



ارائه شده توسط:

سایت ترجمه فا

مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده

از نشریات معتبر

برآورد سرعت و تشخیص خطا برای PMSM از طریق حالات شبه کشویی

چکیده: مقاله یک طرح کنترل آبشاری برای موتورهای سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) را بر اساس یک ناظر جدید حالت مرتبه کاهش افته ارائه می‌کند که عملکرد ردیابی سرعت دقیق را ارائه می‌کند. محو تقریبی هر دو خطای مشاهده و خطای ردیابی مسیر اثبات شده است. طراحی ناظر اجازه می‌دهد تا سیگنال باقی‌مانده شناسایی شود، و همچنین از این قابلیت برخوردار است تا خطاها را با استفاده از جریان‌های بردار پارک شناسایی کند. عملکرد راه‌حل ارائه شده توسط شبیه‌سازی با استفاده از مدل درایو PMSM تجاری ارزیابی می‌شود.

کلمات کلیدی: تشخیص خطا، کنترل ساختار متغیر، ناظران، موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، کنترل غیرخطی.

1. مقدمه

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) بطور گسترده در صنعت، بخصوص در کاربردهای کنترل تحرک در طیف قدرت کم و متوسط (بعنوان مثال، رباتیک و درایوهای ماشین ابزار)، با توجه به پاسخ سریع دینامیکی آنها، گشتاور بالا به نسبت وزن، وابستگی خطی گشتاور به یک جزء جریان در یک چارچوب مرجع مناسب، ساختار ساده و نگهداری آسان استفاده می‌شود (روسی و تونیلی، 1994؛ ژو و راهما، 2007؛ شیو و همکاران، 2020؛ ابراهیمی و همکاران، 2009).

با پیشرفت‌های حاصله در فنآوری دیجیتال در طی چند سال اخیر، اکنون قابلیت پردازش اطلاعات کافی در پلتفرم‌های مبتنی بر DSP مقرون به صرفه در دسترس است، که در عین حال قادر به ادغام کنترل است و رویکرد تشخیص خطا قادر به افزایش عملکرد PMSM، افزایش طول عمر آنها و کاهش هزینه‌های بالای آنها است. با این وجود، مقرون به صرفه بودن هر رویکرد ارائه شده برای کنترل و شناسایی خطا باید مورد توجه قرار

گیرد. همچنین، هزینه مربوط به حسگرهای مکانیکی و سخت‌افزار گران قیمت مورد نیاز با پیچیدگی محاسباتی بخصوص برای موتورهای تولید انبوه در محدوده kW چشمگیر است. بنابراین تشخیص خطا و کنترل موتور بر اساس حسگرهای آسان دسترس و الگوریتم‌های به اندازه کافی ساده با استفاده از DSP کم هزینه اجرا می‌شود که در زمان واقعی استعداد پذیرش علاقه صنعتی به دلیل ماهیت کم هزینه آن و کاربردپذیری بالا برای کلاس وسیعی از موتورها ظاهر می‌شود (کلیمن و همکاران، 1997؛ آلر و همکاران، 2002؛ هان و سانگ، 2003).

با توجه به موضوعات کنترل که مستلزم توجهات خاص در سیستم‌های درایو الکتریکی دارد، این به خوبی شناخته شده است که پارامترهای الکترومکانیکی در معرض تغییرات قابل توجهی هستند. استراتژی کنترل غیرخطی که بطور وسیع شناخته و بطور موفقیت‌آمیز در طی سالیان اخیر به کار می‌رود کنترل ساختار متغیر (VSC) است (پیزانو و همکاران، 2008؛ اوتکین و همکاران، 1999؛ سبانوویچ و همکاران، 2002؛ چرن و ونگ، 1995؛ هانگ و همکاران، 1993؛ یونگ و همکاران، 1999؛ اوتکین، 1993؛ یان و همکاران، 2000).

