مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۶، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۱، صفحه ۱۳-۱

یک رویکرد فعال جهت طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر خطا مبتنی بر مدل برای موتورهای القایی سه فاز

حامد رضایی[۱]، محمد جواد خسروجردی[۲]

[۱] دانشجوی کارشناسی ارشد کنترل دانشگاه صنعتی سهند تبریز، rezaei.hamed1@gmail.com

[۲] دانشیار گروه کنترل دانشگاه صنعتی سهند تبریز، khosrowjerdi@sut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله:۱۳۹۰/۱۱/۲۰، تاریخ پذیرش مقاله:۱۳۹۱/۴/۵)

چکیده: در این مقاله، رویکرد فعالی مبتنی بر مدل جهت طراحی یک سیستم کنترل تحمل پذیر خطا برای جبران خطاهای مکانیکی ناشی شده از ساختار داخلی استاتور و رتور موتور القایی سه فاز ارایه می‌شود. ساختار این سیستم کنترل از دو بخش اصلی تشکیل یافته است. بخش نخست یک کنترل‌کننده‌ی نامی برای حالت بدون خطا و به منظورکنترل شار و سرعت رتور می‌باشد که در این پژوهش از یک کنترل کننده خطی ساز فیدبک استفاده گردیده است. بخش دوم از یک رویتگر مد لغزشی جهت تخمین خطاهای جمع‌شونده در مدل فضای حالت موتور القایی سه فاز که بیانگر خطاهای مکانیکی در ساختار داخلی استاتور و رتور موتور القایی می‌باشند، تشکیل شده است. این رویتگر علاوه بر تخمین خطاها که جهت جبران سازی اثر خطاهای مکانیکی در عملکرد موتور مورد استفاده قرار می گیرند، جهت تخمین شارهای محوری غیر قابل اندازه‌گیری برای تمام موقعیت‌های کاری موتور نیز بکار می رود. کارایی رویکرد ارایه شده جهت جبران سازی خطاهای مکانیکی موتور القایی با استفاده از نتایج شبیه‌سازی نمایش داده می‌شود.

واژه‌های کلیدی : موتور القایی، خطای مکانیکی، سیستم کنترل تحمل پذیر خطا، شناسایی و محل یابی خطا، رویتگر مد لغزشی

An Active Approach to Model-based Fault Tolerant Control System Design for Three Phase Induction Motors

Hamed Rezaei, Mohammad Javad Khosrowjerdi

Abstract: In this paper, a model-based active fault tolerant control system (FTCs) is proposed for three phase induction motor (IM) drives subjected to the mechanical faults caused by both stator and rotor failures. FTCs structure consists of two main parts. The first part is a nominal controller based on feedback linearization for fault-free case to achieve control objectives (rotor flux and speed control). The second part is a sliding mode observer (SMO) in order to estimate additive faults which model mechanical faults in the state space model of IM. This observer has been used not only for fault reconstruction and production of additional control inputs for compensating their undesirable influences on performance of IM, but also for online estimation of axial fluxes in any operating conditions. The simulations results are shown to illustrate the effectiveness of the proposed approach to compensate the mechanical faults in IM.

Keywords: Induction Motor (IM), Mechanical Fault, Fault Tolerant Control system (FTCs), Fault Detection and Isolation (FDI), Sliding Mode Observer (SMO).

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، تلاش‌های فراوانی از سوی پژوهشگران به منظور بالا بردن ایمنی سیستم‌های تحت کنترل در چارچوب استانداردهای مشخص صورت گرفته است. بدین منظور کنترل حلقه بسته‌ی سیستم‌های دینامیکی بالاخص سیستم‌های صنعتی در تمام شرایط کاری از جمله در حالتی که در یکی از اجزای حلقه‌ی کنترل، خطای خاصی رخ دهد، اهمیت خاصی پیدا نموده است. با توجه به استاندارد کمیته‌ی SAFEPROCES خطا در یک سیستم دینامیکی، انحراف حداقل یک مشخصه و یا یک پارامتر سیستم از مقدار قابل پذیرش، معمول و استاندارد

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

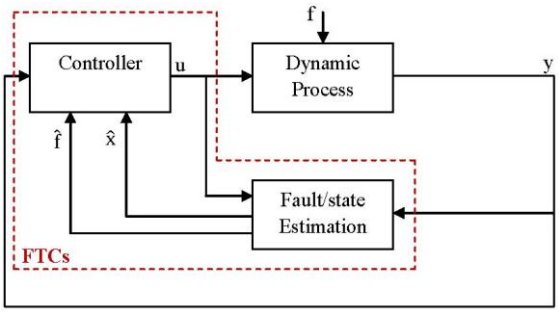
خود تعریف می‌شود. به طور کلی خطاها را می توان به خطای سنسورها، محرک‌ها و اجزای داخلی فرآیندهای دینامیکی دسته بندی نمود[۲-۱].

در واقع سیستم‌های کنترل تحمل پذیر خطا (FTC) به منظور تضمین پایداری سیستم کنترل حلقه بسته و همچنین بهبود عملکرد آن پس از رخداد یک یا چند خطای مشخص طراحی می‌شوند. به طور کلی طراحی این سیستم‌ها را می توان در قالب دو رویکرد متفاوت فعال و غیرفعال انجام داد که با توجه به هدف طراحی و همچنین رفتار خطاهای متفاوت در عملکرد سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴،۳].

با توجه به کاربرد فراوان موتورهای القایی سه فاز در صنایع گوناگون به علت ساختار ساده با استحکام بالا، قابلیت اطمینان بالا و عملکرد خوب، بهبود عملکرد آن‌ها برای موقعیت‌های متفاوت کاری از جمله پس از رخداد خطاهای متفاوت مورد توجه قرار گرفته است. معمولا رخداد خطاها با توجه به نوع، مکان و شدت آن‌ها در اجزای سیستم کنترل حلقه بسته‌ی این دسته از موتورها می‌تواند منجر به افت عملکرد، ناپایداری در سیستم کنترل و در نهایت آسیب‌های جدی به ساختار موتور شود. دسته‌ی عمده‌ای از خطاها مربوط به خطاهای ساختار داخلی موتور القایی در حین عملکرد می‌باشد بطوریکه می‌توان آن‌ها را به دو نوع خطاهای الکتریکی و مکانیکی تقسیم نمود. خطای اتصال کوتاه شدن سیم پیچ‌های استاتور، شکست میله‌های رتور، شکست رینگ‌ها، گریز از مرکز رتور، تاب خوردگی شفت رتور و خطاهای مربوط به یاطاقان‌ها و بار چند نمونه متداول از این دو گروه خطاها می باشند [۵]. به طور کلی این نوع از خطاها آثاری همچون افزایش گشتاور نوسانی، تولید هارمونیک‌های جعلی در جریان‌های استاتور، افزایش حرارت، افزایش تلفات و کاهش بازده‌ی مؤثر موتور القایی را به همراه دارند [۷-۵]. همچنین خطاهای مکانیکی در ساختار داخلی موتور عمدتا بدون اختلال در پایداری سیستم کنترل حلقه بسته تا حد زیادی موجب افت عملکرد مشخصه‌های مرتبط با موتور می‌شوند بطوریکه اصرار به ادامه‌ی کار در یک زمان محدود به ویژه در کاربردهای حساس وحیاتی در حضور آن‌ها نمی‌تواند آسیب جدی به ساختار موتور وارد نماید. در نتیجه طراحی سیستم‌های FTC به منظور شناسایی نوع خطاها و تصحیح عملکرد موتور القایی تا حد ممکن پس از رخداد آن‌ها مورد توجه قرار گرفته است.

در سالهای اخیر مقالات متعددی به بررسی روش‌های شناسایی و جبران انواع خطاها در عملکرد موتور القایی مبتنی بر یک مدل ریاضی از آن پرداخته‌اند. روش طراحی فیلترهای غیرخطی به منظور تخمین همزمان پارامترها و متغیرهای حالت در موتور القایی با هدف شناسایی تغییرات ناگهانی در پارامترها که نمایش‌دهنده‌ی رخداد انواع خطاها در ساختار داخلی این دسته از موتورها هستند، بسیار مرسوم می‌باشد [۱۰-۸]. در [۱۳-۱۱] از یک ساختار سوئیچینگ برای جبران اثر خطاها بر روی عملکرد موتور استفاده شده است. روش‌های متنوعی در [۱۵-۱۴]جهت جبران اثر خطاهای سنسور بر روی عملکرد موتورهای القایی سه فاز پیشنهاد شده‌اند. در [۱۶] با فرض معلوم بودن دینامیک خطا رویکردی مبتنی بر مدل جهت طراحی FTC بر اساس نظریه‌ی غیرخطی تنظیم خروجی برای موتور القایی سه فاز ارایه شده است. در [۱۷] طراحی FTC با استفاده از منطق فازی برای موتور القایی مورد بررسی قرار گرفته است. یک سیستم FTC غیرفعال با رویکرد مقاوم برای موتور القایی با وجود تغییر مقاومت و ممان اینرسی شفت روتور در [۱۸] ارائه شده است. همچنین در [۱۹] یک سیستم FTC با روش کنترل گام به عقب[1] بر مبنای رویتگر مد لغزشی[2] مرتبه دوم با توجه به تغییرات پارامتر مقاومت رتور در مدل موتور القایی سه فاز طراحی شده است.

یکی از رویکردهای فعال در طراحی سیستم‌های FTC مبتنی برتخمین خطا و استفاده از آن در جبران سازی خطا می‌باشد. به عنوان مثال می‌توان به روش‌های طراحی مبتنی بر رویتگر با ورودی ناشناخته[3] [۲۱-۲۰] ، استفاده از رویتگر مد لغزشی [۳۹-۳۵] ، استفاده از رویتگر غیر خطی برای تخمین خطای سنسور [۳۴] اشاره نمود. در [۴۱،۳۷] روش‌هایی برای طراحی سیستم‌های FTC با استفاده از تخمین همزمان خطا و متغیرهای حالت ارائه شده‌اند که اساس آن‌ها مطابق ساختار شکل ۱ می-باشد. در این شکل f، y و u به ترتیب سیگنال خطا در فرآیند مورد نظر، خروجی قابل اندازه‌گیری و ورودی کنترل می‌باشند در حالیکه $\hat{x}$ و $\hat{f}$ تخمینی از متغیرهای حالت و خطا می‌باشند.



