

جبران عیب حسگرهای موتور سنکرون آهنربای دائم با استفاده از کنترل کننده مد لغزشی تحمل پذیر عیب

سید موسی آیتی^۱، حمیدرضا نیکبخت^۲

^۱ استادیار، آزمایشگاه ابزار دقیق 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 کنترل کننده‌های تحمل پذیر 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) طراحی شده است. برای رسیدن به این هدف، از یک کنترل کننده مد لغزشی (SMC^۳) بر اساس کنترل برداری PMSM استفاده شده است. بمنظور اینکه کنترل کننده بتواند درحالی که حسگرهای معیوب هستند PMSM را کنترل کند از دو رویکنگر مد لغزشی (SMO^۴) برای تخمین سرعت و جریان‌های موتور استفاده شده است. این رویکنگرها حسگرهای مجازی را برای پاسخور ایجاد می کنند. 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 می کند. پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از نظریه پایداری لیابانوف بررسی شده است. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب FTC پیشنهادی را برای PMSM نشان می دهند.

کلمات کلیدی: موتور سنکرون آهنربای دائم، کنترل کننده مد لغزشی، رویکنگر مد لغزشی، کنترل کننده تحمل پذیر 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

۱- مقدمه

کنترل کننده‌های تحمل پذیر 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. به منظور ارتقا و افزایش اعتماد و اطمینان، لازم است تا سیستم‌های کنترل این موتور قابلیت تشخیص عیب و تحمل پذیری در برابر عیب را داشته باشند.

پیرامون پژوهش‌های انجام شده، دو روش فعال^۱ و غیرفعال^۲، برای FTC یک سیستم وجود دارد [۴]. در روش غیرفعال، یک کنترل کننده بر اساس نظریه‌های کنترل مقاوم^۳ در شرایط عادی و معیوب و برای عیب‌های خاصی از سیستم طراحی می‌شود. اما در روش‌های فعال، FTC ترکیبی از یک کنترل کننده و یک رویکرد است که کنترل کننده وظیفه کنترل و رویکرد 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^۴ به یکی از محبوب‌ترین روش‌های کنترل حلقه بسته موتورهای الکتریکی تبدیل شده است. درایو PMSM برای ایجاد این روش کنترلی حداقل نیاز به دو حسگر اندازه‌گیری جریان و یک حسگر دقیق اندازه‌گیری سرعت دارد تا بتواند حلقه‌های کنترل شار و گشتاور را به شکل مجزا کنترل کند. وجود هرگونه عیب برای این حسگرها، هدف کنترل برداری را به کلی مختل می‌کند. چرا که سیستم ایمنی درایو در صورت دریافت سیگنال‌های ناقص از حسگرها، فرمان ایست را برای درایو صادر و در نتیجه 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]. بر اساس مطالعه‌های انجام شده در مقاله [۴]، رویکردها و کنترل کننده‌های 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^۵ در حین ردیابی سیگنال‌های مرجع خود مواجه می‌شوند. خوشبختانه می‌توان با استفاده از سطوح لغزش اننگرالی، 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] گزارش شده 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 رویکرد فیلتر کالمن برای تخمین سرعت PMSM و از رویکرد تطبیقی مدل مرجع (MRAS) برای تخمین جریان‌های استاتور PMSM استفاده شده است. در [۱۰] نیز از رویکرد پسگام تطبیقی^۷ برای اصلاح عیب حسگرهای جریان IPMSM طراحی شده است. به طور 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 طراحی شود. 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 به صورت 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 هر یک 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 به منظور تأیید 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 کنترل کننده در شرایط عادی بدون عیب و در بخش ۵ به طراحی کنترل کننده‌های 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 کنترل کننده در مختصات dq کنترل کننده‌های برداری^۸ نامیده می‌شوند که شامل کنترل کننده‌های 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

$$\sup \|r_d, i_q, \omega\| \geq r_0$$

که r_0 حد آستانه تشخیص عیب است و با در نظر گرفتن بیشترین تغییرات سرعت، گشتاور، و شرایط کاری مختلف موتور، و برای هر یک از حسگرها توسط طراح انتخاب می شود. همچنین، (λ) یک متغیر شناور^۱ و به عنوان شاخص تشخیص عیب است. مقدار (0) را در شرایط عادی و مقدار (1) را در شرایط معیوب هر یک از حسگرها به خود می گیرد. در صورت تشخیص عیب، FTC براساس رابطه (۲) حسگرهای مجازی را جایگزین حسگرهای واقعی می کند [۹]:

$$s = (1 - \lambda)V_h + \lambda V_f \quad (2)$$

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

۴- طراحی کنترل کننده 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 ریل گشتاور، باید خطی سازی شود. این قید برابر است با اینکه جریان i_d استاتور مقدار مرجع صفر را ردیابی کند [۱۰]. در این بخش به طراحی SMC بر اساس کنترل برداری PMSM پرداخته می شود. در حالت کلی، برای طراحی SMC با سطوح لغزش انتگرالی، در ابتدا سطوح لغزش و سپس قانونهای کنترل طراحی می شوند [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 می شود که به طور کلی می توان سطوح لغزش انتگرالی را با یک کنترل کننده کلاسیک PI مقایسه کرد. طراحی این کنترل کننده در دو مرحله زیر انجام می شود:

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.

$$e_\omega = \omega - \omega_r^* \quad (3)$$

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

$$S_\omega = e_\omega - m_\omega \int e_\omega dt \quad (4)$$

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 ($i_{\alpha\beta}$) 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 می کند. همچنین، لازم به ذکر است که در روش کنترل برداری، پس از خطی سازی متغیرهای حالت سیستم، می تواند بکار گرفته شود که به طور خاص، گشتاور و دینامیک شار رتور PMSM در مختصات dq ، خطی است و بنابراین، حلقه کنترل شار و گشتاور هر یک می توانند به صورت مجزا اجرا شوند [۱۱]. مدل ریاضی PMSM در مختصات dq به صورت زیر مفروض شده است [۲] و [۳]:

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

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 زاویه ای، ω سرعت زاویه ای 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 می شوند،

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

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 مانده های زیر را تولید می کند:

$$r_\omega = \omega - \hat{\omega}$$

$$r_{i_d} = i_d - \hat{i}_d$$

$$r_{i_q} = i_q - \hat{i}_q$$

که ω ، i_d و i_q به ترتیب سیگنالهای اندازه گیری 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 رویکردهای مد لغزشی یا عبارتی حسگرهای مجازی سرعت و جریانهای استاتور می باشند. حال هنگامی که هر یک از این مانده ها شرط زیر را برقرار سازند، حسگر معیوب تشخیص داده خواهد شد:

¹ Boolean

$$-\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q + \frac{u_d}{L_d} + m_d e_d = 0 \quad (12)$$

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

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

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

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

می‌شوند:

$$u_{dn} = -\lambda_d \text{sign}(s_d) \quad (13)$$

$$u_{qn} = -\lambda_q \text{sign}(s_q)$$

که $\lambda_q \in R^+$ و $\lambda_d \in R^+$ است. در نهایت قانون‌های کنترل-

تولید شده توسط SMC، با توجه به معادله‌های (۱۲) و (۱۳) به صورت

زیر خواهند بود:

$$V_{sd} = u_{ded} + u_{dn} \quad (14)$$

$$V_{sq} = u_{qeq} + u_{qn}$$

به طوری که:

$$[V_{sd} \quad V_{sq}]^T = [u_d \quad u_q]^T \quad (15)$$

۴-۱ اثبات پایداری

در این بخش با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف، پایداری SMC طراحی شده 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 کنترل کننده‌های سرعت و جریان به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} \dot{e}_d &= \dot{i}_d - \dot{i}_d^* \\ &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q + \frac{1}{L_d} V_{sd} - 0 \end{aligned} \quad (16)$$

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

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

حال با تعریف:

$$\lambda_\omega = \frac{\lambda_{\omega 1}}{a(\phi + (L_d - L_q)i_d)}, \lambda_{\omega 1} > 0 \quad (17)$$

معادله (۸) به صورت معادله (۱۸) بازنویسی می‌شود:

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

$$S_\omega = 0 \Rightarrow \quad (5)$$

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

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

از آنجایی که خروجی کنترل کننده سرعت به عنوان ورودی مرجع کنترل کننده جریان i_q قرار می‌گیرد، بنابراین:

$$a(\phi + (L_d - L_q)i_d)i_q = dT_l + dB\omega + \dot{\omega}_r^* - m_\omega e_\omega \Rightarrow \quad (6)$$

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

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

$$i_{sqn}^* = -\lambda_\omega \text{sign}(S_\omega) \quad (7)$$

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

$$i_{sq}^* = i_{qeq}^* + i_{sqn}^* \quad (8)$$

مرحله دوم: کنترل کننده‌های جریان

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

$$e_d = i_d - i_d^* \quad (9)$$

$$e_q = i_q - i_{sq}^*$$

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

$$S_d = e_d + m_d \int e_d dt \quad (10)$$

$$S_q = e_q + m_q \int e_q dt$$

حال با برابر صفر قراردادن مشتق معادله‌های (۱۰) داریم

$$\dot{S}_d = (\dot{i}_d - \dot{i}_d^*) + m_d(i_d - i_d^*) = 0 \quad (11)$$

$$\dot{S}_q = (\dot{i}_q - \dot{i}_{sq}^*) + m_q(i_q - i_{sq}^*) = 0$$

که در معادله‌های (۱۰) و (۱۱)، i_d^* سیگنال مرجع کنترل کننده i_d ، m_q و m_d بهره‌های مثبت طراحی کنترل کننده هستند. حال با بازنویسی معادله (۱۱)، انرژی‌های کنترلی لازم برای کنترل کننده‌های جریان به صورت معادله (۱۲) خواهند بود:

عیب است و در صورت مواجه شدن حسگرهای پسخور با عیب، ناپایدار می شود. برای جلوگیری از این امر در شرایط معیوب کنترل کننده های بخش بعد طراحی شده اند.