همچنین، روش‌های VSC قدرتمندی را برای عدم قطعیت‌های تطبیق یافته ارائه می‌کند (اوتکین، 1992) (زینوبر، 1994)، و با توجه به سایر رویکردهای قدرتمند کنترل از نقطه نظر محاسباتی ساده‌تر است، در نتیجه برای پیاده‌سازی DSP کم هزینه مناسب است. طرح‌های VSC معمولاً تحت تاثیر انتشار سیگنال کنترل است اما، همانطور که در (بارتولینی و همکاران، 2006؛ اوتکین و همکاران، 1999) بحث شد، این عیب شناخته شده از پیاده‌سازی VSC موجبات سختی را برای درایوهای الکتریکی فراهم نمی‌آورد چرا که حالت عملیاتی روشن-خاموش صرفاً برای مبدل‌های قدرت قابل قبول است. برای PMSM معمولاً ساختار کنترل آبخاری از کنترل جهت‌یابی میدان (FOC) اغلب به منظور دستیابی به عملیات چهار ربع سریع، شروع هموار و شتاب به کار می‌رود (لین، 1997؛ لین و همکاران، 1997؛ لین و شیوو، 1997؛ لین و لین، 1999؛ گریبی و لی‌های، 1994).

FOC با دو کنترلر جریان در حلقه‌های کنترل درونی و کنترلر سرعت در یک حلقه کنترل بیرونی پیاده‌سازی می‌شود. کنترلر سرعت جریان مرجع را برای یکی از دو حلقه کنترل جریان درونی ارائه می‌کند؛ این جریان مرجع مربوط به گشتاور موتور مورد نیاز است. همانطور که در (اوتکین و همکاران، 1999) بحث شد، تکنیک-

های VSC را نمی‌توان برای حلقه کنترل سرعت به کار برد، چون ورودی مرجع حلقه کنترل جریان درونی باید مشتقات زمان را محدود سازد.

برای غلبه بر این مسئله، رویکردهای مختلفی همچون، «کنترل سرعت مستقیم» (اوتکین و همکاران، 1999) و «تکنیک حالت کشویی مرتبه دوم» (پیزانو و همکاران، 2008) تبعیت می‌شود. با اینحال، هر دو تکنیک یک فرمولبندی را در چارچوب زمان مستمر به اشتراک می‌گذارند، در حالی که پیاده‌سازی عملی در یک DSP کم هزینه از یک درایو موتور واقعی برای یک فرمولبندی بسیار مناسب در یک زمینه از سیستم‌های نمونه داده ادعا می‌شود. یک راه‌حل ممکن در این مقاله ارائه می‌شود، که در آن یک سیستم کنترل مبتنی بر VSC زمان گسسته (DTVSC) (چان، 1997؛ چن و همکاران، 2001؛ کورادینی و اورلاندو، 1997؛ فوروتا، 1993؛ کایناک و دنکر، 1993؛ لی و او، 1998) طراحی می‌شود. در واقع، مقدمه DTVSC اجازه می‌دهد تا موضوع دیجیتال‌سازی قانون کنترل در نظر گرفته شود و قدرتمندی با توجه به اختلالات و عدم اطمینان‌های مدل تضمین گردد. مدل PMSM قبل از کاربرد تکنیک VSC شرط نیست.

همچنین کنترل عملکرد بالای PMSM مستلزم دانش سرعت شفت است (واس، 1990؛ بارتولینی و همکاران، 2003). روش استاندارد اختلاف-پسرو برای برآورد سرعت، با استفاده از اندازه‌گیری‌های موقعیت نمونه‌برداری شده ارائه شده توسط یک رمزگذار دیجیتالی افزایشی، خطاهای زیادی را بخصوص در سرعت پائین می‌دهد (خادم و همکاران، 1993؛ فوجیتا و سادو، 1992). برای فائق آمدن بر مسئله اندازه‌گیری سرعت غیر موثر، نتایج مختلفی با توجه به استفاده از ناظران غیر خطی (میساوا و هدریک، 1989؛ راجامانی، 1998)، بخصوص بر اساس کنترب حالت کشویی یا تطبیقی، بهره بالا داده شده است (اوتکین، 1992؛ تورنامب، 1992؛ اسلوتین و همکاران، 1987؛ دراکانوف، 1992).

در این مقاله، ناظر جدیدی از متغیر سرعت ارائه می‌شود، و کنترلر کوپل شده (متصل شده) مبتنی بر شبه حالات کشویی ارائه می‌شود. محو تقریبی هر دو خطای ناظر و خطای ردیابی سرعت اثبات می‌شود. به طور

خلاصه، مشخصات تکنیک DTVSC ترکیب شده با ناظر حالت در این اثر مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد تا معماری مبتنی بر آبشار نشان داده شده در شکل 1 طراحی شود، که در آن می‌توان حلقه کنترل ناظر- سرعت و دو حلقه‌ی کنترل جریان درونی را طراحی نمود (بدان معنا که سیگنال‌ها و بلوک‌های نشان داده شده در شکل 1 در سراسر این مقاله توضیح داده می‌شود).