شکل ۱ : ساختار کلی سیستم FTC بر مبنای تخمین خطا

هسته مرکزی این مقاله مشابه [۱۶] بر مدل کردن خطاهای مکانیکی موتور القایی به صورت خطاهای جمع شونده است اما برخلاف مرجع مذکور، تخمین خطا با استفاده از رویتگر مد لغزشی صورت گرفته و در طراحی سیستم FTC نیز نیازی به کاربرد نظریه غیرخطی نسبتا پیچیده تنظیم خروجی نیست بلکه فرایند طراحی FTC در قالب یک رویکرد فعال مبتنی بر تخمین خطا مطابق شکل۱ و با استفاده از مدل فضای حالت موتور القایی جهت جبران اثر خطاهای مکانیکی بر روی عملکرد سیستم کنترل حلقه بسته انجام می پذیرد. در این رویکرد ساختاریافته یک کنترل کننده نامی وظیفه تحقق اهداف کنترلی در شرایط بدون خطا را برعهده دارد که در این پژوهش از یک کنترل‌کننده‌ی خطی ساز فیدبک استفاده شده است. سپس با استفاده از مدل نمودن خطاهای مکانیکی به شکل خطاهای

[1] Backstepping Control
[2] Sliding Mode Observer (SMO)
[3] Unknown Input Observer (UIO)

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

جمع‌شونده در مدل فضای حالت موتور القایی سه فاز و طراحی یک رویتگر مد لغزشی به منظور تخمین همزمان متغیرهای حالت و خطاهای جمع‌شونده، سیگنال‌های کنترل اضافی جهت جبران اثر خطاهای مکانیکی در عملکرد موتور تولید می‌شوند.

شایان ذکر است که در سالهای اخیر طراحی کنترل‌کننده‌ها و انواع رویتگرها به منظور کنترل و تخمین متغیرهای حالت در موتورهای القایی سه فاز به طور گسترده‌ای مورد بررسی قرارگرفته اند اما با این وجود ارایه روشهای طراحی FTC با استفاده از یک ساختار مشخص که تلفیقی از این دو واحد مجزا باشند، کمتر مورد توجه بوده اند. رویکرد ارایه شده در این مقاله با استفاده از مدل خطاهای مکانیکی موتور القایی به صورت خطاهای جمع‌شونده در معادلات فضای حالت موتور و طراحی یک رویتگر مد لغزشی، قادر به تخمین و جبران‌سازی دسته‌ی وسیعی از این نوع خطاها از جمله شکست میله‌های رتور، شکست یا ترک رینگ‌های انتهایی، خطاهای یاطاقان و گیربکس و عدم تقارن‌ها می‌باشد. علاوه بر این با عدم تاثیر پذیری طراحی کنترل‌کننده‌ی نامی از واحد رویتگر، قابلیت استفاده از هر الگوریتم کنترل برای کنترل‌کننده‌ی نامی با توجه به کیفیت عملکرد آن وجود دارد.

در مقایسه با کارهای انجام گرفته در مقالات سالهای اخیر ویژگیهای شاخص و نوآوریهای پژوهش حاضر را می توان به طور خلاصه به صورت زیر بیان نمود: ۱. استفاده از رویکرد پرطرفدار مدل کردن کلاس وسیعی از خطاهای موتور القایی به صورت سیگنالهای جمع شونده در مدل فضای حالت که امکان استفاده از طیف گسترده و غنی از روشهای تشخیص و محل یابی خطا (FDI) و طراحی FTC مبتنی بر مدل را میسر می سازد. این ویژگی از این حیث حایز اهمیت است که در برخی از مقالات سالهای اخیر نظیر [۱۲] صرفا تغییرات مقاومت روتور و گشتاور بار به صورت سیگنالهای جمع شونده در نظر گرفته شده اند. ۲. کاربرد رویتگر مد لغزشی جهت تخمین خطا که امکان محل یابی و شناسایی خطاهای رخ داده را امکان پذیر می سازد. از ویژگیهای شاخص این روش امکان کاهش حساسیت آن نسبت به تغییرات آهسته‌ی پارامتر مقاومت رتور و افزایش ناگهانی گشتاور بار می باشد. اگرچه در مقالات زیادی از روش مد لغزشی برای کنترل موتور القایی استفاده گردیده است ولی کاربرد این ابزار جهت تشخیص خطا و طراحی FTC برای موتور القایی در مقالات گزارش نشده است. ۳. امکان طراحی مجزای کنترل کننده نامی با هر روش دلخواه و به انتخاب طراح جهت آورده کردن اهداف کنترلی مورد نظر و ارایه یک روش ساختاریافته و ساده تر جهت طراحی FTC نسبت به روش های پیچیده ای نظیر [۱۶] مبتنی بر نظریه غیرخطی تنظیم خروجی ۴. عدم نیاز به یک مکانیزم سوئیچینگ و مشکلات مربوط به آن نظیر [۱۲] و کارهای مشابه ۵. استفاده از یک رویکرد فعال جهت طراحی FTC نسبت به رویکردهای محافظه کارانه مبتنی بر ابزارهای کنترل مقاوم نظیر[۱۸].

ساختار این مقاله به این صورت تقسیم بندی شده است: در بخش ۲ ، یک مدل فضای حالت برای موتور القایی سه فاز توصیف می‌شود. در بخش ۳، مشخصات یک کنترل‌کننده‌ی نامی به منظور کنترل شار و سرعت رتور در شرایط کاری متفاوت بیان می‌گردد. در بخش ۴ ایده مدل نمودن خطاهای مکانیکی به صورت خطاهای جمع شونده در مدل فضای حالت موتور مطرح می‌گردد. در بخش ۵ یک رویتگر مد لغزشی به منظور تخمین همزمان خطاهای جمع‌شونده و شارهای غیر قابل اندازه-گیری طراحی می‌گردد. در بخش ۶، با استفاده نتایج بخشهای قبل، فرایند طراحی FTC جهت جبران خطاهای مکانیکی به وجود آمده در ساختار موتور القایی توصیف می‌شود. در بخش ۷، نتایج شبیه‌سازی و در نهایت در بخش ۸ نتیجه‌گیری و پیشنهادهایی جهت ادامه‌ی پژوهش بیان می-گردند.

۲- مدل موتور القایی سه فاز

در این بخش، مدل دینامیکی موتور القایی سه فاز به فرم معادلات فضای حالت غیرخطی در حالت بدون خطا ارایه می‌شود. این مدل در سال‌های اخیر جهت تحلیل و طراحی انواع کنترل‌کننده‌ها مورد استفاده قرار گرفته است. در اینجا با فرض مدار مغناطیسی خطی و صرف نظر کردن از تلفات، مدل فضای حالت موتور القایی سه فاز در قاب مرجع ساکن به صورت زیر توصیف می‌گردد [۱۶،۲۲]

$$\dot{x} = f(x) + g_a u_a + g_b u_b + dT_L \qquad (۱)$$

به طوریکه $x = (\omega_m\ \psi_a\ \psi_b\ i_a\ i_b)^T$ بردار متغیرهای حالت و u_a و u_b اجزای بردار ولتاژ استاتور و ورودی‌های کنترل می‌باشند. متغیرهای حالت عبارتند از ω_m سرعت رتور، ψ_a و ψ_b اجزای بردار شار رتور و i_a و i_b اجزای بردار جریان استاتور. T_L نیز گشتاور بار رتور (ورودی ناشناخته) می‌باشد. بردارهای g_a، g_b و d نیز به صورت زیر بدست می آیند

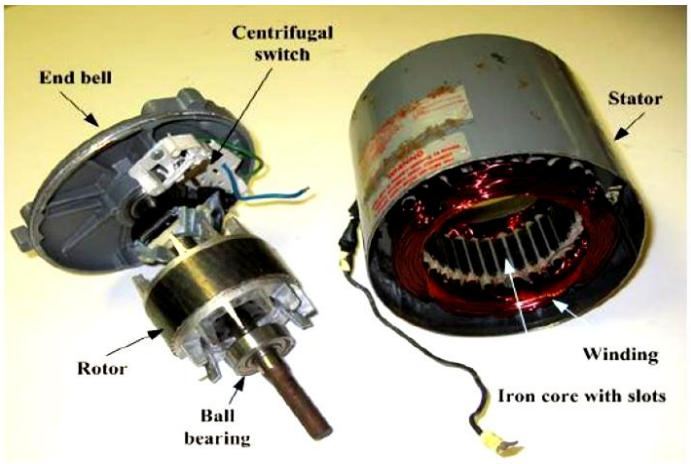
$$f(x) = \begin{pmatrix} \mu(\psi_a i_b - \psi_b i_a) \\ -\frac{1}{\tau_r}\psi_a - n_P\omega_m\psi_b + \frac{L_m}{\tau_r} i_a \\ -\frac{1}{\tau_r}\psi_b + n_P\omega_m\psi_a + \frac{L_m}{\tau_r} i_b \\ \frac{\beta}{\tau_r}\psi_a + n_P\beta\omega_m\psi_b - \frac{1}{\tau_1} i_a \\ \frac{\beta}{\tau_r}\psi_b - n_P\beta\omega_m\psi_a - \frac{1}{\tau_1} i_b \end{pmatrix}$$

$$g_a = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \end{pmatrix}^T, \quad d = \begin{pmatrix} -\frac{1}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

$$g_b = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \end{pmatrix}^T$$

که در آن

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]



شکل ۲ : ساختار داخلی یک موتور القایی سه فاز

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad L_1 = L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r} \quad R_1 = R_s + R_r\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2$$
$$\beta = \frac{L_m}{L_r L_1} \quad \mu = \frac{n_P L_m}{J L_r} \quad \tau_1 = \frac{L_1}{R_1}$$

در اینجا R_s، R_r، L_s و L_r به ترتیب مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های استاتور و رتور، L_m اندوکتانس مغناطیس کنندگی و n_P تعداد جفت قطب‌ها و J ممان اینرسی شفت رتور می‌باشند.

