مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۴، شماره ۱، بهار ۱۳۹۹، صفحه ۴۸-۳۳

طراحی یک رویکرد فعال آشکار سازی، تخمین و کنترل تحمل پذیر عیب اتصال کوتاه استاتور در موتور های القایی

عارف دیانتی کناری[۱]، بیژن معاونی [۲]

[۱] دانشکده مهندسی راه آهن ، دانشگاه علم و صنعت ایران،aref.dianati@gmail.com

[۲] دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، b.moaveni@kntu.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۴/۲۸ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۸/۱۷ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۹/۳۰

چکیده: موتور های القایی سه فاز کاربرد های مختلف و متنوعی در صنایع دارند و تشخیص به موقع عیوب آنها و کنترل آنها در زمان رخ دادن عیب به نحوی که موجب کاهش خسارات احتمالی گشته و ضمنا امکان بهره برداری در حضور عیب را نیز فراهم نماید از اهمیت ویژه ای برخوردار است. یکی از عیوب رایج در موتورهای القایی، اتصال کوتاه شدن سیم پیچ استاتور می‌باشد. در این مقاله، یک رویکرد فعال جهت طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای جبران عیب اتصال کوتاه استاتور موتور القایی سه فاز ارائه شده است. ساختار این سیستم از یک رویتگر نمایی با ورودی ناشناخته که آشکار سازی عیب را برعهده دارد و همچنین در ادامه با استفاده از آن مقدار این عیب تخمین زده می شود. در انتها با استفاده از تخمین بدست آمده، سیگنال های جبران گر برای جبران اثر عیب اتصال کوتاه استاتور توسط کنترل کننده مد لغزشی ساخته می‌شود.کارایی اجزای مختلف سیستم فعال کنترل پذیر عیب ارائه شده شامل آشکارساز، تخمینگر عیب و کنترل کننده، با استفاده از نتایج شبیه سازی نمایش داده می شود.

واژه های کلیدی: موتور القایی، عیب اتصال کوتاه استاتور، سیستم کنترل تحمل پذیر عیب، آشکار سازی عیب، تخمین مقدار عیب

Design of an Active Approach for Detection, Estimation and Short-Circuit Stator Fault Tolerant Control in Induction Motors

Aref Dianati[1], Bijan Moaveni[2]

[1]School of Railway Engineering, Iran University of Science and Technology, aref.dianati@gmail.com

[2]Associate Professor, Faculty of Electrical Engineering, K. N. Toosi University of Technology, b.moaveni@kntu.ac.ir

Abstract: Three phase induction motors have many applications in industries. Consequently, detecting and estimating the fault and compensate it in a way that the faulty induction motor satisfies the predefined goals are important issues. One of the most common faults in induction motors is the short circuit of the stator winding. In this paper, an active fault-tolerant control system is designed and presented to compensate the effect of the short circuit fault in the stator of a three-phase induction motor. The introduced fault tolerant control system consists of an exponential unknown input observer to detect and estimate the fault. Also, based on the estimation results, control signals are made by employing a sliding mode controller to compensate the short circuit of the stator winding. The efficiency of the proposed system includes, fault detector, fault estimator and controller, is shown using simulation results.

Keywords: Induction motor, Short circuit stator winding fault, Fault-tolerant control system, Fault detection, Fault estimation.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

۱-مقدمه

موتور های القایی، کاربردهای متنوعی در صنعت دارند و این استفاده متنوع در صنعت بویژه در مواردی که حساسیت زیادی در خصوص عملکرد بدون نقص و مداوم آنها وجود دارد موجب توجه ویژه و بکارگیری روش های تشخیص و شناسایی عیب و همچنین روش های کنترل تحمل پذیر عیب گشته است [۱].

عیب[1] یک سیستم، به صورت انحراف غیر مجاز حداقل یکی از مشخصه های سیستم از مقدار مجاز، استاندارد و شرایط نرمال خود تعریف می شود[۲]. به طور کلی عیب ها را می توان به عیب های سنسوری، محرک ها و اجزای داخلی فرآیند های دینامیکی دسته بندی نمود. رخداد عیب در موتورهای القایی با توجه به شدت و نوع آن منجر به افت عملکرد، ناپایداری در سیستم کنترل و در نهایت آسیب جدی به موتور می‌شود. خودکار نمودن فرآیند تشخیص عیب سیستم و نوع آن امروزه یک ضرورت در بهره برداری از موتور های القایی می‌باشد. سیستم نظارتی مسئولیت آشکارسازی عیب و تشخیص نوع و محل رخ دادن آن را بر عهده دارد. پس از تشخیص عیب و تخمین آن باید سیستم در مقابل آن عیب مقاوم گشته و ضمن حفظ پایداری حلقه بسته، بهترین عملکرد ممکن آن نیز تضمین شود، که این کار بر عهده سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب[2] می باشد[۳, ۴]. روش های آشکار سازی عیب به دو دسته مبتنی بر سیگنال ها و مبتنی بر مدل تقسیم می شوند. هر دو روش به یک سری از اندازه گیرها نیاز دارند، ولیکن روش مبتنی بر سیگنال به تحلیل ویژگی سیگنال اندازه گیری شده بدون توجه به مدل می پردازد و در مقابل روش مبتنی بر مدل، با استفاده از مدل در کنار سیگنال های اندازه گیری شده به تشخیص عیب می پردازد. روش های مبتنی بر مدل به سه دسته استفاده از رویتگر ها، تخمین پارامتر و معادلات توازن[3] تقسیم بندی می شوند[۵].

عیب های موتور القایی را می توان به دو دسته الکتریکی و مکانیکی تقسیم کرد. عیب اتصال کوتاه شدن سیم پیچ های استاتور، شکستگی میله های روتور، شکستگی رینگ ها، گریز از مرکز روتور، تاب خوردگی شفت روتور و عیوب مربوط به یاطاقان ها از متداول ترین عیوب موتور القایی هستند. این عیوب به طور کلی آثاری همچون افزایش گشتاور نوسانی، تولید هارمونیک های جعلی در جریان های استاتور، افزایش حرارت، افزایش تلفات و کاهش بازده موتور را به همراه خواهد داشت[۶, ۷]. در نتیجه طراحی سیستم های تشخیص و کنترل تحمل پذیر عیب به منظور شناسایی عیب و تصحیح عملکرد کنترل موتور تا حد امکان مورد توجه قرار می‌گیرد.

یک رهیافت اساسی در تشخیص و شناسایی عیب در موتور القایی با هدف استفاده از حداقل تعداد سنسور، استفاده از مدل سیستم می باشد. به این ترتیب که با استفاده از حداقل داده های اندازه گیری شده توسط سنسور هایی که اثر مخربی بر عملکرد سیستم ندارند و همچنین استفاده از مدل دینامیکی سیستم، عیب با استفاده از تخمین حالت و پارامتر های درون مدل تشخیص داده می‌شود. انحراف مقادیر حالت از نرم های از پیش تعیین شده به عنوان ابزاری در پایش وضعیت سیستم استفاده می شود که سیگنال مانده[4] نامیده می شود. در روش تخمین پارامتر برای آشکار سازی عیب، اگر عیب بر پارامتر های فیزیکی سیستم اثر کند، با تخمین این پارامتر ها و مقایسه آن ها با پارامتر های سیستم اصلی می توان وقوع عیب را تشخیص داد. در[۸] روش های تخمین پارامترهای موتور القایی به طور کامل مرور شده است. در این روش ها اندوکتانس ها یا مقاومت ها یا متغیر های حالت موتور تخمین زده می‌شوند و بر اساس آنها کنترل موتور انجام می‌شوند. در[۹] با استفاده از فیلتر کالمن تطبیقی به تخمین پارامتر های موتور القایی پرداخته و نشان داده شده است مقدار خطای این تخمین ها با وجود عیب در سیم پیچ افزایش می یابد. ایده اصلی روش های مبتنی بر رویتگر یا مبتنی بر فیلتر، تخمین متغیرهای داخلی سیستم با استفاده از اندازه گیری های موجود است. در واقع، با اندازه گیری ورودی (ولتاژ تغذیه) و خروجی(جریان استاتور) موتور و با استفاده از رویتگر، جریان موتور در حالت سالم تخمین زده می شود. از مقایسه جریان تخمین زده شده با جریان واقعی، می توان وقوع عیب را تشخیص داد[۱۰]. در [۷]، از فیلتر کالمن توسعه یافته که یک روش مبتنی برمدل است به منظور تشخیص عیب شکست میله های رتور استفاده شده است. در [۱۱] یک رویتگر غیر خطی با ورودی ناشناخته طراحی شده است که با استفاده از سیگنال مانده بدست آمده آشکار سازی عیب اتصال کوتاه استاتور انجام شده است. در [۱۲] با استفاده از یک رویتگر تطبیقی، تخمین عیب اتصال کوتاه استاتور انجام شده است. این تخمین در مقابل تغییرات سرعت به خوبی عمل کرده است. در[۱۳] با طراحی یک رویتگر مد لغزشی عیب مکانیکی موتور القایی که به صورت یک عیب جمع شونده مدل شده، تشخیص داده شده است. این رویتگر علاوه بر تخمین مقدار عیب، توانایی تخمین متغیر های حالت موتور را نیز دارا است. ایده اصلی روش روابط توازن، تست توازن (سازگاری) اندازه گیری هایی است که از سیستم جمع آوری شده است. در ابتدا روش بردار توازن برای افزونگی[5] استاتیک یا موازی به کار گرفته شده است که مستقیما از اندازه گیری ها (افزونگی سخت افزاری) یا از روابط تحلیلی(افزونگی تحلیلی) استفاده می شد. در افزونگی سخت افزاری دو روش برای بدست آوردن روابط افزونگی وجود دارد. در روش اول از تعدادی حسگر که دارای کارکرد یکسان یا متفاوتی هستند برای اندازه گیری یک متغیر استفاده می شود. در روش دوم از حسگر های متفاوت که خروجی های آن ها با یکدیگر مرتبط هستند برای اندازه گیری

[1] Fault
[2] Fault Tolerant Control
[3] Parity Equation
[4] Residual Signal
[5] Redundancy

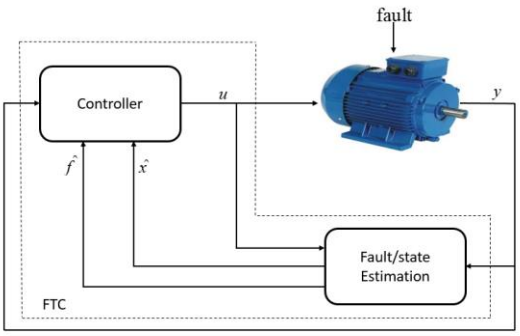
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

متغیر های مختلف استفاده می شود. یک نمونه استفاده از روش روابط توازن برای تشخیص عیب موتور القایی را می توان در مرجع [۱۴] مشاهده کرد.

روش های کنترل تحمل پذیر عیب را نیز می توان در قالب دو رویکرد فعال[۶] و غیر فعال[۷] دسته بندی کرد. در [۱۵] مروری بر روش های کنترل تحمل پذیر عیب انجام داده و مقایسه ای از رویکرد ها و ویژگی های هر کدام در [۱۶] آمده است. در رویکرد غیر فعال یک کنترل کننده نامی با در نظر گرفتن شرایط نرمال و عیب های سیستم طراحی می شود. در این رویکرد کنترل کننده ثابت است و به واحد های تشخیص عیب و پیکربندی دوباره کنترل کننده نیازی نیست. یکی از اشکالات این رویکرد این است که اگر تعداد خطا ها زیاد شود امکان این وجود دارد که پایداری کنترل کننده تضمین نشود. در رویکرد فعال، که در این تحقیق استفاده شده است، به واحد های نظارتی تشخیص عیب نیاز می باشد و با باز طراحی کنترل کننده عملکرد مطلوب سیستم حفظ می شود و حتی در شرایط خاص عملکرد ضعیف تر هم قابل قبول می باشد[۱۷].

