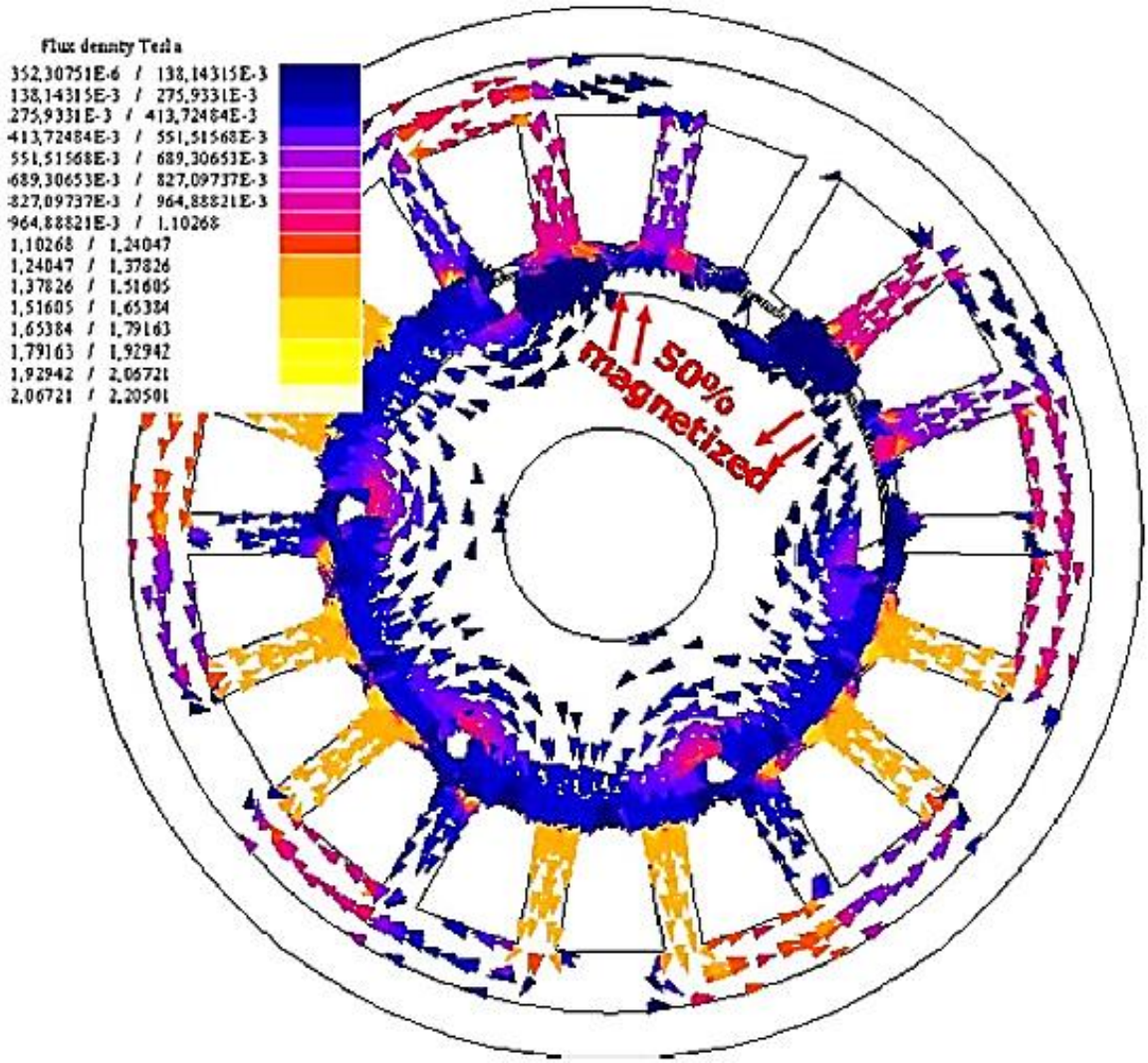
پژوهشگاه نیرو

NRI-ER-900-PEMPN25-00-F

رصد وضعیت روش‌های تشخیص آنلاین و تحمل خطا در موتورهای الکتریکی



مدیر پروژه: علیرضا قائم پناه

واحد مجری: گروه ماشین‌های الکتریکی

DOI: 10.30503/nripress.2020.333


بسم الله الرحمن الرحيم

رصد وضعیت روش‌های تشخیص آنلاین و تحمل خطا در موتورهای الکتریکی

مدیر پروژه:

علیرضا قائم پناه

گروه پژوهشی پشتیبان: گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

همکاران پروژه:

ایمان صادقی

واحد مجری:

گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

انتشارات پژوهشگاه نیرو

۱۴۰۰

کد ثبت گزارش: NRI-ER-900-PEMPN25-00-F

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

ایران. وزارت نیرو. پژوهشگاه نیرو. گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

رصد وضعیت روش‌های تشخیص آنلاین و تحمل خطا در موتورهای الکتریکی/ مدیر پروژه: علیرضا قائم‌پناه. ویراستار: سیما حسینی ماکان. کارفرما: پژوهشگاه نیرو، ۱۴۰۰.

۲۸۱ ص.: مصور، نمودار، جدول

۱. صادقی، ایمان، همکار پروژه. ۲. صادقی، ایمان، مدیر واحد مجری. ۳. گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی.

انتشارات پژوهشگاه نیرو
گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی

کلیه حقوق معنوی اثر متعلق به پدیدآورندگان، کلیه حقوق مادی متعلق به پژوهشگاه نیرو و نشر مطالب در حدود متعارف، با ذکر منبع بلامانع است.

نشانی: تهران، شهرک غرب، انتهای بلوار شهید دادمان، پژوهشگاه نیرو، کدپستی: ۱۴۶۸۶۱۳۱۱۳

تلفن: ۹-۸۸۰۷۹۴۰۱

نمابر: ۸۸۰۷۸۲۹۶

وبگاه: www.nri.ac.ir

پست الکترونیک انتشارات: publications@nri.ac.ir

پژوهشگاه نیرو

بسمه تعالی

شماره:

تاریخ:

پیوست:

فرم تعهدنامه اصالت اثر

متعهد می‌شوم که مطالب مندرج در این گزارش حاصل کار پژوهشی اینجانب علیرضا قائم‌پناه، مدیر پروژه رصد وضعیت روش‌های تشخیص آنلاین و تحمل خطا در موتورهای الکتریکی و همکاران به شرح زیر است و دستاوردهای پژوهشی دیگران که در این پژوهش از آن‌ها استفاده شده است مطابق مقررات، مورد ارجاع قرار گرفته و در فهرست منابع ذکر گردیده است.

☐ گزارش حاصل انجام همه مراحل پروژه است.

☐ گزارش حاصل انجام ۱ مرحله از ۴ مرحله پروژه است.

همکاران :

۱. ایمان صادقی

۲.

۳.

۴.

پیشگفتار

موتورهای سه فاز القایی، موتورهای آهنربای دائم و موتورهای سنکرون رلوکتانسی پرکاربردترین موتورهای الکتریکی در صنایع مختلف، در دنیا هستند. با توجه به این که بروز اشکال در ساختار این موتورها می‌تواند موجب خسارت زیاد به خط تولید و یا عملکرد تجهیزات حساس شود، می‌توان گفت که بحث پایش وضعیت این موتورهای الکتریکی، به خصوص برای بارهای مهم و حساس از اهمیت زیادی برخوردار است. روش‌های مختلفی برای پایش وضعیت موتورهای الکتریکی وجود دارد که در دو دسته عمده، شامل روش‌های مهاجم و روش‌های غیر مهاجم تقسیم می‌شوند؛ در این گزارش که مربوط به مرحله‌های اول تا چهارم پروژه با نام "رصد وضعیت روش‌های تشخیص آنلاین و تحمل خطا در موتورهای الکتریکی" است، روش‌های غیر مهاجم پایش وضعیت سه دسته موتور الکتریکی، شامل موتورهای سه فاز القایی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی، با استفاده از مطالعه منابع معتبر علمی، بررسی و مزایا و معایب این روش‌ها بیان شده است. جمع‌بندی از مطالب ارائه شده در گزارش و پیشنهادها برای ادامه کار در آخر گزارش آورده شده است.

این گزارش توسط آقای علیرضا قائم پناه و با نظارت آقای دکتر مصلی نژاد تهیه شده است.

فهرست مطالب

پیشگفتار ۶
فهرست مطالب ۷
فهرست شکل‌ها ۱۱
فهرست جدول‌ها ۱۹
مقدمه ۱
۱- انواع خطا و روش‌های تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی ۴
۱-۱- مقدمه ۵
۱-۲- انواع خطاها در موتورهای الکتریکی و روش‌های تشخیص خطا ۵
۱-۳- ساختار گزارش ۹
۲- روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی ۱۰
۲-۱- مقدمه ۱۱
۲-۲- روش‌های تشخیص خطا در حوزه فرکانس ۱۱
۲-۲-۱- روش تحلیل جریان موتور ۱۱
۲-۲-۲- روش تحلیل بردار پارک ۱۲
۲-۳- روش‌های تشخیص خطا در حوزه زمان- فرکانس ۱۸
۲-۴- تشخیص خطا با استفاده از میدان‌های مغناطیسی خارجی ۴۰
۳- بررسی خطاهای سیستم درایو موتورهای سه فاز القایی و روش‌های ایجاد تحمل خطای این درایوها ۴۵
۳-۱- مقدمه ۴۶
۳-۲- تشخیص خطا در اجزای درایو موتور ۴۷
۳-۳- روش‌های ایجاد تحمل خطا ۴۹
۴- معرفی درایوهای آهنربای دائم و خطاهای معمول در آن‌ها ۶۰
۴-۱- مقدمه ۶۱
۴-۲- انواع موتورهای الکتریکی آهنربای دائم ۶۱
۴-۳- موتورهای دی‌سی بدون جاروبک ۶۲
۴-۴- موتورها سنکرون آهنربای دائم ۶۸
۴-۵- انواع خطا در موتورهای آهنربای دائم ۷۱
۵- روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای سنکرون آهنربای دائم ۷۳
۵-۱- مقدمه ۷۴
۵-۲- خطاهای مکانیکی ۷۴
۵-۳- مغناطیس‌زدا شدن آهنربا ۷۸

۴-۵- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی استاتور ۹۲
۱-۴-۵- مدل‌سازی اتصال کوتاه حلقه به حلقه ۹۲
۲-۴-۵- تشخیص خطا با پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای abc ۹۸
۳-۴-۵- تشخیص خطا با پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای دو محوری dq ۱۰۳
۴-۴-۵- تشخیص خطای اتصال کوتاه با استفاده از ولتاژ ۱۰۶
۵-۴-۵- اندازه‌گیری شار پراکندگی خارج از موتور ۱۱۳
۶-۴-۵- تزریق ولتاژ فرکانس بالا ۱۱۴
۵-۵- خطای مقاومت زیاد و قطعی در سیم‌پیچی استاتور ۱۱۶
۶-۵- بررسی ترکیبی خطاها ۱۲۰
۶- روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک (BLDC) ۱۳۰
۱-۶- مقدمه ۱۳۱
۲-۶- خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه ۱۳۱
۳-۶- افزایش مقاومت فاز ۱۳۵
۴-۶- خطای خروج از مرکز ۱۳۹
۵-۶- بررسی خطاها به صورت ترکیبی ۱۴۱
۷- روش‌های تشخیص خطا و ایجاد قابلیت تحمل خطا در درایو موتورهای آهنربای دائم ۱۴۵
۱-۷- مقدمه ۱۴۶
۲-۷- موتورهای دی‌سی بدون جاروبک ۱۴۶
۳-۷- موتورهای سنکرون آهنربای دائم ۱۴۹
۱-۳-۷- ساختارهای پیشنهادی درایو برای ایجاد قابلیت تحمل خطا ۱۴۹
۲-۳-۷- روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای اینورتر ۱۵۳
۳-۳-۷- روش‌های جبران افت گشتاور و کاهش ریپل در صورت قطع یک ساق اینورتر ۱۵۹
۴-۳-۷- محرکه‌های چند فازه ۱۶۶
۸- معرفی موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۱۷۰
۱-۸- مقدمه ۱۷۱
۲-۸- ساختارهای مختلف موتور سنکرون رلوکتانسی ۱۷۱
۱-۲-۸- مزایا و معایب موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۱۷۳
۲-۲-۸- افزودن آهنربای دائم به موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۱۷۴
۳-۸- بررسی خطا در موتور سنکرون رلوکتانسی ۱۷۵
۹- تشخیص عیب‌های مکانیکی (خروج از مرکز) در موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۱۷۶
۱-۹- مقدمه ۱۷۷
۲-۹- تشخیص خطای خروج از مرکز با بررسی طیف هارمونیک‌های جریان موتور ۱۷۷

۳-۹- تشخیص خطای خروج از مرکز استاتیک به کمک هارمونیک‌های مولفه صفر ولتاژ ۱۸۲
۴-۹- تشخیص خطاهای خروج از مرکز به کمک هارمونیک‌های ولتاژ ضد محرکه ۱۸۵
۱۰- تشخیص خطاهای الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۱۹۰
۱-۱۰- مقدمه ۱۹۱
۲-۱۰- خطای مدار باز در سیم‌پیچی استاتور ۱۹۱
۱-۲-۱۰- تشخیص نوع و موقعیت خطاهای مدارباز ۱۹۱
۲-۲-۱۰- افزایش تحمل خطای موتور سنکرون رلوکتانسی هنگام خطای مدار باز ۱۹۶
۳-۱۰- خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های استاتور ۲۰۱
۴-۱۰- ساختار جدید سیم‌پیچی برای افزایش قابلیت تحمل خطاهای الکتریکی ۲۰۶
۱۱- جمع‌بندی روش‌های تشخیص عیب در موتورهای سه فاز القائی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی ۲۱۳
۱-۱۱- مقدمه ۲۱۴
۲-۱۱- موتورهای سه فاز القائی ۲۱۴
۱-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در حوزه فرکانس ۲۱۴
۲-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در فضای دو محوری dq ۲۱۴
۳-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در حوزه زمان- فرکانس ۲۱۵
۴-۲-۱۱- اندازه‌گیری میدان مغناطیسی خارجی ۲۱۷
۳-۱۱- موتورهای آهنربای دائم ۲۱۹
۱-۳-۱۱- عیب‌های مکانیکی ۲۱۹
۲-۳-۱۱- مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها ۲۲۰
۳-۳-۱۱- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی استاتور ۲۲۰
۴-۳-۱۱- مقاومت زیاد و قطعی در سیم‌پیچی استاتور ۲۲۳
۵-۳-۱۱- بررسی ترکیبی عیوب مختلف در ساختار موتور ۲۲۳
۴-۱۱- موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۲۲۵
۱-۴-۱۱- عیب‌های مکانیکی ۲۲۵
۲-۴-۱۱- عیب‌های الکتریکی ۲۲۵
۵-۱۱- جمع‌بندی و پیشنهاد ۲۲۷
۱-۵-۱۱- موتورهای القائی سه فاز ۲۲۷
۲-۵-۱۱- موتورهای آهنربای دائم ۲۲۸
۳-۵-۱۱- موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۲۳۰
۱۲- جمع‌بندی روش‌های تشخیص عیب و افزایش تحمل خطا در درایو موتورهای سه فاز القائی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی ۲۳۲
۱-۱۲- مقدمه ۲۳۳

۲-۱۲- تشخیص خطا در اینورتر درایو موتورهای الکتریکی..... ۲۳۳
۳-۱۲- ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی..... ۲۳۵
نتیجه گیری..... ۲۳۸
مراجع..... ۲۴۷

فهرست شکل‌ها

شکل ۱-۲: جریان موتور در فضای دو محوری d و q در یک دوره از تغییرات، الف) خروج از مرکز صفر، ب) خروج از مرکز ۵۰ در صد (۳/۶) و ج) خروج از مرکز ۸۳ درصد (۵/۶)..... ۱۳
شکل ۲-۲: الف) آرایش سیم‌پیچی استاتور موتور و ب) سرهای در دسترس از هر فاز و موقعیت آن‌ها..... ۱۴
شکل ۳-۲: الف) بدون خطا، ب) اتصال در فاز A در سه حلقه (U4-U5)، ج) اتصال در فاز A و در شش حلقه (U3-U4)، د) اتصال در فاز A و در هجده حلقه (U7-U8)، ه) اتصال در فاز B و در هجده حلقه (V7-V8) و و) اتصال در فاز C و در هجده حلقه (W7-W8)..... ۱۵
شکل ۴-۲: مقایسه منحنی جریان‌های دو محوری در صفحه پارک برای اتصال کوتاه در یک فاز استاتور و خطا در یاتاقان‌ها... ۱۶
شکل ۵-۲: منحنی مقدار بیشینه – کمینه جریان محور d در چهار حالت بدون خطا، اتصال کوتاه دو حلقه در یک فاز، اتصال کوتاه چهارحلقه در یک فاز و اتصال کوتاه ۶ حلقه در یک فاز..... ۱۸
شکل ۶-۲: تبدیل فوریه زمان کوتاه، تابع f(t) در تابع پنجره g(t) ضرب می‌شود و تبدیل فوریه تابع f(t).g(t) گرفته می‌شود. این فرایند با انتقال پنجره به اندازه t_0 تکرار می‌شود..... ۱۹
شکل ۷-۲: مقایسه تابع پنجره در تبدیل فوریه زمان کوتاه (سمت چپ شکل) و تبدیل فوریه (سمت راست). با تغییر پارامتر a اندازه پنجره تغییر می‌کند، ولی اندازه پنجره در تبدیل فوریه زمان کوتاه ثابت است..... ۲۰
شکل ۸-۲: تبدیل ویولت گسسته به صورت یک بانک فیلتری..... ۲۲
شکل ۹-۲: نمایش‌های درختی و باینری بانک فیلتری تجزیه سیگنال به روش WPD..... ۲۳
شکل ۱۰-۲: نسبت ضرایب تبدیل WPD جریان موتور در دو حالت سالم و خطا (قطعی در مسیر جریان)..... ۲۶
شکل ۱۱-۲: نسبت ضرایب تبدیل WPD جریان موتور در دو حالت سالم و خطا (اتصال کوتاه و قطعی)..... ۲۶
شکل ۱۲-۲: بانک فیلتری مورد استفاده برای تشخیص خطا..... ۲۷
شکل ۱۳-۲: اعمال ویولت گسسته بر جریان راه‌اندازی در عمق ۹، الف) حالت سالم و ب) با یک میله شکسته..... ۳۰
شکل ۱۴-۲: اعمال روش ویولت گسسته بر روی جریان راه‌اندازی در عمق‌های ۷ تا ۱۰ در محدوده بار موتور بین ۳۰ تا ۱۰۰ درصد مقدار بار نامی، الف) حالت سالم و ب) با یک میله شکسته در روتور..... ۳۰
شکل ۱۵-۲: اصول محاسبه شاخص خطا..... ۳۲
شکل ۱۶-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان به روش ویولت گسسته در تغییر بار از ۱۰ درصد به ۹۰ درصد، الف) حالت سالم و ب) خطای شکستگی میله‌های روتور..... ۳۳
شکل ۱۷-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان به روش ویولت گسسته در تغییر بار از ۱۰ درصد به ۵۰ و سپس ۹۰ درصد، الف) حالت سالم و ب) خطای شکستگی میله‌های روتور..... ۳۴
شکل ۱۸-۲: شاخص‌های خطا در موتور مورد آزمایش در حالت سالم و حالت سه میله شکسته در روتور، F_{ind} به رنگ مشکی، mPa_n^r به رنگ قرمز و mPa_n^l به رنگ آبی..... ۳۴
شکل ۱۹-۲: تجزیه سیگنال به روش UWPT..... ۳۵
شکل ۲۰-۲: فیلترهای RUWPT در عمق k = 1, 2,3..... ۳۶

شکل ۲۱-۲: چهار سطح تجزیه در روش RUWPT..... ۳۷
شکل ۲۲-۲: تخمین PSD ضرایب $R^4_{4,6}$..... ۳۷
شکل ۲۳-۲: تغییرات زمانی دامنه $R^4_{4,6}$ در سه حالت سالم، یک میله شکسته و دو میله شکسته در بارهای الف) ۲۵ درصد، ب) ۵۰ درصد، ج) ۷۵ درصد و د) ۱۰۰ درصد..... ۳۸
شکل ۲۴-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان..... ۳۸
شکل ۲۵-۲: تغییرات محاسبه شده شاخص خطا با تغییر شدت خطا و بار در فرکانس اصلی ۵۰ هرتز، ضریب مدولاسیون ۱ و فرکانس کلیدزنی ۱ کیلوهرتز، الف) بی‌باری، ب) نصف بار کامل و ج) بار کامل..... ۳۹
شکل ۲۶-۲: تغییرات محاسبه شده شاخص خطا با فرکانس کلیدزنی در خطای ۲۵ درصدی در فاز R و ضریب مدولاسیون ۱ و بی‌باری، فرکانس مولفه اصلی الف) ۵۰ هرتز، ب) ۴۰ هرتز، ج) ۳۰ هرتز و د) ۲۵ هرتز..... ۴۰
شکل ۲۷-۲: توزیع شار مغناطیسی در ناحیه انتهایی موتور سه فاز القایی..... ۴۱
شکل ۲۸-۲: طیف فرکانسی جریان یک نمونه موتور سه فاز القایی ۱۱ kW، ۴ قطب و ۵۰ Hz ، الف) موتور سالم و ب) موتور دارای اتصال کوتاه در یک فاز..... ۴۱
شکل ۲۹-۲: نصب حسگرهای شار مغناطیسی در فضای بیرونی موتور، الف) موقعیت A و ب) موقعیت B..... ۴۲
شکل ۳۰-۲: تغییرات شاخص γ_{DWT} در دو موقعیت حسگر، الف) در پاکت d8 و ب) در پاکت d7..... ۴۳
شکل ۳۱-۲: موقعیت حسگرهای شار مغناطیسی پراکندگی در فضای اطراف موتور..... ۴۳
شکل ۳۲-۲: تغییرات شاخص γ_{DWT} با تغییر شدت خطا در موقعیت‌های مختلف حسگرهای شار..... ۴۴
شکل ۱-۳: نمونه‌ای از اختلاف ولتاژ بین مقدار مرجع و مقدار واقعی در زمان قطعی یکی از کلیدهای اینورتر در یک سیستم درایو نمونه، الف) ولتاژ بین فاز و زمین و ب) ولتاژ فاز تا نول موتور..... ۴۸
شکل ۲-۳: موقعیت‌های مناسب برای نصب حسگرهای ولتاژ..... ۴۸
شکل ۳-۳: حذف هارمونیک مرتبه دوم گشتاور با تزریق جریان هارمونیک مرتبه ۳ در فازهای موتور..... ۵۰
شکل ۴-۳: ساختار پیشنهادی برای ایزوله کردن کلیدهای اتصال کوتاه شده در اینورتر..... ۵۱
شکل ۵-۳: ساختار پیشنهادی برای افزایش تحمل خطای اتصال کوتاه و یا مدار باز در کلیدهای اینورتر..... ۵۳
شکل ۶-۳: چهار ساختار قابل استفاده برای ایزوله کردن کلیدها و یا ساق‌های معیوب اینورتر..... ۵۳
شکل ۷-۳: مدل مولفه صفر موتور القایی سه فاز، الف) مدل کامل و ب) مدار معادل..... ۵۵
شکل ۸-۳: نتایج عملی اعمال الگوریتم پیشنهادی برای افزایش تحمل خطای درایو در موتور سه فاز القایی..... ۵۶
شکل ۹-۳: نمایش برداری ولتاژ و جریان موتور سه فاز القایی در حالت‌های بدون خطا و بعد از وقوع خطا..... ۵۷
شکل ۱۰-۳: ساختار استفاده شده برای درایو موتور بعد از وقوع خطا..... ۵۸
شکل ۱-۴: معمول‌ترین ساختار موتورهای دی‌سی بدون جاروبک که آهنربا در سطح روتور قرار دارد..... ۶۳
شکل ۲-۴: موتور دی‌سی بدون جاروبک با سیم‌بندی مثلث (سمت راست) و سیم‌بندی ستاره (سمت چپ) متصل به درایو موتور ۶۳
شکل ۳-۴: الف) ساختار موتور دی‌سی بدون جاروبک دو قطب با توزیع ۱۸۰ درجه‌ای آهنرباهای دائم و ب) نمودارهای چگالی شار فاصله هوایی، شار در برگیرنده سیم‌پیچی یک فاز، نیروی ضد محرکه مغناطیسی و الگوی تغذیه فازهای موتور..... ۶۴

شکل ۴-۴: چند طریقه مختلف قرار گرفتن آهنربا بر روی روتور در موتور دی‌سی بدون جاروبک.....۶۵
شکل ۴-۵: تولید گشتاور در موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز با اتصال ستاره.....۶۶
شکل ۴-۶: تولید گشتاور در موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز با اتصال مثلث.....۶۶
شکل ۴-۷: شکل موج‌های ایده‌آل ولتاژ ضد محرکه خط به خط، جریان فاز و گشتاور موتور دی‌سی بدون جاروبک برا افزایش مقدار متوسط گشتاور و کاهش ریپل گشتاور.....۶۷
شکل ۴-۸: برخی ساختارهای روتور موتورهای سنکرون آهنربای دائم.....۶۸
شکل ۴-۹: نمایش فازوری موتور سنکرون آهنربای دائم.....۶۹
شکل ۴-۱۰: نمایش بلوکی کنترل برداری موتور سنکرون آهنربای دائم.....۷۰
شکل ۴-۱۱: نمایش بلوکی کنترل سرعت در موتور سنکرون آهنربای دائم.....۷۰
شکل ۴-۱۲: نمایش فازوری شارهای دربرگیرنده موتور سنکرون آهنربای دائم.....۷۱
شکل ۵-۱: طیف جریان (سمت راست) و گشتاور (سمت چپ) موتور الف) در حالت سالم، ب) ۱۰ درصد خروج از مرکز و ج) ۳۰ درصد خروج از مرکز.....۷۶
شکل ۵-۲: بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۱ در تجزیه سیگنال به صورت گسسته در خطای خروج از مرکز الف) شبیه‌سازی خطای دینامیک، ب) آزمایش خطای دینامیک، ج) شبیه‌سازی خطای استاتیک و د) آزمایش خطای استاتیک.....۷۷
شکل ۵-۳: بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۲ در تجزیه سیگنال به صورت گسسته در خطای خروج از مرکز الف) شبیه‌سازی خطای دینامیک، ب) آزمایش خطای دینامیک، ج) شبیه‌سازی خطای استاتیک و د) آزمایش خطای استاتیک.....۷۸
شکل ۵-۴: تحلیل اجزای دائم موتور سنکرون آهنربای دائم با شش قطب.....۷۹
شکل ۵-۵: تحلیل فوریه (FFT) جریان استاتور موتور در شبیه‌سازی آن به روش اجزای محدود درسرعت ۶۰۰۰ دور در دقیقه و همچنین، آزمایش عملی آن در دو حالت سالم و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا.....۸۰
شکل ۵-۶: تبدیل ویولت پیوسته سیگنال جریان موتور در تغییر سرعت از ۶۰۰۰ به ۵۵۰۰ دور در دقیقه الف) حالت سالم و ب) حالت دارای خطا.....۸۲
شکل ۵-۷: ساختار مورد استفاده برای مدل‌سازی خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا.....۸۴
شکل ۵-۸: ایجاد مغناطیس‌زدایی ۵۰ درصدی در یک قطب با حذف نیمی از آهنرباها.....۸۵
شکل ۵-۹: نمودار ولتاژ مولفه صفر ($V_{0,m}$) در سرعت‌های مختلف و در بار نامی، برای دو حالت سالم و با آهنربای مغناطیس‌زدا شده.....۸۵
شکل ۵-۱۰: هارمونیک‌های موجود در طیف فرکانسی ولتاژ ضد محرکه در حالت سالم (بالا) و حالت خطا (پایین).....۸۷
شکل ۵-۱۱: نتایج شبیه‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ ضد محرکه در سرعت‌های مختلف.....۸۸
شکل ۵-۱۲: موقعیت سنسورهای شار مغناطیسی در اطراف موتور.....۸۸
شکل ۵-۱۳: دامنه هارمونیک‌های شار مغناطیسی در سنسور پشت دندانه الف) شار شعاعی مرتبه ۰.۲۵، ب) شار شعاعی مرتبه ۰.۵، ج) شار مماسی مرتبه ۰.۲۵ و د) شار مماسی مرتبه ۰.۵.....۹۰
شکل ۵-۱۴: دامنه هارمونیک‌های شار مغناطیسی در سنسور پشت شیار الف) شار شعاعی مرتبه ۰.۲۵، ب) شار شعاعی مرتبه ۰.۵، ج) شار مماسی مرتبه ۰.۲۵ و د) شار مماسی مرتبه ۰.۵.....۹۰

شکل ۱۵–۵: توزیع میدان مغناطیسی در ساختار موتور الف) در حالت سالم و ب) در حالت خطای اتصال کوتاه..... ۹۲
شکل ۱۶–۵: مدار معادل اتصال کوتاه حلقه به حلقه در فاز a..... ۹۳
شکل ۱۷–۵: مدل سیم‌پیچی استاتور در وقوع خطای اتصال بین حلقه‌های سیم‌پیچی فاز a..... ۹۴
شکل ۱۸–۵: جریان خطا (i_f) در هادی‌های اتصال کوتاه شده به ازای تعداد مختلف از این هادی‌ها در سرعت ۶۰۰۰ دور در دقیقه و بار نامی الف) مدل بدون هارمونیک‌های فضایی، ب) مدل شامل هارمونیک‌های فضایی و ج) آزمایش عملی..... ۹۶
شکل ۱۹–۵: انواع اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های چندسیمه..... ۹۷
شکل ۲۰–۵: مدار معادل اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های چندسیمه..... ۹۷
شکل ۲۱–۵: سطح مقطع موتور سنکرون آهنربای دائم ۲۲ قطب و ۲۴ شیار..... ۹۸
شکل ۲۲–۵: مدل مورد استفاده برای مطالعه خطای اتصال کوتاه در حلقه‌های سیم‌پیچی استاتور..... ۱۰۰
شکل ۲۳–۵: مدل کلیدهای قدرت سیستم تغذیه موتور..... ۱۰۰
شکل ۲۴–۵: ولتاژ اعمالی به موتور توسط درایو (شکل بالا)، جریان خطا (شکل وسط) و شاخص خطا (شکل پایین) به ازای مقادیر مختلف مقاومت خطا..... ۱۰۱
شکل ۲۵–۵: تغییرات شاخص با تغییر نقطه کار موتور..... ۱۰۲
شکل ۲۶–۵: شکل موج و خروجی جداسازی ریپل جریان با اتصال کوتاه در الف و ب) ۲ حلقه و ج و د) ۲۰ حلقه..... ۱۰۳
شکل ۲۷–۵: تغییرات ریپل جریان در زمان وقوع خطای اتصال کوتاه در فاز شماره ۴ موتور با اتصال کوتاه در الف) حلقه و ب) ۲۰ حلقه..... ۱۰۳
شکل ۲۸–۵: نتایج آزمایش عملی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه الف) ۱/۲۴ (۴.۱۷ درصد) از حلقه‌های یک فاز و ب) ۱/۱۲ (۸.۳۳ درصد) از حلقه‌های یک فاز..... ۱۰۴
شکل ۲۹–۵: کنترل کننده جریان در قاب مرجع سنکرون..... ۱۰۵
شکل ۳۰–۵: تغییرات نسبت دامنه هارمونیک دوم جریان و ولتاژ و شاخص Ray با تغییر پهنای باند کنترلر در سرعت ۳۰۰ دور در دقیقه و اتصال کوتاه یک حلقه، الف) $r_f = 0$ و ب) $r_f = 35\ m\Omega$..... ۱۰۶
شکل ۳۱–۵: تغییرات شاخص خطا به ازای چهار سطح از خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه..... ۱۰۷
شکل ۳۲–۵: بلوک دیاگرام معادل الگوریتم SOGI..... ۱۰۸
شکل ۳۳–۵: دیاگرام تشخیص خطای آنلاین اتصال حلقه به حلقه در موتور..... ۱۰۸
شکل ۳۴–۵: تغییرات شاخص در الف) $i_q = 2\ A$، ب) $i_q = 5\ A$ و ج) $i_q = 10\ A$..... ۱۰۹
شکل ۳۵–۵: الف) جریان فاز موتور در حالت سالم و زمان وقوع خطاهای اتصال کوتاه نامنظم و ب) ولتاژ اعمالی به موتور در راستای محور q (Vqref) در حالت سالم و زمان وقوع خطاهای اتصال کوتاه نامنظم..... ۱۱۱
شکل ۳۶–۵: ضرایب تبدیل ویولت مولفه مثبت ولتاژ V_{qNorm} الف) $i_{qref} = 3A,\ \omega_{mec} = 450\ rpm,\ K_{pi} = 15$ و ب) $i_{qref} = 5A,\ \omega_{mec} = 450\ rpm,\ K_{pi} = 15$..... ۱۱۱
شکل ۳۷–۵: الف) ولتاژ فاز به فاز و وقوع خطای اتصال کوتاه نامنظم و ب) جزء فیلتر شده ولتاژ فاز به فاز..... ۱۱۲
شکل ۳۸–۵: الف) سیم‌پیچی با دو نقطه نول و ب) مدار معادل اتصال کوتاه حلقه به حلقه در فاز a..... ۱۱۳

شکل ۳۹-۵: نتایج اندازه‌گیری عملی شار مغناطیسی پراکندگی در اتصال کوتاه دو حلقه به هم الف) بی‌باری، ب) بار ۰.۵ Nm و ج) بار ۱ Nm ۱۱۴
شکل ۴۰-۵: جریان‌های فرکانس بالای سیم‌پیچی استاتور بعد از عبور از فیلتر میان‌گذر، مقدار RMS جریان، نسبت جریان‌ها و انحراف معیار جریان‌ها در خطای اتصال کوتاه در یک حلقه از فاز B ۱۱۶
شکل ۴۱-۵: جریان‌های فرکانس بالای سیم‌پیچی استاتور بعد از عبور از فیلتر میان‌گذر، مقدار RMS جریان، نسبت جریان‌ها و انحراف معیار جریان‌ها در خطای افزایش مقاومت در فاز A ۱۱۶
شکل ۴۲-۵: مدل موتور PMSM و درایو آن برای تشخیص خطای مقاومت زیاد ۱۱۷
شکل ۴۳-۵: تغییرات مقدار اولیه زاویه α در خطای مقاومت زیاد در دو فاز A و B ۱۱۷
شکل ۴۴-۵: نتایج شبیه‌سازی ایجاد خطای مقاومت زیاد در فازهای مختلف و شاخص‌های تشخیص خطا ۱۲۰
شکل ۴۵-۵: رآکتانس تفاضلی و تغییرات آن با تغییر میزان مغناطیس‌زدا شدن آهنربا ۱۲۱
شکل ۴۶-۵: رآکتانس تفاضلی و تغییرات آن با تغییر میزان خروج از مرکز دینامیک ۱۲۲
شکل ۴۷-۵: محاسبه بردار D با اجزای محدود به ازای مقادیر مختلف اتصال کوتاه حلقه به حلقه، حالت سالم (رنگ آبی)، اتصال کوتاه ۳٪ (رنگ قرمز)، اتصال کوتاه ۶٪ (رنگ سبز) و اتصال کوتاه ۹٪ (رنگ مشکی) ۱۲۳
شکل ۴۸-۵: مولفه‌های هارمونیک بردار D در الف) خطاهای خروج از مرکز استاتیک، ب) خطای خروج از مرکز دینامیک و ج) خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (رنگ ابی نشان حالت سالم است) ۱۲۴
شکل ۴۹-۵: دامنه فرکانس‌های باند جانبی در خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (برش عمودی یک از آهنرباها به مقدار ۱۵٪) الف) هارمونیک مرتبه ۰.۲۵، ب) هارمونیک مرتبه ۰.۵ و ج) هارمونیک مرتبه ۰.۷۵ ..... ۱۲۵
شکل ۵۰-۵: دامنه فرکانس‌های باند جانبی در خطای خروج از مرکز استاتیک به مقدار ۱۵٪ الف) هارمونیک مرتبه ۰.۲۵، ب) هارمونیک مرتبه ۰.۵ و ج) هارمونیک مرتبه ۰.۷۵ ..... ۱۲۵
شکل ۵۱-۵: الف) منحنی $\lambda_d - I_d$ و ب) نمودار شیب اندوکتانس ۱۲۶
شکل ۵۲-۵: اثرات خطا بر روی منحنی شیب اندوکتانس ۱۲۶
شکل ۵۳-۵: تغییرات منحنی شیب اندوکتانس در اثر خطاهای مختلف الف) خروج از مرکز استاتیک، ب) مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و ج) اتصال کوتاه حلقه به حلقه ۱۲۷
شکل ۵۴-۵: فلوچارت تشخیص و تفکیک دو خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا ۱۲۸
شکل ۵۵-۵: شبیه‌سازی تغییرات زاویه توان یک موتور سنکرون آهنربای داخلی، در خطای اتصال کوتاه ۸.۳۳٪ ۱۲۹
شکل ۱-۶: نمایش اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز و مدل آن در سیم‌پیچی موتور ۱۳۲
شکل ۲-۶: الگوریتم روش تشخیص خطا به کمک محاسبه برخط امپدانس فاز ۱۳۴
شکل ۳-۶: الف) تغییرات ولتاژ فاز موتور در سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و جریان ۲۰ آمپر در حالت سالم و خطای اتصال کوتاه و ب) هارمونیک‌های ولتاژ فاز موتور در حالت خطای اتصال کوتاه ۱۳۴
شکل ۴-۶: الف) اینوتر PWM متصل به موتور دی‌سی بدون جاروبک و ب) سطح مقطع موتور مورد بررسی ۱۳۶
شکل ۵-۶: سیگنال تحریک و پاسخ آن در خروجی ۱۳۶
شکل ۶-۶: الف) تغییرات تخمین پارامترهای موتور و ب) تغییرات واریانس پارامترهای تخمینی موتور ۱۳۷

شکل ۷-۶: اثر تغییرات مکانیکی اعمالی بر موتور بر تخمین پارامترهای مکانیکی موتور ۱۳۷
شکل ۸-۶: ساختار موتور–درایو تحت مطالعه برای خطای افزایش مقاومت فاز ۱۳۸
شکل ۹-۶: طیف هارمونیک‌های ولتاژ Vom ، الف) در حالت سالم و ب) در حالت خطای افزایش مقاومت فاز ۱۳۸
شکل ۱۰-۶: نقاط بیشینه تابع انرژی برای تغییر سرعت با فرکاس ۵ هرتز ۱۴۰
شکل ۱۱-۶: تخریب ایجاد شده در آهنربای روتور تحت مطالعه ۱۴۱
شکل ۱۲-۶: ساختار موتور– درایو در مطالعه خطاهای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و خروج از مرکز دینامیک ۱۴۳
شکل ۱۳-۶: طیف هارمونیک جریان در آلف) خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و ب) خطای خروج از مرکز دینامیک ۱۴۴
شکل ۱-۷: درایو موتوردی‌سی بدون جاروبک با امکان ایجاد انواع خطاهای الکتریکی ۱۴۷
شکل ۲-۷: ساختار موتور دی‌سی بدون جاروبک ۱۶ کیلووات و ۱۳,۰۰۰ دور در دقیقه و ۶ با قابلیت تحمل خطا ۱۴۹
شکل ۳-۷: ایجاد قابلیت تحمل خطا الف) با افزودن یک کلید و ب) با افزودن دو کلید ۱۴۹
شکل ۴-۷: ایجاد قابلیت تحمل خطا الف) با افزودن یک ساق و ب) به صورت پشت به پشت ۱۵۰
شکل ۵-۷: مبدل ماتریسی با قابلیت تحمل خطا، الف) ساختار مبدل و ب) مدل معادل آن ۱۵۰
شکل ۶-۷: الف) ساختار مبدل در زمان وقوع خطا و قطع شدن فاز c، ب) مدل مبدل ماتریسی در این حالت و ج) مدل‌سازی بخش یکسوساز با خازن‌های فرضی ۱۵۱
شکل ۷-۷: مدل بردار فضایی استراتژی کلیدزنی PWM بخش اینورتر ۱۵۲
شکل ۸-۷: مدلی برای استخراج طریقه کلیدزنی مبدل ماتریسی با قابلیت تحمل خطا ۱۵۳
شکل ۹-۷: ساختارهای مبدل ماتریسی برای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم با قابلیت تحمل خطا، الف) ساختار مستقیم و ب) ساختار غیرمستقیم ۱۵۳
شکل ۱۰-۷: سیستم درایو موتور سنکرون آهنربای دائم ۱۵۵
شکل ۱۱-۷: تغییرات جریان فاز موتور، جریان مرجع فاز موتور و شاخص خطا (Δu_{ao}) ۱۵۵
شکل ۱۲-۷: بلوک دیاگرام محرکه موتور سنکرون آهنربای دائم ۱۶۰
شکل ۱۳-۷: مدار پیشنهادی برای ایجاد قابلیت تحمل خطاهای درایو موتور ۱۶۱
شکل ۱۴-۷: محدودیت‌های ولتاژ و جریان فازها در موقع وقوع خطا در الف) $\omega = 1$ pu. و ب) $\omega = 2$ pu. ۱۶۳
شکل ۱۵-۷: مدل مداری خطا در سیم‌پیچی فاز استاتور ۱۶۴
شکل ۱۶-۷: مدل خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مدارهای معادل آن ۱۶۵
شکل ۱۷-۷: موتور سنکرون آهنربای دائم با دو دسته سیم‌پیچی و دو اینورتر با ساختار 3T-L ۱۶۶
شکل ۱۸-۷: برخی از حالت‌های خطا در کلیدها و مسیرهای جایگزین برای تغذیه فازهای موتور ۱۶۷
شکل ۱۹-۷: دو ساختار برای موتور آهنربای دائم با قابلیت تحمل خطا ۱۶۷
شکل ۲۰-۷: تغییرات گشتاور موتور در موتور الف) با سیم‌بندی دو لایه و ب) با سیم‌بندی تک لایه ۱۶۸
شکل ۲۱-۷: نمایش جهت‌های مرجع ($d_{n\text{-}ref}$) در دو محور $i_{\alpha 3}$-$i_{\beta 3}$ ۱۶۹
شکل ۱-۸: ساختار روتور یک موتور سنکرون رلوکتانس عرضی ۱۷۲
شکل ۲-۸: ساختار روتور موتور سنکرون رلوکتانسی محوری (با ۶۲ ورق به ضخامت ۰/۵ mm در هر قطب) ۱۷۲

شکل ۳–۸: ساختار یک موتور ۴ قطب رلوکتانسی عرضی با آهنربای دائم کمکی..... ۱۷۴
شکل ۱–۹: موقعیت رتور، استاتور و مرکز چرخش در حالت الف) هم محور، ب) خطای استاتیک، ج) خطای دینامیک و د) خطای مرکب..... ۱۷۸
شکل ۲–۹: هارمونیک‌های جریان خط موتور در دو حالت عملکرد معمول و خطای خروج از مرکز ۴۰ درصد..... ۱۷۸
شکل ۳–۹: هارمونیک‌های جریان خط موتور در حالت معمول عملکرد (شکل بالایی)، خطای خروج از مرکز دینامیک ۴۰ درصد (شکل وسطی) و خطای خروج از مرکز ترکیبی ۴۰ درصد (شکل پایینی)..... ۱۸۱
شکل ۴–۹: موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی ۳.۵ کیلو وات، ۱۲ قطب و سرعت ۵۰۰۰ دور در دقیقه..... ۱۸۲
شکل ۵–۹: طریقه اندازه‌گیری مولفه صفر ولتاژ..... ۱۸۲
شکل ۶–۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد در بار نامی الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور..... ۱۸۳
شکل ۷–۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد در کم باری الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور..... ۱۸۴
شکل ۸–۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد در کم باری و زاویه بار صفر الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور..... ۱۸۵
شکل ۹–۹: هارمونیک‌های ولتاژ ضد تحریک موتورها در خطاهای خروج از مرکز الف) سه فاز با خطای استاتیک ۴۰ درصد، ب) سه فاز با خطای دینامیک ۴۰ درصد، ج) سه فاز با خطای ترکیبی ۴۰ درصد، د) پنج فاز با خطای استاتیک ۴۰ درصد، ه) پنج فاز با خطای دینامیک ۴۰ درصد و و) پنج فاز با خطای ترکیبی ۴۰ درصد..... ۱۸۹
شکل ۱–۱۰: مولفه های متقارن برای سیستم ۵ فاز..... ۱۹۲
شکل ۲–۱۰: تغییرات شاخص‌های r_1 و r_2 تحت خطاهای مدار باز..... ۱۹۴
شکل ۳–۱۰: تغییرات فاز جریان‌های استاتور موتور نسبت به فاز جریان مولفه مثبت اول..... ۱۹۵
شکل ۴–۱۰: الگوریتم تشخیص خطای مدار باز در موتور سنکرون پنج فاز..... ۱۹۵
شکل ۵–۱۰: نمایش فازوری موتور سنکرون رلوکتانسی..... ۱۹۶
شکل ۶–۱۰: خطای مدار باز در موتور سنکرون رلوکتانسی پنج فازه (فازهایی که در آن‌ها خطا اتفاق افتاده با رنگ قرمز نشان داده شده است) الف) خطای تک فاز، ب) خطای دو فاز مجاور و ج) خطای دو فاز غیر مجاور..... ۱۹۶
شکل ۷–۱۰: مدل خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی یک فاز از استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی..... ۲۰۱
شکل ۸–۱۰: طیف فرکانسی جریان irs برای مقادیر مختلف از شدت خطا در سیم‌پیچی ($T_L = 7$ Nm)..... ۲۰۳
شکل ۹–۱۰: تغییرات شاخص خطا با افزایش شدت خطا..... ۲۰۳
شکل ۱۰–۱۰: درایو موتور سنکرون رلوکتانسی برای افزایش قابلیت تحمل خطا..... ۲۰۵
شکل ۱۱–۱۰: نمایش برداری و فازوری پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی..... ۲۰۶
شکل ۱۲–۱۰: الف) ساختار موتور سنکرون رلوکتانسی با دو دسته سیم‌پیچی سه فاز مجزا و ب) مدل مداری موتور..... ۲۰۶
شکل ۱۳–۱۰: ساختار معمول سیم‌پیچی استاتور موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی..... ۲۰۸
شکل ۱۴–۱۰: ساختار جدید سیم‌پیچی استاتور موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی برای تحمل خطا..... ۲۰۸

شکل ۱۵-۱۰: ساختار درایو موتور نه فاز سنکرون رلوکتانسی برای افزایش قابلیت تحمل خطا..... ۲۰۸
شکل ۱۶-۱۰: الف) موتور نه فاز سنکرون رلوکتانسی و ب) نحوه درایو موتور نه فاز با یک اینورتر سه فاز..... ۲۰۹
شکل ۱۷-۱۰: مدار دسته ABC از سیم‌پیچی نه فازه (سه دسته سه فاز)..... ۲۰۹
شکل ۱۸-۱۰: مقایسه هارمونیک‌های دوم بین حالت سالم و حالت خطا در الف) توان موهومی در کارکرد موتوری و ب) توان حقیقی در کارکرد ژنراتوری..... ۲۱۱
شکل ۱۹-۱۰: اینورتر تغذیه کننده دسته سیم‌پیچی سه فاز ABC با ساق اضافی..... ۲۱۲

فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۲: تبدیل ویولت پیوسته حقیقی ۲۰
جدول ۲-۲: تبدیل ویولت پیوسته مختلط ۲۱
جدول ۳-۲: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای میله شکسته در روتور ۲۴
جدول ۴-۲: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای خروج از مرکز ۲۵
جدول ۵-۲: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای میله شکسته در روتور ۲۵
جدول ۶-۲: بازه‌های فرکانسی در نمونه‌برداری با فرکانس ۳ kHz ۲۷
جدول ۷-۲: بررسی آماری دامنه پارامتر WF_{BRB} در عمق ۶ و بازه DC6 بر حسب dB ۲۸
جدول ۸-۲: بررسی آماری دامنه پارامتر WF_{BRB} در عمق ۷ و بازه DC7 بر حسب dB ۲۸
جدول ۹-۲: پاکت‌های تجزیه سگنال ولتاژ القا شده در حسگرها ۴۲
جدول ۱-۳: تعداد و موقعیت حسگرهای ولتاژ برای هر روش تشخیص خطا ۴۸
جدول ۲-۳: تشخیص خطای قطع کلید در اینورتر بر اساس روش‌های مختلف ۴۸
جدول ۳-۳: حالت‌های مختلف ولتاژ فازها، در صورت معیوب بودن ساق متصل به فاز b ۵۱
جدول ۴-۳: محدوده‌های جریان و ولتاژ در ساختارهای مختلف درایو موتور بعد از وقوع خطا ۵۸
جدول ۵-۳: حداکثر توان موتور در ساختارهای مختلف درایو موتور بعد از وقوع خطا (در واحدی) ۵۸
جدول ۱-۵: مشخصات موتور سنکرون آهنربای دائم مطالعه شده ۷۵
جدول ۲-۵: مقایسه دامنه PSD هارمونیک‌های باند جانبی در خطای خروج از مرکز استاتیک ۷۶
جدول ۳-۵: فرکانس‌های مرتبط به هر ضریب و مقیاس (بازه سرعت ۵۵۰۰ تا ۶۰۰۰ دور در دقیقه) ۸۱
جدول ۴-۵: فرکانس‌های مرتبط به هر ضریب و مقیاس (بازه سرعت ۵۵۰۰ تا ۶۰۰۰ دور در دقیقه) ۸۱
جدول ۵-۵: نسبت انرژی برای ضرایب C_1 تا C_4 در تبدیل ویولت پیوسته ۸۳
جدول ۶-۵: نسبت انرژی برای ضرایب تبدیل ویولت گسسته تا عمق ۷ ..... ۸۳
جدول ۷-۵: مقدار ولتاژ مولفه صفر ($V_{0,m}$) در سرعت‌های مختلف و در بار نامی، برای دو حالت سالم و با آهنربای مغناطیس‌زدا شده ۸۵
جدول ۸-۵: مقدار درواحدی حاصل ضرب دو ضریب سیم‌پیچی و آهنربا در ترکیب‌های مختلف قطب‌ها و شیارها ۸۶
جدول ۹-۵: خطاهای مطالعه شده در آهنربا الف)افقی، ب) عمودی و ج) زیگزاگ ۸۷
جدول ۱۰-۵: فرکانس‌های حذف شده در توزیع‌های مختلف خطا در آهنرباهای موتور نمونه ۸۸
جدول ۱۱-۵: مقاومت خطای معادل شدت خطا در آزمایش‌ها ۱۰۹
جدول ۱۲-۵: اختلاف زاویه مولفه صفر ولتاژ در شرایط مختلف خطای مقاومت زیاد در سیم‌پیچی استاتور ۱۱۹
جدول ۱-۶: تغییرات پارامتر Kt برای خطاهای مختلف ۱۴۱
جدول ۲-۶: دامنه نرمالیزه شده هارمونیک‌های جریان در آزمایش عملی (۳۰ درصد بار نامی) ۱۴۱
جدول ۳-۶: دامنه نرمالیزه شده هارمونیک‌های جریان در آزمایش عملی (۱۰۰ درصد بار نامی) ۱۴۲
جدول ۴-۶: شرایط کاری مختلف موتور تحت مطالعه برای خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه ۱۴۳
جدول ۵-۶: نتیجه اندازه‌گیری دامنه هارمونیک سوم در خطای اتصال کوتاه و شرایط کاری مختلف ۱۴۳
جدول ۱-۷: مقایسه عملکرد موتور در شرایط مختلف در تغذیه با منبع جریان ۱۴۷
جدول ۲-۷: مقایسه عملکرد موتور در شرایط مختلف در تغذیه با منبع ولتاژ ۱۴۸

جدول ۳-۷: تغییرات شاخص خطا در ولتاژ ترمینال موتور در خطای کلیدهای مختلف درایو ۱۵۵
جدول ۴-۷: مقایسه محدوده فرکانسی جریان‌های استاتور در حالت سالم و خطای کلیدهای اینورتر ۱۵۸
جدول ۵-۷: تغییرات شاخص‌ها با ایجاد خطا در کلیدهای مختلف اینورتر ۱۵۹
جدول ۶-۷: بردارهای ولتاژ در موتور سه فاز با سیم‌بندی ستاره که نول آن به ساق چهارم اینورتر متصل است ۱۶۲
جدول ۱-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $3f+$ و $9f-$ جریان خط موتور در مقادیر مختلف خطای خروج از مرکز استاتیک (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور) ۱۸۰
جدول ۲-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ جریان خط موتور در مقادیر مختلف خطای خروج از مرکز دینامیک (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور) ۱۸۰
جدول ۳-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $0.5f+$ و $2f+$ جریان خط موتور در خطای خروج از مرکز ترکیبی ۴۰ درصد (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور) ۱۸۰
جدول ۴-۹: مشخصات موتور سنکرون رلوکتانسی ۳ و ۵ فازه ۱۸۷
جدول ۵-۹: متوسط گشتاور موتور سه فاز و پنج فاز در اثر خطاهای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی ۱۸۷
جدول ۶-۹: ریپل گشتاور موتور سه فاز و پنج فاز در اثر خطاهای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی ۱۸۷
جدول ۷-۹: دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در انواع خطاهای خروج از مرکز ۱۸۸
جدول ۱-۱۰: مقایسه بین روش‌های مختلف تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه حلقه در سیم‌پیچی فاز استاتور ۲۰۳
جدول ۱-۱۱: شاخص‌های متناسب با هر عیب در طیف فرکانسی جریان موتورهای سه فاز القائی ۲۱۴
جدول ۲-۱۱: عیب‌ها در موتور سه فاز القائی و شاخص تشخیص آن‌ها در تحلیل جریان موتور در فضای dq ۲۱۵
جدول ۳-۱۱: تشخیص عیب‌ها در موتور سه فاز القائی با استفاده از تبدیل ویولت جریان موتور ۲۱۶
جدول ۴-۱۱: تشخیص عیب‌ها در موتور سه فاز القائی با استفاده از اندازه‌گیری میدان مغناطیسی خارجی ۲۱۷
جدول ۵-۱۱: عیوب مکانیکی در ساختار موتورهای آهنربای دائم و شاخص‌های پیشنهادی تشخیص آن‌ها ۲۱۹
جدول ۶-۱۱: مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و شاخص‌های پیشنهادی برای تشخیص این عیب ۲۲۱
جدول ۷-۱۱: اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و شاخص‌های تشخیص این عیب ۲۲۱
جدول ۸-۱۱: اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای سنکرون آهنربای دائم و شاخص‌های تشخیص این عیب ۲۲۲
جدول ۹-۱۱: بررسی ترکیبی عیوب مختلف در ساختار موتورهای آهنربای دائم ۲۲۳
جدول ۱۰-۱۱: عیب‌های مکانیکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی و شاخص‌های تشخیص این عیب ۲۲۵
جدول ۱۱-۱۱: عیب‌های الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی و شاخص‌های تشخیص این عیب ۲۲۶
جدول ۱-۱۲: روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای قدرت اینورتر ۲۳۴

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

مقدمه

روش‌های غیر مهاجم پایش وضعیت موتورهای الکتریکی دارای مزایایی زیادی هستند که از جمله آن‌ها می‌توان به عدم نیاز به نصب حسگر در ساختار موتور و در نتیجه، به صورت نسبی ارزان بودن این روش‌ها اشاره کرد. برای بررسی دقیق‌تر مزایا و معایب این دسته از روش‌های تشخیص خطا، ابتدا در فصل اول گزارش به معرفی انواع خطا در موتورهای الکتریکی پرداخته شده و روش‌های غیر مهاجم برای تشخیص عیب در موتورهای الکتریکی بررسی شده است. در فصل دوم، عیوب مربوط به ساختار موتورهای سه فاز القایی و درایو آن‌ها بررسی، در قالب سه دسته زیر بررسی شده است:

۱- روش‌های تشخیص خطا در حوزه فرکانس

۲- روش‌های تشخیص خطا در حوزه زمان- فرکانس

۳- تشخیص خطا با استفاده از اندازه‌گیری شار پراکندگی

شناخته شده‌ترین روش برای تشخیص خطای موتورهای سه فاز القایی، روش بررسی طیف فرکانسی جریان موتور (MCSA) است. این روش در منابع مختلف مطالعه شده است و چندین کتاب هم در این زمینه نگارش شده است. به همین دلیل، در فصل دوم گزارش که به تفصیل به بحث روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی پرداخته شده است، روش MCSA به صورت خلاصه و با ارجاع به این منابع بررسی شده است. در فصل سوم گزارش نیز به بررسی تشخیص خطا و روش‌های تحمل خطا در سیستم درایو موتورهای القایی پرداخته شده و راهکارهای تحمل خطا بررسی شده است. در پایان نیز جمع‌بندی از اطلاعات ارائه شده در گزارش ارائه شده است.

بر خلاف روش‌های برخط عیب‌یابی در موتورهای القائی سه‌فاز که بیشتر بر پایه تحلیل سیگنال‌های موتور استوار است، در بررسی منابع علمی مرتبط با روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای آهنربای دائم (شامل موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و موتورهای سنکرون آهنربای دائم) مشاهده شد که بیشتر روش‌های غیرمهاجم تشخیص عیب، بر پایه مدل این موتورها است و بنابراین، نیاز به استخراج پارامترهای الکتریکی موتور است.

در فصل چهارم گزارش، ساختار انواع موتورهای آهنربای دائم بررسی و موتورهای سنکرون آهنربای دائم و دی‌سی بدون جاروبک، با جزئیات بیشتری معرفی می‌شوند. در فصل پنجم، روش‌های تشخیص خطا در موتورهای سنکرون آهنربای دائم بررسی می‌شود. در فصل ششم گزارش نیز همین بررسی‌ها در مورد موتورهای دی‌سی بدون جاروبک انجام می‌شود. در فصل

هفتم گزارش، علاوه بر روش‌های تشخیص خطا در درایو موتورهای سنکرون آهنربای دائم و دی‌سی بدون جاروبک، انواع روش‌های پیشنهادی برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در این موتورها، پس از وقوع خطاهای مختلف بررسی شده است.

سابقه استفاده عملی از موتورهای سنکرون رلوکتانسی در کاربردهای مختلف چندان طولانی نیست و بیشتر آن محدود به ده ساله اخیر است. به تبع آن، بحث بررسی خطا در ساختار موتور و درایو آن نیز مدت زیادی نیست که مورد توجه قرار گرفته است. علاوه بر این دلیل، به دلیل مشابهت ساختاری که بین استاتور این موتورها با موتورهای القایی و همچنین، بین این موتورها و موتورهای سنکرون آهنربای دائم وجود دارد، حجم مستندات علمی در زمینه بررسی خطا در این موتورها، همچنان زیاد نیست. لذا همچنان نیاز به بررسی‌های بیشتر و مدل کردن خطاهای مختلف در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، احساس می‌شود.

یکی از روش‌هایی که در سال‌های اخیر برای افزایش تحمل خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، بسیار پیشنهاد شده است، افزایش تعداد فازهای موتور است؛ این پیشنهادها شامل ساختارهای پنج فازه، شش فازه و نه فازه است که عمدتا با تمرکز بر استفاده از این موتورها در خودروهای برقی- هیبریدی پیشنهاد شده است که در این گزارش نیز به آن‌ها پرداخته شده است.

فصل‌های هشتم تا دهم این گزارش، بروز رسانی گزارشی است که در همین زمینه در سال ۱۳۹۷ که در مرحله پنجم پروژه "رصد وضعیت موتورهای رلوکتانسی مخصوص، روش‌های اندازه‌گیری بازدهی و روش‌های تشخیص خطا در موتورهای رلوکتانسی" انجام گردید. در این سه فصل، مستندات علمی که از سال ۲۰۱۷ به بعد در زمینه عیب‌یابی و افزایش قابلیت تحمل خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی ارائه شده است بررسی و به گزارش مذکور اضافه شده است. در فصل هشتم این گزارش، معرفی مختصری از موتورهای سنکرون رلوکتانسی صورت گرفته است و انواع خطاهایی که در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شده‌اند، معرفی شده است. در فصل نهم گزارش، روش‌های تشخیص عیوب مکانیکی، شامل انواع حالت‌های خروج از مرکز در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، بررسی شده است. در فصل دهم نیز، روش‌های تشخیص خطاهای الکتریکی (شامل اتصال کوتاه و مدار باز) در سیم‌پیچی‌های موتور سنکرون رلوکتانسی و همچنین، روش‌های ایجاد و یا افزایش قابلیت تحمل این خطاها بررسی شده است.

در دو فصل آخر گزارش، جمع‌بندی از اطلاعات ارائه شده در ده قبلی ارائه می‌شود؛ در فصل یازدهم گزارش، روش‌های پیشنهادی غیرمهاجم برای عیب‌یابی موتورهای الکتریکی بررسی و جمع‌بندی شده است. به کمک این جمع‌بندی، پیشنهادهایی

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

برای ادامه کار در این زمینه ارائه شده است. در فصل دوازدهم گزارش نیز روش‌های تشخیص خطا در اینورتر درایوهای موتورهای الکتریکی و روش‌های ایجاد قابلیت تحمل خطا جمع‌بندی شده است.

انواع خطا و روش‌های تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۱- مقدمه

موتورهای سه فاز القایی یکی از پرکاربردترین موتورهای الکتریکی در صنعت هستند. هر گونه اخلال در عملکرد این موتورها می‌تواند هزینه‌های زیادی برای صنایع تولیدی ایجاد کند. در این بین هر چه توان موتور بیشتر باشد، اهمیت عملکرد صحیح موتور بیشتر می‌شود؛ زیرا قطعا این موتور، بار مهم‌تری را به حرکت درمی‌آورد. وقوع خرابی و خطا در اجزای الکتریکی و مکانیکی موتور، یکی از منابع مهم ایجاد اختلال در عملکرد موتورهای الکتریکی است، لذا برای جلوگیری از این خطاها نیاز است که وضعیت موتور الکتریکی به صورت مستمر و یا دوره‌ای (بسته به اهمیت بار متصل به موتور) پایش شود.

روش‌های پایش موتورهای الکتریکی به دو دسته روش‌های مهاجم و روش‌های غیر مهاجم تقسیم می‌شود. روش‌های مهاجم، روش‌هایی هستند که برای پایش موتور، نیاز به استفاده از حسگر در داخل ساختار موتور است. پایش وضعیت موتور به این روش معمولا دارای دقت زیادی است، اما نیاز است که حسگرهای لازم (مانند حسگر دما، ارتعاشات و شار مغناطیسی)، قبلا در ساختار موتور تعبیه شده باشد. در صورت عدم نصب حسگرها، تنها راه موجود برای پایش وضعیت موتور در حین کار، استفاده از روش‌های غیر مهاجم برای پایش وضعیت موتور الکتریکی است. در روش‌های غیر مهاجم، با اندازه‌گیری سیگنال‌های الکتریکی موتور (ولتاژ، جریان و یا شار پراکندگی) و پردازش اطلاعات آن‌ها، وضعیت موتور تخمین زده می‌شود.

در این فصل، به مرور کلی انواع خطاها در موتورهای سه فاز القایی و ورش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در این موتورها پرداخته می‌شود.

۱-۲- انواع خطاها در موتورهای الکتریکی و روش‌های تشخیص خطا

خطاها در موتورهای الکتریکی به دو دسته کلی خطاهای الکتریکی و خطاهای مکانیکی تقسیم می‌شوند [۱]. در برخی از مراجع که به بحث خطا در موتورهای الکتریکی دارای درایو پرداخته‌اند، خطا در حسگرهای کنترلی موتور را نیز به این مجموعه اضافه کرده‌اند [۲].

خطاهای مکانیکی شامل موارد زیر می‌شود [۱]:

۱- خطا در یاتاقان‌ها

۲- خطاهای نا هم محوری؛ شامل ناهم‌محوری استاتیک، ناهم‌محوری دینامیک و ناهم‌محوری ترکیبی می‌شود.

۳- خطا در تجهیزات جانبی انتقال توان مکانیکی؛ شامل مواردی مانند خطا در گیربکس، ناهم‌محوری در محل اتصال موتور و بار و غیره است.

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

خطاهای الکتریکی شامل موارد زیر است [۱]:

۱- خطا در سیم‌پیچی‌های استاتور؛ شامل اتصال کوتاه در بخشی از یک فاز، قطعی یک فاز و یا اتصال کوتاه فازهای مجاور است.

۲- خطا در سیم‌بندی روتور؛ شامل اتصال کوتاه و قطعی در موتورهای با روتور سیم‌پیچی و یا میله شکسته در موتورهای با روتور قفسه سنجابی می‌شود.

برای رویت سرعت و موقعیت رتور و همچنین برای کنترل سرعت، از وسایلی مانند حسگرهای اثر هال، انکدرهای نوری و ریزالورها استفاده می‌شود و این حسگرها بسیار آسیب پذیرند. خطاهای مربوط به حسگرها به دلایلی مانند استفاده از ماشین‌های الکتریکی در شرایط عملکردی سخت و نامساعد و یا لرزش زیاد موتور، به وجود می‌آید. از جمله دیگر عوامل محیطی موثر بر عملکرد حسگرها، می‌توان به دمای بالا و تداخل‌های الکترومغناطیسی اشاره کرد که به صورت موقت یا دائم، می‌توانند باعث خطا در حسگرها شوند. در زیر، انواع خطاهایی که ممکن است برای حسگرها رخ دهد، اشاره شده است [۲]:

۱- قطع موقت و یا متناوب اتصال حسگر

۲- قطع شدن کامل حسگر

۳- بایاس دی سی در اندازه‌گیری‌های حسگر

۴- افت گین حسگر

روش‌های مهاجم برای شناسایی خطا در موتورهای الکتریکی به دسته‌های زیر تقسیم می‌شود [۱, ۳]:

۱- پایش امواج صوتی و آکوستیک

۲- پایش حرارتی

۳- پایش شیمیایی

۴- پایش ارتعاشات

۵- پایش شار مغناطیسی درون موتور

همانطور که قبلا گفته شد، در تمامی این روش‌ها نیاز به نصب حسگر مناسب در فضای موتور الکتریکی وجود دارد که می‌تواند بسیار هزینه‌بر باشد. روش‌های غیر مهاجم شناسایی خطا در موتورهای الکتریکی عبارتند از [۳]:

۱- تحلیل جریان موتور

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۲- تحلیل مقدار لحظه‌ای توان

۳- تحلیل شار پراکندگی موتور

۴- تحلیل ولتاژ پایانه موتور

در این بین، تحلیل جریان موتورهای الکتریکی، جایگاه برجسته‌ای در روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطای موتورهای الکتریکی دارد. بررسی‌های مختلف نشان می‌دهد که خطاهای مختلف الکتریکی و مکانیکی که در ساختار موتور الکتریکی رخ می‌دهد، دارای آثاری در جریان موتور الکتریکی است. از همین پدیده در مراجع مختلف برای تشخص خطا در موتورهای الکتریکی (به خصوص موتورهای سه فاز القایی) استفاده زیادی شده است. مهم‌ترین روش‌های تشخیص خطا به کمک اندازه‌گیری جریان موتور الکتریکی عبارت است از:

۱- با گرفتن تبدیل فوریه از جریان موتور در حالت دائم، طیف فرکانسی جریان موتور[1] استخراج می‌شود. مولفه فرکانسی ناشی از خطاهای مختلف مکانیکی و الکتریکی در جریان موتور قابل تفکیک از هم است و لذا به کمک آن می‌توان به وجود یا عدم وجود خطا در موتور پی برد.

۲- یکی از معایب روش MCSA این است که فقط در حوزه فرکانسی (یعنی حالت دائم) به بررسی جریان موتور می‌پردازد و اطلاعات زمانی جریان را نادیده می‌گیرد. تبدیل ویولت[2]، نمایشی ترکیبی، از حوزه فرکانس- زمان از یک سیگنال را ارائه می‌دهد. از تبدیل ویولت جریان موتور الکتریکی که دارای ماهیت گذرا و طیف فرکانسی مختلف است (مانند جریان راه‌اندازی موتورهای سه فاز القایی) در مراجع مختلف برای بررسی خطا در موتورهای الکتریکی استفاده شده است. تبدیل ویولت سیگنال پیوسته x(t) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$CVT_x(\tau, a) = \frac{1}{\sqrt{2}} \int x(at) g^* \left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt \qquad (۱-۱)$$

که g(t) ویولت پایه و g^* مزدوج این تابع است. تابع g(t) معمولا به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$g(t) = e^{j2\pi f_0 t} e^{-\frac{t^2}{2}} \qquad (۱-۲)$$

[1] Motor current signature analysis (MSCA)

[2] Wavelet transform

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳- پس از اندازه‌گیری جریان سه فاز موتور، با استفاده از تبدیل پارک، شکل موج جریان به فضای دو محوری q و d انتقال می‌یابد. به این صورت که اگر i_a، i_b و i_c جریان‌های سه فاز اندازه‌گیری شده باشند، به کمک تبدیل پارک خواهیم داشت:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a - \frac{1}{\sqrt{6}} i_b - \frac{1}{\sqrt{6}} i_c \quad (۱-۳)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i_b - \frac{1}{\sqrt{2}} i_c \quad (۱-۴)$$

زمانی که هیچ خطایی در موتور الکتریکی رخ نداده است، اجزای جریان در فضای دو محوری q و d را به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} i_M \sin(\omega t) \quad (۱-۵)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} i_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (۱-۶)$$

که i_M بیشینه جریان استاتور و ω سرعت زاویه جریان استاتور است. نمایش این جریان‌ها در صفحه‌ای با محورهای i_d و i_q، دایره‌ای به شعاع i_M است. وقوع هر نوع خطا در ساختار موتور می‌تواند در این دایره تغییر شکل ایجاد کند. به کمک این تغییرات، می‌توان وقوع خطا و انواعی از خطاها را در موتورهای الکتریکی را تشخیص داد. از طیف فرکانسی جریان‌های دو محوری نیز برای تشخیص خطا استفاده شده است [۴].

۴- مولفه توالی منفی هارمونیک جریان یکی از روش‌هایی است که برای تشخیص خطای ناهم محوری در موتور القایی مورد استفاده قرار گرفته است. از این روش برای تشخیص خطاهای اتصال کوتاه و ناهم محوری استاتیکی در این موتورها استفاده شده است. شایان ذکر است که نیاز است که خطای ناهم محوری دینامیکی و مرکب نیز باید با این روش مورد بررسی قرار گیرد. همچنین، اثر تغذیه نامتعادل موتور القایی بروی مولفه توالی منفی در حضور خطای ناهم محوری نیز مورد بررسی قرار گیرد.

در بین روش‌های فوق الذکر، روش بررسی خطا با استفاده از طیف فرکانسی جریان موتور الکتریکی (MCSA)، از همه بیشتر در مورد موتورهای سه فاز القایی بررسی شده است و برخی کتاب‌ها، مانند مراجع [۵، ۶]، به صورت خاص به این نوع روش تشخیص خطا در این موتورها پرداخته‌اند. خطاهای زیر را با استفاده از این روش می‌توان تشخیص داد [۴]:

۱- خطاهای ناهم محوری

۲- میله شکسته یا رینگ انتهایی ترک برداشته در روتورهای قفسه سنجابی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳- خطا در سیم‌پیچی استاتور

۴- خطا در یاتاقان‌ها و گیربکس

علاوه بر کتاب‌هایی که در این زمینه منتشر شده است (مراجع [۱, ۳, ۵–۷])، در پروژه‌ای با عنوان " رصد فناوری پایش وضعیت آنلاین ماشین‌های الکتریکی دوار بزرگ نیروگاهی" که قبلا در پژوهشگاه نیرو انجام شد، شاخص‌های مربوط به خطاهای فوق الذکر در موتور سه فاز القایی با استفاده از روش MCSA، از مراجع مختلف جمع‌آوری و گزارش شده است [۸] و لذا در این گزارش، از تکرار آن‌ها خودداری می‌شود. شایان ذکر است که در این مراجع، از خطاهای الکتریکی در سیستم درایو موتورهای القایی صحبت نشده است، لذا در این گزارش در مورد این نوع خطا پرداخته خواهد شد.

۳-۱- ساختار گزارش

در این گزارش به بررسی روش‌های تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی و سیستم درایو پرداخته می‌شود. در فصل دوم گزارش، مطالعات قبلی انجام شده در مورد روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی بررسی می‌شود. با توجه به وجود منابع زیاد قبلی در مورد روش MCSA، جمع‌بندی مختصری از اطلاعات این روش ارائه می‌شود و در ادامه سایر روش‌های تشخیص خطا، با تفصیل بیشتری بررسی می‌شود. در فصل سوم گزارش، روش‌های تشخیص خطا و همچنین، ایجاد تحمل خطا در درایو موتورهای سه فاز القایی بررسی می‌شوند. در پایان گزارش نیز جمع‌بندی از مطالعات انجام و پیشنهاداتی برای ادامه کار در این حوزه ارائه می‌شود.

روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۲- مقدمه

در فصل قبل، روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی معرفی شد. با توجه به این که در بین این روش‌ها، روش MCSA بیشتر از همه مورد توجه بوده است و چندین کتاب به بررسی سوابق این روش تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی پرداخته‌اند، در ایتدای این فصل، اطلاعات مربوط به این روش به صورت خلاصه ارائه و جمع‌بندی می‌شود. در ادامه، به بررسی سایر روش‌های تشخیص خطا در موتورهای سه فاز القایی، پرداخته می‌شود. این روش‌ها شامل موارد زیر است:

۱- روش تحلیل بردار پارک

۲- روش ویولت

۳- روش میدان‌های مغناطیسی خارجی

۲-۲- روش‌های تشخیص خطا در حوزه فرکانس

۱-۲-۲- روش تحلیل جریان موتور

با استفاده از تحلیل طیف فرکانسی جریان موتورهای سه فاز القایی در حالت دائم، می‌توان به وجود و یا عدم وجود خطا در آن‌ها پی برد. با ایجاد خطای نا هم‌محوری مرکب (نا هم‌محوری استاتیک و دینامیک) در این موتورها، فرکانس‌های زیر (f_b) در طیف فرکانسی جریان استاتور دیده می‌شود [۸]:

$$f_b = |f_1 \pm k f_r| \qquad (۲-۱)$$

که k، f_1 و f_r به ترتیب، یک عدد صحیح، فرکانس مولفه اصلی جریان استاتور و فرکانس جریان القایی در روتور است. درصورتی که موتور سه فاز القایی با درایو تغذیه شود، فرکانس‌های تولید شده در طیف جریان استاتور، به صورت زیر خواهد بود [۹]:

$$f_b = |m f_1 \pm k f_r| \qquad (۲-۲)$$

که m یک عدد صحیح دلخواه است.

اگر در بلبرینگ‌های موتور خطایی رخ دهد که موجب ایجاد نوسانات مکانیکی با فرکانس f_v بشود، در این صورت فرکانس‌های زیر در طیف جریان استاتور مشاهده خواهد شد [۹]:

$$f_b = |h f_1 \pm m f_v| \qquad (۲-۳)$$

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

که m و h هردو، عدد صحیح دلخواه هستند. با استفاده از درایو برای تغذیه موتور، هارمونیک‌های جدیدی در نیز به طیف جریانی اضافه می‌شوند که به الگوی کلیدزنی درایو وابسته است.

خطای شکستگی میله در روتور موتورهای سه فاز القایی، فرکانس‌های زیر را در جریان استاتور ایجاد می‌کند [۸]:

$$f_b = (1 \pm 2ks) f_1 \qquad (۲-۴)$$

در صورت تغذیه موتور با اینورتر، هارمونیک‌های مرتبط با این خطا در طیف فرکانسی جریان استاتور به صورت زیر تغییر می‌کند [۹]:

$$f_b = (m \pm 2nks) f_1 \qquad (۲-۵)$$

که k یک عدد صحیح دلخواه، m = 1, 5, 7, … هارمونیک‌های فرد است که در جریان استاتور، ناشی از تغذیه با درایو القا می‌شود و n = 1, 5, 7, … هارمونیک‌های القا شده در جریان روتور است.

در صورت ایجاد خطای اتصال کوتاه بین بخشی از هادی‌های یک دسته از فازهای استاتور (فرض شده است که جریان استاتور محدود باشد و جریان ناشی از اتصال کوتاه قابل ملاحظه نباشد)، هارمونیک‌های زیر در طیف جریان استاتور ایجاد می‌شود [۶]:

$$f_b = \left(\frac{n}{p}(1 - s) \pm k\right) f_1 \qquad (۲-۶)$$

در این رابطه، n یک عدد صحیح، k یک عدد فرد صحیح، p جفت قطب‌های استاتور و s لغزش موتور است.

شایان ذکر است که با بررسی این فرکانس‌ها در طیف فرکانسی جریان موتور، به وجود خطاهای ذکر شده می‌توان پی برد، ولی امکان تشخیص شدت خطا با این روش وجود ندارد؛ البته، این مشکل یک مساله عمومی در روش‌های غیر مهاجم است.

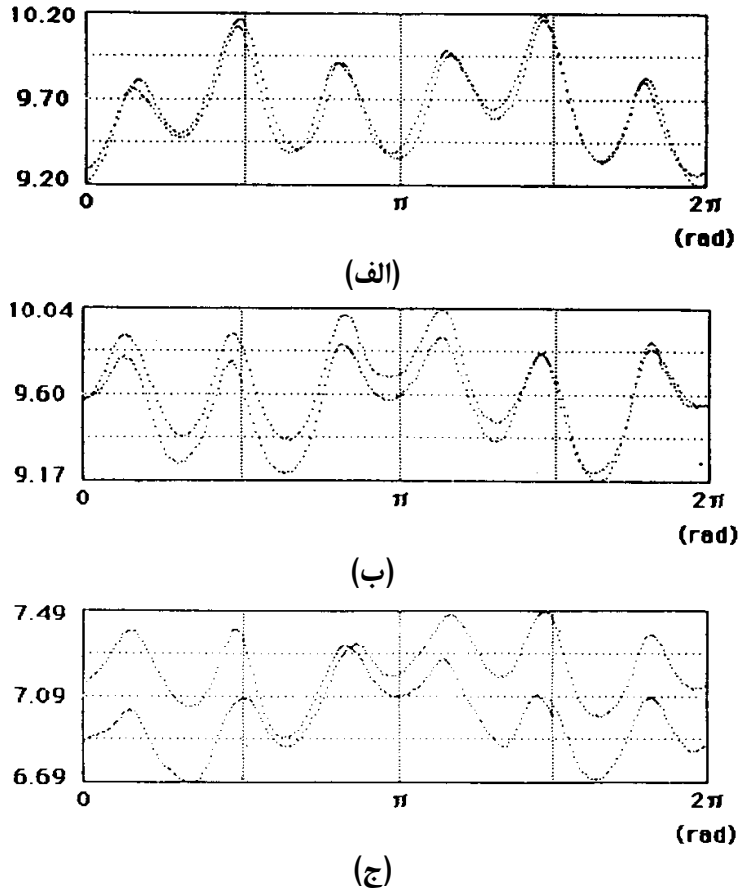
۲-۲-۲- روش تحلیل بردار پارک[1]

در مورد روش تحلیل بردار پارک در فصل قبل توضیح داده شد. در مرجع [۱۰] عنوان شده است که از این روش برای تشخیص خطاهای مکانیکی در سیم‌پیچی‌های موتور استفاده شده است. در این مرجع، تشخیص خطای ناهم محوری استاتیک با این روش مطالعه شده است؛ مطالعه آزمایشگاهی بر روی یک موتور سه فاز القایی ۵۰ هرتز، چهار قطب و ۳ کیلووات انجام شده

[1] Park's vector analysis (PVA)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

است. نتایج بررسی‌ها نشان می‌دهد که رابطه مستقیمی بین دامنه جریان‌ها و یا اندازه تغییرات آن‌ها در فضای دو محوری و میزان خروج از مرکز استاتیک وجود ندارد.



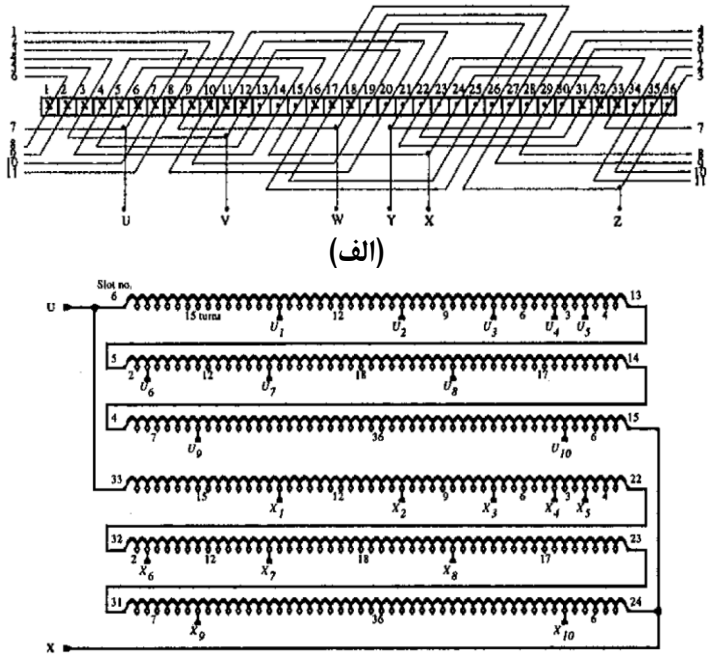
شکل ۱-۲: جریان موتور در فضای دو محوری d و q در یک دوره از تغییرات، الف) خروج از مرکز صفر، ب) خروج از مرکز ۵۰ در صد (۳/٦) و ج) خروج از مرکز ۸۳ درصد (۵/٦)

در این مقاله نشان داده شده است که هر چه مقدار خروج از مرکز استاتیک افزایش می‌یابد، اندازه مساحت بین جریان‌های i_d و i_q در یک تناوب از جریان، افزایش می‌یابد. این مساله در شکل ۱-۲ برای حالتی که اتصال سیم‌پیچی‌های استاتور به صورت مثلث و موتور بی‌بار است، نشان داده شده است. در این شکل، سه حالت خروج از مرکز صفر، خروج از مرکز ۵۰ در صد (۳/۶) و خروج از مرکز ۸۳ درصد (۵/۶) با هم مقایسه شده است؛ مشاهده می‌شود که با افزایش مقدار خروج از مرکز، فاصله بین دو جریان (و در نتیجه، مساحت بین دو جریان) نیز افزایش می‌یابد.

در مرجع [۱۱] خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های استاتور یک موتور سه فاز القایی ۱۵ کیلو وات، ۴۰۰ ولت، ۲۹.۵ آمپر، ۵۰ هرتز، ۱۴۵۰ دور در دقیقه و ۴ قطب با روتور قفسه سنجابی بررسی شده است. در شکل ۲-۲ سیم‌بندی استاتور و سرهای

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

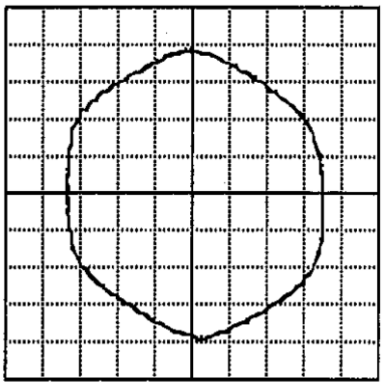
خروجی که در هر فاز (برای اتصال کوتاه کردن) در دسترس قرار دارد، نشان داده شده است. اتصال کوتاه بین سرهای بیرون آورده شده از هر دسته سیم‌پیچی با استفاده از مقاومت‌های محدود کننده جریان انجام شده است تا از ایجاد تخریب در موتور جلوگیری شود. سیم‌بندی استاتور به صورت مثلث است. نتایج بررسی حالت‌های مختلف ایجاد اتصال کوتاه در فازهای استاتور در شکل ۳-۲ نشان داده شده است.



(الف)

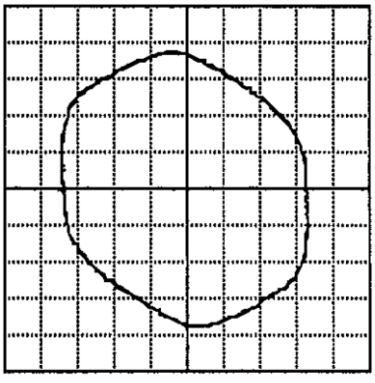
(ب)

شکل ۲-۲: الف) آرایش سیم‌پیچی استاتور موتور و ب) سرهای در دسترس از هر فاز و موقعیت آن‌ها



Scale: 1.9 A/Div

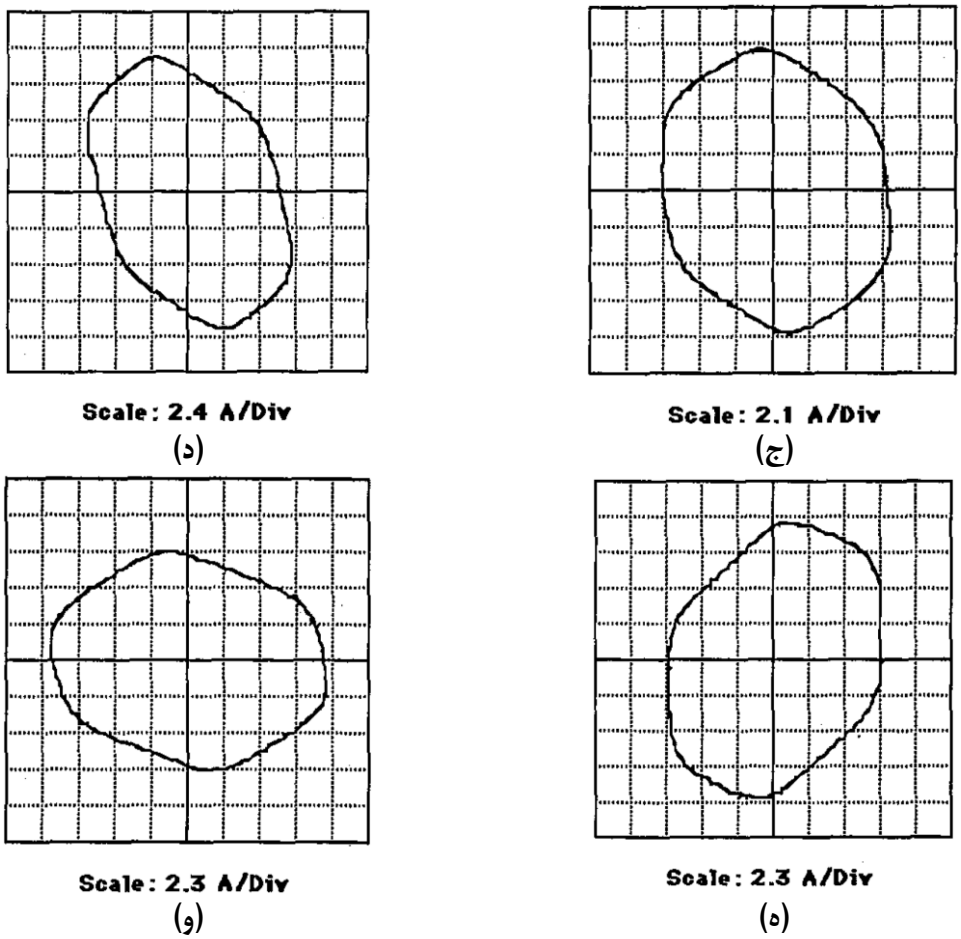
(الف)



Scale: 2.1 A/Div

(ب)

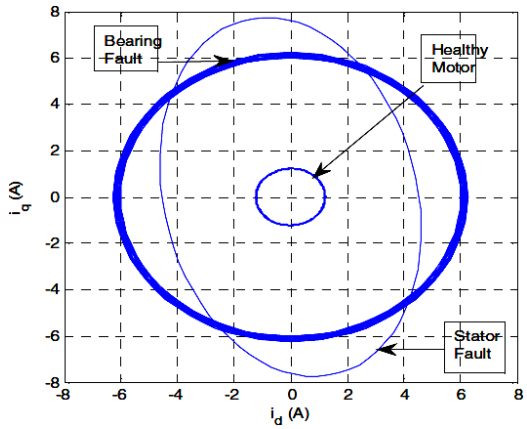
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۳-۲: الف) بدون خطا، ب) اتصال در فاز A در سه حلقه (U4-U5)، ج) اتصال در فاز A و در شش حلقه (U3-U4)، د) اتصال در فاز A و در هجده حلقه (U7-U8)، ه) اتصال در فاز B و در هجده حلقه (V7-V8) و و) اتصال در فاز C و در هجده حلقه (W7-W8)

بررسی مشابهی در مورد خطای اتصال کوتاه در سیم‌بندی استاتور و خطا در یاتاقان‌های موتورهای سه فاز القایی در مرجع [۱۲] انجام شده است. نتایج این بررسی برای اتصال کوتاه در در ۲۰ حلقه از یک فاز استاتور و خطا در یاتاقان‌ها در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. در این بررسی نیز مشاهده می‌شود که در خطای اتصال کوتاه استاتور، منحنی جریان‌های دو محوری در صفحه پارک (iq بر حسب id) به صورت یک بیضی است که عمودی است و برای خطای یاتاقان به صورت یک بیضی افقی است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٤-٢: مقایسه منحنی جریان‌های دو محوری در صفحه پارک برای اتصال کوتاه در یک فاز استاتور و خطا در یاتاقان‌ها

در مرجع [۱۳] عنوان شده است که زمانی که در موتور سه فاز القایی خطا رخ می‌دهد، در جریان محورهای d و q هارمونیک القا می‌شود. مثلا در شرایطی که خطا در میله‌های روتور در حال گسترش است (تا خطای میله شکسته رخ دهد)، هارمونیک‌های زیر وجود دارد:

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} i_m \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{6}}{2} i_{h1} \cos((1-2s)\omega t) + \frac{\sqrt{6}}{2} i_{h2} \cos((1+2s)\omega t) \quad (۲-۷)$$

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} i_m \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{6}}{2} i_{h1} \sin((1-2s)\omega t) + \frac{\sqrt{6}}{2} i_{h2} \sin((1+2s)\omega t) \quad (۲-۸)$$

حاصل ضرب این دو جریان به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} i_q(t).i_d(t) = &\left(\frac{3}{4} i_m^2 + \frac{3}{2} i_{h1} i_{h2}\right) \sin(2\omega t) + \frac{3}{2} i_m i_{h1} \sin\big((1-s)2\omega t\big) \\ &+ \frac{3}{2} i_m i_{h2} \sin\big((1+s)2\omega t\big) + \frac{3}{4} i_{h1}^2 \sin\big((1-2s)2\omega t\big) \\ &+ \frac{3}{4} i_{h2}^2 \sin\big((1+2s)2\omega t\big) \end{aligned} \quad (۲-۹)$$

به این ترتیب، در این روش که حاصل ضرب بردارهای پارک[1] موسوم است، دیده می‌شود که در حاصل ضرب جریان‌ها، علاوه بر دو برابر مولفه اصلی جریان، مولفه‌های باند جانبی $(1-s)2f_s$، $(1+s)2f_s$، $(1-2s)2f_s$ و $(1+2s)2f_s$ نیز وجود دارد. در خطای اتصال کوتاه در یک فاز استاتور، در سیگنال حاصل ضرب جریان‌های دو محوری، علاوه بر مولفه دو برابر فرکانس، فرکانس‌های

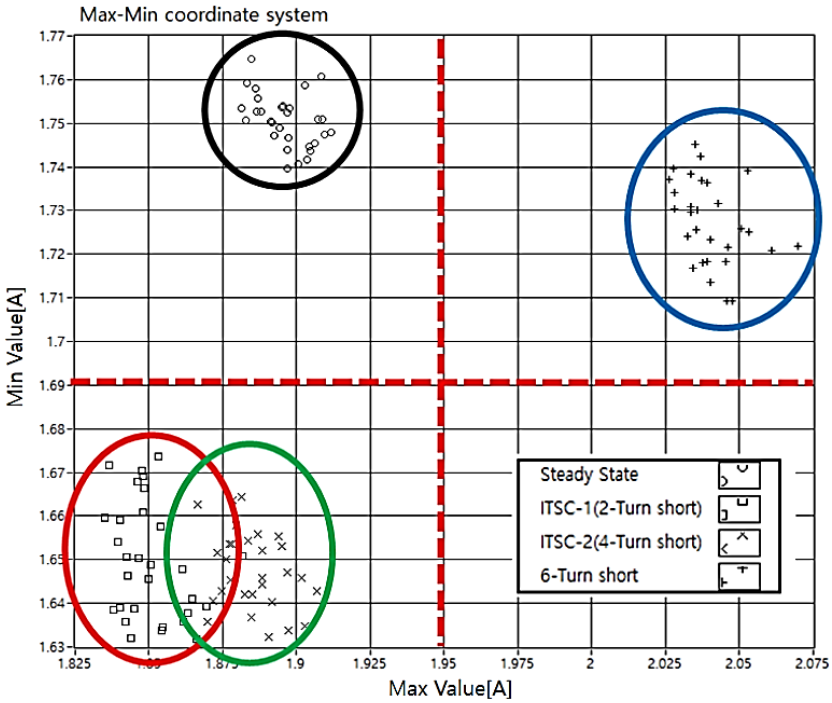
[1] Park's vector product approach (PVPA)

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

باند جانبی $2f_s + f_r$ و $2f_s - f_r$ نیز وجود دارند. همچنین، اجزای f_r ، $2f_r$، $2f_s+2f_r$ و $2f_s - 2f_r$ نیز در طیف حاصل ضرب جریان وجود دارد. در بررسی‌های این مقاله عنوان شده است که این روش، نسبت به سایر روش‌های تشخیص خطا با استفاده از جریان موتور، حساسیت بیشتری به خطا دارد و شاخص‌های آن قابلیت بهتری برای رویت دارند.

شایان ذکر است که تبدیل اطلاعات جریان سه فاز به دو فاز با استفاده از تبدیل پارک در موقع بروز خطا، مانند حالتی که موتور کاملا متقارن است، نمی‌تواند ساده بوده و قطعا نوسانات زیادی در جریان‌های محورهای d و q مشاهده خواهد شد. به این ترتیب، منحنی جریان id و iq یک منحنی ساده مانند دایره و بیضی نیست و نوسانات زیادی در این منحنی دیده خواهد شد. البته در حالتی که خطا در موتور نیز رخ نداده است نیز به دلیل وجود هارمونیک‌های مختلف (مانند هارمونیک‌های شیار و غیره) منحنی دارای ضخامت است و به صورت خطوط بدون ضخامت نیست. در این حالت، چنانچه در مراجع [۱۴, ۱۵] نیز اشاره شده است، تشخیص خطا با این روش (به خصوص وقتی نمودار حالت سالم نیست) بسیار دشوار است. همچنین، عنوان شده است که وجود طیف‌های دو برابر فرکانس اصلی موجود در جریان‌های محورهای d و q نیز به خوبی قابل رویت و تفسیر نیست، زیرا میزان فرکانس‌های موجود در جریان موتور زیاد است و وقتی به فضای دو محوری منتقل می‌شود، تفسیر آن‌ها دشوار می‌شود. برای دور شدن از این اشکالات، در مرجع [۱۴] پیشنهاد شده است که از مقدار کمینه و بیشینه جریان محور d برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در دورهای یک کلاف از فاز استاتور استفاده شود. نتیجه بررسی آزمایشگاهی روش پیشنهادی که بر روی یک موتور ۴ قطب ۷۵۰ وات مطالعه شده است، در شکل ۵–۲ نشان داده شده است. این بررسی نشان می‌دهد که با افزایش تعداد دورهای درگیر در اتصال کوتاه، دامنه نوسانات جریان محور d بیشتر می‌شود. این مساله می‌تواند به عنوان شاخصی برای میزان دورهای اتصال کوتاه انتخاب شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۵-۲: منحنی مقدار بیشینه – کمینه جریان محور d در چهار حالت بدون خطا، اتصال کوتاه دو حلقه در یک فاز، اتصال کوتاه چهارحلقه در یک فاز و اتصال کوتاه ٦ حلقه در یک فاز

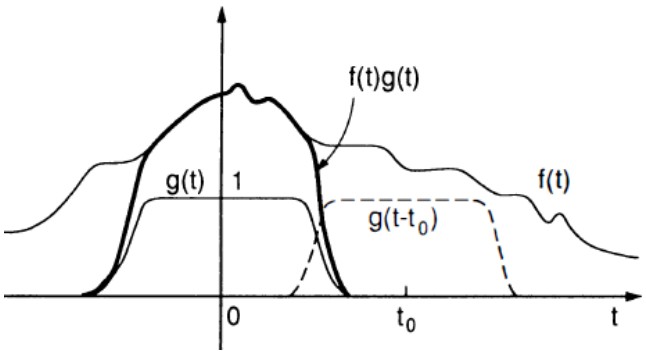
۳-۲- روش‌های تشخیص خطا در حوزه زمان- فرکانس

استفاده از روش‌های خطا در حوزه زمان – فرکانس (مانند تبدیل ویولت) برای تشخیص خطا در ماشین‌های الکتریکی سابقه زیادی ندارد [۵]. تبدیل فوریه و بررسی سیگنال در حوزه فرکانس، برای ارزیابی جریان موتورهای الکتریکی در حالت مانا مناسب است و جریان‌های گذرا نمی‌توانند به این روش تحلیل شوند. برای رفع این مشکل، در تعریف تبدیل فوریه، یک پنجره زمانی در نظر گرفته می‌شود؛ به عبارتی فرض می‌شود که سیگنال مورد تحلیل، در این پنجره‌های زمانی تکرار شونده، وضعیت ثابتی دارد. به این تبدیل، تبدیل فوریه زمان کوتاه[1] (STFT) گفته می‌شود و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$STFT_x^W(\tau,f)=\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)g(t-\tau)e^{-j2\pi ft}dt \qquad (۲-۱۰)$$

[1] Short Time Fourier Transform (STFT)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٦-٢: تبدیل فوریه زمان کوتاه، تابع f(t) در تابع پنجره g(t) ضرب می‌شود و تبدیل فوریه تابع f(t).g(t) گرفته می‌شود. این فرایند با انتقال پنجره به اندازه t_0 تکرار می‌شود.