در مدل (۱) جریان‌های i_a و i_b قابل اندازه‌گیری می‌باشند به طوریکه برای دستیابی به این متغیرها در قاب ساکن از مقادیر سه فاز R، S و T می‌توان از تبدیل زیر استفاده نمود [۲۲]

$$i_a = \left(\frac{1}{3}\right)(2i_R - i_S - i_T)$$
$$i_b = \left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)(i_S - i_T)$$

برای ولتاژهای قابل اندازه‌گیری ورودی نیز این تبدیل و معکوس آن به منظور انتقال از سه فاز به دو فاز در قاب ساکن و بالعکس قابل کاربرد می‌باشد.

شایان ذکر است که در طراحی کنترل‌کننده‌ی نامی نیاز به تمامی متغیرهای حالت تعریف شده در (۱) می‌باشد. در این میان متغیرهای حالت مربوط جریان‌های استاتور i_a و i_b و سرعت رتور ω_m توسط سنسورها قابل اندازه‌گیری و متغیرهای حالت مربوط به شار رتور ψ_a و ψ_b غیر قابل اندازه‌گیری می باشند که باید توسط رویتگر تخمین زده شوند.

۳- کنترل‌کننده نامی

با استفاده از مدل توصیف شده برای موتور القایی سه فاز در (۱)، جهت طراحی کنترل‌کننده‌ی نامی مبتنی بر نظریه‌ی اساسی کنترل جهت میدان [۲۸-۲۳]، ابتدا اهداف کنترل به صورت ردیابی همزمان دو متغیر دامنه‌ی شار رتور $|\psi_r|$ برابر با $\sqrt{{\psi_a}^2 + {\psi_b}^2}$ و سرعت رتور ω_m توسط دو سیگنال مرجع $|\psi_{ref}|$ و ω_{ref} انتخاب می‌گردند. جداسازی کنترل شار و سرعت رتور برای تمامی محدوده‌های گوناگون سرعت نیز یک شرط اساسی در طراحی کنترل‌کننده‌ی نامی به شمار می‌آید [۲۲]. بنابراین می‌بایست برای تمام نقاط کاری مختلف قیود زیر برآورده شوند

$$\lim_{t\to\infty}\left|\omega_m(t) - \omega_{ref}(t)\right| = 0 \qquad (۲)$$
$$\lim_{t\to\infty}\left|\,|\psi_r(t)| - \psi_{ref}(t)\right| = 0 \qquad (۳)$$

در حالت بدون خطا می‌توان از رویکردهای مختلفی جهت طراحی کنترل‌کننده‌ی نامی استفاده نمود [۲۷-۲۳]. در این مقاله با توجه به کارهای موفق گزارش شده در زمینه کنترل غیرخطی موتور القایی، یک کنترل‌کننده‌ی خطی ساز فیدبک به عنوان کنترل‌کننده‌ی نامی برای موتور القایی سه فاز در حالت بدون خطا انتخاب شده است. جزئیات طراحی این کنترل کننده با استفاده از معادلات موتور القایی سه فاز در قاب ساکن در [۲۲] به تفصیل شرح داده شده است که در اینجا از تکرار آنها صرف نظر می‌گردد.

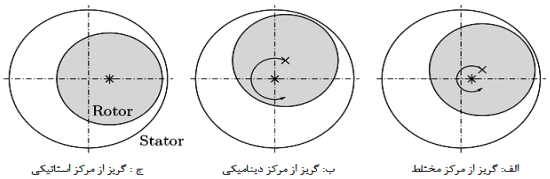
۴- مدل خطاهای مکانیکی در موتور القایی

در این بخش به بررسی اثر خطاهای مکانیکی بر روی جریان‌های استاتور و دینامیک آن‌ها در قاب ساکن با هدف کامل نمودن مدل مطرح شده در (۱) با در نظرگرفتن این نوع از خطاها پرداخته می‌شود. مقالات متعددی اثر خطاهای مکانیکی بر روی جریان‌های استاتور را مورد ارزیابی و تحلیل قرار داده‌اند به طوریکه وجه مشترک تمامی آن‌ها پدید آمدن هارمونیک‌های جعلی با فرکانس و دامنه‌ای وابسته به نوع و شدت خطا در جریان‌های استاتور ناشی از این نوع خطاها می‌باشد [۳۳-۲۹]. شکل ۲ ساختار داخلی یک موتور القایی سه فاز را نمایش می‌دهد.

به طور کلی خطاهای مکانیکی که در ساختار داخلی موتور القایی سه فاز رخ می‌دهند، موجب نوسانات گشتاور بار اضافی و یا گریز از مرکز فاصله‌ی هوایی می‌شوند بطوریکه برای تحلیل اثرات این نوع از خطاها بر روی جریان استاتور از این دو مشخصه استفاده می‌شود [۲۹]. نوسانات

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

گشتاور بار معمولا توسط خطای عدم تقارن بار، تاب خوردگی شفت



شکل ۳ : شماتیکی از گریز مرکزهای استاتیکی، دینامیکی و مختلط . * مرکز چرخشی رتور و × مرکز هندسی رتور تعریف می‌شوند

.

رتور، خطای گیربکس و شکست دندانه‌های آن و یا خطای مربوط به یاطاقان ایجاد می‌شود [۲۹]. گریز از مرکز فاصله‌ی هوایی نیز معمولا به دلیل ضعیف شدن یا شکست یاطاقان، ارتباط نامناسب رتور با بدنه و عدم

تقارن آن نسبت به محور مرکزی موتور ایجاد می‌شود. در این مقاله انحصارا به بررسی اثر گریز از مرکز فاصله‌ی هوایی ناشی از خطاهای مکانیکی بر روی جریان‌های استاتور پرداخته می‌شود. گریز از مرکز فاصله‌ی هوایی که منجر به تغییرات طول فاصله‌ی هوایی نسبت به بدنه‌ی موتور و استاتور می‌گردد، معمولا به سه دسته گریز از مرکز استاتیکی، دینامیکی و ترکیبی از این دو نوع قابل تقسیم شدن می‌باشد که هر کدام از آن‌ها دارای ویژگی‌های مشخصی می‌باشند و به صورت زیرتوصیف می‌گردند [۲۹،۱۶]

- **گریز از مرکز استاتیکی** : مرکز چرخشی و مرکز هندسی رتور یکی می‌باشند اما نسبت به مرکز استاتور اختلاف دارند به طوریکه نقطه‌ای که کمترین طول فاصله‌ی هوایی را داراست نسبت به استاتور ساکن می‌باشد. این نوع گریز از مرکز در واقع از نامتقارن بودن استاتور ناشی می‌شود.
- **گریز از مرکز دینامیکی** : مرکز هندسی رتور نسبت به مرکز چرخشی متفاوت می‌باشد به طوریکه مرکز چرخشی با مرکز هندسی استاتور یکی می‌باشد. نقطه‌ای که کمترین طول فاصله‌ی هوایی را داراست نسبت به استاتور دارای حرکت می‌باشد. این نوع گریز از مرکز در واقع از نامتقارن بودن رتور حاصل می‌شود.
- **گریز از مرکز ترکیبی** : در این نوع، دو اثر مربوط به عدم گریز از مرکز استاتیکی و دینامیکی آشکار می‌شود به طوریکه مراکز چرخشی و هندسی رتور نسبت به مرکز چرخشی استاتور متفاوت می‌باشند.

شکل ۳ یک شماتیک کلی از سه نوع گریز از مرکز را نمایش می‌دهد [۲۹]. در حالت کلی گریز از مرکز استاتیکی حالت خاصی از گریز از مرکز دینامیکی محسوب می‌شود که علت آن ساکن بودن نقطه‌ای است که کمترین فاصله‌ی هوایی را داراست.

با توجه به مباحث مطرح شده انواع گریز از مرکزها ناشی از خطای مکانیکی استاتور و رتور با تغییر در طول فاصله‌ی هوایی، موجب تغییرات در ضریب نفوذپذیری هسته، نیروی محرکه‌ی مغناطیسی مجموع استاتور و رتور چگالی شار و شار هسته، و در نهایت تولید هارمونیک‌های جعلی با فرکانسی مرتبط با نوع گریز از مرکز و دامنه و فازی مرتبط با شدت خطا در جریان‌های استاتور می‌شوند. با فرض اینکه این نوع از خطاها در یک شرایط پایدار از لحاظ عملکرد در موتور القایی سه فاز رخ می‌دهند، جریان‌های استاتور در قاب ساکن می‌توانند به صورت زیر جایگزین شوند [۱۶].

$$i_a(t) \to i_a(t) + \Gamma sin(2\pi f_c t + \phi) \quad (۴)$$

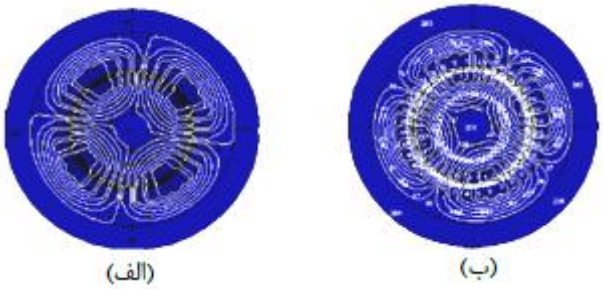
$$i_b(t) \to i_b(t) + \Gamma cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (۵)$$

بنابراین با توجه به رابطه‌ی (۱) می‌توان دینامیک جریان‌های استاتور را با در نظرگرفتن اثر خطاهای مکانیکی به شکل معادلات زیر تصحیح نمود