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 می شوند، ارائه شده است. برای این کار دو روتینگر مد لغزشی به شکلی طراحی شده اند تا بدون نیاز به وجود حسگرهای پسخور بتوانند سیگنال های اندازه گیری شده در شرایط عادی این حسگرها را تخمین بزنند و یا به عبارتی این حسگرها را به صورت مجازی در اختیار درایو PMSM قرار دهند. بنابراین، FTC پیشنهادی این مقاله برای شرایط معیوب حسگرهای پسخور از روش کنترل بدون حسگر PMSM استفاده می کند.

۱-۵ تولید حسگر سرعت به صورت مجازی

این بخش روش کنترل بدون حسگر PMSM برای شرایطی که حسگر سرعت دچار عیب می شود ارائه شده است. در این شرایط فرض می شود که جریان های استاتور قابل اندازه گیری هستند و به عنوان خروجی سیستم محسوب می شوند. سرعت PMSM پس از مواجه شدن حسگر سرعت با عیب، غیر قابل اندازه گیری است. بنابراین، به تخمین سرعت موتور نیاز است. به منظور تخمین سرعت PMSM، از روتینگر مد لغزشی زیر استفاده شده است. این روتینگر با استفاده از قانون های کنترل V_{sd} ، V_{sq} و جریان های قابل اندازه گیری i_d ، i_q ، حسگر مجازی سرعت را تولید می کند. بر اساس معادله (۲) ساختار SMO به صورت زیر در نظر گرفته شده است [۱۲].

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} P \hat{\omega} \\ -\frac{L_d}{L_q} P \hat{\omega} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi}{L_q} P \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$+ \zeta S + \varphi \text{sign}(S)$$

که $\hat{\omega}$ ، \hat{i}_d و \hat{i}_q متغیرهای حالت تخمین شده، ζ و φ ماتریس های بهره طراحی روتینگر هستند و به صورت زیر در نظر گرفته می شوند:

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

$$i_{sq}^* = \frac{1}{a(\phi + (L_d - L_q))i_d} (d(T_l + B\omega)) \quad (18)$$

$$+ \frac{d\omega}{dt} - m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} \text{sign}(S_\omega))$$

همچنین، بر اساس معادله های (۱۵) قانون های کنترل نهایی به صورت زیر خواهند بود:

$$V_{sd} = R i_d - L_q P \omega i_q - L_q m_d e_d - \lambda_d \text{sign}(S_d) \quad (19)$$

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

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

$$\begin{cases} \dot{e}_d = -m_d e_d - \frac{\lambda_d}{L_d} \text{sign}(S_d) \\ \dot{e}_q = -m_q e_q - \frac{\lambda_q}{L_q} \text{sign}(S_q) \\ \dot{e}_\omega = -m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} \text{sign}(S_\omega) \end{cases} \quad (20)$$

حال تابع کاندید لیاپانوف مثبت معین زیر در نظر گرفته می شود

$$V = \frac{1}{2} (e_\omega^2 + e_d^2 + e_q^2) \quad (21)$$

مشتق تابع کاندید لیاپانوف بالا عبارت است از:

$$\dot{V} = e_\omega \dot{e}_\omega + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (22)$$

با جایگذاری معادله های (۲۰) در (۲۲)، مشتق تابع کاندید لیاپانوف

به صورت معادله زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_\omega (-m_\omega e_\omega - \lambda_{\omega 1} \text{sign}(s_\omega)) \\ & + e_d (-m_d e_d - \frac{\lambda_d}{L_d} \text{sign}(s_d)) \\ & + e_q (-m_q e_q - \frac{\lambda_q}{L_q} \text{sign}(s_q)) \end{aligned} \quad (23)$$

بنابراین، با توجه به تئوری پایداری لیاپانوف [۱۱]، برای اطمینان از

پایداری کنترل کننده، پارامترهای m_ω ، m_d و m_q به صورت زیر تعیین می شوند:

$$\begin{cases} m_\omega > \left| \frac{\lambda_{\omega 1} \text{sign}(S_\omega)}{e_\omega} \right|_{\max} \\ m_d > \left| \frac{\lambda_d \text{sign}(S_d)}{L_d e_d} \right|_{\max} \\ m_q > \left| \frac{\lambda_q \text{sign}(S_q)}{L_q e_q} \right|_{\max} \end{cases} \quad (24)$$

که در نهایت رابطه زیر را نتیجه می دهد:

$$\dot{V} < 0 \quad (25)$$

همان طور که از (۲۳)، (۲۴) و (۲۵) مشخص است مشتق تابع

لیاپانوف انتخابی به طور محلی منفی بوده ($\dot{V} < 0$) و بنابراین اثبات می شود که SMC طراحی شده 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

$$\frac{L_q}{L_d} P \hat{i}_q S_1 - \frac{L_d}{L_q} P \hat{i}_d S_2 - \frac{\phi}{L_q} P S_2 - \frac{\dot{\omega}_e}{\gamma} = 0 \quad (32)$$

$$S^T \phi \text{sign}(S) > 0 \quad (33)$$

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

$$\dot{\omega} = \gamma \int \left(-\frac{L_q}{L_d} P \hat{i}_q S_1 + \frac{L_d}{L_q} P \hat{i}_d S_2 + \frac{\phi}{L_q} P S_2 \right) dt \quad (34)$$

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

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \quad (35)$$

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

۲-۵ تعیین بهره‌های ماتریس‌های K 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 K و ϕ می‌توان به بخش‌های ۳-۳ و ۲-۴ مرجع [۱۳] مراجعه کرد.

