایط عادی بدون عیب و در بخش ۵ به طراحی کنترل‌کننده‌های مربوط به شرایط معیوب حسگرهای پرداخته شده است. نتیجه شبیه‌سازی‌ها در بخش ۶ و نتیجه‌گیری در بخش ۷ آورده شده است.

۲- مدل فضای حالت PMSM

روش‌های طراحی کنترل‌کننده در مختصات dq کنترل‌کننده‌های برداری[8] نامیده می‌شوند که شامل کنترل‌کننده‌های سرعت و جریان‌های استاتور هستند. مختصات dq از اعمال تبدیل پارک بر روی جریان‌های سه فاز استاتور ($i_{\alpha\beta\gamma}$) حاصل می‌شود که جزئیات انجام این تبدیل در

[1] Active approach
[2] Passive approach
[3] Robust control
[4] Vector control
[5] Chattering

[6] Model reference adaptive system
[7] Adaptive back-stepping observer
[8] Vector controller

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

مرجع [۱۷] به طور کامل شرح داده شده است. بطور کلی در این تبدیل هر کدام از متغیرهای دو محور d و q از روی متغیرهای متناظر در حالت سه محوری ($i_{\alpha\beta\gamma}$) و از طریق ماتریس انتقال تبدیل پارک (پیوست ۱) قابل محاسبه هستند. تبدیل پارک باعث می شود تا بردارهای سه فاز جریانهای استاتور به دو بردار تبدیل شود که ماحصل این تبدیل طراحی کنترل کننده را ساده می‌کند. همچنین، لازم به ذکر است که در روش کنترل برداری، پس از خطی‌سازی متغیرهای حالت سیستم، می‌تواند بکار گرفته شود که به‌طور خاص، گشتاور و دینامیک شار رتور PMSM در مختصات dq، خطی است و بنابراین، حلقه کنترل شار و گشتاور هریک می‌توانند به‌صورت مجزا اجرا شوند [۱۱]. مدل ریاضی PMSM در مختصات dq به‌صورت زیر مفروض شده است [۲] و [۳]:

$$\begin{aligned}
\frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d}(-Ri_d + L_q P\omega i_q + u_d)\\
\frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q}(-Ri_q + L_d P\omega i_d - P\omega\phi + u_q)\\
\frac{d\omega}{dt} &= a(\phi + (L_d - L_q)i_d)i_q - d\,T_l - dB\omega\\
\frac{d\theta}{dt} &= \omega
\end{aligned} \qquad (۱)$$

که L_d و L_q اندوکتانس‌های محورهای dq استاتور، R مقاومت استاتور، i_d و i_q جریان‌های محور dq استاتور، u_d و u_q ولتاژهای محور dq استاتور، θ موقعیت زاویه‌ای، ω سرعت زاویه‌ای رتور، φ شار آهنربای دائم رتور، j ممان اینرسی رتور، B ضریب میرایی چسبندگی، و T_l گشتاور بار، P تعداد زوج قطب هستند. همچنین، پارامترهای d و a بصورت زیر تعیین می‌شوند،

$$a = \frac{P}{j} \qquad d = \frac{1}{j}$$

۳- الگوریتم FTC پیشنهادی

هدف اصلی طراح FTC پیشنهادی این مقاله، تشخیص عیب حسگرهای جریان و حسگر سرعت و حفظ کنترل مطلوب در شرایط حسگرهای معیوب در PMSM است. برای ایجاد این هدف، ابتدا FTC مانده‌های زیر را تولید می‌کند:

$$\begin{aligned}
r_\omega &= \omega - \hat{\omega}\\
r_{i_d} &= i_d - \hat{i}_d\\
r_{i_q} &= i_q - \hat{i}_q
\end{aligned}$$

که ω، i_d و i_q به‌ترتیب سیگنال‌های اندازه‌گیری شده از حسگر سرعت و حسگرهای جریان محورهای d و q هستند. همچنین، $\hat{\omega}$، $\hat{i}_d$ و $\hat{i}_q$ مقادیر تخمین زده شده توسط رویتگرهای مد لغزشی یا به‌عبارتی حسگرهای مجازی سرعت و جریان‌های استاتور می‌باشند. حال هنگامی‌که هر یک از این مانده‌ها شرط زیر را برقرار سازند، حسگر معیوب تشخیص داده خواهد شد:

$$\sup\left\|r_{i_d}, r_{i_q}, r_\omega\right\| \geq r_0$$

که r_0 حد آستانه تشخیص عیب است و با در نظر گرفتن بیشترین تغییرات سرعت، گشتاور، و شرایط کاری مختلف موتور، و برای هریک از حسگرها توسط طراح انتخاب می‌شود. همچنین، (λ) یک متغیر شناور[1] و به‌عنوان شاخص تشخیص عیب است. مقدار (0) را در شرایط عادی و مقدار (1) را در شرایط معیوب هر یک از حسگرها به خود می‌گیرد. در صورت تشخیص عیب، FTC براساس رابطه (۲) حسگرهای مجازی را جایگزین حسگرهای واقعی می‌کند[۹]:

$$s = (1-\lambda)V_h + \lambda V_f \qquad (۲)$$

که در آن V_h قانون کنترل طراحی‌شده برای شرایط عادی و V_f قانون کنترل طراحی‌شده برای شرایط معیوب حسگرهای پسخور (یا روش کنترل بدون حسگر PMSM) است. در ادامه به طراحی این قانون‌های کنترلی پرداخته خواهد شد.

۴- طراحی کنترل‌کننده در شرایط عادی حسگرها

برای PMSM هدف کنترل برداری دو فرضیه دارد. اول اینکه سرعت موتور باید مقدار مرجع خود را ردیابی کند. دوم اینکه گشتاور الکترومغناطیسی غیرخطی برای جلوگیری از اثرات رلوکتانسی و ریپل گشتاور، باید خطی‌سازی شود. این قید برابر است با اینکه جریان i_d استاتور مقدار مرجع صفر را ردیابی کند [۱۰]. در این بخش به‌طراحی SMC بر اساس کنترل برداری PMSM پرداخته می‌شود. در حالت کلی، برای طراحی SMC با سطوح لغزش انتگرالی، در ابتدا سطوح لغزش و سپس قانون‌های کنترل طراحی می‌شوند [۵, ۱۱]. سطوح لغزش انتگرالی دارای دو قسمت سطح لغزش هستند که قسمت اول شامل خطایی است که باید برای ایجاد کنترل صفر شود. بخش دوم انتگرال خطای بخش اول را شامل می‌شود که به‌طورکلی می‌توان سطوح لغزش انتگرالی را با یک کنترل‌کننده کلاسیک PI مقایسه کرد. طراحی این کنترل‌کننده در دو مرحله زیر انجام می‌شود:

مرحله ۱: SMC سرعت PMSM

هدف از کنترل سرعت، صفر کردن خطای زیر است و در این صورت، سرعت خروجی PMSM سرعت مرجع را دنبال خواهد کرد.