علاوه بر این یکی دیگر از ویژگی‌های طرح ارائه شده‌ی شکل 1 این است که ناظر طراحی شده برای برآورد سرعت مجاز می‌داند سیگنال باقی‌مانده تعریف شود، که در عین حال قادر به شناسایی خطا با استفاده از جریان- های بردار پارک است. شناسایی سریع خطاها برای ارزیابی موقعیت آنلاین، تضمین کیفیت تولید و راندمان عملیاتی بهبود یافته‌ی PMSM‌ها مطلوب است. همچنین، موضوعات مربوط به تشخیص خطا در حال دریافت توجهات فزاینده در طی سالیان اخیر بوده است. رویکردهای مختلف مبتنی بر مدل توسعه یافته است (چن و پاتون، 1999)، و بخصوص تکنیک‌های مبتنی بر ناظر تشکیل دهنده‌ی نیروی تحقیقاتی بسیار فعالی می‌باشد. مقاله بررسی جامع (فرانک، 1987) مروری از رویکردهای مبتنی بر ناظر را ارائه می‌کند، و تعدادی از نتایج ایجاد می‌شود (بعنوان مثال (شایلدز، 2005؛ ژوو و ژانگ، 2004) و منابع آن را ببینید). بطور خاص، روش خوب تاسیس حالت کشویی برای رسیدگی به اختلالات و عدم اطمینان‌های مدلسازی به کار رفته است تا ناظر قدرتمندی را برای تشخیص خطا توسعه دهد (تان و ادواردز، 2002؛ یان و ادواردز، 2007). یک ویژگی قابل توجه از رویکرد کنترل ارائه شده در این مقاله این است که آن یک روش تشخیص ساده را ارائه می‌کند که می‌توان آن را بدون هزینه با استفاده از حسگر مبدل موتور الکتریکی آسان در دسترس و واحد کنترل DSP پیاده‌سازی نمود.

مقاله به شرح زیر سازماندهی می‌شود. دینامیک‌های موتور در بخش 2 ارائه می‌شود. در بخش 3 برخی از مقدمات داده شده است و جزئیات مربوط به کنترل حالت کشویی و تشخیص خطا بحث می‌شود. نتایج مربوط به تست‌های عددی در بخش 4 گزارش می‌شود. مقاله با نظرات درباره عملکرد کنترلر ارائه شده نتیجه‌گیری می‌شود.

2. دینامیک‌های موتور

در چارچوب مرجع (d, q) ، چرخش سنکرون با روتور موتور، معادلات الکتریکی تحرک از، موتور سنکرون مغناطیس دائم را می‌توان نوشت بعنوان (شی و لی، 1996؛ اوتکین و همکاران، 1999):

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega_e i_d - \frac{1}{L}\lambda_0\omega_e + \frac{1}{L}u_q \quad (2)$$

که در آن i_d و i_q جریان‌های استاتور محور- d و محور- q است، u_d و u_q به ترتیب ولتاژهای استاتور محور- d و محور- q است؛ R مقاومت سیم‌پیچ است و $L = L_d = L_q$ اندوکتانس سیم‌پیچ در محور d و q است؛ λ_0 اتصال شار مغناطیس دائم و ω_e سرعت الکتریکی زاویه‌دار است.

گشتاور الکتریکی τ_e و قدرت مکانیکی P موتور به ترتیب توسط $\tau_e = K_t i_q$ و $P = \tau_e \omega_r$ داده شده است، که در آن $K_t = \frac{3}{2}\lambda_0 N_r$ ثابت گشتاور با N_r تعداد جفت‌های قطب است و ω_r سرعت زاویه‌دار مکانیکی روتور موتور است. گشتاور پیشرفته متناسب با جریان i_q به دلیل مفروض است که هیچ گشتاور رلوکتانس در Vas PMSM در نظر گرفته شده وجود ندارد (1990).

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = \tau_e \quad (3)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (4)$$

که در آن J اینرسی مکانیکی موتور است، B ضریب اصطکاک چسبندگی است و θ_r موقعیت زاویه‌دار مکانیکی روتور موتور است.