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\beta}{\tau_r}\psi_a + n_P\beta\omega_m\psi_b - \frac{1}{\tau_1}i_a + \frac{1}{L_1}u_a - \frac{\Gamma}{\tau_1}sin(\omega_c t + \phi) + \Gamma\omega_c cos(\omega_c t + \phi) \quad (۶)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{\beta}{\tau_r}\psi_b - n_P\beta\omega_m\psi_a - \frac{1}{\tau_1}i_b + \frac{1}{L_1}u_b - \frac{\Gamma}{\tau_1}cos(\omega_c t + \phi) - \Gamma\omega_c sin(\omega_c t + \phi) \quad (۷)$$

در روابط فوق f_c یک فرکانس مشخص وابسته به نوع گریز از مرکز ایجاد شده است که برای گریز از مرکز استاتیکی و گریز از مرکز دینامیکی به ترتیب $f_c = f_{sup}$ و $f_c = \left(1 \pm 2k\frac{s_\omega}{\omega_s}\right)f_{sup}$ می‌باشد. همچنین f_{sup} فرکانس منبع تغذیه، ω_s فرکانس زاویه‌ای استاتور، k عدد صحیح و $s_\omega = \omega_s - n_p\omega_m$ به عنوان فرکانس زاویه‌ای لغزش تعریف



شکل ۴ : چگالی شار : (الف) عملکرد بدون خطا در حالت دائم، (ب) عمکرد در حضورگریز از مرکز استاتیکی، در حالت دائم

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

می‌گردند و $\omega_c = 2\pi f_c$ خواهد بود. دامنه‌ی Γ و فاز ϕ نیز مقادیر ناشناخته‌ای می‌باشند که وابسته به شدت خطا هستند [۲۹،۱۶]. یکی از روش‌های شناسایی این نوع از خطاها بدون نیاز به یک مدل ریاضی از موتور القایی و استفاده از آنالیزهای متنوع فرکانسی بر روی جریان‌های استاتور می‌باشد [۳۳-۳۲]. عملکرد این روش‌ها در شناسایی گریز از مرکز استاتیکی به علت تولید هارمونیک‌هایی با محتویات فرکانس اصلی در جریان استاتور کاملا ضعیف می‌باشد. شکل ۴ اثر گریز از مرکز استاتیکی ناشی از عدم تقارن در ساختار استاتور را بر روی چگالی شار در یک حالت پایدار نمایش می‌دهد [۳۰].

با استفاده از روابط (۱)، (۶) و (۷) مدل موتور القایی سه فاز در حالت کلی با مدل زیر قابل توصیف می‌باشد

$$\dot{x} = f(x) + g_a u_a + g_b u_b + E_a f_a + E_b f_b + dT_L \qquad (۸)$$
$$E_a = (0\ 0\ 0\ 1\ 0)^T, \qquad E_b = (0\ 0\ 0\ 0\ 1)^T$$

که در آن بردار متغیرهای حالت و سایر پارامترها در (۱) تعریف شده‌اند. f_a و f_b خطاهای جمع‌شونده ناشناخته ناشی از خطاهای مکانیکی در ساختار داخلی موتور القایی سه فاز می‌باشند که اندازه‌ی آن‌ها برابر با صفر است زمانیکه هیچ خطایی در ساختار موتور وجود نداشته باشد. پس از بروز خطا این سیگنال‌ها دارای یک دامنه‌ی محدود می‌باشند [۱۶]. با صفر قرار دادن خطاهای جمع‌شونده همان مدل نامی موتور القایی در (۱) به دست خواهد آمد. این خطاهای جمع‌شونده با استفاده از روابط (۶) و (۷) به شکل زیر قابل بیان می‌باشند

$$f_a = +\Gamma\left[\omega_c cos(\omega_c t + \phi) - \frac{1}{\tau_1} sin(\omega_c t + \phi)\right] \qquad (۹)$$
$$f_b = -\Gamma\left[\omega_c sin(\omega_c t + \phi) + \frac{1}{\tau_1} cos(\omega_c t + \phi)\right] \qquad (۱۰)$$

این نکته حائز اهمیت است که برای خطاهای مکانیکی ناشی از عدم تقارن رتور روابط مربوط به خطاهای جمع‌شونده در (۹) و (۱۰) به مجموعی از توابع سینوسی با دامنه و فازهای ناشناخته مرتبط با شدت خطا و مقدار k تبدیل خواهد شد [۱۶].

نکته ۱ : خطای شکست میله‌های رتور و ترک رینگ‌های انتهایی موتور که از فشارهای دمایی به علت افزایش بار، افزایش تلفات، جرقه‌های ناگهانی، فشارهای مغناطیسی به علت نیروهای الکترومغناطیسی، نویزهای الکترومغناطیسی و چرخشی ناشی می‌شوند، هارمونیک‌هایی شبیه به هارمونیک‌های تولید شونده ناشی از گریز از مرکز دینامیکی به علت عدم تقارن رتور در جریان‌های استاتور قاب ساکن به وجود می‌آورند [۱۶،۵].

۵- تخمین همزمان شارهای محوری و خطاها

چالش اصلی در طراحی یک رویتگر جهت تخمین همزمان شارها و خطاهای جمع‌شونده را می‌توان مربوط به مدل دینامیکی غیرخطی موتور القایی سه فاز و وجود پارامترهایی با عدم قطعیت در آن دانست که مهمترین آن‌ها تغییرات آهسته‌ی مقاومت رتور به علت بالا رفتن درجه‌ی حرارت در نقطه‌ی کار و همچنین تغییرات ناگهانی گشتاور بار در یک محدوده‌ی مجاز می‌باشد. هدف این بخش طراحی یک رویتگر مد لغزشی به منظور تخمین همزمان خطاهای جمع‌شونده f_a و f_b ناشی از خطاهای مکانیکی و شارهای محوری غیرقابل اندازه‌گیری ψ_a و ψ_b می‌باشد. این روش طراحی مبتنی بر استفاده از سیگنال مانده (سیگنال اختلاف میان خروجی‌های قابل اندازه‌گیری و تخمین آن‌ها) است. در این طراحی لازم است شرط مقاوم نمودن سیگنال مانده در برابر ورودی ناشناخته‌ی گشتاور بار و تغییرات آهسته‌ی مقاومت رتور لحاظ گردد. این عمل موجب حساس‌تر شدن بیشتر سیگنال مانده به خطاهای جمع‌شونده ناشی از خطاهای مکانیکی و در نتیجه آشکار نمودن خطاها و بهبود کیفیت تخمین آن‌ها خواهد شد [۷،۳۴].

به منظور طراحی یک رویتگر مد لغزشی ابتدا با استفاده از یک جداسازی مستقیم مدل غیر خطی موتور القایی در رابطه‌ی (۸) با یک مدل خطی متغیر با زمان جایگزین می‌شود

$$\dot{z} = A(\omega_m)z + g_{an}u_a + g_{bn}u_b + E_{an}f_a + E_{bn}f_b \qquad (۱۱)$$
$$y = Cz \qquad (۱۲)$$

بطوریکه $z = (\psi_a\ \psi_b\ i_a\ i_b)^T$ بردار متغیرهای حالت و $A(\omega_m)$ و C از روابط زیر به دست خواهند آمد

$$A(\omega_m) = \begin{pmatrix} \overbrace{-\frac{1}{L_r}R_r & -n_p\omega_m}^{A_1(\omega_m)} & \overbrace{\frac{L_m}{L_r}R_r & 0}^{A_2} \\ n_p\omega_m & -\frac{1}{L_r}R_r & 0 & \frac{L_m}{L_r}R_r \\ \hline \frac{\beta}{L_r}R_r & n_p\beta\omega_m & -\frac{1}{\tau_1} & 0 \\ \underbrace{-n_p\beta\omega_m & \frac{\beta}{L_r}R_r}_{A_3(\omega_m)} & \underbrace{0 & -\frac{1}{\tau_1}}_{A_4} \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

همچنین ماتریس‌های ثابت g_{an}، g_{bn} و E_{an} و E_{bn} از حذف سطر اول ماتریس‌های مشابه در رابطه‌ی (۸) حاصل می‌شوند.

این تغییر مدل در عمل به علت بزرگتر بودن ثابت زمانی مکانیکی موتور نسبت به ثابت زمانی الکتریکی آن، موجب جداسازی بخش‌های الکتریکی و مکانیکی مدل در نظر گرفته شده می‌شود و امکان حذف اثر ورودی اغتشاش بار بر روی سیگنال مانده را فراهم می‌کند[۷]. این جایگزینی با توجه به اینکه سرعت مکانیکی رتور به عنوان یک پارامتر قابل اندازه‌گیری در نظر گرفته می شود امکان پذیر می‌باشد.

برای طراحی رویتگر فرض می شود که نرم بردار خطاهای جمع-شونده $f = (f_a\ f_b)^T$ در مدل (۱۱) در شرط زیر صدق کند [۳۹-۳۸]

$$\|f(t)\| \le \rho(t) \qquad (۱۳)$$

که در آن $\rho(t)$ تابعی معلوم می‌باشد. در ادامه، مدل دینامیکی مطرح شده در (۱۱) به دو بخش، برای متغیرهای حالت قابل اندازه‌گیری و غیر قابل اندازه‌گیری به صورت زیر تقسیم می‌شود

$$z_1 = (\psi_a\ \psi_b)^T \qquad (۱۴)$$
$$z_2 = (i_a\ i_b)^T \qquad (۱۵)$$

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

بردار خروجی برابر با $y = z_2$ خواهد بود. با این تقسیم‌بندی، خطاهای جمع‌شونده در بخش دوم ظاهر می‌گردند. در این راستا با توجه به رابطه‌ی (۱۱) ماتریس $A(\omega_m)$ به چهار ماتریس A_1 تا A_4 تقسیم شده و دینامیک رویتگر به صورت زیر توصیف می شود

$$\dot{\hat{z}}_1 = A_1(\omega_m)\hat{z}_1 + A_2 y \quad (۱۶)$$

$$\dot{\hat{z}}_2 = A_3(\omega_m)\hat{z}_1 + A_4\hat{z}_2 + Gu + H(t,y,\hat{y}) \quad (۱۷)$$

$$\hat{y} = \hat{z}_2 \quad (۱۸)$$

بطوریکه $\hat{z}_1$، $\hat{z}_2$ تخمینی از شارهای محوری و جریان‌های خروجی می‌باشند. همچنین بردار ورودی کنترل به صورت $u = (u_a\ u_b)^T$ تعریف می‌گردد. ماتریس ثابت G نیز به عنوان ضریب بردار ورودی برابر با $G = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \end{pmatrix}$ می‌باشد. با توجه به تعریف سیگنال مانده به صورت $r = y - \hat{y}$، تابع H نیز به شکل زیر در نظر گرفته می شود

$$H \coloneqq K(t)\frac{r}{\|r\|} \quad if \quad r \neq 0 \quad (۱۹)$$

که در آن $K(t)$ بهره‌ی رویتگر مد لغزشی است که یک تابع اسکالر متغیر با زمان مثبت می‌باشد و می‌بایست به نحو مناسبی تعیین شود.