$$e_\omega = \omega - \omega_r^* \qquad (۳)$$

که ω_r^* سرعت مرجع موتور است. برای صفر کردن خطای بالا، از سطح لغزش انتگرالی زیر استفاده می‌شود[۲]:

$$S_\omega = e_\omega - m_\omega \int e_\omega\, dt \qquad (۴)$$

[1] Boolean

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

که در آن m_ω یک بهره مثبت است. سطح لغزش انتگرالی اثرات چترینگ در خروجی کنترل‌کننده را کاهش می‌دهد. برای ایجاد هدف ردیابی سرعت، مشتق معادله (۴) برابر صفر قرار داده می‌شود:

$$S_\omega = 0 \Rightarrow \quad (۵)$$

$$\dot{S}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}_r^{\,*} + m_\omega(\omega - \omega_r^{\,*}) = 0 \Rightarrow$$

$$a\phi i_q + a(L_d - L_q) i_d i_q - dT_l - dB\omega - \dot{\omega}_r^{\,*} + m_\omega e_\omega = 0$$

از آنجایی که خروجی کنترل‌کننده سرعت به‌عنوان ورودی مرجع کنترل‌کننده جریان i_q قرار می‌گیرد، بنابراین:

$$a(\phi + (L_d - L_q) i_d) i_q = dT_l + dB\omega + \dot{\omega}_r^{\,*} - m_\omega e_\omega \Rightarrow \quad (۶)$$

$$i_{qeq}^{\,*} = \frac{1}{a(\phi + (L_d - L_q) i_d)} [d(T_l + B\omega) + \dot{\omega}_r^{\,*} - m_\omega e_\omega]$$

برای اطمینان از برآورده شدن هدف ردیابی کنترل‌کننده سرعت، قانون کنترل زیر در نظر گرفته می‌شود[۲]:

$$i_{sqn}^{\,*} = -\lambda_\omega sign(S_\omega) \quad (۷)$$

که $\lambda_\omega \in R^+$ است. در نهایت سیگنال مرجع کنترل‌کننده جریان محور (q) با توجه به معادله‌های (۶) و (۷) به‌صورت زیر خواهد بود:

$$i_{sq}^{\,*} = i_{qeq}^{\,*} + i_{sqn}^{\,*} \quad (۸)$$

مرحله دوم: کنترل‌کننده‌های جریان

هدف از کنترل کننده‌های جریان محورهای d و q صفر شدن خطاهای مفروض زیر است:

$$e_d = i_d - i_d^{\,*} \quad (۹)$$
$$e_q = i_q - i_{sq}^{\,*}$$

سطوح لغزش انتگرالی زیر برای صفر کردن خطاهای بالا در نظر گرفته می‌شوند:

$$S_d = e_d + m_d \int e_d \, dt \quad (۱۰)$$
$$S_q = e_q + m_q \int e_q \, dt$$

حال با برابر صفر قراردادن مشتق معادله‌های (۱۰) داریم

$$\dot{S}_d = (\dot{i}_d - \dot{i}_d^{\,*}) + m_d (i_d - i_d^{\,*}) = 0 \quad (۱۱)$$
$$\dot{S}_q = (\dot{i}_q - \dot{i}_{sq}^{\,*}) + m_q (i_q - i_{sq}^{\,*}) = 0$$

که در معادله‌های (۱۰) و (۱۱)، $i_d^{\,*}$ سیگنال مرجع کنترل‌کننده i_d، m_d و m_q بهره‌های مثبت طراحی کنترل‌کننده هستند. حال با بازنویسی معادله (۱۱)، انرژی‌های کنترلی لازم برای کنترل‌کننده‌های جریان به‌صورت معادله (۱۲) خواهند بود:

$$-\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega i_q + \frac{u_d}{L_d} + m_d e_d = 0 \quad (۱۲)$$

$$\Rightarrow u_{ded} = R i_d - L_q P\omega i_q - L_d m_d e_d$$

$$-\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d P\omega}{L_q} i_d - \frac{P\omega\phi}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} - \dot{i}_{sq}^{\,*} + m_q e_q = 0$$

$$\Rightarrow u_{qeq} = R i_q + L_d P\omega i_d + P\omega\phi + L_q \dot{i}_{sq}^{\,*} - L_q m_q e_q$$

برای اطمینان از هدف ردیابی، قانون‌های کنترل زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$u_{dn} = -\lambda_d sign(s_d) \quad (۱۳)$$
$$u_{qn} = -\lambda_q sign(S_q)$$

که $\lambda_d \in R^+$ و $\lambda_q \in R^+$ است. در نهایت قانون‌های کنترل-تولید شده توسط SMC، با توجه به معادله‌های (۱۲) و (۱۳) به‌صورت زیر خواهند بود:

$$V_{sd} = u_{ded} + u_{dn} \quad (۱۴)$$
$$V_{sq} = u_{qeq} + u_{qn}$$

به‌طوری‌که:

$$[V_{sd} \quad V_{sq}]^T = [u_d \quad u_q]^T \quad (۱۵)$$

۴-۱ اثبات پایداری

در این بخش با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف، پایداری SMC طراحی‌شده در بخش قبل، در حالت حلقه بسته بررسی شده است. براساس این اثبات جریان‌های i_d، i_q و سرعت PMSM مقادیر مرجع خود را دنبال خواهند کرد. برای این منظور خطاهای مفروض شده برای کنترل‌کننده‌های سرعت و جریان به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\dot{e}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_d^{\,*}$$
$$= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega i_q + \frac{1}{L_d} V_{sd} - 0 \quad (۱۶)$$

$$\dot{e}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_{sq}^{\,*}$$
$$= -\frac{R}{L_d} i_q - \frac{P}{L_q} L_d \omega i_d - \frac{P}{L_q} \omega\phi + \frac{1}{L_d} V_{sd} - \dot{i}_{sq}^{\,*}$$

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}^{\,*}$$
$$= a(\phi + (L_d - L_q) i_d) i_{sq}^{\,*} - d(T_l + B\omega) - \dot{\omega}^{\,*}$$

حال با تعریف:

$$\lambda_\omega = \frac{\lambda_{\omega 1}}{a(\phi + (L_d - L_q) i_d}, \quad \lambda_{\omega 1} > 0 \quad (۱۷)$$

معادله (۸) به‌صورت معادله (۱۸) بازنویسی می‌شود:

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

$$i_{sq}^{*} = \frac{1}{a(\phi + (L_d - L_q))i_d}(d(T_l + B\omega) + \frac{d\omega^{*}}{dt} - m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} sign(S_\omega)) \quad (۱۸)$$

همچنین، بر اساس معادله‌های (۱۵) قانون‌های کنترل نهایی به‌صورت زیر خواهند بود:

$$V_{sd} = Ri_d - L_q P\omega i_q - L_q m_d e_d - \lambda_d sign(S_d) \quad (۱۹)$$

$$V_{sq} = Ri_q + L_d \omega i_d + P\omega\phi + L_q i_{sq}^{*} - L_q m_q e_q - \lambda_q sign(S_q)$$

با جایگذاری معادله‌های (۱۸) و (۱۹) در (۱۶) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \dot{e}_d = -m_d e_d - \frac{\lambda_d}{L_d} sign(S_d) \\ \dot{e}_q = -m_q e_q - \frac{\lambda_q}{L_q} sign(S_d) \\ \dot{e}_\omega = -m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} sign(S_\omega) \end{cases} \quad (۲۰)$$

حال تابع کاندید لیاپانوف مثبت معین زیر در نظر گرفته می‌شود

$$V = \frac{1}{2}(e_\omega^{\,2} + e_d^{\,2} + e_q^{\,2}) \quad (۲۱)$$

مشتق تابع کاندید لیاپانوف بالا عبارت است از:

$$\dot{V} = e_\omega \dot{e}_\omega + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (۲۲)$$