یکی از روش های رویکرد فعال در طراحی سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب، مبتنی بر تخمین عیب و استفاده از آن برای ساختن سیگنال های جبران گر عیب می‌باشد. در شکل ۱، رویکرد کلی این ساختار در کنترل موتور القایی نشان داده شده است. همان طور که در شکل ۱ قابل مشاهده است با استفاده از یک رویتگر، عیب تخمین زده می شود($\hat{f}$) و با استفاده از آن سیگنال های جبران گر عیب ساخته می شوند[۱۳]. در [۱۸] سیستم تحمل پذیر عیب برای عیب سیم پیچ استاتور طراحی شده است. در این تحقیق از یک کنترل کننده مقاوم مبتنی بر مد لغزشی[۸] و پسگام[۹] به همراه ساختار سوئیچینگ به عنوان سیستم کنترل تحمل پذیر عیب معرفی شده است. در [۱۹] ساختار کنترل تحمل پذیر عیب بدین صورت است که، در حالت بدون عیب از اندازه گیری مستقیم جریان های موتور استفاده خواهد شد ولی در حالت معیوب از تخمین این جریان ها استفاده می شود. عیب در نظر گرفته شده در این تحقیق اتصال کوتاه شدن سیم پیچ استاتور می باشد. در [۲۰] یکی از روش های طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب در نظر گرفته شده است. در این تحقیق شکستگی میله های روتور مد نظر قرار گرفته و با مدل کردن این عیب به صورت جمع شونده، سیگنال اضافی برای حالتی که باید به سیگنال ورودی اضافه شود تخمین زده می شود.

در مقاله پیش رو، ابتدا مدلی از موتور القایی در حضور عیب اتصال کوتاه در سیم پیچی استاتور ارائه شده و سپس به منظور آشکار سازی این عیب از یک رویتگر با ورودی ناشناخته[۱۰] استفاده خواهد شد. ساختار سیستم کنترل تحمل پذیر عیب به کار رفته در این مقاله بدین صورت است که ابتدا باید درصد عیب تخمین زده شده و برای جبران اثر عیب در سیستم حلقه بسته به کار گرفته می‌شود. با استفاده از رویتگر پیشنهادی مقدار عیب رخ داده ناشی از پدیده اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور موتور القایی تخمین زده می‌شود. کنترل کننده مورد استفاده در این تحقیق کنترل مد لغزشی بوده و سطح لغزش در این کنترل کننده به صورت تناسبی-مشتق گیر در نظر گرفته شده است. در فرایند طراحی از یک تابع لیاپانوف به منظور اثبات پایداری سیستم کنترل استفاده شده است.



شکل ۱: ساختار کلی سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب مبتنی بر تخمین عیب

در مقایسه با تحقیقات صورت گرفته در سال های اخیر، ویژگی های شاخص و نوآوری های پژوهش حاضر را می توان به طور خلاصه در موارد زیر جمع بندی کرد:

۱. عدم حساسیت به تغییرات دیگر پارامترهای موتور نظیر تغییر مقاومت روتور و تغییر گشتاور، از طریق طراحی رویتگر نمایی و ورودی ناشناخته.

۲. ارائه مدلی در مقایسه با تحقیقات صورت گرفته در [۲۱, ۲۲] که در آن امکان مدلسازی اثر این عیب بر جریان، شار و سرعت نشان داده شده، بوجود آمده است که می توان از این مدل سازی برای کنترل موتور القایی در پژوهش های آتی نیز استفاده کرد.

۳. در این مقاله برای عیب اتصال کوتاه استاتور رویتگری غیرخطی با ورودی ناشناخته طراحی شده که در مقابل اغتشاش مقاوم می‌باشد. برخلاف مقالات [۱۲, ۲۳] که رویتگر مورد استفاده برای تشخیص عیب اتصال کوتاه استاتور، ویژگی مقاوم در برابر ورودی ناشناخته را دارا نبودند.

۴. بر خلاف [۱۱]که در آن از یک رویتگر با ورودی ناشناخته استفاده شده که در آن بردار عیب به صورت عدم تقارن در جریان های استاتور تعبیر شده است، در این مقاله با تعریف دقیق بردار عیب و پارامتری که موجب عیب اتصال کوتاه استاتور می‌شود، علاوه بر تخمین درصد عیب اتصال کوتاه استاتور، سیگنال مانده نیز نسبت به ورودی ناشناخته مقاوم می‌باشد.

[6] Active
[7] Passive
[8] Sliding Mode Control (SMO)
[9] Back-stepping Control
[10] Unknown Input Observer (UIO)

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

۵. در این مقاله از یک رویکرد فعال و یک رویتگر ساده برای آشکار سازی، تخمین و جبران عیب بهره گرفته است، این در حالی است که در [۲۴] از یک رویکرد غیر فعال پیچیده استفاده شده و در [۱۸, ۲۵] نیز از دو کنترل کننده و سوئیچینگ بین آنها بهره برده است، که مشکلات سوئیچینگ از نقاط ضعف آن است.

۶. استفاده از یک رویکرد فعال برای طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر عیب در مقابل استفاده از روش های محافظه کارانه مبتنی بر کنترل مقاوم که در [۲۶, ۲۷] است.

ساختار این مقاله به این صورت تقسیم بندی شده است که در بخش ۲ ، معادلات موتور القایی در حالت سالم به همراه نحوه مدلسازی عیب اتصال کوتاه سیم پیچ استاتور ارائه می شود. در بخش ۳ ، رویتگر پیشنهادی برای آشکارسازی و تخمین عیب آورده شده است. در بخش ۴ ، کنترل کننده مد لغزشی برای موتور در حالت نامی طراحی شده است و فرایند طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر عیب برای جبران اثر عیب سیم پیچ استاتور توصیف می شود. در بخش ۵ ، نتایج شبیه سازی و در نهایت در بخش ۶ نتیجه گیری آمده است.

۲- مدلسازی عیب اتصال کوتاه استاتور در موتور القایی

مدل دینامیکی موتور القایی را می توان به صورت معادلات دیفرانسیل مرتبه پنج غیر خطی به فرم زیر نوشت[۲۴]:

$$\dot{i}_{qs} = -k_1 i_{qs} - n_p \beta \omega_r \lambda_{dr} + \beta \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} + k_2 V_{qs} \qquad (۱)$$

$$\dot{i}_{ds} = -k_1 i_{ds} + n_p \beta \omega_r \lambda_{qr} + \beta \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + k_2 V_{ds} \qquad (۲)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + n_p \omega_r \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \qquad (۳)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - n_p \omega_r \lambda_{qr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} \qquad (۴)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 n_p L_m}{4 J L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) - \frac{T_l}{J} \qquad (۵)$$

به طوریکه

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, T_r = \frac{L_r}{R_r}, k_2 = \frac{1}{\sigma L_s}, \beta = \frac{k_2 L_m}{L_r}, k_1 = k_2 (R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r})$$

پارامتر ها و متغیر های معادلات موتور در جدول ۱ تعریف شده است. برای طراحی کنترل کننده نامی جریان های استاتور و سرعت روتور توسط سنسور قابل اندازه گیری و شار روتور غیر قابل اندازه گیری بوده و توسط یک رویتگر تخمین زده می شود.

جدول ۱: تعریف پارامتر های موتور القایی

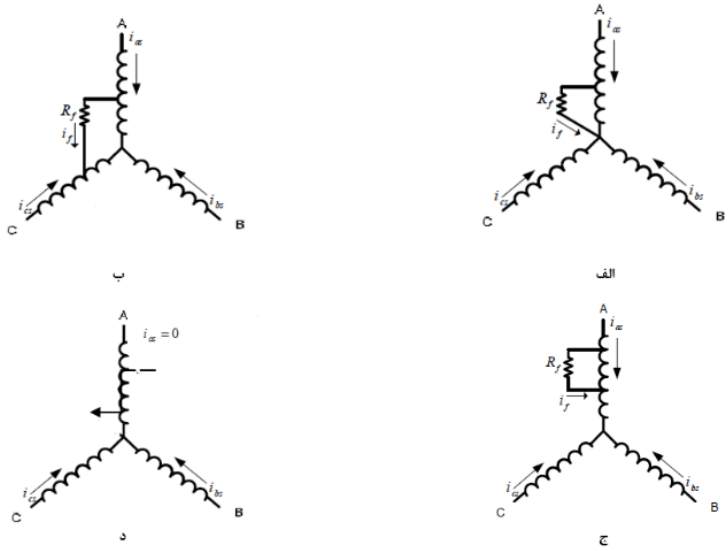
L_s	اندوکتانس استاتور	λ_{dr}	شار رتور در محور d
R_s	مقاومت استاتور	λ_{qr}	شار رتور در محور q
R_r	مقاومت رتور	i_{ds}	جریان استاتور در محور d
L_r	اندوکتانس رتور	i_{qs}	جریان استاتور در محور q
L_m	اندوکتانس متقابل	V_{ds}	ولتاژ استاتور در محور d
J	ممان اینرسی رتور	V_{qs}	ولتاژ استاتور در محور q
n_p	تعداد جفت قطب ها	T_l	گشتاور بار روتور

اولین گام در بحث آشکارسازی و تخمین عیب مبتنی بر مدل، مدلسازی دینامیک سیستم در حضور عیب می باشد. عیوب اتصال کوتاه شدن سیم پیچی استاتور، همانگونه که در شکل ۲ نشان داده شده است، به چهار دسته زیر تقسیم می شوند[۲۸]:

- اتصال حلقه به حلقه در یک فاز استاتور[11]
- اتصال فاز به فاز در دو فاز استاتور[12]
- اتصال فاز به زمین در یک فاز استاتور[13]
- مدار باز شدن یک فاز استاتور[14]

[11] Inter-turn shorts of same stator phase
[12] Short between two stator phases
[13] Short between stator phase to earth
[14] The opening circuit of a stator phase

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]



شکل ۲: عیوب مختلف استاتور موتور القایی: الف) اتصال فاز به زمین در یک فاز استاتور ،ب)اتصال فاز به فاز در دو فاز سیم پیچ استاتور، ج) اتصال حلقه به حلقه در یک فاز استاتور ، د) مدار باز شدن یک فاز استاتور

معمولا عیب های استاتور با اتصال کوتاه حلقه به حلقه آغاز می شوند. در حقیقت دلیل اصلی عیب های استاتور کاهش عایق بندی است که به عیب اتصال کوتاه بین حلقه ها منجر می شود. زمانی که این عیب رخ می دهد، جریان بسیار زیادی در سیم پیچ های اتصال کوتاه ایجاد و منجر به گسترش خسارات خواهد شد. در مراحل اولیه پیدایش، این عیب اثر قابل توجهی بر عملکرد موتور ندارد، اما اگر تشخیص داده نشود، به عیوب اتصال کوتاه فاز به فاز یا فاز به زمین تبدیل می شوند و باعث وارد شدن خسارت جدی به هسته و سیم پیچ های موتور می شود. نکته مهم و قابل توجه این است که زمان گذرا بین مراحل اولیه عیب اتصال کوتاه تا خرابی کامل سیم پیچ در مقایسه با عیوبی دیگری که باعث خرابی در هسته یا سیم پیچ می‌شوند، کمتر است. همچنین، تشخیص اولیه وقوع عیب، به خصوص در ماشین های الکتریکی بزرگ از نظر اقتصادی بسیار مقرون به صرفه است[۲۹].