برای سرعت/وضعیت زاویه‌دار الکتریکی و سرعت/وضعیت زاویه‌دار مکانیکی، روابط زیر مفظ می‌شود:

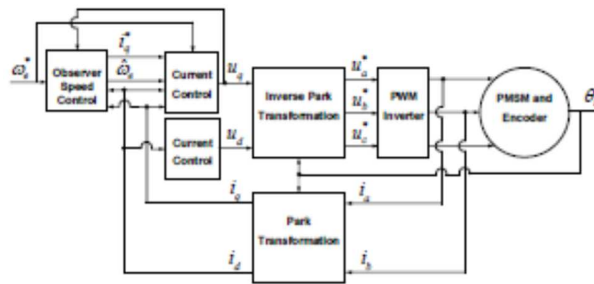
$$\omega_e = N_r \omega_r \quad \text{و} \quad \theta_e = N_r \theta_r$$

3. طراحی کنترل و تشخیص خطا

جنبه‌ای تکنیکی راه‌حل ارائه شده در زیر تشریح می‌شود که در آن برخی مقدمات ابتدائی لحاظ می‌شود. جزئیات طراحی استراتژی کنترل در زیر بخش 3.2. مورد خطادار در زیر بخش 3.3. داده شده است.

3.1 مقدمات

روش‌های طراحی کنترل انجام شده در مختصات (d, q) به اصطلاح کنترل میدان محور است که شامل کنترل جریان‌های استاتور ارائه شده توسط یک Vas بردار (کنترل بردار) (1990) است. طرح کنترل میدان محور شکل 1 مبتنی بر اندازه‌گیری دو جریان فاز (i_a و i_b) و وضعیت روتور موتور (θ_r) داده شده توسط اندازه‌گیری-های رمزگذار است. تکنیک DTVSC مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد تا حلقه کنترل سرعت-ناظر بیرونی و دو حلقه کنترل جریان درونی را طراحی کند. تبدیل مختصات پارک و معکوس آن به منظور تبدیل مدل موتور دینامیکی از چارچوب فاز یعنی چارچوب مختصات (a, b, c) به چارچوب روتور، یعنی چارچوب مختصات (d, q) و بالعکس استفاده می‌شود.



شکل 1. طرح بلوکی سیستم کنترل.

3.2 طراحی کنترل مبتنی بر ناظر

گسسته‌سازی معادلات مدل با یک زمان نمونه‌برداری T_e مطابق با تکنیک‌های استاندارد، می‌دهد:

$$\begin{aligned} \omega_e(k+1) &= A_\omega \omega_e(k) + B_\omega K_t i_q(k) \\ i_d(k+1) &= A_i i_d(k) + B_i u_d(k) + g_1(\omega_e, i_q, k) \\ i_q(k+1) &= A_i i_q(k) + B_i u_q(k) - g_2(\omega_e, i_d, k) \end{aligned} \quad (5)$$

با

$$A_\omega = e^{-\frac{B}{J}T_e}, \quad B_\omega = -\frac{1}{J} \int_0^{T_e} e^{-\frac{B}{J}\tau} d\tau$$

$$A_i = e^{-\frac{R}{L}T_e}, \quad B_i = -\frac{1}{L} \int_0^{T_e} e^{-\frac{R}{L}\tau} d\tau$$

$$g_1(\omega_e, i_q, k) = \omega_e(k) i_q(k) T_e; \quad (6)$$

$$g_2(\omega_e, i_d, k) = \omega_e(k) (i_d(k) + \frac{\lambda_0}{L}) T_e. \quad (7)$$

از آنجا که جریان‌ها بطور مستقیم اندازه‌گیری می‌شوند، در حالی که سرعت ω_e برای اندازه‌گیری مستقیم در دسترس نیست، متغیر خروجی $y(k)$ نیروگاه (5) عبارت است از

$$y(k) = [i_d(k) \ i_q(k)]^T$$

متغیرهای خطای زیر را تعریف کنید:

$$e_\omega(k) = \omega_e(k) - \omega_e^*(k) \quad (8)$$

$$e_q(k) = i_q(k) - i_q^*(k) \quad (9)$$

که در آن مقدار مرجع داده شده برای سرعت زاو دار است، و $i_q^*(k)$ در زیر تعریف می‌شود. علاوه بر این، عبارت زیر را نیز تعریف کنید:

$$\gamma = \frac{\lambda_0}{L}; \quad B = B_\omega K_t. \quad (10)$$

مفروض 3.1. در نتیجه محدودیت‌های فیزیکی دستگاه‌ها، یک کران برای جریان‌های حداکثری تامین شده در دسترس است. بنابراین، یک کران یا محدوده i_{dM} وجود دارد به طوری که

$$|i_d(k)| \leq i_{dM}$$

ناظر زیر از متغیر سرعت را تعریف کنید:

$$\begin{cases} z(k+1) &= A_\omega \hat{\omega}_e(k) + u(k) \\ \hat{\omega}_e(k+1) &= H [A_i i_q(k) + B_i u_q(k) - g_2(\hat{\omega}_e, i_d, k)] + \\ &+ A_\omega \hat{\omega}_e(k) + u(k) + v(k) \end{cases} \quad (11)$$