که f(t) سیگنال مورد نظر و g، f و τ به ترتیب، تابع پنجره، فرکانس و یک متغیر موقتی است. این تعریف، در حقیقت مشابه تعریف تبدیل فوریه است که در یک پنجره زمانی مشخص از سیگنال مد نظر، انجام می‌شود (شکل ۶-۲). با تغییر پارامتر τ پنجره شیفت زمانی پیدا می‌کند و بخش جدیدی از سیگنال تحلیل می‌شود. به این ترتیب، نمایش STFT یک سیگنال به صورت سه بعدی باید باشد که دامنه سیگنال تبدیل شده بر حسب دو متغیر زمان و فرکانس نمایش داده می‌شود.

با توجه به این که در تبدیل فوریه زمان کوتاه، ناحیه‌ای که در آن تبدیل فوریه گرفته می‌شود، محدود شده است، طبیعی است که همه فرکانس‌های سیگنال به خوبی دیده نمی‌شود. به عبارت دیگر، دقت تحلیل فرکانسی کاهش می‌یابد. برای رفع این معضل، تحلیل با دقت‌های مختلف نیاز است؛ یعنی، لازم است که از پنجره با طول‌های مختلف برای افزایش دقت تحلیل در حوزه فرکانس استفاده شود. این کار به کمک تبدیل ویولت انجام می‌شود. ویولت پیوسته به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$CWT_x^{\psi}(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt \qquad (۲-۱۱)$$

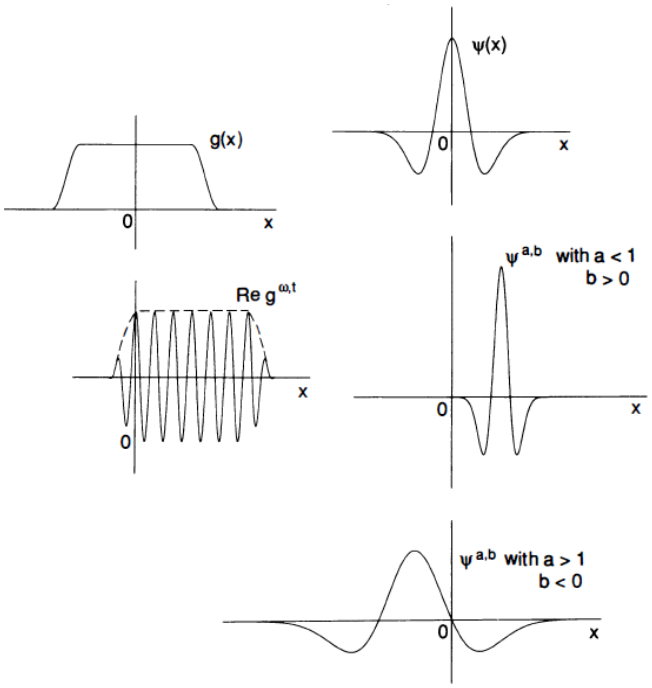
که b و a به ترتیب، پارامترهای انتقال[1] و مقیاس گذاری[2] است. مفهوم انتقال در اینجا، همان شیفت پنجره است که قبلا در تعریف تبدیل فوریه زمان کوتاه آورده شده است. ψ تابع پنجره است و به آن ویولت مادر گفته می‌شود. مقادیر a و b در این رابطه انتخابی هستند. یک انتخاب معمول برای این مقادیر به این صورت است که a به صورت توانی از یک عدد صیح بزرگتر از ۱ انتخاب می‌شود ($a = a_0^m$) و b نیز برابر $nb_0a_0^m$. پارامترهای m و n اعداد صحیحی هستند. با توجه به تعریف، تابع

[1] Dilation factor

[2] Scaling factor

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

پنجره می‌تواند توابع مختلفی را شامل شود و فقط نیاز است که این دو شرط را داشته باشد؛ اول این که انرژی آن محدود باشد و دوم، این که مقدار متوسط آن صفر باشد. یکی از انتخاب‌های معمول برای تابع پنجره، $\psi(t) = (1-t^2)\exp(-t^2/2)$ است.



شکل ۷-۲: مقایسه تابع پنجره در تبدیل فوریه زمان کوتاه (سمت چپ شکل) و تبدیل فوریه (سمت راست). با تغییر پارامتر a اندازه پنجره تغییر می‌کند، ولی اندازه پنجره در تبدیل فوریه زمان کوتاه ثابت است.

از مزیت‌های تبدیل ویولت نسبت به تبدیل فوریه زمان کوتاه این است که با تغییر پارامتر مقیاس گذاری می‌توان دقت را در فرکانس‌های مورد نظر افزایش داد. این وضعیت در شکل ۷-۲ نشان داده شده است. دیده می‌شود که با تغییر پارامتر a، بازه زمانی تابع ویولت مادر و یا تابع پنجره افزایش یافته است [۱۶]. تبدیل ویولت پیوسته به دو نوع حقیقی و مختلط تقسیم‌بندی می‌شوند. در جدول ۱-۲ برخی توابع ویولت مادر حقیقی و در جدول ۲-۲ نیز برخی توابع ویولت مادر مختلط آورده شده است [۱۷].

جدول ۱-۲: تبدیل ویولت پیوسته حقیقی

Beta Wavelet	$\psi_{beta}(t/\alpha,\beta) = (-1)dp(t/\alpha,\beta)/dt$
Hermitian Wavelet	$\psi_n(t) = (2n)^{-n/2} C_n H_n(t/\sqrt{2}) e^{(-1/2n)t^2}$
Mex.hat wavelet	$\psi(t) = (2/\sqrt{3\sigma}\pi^{1/4})(1-t^2/\sigma^2)e^{(-t^2/2\sigma^2)}$
Shannon wavelet	$\psi(t) = 2\sin c(2t) - \sin c(t)$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ۲-۲: تبدیل ویولت پیوسته مختلط

Mexican hat wavelet	$\psi(t)=\frac{2}{\sqrt{3}}\pi^{-0.25}\left(\sqrt{\pi}(-t^2)e^{-0.5t^2}-\right.$ $\left.-\sqrt{2}\,it\sqrt{\pi}erf\left(\frac{i}{\sqrt{2}}t\right)(1-t^2)\,e^{-0.5t^2}\right)$
Morlet wavelet	$\psi(t)=(C\pi^{-(1/4)})e^{-1/2t^2}(e^{it}-k)$
Shannon wavelet	$\psi(t)=\sin c(t)e^{-j\pi t}$
Modified Morlet wavelet	$\psi(t)=C_{\psi}\cos(\omega_o t)\sec h(t)$

مشابه تبدیل فوریه، تبدیل ویولت در حالت گسسته نیز تعریف می‌شود. معمولا در حالت گسسته، تابع ویولت مادر به دو صورت تعریف می‌شود؛ یکی از حالت‌ها به این صورت است:

$$\psi_{j,k}(x)=\frac{1}{\sqrt{a_0^j}}\psi(a_0^{-j}x-kb_0) \qquad (۲-۱۲)$$

می‌توان انتخاب کرد که $a_0 = 2$ و $b_0 = 1$. به این ترتیب، تابع ویولت مادر به این صورت است [۱۶]:

$$\psi_{m,n}(x)=\frac{1}{\sqrt{2^j}}\psi(2^{-j}x-k) \qquad (۲-۱۳)$$

به این ترتیب، تبدیل ویولت گسسته یک سیگنال گسسته x(n) به صورت زیر خواهد بود [۱۸]:

$$C(j,k)=\sum_{j\in Z}\sum_{k\in Z}x(n)\psi_{j,k}(n) \qquad (۲-۱۴)$$

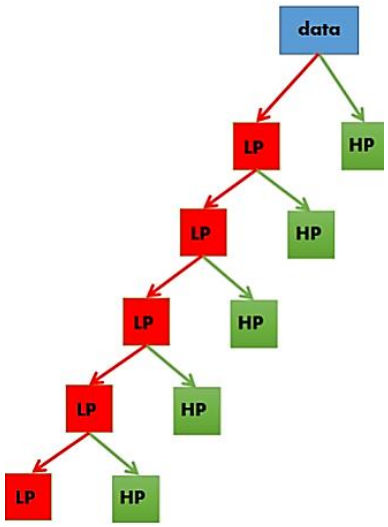
با داشتن ضرایب تبدیل گسسته، سیگنال اصلی در حوزه زمان، به صورت زیر قابل تخمین است:

$$x(t)=\sum_{j\in Z}\sum_{k\in Z}C(j,k)\psi_{j,k}(t) \qquad (۲-۱۵)$$

در عمل، تبدیل ویولت گسسته به صورت یک بانک فیلتری می‌تواند پیاده‌سازی شود که برای استفاده از هوش مصنوعی برای تشخیص خطا بسیار مناسب است. در تبدیل ویولت، اگر پارامتر مقیاس‌گذاری کوچک باشد، متناظر با بررسی فرکانس‌های بالا است. بنابراین، فرض می‌شود که ابتدا فرکانس‌های بالا بررسی می‌شود. در گام دوم، فرض می‌شود که پارامتر مقیاس با ضریب ۲ افزایش می‌یابد (فرکانس با ضریب ۲ کاهش می‌یابد). در گام سوم، ضریب پارامتر مقیاس برابر با ۴ فرض می‌شود؛ این روال به همین ترتیب ادامه می‌یابد تا این که به بیشینه سطح تجزیه برسیم. به عنوان مثال، فرض می‌شود که سیگنالی با فرکانس‌های

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در بازه ۰ تا ۱۰۰۰ هرتز وجود دارد. در گام اول، سیگنال را به دو بخش فرکانس بالا و فرکانس پایین تجزیه می‌شود. مثلا بخش اول فرکانس‌های ۰ تا ۵۰۰ هرتز و بخش دوم فرکانس‌های ۵۰۰ تا ۱۰۰۰ هرتز هستند. در گام دوم، بخش فرکانس پایین در نظر گرفته می‌شود و مجددا به دو بخش با فرکانس‌های ۰ تا ۲۵۰ هرتز و ۲۵۰ تا ۵۰۰ هرتز تقسیم می‌شود. در گام سوم، بخش ۰ تا ۲۵۰ هرتز در نظر گرفته شده و به دو بخش ۰ تا ۱۲۵ هرتز و ۱۲۵ تا ۲۵۰ هرتز تقسیم می‌شود. این روند را به همین صورت تا رسیدن به درجه پالایش مورد نیاز (و یا اتمام تعداد نمونه) ادامه می‌یابد (شکل ۸-۲). این خاصیت در تبدیل ویولت به معنی افزایش دقت تحلیل در بازه مورد نیاز است [۱۹].



شکل ۸-۲: تبدیل ویولت گسسته به صورت یک بانک فیلتری

در مرجع [۲۰] عنوان شده است که ویولت مادر با عنوان Daubechies (تعریف شده در نرم‌افزار Matlab) تابع مناسبی برای استفاده در تجزیه و تحلیل سیگنال‌های خطا در موتورهای الکتریکی است. عنوان شده است که عمق مناسب برای تجزیه سیگنال (n_d) در بانک فیلتری از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$n_d > \frac{\log(f_s/f)}{\log 2} + 1 \qquad (۲-۱۶)$$

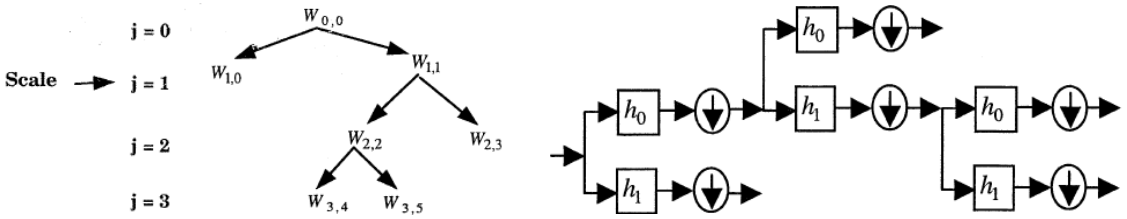
که f فرکانس اصلی تغذیه موتور و f_s فرکانس نمونه‌برداری است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

گسترش ایده بانک فیلتری در تبدیل ویولت گسسته، منجر به ابداع روشی به نام تجزیه پاکت‌های ویولت (با مخفف WPD[1]) شده است. در این روش، علاوه بر تجزیه فیلتر پایین گذر که در بالا توضیح داده شد، فیلتر بالا گذر نیز به صورت مشابه تجزیه به زیر مجموعه‌هایی می‌شود. به این صورت که:

$$x_{0,0}(n) = x(n)$$
$$x_{j+1,2l}(n) = \sum_{i=0} h_1(i)x_{j,l}(2^j i - n) \qquad (۲-۱۷)$$
$$x_{j+1,2l+1}(n) = \sum_{i=0} h_0(i)x_{j+1,l}(2^j i - n)$$

که h_0 و h_1 فیلترهای پایین گذر و بالا گذر هستند. در شکل ۹-۲ نمایشی از تجزیه یک سیگنال به این روش آورده شده است. نقاط نشان داده شده در نمایش درختی با عمق j (پارامتر انتقال) و شماره گره k (پارامتر فرکانس) مشخص می‌شوند؛ این مجموعه، فضای W^k_j را تشکیل می‌دهد.



شکل ۹-۲: نمایش‌های درختی و باینری بانک فیلتری تجزیه سیگنال به روش WPD

به این ترتیب می‌توان گفت که در روش WPD، هر پاکت به صورت هرمی گسترش می‌یابد. اگر طول سیگنال اصلی برابر M باشد، درخت بانک فیلتری به اندازه $(1+\log_2 M)$ عمق خواهد داشت. همچنین، تعدادکل ضرایب در یک عمق برابر M است. شایان ذکر است که در عمق صفر، ضرایب تبدیل دقیقا برابر سیگنال اصلی است. توجه شود که بسیاری از این ضرایب، با خطاهای ایجاد شده در موتور القایی ارتباطی ندارند، لذا پارامتری با نام ضریب مشخصه[2] ($W(j,k)$) در هر عمقی، به صورت زیر تعریف می‌شود:

[1] Wavelet packet decomposition

[2] Feature Coefficient

$$W(j,k) = \sqrt{\sum_{n=1\ldots N} x_{j,k}^2 \frac{(n)}{N}} \qquad (۲-۱۸)$$

که N تعداد ضرایبی از تبدیل WPD است که در عمق j و گره k برای محاسبه مشخصه استفاده شده است [۱۸].

در این مرجع برای بررسی خطاهای خروج از مرکز و میله شکسته روتور (به روش شبیه‌سازی با استفاده از تابع سیم‌پیچی)، از یک موتور القایی ۷.۵ اسب بخار، ۶۰ هرتز، چهار قطب با ۳۶ کلاف در استاتور و ۴۴ میله در روتور استفاده شده است. ضریب مشخصه در هر عمق از سیگنال جریان موتور برای این دو خطا، در سه حالت کم باری (تا ۳۰ درصد بار نامی)، میان باری (۳۰ تا ۷۰ درصد بار نامی) و بار کامل (۷۰ تا ۱۱۰ درصد بار نامی) بررسی شده است. اندازه‌گیری‌ها با ۱۶ نمونه در هر سیکل و پنجره‌ای به عرض ۶۴ سیکل انجام شده است. در جدول ۳-۲ مقدار متوسط ضرایب مشخصه در چند عمق برای دو حالت سالم و حالت خطای دو میله شکسته در روتور، به ازای بارهای مختلف، نشان داده شده است. بررسی‌ها نشان می‌دهد که توزیع آماری ضرایب مشخصه در حالت سالم دارای توزیع استاندارد و در حالت خطای میله شکسته، با میزان بار تغییر می‌کند. مقادیر این جدول به ازای ۲۰ نمونه در هر عمق محاسبه شده است. با توجه به این جدول، شماره گره‌های پایین برای تشخیص خطا در حالت پرباری موتور و شماره گره‌های بالا برای تشخیص خطا در حالت کم باری مناسب است.

جدول ۳-۲: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای میله شکسته در روتور

Depth	Node	light load condition		medium load condition		heavy load condition	
		Healthy	Faulty	Healthy	Faulty	Healthy	Faulty
8	14	0.1590	0.4229	**1.2972**	**4.8339**	**1.3149**	**4.1633**
	15	**0.5106**	**0.9967**	0.6268	0.8541	0.7799	3.6513
9	29	0.2194	0.6467	2.8827	4.1786	**0.7610**	**4.1361**
	30	0.6626	1.2173	**1.5968**	**4.9724**	0.7080	2.3776
	31	**0.8921**	**2.6994**	0.4455	1.7772	0.5051	1.4700
10	60	0.7902	1.3986	0.7843	1.5119	**0.6693**	**1.2207**
	61	0.7798	2.0294	**0.5559**	**2.1747**	**0.5299**	**1.7638**
	62	**0.8289**	**2.7905**	**0.2861**	**1.0086**	0.4574	1.0512
	63	**0.8422**	**2.9764**	0.1853	0.5185	0.3948	0.6358

خطای خروج از مرکز استاتیک نیز به روش مشابهی مورد بررسی قرار گرفت. در جدول ۴-۲ مقادیر متوسط و واریانس ضرایب مشخصه تبدیل WPD جریان موتور در دو حالت سالم و دارای خطا آورده شده است. در این جدول دیده می‌شود که مقادیر متوسط ضرایب مشخصه، در حالتی که خطا وجود دارد، به مقدار قابل ملاحظه‌ای بیشتر از حالت سالم است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ٤-٢: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای خروج از مرکز

Features W(j, k)		HEALTHY		FAULTY	
		MEAN	STD	MEAN	STD
	7	0.5201	0.2756	4.3549	2.6660
8	8	0.6073	0.2359	4.8654	1.6774
	15	0.5962	0.3653	4.4758	2.3478
9	16	0.5393	0.2660	4.5544	2.6067
	17	0.7795	0.3601	4.0170	2.3884
	31	0.5536	0.3545	4.4912	3.3128
	32	0.4244	0.3354	3.7850	3.1180
10	33	0.7419	0.4785	3.5790	3.4646

در آزمایش عملی که در این مرجع بر روی یک موتور ۵ اسب بخار، ۶۰ هرتز با سرعت نامی ۱۷۵۰ دور در دقیقه، ۳۶ کلاف در استاتور، ۲۸ میله در روتور انجام شده است، الگوی مشابهی از نتایج شبیه‌سازی به دست آمده است. نتایج مربوط به برخی ضرایب مشخصه مربوط به خطاهای ۱ و ۲ میله شکسته در جدول ۵-۲ آورده شده است. دیده می‌شود که مقدار متوسط این ضرایب، با افزایش تعداد میله‌های شکسته شده افزایش یافته است. وضعیت مشابهی در خطای خروج از مرکز استاتیک دیده می‌شود؛ به عبارتی،اندازه ضرایب مشخصه با افزایش میزان خطا افزایش می‌یابد [۱۸].

جدول ۵-۲: متوسط ضرایب مشخصه برای دو حالت سالم و حالت خطای میله شکسته در روتور

Depth	Node	0-broken bar	1-broken bar	2-broken bars
	14	0.1326	0.2146	0.3870
8	15	0.1458	0.4975	1.0155
	29	0.1236	0.2638	0.5686
	30	0.1537	0.6203	1.2625
9	31	0.2601	1.2748	2.2247
	60	0.1372	0.8052	1.6988
	61	0.1441	0.7623	1.4335
10	62	0.3131	1.4505	2.4722
	63	0.3044	1.0281	2.0582

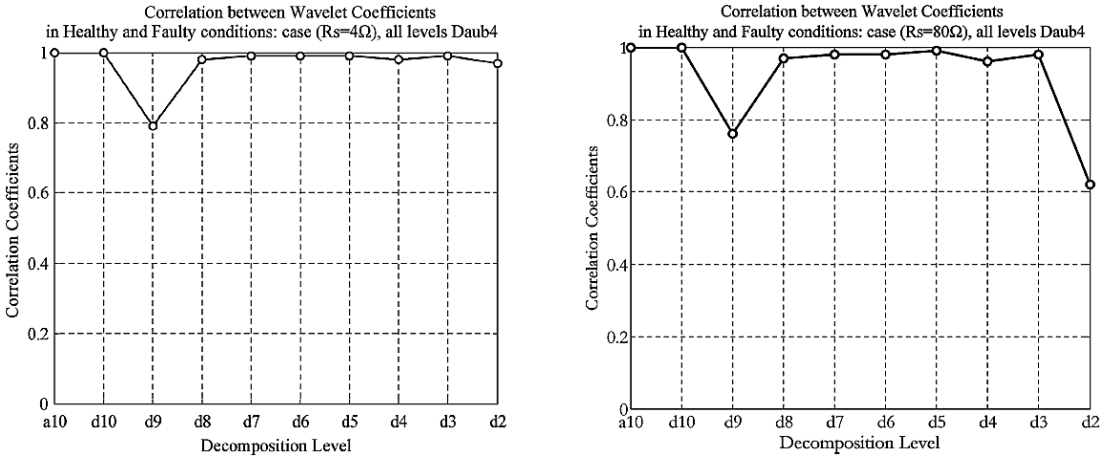
در مرجع [۲۱] خطاهای اتصال کوتاه و قطعی فاز در سیم‌پیچی استاتور موتور القایی سه فاز، با استفاده از تبدیل WPD جریان موتور بررسی شده است. نتایج بررسی نشان می‌دهد که ضرایب تبدیل WPD در عمق ۹، بیشترین حساسیت به این خطاها را دارد. این مساله در شکل ۱۰-۲ نشان داده شده است. در این شکل، همبستگی[1] ضرایب تبدیل WPD در حالت سالم به حالت خطا دار به ازای مقاومت‌های مختلف فاز موتور نشان داده شده است. مقاومت نامی سیم‌پیچی فاز استاتور برابر ۰.۵۳۱ اهم

[1] Correlation

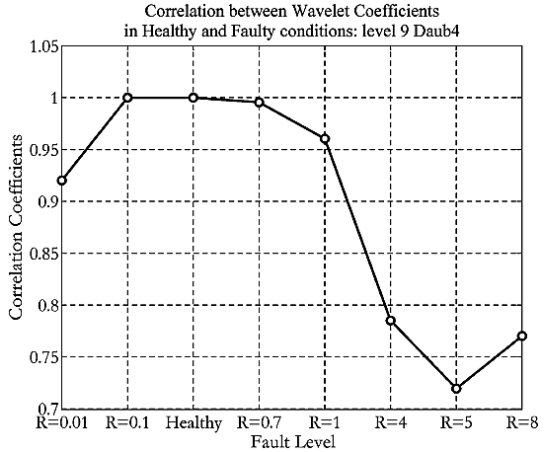
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

است؛ لذا، مقدار مقاومت‌های کوچکتر به معنی وجود اتصال کوتاه و مقاومت‌های بزرگ‌تر به معنی ایجاد قطعی در مسیر جریان فاز موتور است.

در شکل شکل ۱۱-۲ نسبت این تغییرات در عمق ۹، به ازای مقادیر مختلف مقاومت سیم‌پیچی فاز استاتور (اتصال کوتاه تا قطعی کامل) نشان داده شده است. دیده می‌شود که در حالت‌های شدید خطا، حساسیت این روش بررسی خطا زیاد است و در حالت‌های کم خطا، حساسیت کم است.



شکل ۱۰-۲: نسبت ضرایب تبدیل WPD جریان موتور در دو حالت سالم و خطا (قطعی در مسیر جریان)



شکل ۱۱-۲: نسبت ضرایب تبدیل WPD جریان موتور در دو حالت سالم و خطا (اتصال کوتاه و قطعی)

عنوان شده است که این مساله می‌تواند یک مزیت برای تشخیص خطا باشد؛ زیرا مقاومت سیم‌پیچی استاتور بر اثر تغییرات نقطه کار موتور و درنتیجه دمای روتور، تغییراتی دارد که با استفاده از این روش (مخصوصا زمانی که از روش‌های هوش

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

مصنوعی برای تشخیص خطا استفاده می‌شود)، احتمال اشتباه در تشخیص خطا کاهش می‌یابد. شایان ذکر است که در بررسی این مقالات نیاز به توجه به تابع ویولت مادر مورد استفاده در بررسی‌ها است که خود می‌تواند یک موضوع تحقیقی باشد.

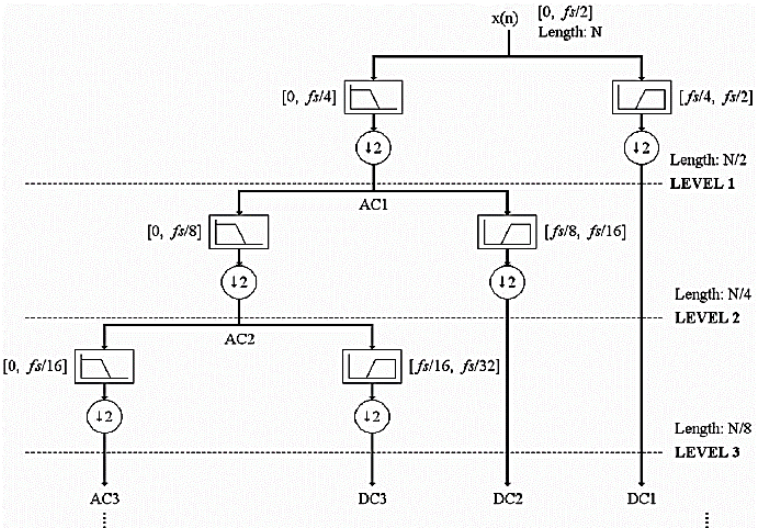
در مرجع [۲۲] از ویولت گسسته برای تشخیص خطای میله شکسته در روتور موتور سه فاز القایی استفاده شده است. عنوان شده است که در حالت راه‌اندازی موتور، به دلیل این که بیشترین تنش‌های الکتریکی و مکانیکی به موتور وارد می‌شود، امکان تشخیص خطاهای موجود در موتور، در این زمان بیشتر است. به دلیل ماهیت گذرای جریان در این حالت، از روش ویولت گسسته برای تشخیص خطا استفاده شده است؛ فرکانس نمونه‌برداری kHz ۳ است و نمونه‌برداری‌ها به صورت بانک فیلتری (شکل ۱۲-۲) و تا عمق ۷ پردازش شده است (جدول ۶-۲). بررسی‌ها بر روی چهار نوع موتور یک اسب بخار با مشخصات و برند مشابه، در بار کم و به صورت زیر انجام شده است:

۱- موتور با نام M_R که در حالت سالم و بدون خطا آزمایش شده است.

۲- موتور با نام M_1 که به صورت سالم و با یک میله شکسته آزمایش شده است.

۳- موتور با نام تجاری M_2 که به صورت سالم و با یک میله و دو میله شکسته آزمایش شده است.

۴- موتور با نام M_3 در حالت سالم و در حالت تخریب جزئی آزمایش شده است؛ در این موتور، میله روتور در چهار عمق ۲.۵، ۵.۰، ۷.۵ و ۱۰ میلی متر با استفاده از دریل تخریب شده است. تخریب‌ها مشابه روتور موتورهای M_1 و M_2 نیز انجام شده است، با این تفاوت که تلاش شده در میله‌های روتور شکستگی کامل ایجاد نشود.



شکل ۱۲-۲: بانک فیلتری مورد استفاده برای تشخیص خطا

جدول ٦-۲: بازه‌های فرکانسی در نمونه‌برداری با فرکانس kHz ۳

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

Level	Approximation	Detail
1	*AC*1 : [0, 750]	*DC*1 : [750, 1500]
2	*AC*2 : [0, 375]	*DC*2 : [375, 750]
3	*AC*3 : [0, 187.5]	*DC*3 : [187.5, 375]
4	*AC*4 : [0, 93.75]	*DC*4 : [93.75, 187.5]
5	*AC*5 : [0, 46.87]	*DC*5 : [46.87, 93.75]
6	*AC*6 : [0, 23.43]	*DC*6 : [23.43, 46.87]
7	*AC*7 : [0, 11.71]	*DC*7 : [11.71, 23.43]

پارامتری (WF_{BRB}) برای وزن دادن به میزان خرابی در روتور به صورت زیر تعریف شده است:

$$WF_{BRB} = \sum_{k_1}^{k_2} [WC_{BRB}(j,k)]^2 \qquad (۲-۱۹)$$

$$k_1 = \frac{N}{2^{j+2}} + 1, \qquad k_2 = \frac{3N}{2^{j+2}} \qquad (۲-۲۰)$$

در روابط فوق، j عمق بانک فیلتری و N طول سیگنال اولیه تحت پردازش است. WC_{BRB} ضرایب تبدیل ویولت گسسته در عمق مورد بررسی است. در جدول ۷-۲ و جدول ۸-۲ تحلیل آماری نتایج حاصل از ۱۰ آزمایش پشت سر هم صورت گرفته بر روی هر موتور (بر حسب dB) آورده شده است. با توجه به نتایج این جدول‌ها، سه رده مشخص برای حالت سالم، حالت با یک میله شکسته و دو میله شکسته برای پارامتر WF_{BRB} قابل تشخیص است:

۱- در عمق ۶، تفاوت بین حالت سالم و حالت با یک میله شکسته در حدود dB ۶ است که تقریبا دو برابر مقادیر مطلق متوسط دامنه‌ها است.

۲- در عمق ۷، تفاوت بین حالت سالم و دو میله شکسته در حدود dB ۲۰ است.

جدول ۷-۲: بررسی آماری دامنه پارامتر WF_{BRB} در عمق ٦ و بازه DC6 بر حسب dB

Condition	Motor	Mean	Standard Deviation
Healthy	M_R	-12.2498	1.1030
	M_1	-11.5972	1.5248
	M_2	-9.8287	1.2177
1 BRB	M_1	-3.0216	1.0816
	M_2	-3.1558	0.9452
2 BRB	M_2	10.8732	0.8154

جدول ۸-۲: بررسی آماری دامنه پارامتر WF_{BRB} در عمق ۷ و بازه DC7 بر حسب dB

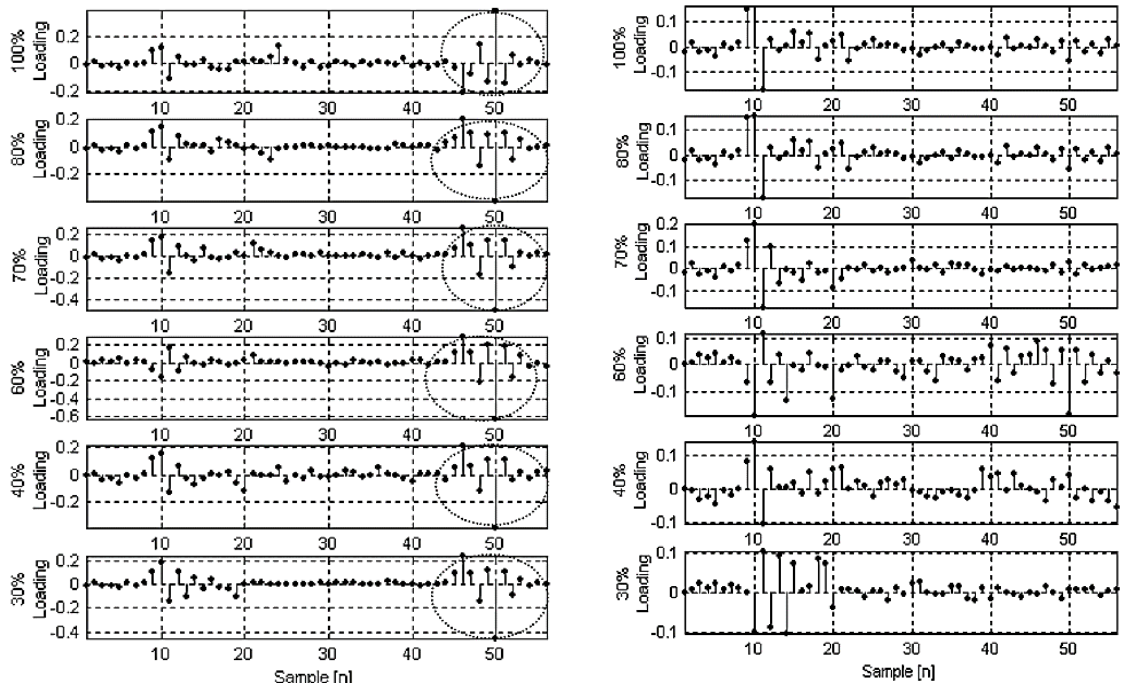
Condition	Motor	Mean	Standard Deviation
Healthy	M_R	-32.9796	6.2369
	M_1	-28.5437	3.9540
	M_2	-29.1583	2.3218
1 BRB	M_1	-15.0675	3.1885
	M_2	-15.2659	3.2128
2 BRB	M_2	0.1985	3.1484

همچنین بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که وقتی میله روتور کاملا شکسته نشده باشد، تشخیص خطا در آن از حالت سالم روتور میسر نیست.

در مرجع [۲۳] از اعمال روش ویولت گسسته بر روی جریان راه‌اندازی یک موتور سه فاز القایی با توان ۰.۵ اسب بخار، برای تشخیص خطای میله شکسته در رورتور استفاده شده است، با این تفاوت که تبدیل ویولت گسسته بر جریان موتور، بعد از جدا کردن مقدار مانای آن انجام شده است؛ عنوان شده است که جریان فاز موتور در راه‌اندازی شامل دو جزء است؛ جزء اول که حالت مانا دارد و جزء دوم که جریان باقی مانده نام دارد و شامل مقادیر گذرا، نویز و غیره است. در این مرجع، در شکل ۱۳-۲ نتایج اعمال تبدیل ویولت گسسته بر جریان باقیمانده راه‌اندازی موتور در دو حالت سالم و دارای خطا، در عمق ۹، نشان داده شده است. بررسی‌ها در محدوده بار موتور، بین ۳۰ درصد تا ۱۰۰ درصد بار نامی، و در دو حالت روتور سالم و روتور با یک میله شکسته بوده است. عنوان شده است که مقایسه این دو شکل نشان می‌دهد که در حالت وجود خطای یک میله شکسته در روتور، نمونه‌های ۴۵ تا ۵۳ در عمق ۹، دارای مقادیری متفاوت از حالت سالم است.

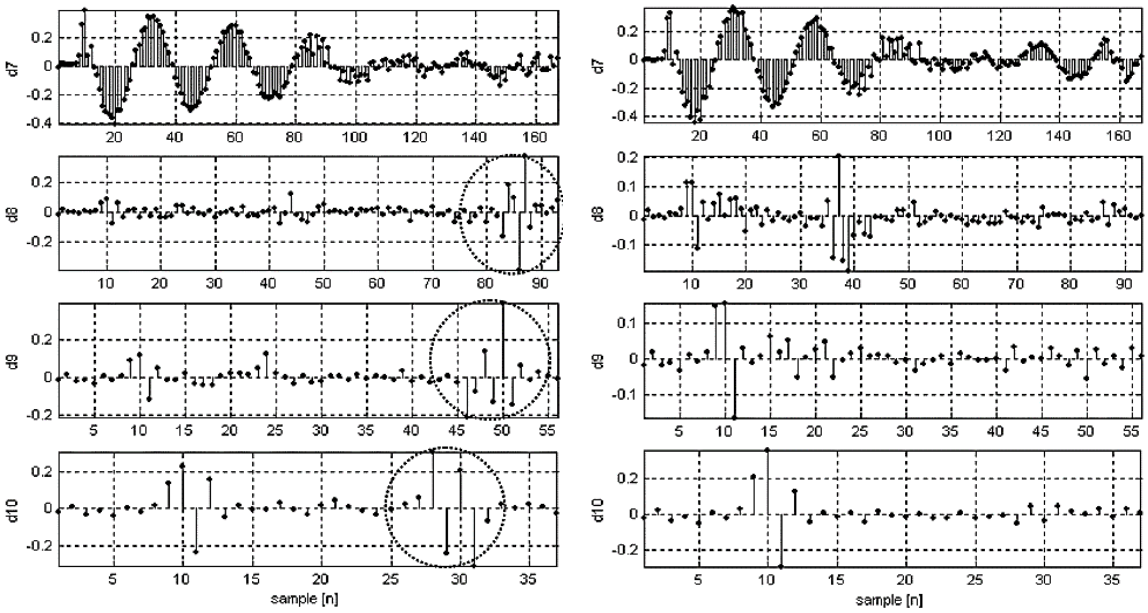
به صورت مشابه، در مرجع [۲۴] عنوان شده است که پس از جدا کردن مقدار مانای جریان از سیگنال جریان راه‌اندازی موتور و اعمال تبدیل ویولت گسسته بر روی جریان باقی‌مانده، تغییرات محسوسی در عمق‌های ۱ تا ۷ بین موتور سه فاز القایی سالم و موتور سه فاز القایی با یک میله شکسته در روتور دیده نشده است. اما، الگوی ضرایب در عمق ۸ تا ۱۰ برای موتور با یک میله شکسته، در بارهای مختلف موتوریکسان بوده است (شکل ۱۴-۲).

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

شکل ۱۳-۲: اعمال ویولت گسسته بر جریان راه‌اندازی در عمق ۹، الف) حالت سالم و ب) با یک میله شکسته



(ب) (الف)

شکل ١٤-٢: اعمال روش ویولت گسسته بر روی جریان راه‌اندازی در عمق‌های ۷ تا ۱۰ در محدوده بار موتور بین ۳۰ تا ۱۰۰ درصد مقدار بار نامی، الف) حالت سالم و ب) با یک میله شکسته در روتور

همچنین، عنوان شده است که امکان تشخیص خطا در بارهای کمتر از ۳۰ درصد مقدار نامی ممکن نبوده، زیرا در این حالت، دوره زمانی جریان راه‌اندازی بسیار کوتاه می‌شود.

در مرجع [۲۵] عنوان شده است که در موتورهای سه فاز القایی که دو قفسه سنجابی در روتور دارند، خطای شکستگی میله در قفسه خارجی روتور به روش MSCA در حالت کارکرد دائم قابل تشخیص نیست، زیرا جریان کمی از این میله‌ها در حالت دائم می‌گذرد. در حالت دائم، قسمت عمده جریان از میله‌های قفسه داخلی روتور می‌گذرد. لذا عنوان شده است که از روش ویولت گسسته برای تحلیل جریان موتور در حالت گذرای موتور (راه‌اندازی و یا تغییر بار) برای تشخیص این نوع خطا استفاده شده است.

در صورت وقوع خطا میله شکسته در میله‌های قفسه روتور، فرکانس‌های $f_r = (1-2s)f$ و $f_s = (1+2s)f$ در طیف هارمونیکی جریان مشاهده می‌شود که s لغزش موتور و f فرکانس ولتاژ تغذیه موتور است. به عبارت دیگر می‌توان گفت که فرکانس‌های ناشی از خطای میله شکسته در روتور در دو بازه فرکانسی $[f_{low}^{l}, f_{up}^{l}]$ و $[f_{low}^{r}, f_{up}^{r}]$ در اطراف فرکانس اصلی جریان موتور قرار می‌گیرند. این بازه‌ها به مقدار لغزش سرعت موتور وابسته هستند. عنوان شده است که برای ساده‌تر شدن شناسایی این مولفه‌های خطا، از شیفت فرکانسی، به روش زیر، برای تغییر بازه‌های فرکانس‌های خطا استفاده می‌شود.

$$i_{sl}^{l}(t) = Re\left\{i_{sa}(t)e^{-j2\pi f_{sl}^{l}t}\right\} \quad (۲-۲۱)$$

$$i_{sl}^{r}(t) = Re\left\{i_{sa}(t)e^{-j2\pi f_{sl}^{r}t}\right\} \quad (۲-۲۲)$$

فرکانس‌های f_{sl}^{l} و f_{sl}^{r} به نحوی انتخاب می‌شوند که فرکانس‌های خطا در عمق n ام از تبدیل گسسته ویولت، در بازه $[0, 2^{-(n+1)}f_s]$ قرار بگیرد. این فرکانس‌ها را به صورت زیر می‌توان انتخاب کرد:

$$f_{sl}^{l} = f_{up}^{l} - 2^{-(n+1)}f_s \quad (۲-۲۳)$$

$$f_{sl}^{r} = f_{low}^{r} + 2^{-(n+1)}f_s \quad (۲-۲۴)$$

عمق تجزیه سیگنال (n) نیز از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$n < \frac{\ln\left(\frac{f_s}{\xi \max\left(f_{up}^{l} - f_{low}^{l}, f_{up}^{r} - f_{low}^{r}\right)}\right)}{ln2} - 1 \quad (۲-۲۵)$$

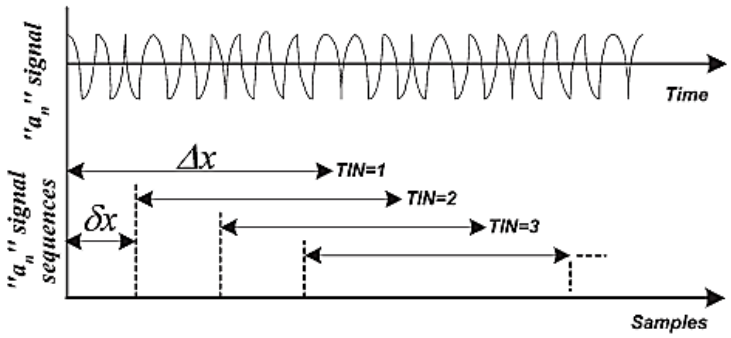
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در این رابطه، ξ ضریبی است که اندکی از ۱ بزرگ‌تر است که برای اطمینان از به مقدار کافی بزرگ بودن بازه انتخابی، اعمال شده است. در این مرجع، استفاده از تابع ویولت مادر با مرتبه بالا، برای ایجاد تفکیک فرکانسی بهتر در بازه‌های تجزیه سیگنال توصیه شده است.

با ایجاد خطا، انرژی مولفه‌های فرکانسی در باند سیگنال‌های خطا (که نشان دهنده وقوع خطا هستند)، افزایش می‌یابد؛ در این مرجع نیز از تعریف زیر (mPa_n) به عنوان انرژی سیگنال‌های خطا (ضرایب تخمین در هر عمق برای فرکانس‌های f_r و f_l) استفاده شده است:

$$mPa_n = \frac{1}{\Delta x}\sum_{x}^{\Delta x}|a_n(x)|^2 \qquad (۲-۲۶)$$

که Δx تعداد نمونه‌های سیگنال در پنجره است. این شاخص به صورت متناوب، به ازای هر تعداد δx از کل Δx در یک پنجره تکرار می‌شود (شکل ۱۵-۲).



شکل ۱۵-۲: اصول محاسبه شاخص خطا

برای کم کردن اثر لغزش سرعت بر تشخیص خطا، شاخص خطا (F_{ind})، با میانگین گرفتن انرژی سیگنال‌های فرکانس‌های f_r و f_l ، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$F_{ind} = 100 \times \frac{\mathrm{mPa}_n^r + \mathrm{mPa}_n^l}{\mathrm{mPa}_n^{fun}} \qquad (۲-۲۷)$$

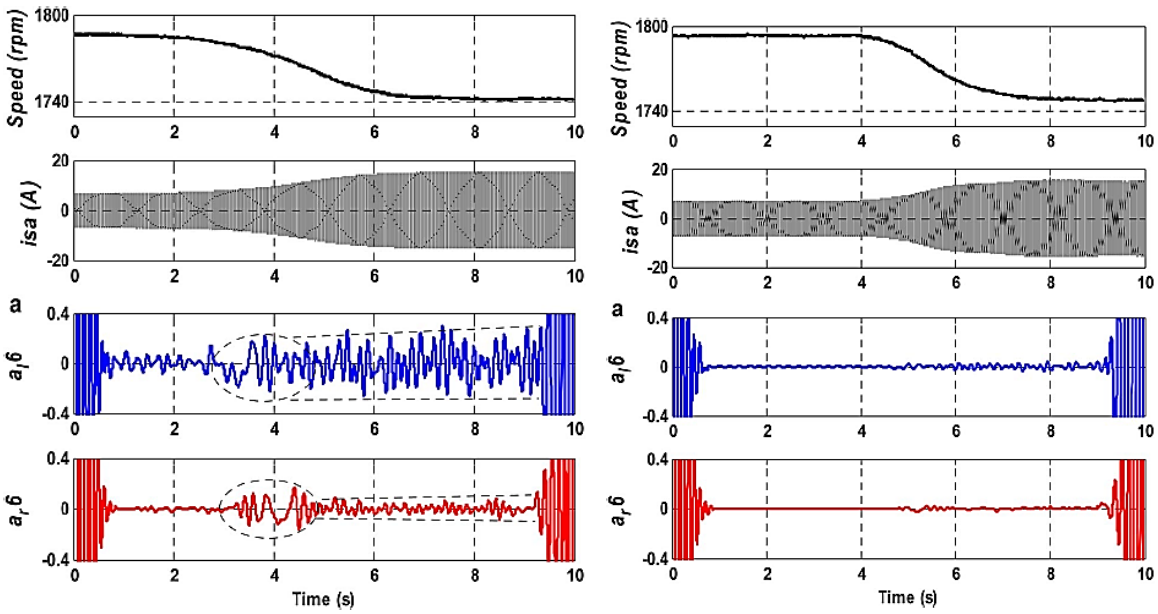
که mPa_n^{fun} انرژی مربوط به مولفه اصلی است. برای محاسبه انرژی مولفه اصلی، نیاز است که مانند مولفه‌های خطا، جریان با فرکانس مولفه اصلی شیفت فرکانسی داده شده و تجزیه شود.

روش پیشنهادی برای تشخیص خطای میله شکسته در قفسه بیرونی یک موتور ۷.۵ اسب بخار، ۳۸۰ ولت، ۱۲ آمپر و ۶۰ هرتز استفاده شده است. نمونه برداری با فرکانس ۹۶۰ هرتز انجام شده است. عمق تجزیه سیگنال‌های موتور (n) برابر ۶ انتخاب

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

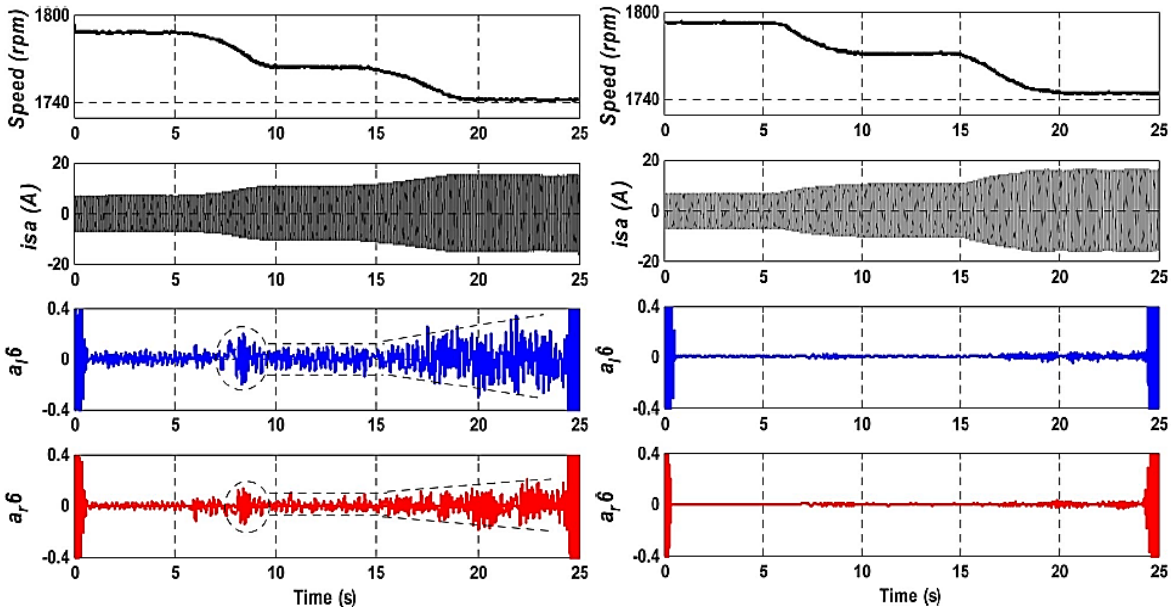
شده است. شاخص خطا به ازای هر ۴۰۰ نمونه (δx) از تعداد کل (Δx) ۶۴۰۰ نمونه تکرار شده است. دو مجموعه آزمایش بر روی موتور انجام شده است؛ یکبار تغییرات بار از ۱۰ درصد به ۹۰ درصد و بار دیگر تغییرات بار از ۱۰ درصد به ۵۰ درصد و سپس به ۹۰ درصد. تغییرات سیگنال‌های تجزیه شده در دو حالت سالم و دارای شکستگی میله روتور در شکل ۱۶-۲ و شکل ۱۷-۲ در هر دو دسته آزمایش مذکور نشان داده شده است.

بعد از چندین بار تکرار آزمایش با تغییرات ۱۰-۵۰-۹۰ درصدی بار موتور، نتایج شاخص خطا برای حالت سالم و حالت سه میله شکسته در روتور در شکل ۱۸-۲ نشان داده شده است. دیده می‌شود که تعیین یک آستانه برای تشخیص حالت سالم و معیوب دشوار نیست؛ در این شکل با خط چین آبی رنگ نشان داده شده است.

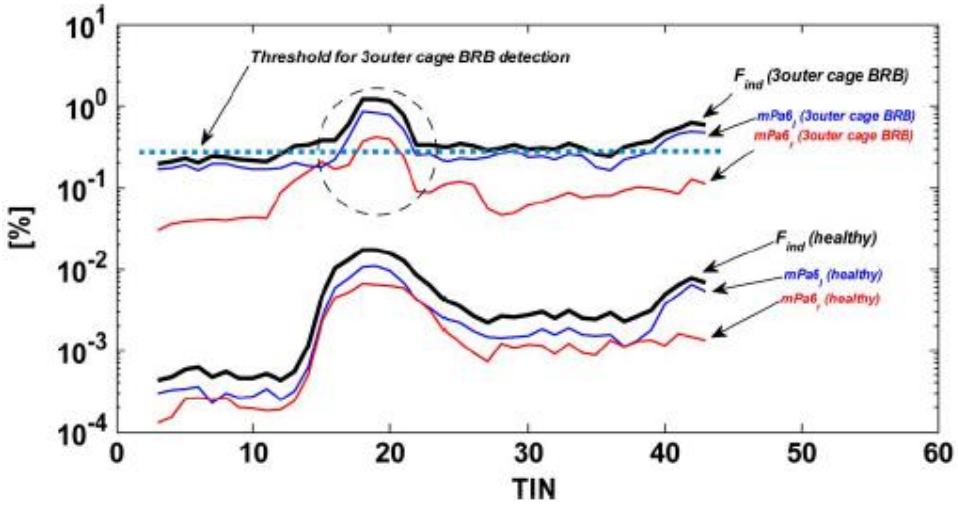


شکل ۱۶-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان به روش ویولت گسسته در تغییر بار از ۱۰ درصد به ۹۰ درصد، الف) حالت سالم و ب) خطای شکستگی میله‌های روتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۷-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان به روش ویولت گسسته در تغییر بار از ۱۰ درصد به ۵۰ و سپس ۹۰ درصد، الف) حالت سالم و ب) خطای شکستگی میله‌های روتور

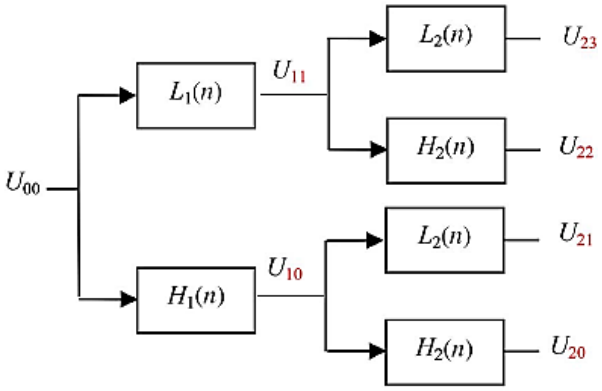


شکل ۱۸-۲: شاخص‌های خطا در موتور مورد آزمایش در حالت سالم و حالت سه میله شکسته در روتور، F_{ind} به رنگ مشکی، mPa_n^r به رنگ قرمز و mPa_n^l به رنگ آبی

یکی از معایبی که برای تشخیص خطای میله روتور شکسته به روش MCSA برشمرده می‌شود این است که چون فرکانس نشان دهنده خطا به فرکانس مولفه اصلی جریان روتور نزدیک است، تشخیص آن در این روش سخت است. در مرجع [۲۶] بر

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

اساس روش WPD، روش UWPT[1] ارائه شده است که مشابه روش WPD، تجزیه سیگنال به صورت نشان داده شده در شکل ۱۹-۲ انجام می‌شود. U_{00} سیگنال اصلی جریان موتور است.



شکل ۱۹-۲: تجزیه سیگنال به روش UWPT

رابطه هر یک از ضرایب در عمق j در روش UWPT به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$U_{j+1,2n}(t) = \sqrt{2}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} H_{j+1}(\mathrm{t})U_{j,n}(2t-k) \qquad (۲-۲۸)$$

$$U_{j+1,2n+1}(t) = \sqrt{2}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} L_{j+1}(\mathrm{t})U_{j,n}(2t-k) \qquad (۲-۲۹)$$

عنوان شده است که در تجزیه سیگنال به روش‌های مختلف ویولت گسسته (مانند UWPT) نمی‌توان همه سیگنال‌های نامطلوب در یک پاکت را فیلتر کرد؛ لذا روش UWPT بازگشتی (یا RUWPT) در این مرجع پیشنهاد شده است. در این روش برای افزایش کیفیت فیلتر، ضریب Q به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q} \qquad (۲-۳۰)$$

که f_0 فرکانس وسط هر پاکت و Δf نیز باند فرکانسی ۳- dB در هر طرف از فرکانس وسط است (شکل ۲۰-۲). ضرایب فوق را به صورت زیر (به صورت کانولوشن) نیز می‌توان نوشت:

$$U_{j+1,2n}(t) = H_{j+1}(\mathrm{t}) * U_{j,n}(t) \qquad (۲-۳۱)$$

$$U_{j+1,2n+1}(t) = L_{j+1}(\mathrm{t}) * U_{j,n}(t) \qquad (۲-۳۲)$$

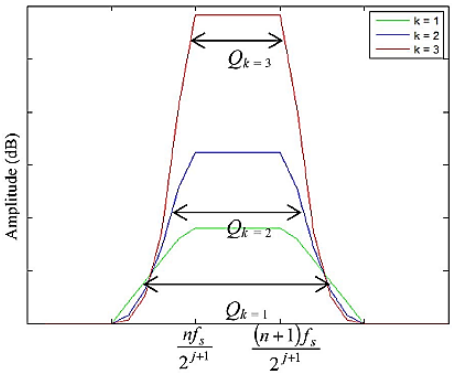
[1] Undecimated wavelet packet transformation

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

این روابط در فضای فرکانسی به صورت زیر در می‌آید:

$$U_{j+1,2n}(f) = h_{j+1}(f) \times u_{j,n}(f) \quad (۲-۳۳)$$

$$U_{j+1,2n+1}(f) = l_{j+1}(f) \times u_{j,n}(f) \quad (۲-۳۴)$$



شکل ۲۰-۲: فیلترهای RUWPT در عمق k = 1, 2,3

به این ترتیب، ضرایب RUWPT به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$R^k_{j+1,2n} = u_{j,n}(f) \times \left(h_{j+1}(f)\right)^k \quad (۲-۳۵)$$

$$R^k_{j+1,2n+1} = u_{j,n}(f) \times \left(l_{j+1}(f)\right)^k \quad (۲-۳۶)$$

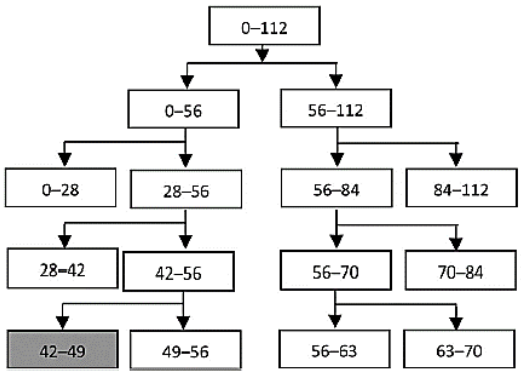
آزمایش‌ها برای تشخیص خطا در یک موتور ۰.۷۵ اسب بخار، ۵۰ هرتز و ۱.۷ آمپر در بارهای ۲۵، ۵۰، ۷۵ و ۱۰۰ درصد بار نامی انجام شده است. در هر یک از این بارها، ۶۰ مجموعه اطلاعات ثبت شده است. از آنجایی که بازه پاکت‌ها در این روش تجزیه سیگنال به صورت $[2^{-(j+1)}nf_s \;\; 2^{-(j+1)}(n+1)f_s]$ است، برای فیلتر کردن مولفه اصلی جریان در پاکت‌ها، فرض می‌شود که کرانه بالایی پاکت برابر ۴۹ هرتز باشد ($2^{-(j+1)}nf_s = 49$). با انتخاب j = 6 و فرکانس نمونه‌برداری ۲۲۴ هرتز، در عمق ۴ (n = 4) اولین پاکت نزدیک به فرکانس مولفه اصلی که شامل آن نمی‌شود، ایجاد می‌شود (شکل ۲۱-۲). مشاهده می‌شود که یکی از مزایای روش پیشنهادی این است که فرکانس نمونه‌برداری بسیار کم‌تر از سایر روش‌های تجزیه سیگنال است.

در شکل ۲۲-۲ که مربوط به تخمین PSD[1] ضرایب $R^4_{4,6}$ است دیده می‌شود که فرکانس مولفه اصلی در فیلتر حذف شده است. در شکل ۲۳-۲ نیز تغییرات زمانی دامنه $R^4_{4,6}$ در بارهای مختلف، در سه حالت سالم، یک میله شکسته و دو میله شکسته

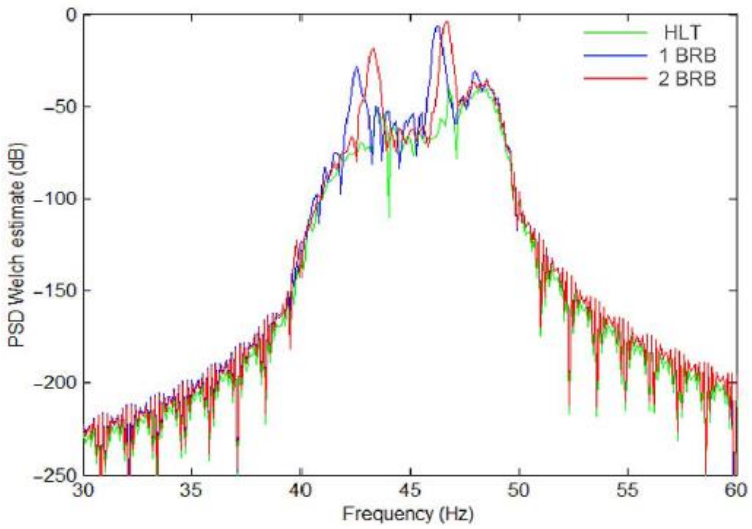
[1] Power spectral density

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

نشان داده شده است. دیده می‌شود که این پارامتر در حالت سالم مقدار ثابتی است. همچنین، دامنه آن به مقدار بار و میزان خطا به شدت وابسته است. در نتیجه این پارامتر می‌تواند شاخص خوبی برای تشخیص خطای میله شکسته روتور وشدت خطا در موتور باشد.

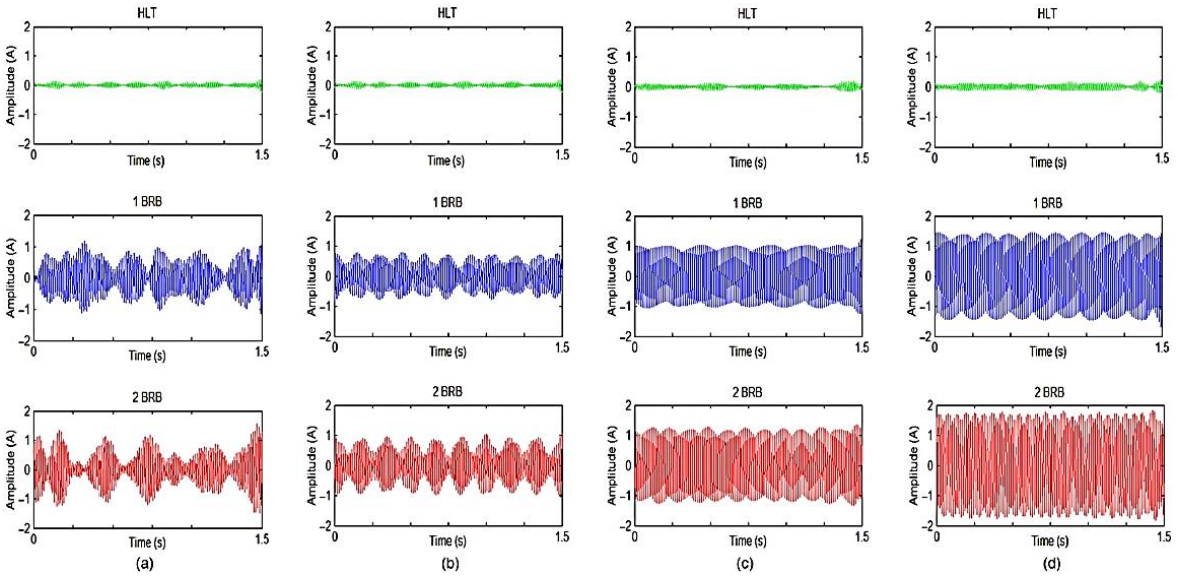


شکل ۲۱-۲: چهار سطح تجزیه در روش RUWPT



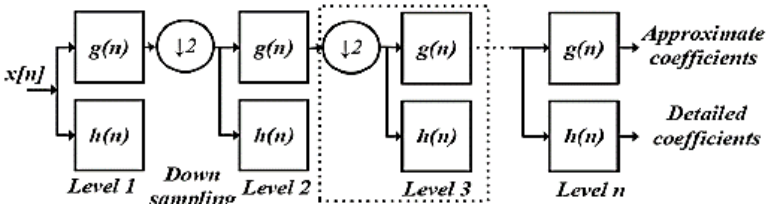
شکل ۲۲-۲: تخمین PSD ضرایب $R^4_{4,6}$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۲۳-۲: تغییرات زمانی دامنه $R^4_{4,6}$ در سه حالت سالم، یک میله شکسته و دو میله شکسته در بارهای الف) ۲۵ درصد، ب) ۵۰ درصد، ج) ۷۵ درصد و د) ۱۰۰ درصد

در مرجع [۲۷] از روش ویولت گسسته برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز استاتور یک موتور سه فاز القایی ۲.۲ کیلووات، ۵۰ هرتز، ۴۱۵ ولت و ۴.۵ آمپر استفاده شده است. این موتور با یک درایو که با فرکانس ۱ کیلو هرتز کلید زنی می‌شود، تغذیه می‌شود. پس از تجزیه سیگنال جریان به پاکت‌های فرکانسی (شکل ۲۴-۲) ضرایب تقریب (A_{cf}) و جزء (D_{cf}) در هر مرحله به صورت زیر محاسبه می‌شود:



شکل ۲۴-۲: تجزیه سیگنال‌های جریان

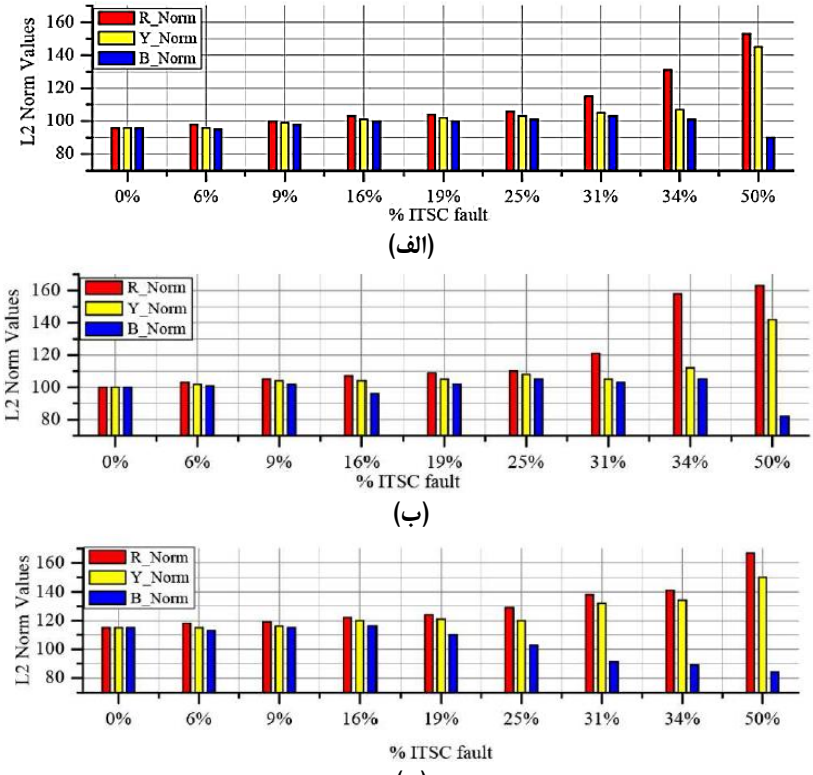
$$A_{cf}(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(n)g(2i-n) \qquad (۲-۳۷)$$

$$D_{cf}(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(n)h(2i-n) \qquad (۲-۳۸)$$

که g و h به ترتیب، فیلترهای پایین گذر و بالا گذر هستند. شاخص خطا (L_2) در عمق ششم تجزیه، به صورت زیر برای هر یک از جریان‌های سه فاز استاتور، تعریف شده است:

$$L_2 = \sqrt{\sum_{n=1}^{m} \left(D_{6cf}(n)\right)^2} \qquad (۲-۳۹)$$

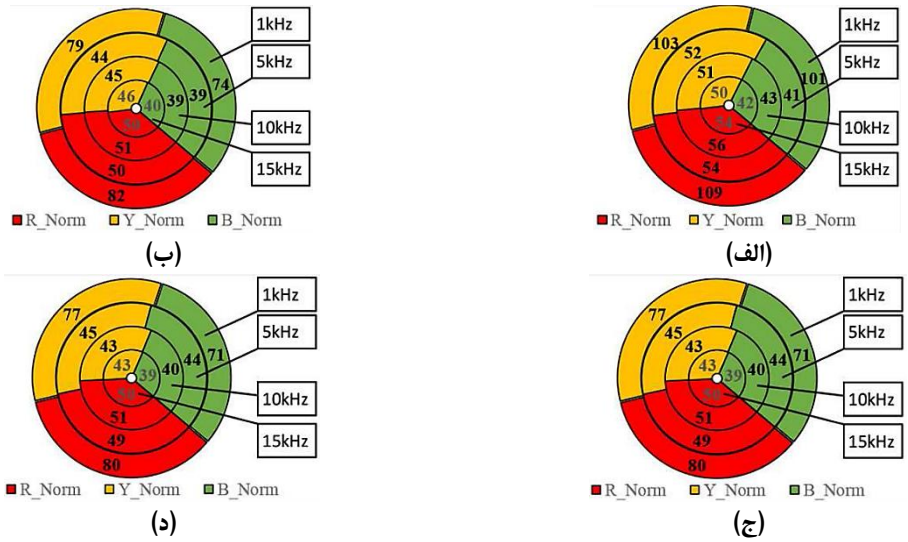
که m، تعداد ضرایب در عمق ۶ است. در شکل ۲۵-۲ میزان تغییرات شاخص خطا با افزایش درصد خطا در یکی از فازها (فاز R) نشان داده شده است. دیده می‌شود که این شاخص با تغییر شدت خطا در فاز معیوب، افزایش قابل ملاحظه‌ای نسبت به فازهای سالم دارد. در حالت سالم، مقدار این شاخص در هر سه فاز با هم برابر است.



شکل ۲۵-۲: تغییرات محاسبه شده شاخص خطا با تغییر شدت خطا و بار در فرکانس اصلی ۵۰ هرتز، ضریب مدولاسیون ۱ و فرکانس کلیدزنی ۱ کیلوهرتز، الف) بی‌باری، ب) نصف بار کامل و ج) بار کامل

روند تغییر شاخص با تغییر فرکانس اصلی تغذیه موتور نیز در این مرجع بررسی شده است. در شکل ۲۶-۲ نشان داده شده است تغییرات مشابهی در شاخص خطا، با افزایش شدت خطا و افزایش فرکانس کلیدزنی درایو دیده می‌شود. عنوان شده است که تغییرات شاخص خطا در عمق‌های ۷ تا ۹ نیز رفتار مشابهی با عمق ۶ در تجزیه سیگنال دارند.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۲۶-۲: تغییرات محاسبه شده شاخص خطا با فرکانس کلیدزنی در خطای ۲۵ درصدی در فاز R و ضریب مدولاسیون ۱ و بی‌باری، فرکانس مولفه اصلی الف) ۵۰ هرتز، ب) ۴۰ هرتز، ج) ۳۰ هرتز و د) ۲۵ هرتز

۲-۴- تشخیص خطا با استفاده از میدان‌های مغناطیسی خارجی

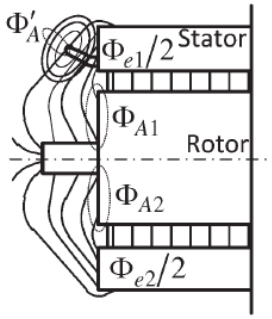
همان طور که قبلا بیان شد، وقوع خطا در ماشین‌های الکتریکی باعث ایجاد آثاری در سیگنال‌های جریان و ولتاژ ضد محرکه این ماشین می‌شود. در نتیجه، متغیرهای وابسته به این سیگنال‌ها نیز این آثار را درخود نشان خواهند داد. در مرجع [۲۸] عنوان شده است که در صورت وقوع خطای میله شکسته و خروج از مرکز در روتور موتورهای القایی، در مولفه محوری میدان مغناطیسی در ناحیه انتهایی موتور، فرکانس‌های نشان دهنده خطا، مشابه فرکانس‌های موجود در جریان موتور، قابل مشاهده و تشخیص است. تشخیص این مولفه‌ها به کمک سنسوهای شار مغناطیسی نصب شده در فضای خارجی موتور انجام می‌شود. مولفه محوری شار پراکندگی در ناحیه انتهایی موتور سه فاز القایی (شکل ۲۷-۲) ناشی از جریان سیم‌بندی در ناحیه انتهایی استاتور و حلقه انتهایی روتور در مرجع [۲۹] به صورت تحلیلی محاسبه شده است. نتیجه این محاسبات نشان می‌دهد:

۱- در حالت خروج از مرکز استاتیک، شار مغناطیسی هم فرکانس با مولفه اصلی در این ناحیه تولید می‌شود.

۲- در حالت خروج از مرکز دینامیک، شار مغناطیسی با فرکانس $s\omega$ در این ناحیه تولید می‌شود که s لغزش و ω سرعت زاویه‌ای مولفه اصلی است. شایان ذکر است که در حالت سالم نیز این مولفه فرکانسی در شار ناحیه انتهایی موتور القایی، به دلیل تلورانس‌های ساخت موتور، وجود دارد، اما با ایجاد خروج از مرکز دینامیک، دامنه این شارهای مغناطیسی افزایش زیاد می‌یابد.

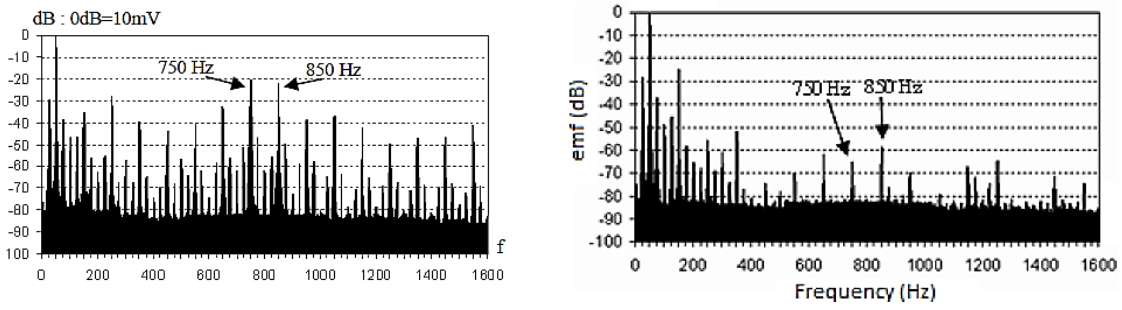
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳- میله‌های شکسته در روتور موجب ایجاد نوسان در سرعت موتور می‌شود که این نوسانات نیز به نوبه خود، موجب ایجاد چگالی شار مغناطیسی در فاصله هوایی با فرکانس (1+2s)f و شار مغناطیسی با فرکانس 3sf در مولفه محوری شار، در ناحیه انتهایی موتور می‌شود که s لغزش و f فرکانس مولفه اصلی است. دامنه شار مغناطیسی با فرکانس 3sf حتی می‌تواند از دامنه مولفه اصلی نیز بیشتر باشد.



شکل ۲۷-۲: توزیع شار مغناطیسی در ناحیه انتهایی موتور سه فاز القایی

در مرجع [۳۰] اثر اتصال کوتاه در یکی از فازهای استاتور بر روی میدان مغناطیسی در فضای خارج موتور بررسی شده است؛ از یک حلقه متشکل هادی‌های با تعداد دور زیاد، به عنوان حسگر شار مغناطیسی بر روی بدنه موتور استفاده شده است. مدل‌سازی تحلیل انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که اتصال کوتاه در دورهای یک فاز از موتور، موجب ایجاد فرکانس‌های جدید در شار مغناطیسی در فضای خارج موتور نمی‌شود و فقط دامنه فرکانس‌های موجود در شار مغناطیسی افزایش می‌یابد (شکل ۲۸-۲).

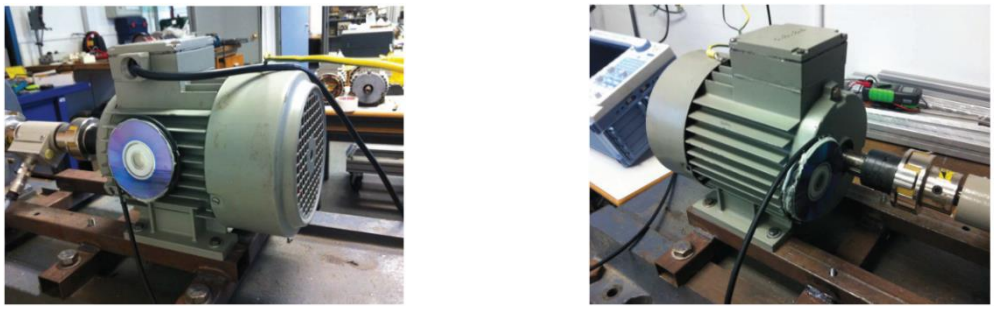


(ب) (الف)

شکل ۲۸-۲: طیف فرکانسی جریان یک نمونه موتور سه فاز القایی ۱۱ kW، ٤ قطب و ۵۰ Hz ، الف) موتور سالم و ب) موتور دارای اتصال کوتاه در یک فاز

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۳۱] پس از نصب دو حسگر شار مغناطیسی با استفاده از کلاف‌های با تعداد دور زیاد در دو نقطه نشان داده شده در شکل ۲۹-۲، اثر میله شکسته روتور بر روی شار مغناطیسی خارج از فضای موتور در طول دوره راه‌اندازی موتور، بررسی شده است. مطالعات بر روی یک موتور ۴ قطب، ۱.۱ کیلووات، ۴۰۰ ولت، ۲۸ میله در روتور و ۵۰ هرتز انجام شده است.



(ب) (الف)

شکل ۲۹-۲: نصب حسگرهای شار مغناطیسی در فضای بیرونی موتور، الف) موقعیت A و ب) موقعیت B

با توجه به این که مطالعات در دوره گذرا انجام شده است، از روش ویولت گسسته برای تجزیه و تحلیل سیگنال ولتاژ القا شده در دو حسگر استفاده شده است؛ به این صورت که سیگنال را در ولتاژ را در ۸ مرحله تجزیه کرده‌اند و نسبت انرژی مولفه sf (s لغزش و f فرکانس مولفه اصلی است) را در هر زمان در پاکت‌های d_7 و d_8 (بازه فرکانسی نشان داده شده در جدول ۹-۲) به کل انرژی سیگنال ولتاژ القایی محاسبه کرده‌اند. این نسبت که با γ_{DWT} نشان داده شده، به صورت زیر تعریف شده است:

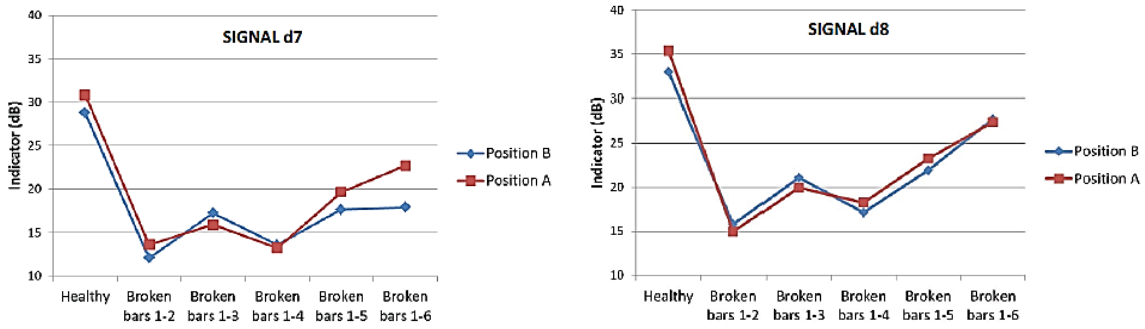
$$\gamma_{DWT}(dB) = 10 \times log \frac{\sum_{j=N_b}^{N_s} emf_j^2}{\sum_{j=N_b}^{N_s} [d_i(j)]^2} \qquad (۲-۴۰)$$

که emf_j مقدار jام نمونه ولتاژ القایی در حسگر، $d_i(j)$ مقدار jام سیگنال در پاکت d_8 یا d_7 است. N_s و N_b نیز به ترتیب، نمونه آخر و نمونه اول در بازه‌ای است که تجزیه انجام می‌شود. نتیجه بررسی این شاخص در شکل ۳۰-۲ نشان داده شده است.

جدول ۹-۲: پاکت‌های تجزیه سگنال ولتاژ القا شده در حسگرها

Wavelet signal	Covered frequency band
a8	~ [0-9.7] Hz
d8	~ [9.7-19.5] Hz
d7	~ [19.5-38] Hz
d6	~ [39-78] Hz

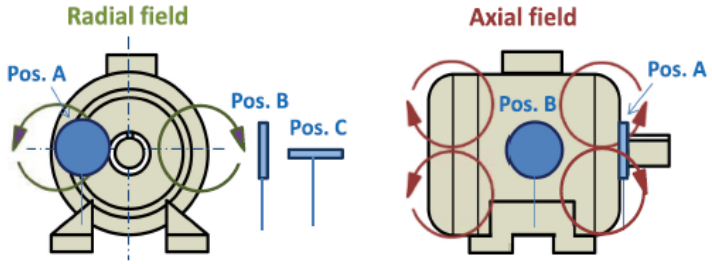
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۳۰-۲: تغییرات شاخص γ_{DWT} در دو موقعیت حسگر، الف) در پاکت d8 و ب) در پاکت d7

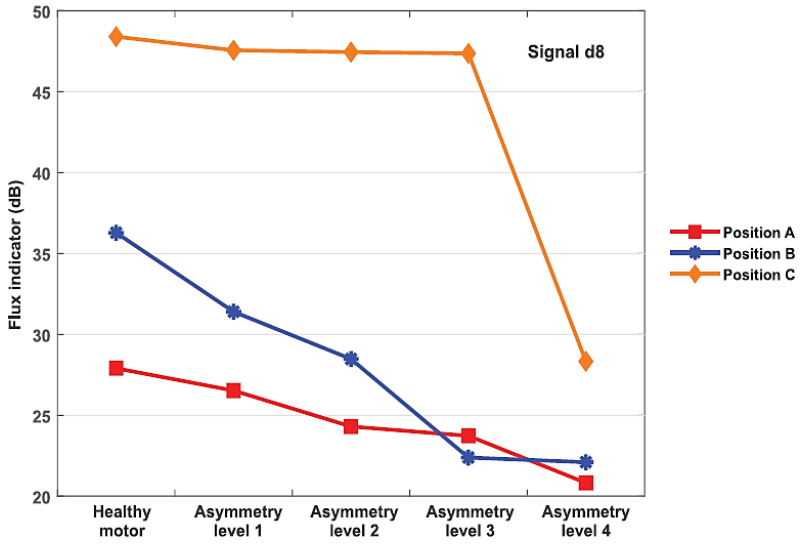
در مرجع [۳۲] از همین شاخص برای تشخیص خطا در روتور سیم‌پیچی شده موتورهای سه فاز القایی استفاده شده است. عنوان شده است که از ۳ حسگر شار در موقعیت‌ها نشان داده شده در شکل ۳۱-۲ برای اندازه‌گیری شار مغناطیسی پراکندگی استفاده شده است. در شکل ۳۲-۲ تغییرات شاخص خطا در پاکت d_8، در موقعیت‌های مختلف حسگرهای شار نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که اندازه‌گیری‌های حسگر موقعیت B، بیشترین حساسیت را به شدت خطا از خود نشان می‌دهد.

با توجه به تغییرات زیاد این شاخص با تغییر شدت خطا در روتور، عنوان شده است که این روش می‌تواند به خوبی تغییرات خطا در موتور را رصد نماید. همچنین، عنوان شده است که وابستگی نتایج به موقعیت دقیق حسگر، می‌تواند یکی از معایب این روش تشخیص خطا باشد.



شکل ۳۱-۲: موقعیت حسگرهای شار مغناطیسی پراکندگی در فضای اطراف موتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۳۲-۲: تغییرات شاخص γ_{DWT} با تغییر شدت خطا در موقعیت‌های مختلف حسگرهای شار

بررسی خطاهای سیستم درایو موتورهای سه فاز

القایی و روش‌های ایجاد تحمل خطای این درایوها

۱-۳- مقدمه

اگر درایو یک موتور سه فاز القایی به درستی طراحی شود، در موتور القایی احتمال وقوع خطای ناشی از عایق در سیم‌پیچی‌های استاتور کاهش می‌یابد، زیرا سیستم درایو، نوسانات شدید جریان و ولتاژ در سیم‌پیچی‌های استاتور را تضعیف می‌کند. همچنین، احتمال وقوع خطای میله شکسته در روتور که غالبا در حالت اتصال مستقیم به شبکه مشاهده می‌شود، در موقع تغذیه موتور با درایو کاهش می‌یابد، زیرا درایوها معمولا موتور را نرم راه‌اندازی می‌کنند. بنابراین، در موقع استفاده از درایو برای تغذیه موتور سه فاز القایی، کمتر به این نوع خطاها بها داده می‌شود و بیشتر بر خطاهای ناشی از خود سیستم درایو و تغذیه موتور تمرکز می‌شود. این خطاها شامل موارد زیر است [۳۳]:

۱- اتصال کوتاه یک فاز منبع تغذیه درایو

۲- اتصال کوتاه دیودها در یکسوساز سیستم درایو

۳- خطای اتصال به زمین در باس دی‌سی

۴- اتصال کوتاه در خازن لینک دی‌سی

۵- قطع شدن تزانزیستور در سیستم درایو

۶- اتصال کوتاه شدن ترانزیستور در سیستم درایو

۷- اتصال کوتاه فاز به فاز در ترمینال موتور

۸- اتصال کوتاه یک فاز به زمین در ترمینال موتور

شایان ذکر است که ممکن است در درایوها، برای هر یک از این خطاها، تجهیز حفاظتی مناسب پیش‌بینی شده باشد. اما باید توجه داشت که معمولا در کم‌باری، تشخیص خطا و یا شدت خطا برای سیستم‌های حفاظتی یک چالش جدی است. بنابراین، داشتن بلوک‌های عیب‌یابی و ایجاد تحمل خطا، به عملکرد بهتر موتور و حفاظت آن کمک شایانی می‌کند.

برخی از این خطاها، مشابه هم هستند، به عنوان مثال ثابت می‌شود که اتصال کوتاه دیودهای ورودی در سیستم درایو، معادل قطع شدن یک فاز از منبع تغذیه درایو است. در این حالت، هر چند مقدار موثر ولتاژ مولفه اصلی در دو سر موتور تغییر نمی‌کند، اما هر یک از دیودها مجبور است ۵۰ درصد جریان بیشتری از قبل از خود عبور دهد. همچنین، ولتاژ متناوب با فرکانس دو برابر منبع تغذیه در لینک دی‌سی القا می‌شود که باعث ایجاد گشتاورهای ضربانی در خروجی موتور با همین فرکانس می‌شود. در صورتی که یک ترانزیستور قطع شود، درایو جریان دی‌سی در فازهای موتور تزریق می‌کند و در نتیجه، هم گشتاور ترمزی

به موتور وارد می‌شود و هم گشتاور نوسانی در شفت ایجاد می‌کند که این گشتاور در بارهای کم می‌تواند برای موتور آسیب‌زا باشد. همچنین، ظرفیت توان تحویلی اینورتر به موتور کاهش می‌یابد. در این فصل از گزارش، به بررسی مستندات منتشر شده در زمینه عیب‌یابی و تحمل خطا در موتورهای سه فاز القایی پرداخته می‌شود.

برخی از مقالات ارائه شده در زمینه تشخیص خطا و ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای سه فاز القایی، مربوط به بررسی اشکالات ممکن و خرابی در حسگرها، مخصوصا حسگر سرعت، است [۳۴–۳۹]. برای تشخیص این نوع خطاها، خروجی‌های مورد انتظار از هر حسگر، با استفاده از فیدبک سایر حسگرها (مشابه روش‌های بدون حسگر) تخمین زده می‌شود و با مقدار قرائت شده توسط حسگر مقایسه می‌شود. در صورت وجود اختلاف قابل توجه، با اعمال روش بدون حسگر، تحمل خطا را در درایو افزایش می‌دهد. از آنجایی که این مقالات بیشتر در حوزه کنترل موتور بحث می‌نمایند، در این گزارش به آن‌ها به صورت تفصیلی پرداخته نشده است.

مقالاتی مانند [۴۰–۴۶] نیز در مورد ایجاد تحمل خطا در موتورهای القایی چند فازه بحث کرده‌اند (بیشتر در سال‌های اخیر موتورهای القایی چند فازه مورد توجه قرار گرفته‌اند). به دلیل این که هدف بررسی در این پروژه موتورهای سه فاز القایی است و همچنین، روش‌های مطرح شده برای افزایش تحمل خطای موتورهای چند فازه با موتورهای سه فاز القایی مشابهت دارد، در این گزارش به این مقالات نیز پرداخته نشده است.

۲-۳- تشخیص خطا در اجزای درایو موتور

در مرجع [۴۷] عنوان شده است که وقتی یکی از ترانزیستورهای اینورتر درایو قطع می‌شود، بین سیگنال ولتاژ مرجع و سیگنال واقعی ولتاژ اختلاف به وجود می‌آید. نمونه‌ای از این اختلاف در شکل ۱–۳ نشان داده شده است. پیشنهاد شده است که به کمک نصب تعدادی حسگر اضافی ولتاژ و اندازه‌گیری ولتاژ در نقاط مختلف، هم قطع بودن ترانزیستور و هم موقعیت این خطا در بین کلیدهای اینورتر مشخص شود. این اندازه‌گیری‌ها می‌تواند به صورت‌های زیر باشد:

۱- اندازه‌گیری ولتاژ یک پل اینورتر (روش T1)

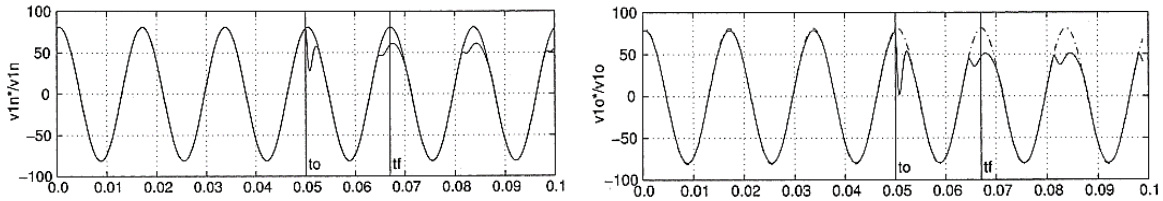
۲- اندازه‌گیری ولتاژ فاز ماشین (روش T2)

۳- اندازه‌گیری ولتاژ خط ماشین (روش T3)

۴- اندازه‌گیری ولتاژ نول ماشین (روش T4)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

برای استفاده از هر یک از این روش‌ها، به تعدادی حسگر ولتاژ که تعداد و موقعیت آن‌ها در جدول ۱-۳ و شکل ۲-۳ نشان داده شده، نیاز است. در جدول ۲-۳ نحوه تشخیص موقعیت کلید دارای خطا در اینورتر با استفاده از هر یک از این روش‌ها نشان داده شده است. در این جدول‌ها، اختلاف ولتاژ بین فاز و زمین (ΔV_{ko} و k = 1, 2, 3) مرجع تشخیص خطا است. همچنین، اختلاف بین ولتاژ مورد انتظار و یا مرجع با ولتاژ اندازه‌گیری شده با ε_{ij} نشان داده شده است (i = 1, 2, 3, n و j = 1, 2, 3 , n , o).

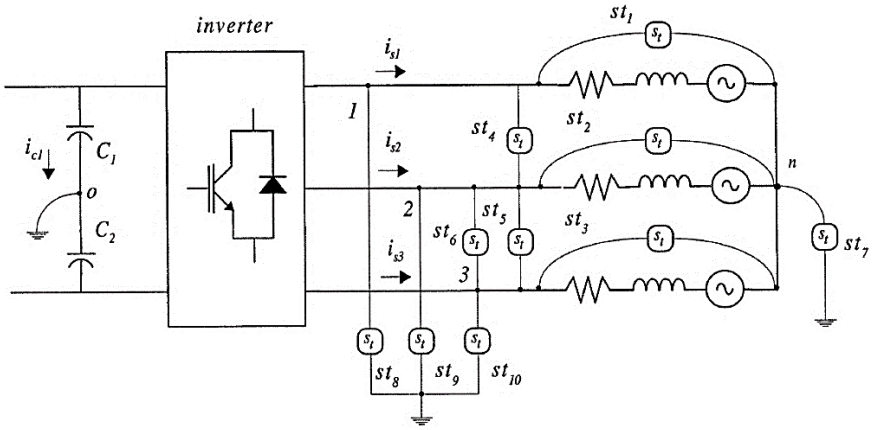


(ب) (الف)

شکل ۱-۳: نمونه‌ای از اختلاف ولتاژ بین مقدار مرجع و مقدار واقعی در زمان قطعی یکی از کلیدهای اینورتر در یک سیستم درایو نمونه، الف) ولتاژ بین فاز و زمین و ب) ولتاژ فاز تا نول موتور

جدول ۱-۳: تعداد و موقعیت حسگرهای ولتاژ برای هر روش تشخیص خطا

Technique	Sensors	Fault
T_1	S_{t8}, S_{t9} and S_{t10}	F_3
T_2	S_{t1}, S_{t2} and S_{t3}	F_3
T_3	S_{t4}, S_{t5} and S_{t6}	F_3
T_4	S_{t7}	F_3



شکل ۲-۳: موقعیت‌های مناسب برای نصب حسگرهای ولتاژ

جدول ۲-۳: تشخیص خطای قطع کلید در اینورتر بر اساس روش‌های مختلف

روش T1	روش T2	روش T3	روش T4

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

Fault	ε_{no}
q_1	$-\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$
q_2	$-\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$
q_3	$-\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$
q_4	$\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$
q_5	$\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$
q_6	$\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$

Fault	ε_{12}	ε_{23}	ε_{31}
q_1	Δv_{1o}	0	$-\Delta v_{1o}$
q_2	0	Δv_{2o}	$-\Delta v_{2o}$
q_3	$-\Delta v_{3o}$	0	Δv_{3o}
q_4	$-\Delta v_{1o}$	0	Δv_{1o}
q_5	0	$-\Delta v_{2o}$	Δv_{2o}
q_6	Δv_{3o}	0	$-\Delta v_{3o}$

Fault	ε_{1n}	ε_{2n}	ε_{3n}
q_1	$\frac{2}{3}\Delta v_{1o}$	$-\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$	$-\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$
q_2	$-\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$	$\frac{2}{3}\Delta v_{2o}$	$-\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$
q_3	$-\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$	$-\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$	$\frac{2}{3}\Delta v_{3o}$
q_4	$-\frac{2}{3}\Delta v_{1o}$	$\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$	$\frac{1}{3}\Delta v_{1o}$
q_5	$\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$	$-\frac{2}{3}\Delta v_{2o}$	$\frac{1}{3}\Delta v_{2o}$
q_6	$\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$	$\frac{1}{3}\Delta v_{3o}$	$-\frac{2}{3}\Delta v_{3o}$

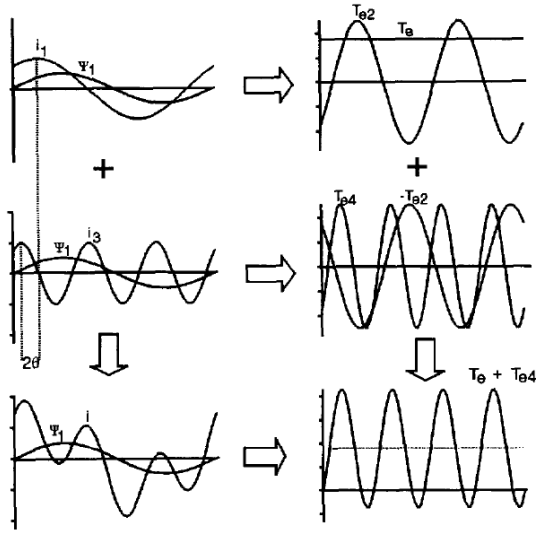
Fault	ε_{1o}	ε_{2o}	ε_{3o}
q_1	Δv_{1o}	0	0
q_2	0	Δv_{2o}	0
q_3	0	0	Δv_{3o}
q_4	$-\Delta v_{1o}$	0	0
q_5	0	$-\Delta v_{2o}$	0
q_6	0	0	$-\Delta v_{3o}$

۳-۳- روش‌های ایجاد تحمل خطا

در مرجع [۴۸] عنوان شده است که وقتی به دلیل خطای اتصال کوتاه و یا قطع شدن یک ترانزیستور، یک ستون از بخش اینورتر سیستم درایو جدا می‌شود و موتور به صورت تک فاز به کار ادامه می‌دهد، در اثر برهمکنش مولفه‌های توالی مثبت و منفی جریان‌های موتور و شار فاصله هوایی، گشتاور موتور سه فاز القایی دارای مولفه ثابت و مولفه نوسانی با فرکانس دو برابر مولفه اصلی خواهد بود. در این مرجع پیشنهاد شده است که برای تضعیف مولفه نوسانی گشتاور با فرکانس دو برابر، جریان هارمونیک سوم با دامنه مولفه اصلی در سیم‌پیچی موتور تزریق شود؛ به این ترتیب، مولفه نوسانی با فرکانس دو برابر حذف می‌شود، اما مولفه نوسانی در گشتاور با همان دامنه و با فرکانس ۴ برابر ایجاد می‌شود (شکل ۳-۳). به صورت مشابه، اگر هارمونیک مرتبه ۵ نیز با همان شرایط قبلی به موتور تزریق شود، مولفه نوسانی مرتبه چهارم گشتاور قابل حذف است و هارمونیک مرتبه ۶ در گشتاور با همان دامنه قبلی ایجاد می‌شود. با ادامه این کار، می‌توان فرکانس گشتاور نوسانی را افزایش داد. اینرسی موتور، گشتاور نوسانی با فرکانس بالاتر را تضعیف می‌کند و در نتیجه، ریپل سرعت کاهش می‌یابد. به این ترتیب، اگر جریان مولفه اصلی استاتور به صورت زیر باشد:

$$i_1(t) = \sqrt{2} \times I_1 \cos(\omega_e t + \alpha) \qquad (۳-۱)$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۳-۳: حذف هارمونیک مرتبه دوم گشتاور با تزریق جریان هارمونیک مرتبه ۳ در فازهای موتور

جریان مولفه هارمونیکی k (k = 3, 5, 7, …) تزریقی موتور به این صورت خواهد بود:

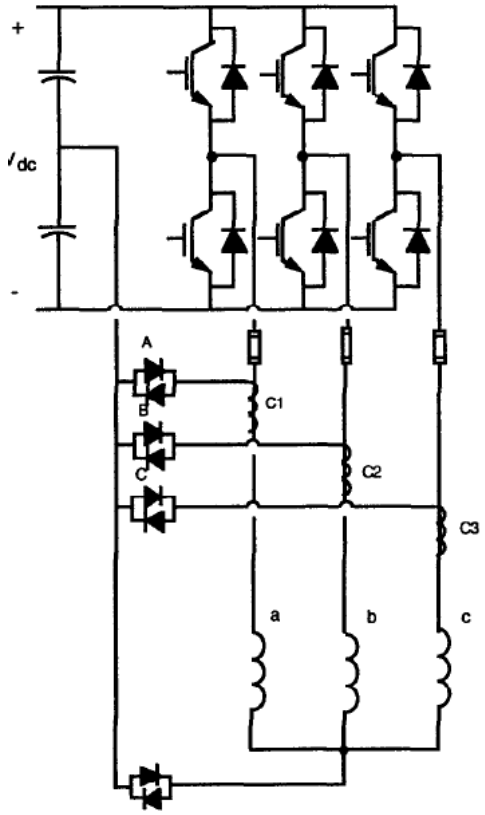
$$i_k(t) = \sqrt{2} \times I_1 \cos\left(\mathrm{k}\omega_e \mathrm{t} + \mathrm{k}\alpha + (\mathrm{k}-1)\theta\right) \qquad (۳-۲)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - tan^{-1}\left(\omega_{slp}\frac{L_r}{R_r}\right) - tan^{-1}\left(\left(2\omega_e - \omega_{slp}\right)\frac{L_r}{R_r}\right) \qquad (۳-۳)$$

که ω_{slp} سرعت زاویه‌ای لغزش توالی مثبت ($\omega_{slp} = \omega_s - \omega_r$) و R_r و L_r نیز به ترتیب، مقاومت و اندوکتانس پراکندگی روتور است.