۳-۵ تولید حسگرهای جریان به صورت مجازی

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

بر اساس معادله (۱)، متغیرهای جریان \hat{i}_q و \hat{i}_d به ولتاژهای u_q, u_d و سرعت موتور وابسته هستند. بنابراین، به سادگی می‌توان جریان‌های \hat{i}_q و \hat{i}_d 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 \hat{i}_q و \hat{i}_d بر اساس SMO زیر تخمین می‌شوند:

همچنین، S سطح لغزش رویتگر و برابر با خطای تخمین متغیرهای حالت $(\hat{i}_q$ و $\hat{i}_d)$ بوده و به صورت 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.

هنگامی که حالت لغزشی ایجاد می‌شود، خطای تخمین حالت‌ها روی سطوح لغزش قرار می‌گیرد و در $t \rightarrow \infty$ به سمت صفر میل می‌کند ($S = e = 0$). علاوه بر این، به دلیل رویتگر مدل لغزشی 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]:

$$V = \frac{1}{2} (S^T S + \frac{\omega_e^2}{\gamma}) \quad (27)$$

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

$$\dot{V} = S^T S - \left(\frac{\dot{\omega} - \hat{\omega}}{\gamma} \right) \omega_e \quad (28)$$

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

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d - \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{i}_q - \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} = (A - \zeta) S \quad (29)$$

$$+ P \omega_e \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\phi}{L_q} \end{bmatrix} - \phi \text{sign}(S)$$

بطوری که:

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

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

$$\dot{V} = S^T (A - \zeta) S - \omega_e \left[\frac{L_q}{L_d} P \hat{i}_q S_1 - \frac{L_d}{L_q} P \hat{i}_d S_2 - \frac{\phi}{L_q} P S_2 - \frac{\dot{\omega} - \hat{\omega}}{\gamma} \right] - S^T \phi \text{sign}(S) \quad (30)$$

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

$$S^T (A - \zeta) S < 0 \quad (31)$$

از آنجایی که $\dot{V} < 0$ و کران دار است بنابراین، می توان گفت، i_{ed} و i_{eq} نیز کران دار هستند. با توجه به لم بارالات^۱، به راحتی می توان مشاهده کرد که i_{ed} و i_{eq} در $t \rightarrow \infty$ به صفر همگرا می دارند [۱۱] در نتیجه هنگامی که لغزش صورت می گیرد، خطای تخمین رویتگر بر روی سطح لغزش قرار می گیرد ($S_{\omega 1} = 0$) و به طور مجانبی برابر صفر می شود. رویتگر نیز در برابر اغتشاش و نامعینی پارامترهای موتور مقاوم و پایدار خواهد شد.

۴-۵ طرح نهایی FTC

شکل ۱ پیکربندی فرآیند FTC حسگرهای درایو PMSM ارایه شده در این مقاله را شرح می دهد. با استفاده از این ساختار پیشنهادی می توان میان عملکرد کنترل کننده عادی و کنترل کننده شرایط معیوب حسگرها، سازگاری ایجاد کرد. در این ساختار \bar{i}_d ، \bar{i}_q و $\bar{\omega}$ در واقع سیگنال های پسخور SMC های جریان و سرعت PMSM هستند که بسته به شرایط حسگرها (سالم و یا معیوب) این سیگنال ها با حسگرهای واقعی یا مجازی بر اساس توضیحات بخش ۳ و رابطه (۲) جایگزین می شوند. لازم به ذکر است، بر اساس شبیه سازی انجام شده اگر برای همه ی حسگرهای پسخور عیبی رخ بدهد، طرح FTC به دلیل ساختار تودرتویی که دارد قادر است همه حسگرهای پسخور را به صورت 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 اندازه گیری می شوند. بنابراین، هنگامی که FTC عیبی را برای این حسگر تشخیص می دهد، موقعیت زاویه ای رتور (θ) را نیز با موقعیت زاویه ای تخمین شده توسط SMO ($\hat{\theta}$) جایگزین می کند.