در [۳۰] مدل فضای حالت موتور القایی با در نظر گرفتن عیب اتصال کوتاه استاتور آورده شده است و در آن با تعریف ماتریس M به صورت رابطه (۶)، ارتباط شار استاتور و رتور در محور $d-q$ و همچنین شار ناشی از اتصال کوتاه با جریان های متناظر به صورت رابطه (۷) بدست می‌آید:

$$M=\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & -\frac{2}{3}\mu L_s \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & -\frac{2}{3}\mu L_m \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ \mu L_s & 0 & \mu L_m & 0 & -\mu(L_{ls}+\frac{2}{3}\mu L_m) \end{bmatrix} \qquad (۶)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{as\,2} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_f \end{bmatrix} \qquad (۷)$$

در (۷)، i_f جریان اتصال کوتاه و $\lambda_{as\,2}$ شار قسمت اتصال کوتاه شده است، همچنین μ در رابطه (۶) درصد اتصال کوتاه شده حلقه معیوب را نشان می دهد. با قرار دادن $N=M^{-1}$ معادلات دینامیکی موتور القایی در حضور عیب اتصال کوتاه استاتور در مرجع ساکن، به صورت زیر بدست می آید:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{as\,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s N_{1*}+\frac{2}{3}\mu R_s N_{5*} \\ R_s N_{2*} \\ R_s N_{3*}+\omega_r[0\ \ 0\ \ 0\ \ 1\ \ 0] \\ R_s N_{4*}-\omega_r[0\ \ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0] \\ \mu R_s N_{1*}+\mu(R_s+R_f)N_{5*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{as\,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \qquad (۸)$$

که در آن، N_{i*} نشان دهنده سطر i ام ماتریس N می باشد. با قرار دادن $\mu=0$ ماتریس M معکوس پذیر نخواهد بود. برای رفع این مشکل از تغییر متغیر $i_{ff}=\mu i_f$ استفاده شده و برای ساده سازی روابط، متغیر θ به صورت رابطه (۹) تعریف می‌شود.

$$\theta=\frac{\mu}{2\mu-3} \qquad (۹)$$

حال اگر معادلات را به فرم حالت‌های جریان استاتور و شار رتور در محور $d-q$ و سرعت رتور مرتب کنیم، معادلات موتور به همراه معادله عیب به صورت روابط (۱۰) تا (۱۵) بدست می‌آید:

$$\dot{i}_{qs}=-k_1 i_{qs}-n_p\beta\omega_r\lambda_{dr}+\beta\frac{1}{T_r}\lambda_{qr}+k_2 V_{qs} \qquad (۱۰)$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

$$\dot{i}_{ds} = -k_1 i_{ds} + n_p \beta \omega_r \lambda_{qr} + \beta \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + k_2 V_{ds} + f_1 \quad (۱۱)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + n_p \omega_r \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \quad (۱۲)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - n_p \omega_r \lambda_{qr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + f_2 \quad (۱۳)$$

$$\dot{\omega}_r = n_p \frac{3}{4} \frac{L_m}{JL_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) + f_3 - \frac{T_l}{J} \quad (۱۴)$$

$$\dot{i}_{ff} = -b_3 i_{ff} - \frac{3\theta}{L_{ls}} V_{ds} \quad (۱۵)$$

که در آن

$$f_1 = \begin{cases} 0 & ,Healthy \\ b_1 i_{ff} - \frac{2\theta}{L_{ls}} V_{ds} & ,Faulty \end{cases} \quad (۱۶)$$

$$f_2 = \begin{cases} 0 & ,Healthy \\ b_2 i_{ff} & ,Faulty \end{cases} \quad (۱۷)$$

$$f_3 = \begin{cases} 0 & ,Healthy \\ -n_p \frac{L_m}{2JL_r} i_{ff} \lambda_{qr} + n_p \frac{{L_m}^2}{JL_r} i_{ff} i_{qs} & ,Faulty \end{cases} \quad (۱۸)$$

$$b_1 = \frac{2}{3}\left(\frac{{L^2}_m R_r}{L_r D} + \frac{L_r R_s}{D} - \frac{R_s}{L_{ls}}\right) \qquad b_2 = \frac{2}{3}\left(-\frac{{L_m}^3 R_r}{D L_r} - \frac{L_s L_m R_r}{D}\right)$$

$$b_3 = \frac{R_s}{L_{ls}} \qquad D = L_s L_r - L^2_m \qquad L_{ls} = L_s - L_m$$

همانگونه که در معادله (۱۵) مشاهده می کنیم، جریان اتصال کوتاه سیم پیچی خود دارای دینامیک است. یکی از مزیت های این مدل سازی این است که با استفاده از دینامیک ارائه شده برای عیب می توان از آن برای طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب و جبران اثر عیب استفاده کرد. با فرض که عیب رخ داده است و در حال گسترش نیست و به حالت ماندگار خود رسیده است، معادله (۱۵) را می توان به صورت (۱۹) بازنویسی کرد.

$$i_{ff} = -\frac{3\theta}{R_s} V_{ds} \quad (۱۹)$$

و لذا معادلات دینامیکی موتور، (۱۰) تا (۱۴)، با استفاده از (۱۶)-(۱۹) به صورت (۲۰)-(۲۴) در خواهند آمد.

$$\dot{i}_{qs} = -k_1 i_{qs} - n_p \beta \omega_r \lambda_{dr} + \beta \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} + k_2 V_{qs} \quad (۲۰)$$

$$\dot{i}_{ds} = -k_1 i_{ds} + n_p \beta \omega_r \lambda_{qr} + \beta \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + (k_2 - \frac{3b_1\theta}{R_s} - \frac{2\theta}{L_{ls}}) V_{ds} \quad (۲۱)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} + n_p \omega_r \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} \quad (۲۲)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - n_p \omega_r \lambda_{qr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + (-\frac{3b_2\theta}{R_s}) V_{ds} \quad (۲۳)$$

$$\dot{\omega}_r = n_p \frac{3}{4} \frac{L_m}{JL_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) + n_p \frac{L_m}{2JL_r} \frac{3\theta}{R_s} V_{ds} \lambda_{qr} - n_p \frac{{L_m}^2}{JL_r} \frac{3\theta}{R_s} V_{ds} i_{qs} - \frac{T_l}{J} \quad (۲۴)$$

۳-آشکار سازی و تخمین عیب اتصال کوتاه استاتور

در این بخش، به منظور آشکار سازی و تخمین پارامتر درصد رخ دادن عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور موتور القایی، یک رویتگر نمایی با ورودی ناشناخته پیشنهاد شده است. با استفاده از این رویتگر، حالت های موتور و پارامتری که وقوع عیب در سیم پیچ‌های استاتور را مدل می نماید، تخمین زده می‌شود. همان گونه که در معادلات (۲۰) تا (۲۴) نشان داده شده است، پارامتر θ در حالت سالم صفر می‌باشد و با وقوع عیب در سیم پیچ‌های استاتور این پارامتر بسته به درصد عیب از مقدار صفر دور می شود. برای آشکار سازی عیب در این بخش می‌توان از دو روش تخمین پارامتر و تخمین حالت استفاده کرد. با استفاده از تخمین θ می‌توان لحظه وقوع عیب را مشخص کرد. در این تحقیق آشکار سازی عیب با تشکیل سیگنال مانده که در رابطه (۲۵) تعریف شده است، نشان داده می‌شود. این سیگنال مانده می‌بایست نسبت به اغتشاش مقاوم و نسبت به عیب حساس می‌باشد.

$$r = i_{qs} - \hat{i}_{qs} \quad (۲۵)$$

معادلات (۲۰) تا (۲۴) را می‌توان با انتخاب متغیرهای حالت $x(t) = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} & \lambda_{qr} & \lambda_{dr} & \omega_r \end{bmatrix}^T$ به صورت رابطه (۲۶) بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + f_{nl}\left(x(t)\right) + Bu(t) + E_d d(t) + \Psi(t)\theta \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (۲۶)$$

که در آن

$$A = \begin{pmatrix} -k_1 & 0 & \beta\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & -k_1 & 0 & \beta\frac{1}{T_r} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad f_{nl}(x(t)) = \begin{pmatrix} -n_p \beta x_5(t) x_4(t) \\ n_p \beta x_5(t) x_3(t) \\ n_p x_5(t) x_4(t) \\ -n_p x_5(t) x_3(t) \\ \frac{3n_p L_m}{4JL_r}\left(x_1(t)x_4(t) - x_2(t)x_3(t)\right) \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} k_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \qquad E_d d(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^T . \Delta T_L$$

$$\Psi(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3b_1}{R_s} - \frac{2}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-3b_2}{R_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3n_p L_m}{2jL_r R_s} & -\frac{3n_p L_m^2}{jL_r R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{ds}\lambda_{qr} \\ V_{ds} i_{qs} \end{bmatrix}, \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

$x(t)\in\mathbb{R}^n$ ، $u(t)\in\mathbb{R}^l$ و $y(t)\in\mathbb{R}^m$ به ترتیب حالت ها، ورودی و خروجی سیستم می‌باشند. $\theta\in\mathbb{R}^p$ پارامتر ناشناخته سیستم به عنوان مدل کننده عیب می باشد و $\Psi(t)\in\mathbb{R}^n\times\mathbb{R}^p$ ماتریسی معلوم و متغیر با زمان با پارامترهای شناخته شده است. بردار $f_{nl}(x(t))$ حاوی بخش های غیر خطی دینامیک سیستم می‌باشد. مساله در نظر گرفته شده در این تحقیق تخمین $x(t)$ و θ با استفاده از اندازه گیری های $u(t)$ و $y(t)$ می‌باشد بطوریکه اغتشاش $d(t)$ بر روی تخمین اثر نگذارد.

فرضیاتی که بر روند طراحی حاکم است را می توان در این موارد جمع بندی کرد:

- پایداری سیستم حلقه باز نشان داده شده در (۲۶).
- ماتریس $\Psi(t)$ در هر بازه زمانی دارای دامنه محدود می‌باشد.
- $rank(CE_d)=rank(E_d)$
- تغییر گشتاور بار به عنوان اغتشاش برای موتور القایی در نظرگرفته شده و فرض می شود که تغییر گشتاور بار محدود باشد.