در مرجع [۴۹] مدار نشان داده شده در شکل ۴-۳ را برای ایزوله کردن کلید اتصال کوتاه شده در یک ساق اینورتر پیشنهاد شده است. عنوان شده است که وقتی یکی از کلیدها اتصال کوتاه می‌شود، اگر کلید دیگر همان ساق روشن شود، در اثر جریان اتصال کوتاه در این ساق، فیوز می‌سوزد و در نتیجه این ساق از مدار ایزوله می‌شود. البته در این بین، این احتمال وجود دارد که کلید دوم نیز اتصال کوتاه شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

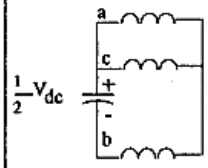
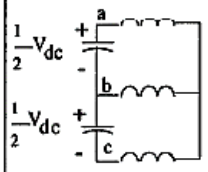
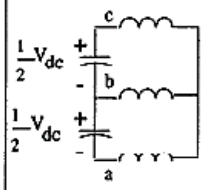
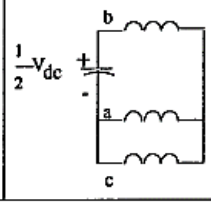


شکل ٤-٣: ساختار پیشنهادی برای ایزوله کردن کلیدهای اتصال کوتاه شده در اینورتر

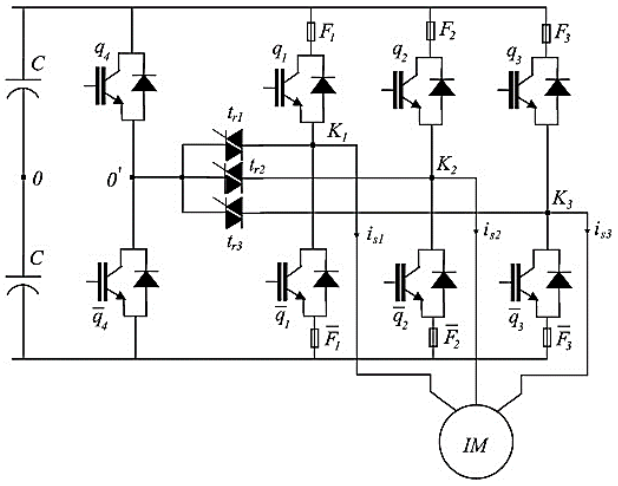
در مدار پیشنهادی، هرگاه جریان اتصال کوتاه تشخیص داده شود، کلید دیگر آن ساق اینورتر خاموش می‌شود و کلید تریاک متصل به آن ساق روشن می‌شود. این کار باعث اتصال کوتاه شدن یکی از خازن‌ها با کلید اتصال معیوب می‌شود که در نتیجه انرژی خازن، فیوز متصل به کلید معیوب می‌سوزد و آن کلید ایزوله می‌شود. با این کار، یک و یا دو کلید ساق اینورتر را اگر اتصال کوتاه شده باشند، می‌توان ایزوله کرد. عیب این روش ایزوله کردن کلیدهای معیوب این است که قدرت کنترل جریان در فاز ایزوله شده از دست می‌رود و مقدار جریان در این فاز، به رفتار دو فاز دیگر وابسته می‌شود. با فرض وجود اتصال کوتاه در ساق متصل به فاز b و ایزوله شدن آن، حالت‌های مختلف ممکن در وضعیت در جدول ۳-۳ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که با این روش، مقدار ولتاژ قابل درایو در ترمینال فازهای استاتور کاهش می‌یابد که در نتیجه آن، جریان فازها نیز باید کاهش یابد.

جدول ۳-۳: حالت‌های مختلف ولتاژ فازها، در صورت معیوب بودن ساق متصل به فاز b

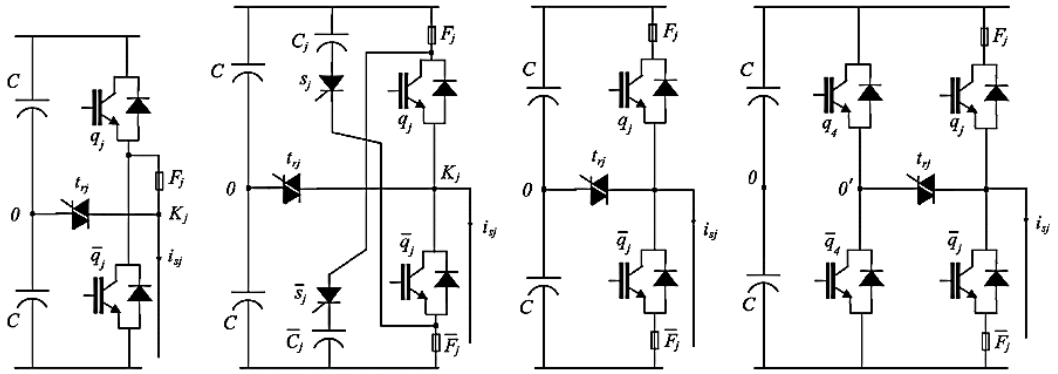
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

	Switches	Configurations	Terminal Voltages
(a)	A+ on C+ on		$V_a = V_c = \frac{1}{6}V_{dc}$ $V_b = -\frac{1}{3}V_{dc}$
(b)	A+ on C- on		$V_a = \frac{1}{2}V_{dc}$ $V_c = -\frac{1}{2}V_{dc}$ $V_b = 0$
(c)	A- on C+ on		$V_a = \frac{1}{2}V_{dc}$ $V_c = -\frac{1}{2}V_{dc}$ $V_b = 0$
(d)	A- on C- on		$V_a = V_c = \frac{1}{6}V_{dc}$ $V_b = -\frac{1}{3}V_{dc}$

در مرجع [۵۰]، مدار نشان داده شده در شکل ۵-۳ با چهار ساق برای افزایش تحمل خطای درایو پیشنهاد شده است؛ یکی از این ساق‌ها به عنوان رزرو برای حالتی که یکی از سه ساق اصلی اینورتر در اثر اتصال کوتاه شدن و یا مدار باز شدن کلیدها ایزوله شود، قرار می‌گیرد. مدارهای نشان داده شده در شکل ۶-۳ نیز برای ایزوله کردن ساق‌های دارای کلید معیوب و یا کلیدهای معیوب یک ساق اینورتر استفاده می‌شود. ایزوله کردن این قسمت‌ها، به کمک ایجاد اتصال کوتاه و در نتیجه سوختن فیوز متصل به قسمت معیوب صورت می‌گیرد.



شکل ۵-۳: ساختار پیشنهادی برای افزایش تحمل خطای اتصال کوتاه و یا مدار باز در کلیدهای اینورتر



شکل ٦-۳: چهار ساختار قابل استفاده برای ایزوله کردن کلیدها و یا ساق‌های معیوب اینورتر

در مرجع [۵۱] عنوان شده است که اگر از ساختار نشان داده شده در شکل ۴-۳ برای افزایش تحمل خطا در درایو موتورهای سه فاز القایی استفاده شود، وقتی یک ساق (مثلا ساق متصل به فاز C) اینورتر ایزوله می‌شود، مقدار MMF تولیدی استاتور نسبت به قبل تغییر می‌کند. در این حالت، با مساوی قرار دادن مقدار MMF در حالت بعد از قطع ساق و قبل از آن، می‌توان مقادیر جدید مرجع جریان برای فازها را به نحوی محاسبه کرد که MMF بدون تغییر باقی بماند.

$$\frac{3}{2}N_{se}I_M e^{j\theta} = N_{se}\left(i_a + i_b\left(-\frac{1}{2}+\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right) \qquad (۳-۴)$$

در عبارت فوق، IM دامنه جریان فازها قبل از ایجاد خطا، N_{se} تعداد دورهای معادل سیم‌پیچی استاتور و θ زاویه فاز جریان است. است. سمت راست رابطه فوق، MMF حالتی است که خطا در درایو رخ نداده است و سمت چپ رابطه فوق، MMF حالتی است که یک ساق (ساق C) ایزوله شده است. از این تساوی، مقادیر جدید مرجع برای جریان‌های فاز به دست می‌آید:

$$i_a^* = \sqrt{3} I_M cos\left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (۳-۵)$$

$$i_b^* = \sqrt{3} I_M cos\left(\omega t + \theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (۳-۶)$$

مشاهده می‌شود که دامنه جریان‌ها به اندازه $\sqrt{3}$ برابر افزایش یافته است و اختلاف فاز ۶۰ درجه‌ای بین جریان‌ها ایجاد شده است.

در مرجع [۵۲] عنوان شده است که وقتی درایو تکفاز می‌شود، اگر جریان فازهای استاتور، با استفاده از تبدیل کلارک به فضای دو محوری α-β منتقل شود، دارای دو مولفه dc و ac خواهد بود که مولفه ac شامل جریان با هارمونیک مرتبه سوم است. بنابراین، وقتی یک ساق از اینورتر به دلیل وقوع خطا، ایزوله می‌شود، می‌توان با تزریق جریان هارمونیک سوم و یا مولفه صفر (به کمک مدارهای نشان داده شده در شکل ۴-۳ یا شکل ۵-۳)، قابلیت تحمل خطا در سیستم درایو ایجاد کرد. در این حالت جریان‌های تزریقی به هر فاز استاتور برابر است با:

$$i_0 = -i_a \rightarrow i_a = 0, \quad \hat{i}_b = i_b - i_a, \quad \hat{i}_c = i_c - i_a \quad (۳-۷)$$

به این ترتیب، مدل موتور برای مولفه صفر ولتاژ در حالت ایزوله شدن یک فاز، (مانند مدل موتورهای القایی تکفاز) می‌تواند به صورت مجموع یک موتور سالم و یک مدار مولفه صفر باشد. این مدل در شکل ۷-۳ نشان داده شده است. در اینجا لغزش به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s_0 = \frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_0} = 1 - 3\frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (۳-۸)$$

که ω_r سرعت زاویه‌ای چرخش روتور و $\omega_0 = \omega_s/3$ است که ω_s سرعت زاویه‌ای چرخش مولفه اصلی شار مغناطیسی است. به عنوان مثال، در بی‌باری که سرعت روتور به سرعت چرخش میدان استاتور نزدیک است، مقدار s_0 تقریبا برابر ۲- است؛ در این حالت، امپدانس مولفه صفر تقریبا برابر است با:

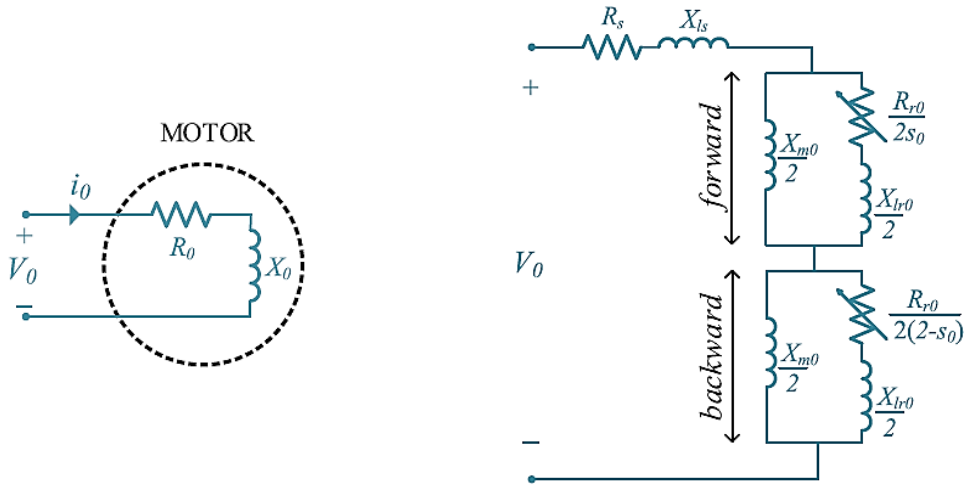
$$Z_0 = R_0 + \mathrm{j}X_0 \approx \left(R_{s0} - \frac{R_{r0}}{8}\right) + \mathrm{j}(X_{ls0} + X_{lr0}) \quad (۳-۹)$$

به این ترتیب، به کمک نوشتن روابط مدار معادل مولفه صفر خواهیم داشت:

$$V_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \quad (۳-۱۰)$$

با استفاده از تبدیل کلارک، جریان مولفه صفر (روابط فوق الذکر) در فازهای موتور را به صورت زیر می‌توان نوشت:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

شکل ۷-۳: مدل مولفه صفر موتور القایی سه فاز، الف) مدل کامل و ب) مدار معادل

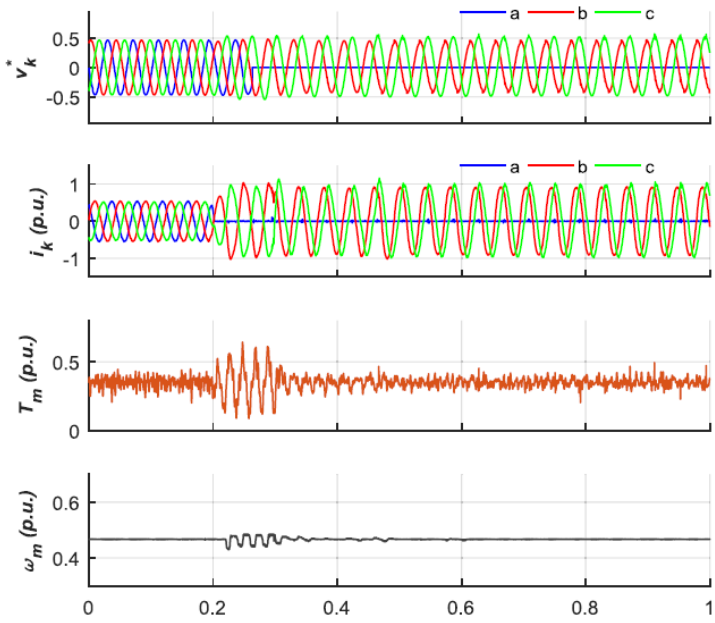
$$i_{0a} = -i_\alpha \qquad \text{(for faulty phase)}$$
$$i_{0b} = \frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \qquad (۳-۱۱)$$
$$V_{0c} = \frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta$$

به این ترتیب، ولتاژ مولفه صفر که در فازهای مختلف تزریق باید بشود، به صورت زیر در خواهد آمد:

$$V_{0a} = -R_0 i_\alpha + \omega_s L_0 i_\beta$$
$$V_{0b} = \left(\frac{1}{2} R_0 - \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_s L_0\right) i_\alpha + \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} R_0 - \frac{1}{2} \omega_s L_0\right) i_\beta \qquad (۳-۱۲)$$
$$V_{0c} = \left(\frac{1}{2} R_0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \omega_s L_0\right) i_\alpha + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} R_0 - \frac{1}{2} \omega_s L_0\right) i_\beta$$

همان طور که در شکل ۸-۳ نشان داده شده است، بررسی‌ها انجام شده بر روی یک موتور سه فاز القایی ۱ کیلووات، ۵۰ هرتز، ۲۲۰ ولت، ۲.۷ امپر با سرعت نامی ۲۸۰۰ دور در دقیقه، نشان می‌دهد که به کمک این الگوریتم، موتور توانسته است که مشکل ناشی از تکفاز شدن درایو را تحمل نماید؛ موتور در لحظه ۰.۲ ثانیه تکفاز می‌شود و جریان‌های استاتور اختلاف فاز ۱۸۰ درجه با هم پیدا می‌کنند و سرعت و گشتاور موتور نوسانی می‌شود. در ادامه و با اعمال الگوریتم فوق، نوسان سرعت و گشتاور موتور به میزان قابل ملاحظه‌ای تضعیف می‌شود (البته از بین نمی‌رود). شایان ذکر است که با اعمال این الگوریتم، دامنه جریان افزایش قابل ملاحظه‌ای یافته است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۸-۳: نتایج عملی اعمال الگوریتم پیشنهادی برای افزایش تحمل خطای درایو در موتور سه فاز القایی

در مرجع [۵۳] از الگویی مشابه برای مدل کردن درایو موتور سه فاز القایی بعد از وقوع خطا استفاده شده است؛ فرض شده است که در اثر خطا، ساق متصل به فاز a ایزوله شود، در این صورت، معادلات ولتاژ مربوط به فازهای استاتور موتور به صورت زیر قابل بیان است:

$$\hat{V}_{abcs} = V_{abcs} - \left(r_s + \boldsymbol{L}_{ls}\frac{d}{dt}\right) i_{as} \qquad (۳-۱۳)$$

که V_{abcs} بردار ولتاژ فازهای استاتور موتور در حالت بدون خطا، r_s و $\boldsymbol{L}_{ls}$ نیز به ترتیب، مقاومت و ماتریس قطری اندوکتانس پراکندگی هر فاز استاتور است. در این رابطه، ولتاژ موتور در حالت خطا با کلاه نشان داده شده است. به این ترتیب، موتور سه فاز القایی را می‌توان به صورت یک موتور بدون خطا مدل کرد که مقدار ولتاژ زیر از فازهای کاسته می‌شود:

$$v_{za} = v_{as} - E_{as} = r_s i_{as} + L_{ls}\frac{di_{as}}{dt} \qquad (۳-۱۴)$$

که E_{as} ولتاژ ضد محرک القا شده در فاز a است. به این ترتیب می‌توان گفت که برای کنترل موتورهای سه فاز القایی بعد از وقوع خطا، ولتاژ فازهای سالم (در اینجا فازهای b و c) به اندازه ولتاژ v_{za} وابسته است (شکل ۹-۳)؛ به عبارتی، به سرعت زاویه‌ای فرکانس اصلی تغذیه در درایو موتور وابسته است. عموما، برای حفظ عملکرد موتور پس از وقوع خطا، مقدار MMF سیم‌بندی موتور قبل و بعد از وقوع خطا یکسان باید باشد. این نکته، به این معنی است که نیاز است دامنه جریان فازهای سالم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

و به تبع آن، دامنه ولتاژ آن‌ها افزایش یابد (همان طور که در شکل ۹-۳ دیده می‌شود). بسته به ساختار استفاده شده برای درایو موتور بعد از وقوع خطا، حداکثر مقدار ولتاژ و جریان قابل اعمال به فازهای سالم استاتور محدودیت‌هایی دارد.

همان طور که قبلا هم بیان شده است، چهار ساختار برای درایو موتورهای سه فاز القایی بعد از وقوع خطا قابل استفاده است که در شکل ۱۰-۳ نشان داده شده‌اند. این چهار ساختار عبارتند از:

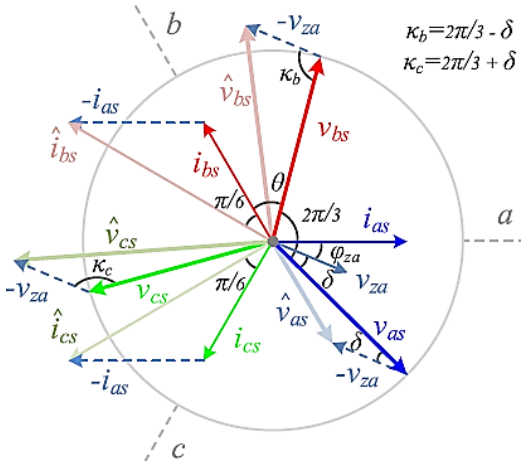
۱- اتصال نول موتور به وسط خازن در لینک دی‌سی یا 3L-NCM

۲- اتصال فاز ایزوله شده به وسط خازن لینک دی‌سی یا 3L-PCM

۳- استفاده از ساق چهارم در اینورتر و اتصال نقطه نول سیم‌بندی موتور به این ساق یا (3+1)L_NAL

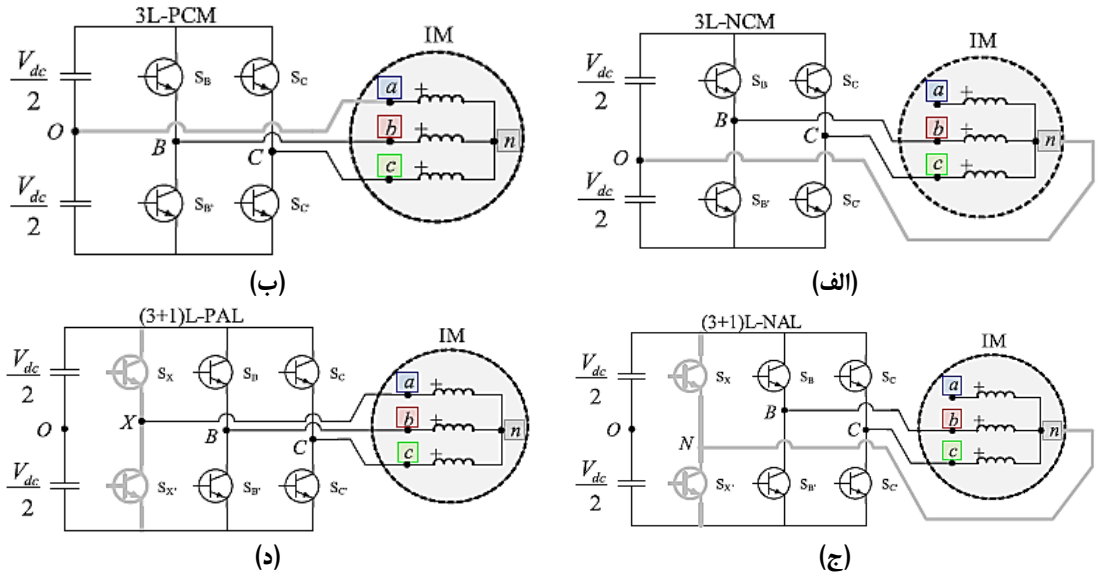
۴- استفاده از ساق چهارم در اینورتر و اتصال فاز ایزوله شده به این ساق یا (3+1)L_PAL

شایان ذکر است که در حالت ۴، درایو بعد از وقوع خطا مانند حالت بدون خطا به کار خود ادامه می‌دهد. در جدول ۴-۳ محدودیت‌های ولتاژ و جریان هریک از این ساختارها آورده شده است. همچنین، حداکثر توان خروجی موتور در بعد از وقوع خطا با استفاده از هر یک از این ساختارها، در جدول ۵-۳ آورده شده است. اطلاعات این جدول بر اساس مطالعه سایر مدارک و آزمایش عملی بر روی یک موتور ۱ کیلوواتی (درایو موتور به روش FOC) در همین مرجع، ارائه شده است.



شکل ۹-۳: نمایش برداری ولتاژ و جریان موتور سه فاز القایی در حالت‌های بدون خطا و بعد از وقوع خطا

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۰-۳: ساختار استفاده شده برای درایو موتور بعد از وقوع خطا

جدول ٤-۳: محدوده‌های جریان و ولتاژ در ساختارهای مختلف درایو موتور بعد از وقوع خطا

Topology	$Voltage/V_{dc}$						$Phase\ Current/i_{rated}$		
	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	i_{as}	i_{bs}	i_{cs}
3L-STD	1	1	1	1/√3	1/√3	1/√3	1	1	1
3L-NCM	-	1	-	-	1/2	1/2	-	1	1
3L-PCM	1/2	1	1/2	-	-	-	1	1	1
(3+1)L-NAL	-	1	-	-	1	1	-	1	1

جدول ٥-۳: حداکثر توان موتور در ساختارهای مختلف درایو موتور بعد از وقوع خطا (در واحدی)

Topology Name	[32]	[1]	[4]	Theoretical Calculation with Constant L_{ms}	Experiment Result Considering Change of L_{ms}
3L-STD	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
3L-NCM	-	0.50	0.50	0.33* — 0.49**	0.42* — 0.48**
3L-PCM	-	0.50	0.50	0.45	0.41
(3+1)L-NAL	0.67	0.58	0.58	0.33* — 0.58**	0.42* — 0.61**

* At the base speed. **At the maximum available speed.

نتایج بررسی این چهار ساختار به صورت خلاصه عبارت است از:

۱- ساختار 3L-PCM قادر به تامین توان نامی موتور بعد از وقوع خطا، البته در سرعت‌های کمتر از ۵۰ درصد مقدار پایه (نامی) است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۲- ساختار 3L-NCM قادر به تحویل حداکثر ۴۲ درصد توان نامی بعد از وقوع خطا است. به دلیل محدوده بزرگ‌تر ولتاژ فازهای موتور، این ساختار مناسب برای کار در سرعت‌های زیاد (بالاتر از سرعت پایه) است.

۳- نوسانات ولتاژ در لینک دی‌سی در ساختارهای 3L-NCM و 3L-PCM زیاد است و امکان عملکرد نامناسب بعد از وقوع خطا هست.

۴- در ساختار L-NAL(3+1) نوسانات ولتاژ در لینک دی‌سی کم است و مناسب برای استفاده برای درایو موتور، پس از وقوع خطا است. البته هزینه این ساختار به صورت نسبی زیاد است.

معرفی درایوهای آهنربای دائم و خطاهای معمول در آن‌ها

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۴-۱- مقدمه

موتورهای آهنربای دائم، بعد از موتورهای القایی، پرکاربردترین موتورهای الکتریکی در تجهیزات صنعتی و خانگی هستند. مهم‌ترین مزیت موتورهای آهنربایی نسبت به انواع دیگر موتورهای الکتریکی، بازده بالای انرژی و حجم کم‌تر آن‌ها است. در مقابل، قیمت موتورهای آهنربای دائم به صورت نسبی، بیشتر از بقیه موتورهای الکتریکی است. در این فصل، انواع موتورهای آهنربای دائم معرفی می‌شود و ساختار موتور و درایو موتورهای آهنربای دائم پرکاربرد بررسی می‌شود. در نهایت، خطاهای معمول در موتورهای آهنربای دائم که در مقالات بیشتر بررسی شده‌اند، معرفی می‌شود.

۴-۲- انواع موتورهای الکتریکی آهنربای دائم

موتورهای الکتریکی آهنربای دائم به دو دسته زیر تقسیم شوند [۵۴]:

۱- موتورهایی که آهنربای دائم بر روی روتور آن قرار دارد.

۲- موتورهایی که آهنربای دائم بر روی استاتور آن قرار دارد.

موتورهای آهنربای دائم که آهنربا بر روی استاتور آن قرار دارد، در دسته موتورهای الکتریکی دو سو برجسته قرار می‌گیرند؛ یعنی در ساختار این موتور، هم استاتور و هم روتور قطب برجسته است. این موتورها به انواع زیر تقسیم می‌شوند:

۱- ماشین‌های دو سو برجسته آهنربای دائم[1]

۲- ماشین‌های شار معکوس[2]

۳- ماشین‌های شار سوئیچ شونده[3]

۴- ماشین‌های حافظه دار[4]

۵- ماشین‌های دو سو برجسته (آهنربای دائم) با تحریک ترکیبی [5]

[1] Doubly salient permanent magnet machines (DSPM)

[2] Flux revesal machines (FRM)

[3] Flux switching machine (FSM) or Switched flux machines (SFM)

[4] Memory machines

[5] Hybrid excitation doubly salient PM machines (HEDSPM machines)

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

مزیت مهم موتورهای الکتریکی که آهنربای دائم بر روی استاتور آن‌ها قرار دارد، افزایش قابلیت تحمل خطاهای الکتریکی است. در مقابل، این موتورها معضلاتی نیز دارند که عبارت است از پراکندگی زیاد شار مغناطیسی در آن‌ها است که موجب کاهش ضریب توان موتور و همچنین، کاهش بازده آن می‌شود. نکته مهم دیگر این است که در این ساختارها، اندوکتانس سیم‌پیچی آرمیچر در دو سیکل مثبت و منفی جریان، با هم متفاوت است و این مساله می‌تواند در عملکرد ماشین تاثیر بگذارد؛ به همین دلیل، شاید بتوان گفت که این ماشین‌ها برای کاربردهای کنترلی مناسب نباشند [۵۴]. به دلیل همین معایب، موتورهای الکتریکی که آهنربای دائم در آن‌ها در استاتور قرار دارد، در گذشته کمتر به صورت صنعتی مورد توجه قرار گرفته‌اند، هرچند برخی از ساختارهای این موتورها در سال‌های اخیر مورد توجه محققین قرار گرفته است [۵۵].

موتورهای الکتریکی که آهنربا بر روی روتور آن قرار دارد به دسته‌های زیر تقسیم‌می‌شوند [۵۶]:

۱- موتورهای سنکرون آهنربای دائم[1]

۲- موتورهای دی‌سی بدون جاروبک[2]

۳- موتورهای پله‌ای[3]

موتورهای پله‌ای، معمولا برای کاربردهای کنترلی استفاده می‌شود، اما موتورهای سنکرون آهنربای دائم و دی‌سی بدون جاروبک، به دلیل بازده زیاد و چگالی توان زیادی که دارند، در کاربردهای مختلف صنعتی، شامل خطوط تولیدی کارخانه‌ها، پالایشگاه‌ها، سیستم‌های حمل و نقل و انواع تجهیزات خانگی، به صورت گسترده مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۵۷]. شایان ذکر است که این موتورها در ساختارهای شعاعی و دیسکی می‌توانند ساخته شوند، اما به دلیل گستردگی کاربرد موتورهای آهنربای دائم با ساختارهای شعاعی، در این گزارش تمرکز بررسی‌ها بر این ساختار قرار گرفته است.

۳-۴- موتورهای دی‌سی بدون جاروبک

در شکل ۱-۴ معمول‌ترین ساختار موتورهای دی‌سی بدون جاروبک نشان داده شده است. عملکرد این موتورها مشابه موتورهای دی‌سی است، با این تفاوت که جاروبک در ساختار آن‌ها وجود ندارد. عمل کموتاسیون در این موتورها با استفاده از حسگر

[1] Permanent magnet synchronous motors (PMSM)

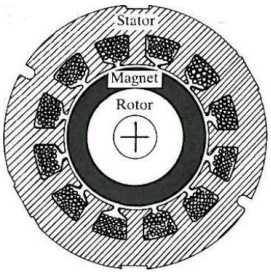
[2] Brushless DC motors (BLDC)

[3] Stepper motors

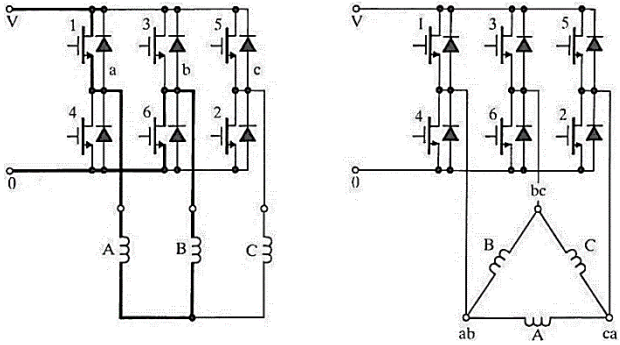
 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

موقعیت و به صورت الکترونیکی انجام می‌شود. سیم‌بندی استاتور این موتورها به صورت ستاره و یا مثلث می‌تواند باشد. در شکل ۲-۴ و شکل ۳-۴ ساختار درایو و موتور و تغییرات متغیرهای مختلف در ساختار موتور نشان داده شده است. دیده می‌شود که تغذیه موتور، وقتی گسترش آهنربا به اندازه ۱۸۰ درجه در هر قطب است، به نحوی است که در هر لحظه دو فاز از سه فاز استاتور جریان دارد و جریان در فاز سوم برابر صفر است [۵۸].

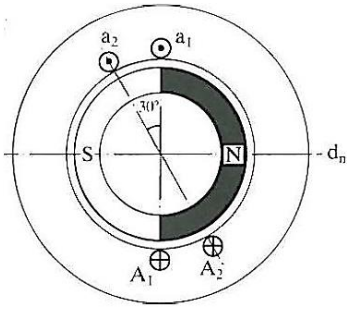
طریقه قرار گرفتن آهنربا بر روی سطح روتور می‌تواند به صورت سطحی (اهنربا بر روی سطح) و یا درونی (آهنربا درون یوغ روتور) باشد که هر کدام از این دو دسته نیز به شکل‌های مختلف ممکن است. در شکل ۴-۴ چند طریقه قرار گرفتن آهنربا بر روی روتور در موتور دی‌سی بدون جاروبک نشان داده شده است [۵۹].



شکل ۱-٤: معمول‌ترین ساختار موتورهای دی‌سی بدون جاروبک که آهنربا در سطح روتور قرار دارد.

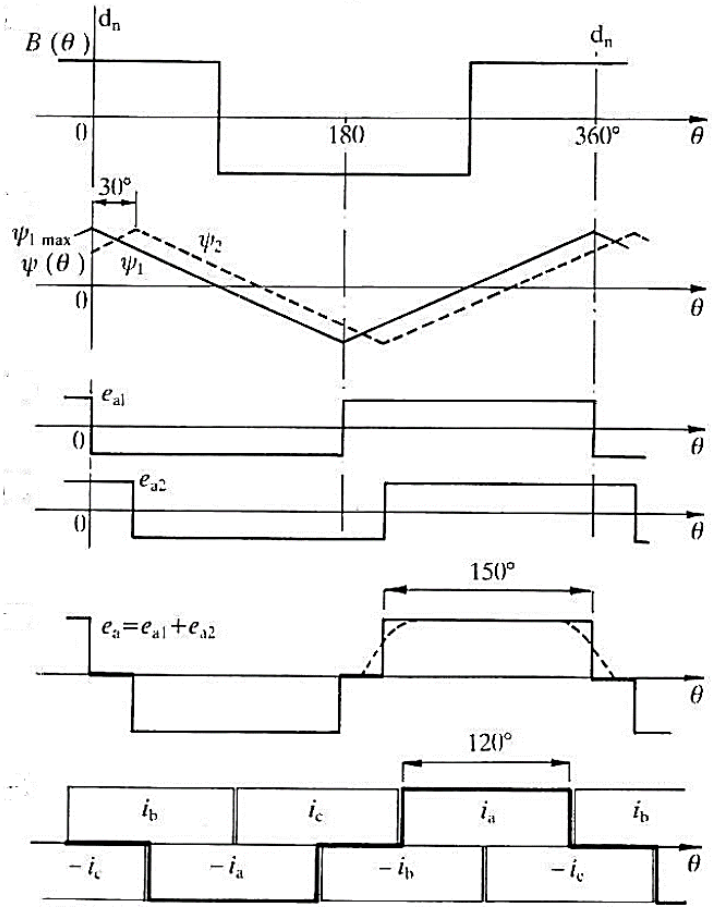


شکل ۲-٤: موتور دی‌سی بدون جاروبک با سیم‌بندی مثلث (سمت راست) و سیم‌بندی ستاره (سمت چپ) متصل به درایو موتور



DOI: 10.30503/nripress.2020.333

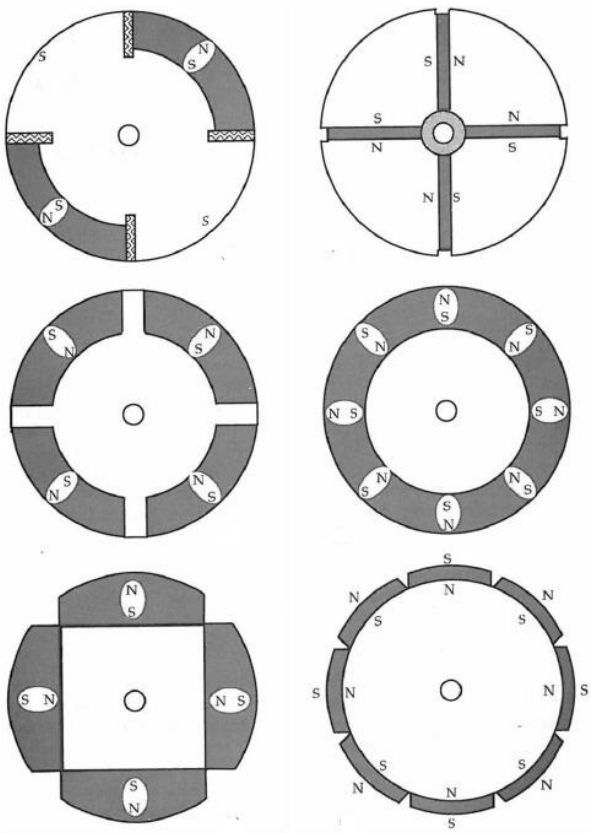
(الف)



(ب)

شکل ۳-٤: الف) ساختار موتور دی‌سی بدون جاروبک دو قطب با توزیع ۱۸۰ درجه‌ای آهنرباهای دائم و ب) نمودارهای چگالی شار فاصله هوایی، شار در برگیرنده سیم‌پیچی یک فاز، نیروی ضد محرکه مغناطیسی و الگوی تغذیه فازهای موتور

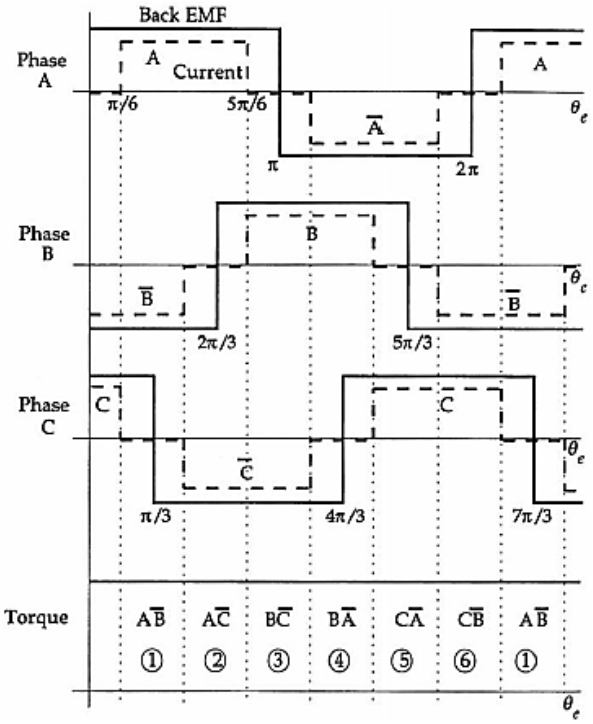
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



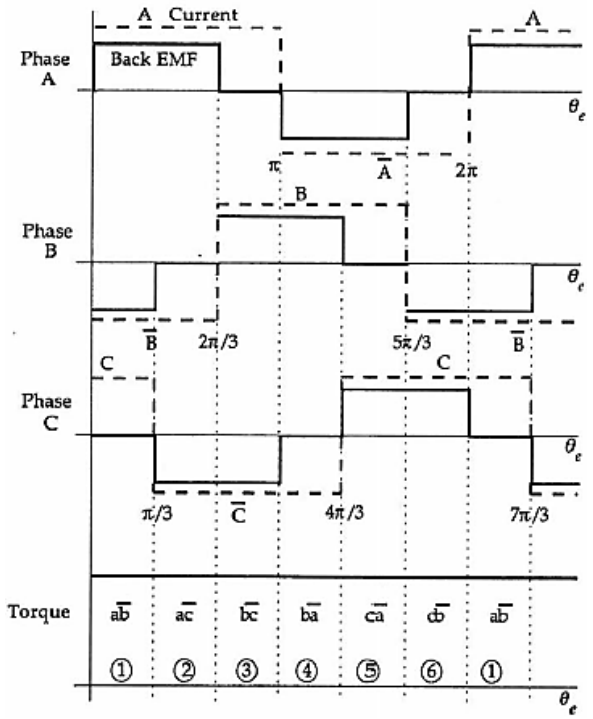
شکل ٤-٤: چند طریقه مختلف قرار گرفتن آهنربا بر روی روتور در موتور دی‌سی بدون جاروبک

با توجه به مشابهت ساختاری موتورهای دی‌سی بدون جاروبک با موتورهای دی‌سی، رابطه گشتاور و ولتاژ ضد محرکه در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک نیز کاملا مشابه موتورهای دی‌سی است. در این موتورها نیزگشتاور مثبت زمانی ایجاد می‌شود که علامت جریان در فازها با علامت ولتاژ ضد محرکه در محدوده فضایی سیم‌پیچی یکسان باشد. به عبارتی، در موقعیتی که ولتاژ ضد محرکه (و در حقیقت mmf سیم‌پیچی) تغییر علامت می‌دهد، جریان در فاز نیز باید تغییر علامت بدهد. در شکل ۵-۴ طریقه درایو موتور در حالت اتصال ستاره و تولید گشتاور در آن نشان داده شده است. در شکل ۶-۴ نیز همین مساله برای اتصال سیم‌بندی‌ها به صورت مثلث نشان داده شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



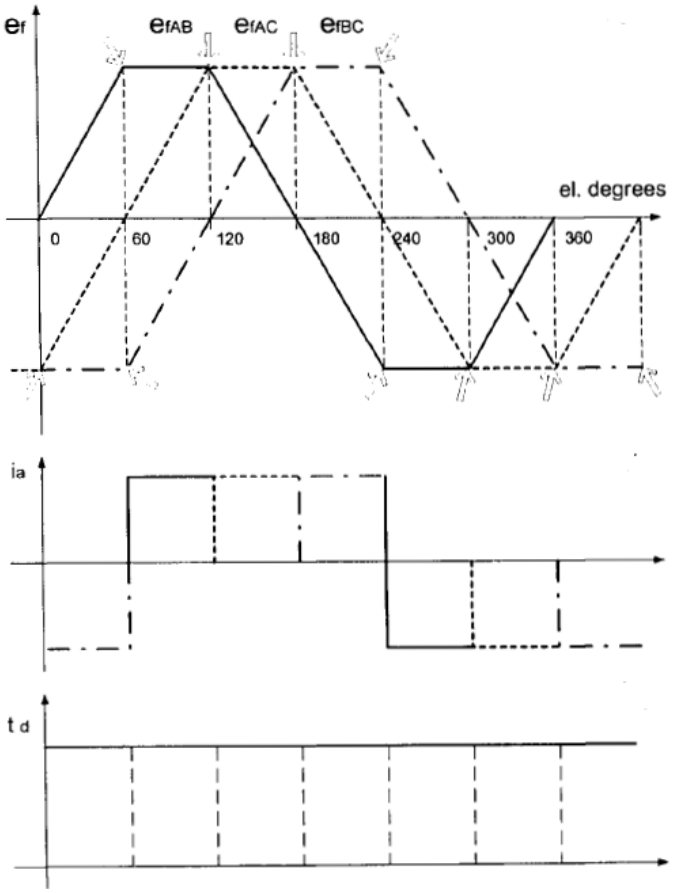
شکل ٥-٤: تولید گشتاور در موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز با اتصال ستاره



شکل ٦-٤: تولید گشتاور در موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز با اتصال مثلث

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

شایان ذکر است که در محدوده‌ای که جریان صفر است، گشتاور تولید نمی‌شود. البته در عمل، در این محدوده، جریان به صورت خطی کاهش می‌یابد تا به صفر برسد و در نقطه لازم تغییر علامت بدهد. به عبارتی، جریان فازها بیشتر حالت ذوزنقه‌ای شکل دارند تا حالت مستطیل شکل. همچنین، در حالت اتصال سیم‌بندی استاتور به صورت مثلث، به دلیل تزریق شدن جریان هارمونیک سوم، تلفات اهمی موتور افزایش می‌یابد. به همین دلیل از این نوع اتصال سیم‌پیچی کمتر در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک استفاده می‌شود [۵۹]. در طراحی موتورهای دی‌سی بدون جاروبک، اگر نحوه چینش و مغناطیس کردن آهنرباها و توزیع سیم‌پیچی به گونه‌ای باشد که ولتاژ ضد محرکه در هر فاز، ذوزنقه‌ای شکل باشد، متوسط گشتاور موتور بیشینه می‌شود و مقدار ریپل گشتاور کاهش می‌یابد (شکل ۷-۴) [۵۶].

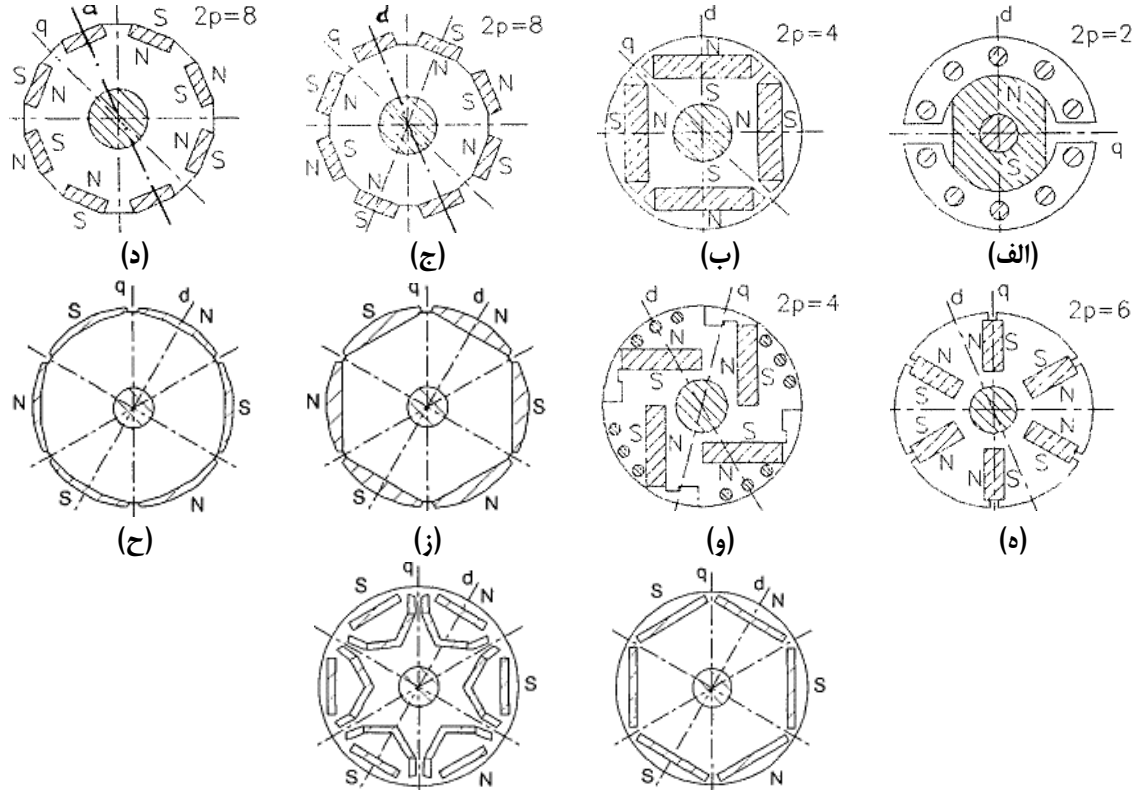


شکل ۷-٤: شکل موج‌های ایده‌آل ولتاژ ضد محرکه خط به خط، جریان فاز و گشتاور موتور دی‌سی بدون جاروبک برا افزایش مقدار متوسط گشتاور و کاهش ریپل گشتاور

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۴-۴- موتورها سنکرون آهنربای دائم

موتورهای سنکرون آهنربای دائم، ساختاری مانند موتورهای دی‌سی بدون جاروبک معمول که در شکل ۱-۴ نشان داده شد دارند، با این تفاوت که فازهای استاتور با ولتاژ و جریان‌های سینوسی تغذیه می‌شوند. در این موتورها نیز، آهنربا به صورت‌های مختلف به روتور متصل می‌شوند. برخی از این ساختارها در شکل ۸-۴ نشان داده شده است [۵۶].



شکل ۸-٤: برخی ساختارهای روتور موتورهای سنکرون آهنربای دائم

موتورهای سنکرون آهنربای دائم، معمولا به روش کنترل برداری[1] که کنترل میدان تحریک[2] نیز نامیده می‌شود، کنترل می‌شوند. ویژگی مهم این روش کنترلی برای موتورهای سنکرون آهنربای دائم این است که مشابه کنترل موتورهای دی‌سی،

[1] Vector control

[2] Field oriented control (FOC)

شار و گشتاور موتور به صورت مستقل از هم کنترل می‌شود. در این موتورها، گشتاور الکترومغناطیسی موتور به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$T_e = \frac{3}{2}\cdot\frac{P}{2}\left(\lambda_{af} i_{qs} + \left(L_d - L_q\right) i_{qs} i_{ds}\right) \qquad (۴-۱)$$

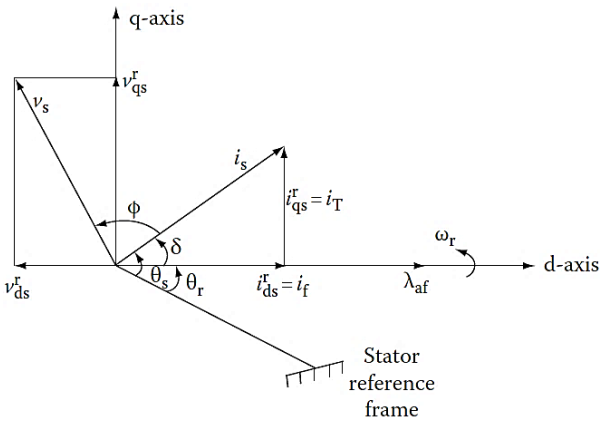
که P تعداد قطب‌های موتور، λ_{af} شار در برگیرنده سیم‌پیچی ناشی از آهنربا، L_d و i_{ds}، اندوکتانس و جریان موتور در راستای محور d و L_q و i_{qs} جریان و اندوکتانس موتور در راستای محور q است. در موتورهای با قطب صاف، $L_d \approx L_q$ و درنتیجه، گشتاور موتور فقط به جریان محور q وابسته می‌شود. به این ترتیب، گشتاور با کنترل جریان i_{qs} کنترل می‌شود و شار فاصله هوایی نیز با کنترل i_{ds}. شار دربرگیرنده سیم‌پیچی ناشی از برآیند شارهای روتور و استاتور (λ_m) به صورت زیر است:

$$\lambda_m = \sqrt{\left(\lambda_{af} + L_d i_{ds}\right)^2 + \left(L_q i_{ds}\right)^2} \qquad (۴-۲)$$

در حالت عادی کارکرد که موتور با جریان سه فاز متقارن (با دامنه i_s) تغذیه می‌شود، رابطه گشتاور موتور را به صورت زیر هم می‌توان بیان کرد:

$$T_e = \frac{3}{2}\cdot\frac{P}{2}\left(\lambda_{af} i_s \sin\delta + \left(L_d - L_q\right) i_s^2 \sin 2\delta\right) \qquad (۴-۳)$$

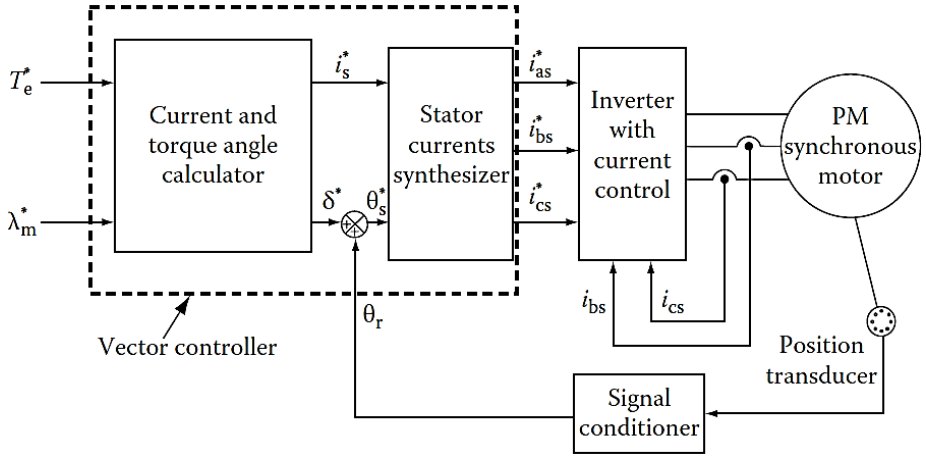
که δ زاویه بین میدان روتور و فازور جریان استاتور است که به زاویه گشتاور معروف است (شکل ۹-۴).



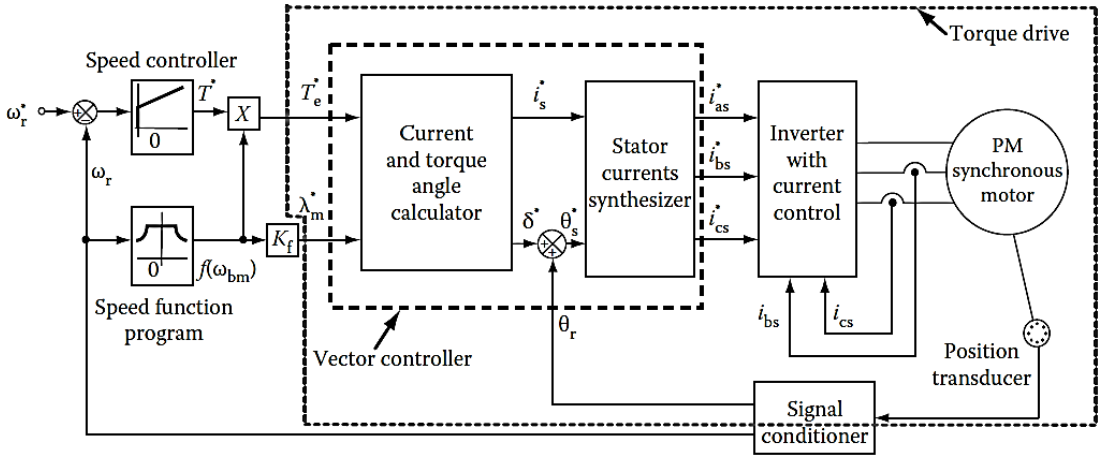
شکل ۹-٤: نمایش فازوری موتور سنکرون آهنربای دائم

با توجه به روابط فوق، کنترل موتور سنکرون آهنربای دائم می‌تواند به صورت نشان داده شده در شکل ۱۰-۴ باشد. در این روش، با مشخص بودن مقادیر مرجع گشتاور و شار دربرگیرنده سم‌پیچی، جریان‌های دو محور d و q (یا دامنه جریان و زاویه گشتاور) محاسبه می‌شود و به موتور اعمال می‌شود. در شکل ۱۰-۴، مقادیر مرجع با علامت "*" مشخص شده‌اند. البته،

ورودی سیستم کنترل موتور، سرعت مطلوب (مرجع) موتور نیز می‌تواند باشد. در این حالت، اختلاف بین سرعت مطلوب با مقدار واقعی سرعت موتور، به کمک یک کنترل کننده PI به گشتاور مرجع موتور تبدیل می‌شود (شکل ۱۱-۴).



شکل ۱۰-٤: نمایش بلوکی کنترل برداری موتور سنکرون آهنربای دائم



شکل ۱۱-٤: نمایش بلوکی کنترل سرعت در موتور سنکرون آهنربای دائم

همان طور که گفته شد، مزیت کنترل برداری موتورهای سنکرون آهنربای دائم، امکان جدا کردن کنترل گشتاور و شار دربرگیرنده، مشابه موتورهای دی‌سی است. این کار با استراتژی‌های مختلف ممکن است. این استراتژی‌ها عبارتند از [۶۰]:

۱- کنترل زاویه گشتاور ثابت ($\delta=0$)

۲- کنترل ضریب توان واحد

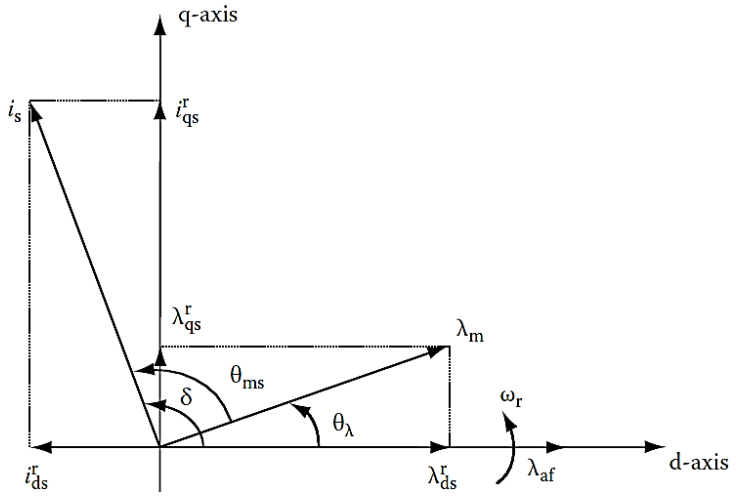
۳- کنترل شار دربرگیرنده ثابت (معمولا $\lambda_m = \lambda_{af}$)

۴- کنترل زاویه بین شار فاصله هوایی و فازور جریان (زاویه θ_{ms} در شکل ۱۲-۴)

۵- کنترل گشتاور بهینه بر واحد جریان

۶- کنترل تلفات توان ثابت

۷- کنترل بازدهی بیشینه



شکل ۱۲-٤: نمایش فازوری شارهای دربرگیرنده موتور سنکرون آهنربای دائم

۵-۴- انواع خطا در موتورهای آهنربای دائم

خطاهای الکتریکی و مکانیکی که در موتورهای الکتریکی و درایو آن ممکن است رخ دهد، در گزارش مرحله اول این پروژه معرفی شد. در مستندات علمی بررسی شده در این گزارش، خطاهای زیر بررسی شده‌اند:

۱- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی استاتور موتورهای آهنربای دائم

۲- افزایش مقاومت فاز در سیم‌پیچی موتورهای آهنربای دائم

۳- خروج از مرکز

۴- خرابی و یا مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

۵- قطع شدن یک یا چند کلید قدرت در سیستم درایو موتور

۶- قطع شدن یک فاز از استاتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

همچنین، در برخی مراجع نیز به بررسی راه‌کارهای ایجاد و یا افزایش قابلیت تحمل خطا در موتورهای آهنربای دائم پرداخته شده است. این مراجع، در سه فصل آینده، به تفکیک، در مورد موتورهای سنکرون آهنربای دائم، موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و درایو این موتورها بررسی شده است.

روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای سنکرون آهنربای دائم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۵-۱- مقدمه

در این فصل از گزارش، روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در موتورهای سنکرون آهنربای دائم بررسی می‌شود. خطاهای بررسی در این فصل در دو دسته خطاهای مکانیکی و خطاهای الکتریکی در موتور دسته‌بندی شده است.

۵-۲- خطاهای مکانیکی

قبلا بیان شد که در کنترل برداری موتورهای سنکرون آهنربای دائم، جریان موتور به دو مولفه تقسیم می‌شود؛ مولفه‌ای که تولید گشتاور می‌کند که با i_q نمایش داده می‌شود و مولفه‌ای که تولید شار مغناطیسی می‌کند که با i_d نمایش داده می‌شود. در صورت وقوع یکی از خطاهای مکانیکی، مانند خروج از مرکز، خطای یاتاقان و یا خطا در گیربکس موتور، گشتاور موتور بسته به نوع این خطا با فرکانس f_f نوسان می‌کند. این نوسان در گشتاور موجب ایجاد نوسان در سرعت موتور با همین فرکانس می‌شود. حلقه کنترل سرعت موتور تلاش برای کاهش نوسان سرعت خواهد داشت و لذا، جریان i_q نیز با همین فرکانس دچار نوسان خواهد شد. اگر فرض شود که جریان‌های دو محوری موتور به صورت زیر باشد (در محدوده توان ثابت موتور) [۶۱]:

$$\begin{aligned} i_q(t) &= I_q + I_{qf}\sin(\omega_f t + \varphi_q) \\ i_d(t) &= 0 \end{aligned} \qquad (۵-۱)$$

که I_{qf} دامنه جریان ناشی از خطا در موتور و $\omega_f = 2\pi f_f$. با استفاده از تبدیل معکوس پارک، جریان‌های سه فاز موتور به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_q \sin(\omega t + \pi) + \frac{I_{qf}}{2}\left\{\sin\left((\omega+\omega_f)t + \varphi_q + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left((\omega-\omega_f)t - \varphi_q - \frac{\pi}{2}\right)\right\} \\ I_q \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_{qf}}{2}\left\{\sin\left((\omega+\omega_f)t + \varphi_q - \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left((\omega-\omega_f)t - \varphi_q - \frac{7\pi}{6}\right)\right\} \\ I_q \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{3}\right) + \frac{I_{qf}}{2}\left\{\sin\left((\omega+\omega_f)t + \varphi_q + \frac{7\pi}{6}\right) + \sin\left((\omega-\omega_f)t - \varphi_q + \frac{\pi}{6}\right)\right\} \end{bmatrix} \qquad (۵-۲)$$

در این رابطه، ω سرعت زاویه‌ای نوسان منبع تغذیه است. دیده می‌شود که وقتی گشتاور موتور و سرعت آن با فرکانس f_f نوسان می‌کند، در جریان موتور، فرکانس‌های باند جانبی $|f \mp f_f|$ القا می‌شود که f فرکانس منبع تغذیه است. همچنین دیده می‌شود که دامنه نوسانات (I_{qf}) در دامنه جریان سه فاز موتور به مقدار ۵۰ درصد تضعیف می‌شود. این نوسانات در جریان دی‌سی ورودی به اینورتر با دامنه‌ای برابر با $I_{dcf} = {}^3/_4 I_{qf} M\cos(\varphi)$ و فرکانس نوسانات f_f خود را نشان می‌دهد (با فرض

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

صرف نظر از تلفات اینورتر و این که موتور در سرعت‌های متوسط و یا زیاد کار می‌کند). در این رابطه M ضریب مدولاسیون و $\cos(\varphi)$ ضریب توان موتور است. با توجه به این اطلاعات، با بررسی جریان موتور و یا جریان لینک دی‌سی سیستم تغذیه موتور، می‌توان وقوع خطاهای مکانیکی در موتور را بررسی نمود. حداقل خطای قابل تشخیص با استفاده از این جریان‌ها به عوامل زیر بستگی دارد [۶۱]:

۱- پهنای باند سیستم کنترل

۲- دقت سنسور سرعت و یا موقعیت موتور

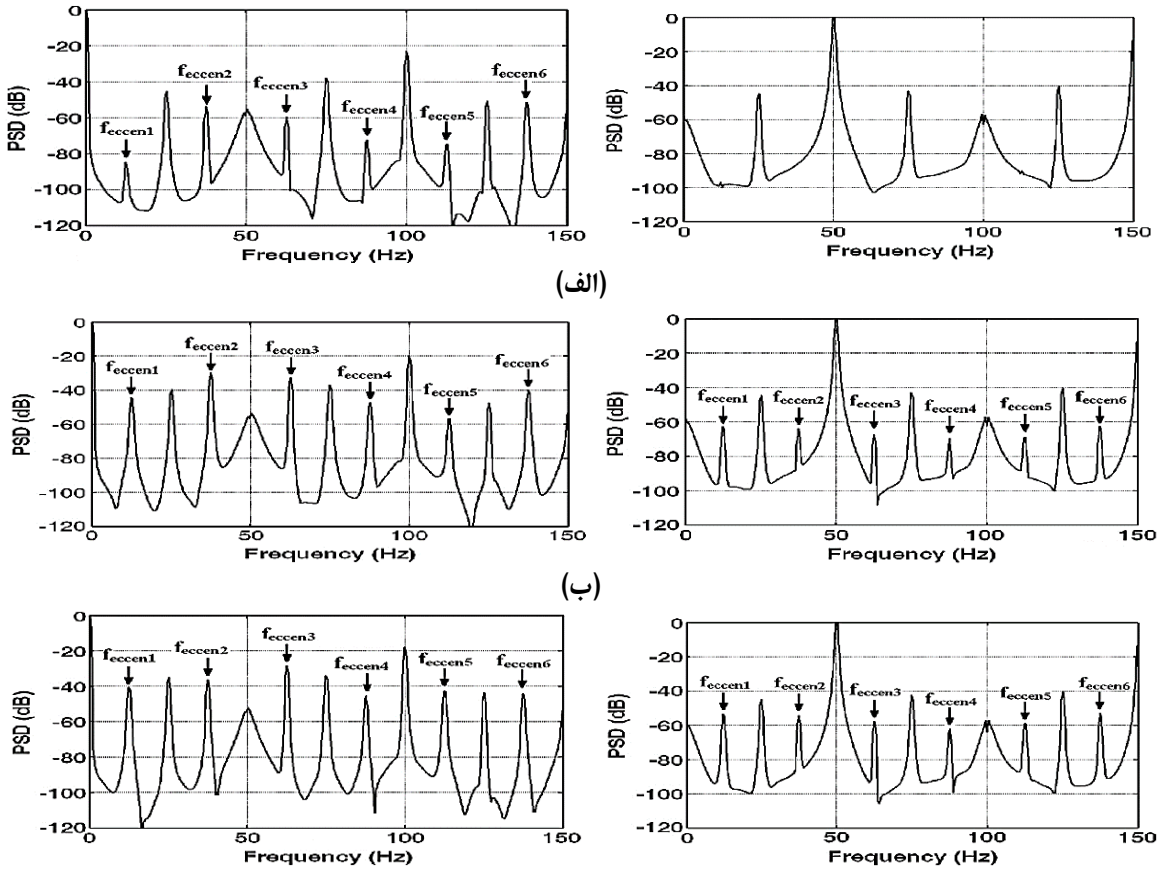
۳- دقت و یا حساسیت مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال سیگنال‌های جریان در سیستم کنترل موتور

در مرجع [۶۲] با استفاده از نرم افزار اجزای محدود، یک موتور سنکرون آهنربای دائم با آهنربای سطحی، برای بررسی خطای خروج از مرکز استاتیک، شبیه‌سازی شده است. مشخصات موتور در جدول ۱–۵ آورده شده است. عنوان شده است که در خطای خروج از مرکز استاتیک، هارمونیک‌های باند جانبی در جریان استاتور و گشتاور موتور به صورت $f_{eccen} = (1\pm(2k\text{-}1)/P)f_s$ است که f_s فرکانس اصلی تغذیه موتور، P تعداد قطب‌های موتور و k یک عدد صحیح است.

جدول ۱–۵: مشخصات موتور سنکرون آهنربای دائم مطالعه شده

Number of poles	8
Number of phases	3
Effective length of stator core (m)	0.0475
Stator inner diameter (m)	0.2472
Air gap length (m)	0.0008
Height of stator yoke (m)	0.0504
Height of stator slot (m)	0.0387
Number of turns per phase	528
Number of stator slots	36
Remanent flux density of PM (T)	1.06
Rated voltage, V	271
Rated frequency, Hz	50
Rated power (W)	3500

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

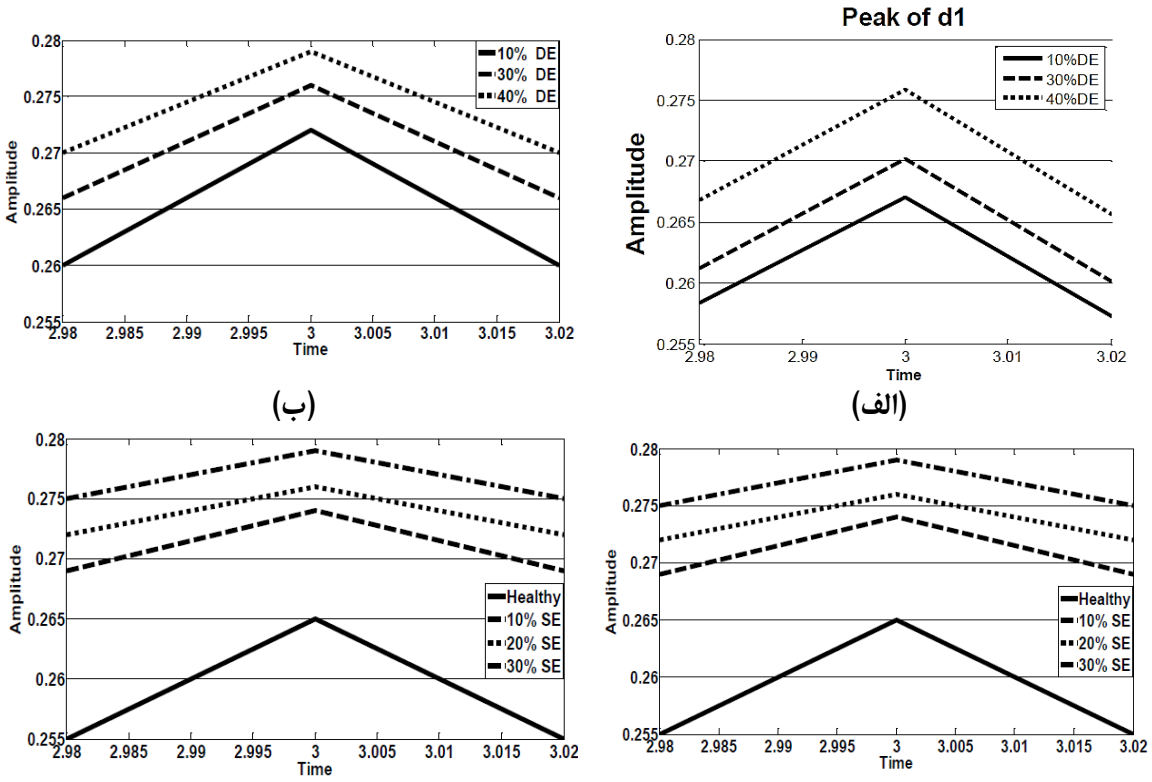


شکل ۱-۵: طیف جریان (سمت راست) و گشتاور (سمت چپ) موتور الف) در حالت سالم، ب) ۱۰ درصد خروج از مرکز و ج) ۳۰ درصد خروج از مرکز

جدول ۲-۵: مقایسه دامنه PSD هارمونیک‌های باند جانبی در خطای خروج از مرکز استاتیک

Eccentricity degree (%)	$f_{eccen1}= (1-3/P)f_s$	$f_{eccen2}= (1-1/P)f_s$	$f_{eccen3}= (1+1/P)f_s$	$f_{eccen4}= (1+3/P)f_s$	$f_{eccen5}= (1+5/P)f_s$	$f_{eccen6}= (1+7/P)f_s$
0	-96	-88	-101	-92	-90	-95
10	-63	-64	-68	-70	-69	-63
20	-57	-58	-61	-65	-63	-57
30	-53	-54	-58	-62	-59	-53

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



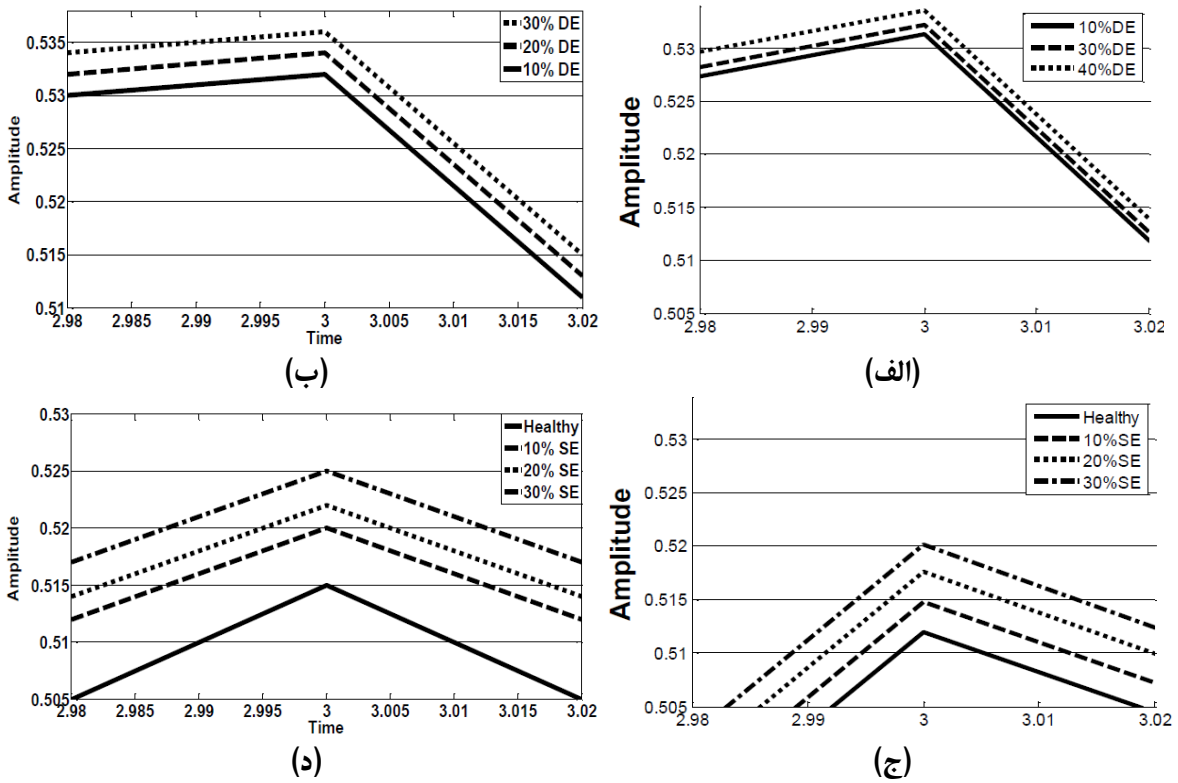
شکل ۲-۵: بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۱ در تجزیه سیگنال به صورت گسسته در خطای خروج از مرکز الف) شبیه‌سازی خطای دینامیک، ب) آزمایش خطای دینامیک، ج) شبیه‌سازی خطای استاتیک و د) آزمایش خطای استاتیک

در شکل ۱-۵ طیف فرکانسی جریان و گشتاور موتور در سه حالت سالم، خروج از مرکز استاتیک ۱۰ درصد و خروج از مرکز ۳۰ درصد با هم مقایسه شده است. مقادیر دامنه این هارمونیک‌ها در جدول ۲-۵ با هم مقایسه شده‌اند. بر اساس اطلاعات این جدول، عنوان شده است که دامنه هارمونیک‌های باند جانبی می‌تواند به عنوان معیاری برای تشخیص شدت خطای خروج از مرکز استاتیک استفاده شود. زیرا دامنه این هارمونیک‌ها با افزایش شدت خطا، به صورت قابل ملاحظه‌ای افزایش یافته است. فرکانس‌های باند جانبی در این شبیه‌سازی ۱۲.۵، ۳۷.۵، ۶۲.۵، ۸۷.۵، ۱۱۲.۵، و ۱۳۷.۵ هرتز است. بررسی همین نویسندگان در مرجع [۶۳، ۶۴] نشان می‌دهد که فرکانس القا شده در جریان موتور در اثر خطاهای خروج از مرکز دینامیک و مرکب مشابه رابطه مربوط به فرکانس القا شده در اثر خطای خروج از مرکز استاتیک است.

در مرجع [۶۵] برای تشخیص خطای خروج از مرکز استاتیک و دینامیک از تبدیل گسسته ویولت سیگنال جریان استاتور موتور سنکرون آهنربای دائم استفاده شده است. شاخص معرفی شده برای تشخیص این خطاها، بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۱ و

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۲ در تجزیه سیگنال به صورت گسسته است. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده بر روی یک نمونه موتور ۳.۵ کیلووات، ۸ قطب و ۵۰ هرتز برای دو خطای خروج از مرکز استاتیک و دینامیک در شکل ۲–۵ و شکل ۳–۵ نشان داده شده است.

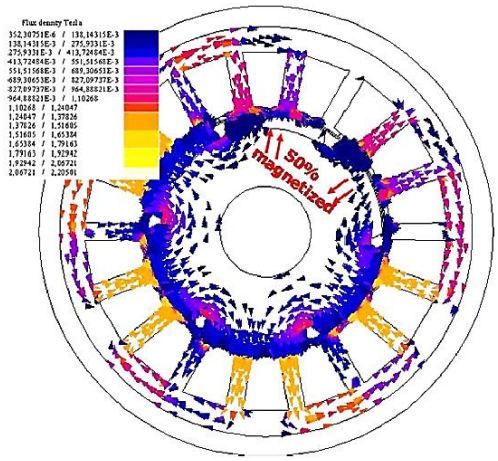


شکل ۳–۵: بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۲ در تجزیه سیگنال به صورت گسسته در خطای خروج از مرکز الف) شبیه‌سازی خطای دینامیک، ب) آزمایش خطای دینامیک، ج) شبیه‌سازی خطای استاتیک و د) آزمایش خطای استاتیک

۳-۵- مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

در مرجع [۶۶]، اثر مغناطیس‌زدا شدن آهنربای روتور بر روی جریان استاتور یک موتور سنکرون آهنربای دائم شش قطب، ۲۳۰ ولت و ۶۰۰۰ دور در دقیقه مطالعه شده است. موتور به روش کنترل برداری و با $i_d = 0$ کنترل می‌شود. بار اعمالی بر موتور به صورت گشتاور ثابت است. آهنرباهای متعلق به یک جفت قطب در روتور، ۵۰ درصد تضعیف شده است (شکل ۴–۵). بررسی‌ها در دو سرعت ۶۰۰۰ و ۳۰۰۰ دور در دقیقه و در بار نامی و نصف بار نامی انجام شده است. همچنین، برای بررسی اثرات دینامیک موتور، تغییر ۵۰۰ دور در دقیقه (با شیب ۷.۵ rpm/ms–) در هنگام آزمایش، در سرعت موتور اعمال شده است. بررسی‌ها به روش تبدیل فوریه سریع (FFT)، ویولت پیوسته (CWT) و ویولت گسسته (DWT) انجام شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٤-٥: تحلیل اجزای دائم موتور سنکرون آهنربای دائم با شش قطب

عنوان شده است که در حالت مانا، فرکانس‌های خطا (f_f) زیر در جریان استاتور مشاهده می‌شود:

$$f_f = f_e\left(1 \pm \frac{k}{P}\right) \qquad (۵-۳)$$

که P تعداد جفت قطب‌های موتور، f_e فرکانس اصلی تغذیه موتور و k یک عدد صحیح زوج است.

در شکل ۵-۵ نتایج تحلیل فوریه جریان استاتور موتور در شبیه‌سازی آن به روش اجزای محدود درسرعت ۶۰۰۰ دور در دقیقه و همچنین، آزمایش عملی آن در دو حالت سالم و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا مقایسه شده است. دیده می‌شود که فرکانس‌های $۱/۳f_e$، $۵/۳f_e$ و $۱۵/۳f_e$ در هر دو قسمت شکل، فرکانس‌های غالب در فرکانس‌های باند جانبی هستند.

بر اساس تعریف، تبدیل ویولت پیوسته سیگنال $x(t)$ به صورت زیر است[۱]:

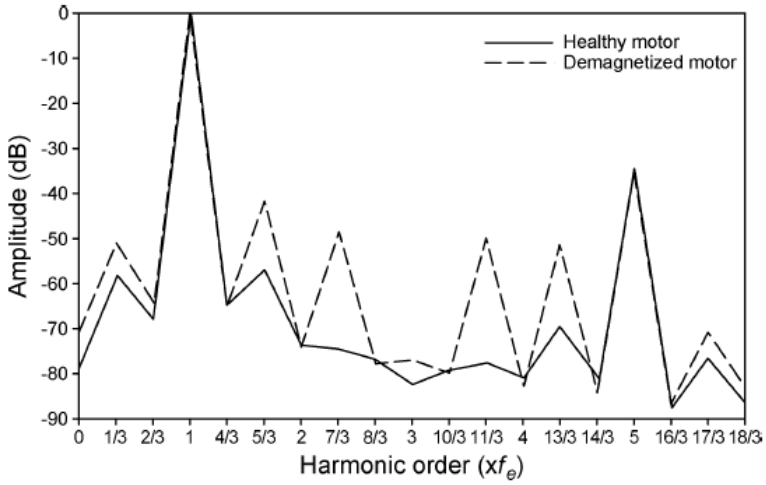
$$C(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{s}}\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi(\frac{t-\tau}{s})dt \qquad (۵-۴)$$

که s ضریب مقیاس است. در حالت واقعی، سیگنال جریان یک سیگنال پیوسته نیست و به دلیل استفاده از مبدل آنالوگ به دیجیتال، این سیگنال در بازه‌های زمانی به اندازه T نمونه برداری می‌شود. لذا تعریف تبدیل ویولت پیوسته را با فرض t = nT به صورت زیر می‌توان نوشت:

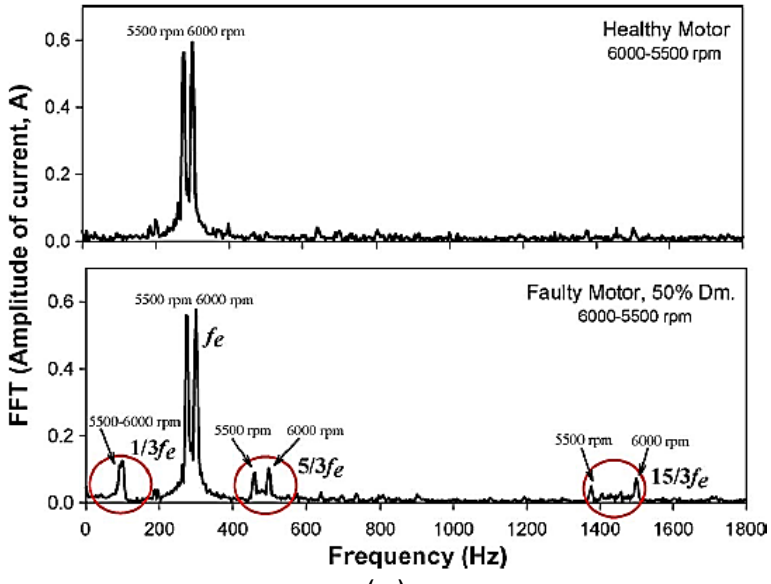
[۱] در مورد تعریف ویولت پیوسته و گسسته، قبلا در گزارش مربوط به بررسی خطا در موتورهای سه فاز القایی با جزئیات بیشتر توضیح داده شده است و در اینجا از تکرار آن خودداری می‌شود.

$$C(n,s) = \sum_{i=1}^{N-1} x_i \sqrt{\frac{T}{s}} \psi(\frac{(i-n)T}{s}) \quad (۵-۵)$$

که N تعداد نمونه‌های سیگنال است. برای پارامتر مقیاس مقادیر متفاوتی می‌توان انتخاب کرد؛ اما باید توجه داشت که در مقادیر بزرگ، تفاوت معناداری بین C(n,s) و C(n,s+1) وجود ندارد. لذا با توجه به بررسی‌های انجام شده، مقادیر نشان داده



(الف)



(ب)

شکل ۵-۵: تحلیل فوریه (FFT) جریان استاتور موتور در شبیه‌سازی آن به روش اجزای محدود درسرعت ۶۰۰۰ دور در دقیقه و همچنین، آزمایش عملی آن در دو حالت سالم و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

شده در جدول ۳–۵ و جدول ۴–۵ برای تبدیل ویلت پیوسته سیگنال جریان موتور انتخاب شد. مقادیر مقیاس‌ها به نحوی انتخاب شده است که $s \in integer \left[(2f_fT)^{-1}, (f_fT)^{-1}\right]$ و f_f فرکانس‌های خطا (رابطه (**۵–۳**) است. در شکل ۶–۵ تبدیل ویولت پیوسته سیگنال جریان موتور، با مقیاس‌های انتخاب شده در این دو جدول، در دو حالت سالم و دارای خطا در تغییر سرعت از ۶۰۰۰ به ۵۵۰۰ دور در دقیقه، با هم مقایسه شده است.

اطلاعات این شکل‌ها بسیار زیاد است و لذا، برای ایجاد امکان مقایسه بین دو حالت سالم و دارای خطا، نسبت انرژی (E_i) هر ضریب تبدیل ویولت به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$E_i = 100\frac{\sum_{j=1}^{N} C_{ij}^2}{\sum_{i=1}^{4}\sum_{j=1}^{N} C_{ij}^2} \qquad (۵–۶)$$

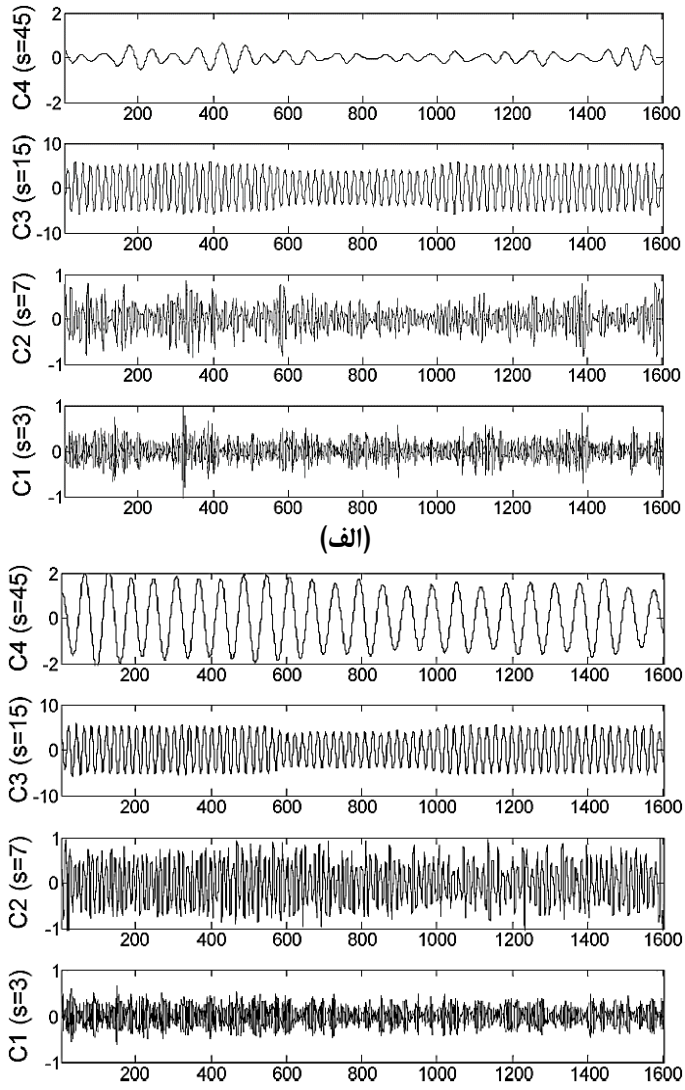
که N تعداد نمونه‌ها در سیگنال است. در این مرجع، تبدیل ویولت برای سیگنال با ۱۶۰۱ نمونه انجام شده است. اطلاعات محاسبه شده برای چهار ضریب جدول ۳–۵ و جدول ۴–۵ در جدول ۵–۵ آورده شده است. دیده می‌شود که نسبت انرژی E4 بیشترین تغییرات را در حالت خطا، نسبت به حالت سالم دارد.

جدول ۳–۵: فرکانس‌های مرتبط به هر ضریب و مقیاس (بازه سرعت ۵۵۰۰ تا ٦۰۰۰ دور در دقیقه)

Coef.	Scale	Upper freq. (Hz)	Lower freq. (Hz)	6000 - 5500 rpm Fault freq. (Hz)	Harmonic Number
C_1	3	2000	1000	**1500 – 1375**	**15/3rd**
C_2	7	857	428	**500 - 458**	**5/3rd**
C_3	15	400	200	**300 - 275**	**1st**
C_4	45	133	67	**100 - 91.7**	**1/3rd**

جدول ٤–۵: فرکانس‌های مرتبط به هر ضریب و مقیاس (بازه سرعت ۵۵۰۰ تا ٦۰۰۰ دور در دقیقه)

Coef.	Scale	Upper freq. (Hz)	Lower freq. (Hz)	3000 - 2500 rpm Fault freq. (Hz)	Harmonic number
C_1	6	1000	500	**750 - 687.5**	**15/3rd**
C_2	15	400	200	**250 - 208.3**	**5/3rd**
C_3	30	200	100	**150 - 125**	**1st**
C_4	85	70.6	35.3	**50 - 41.7**	**1/3rd**



(الف)

(ب)

شکل ٦-٥: تبدیل ویولت پیوسته سیگنال جریان موتور در تغییر سرعت از ٦٠٠٠ به ٥٥٠٠ دور در دقیقه الف) حالت سالم و ب) حالت دارای خطا

نسبت انرژی برای ضرایب به دست آمده در هر پاکت از تبدیل ویولت گسسته سیگنال جریان موتور، با رابطه‌ای مشابه رابطه (۶-۵) ، تا عمق ۷ محاسبه شده است. این مقادیر در جدول ۶-۵ برای دو حالت سالم و دارای خطا با هم مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که در عمق ۶، افزایش مقدار نسبت انرژی در حالت خطا نسبت به حالت سالم دارای بیشترین مقدار در تمامی حالت‌ها است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ۵-۵: نسبت انرژی برای ضرایب C_1 تا C_4 در تبدیل ویولت پیوسته

6000-5500 rpm, full load				
Motor	**E_1**	**E_2**	**E_3**	**E_4**
Healthy	0.36	0.59	98.62	0.43
50% DM	0.33	1.42	87.90	10.40
6000-5500 rpm, half load				
Motor	E_1	**E_2**	**E_3**	**E_4**
Healthy	1.42	2.39	92.90	3.26
50% DM	0.74	4.25	60.80	34.20
3000-2500 rpm, full load				
Motor	**E_1**	**E_2**	**E_3**	**E_4**
Healthy	0.35	0.40	98.50	0.73
50% DM	0.10	0.67	96.10	3.10
3000-2500 rpm, half load				
Motor	**E_1**	**E_2**	**E_3**	**E_4**
Healthy	1.22	1.25	94.80	2.70
50% DM	0.26	1.66	86.90	11.10

جدول ٦-۵: نسبت انرژی برای ضرایب تبدیل ویولت گسسته تا عمق ۷

6000-5500 rpm, full load								
Motor	**E_{D1}**	**E_{D2}**	**E_{D3}**	**E_{D4}**	**E_{D5}**	**E_{D6}**	**E_{D7}**	**E_{A7}**
Healthy	1.95	1.00	2.17	86.75	2.77	0.70	0.56	4.12
50% DM	0.74	1.20	3.80	75.00	2.99	10.80	0.43	5.05
6000-5500 rpm, half load								
Motor	**E_{D1}**	**E_{D2}**	**E_{D3}**	**E_{D4}**	**E_{D5}**	**E_{D6}**	**E_{D7}**	**E_{A7}**
Healthy	5.54	2.80	5.12	58.20	2.56	2.16	1.25	22.30
50% DM	3.80	3.48	7.28	60.80	11.20	8.28	0.36	4.78
3000-2500 rpm, full load								
Motor	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**	**E_{D1}**
Healthy	1.00	0.52	0.52	0.95	66.30	4.62	2.02	24.08
50% DM	0.29	0.17	0.19	1.14	66.80	6.18	3.04	22.20
3000-2500 rpm, half load								
Motor	**E_{D1}**	**E_{D2}**	**E_{D3}**	**E_{D4}**	**E_{D5}**	**E_{D6}**	**E_{D7}**	**E_{A7}**
Healthy	4.14	2.08	1.32	1.58	51.95	3.69	3.39	31.85
50% DM	1.05	0.34	0.79	5.05	53.32	20.40	2.24	16.81

در مرجع‌های [۶۷, ۶۸] از محاسبه مولفه توالی صفر ولتاژ برای بررسی خطای مغناطیس‌زدایی آهنربا در موتور سنکرون آهنربای دائم که با درایو تغذیه می‌شود (شکل ۷-۵)، استفاده کرده است. رابطه ولتاژ و جریان در موتور در این مدل به صورت زیر است:

$$V_{abc} = Ri_{abc} + L\frac{di_{abc}}{dt} + k\frac{d\lambda_{PM,abc}}{dt} + V_{0,abc} \qquad (۵-۷)$$

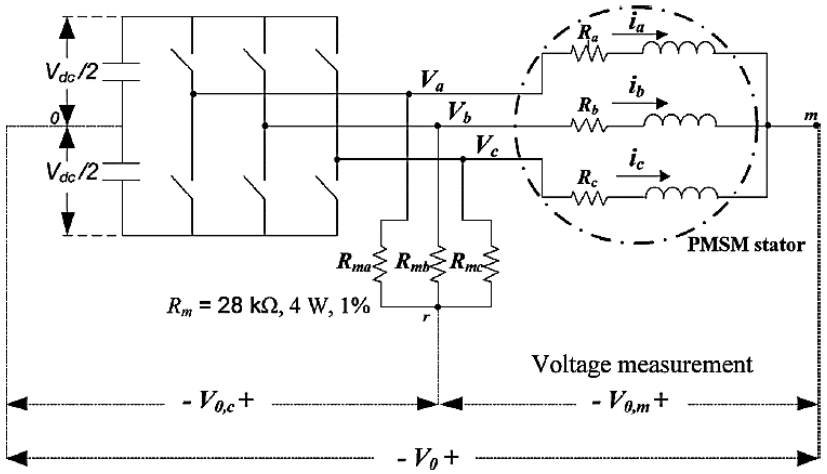
که $V_{0,abc} = V_0[1\ 1\ 1]^t$.

$$V_0 = V_{0,c} + V_{0,m} \quad (۵-۸)$$

$$V_{0,c} = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) - k\frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \quad (۵-۹)$$

جمله دوم در سمت راست رابطه (۵–۹) همان $V_{0,m}$ است. در این رابطه، k نسبت ولتاژ ضد محرکه موتور در حالت خطا به ولتاژ ضد محرکه در حالت سالم است. در زمان بررسی موتور در حالت سالم، $k = 1$ انتخاب می‌شود. همچنین:

$$\frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} = \frac{1}{3}(\frac{d\lambda_a}{dt} + \frac{d\lambda_b}{dt} + \frac{d\lambda_c}{dt}) \quad (۵-۱۰)$$



شکل ۷–۵: ساختار مورد استفاده برای مدل‌سازی خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

در این مرجع، ضریب k به عنوان شاخصی برای تشخیص شدت خطای مغناطیس‌زدایی استفاده شده است؛ پس از محاسبه $V_{0,m}$ به کمک اندازه‌گیری جریان و روابط فوق، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

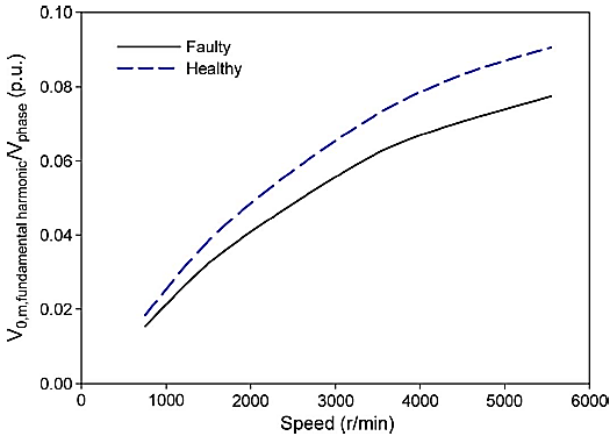
$$k = \frac{V_{0,m}\ (faulty)}{V_{0,m}\ (healthy)} \quad (۵-۱۱)$$

در شکل ۹–۵ مقدار ولتاژ مولفه صفر ($V_{0,m}$) در سرعت‌های مختلف و در بار نامی، برای دو حالت سالم و با آهنربای مغناطیس‌زدا شده (مغناطیس‌زدا شدن ۵۰ درصدی آهنرباهای یک قطب که با حذف نیمی از آهنرباهای یک قطب مطابق شکل ۸–۵ ایجاد شده است) اندازه‌گیری شده است. اطلاعات این شکل به صورت عددی در جدول ۷–۵ آورده شده است. نتایج این جدول، نشانگر قابل اعتماد بودن شاخص معرفی شده برای تشخیص شدت خطای مغناطیس‌زدایی آهنربا دارد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۸-۵: ایجاد مغناطیس‌زدایی ۵۰ درصدی در یک قطب با حذف نیمی از آهنرباها



شکل ۹-۵: نمودار ولتاژ مولفه صفر ($V_{0,m}$) در سرعت‌های مختلف و در بار نامی، برای دو حالت سالم و با آهنربای مغناطیس‌زدا شده

جدول ۷-۵: مقدار ولتاژ مولفه صفر ($V_{0,m}$) در سرعت‌های مختلف و در بار نامی، برای دو حالت سالم و با آهنربای مغناطیس‌زدا شده

Speed (r/min)	Fault indicator k in (12)
500	0.837
1500	0.841
2500	0.845
3500	0.855
4500	0.848
5500	0.854
Mean k	**0.847**
Theoretical k	**0.833**

شایان ذکر است که بررسی‌های انجام شده در [۶۹] توسط همین تیم نشان می‌دهد که محتوای هارمونیک جریان استاتور و همچنین دامنه مولفه صفر ولتاژ به نوع اتصالات سیم‌پیچی استاتور به شدت وابسته است. این نکته باعث می‌شود که در تعمیم نتایج بررسی خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در یک موتور به این روش، به سایر موتورهای سنکرون آهنربای دائم محدودیت ایجاد شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۷۰] برای تشخیص خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، ولتاژ ضد محرکه القا شده در هر حلقه از کلاف سیم‌پیچی یک فاز (با استفاده از روش MEC) محاسبه شده است. ولتاژ ضد محرکه القا شده در هر فاز (e_i) برابر است با:

$$e_i = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} k_{mn} k_{sin} E_n e^{jn\theta_m} \qquad (۵-۱۲)$$

که $i = a, b, c$ فازهای سیم‌پیچی استاتور، θ_m زاویه مکانیکی روتور و n شماره هارمونیک‌های ولتاژ است. E_n دامنه ولتاژ ضد محرکه القا شده هارمونیک n ام است. در این رابطه، عبارت $E_n e^{jn\theta m}$ به شکل موج ولتاژ وابسته است. k_{mn} ضریب وابسته به تعداد آهنرباهای روتور و میزان تخریب (یا مغناطیس‌زدا شدن) در آن است و به همین دلیل، ضریب آهنربا نامیده می‌شود. مقدار این ضریب برای تمامی فازها با هم برابر هستند. خطاهای آهنربا در این ضریب خود را نشان می‌دهند. k_{sin} ضریب سیم‌پیچی در هر فاز است ($i = a, b, c$) که به تعداد و موقعیت سیم‌پیچی‌ها در هر فاز وابسته است. این ضریب در هر سه فاز، دارای دامنه برابر و اختلاف زاویه ۱۲۰ درجه‌ای است.