نکته ۲ : برای کاهش اثر تغییرات آهسته مقاومت رتور بر روی عملکرد رویتگر می‌توان مقدار آن را تخمین زد و در دینامیک رویتگر استفاده نمود. جهت این تخمین می‌توان از یک رابطه‌ی قابل اثبات با استفاده از خروجی‌های جریان استاتور، سرعت رتور و ورودی‌های ولتاژ استاتور در قاب سنکرون به صورت زیر استفاده نمود [۱۲،۴۰]

$$\bar{R}_r = \alpha(t)\sqrt{L_r\left(\frac{\omega_s {L_m}^2 {i_s}^2}{\omega_s L_s {i_s}^2 - (i_d u_q - i_q u_d)}\right) - {L_r}^2}$$

که در آن $\alpha(t) = |\omega_s - n_p\omega_m|$ و $i_s = \sqrt{{i_d}^2 + {i_q}^2}$ می‌باشند. این روش تخمین در حالت ماندگار پاسخ مطلوبی داشته اما در حالت‌های گذرا مانند تغییرات شدید گشتاور بار و خطاهای ناگهانی، پاسخ مطلوب آن مستلزم کاهش دادن فرکانس‌های قطع فیلترهای مربوط به داده های ورودی و خروجی و افزایش فرکانس سوئیچینگ مدولاسیون می‌باشد [۴۰].

نکته ۳ : برای انتقال جریان‌های خروجی و ولتاژهای ورودی از قاب ساکن به سنکرون می‌توان از تبدیل زیر استفاده نمود که در آن $\boldsymbol{\alpha = \dot{\omega}_s}$ می‌باشد [۲۲].

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = T\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \qquad \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = T\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix},$$

$$T \triangleq \begin{pmatrix} cos\alpha & sin\alpha \\ -sin\alpha & cos\alpha \end{pmatrix}$$

جهت بررسی پایداری مجانبی دینامیک خطای تخمین حالت‌ها و خطاهای جمع‌شونده ابتدا با استفاده از روابط (۱۱)، (۱۲) و (۱۶) دینامیک خطای $\tilde{z}_1$ به صورت زیر بدست می آید

$$\dot{\tilde{z}}_1 = A_1(\omega_m)\tilde{z}_1 \quad (۲۰)$$

که در آن $\tilde{z}_1 \coloneqq z_1 - \hat{z}_1$ تعریف می‌گردد. با توجه به رابطه‌ی (۲۰) و متغیر با زمان بودن $A_1(\omega_m)$، اثبات پایداری مجانبی دینامیک خطا برای $\tilde{z}_1$ با استفاده مستقیم از قضایای ۴-۱۰ و ۴-۱۱ در [۴۱] امکان پذیرمی باشد.

با استفاده از روابط (۱۱)، (۱۷) و (۱۸) دینامیک خطای تخمین $\tilde{z}_2$ نیز به صورت زیر بدست می‌آید

$$\dot{\tilde{z}}_2 = A_3(\omega_m)\tilde{z}_1 + A_4\tilde{z}_2 + f - H(t,y,\hat{y}) \quad (۲۱)$$

که در آن $\tilde{z}_2 \coloneqq z_2 - \hat{z}_2$ است. پایداری دینامیک خطای تخمین $\tilde{z}_2$ در صورتی تضمین می‌شود که دینامیک آن با توجه به دینامیک پایدار خطای تخمین $\tilde{z}_1$ بتواند بر روی سطح لغزش زیر قرار بگیرد

$$S = \{(\tilde{z}_1, \tilde{z}_2) |\ \tilde{z}_2 = 0\} \quad (۲۲)$$

برای بررسی این قید یک کاندیدای تابع لیاپانوف به شکل $V = \tilde{z}_2^T\tilde{z}_2$ انتخاب می‌شود. بنابراین

$$\dot{V} = 2\tilde{z}_2^T A_4\tilde{z}_2 + 2\tilde{z}_2^T[A_3(\omega_m)\tilde{z}_1 + f - H(t,y,\hat{y})] \quad (۲۳)$$

همان طوریکه در رابطه‌ی (۲۳) دیده می‌شود جمله‌ی اول یک تابع منفی معین می‌باشد. در نتیجه با جایگذاری روابط (۱۳) و (۱۹) در جمله‌ی دوم مشتق تابع لیاپانوف می توان نتیجه گرفت

$$\dot{V} \leq -2K(t).\|\tilde{z}_2\| + 2\|\tilde{z}_2\|.[\|A_3(\omega_m)\|.\|\tilde{z}_1\| + \rho(t)]$$

که بهره‌ی رویتگر بایستی به صورت زیر انتخاب شود

$$K(t) \geq \|A_3(\omega_m)\|.\delta e^{-\frac{R_r}{L_r}t} + \rho(t) + \eta \quad (۲۴)$$

که در آن η یک ثابت مثبت و $\delta e^{-\frac{R_r}{L_r}t}$ کران نرم خطای $\tilde{z}_1$ با توجه به رابطه‌ی (۲۰) می‌باشند [۴۱]. δ یک ضریب تنظیم مثبت برای بهبود عملکرد رویتگر است که با توجه به شرایط اولیه خطای $\tilde{z}_1$ و همچنین زمان دستیابی به شرایط کاری پایدار موتور انتخاب می‌شود. با جایگذاری رابطه‌ی (۲۴) در مشتق تابع لیاپانوف رابطه‌ی زیر نتیجه می‌شود

$$\dot{V} \leq -2\eta\|\tilde{z}_2\| \quad (۲۵)$$

در نتیجه مشتق تابع لیاپانوف با بهره‌ی رویتگر در نظر گرفته شده کوچکتر از صفر شده و شرط (۲۲) تضمین می‌شود.

با حفظ دینامیک خطای $\tilde{z}_2$ بر روی سطح لغزش S می‌توان نتیجه گرفت که $\tilde{z}_2, \dot{\tilde{z}}_2 = 0$. بنابراین به منظور تخمین خطا، با استفاده از رابطه‌ی (۲۱) نتیجه می‌شود

$$f = -A_3(\omega_m)\tilde{z}_1 + v^{eq} \quad (۲۶)$$

بطوریکه $v^{eq} = \left(v_a^{eq}\ v_b^{eq}\right)^T$ تقریبی از تابع $H(t,y,\hat{y})$ می‌باشد و به عنوان سیگنال تزریق خطای خروجی معادل تعریف می‌گردد که با همان هدف حفظ حرکت لغزشی به کار گرفته می‌شود [۳۷-۳۹]. در طراحی‌ها معمولا سیگنال تزریق با توجه به رفتار تابع $H(t,y,\hat{y})$ به شکل یک فیلتر طراحی می شود که در این کار نیز به صورت زیر است

$$v^{eq} = K(t)\frac{r}{\|r\| + \sigma_1 exp\{-\sigma_2 t\}} \quad (۲۷)$$

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

که در آن r سیگنال مانده و σ_1 و σ_2 ثابت‌های مثبت قابل تنظیم هستند. با استفاده از روابط (۲۶) و (۲۷) برای تخمین خطاهای جمع‌شونده، اگر رابطه‌ی زیر به کارگرفته شود

$$\hat{f} = v^{eq} \quad (۲۸)$$

آنگاه می‌توان اثبات نمود که

$$\|\hat{f} - f\| \le \|A_3(\omega_m)\|.\|\tilde{z}_1\| \quad (۲۹)$$

در نتیجه با توجه به پایدار مجانب بودن خطای $\tilde{z}_1$، خطای تخمین به سمت صفر میل خواهد نمود [۴۱].

۶- طراحی FTC

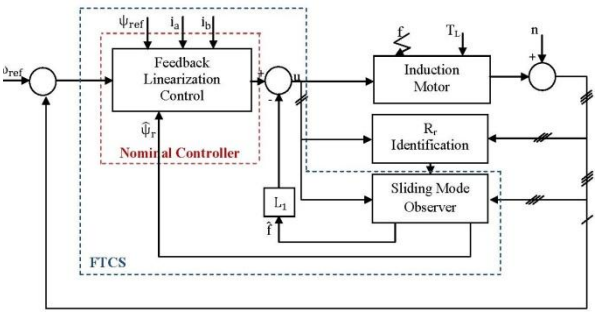
در این بخش با استفاده از تخمین خطاهای جمع شونده مطابق رابطه (۲۸)، رویکردی جهت طراحی سیستم FTC ارایه می شود که با استفاده از آن امکان جبران اثر خطاهای مکانیکی در عملکرد موتور القایی سه فاز میسر می شود.

به منظور طراحی FTC ورودی‌های کنترل u_a و u_b در (۸) به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$u_a = u_{a0} - L_1\hat{f}_a \quad (۳۰)$$

$$u_b = u_{b0} - L_1\hat{f}_b \quad (۳۱)$$

که در اینجا u_{a0} و u_{b0} خروجی‌های کنترل‌کننده‌ی نامی (کنترل کننده‌ی خطی ساز فیدبک) در حالت بدون خطا می‌باشند. با ورودی‌های کنترل در نظر گرفته شده به صورت روابط (۳۰) و (۳۱) حذف خطاهای جمع‌شونده مدل شده ناشی از خطاهای مکانیکی در معادلات فضای حالت موتور القایی در قاب ساکن میسر می‌گردد. دیاگرام بلوکی روش ارائه شده جهت طراحی FTC در شکل ۵ نمایش داده شده است.