با جایگذاری معادله‌های (۲۰) در (۲۲)، مشتق تابع کاندید لیاپانوف به‌صورت معادله زیر خواهد بود:

$$\dot{V} = e_\omega(-m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} sign(s_\omega)) + e_d(-m_d e_d - \frac{\lambda_d}{L_d} sign(s_d)) + e_q(-m_q e_q - \frac{\lambda_q}{L_q} sign(s_q)) \quad (۲۳)$$

بنابراین، با توجه به تئوری پایداری لیاپانوف [۱۱]، برای اطمینان از پایداری کنترل‌کننده، پارامترهای m_ω، m_d و m_q به‌صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$\begin{cases} m_\omega > \left|\frac{\lambda_{\omega 1}}{e_\omega} sign(S_\omega)\right|_{\max} \\ m_d > \left|\frac{\lambda_d}{L_d e_d} sign(S_d)\right|_{\max} \\ m_q > \left|\frac{\lambda_q}{L_q e_q} sign(S_q)\right|_{\max} \end{cases} \quad (۲۴)$$

که در نهایت رابطه زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\dot{V} < 0 \quad (۲۵)$$

همان‌طور که از (۲۳)، (۲۴)، و (۲۵) مشخص است مشتق تابع لیاپانوف انتخابی به طور محلی منفی بوده ($\dot{V} < 0$) و بنابراین اثبات می‌شود که SMC طراحی‌شده در حالت حلقه بسته پایدار است و متغیرهای e_ω، e_d و e_q به یک بازه به دلخواه کوچک حول صفر میل خواهند کرد. کنترل کننده طراحی شده در این بخش برای حالت بدون عیب است و در صورت مواجه شدن حسگرهای پسخور با عیب، ناپایدار می‌شود. برای جلوگیری از این امر در شرایط معیوب کنترل‌کننده‌های بخش بعد طراحی شده‌اند.

۵- طراحی کنترل کننده در شرایط معیوب حسگرها

در این بخش روش کنترلی برای شرایطی که حسگرهای پسخور (حسگرهای سرعت و جریان) با عیب مواجه می‌شوند، ارائه شده است. برای این کار دو رویتگر مد لغزشی به‌شکلی طراحی شده‌اند تا بدون نیاز به وجود حسگرهای پسخور بتوانند سیگنال‌های اندازه‌گیری شده در شرایط عادی این حسگرها را تخمین بزنند و یا به عبارتی این حسگرها را به‌صورت مجازی در اختیار درایو PMSM قرار دهند. بنابراین، FTC پیشنهادی این مقاله برای شرایط معیوب حسگرهای پسخور از روش کنترل بدون حسگر PMSM استفاده می‌کند.

۵-۱ تولید حسگر سرعت به‌صورت مجازی

این بخش روش کنترل بدون حسگر PMSM برای شرایطی که حسگر سرعت دچار عیب می‌شود ارائه شده است. در این شرایط فرض می‌شود که جریان‌های استاتور قابل اندازه‌گیری هستند و به عنوان خروجی سیستم محسوب می‌شوند. سرعت PMSM پس از مواجه شدن حسگر سرعت با عیب، غیر قابل اندازه‌گیری است. بنابراین، به‌تخمین سرعت موتور نیاز است. به‌منظور تخمین سرعت PMSM، از رویتگر مد لغزشی زیر استفاده شده است. این رویتگر با استفاده از قانون‌های کنترل V_{sd}، V_{sq} و جریان‌های قابل اندازه‌گیری i_d، i_q، حسگر مجازی سرعت را تولید می‌کند. بر اساس معادله (۲) ساختار SMO به‌صورت زیر در نظر گرفته شده است[۱۲].

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} P\hat{\omega} \\ -\frac{L_d}{L_q} P\hat{\omega} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi}{L_q} P\hat{\omega} \end{bmatrix} + \zeta S + \varphi sign(S) \quad (۲۶)$$

که $\hat{\omega}$، $\hat{i}_d$، و $\hat{i}_q$متغیرهای حالت تخمین شده، ζ و ϕ ماتریس‌های بهره طراحی رویتگر هستند و به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\zeta = \begin{bmatrix} \zeta_{11} & 0 \\ 0 & \zeta 22 \end{bmatrix} \qquad \varphi = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & 0 \\ 0 & \varphi_{22} \end{bmatrix}$$

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

همچنین، S سطح لغزش رویتگر و برابر با خطای تخمین متغیرهای حالت (i_d و i_q) بوده و به‌صورت ماتریسی زیر مفروض هستند:

$$S=\begin{bmatrix}e_1\\e_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}S_1\\S_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_d-\hat{i}_d\\i_q-\hat{i}_q\end{bmatrix}$$

رویتگر معادله (۲۶) شامل دو ترم خطی و غیرخطی پسخور است که این دو ترم، ردیابی متغیرهای جریان استاتور PMSM را سریع‌تر می‌کنند.

هنگامی‌که حالت لغزشی ایجاد می‌شود، خطای تخمین حالت‌ها روی سطوح لغزش قرار می‌گیرد و در $t\to\infty$ به سمت صفر میل می‌کند ($S=e=0$). علاوه‌براین، به دلیل رویتگر مدلغزشی سیستم کلی در برابر اغتشاش‌ها و نامعینی‌های پارامتری موتور مقاوم خواهد شد. حال با توجه به نظریه پایداری لیاپانوف و با در نظر گرفتن تابع مثبت معین زیر [۱۲]:

$$V=\frac{1}{2}(S^TS+\frac{\omega_e^2}{\gamma}) \quad (۲۷)$$

که در آن $\gamma>0$ و $\omega_e=\omega-\hat{\omega}$ است. با فرض اینکه سرعت رتور ثابت است مشتق معادله (۲۷) به‌صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V}=\dot{S}^TS-(\frac{\dot{\hat{\omega}}-\dot{\omega}}{\gamma})\omega_e \quad (۲۸)$$

با توجه به معادله‌های (۲) و (۲۶)، $\dot{S}$ عبارت است از:

$$\dot{S}=\begin{bmatrix}\dot{i}_d-\dot{\hat{i}}_d\\ \dot{i}_q-\dot{\hat{i}}_q\end{bmatrix}=(A-\zeta)S + P\omega_e\begin{bmatrix}\frac{L_q}{L_d}\hat{i}_q\\ -\frac{L_d}{L_q}\hat{i}_d-\frac{\phi}{L_q}\end{bmatrix}-\varphi sign(S) \quad (۲۹)$$

بطوری‌که:

$$A=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}P\omega\\ -\frac{L_d}{L_q}P\omega & -\frac{R}{L_q}\end{bmatrix}$$

با جایگذاری معادله (۲۹) در (۲۸) بدست می‌آید

$$\dot{V}=S^T(A-\zeta)S - \omega_e\left[\frac{L_q}{L_d}P\hat{i}_qS_1-\frac{L_d}{L_q}P\hat{i}_dS_2-\frac{\phi}{L_q}PS_2-\frac{\dot{\hat{\omega}}-\dot{\omega}}{\gamma}\right] - S^T\varphi sign(S) \quad (۳۰)$$