با توجه به رابطه فوق، حاصل ضرب دو ضریب k_{mn} و k_{sin}، دامنه هارمونیک‌های القایی ناشی از خطا در ولتاژ ضد محرکه را نشان مشخص می‌کنند. فرکانس هارمونیک‌های نشان دهنده وجود خطا عبارتند از:

$$f_f = \left(1 \pm \frac{k}{p/2}\right) f_s \qquad (۵-۱۳)$$

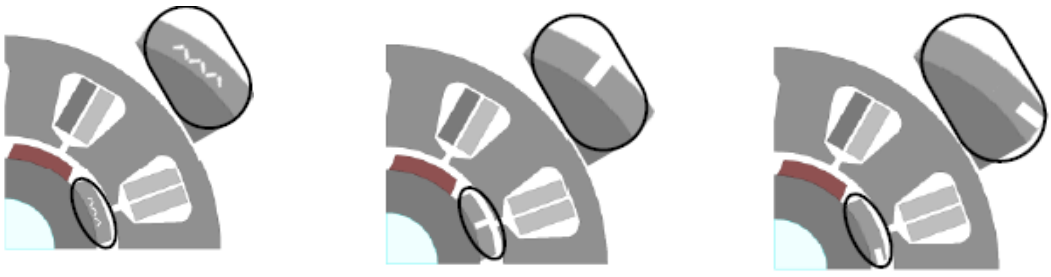
که f_s هارمونیک اصلی تغذیه موتور است. عنوان شده است که در حالت سالم، دامنه این هارمونیک‌ها در ولتاژ ضد محرکه و یا جریان، بجز در مضارب فرد از p/2 صفر است. در حالتی که خطا در آهنربا وجود دارد، دامنه این هارمونیک‌ها در جریان و ولتاژ ضد محرکه غیر صفر است. البته اگر نسبت تعداد شیارها (Ns) به تعداد قطب‌ها (p) مضرب صحیحی از p/2 باشد، این حاصل ضرب در فرکانس‌های مرتبط با خطا برابر صفر می‌شود (جدول ۸-۵).

جدول ۸-۵: مقدار درواحدی حاصل ضرب دو ضریب سیم‌پیچی و آهنربا در ترکیب‌های مختلف قطب‌ها و شیارها

		$\lvert k_{mn} k_{san} \rvert$							
N_s	P	1/(P/2)	2/(P/2)	3/(P/2)	4/(P/2)	5/(P/2)	6/(P/2)	7/(P/2)	8/(P/2)
9	6	0	0	1	0	0	0	0	0
9	8	0.02603	0.03193	0.09785	1	0.1409	0.09785	0.03193	0.02603
12	8	0	0	0	1	0	0	0	0.1429
12	10	0.02976	0	0.0813	0	1	0	0.1111	0
15	8	0.01609	0.02196	0.0951	1	0.02939	0.03633	0.01502	0.01502
24	8	0	0	0	1	0	0	0	0
48	8	0	0	0	1	0	0	0	0

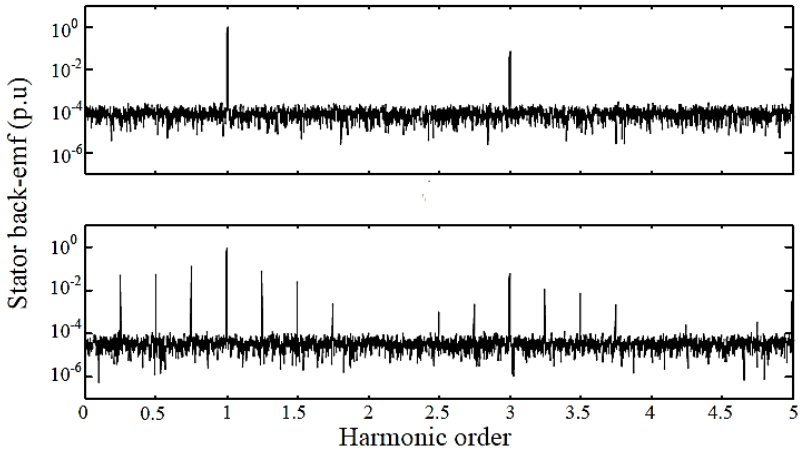
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

بررسی‌ها در این مرجع بر روی یک موتور سه‌فاز سنکرون آهنربای دائم سطحی با ۹ شیار و ۸ قطب انجام شده است. اگر سیم‌بندی استاتور از نوع ستاره باشد، هارمونیک‌های باند جانبی ۳/۴ در ولتاژ ضد محرکه و جریان دیده نمی‌شود، ولی اگر سیم‌بندی از نوع مثلث باشد، کلیه هارمونیک‌های خطا در ولتاژ ضد محرکه رویت می‌شود. برای بررسی این مطلب، سه نوع خطا در آهنرباهای روتور ایجاد شده است که همگی برابر ۷ درصد حجم روتور هستند (شکل ۹-۵). در شکل ۱۰-۵ دیده می‌شود که وقتی در آهنربای روتور خطا رخ می‌دهد (اینجا خطای برش عمودی شبیه‌سازی شده است)، تمامی هارمونیک‌های معرفی شده در رابطه (۱۳-۵)، در ولتاژ نمایان می‌شود. اما از آنجایی که سیم‌بندی استاتور از نوع ستاره است، هارمونیک‌های ۳/۴ و مضارب صحیح آن، در جریان موتور دیده نمی‌شود.



(ج) (ب) (الف)

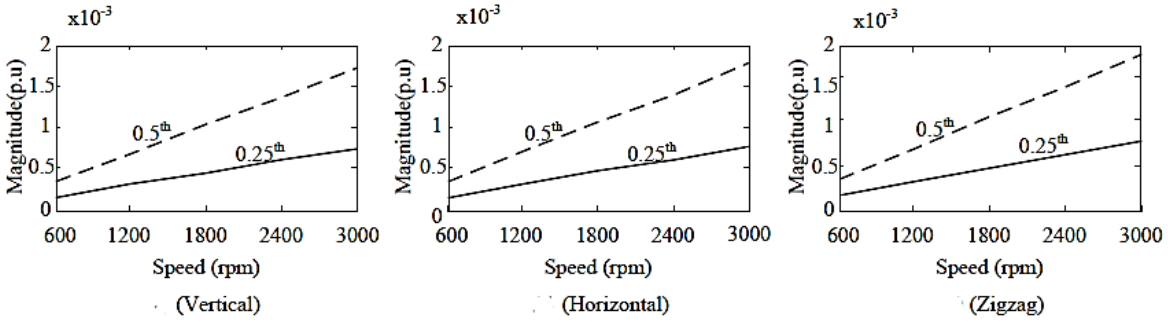
جدول ۹-۵: خطاهای مطالعه شده در آهنربا الف)افقی، ب) عمودی و ج) زیگزاگ



شکل ۱۰-۵: هارمونیک‌های موجود در طیف فرکانسی ولتاژ ضد محرکه در حالت سالم (بالا) و حالت خطا (پایین)

تغییرات دامنه سایر هارمونیک‌های نشانگر خطا با تغییر سرعت موتور در شکل ۱۱-۵ نشان داده شده است. بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که دامنه هارمونیک‌های نشان دهنده خطا، بیشتر به سرعت موتور وابسته است تا به مقدار بار موتور. همچنین، حجم خطا در آهنربا بیشترین تاثیر را در این شاخص خطا است.

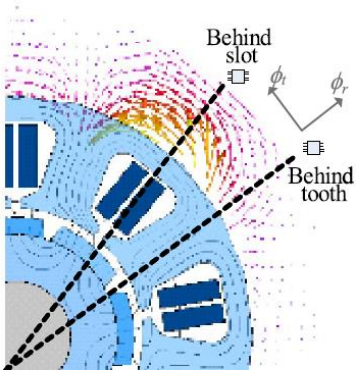
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۱-۵: نتایج شبیه‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ ضد محرکه در سرعت‌های مختلف

بررسی‌های همین تیم در مرجع [۷۱] نشان می‌دهد که علاوه بر نوع سیم‌بندی استاتور، توزیع خطا در آهنرباهای موتور نیز در دیده شدن و یا دیده نشدن برخی فرکانس‌ها در ولتاژ ضد محرکه و جریان موتور موثر است. در جدول ۱۰-۵ توزیع‌های مختلف خطا در آهنرباهای موتور نمونه فوق (۹ شیار و ۸ قطب) و فرکانس‌هایی که در ولتاژ ضد محرکه حذف می‌شوند نشان داده شده است.

در مرجع [۷۲] از روش اندازه‌گیری شار پراکندگی برای تشخیص خطا در آهنربای موتور استفاده شده است. سنسور شار مغناطیسی با دقت نانو تسلا و با استفاده از IC شماره DRV425 ساخت شرکت Texas Instrument ساخته شده است. با توجه به دقت زیاد سنسور و درنتیجه، نویزپذیری زیاد آن، نیاز است تمهیدات لازم برای حذف این نویزها انجام پذیرد. موقعیت سنسورهای شار در اطراف موتور در شکل ۱۲-۵ نشان داده شده است؛ این سنسورها در میانه یک شیار و یک دندانه یک موتور سنکرون آهنربای دائم سه فاز، با توان ۴۰۰ وات، ۹ شیار و ۸ قطب قرار داده شده‌اند و میدان مغناطیسی را در دو راستای شعاعی و مماسی اندازه‌گیری می‌کنند.



شکل ۱۲-۵: موقعیت سنسورهای شار مغناطیسی در اطراف موتور

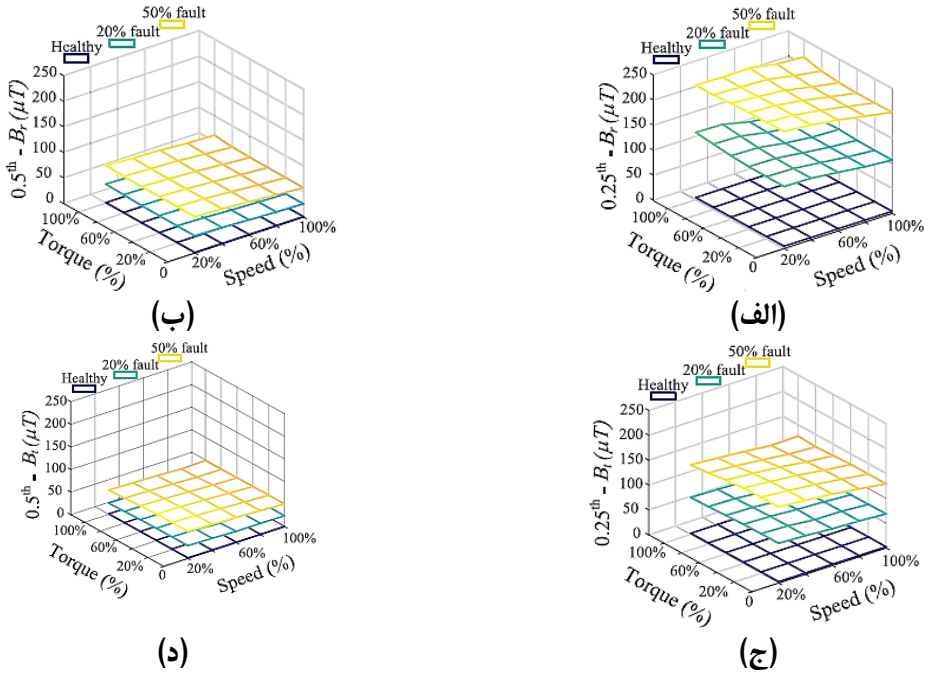
جدول ۱۰-۵: فرکانس‌های حذف شده در توزیع‌های مختلف خطا در آهنرباهای موتور نمونه

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

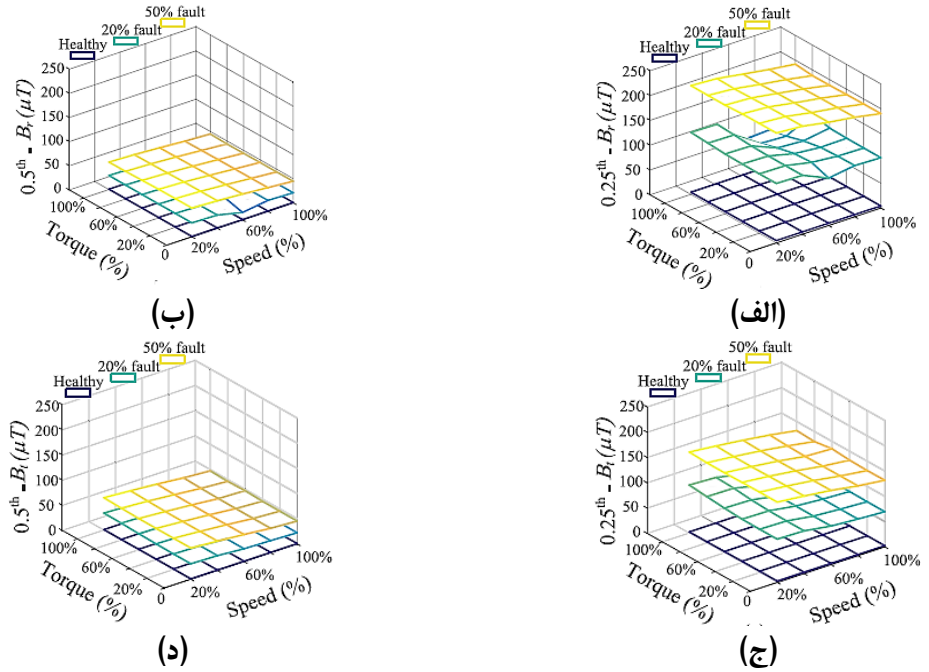
Missing Signatures	PM #							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0.25(2k–1)	•				•			
0.25(2k–1)		•				•		
0.25(2k–1)			•				•	
0.25(2k–1)				•				•
0.25(2k–1)	•	•			•	•		
0.25(2k–1)	•		•		•		•	
0.25(2k–1)	•			•	•			•
0.25(2k–1)		•	•			•	•	
0.5(2k–1)	•		•					
0.5(2k–1)	•						•	
0.5(2k–1)			•		•			
0.5(2k–1)						•		•
0.5(2k–1)	•	•	•	•				
0.5(2k–1)	•	•		•			•	
0.5(2k–1)		•	•	•	•			
0.5(2k–1)		•		•	•		•	

روتور این موتور شامل ۲ آهنربا در هر ستون از یک قطب است و برای بررسی اثر خطا در آهنربا، ۷ درصد از یکی از این آهنرباها برداشته شده است. بررسی‌ها به روش پیشنهادی نشان می‌دهد که مولفه‌های هارمونیکی مرتبه ۱/۴ و ۱/۲ در این دو موقعیت و در راستاهای شعاعی و مماسی، بیشترین مقدار حساسیت به خطا در آهنربا را دارند. دامنه این هارمونیک‌ها به مقدار بار موتور و سرعت آن وابستگی کمی دارد و از این جهت، این روش می‌تواند برای تشخیص خطای آهنربا در موتور بسیار کارآمد باشد. در شکل ۱۳–۵ و شکل ۱۴–۵ دامنه هارمونیک‌های مرتبه ۱/۴ و ۱/۲ در هر دو سنسور در راستاهای شعاعی و مماسی، با تغییر سرعت و بار موتور نشان داده شده است. در این شبیه‌سازی‌ها، مقدار ۲۰ و ۵۰ درصد از آهنرباها برداشته شده است. دیده می‌شود که دامنه هارمونیک‌ها به شدت خطا وابسته هستند و از این روش می‌توان شدت وقوع خطا در آهنرباها را نیز تشخیص داد. شایان ذکر است که در این شبیه‌سازی‌ها، اثر پارامترهای سیستم کنترل بر دامنه هارمونیک‌ها لحاظ نشده است. بررسی انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که پارامترهای سیستم کنترل، به خصوص در زمانی که ضریب تناسبی (Proportional gain) کنترل جریان افزایش می‌یابد، می‌تواند بر دامنه هارمونیک‌های شار مغناطیسی تاثیر بگذارد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۳-۵: دامنه هارمونیک‌های شار مغناطیسی در سنسور پشت دندانه الف) شار شعاعی مرتبه ۰.۲۵، ب) شار شعاعی مرتبه ۰.۵، ج) شار مماسی مرتبه ۰.۲۵ و د) شار مماسی مرتبه ۰.۵



شکل ۱۴-۵: دامنه هارمونیک‌های شار مغناطیسی در سنسور پشت شیار الف) شار شعاعی مرتبه ۰.۲۵، ب) شار شعاعی مرتبه ۰.۵، ج) شار مماسی مرتبه ۰.۲۵ و د) شار مماسی مرتبه ۰.۵

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۷۳] از روش محاسبه اندوکتانس محورهای d و q برای تشخیص خطای آهنربا در موتور سنکرون آهنربای دائم داخلی استفاده شده است. معادلات موتور سنکرون آهنربای دائم در قاب مرجع سنکرون روتور به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & r_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (۵-۱۴)$$

که v_d، v_q، i_d و i_q ولتاژها و جریان‌های متناظر محور d و q موتور است. سرعت زاویه‌ای الکتریکی موتور با ω_e، مقاومت سیم‌پیچی فاز استاتور با r_s و اندوکتانس‌های دو محور d و q با L_d و L_q نشان داده شده است. همچنین p=d/dt. شار دربرگیرنده سیم‌پیچی فاز نیز با ψ_{PM} نشان داده شده است. در سطر دوم رابطه فوق جمله شامل شار دربرگیرنده وجود دارد؛ حالت گسسته این رابطه به صورت زیر است:

$$\omega_e(k)\psi_{PM} = v_q(k) - \omega_e L_d i_d(k) - r_s i_q(k) - L_d \frac{i_q(k) - i_q(k-1)}{T_s} + n(k) \quad (۵-۱۵)$$

که Ts زمان نمونه‌برداری و $n(k)$ نیز عبارتی است برای پوشش نویز و هارمونیک‌های جریان در مقطع k ام. برای تخمین شار در برگیرنده، از روش LS استفاده می‌شود، به این صورت که:

$$\begin{bmatrix} \omega_e(1) \\ \omega_e(2) \\ \vdots \\ \omega_e(m) \end{bmatrix} \psi_{PM} = \begin{bmatrix} v_q(1) - \omega_e L_d i_d(1) - r_s i_q(1) - L_d \frac{i_q(1) - i_q(0)}{T_s} + n(1) \\ v_q(2) - \omega_e L_d i_d(2) - r_s i_q(2) - L_d \frac{i_q(2) - i_q(1)}{T_s} + n(2) \\ \vdots \\ v_q(m) - \omega_e L_d i_d(m) - r_s i_q(m1) - L_d \frac{i_q(m) - i_q(m-1)}{T_s} + n(m) \end{bmatrix} \quad (۵-۱۶)$$

شار در برگیرنده سیم‌پیچی فاز، با بازنوسی رابطه فوق، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Omega\psi_{PM} = Y \quad (۵-۱۷)$$

$$\psi_{PM} = (\Omega^T\Omega)^{-1}\Omega^T Y \quad (۵-۱۸)$$

فرایند تشخیص خطا در این روش به این صورت خواهد بود، که با دانستن و یا تخمین (به کمک اندازه‌گیری داده‌های ولتاژ، جریان و سرعت موتور) اندوکتانس‌های L_d و L_q در حالت سالم، به کمک رابطه فوق، شار دربرگیرنده سیم‌پیچی (ψ_{PM}) محاسبه می‌شود. با به دست آمدن این مقدار، مقادیر جدیدی برای اندوکتانس‌های دو محور L_d و L_q به دست می‌آید. به کمک این مقادیر، شار دربرگیردنده سیم‌پیچی دوباره محاسبه می‌شود. این فرایند تکراری تا همگرا شدن مقدار شار دربرگیرنده ادامه

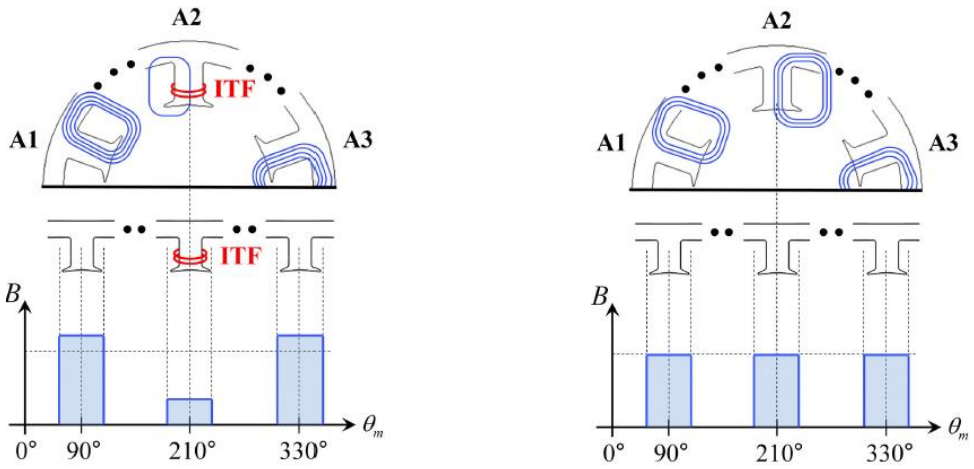
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

می‌یابد. با مقایسه اندوکتانس‌های به دست آمده از این محاسبه برگشتی، با مقدار آن‌ها در حالت سالم، می‌توان به وجود خطا و شدت آن در آهنربا پی برد.

۵-۴- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی استاتور

۵-۴-۱- مدل‌سازی اتصال کوتاه حلقه به حلقه

وقتی در هادی‌های یک سیم‌پیچی اتصال کوتاه رخ می‌دهد، به صورتی که در شکل ۱۵-۵ نیز نشان د اه شده است، جریان در حلقه‌های اتصال کوتاه شده در جهتی تزریق می‌شود که باعث تضعیف شار میدان اصلی می‌شود. این شار تضعیف شده بر توزیع چگالی شار در فاصله هوایی اثـر می‌گذارد و موجب ایجاد هارمونیـک‌ها در آن می‌شود. ایـن



شکل ۱۵-۵: توزیع میدان مغناطیسی در ساختار موتور الف) در حالت سالم و ب) در حالت خطای اتصال کوتاه

هارمونیک‌ها به جریان موتور و ولتاژ ضد محرکه آن نیز سرایت پیدا می‌کند؛ به عبارتی موجب ایجاد مولفه‌های توالی منفی و صفر در آن‌ها می‌شود. اگر این کمیت‌ها به فضای دو محوری d و q منتقل شود، دیگر مقدار ثابتی نیستند و دارای هارمونیک‌هایی هستند، مثلا جریان‌های موتور به صورت زیر خواهند بود [۷۴]:

$$i_{sd-f} = i_{d-h} + i_{d-f(avg)} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2n+1)\omega t \qquad (۵-۱۹)$$

$$i_{sq-f} = i_{q-h} + i_{q-f(avg)} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(2n+1)\omega t \qquad (۵-۲۰)$$

که $i_{sd\text{-}f}$ و $i_{sq\text{-}f}$ جریان‌های دومحوری استاتور است. اندیس h نشانگر جریان حالت سالم و f نشانگر جریان در حالت وجود خطا است. در حقیقت، جریان به دو قسمت تقسیم شده است؛ مولفه‌ای که مربوط به حالت سالم است و مولفه‌ای که ناشی از ایجاد خطا در سیم‌پیچی است. در رابطه فوق، مقدار ثابت جریان خطا از مقدار نوسانی آن جدا شده است.

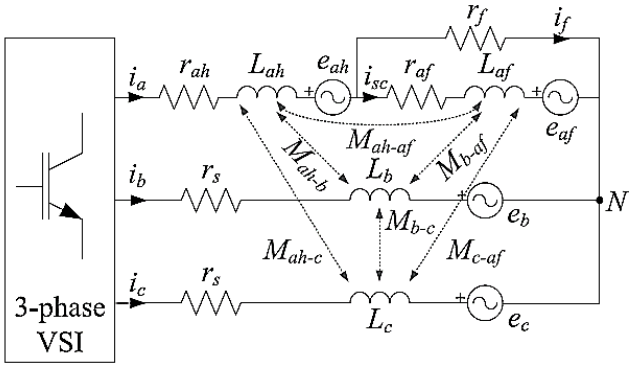
اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز از سیم‌پیچی استاتور، معمولا (مطابق با شکل ۱۶-۵) به صورت یک مقاومت موازی با قسمت دارای خطا، مدل می‌شود. در این حالت، به عنوان مثال، اگر خطا در فاز a رخ داده باشد، مدل موتور سنکرون آهنربای دائم در فضای abc به صورت زیر است [۷۵]:

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & -r_{af} \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 \\ r_{af} & 0 & 0 & -r_{af}-r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_a - i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ah} & M_{ah-b} & M_{ah-c} & M_{ah-af} \\ M_{ah-b} & L_b & M_{b-c} & M_{b-af} \\ M_{ah-c} & M_{b-c} & L_c & M_{c-af} \\ M_{ah-af} & M_{b-af} & M_{c-af} & L_{af} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ah} \\ e_b \\ e_c \\ e_{af} \end{bmatrix} \quad (۵-۲۱)$$

پارامترهای رابطه فوق در شکل ۱۶-۵ معرفی شده است. مدل ریاضی دیگر برای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، به صورت زیر است [۷۶]:

$$\begin{bmatrix} V_{ah} \\ V_{af} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} 1-\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{sc} \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ah} \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_{af} \end{bmatrix} \quad (۵-۲۲)$$

که λ نماد شار دربرگیرنده سیم‌پیچی فاز است. شایان ذکر است که رابطه فوق به صورت‌های دیگر نیز قابل بیان است که در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرد.

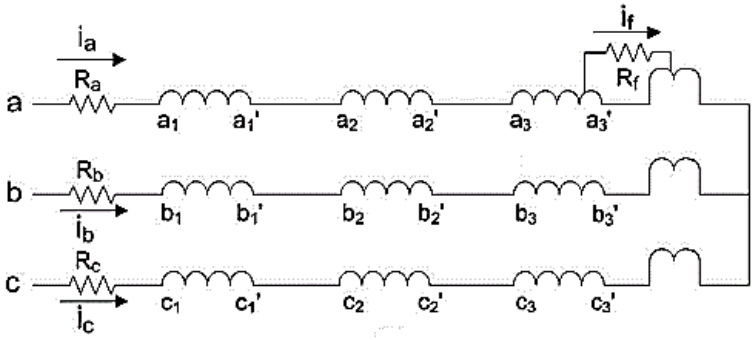


شکل ۱۶-۵: مدار معادل اتصال کوتاه حلقه به حلقه در فاز a

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۷۷] از مدل نشان داده شده در شکل ۱۷-۵ برای مدل‌سازی اتصال کوتاه بین هادی‌های سیم‌پیچی استاتور استفاده شده است. در صورت وقوع این خطا، معادلات الکتریکی موتور در فضای دو محوری به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} V_d &= V_{dh} + V_{df} \\ V_q &= V_{qh} + V_{qf} \\ V_0 &= -\frac{1}{3}\mu R_s i_f - \frac{1}{3}\mu(L+2M)\frac{di_f}{dt} \end{aligned} \qquad (۵-۲۳)$$



شکل ۱۷-۵: مدل سیم‌پیچی استاتور در وقوع خطای اتصال بین حلقه‌های سیم‌پیچی فاز a

که i_f جریان خطا، R_s مقاومت سیم‌پیچی یک فاز سالم استاتور، L و M اندوکتانس خودی و متقابل سیم‌پیچی‌های استاتور است. اندیس h نشان دهنده رابطه ولتاژ دو محوری موتور در حالت سالم و اندیس f نشان دهنده رابطه ولتاژ دو محوری موتور با خطای اتصال کوتاه است. همچنین، μ نسبت تعداد هادی‌های اتصال کوتاه شده به کل تعداد هادی‌های کلاف سیم‌پیچی است.

روابط مربوط به این دو جزء ولتاژ در حالتی که هارمونیک‌های فضایی در نظر گرفته شود و یا در محاسبات وارد نشود، متفاوت است؛ در صورتی که هارمونیک‌های فضایی در روابط دیده نشود، خواهیم داشت:

$$V_{dh} = R_s i_d + \omega L_s i_q + L_s \frac{di_d}{dt} \qquad (۵-۲۴)$$

$$V_{qh} = R_s i_q - \omega L_s i_d + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega\lambda_{PM} \qquad (۵-۲۵)$$

$$\begin{aligned} V_{df} = {} & \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[R_s\left(i_d cos\,\theta - i_q sin\,\theta\right) - \left(2R_s + \frac{R_f}{\mu}\right)i_f\right] \\ & - \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[\omega L_s\left(i_d sin\,\theta + i_q cos\,\theta\right)\right] \\ & + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[L_s\left(cos\,\theta\frac{di_d}{dt} - sin\,\theta\frac{di_q}{dt}\right) - (L_s+\mu L)\frac{di_f}{dt}\right] \end{aligned} \qquad (۵-۲۶)$$

$$V_{qf} = \frac{2}{3}\mu sin\,\theta\left[-R_s\left(i_d cos\,\theta - i_q sin\,\theta\right) + \left(2R_s + \frac{R_f}{\mu}\right) i_f\right] + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[\omega L_s\left(i_d sin\,\theta + i_q cos\,\theta\right)\right] + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[L_s\left(cos\,\theta\frac{di_d}{dt} - sin\,\theta\frac{di_q}{dt}\right) + (L_s + \mu L)\frac{di_f}{dt}\right] \quad (۵-۲۷)$$

در روابط فوق، L_s اندوکتانس یک فاز از سیم‌پیچی سالم و λ_{PM} شار در برگیرنده آهنربا است. در حالتی که هارمونیک‌های فضایی در نظر گرفته شود، شار در برگیرنده آهنربا دارای دو مولفه در راستای محورهای d و q خواهد بود. این مولفه‌ها در راستای محور d (λ_{PMd}) شامل مولفه اصلی به اضافه هارمونیک‌ها است و در راستای محور q (λ_{PMq})، فقط شامل هارمونیک‌ها است. به این ترتیب، روابط مربوط به ولتاژهای محورهای d و q به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$V_{dh} = R_s i_d + \omega L_s i_q + L_s\frac{di_d}{dt} - \omega\lambda_{PMq} + \frac{d\lambda_{PMd}}{dt} \quad (۵-۲۸)$$

$$V_{qh} = R_s i_q - \omega L_s i_d + L_s\frac{di_q}{dt} + \omega\lambda_{PMd} + \frac{d\lambda_{PMq}}{dt} \quad (۵-۲۹)$$

$$V_{df} = \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[R_s\left(i_d cos\,\theta - i_q sin\,\theta\right) - \left(2R_s + \frac{R_f}{\mu}\right) i_f\right] - \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[\omega L_s\left(i_d sin\,\theta + i_q cos\,\theta\right)\right] + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[L_s\left(cos\,\theta\frac{di_d}{dt} - sin\,\theta\frac{di_q}{dt}\right) - (2L_s + \mu L)\frac{di_f}{dt}\right] \quad (۵-۳۰)$$

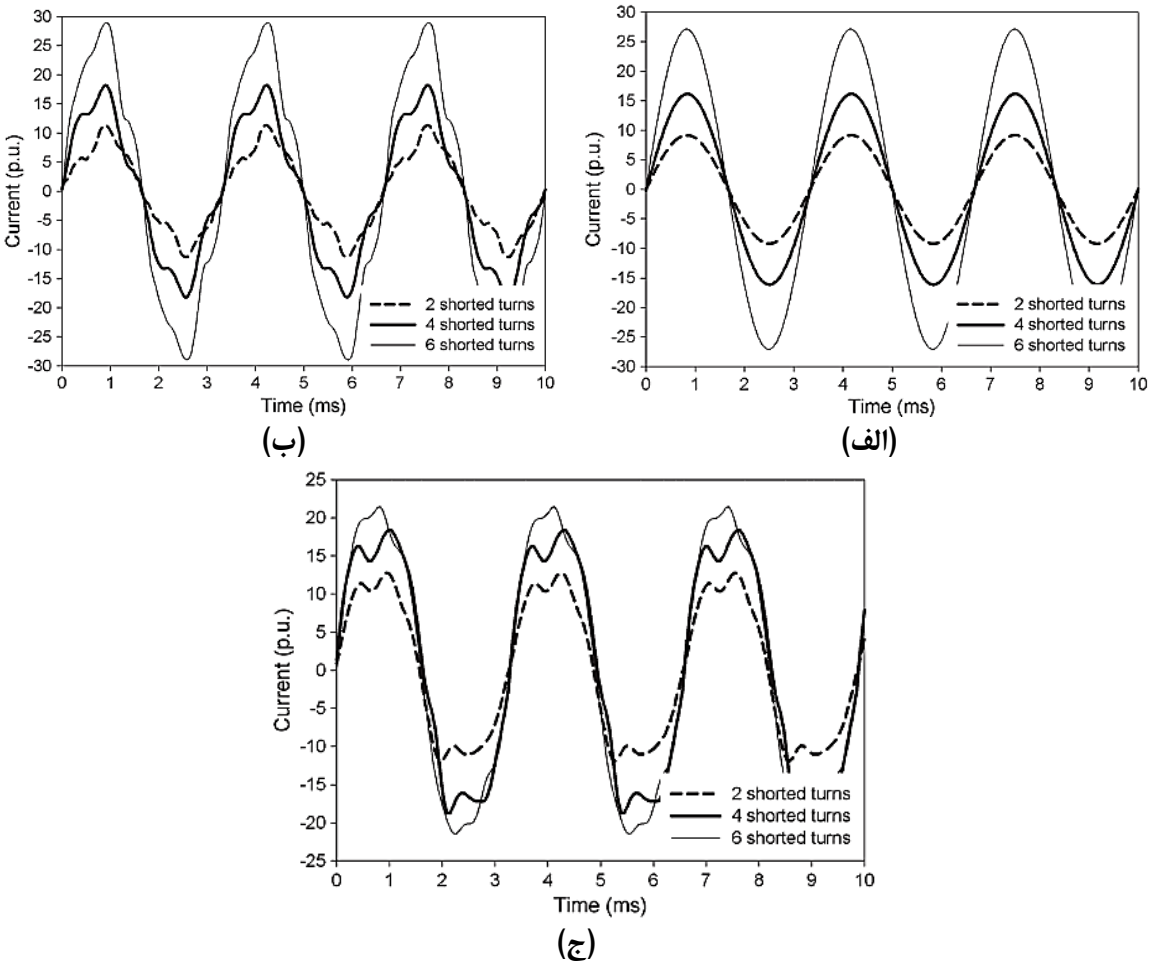
$$V_{qf} = \frac{2}{3}\mu sin\,\theta\left[-R_s\left(i_d cos\,\theta - i_q sin\,\theta\right) + \left(2R_s + \frac{R_f}{\mu}\right) i_f\right] + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[\omega L_s\left(i_d sin\,\theta + i_q cos\,\theta\right)\right] + \frac{2}{3}\mu cos\,\theta\left[L_s\left(cos\,\theta\frac{di_d}{dt} - sin\,\theta\frac{di_q}{dt}\right) + (2L_s + \mu L)\frac{di_f}{dt}\right] \quad (۵-۳۱)$$

شبیه‌سازی و آزمایش عملی بر روی یک موتور سنکرون آهنربای دائم سه فاز ۳۸۰ ولت، ۶۰۰۰ دور در دقیقه و دارای ۳ جفت قطب انجام شده است. در شکل ۵-۱۸ نتایج محاسبه جریان خطا با استفاده از مدل فوق، برای تعداد اتصال کوتاه تعداد ۲ و ۴ و ۶ حلقه در هر کلاف نشان داده شده است. شبیه‌سازی‌ها با $R_f = 0.07\ \Omega$ انجام شده است. شبیه‌سازی‌ها به روش اجزای محدود انجام شده است.

در این شکل مشاهده می‌شود که با افزایش تعداد حلقه‌های اتصال کوتاه شده، اعوجاج در شکل موج جریان خطا کاهش می‌یابد که دلیل آن، ضعیف‌تر شدن شار ناشی از آهنربا می‌تواند باشد. عنوان شده است نتایج حاصل از مدلی که هارمونیک‌های فاصله

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

هوایی را در نظر می‌گیرد، به نتایج عملی نزدیک‌تر است. البته به دلیل اختلاف محتوای هارمونیکی بین مدل شبیه‌سازی شده و موتور آزمایش شده، تفاوت کمی بین جریان‌های خطا در این شبیه‌سازی و نتایج آزمایش عملی وجود دارد.



شکل ۱۸-۵: جریان خطا (i_f) در هادی‌های اتصال کوتاه شده به ازای تعداد مختلف از این هادی‌ها در سرعت ۶۰۰۰ دور در دقیقه و بار نامی الف) مدل بدون هارمونیک‌های فضایی، ب) مدل شامل هارمونیک‌های فضایی و ج) آزمایش عملی

در مرجع [۷۸] خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فازهای موتورهای سنکرون آهنربای دائم چندسیمه[1]، با استفاده از روش اجزاء محدود بررسی شده است. خطای اتصال کوتاه در این سیم‌پیچی به سه دسته زیر تقسیم شده است که در شکل ۱۹-۵ نمایش داده شده است:

۱- اتصال کوتاه دو سیم در یک حلقه از کلاف (حالت ۱)

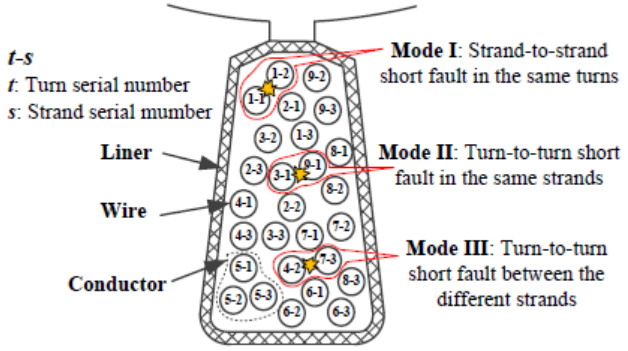
[1] Multi-strand

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

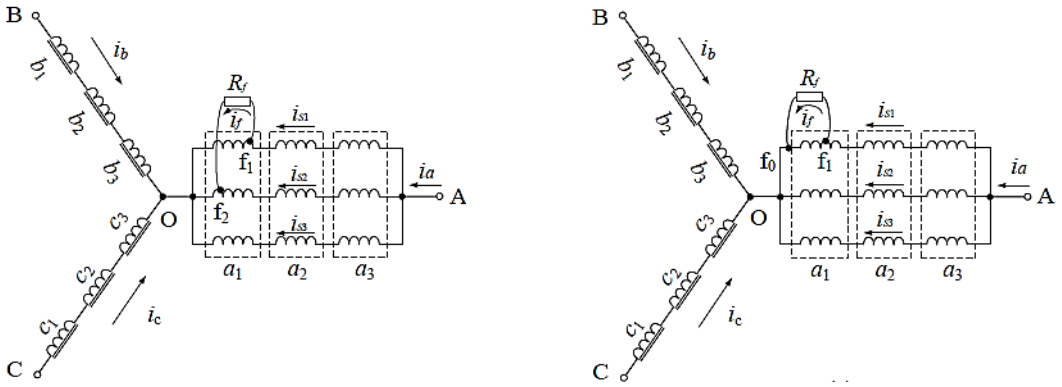
۲- اتصال کوتاه سیم به سیم در یک حلقه (حالت ۲)

۳- اتصال کوتاه سیم به سیم در دو حلقه مختلف (حالت ۳)

عنوان شده است که برای به دست آوردن مدل مداری از این نوع اتصال کوتاه‌ها، مطابق شکل ۲۰-۵، می‌توان به این صورت عمل کرد که اگر کلاف سیم‌پیچی فاز شامل N حلقه چندسیمه باشد که در آن، یکی از سه نوع اتصال کوتاه فوق‌الذکر رخ داده باشد، سیم‌پیچی را به سه شاخه موازی می‌توان تقسیم کرد که دو شاخه آن شامل حلقه‌های دارای خطا است و (N-2) حلقه دیگر در شاخه سوم قرار می‌گیرد. اتصال کوتاه بین هادی‌ها با کمک یک مقاومت می‌تواند مدل شود.

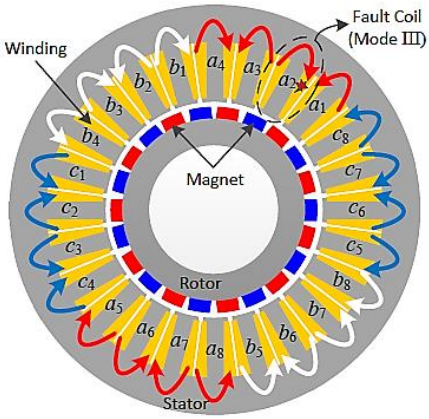


شکل ۱۹-۵: انواع اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های چندسیمه



شکل ۲۰-۵: مدار معادل اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های چندسیمه

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۲۱-۵: سطح مقطع موتور سنکرون آهنربای دائم ۲۲ قطب و ۲٤ شیار

مطالعه مدل مداری پیشنهادی بر روی یک موتور سنکرون آهنربای دائم ۲۲ قطب و ۲۴ شیار با استفاده از روش اجزای محدود و آزمایش عملی (شکل ۲۱-۵) انجام شده است؛ نتایج بررسی‌ها نشان می‌دهد که موقعیت خطا (موقعیت اتصال کوتاه در شیار استاتور) در زمان رخداد خطای حالت ۳ تاثیری در جریان خطا ندارد، در حالی که موقعیت رخداد خطای حالت ۲ تاثیر زیادی بر جریان خطا دارد. اگر این خطا در نزدیکی دهانه شیارها اتفاق بیفتد، به دلیل کوچک‌تر بودن اندوکتانس پراکندگی ناشی از اتصال کوتاه نسبت به سایر موقعیت‌های خطا، جریان اتصال کوتاه بیشترین مقدار می‌شود.

۲-۴-۵- تشخیص خطا با پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای abc

در مرجع [۷۹] از شاخص دامنه جریان برای تشخیص خطای اتصال کوتاه بین هادی‌های سیم پیچی استاتور استفاده کرده است. در مرجع [۸۰] عنوان شده است که در صورت وقوع این خطا در موتور، فرکانس‌های زیر در جریان موتور القا می‌شود:

$$f_{fault} = f_1\left(\frac{n}{p} \pm k\right) \qquad (۵-۳۲)$$

که f_1 فرکانس اصلی تغذیه موتور، p تعداد جفت قطب‌ها و n و k دو عدد صحیح است. البته عنوان شده است که این شاخص خوبی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در موتور نیست؛ زیرا دامنه طیف فرکانسی در ارتباط مستقیم با شدت خطا ندارد. بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که جریان توالی منفی شاخص مناسبی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه بین هادی‌های یک سیم‌پیچی استاتور است؛ زیرا با افزایش شدت خطا، دامنه جریان توالی منفی افزایش می‌یابد.

در مرجع [۸۱] عنوان شده است که در صورت بروز خطای اتصال کوتاه بین هادی‌های سیم‌پیچی یک موتور سنکرون آهنربای دائم، فرکانس‌های زیر در جریان خط موتور القا می‌شود:

$$f_{fault} = f_1\left(1 \pm \frac{2k+1}{p}\right) \quad (۵-۳۳)$$

که f_1 فرکانس اصلی تغذیه موتور، p تعداد جفت قطب‌ها و k یک عدد صحیح است. بررسی‌های انجام شده در این مرجع بر روی یک موتور سنکرون با آهنربای دائم که مشخصات آن در جدول ۱-۵ آورده شده است، نشان می‌دهد که در شرایطی که اتصال کوتاه بین هادی‌ها در مراحل اولیه خود قرار دارد (تعداد هادی‌های اتصال کوتاه شده کم است)، تغییرات دامنه (در تحلیل PSD) فرکانس‌های باند جانبی معرفی شده در رابطه (۳۳-۵)، با تغییر بار موتور قابل توجه نیست. لذا گفته شده است که این شاخص برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در این موتورها قابل اعتماد است.

در مرجع [۸۲] از مدل نشان داده شده در شکل ۲۲-۵ برای محاسبه جریان خطا در فضای abc استفاده کرده است. موتور مورد بررسی از نوع آهنربای سطحی است. در حالت وقوع خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فاز، رابطه ولتاژ (v_{abs}) و جریان (i_{abc})، با فرض صرف نظر از اشباع در موتور، در موتور به صورت زیر است:

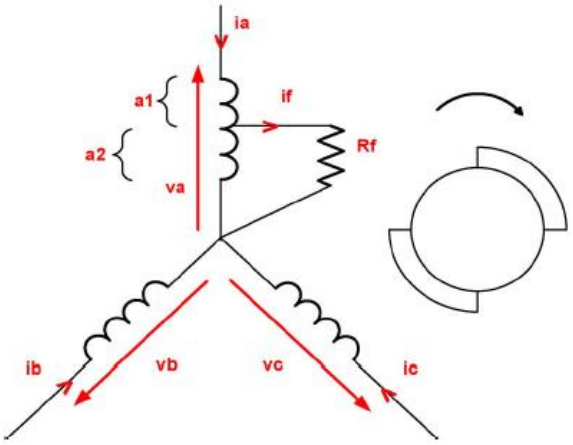
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_{cy}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \quad (۵-۳۴)$$

Lcy ماتریس اندوکتانس خودی سیم‌پیچی است و ولتاژ ضد محرکه (EMF) با نماد e نشان داده شده است. در سمت راست این رابطه، سه جمله اول رابطه موتور سنکرون آهنربای دائم در حالت سالم است و جمله آخر که ولتاژ باقیمانده موتور نامیده می‌شود، مربوط به زمان وقوع خطای اتصال کوتاه در موتور است. این مقدارها با فرض تقارن در ساختار موتور در حالت سالم، برابرند با:

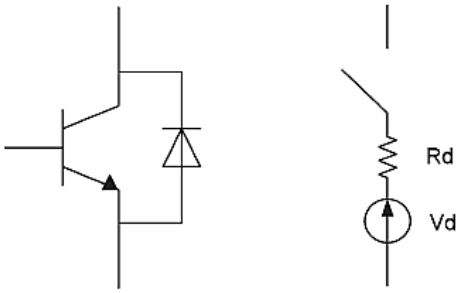
$$\alpha = -R_{a2}i_f - (L_{a2} + M_{a1a2})\frac{di_f}{dt}$$
$$\beta = \gamma = -M_{a2b}\frac{di_f}{dt} \quad (۵-۳۵)$$

در این رابطه اندوکتانس خودی با L و اندوکتانس متقابل با M نشان داده شده است.

برای محاسبه جریان خطا با این روابط، نیاز است که ولتاژ ضد محرکه قبلا اندازه‌گیری و یا محاسبه شده باشد؛ به این ترتیب که ولتاژ ضد محرکه موتور در یک سرعت ثابت اندازه گیری می‌شود و با فرض عدم اشباع، برای سرعت‌های مختلف تعمیم داده می‌شود. در این مرجع، برای در نظر گرفتن اثر سیستم تغذیه موتور، از مدل نشان داده شده در شکل ۲۳-۵ برای مدل‌سازی کلیدهای الکترونیک قدرت استفاده شده است.



شکل ۲۲-۵: مدل مورد استفاده برای مطالعه خطای اتصال کوتاه در حلقه‌های سیم‌پیچی استاتور



شکل ۲۳-۵: مدل کلیدهای قدرت سیستم تغذیه موتور

در این حالت، با اندازه‌گیری ولتاژ ورودی به سیستم درایو موتور (v_{abcref}) ولتاژ اعمالی به موتور (v_{abc}) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$v_{abc} = v_{abcref} + 2\frac{T_m}{T_p}p_m\, sign(i_{abc}) - R_d i_{abc} - V_d sign(i_{abc}) \quad (۵-۳۶)$$

که T_m زمان مرده (dead time) کلیدزنی، p_m و T_p نیز به ترتیب، دامنه و دوره سیگنال PWM است. با استفاده از روابط فوق، ابتدا جریان موتور در حالت سالم ($\widehat{i_{abc}}$) به صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\widehat{i_a}\\ \widehat{i_b}\\ \widehat{i_c}\end{bmatrix} = \left[L_{abc}^{'}\right]^{-1}\left(\begin{bmatrix}v_{aref}\\ v_{bref}\\ v_{cref}\end{bmatrix} - R_d\begin{bmatrix}\widehat{i_a}\\ \widehat{i_b}\\ \widehat{i_c}\end{bmatrix} - V_d sign(i_{abc}) + 2\frac{T_m}{T_p}p_m\, sign(i_{abc}) - R_s\begin{bmatrix}\widehat{i_a}\\ \widehat{i_b}\\ \widehat{i_c}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}e_a\\ e_b\\ e_c\end{bmatrix}\right) \quad (۵-۳۷)$$

جریان باقیمانده و یا خطا ($\tilde{\imath}_{abc}$) پس از اندازه‌گیری جریان موتور (i_{abc}) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

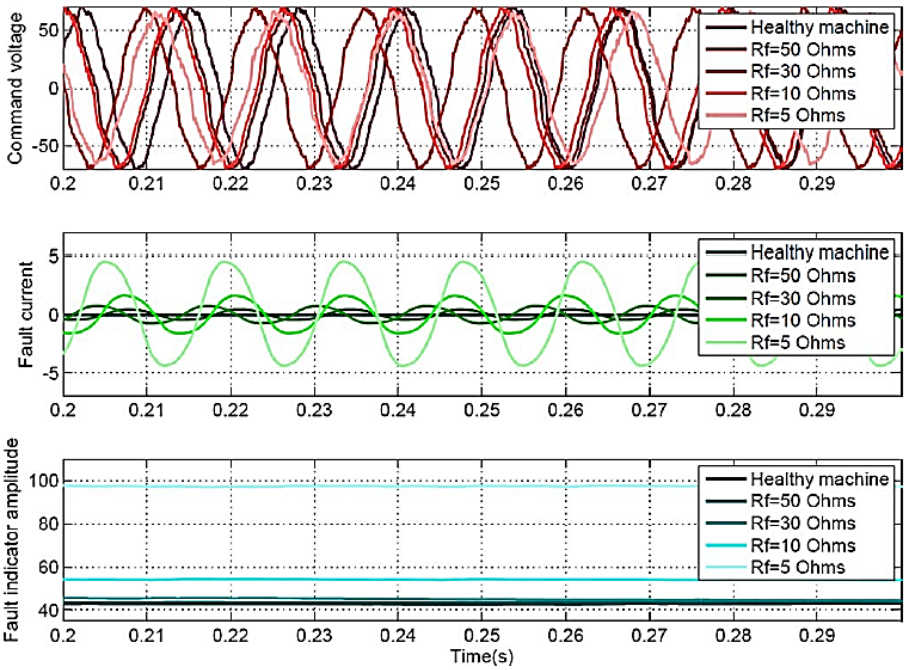
$$\begin{bmatrix}\tilde{i}_a\\ \tilde{i}_b\\ \tilde{i}_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\widehat{i_a}\\ \widehat{i_b}\\ \widehat{i_c}\end{bmatrix} \quad (۵-۳۸)$$

از نکات مثبت این روش این است که فازی که در آن خطای اتصال کوتاه رخ داده است مشخص می‌شود. شاخص خطا (F) در این روش به صورت زیر تعریف می‌شود:

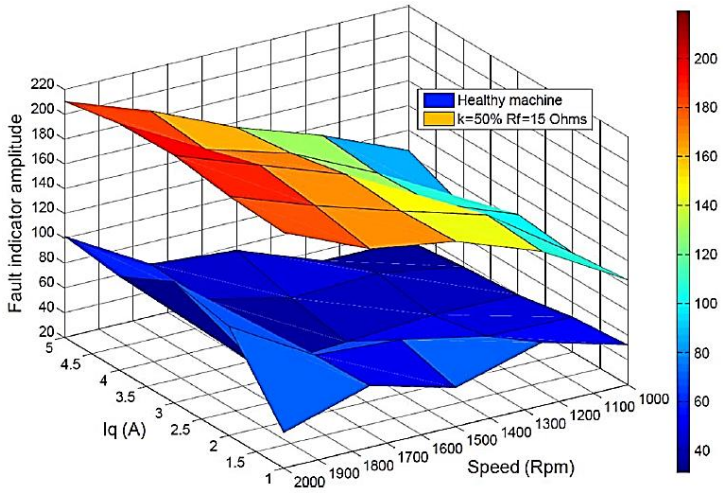
$$F=\left|\tilde{i}_a-[\tilde{i}_b]_{t-\frac{T}{3}}\right|+\left|[\tilde{i}_b]_{t-\frac{T}{3}}-[\tilde{i}_c]_{t-\frac{2T}{3}}\right|+\left|\tilde{i}_a-[\tilde{i}_c]_{t-\frac{2T}{3}}\right| \quad (۵-۳۹)$$

در این رابطه، i_b و i_c به اندازه T/3 و 2T/3 شیفت پیدا کرده‌اند و $T = 2\pi/(p\omega)$ که p تعداد جفت قطب‌های موتور است.

یک موتور سنکرون آهنربای دائم ۱.۵ کیلوواتی در دو حالت id = 0 A و iq = 15 A و سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه آزمایش شده است. در شکل ۲۴-۵ نتایج محاسبه جریان خطا و شاخص خطا به ازای مقادیر مختلف مقاومت خطا نشان داده شده است. دیده می‌شود که شاخص خطا می‌تواند شدت خطا را به خوبی نشان بدهد. برای بررسی اثر نقطه کار بر شاخص معرفی شده، جریان محور q از ۱ تا ۵ آمپر و سرعت موتور از ۱۰۰۰ تا ۲۰۰۰ دور در دقیقه تغییر داده شد. نتایج حاصل از این تغییرات بر شاخص خطا در شکل ۲۵-۵ نشان داده شده است.



شکل ۲۴-۵: ولتاژ اعمالی به موتور توسط درایو (شکل بالا)، جریان خطا (شکل وسط) و شاخص خطا (شکل پایین) به ازای مقادیر مختلف مقاومت خطا



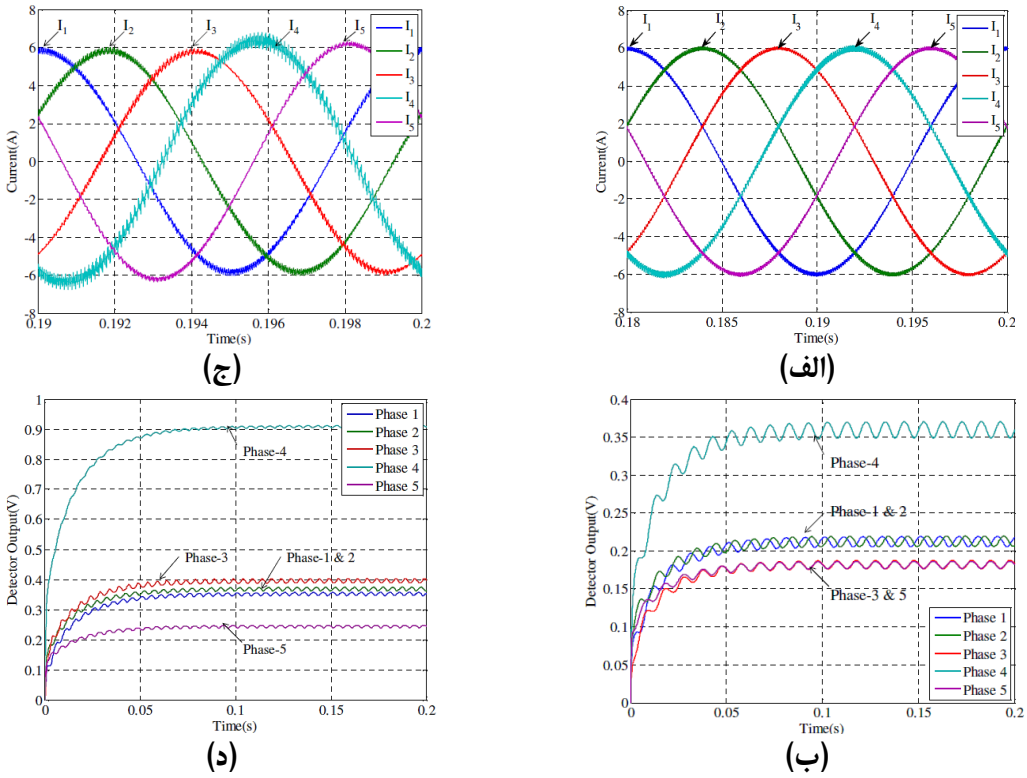
شکل ۲۵-۵: تغییرات شاخص با تغییر نقطه کار موتور

دیده می‌شود که شاخص معرفی شده، حتی در جریان و سرعت پایین، فاصله قابل توجهی با حالت خطا دارد و مناسب برای تشخیص شدت خطا است. البته بررسی انجام شده در مرجع [۸۳] نشان می‌دهد که تلورانس‌های ساختی می‌توان مقدار این شاخص را، تا حدود زیادی تحت تاثیر قرار دهد.

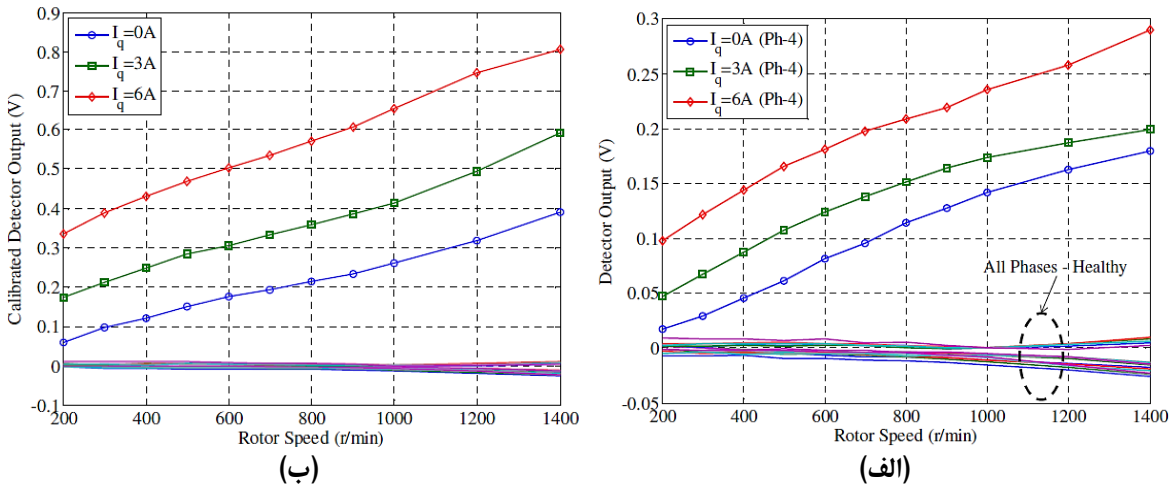
در مرجع [۸۴] از اندازه‌گیری ریپل جریان استاتور برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور یک موتور سنکرون آهنربای دائم سطحی استفاده شده است. موتور مورد مطالعه یک موتور ۱۲ قطب، ۱۰ شیار و ۵ فاز است که مناسب برای استفاده در کاربردهای خودروهای برقی است. این موتور با به روش PWM و با فرکانس ۱۰ kHz تغذیه می‌شود. عنوان شده است که ایجاد خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز از موتور باعث می‌شود که ریپل جریان در آن فاز افزایش یابد. این مساله در شکل ۲۶-۵ برای وقوع اتصال کوتاه بین ۲ حلقه و ۲۰ حلقه در سیم‌پیچی یک فاز (فاز شماره ۴ موتور) نشان داده شده است.

برای تشخیص این خطا، نیاز است که مقدار ریپل جریان در حالت سالم اندازه‌گیری شود؛ تفاضل ریپل جریان در حالت خطا و حالت سالم شاخصی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه است. البته عنوان شده است که استفاده از این شاخص، در سرعت‌های پایین، کمی مشکل است. همچنین، شایان ذکر است که محتوای هارمونیکی جریان موتور در حالت سالم به مقدار اندیس مدولاسیون وابسته است و از سرعت موتور و مقدار جریان آن مستقل است. در شکل ۲۷-۵ نمودارهای اختلاف خروجی‌های سیستم تشخیص ریپل جریان موتور (بار موتور) به ازای مقادیر مختلف جریان و سرعت موتور نشان داده شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٢٦-٥: شکل موج و خروجی جداسازی ریپل جریان با اتصال کوتاه در الف و ب) ٢ حلقه و ج و د) ٢٠ حلقه



شکل ٢٧-٥: تغییرات ریپل جریان در زمان وقوع خطای اتصال کوتاه در فاز شماره ٤ موتور با اتصال کوتاه در الف) حلقه و ب) ٢٠ حلقه

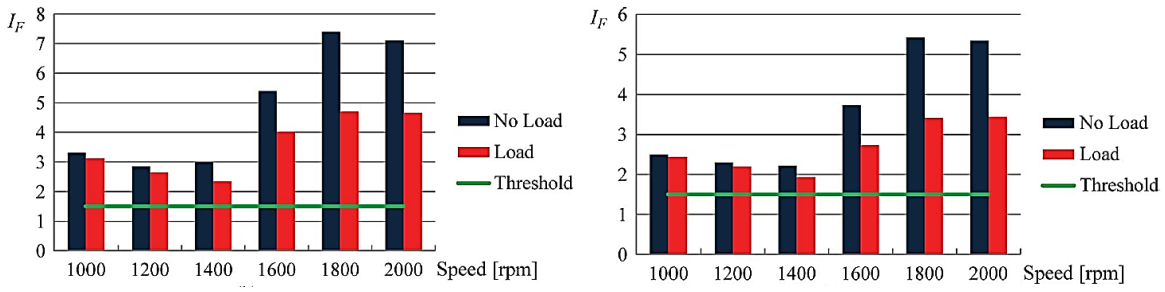
۳-۴-۵- تشخیص خطا با پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای دو محوری dq

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۸۵, ۸۶] عنوان شده است که وقتی در یک فاز از موتور خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه رخ می‌دهد، (به دلیل ایجاد عدم تقارن) جریان هارمونیک سوم در سیم‌پیچی‌ها جاری می‌شود. وقتی جریان‌ها با استفاده از تبدیل پارک به فضای دو محوری d و q تبدیل می‌شود، هارمونیک دوم در جریان مشاهده می‌شود. افزایش شدت خطا، باعث افزایش دامنه هارمونیک دوم می‌شود. به این ترتیب، یک شاخص ساده برای تشخیص خطای حلقه به حلقه به صورت زیر قابل تعریف است:

$$I_F = \frac{h_{q2}}{h_{2n}} \qquad (۵-۴۰)$$

که h_{q2} دامنه هارمونیک دوم در جریان محور q در موقع وقوع خطا و h_{2n} دامنه هارمونیک دوم در جریان محور q در حالت سالم است. لازم است توجه شود که مقادیر دامنه هارمونیک دوم، در هر دو حالت سالم و خطا، در بار یکسان محاسبه و یا اندازه‌گیری شود. عنوان شده است که نتایج آزمون عملی انجام شده بر روی یک موتور ۴۰۰ وات و ۳۵۰۰ دور در دقیقه، موید این است که شاخص پیشنهادی، قابلیت خوبی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه دارد (شکل ۲۸-۵). در این موتور، مقدار شاخص بزرگتر از ۱.۵ به عنوان آستانه خطا انتخاب شده است.



شکل ۲۸-۵: نتایج آزمایش عملی برای تشخیص خطای اتصال کوتاه الف) ۱/۲٤ (٤.۱۷ درصد) از حلقه‌های یک فاز و ب) ۱/۱۲ (۸.۳۳ درصد) از حلقه‌های یک فاز

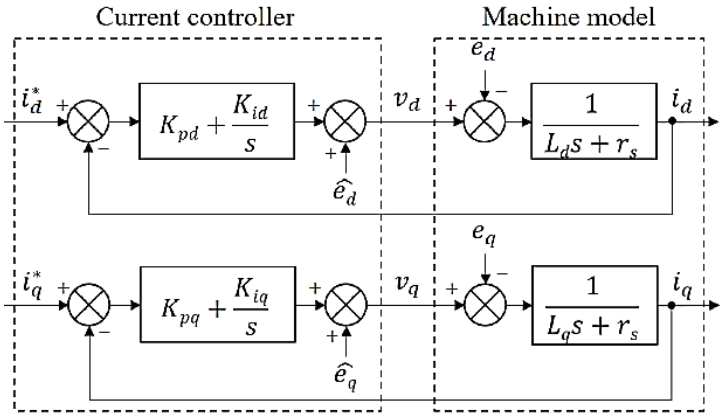
در مرجع [۸۷] عنوان شده است که استفاده از روش مقدار دی‌سی ولتاژهای v_d و v_q برای تشخیص خطای اتصال کوتاه، زمانی که تعداد حلقه‌های اتصال کوتاه شده کم باشد، نمی‌تواند به درستی این خطا را تشخیص دهد. لذا، از دامنه هارمونیک دوم در جریان محورهای d و q که در اثر خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه ایجاد می‌شوند، استفاده شده است. مدل تحلیلی ارائه شده برای سیستم کنترل نشان داده شده در شکل ۲۹-۵ نشان می‌دهد که دامنه جریان این هارمونیک‌ها به پارامترهایی مانند امپدانس مسیر اتصال کوتاه شده، جریان چرخشی در قسمت اتصال کوتاه، سرعت و پهنای باند کنترلر PI وابسته است. بنابراین، با تغییر مقدار این ضرایب و پهنای باند، دامنه هارمونیک دوم جریان‌ها نیز تغییر می‌کند؛ به نحوی که با افزایش باند فرکانسی کنترلر، دامنه جریان‌ها به مقدار ناچیزی کاهش می‌یابد. بنابراین، به تعریف شاخصی که تغییرات آن با تغییر پهنای باند سیستم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

کنترل قابل توجه نباشد، نیاز است. شایان ذکر است که در این مدل کنترل کننده جریان موتور سنکرون، ضرایب کنترل کننده به صورت زیر قابل تعریف است:

$$K_{pd} = L_d\omega_c,\ \ K_{pq} = L_q\omega_c,\ \ K_{id} = K_{iq} = r_s\omega_c \qquad (۵-۴۱)$$

که ω_c پهنای باند کنترلر و L_d ،r_s و L_q پارامترهای موتور سنکرون آهنربای دائم هستند. شاخص پیشنهادی در این مرجع نسبت ریله[1] است. در این شاخص، ماتریس نسبت (X) به صورت زیر تعریف می‌شود:



شکل ۲۹-۵: کنترل کننده جریان در قاب مرجع سنکرون

$$X = A\acute{A},\ \ A = [a_{id} \quad a_{iq} \quad a_{vd} \quad a_{vd}] \qquad (۵-۴۲)$$

که $A^{/}$ ترانهاده ماتریس A است. a_{id} و a_{iq} به ترتیب، نسبت دامنه جریان‌های هارمونیک دوم محورهای d و q بعد از خطا به جریان‌های این دو محور قبل از وقوع خطا است. به صورت مشابه، a_{vd} و a_{vq} نیز نسبت ولتاژهای محورهای d و q بعد از خطا به ولتاژهای این دو محور قبل از وقوع خطا تعریف می‌شود. اگر $W= [w_1\ w_2\ w_3\ w_4]$ یک بردار باشد، تابع نسبت ریله به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$R(X,W) = \frac{W^*XW}{W^*W} \qquad (۵-۴۳)$$

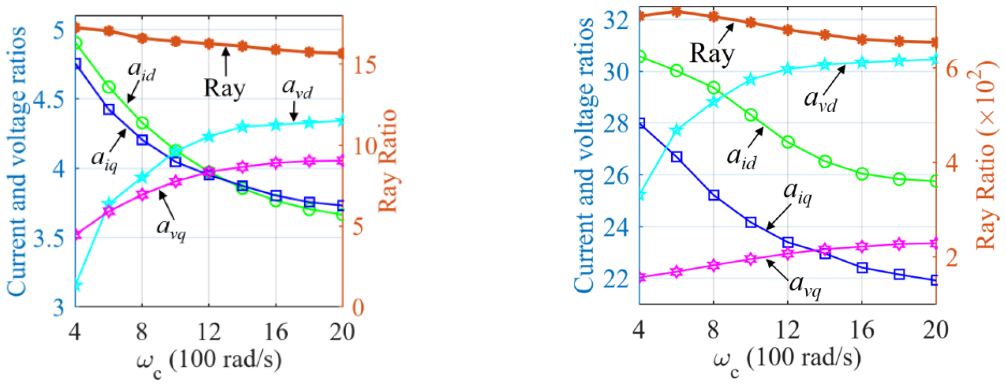
که علامت W^* ماتریس مزدوج $W^{/}$ است. ویژگی جالب تابع ریله این است که اگر بردار W، بردار مقادیر ویژه ماتریس X باشد، به ازای بیشینه مقدار ویژه، مقدار تابع ریله بیشینه می‌شود. همچنین، مقدار آن به ازای کمینه مقدار ویژه، کمینه می‌شود.

[1] Rayleigh quotient

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

درحالت سالم، بیشینه مقدار ویژه و درنتیجه، بیشینه تابع نسبت ریله که با Ray نشان داده می‌شود برابر ۴ است. در شرایطی که خطای اتصال کوتاه رخ دهد، مقدار Ray افزایش می‌یابد و به کمک آن خطای اتصال کوتاه قابل تشخیص است.

با توجه به این که تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سرعت کم، دشوار است، و برای نشان دادن مزیت این روش در تشخیص خطای اتصال کوتاه در سرعت کم، آزمایش بر روی یک موتور سنکرون آهنربای دائم با جریان نامی ۱۸ آمپر، سیم‌پیچی با ۳۰۰ دور در هر فاز و سرعت نامی ۷۵۰ دور در دقیقه، در سرعت ۳۰۰ دور در دقیقه و اتصال یک حلقه، انجام شده است؛ تغییرات شاخص Ray با تغییر باند کنترلر در شکل ۳۰–۵ نشان داده شده است. دیده می‌شود که مقدار Ray در مقایسه با سایر متغیرها، تغییرات نسبتا کمی دارد و مقدار آن، به دلیل وقوع خطای اتصال کوتاه، همواره بیش از ۴ است.



(ب) (الف)

شکل ۳۰–۵: تغییرات نسبت دامنه هارمونیک دوم جریان و ولتاژ و شاخص Ray با تغییر پهنای باند کنترلر در سرعت ۳۰۰ دور در دقیه و اتصال کوتاه یک حلقه، الف) $r_f = 0$ و ب) $r_f = 35\ m\Omega$

۴-۵-۴- تشخیص خطای اتصال کوتاه با استفاده از ولتاژ

در مرجع [۸۸] از محاسبه اختلاف بین ولتاژ ضد محرکه در حالت خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه با ولتاژ ضد محرکه در حالت بدون خطا به عنوان شاخصی برای تشخیص خطا در موتورهای سنکرون آهنربای دائم استفاده شده است.

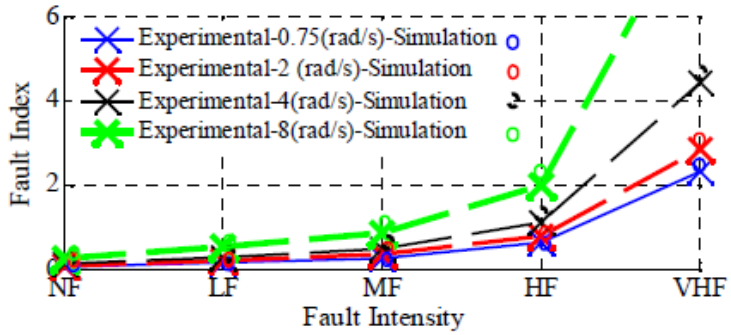
$$Fault_{index} = \int_0^t \left(u_{diff}(\tau - t_0)/(t_0\omega_m)\right) d\tau \qquad (۵–۴۴)$$

$$u_{diff} = EMF_{ref} - EMF_{est} \qquad (۵–۴۵)$$

که EMF_{ref} مقدار ولتاژ ضد محرکه موتور در حالت سالم و EMF_{est} مقدار ولتاژ ضد محرکه در حالتی است که دارای خطا است. ولتاژ ضد محرکه موتور در حالت سالم با استفاده از محاسبه به کمک نرم‌افزارهای اجزای محدود و یا آزمایش موتور در بی‌باری قابل تخمین است. در شکل ۳۱–۵ نتایج محاسبه شاخص برای یک موتور سنکرون آهنربای دائم ۸۰۰ وات به ازای

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

چهار سطح از خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، در چهار سرعت مختلف نشان داده شده است. دیده می‌شود که تغییرات شاخص با افزایش شدت خطا افزایشی است. همچنین، دیده می‌شود که مقدار این شاخص به سرعت موتور نیز وابسته است.



شکل ۳۱-۵: تغییرات شاخص خطا به ازای چهار سطح از خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه

در مرجع [۸۹] عنوان شده است که در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فاز استاتور، اگر از مدل نشان داده شده در شکل ۲۲-۵ استفاده شود، معادلات موتور در فضای دو محوری d و q به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega\psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega L_d \\ \omega L_q & r_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{df} \\ e_{qf} \end{bmatrix} \quad (۵-۴۶)$$

که e_{df} و e_{qf} ولتاژ ضد محرکه موتور در راستای دو محور d و q است. این ولتاژها شامل اجزای زیر هستند:

$$\begin{bmatrix} e_{df} \\ e_{qf} \end{bmatrix} = E_d + E_{2hp} + E_{2hn} + E_{4h} \quad (۵-۴۷)$$

که E_d مولفه دی‌سی ولتاژ ضد محرکه، E_{2hp} مولفه مثبت هارمونیک دوم، E_{2hn} مولفه منفی هارمونیک دوم و E_{4h} هارمونیک چهارم است. مولفه E_{2hp} ناشی از جاری شدن جریان هارمونیک سوم در سیم‌پیچی فاز در موقع وقوع خطای اتصال کوتاه است که شامل دو جزء است؛ یک جزء ناشی از هارمونیک اصلی شار در برگیرنده و جزء دوم مربوط به هارمونیک سوم آن است. در موتورهای سنکرون آهنربای دائم داخلی، جزء ناشی از هارمونیک اصلی بزرگ‌تر از جزء دوم است، در حالی که در موتورهای سنکرون آهنربای دائم سطحی این جزء برابر صفر است (زیرا $L_d = L_q$).

بردار شامل e_{df} و e_{qf} را با استفاده از تخمین جریان موتور در راستای دو محور و همچنین، اندازه‌گیری سرعت و ولتاژ موتور می‌توان تخمین زد. اگر این بردار به کمک تبدیل معکوس پارک به قاب ساکن منتقل شود، خواهیم داشت:

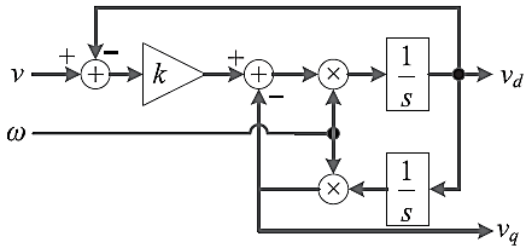
$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{df} \\ e_{qf} \end{bmatrix} = E_{\alpha\beta} + E_{\alpha\beta n} + E_{\alpha\beta 3h} + \acute{E} \quad (۵-۴۸)$$

با این تبدیل، E_{2hp} و E_{2hn} در رابطه (۵-۴۷) به ترتیب، به مولفه توالی منفی $E_{\alpha\beta n}$ و مولفه $E_{\alpha\beta 3h}$ در رابطه فوق تبدیل شده است. برای جدا کردن مقدار مولفه توالی منفی ($E_{\alpha\beta n}$) از الگوریتم موسوم به SOGI که در شکل ۳۲-۵ نشان داده شده، استفاده

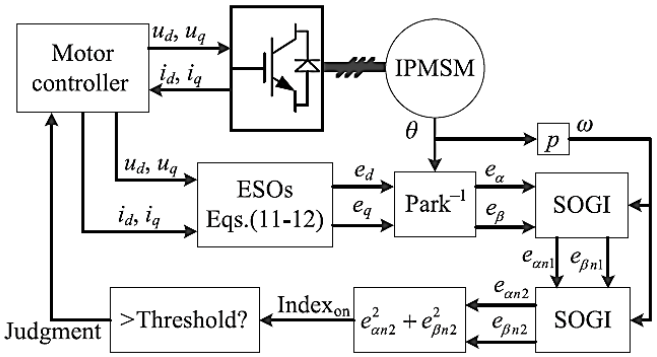
شده است. در خروجی این بلوک دیاگرام، v_d مولفه اصلی سیگنال ورودی را دنبال می‌کند و v_q شیفت فاز ۹۰ درجه‌ای ولتاژ ورودی است. شایان ذکر است که خروجی این الگوریتم، فقط مولفه‌های منفی سیگنال نیستند، ولی هارمونیک‌های بالای آن را حذف می‌کند. لذا برای رسیدن به دقت بالاتر، از دو بلوک دیاگرام SOGI برای فیلتر سیگنال‌های e_α و e_β استفاده شده است (شکل ۳۳-۵). شاخص تشخیص خطا پس از استخراج مولفه‌های توالی منفی، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$Index_{on} = e_{\alpha n2}^2 + e_{\beta n2}^2 \qquad (۵-۴۹)$$

اگر مقدار شاخص از یک مقدار معینی بیشتر شد، نشان دهنده وجود خطا در سیستم است. بررسی‌های عملی در این مرجع، بر روی یک موتور آهنربای دائم داخلی ۲۰ قطب، ۲۰۰ ولت و ۱۲.۳ امپر و ۵۰۰ دور در دقیقه انجام شده است. در جدول ۱۱-۵، مقدار مقاومت خطا (R_f) که معادل درجات مختلف خطا (از بسیار کم تا زیاد است) آورده شده است. در شکل ۳۴-۵ تغییرات شاخص به ازای درجات مختلف خطا، با تغییر سرعت موتور و در سه بار مختلف از موتور نشان داده شده است. دیده می‌شود که تغییرات شاخص، با افزایش شدت خطا افزایشی است. همچنین، شاخص با افزایش سرعت موتور و افزایش بار موتور نیز افزایش می‌یابد.

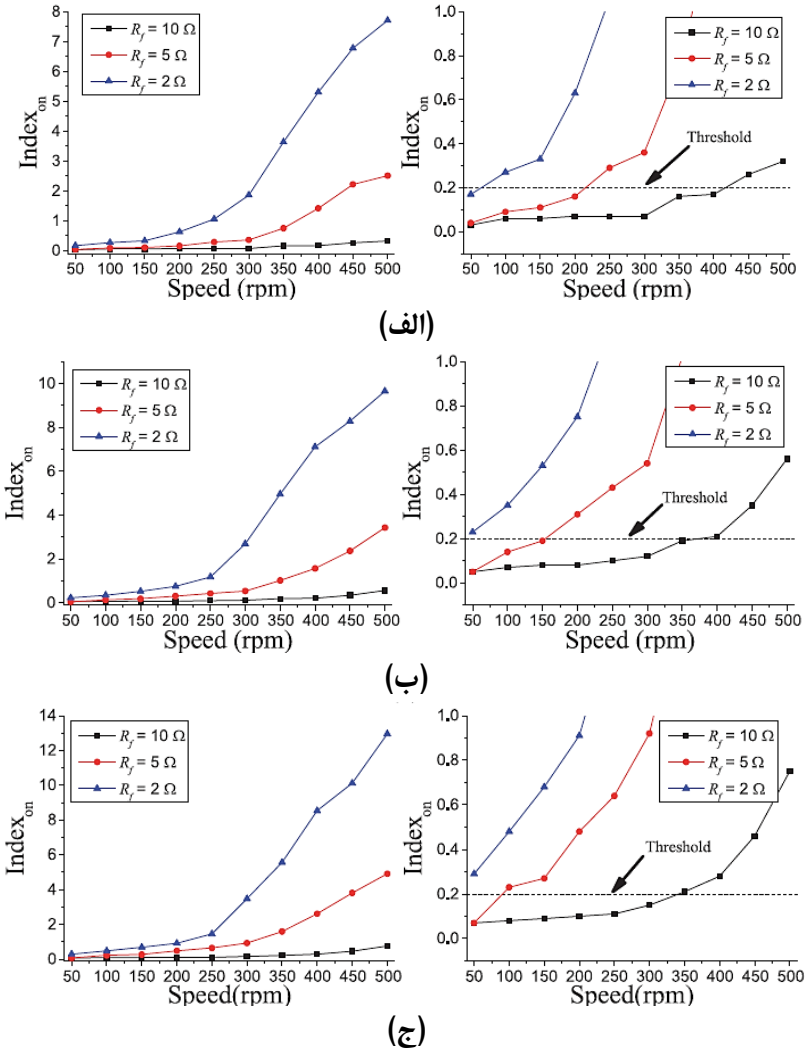


شکل ۳۲-۵: بلوک دیاگرام معادل الگوریتم SOGI



شکل ۳۳-۵: دیاگرام تشخیص خطای آنلاین اتصال حلقه به حلقه در موتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٣٤-٥: تغییرات شاخص در الف) i_q = 2 A، ب) i_q = 5 A و ج) i_q = 10 A

جدول ١١-٥: مقاومت خطای معادل شدت خطا در آزمایش‌ها

	Very slight	Slight	Medium	Serious
R_f	20 Ω	10 Ω	5 Ω	2 Ω

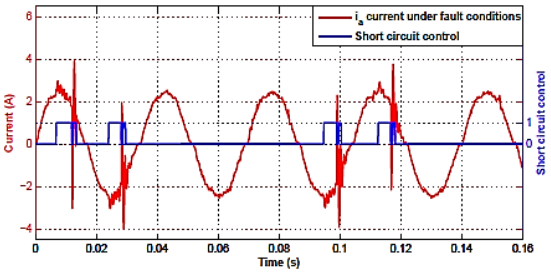
در برخی موارد، زمانی که مدت طولانی از موتور الکتریکی استفاده شده است، عایق سیم‌پیچی استاتور در اثر تنش‌های مکانیکی و یا الکتریکی دچار زوال می‌شود؛ بخش انتهایی سیم‌پیچی استاتور بیش از سایر قسمت‌های سیم‌پیچی مستعد این خطا است. اگر زوال عایق در بخش انتهایی سیم‌پیچ باشد، گاهی اوقات در اثر لرزش‌های مکانیکی اتصال کوتاه بین حلقه‌های سیم‌پیچی یک فاز رخ می‌دهد. تشخیص این نوع از از اتصال کوتاه حلقه به حلقه در مرجع [۹۰] بررسی شده است. شایان ذکر است که

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

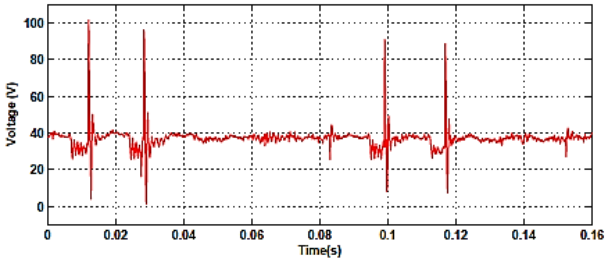
مدت زمان وقوع چنین خطاهایی کوتاه است و معمولا در زمان کوتاهی رفع می‌شود، اما به دلیل آثار الکتریکی و مکانی ناشی از این اتصال کوتاه‌ها، شناسایی این نوع خطا اهمیت زیادی دارد. در زمان وقوع این خطا، مقادیر مرجع اعمالی به موتور، در سیستم درایو موتور تغییر می‌کند و دچار نوسان می‌شود (مانند شکل ۳۵–۵)؛ زیرا معمولا این مقادیر در سیستم کنترل به کمک یک کنترل کننده PI تعیین می‌شوند. فرایند تشخیص این خطا به این صورت است که ابتدا مقدار گذرای سیگنال ولتاژ محور q (V_{qNorm})، به صورت زیر، جدا می‌شود:

$$V_{qNorm} = V_{qref} - mean\ value\ (V_{qref}) \qquad (۵–۵۰)$$

که V_{qref} مقدار لحظه‌ای ولتاژ مرجع ساخته شده در سیستم کنترل درایو موتور است. عنوان شده است که مولفه منفی این سیگنال اطلاعات خاصی برای تشخیص خطا ندارد. بنابراین، فقط مولفه مثبت این سیگنال (V^{+}_{qNorm}) پردازش می‌شود. تبدیل پیوسته ویولت سیگنال V^{+}_{qNorm} به ازای ۴۰ مقدار مختلف از پارامتر مقیاس‌گذاری[1] (از ۰.۰۰۰۵ تا ۰.۰۲) بر سیگنال اعمال می‌شود. به ازای یک مقدار مشخص از ضریب مقیاس‌گذاری (δ_{MA}) در این بازه، دامنه ضرایب تبدیل ویولت بیشترین مقدار است. توجه شود که در حالت سالم، ضرایب تبدیل ویولت برابر صفر است. استفاده از مقدار بیشینه ضرایب تبدیل ویولت برای این است که اثرات ناشی از نویزهای محیطی در سیگنال بررسی شده به حداقل برسد.



(الف)

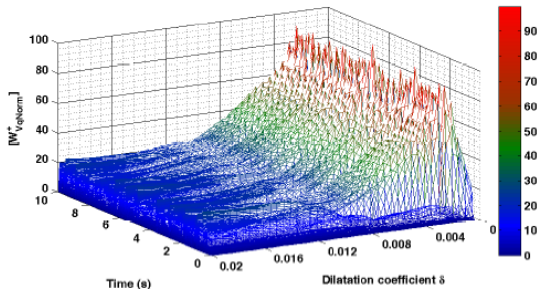


(ب)

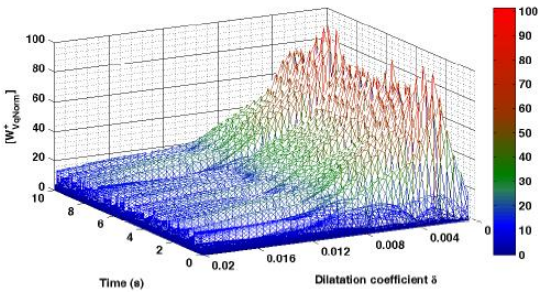
[1] Dilation coefficient

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

شکل ۳۵-۵: الف) جریان فاز موتور در حالت سالم و زمان وقوع خطاهای اتصال کوتاه نامنظم و ب) ولتاژ اعمالی به موتور در راستای محور q (Vqref) در حالت سالم و زمان وقوع خطاهای اتصال کوتاه نامنظم



(الف)



(ب)

شکل ۳۶-۵: ضرایب تبدیل ویولت مولفه مثبت ولتاژ V_{qNorm} الف) i_{qref} = 3A, ω_{mec} = 450 rpm, K_{pi} = 15 و ب) i_{qref} = 5A, ω_{mec} = 450 rpm, K_{pi} = 15

در شکل ۳۶-۵ نتیجه تحلیل سیگنال ولتاژ به روش فوق در هنگام وقوع خطای اتصال کوتاه نامنظم در ناحیه انتهایی سیم‌پیچی یک نمونه موتور ۴۵۰ وات، چهار قطب، ۳ آمپر و ۱۰۵۰ دور در دقیقه نشان داده شده است. بررسی‌ها در مقادیر مختلف سرعت و جریان موتور و همچنین، ضرایب کنترل کننده PI نشان داده که بیشینه مقادیر تبدیل ویولت در δ_{MA}= 0.0025 رخ داده است.

در مرجع [۹۱] از تعریف نسبت سیگنال به نویز (STNRI) در δ_{MA} به صورت زیر، به عنوان شاخصی برای تشخیص خطا در موتور سنکرون آهنربای دائم استفاده شده است.

$$STNRI = \frac{signal\ to\ noise\ ratioa\ (WT(\delta_{MA}))}{signal\ to\ noise\ ratioa\ (V_{qref} - mean\ value\ (V_{qref}))} \qquad (۵-۵۱)$$

که WT به معنی تبدیل ویولت است. اگر مقدار STNRI بیش از ۱۰۰٪ باشد، به معنی وقوع خطای اتصال کوتاه نامنظم در یکی از فازها است. برای تعیین فازی که خطا در آن رخ داده است، ولتاژهای مرجع ساخته شده در سیستم کنترل (V_{qref}) و

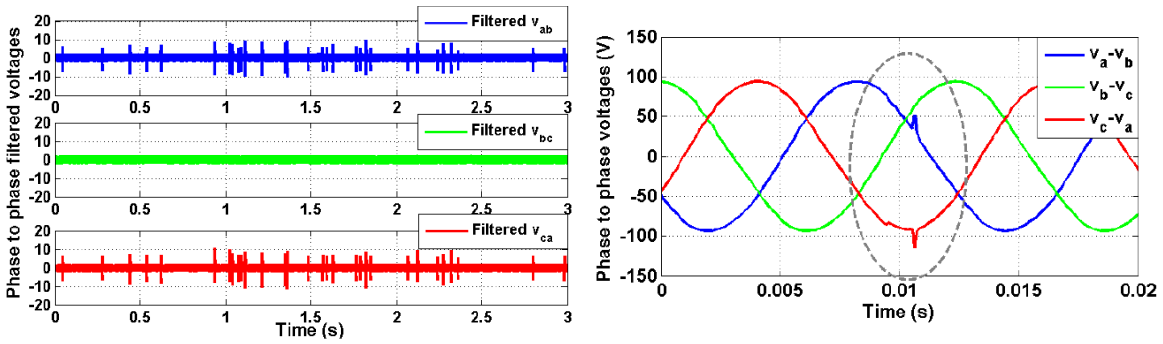
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

(V_{dref})، با تبدیل معکوس پارک به فضای abc منتقل می‌شود. در این حالت از محاسبه اختلاف فاز ولتاژها برای تشخیص فاز دارای خطا استفاده می‌شود؛ استدلال این است که اگر مثلا در فاز a خطا رخ داده باشد، اثر آن در دو فاز b و c در سیستم سه فاز تقریبا مشابه است. به این ترتیب، اختلاف ولتاژ V_{bc} دارای علائم خطا نیست ولی در اختلاف ولتاژهای V_{ab} و V_{ca} این اثر دیده می‌شود. برای فرمول‌بندی کردن این مساله، این اختلاف ولتاژها به دو دسته اختلاف ولتاژ حالت سالم و اختلاف ولتاژ حالت خطا، به صورت زیر تقسیم می‌شود:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ab\,healthy} + dist_{V_{ab}} \\ V_{bc} = V_{bc\,healthy} + dist_{V_{bc}} \\ V_{ca} = V_{ca\,healthy} + dist_{V_{ca}} \end{cases} \quad (۵-۵۲)$$

این ولتاژها را با نمونه‌برداری با دوره زمانی T_e، به صورت گسسته می‌توان تبدیل کرد. برقرار بودن نامساوی زیر پس از تشخیص وقوع خطا، به معنی وقوع خطا در فاز a است.

$$\left|dist_{V_{bc(k+2)T_e}}\right| < \left|dist_{V_{ab(k+1)T_e}}\right| < \left|dist_{V_{ca(k+1)T_e}}\right| \quad (۵-۵۳)$$



(ب) (الف)

شکل ۳۷-۵: الف) ولتاژ فاز به فاز و وقوع خطای اتصال کوتاه نامنظم و ب) جزء فیلتر شده ولتاژ فاز به فاز

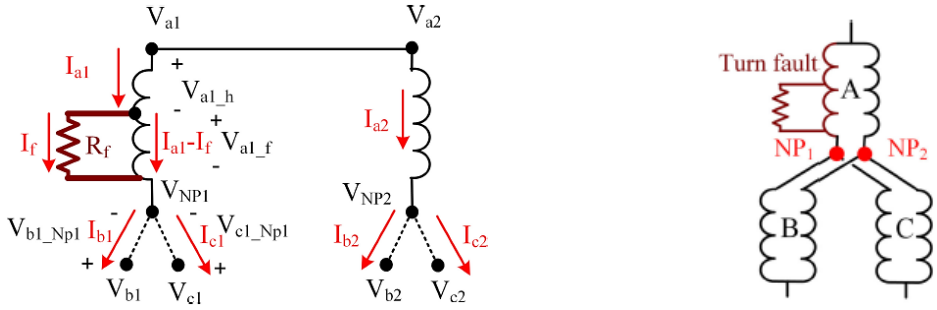
در شکل ۳۷-۵ نمونه‌ای از سیگنال‌های اختلاف ولتاژ و قسمتی از آن که ناشی از خطا است، در حالتی که خطای اتصال کوتاه نامنظم در فاز a یک موتور سنکرون آهنربای دائم رخ می‌دهد، نشان داده شده است. دیده می‌شود که در سیگنال $dist_{Vbc}$ اعوجاجی دیده نمی‌شود.