اگر $x(t)$ را به صورت $x(t)=x_u(t)+x_\theta(t)$ تقسیم کنیم که $x_u(t)$ نشان دهنده اثرات ورودی و اغتشاش و $x_\theta(t)$ نشان دهنده اثرات پارامتری که تخمین زده خواهد شد، می‌باشد، در این صورت سیستم (۲۶) به صورت زیر قابل بازنویسی خواهد بود:

$$\begin{aligned}\dot{x}_u(t)&=Ax_u(t)+f_{nl}(x(t))+Bu(t)+E_d d(t)\\ \dot{x}_\theta(t)&=Ax_\theta(t)+\Psi(t)\theta\end{aligned} \quad (۲۷)$$

برای تخمین $x_u(t)$ رویتگری به فرم روابط (۲۸) و (۲۹) پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{z}_u(t)=Lf_{nl}(x(t))+Fz_u(t)+LBu(t)+Py(t) \quad (۲۸)$$

$$\hat{x}_u(t)=z_u(t)+Hy(t) \quad (۲۹)$$

ماتریس های F ، L ، P و H ماتریس‌های طراحی می‌باشند. همچنین برای تخمین $x_\theta(t)$ رویتگری به صورت معادله (۳۰) پیشنهاد می شود:

$$\dot{\hat{x}}_\theta(t)=A\hat{x}_\theta(t)+\Psi(t)\hat{\theta}+w(t) \quad (۳۰)$$

که در آن مفهوم و لزوم استفاده از $w(t)$ در ادامه توضیح داده خواهد شد. فرض می‌شود که یک ماتریس متغیر با زمان $\Upsilon(t)\in\mathbb{R}^n\times\mathbb{R}^p$ وجود داشته باشد، به طوریکه:

$$\hat{x}_\theta(t)=\Upsilon(t)\hat{\theta} \quad (۳۱)$$

با جایگذاری معادله (۳۱) در معادله (۳۰) داریم:

$$\dot{\Upsilon}(t)\hat{\theta}+\Upsilon(t)\dot{\hat{\theta}}=A\Upsilon(t)\hat{\theta}+\Psi(t)\hat{\theta}+w(t) \quad (۳۲)$$

با معرفی $w(t)=\Upsilon(t)\dot{\hat{\theta}}$ معادله (۳۲) به صورت معادله (۳۳) ساده شده و $\Upsilon(t)$ از طریق آن بدست می آید.

$$\dot{\Upsilon}(t)=A\Upsilon(t)+\Psi(t) \quad (۳۳)$$

با توجه به این فرض که $\Psi(t)$ محدود و سیستم (۲۶) پایدار می‌باشد، $\Upsilon(t)$ حاصل از رابطه (۳۳) نیز محدود می‌باشد. با ترکیب $\hat{x}_u(t)$ و $\hat{x}_\theta(t)$ برای تخمین $x(t)$ بوسیله $\hat{x}(t)=\hat{x}_u(t)+\hat{x}_\theta(t)$ و با توجه به معادلات(۲۹) و (۳۰) معادله $\hat{x}(t)$ به صورت رابطه (۳۴) بدست می‌آید:

$$\dot{\hat{x}}(t)=\dot{z}_u(t)+H\dot{y}(t)+A\hat{x}_\theta(t)+\Psi(t)\hat{\theta}+\Upsilon(t)\dot{\hat{\theta}} \quad (۳۴)$$

با توجه به معادله (۳۱) داریم:

$$\dot{\hat{x}}(t)=\dot{z}_u(t)+H\dot{y}(t)+[A\Upsilon(t)+\Psi(t)]\hat{\theta}+\Upsilon(t)\dot{\hat{\theta}} \quad (۳۵)$$

قبل از ارائه رویتگر پیشنهادی، دو لم در ادامه آورده خواهد شد.

لم ۱ [۳۱]: اگر $\phi(t)\in\mathbb{R}^m\times\mathbb{R}^p$ محدود و پیوسته تکه‌ای و $\Gamma\in\mathbb{R}^p\times\mathbb{R}^p$ مثبت معین باشد و مقادیر ثابت T، α و β وجود داشته باشد به طوری که به ازای هر t داشته باشیم:

$$\alpha I\le\int_t^{t+T}\phi^T(t)\phi(t)d\tau\le\beta I \quad (۳۶)$$

آنگاه سیستم (۳۷)پایدار نمایی می‌باشد.

$$\dot{z}(t)=-\Gamma\phi^T(t)\phi(t)z(t) \quad (۳۷)$$

لم ۲ [۳۱]: اگر سیستم (۳۸) یک سیستم پایدار نمایی می‌باشد:

$$\dot{\zeta}(t)=G\zeta \quad (۳۸)$$

و $s(t)$ محدود و انتگرال پذیر باشد و به سمت صفر میل کند، پاسخ سیستم (۳۹) نیز محدود و به صفر میل می کند.

$$\dot{\zeta}(t)=G\zeta+s(t) \quad (۳۹)$$

قضیه: اگر $\Gamma\in\mathbb{R}^p\times\mathbb{R}^p$ یک ماتریس مثبت معین باشد، رویتگر پیشنهادی برای تخمین پارامتر θ دارای معادله دینامیکی به صورت رابطه (۴۰) و (۴۱) می‌باشد:

$$\begin{aligned}&\dot{\hat{x}}(t)=\dot{z}_u(t)+H\dot{y}(t)\\ &+[A\Upsilon(t)+\Psi(t)]\hat{\theta}+\Upsilon(t)\Gamma\Upsilon^T(t)C^T[y(t)-C(t)\hat{x}(t)]\end{aligned} \quad (۴۰)$$

$$\dot{\hat{\theta}}=\Gamma\Upsilon^T(t)C^T[y(t)-C(t)\hat{x}(t)] \quad (۴۱)$$

و به ازای هر مقدار شرایط اولیه $x(t_0)$، $\hat{x}(t_0)$ و $\hat{\theta}(t_0)$، خطای $\hat{x}(t)-x(t)$ و $\hat{\theta}(t)-\theta(t)$ به صورت نمایی به صفر همگرا خواهد شد.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

اثبات:

توجه گردد که به منظورتسهیل پیگیری معادلات و کاهش حجم آنها، وابستگی بردار ها و ماتریس ها به زمان در روند اثبات حذف شده است. با جایگذاری معادله(۴۱) در(۴۰) داریم:

$$\dot{\hat{x}} = \dot{z}_u + H\dot{y} + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}}$$

در این قسمت با تعریف $\tilde{x} = x - \hat{x}$ و $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ و با فرض $\dot{\theta} = 0$ (توجه شود که این فرض محدود کننده نیست و در ادامه حالت دیگر آن نیز بررسی خواهد شد) و با مشتق گرفتن از $\tilde{x}$ داریم:

$$\dot{\tilde{x}} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = Ax + f_{nl}(x) + Bu + E_d d - (\dot{z}_u + H\dot{y}) + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}} \quad (۴۲)$$

با جایگذاری رابطه (۲۸) و مرتب کردن روابط داریم:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= Ax + f_{nl}(x) + Bu + E_d d \\ &\quad - (Lf_{nl}(\hat{x}) + Fz_u + LBu + Py \\ &\quad + HC(Ax + f_{nl}(x) + Bu + E_d d)) \\ &\quad + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}} \\ &= (A - HCA)x + (I - HC)f_{nl}(x) \\ &\quad - Lf_{nl}(\hat{x}) + (L - LB - HCL)u - Fz_u \\ &\quad + (E_d - HCE_d)d - Py + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}}\end{aligned} \quad (۴۳)$$

در این قسمت با جایگذاری x به صورت $\tilde{x} + \hat{x}$ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= (A - HCA)(\tilde{x} + \hat{x}) \\ &\quad + (I - HC)f_{nl}(x) - Lf_{nl}(\hat{x}) \\ &\quad + (L - LB - HCL)u - Fz_u \\ &\quad + (E_d - HCE_d)d - Py + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}}\end{aligned} \quad (۴۴)$$

با دسته بندی متغیر ها و استفاده از رابطه (۲۹)، رابطه (۴۴) را می توان به صورت رابطه (۴۵) نوشت.

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= (A - HCA)\tilde{x} + (A - HCA - F)z_u \\ &\quad + ((A - HCA)H - P)y + (I - HC)f_{nl}(x) \\ &\quad - Lf_{nl}(\hat{x}) + ((I - HC) - L)Bu \\ &\quad + (E_d - HCE_d)d + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}}\end{aligned} \quad (۴۵)$$

با توجه به (۴۵) و به منظور حذف حساسیت دینامیک خطای رویتگر پیشنهادی نسبت به ورودی، ورودی ناشناخته و مقدار اندازه گیری، لازم است روابط (۴۶) تا (۴۹) بر قرار باشد.

$$(I - HC)E_d = 0 \quad (۴۶)$$

$$FH = P \quad (۴۷)$$

$$(I - HC)A = F \quad (۴۸)$$

$$(I - HC) = L \quad (۴۹)$$

لازم به ذکر است، همانگونه که در روابط (۴۶) الی (۴۹) مشاهده می شود، با محاسبه ماترس H در رابطه (۴۶)، ماتریس های دیگر طراحی را با استفاده از روابط (۴۷)-(۴۹) می توان محاسبه نمود. در [۳۲] و برای رابطه مشابهی، وجود حلی برای ماتریس H مشروط به برقراری شرط $rank(CE_d) = rank(E_d)$ نشان داده شده است، که به معنای بیشتر بودن تعداد خروجی های سیستم نسبت به تعداد ورودی های اغتشاش است و به موجب آن ماتریس H به صورت (۵۰) قابل محاسبه می باشد.

$$H = E_d(CE_d)^+ \quad (۵۰)$$

که در آن $(CE_d)^+$:

$$(CE_d)^+ = [(CE_d)^T CE_d]^{-1}(CE_d)^T$$

با برقرار شدن رابطه های (۴۶) تا (۴۹)، رابطه (۴۵) به صورت رابطه (۵۱) ساده خواهد شد:

$$\dot{\tilde{x}} = F\tilde{x} + L(f_{nl}(x) - f_{nl}(\hat{x})) + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}} \quad (۵۱)$$

با توجه به اینکه دینامیک غیرخطی موتور شرط لیپشیتز را برآورده می کند[۳۳]، با استفاده از تقریب تابع غیر خطی $f_{nl}(x)$ حول $\hat{x}$ با استفاده از بسط تیلور، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= F\tilde{x} + L\frac{\partial f_{nl}(x)}{\partial x}|_{x=\hat{x}}\tilde{x} + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}} \\ &= (F + LA_{fnl})\tilde{x} + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}}\end{aligned} \quad (۵۲)$$

با توجه به رابطه (۵۲) علاوه بر برقراری روابط (۴۶) تا (۴۹)، رابطه (۵۳) نیز باید برقرار باشد.

$$F + LA_{fnl} : \text{stable} \quad (۵۳)$$

با استفاده از تعریف یک ترکیب خطی از $\tilde{x}$ و $\tilde{\theta}$ به صورت $\eta = \tilde{x} - \Upsilon\tilde{\theta}$ و با توجه به معادله (۳۳) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= (F + LA_{fnl})\tilde{x} + (A\Upsilon + \Psi)\hat{\theta} + \Upsilon\dot{\hat{\theta}} - (A\Upsilon + \Psi)\tilde{\theta} - \Upsilon\dot{\tilde{\theta}} \\ &= (F + LA_{fnl})\eta + (A\Upsilon + \Psi)\theta\end{aligned} \quad (۵۴)$$

با توجه به لم ۲ و پایداری ماتریس F و محدود بودن ترم $(A\Upsilon + \Psi)\theta$ ، معادله (۵۴) پایدار نمایی می باشد. بنابراین $\eta \to 0$ دارای همگرایی نمایی است.

رفتار $\tilde{\theta}$ به صورت رابطه (۵۵) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= \Gamma\Upsilon^T C^T[y - C\hat{x}] \\ &= -\Gamma\Upsilon^T C^T C\tilde{x} \\ &= -\Gamma\Upsilon^T C^T C(\eta + \Upsilon\tilde{\theta})\end{aligned} \quad (۵۵)$$

با در نظر گرفتن بخش همگن معادله (۵۵) داریم:

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma\Upsilon^T C^T C\Upsilon\tilde{\theta} \quad (۵۶)$$

با توجه به لم ۱ و در نظر گرفتن $\phi = C\Upsilon$، معادله (۵۶) پایدار نمایی می‌باشد.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

با توجه با این که $\eta \to 0$، $\tilde{\theta} \to 0$ و این نکته که Υ محدود می باشد، بنابراین می توان نتیجه گرفت که $\tilde{x} = \eta + \Upsilon\tilde{\theta} \to 0$ به صورت نمایی همگرا می‌باشد.