۶- نتایج شبیه سازی

در این بخش طرح FTC پیشنهادی این مقاله بر اساس شکل ۲، در نرم افزار سیمولینک متلب^۲ پیاده سازی شده است. به منظور 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 کنترل کننده های مد لغزشی طراحی شده در برابر تغییر ناگهانی سرعت مرجع و گشتاور بار (T_l) بررسی شده اند. در آزمایش دوم با ایجاد عیب برای حسگر سرعت و در آزمایش سوم با ایجاد عیب برای حسگرهای جریان، در ثانیه ۲ شبیه سازی، عملکرد FTC پیشنهادی بررسی شده 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.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{d1} &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_{d1} + \frac{L_q}{L_d} P \hat{\omega} \hat{i}_{q1} + \frac{u_d}{L_d} \\ \dot{\hat{i}}_{q1} &= -\frac{R}{L_q} \hat{i}_{q1} + \frac{L_d}{L_q} P \hat{\omega} \hat{i}_{d1} - P \hat{\omega} \phi + \frac{u_q}{L_q} \\ \dot{\hat{\omega}} &= a \phi i_{q1} + a(L_d - L_q) \hat{i}_{d1} \hat{i}_{q1} - d T_l \\ &\quad - dB \hat{\omega} + v_1 \text{sign}(S_{\omega 1}) \\ \dot{\hat{\theta}} &= \hat{\omega} \end{aligned} \quad (36)$$

که در آن \hat{i}_{d1} و \hat{i}_{q1} جریان های تخمین شده استاتور هستند که بدون وابستگی به حسگرهای جریان تخمین زده می شوند و یا به عبارتی حسگرهای مجازی جریان هستند. 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 می شود:

$$V = \frac{1}{2} S_{\omega 1}^2 \quad (37)$$

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

$$S_{\omega 1} = \omega - \hat{\omega} \quad (38)$$

مشق زمانی معادله (۳۸) به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V} = S_{\omega 1} \dot{S}_{\omega 1} \quad (39)$$

مشق سطح لغزش ($S_{\omega 1}$) به صورت:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\omega 1} &= a \phi (i_q - \hat{i}_{q1}) + a(L_d - L_q) i_d (i_q - \hat{i}_{q1}) \\ &\quad + a(L_d - L_q) (i_d - \hat{i}_{d1}) \hat{i}_{q1} - d(\omega - \hat{\omega}) - v_1 \text{sign}(S_{\omega 1}) \\ &= a(L_d - L_q) \left[\left(\frac{\phi}{L_d - L_q} + i_d \right) i_{eq} + i_{ed} \hat{i}_{q1} \right] \\ &\quad - d S_{\omega 1} - v_1 \text{sign}(S_{\omega 1}) \end{aligned} \quad (40)$$

به طوری که:

$$i_{ed} = i_d - \hat{i}_d \quad i_{eq} = i_q - \hat{i}_q \quad (41)$$

حال با جایگذاری (۴۰) در (۳۹)

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_{\omega 1} a(L_d - L_q) \left[\left(\frac{\phi}{L_d - L_q} + i_d \right) i_{eq} + i_{ed} \hat{i}_{q1} \right] \\ &\quad + S_{\omega 1}^2 (-d) - S_{\omega 1} v_1 \text{sign}(S_{\omega 1}) \end{aligned} \quad (42)$$

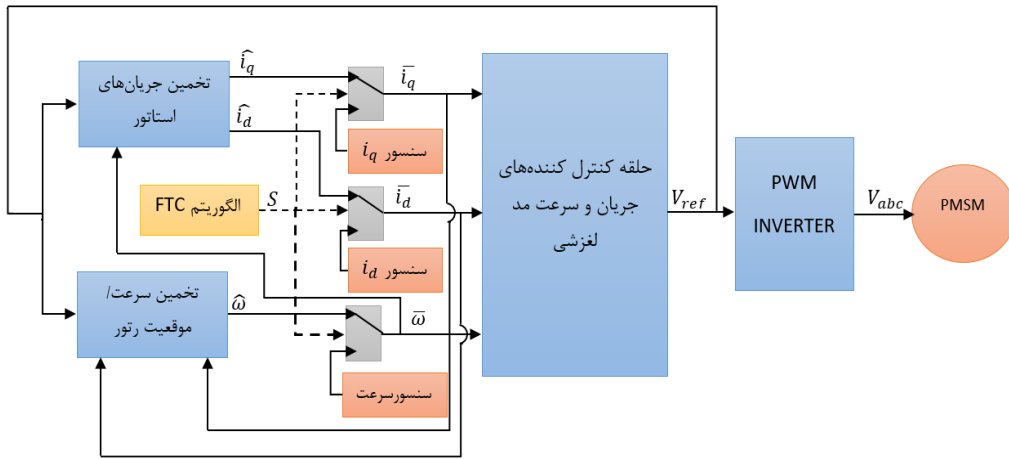
بدست می آید. در نهایت برای برقراری پایداری لیاپانوف، بهره v_1

به صورت زیر تعیین می شود:

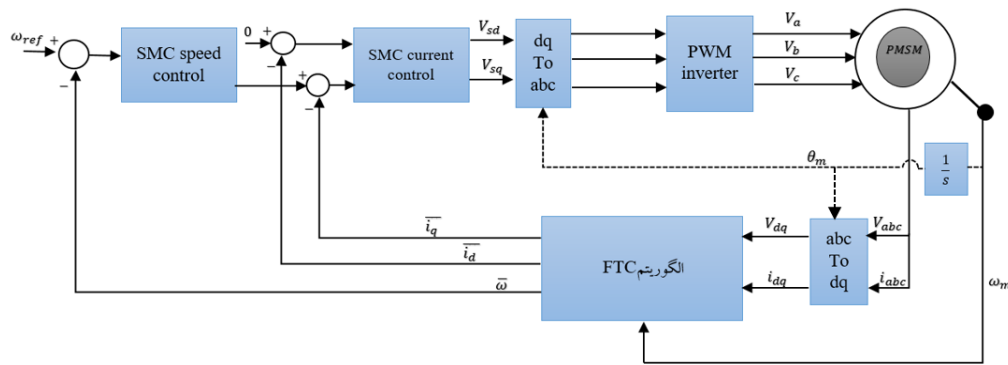
$$v_1 > \left| a(L_d - L_q) \left[\left(\frac{\phi}{L_d - L_q} + i_d \right) i_{eq} + i_{ed} \hat{i}_{q1} \right] \right|_{\max} \quad (43)$$

¹ Barbalat Lemma

² MATLAB/SIMULINK



شکل ۱- طرح نهایی FTC



شکل ۲- بلوک دیاگرام کلی طرح پیشنهادی FTC

بهره‌های مدهای لغزشی به صورت 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

مقدار	واحد	پارامتر
۳,۳	Ω	مقاومت استاتور (R)
۳	جفت قطب	تعداد زوج قطب (P)
۰,۰۲۷	H	اندوکتانس استاتور (L_d)
۰,۰۳۳۹	H	اندوکتانس استاتور (L_q)
۳۴۱,۰	Wb	شار آهنربای دائم (ϕ)
۰,۰۳۷	$kg.m^2$	اینرسی رتور (J)
۲	$N.m^2$	گشتاور بار (T_l)

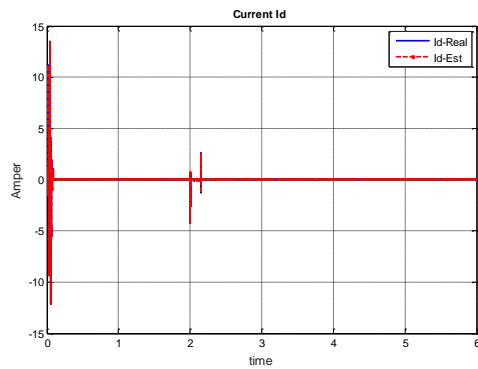
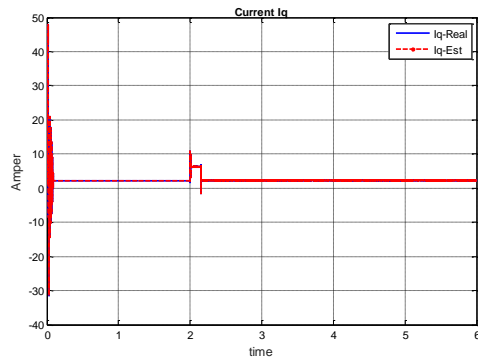
منظور، در اولین شرایط سرعت مرجع PMSM به صورت ناگهانی در ثانیه ۲، از سرعت ۵۰ به ۱۰۰ ارادیان بر ثانیه تغییر پیدا کرده است. نتایج شبیه‌سازی این شرایط در شکل‌های ۳ (الف، ب و ج) و شکل ۴ (الف) نشان داده شده است. برای نمایش بهتر رفتار SMC در برابر تغییر ناگهانی سرعت، در شکل ۳ ج، تصویر بزرگ‌نمایی شده از زمان تغییر ناگهانی سرعت مرجع قرار داده شده است.

در شرایط دوم، سرعت ثابت موتور برابر با ۱۰۰ ارادیان بر ثانیه فرض شده و سپس گشتاور بار در ابتدای شبیه‌سازی برابر با ۲ نیوتن‌متر و به صورت 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 طراحی شده با دقت مناسبی در برابر عیب‌های (و اغتشاشات) PMSM (تغییر ناگهانی سرعت و گشتاور بار) مقاوم است و می‌تواند هدف ردیابی و کنترل برداری 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.

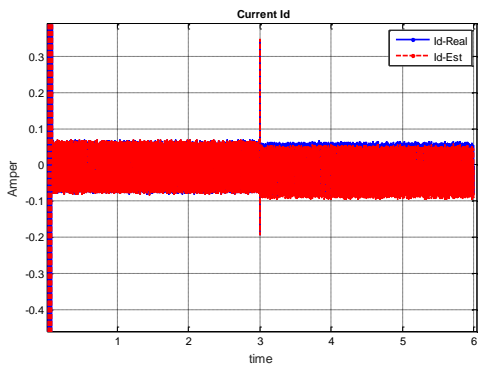
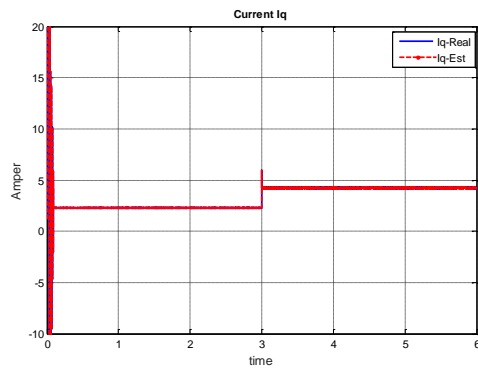
۱-۶ عملکرد FTC در شرایط عادی حسگرها

در این بخش عملکرد SMC و SMOهای سرعت و جریان طراحی شده در دو شرایط کاری متفاوت PMSM آزمایش شده‌اند. برای این

شده و تخمین زده شده PMSM توسط SMC و SMO در شرایط تغییر ناگهانی
گشتاور بار در ثانیه ۲.