که در آن $\hat{\omega}_e(k)$ برآورد سرعت زاویه‌ای $\omega_e(k)$ است. سطوح کشوئی زمان گسسته زیر را تعریف کنید:

$$s_\omega(k) = \hat{e}_\omega(k) + \lambda_\omega \hat{e}_\omega(k-1) = 0 \quad (12)$$

$$s_{i_q}(k) = e_q(k) = 0 \quad (13)$$

$$s_{i_d}(k) = i_d(k) = 0 \quad (14)$$

که در آن $\lambda_\omega \in (-1, 1)$, $\hat{e}_\omega(k) = \hat{\omega}_e(k) - \omega_e^*(k)$

نتیجه زیر را داده شده است.

قضیه 1. برای نیروگاه (5) در مورد آزاد خطا، ناظر (11) اضمحلال تقریبی خطای مشاهده $\epsilon_\omega(k)$ را تضمین می‌کند:

$$\epsilon_\omega(k) = e_\omega(k) - \hat{e}_\omega(k) \quad (15)$$

و از خطای ردیابی $\epsilon_\omega(k)$ با توجه به متغیر مرجع $\omega_e^*(k)$ اگر:

• طراحی می شود بعنوان:

$$v(k) = H\hat{\omega}_e(k) [i_d(k) + \gamma] T_c \quad (16)$$

$$H = -\theta \frac{1}{(i_{dM} + \gamma)T_c}; \quad 0 < \theta < 1 \quad (17)$$

• طراحی می شود بعنوان:

$$u(k) = [B - HA_i] i_q(k) - HB_i u_q(k) \quad (18)$$

• تعریف زیر را دارد:

$$Bi_q^*(k) = \omega_e^*(k+1) - A_\omega \hat{\omega}_e(k) - \lambda_\omega (\hat{\omega}_e(k) - \omega_e^*(k)) \quad (19)$$

• دارای تعریف است:

$$B_i u_q(k) = i_q^*(k+1) - A_i i_q(k) + \hat{\omega}_e (i_d(k) + \gamma) T_c + \lambda_\omega (i_q(k) - i_q^*(k)) \quad (20)$$

• طراحی می شود بعنوان:

$$B_i u_d(k) = -A_i i_d(k). \quad (21)$$

اثبات. دینامیک‌های خطای ناظر $\epsilon_\omega(k)$ داده شده است توسط:

$$\epsilon_\omega(k+1) = A_\omega \epsilon_\omega(k) + Bi_q(k) - Hi_q(k+1) - v(k) - u(k)$$

با درج مدل نیروگاه و عبارات (16)، (18)، پس عبارت زیر به دست می‌آید:

$$\epsilon_\omega(k+1) = [A_\omega + H(i_d(k) + \gamma)T_c] \epsilon_\omega(k)$$

چون $\gamma \gg i_{dM} \forall k \geq 0$ این ساده برای بررسی است که

$$0 < \lambda(k) = A_\omega - \theta \frac{i_d(k) + \gamma}{i_{dM} + \gamma} < 1 \quad \forall k \geq 0$$

یعنی

$$\epsilon_\omega(k+1) = \lambda(k)\epsilon_\omega(k)$$

که اثبات بر این دارد که خطای ناظر بصورت تقریبی محو می‌شود.

اکنون سطح کشویی (12) را در نظر بگیرید. این مشتمل است بر:

$$s_\omega(k+1) = A_\omega \hat{\omega}_e(k) + B_i i_q(k) - HT_e \epsilon_\omega(k) [i_d(k) + \gamma] - \omega_e^*(k+1) + \lambda_\omega [\hat{\omega}_e(k) - \omega_e^*(k)]. \quad (22)$$

پس از محو خطای ناظر (صرفاً در حالت اثبات)، تنظیم $i_q(k) = i_q^*(k)$ مطابق با عبارت (19)، $s_\omega(k+1) = 0$ را

تولید می‌کند. در نهایت، ردیابی $i_q^*(k)$ توسط جریان $i_q(k)$ را می‌توان با تنظیم $s_q(k+1) = 0$ یعنی طراحی

$\hat{u}_q(k)$ مطابق با (20) تضمین نمود. این تضمین‌کننده‌ی این موضوع است که $i_q(k) = i_q^*(k)$ پس از محو خطای

ناظر، یعنی آن $\hat{\omega}_e(k)$ بصورت نامتقارنی تمایل به $\omega_e^*(k)$ دارد. این به نوبه خود تضمین می‌کند که ردیابی متغیر

مرجع، یعنی این که $\omega_e(k)$ بصورت نامتقارنی میل به $\omega_e^*(k)$ دارد. در نهایت، قانون کنترل (21) محو زمان

محدود $s_{id}(k)$ را تضمین می‌کند.