نکته: اگر فرض شود که $\dot{\theta} \neq 0$ و محدود باشد، معادله (۵۴) به صورت معادله (۵۷) تغییر می‌یابد:

$$\dot{\eta} = (F + LA_{fnl})\eta + \dot{\Upsilon}\theta + \Upsilon\dot{\theta} \qquad (۵۷)$$

با توجه به این که ترم $\dot{\Upsilon}\theta + \Upsilon\dot{\theta}$ محدود می باشد، پس معادله (۵۷) پایدار نمایی می‌باشد.

برای بررسی $\tilde{\theta}$ در این حالت نیز معادله (۵۶) به صورت معادله (۵۸) تغییر می‌یابد:

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma\Upsilon^T C^T C\,\Upsilon\tilde{\theta} - \dot{\theta} \qquad (۵۸)$$

با توجه به محدود بودن $\dot{\theta}$، $\tilde{\theta}$ تولید شده از معادله (۵۸) نیز محدود بوده و پایداری نمایی است. بنابراین $\tilde{x} = \eta + \Upsilon\tilde{\theta}$ محدود بوده و به صورت نمایی پایدار است.

■

۴-طراحی کنترل کننده

در این بخش به طراحی سیستم کنترل برای کنترل دور موتور القایی در حالت سالم و معیوب پرداخته می شود. طراحی کنترل کننده به دو بخش طراحی برای حالت بدون عیب (کنترل کننده نامی) و طراحی کنترل کننده در حضور عیب تقسیم شده است.

۴-۱- طراحی کنترل کننده نامی

ابتدا به طراحی کنترل کننده نامی برای موتور القایی در زمانی که موتور دارای هیچگونه عیبی نیست پرداخته می‌شود. کنترل مد لغزشی یکی از روش های کنترلی موثر در سیستم های غیر خطی است که ویژگی مقام بودن در مقابل نامعینی را نیز دارا می‌باشد. در سال های اخیر استفاده از این کنترل کننده درکنترل موتور القایی بیشتر شده است [۳۴].

یکی از روش های کنترل موتور القایی، FOC می باشد که در آن دو متغیر شار و سرعت کنترل می شوند [۳۵]. یکی از مشکلات استفاده از FOC که از کنترل کننده های PI در ساختار آن استفاده می شود، غیرخطی بودن دینامیک موتور القایی و همچنین مقاوم نبودن این روش نسبت به تغیرات مقاومت روتور ناشی از افزایش دما یا هر عامل دیگری می باشد. به همین دلیل در این تحقیق از کنترل کننده مد لغزشی به عنوان یک کنترل کننده غیر خطی مقاوم استفاده شده است. کنترل مد لغزشی در دو گام اساسی طراحی می شود، فاز لغزش و فاز دستیابی به سطح لغزش. در فاز لغزش، یک سطح لغزش به صورتی طراحی می گردد که اگر سیستم بر روی آن قرار داشته باشد، پایداری مجانبی سیستم تضمین شود. در فاز دست یابی به سطح لغزش، سیگنال های کنترلی به نحوی طراحی می شود که متغیر های حالت سیستم را در زمان محدود و با حداقل تاثیر از عدم قطعیت ها به سطح لغزش همگرا سازند[۳۶]. برای طراحی کنترل کننده نامی جریان های استاتور و سرعت روتور توسط سنسور قابل اندازه گیری و شار روتور غیر قابل اندازه گیری بوده و توسط یک رویتگر تخمین زده می شود. در این تحقیق سطح لغزش به صورت تناسبی- مشتقی در نظر گرفته شده است. در روش FOC بردار های شار در محور d هم راستا می‌شود ($\lambda_{qr} = \dot{\lambda}_{qr} = 0$). حال با توجه به این نکته معادلات موتور در حالت سالم به صورت (۵۹)-(۶۲)بدست می‌آیند[۳۵].

$$\dot{i}_{qs} = -k_1 i_{qs} - n_p \beta \omega_r \lambda_{dr} + k_2 V_{qs} \qquad (۵۹)$$

$$\dot{i}_{ds} = -k_1 i_{ds} + \beta \frac{1}{T_r}\lambda_{dr} + k_2 V_{ds} \qquad (۶۰)$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r}\lambda_{dr} \qquad (۶۱)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{4} n_p \frac{L_m}{J L_r}(i_{qs}\lambda_{dr}) - \frac{T_l}{J} \qquad (۶۲)$$

ابتدا با توجه به این که سطح لغزش به صورت $S(t) = m_i e(t) + \frac{de(t)}{dt}$ می باشد، متغیر های انحراف از مقدار مطلوب لازم است به صورت (۶۳) تعریف گردند:

$$\begin{aligned} &e_\omega = \omega - \omega^* \ , \ \ s_\omega = m_w e_\omega + \dot{e}_\omega \\ &e_{\lambda_{dr}} = \lambda_{dr} - \lambda_{dr}{}^* \ , \ \ s_{\lambda_{dr}} = m_{\lambda_{dr}} e_{\lambda_{dr}} + \dot{e}_{\lambda_{dr}} \end{aligned} \qquad (۶۳)$$

که در آن ω^* سرعت مرجع و $\lambda_{dr}{}^*$ شار مرجع می باشد. حال با قرار دادن $s_\omega = 0$ و $s_{\lambda_{dr}} = 0$ و استفاده از رابطه های (۶۱) ، (۶۲) و (۶۳) ، جریان های مرجع محور $d-q$ به صورت زیر بدست می آیند:

$$i^*_{qs} = \frac{4L_r}{3n_p L_m \lambda_{dr}}(-m_\omega e_w + \frac{1}{j}T_L + \dot{\omega}^*) \qquad (۶۴)$$

$$i^*_{ds} = \frac{T_r}{L_m}(-m_{\lambda_{dr}} e_{\lambda_{dr}} + \frac{1}{T_r}\lambda_{dr}) \qquad (۶۵)$$

به منظور تضمین پایداری و مقاوم بودن نسبت به اغتشاش قانون کنترلی (۶۶) را داریم:

$$\begin{cases} i^*_{qsn} = -k_\omega \text{sign}(s_\omega) \\ i^*_{dsn} = -k_{\lambda_{dr}} \text{sign}(s_{\lambda_{dr}}) \end{cases} \qquad (۶۶)$$

قانون کنترلی کلی به صورت رابطه (۶۷) بدست می آید:

$$\begin{cases} i^*_{qs.nom} = i^*_{qs} + i^*_{qsn} \\ i^*_{ds.nom} = i^*_{ds} + i^*_{dsn} \end{cases} \qquad (۶۷)$$

در این صورت جریان های مرجع کلی در رابطه های (۶۸) و (۶۹) نشان داده شده است.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

$$i^{*}_{qs.nom}=\frac{4L_r}{3n_pL_m\lambda_{dr}}(-m_\omega e_w+\frac{1}{j}T_L+\dot{\omega}^{*})-k_\omega \text{sign}(s_\omega) \quad (۶۸)$$

$$i^{*}_{ds.nom}=\frac{T_r}{L_m}(-m_{\lambda_{dr}}e_{\lambda_{dr}}+\frac{1}{T_r}\lambda_{dr})-k_{\lambda_{dr}}\text{sign}(s_{\lambda_{dr}}) \quad (۶۹)$$

در این بخش لازم است به طراحی تنظیم کننده جریان پرداخته شود. با تعریف خطا و سطح لغزش به صورت رابطه (۷۰):

$$\begin{aligned} e_q&=i_{qs}-i^{*}_{qs.nom} \;,\; s_q=m_qe_q+\dot{e}_q \\ e_d&=i_{ds}-i^{*}_{ds.nom} \;,\; s_d=m_de_d+\dot{e}_d \end{aligned} \quad (۷۰)$$

و با مساوی صفر قرار دادن سطح لغزش s_q و s_d و استفاده از رابطه های (۵۹)، (۶۰) و (۷۰) ولتاژ های کنترلی در محور $d-q$ بدست می‌آیند:

$$V_{qs}=\frac{1}{k_2}(-m_qe_q+k_1i_{qs}+n_p\beta\omega_r\lambda_{dr}+\dot{i}^{*}_{qs.nom}) \quad (۷۱)$$

$$V_{ds}=\frac{1}{k_2}(-m_de_d+k_2i_{ds}-\frac{\beta}{T_r}\lambda_{dr}+\dot{i}^{*}_{ds.nom}) \quad (۷۲)$$

همانند بخش پیشین، برای تضمین پایداری و مقاوم بودن کنترل کننده مد لغزشی نسبت به اغتشاش داریم:

$$\begin{cases} V_{qsn}=-k_q\text{sign}(s_q) \\ V_{dsn}=-k_d\text{sign}(s_d) \end{cases} \quad (۷۳)$$

و لذا قانون کنترلی کلی به صورت رابطه زیر بدست می آید:

$$\begin{cases} V_{qs.nom}=V_{qs}+V_{qsn} \\ V_{ds.nom}=V_{ds}+V_{dsn} \end{cases} \quad (۷۴)$$

در این صورت ولتاژهای کنترلی موتور القایی برای حالت سالم به صورت (۷۵) و (۷۶) بدست خواهد آمد:

$$V_{qs.nom}=\frac{1}{k_2}(-m_qe_q+k_1i_{qs}+n_p\beta\omega_r\lambda_{dr}+\dot{i}^{*}_{qs.nom})-k_q\text{sign}(s_q) \quad (۷۵)$$

$$V_{ds.nom}=\frac{1}{k_2}(-m_de_d+k_2i_{ds}-\frac{\beta}{T_r}\lambda_{dr}+\dot{i}^{*}_{ds.nom})-k_d\text{sign}(s_d) \quad (۷۶)$$

اگر e_q، e_d، $e_{\lambda_{dr}}$ و e_ω خطا های جریان، شار و سرعت باشند، آنگاه دینامیک خطا به صورت مجموعه معادلات (۷۷) بدست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{e}_q&=\dot{i}_{qs}-\dot{i}^{*}_{qs.nom}=-k_qm_qe_q-k_2k_q\text{sign}(s_q) \\ \dot{e}_d&=\dot{i}_{ds}-\dot{i}^{*}_{ds.nom}=-k_dm_de_d-k_2k_d\text{sign}(s_d) \\ \dot{e}_{\lambda_{dr}}&=\dot{\lambda}_{dr}-\dot{\lambda}^{*}_{dr}=-m_{\lambda_{dr}}e_{\lambda_{dr}}-\frac{L_m}{L_r}k_{\lambda_{dr}}\text{sign}(s_{\lambda_{dr}}) \\ \dot{e}_\omega&=\dot{\omega}-\dot{\omega}^{*}=-m_\omega e_\omega-\frac{3n_pL_m}{4L_r}\lambda_{dr}k_\omega\text{sign}(s_\omega) \end{aligned} \quad (۷۷)$$

با انتخاب یک تابع لیاپانوف به صورت:

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

و مشتق گرفتن از آن داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}=&e_q(-k_qm_qe_q-k_2k_q\text{sign}(s_q)) \\ &+e_d(-k_dm_de_d-k_2k_d\text{sign}(s_d)) \\ &+\text{e}_{\lambda_{dr}}(-m_{\lambda_{dr}}e_{\lambda_{dr}}-\frac{L_m}{L_r}k_{\lambda_{dr}}\text{sign}(s_{\lambda_{dr}})) \\ &+\text{e}_\omega(-m_\omega e_\omega-\frac{3n_pL_m}{4L_r}\lambda_{dr}k_\omega\text{sign}(s_\omega)) \end{aligned}$$

لذا به منظور استقرار شرط پایداری ویا به عبارت دیگر به منظور منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف لازم است:

$$k_qm_q>>\left|k_2k_q\text{sign}(s_q)\right|_{\max} \qquad k_dm_d>>\left|k_2k_d\text{sign}(s_d)\right|_{\max}$$

$$m_{\lambda_{dr}}>>\left|\frac{L_m}{L_r}k_{\lambda_{dr}}\text{sign}(s_{\lambda_{dr}})\right|_{\max} \qquad m_\omega>>\left|\frac{3n_pL_m}{4L_r}\lambda_{dr}k_\omega\text{sign}(s_d)\right|_{\max}$$

با ساده سازی روابط بالا شرایط لازم برای منفی شدن تابع لیاپانوف عبارت است از:

$$m_q>>k_2 \;\;,\;\; m_d>>k_2 \quad (۷۸)$$

$$m_{\lambda_{dr}}>>\frac{L_m}{L_r}k_{\lambda_{dr}} \;,\; m_\omega>>\frac{3n_pL_m}{4L_r}\lambda_{dr}k_\omega \quad (۷۹)$$

با استفاده از روابط (۷۸) و (۷۹)، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر بدست می آید که واضح است که دارای مقدار منفی است و شرایط پایداری سیستم را تضمین می نمایند.

$$\dot{\text{V}}<-k_qm_qe_q^{\,2}-k_dm_de_d^{\,2}-m_{\lambda_{dr}}e_{\lambda_{dr}}^{\,2}-m_\omega e_\omega^{\,2} \quad (۸۰)$$

باید به این نکته توجه کرد که در طراحی انواع کنترل کننده مد لغزشی، مشکل چترینگ وجود دارد. یکی از راه حل ها برای حل این مشکل استفاده از تابع اشباع به جای تابع علامت می باشد. در روشی دیگر می توان به جای اینکه حالت های سیستم را به سطح لغزش سوق دهیم، تا نزدیکی های سطح سوق دهیم [۳۶-۳۸].

۲-٤- طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب

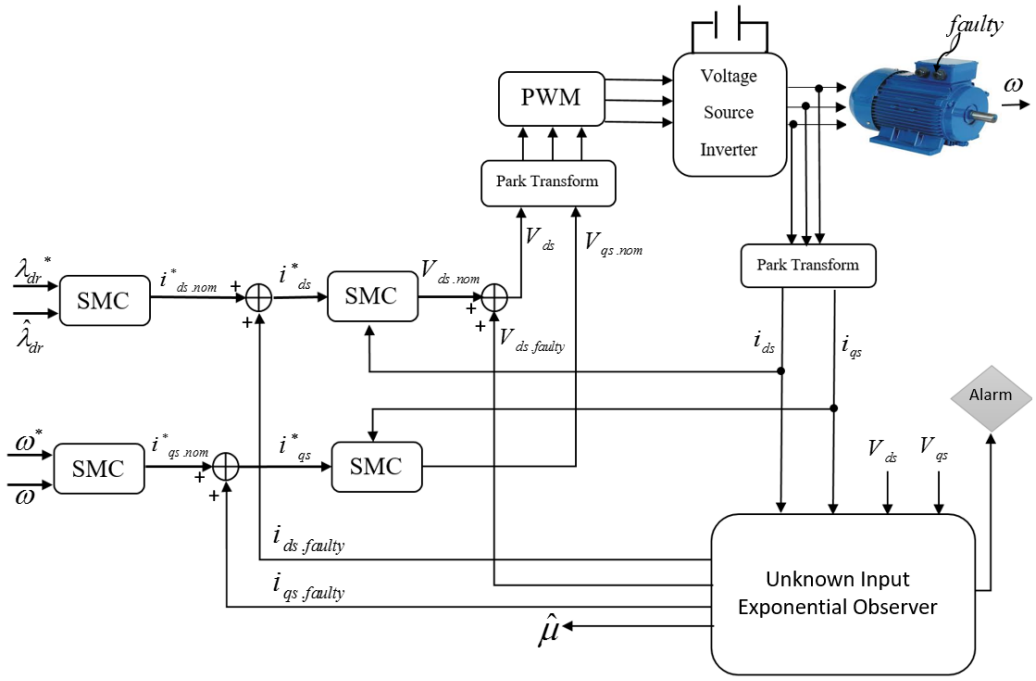
روند طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر عیب پیشنهاد شده در این تحقیق براساس طراحی یک سیگنال کنترل جمع شونده است که می‌بایست به سیگنال کنترل تولید شده برای مدل نامی اضافه شده و موجب جلوگیری از کاهش کیفیت علمکرد سیستم کنترل گردد. واضح است که سیگنال کنترل تولید شده برای جبران عیب رخ داده، وابسته به نوع و مقدار عیب در سیستم خواهد بود. دیاگرام بلوکی روش ارائه شده جهت طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب در شکل ۳ نشان داده شده است. در این ساختار بخش کنترل کننده از بخش رویتگر جدا می باشد. سیگنال های $V_{ds.faulty}$ ، $i_{qs.faulty}$ و $i_{ds.faulty}$ سیگنال هایی هستند که از تخمین درصد عیب حلقه های اتصال کوتاه بدست می آیند. این سیگنال ها در حالت بدون عیب صفر می باشند و با وقوع عیب این سیگنال ها به ترتیب به $V_{ds.nom}$، $i^{*}_{qs.nom}$ و $i^{*}_{ds.nom}$ اضافه شده و سیگنال های کنترلی کلی را تشکیل می‌دهند. سیگنال هایی که برای جبران اثر عیب بدست می‌آیند، همان طور که در ادامه نشان داده خواهد شد، از جنس جریان و ولتاژ می‌باشند. نکته

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

قابل ذکر که باید به آن توجه داشت این است که سیگنال های $V_{ds.faulty}$، $i_{qs.faulty}$ و $i_{ds.faulty}$ متغیر های مربوط به طراحی کنترل کننده بوده و به صورت مستقیم و فیزیکی تغییری در ساختار سیستم کنترل و محرکه ی موتور القایی ایجاد نمی‌شود.

همانگونه که پیشتر اشاره شد، سیگنال کنترلی عبارت است از حاصل جمع سیگنال کنترلی در حالت سالم ($V_{ds.nom}$) و سیگنال کنترلی در حالت معیوب ($V_{ds.faulty}$)، که به صورت نشان داده شده در رابطه (۸۱) می باشد.

$$V_{ds} = V_{ds.nom} + V_{ds.faulty} \quad (۸۱)$$



شکل ۳: ساختار کلی سیستم تحمل پذیر عیب برای موتور القایی سه فاز

با استفاده از رابطه (۸۱) و رابطه (۲۱) ، مشتق خطای جریان در محور d عبارت است از:

$$\dot{e}_d = \dot{i}_{ds} - \dot{i}^*_{ds.nom} = -k_1 i_{ds} + \beta \frac{1}{T_r}\lambda_{dr} + k_2(V_{ds.nom} + V_{ds.faulty}) + (-\frac{3b_1\theta}{R_s} - \frac{2\theta}{L_{ls}})V_{ds} - \dot{i}^*_{ds.nom} \quad (۸۲)$$

با توجه به رابطه (۷۲) و جایگذاری در رابطه (۸۲)، دینامیک خطا به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{e}_d = -m_d e_d + k_2 V_{ds.faulty} - k_2 k_d \text{sign}(s_d) + (-\frac{3b_1\theta}{R_s} - \frac{2\theta}{L_{ls}})V_{ds} \quad (۸۳)$$

لذا به منظور پایداری معادله (۸۳)، لازم است داشته باشیم:

$$V_{ds.faulty} = -\frac{1}{k_2}(-\frac{3b_1\theta}{R_s} - \frac{2\theta}{L_{ls}})V_{ds} \quad (۸۴)$$

مشابه روند بخش پیشین، دو سیگنال جبران گر عیب دیگر برای طراحی سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب حاصل می شوند.

$$\dot{e}_{\lambda_{dr}} = \dot{\lambda}_{dr} - \dot{\lambda}^*_{dr} = \frac{L_m}{T_r}(i^*_{ds.nom} + i_{ds.faulty}) - \frac{1}{T_r}\lambda_{dr} - \frac{3b_2\theta}{R_s}V_{ds} \quad (۸۵)$$

$$\dot{e}_{\lambda_{dr}} = -m_{\lambda_{dr}} e_{\lambda_{dr}} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds.faulty} - \frac{L_m}{T_r} k_{\lambda_{dr}} \text{sign}(s_{\lambda_{dr}}) - \frac{3b_2\theta}{R_s}V_{ds} \quad (۸۶)$$

$$i_{ds.faulty} = \frac{T_r}{L_m}(\frac{3b_2\theta}{R_s}V_{ds}) \quad (۸۷)$$

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}^* = \frac{3}{4}n_p \frac{L_m}{JL_r}(i^*_{qs.nom} + i_{qs.faulty})\lambda_{dr} + -\frac{T_l}{J} - n_p \frac{{L_m}^2}{JL_r}\frac{3\theta}{L_{ls}}V_{ds} i_{qs} \quad (۸۸)$$

$$\dot{e}_\omega = -m_\omega e_w - \frac{3}{4}n_p \frac{L_m}{JL_r}\lambda_{dr} k_\omega \text{sign}(s_\omega) + \frac{3}{4}n_p \frac{L_m}{JL_r}\lambda_{dr} i_{qs.faulty} - n_p \frac{{L_m}^2}{JL_r}\frac{3\theta}{R_s}V_{ds} i_{qs} \quad (۸۹)$$

$$i_{qs.faulty} = \frac{4L_m\theta}{R_s\lambda_{dr}}V_{ds} i_{qs} \quad (۹۰)$$

سیگنال‌های جمع شونده $V_{ds.faulty}$ ، $i_{qs.faulty}$ و $i_{ds.faulty}$ برای جبران اثر عیب به ترتیب در رابطه های (۸۴)،(۸۷)و (۹۰) نشان داده شده‌اند. به غیر از متغیر θ که با استفاده از رویتگر پیشنهادی تخمین زده می‌شود، سایر متغیر های تشکیل دهنده سیگنال های جمع شونده برای

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

جبران اثر عیب، ورودی و خروجی های موتور القایی می‌باشند که قابل اندازه گیری می‌باشند.

۵-شبیه سازی و تحلیل نتایج

در این بخش، نتایج شبیه سازی برای بررسی عملکرد سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب پیشنهاد شده برای یک موتور القایی سه فاز قفس سنجابی با مشخصات نشان داده شده در جدول۲۲ ارائه شده اند. کنترل موتور با اینورتر سه فاز با مدلاسیون SVPWM با فرکانس سوئیچینگ 2.5 kHz شبیه سازی شده است. نتایج بدست آمده حاصل چهار گام شبیه سازی می باشد.