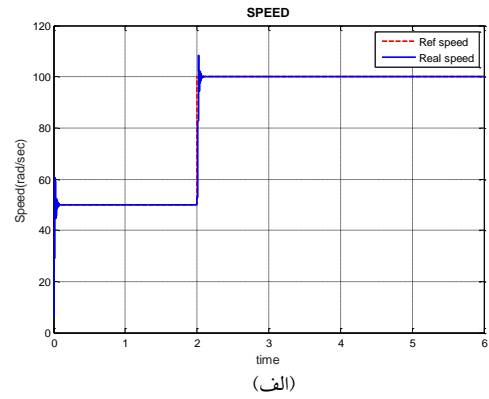


(الف)

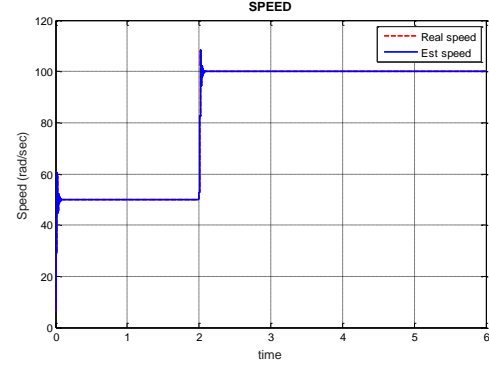


(ب)

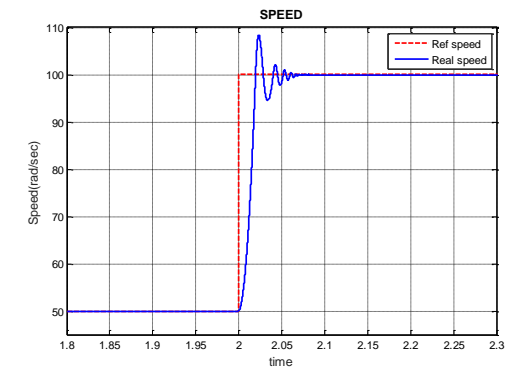
شکل ۴- جریان‌های استاتور کنترل شده و تخمین زده شده توسط کنترل کننده و
رویتگر مد لغزشی در شرایط الف: تغییر ناگهانی سرعت مرجع و ب: تغییر
ناگهانی گشتاور بار



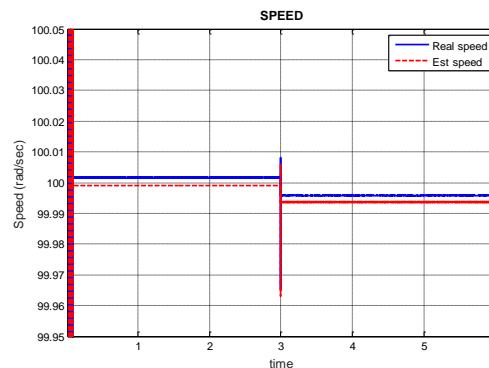
(الف)



(ب)



(ج)

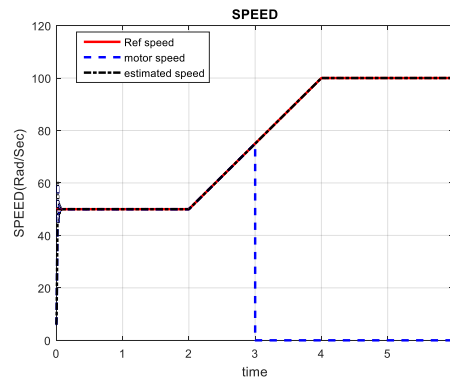


(د)

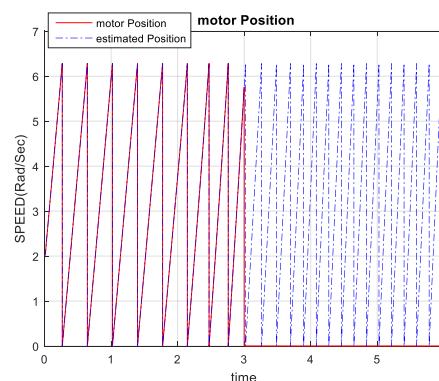
شکل ۳- ردیابی سرعت مرجع توسط مدهای لغزشی (کنترل کننده و رویتگر)
الف: ردیابی سرعت مرجع PMSM توسط SMC ب: تخمین سرعت مرجع
توسط SMO تولید کننده‌ی حسگر مجازی سرعت با شرایط تغییر سرعت مرجع
به صورت ناگهانی، ج: تصویر بزرگ نمای شده شکل (الف)، د: سرعت کنترل

۲-۶ 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 می توان 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 سرعت های به خوبی تخمین خورده اند. در مراجع [۱۵ و ۱۶] از فیلتر کالمن که تخمینگری مرسوم برای تخمین سرعت موتورهای الکتریکی است استفاده شده است. در صورت مقایسه روش ارائه شده با نتایج حاصله در این مراجع مشاهده می شود که تخمینگرهای استفاده شده در این مراجع دقت و سرعت همگرایی کمتری به نسبت SMO طراحی شده دارند.