شکل ۵ : سیستم کنترل تحمل پذیر خطا برای موتور القایی سه فاز.

در واقع رویکرد ارایه شده در شکل ۵ مبتنی بر مدل و به صورت غیرصریح می‌باشد و مزیت اصلی آن جداسازی کنترل‌کننده‌ی نامی از واحد تخمین خطا و همچنین عدم بکارگیری یک واحد مشخص و مجزا جهت شناسایی خطا می‌باشد. جداسازی کنترل کننده نامی امکان تنظیم پارامترهای آن را جهت بهبود عملکرد حلقه کنترل موتور میسر می سازد. شایان ذکر است که خطاهای تخمین زده شده به علت محدود بودن انرژی نمی‌توانند حلقه‌ی کنترلی پایدار برای موتور القایی سه فاز را ناپایدار نمایند [۴۲،۱۶،۳۷-۴۳].

۷- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، نتایج شبیه‌سازی‌های کامپیوتری برای نشان دادن کارایی رویکرد ارایه شده جهت طراحیFTC برای یک موتور القایی سه فاز $1.5kW$ قفس سنجابی، $50Hz$ با تغذیه‌ی نامی $(380-220V)$ و با مشخصات الکتریکی و مکانیکی مطابق جدول ۱ ارایه شده‌اند.

کلیه‌ی بخش‌های سیستم کنترل، از جمله موتور القایی، اینورتر سه فاز با مدولاسیون SVPWM با فرکانس سوئیچینگ $3.5kHz$، رویتگر طراحی شده و کنترل‌کننده‌ی نامی به صورت گسسته برای دستیابی به یک دقت و سرعت بالا شبیه‌سازی شده‌اند. نتایج به دست آمده حاصل سه مرحله شبیه‌سازی می‌باشند

- بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌ی نامی در حضور خطاها بدون استفاده از FTC
- بررسی عملکرد رویتگر طراحی شده در تخمین خطاها
- بررسی کارایی FTC در بهبود عملکرد موتور پس از رخداد خطاهای مکانیکی

برای بررسی کارایی رویکرد ارایه شده، نتایج شبیه‌سازی‌ها در حضور خطای مکانیکی استاتور و رتور و پارامتر عدم قطعیت‌دار مقاومت رتور که تغییرات آن به شکل $R_r = R_{rN} + .3R_{rN}\big(1 - exp(-1.5t)\big)$ مدل می‌شود، تحلیل می‌گردند. گشتاور بار موتور ثابت و برابر با $5N.m$ و مقدار سرعت و شار مرجع به ترتیب برابر با $90rad/s$ و $0.7Wb$ انتخاب می‌شوند. با فرض رخداد خطای مکانیکی استاتور در حالت پایدار برای موتور القایی سه فاز و با استفاده از روابط (۴) و (۵)، جریان‌های قاب ساکن با جریان‌های هارمونیکی با دامنه‌ای برابر با $\Gamma=0.4$، فازی برابر با $\phi = 0$ و فرکانسی برابر با فرکانس منبع برای مدل نمودن گریز از مرکز استاتیکی هارمونیکی در نظر گرفته می‌شوند. زمان رخداد گریز از مرکز استاتیکی $t = 3\text{s}$ انتخاب شده است.

جدول ۱ : پارامترهای الکتریکی و مکانیکی موتور القایی سه فاز

پارامتر	اندازه	واحد
L_s	.1554	H
R_s	1.2	Ω
R_{rN}	1	Ω
L_r	.1568	H
L_m	.15	H
J	.013	kgm^2
T_{LN}	5	Nm
n_p	2	-

شکل۶ اثر خطای مکانیکی استاتور را در شرایطی که فقط کنترل-کننده‌ی خطی ساز فیدبک به عنوان کنترل‌کننده‌ی نامی در کنترل حلقه بسته‌ی موتور شرکت دارد، نمایش می‌دهد. همانطور که در این نمودار آشکار می‌باشد، این نوع خطاها در بار نامی بر روی سرعت رتور

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

اثر بسیار ناچیز داشته در حالیکه منجر به تولید گشتاورهای نوسانی در گشتاور الکترومغناطیسی که از رابطه‌ی $T_e = \frac{n_P L_m}{L_r}(\psi_a i_b - \psi_b i_a)$ حاصل می‌شود، گردیده است. اثر این نوع خطاها در مقدار متوسط گشتاور نیز کاملا مشهود می‌باشد. در عین حال رخداد گریز از مرکز استاتیکی توانسته موجب تغییر و افزایش دامنه‌ی شار رتور شود. این افزایش با بالا رفتن شدت خطا می‌تواند منجر به جابجایی نقطه‌ی زانویی شار از مقدار نامی خود و در نهایت ایجاد پدیده‌ی اشباع مغناطیسی، بالا رفتن حرارت موتور در شرایط کاری و حتی سوختن سیم پیچ های استاتور یا رتور شود.

پس از رخداد خطای مکانیکی استاتور، خطاهای جمع‌شونده‌ای که بیانگر این نوع خطاها در مدل فضای حالت قاب ساکن می‌باشند توسط رویتگر مد لغزشی تخمین زده می‌شوند. برای این هدف پارامترهای طراحی در (۲۷)، $\sigma_1 = 50$ و $\sigma_2 = 0.1$ انتخاب می‌گردند. شکل ۷ و شکل ۸ کیفیت تخمین خطاهای جمع‌شونده را نمایش می‌دهند.

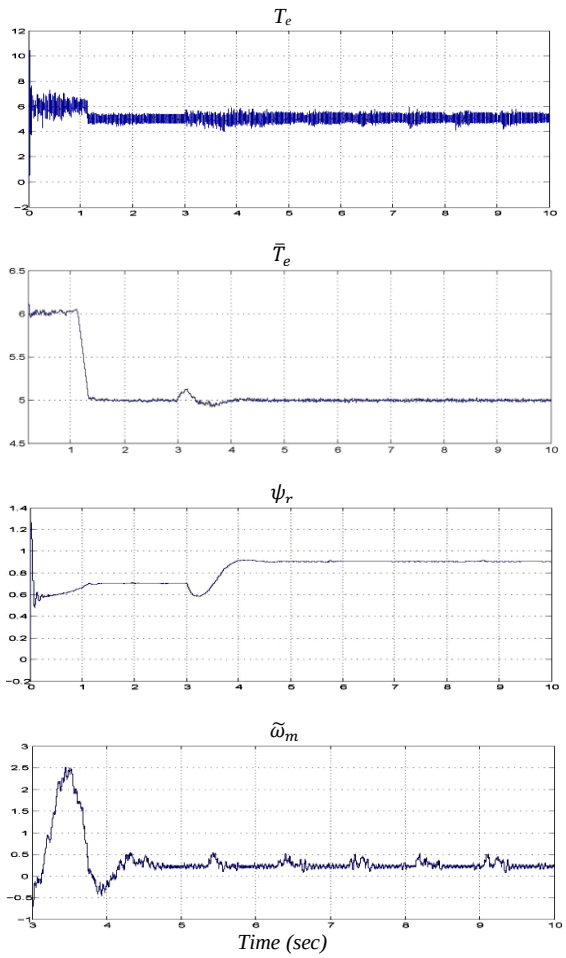
با توجه به شکل ۹ اثر سیستم FTC در جبران خطای مکانیکی استاتور در عملکرد موتور القایی سه فاز، کاملا مشهود می‌باشد. خطای سرعت رتور پس از رخداد خطا تقریبا برابر با صفر می‌باشد و نوسانات گشتاور الکترومغناطیسی تا حد زیادی کاهش یافته است. همچنین شار رتور که در هنگام بروز خطای گریز از مرکز استاتیکی دارای رفتاری کاملا متفاوت با حالت بدون خطا بوده است، با این روش توانسته مقدار مرجع خود را تقریبا با یک خطای بسیار کوچکتر دنبال کند. میزان بهبود عملکرد موتور پس از رخداد خطا کاملا در ارتباط با کیفیت تخمین خطاها توسط رویتگر مد لغزشی می‌باشد.

در مرحله‌ی بعد هدف بررسی کارایی سیستم FTC به منظور بهبود عملکرد موتور در هنگام بروز خطای مکانیکی رتور می‌باشد. همانطور که بیان شد پس از رخداد این نوع خطا، هارمونیک‌هایی با فرکانس مشخص $f_c = \left(1 \pm 2k\frac{s_\omega}{\omega_s}\right) f_{sup}$ در جریان‌های استاتور تولید می‌شوند.

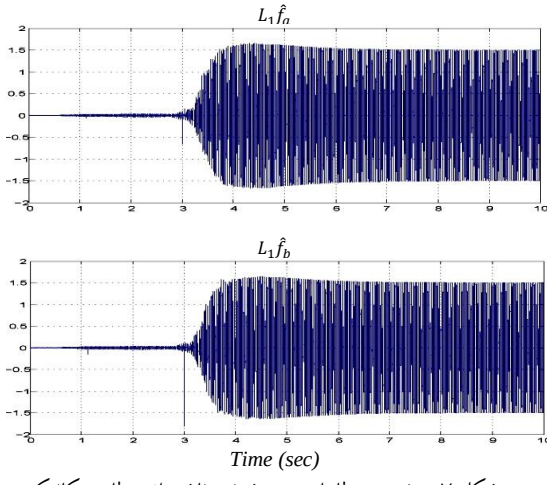
برای شبیه‌سازی خطای مکانیکی رتور فقط با در نظر گرفتن هارمونیک‌های اول $(k = \pm 1)$ و با توجه به روابط (۴) و (۵) جریان‌های استاتور در یک شرایط پایدار کاری از موتور به صورت زیر در نظر گرفته شده‌اند

$$i_a \to i_a + \Gamma_1 sin(\omega_1 t + \phi_1) + \Gamma_{-1} sin(\omega_{-1} t + \phi_{-1})$$
$$i_b \to i_b + \Gamma_1 cos(\omega_1 t + \phi_1) + \Gamma_{-1} cos(\omega_{-1} t + \phi_{-1})$$

که در آن شدت خطا $\Gamma_1 = \Gamma_{-1} = 0.1$ و $\phi_1 = \phi_{-1} = 0$ در نظر گرفته شده است. ω_1 و ω_{-1} به ترتیب برابر با ω_c به ازای $k = 1$ و $k = -1$ می‌باشند.