در مرجع [۹۲] پیشنهاد شده است که از سیم‌پیچی با ساختار نشان داده شده در قسمت الف شکل ۳۸-۵ (سیم‌پیچ با دو نقطه نول جدا از هم) در سیم‌بندی موتورهای سه‌فاز، بخصوص ماشین‌های تغذیه شونده با اینورتر، استفاده شود، زیرا از اختلاف ولتاژ

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

بین دو نقطه نول دو مسیر موازی سیم‌پیچی، برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی می‌توان استفاده کرد. با استفاده از مدل ریاضی موتورهای سنکرون آهنربای دائم نشان داده شده است که ولتاژ القا شده در نقطه نول سیم‌پیچی هر شاخه موازی شامل سه جزء است؛ یک جزء ناشی از هارمونیک‌های برجستگی ساختار ماشین (مانند هارمونیک‌های شیار) است، جزء دوم ناشی از هارمونیک‌های القا شده به دلیل وجود اشباع در مدار مغناطیسی ماشین است و جزء سوم ناشی از ایجاد خطای حلقه به حلقه در سیم‌پیچی. حال اگر مطابق قسمت ب شکل ۳۸-۵، خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فاز a رخ دهد، اختلاف ولتاژ بین دو نقطه نول فقط شامل جزء ناشی از خطای اتصال کوتاه خواهد بود:

$$V_{NP12} = V_{NP1} - V_{NP2} = -\frac{1}{3}\eta I_f\left(R_P + j\omega_e L_{aa1} + j\omega_e L_{ab1} + j\omega_e L_{ac1} + j\omega_e L_{lkg}\right) \qquad (۵-۵۴)$$



شکل ۳۸-۵: الف) سیم‌پیچی با دو نقطه نول و ب) مدار معادل اتصال کوتاه حلقه به حلقه در فاز a

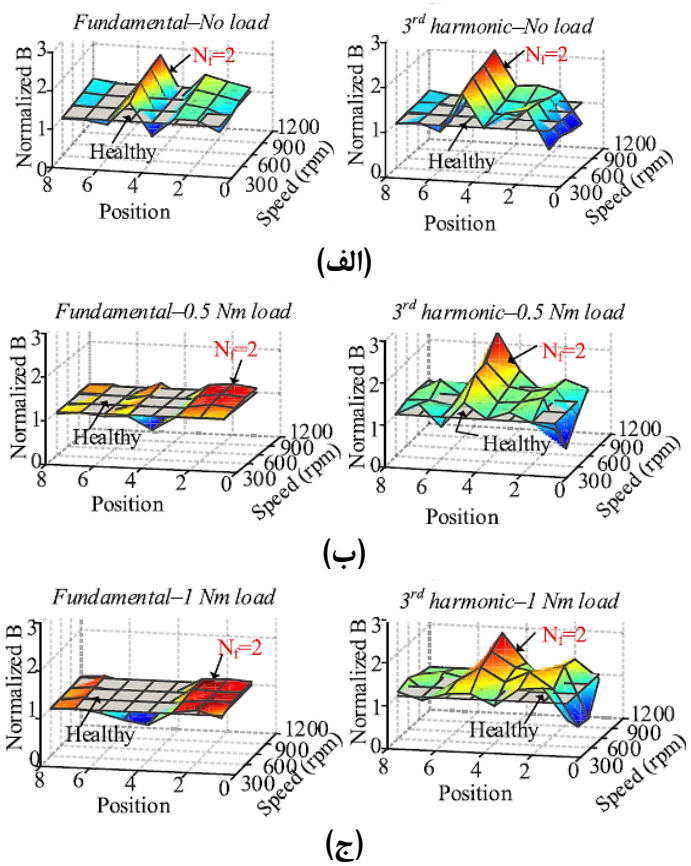
که ω_e سرعت روتور، R_P مقاومت الکتریکی هر فاز، L_{lkg} اندوکتانس پراکندگی هر فاز و η درصد خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی است. همچنین، L_{aa1}، L_{ab1} و L_{ac1} به ترتیب، اندوکتانس خودی شاخه دارای خطای سیم‌پیچی، اندوکتانس متقابل این شاخه با سیم‌پیچی فاز b و اندوکتانس متقابل این شاخه با سیم‌پیچی شاخه c است.

۵-۴-۵- اندازه‌گیری شار پراکندگی خارج از موتور

در مرجع [۹۳] از حسگرهای موسوم به fluxgate برای اندازه‌گیری شار مغناطیسی پراکندگی در اطراف یک موتور سنکرون آهنربای دائم با توان ۲ کیلووات، جریان بیشینه ۶ آمپر و ۸ قطب، با هدف تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، استفاده کرده است. اندازه‌گیری‌ها در هشت نقطه در اطراف موتور انجام شده است. به این ترتیب، در هر موقعیتی که دامنه شار پراکندگی بیشتر باشد، موقعیت خطای اتصال کوتاه مشخص می‌شود؛ زیرا افزایش جریان ناشی از اتصال

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

کوتاه در حلقه‌های اتصال کوتاه شده، افزایش دامنه شار پراکندگی را به دنبال خواهد داشت. البته بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که در شرایطی مانند بار زیاد و سرعت کم موتور، دامنه مولفه اصلی میدان مغناطیسی پراکندگی در اطراف موتور، نسبت به حالت سالم کاهش می‌یابد. در هر حالت، دامنه هارمونیک سوم شار مغناطیسی پراکندگی افزایش می‌یابد. در شکل ۳۹-۵ نتایج عملی اندازه‌گیری شار مغناطیسی پراکندگی در اطراف موتور را در بارها و سرعت‌های مختلف، به ازای اتصال کوتاه دو حلقه، نشان می‌دهد. دیده می‌شود که در هر حالت، با افزایش جریان خطا در موتور، دامنه هارمونیک سوم شار مغناطیسی افزایش می‌یابد.



شکل ۳۹-۵: نتایج اندازه‌گیری عملی شار مغناطیسی پراکندگی در اتصال کوتاه دو حلقه به هم الف) بی‌باری، ب) بار Nm ۰.۵ و ج) بار Nm ۱

۶-۴-۵- تزریق ولتاژ فرکانس بالا

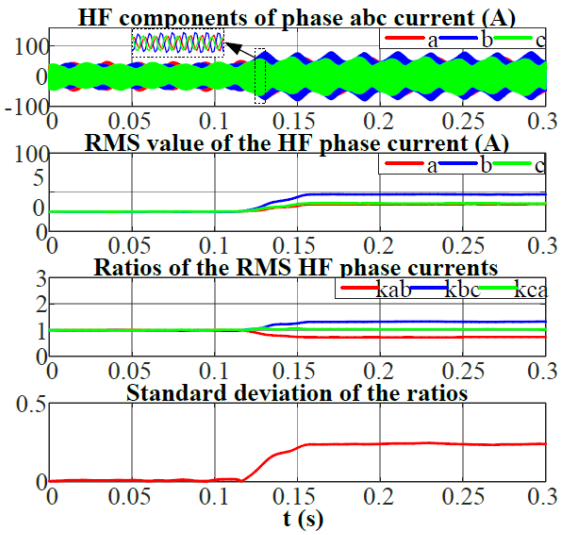
در مرجع [۹۴] از تزریق ولتاژ فرکانس بالا (موج مربعی فرکانس بالا) برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه استفاده شده است. از مزیت‌های این روش این است که نسبت به خطای افزایش مقاومت در سیم‌پیچی استاتور حساس نیست، زیرا در فرکانس‌های نسبتا زیاد، مقدار امپدانس اندوکتانس‌ها غالب می‌شوند و افزایش مقاومت در سیم‌پیچی فاز در این محدوده دیده

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

نمی‌شود. البته در حالت کلی هم، در زمانی که سرعت موتور زیاد است، اثر افزایش مقاومت فازکم می‌شود. به همین دلیل، بررسی خطای افزایش مقاومت در فاز در سرعت‌های کم، جواب بهتری می‌دهد.

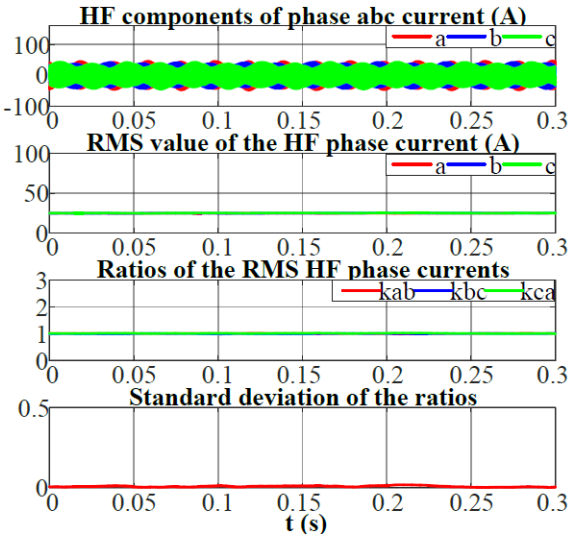
دامنه موجب مربعی برابر ۰.۰۵ مقدار اندیس مدولاسیون (مقدار نرمالیزه شده) انتخاب شده است. فرکانس آن نیز به نحوی انتخاب می‌شود که با فرکانس کلیدزنی و هارمونیک‌های آن تداخل نداشته باشد؛ در این‌جا یک ششم فرکانس کلیدزنی (۱۰ کیلوهرتز)، معادل ۱۶۶۷ هرتز انتخاب شده است. در فاز B یک موتور سنکرون آهنربای داخلی، با توان ۳۵ کیلووات، جریان نامی ۱۲۰ آمپر و ۲۷۰ ولت، خطای اتصال کوتاه در یک حلقه (به کمک یک رله) ایجاد شده است. بار دوم، در فاز A موتور یک خطای افزایش مقاومت به مقدار ۰.۱ اهم ایجاد می‌شود. بررسی‌ها در سرعت کم (۵۰۰ دور در دقیقه)، با هدف بررسی قدرت تفکیک روش پیشنهادی در مقابل خطاهای اتصال کوتاه و افزایش مقاومت فاز، انجام شده است.

در شکل ۴۰-۵ تغییرات جریان‌های فرکانس بالای فازهای این موتور نشان داده شده است. دیده می‌شود که بعد از وقوع دو خطا، دامنه جریان فاز B که در آن خطای اتصال کوتاه رخ داده است، بیشتر از فازهای دیگر است. برای کاهش اثر نقطه کار موتور بر روش تشخیص خطا، نسبت مقدار موثر جریان‌ها و انحراف از معیار آن‌ها به عنوان شاخصی برای تشخیص نامتوازنی در سیم‌پیچی انتخاب شده است. افزایش قابل توجه انحراف معیار، به معنی ایجاد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه است. در شکل ۴۱-۵ تغییرات جریان فرکانس بالا سیم‌پیچی‌های استاتور در خطای افزایش مقاومت در فاز A نشان داده شده است. دیده می‌شود که شاخص‌های مورد استفاده برای تشخیص خطای اتصال کوتاه، حساسیت چندانی نسبت به خطای افزایش مقاومت فاز ندارند.



DOI: 10.30503/nripress.2020.333

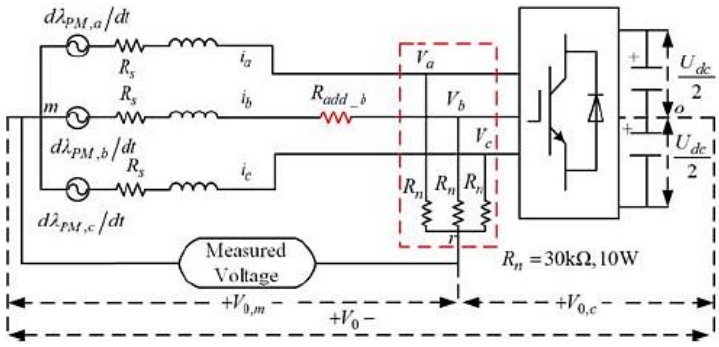
شکل ٤٠-٥: جریان‌های فرکانس بالای سیم‌پیچی استاتور بعد از عبور از فیلتر میان‌گذر، مقدار RMS جریان، نسبت جریان‌ها و انحراف معیار جریان‌ها در خطای اتصال کوتاه در یک حلقه از فاز B



شکل ٤١-٥: جریان‌های فرکانس بالای سیم‌پیچی استاتور بعد از عبور از فیلتر میان‌گذر، مقدار RMS جریان، نسبت جریان‌ها و انحراف معیار جریان‌ها در خطای افزایش مقاومت در فاز A

۵-۵- خطای مقاومت زیاد و قطعی در سیم‌پیچی استاتور

در مرجع [۹۵] مدلی برای تشخیص خطای مقاومت زیاد[1] در سیم‌پیچی فاز ارائه نموده است. برای این منظور از مدل نشان داده شده در شکل ۴۲-۵ استفاده شده است. در این مدل فرض شده است که خطا در فاز B رخ داده است و درنتیجه، مقاومت اضافی $R_{add\text{-}b}$ به مقاومت سیم‌پیچی فاز اضافه شده است. با توجه به این که هارمونیک‌های ناشی از درایو موتور می‌تواند بر الگوریتم تشخیص خطا اثر بگذارد، نقطه نول مصنوعی به کمک سه مقاومت برابر در نزدیکی



[1] High resistance (HR)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

شکل ۴۲-۵: مدل موتور PMSM و درایو آن برای تشخیص خطای مقاومت زیاد

اینورتر ایجاد شده است که بتوان اثرات نامطلوب اینورتر را به کمک آن حذف کرد. به کمک روابط موتور نشان داده شده است که:

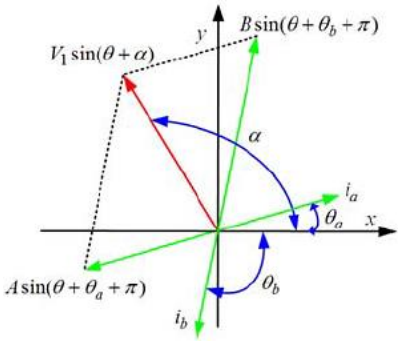
$$V_{0,m} = -\frac{1}{3}R_{add-b}i_b - \frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \quad (۵-۵۵)$$

$$\lambda_{PM,0} = \lambda_{PM,a} + \lambda_{PM,b} + \lambda_{PM,c} \quad (۵-۵۶)$$

در این رابطه، شار در برگیردنده هر فاز، ناشی از آهنربا با نماد λ_{PM} نشان داده شده است. نشان داده شده است که مولفه صفر ولتاژ در شرایط سالم سیم‌پیچی شامل هارمونیک‌های مضرب ۳ است و در شرایطی که خطای مقاومت زیاد در آن رخ می‌دهد، این مولفه شامل مولفه اصلی ولتاژ نیز می‌شود که از آن برای تشخیص خطا استفاده می‌شود؛ به این ترتیب، برای توسعه مدل فرض می‌شود که خطای مقاومت زیاد در دو فاز A و B ایجاد شده است، اگر جریان این فازها به ترتیب برابر $I_a sin(\theta+\theta_a)$ و $I_b sin(\theta+\theta_b)$ باشد، ولتاژ مولفه صفر به صورت زیر درخواهد آمد:

$$V_{0,m} = Asin(\theta+\theta_a) + Bsin(\theta+\theta_b) - \frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} = V_1 sin(\theta+\alpha) - \frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \quad (۵-۵۷)$$

در شکل ۴۳-۵ نشان داده شده است که مقدار اولیه زاویه α بین دو مقدار $\theta_a + \pi$ و $\theta_b + \pi$ قرار دارد.



شکل ۴۳-۵: تغییرات مقدار اولیه زاویه α در خطای مقاومت زیاد در دو فاز A و B

در این مرجع، مقدار تخمین مقاومت R_{add-e} (مقاومت معادل خطا) به عنوان شاخص برای تشخیص خطای مقاومت زیاد در سیم‌پیچی فاز معرفی شده است؛ اگر خطا در یک فاز رخ داده باشد، این مقاومت برابر مقاومت اضافی (R_{add-a} یا R_{add-b}) در فاز دارای خطا است و اگر در هر دو فاز خطا رخ داده باشد، برابر است با:

$$R_{add-e} = \sqrt{R_{add-a}^2 + R_{add-b}^2 - R_{add-a}R_{add-b}} \quad (۵-۵۸)$$

مقدار تخمینی این مقاومت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_{add-e} = 4.5\frac{V_1}{|I_m|} \quad (۵-۵۹)$$

که I_m بیشینه دامنه جریان است. قابل توجه است که مزیت شاخص پیشنهادی در این است که از دامنه جریان و سایر نوسانات الکتریکی در ماشین اثر نمی‌پذیرد.

اگر از هارمونیک‌های مرتبه بالا صرف‌نظر شود و ولتاژ مولفه صفر در حالت بروز خطای مقاومت زیاد، فقط شامل مولفه اصلی و هارمونیک سوم فرض شود، این ولتاژ به صورت زیر، به فضای دومحوری منتقل می‌شود:

$$V_d = \big(V_1 sin(\theta + \alpha) + V_3 sin(3\theta + \beta)\big)\cos\theta \quad (۵-۶۰)$$

$$V_q = \big(V_1 sin(\theta + \alpha) + V_3 sin(3\theta + \beta)\big)\sin\theta \quad (۵-۶۱)$$

ولتاژ در این دومحور، بر اساس رابطه فوق، دارای مولفه نوسانی و ثابت است. اگر مولفه ثابت ولتاژ در دو محور با V_{dl} و V_{ql} نمایش داده شوند، خواهیم داشت:

$$V_1 = 2\sqrt{V_{dl}^2 + V_{ql}^2} \quad (۵-۶۲)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\frac{V_{dl}}{V_{ql}} \quad (۵-۶۳)$$

پس از محاسبه مقاومت $R_{add\text{-}e}$ و مشخص شدن وجود خطای مقاومت زیاد در فازهای موتور، نوبت به تعیین فاز دارای خطا می‌رسد؛ این کار به کمک محاسبه اختلاف زاویه ولتاژ مولفه صفر (با توجه اطلاعات شکل ۴۳–۵) انجام می‌شود. برای این منظور تعریف زیر انجام شده است:

$$d_i = \begin{cases} |\alpha - \theta_i - \pi| & |\alpha - \theta_i - \pi| \le \pi \\ 2\pi - |\alpha - \theta_i - \pi| & |\alpha - \theta_i - \pi| > \pi \end{cases} \quad (۵-۶۴)$$

که θ_i زاویه فازها است ($i = a, b, c$). در جدول ۱۲–۵ مقادیر مختلف ممکن برای اختلاف زاویه d_i و فازی که خطا در آن رخ داده، آورده شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ۱۲-۵: اختلاف زاویه مولفه صفر ولتاژ در شرایط مختلف خطای مقاومت زیاد در سیم‌پیچی استاتور

Fault in the phase a		
$d_a=0$	$d_b=2\pi/3$	$d_c=2\pi/3$
Fault in the phase b		
$d_a=2\pi/3$	$d_b=0$	$d_c=2\pi/3$
Fault in the phase c		
$d_a=2\pi/3$	$d_b=2\pi/3$	$d_c=0$
Fault in the phases a and b		
$R_{add_a}=R_{add_b}$	$R_{add_a}>R_{add_b}$	$R_{add_a}<R_{add_b}$
$d_a=\pi/3$ $d_b=\pi/3$ $d_c=\pi$	$0<d_a<\pi/3$ $\pi/3<d_b<2\pi/3$ $2\pi/3<d_c<\pi$	$\pi/3<d_a<2\pi/3$ $0<d_b<\pi/3$ $2\pi/3<d_c<\pi$
Fault in the phases b and c		
$R_{add_b}=R_{add_c}$	$R_{add_b}>R_{add_c}$	$R_{add_b}<R_{add_c}$
$d_a=\pi$ $d_b=\pi/3$ $d_c=\pi/3$	$2\pi/3<d_a<\pi$ $0<d_b<\pi/3$ $\pi/3<d_c<2\pi/3$	$2\pi/3<d_a<\pi$ $\pi/3<d_b<2\pi/3$ $0<d_c<\pi/3$
Fault in the phases c and a		
$R_{add_c}=R_{add_a}$	$R_{add_c}>R_{add_a}$	$R_{add_c}<R_{add_a}$
$d_a=\pi/3$ $d_b=\pi$ $d_c=\pi/3$	$\pi/3<d_a<2\pi/3$ $2\pi/3<d_b<\pi$ $0<d_c<\pi/3$	$0<d_a<\pi/3$ $2\pi/3<d_b<\pi$ $\pi/3<d_c<2\pi/3$

آزمایش عملی بر روی یک موتور ۵۵۰ وات، ۱۵۰۰ دور در دقیقه و ۱.۵ آمپر انجام شده که نتیجه این آزمایش‌ها در شکل ۵-۴۴ نشان داده شده است.

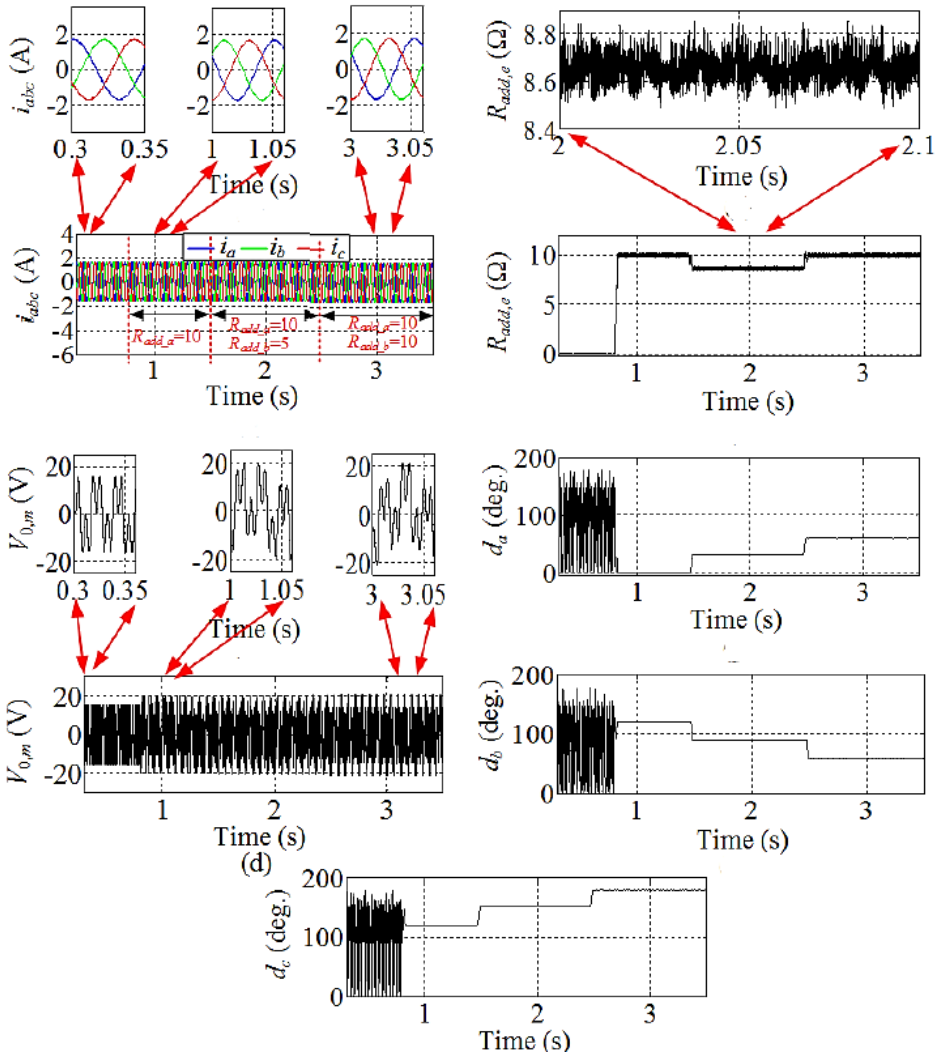
در مرجع [۹۶]، با استفاده از ساختاری مشابه آنچه در شکل ۵-۴۲، برای تشخیص خطا در موتور سنکرون آهنربای دائم نشان داده شده است، نشان داده شده است که در حالت سالم و با در نظر گرفتن هارمونیک‌های فضایی در موتور، رابطه زیر برای ولتاژ $V_{0,m}$ برقرار است:

$$V_{0,m} = -\frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \qquad (۵-۶۵)$$

$$\lambda_{PM,0} = \frac{\lambda_{PM,a} + \lambda_{PM,b} + \lambda_{PM,c}}{3} + \sum_{v=3n,n=1,3,5,\dots} \lambda_{PM,v}\cos\left(v\theta - \theta_v\right) \qquad (۵-۶۶)$$

به عبارتی، طیف فرکانسی ولتاژ $V_{0,m}$ فقط شامل هارمونیک‌های مضرب ۳ است. در حالت وقوع خطای قطعی یک فاز، رابطه این ولتاژ به صورت زیر تغییر می‌کند و در طیف فرکانسی آن، مولفه اصلی نیز، به صورت زیر، دیده می‌شود:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٤٤-٥: نتایج شبیه‌سازی ایجاد خطای مقاومت زیاد در فازهای مختلف و شاخص‌های تشخیص خطا

$$V_{0,m} = \frac{1}{6}(V_a + V_b) - \frac{1}{3}V_c - \frac{1}{2}\frac{d(\lambda_{PM,a} + \lambda_{PM,b})}{dt} \qquad (۵-۶۷)$$

۵-۶- بررسی ترکیبی خطاها

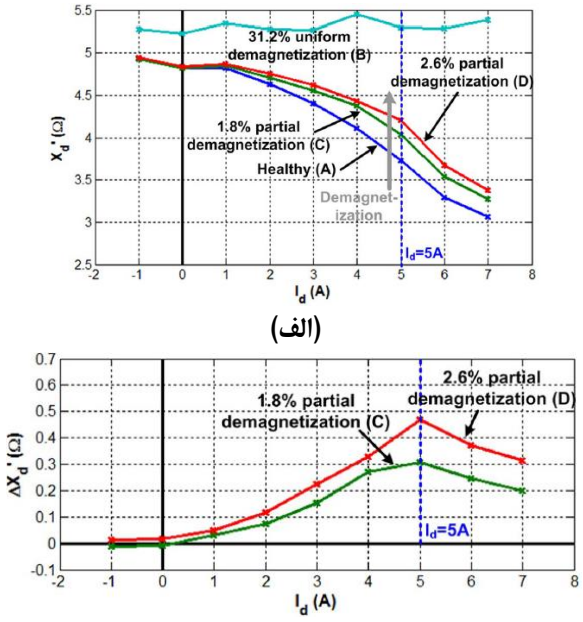
در مرجع [۹۷, ۹۸] عنوان شده است که فرکانس باند جانبی القا شده در جریان موتور سنکرون آهنربای دائم در هنگام وقوع خطاهای خروج از مرکز و خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (همان طور که بررسی‌های این گزارش نیز نشان می‌دهد)، یکسان است؛ بنابراین نمی‌تواند شاخص خوبی برای تفکیک این خطاها از هم باشد. در این مرجع پیشنهاد شده است که از اندازه‌گیری

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

اندوکتانس تفاضلی[1] برای تشخیص و تفکیک این دو خطا، در حالتی که موتور در حال سکون است استفاده شود. در این حالت، ترکیبی از جریان دی‌سی و جریان متناوب (با دامنه محدود) در راستای محور d در استاتور موتور تزریق می‌شود. روتور باید با محور d همراستا شده و تزریق جریان به از صفر تا مقداری باشد که هسته موتور در ناحیه اشباع قرار گیرد. در این حالت، پس از رسم نمودار شار دربرگیرنده محور d (λ_d) بر حسب جریان این محور (i_d)، اندوکتانس تفاضلی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

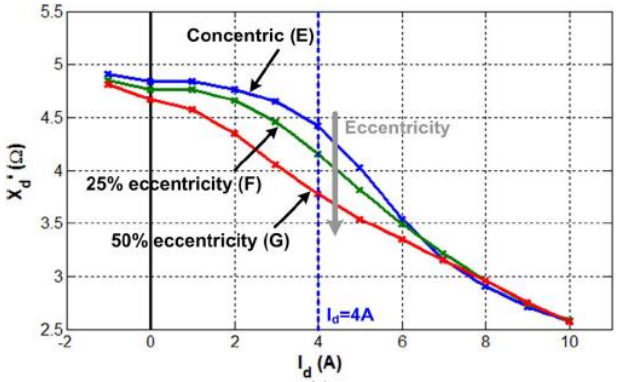
$$L_d^{'} = \frac{d\lambda_d}{dt} \qquad (۵-۶۸)$$

اندوکتانس دیفرانسیلی یک موتور سنکرون آهنربای دائم داخلی با توان ۷.۵ کیلووات برای هر دو خطای مذکور اندازه‌گیری شده است؛ جریان دی‌سی موتور بین ۱- تا ۷ آمپر (با پله‌های ۱ آمپری) و جریان متناوب با بیشینه دامنه ۲ آمپر در تمامی جریان‌های دی‌سی انتخاب شده است. در شکل ۴۵-۵ تغییرات اندوکتانس تفاضلی و تغییرات آن در چند مقدار از خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا نشان داده شده است. دیده می‌شود که با افزایش مقدار مغناطیس‌زدا شدن، تغییرات اندوکتانس تفاضلی مثبت است.

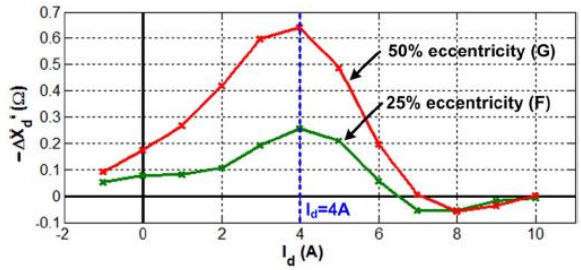


شکل ٤٥-٥: راکتانس تفاضلی و تغییرات آن با تغییر میزان مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

[1] Differential inductance



(الف)



(ب)

شکل ٤٦-٥: راکتانس تفاضلی و تغییرات آن با تغییر میزان خروج از مرکز دینامیک

در شکل ۴۶-۵ اندوکتانس تفاضلی و تغییرات آن به ازای تغیرات میزان خطای خروج از مرکز دینامیک نشان داده شده است. دیده می‌شود که تغییرات اندوکتاس تفاضلی با افزایش مقدار خطای خروج از مرکز، منفی است. لذا می‌توان نتیجه گرفت این شاخص، امکان تفکیک بین دو خطای خروج از مرکز و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا را دارد.

شایان ذکر است که هرچند در مراجع فوق، فرکانس باند جانبی القا شده در جریان یا ولتاژ موتور به عنوان شاخص مطمئنی برای تشخیص و تمیز خطاهای خروج از مرکز و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا مطرح شده است، اما در برخی مراجع، مانند [۹۹]، سه نوع خطای خروج از مرکز استاتیک، اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا به کمک دامنه همین فرکانس‌های باند جانبی، تشخیص و از هم تمییز داده شده است.

در مرجع [۱۰۰] از هارمونیک‌های حاصل ضرب مولفه‌های متقارن ولتاژ، برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز استفاده شده است. مطالعات بر روی یک موتور پنج فاز آهنربای دائم انجام شده است. عنوان شده است که با استفاده از تبدیل زیر، مولفه‌های متقارن ولتاژ به دست می‌آید:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

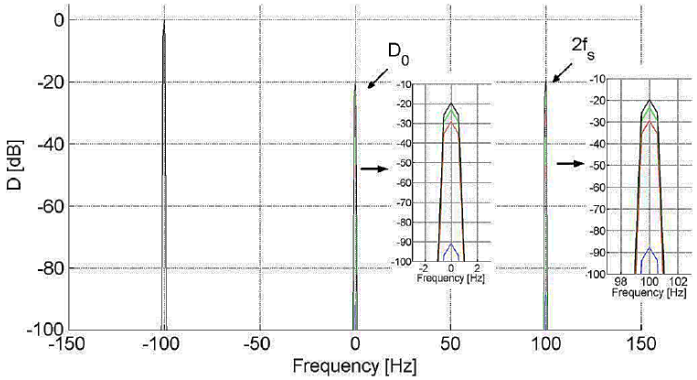
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{\alpha 2} \\ v_{\beta 2} \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5}\begin{bmatrix} Re(a^0 & a^1 & a^2 & a^3 & a^4) \\ Im(a^0 & a^1 & a^2 & a^3 & a^4) \\ Re(a^0 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8) \\ Im(a^0 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} \qquad (۵-۶۹)$$

که $a = e^{j2\pi/5}$ است. $v_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta$ هارمونیک‌های با مرتبه $5k \pm 1$ ($k = 0, \pm1, \pm2, \dots$) را نشان می‌دهد و $v_{\alpha\beta2} = v_{\alpha2} + jv_{\beta2}$ هارمونیک‌های با مرتبه $5k \pm 2$ ($k = 0, \pm1, \pm2, \dots$). در این مرجع، هارمونیک‌های ترکیب این دو بردار برای تشخیص خطا در موتور سنکرون آهنربای دائم استفاده است:

$$D = v_{\alpha\beta} . v_{\alpha2\beta2} \qquad (۵-۷۰)$$

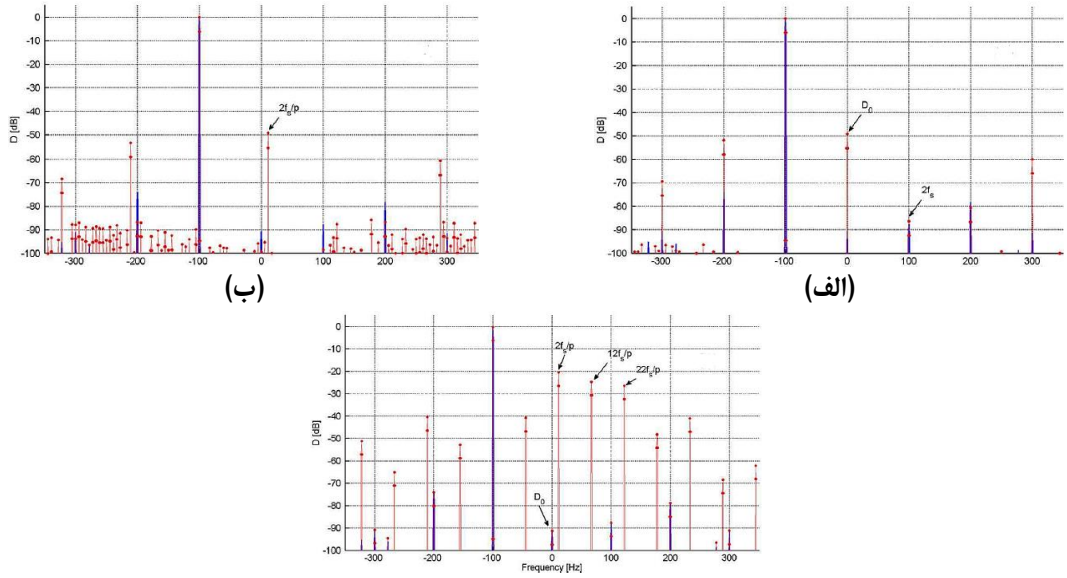
فرض بر این است که با افزایش شدت خطا، دامنه هارمونیک‌ها افزایش پیدا می‌کند. نتیجه شبیه‌سازی اجزای محدود در شکل ۵-۴۷ نشان داده شده است؛ دیده می‌شود که با افزایش شدت خطا، دامنه هارمونیک‌های بردار D (که هارمونیک‌های زوج هستند) افزایش می‌یابد.

خطاهای خروج از مرکز استاتیک و دینامیک و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا با این روش بررسی شدند. نتایج شبیه‌سازی به روش اجزای محدود (شکل ۵-۴۸) نشان دهنده این است که خروج از مرکز استاتیک و دینامیک باعث افزایش دامنه هارمونیک‌های D_0 و $2f_s$ می‌شود. در خروج از مرکز دینامیک، هارمونیک‌های $2f_s/p$ نیز در طیف هارمونیکی بردار D دیده می‌شود. در مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (بخشی از آهنربا) هارمونیک‌های $2f_s/p$ و $12f_s/p$ (و هارمونیک‌های بالاتر مثل $22f_s/p$) در طیف هارمونیکی مشاهده می‌شود. نتایج آزمون‌های عملی نیز موید این شبیه‌سازی‌ها هستند.



شکل ۵-۴۷: محاسبه بردار D با اجزای محدود به ازای مقادیر مختلف اتصال کوتاه حلقه به حلقه، حالت سالم (رنگ آبی)، اتصال کوتاه ۳٪ (رنگ قرمز)، اتصال کوتاه ۶٪ (رنگ سبز) و اتصال کوتاه ۹٪ (رنگ مشکی)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

(ج)

شکل ٤٨-٥: مولفه‌های هارمونیک بردار D در الف) خطاهای خروج از مرکز استاتیک، ب) خطای خروج از مرکز دینامیک و ج) خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (رنگ ابی نشان حالت سالم است)

در مرجع [۱۰۱] عنوان شده است که فرکانس‌های القا شده در جریان موتور در اثر وقوع خطاهای خروج از مرکز و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا مشابه است. با این وجود، همان طور که قبلا در بخش بررسی خطای آهنربا عنوان شده است، در سیم‌بندی ستاره، هارمونیک‌های مرتبه ۰.۷۵ در خطاهای ناشی از مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در جریان موتور جاری نمی‌شود. در این مرجع عنوان شده که در حالت خطای خروج از مرکز استاتیک، هارمونیک‌های باند جانبی مرتبه ۰.۷۵ در جریان دیده می‌شوند. بنابراین، در حالتی که سیم‌بندی استاتور از نوع ستاره است، هارمونیک باند جانبی مرتبه ۰.۷۵ می‌تواند به عنوان شاخصی برای تشخیص و تمایز بین دو خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و خروج از مرکز استاتیک مورد استفاده قرار بگیرد. همچنین، عنوان شده است که در خطای خروج از مرکز استاتیک، هارمونیک‌های باند جانبی ۰.۲۵ و ۰.۵ کمتر دیده می‌شود و این مساله نیز می‌تواند به افزایش قدرت تمایز بین دو نوع خطا کمک کند.

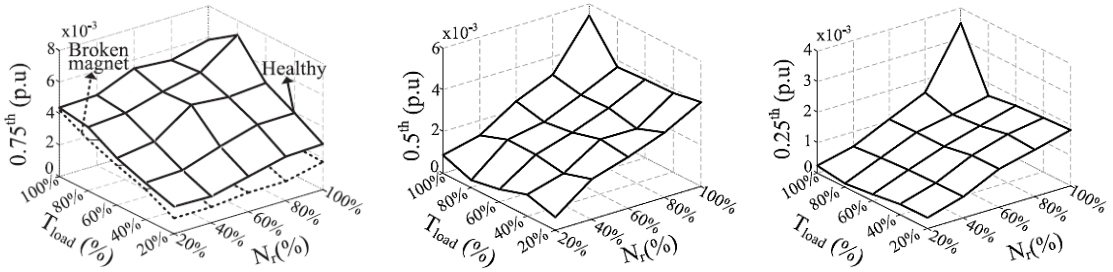
شایان ذکر است که این هارمونیک‌ها در طیف فرکانسی جریان موتور در هر دو نوع خطا، به دلیل وجود سیستم درایو، ممکن است دیده شود؛ اما در خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، با افزایش سرعت و بار موتور، تغییرات هارمونیک‌های باند جانبی ۰.۲۵ و ۰.۵ قابل توجه است، در حالی که در خطای خروج از مرکز استاتیک فقط تغییرات دامنه هارمونیک باند جانبی مرتبه ۰.۷۵ با افزایش سرعت موتور و بار آن قابل توجه است. این مساله در شکل ۴۹-۵ و شکل ۵۰-۵، که نتیجه بررسی یک موتور سنکرون آهنربای دائم سطحی با ۸ قطب و ۹ شیار است، به خوبی نشان داده شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

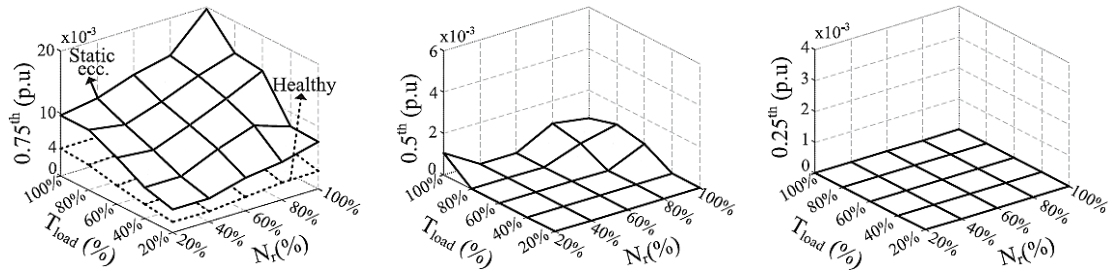
در مرجع [۱۰۲] از شیب اندوکتانس محور d برای تشخیص سه خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و خروج از مرکز استاتیک در موتورهای سنکرون آهنربای دائم استفاده شده است. پس از محاسبه و رسم نمودار شار دربرگیرنده محور d (λ_d) برحسب جریان این محور (I_d)، شیب اندوکتانس به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\widehat{L_d} = \frac{\lambda_d}{I_d} \qquad (۵-۷۱)$$

همان طور که در شکل ۵۱-۵ نشان داده شده است، نقطه زانوی اشباع در منحنی λ_d - I_d، نقطه‌ای است که شیب اندوکتانس بیشترین تغییرات را در آن نقطه دارد. از این نقطه بیشینه، به عنوان شاخصی برای تشخیص و تفکیک سه نوع خطای فوق‌الذکر استفاده شده است.



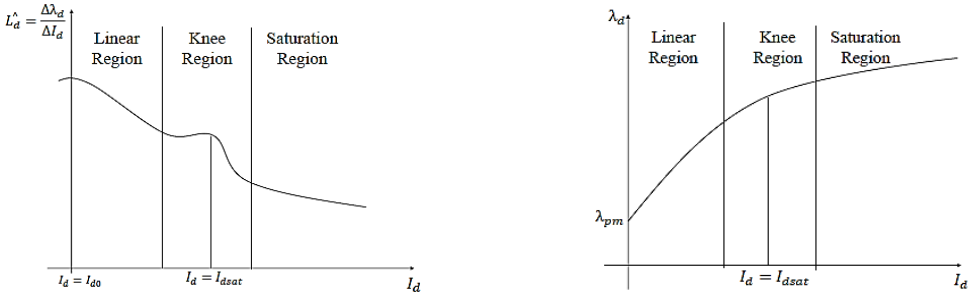
شکل ۴۹-۵: دامنه فرکانس‌های باند جانبی در خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (برش عمودی یک از آهنرباها به مقدار ۱۵٪) الف) هارمونیک مرتبه ۰.۲۵، ب) هارمونیک مرتبه ۰.۵ و ج) هارمونیک مرتبه ۰.۷۵



شکل ۵۰-۵: دامنه فرکانس‌های باند جانبی در خطای خروج از مرکز استاتیک به مقدار ۱۵٪ الف) هارمونیک مرتبه ۰.۲۵، ب) هارمونیک مرتبه ۰.۵ و ج) هارمونیک مرتبه ۰.۷۵

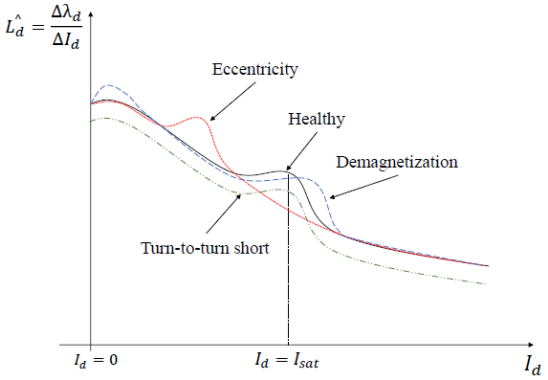
عنوان شده است که در موقع وقوع خطای خروج از مرکز، شار دربرگیرنده ماشین افزایش می‌یابد که این مساله نیز موجب زودتر به اشباع رفتن مدار مغناطیسی ماشین می‌شود. به عبارت دیگر، نمودار شیب اندوکتانس نسبت به حالت سالم به سمت چپ منتقل می‌شود. هرچه شدت خطا بیشتر باشدف میزان انتقال نمودار شیب اندوکتانس به این سمت

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

شکل ۵۱-۵: الف) منحنی I_d - λ_d و ب) نمودار شیب اندوکتانس

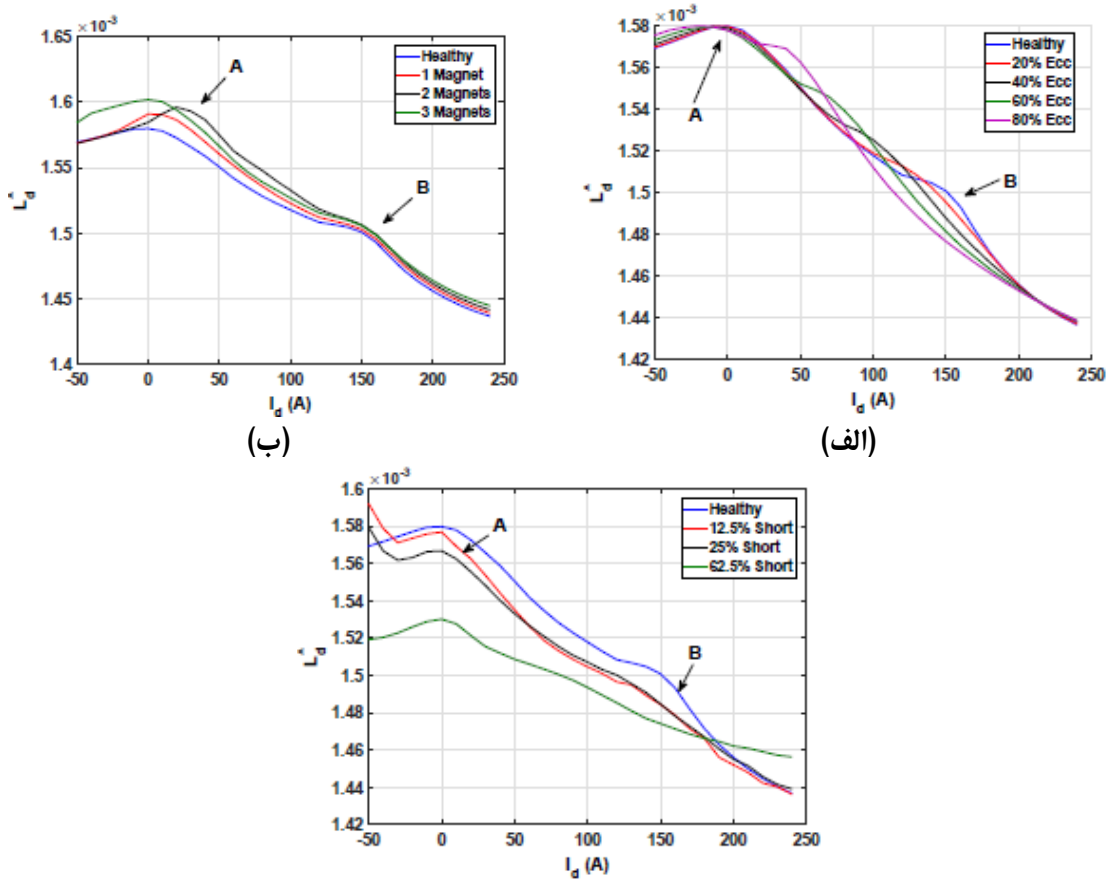


شکل ۵۲-۵: اثرات خطا بر روی منحنی شیب اندوکتانس

بیشتر می‌شود. در موقع وقوع خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی یک فاز، شار ناشی از سیم‌پیچی کاهش می‌یابد که باعث کمتر شدن (انتقال به پایین) مقدار بیشینه در منحنی شیب اندوکتانس می‌شود. همچنین، در صورت وقوع خطای مغناطیس‌زدا شدن، به دلیل کاهش شار ناشی از آهنربا، نیاز به جریان بیشتری برای به اشباع رفتن ماشین هست و درنتیجه مقدار بیشینه در منحنی شیب اندوکتانس به سمت راست منتقل می‌شود (شکل ۵۲-۵). نمودار شار دربرگیردنه محور d برحسب جریان این محور، به کمک اندازه‌گیری جریان و ولتاژ موتور در سرعت ثابت و یا در سرعت خیلی کم (به جای حالت سکون) و استفاده از روابط ریاضی موتور سنکرون آهنربای دائم قابل ترسیم است.

در شکل ۵۳-۵ نتایج شبیه‌سازی اجزای محدود یک موتور آهنربای دائم سنکرون با سیم‌پیچی متمرکز، در شدت‌های مختلف از هر سه نوع خطا، نشان داده شده است. تعیین دقیق موقعیت محور d برای تزریق جریان و سپس رسم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۵۳-۵: تغییرات منحنی شیب اندوکتانس در اثر خطاهای مختلف الف) خروج از مرکز استاتیک، ب) مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و ج) اتصال کوتاه حلقه به حلقه

منحنی λ_d - I_d و وابستگی این منحنی به تغییرات پارامترهای موتور، مانند تغییر مقاومت با دما، از مشکلات این روش تشخیص خطا است.

در مرجع [۱۰۳] از زاویه توان برای تشخیص و تفکیک دو خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا استفاده شده است. زاویه توان (δ) براساس مدل ریاضی ماشین در فضای دومحوری d و q به صورت زیر محاسبه می‌شود:

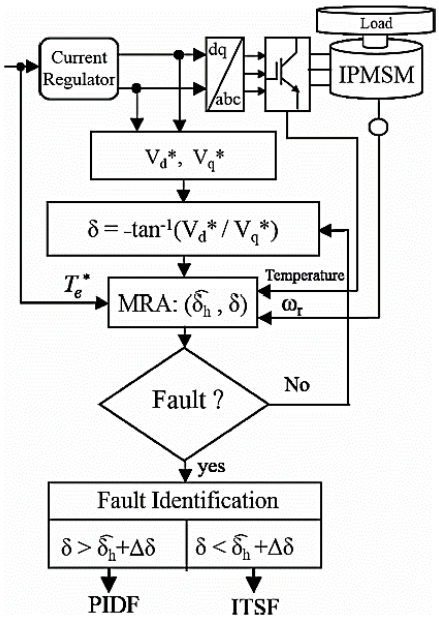
$$\delta = -tan^{-1}\frac{v_d}{v_q} \qquad (۵-۷۲)$$

مقدار زاویه توان موتور در حالت سالم، در نقاط مختلف کاری (دما، سرعت و بار) موتور محاسبه و یا اندازه‌گیری شده است. برای ساده شدن ذخیره کردن این اطلاعات که حجم زیادی دارد، از برازش خطی اطلاعات به صورت زیر استفاده شده است:

$$\delta_h = b_0 + b_1 T_i + b_2 L_i + b_3 \omega_i \qquad (۵-۷۳)$$

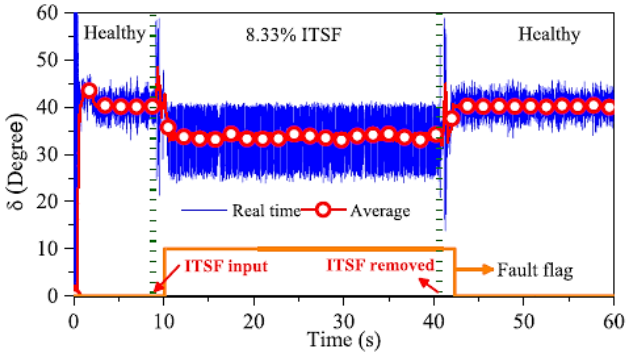
که b_0 تا b_3 ضرایبی است که از برازش خطی اطلاعات زاویه توان به دست می‌آید، T_i دما، L_i بار موتور و ω_i سرعت موتور است. بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که درصورت وقوع خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، مقدار زاویه توان موتور نسبت به حالت سالم کاهش پیدا می‌کند. همچنین، در صورت مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، مقدار زاویه توان افزایش پیدا می‌کند. براساس این نتایج، فلوچارت نشان داده شده در شکل ۵۴–۵ برای تشخیص تفکیک این دو خطا پیشنهاد شده است، به این صورت که با استفاده از مقدار دو ولتاژ vd و vq از خروجی کنترلر، زاویه توان محاسبه می‌شود. سپس، با استفاده از تخمین دمای موتور، گشتاور الکترومغناطیسی و اندازه‌گیری سرعت، زاویه توان حالت سالم را از رابطه (۵–۷۳) محاسبه می‌کند.

در صورتی که این مقدار از زاویه توان کوچک‌تر باشد، خطای مغناطیس‌زدا شدن در آهنربا رخ داده است و درصورتی که بزرگ‌تر از آن باشد، خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه رخ داده است. دمای موتور از طریق اندازه‌گیری آنلاین مقاومت سیم‌پیچی استاتور محاسبه می‌شود. در شکل ۵۵–۵ نتایج شبیه‌سازی تغییرات زاویه توان برای یک موتور سنکرون آهنربای داخلی نمونه، در خطای اتصال کوتاه ۸.۳۳٪ نشان داده شده است. دیده می‌شود که در دوره‌ای که خطا رخ داده است، زاویه توان موتور کاهش یافته است که علامت خطای اتصال کوتاه است.



شکل ٥٤–٥: فلوچارت تشخیص و تفکیک دو خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۵۵-۵: شبیه‌سازی تغییرات زاویه توان یک موتور سنکرون آهنربای داخلی، در خطای اتصال کوتاه ۸.۳۳٪

روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک (*BLDC*)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۶- مقدمه

در این فصل از گزارش، روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک بررسی می‌شود. خطاهای بررسی در این فصل شامل خطاهای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، خروج از مرکز و ترکیب دو خطاهای هم‌زمان در موتور است.

۲-۶- خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه

در حالت کلی، مدل ریاضی یک موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز با سیم‌بندی ستاره، با منبع تغذیه با شش کلید به صورت زیر است [۱۰۴]:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (۶-۱)$$

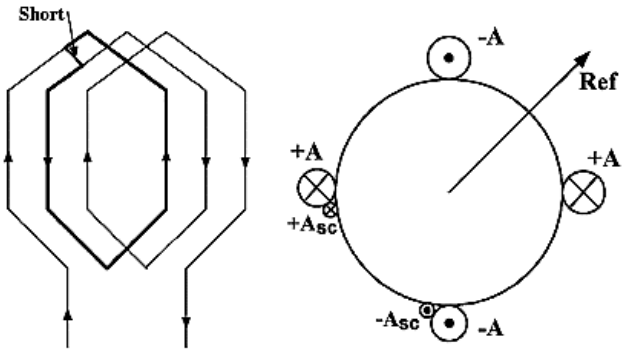
که v_{an}، v_{bn} و v_{cn} ولتاژ هر فاز تا نول موتور، i_a، i_b و i_c جریان‌های سه فاز موتور و e_a، e_b و e_c ولتاژهای ضد محرکه هر فاز موتور است. همچنین، R و L نیز به ترتیب، مقاومت و اندوکتانس فازهای استاتور است. تغذیه این موتورها توسط درایو به گونه‌ای است که در هر لحظه، ولتاژ اعمالی به یک فاز (و درنتیجه جریان آن فاز) صفر است و دو فاز آن تغذیه می‌شود. در صورت بروز خطا در هر فاز، مانند باز شدن یک کلید، جریان آن فاز بیشتر از مقدار مرجع می‌شود. این افزایش جریان نشانگر بروز خطا در موتور است.

در حالتی که خطای اتصال کوتاه در یک فاز، به عنوان مثال مطابق شکل ۱-۶ در فاز a، اتصال کوتاه رخ دهد، معادله ولتاژ به صورت زیر تغییر می‌کند [۱۰۵]:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{asc} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bsc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{csc} \\ L_{sca} & L_{scb} & L_{scc} & L_{scsc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad (۶-۲)$$

اندوکتانس‌های متقابل بین فازها و همچنین، قسمت اتصال کوتاه شده به کمک روش تابع سیم‌پیچ و یا روش اجزای محدود قابل محاسبه است. بررسی‌های انجام شده در مرجع [۱۰۶] نشان می‌دهد که در شرایط یکسان، جریان اتصال کوتاه در موتور دی‌سی بدون جاروبک با آهنربای داخلی کمتر از نوع با آهنربای سطحی است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱-٦: نمایش اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز و مدل آن در سیم‌پیچی موتور

در مرجع [۱۰۷] عنوان شده است که با ایجاد خطای اتصال کوتاه و یا افزایش مقاومت در سیم‌پیچی یک فاز استاتور، مقدار مقاومت آن فاز دچار تغییر می‌شود. بنابراین، با تخمین مداوم مقاومت استاتور در هر فاز، می‌توان به ایجاد خطا در آن فاز پی برد. برای تخمین مقاومت فاز از روش Extended Calman Filter (EKF) به صورت ترکیبی با روش Smooth Variable Structure Filter (SVSF) استفاده کرده است. موتور به صورت یک سیستم غیرخطی مرتبه ۳ با ۶ متغیر حالت (جریان‌های فاز و مقاومت‌های فاز) مدل شده است. مقدار اولیه متغیرهای حالت صفر فرض شده است. معادلات این مدل، در حالت گسسته به صورت زیر است:

$$x^{k+1}=\begin{bmatrix} -R_a^k\,dt/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_b^k\,dt/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_c^k\,dt/L_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.x^k + \begin{bmatrix} dt/L_s & 0 & 0 & 0 & -K_e\Phi_a^k & 0 \\ 0 & dt/L_s & 0 & 0 & -K_e\Phi_b^k & 0 \\ 0 & 0 & dt/L_s & 0 & -K_e\Phi_c^k & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.u^k \qquad (۶-۳)$$

$$x^k=\begin{bmatrix} I_a^k & I_b^k & I_c^k & R_a^k & R_b^k & R_c^k \end{bmatrix}^T \qquad (۶-۴)$$

$$u^k=[u_a^k \quad u_b^k \quad u_c^k \quad \omega^k \quad \theta_e^k]^T \qquad (۶-۵)$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$\begin{cases} \Phi_a^k = \sin(\theta_e) \\ \Phi_b^k = \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \Phi_b^k = \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (۶-۶)$$

معادله خروجی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$z^{k+1} = C.x^{k+1} \quad (۶-۷)$$

که ماتریس C، ماتریس اندازه‌گیری است. مقاومت استاتور در هر لحظه به صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$r_{MN,a} = \frac{u_{MN,a} - L\frac{di_{MN,a}}{dt} - K_{e2}\omega_{MN}}{i_{MN,a}} \quad (۶-۸)$$

که K_{e2} یک ضریب ثابت است. در رابطه فوق، زیرنویس MN به معنی مقدار متوسط متغیر در هر نیم دوره است. زیر نویس a نیز نشان دهنده فاز A موتور است. اگر ماتریس خروجی به صورت زیر تعریف شود:

$$z^{k+1} = \begin{bmatrix} i_a^{k+1} & i_b^{k+1} & i_c^{k+1} & r_{MN,a}^{k+1} & r_{MN,b}^{k+1} & r_{MN,c}^{k+1} \end{bmatrix}^T \quad (۶-۹)$$

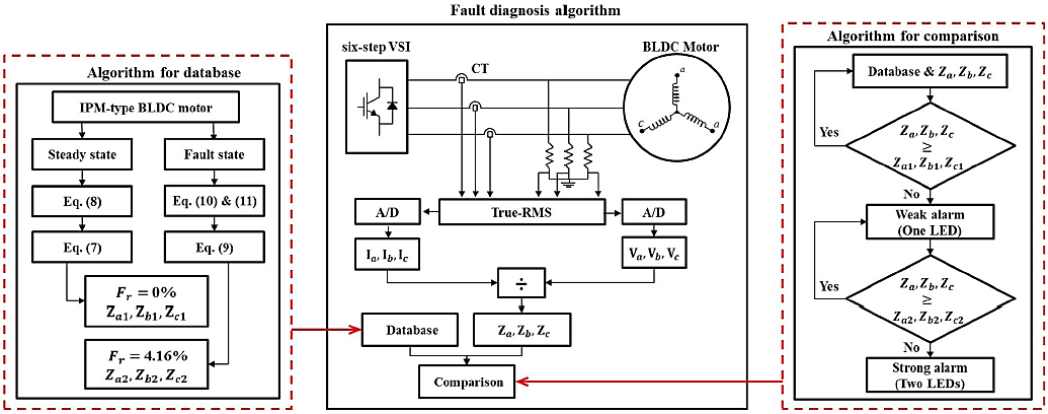
در این صورت، ماتریس C به صورت زیر خواهد بود:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۶-۱۰)$$

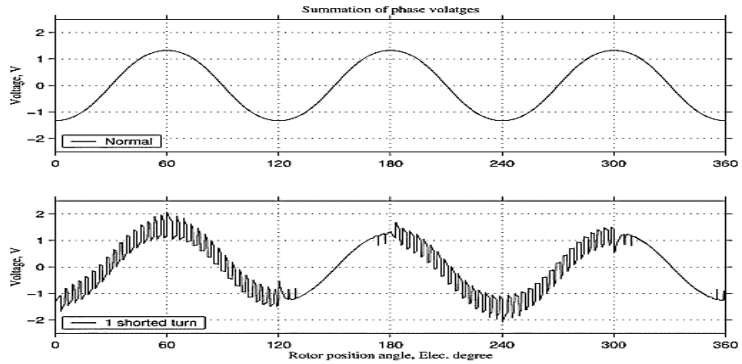
معادلات فوق به صورت بازگشتی در هر مرحله محاسبه و مقاومت هر فاز استاتور تخمین زده می‌شود.

در مرجع [۱۰۸] از روش محاسبه برخط امپدانس فاز استاتور برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه استفاده شده است. الگوریتم روش تشخیص خطا در فلوچارت شکل ۲-۶ نشان داده شده است.در این الگوریتم، Z_{a1} امپدانس حالت سالم سیم‌پیچی فاز موتور است و Z_{a2} امپدانس همان فاز در حالت وقوع خطا است. امپدانس فاز از تقسیم مقدار موثر ولتاژ فاز بر مقدار موثر جریان فاز محاسبه می‌شود.

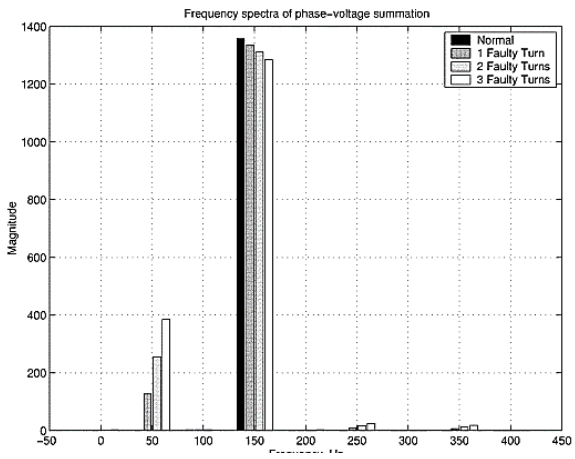
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۲-٦: الگوریتم روش تشخیص خطا به کمک محاسبه برخط امپدانس فاز



(الف)



(ب)

شکل ۳-٦: الف) تغییرات ولتاژ فاز موتور در سرعت ۱۰۰۰ دور در دقیقه و جریان ۲۰ آمپر در حالت سالم و خطای اتصال کوتاه و ب) هارمونیک‌های ولتاژ فاز موتور در حالت خطای اتصال کوتاه

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۱۰۹] که خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه را در یک موتور دی‌سی بدون جاروبک سه فاز، ۱۲ ولت و ۱۰۰۰ دور در دقیقه که با منبع جریان تغذیه می‌شود (CSI-BLDC)، را بررسی کرده است، تغییرات دامنه مولفه اصلی و هارمونیک سوم ولتاژ فاز موتور، به عنوان شاخص برای شناخت این خطا معرفی شده است. در شکل ۳-۶ تغییرات دامنه این دو مولفه ولتاژ نشان داده شده است. دیده می‌شود که ایجاد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، علاوه بر افزایش دامنه مولفه اصلی، باعث ایجاد هارمونیک سوم در ولتاژ فاز موتور می‌شود. در این مرجع، شدت خطای اتصال کوتاه در فاز، به کمک شبکه عصبی و با بررسی الگوهای سیگنال ولتاژ مشخص می‌شود.

از آثار بد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در فاز موتور، ایجاد ریپل گشتاور و کاهش مقدار متوسط آن است [۱۰۹, ۱۱۰].

۳-۶- افزایش مقاومت فاز

در مرجع [۱۱۱] برای ساختار موتور دی‌سی بدون جاروبک و درایو آن که در شکل ۴-۶ نشان داده شده است، مدل ریاضی زیر، در حالت دائم، ارائه شده است:

$$\begin{pmatrix} v_1 - v_n \\ v_2 - v_n \\ v_3 - v_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_{E1} \\ k_{E2} \\ k_{E3} \end{pmatrix} \omega_r(t) \qquad (۶-۱۱)$$

که v_1، v_2 و v_3 ولتاژ فازها، v_n ولتاژ نقطه نول و i_1، i_2 و i_3 نیز جریان فازها است. با توجه به این که در موتور دی‌سی بدون جاروبک، همواره ولتاژ یکی از سیم‌پیچ‌ها صفر است و تغذیه فازها به روش PWM است، مدل ریاضی موتور به صورت زیر قابل ساده‌سازی است:

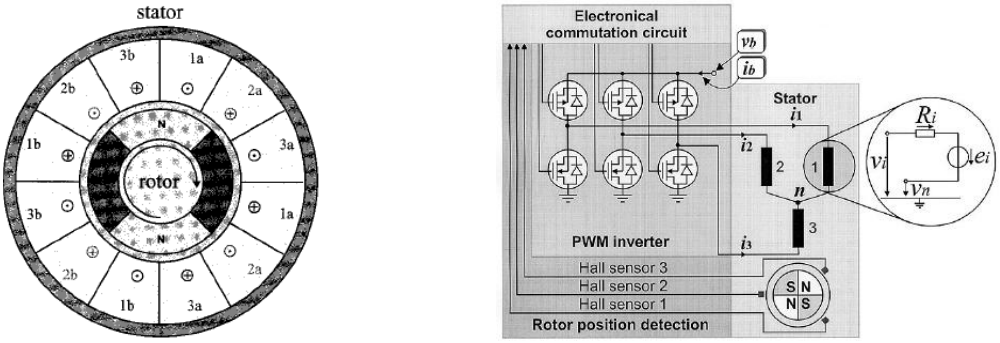
$$\bar{v}(t) = v_{pwm}(t) - v_0 sign\big(pwm(t)\big) = R\bar{\imath}(t) + k_E\omega_r(t) \qquad (۶-۱۲)$$

$$\bar{\imath}(t) = i_b(t)/pwm(t) \qquad (۶-۱۳)$$

که $R = (R_1+R_2+R_3)*2/3$ و $k_E = (k_{E1}+k_{E2}+k_{E3})*2/3$ است. همچنین، $v_{pwm}(t)$ ولتاژ اعمالی به فاز موتور، v_0 افت ولتاژ روی سیستم درایو و i_b جریان پل دیودی است. روابط مکانیکی سیستم، در حالت بی‌باری، به صورت زیر است:

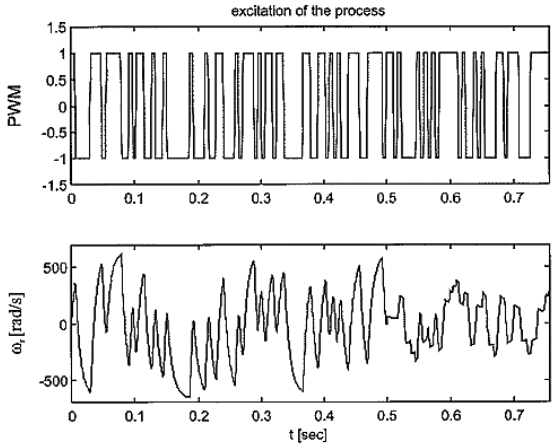
$$J\frac{d\omega}{dt}_r = k_T\bar{\imath} - c_c sign\big(\omega_r(t)\big) - c_v\omega_r(t) \qquad (۶-۱۴)$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

شکل ٤-٦: الف) اینوتر PWM متصل به موتور دی‌سی بدون جاروبک و ب) سطح مقطع موتور مورد بررسی



شکل ٥-٦: سیگنال تحریک و پاسخ آن در خروجی

که c_c ضریب کولمب و c_v ضریب چسبناکی است. در موتورهای دی‌سی و در حالت عادی $k_T = k_E$ است. در این مرجع، تشخیص وجود خطا در موتور با استفاده از تخمین پارامترهای موتور، به کمک اندازه‌گیری ولتاژ و جریان پل دیودی و سرعت موتور و استفاده از مدل ریاضی موتور است. برای بررسی اثربخشی روش مورد استفاده، سیگنال PWM با نویز شبه تصادفی که در شکل ۵-۶ نشان داده شده است، در شبیه‌سازی به موتور اعمال شده است.

دو تغییر الکتریکی به صورت زیر بر موتور اعمال شده است:

۱- در لحظه $t = 0.3$ مقاومت فازها ۱۰ درصد افزایش یافته است.

۲- در لحظه $t = 0.5$ سیم‌پیچی شماره ۲ قطع شده است.

در شکل ۶-۶ اثر این تغییرات بر تخمین R و k_E نشان داده شده است. دیده می‌شود که تغییر ۱۰ درصدی مقاومت توسط سیستم تخمین پارامتر تشخیص داده شده است. همچنین، K_E فقط تغییر گذرا داشته است. اما دیده می‌شود که با ایجاد تغییر

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

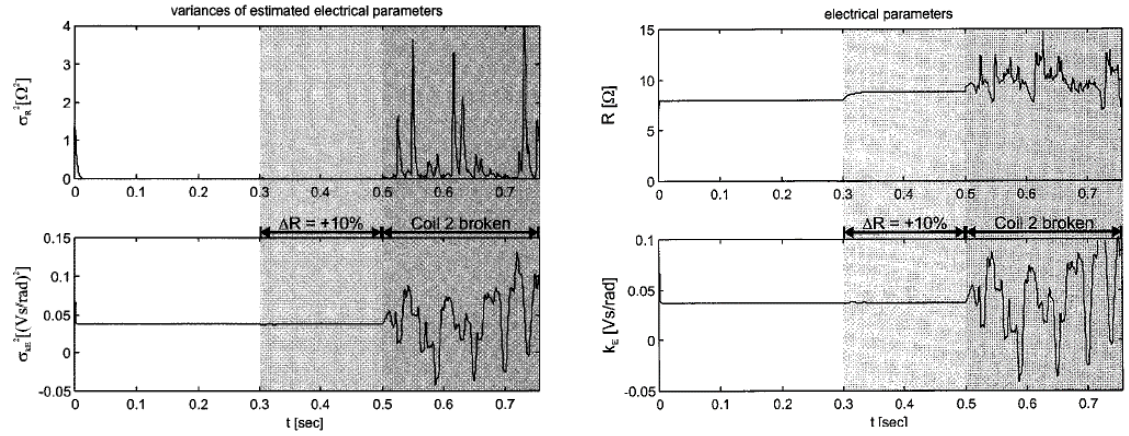
دوم و یا خطای قطع فاز، تغییرات زیادی در هر دو پارامتر R و k_E رخ می‌دهد. با توجه به قسمت ب شکل ۶-۶، می‌توان گفت که تغییرات زیاد واریانس هر دو پارامتر شاخصی برای نشان دادن وقوع خطا است.

به صورت مشابه، دو تغییر مکانیکی، به صورت زیر، در ساختار موتور ایجاد شده است:

۱- در فاصله زمانی t = 0.2 تا t=0.6 ثانیه، ضریب کولمب ۱۰ درصد افزایش داده شد.

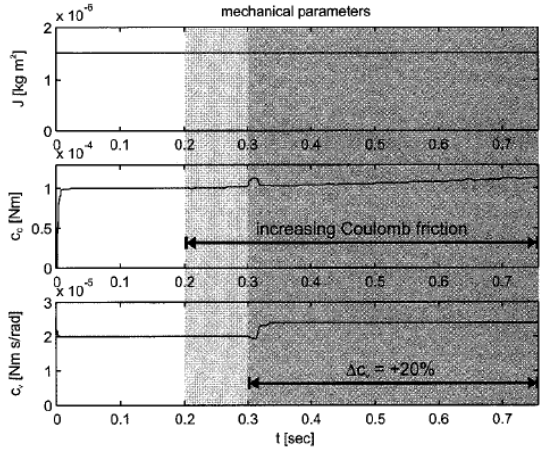
۲- در لحظه t = 0.3 ثانیه ضریب چسبناکی به اندازه ۲۰ درصد افزایش داده شد.

در شکل ۷-۶ تغییرات تخمین پارامترهای J، c_c و c_v نشان داده شده است. دیده می‌شود که در تخمین آن، تغییری ایجاد نشده است، اما تخمین پارامترهای c_c و c_v تغییراتی مطابق با تغییرات فوق‌الذکر داشته است.



(ب) (الف)

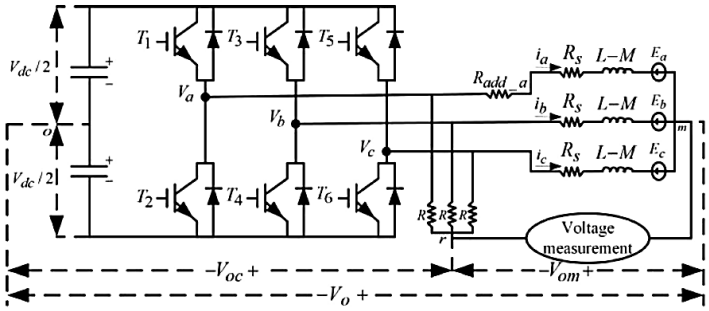
شکل ٦-٦: الف) تغییرات تخمین پارامترهای موتور و ب) تغییرات واریانس پارامترهای تخمینی موتور



شکل ٧-٦: اثر تغییرات مکانیکی اعمالی بر موتور بر تخمین پارامترهای مکانیکی موتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

مشابه کاری که در مرجع [۹۵] برای تشخیص خطای افزایش مقاومت در فاز سیم‌پیچی استاتور موتور سنکرون آهنربای دائم انجام شد، در مرجع [۱۱۲] برای موتورهای دی‌سی بدون جاروبک انجام شده است. مطابق شکل ۸-۶، فرض شده است که افزایش مقاومت در فاز a به مقدار R_{add-a} رخ داده است. در این حالت، ولتاژ V_{om} برابر است با:

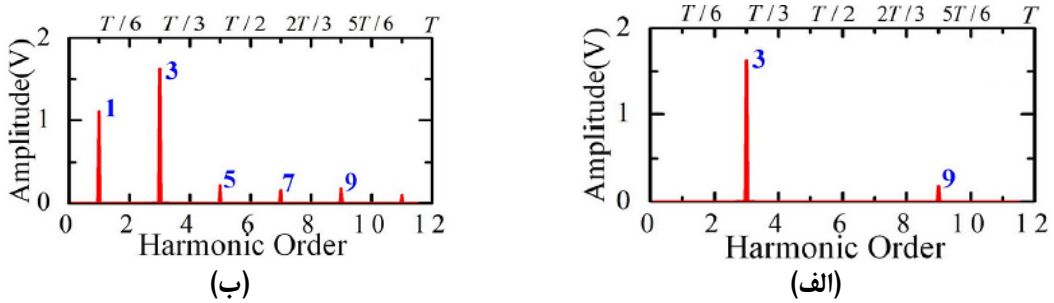


شکل ۸-٦: ساختار موتور-درایو تحت مطالعه برای خطای افزایش مقاومت فاز

$$V_{om} = -\frac{1}{3}R_{add-a}i_a - E_0 \qquad (۶-۱۵)$$

$$E_o = \frac{1}{3}(E_a + E_b + E_c) \qquad (۶-۱۶)$$

که E ولتاژ ضد محرکه فاز است. در شکل ۹-۶ طیف هارمونیکی ولتاژ V_{om} در دو حالت بدون خطا و با خطا در یک نمونه موتور دی‌سی بدون جاروبک نشان داده شده است. دیده می‌شود که در حالت بدون خطا، ولتاژ V_{om} شامل هارمونیک‌های سوم و بالاتر است، اما در حالت وقوع خطای افزایش مقاومت، مولفه اصلی نیز در این ولتاژ ظاهر می‌شود. به این ترتیب، می‌توان گفت که وجود مولفه اصلی در ولتاژ V_{om} شاخص مناسبی برای تشخیص خطایی افزایش مقاومت در فاز است.



شکل ۹-٦: طیف هارمونیک‌های ولتاژ Vom ، الف) در حالت سالم و ب) در حالت خطای افزایش مقاومت فاز

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

برای تشخیص فازی که خطا در آن اتفاق افتاده است، ابتدا جریان و ولتاژ به حالت گسسته تبدیل می‌شود و سپس، از تعریف زیر استفاده شده است:

$$M_j = \sum_{n=1}^{N} \nabla V_{om}[n] \times \nabla i_j[n], \;\; j = a, b, c \qquad (۶-۱۷)$$

که N طول بردار مقادیر گسسته ولتاژ و جریان است. بررسی انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که منفی بودن علامت M در هر فاز به معنی رخ دادن خطای افزایش مقاومت در آن فاز است. مقدار مقاومت افزایش یافته در آن فاز (مثلا فاز a) برابر است با:

$$R_{add-a} = 3\frac{V_{om1}}{i_{a1}} \qquad (۶-۱۸)$$

که V_{om1} و i_{a1} به ترتیب، مولفه اصلی ولتاژ V_{om} و جریان فاز a است.

۶-۴- خطای خروج از مرکز

در مرجع [۱۱۳] عنوان شده است که در صورت وقوع خطای خروج از مرکز، فرکانس‌های زیر در جریان موتور القا می‌شود:

$$f_{rf} = f_e \pm k\frac{f_e}{P/2} \qquad (۶-۱۹)$$

که f_{rf} فرکانس خطا، f_e فرکانس اصلی و P تعداد قطب‌های موتور است. در این مرجع از محاسبه ویولت پیوسته با تابع مادر موسوم به Garbor برای تشخیص خطای خروج از مرکز استفاده کرده است. به این صورت که پس از نمونه‌برداری از جریان، تبدیل ویولت سیگنال انجام می‌شود. در حالت پیوسته، تبدیل ویولت ($Wf(u,s)$) سیگنال $f(t) = a(t)\cos(\varphi(t))$ به صورت زیر است:

$$Wf(u,s) = \frac{\sqrt{s}}{2}a(u)exp\,[i\varphi(u)]\big(\hat{g}(s[\xi - \acute{\varphi}(u)])\big) \qquad (۶-۲۰)$$

که g تابع مادر Garbor در فضای فرکانسی است. اطلاعات فاز این تبدیل، به عنوان لبه‌ها و نقاط بیشینه تابع انرژی ویولت است. سپس انرژی سیگنال به صورت زیر محاسبه می‌شود:

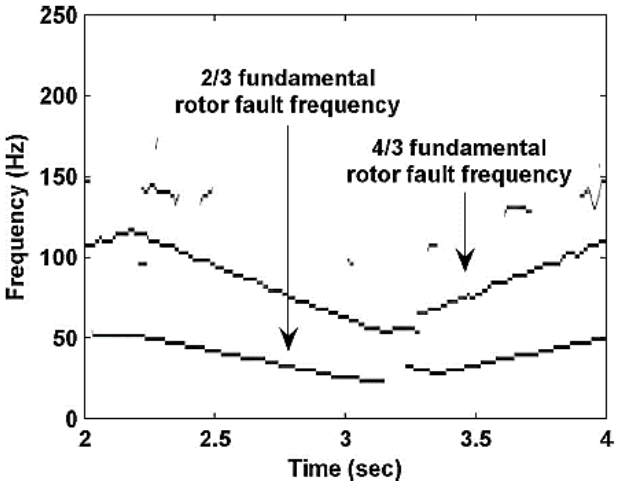
$$P_W f(u,\xi) = |Wf(u,s)|^2 \qquad (۶-۲۱)$$

با استفاده از این اطلاعات، شاخص خطا به صورت زیر تعریف شده است:

$$rms\ fault\ metric = \sqrt{\frac{1}{N_r}\sum_{i=1}^{N_r} f_i^2(t)} \quad (۶-۲۲)$$

که f_i ها دامنه نقاط بیشینه در تابع انرژی سیگنال هستند. شایان ذکر است که در عمل، استفاده از تبدیل ویولت پیوسته ممکن نیست و لذا در عمل، تبدیل ویولت برای محدوده خاصی از s انجام می‌شود. همچنین، شاخص مطرح شده در بالا برای تشخیص خطای در حال گسترش مناسب است.

برای بررسی اثربخشی روش پیشنهادی، فرض شده است که سرعت موتور تحت بررسی به صورت یک تابع مثلثی شکل، با فرکانسی بین ۰ تا ۱۰ هرتز باشد. برای یک موتور با ۶ قطب، فرکانس‌های القا شده خطا در جریان موتور، بر اساس رابطه (۱۹-۶)، ۱/۳، ۲/۳، ۴/۳ و ۵/۳ فرکانس اصلی است. بررسی‌ها به روش پیشنهادی نشان می‌دهد که در روش پیشنهادی، نقاط ماکزیمم تابع انرژی تبدیل ویولت، بر این فرکانس‌ها منطبق هستند؛ به عنوان نمونه در شکل ۱۰-۶ نقاط بیشینه تابع انرژی برای تغییر سرعت با فرکاس ۵ هرتز نشان داده شده است.



شکل ۱۰-٦: نقاط بیشینه تابع انرژی برای تغییر سرعت با فرکاس ۵ هرتز

کار مشابهی در مرجع [۱۱۴] با استفاده از تبدیل فوریه زمان کوتاه انجام شده است که تابع پنجره از نوع Gaussian است. این تابع به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\varphi(t) = e^{-18t^2} \quad (۶-۲۳)$$

مشابه روش ویولت پیوسته، در این بررسی نیز نشان داده شده است که فرکانس‌های نشان دهنده خطای خروج از مرکز در جریان موتور، بر نقاط بیشینه تابع انرژی (برای تبدیل زمان کوتاه فوریه سیگنال جریان) منطبق است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۶-۵- بررسی خطاها به صورت ترکیبی

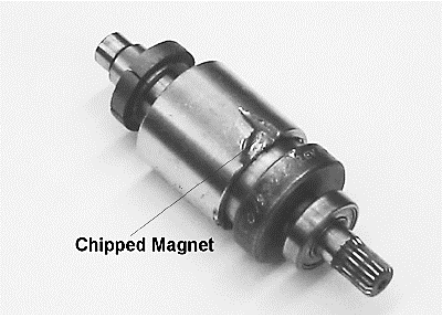
در مرجع [۱۱۵] خطاهای خروج از مرکز، مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، بار نامتعادل، گشتاور بار نوسانی، و ناهم‌محوری کوپلینگ در یک موتور دی‌سی بدون جاروبک ۶ قطب بررسی شده است. در این موتور، رابطه زیر بین ولتاژ پایانه موتور (V)، جریان موتور (I_{dc})، و ولتاژ ضد محرکه موتور (E) برقرار است:

$$E = V - 2r_s I_{dc} \qquad (۶-۲۴)$$

که r_s مقاومت فاز استاتور است. ولتاژ ضد محرکه موتور با یک ضریب مرتبط با ساختار موتور (K_t) به سرعت موتور (ω_r) وابسته است:

$$E = K_t \omega_r \qquad (۶-۲۵)$$

بررسی‌ها نشان می‌دهد که از بین خطاهای ذکر شده فوق، پارامتر K_t فقط در اثر خطای تخریب یا مغناطیس‌زدا شدن آهنربا (شکل ۱۱-۶) تغییرات قابل توجه دارد و به صورت شاخصی برای تشخیص این خطا قابل استفاده است. نتایج این بررسی در جدول ۱-۶ برای خطاهای مختلف نشان داده است.



شکل ۱۱-٦: تخریب ایجاد شده در آهنربای روتور تحت مطالعه

جدول ۱-٦: تغییرات پارامتر Kt برای خطاهای مختلف

Rotor condition	Estimation of $\hat{K}_t$ [V/(rad/s)]
Normal rotor	0.0666
Dynamic eccentricity	0.0664
Static eccentricity	0.0664
Rotor with broken magnet	0.0526

جدول ۲-٦: دامنه نرمالیزه شده هارمونیک‌های جریان در آزمایش عملی (۳۰ درصد بار نامی)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

Harmonic Number	Normal Rotor	Dynamic Eccentricity	Broken Magnet	Varying Torque
$1/3^{rd} f_e$	1.0	0.5	1.1	1.0
$2/3^{rd} f_e$	1.0	**6.5**	1.6	**7.0**
$4/3^{rd} f_e$	1.0	**3.2**	**9.1**	**46.0**
$5/3^{rd} f_e$	1.0	0.5	1.1	1.0

جدول ۳-٦: دامنه نرمالیزه شده هارمونیک‌های جریان در آزمایش عملی (۱۰۰ درصد بار نامی)

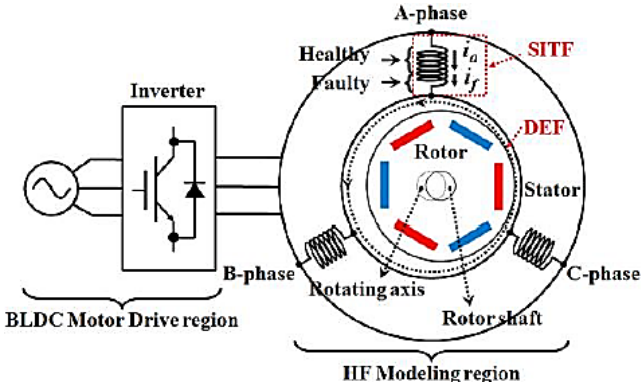
Harmonic Number	Normal Rotor	Dynamic Eccentricity	Broken Magnet	Varying Torque
$1/3^{rd} f_e$	1.0	0.4	0.9	1.0
$2/3^{rd} f_e$	1.0	**3.5**	**2.5**	**6.2**
$4/3^{rd} f_e$	1.0	1.2	**1.8**	**6.2**
$5/3^{rd} f_e$	1.0	0.3	0.9	1.0

همچنین، بررسی‌های انجام شده نشان می‌دهد که سه خطای خروج از مرکز، آهنربای تخریب شده و گشتاور ضربانی، هارمونیک‌هایی در جریان موتور تزریق می‌کند که از رابطه (۱۹-۶) تبعیت می‌کند؛ برای یک موتور ۶ قطب، هارمونیک‌های باند جانبی مهم ۱/۳، ۲/۳، ۴/۳ و ۵/۳ است. در جدول ۲-۶ و جدول ۳-۶، دامنه این هارمونیک‌ها به ازای خطاهای مختلف با هم مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که در هر سه خطای بررسی شده، بیشترین تغییرات دامنه، مربوط به هارمونیک‌های ۲/۳ و ۴/۳ است. همچنین، خطای گشتاور ضربانی (متغیر)، دارای بیشترین دامنه در این هارمونیک‌ها است.

بررسی‌های انجام شده بر روی یک نمونه موتور دی‌سی بدون جاروبک آهنربای داخلی که با درایو شش پله‌ای و به روش PWM تغذیه می‌شود (شکل ۱۲-۶)، نشان می‌دهد که در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه در فاز یکی از فازهای استاتور، هارمونیک‌هایی با فرکانس $(2k-1)f_e$ در جریان موتور تزریق می‌شود که f_e فرکانس مولفه اصلی تغذیه موتور است. اگر خطای خروج از مرکز دینامیک در این موتور رخ دهد، فرکانس هارمونیک‌های القا شده در جریان استاتور به صورت $2kf_e$ هستند. نتایج شبیه‌سازی طیف فرکانسی جریان استاتور در این دو خطا در شکل ۱۳-۶ نشان داده شده است. شایان ذکر است که تنها تفاوت موتور تحت بررسی در این مرجع، با موتورهای مراجع قبلی، آهنربادی داخلی بودن روتور است، با این وجود در یافته‌های تحلیل طیف جریان استاتور، تفاوت زیادی بین نتایج وجود دارد که نیاز به بررسی بیشتر دارد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

دامنه این هارمونیک‌ها، با تغییر سرعت، شدت خطا و مقدار بار موتور متغیر است. در جدول ۵-۶، دامنه هارمونیک‌های سوم جریان (3f-) در خطای اتصال کوتاه با شدت‌های مختلف، سرعت‌ها و بارهای مختلف آورده شده است [۱۱۶]. وضعیت خطاها، بار موتور و سرعت در جدول ۴-۶ آورده شده است. در این مرجع عنوان شده که وجود هارمونیک 3f- نشانگر وقوع خطای اتصال کوتاه است؛ زیرا این هارمونیک در اثر تلورانس‌های ساختی و یا عدم تعادل در منبع تغذیه تولید نمی‌شود.



شکل ۱۲-٦: ساختار موتور- درایو در مطالعه خطاهای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و خروج از مرکز دینامیک

جدول ٤-٦: شرایط کاری مختلف موتور تحت مطالعه برای خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه

Item	Ratio	State
Fault Ratio	0 %	HM (healthy machine)
	1.39 %	F1 (one-turn fault)
	2.78 %	F2 (two-turns fault)
	4.17 %	F3 (three-turns fault)
Speed Ratio	100 %	3500 rpm (rated speed)
	70 %	2500 rpm
	20 %	700 rpm
Load Ratio	100 %	1.1 N·m (full load)
	70 %	0.77 N·m
	20 %	0.22 N·m

جدول ۵-٦: نتیجه اندازه‌گیری دامنه هارمونیک سوم در خطای اتصال کوتاه و شرایط کاری مختلف

Type	Item		Fault ratio			
			HM	F1	F2	F3
IPM-type	Standard (100%)		-17.82	4.56	4.67	4.98
	Speed Ratio	70 %	-24.51	-6.12	-5.41	-4.65
		20 %	-27.98	-13.67	-10.32	-9.02
	Load Ratio	70 %	-25.76	-6.82	-5.24	-4.17
		20 %	-26.88	-12.31	-10.77	-10.85

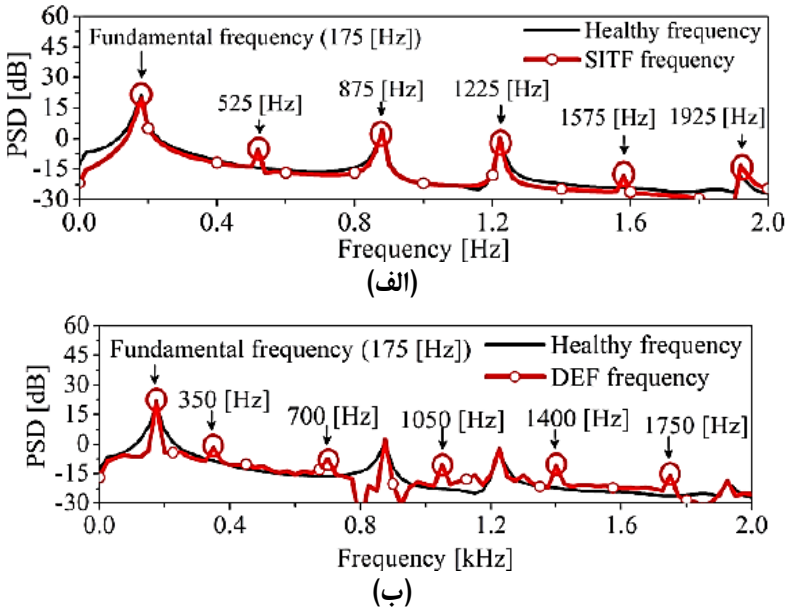
بررسی همین تیم نویسندگان در مرجع [۱۱۷] نشان می‌دهد که در صورت وقوع خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در ساختار همین موتور، دامنه هارمونیک‌های مرتبه ۲ و ۴ در ولتاژ ضد محرکه موتور، به صورت قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

بررسی‌های انجام شده در مرجع [۱۱۸] نشان می‌دهد که در صورت وقوع خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، هارمونیک‌های نشانگر خطا (f_f)، با فرکانس زیر در جریان موتور مشاهده می‌شوند.

$$f_f = \left(\frac{k}{P/2}\right) f_e \qquad (۶-۲۶)$$

که P تعداد قطب‌های روتور است.



شکل ۱۳-٦: طیف هارمونیک جریان در الف) خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و ب) خطای خروج از مرکز دینامیک

روش‌های تشخیص خطا و ایجاد قابلیت تحمل خطا

در درایو موتورهای آهنربای دائم

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۷- مقدمه

در فصل‌های قبل، به ارایه روش‌های تشخیص خطاهای الکتریکی و مکانیکی در ساختار موتورهای الکتریکی آهنربای دائم (موتور سنکرون آهنربای دائم و موتور دی‌سی بدون جاروبک) پرداخته شد. در این فصل علاوه بر روش‌های تشخیص خطا در درایو موتورهای آهنربای دائم، روش‌های ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای آهنربای دائم به کمک درایو آن‌ها نیز بررسی می‌شود. شایان ذکر است که یکی از راهکارهای ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای آهنربای دائم با استفاده از ایجاد تغییر ساختار موتور، افزایش تعداد فازهای موتور و جداکردن فضای اشغال شده توسط هر فاز موتور است [۱۱۹-۱۲۲].

۲-۷- موتورهای دی‌سی بدون جاروبک

با استفاده از اطلاعات شکل ۱-۷، انواع خطاهای الکتریکی ممکن در درایو موتورهای دی‌سی بدون جاروبک، به صورت زیر، قابل بیان است [۱۲۳]:

۱- قطع یک فاز که با بازکردن کلید F1 شبیه‌سازی می‌شود.

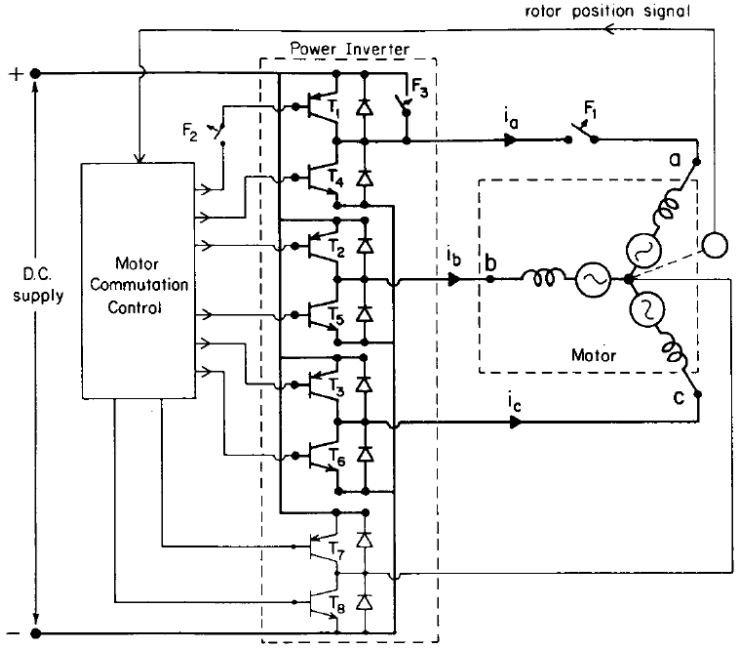
۲- قطع شدن سیگنال گیت ترانزیستور که با باز شدن کلید F2 شبیه‌سازی می‌شود

۳- اتصال کوتاه شدن یک ترانزیستور که با بسته شدن کلید F3 شبیه‌سازی می‌شود.