3.3 مورد خطادار

در مورد زمانی که خطای ناگهانی ثابت احتمالی از

$$f(k) = F \text{step}(k - k_f); \quad F \in R; \quad t_f > 0 \quad (23)$$

اندازه‌گیری‌های جریان i_q را تحت تاثیر قرار می‌دهد، زمان رخداد خطا، F شدت آن، و $\text{step}(k)$ تابع مرحله

واحد است، آخرین مولفه متغیر خروجی که می‌توان اندازه‌گیری کرد عبارت است از:

$$\bar{i}_q(k) = i_q(k) + f(k) \quad (24)$$

و مدل زمان گسسته فرم زیر را فرض می‌کند

$$\begin{aligned} \omega_e(k+1) &= A_\omega \omega_e(k) + B_\omega (K_t \bar{i}_q(k) - \tau_L) - B_\omega K_t f(k) \\ i_d(k+1) &= A_i i_d(k) + B_i u_d(k) + g_1(\omega_e, \bar{i}_q, k) + \omega_e(k) T_e f(k) \\ \bar{i}_q(k+1) &= A_i \bar{i}_q(k) + B_i u_q(k) - g_2(\omega_e, i_d, k) \\ &\quad - A_i f(k) + f(k+1). \end{aligned} \quad (25)$$

این را به آسانی می‌توان تائید نمود که ناظر ارائه شده بعنوان یک ژنراتور باقیمانده، با توجه به نتیجه زیر رفتار می‌کند.

نتیجه 2. برای نیروگاه (25) در حضور نهایی خطاهای (23) موثر بر اندازه‌گیری‌های جریان $i_q(k)$ ، ناظر (11) تضمین می‌کند که اگر خطایی در یک زمان مثالی k رخ دهد، پس سیگنال باقی‌مانده

$$r(k+1) = \hat{e}_\omega(k+1) = \hat{\omega}_e(k+1) - \omega_e^*(k+1) \neq 0 \quad k > \bar{k} \quad (26)$$

نشان می‌دهد که \bar{k} به اندازه کافی بزرگ است به طوری که گذار اولیه خاموش است.

اثبات. با توجه به مدل نیروگاه (25)، در حضور خطاها پس

$$\begin{aligned} r(k+1) &= \hat{\omega}_e(k+1) - \omega_e^*(k+1) \\ &= -HA_i f(k) + B\bar{i}_q(k) - Bf(k) - \omega_e^*(k+1) \\ &\quad + A_\omega \hat{\omega}_e(k). \end{aligned} \quad (27)$$

در مورد آزاد خطا، هر زمانی که $i_q(k) = i_q^*(k)$ ، تعریف قبلی عبارت زیر را می‌دهد:

$$r(k+1) = -\lambda_\omega r(k)$$

که اثبات می‌کند که سیگنال باقی‌مانده با دینامیک‌های تخصیص یافته توسط λ_ω از بین می‌رود. در مقابل، پس از وقوع یک خطا، این عبارت به دست می‌آید که:

$$r(k+1) = \lambda_\omega r(k) - HA_i f(k) - Bf(k)$$

که ارزیابی را اثبات می‌کند.