حال با توجه به شرایط پایداری لیاپانوف، برای معادله (۳۰) باید شرایط زیر برقرار باشد:

$$S^T(A-\zeta)S<0 \quad (۳۱)$$

$$\frac{L_q}{L_d}P\hat{i}_qS_1-\frac{L_d}{L_q}P\hat{i}_dS_2-\frac{\varphi}{L_q}PS_2-\frac{\dot{\hat{\omega}}_e}{\gamma}=0 \quad (۳۲)$$

$$S^T\phi sign(S)>0 \quad (۳۳)$$

شرط معادله (۳۱) بیان می‌کند که مقادیر ویژه ($A-\zeta$) باید سمت چپ محور موهومی قرار بگیرند. در نتیجه می‌توان بهره‌های ζ_{11} و ζ_{22} در ماتریس ζ را با استفاده از روش‌های کلاسیک جایابی قطب تعیین کرد. از معادله (۳۱) می‌توان سرعت (ثابت) تخمینی رتور ($\hat{\omega}$) را به‌صورت زیر حاصل کرد:

$$\hat{\omega}=\gamma\int(-\frac{L_q}{L_d}P\hat{i}_qS_1+\frac{L_d}{L_q}P\hat{i}_dS_2+\frac{\phi}{L_q}PS_2)dt \quad (۳۴)$$

در این صورت موقعیت زاویه‌ای رتور نیز به‌صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{\theta}=\int\hat{\omega}\,dt \quad (۳۵)$$

معادله (۳۴) و (۳۵) در واقع حسگر مجازی سرعت PMSM هستند. که قابلیت ایجاد روش کنترل بدون حسگر سرعت PMSM را دارند.

۵-۲ تعیین بهره‌های ماتریس‌های ζ و ϕ

رویتگر معادله (۲۶) در مرجع [۱۳] برای ایجاد روش کنترل بدون حسگر IPMSM استفاده شده که در این مقاله این رویتگر برای PMSM باز طراحی و تغییر داده شده است. بنابراین، برای تعیین بهره ماتریس‌های ζ و ϕ می‌توان به بخش‌های ۳-۳ و ۴-۲ مرجع [۱۳] مراجعه کرد.

۵-۳ تولید حسگرهای جریان به‌صورت مجازی

از آنجایی‌که روش کنترل برداری PMSM به‌شدت به حسگرهای جریان وابسته است، بنابراین، در صورت بروز عیب برای این حسگرها کنترل برداری به‌کلی مختل می‌شود. ازاین‌رو برای اینکه طرح FTC این مقاله در برابر عیب‌های حسگر جریان هم مقاوم شود، لازم است تا حسگرهای جریان نیز به‌صورت مجازی در اختیار SMC قرار بگیرند.

بر اساس معادله (۱)، متغیرهای جریان i_d و i_q به ولتاژهای u_q, u_d و سرعت موتور وابسته هستند. بنابراین، به‌سادگی می‌توان جریان‌های i_d و i_q را توسط یک SMO بسیار ساده تخمین زد. بر اساس معادله (۱) و با استفاده از ولتاژهای u_q, u_d و با فرض قابل اندازه‌گیری بودن سرعت موتور، جریان‌های i_d و i_q بر اساس SMO زیر تخمین می‌شوند:

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

$$\dot{\hat{i}}_{d1}=-\frac{R}{L_d}\hat{i}_{d1}+\frac{L_q}{L_d}P\hat{\omega}\hat{i}_{q1}+\frac{u_d}{L_d}$$
$$\dot{\hat{i}}_{q1}=-\frac{R}{L_q}\hat{i}_{q1}+\frac{L_d}{L_q}P\hat{\omega}\hat{i}_{d1}-P\hat{\omega}\phi+\frac{u_q}{L_q})$$
$$\dot{\hat{\omega}}=a\phi i_{q1}+a(L_d-L_q)\hat{i}_{d1}\hat{i}_{q1}-dT_l \quad (۳۶)$$
$$-dB\hat{\omega}+v_1 sign(S_{\omega 1})$$
$$\dot{\theta}=\hat{\omega}$$

که در آن $\hat{i}_{d1}$ و $\dot{\hat{i}}_{d1}$ جریان‌های تخمین شده استاتور هستند که بدون وابستگی به حسگرهای جریان تخمین زده می‌شوند و یا به عبارتی حسگرهای مجازی جریان هستند. v_1 بهره طراحی رویتگر است. حال با توجه به تئوری پایداری لیاپانوف و با در نظر گرفتن تابع مثبت معین زیر در مورد پایداری رویتگر معادله (۳۶) بحث می‌شود:

$$V=\frac{1}{2}S_{\omega 1}^2 \quad (۳۷)$$

که $S_{\omega 1}$ سطح لغزش مد لغزشی و برابر با خطای تخمین رویتگر و به‌صورت زیر است:

$$S_{\omega 1}=\omega-\hat{\omega} \quad (۳۸)$$

مشتق زمانی معادله (۳۸) به‌صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V}=S_{\omega 1}\dot{S}_{\omega 1} \quad (۳۹)$$

مشتق سطح لغزش ($S_{\omega 1}$) به‌صورت :

$$\dot{S}_{\omega 1}=a\phi(i_q-\hat{i}_{q1})+a(L_d-L_q)i_d(i_q-\hat{i}_{q1})$$
$$+a(L_d-L_q)(i_d-\hat{i}_{d1})\hat{i}_{q1}-d(\omega-\hat{\omega})-v_1 sign(S_{\omega 1}) \quad (۴۰)$$
$$=a(L_d-L_q)\left[\left(\frac{\phi}{L_d-L_q}+i_d\right)i_{eq}+i_{ed}\hat{i}_{q1}\right]$$
$$-dS_{\omega 1}-v_1 sign(S_{\omega 1})$$

به‌طوری‌که:

$$i_{ed}=i_d-\hat{i}_d \qquad i_{eq}=i_q-\hat{i}_q \quad (۴۱)$$

حال با جایگذاری (۴۰) در (۳۹)

$$\dot{V}=S_{\omega 1}a(L_d-L_q)\left[\left(\frac{\phi}{L_d-L_q}+i_d\right)i_{eq}+i_{ed}\hat{i}_{q1}\right] \quad (۴۲)$$
$$+S_{\omega 1}^2(-d)-S_{\omega 1}v_1 sign(S_{\omega 1})$$

بدست می‌آید. در نهایت برای برقراری پایداری لیاپانوف، بهره v_1 به‌صورت زیر تعیین می‌شود:

$$v_1 > \left|a(L_d-L_q)\left[\left(\frac{\phi}{L_d-L_q}+i_d\right)i_{eq}+i_{ed}\hat{i}_{q1}\right]\right|_{\max} \quad (۴۳)$$

از آنجایی‌که $\dot{V}<0$ و کران‌دار است بنابراین، می‌توان گفت، i_{ed} و i_{eq} نیز کران‌دار هستند. با توجه به لم باربالات[1]، به‌راحتی می‌توان مشاهده کرد که i_{ed} و i_{eq} در $t\to\infty$ به صفر همگرایی دارند [۱۱] در نتیجه هنگامی‌که لغزش صورت می‌گیرد، خطای تخمین رویتگر بر روی سطح لغزش قرار می‌گیرد ($S_{\omega 1}=0$) و به طور مجانبی برابر صفر می‌شود. رویتگر نیز در برابر اغتشاش و نامعینی پارامترهای موتور مقاوم و پایدار خواهد شد.