- بررسی عملکرد رویتگر طراحی شده برای آشکار سازی عیب
- تخمین درصد عیب حلقه های اتصال کوتاه شده در زمانی که عیب آشکار شده است.
- بررسی عملکرد کنترل کننده نامی در حالت سالم
- بررسی کارایی سیستم کنترل تحمل پذیر عیب در بهبود عملکرد موتور پس از رخداد عیب اتصال کوتاه سیم پیچ استاتور

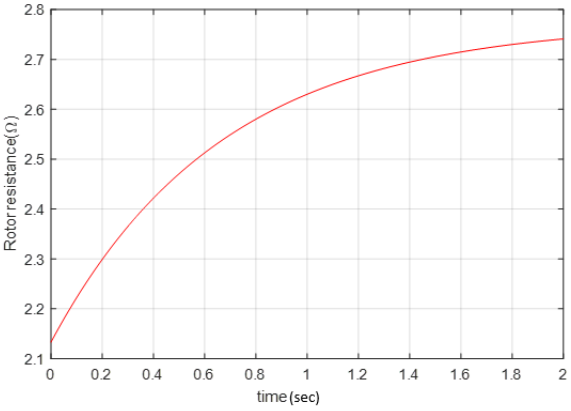
برای بررسی کارایی رویکرد ارائه شده، نتایج شبیه سازی در حضور تغییر پارامتر مقاومت روتور که به صورت $R_r = R_{rN} + 0.3R_{rN}(1-\exp(-1.5t))$ مدل می شود، انجام می شود[20]. نمودار تغییرات R_r بر حسب زمان در شکل ۴ نشان داده شده است. در انجام شبیه سازی ها گشتاور بار موتور ثابت و برابر 5N.m و مقدار سرعت و شار مرجع به ترتیب برابر 70rad/s و 0.8Wb انتخاب شده اند. شبیه سازی در مدت زمان سه ثانیه انجام شده است. مدل عیب برای درصد حلقه‌های معیوب در این شبیه سازی به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$\mu = \begin{cases} 0 & ,0 \le t < 1 \\ 0.05 & ,1 \le t < 2 \\ 0.1 & ,2 \le t \le 3 \end{cases}$$

برای بررسی عملکرد سیستم طراحی شده در مقابل تغییرات گشتاور بار به عنوان عامل اغتشاش فرض شده که در t=0.5sec تغییر گشتاوری به اندازه $\Delta T_L = +5$ رخ دهد.

جدول۲: مشخصات الکتریکی و مکانیکی موتور القایی القایی سه فاز

P_{rated}	1kW
V_l	308 V
f_s	50 Hz
L_s	0.231 H
R_s	2.283 Ω
R_r	2.133 Ω
L_r	0.231 H
L_m	0.2201 H
J	0.06 kgm^2
n_p	2



شکل ۴: نمودار تغییرات مقاومت روتور

گام اول: بررسی عملکرد رویتگر طراحی شده برای آشکار سازی عیب

در این بخش عملکرد رویتگر نمایی با ورودی ناشناخته برای آشکارسازی عیب بررسی شده است. ماتریس های طراحی رویتگر با توجه به این که می‌بایست در روابط (۴۶) تا (۴۹) صدق کنند، به صورت زیر انتخاب شده اند:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -0.0223 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0223 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0223 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0223 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

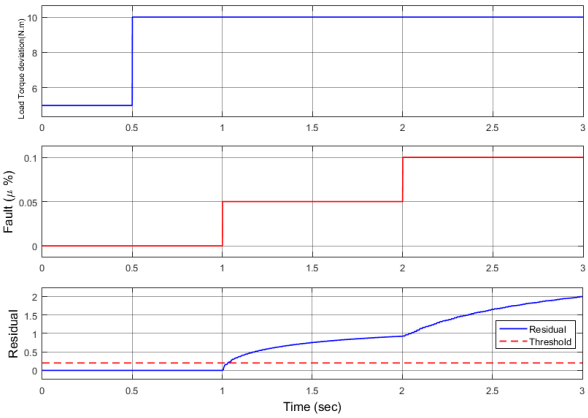
$$P = \begin{bmatrix} 90.7662 & 0 & 0 \\ 0 & -8.2338 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

سیگنال مانده به صورت رابطه (۲۵) در نظر گرفته شده است. برای نشان دادن سیگنال مانده از یک تابع ارزیابی استفاده می‌کنیم. مقدار RMS به عنوان تابع ارزیابی، متوسط انرژی سیگنال باقی مانده در طول بازه زمانی خاص می باشد که به صورت $J_{RMS} = \| r(k) \|_{RMS} = (\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} \| r(k+j) \|^2)^{1/2}$ تعریف می شود. نحوه آشکارسازی عیب با انتخاب یک آستانه به صورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{cases} J_{RMS} < \text{Threshold} \Rightarrow \text{no fault} \\ J_{RMS} \geq \text{Threshold} \Rightarrow \text{fault} \Rightarrow \text{Alarm} \end{cases}$$

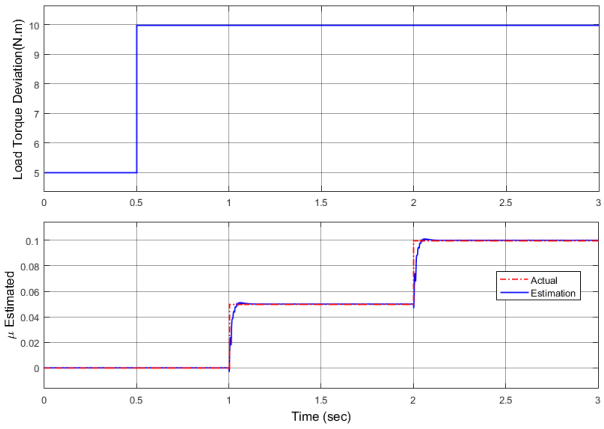
شکل ۵ سیگنال مانده را در وقوع عیب اتصال کوتاه استاتور را نشان می دهد. سطح آستانه عدد 0.2 انتخاب شده است. این سیگنال نسبت به اغتشاش که تغییر گشتاور در نظر گرفته شد، مقاوم می باشد و در مقابل عیب حساس بوده و عمل آشکار سازی را به خوبی انجام داده است.



شکل ۵: سیگنال باقی مانده و تغییرات گشتاور در حضور عیب

گام دوم: بررسی تخمین درصد حلقه های اتصال کوتاه شده

در این قسمت عملکرد رویتگر نمایی برای تخمین حلقه های اتصال کوتاه شده، بررسی می شود. پارامتر Γ در طراحی رویتگر نمایی (معادلات (۲۵) (۴۰) و(۲۶)(۴۱)) عدد 0.03 انتخاب شده است. حال در شکل ۶ تخمین درصد حلقه های اتصال کوتاه شده نشان داده شده است. همان طور که در این نمودار آشکار می باشد، تخمین در $t = 0.5\text{sec}$ که اغتشاشی تحت عنوان تغییر گشتاور به سیستم وارد شده است، مقاوم بوده است و پس از رخ دادن عیب توانسته به خوبی اندازه و تغییرات عیب را تخمین بزند.



شکل ۶: تخمین درصد اتصال کوتاه استاتور و تغییرات گشتاور در حضور عیب

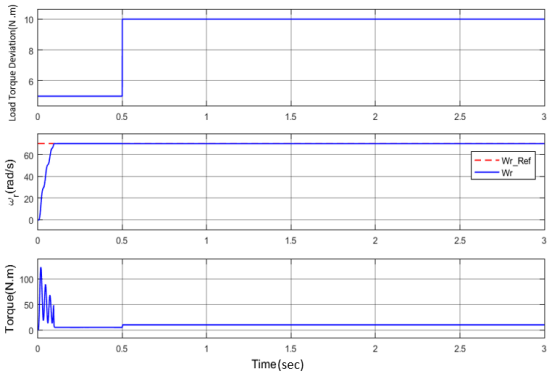
گام سوم: بررسی عملکرد کنترل کننده نامی در حالت سالم

در این قسمت عملکرد کنترل کننده انتخاب شده بررسی خواهد شد. با توجه به ضرایب موتور $k_2 = \frac{1}{\sigma L_s} = 46.98$ می‌باشد. ضرایب کنترل کننده مدلغزشی با توجه به روابط (۷۸) و (۷۹) به صورت جدول۳ انتخاب شده است:

جدول۳: ضرایب کنترل کننده مد لغزشی

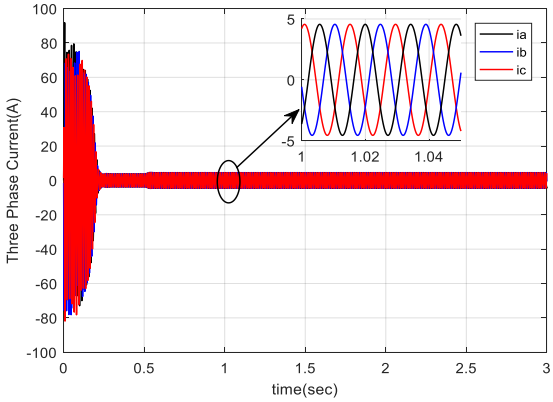
$m_\omega = 4000$	$k_\omega = 0.005$
$m_{\lambda_{dr}} = 1000$	$k_{\lambda_{dr}} = 0.001$
$m_q = 1000$	$k_q = 30$
$m_d = 2000$	$k_d = 70$

در شکل ۷ سرعت و گشتاور موتور القایی را در حالت سالم نشان می‌دهد. همان گونه که مشاهده می کنیم این کنترل کننده در مقابل اغتشاش(تغییرات گشتاور) و تغییرات پارامتر مقاومت روتور مقاوم می باشد و عمل ردیابی سرعت را به خوبی انجام داده است. در شکل ۸ نمودار جریان های سه فاز موتور القایی مشاهده می شود. همان طور که نشان داده شده است این جریان ها متقارن می‌باشند.

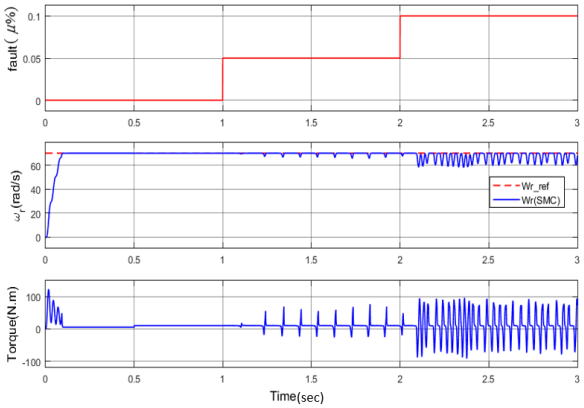


شکل ۷: نمودار سرعت و گشتاور در حالت سالم با کنترل کننده نامی

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]



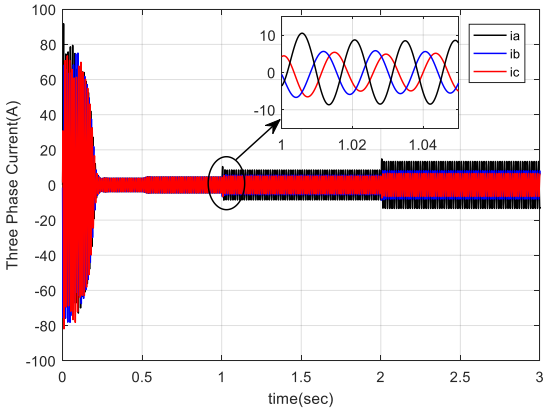
شکل ۸:نمودار جریان های سه فاز در حالت سالم و با استفاده از کنترل کننده نامی