تشخیص این خطاها در سیستم درایو، به کمک حسگرهای جریان در هر فاز، امکان‌پذیر است. در این راستا، موارد زیر قابل بیان است:

۱- اگر جریان یک فاز به صورت کامل قطع شود و یا به مقدار قابل توجهی افت نماید، واضح است که خطای قطع فاز رخ داده است. در این حالت، گشتاور خروجی موتور دچار افت می‌شود. راه حل جبران افت گشتاور، افزایش جریان فازهای دیگر و یا افزایش دوره هدایت جریان در فازهای دیگر (در حالت عادی، دوره هدایت جریان در هر فاز ۱۲۰ درجه الکتریکی است) است. راه حل دیگر جبران این خطا، استفاده از بازوی اضافی متصل به نقطه نول سیم‌پیچی موتور است که در شکل ۱-۷ متشکل از ترانزیستورهای T7 و T8 است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱-۷: درایو موتوردی‌سی بدون جاروبک با امکان ایجاد انواع خطاهای الکتریکی

۲- اگر جریان در فاز نامتعادل و یا یک طرفه شود، علامت وقوع خطای قطع شدن سیگنال گیت ترانزیستور است. افزایش زمان هدایت دو ترانزیستور با موقعیت مشابه در ساق‌های دیگر (مثلا اگر T1 دچار خطا شده، دوره هدایت T2 و T3 افزایش یابد) راه حل جبران افت گشتاور ناشی از این خطا است.

۳- در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه در یک ترانزیستور، بلافاصله باید ترانزیستور دیگر نیز ایزوله شود تا از وقوع اتصال کوتاه در منبع تغذیه موتور جلوگیری شود. در این حالت اتصال بازوی اضافی تعبیه شده در درایو موتور، راه حلی برای ادامه کار موتور است.

خطاهای قطع یک فاز و قطع گیت ترانزیستور بر روی درایو یک نمونه موتور دی‌سی بدون جاروبک اعمال و روش‌های جبران بررسی شده در فوق، برای رسیدن به مقدار متوسط گشتاور قبل از خطا و سرعت موتور به قبل از خطا، بر روی آن اجرا شد که نتایج آن حکایت از افزایش مقدار موثر و بیشینه جریان فاز و افزایش ریپل گشتاور موتور دارد. در جدول ۱-۷ و جدول ۲-۷، جمع‌بندی این مطالعات در دو حالت تغذیه موتور با منبع جریان و تغذیه با منبع ولتاژ، آورده شده است.

جدول ۱-۷: مقایسه عملکرد موتور در شرایط مختلف در تغذیه با منبع جریان

Fault	Remedial Strategy	b-Phase Current Level (rms)	Torque Pulsation Peaks	Efficiency
Healthy	N/A	1 (1)	1	1
O/C a-winding	increase current only	3.00	6.81	0.84
O/C a-winding	increase current, shift base drive, 120° mode	1.73 (1.77)	3.97	0.90
O/C a-winding	increase current, shift base drive, 180° mode	1.50 (1.86)	3.49	0.90
O/C a-winding	4 leg inverter	1.50 (1.55)	2.69	0.91
O/C transistor (T_1)	increase current only	1.50 (1.32)	3.49	0.95
O/C transistor (T_1)	increase current, extend T_2 and T_3 conduction	1.20 (1.36)	2.85	0.95
O/C transitor (T_1)	extend T_2 and T_3, ramp current	2.89 peak (2.05)	2.95	0.85

Note: Table entries include effects of hysteresis PWM current control.

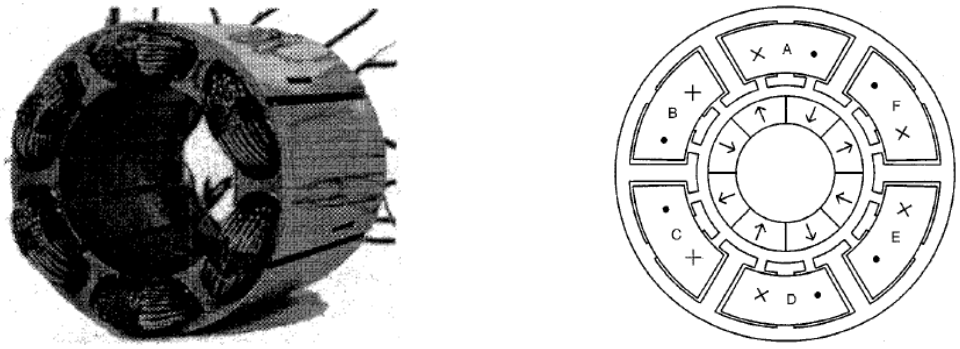
جدول ۲-۷: مقایسه عملکرد موتور در شرایط مختلف در تغذیه با منبع ولتاژ

Fault	Remedial Strategy	b-Phase Current (rms)	Peak b-Phase Current	Torque Pulsation Peaks	Efficiency
Healthy	N/A	1	1	1	1
O/C a-winding	Phase Shift and 120° base drive	2.09	2.69	3.29	0.81
O/C transistor (T_1)	180° base drive	2.58	3.38	5.29	0.65
O/C transistor (T_1)	commutation advance (field weakening)	1.80	2.40	3.43	0.87
O/C transistor (T_1)	extended base drive	2.09	3.83	4.00	0.83
O/C transistor (T_1)	commutation advance plus extended base drive	1.73	3.0	3.86	0.88

در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه یک ترانزیستور، جریان در فاز شامل آن ترانزیستور دارای بایاس دی‌سی همراه با مولفه متناوب می‌شود [۱۱۹]. از این راه، ساق شامل ترانزیستور دارای این خطا در درایو، قابل شناسایی است.

در مرجع‌های [۱۲۰, ۱۲۴]، ساختاری با قابلیت تحمل خطا برای یک موتور دی‌سی بدون جاروبک ۱۶ کیلووات و ۱۳,۰۰۰ دور در دقیقه و ۶ فاز پیشنهاد شده است (مطابق شکل ۲-۷) که فازها و قطب‌های این موتور، از نظر مغناطیسی، گرمایی و تغذیه از هم مستقل هستند. بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که ایجاد قابلیت تحمل خطا به این روش، باعث افزایش ۱۵ درصدی جرم موتور و افزایش ۳۴ درصدی کیلوولت آمپر مبدل تغذیه کننده آن می‌شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(ب) (الف)

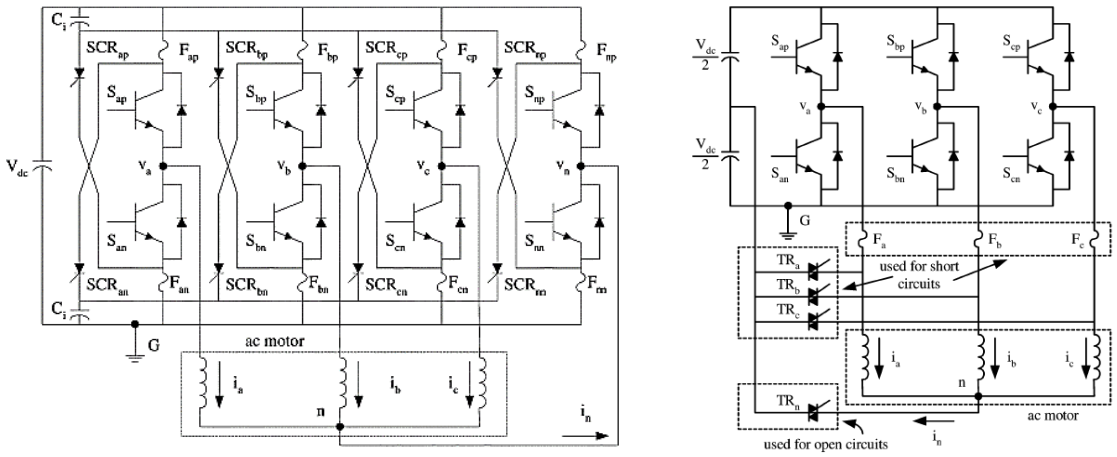
شکل ۲-۷: ساختار موتور دی‌سی بدون جاروبک ۱۶ کیلووات و ۱۳,۰۰۰ دور در دقیقه و ۶ با قابلیت تحمل خطا

همچنین، عنوان شده است که علاوه بر اندازه‌گیری جریان فازها و کلیدهای قدرت، اندازه‌گیری افت ولتاژ کلیدهای قدرت در حالت روشن نیز برای تشخیص خطا در درایو موتورها، روش مناسبی است که مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۳-۷- موتورهای سنکرون آهنربای دائم

۱-۳-۷- ساختارهای پیشنهادی درایو برای ایجاد قابلیت تحمل خطا

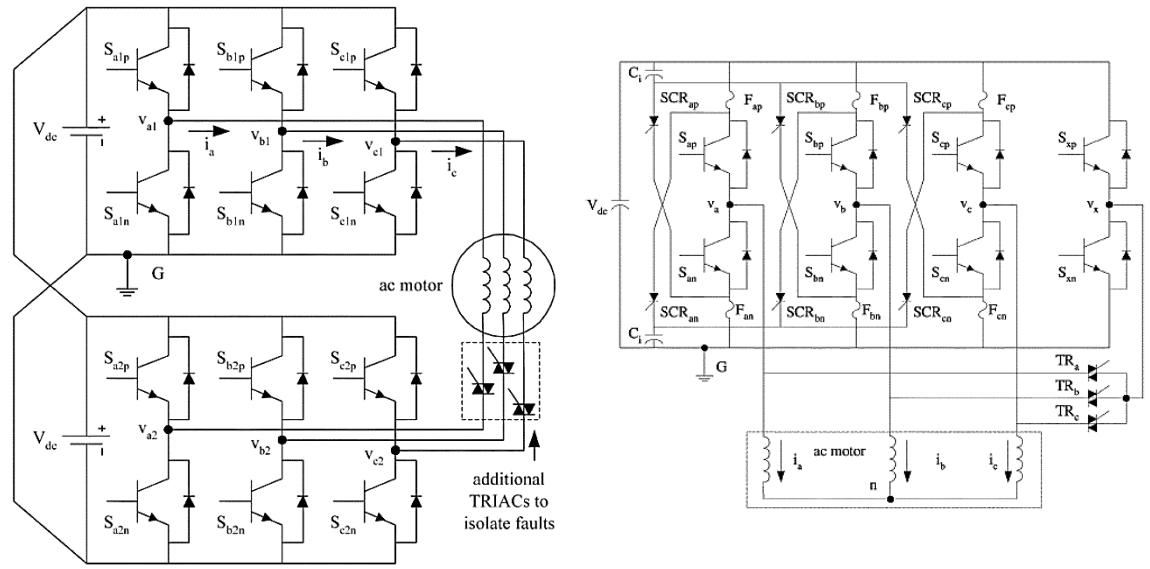
در مرجع [۱۲۵] روش‌های موجود برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در درایو موتورهای متناوب، در صورت وقوع خطا در کلیدهای درایو بررسی شده است. این روش‌ها، شامل افزودن یک کلید، افزدون دو کلید، افزودن یک فاز و اینورتر پشت به پشت است. ساختارهای این درایوها در شکل ۳-۷ و شکل ۴-۷ نشان داده شده است.



(ب) (الف)

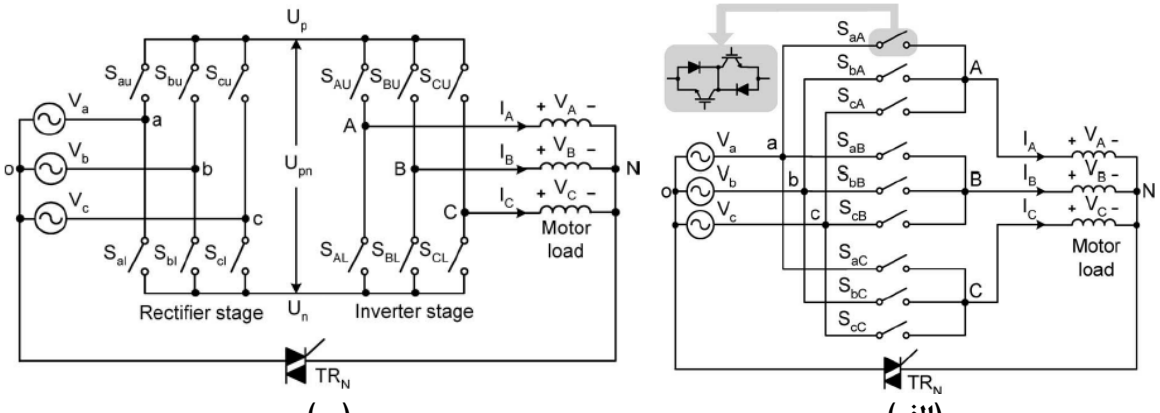
شکل ۳-۷: ایجاد قابلیت تحمل خطا الف) با افزودن یک کلید و ب) با افزودن دو کلید

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



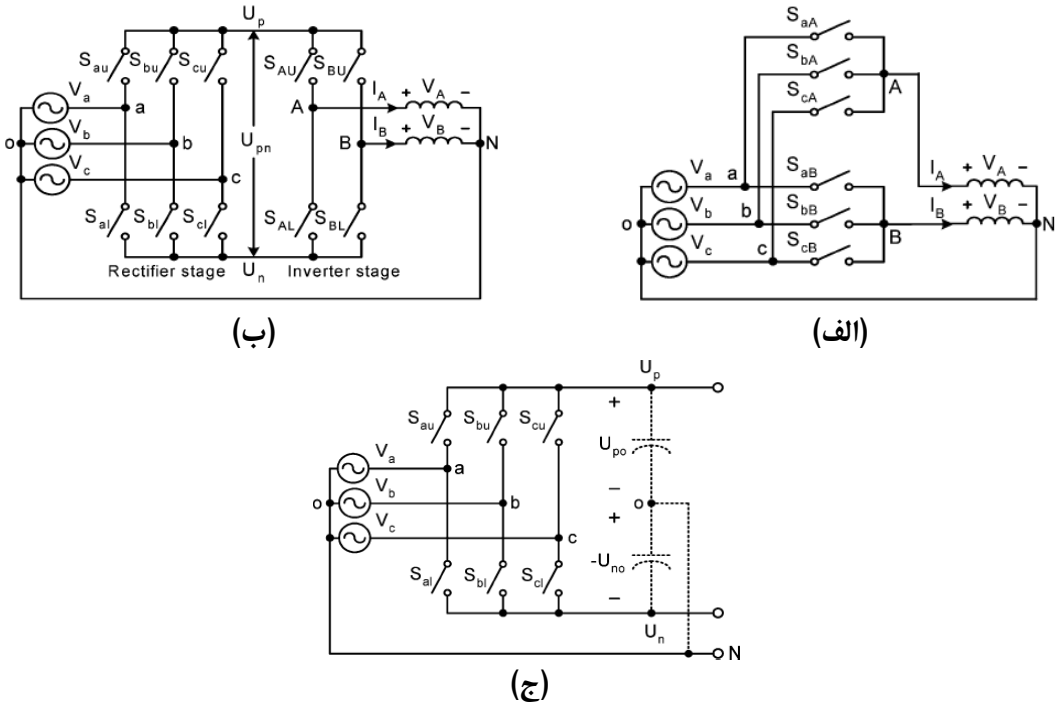
شکل ٤-٧: ایجاد قابلیت تحمل خطا الف) با افزودن یک ساق و ب) به صورت پشت به پشت

در مرجع [۱۲۶]، استفاده از ساختار مبدل ماتریسی با قابلیت تحمل خطا برای درایو موتورهای متناوب پیشنهاد شده است. این ساختار در شکل ۵-۷ نشان داده شده است. با توجه به این که در مبدل‌های ماتریسی، خازن لینک دی‌سی وجود ندارد، نقطه نوترال سیم‌پیچی ستاره موتور به نقطه نول منابع تغذیه وصل شده است. از مزایای مبدل‌های ماتریسی این است که برای ایجاد قابلیت تحمل خطا، نیاز به افزودن هیچ عنصر اضافی به ساختار مبدل نیست.



شکل ۵-۷: مبدل ماتریسی با قابلیت تحمل خطا، الف) ساختار مبدل و ب) مدل معادل آن

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ٦-٧: الف) ساختار مبدل در زمان وقوع خطا و قطع شدن فاز c، ب) مدل مبدل ماتریسی در این حالت و ج) مدل‌سازی بخش یکسوساز با خازن‌های فرضی

همان طور که در قسمت ب این شکل دیده می‌شود، مبدل ماتریسی به صورت دو قسمت مجزای یکسوساز و اینورتر مدل می‌شود. در صورت وقوع خطا و حذف یک فاز (مثلا فاز c)، این نحوه مدل‌سازی مبدل ماتریسی دوباره مورد استفاد قرار گرفته است که در شکل ۶-۷ نشان داده شده است. برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در این مبدل در حالت وقوع خطا و ایزوله شدن ساق‌های تغذیه کننده فاز c، در بخش یکسوساز از لینک دی‌سی، شامل دو خازن فرضی نشان داده شده در قسمت ج شکل ۶-۷، استفاده می‌شود. برای تعیین ولتاژ این خازن‌ها، دوره عملکرد یکسوساز به دو قسمت تقسیم می‌شود. قسمت اول (X_i, i = 1, …, 6) که هر سه ولتاژ V_a، V_b و V_c مثبت هستند. در این حالت:

$$\begin{cases} U_{n0} = V_c \\ U_{p0} = d_\alpha V_b + d_\gamma V_c \\ d_\alpha + d_\gamma = 1 \\ d_\alpha = \dfrac{\cos\varphi_i}{\sqrt{3}\cos\left(\varphi_i + \dfrac{\pi}{6}\right)} \end{cases} \qquad (۷-۱)$$

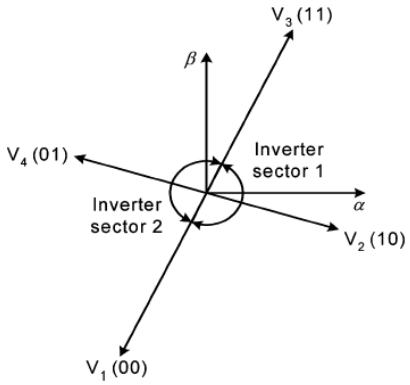
که $\varphi_i = \omega_i t$. در قسمت دوم که دو ولتاژ ورودی مثبت و یک ولتاژ منفی است. در این حالت:

$$\begin{cases} U_{p0} = V_a \\ U_{n0} = d_\alpha V_a + d_\gamma V_b \\ d_\alpha + d_\gamma = 1 \\ d_\alpha = \dfrac{\cos\left(\varphi_i - \dfrac{\pi}{3}\right)}{\sqrt{3}\cos\left(\varphi_i - \dfrac{\pi}{2}\right)} \end{cases} \quad (۷-۲)$$

در هر دو حالت، مقدار متوسط ولتاژ خازن‌ها برابر مقدار میانی (فازی که مقدار آن در بین سه فاز، نه بیشینه است و نه کمینه) ولتاژهای V_a، V_b و V_c است، یعنی:

$$\begin{cases} U_{p0} = U_{mid} \\ U_{n0} = -U_{mid} \end{cases} \quad (۷-۳)$$

که U_{mid} مقدار میانی ولتاژها است.



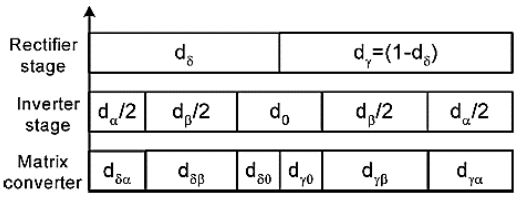
شکل ۷-۷: مدل بردار فضایی استراتژی کلیدزنی PWM بخش اینورتر

در بخش اینورتر، بعد از وقوع خطا، چهار کلید وجود دارد. ترکیب حالت‌های روشن و خاموش کلیدهای بالایی و پایینی در ساق اینورتر، چها حالت در صفحه αβ ایجاد می‌کند که در شکل ۷-۷ نشان داده شده است. در اینجا، از ولتاژ مولفه صفر (v_0) صرف‌نظر شده است. بنابراین، ولتاژ خروجی مطلوب اینورتر (V^*_{out}) در روش SVM به صورت زیر است:

$$V^*_{out} T_s = V_1 t_\alpha + V_2 t_\beta + V_3 t_0 \quad (۷-۴)$$

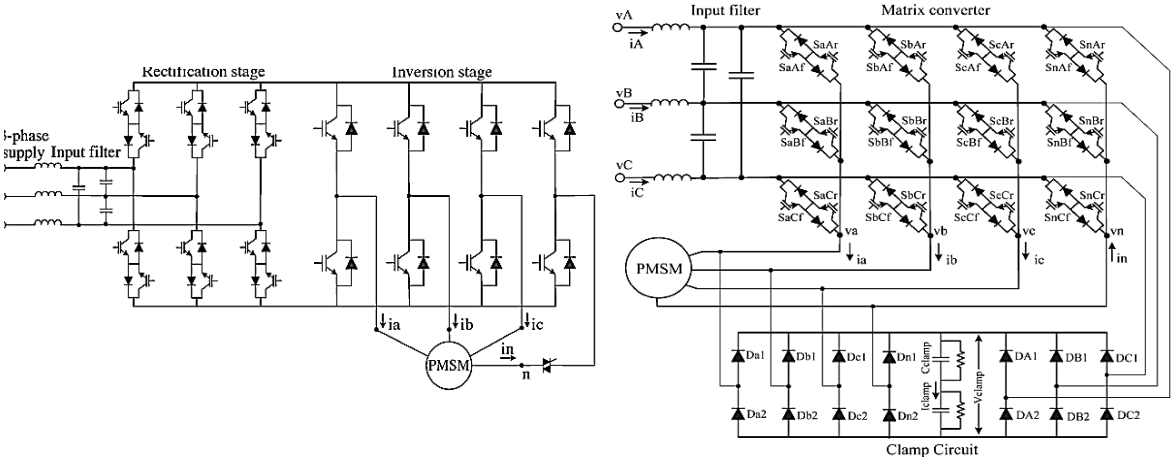
$$\begin{cases} d_\alpha = \dfrac{t_\alpha}{T_s} = \sqrt{\dfrac{2}{3}} K\left(-\sqrt{2}V^*_\alpha + \sqrt{3}U_{mid}\right) \\ d_\beta = \dfrac{t_\beta}{T_s} = K\left(\sqrt{3}V^*_\alpha - V^*_\beta\right) \\ d_0 = \dfrac{t_0}{T_s} = 1 - d_\alpha - d_\beta \end{cases} \quad (۷-۵)$$

$$K = \frac{1}{2\sqrt{2}U_{mid}} \quad (۷-۶)$$



شکل ۸-۷: مدلی برای استخراج طریقه کلیدزنی مبدل ماتریسی با قابلیت تحمل خطا

الگوی کلیدزنی مبدل، با ضرب دوره‌های کارکردی یکسوساز و اینورتر، بر اساس مدل شکل ۸-۷، قابل تعیین است. در مرجع [۱۲۷] از روش دیگری برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در مبدل‌های ماتریسی استفاده شده است. دو ساختار پیشنهادی مبدل ماتریسی که دارای ساق اینوتری اضافی است، با نام‌های ساختار مستقیم و ساختار غیر مستقیم، در شکل ۹-۷ نشان داده شده است. این مبدل، برای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم استفاده شده است.



شکل ۹-۷: ساختارهای مبدل ماتریسی برای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم با قابلیت تحمل خطا، الف) ساختار مستقیم و ب) ساختار غیرمستقیم

همان‌طور که در قسمت الف شکل ۹-۷ دیده می‌شود، در کنار ساختار مبدل ماتریسی، مدار clamp نیز تعبیه شده است. در حالتی که مبدل ماتریسی سالم است، جریان در این مدار صفر است. در صورت وقوع خطا در کلیدها، به دلیل این که در مبدل ماتریسی عنصر ذخیره کننده انرژی وجود ندارد، جریان در مدار clamp جاری می‌شود. با پایش جریان فازها و مقایسه آن با جریان مدار clamp، می‌توان به وجود خطا در کلیدها و فاز دارای خطا پی برد.

۲-۳-۷- روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای اینورتر

در مرجع [۳۶] برای تشخیص وقوع خطا در کلیدهای سیستم درایو، از تفاضل مقدار جریان مرجع (i^*_n) فاز و جریان اندازه‌گیری شده آن فاز (i_n) استفاده شده است.

$$e_n = i_n^* - i_n \quad (۷-۷)$$

برای حذف اثر نویز و هارمونیک‌ها، مقدار متوسط سیگنال خطا در یک دوره محاسبه می‌شود:

$$\langle e_n \rangle = \frac{\omega}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} e_n dt \quad (۷-۸)$$

همچنین، برای از بین بردن اثر مقدار بار و یا توان موتورهای مختلف، این پارامتر به صورت زیر نرمالیزه می‌شود:

$$d_n = \frac{\langle e_n \rangle}{\langle |i_n| \rangle} \quad (۷-۹)$$

به عنوان مثال اگر کلید بالایی در ساق متصل به فاز a قطع شود، خواهیم داشت $d_a = -1$ و اگر کلید پایینی قطع شود، خواهیم داشت $d_a = 1$. این شاخص، خطای هم‌زمان دو کلید در یک ساق را نمی‌تواند تشخیص دهد، به همین دلیل، شاخص جانبی دیگری نیز به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$a_n = \frac{2\langle |i_n| \rangle}{\langle |i_l| \rangle + \langle |i_m| \rangle} \quad (۷-۱۰)$$

که l، m و n فازهای مختلف استاتور است و $m \neq n \neq l$. در صورت وقوع هم‌زمان خطا در دو کلید یک ساق، مقدار این شاخص در آن ساق به صفر نزدیک می‌شود که علامت وقوع خطا در آن فاز است.

تیم نویسندگان این مقاله، در مرجع [۱۲۸] از اختلاف بین سیگنال‌های مرجع و تخمینی ولتاژ (به روش بدون سنسور) برای تشخیص خطا در کلیدهای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم استفاده کرده‌اند. در اینجا، شاخص تشخیص خطا به صورت زیر تعریف شده است:

$$\acute{d}_n = \frac{u_n^* - u_n}{V_{dc}} \quad (۷-۱۱)$$

که u ولتاژ فاز و V_{dc} ولتاژ لینک دی‌سی است.

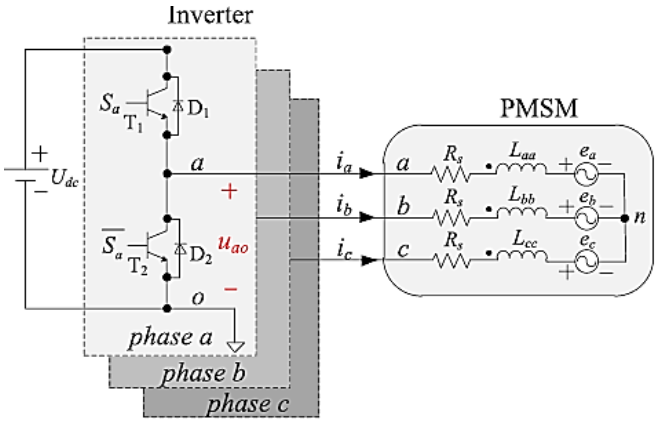
در مرجع [۱۲۹] از اختلاف ولتاژ مقدار متوسط ولتاژ فاز اینورتر با مقدار مرجع آن در شرایط سالم، به عنوان شاخص تشخیص خطای قطع یک کلید در درایو موتور استفاده کرده است. با فرض قطع شدن کلید T1 (باتوجه به شکل ۷-۱۰)، این شاخص در فاز a به صورت زیر است:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

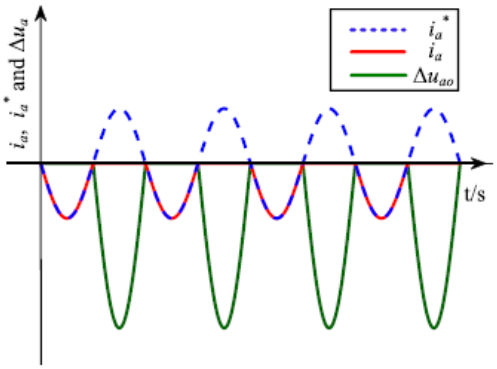
$$\Delta u_{a0} = \bar{u}_{ao} - u^*_{ao} = \begin{cases} -\dfrac{3(u^*_{an} - e_a)}{2}, & i_a = 0 \\ 0, & i_a < 0 \end{cases} \qquad (۷-۱۲)$$

$$u^*_{an} - e_a = R_s i^*_a + (L - M)\frac{di^*_a}{dt} \qquad (۷-۱۳)$$

که e_a ولتاژ ضد محرکه (emf) فاز a است. وقتی کلید T1 قطع شود، قسمت مثبت جریان در فاز موتور جاری نمی‌شود، بنابراین جمله $u^*_{an} - e_a$ که متناسب با جریان مرجع در فاز است (در صورت صرف‌نظر از اثر قسمت سلفی ولتاژ)، مخالف مقدار اندازه‌گیری شده در هنگام خطا است. این تغییرات در شکل ۷-۱۱ و جدول ۷-۳ نشان داده شده است.



شکل ۷-۱۰: سیستم درایو موتور سنکرون آهنربای دائم



شکل ۷-۱۱: تغییرات جریان فاز موتور، جریان مرجع فاز موتور و شاخص خطا (Δu_{ao})

جدول ۷-۳: تغییرات شاخص خطا در ولتاژ ترمینال موتور در خطای کلیدهای مختلف درایو

Faulty switch	Voltage Distortions	Polarities	Conditions for nonzero distortion
T_1	Δu_{ao}	-	$i_a^* > 0$
T_2	Δu_{ao}	+	$i_a^* < 0$
T_3	Δu_{bo}	-	$i_b^* > 0$
T_4	Δu_{bo}	+	$i_b^* < 0$
T_5	Δu_{co}	-	$i_c^* > 0$
T_6	Δu_{co}	+	$i_c^* < 0$

در مرجع [۱۳۰]، سیگنال خطای جریان در هر دو محور d و q به صورت تفاضل مقدار پیش‌بینی شده (در مدل گسسته) برای مدل سالم موتور و مقدار واقعی تعریف شده است:

$$\varepsilon_d(n+1) = i_{sd}(n+1) - \hat{\imath}_{sd}(n+1) \quad (۷-۱۴)$$

$$\varepsilon_q(n+1) = i_{sq}(n+1) - \hat{\imath}_{sq}(n+1) \quad (۷-۱۵)$$

$$\varepsilon^2(n+1) = \varepsilon_d^2(n+1) + \varepsilon_q^2(n+1) \quad (۷-۱۶)$$

در شرایط سالم، شاخص ε مقدار کمی دارد و در شرایط خطا، مقدار آن افزایش می‌یابد که نشان از وقوع خطای قطع یک فاز دارد. مقدار گسسته جریان حالت سالم موتور در دو محور d و q در گام n+1، به کمک معادلات دو محوری موتور سنکرون و به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{\imath}_{sd}(n+1) = i_{sd}(n)\left(1 - \frac{R_s}{L_{sd}}\Delta t\right) + \omega_{el}(n)\frac{L_{sq}}{L_{sd}}(\Delta t) i_{sq}(n) + \frac{\Delta t}{L_{sd}} v_{sd} \quad (۷-۱۷)$$

$$\hat{\imath}_{sq}(n+1) = i_{sq}(n)\left(1 - \frac{R_s}{L_{sq}}\Delta t\right) - \omega_{el}(n)\frac{L_{sd}}{L_{sq}}(\Delta t) i_{sd}(n) - \omega_{el}(n)\frac{\lambda_{PM}\Delta t}{L_{sd}} + \frac{\Delta t}{L_{sq}} v_{sq} \quad (۷-۱۸)$$

با توجه به این که ولتاژ تغذیه موتور از نوع PWM است و اندازه‌گیری درست مقدار ولتاژ به صورت لحظه‌ای مشکل است، لذا از مقادیر مرجع ولتاژ دو محور بجای مقدار اندازه‌گیری شده در این رابطه‌ها استفاده شده است.

در مرجع [۱۳۱] از مقدار متوسط جریان در نصف یک دوره برای تشخیص خطای قطع فاز و کلید قطع شده در فاز استفاده شده است؛ به این صورت که مقدار متوسط جریان نرمالیزه شده فاز موتور در نصف یک دوره برابر $\xi = 2/\pi$ است، بنابراین سیگنال زیر می‌تواند فازی از موتور را که قطع شده است را مشخص نماید:

$$e_k = \xi - \langle i_k \rangle \quad (۷-۱۹)$$

که $\langle i_k \rangle$ متوسط جریان در نصف یک دوره (قسمت مثبت و یا منفی سیگنال جریان) است و k یکی از فازهای استاتور است. در حالت سالم، ek مقداری نزدیک به صفر دارد و عملا اگر مقدار آن از یک مقدار آستانه مشخص کمتر باشد، عیب خرابی

کلید در ساق اینورتر فاز مربوطه وجود ندارد. شایان ذکر است که با توجه به مثبت و یا منفی بودن علامت جریان، کلید دارای عیب (کلید بالایی و یا پایینی) در ساق مربوطه در اینورتر مشخص می‌شود. به کمک منطق فازی نیز می‌توان با استفاده از سیگنال e_k، کلید دارای خطا در اینورتر را مشخص کرد [۱۳۲].

در مرجع [۱۳۳] عنوان شده است که هرگاه یکی از کلیدهای بالایی و یا پایینی در یک ساق اینورتر بسوزد، جریان تزریق شده به فاز متصل به آن به حالت جریان دی‌سی تبدیل می‌شود که در دو فاز دیگر نیز جریان پیدا می‌کند. بنابراین با پایش جریان فازها و اندازه‌گیری مولفه دی‌سی آن، به وجود خطا در کلیدهای سیستم درایو می‌توان پی برد. به صورت مشابه، در مرجع [۱۳۴] عنوان شده است که در صورت وقوع خطا در کلیدهای یک ساق، در ولتاژ خط دو فاز سالم، ولتاژ دی‌سی به وجود می‌آید و به کمک اندازه‌گیری آن، می‌توان به خطا در کلیدها و ساقی که در آن خطا رخ داده پی برد.

اگر هر دو کلید در یک ساق از اینورتر بسوزد، به دلیل این که جریان همچنان می‌تواند در فاز متصل به آن ادامه داشته باشد، تشخیص خطا با استفاده از روش‌های جریانی میسر نیست. در مرجع [۹۶] پیشهاد شده است که از اندازه‌گیری اختلاف فاز جریان‌های استاتور می‌توان به وجود این خطا پی برد؛ در حالت سالم، اختلاف فاز بین جریان‌ها ۱۲۰ درجه است. در حالتی که خطا در دو کلید یک ساق رخ بدهد، اختلاف فاز جریان در دو فاز متصل به ساق‌های سالم ۱۸۰ درجه می‌شود. به این ترتیب، با اندازه‌گیری فاز جریان‌های موتور علاوه بر تشخیص خطای هم‌زمان دو کلید در یک فاز، می‌توان به ساق دارای خطا در اینورتر نیز پی برد.

در مرجع [۱۳۵] نسبت جریان دو محور q و d در قاب روتور، در حالتی که خطای قطع یک فاز از سه فاز استاتور رخ دهد، به صورت زیر محاسبه شده است:

$$\frac{i_{qs}^r}{i_{ds}^r} = -\tan\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right), \quad i_{cs} = 0 \tag{۷-۲۰}$$

$$\frac{i_{qs}^r}{i_{ds}^r} = -\tan\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right), \quad i_{bs} = 0 \tag{۷-۲۱}$$

$$\frac{i_{qs}^r}{i_{ds}^r} = -\tan(\theta - \pi), \quad i_{as} = 0 \tag{۷-۲۲}$$

بنابراین، با اندازه‌گیری اختلاف زاویه‌ای واقعی روتور که به کمک ریزالور اندازه‌گیری می‌شود، و زاویه نسبت جریان محور q به محور d، می‌توان به وجود خطای قطع فاز و فازی که در آن خطا رخ داده است، پی برد؛ به این صورت که اگر این اختلاف فاز برابر $\pi/3$، $2\pi/3$ و یا π رادیان باشد، به ترتیب، خطای قطع فاز در فاز c، فاز b و فاز a رخ داده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در مرجع [۱۳۶] عنوان شده است که اگر یک یا دو کلید از یک ساق اینورتر دچار خطا شود، بیشترین تغییرات در جریان فاز متصل به همان ساق دیده می‌شود؛ فرکانس‌های به وجود آمده در طیف فرکانسی جریان آن فاز، بیشتر در محدوده صفر تا چهار برابر فرکانس اصلی درایو موتور قرار دارد (جدول ۴-۷). به کمک تحلیل ویولت گسسته جریان هرفاز موتور و کمک گرفتن از شبکه‌های عصبی، کلید دارای خطا در ساق متصل به فازی که جریان آن مشابه حالت کارکرد عادی موتور نیست، شناسایی می‌شود.

جدول ٤-۷: مقایسه محدوده فرکانسی جریان‌های استاتور در حالت سالم و خطای کلیدهای اینورتر

Frequency f of current i_a	Frequency ranges of component	Percentage in normal state	Percentage in fault state
$33Hz$	$2f \sim 0$	85.89%	76.12%
	$4f \sim 0$	96.43%	91.01%
$50Hz$	$2f \sim 0$	82.11%	80.92%
	$4f \sim 0$	95.33%	93.38%
$100Hz$	$2f \sim 0$	85.82%	78.97%
	$4f \sim 0$	96.35%	92.92%

در مرجع [۱۳۷] از دو شاخص مقدار متوسط جریان هر فاز (نرمالیزه شده و علامت دار) و شاخص دیگری که اثر خطای قطع شدن کلید بر جریان‌های استاتور را نشان می‌دهد، برای عیب‌یابی خطای قطع کلیدها در اینورتر و موقعیت این خطا استفاده شده است. شاخص مقدار متوسط جریان به صورت زیر تعریف شده است:

$$\langle i_{sj} \rangle = \frac{i_{sjave}}{1 + |i_{sjave}|}, \qquad j = a, b, c \tag{۷-۲۳}$$

که i_{sjave} مقدارمتوسط جریان فاز در یک دوره است. شاخص دیگر با استفاده از حاصل‌ضرب جریان‌های دو فاز از استاتور (نرمالیزه شده)، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\delta_{sa} = 2\frac{\langle i_{sa}(t) i_{sb}(t) \rangle}{\max(|i_{sa}|, |i_{sb}|, |i_{sc}|)^2} \tag{۷-۲۴}$$

$$\delta_{sb} = 2\frac{\langle i_{sb}(t) i_{sc}(t) \rangle}{\max(|i_{sa}|, |i_{sb}|, |i_{sc}|)^2} \tag{۷-۲۵}$$

$$\delta_{sc} = 2\frac{\langle i_{sc}(t) i_{sa}(t) \rangle}{\max(|i_{sa}|, |i_{sb}|, |i_{sc}|)^2} \tag{۷-۲۶}$$

در حالت عملکرد سالم موتور، مقدار متوسط در حدود صفر و $\delta_{sa} = \delta_{sb} = \delta_{sc} = -0.555$ است. اما مقادیر این شاخص‌ها، در هنگام وقوع خطا در کلیدهای درایو موتور تغییر می‌کند. در جدول ۵-۷ مقادیر این شاخص‌ها به ازای خطاهای زیر محاسبه و آورده شده است:

۱- خطای قطعی یک کلید در یک ساق از اینورتر

۲- خطای قطعی دو کلید در یک ساق اینورتر (قطع شدن یک فاز)

۳- خطای قطع شدن دو کلید در دو ساق مختلف، یکی در بالا و دیگری در پایین ساق

۴- خطای قطع شدن دو کلید در دو ساق مختلف، هردو در بالا و یا هر دو در پایین ساق

۵- خطای قطع شدن سه کلید در دو ساق مختلف، به عبارتی قطع یک فاز و خطا در یک کلید از ساق دیگر

موقعیت کلیدها در اینورتر، در بلوک دیاگرام محرکه موتور سنکرون آهنربای دائم در شکل ۱۲-۷ نشان داده شده است.

۳-۳-۷- روش‌های جبران افت گشتاور و کاهش ریپل در صورت قطع یک ساق اینورتر

در مرجع [۱۳۸] از ساق چهارم در اینورتر که به نقطه نول سیم‌پیچی ستاره در استاتور موتور سنکرون آهنربای دائم وصل است، استفاده شده است (شکل ۱۳-۷). در حالت وقوع خطا در یک ساق اینورتر، مثلا ساق متصل به فاز a، این ساق ایزوله می‌شود و ساق چهارم به مدار وارد می‌شود. هدف‌گذاری انجام شده این است که مقدار ولتاژها و جریان‌های موتور در محور d و q قبل و بعد از وقوع خطا با هم برابر باشد؛ به این ترتیب، گشتاور موتور افت نمی‌کند.

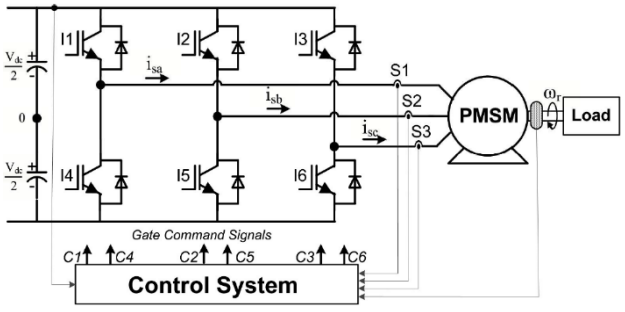
اگر از کنترلر PI برای تعیین مقدار مرجع ولتاژ در دو محور d و q (u_{dq}) استفاده شود، بعد از وقع خطا و حذف ساق متصل به فاز (مثلا a)، ولتاژ مرجع در حالت جدید (u^*_{dq}) به صورت جدید در می‌آید:

$$u_{dq}^{*} = u_{dq} + \frac{2}{3}\omega\left[(\lambda_m + (L_d - L_\sigma)i_d)\sin(\theta) + \left(L_q - L_\sigma\right)i_q\cos(\theta)\right]e^{-j\theta} \qquad (۷-۲۷)$$

جدول ۵-۷: تغییرات شاخص‌ها با ایجاد خطا در کلیدهای مختلف اینورتر

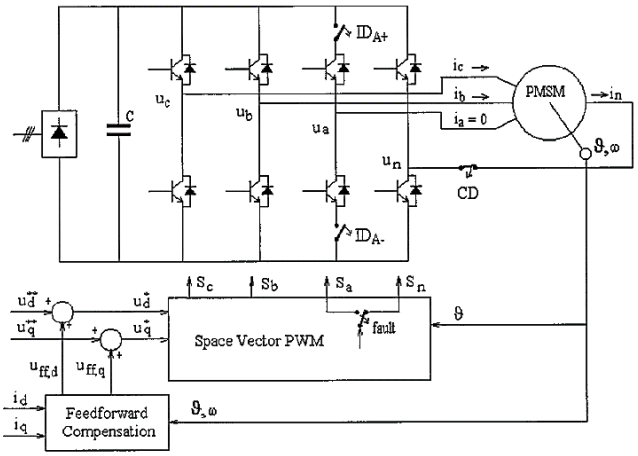
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

	Diagnosis Variables	δ_{sa}	δ_{sb}	δ_{sc}	i_{saAv}	i_{sbAv}	i_{scAv}	$i_{sa}+i_{sb}+i_{sc}=$
	Healthy Operation	-0.555	-0.555	-0.555	0	0	0	0
	Fault Operation							
	Faulty Switch(es)							
	Single Switch	δ_{sa}	δ_{sb}	δ_{sc}	i_{saAv}	i_{sbAv}	i_{scAv}	$i_{sa}+i_{sb}+i_{sc}=$
1	I1	-0.4	-0.9	-0.4	-	0	0	0
2	I2	-0.4	-0.4	-0.9	+	0	0	//
3	I3	-0.9	-0.4	-0.4	0	-	0	//
4	I4	-0.4	-0.9	-0.4	0	+	0	//
5	I5	-0.4	-0.4	-0.9	0	0	+	//
6	I6	-0.9	-0.4	-0.4	0	0	-	//
	Open Phase							
7	I1 I4	0	-2	0	0	0	0	0
8	I2 I5	0	0	-2	0	0	0	//
9	I3 I6	-2	0	0	0	0	0	//
	Multiple Switches							
	Case I							
10	I1 I5	-0.75	-0.5	-0.4	-	+	0	0
11	I1 I6	-0.5	-0.4	-0.75	-	0	+	//
12	I2 I6	-0.4	-0.75	-0.5	0	-	+	//
13	I2 I4	-0.75	-0.5	-0.4	+	-	0	//
14	I3 I4	-0.5	-0.4	-0.75	+	0	-	//
15	I3 I5	-0.4	-0.75	-0.5	0	+	-	//
	Case II							
16	I1 I2	0.25	-1.2	-0.8	-	-	+	0
17	I1 I3	-1.2	-0.8	0.25	-	+	-	//
18	I2 I3	-0.8	0.25	-1.2	+	-	-	//
19	I4 I5	0.25	-1.2	-0.8	+	+	-	//
20	I4 I6	-1.2	-0.8	0.25	+	-	+	//
21	I5 I6	-0.8	0.25	-1.2	-	+	+	//
	Case III							
22	I1 I4 I2/I6	0	-2	0	0	-	+	0
23	I1 I4 I3/I5	0	-2	0	0	+	-	//
24	I2 I5 I3/I4	0	0	-2	+	0	-	//
25	I2 I5 I6/I1	0	0	-2	-	0	+	//
26	I3 I6 I1/I5	-2	0	0	+	-	0	//
27	I3 I6 I2/I4	-2	0	0	-	+	0	//



شکل ۱۲-۷: بلوک دیاگرام محرکه موتور سنکرون آهنربای دائم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۳-۷: مدار پیشنهادی برای ایجاد قابلیت تحمل خطاهای درایو موتور

که L_d و L_q و i_d و i_q، به ترتیب اندوکتانس‌ها و جریان محورهای d و q است. L_σ اندوکتانس پراکندگی و θ زاویه قاب مرجع سنکرون با روتور است. بر اساس این رابطه، بعد از وقوع خطا و حذف ساق، یک مولفه متناوب در ولتاژ مرجع محورهای d و q تولید می‌شود که برای حذف آن از جبران‌ساز پیش‌خورد[1] به صورت زیر استفاده می‌شود:

$$u_{ff,d} = f\left(i_d, i_q, \omega, \theta\right)\cos(\theta) \qquad (۷-۲۸)$$

$$u_{ff,q} = -f\left(i_d, i_q, \omega, \theta\right)\sin(\theta) \qquad (۷-۲۹)$$

$$f\left(i_d, i_q, \omega, \theta\right) = \frac{2}{3}\omega\left[\left(\lambda_m + (L_d - L_\sigma)i_d\right)\sin(\theta) + \left(L_q - L_\sigma\right)i_q\cos(\theta)\right] \qquad (۷-۳۰)$$

با انجام این کار، خروجی کنترلر (u^{**}_{dq}) برابر خروجی آن قبل از وقوع خطا (u_{dq}) است. به این ترتیب، جریان i_d و i_q تفاوتی با قبل از وقوع خطا نخواهد داشت.

در مرجع [۱۳۹] عنوان شده است که با این روش کنترل، هر چند گشتاور و سرعت موتور حفظ می‌شود، اما جریان فازهای استاتور $\sqrt{3}$ برابر و جریان نول ۳ برابر افزایش می‌یابد این مساله از دیدگاه صنعتی و اقتصادی مهم است؛ با فرض نبودن محدودیت در ظرفیت درایو موتور، مقادیر مرجع جریان در سیستم کنترل، بعد از وقوع خطا (در فاز a) به صورت زیر است:

$$i_b^* = \sqrt{3}i_q^* sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3}i_d^* cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \qquad (۷-۳۱)$$

$$i_c^* = \sqrt{3}i_q^* sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3}i_d^* cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \qquad (۷-۳۲)$$

[1] Feed forward

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$i_n^* = 3i_0^* = 3\left[i_q^* sin(\theta) - i_d^* cos(\theta)\right] \quad (۷-۳۳)$$

همچنین، در حالت وقوع خطا، وقتی موتور به روش کنترل برداری، کنترل می‌شود، بردارهای ولتاژ به صورت نشان داده شده در جدول ۶-۷ خواهد بود. با توجه به این اطلاعات، محدودیت‌های ولتاژ و جریان مشخص خواهد شد. این محدودیت‌ها، به خصوص در ناحیه تضعیف شار موتور، از اهمیت زیادی برخوردار خواهد بود.

محدودیت‌های ولتاژ با توجه به نامساوی‌های زیر مشخص می‌شود:

$$\begin{cases} |u_{bn}| = |u_b - u_n| \le u_{dc} \\ |u_{cn}| = |u_c - u_n| \le u_{dc} \\ |u_{bc}| = |u_b - u_c| \le u_{dc} \end{cases} \quad (۷-۳۴)$$

محدودیت‌های جریان نیز از دایره $i_d^2+i_q^2 = i^2$ مشخص می‌شود. این محدودیت‌ها در شکل ۷-۱۴ برای سرعت‌های ۱ و ۲ پریونیت نشان داده شده است.

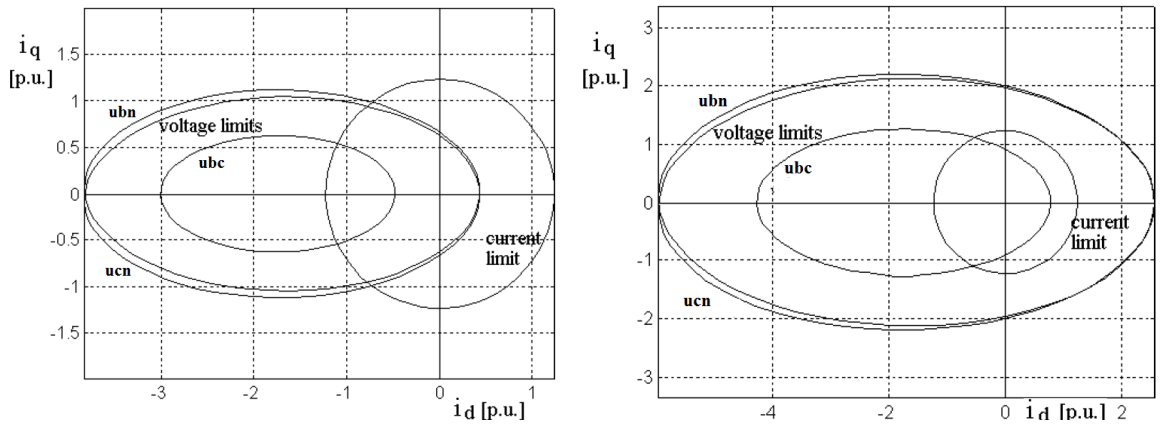
جدول ٦-۷: بردارهای ولتاژ در موتور سه فاز با سیم‌بندی ستاره که نول آن به ساق چهارم اینورتر متصل است

Voltage Vector	u_n	u_b	u_c	u_{bn}	u_{cn}	u_α	u_β
1	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}$	$-u_{dc}$	$2u_{dc}/3$	0
2	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	0	$-u_{dc}$	$u_{dc}/3$	$u_{dc}/\sqrt{3}$
3	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	u_{dc}	0	$-u_{dc}/3$	$u_{dc}/\sqrt{3}$
4	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	u_{dc}	u_{dc}	$-2u_{dc}/3$	0
5	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	0	u_{dc}	$-u_{dc}/3$	$-u_{dc}/\sqrt{3}$
6	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}$	0	$u_{dc}/3$	$-u_{dc}/\sqrt{3}$
7	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	0	0	0	0
8	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	0	0	0	0

در مرجع [۱۴۰] برای کاهش ریپل گشتاور موتور سنکرون آهنربای دائم سه فاز در خالتی که اتصال کوتاه حلقه به حلقه در بخشی از یک فاز استاتور رخ داده است، پیشنهاد شده است که جریان اضافی i_0 به صورت زیر در فازهای استاتور تزریق شود:

$$i_a^{'*} = i_a^* + 2i_0 \quad (۷-۳۵)$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۴-۷: محدودیت‌های ولتاژ و جریان فازها در موقع وقوع خطا در الف) ω = 1 pu. و ب) ω = 2 pu.

$$i_b^{*} = i_b^{*} - i_0 \qquad (۷-۳۶)$$

$$i_c^{*} = i_c^{*} - i_0 \qquad (۷-۳۷)$$

که جمله اول در سمت راست روابط فوق، خروجی سیستم کنترل موتور به روش FOC و در حالت سالم است. پس از وقوع خطا، روش کنترل موتور از FOC به کنترل هسیترزسیس تغییر می‌کند و جریان‌ها به صورت فوق در سیم‌پیچی‌های استاتور تزریق می‌شود. فرض شده است که خطا در فاز a سیم‌پیچی استاتور رخ داده است. در این حالت رابطه گشتاور موتور به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$T_e = K\left(i_a^{*}\sin\theta + i_b^{*}\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c^{*}\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + K\left(-3i_0 - i_f\mu_{sc}\right) \qquad (۷-۳۸)$$

که K ضریب ثابت وابسته به ساختار موتور، i_f جریان خطا و μ_{sc} نسبت تعداد حلقه‌های اتصال کوتاه شده به کل حلقه‌های فاز است. جمله اول در سمت راست رابطه فوق، گشتاور موتور در حالت سالم است که مقدار ثابتی دارد؛ برای رفع اثر خطا در گشتاور موتور، نیاز است که جمله دوم موتور برابر صفر باشد. به عبارتی، مقدار i_0 به نحوی انتخاب شود که جمله دوم صفر باشد. به کمک رابطه ولتاژی در فاز دارای اتتال کوتاه (شکل ۱۵-۷) مقدار جریان تزریقی اضافی محاسبه می‌شود؛ با فرض i0 = Asin(θ+B)، داریم:

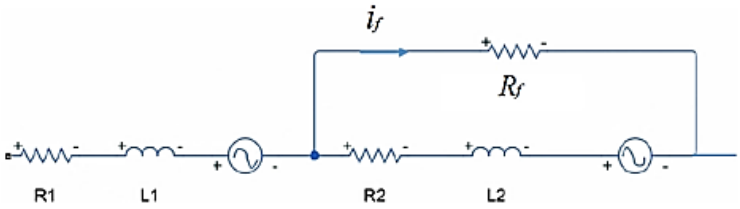
$$A = -\frac{\mu_{sc}}{3}\frac{\sqrt{K_4^2 + K_5^2}}{\sqrt{K_2^2 + K_3^2}},\quad B = arctan\frac{K_5}{K_4} - arctan\frac{K_3}{K_2} \qquad (۷-۳۹)$$

$$K_1 = L_{as2} + M_{a1a2} - \mu_{sc}M \qquad (۷-۴۰)$$

$$K_2 = r_f + R_{a2}\left(1 - \frac{2}{3}\right)\mu_{sc} \quad (۷-۴۱)$$

$$K_2 = r_f + R_{a2}\left(1 - \frac{2}{3}\mu_{sc}\right), \qquad K_3 = \omega_e\left(L_{as2} - \frac{2}{3}\mu_{sc}K_1\right) \quad (۷-۴۲)$$

$$K_4 = \mu_{sc}K_{emf}\omega_e, \qquad K_5 = K_1 i_{as}\omega_e \quad (۷-۴۳)$$



شکل ۱۵-۷: مدل مداری خطا در سیم‌پیچی فاز استاتور

عنوان شده است که این روش کنترل موتور، می‌توان در عین حفظ گشتاور موتور، ریپل گشتاور را نیز کاهش دهد. همچنین، با تحلیل حساسیت روش پیشنهادی نسبت به پارامترهای r_f و μ_{sc}، این تیجه به دست آمد که هرچه تشخیص مقدار شدت خطا بهتر باشد، ریپل گشتاور موتور کمتر است. همچنین، اگر خطای تخمین پارامترهای موتور زیاد باشد، ریپل گشتاور موتور، از زمانی که این روش افزایش تحمل خطا اعمال نشده است، نیز می‌تواند بیشتر شود.

از جمله مشکلاتی که پس از رخ دادن اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی یک فاز استاتور رخ می‌دهد، افزایش دمای موتور به دلیل افزایش تلفات اهمی ناشی از این اتصال کوتاه است. در مرجع [۱۴۱] تلاش شده است که با حفظ گشتاور موتور، تلفات مسی موتور نیز افزایش نیابد. برای این منظور، فرض شده است که به کمک سیستم کنترل، مولفه منفی جریان موتور ناشی از اتصال کوتاه حذف شود و جریان سه فاز متعادل، به صورت زیر، در سیم‌پیچی‌های استاتور تزریق شود:

$$i_a = -I_q \sin\theta + I_d \cos\theta \quad (۷-۴۴)$$

$$i_b = -I_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (۷-۴۵)$$

$$i_b = -I_q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + I_d \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (۷-۴۶)$$

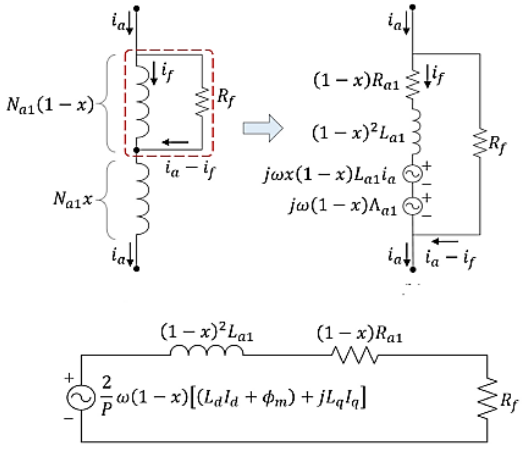
تلفات مسی در فازی که خطا در آن وجود دارد، به حداکثر مقدار مجاز آن (که وابسته به عواملی مانند ساختار تهویه موتور، اندازه موتور و غیره است) محدود می‌شود. تلفات مسی بر حسب پارامترهای خطا (شکل ۱۶-۷) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$P_{loss} = P_{loss,ITF} + P_{loss,healthy}$$
$$= \frac{2}{P^2}\frac{\omega^2\left[\left(I_q I_d + \phi_m\right)^2 + \left(L_q I_d\right)^2\right]}{f_{x,R}^2 + \omega^2 L_{a1}^2} f_{x,R} + \frac{3}{2}\left(I_d^2 + I_q^2\right)\frac{R_{a1}P}{2} \quad (۷-۴۷)$$
$$- \left(I_d^2 + I_q^2\right)(1-x)R_{a1}$$

که x مقداری از سیم‌پیچی (بر حسب درصد) است که سالم است، P تعداد قطب‌های موتور و φ_m شار آهنربا است. شاخص شدت خطای اتصال کوتاه ($f_{x,R}$) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f_{x,R}(x, R_f) = \frac{R_f}{(1-x)^2} + \frac{R_{a1}}{(1-x)} \quad (۷-۴۸)$$



شکل ۱۶-۷: مدل خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه و مدارهای معادل آن

گشتاور متوسط موتور در حالت خطا، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$T_{ITF,ave} \approx \frac{3P}{4}\left[\phi_m(1-\mu_1) + \left(L_d - L_q\right)I_d\right]I_q - \mu_2 \quad (۷-۴۹)$$

$$\mu_1 = \frac{4}{3}\frac{\omega^2 L_{a1} L_q}{P^2\left(f_{x,R}^2 + \omega^2 L_{a1}^2\right)} \quad (۷-۵۰)$$

$$\mu_2 = \frac{\omega\phi_m^2 f_{x,R}}{P\left(f_{x,R}^2 + \omega^2 L_{a1}^2\right)} \quad (۷-۵۱)$$

در مرحله بعد، با تلفیق روابط (۷-۴۷) و (۷-۴۹)، و رابطه گشتاور موتور بر حسب I_d محاسبه می‌شود:

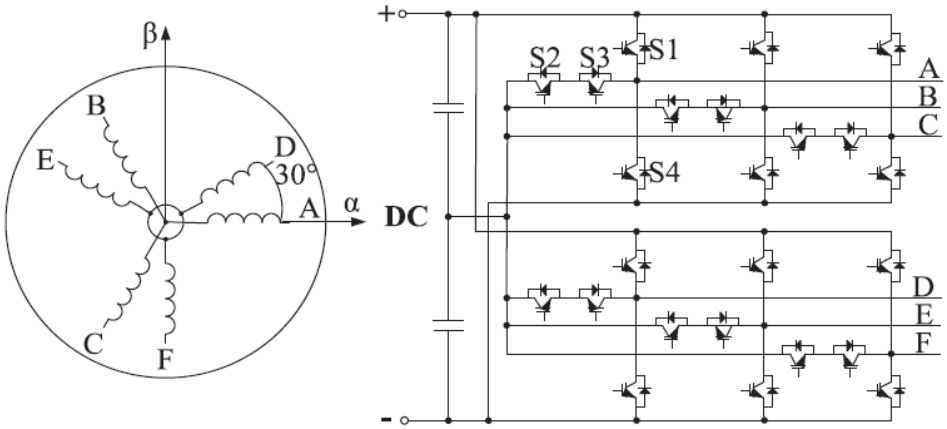
$$T_{ITF,ave} = \frac{3Pb}{4a}\sqrt{\frac{\alpha}{4}I_d^4 + \frac{\beta}{3}I_d^3 + \frac{\gamma}{2}I_d^2 + \delta I_d} - \mu_2 \quad (۷-۵۲)$$

به ازای یک گشتاور ثابت، می‌توان حداقل تلفات موتور را مشتق گرفتن از رابطه فوق محاسبه کرد. به این ترتیب، جریان‌های تزریقی به سیم‌پیچی فازهای موتور محاسبه می‌شود.

۴-۳-۷- محرکه‌های چند فازه

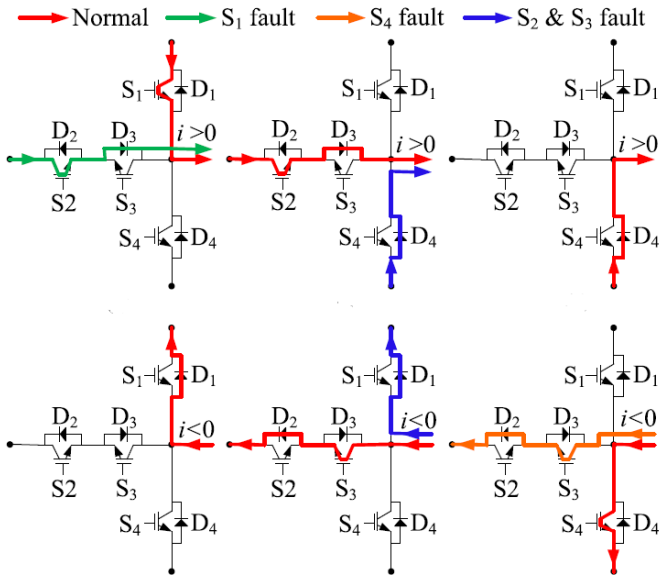
یکی از راهکارهای مهم ایجاد قابلیت تحمل خطا در محرکه‌های الکتریکی، افزایش تعداد فازهای موتور است. با این کار، علاوه بر ایجاد قابلیت تحمل خطا، تنش جریانی بر روی کلیدهای اینورتر کاهش می‌یابد، نوسانات ولتاژ لینک دی‌سی کاهش می‌یابد و ریپل گشتاور موتور نیز کم می‌شود. استفاده از دو دسته سیم‌پیچی سه‌فاز مجزا از هم که با هم اختلاف فاز فضائی دارند، نیز همین کارکرد را دارد. در مرجع [۱۴۲] این روش برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتور سنکرون آهنربای دائم پیشنهاد شده است؛ در شکل ۱۷–۷ دیده می‌شود که هر یک از دو دسته سیم‌پیچی سه فاز با یک اینورتر سه فاز مجزا تغذیه می‌شود. در این ساختار اینورتر که 3L-T نام‌گذاری شده است، در صورت وقوع خطا در کلیدها، مسیر جایگزین برای تغذیه فازهای موتور وجود دارد. به عنوان نمونه، در شکل ۱۸–۷ برخی از این حالت‌های خطا و مسیرهای جایگزین در اینورتر اشاره شده است.

در مرجع [۱۲۱] دو ساختار برای موتور آهنربای دائم با قابلیت تحمل خطا پیشنهاد شده است که در شکل ۱۹–۷ نشان داده شده است. این موتورها در ۵ فاز، ۲۰ شیار، ۱۸ قطب و با سیم‌پیچی تک لایه (قسمت الف شکل) و سیم‌پیچی دولایه (قسمت ب شکل) طراحی شده است. مزیت ساختار با سیم‌پیچی تک لایه این است که تماسی بین فازها وجود ندارد، اما در مقابل، مقدار عکس‌العمل آرمیچر در آن زیاد است.

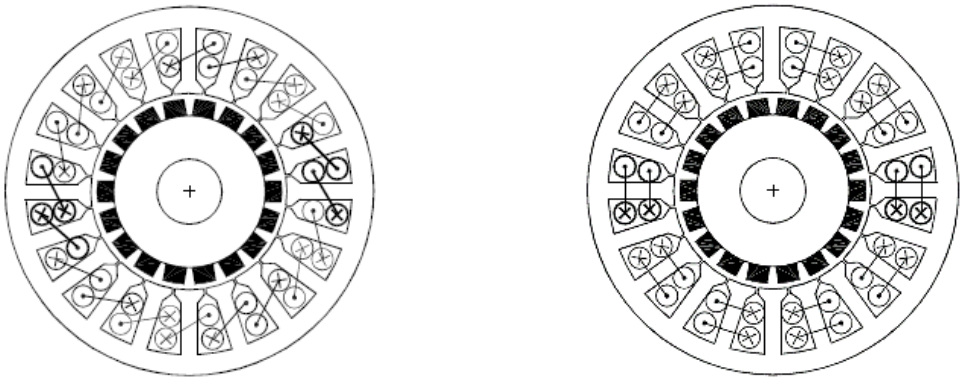


شکل ۱۷–۷: موتور سنکرون آهنربای دائم با دو دسته سیم‌پیچی و دو اینورتر با ساختار 3T-L

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۸-۷: برخی از حالت‌های خطا در کلیدها و مسیرهای جایگزین برای تغذیه فازهای موتور



(ب) **(الف)**

شکل ۱۹-۷: دو ساختار برای موتور آهنربای دائم با قابلیت تحمل خطا

در مرجع [۱۴۳] روش ایجاد قابلیت تحمل خطا در درایو این دو موتور، زمانی که یک فاز و یا دو فاز غیر مجاور قطع شوند، بررسی شده است. بررسی‌ها نشان می‌دهد که با قطع شدن یک فاز، مقدار متوسط ولتاژ به اندازه ۲۰ درصد کاهش و ریپل آن تا ۵۰ درصد مقدار گشتاور متوسط افزایش می‌یابد. برای حل این مشکل، اگر فاز a قطع شده باشد، جریان فازهای دیگر را می‌توان به نحوی تغییر داد که ریپل گشتاور کاهش یابد؛ به این صورت که دامنه گشتاورها ثابت می‌ماند و فازها به نحوی تغییر می‌کند که $i_e = -i_c$ و $i_b = -i_d$. افزودن هارمونیک سوم به این جریان‌ها، به صورت زیر، باعث کاهش بیشتر ریپل گشتاور هر دو ساختار می‌شود.

$$i_b = I_1 cos(\varphi_b + \alpha_i^e + \beta) + I_3 \cos 3(\varphi_b + \alpha_i^e + \beta) \quad (۷-۵۳)$$

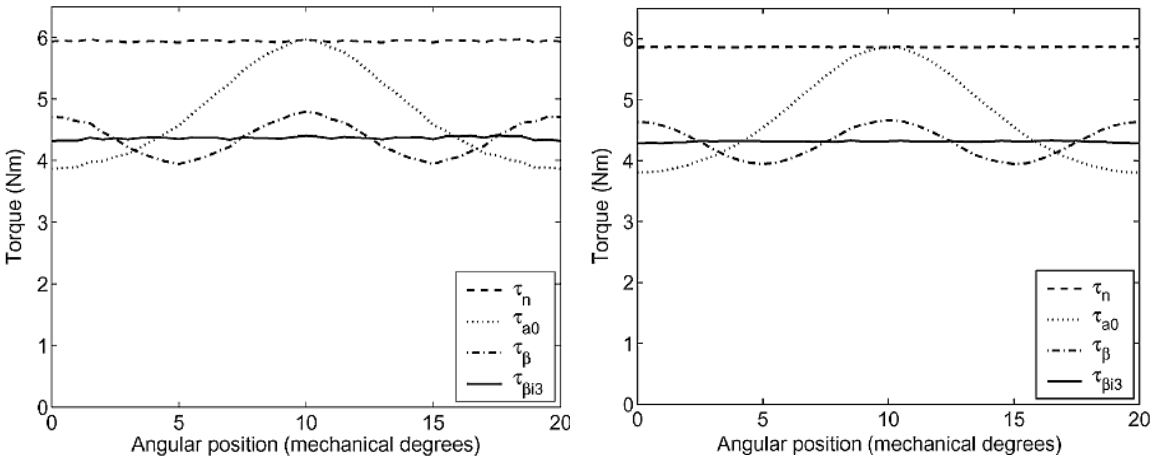
$$i_c = I_1 cos\left(\varphi_c + \alpha_i^e - \beta + \frac{\pi}{5}\right) + I_3 \cos 3\left(\varphi_c + \alpha_i^e - \beta + \frac{\pi}{5}\right) \quad (۷-۵۴)$$

$$i_d = I_1 cos\left(\varphi_d + \alpha_i^e + \beta - \frac{\pi}{5}\right) + I_3 \cos 3\left(\varphi_c + \alpha_i^e + \beta - \frac{\pi}{5}\right) \quad (۷-۵۵)$$

$$i_e = I_1 cos(\varphi_e + \alpha_i^e - \beta) + I_3 \cos 3(\varphi_e + \alpha_i^e - \beta) \quad (۷-۵۶)$$

در این روابط، فاز هر جریان به صورت $\varphi_i = \omega t - k_m\pi/5$ است که $k_m = 1, \ldots, 4$ و β به کمک رابطه تحلیل محاسبه گشتاور موتور، با هدف حذف هارمونیک‌های مورد نظر به دست می‌آید.

با این طریق تغذیه فازها، هارمونیک‌های دوم و چهارم گشتاور حذف می‌شود و همچنان، مجموع جریان‌ها نیز برابر با صفر است. اثر این تغییرات برای موتور با سیم‌پیچی تک لایه و موتور با سیم‌پیچی دو لایه در شکل ۲۰-۷ نشان داده شده است. در این شکل‌ها، τ_n گشتاور نامی موتور، τ_{a0} گشتاور موتور با قطع شدن فاز a، τ_β گشتاور موتور به صورت $i_e = -i_c$ و $i_b = -i_d$ و $\tau_{\beta i3}$ گشتاور موتور با افزودن هارمونیک سوم است.



شکل ۲۰-۷: تغییرات گشتاور موتور در موتور الف) با سیم‌بندی دو لایه و ب) با سیم‌بندی تک لایه

فرایند مشابهی نیز برای حالتی که دو فاز (مجاور و غیر مجاور) قطع شوند، در این مرجع بررسی شده است و نتایج مشابه روش فوق‌الذکر به دست آمده است.

در مرجع [۱۴۴] فرض شده است که جریان موتور پنج فاز، دارای دو مولفه هارمونیکی اصلی و سم باشد:

$$i_n(t) = i_{h1} \sin\left(\omega t - \frac{(n-1)2\pi}{5}\right) + i_{h3} \sin 3\left(\omega t - \frac{(n-1)2\pi}{5}\right) \quad (۷-۵۷)$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

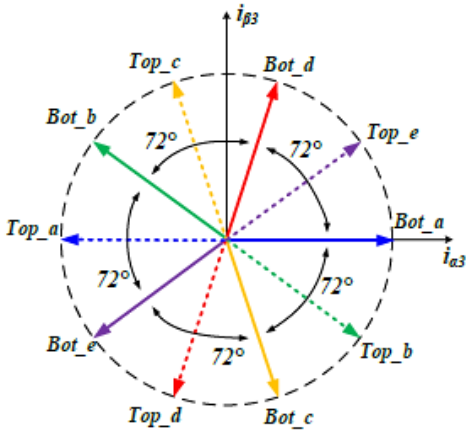
که n یکی از فازها، از a تا e است. با انتقال این جریان‌ها به فضای دو محوری αβ و جدا کردن هارمونیک سوم، تانژانت زاویه فازی که در آن کلید قطع شده است، برابر نسبت متوسط جریان هارمونیک سوم محور α به متوسط جریان هارمونیک سوم محور β است.

$$d_{n-ref} = \text{atan}\left(\frac{A_{v3\alpha}}{A_{v3\beta}}\right) \quad (۷-۵۸)$$

$$A_{v3\alpha} = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} i_{\alpha 3}(t)dt \quad (۷-۵۹)$$

$$A_{v3\beta} = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} i_{\beta 3}(t)dt \quad (۷-۶۰)$$

که n فازهای موتور از a تا e و k نیز برابر ۱، ۴، ۲، ۵ و ۳ به ترتیب، متناظر با فازهای موتور است. در شکل ۲۱-۷ نمایش جهت‌های مرجع (d_{n-ref}) در دو محور $i_{\alpha 3}$-$i_{\beta 3}$ است.



شکل ۲۱-۷: نمایش جهت‌های مرجع (d_{n-ref}) در دو محور $i_{\alpha 3}$-$i_{\beta 3}$

معرفی موتورهای سنکرون رلوکتانسی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۸- مقدمه

در این فصل ساختارهای مختلف موتورهای سنکرون رلوکتانسی، مزیت‌ها و معایب این موتورها بررسی می‌شوند و انواع خطاهایی که تاکنون در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شده است، معرفی می‌شود. در فصل‌های آینده این خطاها، به تفصیل، بررسی می‌شود.

۲-۸- ساختارهای مختلف موتور سنکرون رلوکتانسی

موتورهای سنکرون رلوکتانسی امروزی، دارای دو ساختار کلی هستند که بر اساس نحوه قرار گرفتن ورقه‌های روتور، به صورت زیر دسته‌بندی می‌شوند:

۱- موتورهای سنکرون رلوکتانسی با روتور عرضی[۱]

۲- موتور سنکرون رلوکتانسی با روتور محوری[۲]

در روتورهای عرضی، شکل و اندازه ورقه‌ها یکسان است و ورقه‌ها به صورت عرضی و در راستای محور، روی هم قرار می‌گیرند. روتور این نوع موتور به روتور چند مانعی[۳] نیز شناخته می‌شود. در انتهای موانع شار، اتصالات فولادی به نام پل[۴] قرار دارد. این قسمت از روتور، روتور را در مقابل نیروی گریز از مرکز در سرعت‌های زیاد مستحکم می‌کند. شکل ۱-۸ یک موتور سنکرون رلوکتانسی با روتور عرضی را نشان می‌دهد [۱۴۵].

روتور موتورهای سنکرون رلوکتانسی محوری از ورقه‌های فولادی که به شکل U وV در راستای شعاعی روی هم قرار می‌گیرند، ساخته می‌شود. در این نوع روتور، اندوکتانس در راستای برجستگی قطب‌ها (محورd) بیشتر از جهت خم‌شدگی است (محور q). در این نوع روتورها، جنس ورقه‌های روتور از فولادهای جهت‌دار[۵] است که از نظر الکتریکی نسبت به هم عایق‌اند. این ورقه‌ها به وسیله نگهدارنده قطب‌ها به قسمت مرکزی یا محور موتور متصل می‌شوند. شکل ۲-۸ روتور یک موتور سنکرون

[1] - Transversally Laminated Anisotropic(TLA)

[2] - Axially Laminated Anisotropic(ALA)

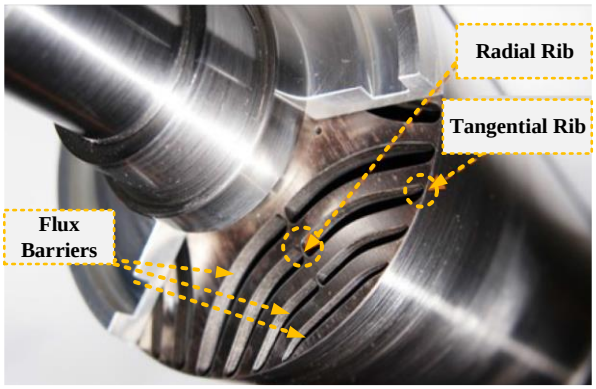
[3] -Multi Barrier

[4] -Rib

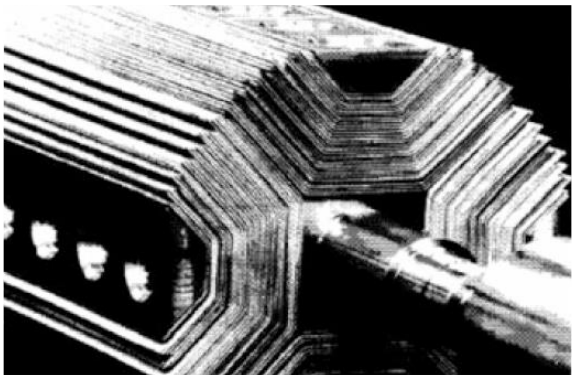
[5] Grain-Oriented Lamination

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

رلوکتانسی ۷/۵ کیلوواتی با ساختار محوری را نشان می‌دهد. مزیت اصلی این نوع روتور، قابلیت افزایش تعداد موانع شار در هر قطب است. افزایش تعداد موانع شار در هر قطب، منجر به افزایش ضریب برجستگی و عملکرد بهتر موتور می‌شود [۱۴۶].



شکل ۱-۸: ساختار روتور یک موتور سنکرون رلوکتانس عرضی



شکل ۲-۸: ساختار روتور موتور سنکرون رلوکتانسی محوری (با ٦٢ ورق به ضخامت ۰/۵ mm در هر قطب)

آن چه که از مقایسه این دو ساختار می‌توان دریافت آن است که مدل عرضی در بسیاری از کاربردها به دلیل قیمت کم و سادگی ساخت و همچنین، تلفات آهنی کمتر، به مدل محوری ترجیح داده می‌شود. از این رو، مدل محوری نسبت به مدل عرضی در مقالات و تحقیقات کمتر دیده می‌شود.

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۲-۸- مزایا و معایب موتورهای سنکرون رلوکتانسی

استاتوری که در ساخت این موتورها مورد استفاده قرار می‌گیرد، مانند موتورهای القایی است. اما مهم‌ترین مزیت آن، حذف تلفات مسی روتور است که قابلیت کار در گشتاوری بیشتر نسبت به موتورهای القایی فراهم می‌آورد. مهم‌ترین مزایای این نوع موتورها عبارتند از [۱۴۶]:

- هزینه ساخت کم به دلیل عدم استفاده از مواد آهنربای کمیاب خاکی
- نسبت گشتاور به آمپر نسبتا زیاد
- عدم حساسیت به دما در شرایط کار دائم به دلیل حذف تلفات مسی روتور و نداشتن تلفات جریان گردابی آهنربای دائم
- کنترل پذیری آسان موتور در همه نواحی کارکرد
- داشتن استاتور و مدار اینورتر مشابه موتورهای القایی
- داشتن ناحیه تضعیف میدان بزرگ[1]، البته در صورتی که ضریب برجستگی موتور بزرگ باشد و یا از حجم کمی از آهنربای دائم در روتور استفاده شود.

در کنار مزیت‌هایی که موتورهای سنکرون رلوکتانسی را به یک رقیب جدی برای موتور القایی تبدیل کرده است، این موتور معایبی نیز دارد که عمده‌ترین آن‌ها عبارتند از [۱۴۶]:

- ضریب توان، چگالی گشتاور و توان کم نسبت به موتورهای آهنربای دائم
- استحکام مکانیکی کم برای کار در سرعت‌های زیاد به دلیل وجود موانع شار متعدد
- وجود رابطه غیر خطی بین گشتاور و جریان استاتور
- حساسیت زیاد ریپل گشتاور به پارامترهای هندسی روتور
- نداشتن روش جامع و استاندارد برای طراحی

پارامترهای عملکردی موتورهای سنکرون رلوکتانسی از جمله ضریب توان وابسته به نسبت برجستگی موتور است. دسترسی به نسبت برجستگی بیشتر از ۱۰ ، عمدتا در مدل محوری امکان‌پذیر است [۱۴۶]. راهکار دیگر برای بهبود ضریب توان، افزودن

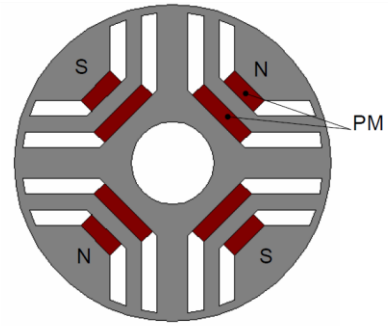
[1] Constant Power Speed Range (CPSR)

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

حجم کمی از آهنربای دائم ارزان قیمت است. این نوع موتورها که بعد از افزودن آهنربای دائم با نام موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی[1] شناخته می‌شوند، این قابلیت را دارند که در ضریب توان مشابه موتورهای سنکرون آهنربای دائم کار کنند.

۲-۲-۸- افزودن آهنربای دائم به موتورهای سنکرون رلوکتانسی

برای بهبود عملکرد موتورهای سنکرون رلوکتانسی به موانع شار موجود در روتور، آهنربا اضافه می‌شود. هر دو نوع ساختار عرضی و محوری قابلیت افزودن آهنربا را دارند. این موتورها بعد از افزودن آهنربا با نام موتورهای سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی شناخته می‌شوند. شکل ۳-۸ ساختار این نوع موتور را نشان می‌دهد. به‌طور معمول، جهت قطب‌های آهنربای دائم برای موتور سنکرون رلوکتانسی طوری انتخاب می‌شود که شار ناشی از جریان استاتور را در راستای محور q و در شرایط نامی خنثی کند.



شکل ۳-۸: ساختار یک موتور ٤ قطب رلوکتانسی عرضی با آهنربای دائم کمکی

لازم به ذکر است که در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، بیشترین مقدار گشتاور به دلیل اختلاف رلوکتانس بین محورهای d و q تولید می‌شود و وظیفه آهنرباها، بهبود ضریب توان موتور، به خصوص در سرعت‌های بالا است [۱۴۷]. به عبارت دیگر، به طور معمول هر چه نسبت برجستگی در این نوع موتورها بیشتر باشد، به آهنربای دائم کمتری برای بهبود عملکرد آن‌ها نیاز خواهد بود [۱۴۶]. نکته دیگر آن که، برخلاف موتورهای آهنربای دائم داخلی که در آن‌ها مقدار قابل توجهی از شار مغناطیس کننده موتور از آهنرباهای دائم تامین می‌شود و شار ناشی از جریان استاتور به عنوان یک شار عکس‌العمل و ناخواسته است، در موتورهای سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی، مقدار شار آهنربای دائم بسیار کمتر از شار نامی موتور است. این موضوع سبب می‌شود که موتورهای سنکرون رلوکتانسی برای کاربردهایی که به تضعیف میدان زیادی نیاز دارند، مناسب باشند.

[1] - Permanent Magnet Assisted synchronous Reluctance motor (PMASynRM)

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

بر خلاف موتورهای سنکرون رلوکتانسی معمول که موانع شار در داخل روتور آنها بهتر است به صورت دایره‌ای شکل و در مسیر شار طراحی گردند، در موتورهای سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی، این شکاف‌ها بیشتر به صورت مجموعه‌ای از خطوط شکسته طراحی می‌شوند تا نیاز به استفاده از آهنرباهای خمیده که هزینه ساخت موتور را بالا می‌برند، نباشد [۱۴۸].

۳-۸- بررسی خطا در موتور سنکرون رلوکتانسی

بررسی مقالات ارایه شده در زمینه انواع خطاها در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، نشان می‌دهد که عمده آن‌ها مربوط به ده سال اخیر است و به همین دلیل، حجم مطالب موجود در زمینه بررسی انواع خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی قابل توجه نیست. به دلیل مشابهت ساختار استاتور موتورهای سنکرون رلوکتانسی و القایی و همچنین، مشابهت با ساختار موتورهای سنکرون آهنربای دائم، مقاله‌های ارایه شده در زمینه عیب‌یابی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، از مقاله‌های بررسی خطا در موتور القایی و سنکرون آهنربای دائم ایده گرفته‌اند و سعی در بسط دادن شیوه‌های ارائه شده در آن‌ها به موتورهای سنکرون رلوکتانسی داشته‌اند. در یک نگاه کلی، موضوع‌های مطرح شده در مقاله‌های مربوط به تشخیص خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، به سه دسته زیر تقسیم می‌شوند:

۱- خطاهای مکانیکی؛ فقط انواع خروج از مرکز در این دسته از خطاها در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شده‌اند.

۲- خطاهای الکتریکی؛ خطاهای مدار باز و اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های استاتور در این دسته از خطاها در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شده‌اند. همچنین، روش‌های افزایش تحمل این خطا نیز در برخی مراجع بررسی شده است.

۳- ارایه ساختار جدید برای تحمل خطاهای الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی

در این گزارش، مطالب ارائه شده در گزارش قبلی در این زمینه در سال ۱۳۹۷، با عنوان "تشخیص خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی" به روزرسانی شده است. مستندات بررسی شده در این گزارش مربوط به سال‌های ۲۰۱۷ به بعد است که تمامی آن‌ها در زمینه ارائه ساختارهای جدید (موتور و درایو) برای افزایش قابلیت تحمل خطاهای الکتریکی است و یا بررسی رفتار این ساختارها در مقابل عیوب الکتریکی.

تشخیص عیب‌های مکانیکی (خروج از مرکز) در موتورهای سنکرون رلوکتانسی

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۹-۱- مقدمه

خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی، مهم‌ترین خطاهای مکانیکی است که در زمینه موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شده است. از بررسی اثر این خطاها بر پارامترهای الکتریکی موتور سنکرون رلوکتانسی، برای تشخیص آن‌ها استفاده شده است که در این فصل، نتایج این بررسی‌ها، به تفصیل، مورد بررسی قرار می‌گیرند.

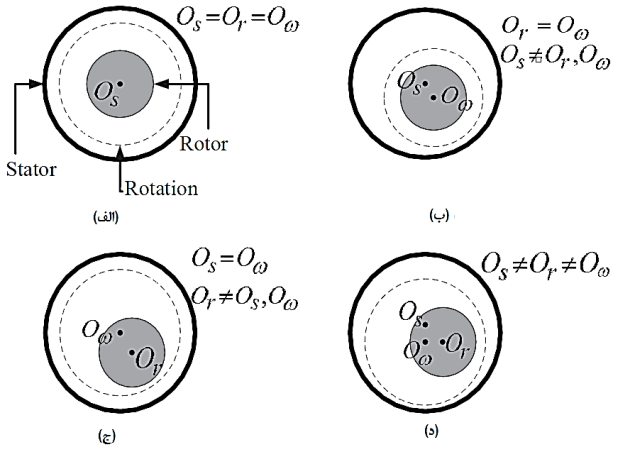
۹-۲- تشخیص خطای خروج از مرکز با بررسی طیف هارمونیک‌های جریان موتور

یکی از خطاهایی که پارامترهای مکانیکی و الکتریکی ماشین‌های الکتریکی را تحت تاثیر قرار می‌دهد، خطای خروج از مرکز است. خروج از مرکز، باعث ایجاد نیروهای مغناطیسی نامتعادل[1] شده و در نتیجه آن، لرزش، نویز صوتی، ساییدگی زودرس، خطا در یاتاقان‌ها و حتی ساییدگی در بین قطب‌های استاتور و رتور، می‌تواند به وجود آید. خطای خروج از مرکز به سه دسته استاتیک، دینامیک و مرکب تقسیم می‌شود [۱۴۹]. در خطای استاتیک با چرخش رتور، طول فاصله هوایی نامتقارن ثابت می‌ماند. در خطای دینامیک، با چرخش رتور طول فاصله هوایی نامتقارن، تغییر می‌کند. خطای مرکب نیز ترکیبی از خطاهای دینامیک و استاتیک است. شکل ۱–۹ حالت هم‌محور و ناهم‌محوری‌های مختلف را نشان داده است.

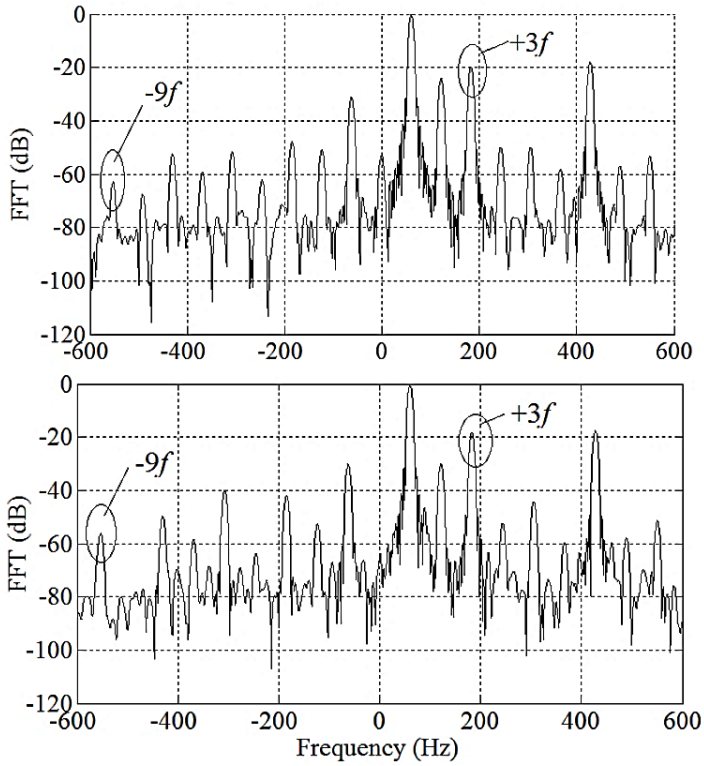
در مرجع [۱۵۰]، مدلسازی موتور سنکرون رلوکتانسی قطب برجسته بر اساس روش تابع سیم‌پیچ تغییر یافته[2] انجام شده و مشخصه فرکانسی جریان آن تحت خطای خروج از مرکز استاتیک استخراج شده است. تحلیل نتایج FFT طیف جریان خط موتور در حین خطای خروج از مرکز استاتیک نشان می‌دهد که هارمونیک‌های مضرب ۳ در طیف جریان خط موتور وجود دارد. در شکل ۲–۹ نمودار فرکانس‌های موجود در جریان موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز، چهار قطب، ۱۸۰۰ دور در دقیقه و با توان ۱.۵ اسب بخار در حالت عملکرد معمول و خطای خروج از مرکز استاتیک ۴۰ درصد نشان داده شده است. دیده می‌شود که فرکانس‌های $3f+$ و $9f-$ در حالت خطا افزایش یافته است. شایان ذکر است که فرکانس‌های مضرب ۳ زیادی در طیف جریان خط، در حالت عملکرد معمول موتور، مشاهده می‌شود که دلیل آن، وجود عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور است که در موقع خطایابی، لازم است فیلتر شوند.

[1] Unbalance Magnetic Pull

[2] Modified Winding Function Approach (MWFA)



شکل ۱-۹: موقعیت رتور، استاتور و مرکز چرخش در حالت الف) هم محور، ب) خطای استاتیک، ج) خطای دینامیک و د) خطای مرکب



شکل ۲-۹: هارمونیک‌های جریان خط موتور در دو حالت عملکرد معمول و خطای خروج از مرکز ۴۰ درصد

در مرجع [۱۵۱] با استفاده از روشی موسوم به MMF-specific permeance analysis، مولفه‌های فرکانسی در طیف جریان خط موتور سنکرون رلوکتانسی، با هدف تشخیص هر نوع خطای خروج از مرکز (شامل خروج از مرکز استاتیک، خروج از مرکز دینامیک و خروج از مرکز ترکیبی) بررسی شده است. عنوان شده است که فرکانس‌های موجود در جریان خط، در حالت سالم به صورت زیر است:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$f_{he} = (n \pm 6h) f \ , \quad n = 1,5,7,..... \quad h = 1,2,3,..... \qquad ۹-۱$$

در حالتی که خطای خروج از مرکز استاتیک رخ دهد، این فرکانس‌ها به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$f_{se} = \left(n \pm 6h \pm \frac{km}{p} \right) f \qquad \text{K=0, 1, 2, 3,…} \qquad \text{m=0, 2p, 4p, 6p} \qquad ۹-۲$$

همچنین، در حالتی که خطای خروج از مرکز دینامیک رخ دهد، فرکانس‌های جریان خط به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$f_{de} = (n \pm 6h) f \qquad ۹-۳$$

در این رابطه نیز تغییرات پارامترهای n و h مانند رابطه ۱-۹ است. از این رابطه، این نتیجه به دست می‌آید که خطای خروج از مرکز دینامیک، هیچ مولفه فرکانسی جدیدی را تولید نمی‌کند، بلکه هارمونیک‌های فرد موجود، مانند مولفه پنجم و هفتم، را اصلاح می‌کند. شاخص‌های اصلی که در این خطا بررسی می‌شوند، هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ است.

در صورت بروز خطای ترکیبی، جریان خط حاوی فرکانس‌های زیر است:

$$f_{me} = \left(n \pm 6h \pm \frac{km}{p} \right) f \qquad \text{K=0, 1, 2, 3 ,……} \qquad \text{m=0, 1, 2, 3} \qquad ۹-۴$$

بر اساس این رابطه، در حالت خطای خروج از مرکز ترکیبی، جریان خط حاوی همه هارمونیک‌های زوج و فرد است. همچنین، هارمونیک‌های باند جانبی[1] نیز (در اطراف هارمونیک اصلی) در این موقع نمایان می‌شوند.

در این مقاله، انواع خطاهای خروج از مرکز بر روی موتور اشاره شده در مرجع [۱۵۰] ایجاد شده و نتایج به دست آمده از بررسی‌های تئوری، به صورت عملی مورد سنجش قرار گرفته است. در جدول ۱-۹ مقدار نرمالیزه شده هارمونیک‌های $3f+$ و $9f-$ در حالت خطای خروج از مرکز استاتیک (خروج از مرکز ۲۰ درصد، ۴۰ درصد و ۶۰ درصد) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که اولا با ایجاد خطای خروج از مرکز، دامنه این هارمونیک‌ها در جریان خط موتور افزایش می‌یابد. در این مرجع عنوان شده است که دامنه هارمونیک $3f+$ با افزایش خطای استاتیک به بیش از ۲۰ درصد، بدون توجه به مقدار بار موتور، تقریبا ثابت است.

[1] Sideband Harmonics

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در جدول ۲-۹ مقدار نرمالیزه شده هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ در حین خطای خروج از مرکز دینامیک (۲۰ درصد و ۴۰ درصد) نشان داده شده است. در این مرجع عنوان شده است که دامنه هارمونیک $7f+$ با افزایش خطای دینامیک به بیش از ۲۰ درصد، بدون توجه به مقدار بار موتور، تقریبا ثابت است.

خطای خروج از مرکز ترکیبی ۴۰ درصد (۲۰ درصد خطای استاتیک و ۲۰ درصد دینامیک) بر روی این موتور اعمال شد. در شکل ۳-۹ طیف فرکانسی جریان در این خطا و مقایسه آن با خطای خروج از مرکز دینامیک ۴۰ درصد نشان داده شده است. دیده می‌شود که در حالت خطای ترکیبی، هارمونیک‌های باند جانبی در کنار فرکانس اصلی نمایان شده‌اند. کوچک‌ترین هارمونیک باند جانبی ($0.5f$) و هارمونیک دوم ($2f$) به عنوان شاخص‌های اصلی خطا انتخاب شده و مقادیر نرمالیزه شده دامنه این هارمونیک‌ها (قبل و بعد از فیلتر کردن اثرات عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور) در حالت عملکرد معمول موتور و حالت خطای ترکیبی ۴۰ درصد آورده شده است. در این مرجع عنوان شده است که دامنه هارمونیک $2f+$ در بارهای مختلف، در هنگام بروز خطای خروج از مرکز ترکیبی ۴۰ درصد، نسبت به شرایط معمول عملکرد موتور، بسیار زیاد است.