۴-۵ طرح نهایی FTC

شکل۱ پیکربندی فرآیند FTC حسگرهای درایو PMSM ارایه شده در این مقاله را شرح می‌دهد. با استفاده از این ساختار پیشنهادی می‌توان میان عملکرد کنترل‌کننده عادی و کنترل‌کننده شرایط معیوب حسگرها، سازگاری ایجاد کرد. در این ساختار $\bar{i}_d$,$\bar{i}_q$ و $\overline{\omega}$ در واقع سیگنال‌های پسخور SMCهای جریان و سرعت PMSM هستند که بسته به شرایط حسگرها (سالم و یا معیوب) این سیگنال‌ها با حسگرهای واقعی یا مجازی بر اساس توضیحات بخش ۳ و رابطه (۲) جایگزین می‌شوند. لازم به ذکر است، بر اساس شبیه‌سازیهای انجام شده اگر برای همه‌ی حسگرهای پسخور عیبی رخ بدهد، طرح FTC به دلیل ساختار تودرتویی که دارد قادر است همه حسگرهای پسخور را به‌صورت مجازی تولید کند و بر اساس رابطه (۲) در اختیار درایو قرار دهد.

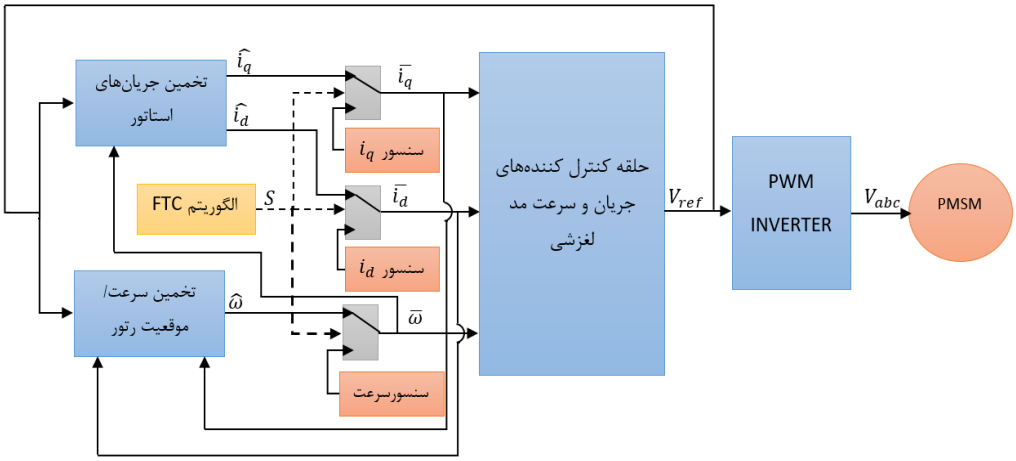
نکته ۱: سرعت و موقعیت رتور PMSM هر دو از یک حسگر مانند اینکدر اندازه‌گیری می‌شوند. بنابراین، هنگامی‌که FTC عیبی را برای این حسگر تشخیص می‌دهد، موقعیت زاویه‌ای رتور(θ) را نیز با موقعیت زاویه‌ای تخمین شده توسط SMO ($\hat{\theta}$) جایگزین می‌کند.

۶- نتایج شبیه سازی

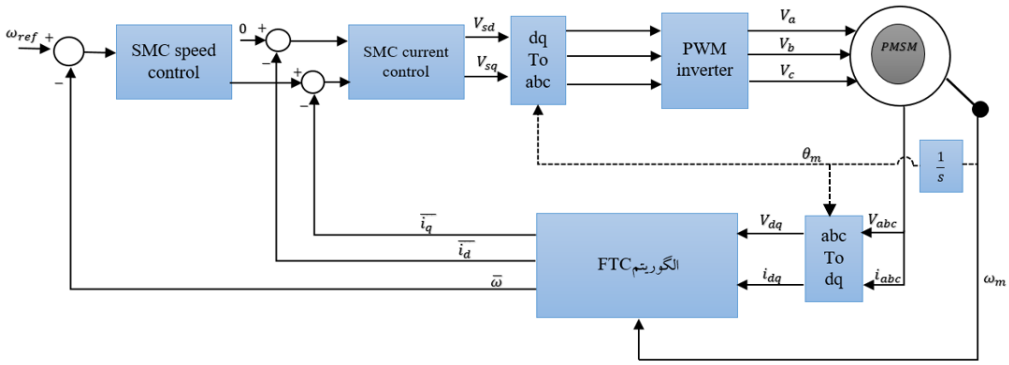
در این بخش طرح FTC پیشنهادی این مقاله بر اساس شکل ۲، در نرم‌افزار سیمولینک متلب[2] پیاده‌سازی شده است. به‌منظور نمایش بهتر عملکرد طرح FTC پیشنهادی، سه آزمایش در نظر گرفته و شرح داده شده است. در آزمایش اول با فرض اینکه تمامی حسگرهای پسخور در شرایط عادی خود هستند، رویتگرها و کنترل‌کننده‌های مد لغزشی طراحی‌شده در برابر تغییر ناگهانی سرعت مرجع و گشتاور بار (T_l) بررسی‌شده‌اند. در آزمایش دوم با ایجاد عیب برای حسگر سرعت و در آزمایش سوم با ایجاد عیب برای حسگرهای جریان، در ثانیه ۲ شبیه‌سازی، عملکرد FTC پیشنهادی بررسی‌شده است. لازم به ذکر است که زمان شبیه سازی ۶ ثانیه و با دوره تناوب نمونه برداری ۰/۰۱ ثانیه در نظر گرفته شده است. همچنین، پارامترهای نامی PMSM مورد آزمایش در جدول ۱ بیان شده است.

[1] Barbalat Lemma
[2] MATLAB/ SIMULINK

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]



شکل ۱- طرح نهایی FTC



شکل ۲- بلوک دیاگرام کلی طرح FTC پیشنهادی

بهره‌های مدهای لغزشی به‌صورت زیر هستند:

$$\lambda_d = 3100, \lambda_q = 3050, \lambda_{\omega 1} = 1100, m_\omega = 10,$$

$$m_d = 20, m_q = 15, \phi_{11} = \phi_{22} = 1900,$$

$$\zeta_{11} = \zeta_{22} = 100, \gamma = 200$$

جدول ۱- پارامترهای PMSM

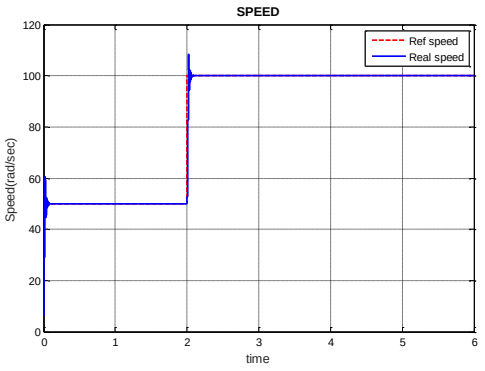
پارامتر	واحد	مقدار
مقاومت استاتور (R)	Ω	۳,۳
تعداد زوج قطب (P)	جفت قطب	۳
اندوکتاس استاتور (L_d)	H	۰,۰۲۷
اندوکتاس استاتور (L_q)	H	۰,۰۳۳۹
شار آهنربای دائم (φ)	Wb	۰.۳۴۱
اینرسی رتور (j)	$kg.m^2$	۰,۰۳۷
گشتاور بار (T_l)	$N.m^2$	۲