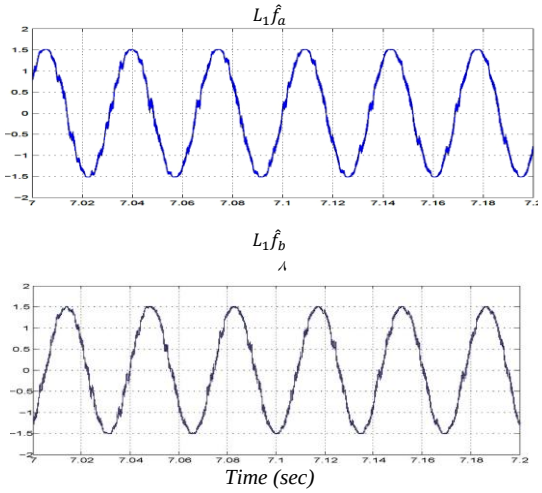


شکل ۶ : عملکرد موتور فقط با وجود کنترل‌کننده نامی در حضور خطای مکانیکی استاتور

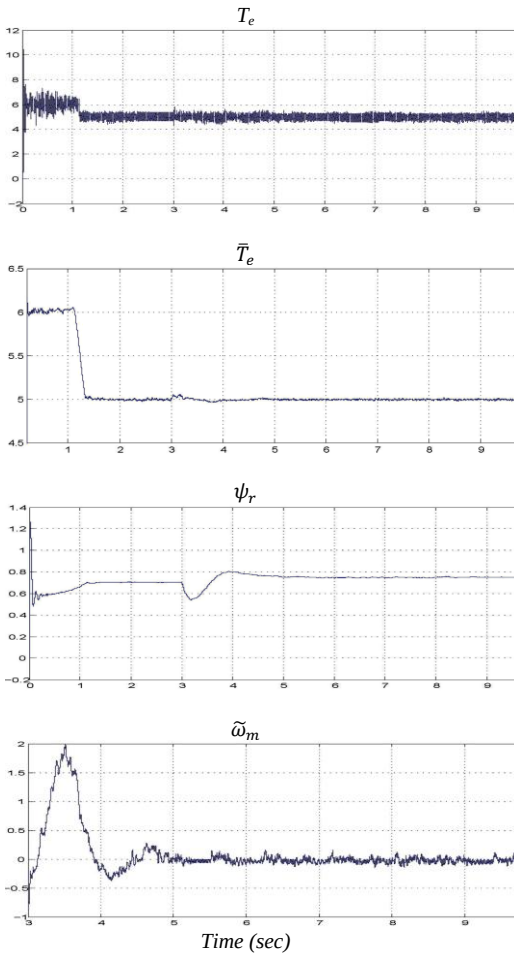


شکل ۷ : تخمین خطاهای جمع‌شونده ناشی از خطای مکانیکی استاتور توسط رویتگر

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

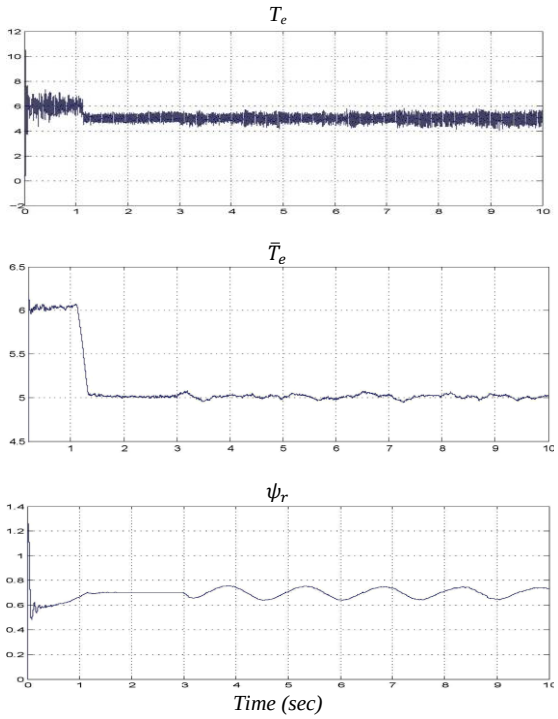


شکل ۸ : بزرگنمایی خطاهای تخمین زده شده

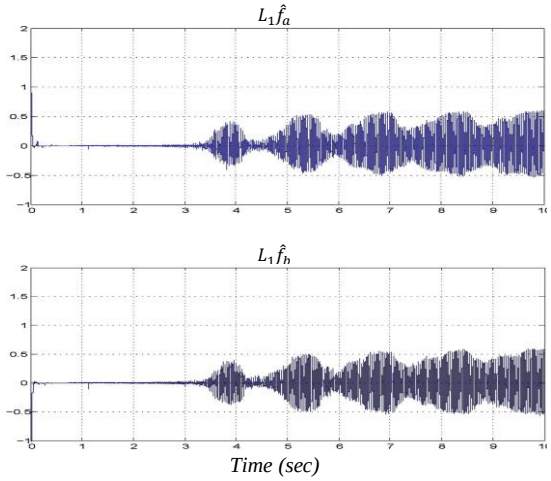


شکل ۹ : عملکرد سیستم FTC در حضور خطای مکانیکی استاتور

شکل ۱۰ اثر خطا بر روی گشتاور و شار رتور را نمایش می‌دهد. با توجه به ماهیت این نوع خطا، شار رتور پس از بروز آن نوسانی گشته و مقدار مرجع خود را ردیابی نمی‌کند. گشتاور الکترومغناطیسی نیز پس از گریز از مرکز دینامیکی وضعیتی مشابه با شار رتور دارد و نوسانی شده است به طوریکه اثر آن در متوسط گشتاور الکترومغناطیسی بسیار واضح‌تر می‌باشد. شکل ۱۱کیفیت تخمین خطاهای جمع‌شونده پس از رخداد خطای مکانیکی رتور در موتور را نمایش می‌دهد. این نکته حائز اهمیت می‌باشد که کیفیت تخمین خطاهای جمع‌شونده با توجه به میزان بهبود عملکرد موتور با سیستم FTC قابل سنجش می‌باشد. در واقع در سیستم شبیه‌سازی شده این جریان‌های استاتور هستند که برای نمایش دادن رفتار خطا بر روی عملکرد موتور هارمونیک‌دار شده‌اند و در نتیجه خطاهای جمع‌شونده با روابط (۹) و (۱۰) به صورت مستقیم به سیستم اعمال نمی‌شوند تا مقایسه‌ای مابین f و $\hat{f}$ به منظور کیفیت تخمین انجام شود.



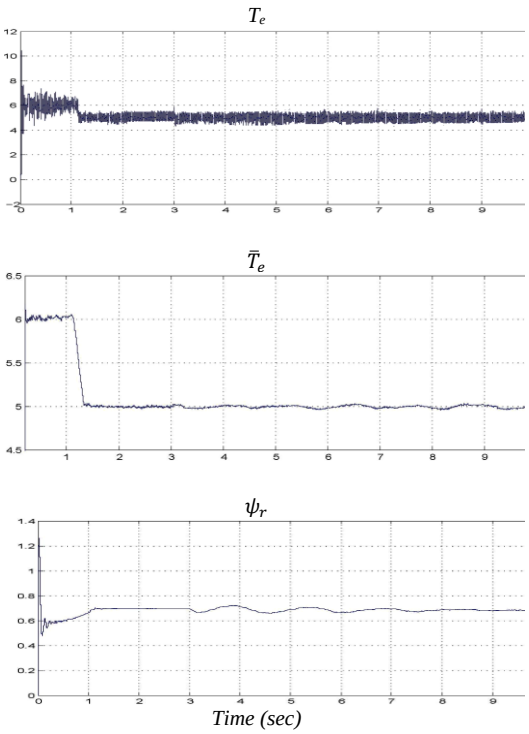
شکل ۱۰ : عملکرد موتور فقط با وجود کنترل‌کننده نامی در حضور خطای مکانیکی رتور



شکل ۱۱ : تخمین خطاهای جمع‌شونده ناشی از خطای مکانیکی رتور

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

در شکل ۱۲ می‌توان بهبود عملکرد موتور را با سیستم FTC بر اساس تخمین خطاهای جمع‌شونده مشاهده نمود. نوسانات ناشی در گشتاور الکترومغناطیسی و متوسط آن و همچنین شار رتور تا حد قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است به طوریکه شار رتور توانسته مقدار مرجع خود را با خطای کمی دنبال نماید.



شکل ۱۲ : عملکرد سیستم کنترل تحمل پذیر خطا در حضور خطای مکانیکی رتور

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک رویکرد فعال کارآمد جهت طراحی سیستم FTC مبتنی بر مدل کردن خطاهای مکانیکی استاتور و رتور موتور القایی سه فاز به صورت سیگنالهای جمع شونده در معادلات فضای حالت ارایه گردید. مدلسازی خطا به صورت سیگنالهای جمع شونده امکان بهره مندی از طیف وسیع و متنوعی از روشهای تشخیص و جبران سازی خطا مبتنی بر مدل را میسر می سازد. در رویکرد پیشنهاد شده در مقاله نشان داده شد که چگونه می‌توان علاوه بر خطاهای مکانیکی، متغیرهای حالت غیرقابل اندازه گیری موتور را نیز توسط یک رویتگر مد لغزشی تخمین زد. اساس سیستم FTC مبتنی بر استفاده از این سیگنال‌های تخمین زده شده جهت جبران خطاهای مکانیکی رخ داده در ساختار داخلی موتور و تحقق اهداف کنترلی می باشد. نتایج شبیه سازی کارایی روش ارایه شده را به خوبی نشان دادند. ادامه منطقی این پژوهش را می توان در تعمیم روش بکاررفته در این مقاله جهت در نظر گرفتن سایر خطاهای محتمل در موتور القایی و پیاده سازی عملی این سیستم FTC بر روی یک موتور القایی دانست.