جدول ۱-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $3f+$ و $9f-$ جریان خط موتور در مقادیر مختلف خطای خروج از مرکز استاتیک (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور)

Operating condition	$+3f$ (dB)		$-9f$ (dB)	
	Before	After	Before	After
HE	-32.90	-82.88	-58.14	-101.4
S20	-33.42	-41.59	-56.59	-63.91
S40	-31.95	-39.02	-54.86	-64.90
S60	-30.38	-37.47	-52.83	-61.67

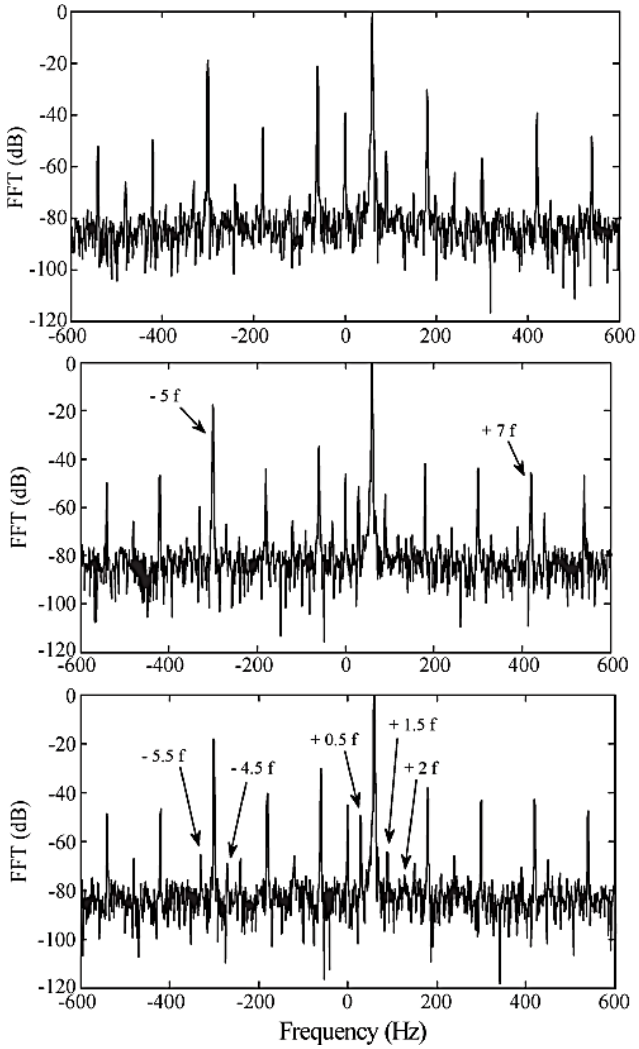
جدول ۲-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ جریان خط موتور در مقادیر مختلف خطای خروج از مرکز دینامیک (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور)

Operating condition	$+7f$ (dB)		$-5f$ (dB)	
	Before	After	Before	After
HE	-39.51	-67.75	-18.82	-63.59
DE20	-37.51	-8.84	-19.06	-4.16
DE40	-45.48	-10.96	-17.87	-5.28

جدول ۳-۹: مقادیر نرمالیزه شده هارمونیک‌های $0.5f+$ و $2f+$ جریان خط موتور در خطای خروج از مرکز ترکیبی ٤٠ درصد (قبل و بعد از فیلتر کردن اثر عدم تعادل در منبع تغذیه و موتور)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

Operating condition	+0.5*f* (dB)		+2f (dB)	
	Before	After	Before	After
HE	-66.30	-84.07	-71.74	-86.71
ME40 (20% SE+ 20% DE)	-49.69	-25.29	-73.21	-34.59

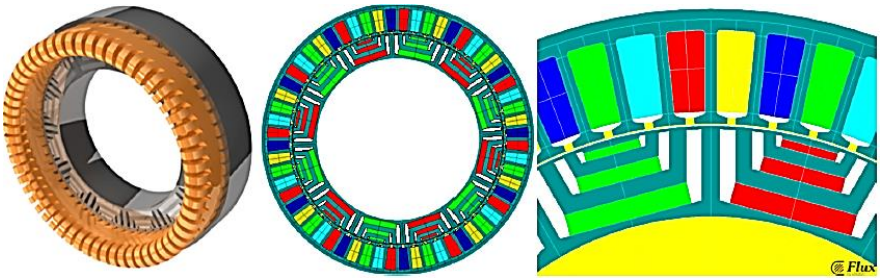


شکل ۳-۹: هارمونیک‌های جریان خط موتور در حالت معمول عملکرد (شکل بالایی)، خطای خروج از مرکز دینامیک ٤٠ درصد (شکل وسطی) و خطای خروج از مرکز ترکیبی ٤٠ درصد (شکل پایینی)

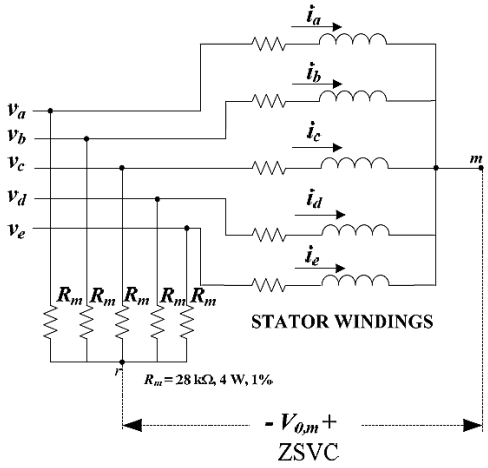
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳-۹- تشخیص خطای خروج از مرکز استاتیک به کمک هارمونیک‌های مولفه صفر ولتاژ

در مرجع [۱۵۲] عنوان شده است که از ولتاژ مولفه صفر نیز خطای خروج از مرکز در موتور سنکرون رلوکتانسی قابل تشخیص است. در این مقاله خطای خروج از مرکز استاتیک یک موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی پنج فاز، ۳.۵ کیلو وات، ۱۲ قطب با سرعت نامی ۵۰۰۰ دور در دقیقه (شکل ۴-۹) بررسی شده است. برای اندازه‌گیری مولفه صفر ولتاژ، همان طور



شکل ۴-۹: موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی ۳.۵ کیلو وات، ۱۲ قطب و سرعت ۵۰۰۰ دور در دقیقه



شکل ۵-۹: طریقه اندازه‌گیری مولفه صفر ولتاژ

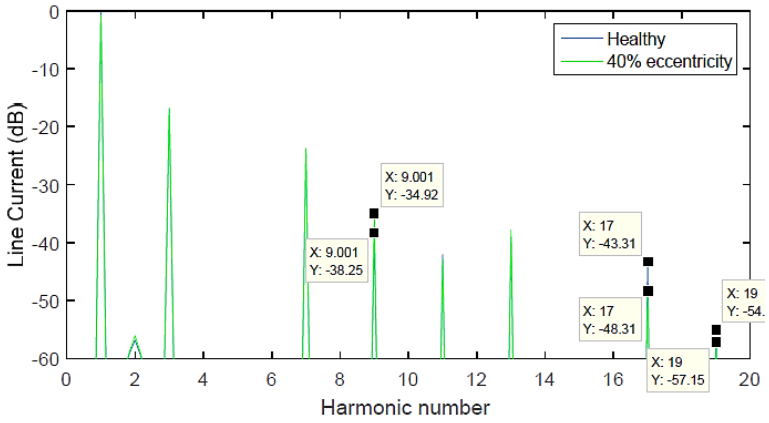
که در شکل ۵-۹ نشان داده شده است، با استفاده از پنج مقاومت، نقطه صفر مجازی ایجاد شده و اختلاف ولتاژ بین این نقطه و نقطه صفر سیم‌پیچی‌های موتور اندازه‌گیری شده است. همچنین، نتایج حاصل از تحلیل هارمونیکی مولفه صفر ولتاژ، با نتایج حاصل از تحلیل هارمونیکی جریان خط موتور مقایسه شده است.

در شکل ۶-۹ هارمونیک‌های جریان خط استاتور و هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور، در شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد، در بار نامی موتور نشان داده شده است. شایان ذکر است که هارمونیک‌ها در هر دور روش، نسبت به ماکزیمم مقدار هر یک از شکل موج‌ها نرمالیزه شده‌اند. در قسمت الف این شکل دیده می‌شود که در روش اندازه‌گیری هارمونیک‌های جریان

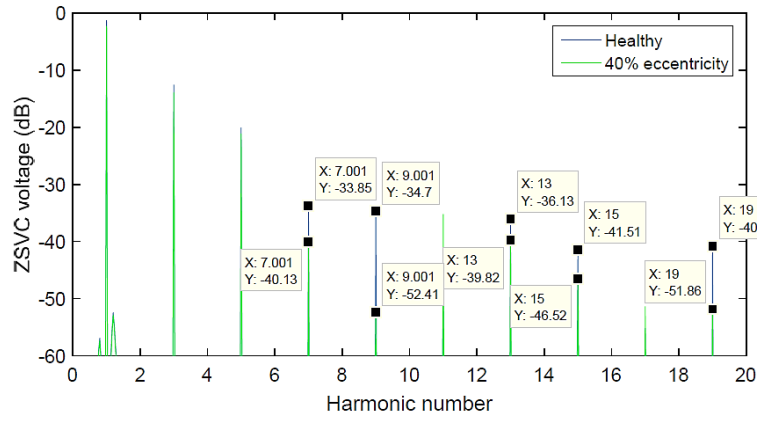
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

خط، تفاوت کمی بین مقادیر هارمونیک‌ها در شرایط سالم و خطا وجود دارد. بنابراین، تشخیص خطای خروج از مرکز در بار کامل، با این روش دشوار است. در قسمت ب شکل نیز دیده می‌شود که تفاوت بین هارمونیک‌های مولفه صفر ولتاژ در شرایط سالم و خطا قابل توجه است. بنابراین، با استفاده از این روش، تشخیص خطای خروج از مرکز در موتور با بار کامل راحت‌تر است.

در شکل ۷-۹ هارمونیک‌های جریان خط استاتور و هارمونیک‌های مولفه صفر ولتاژ استاتور، در شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد، در کمتر از بار نامی موتور (یعنی موتور اشباع نیست) نشان داده شده است. مقایسه دو قسمت این شکل نشان می‌دهد که تشخیص خطای خروج از مرکز در این حالت، با استفاده از هر دو روش دشوار است.



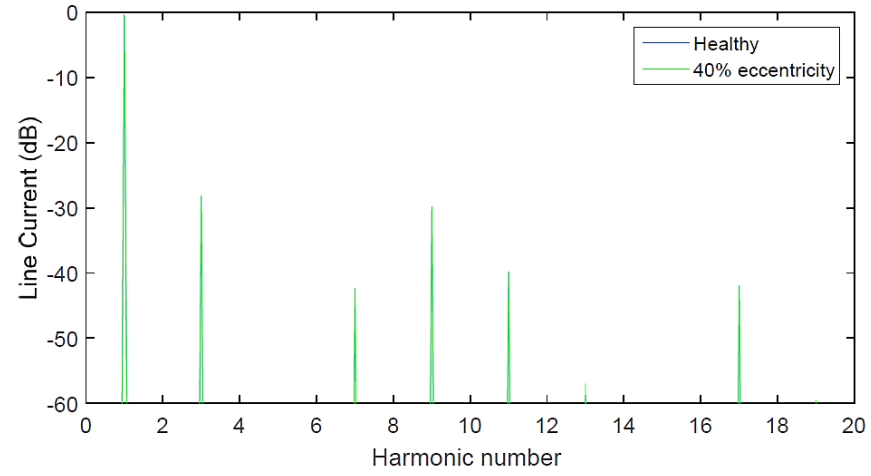
(الف)



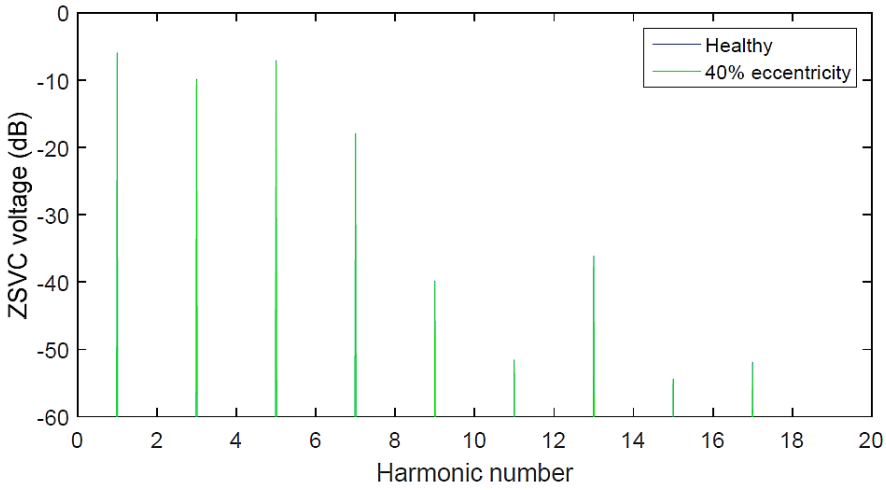
(ب)

شکل ٦-۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ٤٠ درصد در بار نامی الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(الف)

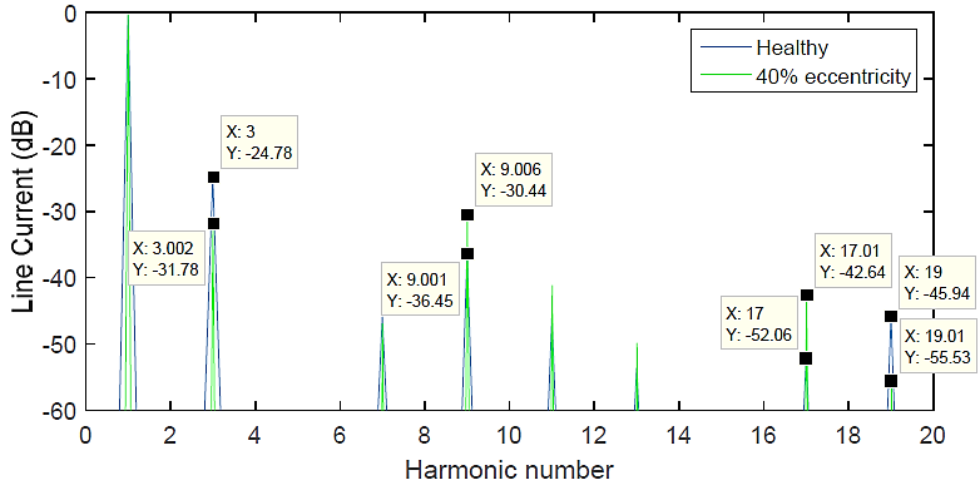


(ب)

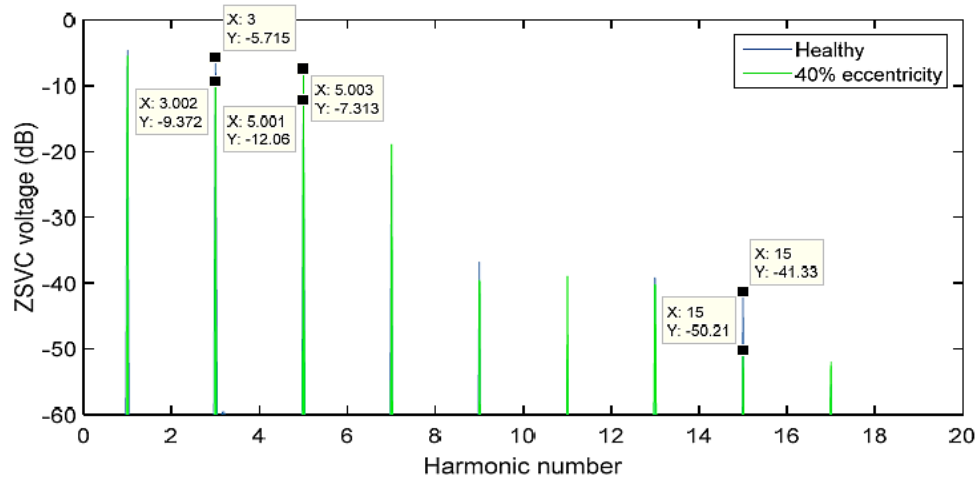
شکل ۷-۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ٤٠ درصد در کم باری الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور

شایان ذکر است که اگر موتور در شرایطی قرار بگیرد که زاویه بار نزدیک به صفر باشد (در این شرایط اثر آهنرباهای دائم تقریبا حذف می‌شود)، همان طور که در شکل ۸-۹ نشان داده شده است، تفاوت بین هارمونیک‌ها در هر دو روش قابل توجه می‌شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



(الف)



(ب)

شکل ۸-۹: مقایسه شرایط سالم و خروج از مرکز ۴۰ درصد در کم باری و زاویه بار صفر الف) هارمونیک‌های جریان خط استاتور و ب) هارمونیک‌های مولفه صفر استاتور

۹-۴- تشخیص خطاهای خروج از مرکز به کمک هارمونیک‌های ولتاژ ضد محرکه

در مرجع [۱۴۹] اثرات خطاهای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی بر روی گشتاور و ولتاژ ضد تحریک (EMF) در یک ماشین سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی چند فازه، با هدف دستیابی به یک شاخص تشخیص خطا که مستقل از تعداد فازهای استاتور باشد، بررسی شده است. اگر T_{hrmc} مجموع مولفه‌های هارمونیک‌های گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی باشد، آن را به صورت زیر می‌توان نوشت:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$T_{hrmc} = \sum_{n \in k} T_{hrmc-n} \qquad k = \begin{cases} 5,7,11,...,6a \pm 1 & for\ three-phase\ machine \\ 9,11,19,21,...,10a \pm 1 & for\ five-phase\ machine \end{cases} \qquad ۹-۵$$

که T_{hrmc-n} هارمونیک n ام ریپل گشتاور است. همچنین، هارمونیک‌های اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی در محورهای d و q به صورت زیر قابل بیان است:

$$L_{dn} = \mu_0 \frac{m}{\pi} \frac{W^2 k_{wn}^2 dl}{n^2 p^2 g_d} \qquad ۹-۶$$

$$L_{qn} = \mu_0 \frac{m}{\pi} \frac{W^2 k_{wn}^2 dl}{n^2 p^2 g_q} \qquad ۹-۷$$

که در ان g_d و g_q طول فاصله هوایی در حین خطای استاتیکی و دینامیکی، در راستای محورهای d و q است. همچنین، m تعداد فازها، p تعداد جفت قطب‌ها، W تعداد دورهای سیم‌پیچی در هر فاز، d قطر فاصله هوایی و l ضخامت هسته است. تغییرات فاصله‌های هوایی را به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$g_d = g_p \left(1 + \delta_s \cos\phi + \delta_d \cos(\omega t - \phi)\right) \qquad ۹-۸$$

$$g_q = g_i \left(1 + \delta_s \cos\phi + \delta_d \cos(\omega t - \phi)\right) \qquad ۹-۹$$

که g_p و g_i ، به ترتیب طول فاصله هوایی در محدوده قطب و طول موثر فاصله هوایی در ناحیه بین قطب‌ها است. δ_s و δ_d نیز به ترتیب میزان خروج از مرکز استاتیک و دینامیک است. Φ نیز زاویه هر نقطه دلخواه نسبت به سطح داخلی استاتور است. تغییر فاصله‌های هوایی فوق الذکر، بر مقدار متوسط و هارمونیک‌های گشتاور موتور تاثیر می‌گذارد. همچنین موجب القای هارمونیک در ولتاژ ضد تحریک موتور می‌شود.

در این مقاله، اثر خطاها مختلف بر عملکرد دو ماشین سه و پنج فازه، که مشخصات آن‌ها در جدول ۴-۹ آورده شده است، با استفاده از روش اجزای محدود بررسی شده است. در جدول ۶-۹ مقدار ریپل و متوسط گشتاور موتورها آورده شده است؛ نتایج نشان می‌دهد که ریپل گشتاور در هر دو موتور سه فاز و پنج فاز با افزایش شدت خطا، افزایش می‌یابد. همچنین، افزایش ریپل گشتاور در خطاهای خروج از مرکز دینامیک و ترکیبی، نسبت به خطای خروج از مرکز استاتیک بسیار بیشتر است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ٤-٩: مشخصات موتور سنکرون رلوکتانسی ۳ و ۵ فازه

Quantity	Five-phase	Three-phase
Number of slots	15	15
Number of poles	4	4
Number of turns per slot	22	22
Radial airgap length(mm)	0.7	0.7
Airgap diameter(mm)	54.35	54.35
Coil diameter(mm)	1.78	1.78
Rated current(rms)(A)	15.17	16
Rated voltage(rms)(V)	67	67
Rated speed(rpm)	1800	1800
Power(kW)	3	3

جدول ٥-٩: متوسط گشتاور موتور سه فاز و پنج فاز در اثر خطاهای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی

	Three-phase	Five-phase
Healthy	15.3978	15.4078
10% SE	15.3836	15.4059
20% SE	15.3377	15.3779
30% SE	15.2995	15.3450
40% SE	15.2506	15.3104
10% DE	15.3747	15.3926
20% DE	15.3669	15.3716
30% DE	15.3606	15.3519
40% DE	15.3546	15.3291
10% ME	15.3829	15.3993
20% ME	15.3614	15.3886
30% ME	15.3396	15.3620
40% ME	15.2808	15.3089

جدول ٦-٩: ریپل گشتاور موتور سه فاز و پنج فاز در اثر خطاهای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی

	Torque Ripple%		Torque Ripple Increments %	
	Three-phase	Five-phase	Three-phase	Five-phase
Healthy	19.64	8.71	0	0
10% SE	20.48	10.4	4.2	19.40
20% SE	21.64	13.23	10.18	51.89
30% SE	24.90	15.99	26.78	83.58
40% SE	26.70	24.39	35.95	180.02
10% DE	24.08	14.10	22.61	61.88
20% DE	26.44	20.45	34.62	134.79
30% DE	32.67	22.01	66.34	152.70
40% DE	36.07	26.58	83.66	205.17
10% ME	21.24	12.64	8.15	45.12
20% ME	27.09	17.44	37.93	100.23
30% ME	30.98	20.89	57.74	139.84
40% ME	37.03	29.97	88.54	244.09

هارمونیک‌های شکل موج ولتاژ ضد تحریک به صورت زیر است:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

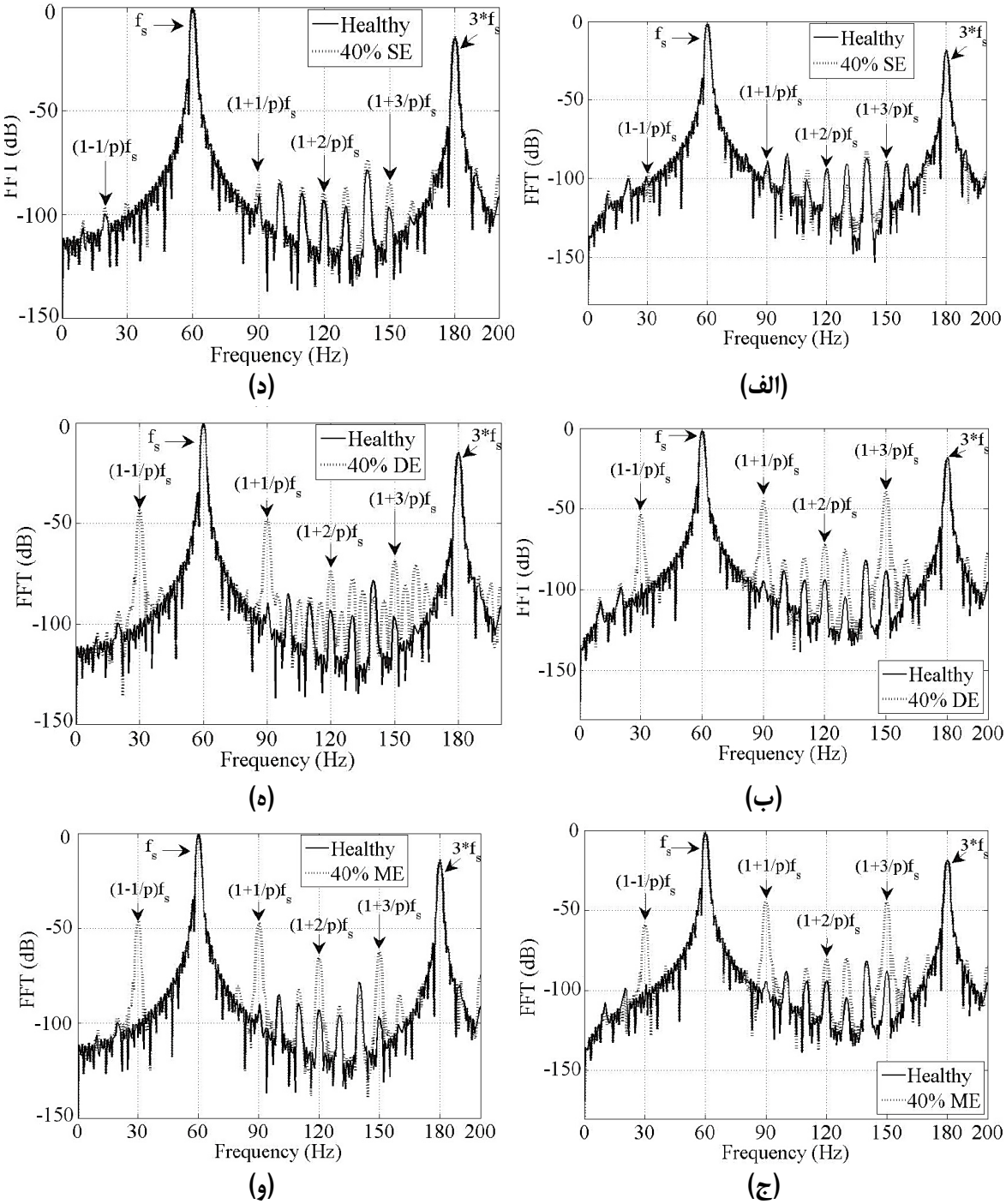
$$f_{eccentricity} = \left(1 \pm \frac{k}{p}\right) f_s \quad , k = 1, 2, ... \qquad ۹-۱۰$$

که $f_s = 60\ Hz$ است و p تعداد جفت قطب‌های موتور است. نمودار هارمونیک‌های ولتاژ ضد تحریک موتور سنکرون رلوکتانسی سه و پنج فاز درحین خطاهای خروج از مرکز در شکل ۹-۹ نشان داده شده است. همان طور که دیده می‌شود، خطاهای خروج از مرکز را می‌توان با استفاده از پایش مشخصه فرکانسی ولتاژ ضد تحریک تشخیص داد. برای یافتن ارتباط بین میزان خطای خروج از مرکز و دامنه هارمونیک‌های باند جانبی که در این شکل دیده می‌شود، انواع خطاهای خروج از مرکز به مقدارهای ۱۰ تا ۴۰ درصد با استفاده از تحلیل اجزای محدود شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که رابطه خطی بین دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ با مقدار خطای خروج از مرکز (هر سه نوع خطای خروج از مرکز) می‌توان برقرار کرد. دامنه این هارمونیک‌ها برای موتورهای سنکرون رلوکتانسی سه و پنج فازه شبیه‌سازی شده در جدول ۷-۹ آورده شده است. این بررسی نشان می‌دهد که دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ ولتاژ ضد تحریک، به عنوان شاخصی برای تشخیص انواع خطاهای خروج از مرکز، مستقل از تعداد فازهای استاتور، قابل استفاده است.

جدول ۷-۹: دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در انواع خطاهای خروج از مرکز

	Five-phase		Three-phase	
	Amplitude of sideband harmonics (dB)		Amplitude of sideband harmonics (dB)	
	(1-1/p)	(1+1/p)	(1-1/p)	(1+1/p)
Healthy	-100	-91.2	-100	-98
10% SE	-97.8	-88.1	-100	-93.4
20% SE	-96.1	-86.5	-98.1	-91.3
30% SE	-95.2	-84.6	-96.7	-89.2
40% SE	-94.1	-83	-95	-87.5
10% DE	-60	-66.1	-61.3	-56.4
20% DE	-56.1	-62.5	-57.1	-52.8
30% DE	-50.4	-55.7	-53.8	-49.5
40% DE	-43.7	-47.2	-50.2	-46.3
10% ME	-60.2	-72	-70	-62
20% ME	-53.8	-65	-65.5	-50
30% ME	-48.1	-52	-60.3	-46
40% ME	-46.8	-48.9	-56.1	-43.7

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۹-۹: هارمونیک‌های ولتاژ ضد تحریک موتورها در خطاهای خروج از مرکز الف) سه فاز با خطای استاتیک ۴۰ درصد، ب) سه فاز با خطای دینامیک ۴۰ درصد، ج) سه فاز با خطای ترکیبی ۴۰ درصد، د) پنج فاز با خطای استاتیک ۴۰ درصد، ه) پنج فاز با خطای دینامیک ۴۰ درصد و و) پنج فاز با خطای ترکیبی ۴۰ درصد

تشخیص خطاهای الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱۰-۱- مقدمه

در این فصل از گزارش، خطاهای الکتریکی، شامل عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز، خطای مدار باز تک‌فاز و دو فاز در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی می‌شوند. همچنین، راه‌حل‌های ارایه شده برای ایجاد قابلیت و یا افزایش قابلیت تحمل این خطاها نیز بیان می‌شود

۱۰-۲- خطای مدار باز در سیم‌پیچی استاتور

۱۰-۲-۱- تشخیص نوع و موقعیت خطاهای مدارباز

شبیه‌سازی‌های انجام شده در مرجع [۱۵۳] بر روی یک موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز نشان می‌دهد که وقوع خطای مدار باز در یک فاز از سیم‌پیچی استاتور موجب ایجاد هارمونیک‌های فرد در جریان فازهای دیگر می‌شود. همچنین، هارمونیک‌های زوج در گشتاور موتور ایجاد می‌شود. در صورت قطع شدن یک کلید در سیستم درایو این موتور، مولفه دی‌سی در جریان سه فاز موتور ایجاد می‌شود. همچنین، دامنه هارمونیک‌های دوم و سوم نیز به مقدار قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد.

در مرجع [۱۵۴] روشی برای تعیین نوع و موقعیت خطاهای مدار باز در موتور سنکرون رلوکتانسی ۵ فازه، بر اساس تحلیل مولفه‌های متقارن[1] ارائه شده است. خطاهای مدار باز مورد بررسی در این مرجع عبارتند از:

۱- خطای مدار باز تک فاز

۲- خطای مدار باز در دو فاز مجاور

۳- خطای مدارباز در دو فاز غیر مجاور

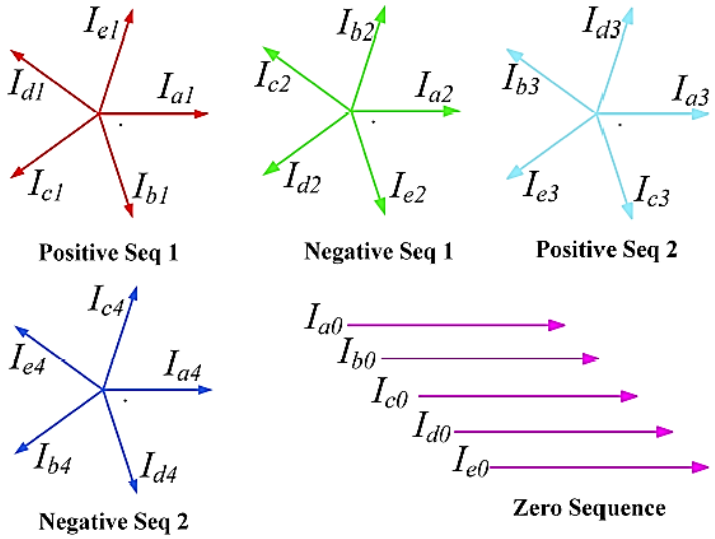
تعداد مولفه‌ها در سیستم سه فاز، شامل سه مولفه مثبت و منفی و صفر می‌شود. در سیستم ۵ فاز، این تعداد به پنج مولفه، شامل دو مولفه مثبت، دو مولفه منفی و مولفه صفر افزایش می‌یابد که طبق شکل ۱-۱۰ نشان داده شده است. اگر جریان‌های ۵ فاز استاتور به صورت زیر باشند:

[1] Symmetrical Components

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$
\begin{aligned}
I_{sa} &= I_{m1}\sin(2\pi ft) \\
I_{sb} &= I_{m2}\sin(2\pi ft - 2\pi/5) \\
I_{sc} &= I_{m3}\sin(2\pi ft - 4\pi/5) \\
I_{sd} &= I_{m4}\sin(2\pi ft - 6\pi/5) \\
I_{se} &= I_{m5}\sin(2\pi ft - 8\pi/5)
\end{aligned}
\qquad ۱۰-۱
$$

که I_{mn} دامنه جریان فاز n ام است.



شکل ۱-۱۰: مولفه های متقارن برای سیستم ۵ فاز

مولفه‌های مثبت (I_{a1} و I_{a3})، منفی (I_{a2} و I_{a4}) و صفر (I_{a0}) مربوط به یک فاز، از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$
\begin{bmatrix} I_{a0} \\ I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{a3} \\ I_{a4} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{5}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^1 & \alpha^2 & \alpha^3 & \alpha^4 \\ 1 & \alpha^4 & \alpha^3 & \alpha^2 & \alpha^1 \\ 1 & \alpha^3 & \alpha^1 & \alpha^4 & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha^4 & \alpha^1 & \alpha^3 \end{bmatrix}}_{T} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_{m1}sin(2\pi ft) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}
\qquad ۱۰-۲
$$

که α برابر است با 72°<1. رابطه فوق نشان می‌دهدکه در شرایط بدون خطا، فقط مولفه مثبت اول (I_{a1}) وجود دارد. در شرایطی که خطای مدار باز در یک فاز اتفاق بیفتد (مثلا $I_{sa} = 0$)، مقدار این مولفه‌های متقارن جریان‌ها به طور به صورت زیر خواهد بود:

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

$$
\begin{aligned}
I_{a0} &= K_{01}\sin(2\pi ft - \arctan(B_{01}/A_{01})) \\
I_{a1} &= K_{11}\sin(2\pi ft) \\
I_{a2} &= K_{21}\sin(2\pi ft - \arctan(B_{21}/A_{21})) \\
I_{a3} &= K_{31}\sin(2\pi ft - \arctan(B_{31}/A_{31})) \\
I_{a4} &= K_{41}\sin(2\pi ft - \arctan(B_{41}/A_{41}))
\end{aligned}
\qquad ۱۰-۳
$$

که در ان، K_{n1} ها دامنه مولفه‌های متقارن است و از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$
K_{n1} = \sum_{n=0,n\neq 1}^{4} I_{mn}\underbrace{\sqrt{(A_{n1}^2 + B_{n1}^2)}}_{C_{n1}} \quad \text{for } n = 1,\ C_{n1} = 1 \qquad ۱۰-۴
$$

همچنین، A_{n1} و B_{n1} جمع عبارت‌های $cos(2\pi\sigma/5)$ و $sin(2\pi\sigma/5)$ (σ = 1, 2, …) است و $\arctan(B_{n1}/A_{n1})$ زاویه فاز مولفه‌های متقارن است. رابطه مشابهی نیز برای خطاهای مدار باز دو فاز نیز قابل استخراج است.

دامنه این مولفه‌های متقارن برای شناسایی خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی ۵ فاز قابل استفاده است؛ به این صورت که دو شاخص r_1 و r_2 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$
r_1 = \frac{K_3}{K_0} \qquad ۱۰-۵
$$

$$
r_2 = \frac{K_2}{K_4} \qquad ۱۰-۶
$$

که K_0، K_2، K_3 و K_4 به ترتیب برابر پیک مولفه صفر جریان (I_0)، مولفه منفی اول جریان (I_2)، مولفه مثبت دوم جریان (I_3) و مولفه منفی دوم جریان (I_4) است. در شکل ۲-۱۰ تغییرات پارامترهای r_1 و r_2 در خطاهای مدار باز تک فاز، دو فاز مجاور و دو فاز غیر مجاور نشان داده شده است. دیده می‌شود که در خطاهای تک فاز، نسبت‌های r_1 و r_2 برابر با یک، در خطای مدار باز دو فاز مجاور، این نسبت‌ها کمتر از یک و در خطای مدار باز دو فاز غیر مجاور این نسبت‌ها بزرگ‌تر از یک است. بنابراین می‌توان گفت:

$$
\begin{aligned}
r_1, r_2 < 1 \quad &, \quad two-phase\ \ adjacent\ \ fault \\
r_1, r_2 = 1 \quad &, \quad \sin gle-phase\ fault \\
r_1, r_2 > 1 \quad &, \quad two-phase\ \ non-adjacent\ \ fault
\end{aligned}
\qquad ۱۰-۷
$$

از طرف دیگر، تغییرات زاویه فازها تحت این خطا نیز اطلاعات ارزشمندی را برای تعیین موقعیت خطا به دست می‌دهد؛ در شکل ۳-۱۰ این تغییرات (که در شبیه‌سازی‌های انجام شده در نرم افزار Matlab به دست آمده) نشان داده شده است. دیده می‌شود که در هر یک از سه خطای مدار باز، جریان مولفه‌های متقارن الگوی متفاوتی نسبت به دیگر وضعیت‌ها دارند. بنابراین،

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

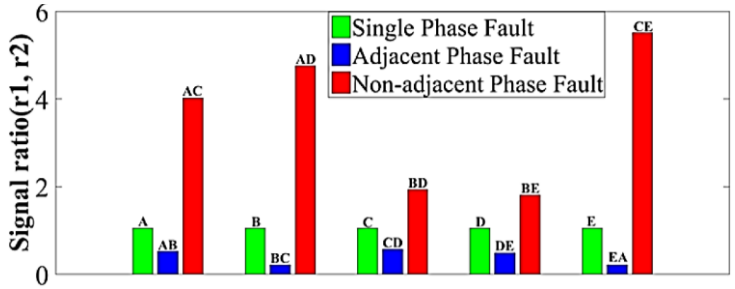
همان طور که در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است، برای تشخیص خطاهای مدار باز سه‌گانه (تک فاز، دو فاز مجاور و دو فاز غیر مجاور) در موتور پنج فاز که با الگوریتم ماکزیمم گشتاور بر آمپر درایو[1] می‌شوند، از الگوریتم زیر می‌توان تبعیت کرد:

۱- فیدبک جریان‌های استاتور وارد فیلتر پایین گذر می‌شود تا هارمونیک‌های آن حذف و مولفه اصلی بماند.

۲- جریان‌های استاتور به مولفه‌های متقارن تقسیم می‌شوند.

۳- با کمک شاخص‌های r_1 و r_2 و الگوی تغییرات فاز این مولفه‌ها نسبت به مولفه مثبت اول، نوع و موقعیت خطا مشخص می‌شود و به کنترلر اطلاع داده می‌شود.

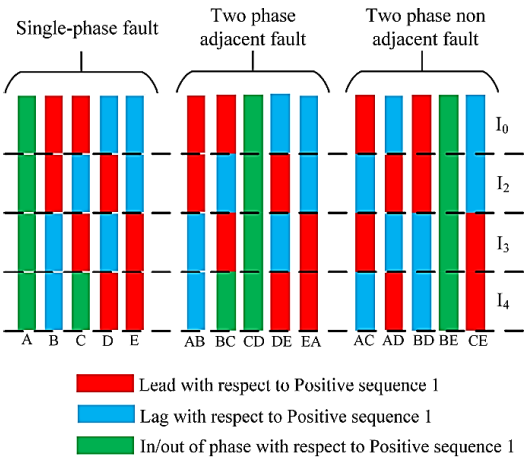
نکته‌ای که این جا قابل طرح است این مساله است که برای تشخیص خطاهای مدار باز، هر چند از مولفه‌های متقارن استفاده شده است، اما در عمل برای پیاده‌سازی آن نیاز است که فیدبک جریان از فازهای موتور به سیستم تشخیص خطا داده شود. به عبارتی، به استفاده از سنسور جریان در فازهای استاتور نیاز است؛ اگر تمامی فازها سنسور جریان داشته باشند، تشخیص خطای مدار باز و تعیین موقعیت آن به کمک اطلاعات این سنسورها بسیار ساده‌تر از روش عنوان شده در این مرجع است. بنابراین، استفاده از این روش، زمانی می‌تواند مفید باشد که همه فازهای موتور سنسور جریانی نداشته باشند و یا این که موتور بدون سنسور جریان درایو می‌شود.



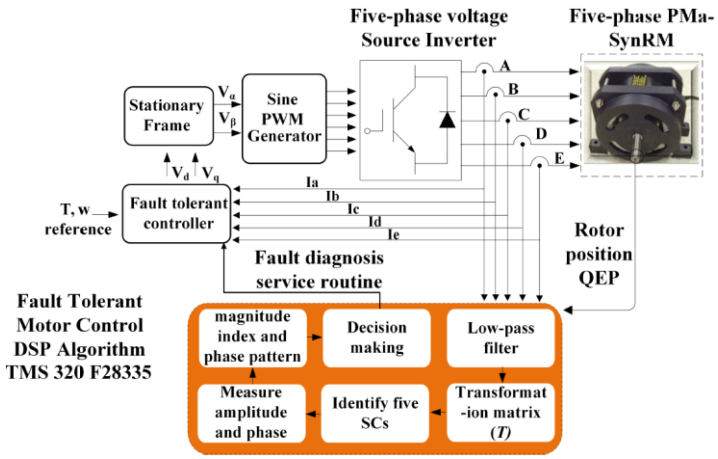
شکل ۲-۱۰: تغییرات شاخص‌های r_1 و r_2 تحت خطاهای مدار باز

[1] Maximum Torque per Ampere (MTPA)

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۳-۱۰: تغییرات فاز جریان‌های استاتور موتور نسبت به فاز جریان مولفه مثبت اول



شکل ٤-۱۰: الگوریتم تشخیص خطای مدار باز در موتور سنکرون پنج فاز

در مرجع [۱۵۵] عنوان شده است که موتورهای رتور خارجی پنج فاز، چگالی گشتاور بیشتری نسبت به موتورهای رتور داخلی مشابه دارند، زیرا شعاع فاصله هوایی در ساختار رتور بیرونی بیشتر از شعاع فاصله هوایی در ساختار روتور درونی است. ریپل گشتاور و هارمونیک‌های آن در موتورهای ۵ فازه، از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$T_{5\phi-ripple} = \sum_{h=10m\pm1} h\left(\frac{f_{s,h}}{f_{s,1}}\right)\left(\frac{f_{r,h}}{f_{r,1}}\right) \qquad ۱۰-۸$$

که h مرتبه هارمونیکی، f_{sh} و f_{rh} برابر h امین مرتبه هارمونیکی رتور و استاتور هستند. بر اساس این رابطه، در ماشین ۵ فازه، هارمونیک‌های مرتبه $10m\pm1$ بیشتر مسئول ایجاد ریپل گشتاور هستند. بررسی‌های انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که در هنگام ایجاد خطاهای مدار باز، هارمونیک‌های گشتاور در ساختار رتور درونی بیشتر از ساختار رتور بیرونی است.

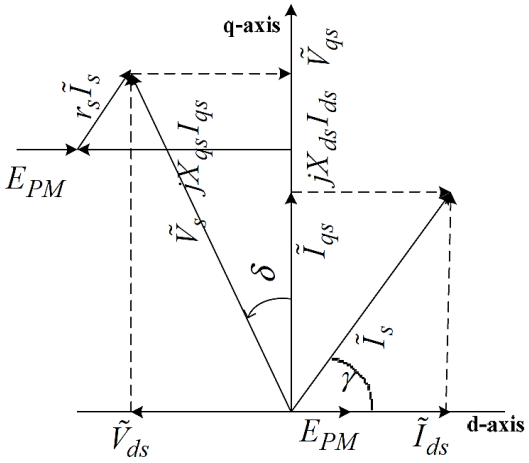
DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۲-۱۰-۲- افزایش تحمل خطای موتور سنکرون رلوکتانسی هنگام خطای مدار باز

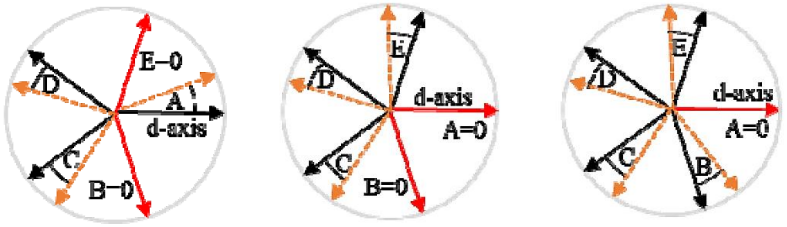
در مرجع [۱۵۶, ۱۵۷] روشی برای افزایش تحمل خطای موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی پنج فاز، برای رسیدن به حداکثر گشتاور رلوکتانسی و کمترین ریپل، با استفاده از کنترل فاز جریان موتور ارائه شده است. در شکل ۵-۱۰ نمایش فازوری موتور سنکرون رلوکتانسی نشان داده شده است که در این شکل جریان استاتور (I_S) و زاویه آن نسبت به محور d (γ) مشخص شده است. اگر در حالت خطای مدار باز در موتور که حالت‌های آن در شکل ۶-۱۰ نشان داده شده است، جریان موتور برابر I_F با فاز γ_F باشد، گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$T_e = \frac{5P}{4}\left[\lambda_{PM} I_F \cos\gamma_F + \left(L_{dF} - L_{qF}\right) I_F \cos\gamma_F \, I_F \sin\gamma_F\right] \qquad ۱۰-۹$$

در این رابطه P تعداد قطب‌های موتور، L_{dF} و L_{qF} به ترتیب اندوکتانس‌های محورهای d و q موتور در حالت خطا و λ_{PM} شار دربرگیرنده سیم‌پیچی‌ها، ناشی از آهنربای موجود در ساختار روتور است. با فرض این که موتور وارد ناحیه اشباع نشود (معادل است با این که تفاوت اندوکتانس‌های محورهای d و q ثابت است)، جریان موتور و زاویه γ_F متغیرهای مستقل در رابطه فوق هستند.



شکل ۵-۱۰: نمایش فازوری موتور سنکرون رلوکتانسی



(الف) (ب) (ج)

شکل ۶-۱۰: خطای مدار باز در موتور سنکرون رلوکتانسی پنج فازه (فازهایی که در آن‌ها خطا اتفاق افتاده با رنگ قرمز نشان داده شده است) الف) خطای تک فاز، ب) خطای دو فاز مجاور و ج) خطای دو فاز غیر مجاور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

با مشتق گرفتن از رابطه گشتاور نسبت به زاویه جریان، زاویه‌ای که بیشینه گشتاور در آن رخ می‌دهد، به دست می‌آید که برابر است با:

$$\gamma_F = \sin^{-1}\left(-\lambda_{PM} + \sqrt{\lambda_{PM}^2 + 8\left(L_{dF} - L_{qF}\right)^2 I_F^2}/\left(4\left(L_{dF} - L_{qF}\right)I_F\right)\right) \qquad ۱۰-۱۰$$

این رابطه نشان می‌دهد که زاویه مناسب برای رسیدن به بیشینه گشتاور، به جریان موتور (یا به عبارتی بار مقدار بار مکانیکی موتور) وابسته است. با انتخاب این زاویه می‌توان به بیشنه گشتاور موتور، با شرایط فوق الذکر، رسید. همچنین، عنوان شده است که با اشباع کمتر موتور و انتخاب زاویه مناسب برای جریان، ریپل گشتاور موتور نیز کمتر می‌شود.

در مرجع [۱۵۸] یک روش برای بهبود عملکرد موتور سنکرون رلوکتانسی ۵ فازه، با کاهش ریپل گشتاور در حین خطاهای مدار باز (شامل سه نوع خطای مدار باز تک فاز، دوفاز مجاور و دوفاز غیر مجاور) با تزریق هارمونیک به جریان خطا (با توجه به فرکانس و اندازه هارمونیک های موجود) ارائه شده است. در این روش ابتدا جریان‌های ۵ فاز استاور ($I_{s\lambda}$) به فضای دو محوری q و d (در قاب مرجع روتور) برده می‌شود.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5}\begin{bmatrix} a\cos\theta & b\cos(\theta-2\pi/5) & c\cos(\theta-4\pi/5) & d\cos(\theta-6\pi/5) & e\cos(\theta-8\pi/5) \\ a\sin\theta & b\sin(\theta-2\pi/5) & b\sin(\theta-4\pi/5) & b\sin(\theta-6\pi/5) & b\sin(\theta-8\pi/5) \\ \frac{a}{\sqrt{2}} & \frac{b}{\sqrt{2}} & \frac{c}{\sqrt{2}} & \frac{d}{\sqrt{2}} & \frac{e}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}[I_{s\lambda}] \qquad ۱۰-۱۱$$

جریان فازهای استاور در حین خطا، دیگر حالت سینوسی کامل را ندارند و علاوه بر فرکانس اصلی، دارای چندین هارمونیک نیز خواهند بود. این جریان‌ها، وقتی به فضای دو محوری q و d برده می‌شوند نیز، علاوه بر مولفه ثابت در شرایط مانا[1]، مولفه‌های هامونیکی نیز خواهند داشت:

$$\begin{aligned} I_{d^*} &= \bar{I}_d + i_d \sin\left(n.2\pi ft + \phi\right) \\ I_{q^*} &= \bar{I}_q + i_q \sin\left(n.2\pi ft + \varphi\right) \end{aligned} \qquad ۱۰-۱۲$$

که φ, ϕ زاویه فاز جریان، $\bar{I}_d, \bar{I}_q$ مقدار متوسط جریان‌ها و i_d, i_q دامنه قسمت متناوب جریان است. با استفاده از رابطه ۱۲-۱۰، ریپل گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی (δT_e) به صورت زیر، به دست می‌آید:

[1] Steady State

$$\delta T_e = K\big[\lambda_{pM} i_d \sin(n.2\pi ft + \phi) + \big(L_d - L_q\big)\big(I_q i_d \sin(n.2\pi ft + \phi) + I_d i_q \sin(n.2\pi ft + \varphi)\big)\big] \quad ۱۰-۱۳$$

بنا بر این رابطه، برای کاهش این ریپل گشتاور راهکارهای زیر قابل استفاده است:

۱- تنظیم زاویه‌های فاز جریان‌ها (φ, ϕ): این زاویه‌ها به گونه‌ای می‌توانند تنظیم شوند که هارمونیک‌ها در جریان محورهای q و d حداقل باشد. به این روش در بررسی مقالات بعدی، بیشتر پرداخته می‌شود.

۲- تزریق هارمونیک به جریان محورهای q و d : با تزریق هارمونیک‌های جریان با دامنه‌های ξ_q و ξ_d و زاویه‌های فاز ζ_q و ζ_d به جریان محورهای q و d، قسمت متناوب جریان‌های محور محورهای q و d به صورت زیر در می‌آید:

$$I_{d\min} = i_d \sin\big(n.2\pi ft + \phi\big) + \xi_d \sin\big(n.2\pi ft + \zeta_d\big)$$
$$I_{q\min} = i_q \sin\big(n.2\pi ft + \varphi\big) + \xi_q \sin\big(n.2\pi ft + \zeta_q\big) \quad ۱۰-۱۴$$

بنابراین، می‌توان با تزریق جریانی هم اندازه و هم‌فاز با مولفه‌های هارمونیکی در هر یک از محورها، آن مولفه هارمونیکی را حذف کرد. به عبارتی اگر $\xi_q = i_q$ و $\xi_d = i_d$ و $\Phi = \zeta_q$ و $\varphi = \zeta_d$ باشد، خواهیم داشت:

$$I_{d\min} = 2\xi_d.\cos\big(n.2\pi ft + (\phi+\phi)/2\big)\big(\sin(\phi-\phi)/2\big) = 0$$
$$I_{d\min} = 2\xi_q.\cos\big(n.2\pi ft + (\varphi+\varphi)/2\big)\big(\sin(\varphi-\varphi)/2\big) = 0 \quad ۱۰-۱۵$$

بنابراین می‌توان هارمونیک‌های جریان (به خصوص هارمونیک‌های مرتبه پایین) را حذف و در نتیجه ریپل گشتاور را کاهش داد. کار مشابهی در مرجع [۱۵۹] برای یک موتور پنج فازه که دچار خطای قطعی در یک فاز می‌شود، با هدف کاهش ریپل گشتاور انجام شده است. برای این منظور، هارمونیک‌های زوج (هارمونیک‌های ۲ و ۴) جریان موتور در فضای دومحوری dq اندازه‌گیری و جریانی با همان دامنه و فرکانس و با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه‌ای تزریق می‌شود تا جریان هارمونیک‌های زوج حذف شوند که در نتیجه آن، ریپل گشتاور ناشی از این هارمونیک‌ها، حذف می‌شود. همین فرایندها در [۱۶۰]، برای ایجاد قابلیت تحمل خطای قطع یک فاز در یک موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای دائمی سه فاز تکرار شده است؛ برای کاهش هارمونیک‌های گشتاور از تزریق هارمونیک در جریان موتور استفاده شده است. همچنین، جریان فازهای سالم تا $\sqrt{3}$ برابر، برای جبران افت نیرو محرکه مغناطیسی در موتور، افزایش یافته است. زاویه بهینه بین جریان‌ها برای بیشینه کردن گشتاور موتور محاسبه و اعمال شده است.

در مرجع [۱۶۱] روشی برای افزایش تحمل خطای موتور آهنربای دائم داخلی، در شرایطی که یک و یا دو فاز از استاتور قطع شده باشد، ارائه شده است؛ به این صورت که جریان در فازهای سالم به نحوی انتخاب شوند که توزیع MMF در فضای استاتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

ثابت باقی بماند. اگر Φ زاویه فضایی، $\theta = \omega t$ زاویه الکتریکی، I_m دامنه جریان استاتور و N_s تعداد دورهای یک فاز سیم‌پیچی استاور باشد، توزیع MMF هر سیم‌پیچی فاز استاتور به صورت زیر است:

$$MMF_a(\phi,\theta) = \frac{N_s}{2} I_m \cos\phi \cos\theta$$
$$MMF_b(\phi,\theta) = \frac{N_s}{2} I_m \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{5}\right)\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right)$$
$$MMF_c(\phi,\theta) = \frac{N_s}{2} I_m \cos\left(\phi - \frac{4\pi}{5}\right)\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \qquad ۱۰-۱$$
$$MMF_d(\phi,\theta) = \frac{N_s}{2} I_m \cos\left(\phi + \frac{4\pi}{5}\right)\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) \qquad ۶$$
$$MMF_e(\phi,\theta) = \frac{N_s}{2} I_m \cos\left(\phi + \frac{2\pi}{5}\right)\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right)$$

توزیع MMF کل سیم‌پیچی‌های استاتور، در یک سیم‌پیچی پنج فاز متعادل از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$MMF_t(\phi,\theta) = \frac{5}{4}(N_s I_m \cos(\theta-\phi)) = \frac{5}{8} N_s I_m \left(e^{j\theta}e^{-j\phi} + e^{-j\theta}e^{j\phi}\right) \qquad ۱۰-۱۷$$

این رابطه معادل است با:

$$MMF_t = \frac{1}{4}\left\{N_s\left[\left(i_a + e^{-j\frac{2\pi}{5}} i_b + e^{-j\frac{4\pi}{5}} i_c + e^{j\frac{4\pi}{5}} i_d + e^{j\frac{2\pi}{5}} i_e\right) e^{j\phi} + \left(i_a + e^{j\frac{2\pi}{5}} i_b + e^{j\frac{4\pi}{5}} i_c + e^{-j\frac{4\pi}{5}} i_d + e^{-j\frac{2\pi}{5}} i_e\right) e^{-j\phi}\right]\right\} \qquad ۱۰-۱۸$$

از مقایسه رابطه‌های ۱۰-۱۷ و ۱۰-۱۸ به دست می‌آید که:

$$\frac{5}{2} I_m e^{j\theta} = i_a + e^{j\frac{2\pi}{5}} i_b + e^{j\frac{4\pi}{5}} i_c + e^{-j\frac{4\pi}{5}} i_d + e^{-j\frac{2\pi}{5}} i_e \qquad ۱۰-۱۹$$

درحالتی که جریان یک فاز (مثلا فاز a) قطع شود، کافی است برای ثابت باقی ماندن MMF، در رابطه ۱۰-۱۹ جریان فاز a صفر شود و با فرض $i_b = -i_d$ و $i_c = -i_e$، جریان سایر فازهای سالم به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_b = -i_d = \frac{5I_m}{4\left(\sin\frac{2\pi}{5}\right)^2}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{5}\right)$$
$$i_c = -i_e = \frac{5I_m}{4\left(\sin\frac{2\pi}{5}\right)^2}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \qquad ۱۰-۲۰$$

در حالتی که دو فاز نیز قطع شود، روابط مشابهی استخراج شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

در رابطه فوق مشاهده می‌شود که برای حفظ MMF سیم‌پیچی استاتور، جریان فازهای دیگر افزایش می‌یابد؛ به عنوان مثال در حالت قطع یک فاز، جریان هر فاز ۱.۴ برابر باید افزایش یابد تا مقدار MMF استاتور، معادل MMF استاتور پنج فاز متعادل ثابت باقی بماند. مقدار افزایش جریان مورد نیاز هر فاز در خطای مدار باز دو فاز، برابر ۲.۲ در دو فاز از سه فاز سالم و ۳.۶ برابر در فاز سالم سوم است.

در مرجع [۱۶۲] روش فوق (ارایه شده در مرجع [۱۶۱]) با اصلاحاتی، برای افزایش قابلیت تحمل خطای یک نمونه موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی پنج فاز استفاده شده است. در این مرجع عنوان شده است که با توجه به محدودیت‌های جریان قابل تحمل سیم‌پیچی‌ها و همچنین، جریان قابل تزریق توسط درایو الکترونیکی، با فرض صفر بودن جریان مولفه صفر، افزایش جریان فازهای استاتور، نسبت به حالت متعادل پنج فاز، بیش از ۱۵۰ درصد نباشد. بنابراین برای رسیدن به حداکثر گشتاور، از روش کنترل فاز جریان (ارایه شده در مرجع‌های [۱۵۶, ۱۵۷]) استفاده شده است. به عنوان مثال، جریان‌های فازهای سالم در حالت قطع یک فاز، به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} I_{12} &= I_1 \cos(\theta - \varphi_{12} + \gamma_1) \\ I_{13} &= I_1 \cos(\theta - \varphi_{13} + \gamma_1) \\ I_{14} &= I_1 \cos(\theta - \varphi_{14} + \gamma_1) \\ I_{15} &= I_1 \cos(\theta - \varphi_{15} + \gamma_1) \end{aligned} \qquad ۱۰-۲۱$$

در این رابطه I_1 دامنه جریان در هر فاز در حالت خطا (حداکثر ۱۵۰ درصد جریان نامی فاز)، φ_{1n} زاویه جریان هر فاز و γ_1 مقدار زاویه‌ای است که برای رسیدن به حداکثر گشتاور به جریان تزریقی به موتور اضافه می‌شود و از رابطه ۱۰-۱۰ محاسبه می‌شود. در مرجع [۱۶۳] با استفاده از روش کنترل موتور در فضای حالت (کنترل مدرن) و تنظیم گین فیدبک‌های سیستم کنترل، قابلیت تحمل خطای موتور سنکرون رلوکتانسی با آهنربای کمکی پنج فاز را، در شرایط خطاهای مدار باز بررسی کرده است. فرم کلی معادله حالت به صورت های زیر است:

$$\dot{x} = f\big(x(t), t, u(t)\big) \qquad ۱۰-۲۲$$

$$\delta\dot{x} = A_x(x)\delta x(t) + B_x(t)\delta u(t) \qquad ۱۰-۲۳$$

که در آن $x(t)$ بردار حالت یا همان جریان‌های محورهای d و q است و $u(t)$ بردار ورودی یا همان ولتاژهای محورهای d و q است. معادلات حالت به صورت زیر درمی‌آید:

$$\dot{x_1} = -\frac{1}{L_{d1}} R_{d1} x_1(t) + \frac{1}{L_{q1}} \omega_r \left(L_{q1} x_2(t) - \lambda_{PM}\right) + \frac{1}{L_{d1}} u_1(t)$$
$$\dot{x_2} = -\frac{1}{L_{q1}} R_{q1} x_2(t) - \frac{1}{L_{q1}} \omega_r \left(L_{d1} x_1(t)\right) + \frac{1}{L_{q1}} u_2(t) \qquad ۱۰-۲۴$$
$$y(t) = \frac{5}{4} P\left[\lambda_{PM} x_1(t) + \left(L_{d1} - L_{q1}\right) x_1(t) x_2(t)\right]$$

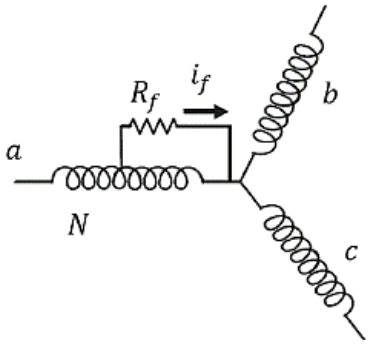
در رابطه فوق، $y(t)$ بردار خروجی یا همان گشتاور موتور است. برای تعیین گین فیدبک‌ها در سیستم کنترلی، با استفاده از این معادلات، تابع تبدیل سیستم در حالت خطاهای مدار باز در یک موتور ۳ کیلو وات نمونه، محاسبه شده است. در ادامه مقادیر ویژه این توابع تبدیل محاسبه شده و به کمک آن‌ها، فیدبک‌های سیستم طراحی شده است.

۱۰-۳- خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های استاتور

مشابه مدل‌های ارائه شده برای بررسی خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، در مرجع [۱۶۴] مدل زیر برای حالتی که این خطا در سیم‌پیچی یک فاز از استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز رخ داده است (مدل مداری شکل ۷-۱۰)، ارائه شده است:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -uR_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ uR_s & 0 & 0 & -uR_s - R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & -uL \\ M & L & M & -uM \\ M & M & L & -uM \\ -uL & uM & uM & -u^2 L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \qquad ۱۰-۲۵$$

که L اندوکتانس خودی فاز، M اندوکتانس متقابل و u نسبت حلقه‌های اتصال کوتاه شده به کل حلقه‌ها در سیم‌پیچی فاز است. با انتقال این رابطه به فضای qdo، معادلات موتور سنکرون رلوکتانسی به صورت زیر خواهد بود:



شکل ۷-۱۰: مدل خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی یک فاز از استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \dfrac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + \Delta v_{df} \\ v_q = R_s i_q + L_q \dfrac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \Delta v_{qf} \\ \Delta v_{df} = -\dfrac{2}{3} u R_s i_f \cos\theta - \dfrac{2}{3} u L_d \cos\theta \dfrac{di_f}{dt} + \dfrac{2}{3} u \omega_e i_f \left(L_d - L_q\right) \sin\theta \\ \Delta v_{qf} = \dfrac{2}{3} u R_s i_f \sin\theta + \dfrac{2}{3} u L_q \sin\theta \dfrac{di_f}{dt} + \dfrac{2}{3} u \omega_e i_f \left(L_d \sin\theta - L_q \cos\theta\right) \sin\theta \end{cases} \quad ۱۰-۲۶$$

به کمک این رابطه، اختلاف بین مقدار جریان مورد انتظار (i_d) و جریان اندازه‌گیری شده ($\hat{i}_d$) در دو محور، در حالت دائمی (تغییرات i_f صفر است) به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} i_{dr}^p \\ i_{qr}^p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{2}{3} u i_f \cos\theta \left(R_s + \omega_e \left(L_d - L_q\right) \dfrac{\sin\theta}{\cos\theta}\right) \\ -\dfrac{2}{3} u i_f \sin\theta \left(R_s + \omega_e \left(L_d - L_q \dfrac{\sin\theta}{\cos\theta}\right)\right) \end{bmatrix} \quad ۱۰-۲۷$$

در این روابط i_{dr}^p و i_{qr}^p مولفه‌های مثبت هستند. مولفه‌های جریان در دو محور، در دستگاه مرجع با سرعت منفی، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

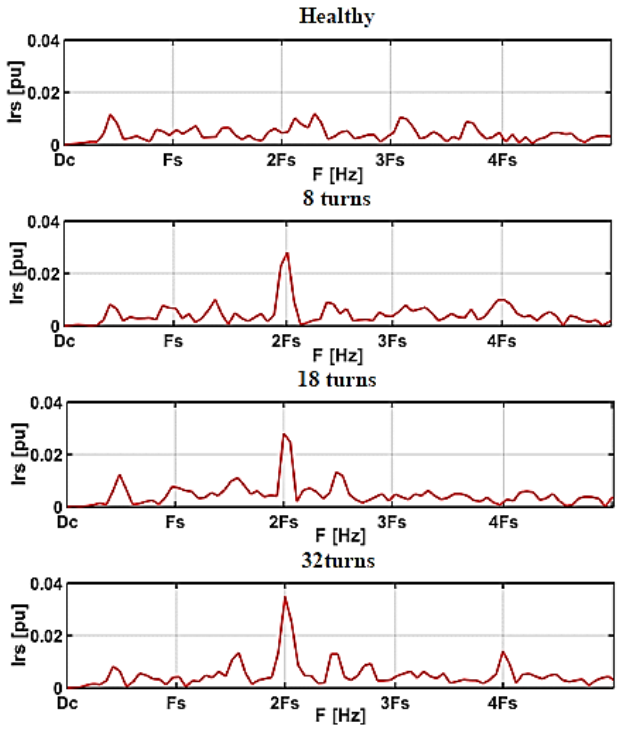
$$\begin{bmatrix} i_{dr}^n \\ i_{qr}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^p \\ i_{qr}^p \end{bmatrix} \quad ۱۰-۲۸$$

این مولفه‌های جریان در دستگاه مرجع با سرعت معکوس حاوی مولفه‌های هارمونیک دوم هستند که دامنه این هارمونیک با افزایش شدت خطا افزایش می‌یابد. لذا، دامنه مولفه هارمونیک دوم برآیند این جریان‌ها (i_{rs}) به عنوان شاخص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فاز استاتور انتخاب می‌شود:

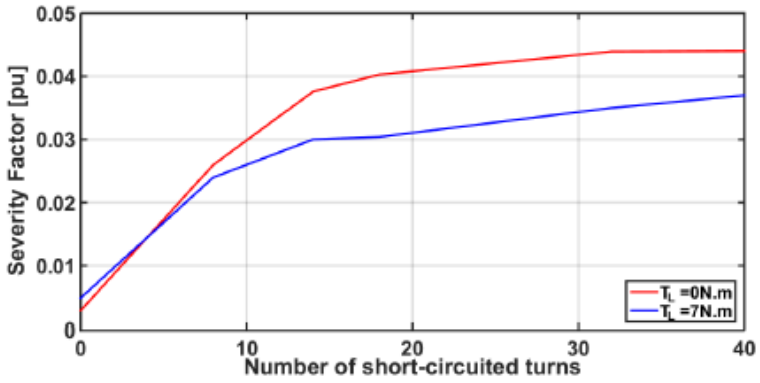
$$i_{rs} = \sqrt{(i_{dr}^n)^2 + \left(i_{qr}^n\right)^2} \quad ۱۰-۲۹$$

در شکل ۸-۱۰ طیف فرکانسی جریان i_{rs} برای مقادیر مختلف از شدت خطا در سیم‌پیچی و در شکل ۹-۱۰ تغییرات شاخص خطا با افزایش شدت خطا، برای یک موتور سنکرون رلوکتانسی ۲.۲ کیلووات، ۴۰۰ ولت و ۱۵۰۰ دور در دقیقه، نشان داده شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۸-۱۰: طیف فرکانسی جریان irs برای مقادیر مختلف از شدت خطا در سیم‌پیچی (T_L = 7 Nm)



شکل ۹-۱۰: تغییرات شاخص خطا با افزایش شدت خطا

شایان ذکر است که این شاخص به سرعت موتور وابسته است. در مقایسه انجام شده در این مرجع، بین سایر روش‌های تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه حلقه در سیم‌پیچی فاز استاتور (جدول ۱-۱۰)، این نتیجه‌گیری شده است که قدرت تشخیص و تغییرات شاخص معرفی شده با تغییر شدت خطا، بیشتر از سایر روش‌ها است.

جدول ۱-۱۰: مقایسه بین روش‌های مختلف تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه حلقه در سیم‌پیچی فاز استاتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

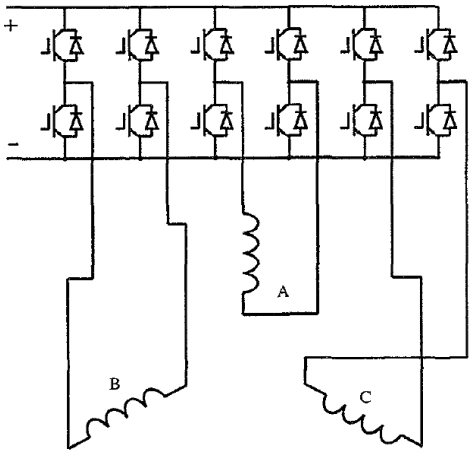
Approach	F_S [Hz]	Fault index	Healthy state	Faulty states		
				08 turns	18 turns	32 turns
Proposed method	$2F_S$	i_{rs}	0.0049	0.01284	0.0258	0.03441
Park Vector	$2F_S$	EPVA	0.004025	0.0036	0.01043	0.01843
Stator currents	$3F_S$	i_a	0.0022	0.0014	0.0047	0.0046
		i_b	0.0015	0.0032	0.0054	0.0047
		i_c	0.0035	0.0037	0.0029	0.0044
	$5F_S$	i_a	0.0153	0.0174	0.0201	0.026
		i_b	0.0164	0.0188	0.0161	0.0195
		i_c	0.0167	0.0160	0.0153	0.0215
Powers	$2F_S$	P	3.0427	13.5478	11.1714	87.8558
		Q	4.6772	3.7123	35.4837	37.9870

در مرجع [۱۶۵]، خطای اتصال کوتاه در یکی از فازهای استاتور، با استفاده از روش تابع سیم‌پیچی اصلاح شده (MWFA) مطالعه شده است. بررسی‌های انجام شده نشان می‌دهد با بروز این خطا، دامنه هارمونیک‌های فرد مضرب ۳ (هارمونیک‌های ۳، ۹ و ۱۵ بررسی شده است) در جریان خط موتور، نسبت به حالت سالم و بدون خطا در موتور، افزایش می‌یابد. با افزایش تعداد دورهای اتصال کوتاه شده، اندازه این هارمونیک‌ها و همچنین، اندازه جریان فاز معیوب نیز افزایش می‌یابد.

در مرجع [۱۶۶] روشی برای کاهش سرعت توسعه خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی‌های فاز استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی ارایه شده است؛ به این صورت که برای جلوگیری از توسعه این خطا، لازم است که جریان گردشی در هادی‌های اتصال کوتاه شده سیم‌پیچی کاهش یابد. راه حل ارایه شده برای کاهش این جریان، کاهش ولتاژ فاز استاتور (معیوب) است.

در مرجع [۱۶۷] پیشنهاد شده است که برای افزایش قابلیت تحمل خطا در موتور سنکرون رلوکتانسی در هنگام بروز خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز استاتور، درایو موتور به گونه‌ای طراحی شود (شکل ۱۰-۱۰) که هر فاز استاتور را بتوان به صورت مستقل تغذیه کرد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۰-۱۰: درایو موتور سنکرون رلوکتانسی برای افزایش قابلیت تحمل خطا

عنوان شده است که دشوارترین خطای ممکن برای موتور، وضعیتی است که یک فاز از موتور اتصال کوتاه شود. در این حالت، موتور را نمی‌توان به سادگی با روش دو فازی درایو کرد، زیرا اتصال مغناطیسی قوی که بین فازهای معیوب و سالم وجود دارد، موجب ایجاد مقدار زیادی جریان در فاز اتصال کوتاه شده می‌شود که این مساله به نوبه خود می‌تواند موجب گسترش خطا و آسیب زدن به موتور و درایو آن شود. برای حل این مساله لازم است که شار متقابل ناشی از دو فاز سالم روی فاز معیوب، صفر شود. بنابراین، اگر در فاز a از یک موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی اتصال کوتاه رخ دهد و M_{ab} و M_{ac} به ترتیب اندوکتانس متقابل بین فاز a و فازهای b و c باشد، برای صفر شدن شار در برگیرنده (و در نتیجه ولتاژ القایی) در فاز a لازم است که:

$$\lambda_{am} = M_{ab} i_b + M_{ac} i_c = 0 \qquad ۱۰-۳۰$$

λ_{am} شار در برگیرنده فاز a است. بنابراین:

$$i_c = -\frac{M_{ab}}{M_{ac}} i_b = -\frac{-0.5L_0 + L_2 \cos(2\theta - 120^o)}{-0.5L_0 + L_2 \cos(2\theta + 120^o)} i_b \qquad ۱۰-۳۱$$

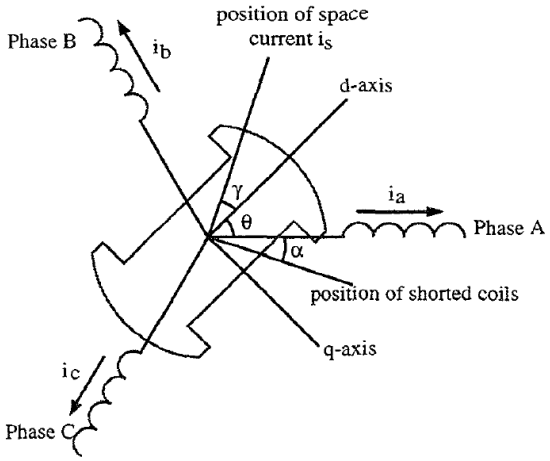
که θ زاویه موقعیت روتور و L_0 و L_2 ثابت‌های اندوکتانس هستند. شایان ذکر است که این انتخاب برای جریان‌های دو فاز غیر معیوب، زمانی می‌تواند موجب ایجاد گشتاور مطلوب و مثبت (گشتاور منفی و ترمزی تولید نشود) برای موتور شود که جریان موتور در ربع اول و یا سوم ناحیه عملکردی موتور باشد.

رابطه مشابهی نیز برای تعیین مقدار جریان‌های فازهای سالم، در حالتی که قسمتی از یک سیم‌پیچی اتصال کوتاه شده باشد، وجود دارد که عبارت است از:

$$i_c = -\frac{L_0 \cos(120^o - \alpha) + L_2 \cos(2\theta - \alpha - 120^o)}{L_0 \cos(120^o + \alpha) + L_2 \cos(2\theta - \alpha + 120^o)} i_b \qquad ۱۰-۳۲$$

زاویه‌های α و θ در شکل ۱۰-۱۱ تعریف شده‌اند.

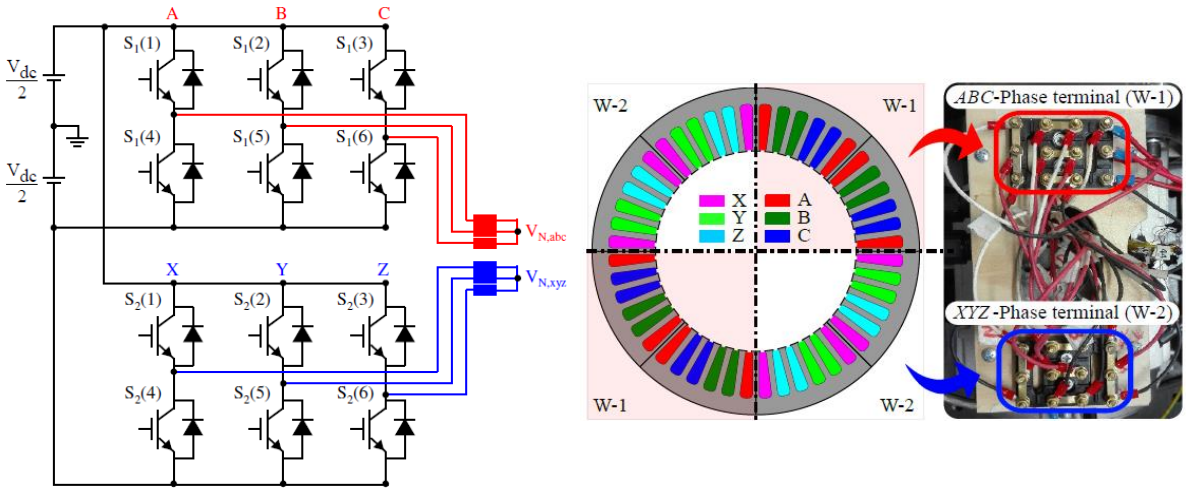
DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۱-۱۰: نمایش برداری و فازوری پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی

۱۰-۴- ساختار جدید سیم‌پیچی برای افزایش قابلیت تحمل خطاهای الکتریکی

یکی از راه‌کارهای ارائه شده برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی، افزایش تعداد فازهای موتور است؛ این کار می‌تواند به صورت افزایش تعداد فازهای استاتور باشد و یا مانند آنچه در مرجع [۱۶۸, ۱۶۹] اشاره شده است، از دو دسته سیم‌پیچی سه فاز که جداگانه تغذیه می‌شوند استفاده شود (شکل ۱۲-۱۰). در این ساختار، گشتاور موتور شامل ۳ جمله است؛ گشتاور ناشی از جریان در سیم‌پیچ سه فاز abc (T_{abc})، گشتاور ناشی از جریان در سیم‌پیچی سه فاز xyz (T_{xyz}) و گشتاور ناشی از جریان در هر دو دسته سیم‌پیچی (T_{mut}) که به این صورت محاسبه می‌شوند:



ب الف

شکل ۱۲-۱۰: الف) ساختار موتور سنکرون رلوکتانسی با دو دسته سیم‌پیچی سه فاز مجزا و ب) مدل مداری موتور

$$T_{abc} = \frac{3}{2} p([I_{abc}]^T DL_{abc}[I_{abc}]) \qquad ۱۰-۳۳$$

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

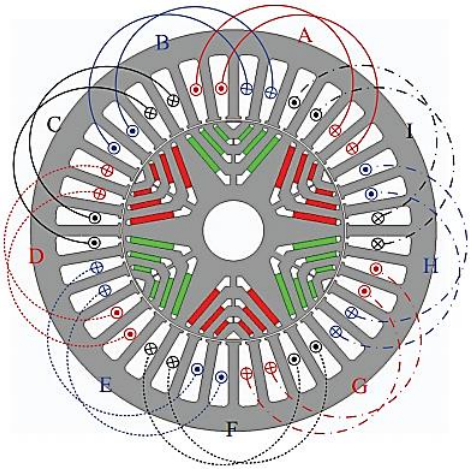
$$T_{xyz} = \frac{3}{2} p \left([I_{xyz}]^T D L_{xyz} [I_{xyz}] \right) \qquad ۱۰-۳۴$$

$$T_{mut} = \frac{3}{2} p \left([I_{abc}]^T D M_m [I_{xyz}] + [I_{xyz}]^T D M_m [I_{abc}] \right) \qquad ۱۰-۳۵$$

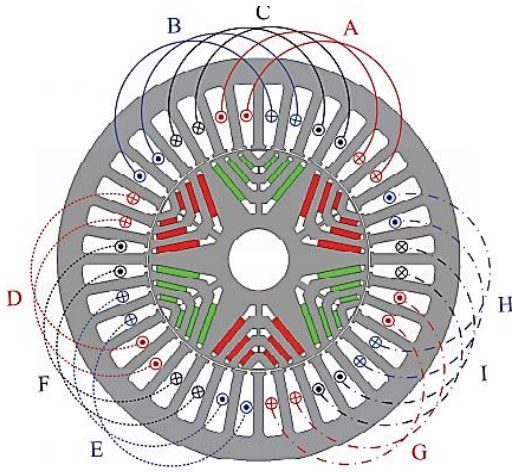
در این رابطه I_{abc} و I_{xyz} بردارهای جریان این دو دسته سیم‌پیچی، L_{abc} و L_{xyz} ماتریس اندوکتانس‌های خودی و متقابل هر دسته سیم‌پیچی سه فاز و M_m ماتریس اندوکتانس‌های متقابل دو دسته سیم‌پیچی abc و xyz است.

در مرجع [۱۷۰]، ساختار جدیدی برای سیم‌پیچی موتور سنکرون رلوکتانسی ارایه شده است که هدف از آن افزایش قابلیت تحمل خطاهای الکتریکی در این موتور است. در شکل ۱۳-۱۰ ساختار معمول سیم‌پیچی یک استاتور یک موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی نشان داده شده است. دیده می‌شود که سیم‌پیچی‌های استاتور (سه مجموعه که هر کدام دارای سیم‌پیچی سه فاز هستند) همپوشانی دارند و (در ناحیه انتهایی سیم‌پیچی‌ها و همچنین، در سیم‌بندی چند لایه در درون شیارها) به هم متصل می‌شوند؛ این کنار هم بودن، باعث می‌شود که در صورت بروز خطا در یک سیم‌پیچی، امکان توسعه آن به سایر سیم‌پیچی‌ها نیز وجود داشته باشد.

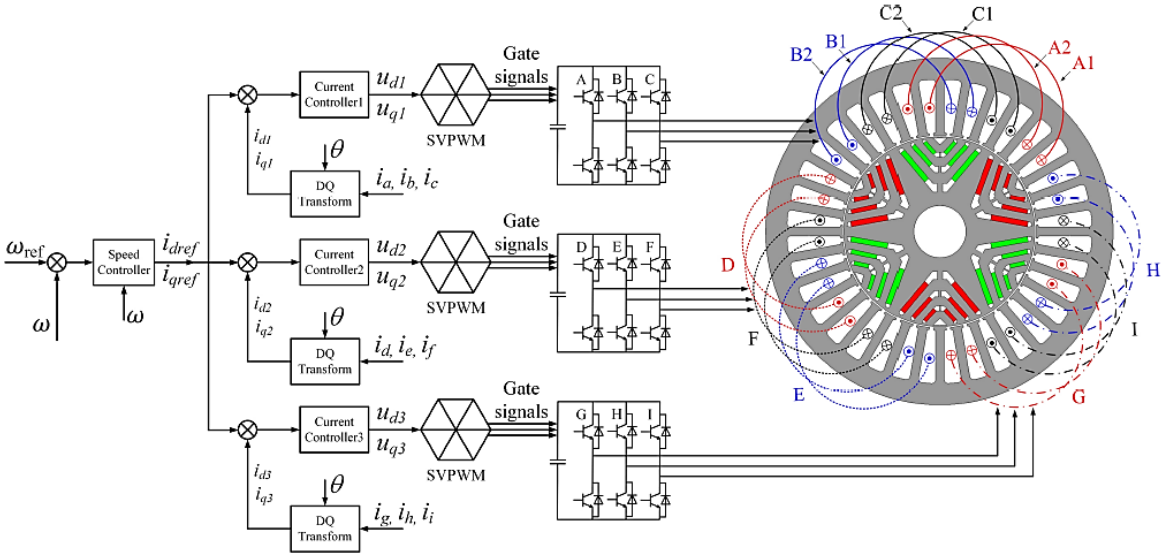
برای افزایش قابلیت تحمل خطا، یک ساختار سیم پیچی سه فاز، شامل سه دسته جدا از هم، که در شکل ۱۴-۱۰ نشان داده شده، پیشنهاد شده است. به دلیل این که این سیم‌پیچی‌ها با هم همپوشانی ندارند (چه درون شیارها و چه در ناحیه انتهایی موتور)، تا حد زیادی از نظر حرارتی از هم مستقلند. برای ایجاد استقلال الکتریکی نیز هر یک از سه دسته سیم‌پیچی سه فاز استاتور، با یک اینورتر مستقل تغذیه می‌شوند. به این ترتیب، در صورت بروز خطای مدار باز و یا اتصال کوتاه در یکی از فازهای این موتور، آن فاز از درایو جدا می‌شود و با دو فاز دیگر موتور می‌تواند به کار خود ادامه دهد.



شکل ۱۳-۱۰: ساختار معمول سیم‌پیچی استاتور موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی



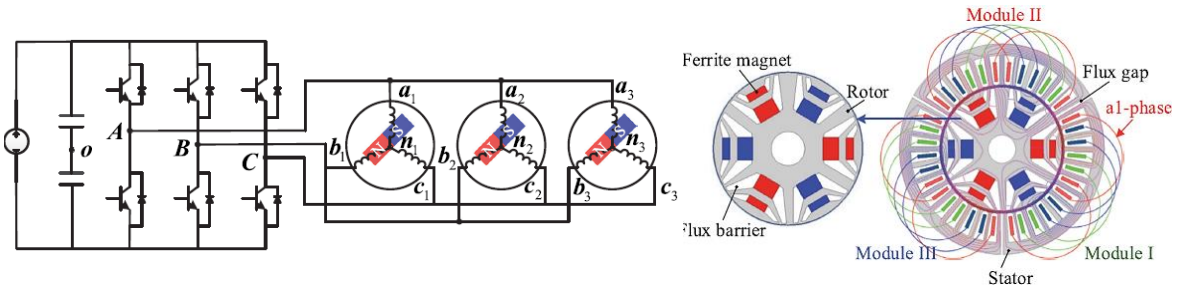
شکل ۱۴-۱۰: ساختار جدید سیم‌پیچی استاتور موتور سه فاز سنکرون رلوکتانسی برای تحمل خطا



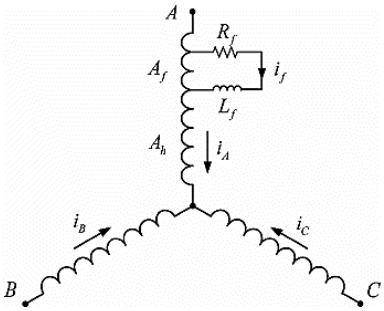
شکل ۱۵-۱۰: ساختار درایو موتور نه فاز سنکرون رلوکتانسی برای افزایش قابلیت تحمل خطا

در عمل می‌توان گفت که ساختار ارائه شده، یک موتور نه فاز است. برای افزایش قابلیت تحمل خطا در این موتور، هر دسته سه فاز از نه فاز موتور، به صورت مستقل از هم تغذیه می‌شوند (شکل ۱۵-۱۰) [۱۷۱]. در مرجع [۱۷۲] پیشنهاد شده است که برای درایو موتور سنکرون رلوکتانسی نه فاز که ساختار آن در شکل ۱۶-۱۰ نشان داده شده است، از یک درایو سه فاز استفاده شود و سه دسته سیم‌پیچی سه فاز در این موتور، به صورت موازی با هم تغذیه شوند. یک از مزیت‌های این طرح، کاهش هزینه‌های سیستم درایو موتور است.

شایان ذکر است که سیم‌پیچی پیشنهادی برای موتورهای با ۶ قطب و یا بیشتر قابل اعمال است و در ساختارهای معمول موتور سنکرون رلوکتانسی که ۴ قطب دارند، قابل استفاده نیست. نکته دیگری که به نظر می‌رسد این است که اگر از ساختار ۶ قطب برای کاربردهای معمول صنعتی (که بازه سرعتی ۱۵۰۰ تا ۳۰۰۰ دور در دقیقه دارند) استفاده شود، لازم است که موتور در سرعت‌هایی بالاتر از سرعت سنکرون موتور ۶ قطب کار کند. به همین دلیل، برای جلوگیری از ایجاد تلفات هسته بیشتر، لازم است که ورقه‌های استفاده شده در ساختار هسته این موتور، ضخامت کمتر و یا کیفیت بهتری از موتورهای سه فاز ۲ و یا ۴ قطب داشته باشد.



شکل ۱۶-۱۰: الف) موتور نه فاز سنکرون رلوکتانسی و ب) نحوه درایو موتور نه فاز با یک اینورتر سه فاز



شکل ۱۷-۱۰: مدار دسته ABC از سیم‌پیچی نه فازه (سه دسته سه فاز)

در صورتی که در یکی از فازهای استاتور، مثلا (با توجه به شکل ۱۴-۱۰) فاز حلقه A1 از فاز A اتصال کوتاه حلقه به حلقه رخ دهد، روابط ولتاژی موتور (شکل ۱۷-۱۰) به صورت زیر است [۱۷۳]:

$$\begin{cases} R_f i_f + L_f \dfrac{di_f}{dt} = \dfrac{N_f}{2N} R_s (i_A - i_f) + \dfrac{d\varphi_{AF}}{dt} \\ u_{d1} = R_s i_{d1} + \dfrac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega\varphi_{q1} - \dfrac{N_f}{3N} R_s i_f \cos p\theta \\ u_{q1} = R_s i_{q1} + \dfrac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega\varphi_{d1} + \dfrac{N_f}{3N} R_s i_f \sin p\theta \\ u_{d2,3} = R_s i_{d2,3} + \dfrac{d\varphi_{d2,3}}{dt} - \omega\varphi_{q2,3} \\ u_{q2,3} = R_s i_{q2,3} + \dfrac{d\varphi_{q2,3}}{dt} + \omega\varphi_{d2,3} \end{cases} \quad ۱۰-۳۶$$

که N تعداد کل حلقه‌های سیم‌پیچی، Nf تعداد حلقه‌های اتصال کوتاه شده و p تعداد قطب‌های موتور است. شار در برگیرنده سیم‌پیچی‌ها با نماد φ نشان داده شده است. اندیس ۱ مربوط به دسته سیم‌پیچی سه فاز ABC است که اتصال کوتاه در آن رخ داده است و اندیس ۲ و ۳ نیز به ترتیب به دو دسته سیم‌پیچی سه فاز DFE و GHI است. روش پیشنهادی در این مرجع برای تشخیص خطای اتصال کوتاه، مقایسه بین مقدار اندازه‌گیری شده شار دربرگیرنده سیم‌پیچی‌ها با مقدار محاسبه شده آن است.

بررسی انجام شده در مرجع [۱۷۴] نشان می‌دهد که با وقوع خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز استاتور موتور نشان داده شده در شکل ۱۴-۱۰، در جریان و ولتاژ فازهای موتور در فضای دو محوری dq، علاوه بر مولفه‌های دی‌سی، مولفه‌های هارمونیک دوم نیز ظاهر می‌شود. به این ترتیب می‌توان گفت که در توان حقیقی و موهومی مصرفی موتور (یا تولیدی در حالت ژنراتوری) نیز مولفه‌های هارمونیک دوم وجود دارد. این هارمونیک‌ها از رابطه زیر محاسبه می‌شوند:

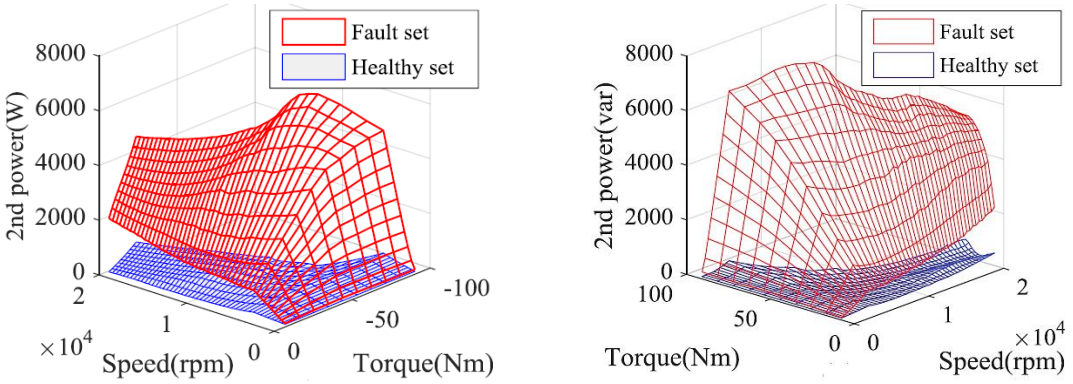
$$p_2 = 1.5k\left[\left(\left(\frac{L_q}{L_d} - 1\right)\omega i_{q0} + \omega_c i_{d0}\right)\sin(2\omega t + \theta) + \left(\omega i_{d0} - \frac{\omega\psi_{d0}}{L_q} + \omega_c i_{q0}\right)\cos(2\omega t + \theta)\right] \quad ۱۰-۳۷$$

$$q_2 = 1.5k\left[\left(-\frac{\omega\psi_{d0}}{L_q} - \omega i_{d0} - \omega_c i_{q0}\right)\sin(2\omega t + \theta) + \left(\omega_c i_{d0} - 2\omega i_{q0}\right)\cos(2\omega t + \theta)\right] \quad ۱۰-۳۸$$

که i_{d0}، i_{q0} و ψ_{d0} مولفه‌های دی‌سی جریان در محورهای d، جریان در محور q و شار در محور d است. در عملکرد موتوری، مولفه هارمونیک دوم توان موهومی بزرگتر از مولفه هارمونیک دوم توان حقیقی است. برعکس، در عملکرد ژنراتوری، مولفه هارونیک دوم توان حقیقی بیشتر از مولفه هارمونیک دوم توان موهومی است. به کمک اندازه‌گیری این هارمونیک‌ها در توان‌های حقیقی و موهومی، وجود خطای اتصال کوتاه در ماشین تحت مطالعه قابل تشخیص است. در شکل ۱۸-۱۰ این هارمونیک‌ها برای دو عملکرد موتوری و ژنراتوری نشان داده شده است. الگوریتم تشخیص خطا نیز به این صورت است که پس از استخراج مولفه هارمونیک دوم در توان لحظه‌ای موتور، با مقدار مرجع در حالت سالم مقایسه می‌شود و وجود یا عدم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

وجود خطای اتصال کوتاه در موتور مشخص می‌شود. بررسی‌های انجام شده نشان می‌دهد که محدوده مناسب برای تشخیص این خطا، در سرعت‌های بیشتر از ۵۰۰ دور در دقیقه و گشتاور موتور بیش از ۱۰ درصد مقدار نامی است.

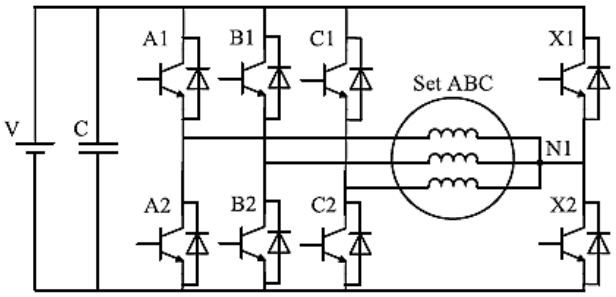


شکل ۱۸-۱۰: مقایسه هارمونیک‌های دوم بین حالت سالم و حالت خطا در الف) توان موهومی در کارکرد موتوری و ب) توان حقیقی در کارکرد ژنراتوری

در مرجع [۱۷۵] از تزریق ولتاژ فرکانس بالا به فازهای استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی نه فازه، برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در حلقه در فازهای آن استفاده کرده است. نویسندگان این مقاله، مشابه کاری که قبلا در مورد موتور موتور سنکرون آهنربای دائم در مرجع [۹۴] انجام داده بودند، ولتاژ متقارن فرکانس بالا در فازهای استاتور اعمال می‌کنند. برای ایجاد قدرت تفکیک بی خطای اتصال کوتاه و خطای افزایش مقاومت استاتور، آزمایش‌ها در سرعت کم انجام می‌شود؛ زیرا، در سرعت زیاد اثر مقاومت فاز در معادلات ولتاژ و جریان فاز موتور کوچک و قابل اغماض می‌شود. شایان ذکر است که افزایش مقاومت فاز (به عبارتی اشکال در اتصالات) فقط مقاومت سیم‌پیچی فاز را افزایش می‌دهد، اما ایجاد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، اندوکتانس سیم‌پیچی را هم تحت تاثیر قرار می‌دهد.

مشابه کار قبلی در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، جریان در فازی که اتصال کوتاه در آن رخ داده است، افزایش می‌یابد. برای کاهش اثر نقطه کار بر روش تشخیص خطا، نسبت مقدار موثر جریان‌ها و انحراف از معیار آن‌ها به عنوان شاخصی برای تشخیص نامتوازنی در سیم‌پیچی انتخاب شده است. افزایش قابل توجه انحراف معیار، به معنی ایجاد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه است. این شاخص، حساسیت زیادی به خطای افزایش مقاومت فاز ندارد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333



شکل ۱۹-۱۰: اینورتر تغذیه کننده دسته سیم‌پیچی سه فاز ABC با ساق اضافی

در مرجع [۱۷۶] عنوان شده که در صورت وقوع خطای اتصال کوتاه در یکی از فازهای این موتور، به دلیل ایجاد مولفه صفر در شار دربرگیرنده سیم‌پیچی فازها، در جریان فازهای موتور عدم تعادل زیادی ایجاد می‌شود. با اتصال نقطه نول سیم‌پیچی از طریق یک ساق اینورتر اضافی به زمین (شکل ۱۹-۱۰)، مسیری برای جاری شدن جریان مولفه صفر ایجاد می‌شود و درنتیجه، عدم تعادل در جریان فازها کاهش می‌یابد.