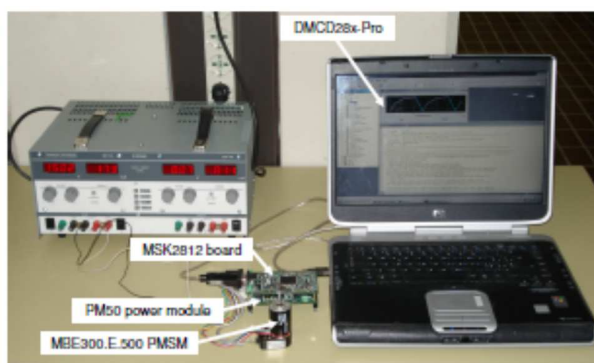
4. تست‌های شبیه‌سازی

کنترلر ارائه شده توسط شبیه‌سازی‌های متمرکز با استفاده از مدل تکنوسافت MBE.300.E500PMSM همانطور که در شکل 2 نشان داده شده است، بعنوان مرحله ابتدائی قبل از اعتبارسنجی تجربی در کیت کنترل متحرک تکنوسافت MCK2812-Pro DSP (تکنوسافت، 2009) تست و بررسی می‌شود. راه‌اندازی تجربی در شکل 2 نشان داده شده است. این ترکیبی از سخت‌افزار و نرم‌افزار است و شامل یک صفحه کنترل مبتنی بر DSP، یک مازول قدرت، یک PMSM مجهز شده با یک رمزگذار 500 خطی و یک پلتفرم نرم‌افزار برای

توسعه کاربردهای کنترل تحرک است. تمامی ارتباطات بین صفحه PC و DSP از طریق رابط RS-232 با استفاده از یک مانیتور ارتباطات سریالی زمان واقعی ساکن در فلش DSP انجام شده است. پارامترهای مکانیکی و الکتریکی کاتالوگ موتور در جدول 1 ارائه می‌شود. تست‌های ردیابی سرعت انجام شده در شکل‌های 3 تا 6 نشان داده شده است. در این

جدول 1. پارامترهای MBE.300.E500 PMSM تکنوسافت (تکنوسافت، 2009).

Coil dependent parameters		
Phase-phase resistance	ohm	8.61
Phase-phase inductance	mH	07.13
Back-EMF constant	V/1000 rpm	3.86
Torque constant	mNm/A	36.8
Pole pairs	-	1
Dynamic parameters		
Rated voltage	V	36
Max. voltage	V	58
No-load current	mA	73.2
No-load speed	rpm	9170
Max. cont. current (at 5000 rpm)	mA	913
Max. cont. torque (at 5000 rpm)	mNm	30
Max. permissible speed	rpm	15000
Peak torque (stall)	mNm	154
Mechanical parameters		
Rotor inertia	$Kgm^2 \cdot 10^{-7}$	11
Mechanical time constant	ms	7



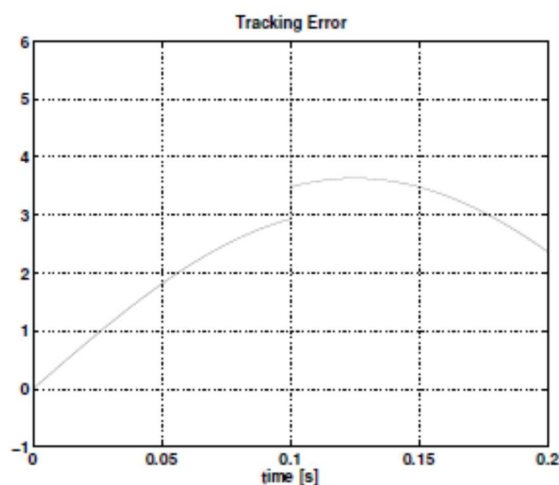
شکل 2. راه‌اندازی تجربی

شکل‌ها، عملکرد تولید شده توسط طرح کنترل ارائه شده برای موتور به دنبال یک خط سیر مرجع داده شده توسط یک پروفایل سرعت سینوسی نشان داده می‌شود. یک خطای دامنه $F = 0.1$ در نظر گرفته شده است تا در $k = 0.1 s$ رخ دهد.

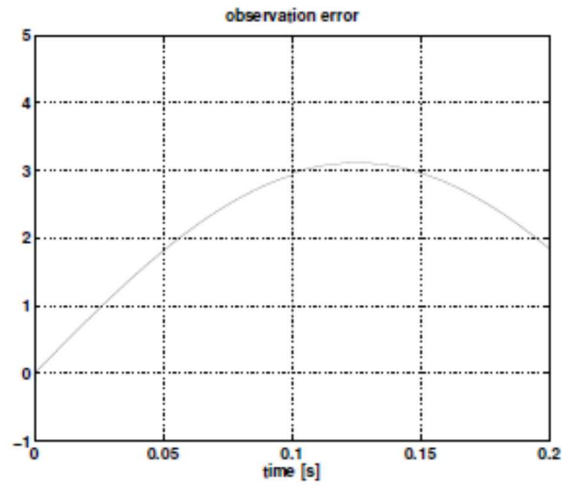
خطای ردیابی ارائه شده در شکل 3 و خطای مشاهده در شکل 4 نشان داده شده است. در تمامی شبیه‌سازی‌های فوق، فرکانس نمون‌برداری بعنوان 10 کیلوهرتز مطابق با مشخصات دستگاه واقعی انتخاب می‌شود.