۱-۶ عملکرد FTC در شرایط عادی حسگرها

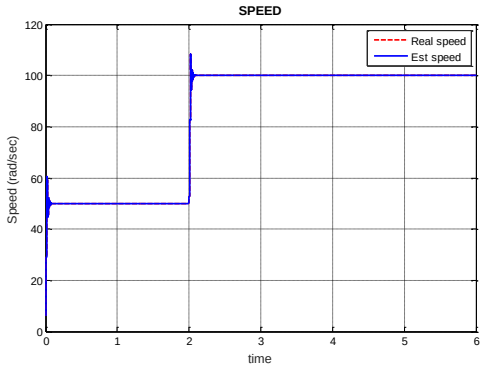
در این بخش عملکرد SMC و SMOهای سرعت و جریان طراحی شده در دو شرایط کاری متفاوت PMSM آزمایش شده‌اند. برای این منظور، در اولین شرایط سرعت مرجع PMSM به‌صورت ناگهانی در ثانیه ۲، از سرعت ۵۰ به ۱۰۰رادیان بر ثانیه تغییر پیداکرده است. نتایج شبیه‌سازی این شرایط در شکل‌های ۳ (الف، ب و ج) و شکل ۴ (الف) نشان داده شده است. برای نمایش بهتر رفتار SMC در برابر تغییر ناگهانی سرعت، در شکل ۳ج، تصویر بزرگ‌نمایی شده از زمان تغییر ناگهانی سرعت مرجع قرار داده شده است.

در شرایط دوم، سرعت ثابت موتور برابر با ۱۰۰رادیان بر ثانیه فرض شده و سپس گشتاور بار در ابتدای شبیه‌سازی برابر با ۲ نیوتن‌متر و به‌صورت ناگهانی در ثانیه ۳ دو برابر شده است ($T_l = 4\,N/m$). شکل ۳ (د) و شکل ۴ (ب)، نتایج شبیه‌سازی این شرایط را نشان می‌دهند. با توجه به نتایج شبیه‌سازی این بخش، SMC طراحی‌شده با دقت مناسبی در برابر عیب‌های (و اغتشاشات) PMSM (تغییر ناگهانی سرعت و گشتاور بار) مقاوم است و می‌تواند هدف ردیابی و کنترل‌برداری مطلوبی را در شرایط کاری مختلف PMSM ایجاد کند. همچنین، رویتگرهای مد لغزشی نیز در برابر این وقوع عیب‌ها مقاوم هستند و سیگنال‌های اصلی به‌خوبی تخمین زده شده‌اند. بنابراین، روش طراحی شده برای کنترل بدون حسگر PMSM مناسب است.

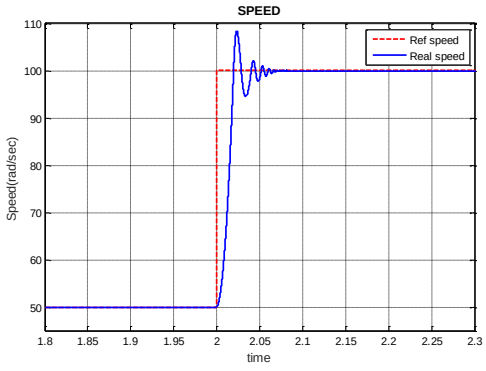
[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]



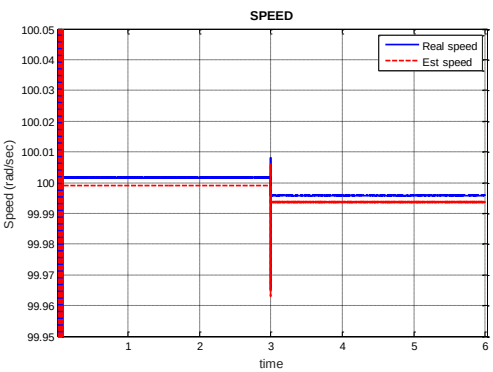
(الف)



(ب)

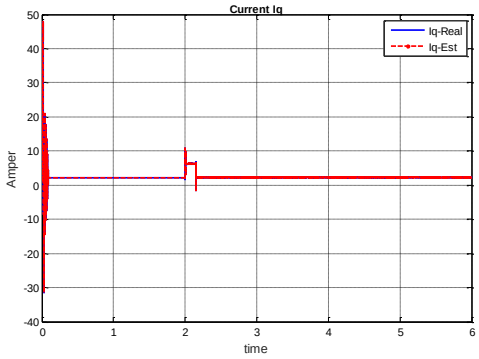


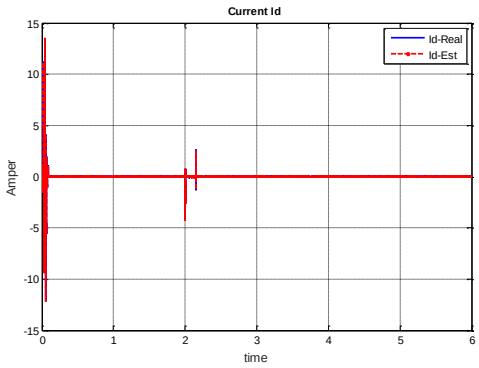
(ج)



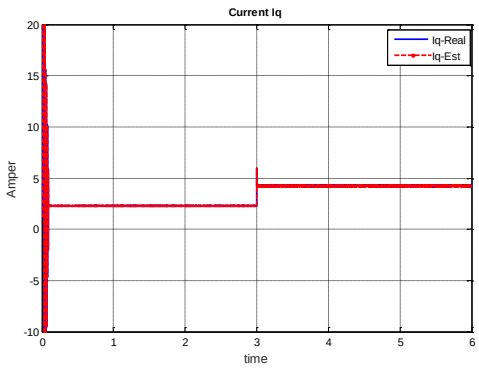
(د)

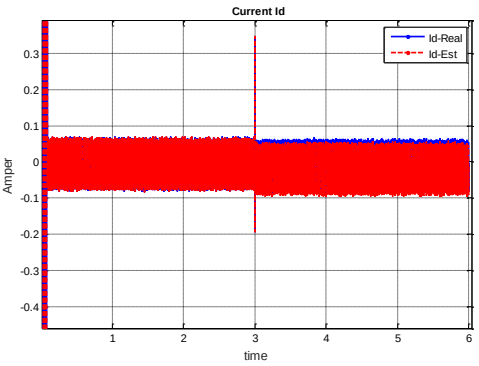
شکل ۳- ردیابی سرعت مرجع توسط مدهای لغزشی (کنترل‌کننده و رویتگر) الف: ردیابی سرعت مرجع PMSM توسط SMC ب: تخمین سرعت مرجع توسط SMO تولید کننده‌ی حسگر مجازی سرعت با شرایط تغییر سرعت مرجع به‌صورت ناگهانی، ج: تصویر بزرگ نمای شده شکل (الف)، د: سرعت کنترل شده وتخمین زده شده PMSM توسط SMC و SMO در شرایط تغییر ناگهانی گشتاور بار در ثانیه ۲.