(الف)



(ب)

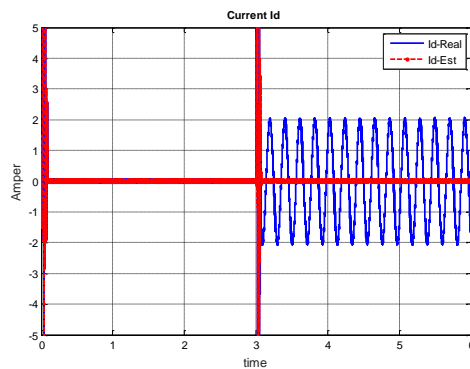
شکل ۵- الف: اعمال عیب قطع حسگر سرعت در ثانیه ۳ و سرعت ردیابی شده PMSM توسط FTC ب: اعمال عیب قطع حسگر سرعت در ثانیه ۳ و موقعیت زاویه ای تخمینی شده رتور توسط FTC

۳-۶ عملکرد FTC در شرایط معیوب حسگرهای

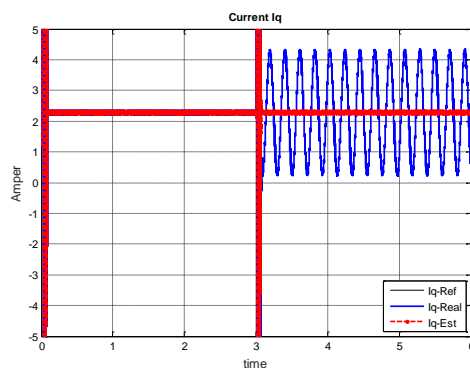
جریان

به منظور نمایش بهتر عملکرد FTC در برابر عیب حسگرهای جریان، به هر دو حسگر اندازه گیری جریان i_d و i_q در ثانیه ۳ شبیه سازی به صورت هم زمان یک سیگنال سینوسی با فرکانس ۳۰ رادیان بر ثانیه و دامنه ۲ به عنوان عیب در حسگر اعمال شده است. نتایج عملکرد FTC در برابر این عیب را می توان در شکل ۶ مشاهده کرد. لازم به ذکر است در این آزمایش سرعت مرجع PMSM برابر ۱۰۰ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته شده است.

شکل ۶ (الف) و (ب)، به ترتیب رفتار خروجی حسگرهای جریان و حسگرهای جریان مجازی را نشان می دهند. بر اساس این شکل ها، خروجی حسگرهای جریان واقعی پس از اعمال عیب دچار اغتشاش شده اند و دیگر نمی توانند به عنوان حسگرهای پسخور برای SMC استفاده شوند. در این صورت FTC با تشخیص اینکه حسگرهای جریان دچار عیب شده اند بلافاصله حسگرهای مجازی جریان را به جای حسگرهای واقعی قرار می دهد. همان طور که از این شکل ها مشاهده می شود، حسگرهای مجازی جریان پس از بروز عیب شرایطی یکسانی با حسگرهای واقعی دارند.



(الف)



(ب)

شکل ۶- نتایج شبیه سازی عملکرد FTC پیشنهادی در برابر عیب حسگرهای جریان الف: حسگر واقعی و مجازی جریان i_d ب: حسگر واقعی و مجازی جریان i_q

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

۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک کنترل کننده مد لغزشی تحمل پذیر عیب برای مقاوم ساختن درایو PMSM در برابر عیب‌های حسگری طراحی شده است. برای رسیدن به این هدف، یک کنترل کننده مد لغزشی (SMC) برای کنترل برداری PMSM استفاده شده است. هنگامی که برای حسگرهای اندازه گیری سرعت رتور و جریان‌های استاتور PMSM عیبی رخ می‌دهد، SMC به سیگنال‌های پسخور دسترسی نداشته و ناپایدار می‌شود. برای حل این مشکل دو رویکرد 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 به نحوی 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.

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. در صورتی 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 قرار گرفته‌اند. بنابراین، می‌توان گفت با توجه به اثبات‌های انجام شده در بخش‌های ۴-۱، ۴-۲، ۴-۳، و نتایج شبیه‌سازی، سیستم حلقه بسته با کنترل کننده و رویکردهای مد لغزشی طراحی شده 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 به کلی از بین ببرد. بنابراین، از تابع sat (اشباع)^۱ به همراه بهره‌های مناسب (تنظیم حدود تابع اشباع) به جای 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

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

^۱ Saturation

- [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.
- [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.