5. نتیجه‌گیری یادآوری‌ها

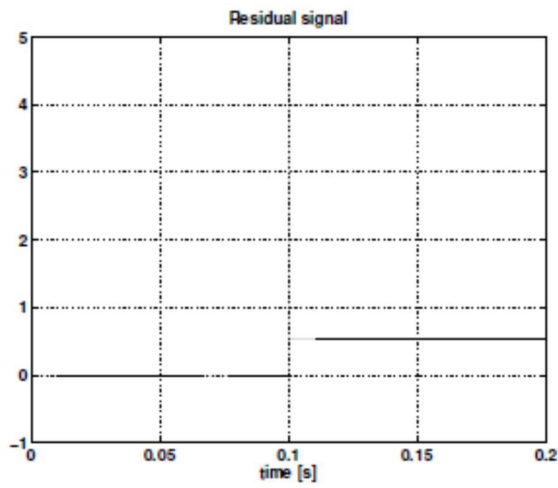
در این مقاله مسائل کنترل سرعت و تشخیص خطا برای PMSMها مورد توجه قرار می‌گیرد. طرح کنترل غیر خطی در نظر گرفته شده مبتنی بر پیاده‌سازی آبنشاری کنترلرهای VS زمان گسسته است و موجب استفاده از یک ناظر می‌شود که در حال برآورد سرعت زاویه‌دار غیر قابل دسترس برای اندازه‌گیری مستقیم است. ناظر ارائه شده مبتنی بر کنترل کوشوی اضمحلال تقریبی از هر دو خطای مشاهده و خطای ردیابی سرعت را تضمین می‌کند. همچنین طراحی ناظر اجازه می‌دهد تا سیگنال باقی‌مانده تعریف شود، و از این قابلیت برخوردار است تا خطاها را با استفاده از جریان‌های بردار پارک شناسایی کند. در نظر گرفتن مونیتورینگ و تشخیص خطای موتورهای الکتریکی برای



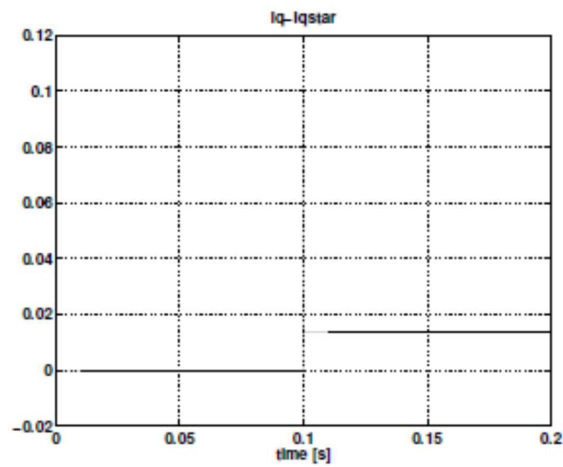
شکل 3 خطای ردیابی $e_w(k)$



شکل 4. خطای مشاهده $\epsilon_w(k)$



شکل 5. سیگنال باقی مانده برای یک خطای در حال وقوع در $k = 0.1 s$



شکل 6. حالت کشوئی $s_q(k)$ (8)

ایمینی و نگهداری مقرون به صرفه حیاتی است. یک ویژگی قابل توجه از روش تشخیص خطای ارائه شده این است که مبتنی بر سخت‌افزار درایو آسان در دسترس است و هیچ هزینه اضافی ضرورت ندارد. راه‌حل ارائه شده توسط شبیه‌سازی روی مدل درایو PMSM تجاری اعتبارسنجی می‌شود. شبیه‌سازی‌ها عملکرد خوب ردیابی خط سیر سرعت و همچنین قابلیت تشخیص خطا را نشان می‌دهند.



این مقاله، از سری مقالات ترجمه شده رایگان سایت ترجمه فا میباشد که با فرمت PDF در اختیار شما عزیزان قرار گرفته است. در صورت تمایل میتوانید با کلیک بر روی دکمه های زیر از سایر مقالات نیز استفاده نمایید:

لیست مقالات ترجمه شده ✓

لیست مقالات ترجمه شده رایگان ✓

لیست جدیدترین مقالات انگلیسی ISI ✓

سایت ترجمه فا ؛ مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده از نشریات معتبر خارجی