(الف)





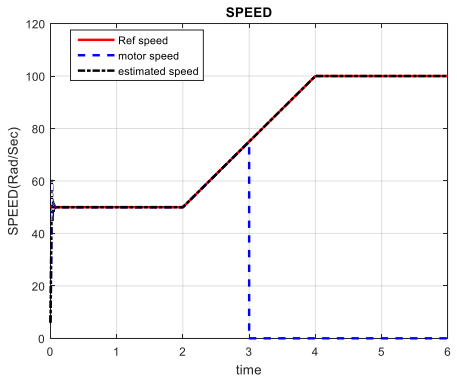
(ب)

شکل ۴- جریان‌های استاتور کنترل‌شده و تخمین زده شده توسط کنترل‌کننده و رویتگر مد لغزشی در شرایط الف: تغییر ناگهانی سرعت مرجع و ب: تغییر ناگهانی گشتاور بار

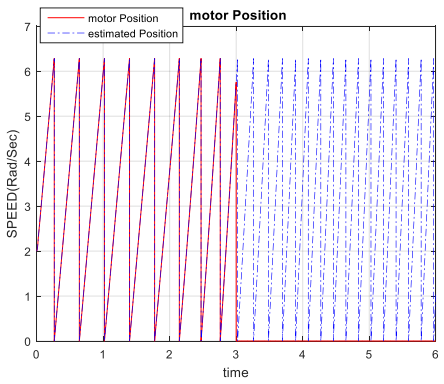
[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

۶-۲ عملکرد FTC در شرایط معیوب حسگر سرعت

در این بخش سرعت PMSM در ثانیه ۲ از سرعت ۵۰ با یک شیب ملایم به ۱۰۰ رادیان بر ثانیه تغییر پیدا کرده و در ثانیه ۳، حسگر سرعت در اثر عیب قطع شده است. با توجه به شکل ۵ (الف)، عیب قطع حسگر سرعت هنگامی که سیگنال سرعت مرجع در حال افزایش است بصورت ناگهانی برای حسگر اتفاق افتاده و بلافاصله FTC با تشخیص عیب، روش کنترل بدون حسگر را برای PMSM در نظر گرفته است. در شکل ۵ (ب)، نیز می‌توان مشاهده کرد که SMO حسگر مجازی سرعت طراحی شده، زاویه رتور را قبل از وقوع عیب قطع حسگر (قبل از زمان ۳) به خوبی ردیابی کرده است. بر اساس شکل ۵ (الف) سرعت تخمینی سرعت PMSM را پس از اعمال عیب به حسگر سرعت با کیفیت بالایی ردیابی کرده است به طوری که نمی توان اختلافی در سرعت PMSM در قبل و بعد از اعمال عیب به حسگر سرعت مشاهده کرد. به دلیل استفاده از SMO طراحی شده در بخش ۵-۱ است سرعت‌های به خوبی تخمین خورده‌اند. در مراجع [۱۵ و ۱۶] از فیلتر کالمن که تخمینگری مرسوم برای تخمین سرعت موتورهای الکتریکی است استفاده شده است. در صورت مقایسه روش ارایه شده با نتایج حاصله در این مراجع مشاهده می‌شود که تخمینگرهای استفاده شده در این مراجع دقت و سرعت همگرایی کمتری به نسبت SMO طراحی شده دارند.



(الف)



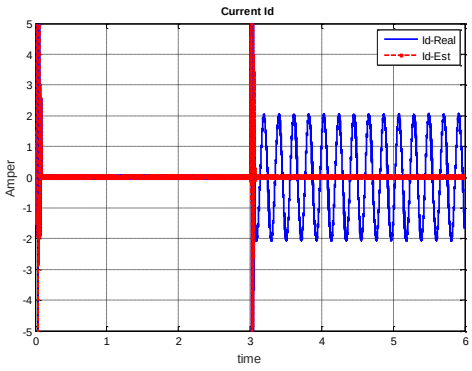
(ب)

شکل ۵- الف: اعمال عیب قطع حسگر سرعت در ثانیه ۳ و سرعت ردیابی شده PMSM توسط FTC ب: اعمال عیب قطع حسگر سرعت در ثانیه ۳ و موقعیت زاویه‌ای تخمینی شده رتور توسط FTC

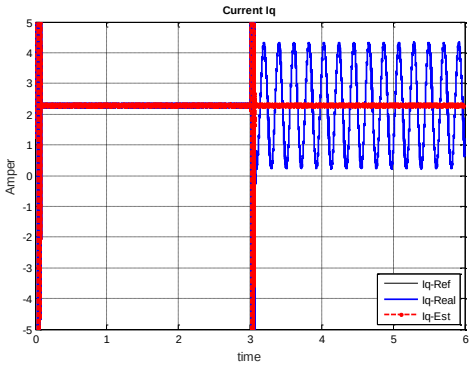
۶-۳ عملکرد FTC در شرایط معیوب حسگرهای جریان

به‌منظور نمایش بهتر عملکرد FTC در برابر عیب حسگرهای جریان، به هر دو حسگر اندازه‌گیری جریان i_d و i_q در ثانیه ۳ شبیه‌سازی به‌صورت هم‌زمان یک سیگنال سینوسی با فرکانس ۳۰ رادیان بر ثانیه و دامنه ۲ به عنوان عیب در حسگر اعمال‌شده است. نتایج عملکرد FTC در برابر این عیب را می‌توان در شکل۶ مشاهده کرد. لازم به ذکر است در این آزمایش سرعت مرجع PMSM برابر ۱۰۰ رادیان بر ثانیه درنظر گرفته شده است.

شکل ۶ (الف) و (ب)، به‌ترتیب رفتار خروجی حسگرهای جریان و حسگرهای جریان مجازی را نشان می‌دهند. بر اساس این شکل‌ها، خروجی حسگرهای جریان واقعی پس از اعمال عیب دچار اغتشاش شده‌اند و دیگر نمی‌توانند به‌عنوان حسگرهای پسخور برای SMC استفاده شوند. در این صورت FTC با تشخیص اینکه حسگرهای جریان دچار عیب شده‌اند بلافاصله حسگرهای مجازی جریان را به‌جای حسگرهای واقعی قرار می‌دهد. همان‌طور که از این شکل‌ها مشاهده می‌شود، حسگرهای مجازی جریان پس از بروز عیب شرایطی یکسانی با حسگرهای واقعی دارند.



(الف)



(ب)

شکل۶- نتایج شبیه‌سازی عملکرد FTC پیشنهادی در برابر عیب حسگرهای جریان الف: حسگر واقعی و مجازی جریان i_d ب: حسگر واقعی و مجازی جریان i_q

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

نتایج شکل ۶ بیانگر این است که SMO طراحی شده در بخش ۵-۲ نیز همانند SMO طراحی شده در بخش ۵-۱ نیز از دقت و سرعت مناسبی برخوردار است. همچنین، به دلیل استفاده از سطح لغزش انتگرالی پدیده چترینگ در تخمین سیگنال‌ها کاهش یافته است. بر اساس تحقیق‌های انجام شده، تعداد اندکی مقاله برای جبران عیب حسگرهای جریان PMSM وجود دارد که در آنها از SMO استفاده نشده است و این در حالی است که استفاده از SMO به عملکرد بهتری منجر می‌شود.

نکته ۲: برای تشخیص وقوع عیب در هر لحظه مانده‌های تعریف شده در بخش ۳ محاسبه و با یک سطح آستانه r_0 مقایسه می‌شوند. درصورتی که یکی از مانده‌ها از سطح آستانه بزرگتر باشد الگوریتم از وقوع عیب آگاه می‌شود. در این حالت حسگرهای مجازی و الگوریتم، FTC طراحی شده با توجه به فرمول (۲) ورودی مناسب را به موتور اعمال می‌کنند. سپس، با ایجاد یک آلارم، کاربر را از عیب اتفاق افتاده برای سیستم آگاه می‌سازد.