تشکر و قدردانی

در اینجا لازم است از جناب آقای دکتر مددی سرپرست محترم مرکز تحقیقات انرژی‌های نو در دانشگاه صنعتی سهند تبریز تشکر و قدردانی گردد.

مراجع

[1] K. S. Gaied and A. F. Mohamed. H, "Diagnosis and Fault Tolerant Control of the Induction Motors Techniques: A Review," Australian Journal of Basic and Applied Sciences, pp 227-247, 2010.
[2] R. Isermann, "Model-Based Fault Detection and Diagnosis-Status and Application," International Federation of Automatic Control(IFAC), 2004.
[3] M. Blanke, M. Staroswiecki and N. E. Wu, "Concepts and Methods in Fault-Tolerant Control," American Control Conference (ACC), pp. 2606-2620, 2001.
[4] Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical Review on Reconfigurable Fault–Tolerant Control System ," Annual Reviews in Control, vol. 32, pp. 229-252, 2008.
[5] E. Darie, "About Monitoring of Induction Motor Fault," International Conference on Electromechanical and Power Systems, 2007.
[6] G. K. Singh and S. Kazzaz, "Isolation and Identification of Dry Bearing Faults in Induction Machine Using Wavelet Transform," Tribology International, vol. 42, pp 849- 861, 2009.
[7] C. Combastel, S. Lesecq, S. Petropol and S.Gentil, "Model-Based and Wavlet approaches to Induction Motor on-line Fault Detection," Control Engineering Practice, vol. 10, pp 493-509, 2002.
[8] F. Karimi, J. Poshtan and M. Poshtan, "Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors using Nonlinear Kalman Filters," ISA Transactions, vol. 49, pp 189-195, 2010.
[9] L. Baccarini, J. Tavares, B. Menezes and W. Caminhas, "Sliding Mode Observer for on-Line Broken Rotor Bar Detection," Electric Power Systems Research, vol. 80, pp 1089-1095, 2010.
[10] G. Kenne, A. A. Tarek, F. Lagarrigue and A. Azande, "Nonlinear Systems Time Varying Parameter Estimation: Application to Induction Motors," Electric Power Systems Research, vol. 78, pp 1881-1888, 2008.
[11] J. E. Dongmo, H. G. Kwatny, G. Bajpay and C. Teolis, "Variable Structure Design of Fault Tolerant Control System for Induction Motors," Electric Ship Technologies Symposium, pp. 531-535, 2007.
[12] A. Fekih, "Effective Fault Tolerant Control Design for Nonlinear Systems: application to a Class of Motor Control System," IET Control Theory and Applications, 2007.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

Asian Journal of Scientific Research, vol. 1, no. 4, pp 324-337, 2008.
[26] A. Miloudi and A. Draou, "Robust Controller Design Feedback Linearization for Control of Indirect Field Oriented Induction Machine Drive," Leonardo Electronic Journal of Practices and Technology, pp 1-16, 2005.
[27] K. Jamoussi, M. Ouali and H. Charradi, "A Sliding Mode Speed of an Induction Motor," American Journal of Applied Sciences, vol. 12, no. 4, pp. 987-994, 2007.
[28] N. Kalaiarasi and K. S. R. Anjaneyulu, "Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives," International Journal of Electrical and Power Engineering, vol. 1, no. 2, pp 239-245, 2007.
[29] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison and J. Regnier, "Mechanical Fault Detection in Induction Motor Drives through Stator Current Monitoring-Theory and Application Examples," InTech , pp 451-488, 2010.
[30] J. Faiz and B. M. Ebrahimi, "Static Eccentricity Fault Diagnosis in an Accelerating No-Load Three-Phase Saturated Squirrel-Cage Induction Motor," Progress in Electromagnetics Research B, vol. 10, pp 35-54, 2008.
[31] A. Nikranjbar, M. Ebrahimi and A. S. Wood, "Model-Based Fault Diagnosis of Induction Motor Eccentricity Using Particle Swarm Optimization," Proc ImechE, vol. 223 Part C: J. Mechanical Engineering Science, 2008.
[32] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, H. A. Toliat and W. S. Abu-Elhaija "Mixed-Fault Diagnosis in Induction Motors Considering Varying Load and Broken Bars Location," Energy Conversion and Managment , vol. 51, pp 1432-1441, 2010.
[33] S. Gunal, D. G. Ece and O. N. Gerec, "Induction Machine Condition Monitoring using Notch-Filtered Motor Current," Mechanical Systems and Signal Processing , vol. 23, pp 2658-2670, 2009.
[34] P. Garimella and B. Yao, "An Adaptive Robust Framework for Model-Based State Fault Detection," Proceeding of the American Control Conference(ACC), 2006.
[35] L. Baccarini, J. Tavares, B. Menezes and W. Caminhas, "Sliding Mode Observer for on-Line Broken Rotor Bar Detection," Electric Power Systems Research, vol. 80, pp 1089-1095, 2010.
[36] R. Raoufi and H. J. Marquez, "Simultaneous Sensor and Fault Reconstruction and Diagnosis Generalized Sliding Mode Observers," American Control Conference (ACC) , pp. 7016-7021, 2010.
[37] C. Edwards and C. P. Tan, "Sensor Fault Tolerant Control using Sliding Mode Obsevers," Control Engineering Practice, vol. 14, pp 897-908, 2006.
[38] X. G. Yan and C. Edwards, "Robust Sliding Mode observer-Based Actuator Fault Detection and Isolation for a Class Nonlinear Systems," Proceeding of the 4 th
[13] H. Nademi, F. Tahami and M. Rezaei, "Fault Tolerant IPMS Motor Drive Based on Adaptive BackStepping Observer With Unknown Stator Resistance," Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), pp. 1780-1785, 2008.
[14] M. Seron, M. Romero and J. Dona, "Sensor Fault Tolerant Control of Induction Motors," Proceedings of the 17th World Congress**,** The International Federation of Automatic Control (IFAC), pp. 1230-1235, 2008.
[15] S. K. Sahoo, G. Das and V. Subhramanyam, "Sensor Fault Tolerant of Direct Torque Control in Induction Motor Drives," International Journal of Recent Trends in Engineering, vol. 2, no. 6, 2009.
[16] C. Bonivento, A. Isidori, L. Marconi and A. Paoli, "Implicit Fault Tolerant Control: application to Induction Motor," Automatica, vol. 40, pp 355-371, 2004.
[17] F. Tahami, A. Shojaei and D. Ahmadi Khatir, "A Diversity Based Reconfigurable Method for Fault Tolerant Control of Induction Motors," International symposium on Power Electronics , Electrical Drives, Automation and Motion, 2006.
[18] H. Khechini and M. Gossa, " Fault Tolerant Robust Applied for Induction Motor (LMI Approach) ," Journal of Electrical Systems, pp 162-175, 2007.
[19] N. Deghali, M. Ghanes, S. Djennoune and J. P. Barbot, " Backstepping Fault Tolerant Control Based on Second Order Sliding Mode Observer : Application to Induction Motors," 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, Orlando, FL, USA , pp 12-15, 2011.
[20] Y. Guan and M. Saif, "A Novel Approach to the Design of Unknown Inputs Observers," IEEE Transaction. On Aut. Control, vol. 36, no. 5, pp. 302-635, 1991.
[21] Y. Xiong and M. Saif, "Unknown Disturbance Inputs Estimation based on a State Functional Observer Design ," Automatica, vol. 39, pp. 1389-1398, 2003.
[22] R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motor," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 2, 1993.
[23] F. Naceri, S. Belkacem, M. Kercha and T. Benmokrane, "Performance Analysis of Field Oriented Control and Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives," Proceeding of the 15th Mediterranean Conference Control & Automation, 2007.
[24] M. Abid, A. G. Aissaoui, Y. Ramdani and A. K. Zebelah, "Sliding Mode Speed and Flux Control of Field-Oriented Induction Machine," Acta Electrotechnica et informatica, vol. 7, no. 1, 2007.
[25] N. M. Noaman, "Speed Control for IFOC Induction Machine with Sliding Mode Controller,"

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

IEEE Conference on Decision and Control, pp. 987-992, 2005.

[39] X. G. Yan and C. Edwards, "Nonlinear Robust Fault Reconstruction and Estimation using a Sliding Mode Observer," Automatica, vol. 43, pp. 1605-1614, 2007.

[40] C. C. Chan and H. Wang, "An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.. 37, no. 6, 1990.

[41] H. K. Khalil, Nonlinear systems, Prentice-Hall, Third Edition, 2002, pp. 156.

[42] M. J. Khosrowjerdi, "Mixed H_2/H_∞ approach to Fault-Tolerant Controller Design for Lipschitz nonlinear systems," IET Control Theory and Applications, pp. 299-307, 2011.

[43] S. H. Jeon, D. Baang and Y. Choi, "Adaptive Feedback Linearization Control Based on Airgap Flux Model for Induction Motors," International Journal of Control, Automation and Systems, vol. 4, no. 4, pp 414-427, 2006.

[44] K. S. Gaid, and H. W. Ping, "Wavelet Fault Diagnosis and Tolerant of Induction Motors: A Review ," International Journal of Physical Sciences, vol. 6, no. 3, pp 358-376, 2011.

[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]

[DOR: 20.1001.1.20088345.1391.6.2.1.5]
[Downloaded from joc.kntu.ac.ir on 2026-10-30]