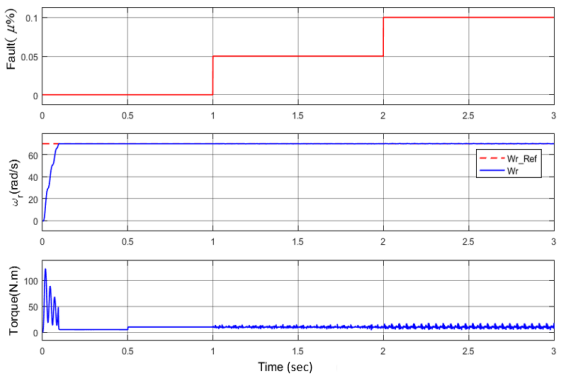
شکل ۹: نمودار سرعت و گشتاور در حالت وجود عیب و با استفاده از کنترل کننده نامی

گام چهارم: بررسی کارایی کنترل کننده تحمل پذیر عیب در بهبود عملکرد موتور پس از رخداد عیب اتصال کوتاه سیم پیچ استاتور

در این قسمت هدف بررسی عملکرد کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای جبران عیب اتصال کوتاه استاتور می باشد. ابتدا در شکل ۹ نمودار سرعت و گشتاور با وجود عیب، ولیکن بدون سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب نشان داده شده است. همان طور که آشکار می‌باشد، عیب اتصال کوتاه استاتور باعث نوساناتی در سرعت می شود و مقدار مرجع خود را دنبال نمی کند، که عملکرد موتور را تحت تاثیر قرار می دهد. همچنین درشکل ۱۰ تاثیر عیب اتصال کوتاه استاتور بر روی جریان سه فاز نشان داده شده است. همان طور که آشکار می باشد بروز عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ های استاتور باعث از بین رفتن تقارن در جریان های سه فاز گردیده است که این عدم تقارن به دلیل تغییر دینامیک موتور القایی به وجود آمده است. در شکل ۱۱ سرعت موتور القایی و گشتاور در حضور سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب نشان داده شده است. نوسانات سرعت موتور القایی حد قابل ملاحظه ای کاهش یافته است و توانسته است مقدار مرجع خود را با خطای کمتری دنبال کند. در شکل ۱۲ نمودار جریان های سه فاز موتور مشاهده می شود که با سیستم کنترل تحمل پذیر عیب، نامتقارنی جریان ها کاهش یافته است. همچنین درشکل ۱۳ نمودار سیگنال های کنترلی برای جبران اثر عیب نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود قبل از ثانیه ۱ که موتور در حالت سالم می‌باشد مقادیر این سیگنال ها صفر می‌باشد.

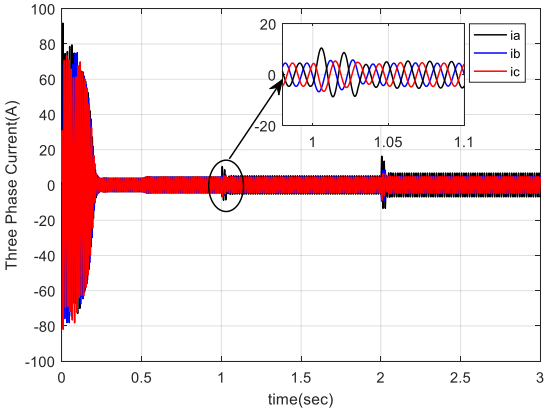


شکل ۱۰: نمودار جریان های سه فاز در حالت وجود عیب و با استفاده از کنترل کننده نامی

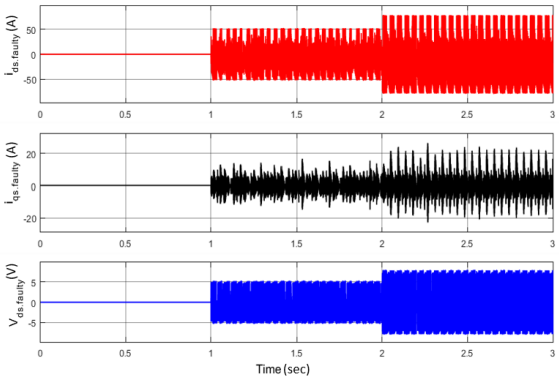


شکل ۱۱: نمودار سرعت و گشتاور در حالت وجود عیب با حضور کنترل کننده تحمل پذیر عیب

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]



شکل ۱۲: نمودار جریان های سه فاز در حالت وجود عیب و با استفاده از کنترل کننده تحمل پذیر عیب



شکل ۱۳:نمودار سیگنال های کنترلی برای جبران اثر عیب

٦-نتیجه گیری

در این مقاله، یک رویکرد فعال جهت طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای جبران عیب اتصال کوتاه استاتور موتور القایی سه فاز ارائه گردید. با طراحی یک رویتگر با ورودی نامشخص، بروز عیب در سیستم آشکار می گردد. همچنین با کمک مدل سازی انجام گرفته برای عیب اتصال کوتاه استاتور، تاثیرات این عیب بر متغیرهای جریان، شار و سرعت موتور القایی نشان داده شده است و با استفاده از آن امکان تخمین عیب با استفاده از رویتگر نمایی فراهم گردید. سپس با ارائه ساختار کنترل کننده نامی و نحوه به روز رسانی آن در زمان رخ دادن عیب، اساس رویکرد پیشنهادی برای طراحی سیستم کنترل کننده تحمل پذیر عیب ، استفاده از تخمین عیب اتصال کوتاه استاتور و جبران عیب آن با اضافه نمودن سیگنال کنترل جدیدی به سیگنال کنترل نامی انجام پذیرفت. نتایج شبیه سازی کارایی روش های ارائه شده را در آشکار سازی، تخمین مقدار عیب و همچنین موفقیت سیستم کنترل تحمل پذیر عیب را به خوبی نشان می دهد.

مراجع

[1] Siddique, A., G. Yadava, and B. Singh, A review of stator fault monitoring techniques of induction motors. IEEE transactions on energy conversion, 2005. 20(1): p. 106-114.

[2] Nandi, S., H.A. Toliyat, and X. Li, Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors—A review. IEEE transactions on energy conversion, 2005. 20(4): p. 719-729.

[3] Isermann, R., Fault-diagnosis applications: model-based condition monitoring: actuators, drives, machinery, plants, sensors, and fault-tolerant systems. 2011: Springer Science & Business Media.

[4] Blanke, M., et al., Diagnosis and fault-tolerant control. Vol. 2. 2006: Springer.

[5] Zhang, Y. and J. Jiang, Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems, in Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes 2006. 2007, Elsevier. p. 1437-1448.

[6] Darie, E. and E. Darie. About Modeling of Induction Motor Faults‖. in 6TH International Conference on Electromechanical and Power Systems–Chi-in-u, Rep. Moldova. 2007.

[۷] روژان،مازوجی, تشخیص عیب های مکانیکی موتور القایی با رویکرد مدل پایه. پایان نامه کارشناسی ارشد دانشگاه علم و فرهنگ تهران, ۱۳۹۵.

[8] Simani, S., C. Fantuzzi, and R.J. Patton, Model-based fault diagnosis in dynamic systems using identification techniques. 2013: Springer Science & Business Media.

[9] Bagheri, F., H. Khaloozaded, and K. Abbaszadeh. Stator fault detection in induction machines by parameter estimation, using adaptive kalman filter. in Control & Automation, 2007. MED'07. Mediterranean Conference on. 2007. IEEE.

[10] De Angelo, C.H., et al., Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009. 56(11): p. 4671-4680.

[11] Ghazal, M. and J. Poshtan. Robust stator winding fault detection in induction motors. in Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd. 2011. IEEE.

[12] Kallesoe, C., et al. Estimation of stator winding faults in induction motors using an adaptive observer

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]

scheme. in Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE. 2004. IEEE.

[۱۳] خسروجردی, ح.ر.م.ج., یک رویکرد فعال جهت طراحی سیستم کنترل تحمل پذیر خطا مبتنی برمدل برای موتورهای القایی سه فاز. مجله کنترل, ۱۳۹۱. ۶ (۲) : ۱۳-۱.

[14] Rodríguez, M., et al. A simple fault detection of induction motor by using parity equations. in Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), 2011 IEEE International Symposium on. 2011. IEEE.

[15] Mhaskar, P., J. Liu, and P.D. Christofides, Fault-tolerant process control: methods and applications. 2012: Springer Science & Business Media.

[16] Zhang, Y. and J. Jiang, Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. Annual reviews in control, 2008. 32(2): p. 229-252.

[17] Jiang, J. and X. Yu, Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches. Annual Reviews in control, 2012. 36(1): p. 60-72.

[18] Abdelmadjid, G., et al., An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment. Electric Power Systems Research, 2013. 104: p. 129-137.

[19] Toumi, D., M. Boucherit, and M. Tadjine, Observer-based fault diagnosis and field oriented fault tolerant control of induction motor with stator inter-turn fault. Archives of Electrical Engineering, 2012. 61(2): p. 165-188.

[20] Mekki, H., et al., Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems. ISA transactions, 2015. 57: p. 340-351.

[21] Kallesoe, C.S. Model-based stator fault detection in induction motors. in Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS'08. IEEE. 2008. IEEE.

[22] Yu, G. Observer-based fault detection for induction motors. in Masters Abstracts International. 2006.

[23] Kallesoe, C.S., et al., Observer-based estimation of stator-winding faults in delta-connected induction motors: A linear matrix inequality approach. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007. 43(4): p. 1022-1031.

[24] Bonivento, C., et al., Implicit fault-tolerant control: application to induction motors. Automatica, 2004. 40(3): p. 355-371.

[25] Fekih, A., Effective fault tolerant control design for nonlinear systems: application to a class of motor control system. IET Control Theory & Applications, 2008. 2(9): p. 762-772.

[26] Liu, H., et al. Robust fault-tolerant control design for induction motor with faults and disturbances. in Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese. 2016. IEEE.

[27] Tohidi, H. and K. Erenturk, Robust Adaptive Fault-Tolerant Tracking Control of Three-Phase Induction Motor. Advances in Electrical Engineering, 2014. 2014.

[28] Karmakar, S., et al., Induction motor and faults, in Induction Motor Fault Diagnosis. 2016, Springer. p. 7-28.

[29] Sharifi, R. and M. Ebrahimi, Detection of stator winding faults in induction motors using three-phase current monitoring. ISA transactions, 2011. 50(1): p. 14-20.

[30] Tallam, R.M., T.G. Habetler, and R.G. Harley, Transient model for induction machines with stator winding turn faults. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002. 38(3): p. 632-637.

[31] Zhang, Q., Adaptive observer for MIMO linear time varying systems. 2001, INRIA.

[32] Patton, R.J. and J. Chen, Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems. 1999, Kluwer Academic Publishers, London.

[33] Wu, Y., et al., Multiple incipient sensor faults diagnosis with application to high-speed railway traction devices. ISA transactions, 2017. 67: p. 183-192.

[34] Panchade, V. and B. Patre, A survey on sliding mode control strategies for induction motors. Annual Reviews in Control, 2013. 37(2): p. 289-307.

[35] Krause, P., et al., Analysis of electric machinery and drive systems. Vol. 75. 2013: John Wiley & Sons.

[36] Edwards, C. and S. Spurgeon, Sliding mode control: theory and applications. 1998: Crc Press.

[37] Utkin, V., J. Guldner, and J. Shi, Sliding mode control in electro-mechanical systems. 2009: CRC press.

[38] Shtessel, Y., et al., Sliding mode control and observation. Vol. 10. 2014: Springer.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1399.14.1.8.6]
[DOI: 10.29252/joc.14.1.33]