نکته ۳: با توجه به نتایج شبیه‌سازی، مشاهده می‌شود که سیگنال‌های کنترلی و رویت شده در مدت‌زمان کوتاهی به مقادیر مرجع خود همگرا شده‌اند و به این معنی است که خطاهای ردیابی در مدت‌زمان کوتاهی حول نقطه تعادل صفر قرارگرفته‌اند. بنابراین، می‌توان گفت با توجه به اثبات‌های انجام‌شده در بخش‌های ۴-۱، ۵-۲، ۵-۳، و نتایج شبیه‌سازی، سیستم حلقه بسته با کنترل‌کننده و رویتگرهای مد لغزشی طراحی‌شده پایدار بوده و سیگنال‌های کنترلی و تخمین شده به‌صورت مطلوبی سیگنال‌های مرجع خود را ردیابی کرده‌اند.

نکته ۴: برای کاهش اثرات چترینگ از سطح لغزش انتگرالی استفاده شده است. با این حال، با وجود استفاده از تابع علامت ($sign$) در قانون‌های کنترل مد لغزشی نمی‌توان اثرات چترینگ را در ردیابی سیگنال‌های مرجع (ردیابی جریان‌ها و سرعت PMSM و همچنین تخمین متغیرهای حالت PMSM) را به‌کلی از بین برد. بنابراین، از تابع sat (اشباع[1]) به همراه بهره‌های مناسب (تنظیم حدود تابع اشباع) به‌جای تمامی تابع‌های علامت در شبیه‌سازی استفاده شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، سیگنال‌های ردیابی شده توسط مدهای لغزشی از کیفیت بسیار خوبی برخوردار هستند.

پیوست ۱: تبدیل پارک

T_p، ماتریس تبدیل پارک است

$$i_{dq0} = T_p i_{\alpha\beta\gamma} \Rightarrow \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix}$$

که در آن θ_e بیان کننده موقعیت زاویه‌ای رتور و برابر با $\theta_e = P\theta$ ، و P نشان دهنده تعداد زوج قطب‌های موتور است. برای توضیحات بیشتر می‌توان به مرجع [۱۷] مراجعه کرد.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک کنترل‌کننده مد لغزشی تحمل‌پذیر عیب برای مقاوم ساختن درایو PMSM در برابر عیب‌های حسگری طراحی شده است. برای رسیدن به این هدف، یک کنترل‌کننده مد لغزشی (SMC) برای کنترل برداری PMSM استفاده شده است. هنگامی که برای حسگرهای اندازه‌گیری سرعت رتور و جریان‌های استاتور PMSM عیبی رخ می‌دهد، SMC به سیگنال‌های پسخور دسترسی نداشته و ناپایدار می‌شود. برای حل این مشکل دو رویتگر مد لغزشی با ساختار تو در تو به شکلی طراحی شده‌اند تا بدون دسترسی به حسگرهای پسخور، سرعت و جریان‌های PMSM را تخمین بزنند یا به عبارت دیگر حسگرها را به صورت مجازی ایجاد می‌کنند. همچنین، یک الگوریتم تشخیص عیب به‌نحوی تنظیم شده است که با تشخیص حسگر معیوب، حسگر مجازی را جایگزین حسگر معیوب می‌کند و در این صورت SMC می‌تواند براساس روش کنترل بدون حسگر پایداری حلقه بسته PMSM را ایجاد کند. پایداری سیستم حلقه بسته کلی با استفاده از نظریه پایداری لیاپانوف بررسی شده و نتایج شبیه‌سازی عددی عملکرد صحیح FTC را تأیید کرده‌اند.

تقدیر و تشکر

این مقاله مستخرج از طرح " کاهش اثر نامعینی‌ها و کنترل رفتارهای آشوبی در موتور سنکرون مغناطیس دایم بوسیله روشهای کنترل ضربه‌ای (کد طرح ۹۳۰۱۵۷۰۵)" بوده و تحت حمایت صندوق حمایت از پژوهشگران و فناوران کشور می‌باشد.

مراجع

[1] M. Abedi, and S. Nasrolahi, "Design of an autonomous fault tolerant attitude determination system for a three axis satellite based on derivation of different rotation matrices and computation of variance measures," Journal of Control, vol. 9, no. 3, pp. 14-30, 2015.

[2] Y. Huangfu, W. Liu, and R. Ma, "Permanent magnet synchronous motor fault detection and isolation using second order sliding mode observer," Industrial Electronics and Applications, ICIEA , 3rd IEEE Conference, pp. 639-644, 2008.

[3] H. Ebadiyani and M. Ayati, “Design and implementation of PID controller for permanent magnet synchronous motor,” 9th Symposium on Advances in Science & Technology (9thSASTech), Commission on Electrical and Communication Engineering, Mashhad, Iran, January 29, 2015.

[1] Saturation

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]

[4] H .Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine, and M. Benbouzid, "Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems," ISA transactions, doi: 10.1016/j.isatra, 2015.

[5] A. Akrad, M. Hilairet, and D. Diallo, "Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1416-1427, 2011.

[6] A. Isidor, Nonlinear Control Systems, Springer Science & Business Media, 2013.

[7] G. H .B. Foo, X. Zhang, and D. M. Vilathgamuwa, "A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended Kalman filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 3485-3495, 2013.

[8] F. Grouz, L. Sbita, and M. Boussak, "Current sensors gain faults detection and isolation based on an adaptive observer for PMSM drives," 10th International Multi-Conference Systems, Signals & Devices (SSD), pp. 1-6, 2013.

[9] S. K. Kommuri, J. J. Rath, K. C. Veluvolu, and M. Defoort, "Robust fault-tolerant cruise control of electric vehicles based on second-order sliding mode observer," 14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS) 2014, pp. 698-703, 2014.

[10] H. Nademi, F. Tahami, and M. Rezaei, "Fault tolerant IPMS motor drive based on adaptive backstepping observer with unknown stator resistance," ICIEA 3rd IEEE Conference Industrial Electronics and Applications, pp. 1785-1790, 2008.

[11] M. L. Corradini, G. Ippoliti, S. Longhi, and G. Orlando, "A quasi-sliding mode approach for robust control and speed estimation of PM synchronous motors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, pp. 1096-1104, 2012.

[12] H. K. Khalil and J. Grizzle, Nonlinear Systems, vol. 3: Prentice hall New Jersey, 1996.

[13] J.-J. Ren, Y.-C. Liu, N. Wang, and S.-Y. Liu, "Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer," ISA transactions, vol. 54, pp. 15-26, 2015.

[14] S. Diao, , Z. Makni, J.-F Bisson,"Sensor fault diagnosis for improving the availability of electrical drives," IECON Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3108-3113, 2013.

[15] G. H. B. Foo, X. Zhang, and D. M. Vilathgamuwa, “A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended Kalman filter,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 8, pp. 3485-3495, 2013.

[16] C. Choi, K. Lee, and W. Lee, “Observer-based phase-shift fault detection using adaptive threshold for rotor position sensor of permanent-magnet synchronous machine drives in electromechanical brake,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1964-1974, 2015.

[17] L. Zhu, Adaptive control of sinusoidal brushless DC motor actuators, Michigan Technological University, ProQuest, 2008.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-11-05]

[DOR: 20.1001.1.20088345.1395.10.3.5.9]