اگر در یک فاز از سه دسته سه فاز موتور نه فازه، خطای اتصال کوتاه رخ دهد، برای کاهش اثرات منفی این اتصال کوتاه، در [۱۷۷] پیشنهاد شده است که جریان اضافی در دسته سه فاز که خطا در آن رخ داده است، به گونه‌ای تزریق شود که شار در برگیرنده در فاز دارای خطا صفر شود. برای این منظور، فرض شده است که شار در برگیرنده فاز دارای خطا، به صورت ترکیب خطی (صرف‌نظر از اثر اشباع) شامل سه جمله شار ناشی از آهنربا، شار ناشی از سیم‌پیچی دو دسته سه فاز سالم و شار سیم‌پیچی‌های دسته سه فاز دارای خطا است. اگر فرض شود که خطا در فاز A از دسته سه فاز ABC رخ داده باشد، در این صورت و با محاسبه جداگانه این هر سه قسمت شار دربرگیرنده فاز A (φ_A) و جمع خطی آن، شار در برگیرنده فاز A برابر می‌شود با:

$$\varphi_A = \left(\varphi_m + L_d i_{df}\right)\cos p\omega t - L_q i_{qf}\sin p\omega t + \frac{4k}{3}\left(i_{df} - i_{dh}\right)\cos(p\omega t - 60) - \frac{4k}{3}\left(i_{qf} - i_{qh}\right)\sin(p\omega t - 60) \qquad ۱۰-۳۹$$

که φ_m شار مغناطیسی ناشی از آهنربا، i_{dh} و i_{qh} جریان دو محوری دو دسته سه فاز سالم و i_{df} و i_{qf} نیز جریان دو محوری دسته فاز دارای خطا است. با مساوی صفر قرار دادن شار دربرگیرنده فاز A، جریان اضافی (i_{df}, i_{qf}) لازم برای تزریق در دسته سیم‌پیچی معیوب، بر حسب جریان فازهای سالم (i_{dh}, i_{qh}) محاسبه می‌شود.

جمع‌بندی روش‌های تشخیص عیب در موتورهای سه فاز القائی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۱۱- مقدمه

در این فصل، اطلاعات ارائه شده در گزارش‌های مرحله‌های قبل پروژه در مورد روش‌های تشخیص عیب در موتورهای سه فاز القائی، موتورهای آهنربای دائم و موتورهای سنکرون رلوکتانسی به اختصار بررسی و تحلیل می‌شود.

۲-۱۱- موتورهای سه فاز القائی

در یک بررسی کلی از اطلاعات ارائه شده در گزارش مرحله اول پروژه، می‌توان گفت که روش‌های غیرمهاجم پیشنهادی برای بررسی وجود یا عدم وجود عیب‌های مختلف الکتریکی و مکانیکی در ساختار موتورهای القائی، بیشتر بر اساس تحلیل سیگنال‌های جریان و ولتاژ موتور است و به استفاده از مدار معادل، تغییرات پارامترهای مدار معادل، اختلاف جریان حالت سالم و حالت خطا توجهی نشده است. این تحلیل‌ها به صورت زیر قابل تقسیم است:

۱-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در حوزه فرکانس

در مورد تشخیص عیوب الکتریکی و مکانیکی در ماشین‌های القائی با استفاده از طیف فرکانسی جریان ماشین، مقالات و کتاب‌های متعددی منتشر شده است. در جدول ۱-۱۱، به صورت خلاصه این اطلاعات دسته‌بندی شده است. بزرگ‌ترین عیبی که برای این روش تشخیص عیب می‌توان عنوان کرد این است که در مورد شدت عیب یا خطا در این روش نمی‌توان اظهار نظر کرد؛ زیرا دامنه هارمونیک‌های ظاهر شده در جریان موتور در اثر این عیوب، متناسب با شدت عیب نیست.

جدول ۱-۱۱: شاخص‌های متناسب با هر عیب در طیف فرکانسی جریان موتورهای سه فاز القائی

ردیف	نوع عیب	فرکانس باند جانبی
۱	ناهم محوری (استاتیک، دینامیک و مرکب)، بدون درایو	$f_b = \|f_1 \pm k f_r\|$
۲	ناهم محوری (استاتیک، دینامیک و مرکب)، تغذیه با درایو	$f_b = \|m f_1 \pm k f_r\|$
۳	عیب در بلبرینگ‌ها (به صورتی که موجب ایجاد نوسانات مکانیکی با فرکانس f_v بشود)	$f_b = \|h f_1 \pm m f_v\|$
۴	شکستگی میله در روتور موتورهای سه فاز القایی، بدون درایو	$f_b = (1 \pm 2ks) f_1$
۵	شکستگی میله در روتور موتورهای سه فاز القایی، تغذیه با درایو	$f_b = (m \pm 2nks) f_1$
۶	اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور	$f_b = \left(\frac{n}{p}(1-s) \pm k\right) f_1$

۲-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در فضای دو محوری dq

در جدول ۲-۱۱ عیب‌ها در موتور سه فاز القائی و شاخص تشخیص آن‌ها در تحلیل جریان موتور در فضای dq نشان داده شده است. تعداد مراجعی که به این روش تشخیص عیب در موتورهای سه فاز القائی پرداخته‌اند، چندان زیاد نیست. شاخص‌های

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

ارائه شده برای تشخیص عیوب در این روش، در برخی موارد به شدت عیب حساسیت دارد که مانند غالب شاخص‌هایی تشخیص عیب در روش‌های آنلاین، مطلق نیستند و نیاز به بررسی تدریجی تغییرات آن‌ها است.

شایان ذکر است که به دلیل وجود هارمونیک‌های مختلف (در حالت سالم) در جریان موتور، وقتی جریان از فضای سه فاز abc به فضای دومحوری dq منتقل می‌شود، نوسانات زیادی در جریان‌های i_d و i_q مشاهده می‌شود. به همین دلیل، منحنی جریان‌های i_d و i_q در صفحه پارک، یک منحنی با مرزهای ضخیم است و در عمل، تشخیص عیوب در مراحل ابتدایی وقوع آن‌ها دشوار است. به همین دلیل نیز استفاده از شاخص‌های فرکانس‌های باند جانبی در جریان حاصل‌ضرب نیز دشواری زیادی برای تشخیص عیوب دارد؛ در ضمن اثرات سیم‌بندی‌های مختلف روتور و استاتور نیز بر این شاخص مطالعه جدی نشده است.

جدول ۲-۱۱: عیب‌ها در موتور سه فاز القائی و شاخص تشخیص آن‌ها در تحلیل جریان موتور در فضای dq

ردیف	نوع عیب	شاخص تشخیص عیب	حساسیت شاخص به شدت خطا
۱	ناهم محوری استاتیک	مساحت بین جریان‌های i_q و i_d در یک دوره تناوب	حساس است
۲	اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی یک فاز استاتور	منحنی جریان‌های i_q و i_d در صفحه پارک	الگوی مشخص ارائه نشده و نیاز به مطالعه بیشتر دارد.
		۱- فرکانس‌های باند جانبی $2f_s + f_r$ و $2f_s - f_r$ در طیف حاصل ضرب جریان‌های i_q و i_d وجود دارد. ۲- اجزای f_r ، $2f_r$، $2f_s + 2f_r$ و $2f_s - 2f_r$ نیز در طیف حاصل ضرب جریان‌های i_q و i_d وجود دارد.	ندارد
		نمودار مقدار بیشینه جریان i_d به مقدار کمینه جریان i_d	حساس است
۳	عیب در بلبرینگ‌ها	منحنی جریان‌های i_q و i_d در صفحه پارک	بررسی نشده است.
۴	شکستگی میله در روتور موتورهای سه فاز القایی، بدون درایو	هارمونیک‌های باند جانبی $(1-2s)f_s$ و $(1+2s)f_s$ در جریان‌های i_q و i_d	ندارد
		مولفه‌های باند جانبی $(1-s)2f_s$، $(1+s)2f_s$، $(1-2s)2f_s$ و $(1+2s)2f_s$ در حاصل‌ضرب جریان‌های i_q و i_d	ندارد

جمع‌بندی مطالب فوق نشان می‌دهد که استفاده از تبدیل پارک و شاخص‌های پیشنهاد شده برای تشخیص عیوب الکتریکی و مکانیکی در ساختار موتورهای سه فاز القائی، نمی‌تواند دقت کافی در عیب‌یابی این موتورها داشته باشد. به همین دلیل نیز استقبال چندانی از این روش در بین محققین نشده است.

۳-۲-۱۱- تحلیل جریان موتور در حوزه زمان- فرکانس

تحلیل طیف فرکانسی سیگنال‌های موتور، در حالت گذرای ماشین‌های الکتریکی قابل استفاده نیست؛ زیرا این روش اطلاعات زمانی سیگنال را نادیده می‌گیرد. در این مواقع، روش‌های تبدیل فوریه زمان کوتاه و تبدیل ویولت کارآیی بیشتری دارد. در

بررسی‌های انجام شده در زمینه عیب‌یابی موتورهای سه فاز القایی، روش تبدیل ویولت بیشتر مورد توجه بوده است؛ هرچند که در کل، استفاده از این تبدیل در عیب‌یابی ماشین‌های الکتریکی عمر زیادی ندارد.

از مزیت‌های تبدیل ویولت، می‌توان به تحلیل سیگنال با دقت زیاد اشاره کرد. تبدیل ویولت، دو صورت پیوسته و گسسته دارد؛ در حالت گسسته، تبدیل ویولت عملا به صورت یک بانک فیلتری است. این بانک فیلتری، علاوه بر بحث افزایش دقت تحلیل، برای استفاده از هوش مصنوعی در تشخیص خطا در موتورهای الکتریکی نیز مناسب است. توسعه تبدیل ویولت گسسته، به ابداع روش تجزیه به پاکت‌های ویولت (WPD) منجر شده است. شایان ذکر است که استفاده از این ابزارها برای تحلیل سیگنال‌های ماشین الکتریکی، باعث تولید حجم زیادی از اطلاعات می‌شود که عملا، ارتباط دادن این اطلاعات به وقوع یک عیب کار دشوار و بعضا غیرممکنی است. در نتیجه، غالب مراجع به سمت استفاده از محاسبه انرژی این اطلاعات در لایه‌های مختلف، رفته‌اند. این کار در عمل، باعث حذف اطلاعات سیگنال می‌شود. غالب شاخص‌های پیشنهادی بر این اساس، با تغییر بار موتور دچار تغییر می‌شود.

نکته دیگر این است که معمولا اطلاعات عمقی (لایه‌ای) از سیگنال‌های تجزیه شده برای تشخیص عیب مفید است که شاخص فرکانسی آن عیب در روش تحلیل فرکانسی جریان موتور (MCSA)، در بازه فرکانسی آن عمق قرار بگیرد؛ به این ترتیب، می‌توان گفت که حجم زیادی از اطلاعات تولید شده در این روش مفید نیست. شایان ذکر است که در بررسی این مقالات نیاز به توجه به تابع ویولت مادر مورد استفاده در بررسی‌ها است که خود می‌تواند یک موضوع تحقیقی باشد.

در جدول ۳-۱۱، اطلاعات عیوب بررسی شده در ساختار موتورهای سه فاز القائی با استفاده از تبدیل ویولت جریان موتور و شاخص‌های پیشنهادی برای تشخیص هر عیب آورده شده است. مشاهده می‌شود که فعالیت‌های انجام شده در این حوزه زیاد نیست و همه عیوب مختلفی که در ساختار ماشین‌های سه فاز القایی ممکن است رخ دهد، هنوز به صورت کامل به این روش بررسی نشده است. وابستگی شاخص به تغییر بار و نیاز به دفعات زیاد آزمایش (برای محاسبه مقدار میانگین و انحرا ف معیار) از معایب مهم استفاده از این روش است. به نظر می‌رسد که استفاده از الگوی تغییرات ضرایب در عمق‌های مختلف، می‌تواند به عنوان شاخصی برای بررسی انواع عیوب در ساختار موتورهای سه فاز القایی، بیشتر بررسی شود.

جدول ۳-۱۱: تشخیص عیب‌ها در موتور سه فاز القائی با استفاده از تبدیل ویولت جریان موتور

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

ردیف	نوع عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار	حساسیت شاخص به شدت عیب
۱	میله شکسته در روتور	بررسی تغییرات متوسط انرژی سیگنال تجزیه شده (WPD) در کم باری، میان‌باری و پرباری در لایه‌های مختلف	ندارد	بررسی نشده است.
		بررسی مقدار متوسط و انحراف معیار انرژی سیگنال تجزیه شده (ویولت گسسته) در عمق‌های مختلف با انجام ۱۰ بار آزمایش (بررسی جریان راه‌اندازی)	بررسی نشده است.	مقدار متوسط با افزایش شدت عیب افزایش می‌یابد.
		– مقایسه نمودارهای اندازه ضریب‌ها در لایه‌های مختلف، بین حالت سالم و حالت دارای خطا. – در حالت راه‌اندازی، جریان مانای موتور از سیگنال جریان موتور حذف شده و تبدیل ویولت گسسته بر این جریان باقیمانده (گذرا) اعمال شده است.	دارد	ندارد (در کم باری این روش قابل استفاده نیست، زیرا دامنه جریان گذرا کوچک است)
		تغییرات زمانی دامنه شاخص $R^4_{4,6}$ در تبدیل ویولت (RUWPT)	دارد	دامنه شاخص با افزایش عیب افزایش می‌یابد.
۲	خروج از مرکز استاتیک	بررسی تغییرات مقدار متوسط و واریانس انرژی سیگنال تجزیه شده (WPD) در کم باری، میان‌باری و پرباری در لایه‌های مختلف	ندارد	بررسی نشده است.
۳	اتصال کوتاه و یا افزایش مقاومت در سیم‌پیچی یک فاز	همبستگی بین ضرایب تجزیه شده (WPD) در عمق‌های مختلف	بررسی نشده است.	دارد
۴	اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز، تغذیه با درایو	بررسی تغییرات انرژی سیگنال تجزیه شده در عمق‌های مختلف (ویولت گسسته) در کم باری، میان‌باری و پرباری در لایه‌های مختلف	دارد (به فرکانس کلیدزنی نیز وابسته ست)	دارد

۴-۲-۱۱- اندازه‌گیری میدان مغناطیسی خارجی

وقوع عیب‌های الکتریکی و مغناطیسی در ساختار ماشین‌های القائی موجب ایجاد الگوهای مشخصی از شار مغناطیس پراکندگی درفضای خارج از ماشین می‌شود. هرچند دامنه این شارهای مغناطیسی کوچک است، اما به کمک حسگرهای دست‌ساز و یا صنعتی می‌توان این شارهای مغناطیسی را اندازه‌گیری و نتایج آن را تحلیل کرد.

این روش شناخت عیوب در ساختار ماشین‌های الکتریکی در چند سال اخیر بسیار مورد توجه محققین دانشگاهی قرار گرفته است و هنوز جای کار زیادی در این زمینه وجود دارد. در جدول ۴-۱۱ جمع‌بندی اطلاعات ارائه شده در مورد تشخیص عیوب در موتورهای القائی با استفاده از اندازه‌گیری میدان مغناطیسی خارجی آورده شده است.

جدول ٤-۱۱: تشخیص عیب‌ها در موتور سه فاز القائی با استفاده از اندازه‌گیری میدان مغناطیسی خارجی

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

ردیف	نوع عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار	حساسیت شاخص به شدت عیب
۱	میله شکسته در روتور	فرکانسی‌های مرتبط با این عیب در جریان موتور، در مولفه محوری میدان مغناطیسی در شار مغناطیسی خارجی در محدوده ناحیه انتهایی، مشاهده می‌شود.	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
		شار مغناطیسی با فرکانس $3sf$ در مولفه محوری شار، در ناحیه انتهایی موتور می‌شود	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
		بررسی در حالت گذرا و با محاسبه انرژی سیگنال شار مغناطیسی خارجی تجزیه شده (انرژی مولفه sf به انرژی کل سیگنال در هر لایه) به روش ویولت گسسته، در دو ناحیه انتهایی و اطراف موتور، انجام شده است.	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
۲	اتصال کوتاه در سیم‌پیچی روتور (موتور روتور سیم‌پیچی)	بررسی در حالت گذرا و با محاسبه انرژی سیگنال شار مغناطیسی خارجی تجزیه شده (انرژی مولفه sf به انرژی کل سیگنال در هر لایه) به روش ویولت گسسته، در (مولفه مماسی) اطراف موتور، انجام شده است.	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
۳	خروج از مرکز	– در حالت خروج از مرکز استاتیک، شار مغناطیسی هم فرکانس با مولفه اصلی در مولفه محوری شار پراکندگی در ناحیه انتهایی تولید می‌شود. – در حالت خروج از مرکز دینامیک، شار مغناطیسی با فرکانس $s\omega$ در مولفه محوری شار پراکندگی در ناحیه انتهایی تولید می‌شود.	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
۴	اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز	موجب ایجاد فرکانس‌های جدید در شار مغناطیسی در فضای خارج موتور نمی‌شود و فقط دامنه فرکانس‌های موجود در شار مغناطیسی افزایش می‌یابد (مولفه شعاعی شار مغناطیسی در اطراف موتور).	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.

وابستگی زیاد نتایج به موقعیت حسگر شار مغناطیسی، یکی از معایب مهم این روش شناخت عیوب در ساختار ماشین‌های الکتریکی است. مزیت این روش شناخت عیب در ساختار ماشین‌های الکتریکی این است که مهاجم نیست و دارای سادگی در اندازه‌گیری است. بررسی اثر بار بر شاخص‌های پیشنهادی در این روش و حساسیت این شاخص‌ها به شدت عیب نیاز به بررسی و مطالعه بیشتر دارد. همچنین، بررسی اثر درایو بر نتایج حاصل از این روش در عیب‌یابی موتورهای القائی، نیز می‌تواند موضوع دیگری برای مطالعه بیشتر در این حوزه باشد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳-۱۱- موتورهای آهنربای دائم

موتورهای آهنربای دائم که در این پروژه مورد بررسی قرار گرفتند، در دو دسته موتورهای آهنربای دائم سنکرون و موتورهای دی‌سی بدون جاروبک تقسیم می‌شوند. روش‌های تشخیص عیب بر پایه تحلیل سیگنال‌های جریان و ولتاژ، در این دو دسته موتور الکتریکی پرکاربرد، موفقیت‌های زیادی نشان نداده‌اند. مهم‌ترین دلیل این مساله را می‌توان به مشابه بودن طیف فرکانسی این سیگنال‌ها در بروز عیب‌های مختلف الکتریکی و مکانیکی در ساختار موتور دانست که باعث خطا در تفکیک عیوب در موتور می‌شود. در مقابل، روش‌های مبتنی بر استفاده از مدل موتورهای آهنربای دائم در عیب‌یابی حجم زیادی از مستندات علمی را به خود اختصاص داده است. در این روش‌ها، اساس عیب‌یابی بر محاسبه اختلاف سیگنال اندازه‌گیری شده با مقدار محاسبه شده آن در حالت سالم موتور است. در ادامه فعالیت‌های انجام شده در این زمینه دسته‌بندی می‌شود.

جدول ۵-۱۱: عیوب مکانیکی در ساختار موتورهای آهنربای دائم و شاخص‌های پیشنهادی تشخیص آن‌ها

نوع عیب	نوع موتور	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار	حساسیت شاخص به شدت عیب
خروج از مرکز استاتیک	سنکرون آهنربای دائم سطحی	هارمونیک‌های باند جانبی در جریان استاتور با فرکانس $(1\pm(2k-1)/P)f_s$ ظاهر می‌شود.	بررسی نشده است.	دارد (دامنه هارمونیک‌ها افزایش می‌یابد)
	سنکرون آهنربای دائم سطحی	بیشینه سیگنال تجزیه شده به روش ویولت گسسته در عمق ۱ و ۲	بررسی نشده است.	دارد (دامنه هارمونیک‌ها افزایش می‌یابد)
خروج از مرکز دینامیک	سنکرون آهنربای دائم (سطحی و داخلی)	هارمونیک‌های باند جانبی در جریان استاتور با فرکانس $(1\pm(2k-1)/P)f_s$ ظاهر می‌شود.	بررسی نشده است.	دارد (دامنه هارمونیک‌ها افزایش می‌یابد)
	سنکرون آهنربای دائم سطحی	بیشینه سیگنال تجزیه شده به روش ویولت گسسته در عمق ۱ و ۲	بررسی نشده است.	دارد (دامنه هارمونیک‌ها افزایش می‌یابد)
	موتور دی‌سی بدون جاروبک	مقدار موثر نقاط با دامنه بیشینه تابع انرژی در تبدیل ویولت سیگنال جریان موتور	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
	موتور دی‌سی بدون جاروبک	نقاط با دامنه بیشینه تابع انرژی در تبدیل فوریه زمان کوتاه سیگنال جریان موتور	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
خروج از مرکز مرکب	سنکرون آهنربای دائم سطحی	هارمونیک‌های باند جانبی در جریان استاتور با فرکانس $(1\pm(2k-1)/P)f_s$ ظاهر می‌شود.	بررسی نشده است.	دارد (دامنه هارمونیک‌ها افزایش می‌یابد)

۱-۳-۱۱- عیب‌های مکانیکی

در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، هر عیبی رخ دهد که موجب ایجاد نوسان با فرکانس f_f در گشتاور موتور شود، همین نوسان در جریان محور q موتور نیز ایجاد خواهد شد. در نتیجه، در جریان موتور در فضای abc، هارمونیک‌های باند جانبی با

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

فرکانس $|f \mp f_f|$ در جریان موتور مشاهده می‌شود. همچنین، این نوسانات به جریان دی‌سی ورودی به اینورتر نیز منتقل می‌شود.

در جدول ۵–۱۱ جمع‌بندی از روش‌های پیشنهادی برای تشخیص عیب‌های مکانیکی در ساختار موتورهای آهنربای دائم آورده شده است. در این جدول نیز دیده می‌شود که مولفه ظاهر شده در طیف جریانی موتور در هر سه شاخه از عیب خروج از مرکز یکسان است. شایان ذکر است بررسی این عیوب در ماشین‌های سنکرون آهنربای دائم توسط یک تیم انجام شده است و در مرجع دیگری، از دامنه هارمونیک ظاهر شده در جریان موتور، به عنوان شاخصی برای تعیین شدت عیب استفاده نشده است؛ لذا، تغییرات این شاخص‌ها با افزایش شدت عیب می‌توان محل سوال جدی باشد.

۲-۳-۱۱- مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها

یکی از خطاهای معمول در موتورهای آهنربای دائم، مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در اثر میدان مغناطیسی استاتور و یا تغییرات شدید دمایی موتور است. در جدول ۶–۱۱ جمع‌بندی اطلاعات ارائه شده برای شناخت این عیب آورده شده است. بررسی‌های انجام شده در مقالات این بخش نشان می‌دهد که در برخی موارد، عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا وجود دارد، اما مولفه‌های باند جانبی که شاخصی برای تشخیص این عیب هستند، در جریان و یا ولتاژ مولفه صفر موتور دیده نمی‌شوند. دلیل این مساله، تضعیف و یا حذف این فرکانس‌ها در اثر نوع سیم‌پیچی موتور است. به همین دلیل، اکتفا به بررسی طیف فرکانسی جریان و یا ولتاژ موتور نمی‌تواند راه حل مطمئنی برای تشخیص این عیب باشد.

از مهم‌ترین مزیت‌های محاسبه ضریب K_E برای تشخیص عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک این است که این شاخص نسبت به عیوب مکانیکی در ساختارموتور، حساسیت زیادی ندارد.

۳-۳-۱۱- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی استاتور

اتصال کوتاه حلقه به حلقه در مقالات مرتبط با موتورهای آهنربای دائم، بیش از بقیه عیوب مورد توجه قرار گرفته است. در جدول ۷–۱۱ و جدول ۸–۱۱، به ترتیب، شاخص‌های پیشنهاد شده برای تشخیص عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و سنکرون آهنربای دائم آورده شده است.

در بررسی‌های انجام شده، عنوان شده است که شاخص‌های فرکانسی، شاخص خوبی برای تشخیص شدت عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتور نیست؛ زیرا دامنه طیف فرکانسی، ارتباط مستقیم با شدت عیب ندارد. برخی از شاخص‌های فوق، نیازمند داشتن اطلاعات از وضعیت سالم موتور است که این کار با اندازه‌گیری قبلی و یا محاسبه آن‌ها به کمک مدل‌سازی اجزای

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

موتور صورت می‌گیرد؛ البته بیشتر این شاخص‌ها را با پایش مداوم وضعیت موتور و محاسبه آن شاخص نسبت به اندازه‌گیری قبلی (یعنی فرض می‌شود که اندازه‌گیری قبلی در وضعیت سالم موتور بوده است)، می‌توان برای بررسی وضعیت موتور استفاده کرد. شایان ذکر است که به تلورانس‌های ساختی، همواره مقادیر این شاخص‌ها در حالت سالم موتور نیز مخالف صفر است.

جدول ٦-١١: مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و شاخص‌های پیشنهادی برای تشخیص این عیب

نوع عیب	نوع موتور	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار یا سرعت	حساسیت شاخص به شدت عیب
تضعیف ۵۰ درصدی آهنرباهای یک جفت قطب	سنکرون با آهنربای دائم سطحی، ۶ قطب	– هارمونیک‌های باند جانبی با فرکانس $f_e\left(1 \pm \frac{k}{P}\right)$ در جریان موتور دیده می‌شود. – محاسبه انرژی سیگنال در عمق‌های مختلف از تبدیل ویولت گسسته سیگنال جریان، در بازه‌های فرکانسی که شامل مولفه‌های فوق است.	ندارد	–
حذف ۵۰ درصدی آهنرباهای یک قطب	سنکرون با آهنربای دائم سطحی، ۶ قطب	محاسبه نسبت ولتاژ مولفه توالی صفر در حالت عیب‌دار به حالت سالم	وابسته به سرعت نیست	–
بریدگی افقی، عمودی و شکستگی در آهنربا	سنکرون با آهنربای دائم سطحی، ۶ قطب	هارمونیک‌های باند جانبی با فرکانس $f_e\left(1 \pm \frac{k}{P}\right)$ در ولتاژ ضد محرکه موتور دیده می‌شود.	دامنه هارمونیک‌ها به سرعت موتور بیشتر وابسته است تا به تغییر بار	–
خرابی‌های مختلف در یک آهنربا	سنکرون با آهنربای دائم سطحی، ۸ قطب	بررسی مولفه‌های شعاعی و مماسی هارمونیک‌های ۱/۴ شار مغناطیسی پراکندگی خارجی در اطراف موتور (در دو نقطه روی دندانه و روی شیار)	وابستگی کمی به تغییر بار و سرعت دارد.	حساسیت قابل توجه دارد.
خرابی‌های مختلف در یک آهنربا	سنکرون با آهنربای دائم داخلی، ۶ قطب	محاسبه مقدار متوسط اندوکتانس‌های محور d و q در بارهای مختلف و مقایسه با این مقادیر در حالت سالم	–	حساسیت دارد.
خرابی‌های مختلف در آهنرباها	دی‌سی بدون جاروبک	محاسبه ضریب K_E (در رابطه محاسبه ولتاژ ضد محرکه E $(= K_E \omega_r)$.	ندارد	دارد
خرابی‌های مختلف در آهنرباها	دی‌سی بدون جاروبک	هارمونیک‌های $f_e \pm k\frac{f_e}{P/2}$ در جریان موتور مشاهده می‌شود.	به بار وابسته است.	ندارد
خرابی‌های مختلف در آهنرباها	دی‌سی بدون جاروبک	هارموونیک‌های $f_e\left(\frac{k}{P/2}\right)$ در ولتاژ ضد محرکه موتور مشاهده می‌شود (مخصوصا هارمونیک‌های ۲ و ۴).	به سرعت وابسته است.	ندارد

جدول ۷-۱۱: اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و شاخص‌های تشخیص این عیب

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

روش تشخیص عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار یا سرعت	حساسیت به شدت عیب
تخمین مقاومت فازهای استاتور	به صورت مداوم مقاومت سیم‌پیچی فازهای استاتور، با استفاده از فیلتر کالمن، تخیمن زده می‌شود. اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز، باعث کاهش مقاومت فاز می‌شود.	ندارد	دارد
تخمین امپدانس فازهای استاتور	از تقسیم ولتاژ بر جریان هر سیم‌پیچی فاز استاتور، امپدانس آن محاسبه می‌شود. اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز، باعث کاهش امپدانس فاز می‌شود.	امپدانس فاز به سرعت موتور وابسته است.	دارد
تغییر دامنه مولفه اصلی و هارمونیک سوم ولتاژ (در تغذیه موتور با جریان)	ایجاد خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، علاوه بر افزایش دامنه مولفه اصلی، باعث ایجاد هارمونیک سوم در ولتاژ فاز موتور می‌شود.	به سرعت و بار موتور وابسته است.	دارد
بررسی هارمونیک طیف جریان	وجود هارمونیک 3f- در طیف فرکانسی جریان موتور، نشانگر وقوع خطای اتصال کوتاه است. این هارمونیک در اثر تلورانس‌های ساختی و یا عدم تعادل در منبع تغذیه تولید نمی‌شود.	به سرعت و بار وابسته است.	

جدول ۸-۱۱: اتصال کوتاه حلقه به حلقه در موتورهای سنکرون آهنربای دائم و شاخص‌های تشخیص این عیب

روش تشخیص عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار یا سرعت	حساسیت به شدت عیب
پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای abc	اندازه دامنه جریان فاز دارای عیب	دارد	دارد
	مولفه‌های هارمونیکی باند جانبی با فرکانس $f_1\left(\frac{n}{p}\pm k\right)$ و یا $f_1\left(1\pm\frac{2k+1}{p}\right)$ در جریان موتور	ندارد.	ندارد
	اندازه جریان توالی منفی	دارد	دارد
	محاسبه جریان باقی‌مانده (اختلاف مقدار جریان حالت سالم و حالت عیب‌دار) با شاخصی به این صورت: $\left\|\tilde{\imath}_a-[\tilde{\imath}_b]_{t-\frac{T}{3}}\right\|+\left\|[\tilde{\imath}_b]_{t-\frac{T}{3}}-[\tilde{\imath}_c]_{t-\frac{2T}{3}}\right\|+\left\|\tilde{\imath}_a-[\tilde{\imath}_c]_{t-\frac{2T}{3}}\right\|$	دارد	دارد
	اختلاف بین ریپل جریان فاز موتور دارای خطا در تغذیه موتور با PWM، در حالت سالم و حالت عیب‌دار	دارد	دارد
پردازش جریان و ولتاژ موتور در فضای دو محوری dq	نسبت دامنه جریان هارمونیک دوم در محور q در حالت عیب‌دار به حالت سالم	به سرعت و بار وابسته است.	دارد
	محاسبه تابع نسبت ریله برای برداری با چهار عنصر، شامل نسبت دامنه جریان و ولتاژ (در حالت عیب‌دار به حالت سالم) در دو محور d و q موتور	به سرعت وابسته است، ولی به بار حساس نیست	دارد
محاسبه ولتاژ ضد محرکه	اختلاف بین ولتاژ ضد محرکه در حالت سالم با حالت عیب‌دار	به سرعت وابسته است.	دارد
	استخراج مولفه‌های توالی منفی هارمونیک دوم ولتاژ ضد محرکه در قاب دومحوری ساکن (αβ)، شاخص تشخیص عیب به صورت $e_{\alpha n2}^2+e_{\beta n2}^2$ تعریف می‌شود.	به سرعت و بار وابسته است.	دارد
	اختلاف ولتاژ بین دو نقطه نول، اگر سیم‌پیچی فاز به صورت ستاره و شامل دو دسته سیم‌پیچی موازی با هم باشد.	به سرعت و بار وابسته است.	دارد

	برای تشخیص عیب نوعی از اتصال کوتاه که در زمان کوتاه رخ می‌دهد و برطرف می‌شود، بیشینه مقدار تبدیل پیوسته مولفه توالی مثبت مقدار گذرای ولتاژ ضد محرکه (مقدار مانای ولتاژ حذف شده است)، اندازه‌گیری می‌شود. در حالت سالم موتور، این مقدار صفر است.	–	–
	برای تشخیص عیب نوعی از اتصال کوتاه که در زمان کوتاه رخ می‌دهد و برطرف می‌شود، نسبت سیگنال به نویز به صورت زیر محاسبه می‌شود: $\frac{signal\ to\ noise\ ratioa\ (WT(\delta_{MA}))}{signal\ to\ noise\ ratioa\ (V_{qref} - mean\ value\ (V_{qref}))}$ اگر مقدار این نسبت بیش از ۱۰۰ درصد باشد، یعنی اتصال کوتاه نامنظم در موتور وجود دارد.	–	–
اندازه‌گیری شار پراکندگی خارج از موتور	دامنه هارمونیک سوم شار پراکندگی در اطراف موتور– در موقعیتی که دامنه شار پراکندگی بیشتر باشد، عیب در آن موقعیت رخ داده است.	به بار وابسته است.	دارد.
تزریق ولتاژ فرکانس بالا	محاسبه انحراف معیار جریان فاز در آزمایش‌های مختلف، در صورت بروز عیب، این شاخص غیر صفر است.	–	–

۴-۳-۱۱- مقاومت زیاد و قطعی در سیم‌پیچی استاتور

آسیب در سیم‌پیچی یک فاز، به صورتی که سطح مقطع سیم‌پیچی در قسمت‌هایی از آن کاهش یابد، باعث افزایش مقاومت سیم‌پیچی آن فاز می‌شود. این عیب در ساختار موتورهای الکتریکی، کم‌تر در مستندات علمی مورد توجه قرار گرفته است. برای تشخیص این عیب در موتورهای سنکرون آهنربای دائم و موتورهای دی‌سی بدون جاروبک، پیشنهاد شده است که از اندازه‌گیری مولفه صفر ولتاژ موتور استفاده شود. در حالت سالم موتور، این مولفه شامل هارمونیک‌های مضرب ۳ است. در حالتی که قطعی در سیم‌پیچی یک فاز رخ دهد، مولفه اصلی نیز در مولفه صفر ولتاژ دیده می‌شود. راه حل دیگری که برای موتورهای دی‌سی بدون جاروبک پیشنهاد شده است، تخمین پارامترهای موتور، با اندازه‌گیری متغیرهای الکتریکی و مکانیکی آن و استفاده از مدل ریاضی موتور است؛ تغییرات زیاد واریانس مقدار متوسط مقاومت فازهای استاتور و ضریب K_E (در رابطه محاسبه ولتاژ ضد محرکه $E = K_E\ \omega_r$)، شاخصی برای تعیین عیب افزایش مقاومت در سیم‌پیچی فازهای استاتور است.

۵-۳-۱۱- بررسی ترکیبی عیوب مختلف در ساختار موتور

یی از مسائل مهم در ارزیابی شاخص‌های پیشنهادی برای تشخیص هر عیب در ساختار موتورهای آهنربای دائم، امکان تفکیک بین خطاهای مختلف است. به عنوان مثال، در بررسی‌های فوق نشان داده شد که در صورت وقوع عیب خروج از مرکز و یا

جدول ۹-۱۱: بررسی ترکیبی عیوب مختلف در ساختار موتورهای آهنربای دائم

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

عیب‌ها	شاخص تشخیص عیب	حساسیت به شدت عیب	معیار تفکیک عیب
۱- خروج از مرکز ۲- مغناطیس‌زدا شدن آهنربا	تغییرات اندوکتانس تفاضلی بین حالت سالم و حالت عیب‌دار (هر دو عیب)	دارد	شکل و تغییرات نمودار تغییرات اندوکتانس تفاضلی بر حسب جریان محور d
	با وجود مشابهت طیف فرکانسی جریان در هر دو عیب، در حالتی که سیم‌بندی استاتور از نوع ستاره است: – هارمونیک باند جانبی مرتبه ۰.۷۵ در خروج از مرکز استاتیک وجود دارد. – در خطای خروج از مرکز استاتیک، هارمونیک‌های باند جانبی ۰.۲۵ و ۰.۵ نیز کمتر دیده می‌شود و این مساله نیز می‌تواند به افزایش قدرت تمایز بین دو نوع خطا کمک کند.	شاخص تغییر می‌کند، ولی رابطه مستقیم ندارد.	فرکانس هارمونیک‌های جریان
	منحنی سه بعدی زاویه توان بر حسب دما، سرعت و بار موتور رسم می‌شود. در حالت عیب‌دار نسبت به حالت سالم: – در عیب اتصال کوتاه، مقدار زاویه توان، کاهش پیدا می‌کند. – در عیب مغناطیس زدا شدن آهنربا، مقدار زاویه توان، افزایش پیدا می‌کند.	– با افزایش شدت اتصال کوتاه، کاهش زاویه توان بیشتر می‌شود. – با افزایش شدت مغناطیس‌زدا شدن، افزایش زاویه توان بیشتر می‌شود.	تغییر مقدار زاویه توان نسبت به حالت سالم
۱- اتصال کوتاه در سیم‌پیچی یک فاز ۲- خروج از مرکز استاتیک و دینامیک ۳- مغناطیس‌زدا شدن آهنربا	در یک موتور پنج فازه، مولفه‌های متقارن ولتاژ محاسبه می‌شود و طیف فرکانسی بردار حاصل ضرب (D) این مولفه‌ها بررسی می‌شود: – در اتصال کوتاه، دامنه مولفه دی‌سی افزایش می‌یابد. – خروج از مرکز استاتیک و دینامیک باعث افزایش دامنه هارمونیک‌های DC و $2f_s$ می‌شود. – در خروج از مرکز دینامیک، هارمونیک‌های $2f_s/p$ نیز در طیف هارمونیکی بردار D دیده می‌شود. – در مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، هارمونیک‌های $2f_s/p$ و $12f_s/p$ (و هارمونیک‌های بالاتر مثل $22f_s/p$) در طیف هارمونیکی مشاهده می‌شود.	دامنه مولفه DC با افزایش عیب اتصال کوتاه، افزایش می‌یابد.	فرکانس هارمونیک‌های ظاهر شده در بردار D
	منحنی شیب اندوکتانس محور d (λ_d/I_d) بر حسب جریان محور d رسم می‌شود. موقعیت نقطه بیشینه این منحنی، نسبت به موقعیت آن در حالت سالم: – در عیب خروج از مرکز، نمودار شیب اندوکتانس نسبت به حالت سالم به سمت چپ منتقل می‌شود. – در عیب اتصال کوتاه، انتقال به پایین) مقدار بیشینه در منحنی شیب اندوکتانس می‌شود. – در عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، مقدار بیشینه در منحنی شیب اندوکتانس به سمت راست منتقل می‌شود.	دارد	موقعیت نقطه بیشینه منحنی شیب اندوکتانس محور d بر حسب جریان محور d (نسبت به حالت سالم)

مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها (حتی اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور)، مولفه‌های یکسان (و یا دارای اشتراک زیاد با هم) در طیف فرکانسی جریان و یا ولتاژ ضد محرکه موتور ایجاد می‌شود. به این ترتیب می‌توان گفت که با استفاده از این

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

روش، قدرت تفکیک بین عیوب مختلف در ساختار موتور کم می‌شود. شایان ذکر است که با این وجود، در برخی از مقالات، همچنان به استفاده از این روش برای تفکیک عیوب پرداخته‌اند که در ادامه توضیح داده می‌شود. در جدول ۹-۱۱ به مواردی که به صورت ترکیبی به عیوب در ساختار موتورهای آهنربای دائم پرداخته‌اند، اشاره شده است.

تعیین دقیق موقعیت محور d برای تزریق جریان و سپس رسم منحنی λ_d - I_d و وابستگی این منحنی به تغییرات پارامترهای موتور، مانند تغییر مقاومت با دما، از مشکلات این روش تشخیص خطا است.

۴-۱۱- موتورهای سنکرون رلوکتانسی

ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی دارای سابقه استفاده کمتر و حجم بازار کوچک‌تری نسبت به سایر موتورهای الکتریکی دارند. به همین نسبت نیز، حجم بررسی‌های انجام شده در مورد عیب‌ها و روش‌های عیب‌یابی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی کمتر است. در ادامه، فعالیت‌های انجام شده در این زمینه جمع‌بندی می‌شود.

۱-۴-۱۱- عیب‌های مکانیکی

عیوب مکانیکی بررسی شده در مورد موتورهای سنکرون رلوکتانسی شامل خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و مرکب است. این عیوب در مقالات منتشر شده در این زمینه، با استفاده از بررسی هارمونیک‌های ایجاد شده در طیف فرکانسی سیگنال‌های الکتریکی موتور، بررسی شده است. در جدول ۱۰-۱۱ اطلاعات ارائه شده در مورد عیوب مکانیک به صورت خلاصه آورده شده است.

۲-۴-۱۱- عیب‌های الکتریکی

عیب‌های الکتریکی بررسی شده در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، به دو دسته اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور و ایجاد قطعی در یک فاز از استاتور تقسیم می‌شود. در جدول ۱۱-۱۱، شاخص‌های تشخیص این عیوب به صورت خلاصه آورده شده است.

جدول ۱۰-۱۱: عیب‌های مکانیکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی و شاخص‌های تشخیص این عیب

نوع عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار یا سرعت	حساسیت به شدت عیب

خروج از مرکز استاتیک	افزایش دامنه هارمونیک‌های مضرب ۳ در جریان خط موتور (به خصوص فرکانس‌های $3f+$ و $9f-$)	ندارد	دارد
	بررسی هارمونیک‌های طیف فرکانسی ولتاژ مولفه صفر موتور؛ تغییرات هارمونیک ولتاژ مولفه صفر، مشابه تغییرات جریان موتور است.	ندارد	دارد
خروج از مرکز دینامیک	این عیب، فرکانس‌های جدیدی در جریان خط موتور ایجاد نمی‌کند. بلکه هارمونیک‌های فرد موجود، مانند مولفه پنجم و هفتم، را اصلاح می‌کند. شاخص‌های اصلی که در این خطا بررسی می‌شوند، هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ است.	ندارد	دارد
خروج از مرکز ترکیبی	با بروز این عیب، هارمونیک‌های باند جانبی در کنار فرکانس اصلی نمایان می‌شوند. کوچک‌ترین هارمونیک باند جانبی ($0.5f$) و هارمونیک دوم ($2f$) به عنوان شاخص‌های اصلی خطا می‌تواند بررسی شود.	بررسی نشده است.	بررسی نشده است.
خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی	دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ ولتاژ ضد تحریک، به عنوان شاخصی برای تشخیص انواع عیوب خروج از مرکز، مستقل از تعداد فازهای استاتور، قابل استفاده است. البته شاخصی برای تفکیک این عیوب از هم نیست.	دارد	دارد

جدول ۱۱-۱۱: عیب‌های الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی و شاخص‌های تشخیص این عیب

نوع عیب	شاخص تشخیص عیب	تغییر با بار یا سرعت	حساسیت به شدت عیب
قطعی فاز استاتور	دامنه هارمونیک‌های فرد در جریان افزایش می‌یابد.	–	–
	در موتورهای ۵ فازه، نسبت‌های $r_1 = I_3/I_0$ و $r_2 = I_2/I_4$ که I_0 پیک مولفه صفر جریان، I_2 مولفه منفی اول جریان، I_3 مولفه مثبت دوم جریان و I_4 مولفه منفی دوم جریان است، محاسبه می‌شود. در این صورت: $r_1, r_2 < 1 \quad , \quad two-phase\ adjacent\ fault$ $r_1, r_2 = 1 \quad , \quad \sin gle-phase\ fault$ $r_1, r_2 > 1 \quad , \quad two-phase\ non-adjacent\ fault$	–	–
اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز	دامنه (پریونیت شده) هارمونیک‌های $2f_s$ (دو برابر فرکانس مولفه اصلی) در مولفه‌های منفی جریان باقیمانده (اختلاف بین جریان اندازه‌گیری شده با جریان مورد انتظار از موتور در حالت سالم) موتور در فضای دو محوری dq	به سرعت وابسته است	دارد
	دامنه هارمونیک‌های فرد مضرب ۳ در جریان افزایش می‌یابد.	به بار وابسته است	دارد

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۵-۱۱- جمع‌بندی و پیشنهاد

در روش‌های آنلاین تشخیص عیوب در ماشین‌های الکتریکی، وابستگی کم شاخص‌های پیشنهادی به بار و سرعت موتور، تغییر هر شاخص متناسب با شدت عیب، قابلیت تفکیک عیب در موقع ایجاد ترکیبی از این عیوب به کمک شاخص‌ها، نقاط قوت یک روش محسوب می‌شود.

۱-۵-۱۱- موتورهای القائی سه فاز

در موتورهای القائی سه فاز، سه روش غیرمهاجم تشخیص عیب بررسی شد؛ بررسی جریان موتور در حوزه فرکانس با استفاده از تبدیل‌های فوریه، بررسی جریان موتور در حوزه زمان– فرکانس با استفاده از تبدیل ویولت، و بررسی شار پراکندگی خارجی موتور در حوزه فرکانس با استفاده از تبدیل فوریه و در حوزه زمان– فرکانس با استفاده از تبدیل ویولت انجام شده است.

تحلیل جریان موتور در فضای دو محوری dq، به دلیل نیاز به استفاده از تبدیل‌های پارک، شرایط را برای تفسیر درست از اطلاعات پردازش سیگنال دشوارتر می‌کند، زیرا در اثر همین تبدیل، اطلاعات اضافی دیگری به سیگنال موتور اضافه می‌شود. به همین دلیل هم در مقالاتی که به بررسی عیب در ساختار موتورهای القائی پرداخته‌اند، به این روش توجه زیادی نشده است. در مورد سایر روش‌های مطرح شده، موارد زیر را می‌توان مطرح کرد:

۱– در بررسی جریان در حوزه فرکانس، شاخص‌های پیشنهادی که فرکانس هارمونیک‌های ایجاد شده در جریان موتور، با وقوع هر عیب است، قدرت تفکیک عیب‌های مختلف در ساختار موتور را (معمولا با حساسیت کم) دارند. شایان ذکر است که در هنگام ساخت موتور، به دلیل تلورانس‌های ساختی موتور، ممکن است بسیاری از این هارمونیک‌ها (مخصوصا هارمونیک‌های متناسب با عیوب مکانیکی) در جریان موتور وجود داشته باشند، اما در موقع بروز عیب، دامنه این هارمونیک‌ها به مقدار قابل ملاحظه‌ای افزایش می‌یابد. این نکته نشان می‌دهد که پایش وضعیت موتورهای القائی سه فاز به روش بررسی جریان در حوزه فرکانس، نیاز است که به صورت مستمر و دوره‌ای انجام شود و با یک بار اندازه‌گیری جریان، به سادگی نمی‌توان در مورد وقوع حتمی یک عیب اظهار نظر قطعی کرد.

همچنین، نداشتن رابطه مستقیم بین دامنه هارمونیک‌ها و شدت وقوع یک عیب، اشکال مهمی است که بر این روش می‌توان گرفت. استفاده از درایو برای تغذیه موتور القائی سه فاز می‌تواند شرایط را برای تفسیر اطلاعات جریان موتور پیچیده‌تر کند.

۲– در بررسی جریان موتور در حوزه زمان– فرکانس، یکی از مشکلات مهم، تولید اطلاعات بسیار زیاد با استفاده از تبدیل ویولت است. این مساله باعث سختی تفسیر اطلاعات به دست آمده و ارتباط دادن آن به وقوع عیب در ساختار موتور می‌شود.

از دو روش برای تفسیر نتایج حاصل از ویولت گسسته و یا WPD استفاده شده است؛ محاسبه انرژی در هر لایه و الگوی تغییرات ضرایب در هر لایه. بیشتر مقالات در این زمینه، از روش محاسبه انرژی سیگنال در هر لایه استفاده کرده‌اند که باعث حذف بسیاری از اطلاعات سیگنال می‌شود. به این ترتیب، می‌توان گفت که توان تفکیک خطاها با استفاده از این روش کاهش می‌یابد. به نظر می‌رسد که نیاز است که بررسی شود، آیا با استفاده از بررسی تغییرات ضرایب تبدیل ویولت در هر لایه برای عیوب مختلف، آیا می‌توان مشکل تفکیک عیوب مختلف را حل کرد.

نکته دیگر این است که با توجه به بررسی‌های انجام شده در مقالات، معمولا اطلاعات عمقی (لایه‌ای) از سیگنال‌های تجزیه شده برای تشخیص عیب مفید است که شاخص فرکانسی آن عیب در روش تحلیل فرکانسی جریان موتور، در بازه فرکانسی آن عمق قرار بگیرد؛ به این ترتیب می‌توان گفت که تفسیر نتایج حاصل از تبدیل ویولت، مستقل از تفسیر نتایج حاصل از بررسی طیف فرکانسی جریان نیست، به خصوص زمانی که از روش محاسبه انرژی سیگنال برای عیب‌یابی استفاده می‌شود.

یکی از مزیت‌های شاخص‌های مبتنی بر محاسبه انرژی سیگنال این است که نسبت افزایش شدت عیبدر موتور حساسیت نشان می‌دهد.

۳- روش بررسی شار پراکندگی خارجی موتور، نسبت به سایر روش‌ها جدیدتر است و همچنان نیاز به بررسی‌های بیشتر دارد؛ به خصوص در زمینه بررسی اثر بار و شدت عیب بر روی شاخص‌های معرفی شده در این روش. در این روش، شار پراکندگی خارجی، هم در حوزه فرکانس و هم در حوزه زمان- فرکانس (در حالت گذرای موتور) تحلیل شده است. همچنین، بحث اثر موقعیت حسگرهای شار در اطراف موتور الکتریکی نیز نیاز به بررسی‌های بیشتر دارد.

با توجه به توضیحات فوق الذکر، پیشنهادهای زیر ارائه می‌شود:

۱- مدل‌سازی اثرات عیوب مختلف و شدت این عیوب بر شار پراکندگی خارجی موتورهای القائی سه‌فاز با استفاده از ابزارهای تحلیلی مختلف (روش‌های اجزای محدود، مدار معادل مغناطیسی و غیره) با درنظر گرفتن کلیه اجزای موتور، شامل هسته‌های استاتور و روتور و پوسته موتور.

۲- بررسی ترکیبی جریان موتور در دو حوزه فرکانس و فرکانس- زمان برای ایجاد قدرت تفکیک عیب‌ها و آگاهی از شدت عیب در ساختار موتور.

۳- بررسی الگوی تغییرات ضرایب تبدیل ویولت گسته با نوع عیب جهت امکان‌سنجی تفکیک عیوب

۲-۵-۱۱- موتورهای آهنربای دائم

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

بررسی عیب خروج از مرکز، اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، و مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها با استفاده از فرکانس هارمونیک‌های جریان نشان می‌دهد که هم‌پوشانی زیادی بین هارمونیک‌ها در هر سه عیب وجود دارد؛ تفکیک این سه عیب، با دانستن این نکته که وجود یا عدم وجود برخی از این هارمونیک‌ها در هنگام بروز عیب، به نوع سیم‌پیچی استاتور نیز وابسته است، دشوارتر از قبل به نظر می‌رسد.

شاخص‌های مرتبط با شار مغناطیسی پراکندگی خارجی موتور حساسیت زیادی به وقوع عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی دارد و امکان تفکیک این عیوب از هم نیز در این روش وجود دارد، اما اثر پذیری این شاخص‌ها از عیوب مکانیکی بررسی نشده است که نیاز به مطلعه بیشتر در این حوزه وجود دارد. مزیت این روش، عدم نیاز به دانستن پارامترهای موتور الکتریکی است.

دیگر روش‌های بررسی شده در مقالات، نیاز به استفاده از مدل موتور و دانستن برخی از پارامترهای مدار معادل موتور آهنربای دائم است. روش محاسبه اندوکتانس محورهای d و q هرچند روش موثری بر شناخت عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا است، اما می‌توان حدس زد که این شاخص‌ها از عیوب مکانیکی و خطای اتصال کوتاه اثرپذیری دارند. نشان داده شده است که پارامتر K_E قابلیت تفکیک خوبی برای عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا در موتور دی‌سی بدون جاروبک دارد. شایان ذکر است که ولتاژ ضد محرکه در موتورهای سنکرون آهنربای دائم نیز رابطه‌ای مشابه با موتورهای دی‌سی بدون جاروبک دارد.

بررسی اندازه دامنه جریان، اندازه دامنه توالی منفی جریان، اندازه باقی‌مانده جریان، در عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه، به دلیل اثرپذیری این شاخص‌ها از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی، نمی‌تواند امکان تفکیک عیوب مختلف را فراهم سازد. روش‌های اندازه‌گیری ریپل جریان فاز و نسبت هارونیک دوم در محور q (حالت عیب‌دار به حالت سالم) نیز نیاز به بررسی اثرپذیری آن‌ها از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی دارد. روش استخراج مولفه‌های توالی منفی هارمونیک دوم ولتاژ ضد محرکه در قاب دومحوری ساکن (αβ) که شاخص آن به صورت $e_{\alpha n2}^2 + e_{\beta n2}^2$ تعریف می‌شود، نیز نیاز به بررسی اثرپذیری از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی دارد.

در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک، تخمین مقاومت فاز استاتور به عنوان روشی برای بررسی عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه معرفی شده است؛ نیاز از است که دقت این روش، مخصوصا زمانی که شدت عیب کم است، بررسی شود. در صورت موثر بودن این روش برای تشخیص عیب، می‌توان استفاده از آن را برای موتورهای سنکرون آهنربای دائم نیز پیشنهاد کرد.

با توجه به توضیحات فوق، پیشنهاد می‌شود که:

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱- برای بررسی عیب مغناطیس زدا شدن آهنرباها در موتورهای آهنربای دائم، حتما پارامتر K_E به صورت مستمر و دوره‌ای بررسی شود.

۲- با توجه به اثرپذیری پارامتر K_E از اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، اما با مقایسه این پارامتر در فازهای مختلف سیم‌پیچی استاتور در دوره‌های زمانی مختلف، امکان تفکیک عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و اتصال کوتاه حلقه به حلقه نیز فراهم است. لذا پیشنهاد می‌شود این مساله به صورت عملی مورد مطالعه قرار بگیرد.

۳- تغییرات شار مغناطیسی خارجی موتور در عیب‌های مکانیکی موتورهای آهنربای دائم مطالعه شود و مشخص شود که آیا با استفاده از این روش، امکان تفکیک بین عیب‌های مکانیکی و یا مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها وجود دارد؟

۴- اثرپذیری روش‌های اندازه‌گیری ریپل جریان فاز و نسبت هارونیک دوم در محور q (حالت عیب‌دار به حالت سالم) که برای تشخیص عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه پیشنهاد شده است، از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی در موتورهای آهنربای دائم بررسی شود.

۵- اثرپذیری روش استخراج مولفه‌های توالی منفی هارمونیک دوم ولتاژ ضد محرکه در قاب دومحوری ساکن ($\alpha\beta$) از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی در موتورهای آهنربای دائم بررسی شود.

۶- تشخیص عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، با استفاده از تخمین مقاومت سیم‌پیچی، در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و سنکرون آهنربای دائم، مخصوصا در شدت کم عیب، مطالعه شود.

با توجه به اطلاعات ارائه شده در فوق به نظر می‌رسد که شاخص K_E، شاخص مناسبی برای تشخیص و تفکیک عیوب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و اتصال کوتاه حلقه به حلقه است. محاسبه این شاخص، نیاز به دانستن مقاومت سیم‌پیچی استاتور و اندوکتانس پراکندگی آن در هر فاز دارد. لذا نیاز به استفاده از الگوریتم‌های تخمین مقاومت و اندوکتانس پراکندگی استاتور می‌باشد.

شایان ذکر است که در بررسی ترکیبی عیوب در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، روش‌های پیشنهادی، شامل محاسبه شیب اندوکتانس محور d و بررسی خطا در طیف فرکانسی جریان ولتاژ، به دلیل مسائلی که قبلا عنوان شد چندان قابل اعتماد نیست. همچنین، نیاز به اطلاعات زیادی از موتور دارد. این گونه روش‌ها برای یک موتور خاص که اطلاعات آن از قبیل در اختیار کاربر قرار دارد مناسب است.

۳-۵-۱۱- موتورهای سنکرون رلوکتانسی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

با توجه به مشابهت‌های موتورهای سنکرون رلوکتانسی، مخصوصا موتورهای سنکرون رلوکتانسی با آهنرباهای دائم کمکی، با ساختار موتورهای سنکرون آهنربای دائم، به نظر می‌رسد کلیه پیشنهادات در زمینه عیب‌یابی در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، در مورد موتورهای سنکرون رلوکتانسی نیز صادق باشد. با توجه به سابقه کم‌تر استفاده از موتورهای سنکرون رلوکتانسی نسبت به سایر موتورهای الکتریکی، حجم فعالیت‌های علمی انجام شده برای تشخیص عیب در این موتورها نیز متناسب با آن، کم است.

جمع‌بندی روش‌های تشخیص عیب و افزایش تحمل خطا در درایو موتورهای سه فاز القائی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱-۱۲- مقدمه

مواردی که در گزارش‌های مرحله اول تا سوم این پروژه در زمینه تشخیص خطا و ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی مطرح شد، مشابهت‌های ساختاری زیادی به هم دارند که در این فصل از گزارش، به صورت تجمیع شده به آن‌ها پرداخته می‌شود.

۲-۱۲- تشخیص خطا در اینورتر درایو موتورهای الکتریکی

در جدول ۱-۱۲ به صورت خلاصه روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای قدرت اینورتر موتورهای الکتریکی آورده شده است. شایان ذکر است که خطاهای الکتریکی در اینورتر درایو موتور، به صورت زیر قابل بیان است:

۴- قطع شدن ساق متصل به یک فاز استاتور

۵- قطع شدن سیگنال گیت ترانزیستور کلید

۶- اتصال کوتاه شدن کلید

در صورت اتصال کوتاه شدن یک کلید در یک ساق اینورتر، برای جلوگیری از ایجاد اتصال کوتاه بر روی منبع تغذیه درایو، نیاز است که آن ساق به صورت کامل ایزوله شود. برای ایزوله کردن این ساق، معمولا از سوزاندن فیوزهای محافظی که از قبل در هر ساق تعبیه شده است استفاده می‌شود.

تشخیص این خطاها در سیستم درایو، به کمک اندازه‌گیری جریان و ولتاژ در هر فاز، امکان‌پذیر است. از بررسی اطلاعات ارائه شده در این جدول این نتیجه را می‌توان به دست آورد که روش‌های پیشنهادی به نوع موتور وابسته نیست و می‌توان روش‌های تشخیص خطای قطعی شدن کلید و یا قطع شدن فاز را برای اینورتر درایو سایر موتورهای الکتریکی نیز استفاده کرد. بررسی‌های انجام شده نشان می‌دهد که قطع شدن یک کلید در هر ساق، موجب ایجاد بایاس دی‌سی در جریان فاز متصل به این ساق و یا ولتاژهای خط می‌شود. علامت اختلاف جریان و یا ولتاژ بین حالت سالم و مقدار اندازه‌گیری شده، نشان‌دهنده قطعی کلید بالایی و یا پایینی در ساق اینورتر است. با استفاده از شاخص δ که در جدول زیر معرفی شده است، امکان تفکیک بین خطاهای مختلف، به صورت هم‌زمان وجود دارد.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

جدول ۱-۱۲: روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای قدرت اینورتر

نوع خطا	نوع موتور	روش تشخیص خطا
قطع شدن کلید	سه فاز القائی	– با نصب تعدادی حسگر اضافی ولتاژ و اندازه‌گیری ولتاژ در نقاط مختلف اینورتر و موتور، هم قطع بودن کلید قدرت و هم موقعیت این خطا در بین کلیدهای اینورتر می‌توان تشخص داد.
قطع شدن یک فاز	دی‌سی بدون جاروبک	– صفر شدن یا کاهش قابل توجه جریان فاز
قطع شدن کلید	دی‌سی بدون جاروبک	– عدم تعادل جریان در یک فاز و یا یک طرفه شدن جریان فاز
اتصال کوتاه شدن کلید	دی‌سی بدون جاروبک	– جریان در فاز متصل به ساق دارای کلید اتصال کوتاه شده، دارای بایاس DC و همچنین مولفه‌های AC است.
قطع شدن کلید	سنکرون آهنربای دائم	– محاسبه اختلاف جریان واقعی فاز با جریان محاسبه شده با کمک مدل موتور و اینورتر (e_n) – نسبت مقدار متوسط e_n در یک دوره به متوسط دامنه جریان فاز در یک دوره ($\frac{\langle e_n \rangle}{\langle |i_n| \rangle}$)، قطع بودن کلید بالایی و یا پایینی در ساق اینورتر را نشان می‌دهد. – به کمک نسبت $\frac{2\langle |i_n| \rangle}{\langle |i_l| \rangle + \langle |i_m| \rangle}$ (m و n فازهای مختلف استاتور هستند)، می‌توان به وجود قطعی کلید در بیش از یک فاز نیز پی برد.
		– از اختلاف ولتاژ بین مقدار اندازه‌گیری شده فاز با مقدار مرجع آن در سیستم کنترل ($\frac{u_n^* - u_n}{V_{dc}}$)
		– اختلاف بین مقدار متوسط ولتاژ فاز اینورتر با مقدار مرجع آن، نشان دهنده وجود قطعی در ساق متصل به یک فاز است.
		– محاسبه اختلاف جریان واقعی با جریان محاسبه شده (با کمک مدل موتور و اینورتر) در دو محوور d و q
		– محاسبه اختلاف جریان نرمالیزه شده فاز در نصف یک دوره با اختلاف جریان مرجع در این بازه زمانی (مقدار متوسط جریان نرمالیزه شده فاز موتور در نصف یک دوره برابر $\xi = 2/\pi$ است) – با مثبت و یا منفی بودن علامت این اختلاف جریان، کلید دارای عیب (کلید بالایی و یا پایینی) در ساق مربوطه در اینورتر مشخص می‌شود
		– وجود مولفه DC در جریان فاز نشان از قطعی یکی از کلیدهای ساق متصل به آن فاز است.
		– وجود مولفه DC در ولتاژ خط، به معنی قطع بودن یکی از کلیدها در ساق سوم است.
		– مقدار متوسط نرمالیزه شده جریان یک فاز به صورت $\frac{i_{sjave}}{1+\lvert i_{sjave} \rvert}$ که j یکی از فازهای استاتور است.
قطع شدن یک فاز	سنکرون آهنربای دائم	– اختلاف فاز جریان در دو فاز متصل به ساق‌های سالم اینورتر، ۱۸۰ درجه است.
		– با اندازه‌گیری اختلاف زاویه واقعی روتور (که به کمک ریزالور اندازه‌گیری می‌شود) و زاویه نسبت جریان محور q به محور d ($\frac{i_{qs}^r}{i_{ds}^r}$)، می‌توان به وجود خطای قطع فاز و فازی که در آن خطا رخ داده است، پی برد؛ به این صورت که اگر این اختلاف فاز برابر $\pi/3$، $2\pi/3$ و یا π رادیان باشد، به ترتیب، خطای قطع فاز در فاز c، فاز b و فاز a رخ داده است.

		– بررسی هارمونیکی طیف جریان فازهای استاتور؛ فرکانس‌های به وجود آمده در طیف فرکانسی جریان آن فاز، بیشتر در محدوده صفر تا چهار برابر فرکانس اصلی درایو موتور قرار دارد
– قطع شدن یک کلید در یک فاز – قطع شدن یک کلید در دو فاز – قطع شدن یک فاز	سنکرون آهنربای دائم	– با کمک شاخص‌های δ_{sa} و δ_{sb} ، δ_s . به عنوان مثال شاخص δ_{sa} به صورت زیر تعریف می‌شود: $$\delta_{sa} = 2\frac{\langle i_{sa}(t) i_{sb}(t)\rangle}{\max\left(\lvert i_{sa}\rvert, \lvert i_{sb}\rvert, \lvert i_{sc}\rvert\right)^2}$$ مقدار این شاخص‌ها، در تریب‌های مختلف هر خطا متفاوت است که می‌تواند نوع خطا و موقعیت آن را مشخص کند.

۳-۱۲- ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی

به صورت معمول بیان می‌شود که وقتی یک ساق از اینورتر سیستم درایو قطع می‌شود، علاوه بر مولفه دی‌سی در گشتاور موتور، مولفه‌های هارمونیکی زوج نیز در آن ایجاد می‌شود. به تبع آن مولفه‌های هارمونیکی زوج در جریان‌های دو محور dq نیز ظاهر می‌شوند که معادل مولفه‌های هارمونیکی فرد در جریان فازهای موتور در فضای abc است. بنابراین، راهکاره پیشنهادی برای حذف هارمونیک‌های گشتاور، تزریق هارمونیک‌های فرد در جریان سه‌فاز است.

افزایش تعداد فازهای موتور و استفاده از ساختار با کمترین اثرات متقابل الکترومغناطیسی و حرارتی در بین فازهای استاتور، مهم‌ترین راهکارهای ساختاری در موتورهای الکتریکی، برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در آن‌ها است. برای ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی سه فاز به کمک درایو، استفاده از ساق چهارم و جایگزینی آن با ساق معیوب اینورتر در موقع لزوم، یکی از راهکارهای ارائه شده است. راهکار دیگر، متصل کردن نقطه نول سیم‌پیچی استاتور به نقطه صفر لینک دی‌سی و یا نقطه وسط ساق چهارم در اینورتر درایو است. در این حالت:

۱- پیشنهاد شده است که با ثابت نگه داشتن MMF در موتورهای سه فاز القائی و سنکرون رلوکتانسی با تعداد فازهای مختلف، از طریق افزایش جریان فازهای سالم، مولفه دی‌سی گشتاور موتور در مقدار قبل از وقوع خطا حفظ شود. در این حالت، در موتورهای سه‌فاز، جریان دو فاز دیگر به مقدار $\sqrt{3}$ برابر افزایش می‌یابد.

۲- در موتورهای سه فاز القائی پیشنهاد شده است که جریان مولفه صفر، برابر با جریان فاز استاتور قبل از قطع شدن، به موتور تزریق شود.

۳- در موتورهای سنکرون آهنربای دائم پیشنهاد شده است که با ثابت نگه داشتن جریان دو محور dq، گشتاور موتور ثابت نگه داشته شود. برای این کار، پیشنهاد شده که ولتاژ مرجع سیستم کنترل (u_{dq}^{*}) اصلاح شود که رابطه آن در گزارش مرحله دوم آمده است. با این کار، جریان دو فاز دیگر به مقدار $\sqrt{3}$ برابر افزایش می‌یابد.

در حالتی که اتصال کوتاه حلقه به حلقه در یک فاز استاتور رخ داده است:

۱- در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، پیشنهاد شده است که جریان مرجع، به نحوی تنظیم شود که اثر کاهنده جریان خطا در کلاف‌های اتصال کوتاه شده بر گشتاور موتور، حذف شود. محاسبه این جریان، با محاسبه گشتاور موتور در حالت خطا، بر حسب جریان‌های موتور در حالت سالم و جریان خطا انجام می‌شود.

۲- در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، پیشنهاد شده است که برای کاهش تلفات مسی، مولفه منفی جریان موتور ناشی از اتصال کوتاه حذف شود؛ گشتاور بر حسب مولفه‌های مثبت و منفی جریان در فضای دو محوری dq (بر حسب جریان محور d) محاسبه می‌شود. به ازای یک گشتاور ثابت، می‌توان حداقل تلفات موتور را مشتق گرفتن از این رابطه محاسبه کرد.

۳- در موتور سنکرون رلوکتانسی پیشنهاد شده است که جریان فازهای سالم به گونه‌ای تنظیم شود که ولتاژ القا شده در فاز دارای عیب صفر شود (جهت کاهش جریان خطا و جلوگیری از توسعه عیب). مقدار جریان فازهای سالم، با محاسبه شار در برگیرنده فاز دارای خطا، در اثر جریان در فازهای سالم و مساوی صفر قرار دادن آن، محاسبه می‌شود. همچنین، پیشنهاد شده که فاز دارای عیب، با ولتاژ کمتری تغذیه شود.

در موتورهای سنکرون رلوکتانسی (با بیش از سه فاز)، پیشنهادات زیر انجام شده است:

۱- در خطای مدار باز در یک موتور پنج فازه، جریان‌های هارمونیک‌های در فازهای استاتور، به نحوی تزریق شود تا هارمونیک‌های ایجاد شده در جریان فازها، ناشی از این خطا حذف و درنتیجه، ریپل گشتاور موتور حذف شود. جریان‌های تزریقی، با انتقال جریان موتور در حالت خطادار به قاب دو محوری dq (قاب سنکرون با روتور) محاسبه می‌شود.

۲- برای جبران افت MMF سیم‌پیچی استاتور بعد از وقوع خطا، جریان فازها تا حد مجاز سیستم درایو افزایش یابد (مثلا ۱۵۰ درصد). حداکثر مقدار گشتاور موتور، با کنترل زاویه جریان به دست آید.

در جمع‌بندی موارد مطرح شده در مورد روش‌های ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای الکتریکی می‌توان گفت:

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱- موارد مطرح شده برای افزایش تحمل خطا در هر یک از موتورهای الکتریکی، در سایر موتورهای الکتریکی نیز قابل استفاده است.

۲- به صورت کلی، راهکار پیشنهاد شده برای حفظ عملکرد موتور مطابق با قبل از وقوع خطای مدار باز، افزایش جریان در فازهای سالم است که این کار نیز به نوبه خود، نیازمند پیش‌بینی درایو با ظرفیت مناسب برای این کار است.

۳- برای کاهش جریان خطا در فازهای دارای اتصال کوتاه، نیاز است که ولتاژ تغذیه فاز کاهش یافته و ولتاژ القا شده در اثر جریان در فازهای سالم حذف شود.

۴- با تزریق هارمونیک‌های جریان در فازهای سالم، هارمونیک‌های ایجاد شده ناشی از خطا در فازهای استاتور حذف شود و درنتیجه، ریپل گشتاور موتور کاهش یابد.

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

نتیجه گیری

در سه فصل اول گزارش روش‌های غیر مهاجم تشخیص خطا و ایجاد تحمل خطا در موتورهای سه فاز القایی و درایو آن‌ها بررسی شد. روش‌های غیرمهاجم تشخیص خطا در دو دسته اصلی زیر قابل بررسی هستند:

۱- در حوزه فرکانس: در این دسته روش MCSA به صورت خلاصه و روش تبدیل پارک با جزئیات بیشتر بررسی شد.

۲- در حوزه زمان– فرکانس: در این دسته روش تبدیل ویولت بررسی شد.

یکی دیگر از روش‌های تشخیص خطا که در موتورهای سه فاز القایی مطرح شده است، استفاده از حسگرهای شار در خارج از فضای موتور الکتریکی و اندازه‌گیری شار پراکندگی است. اطلاعات استخراج شده از این روش، در مقالات هم در حوزه فرکانس و هم در حوزه زمان– فرکانس بررسی شده‌اند. به همین دلیل، این روش تشخیص خطا در این گزارش به صورت یک دسته مجزا بررسی شدند تا یکپارچگی مطلب حفظ شود.

در روش MCSA طیف جریان موتور سه فاز القایی بررسی می‌شود. برای هر یک از خطاهای الکتریکی و مکانیکی ممکن در ساختار موتور، فرکانس‌های نشانگر وجود خطا بررسی و معرفی شدند. روش MCSA می‌تواند وجود و یا عدم وجود خطا در ساختار موتور را نشان دهد اما، شدت وقوع خطا با این روش قابل تشخیص نیست. وجود فرکانس‌های مختلف در طیف جریان موتور سالم، به دلیل تلورانس‌های ساخت موتور، عدم تعادل در تغذیه موتور، استفاده از درایو برای تغذیه موتور و نوسان‌های ممکن در سرعت موتور، باعث می‌شود که دشواری‌های تشخیص خطا به این روش بیشتر شود. شایان ذکر است که تقریبا تمامی خطاهای الکتریکی و مکانیکی ممکن در ساختار موتور، به این روش بررسی شده‌اند.

در روش پارک و بعد از تبدیل جریان‌های سه فاز استاتور به جریان دو محوری d و q، از روش‌های زیر برای تشخیص خطا در موتور استفاده شده است:

۱- مساحت بین دو جریان i_d و i_q در یک دوره برای بررسی خطای خروج از مرکز استاتیک

۲- منحنی i_d بر حسب i_q برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در سیم‌بندی فازرهای موتور و یاتاقان‌ها

۳- بررسی طیف فرکانسی حاصل ضرب جریان‌های دو محوری برای تشخیص خطاهای میله شکسته و اتصال کوتاه در سیم‌بندی فاز استاتور

۴- بررسی نسبت مقدار بیشینه به کمینه جریان محور d برای بررسی خطاهای اتصال کوتاه در سیم‌بندی فاز استاتور.

بررسی‌های چندانی با استفاده از این روش برای تشخیص خطاهای مختلف در موتورهای الکتریکی نشده است و برای قضاوت در مورد مزایا و معایب این روش، نیاز است که اطلاعات بیشتری در مورد آن منتشر شود. شایان ذکر است که وجود فرکانس‌های

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

مختلف در طیف جریانی موتور، تشخیص خطا در این روش را نیز دچار اشکال می‌کند؛ ضخامت منحنی i_d بر حسب i_q برای موتور در حالت سالم، یک منحنی ضخیم است که طبعا در صورت بروز خطا در حالت خفیف، تشخیص آن مشکل است. مشکل مشابهی نیز در بررسی طیف فرکانسی حاصلضرب جریان‌های دو محوری وجود دارد.

در بررسی روش ویولت مشخص شد که عمده مقالات به تشخص خطای میله شکسته در روتور موتور سه فاز القایی پرداخته‌اند. این تشخیص به کمک محاسبه انرژی ضرایب سیگنال در عمق‌های ۸ تا ۱۰ انجام شده است. البته در یک مورد نیز از الگوی تغییرات ضرایب در این عمق‌ها استفاده شده است. برای تشخیص خروج از مرکز استاتیک، از مقایسه مقدار متوسط و واریانس ضرایب در عمق ۹، با همین مقادیر در حالت سالم موتور استفاده شده است. برای تشخیص خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی فاز استاتور نیز از محاسبه انرژی ضرایب در عمق ۶ و ۹ استفاده شده است.

همان طور که قبلا نیز اشاره شد، سابقه استفاده از این روش برای تشخیص خطا در موتورهای الکتریکی کم است و درنتیجه نیاز به کار پژوهشی بیشتر در این زمینه است. این روش مناسب برای استفاده در شبکه‌های عصبی است. بر خلاف روش MCSA که در آن ارایه یک فرمول به عنوان شاخص برای تشخیص هر خطا ممکن است، در اینجا اتکای بیشتر مقالات به محاسبه انرژی ضرایب ویولت در عمق‌های مختلف (غالبا ۸ تا ۱۰) و مقایسه آن با حالت سالم موتور است. شایان ذکر است که در این روش نیز شاخصی برای تشخیص شدت خطا معرفی نشده است.

در روش تشخیص خطا به کمک شار پراکندگی، اگر تحلیل‌ها در حوزه فرکانسی انجام شود، به دلیل تفاوت فرکانس‌های خطاهای مختلف، امکان تفکیک آن‌ها از هم وجو دارد. با روش تحلیل ویولت، به دلیل استفاده از انرژی سیگنال‌ها، ارائه یک مدل کلی برای تفکیک و تشخیص خطا همه موتورهای سه فاز القایی میسر نیست. در این حالت، به علت اتکا به مقایسه نتایج موتور در حالت خطا و حالت سالم، برای موتورهای مشابه نمونه موتور تحت آزمون می‌توان نتیجه به دست آورد.

در فصل سوم گزارش انواع ساختارهای درایو برای ایجاد تحمل خطا در آن بررسی شد. پس از تشخیص ایجاد خطا در یکی از کلیدها، ساق مربوطه ایزوله می‌شود و درایو در حالت تحمل خطا (یکی از چها حالت بررسی شده) قرار می‌گیرد. در این حالت، برای حفظ گشتاور موتور، مقدار MMF موتور در حالت سالم با حالتی که خطا رخ داده است، یکسان فرض می‌شود. این مساله باعث افزایش جریان کلیدهای درایو می‌شود که نیاز است آن را در موقع طراحی درایو مد نظر قرار داد.

در ادامه این گزارش، انواع خطاهای الکتریکی و مکانیکی بررسی شده در منابع علمی نشریات معتبر در مورد موتورهای سنکرون آهنربای دائم، موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و درایوها الکترونیکی آن‌ها مطالعه شد. در فصل پنجم گزارش که مربوط به موتورهای سنکرون آهنربای دائم است، روش‌های تشخیص خطاهای زیر در این موتورها بررسی شده است:

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱- خطای خروج از مرکز

۲- خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا

۳- خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فازهای استاتور

۴- خطای افزایش مقاومت در سیم‌پیچی فازهای استاتور

۱- در قسمت خطاهای مکانیکی، بررسی‌ها بر اساس تحلیل سیگنال جریان به کمک تبدیل فوریه و تبدیل ویولت انجام شده است. موارد زیر در بررسی‌ها مطرح شدند:

- در صورت بروز عیب در یاتاقان‌ها و یا گیربکس موتور، این عیب خود را به صورت فرکانس‌های باند جانبی $|f \mp f_f|$ در جریان موتور نشان می‌دهد که f فرکانس منبع تغذیه و f_f فرکانس نوسانات در اثر این خطاها است. این نوسانات در جریان دی‌سی ورودی به اینورتر با دامنه‌ای برابر با $I_{dcf} = {}^{3}/_{4} I_{qf} M \cos(\varphi)$ و فرکانس نوسانات f_f خود را نشان می‌دهد که I_{qf} دامنه مولفه AC ناشی از خطا در جریان محور q ماشین، M ضریب مدولاسیون و $\cos(\varphi)$ ضریب توان موتور است.

- در خطای خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و مرکب، هارمونیک‌های باند جانبی در جریان استاتور و گشتاور موتور به صورت $f_{eccen} = (1 \pm (2k-1)/P) f_s$ است که f_s فرکانس اصلی تغذیه موتور، P تعداد قطب‌های موتور و k یک عدد صحیح است.

- با گرفتن تبدیل ویولت گسسته از سیگنال جریان موتور، بیشینه مقدار پاکت D در عمق ۱ و ۲ می‌تواند شاخصی برای تعیین شدت خطای خروج از مرکز دینامیک و استاتیک باشد.

۲- در بررسی خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها، عنوان شده است که:

- فرکانس هارمونیک‌های القا شده در ولتاژ ضد محرکه (EMF) و جریان موتور، به صورت $f_f = (1 \pm k/(P/2)) f_s$ است. نوع سیم‌بندی استاتور (ستاره و یا مثلث بودن)، توزیع خطا در آهنرباها و همچنین، نسبت بین تعداد شیارها به تعداد قطب‌های موتور، سه موردی هستند که می‌توانند باعث شوند که برخی از این هارمونیک‌های نشان دهنده وقوع خطا در آهنربا، در جریان و یا ولتاژ ضد محرکه موتور فیلتر شوند و دیده نشوند.

- از اعمال تبدیل ویولت به سیگنال جریان استاتور موتور و محاسبه انرژی سیگنال در عمق‌های مختلف هم می‌توان مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها را تشخیص داد.

- وقوع خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا موجب می‌شود که طیف فرکانسی ولتاژ مولفه صفر استاتور تغییر کند. نسبت این ولتاژ بعد از وقوع خطا به مقدار آن در حالت سالم، شاخصی برای تشخیص مغناطیس‌زدا شدن آهنربا معرفی شده است. مقدار این شاخص، وابستگی کمی به تغییرات سرعت موتور دارد.

 DOI: 10.30503/nripress.2020.333

– وقوع خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، شار مغناطیسی پراکندگی در اطرف موتور را تحت تاثیر قرار می‌دهد و هارمونیک‌های جدید (هارمونیک‌های با فرکانس ۱/۲ و ۱/۴ فرکانس مولفه اصلی) در آن القا می‌کند که دامنه آن‌ها به شدتِ خطا وابسته هستند. در مقابل وابستگی کمی به بار و سرعت موتور دارد.

– راه پیشنهادی دیگر برای تشخیص خطای مغناطیس‌زدا شدن آهنربا، تخمین مقدار شار دربرگیرنده ناشی از آهنربا در راستای محور d و اندوکتانس‌های موتور و مقایسه آن با وضعیت سالم روتور است.

۳– خطای اتصال کوتاه هم به صورت مدل مداری و هم به روش اجزای محدود مدل شده است. برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه:

– در روش پردازش جریان موتور در فضای abc، علاوه بر اندازه‌گیری دامنه جریان و تحلیل فرکانسی سیگنال جریان، از اختلاف بین جریان موتور در حالت خطا با جریان موتور در حالت سالم نیز برای تشخیص خطا استفاده شده است. جریان موتور در حالت سالم از شبیه‌سازی و یا اندازه‌گیری قبلی می‌تواند به دست آید. همچنین، اندازه‌گیری ریپل جریان در موتورهای تغذیه شونده با اینورتر نیز برای تشخیص این خطا قابل استفاده است؛ ریپل جریان با ایجاد خطای اتصال کوتاه، افزایش می‌یابد.

– وقتی جریان از فضای abc به فضای dq منتقل می‌شود، هارمونیک‌های فرد به هارمونیک‌های زوج تبدیل می‌شود. نسبت جریان هارمونیک دوم در حالت خطا به حالت سالم یکی از شاخص‌های معرفی شده برای تشخیص خطای اتصال کوتاه است. نسبت ریله نیز شاخص دیگری است که برای تشخیص این خطا معرفی شده است.

– اختلاف بین ولتاژ ضد محرکه در حالت سالم و حالت دارای خطای اتصال کوتاه در سیم‌پیچی، به عنوان شاخصی برای تشخیص این خطا معرفی شده است. شاخص دیگر، با کمک انتقال ولتاژ ضد محرکه به فضای قاب ساکن (αβ) استخراج شده است؛ شاخص تشخیص خطا پس از استخراج مولفه‌های توالی منفی در قاب ساکن، به صورت $e_{\alpha n2}^2 + e_{\beta n2}^2$ تعریف می‌شود.

– برای تشخیص خطای اتصال کوتاه کوتاه مدت (ایجاد اتصال کوتاه در اثر تنش‌های مکانیکی بخصوص در ناحیه انتهایی موتورهای الکتریکی با ساعات کارکرد زیاد)، از جدا کردن مقدار دی‌سی ولتاژ مرجع (در فضای dq یا acb)، تولیدی سیستم کنترل موتور، و مقدار متغیر آن در بازه زمانی مشخص استفاده می‌شود. این سیگنال به شناسایی خطاهای اتصال کوتاه موقتی، کمک می‌کند.

– با اندازه‌گیری شار پراکندگی در اطراف موتور به کمک حسگرهای fluxgate می‌توان اتصال کوتاه حلقه به حلقه و موقعیت آن در موتور را تشخیص دارد. راه دیگری که پیشنهاد شده است، تزریق ولتاژ مرعی فرکانس بالا است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۴- خطای مقاومت زیاد در سیم‌پیچی استاتور، با افزودن یک مقاومت به مدار موتور مدل می‌شود. این خطا را به کمک اندازه‌گیری ولتاژ نقطه نول موتور می‌توان تشخیص داد. در حالت سالم، این ولتاژ دارای هارمونیک‌های سوم است، در حالی که در حالت وقوع خطای افزایش مقاومت، مولفه اصلی ولتاژ نیز در این نقطه دیده می‌شود.

۵- همه شاخص‌های تعریف شده برای تشخیص هر یک از خطاهای چهارگانه فوق، یکتا برای همان خطا نیست. به عنوان مثال، طیف فرکانسی جریان در خطای خروج از مرکز و مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها، مشابهت‌های زیادی دارد و تفکیک آن‌ها ساده نیست. به همین دلیل، در برخی مراجع راه‌کارهای تکمیلی برای ایجاد قابلیت تفکیک بین خطاهای مختلف که ممکن است به صورت هم‌زمان ایجاد شود، ارائه شئه است.

در فصل ششم گزارش که مربوط به موتورهای دی‌سی بدون جاروبک است، روش‌های تشخیص خطاهای زیر در این موتورها بررسی شده است:

۱- برای تشخیص خطای اتصال کوتاه حلقه به حلقه، اندازه‌گیری دامنه جریان، اندازه‌گیری مقاومت فاز استاتور، اندازه‌گیری اندوکتانس فاز استاتور و بررسی هارمونیک‌های جریان و یا ولتاژ پیشنهاد شده است.

۲- برای تشخیص خطای افزایش مقاومت فاز، تخمین پارامترهای فازهای استاتور و بررسی هارمونیک‌های ولتاژ نول سیم‌پیچی موتور پیشنهاد شده است.

۳- برای تشخیص خطای خروج از مرکز، از بررسی طیف هارمونیکی جریان فازها و همچنین، از تبدیل ویولت و بررسی تابع انرژی سیگنال‌ها استفاده شده است.

در فصل هفتم، علاوه بر روش‌های تشخیص خطا در درایو موتورهای آهنربای دائم، روش‌های ایجاد قابلیت تحمل خطا در موتورهای آهنربای دائم به کمک درایو آن‌ها نیز بررسی شده است. در این فصل، ساختارهای مختلف درایو برای ایجاد قابلیت تحمل خطا بررسی شد. در ادامه روش‌های تشخیص خطا در کلیدها بررسی شد. این روش‌ها، مبتنی بر بررسی وجود مولفه دی‌سی در جریان فاز، اختلاف بین جریان موتور در حالت سالم و جریان واقعی موتور، نسبت جریان محور q به جریان محور d، اختلاف ولتاژ بین مقدار مطلوب در حالت سالم و مقدار اندازه‌گیری شده در هر فاز و غیره است.

افت مقدار متوسط گشتاور موتور و افزایش ریپل گشتاور، از نتایج خروج یک ساق اینورتر از مدار است. در ادامه گزارش این فصل، راهکارهای افزایش مقدار متوسط گشتاور و کاهش ریپل آن بررسی شده است. شایان ذکر است که افزایش مقدار متوسط گشتاور، با افزایش دامنه جریان در فازهای سالم همراه خواهد بود. در دامه نیز، همین راه‌کارها برای موتورهای چند فازه (بیش از سه فاز) بررسی شده است.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

روش‌های تشخیص خطا و افزایش تحمل خطا در موتورهای سنکرون رلوکتانسی در سال‌های اخیر مورد توجه بیشتری قرار گرفته است، با این وجود حجم منابع در این زمینه چندان زیاد نیست. در بخش خطاهای مکانیکی، خطاهای خروج از مرکز، شامل خروج از مرکز استاتیک، دینامیک و ترکیبی، مورد بررسی قرار گرفته است. روش‌های الکتریکی برای تشخیص این خطاها بررسی شده‌اند که این روش‌ها به صورت زیر قابل دسته‌بندی است:

۱- در خطای خروج از مرکز استاتیک؛

- در جریان خط استاتور، هارمونیک‌های مضرب ۳ افزایش می‌یابد.
- هارمونیک‌های ۷، ۹، ۱۳ و ۱۹ در ولتاژ مولفه صفر ولتاژ افزایش می‌یابد.
- دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در ولتاژ ضد تحریک افزایش می‌یابد.

۲- در خطای خروج از مرکز دینامیک؛

- دامنه هارمونیک‌های $7f+$ و $5f-$ در جریان خط موتور افزایش می‌یابد.
- دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در ولتاژ ضد تحریک افزایش می‌یابد.

۳- در خطای خروج از مرکز ترکیبی؛

- دامنه هارمونیک باند جانبی $0.5f$ و هارمونیک $2f$ افزایش می‌یابد.
- دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در ولتاژ ضد تحریک افزایش می‌یابد.

شایان ذکر است که در روش تشخیص خطا به کمک هارمونیک‌های جریان خط موتور:

۱- هارمونیک‌های مضرب ۳ در جریان خط موتور در حالت عادی نیز وجو دارد که دلیل آن، وجود عدم تعادل در سیستم تغذیه موتور و همچنین، سیم‌پیچی موتور می‌تواند باشد. این هارمونیک‌ها در هنگام تحلیل جریان خط موتور (برای تشخیص خطای خروج از مرکز استاتیک) باید فیلتر شوند.

۲- دامنه هارمونیک‌های جریان با میزان خطای خروج از مرکز تناسب ندارد.

دامنه هارمونیک‌های باند جانبی $(1-1/p)f_s$ و $(1+1/p)f_s$ در ولتاژ ضد تحریک، با میزان خطای خروج از مرکز (در هر سه نوع خطا) ارتباط خطی دارد. تغییرات این شاخص‌ها در ولتاژ ضد تحریک موتور، مستقل از تعداد فازهای استاتور است.

در ادامه گزارش، خطاهای الکتریکی، شامل خطای اتصال کوتاه، مدار باز تک فاز و دو فاز در موتورهای سنکرون رلوکتانسی بررسی شدند. برای تحمل خطای مدار باز در موتورهای سنکرون رلوکتانسی سه یا چند فاز، پیشنهاد شده است:

۱- از کنترل زاویه جریان برای رسیدن به بیشینه گشتاور و کاهش ریپل آن استفاده شود.

۲- از روش تزریق هارمونیک، برای حذف هارمونیک‌های جریان در هنگام بروز خطا استفاده شود.

۳- جریان در فازهای سالم به مقداری افزایش یابد که کل MMF فازهای سالم، برابر کل MMF موتور در حالتی باشد که خطایی رخ نداده است.

۴- از افزایش همزمان جریان فازهای سالم (تا سقف ۱۵۰ درصد جریان نامی موتور) و کنترل زاویه جریان، برای رسیدن به بیشینه گشتاور استفاده شود.

عنوان شده است که با ایجاد خطای اتصال کوتاه، هارمونیک‌های مضرب سه در جریان خط موتور افزایش می‌یابد. همچنین، اگر در بخشی از سیم‌پیچی یک فاز اتصال کوتاه رخ داد، با کاهش ولتاژ اعمالی به آن فاز، می‌توان از توسعه خطا در آن سیم‌پیچی جلوگیری کرد و یا سرعت آن را کاهش داد.

تغذیه مستقل هر فاز استاتور، موجب افزایش قابلیت تحمل خطای اتصال کوتاه (در یکی از سیم‌پیچی‌های استاتور) می‌شود. همچنین، برای جلوگیری از توسعه اتصال کوتاه در یک سیم‌پیچی و آسیب دیدن بیشتر موتور در حین کار، جریان فازهای سالم را به نحوی تغییر داد که شار در برگیرنده فاز اتصال کوتاه شده صفر بشود (در نتیجه جریان القای شده در آن صفر شود).

مهم‌ترین راه‌کار پیشنهادی برای افزایش تحمل خطاهای الکتریکی، افزایش فازهای موتور است که پیشنهاد موتورهای پنج فاز، شش فاز (دو دسته سه فاز) و نه فاز (سه دسته سه فاز) ارائه شده است. پیشنهاد شده است که برای افزایش تحمل خطاهای الکتریکی در موتورهای سنکرون رلوکتانسی، سیم‌پیچی‌های استاتور به گونه‌ای انجام شود که سیم‌پیچی فازها، هم‌پوشانی نداشته باشند. همچنین، فازهای استاتور نیز به صورت مستقل از هم تغذیه شوند.

در دو فصل پایانی گزارش، روش غیرمهاجم تشخیص عیب در مورد موتورهای سه‌فاز القائی، آهنربای دائم و سنکرون رلوکتانسی بررسی شد. پیشنهادهای جدول زیر، برای ادامه کار در زمینه عیب‌یابی غیر مهاجم در این موتورها ارائه شد. شایان ذکر است که کلیه پیشنهادات ارائه در زمینه عیب‌یابی در موتورهای سنکرون آهنربای دائم، در مورد موتورهای سنکرون رلوکتانسی نیز صادق باشد.

پیشنهادهایی برای پژوهش‌های بیشتر در زمینه عیب‌یابی غیرمهاجم

ردیف	نوع موتور	پیشنهاد

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۱	سه‌فاز القائی	مدل‌سازی اثرات عیوب مختلف و شدت این عیوب بر شار پراکندگی خارجی موتورهای سه‌فاز القائی با استفاده از ابزارهای تحلیلی مختلف (روش‌های اجزای محدود، مدار معادل مغناطیسی و غیره) با درنظر گرفتن کلیه اجزای موتور، شامل هسته‌های استاتور و روتور و پوسته موتور.
۲		بررسی ترکیبی جریان موتور در دو حوزه فرکانس و فرکانس- زمان برای ایجاد قدرت تفکیک عیب‌ها و آگاهی از شدت عیب در ساختار موتور.
۳		بررسی الگوی تغییرات ضرایب تبدیل ویولت گسته با نوع عیب جهت امکان‌سنجی تفکیک عیوب
۴	سنکرون آهنربای دائم	بررسی عیب مغناطیس زدا شدن آهنرباها در موتورهای آهنربای دائم، حتما پارامتر K_E به صورت مستمر و دوره‌ای بررسی شود.
۵		با توجه به اثرپذیری پارامتر K_E از اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، اما با مقایسه این پارامتر در فازهای مختلف سیم‌پیچی استاتور در دوره‌های زمانی مختلف، امکان تفکیک عیب مغناطیس‌زدا شدن آهنربا و اتصال کوتاه حلقه به حلقه نیز فراهم است. لذا پیشنهاد می‌شود این مساله به صورت عملی مورد مطالعه قرار بگیرد.
۷		تغییرات شار مغناطیسی خارجی موتور در عیب‌های مکانیکی موتورهای آهنربای دائم مطالعه شود و مشخص شود که آیا با استفاده از این روش، امکان تفکیک بین عیب‌های مکانیکی و یا مغناطیس‌زدا شدن آهنرباها وجود دارد؟
۸		اثرپذیری روش‌های اندازه‌گیری ریپل جریان فاز و نسبت هارونیک دوم در محور q (حالت عیب‌دار به حالت سالم) که برای تشخیص عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه پیشنهاد شده است، از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی در موتورهای آهنربای دائم بررسی شود.
۹		اثرپذیری روش استخراج مولفه‌های توالی منفی هارمونیک دوم ولتاژ ضد محرکه در قاب دومحوری ساکن ($\alpha\beta$) از سایر عیوب مکانیکی و الکتریکی در موتورهای آهنربای دائم بررسی شود.
۱۰		تشخیص عیب اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی استاتور، با استفاده از تخمین مقاومت سیم‌پیچی، در موتورهای دی‌سی بدون جاروبک و سنکرون آهنربای دائم، مخصوصا در شدت کم عیب، مطالعه شود.

همچنین، روش‌های تشخیص خطا در کلیدهای قدرت اینورتر سیستم درایو بررسی شدند. در ادامه نیز راهکارهای ایجاد قابلیت تحمل خطا، برای دو خطای الکتریکی اتصال کوتاه حلقه به حلقه در سیم‌پیچی فازهای استاتور و قطع شدن یک فاز بررسی شدند. اصلی‌ترین راهکار برای ایجاد قابلیت تحمل این خطاها در موقع طراحی موتور، استفاده از ساختارهایی است که تفکیک دمایی و الکترومغناطیسی بین فازهای مختلف سیسم‌پیچی در آن‌ها وجود دارد. اگر ظرفیت درایو موتور نیز به اندازه کافی زیاد باشد، راه‌کارهای اصلی برای ایجاد قابلیت تحول خطا در موتورهای الکتریکی عبارت است از:

۱- در صورت وقوع خطای مدار باز، با افزایش جریان در فازهای سالم می‌توان MMF سیم‌پیچی استاتور را به مقدار آن در قبل از وقوع خطا، رساند. به این ترتیب، موتور می‌تواند عملکرد خود را حفظ کند.

۲- برای کاهش جریان خطا در فازهای دارای اتصال کوتاه، نیاز است که ولتاژ تغذیه فاز کاهش یافته و ولتاژ القا شده در اثر جریان در فازهای سالم نیز حذف شود.

DOI: 10.30503/nripress.2020.333

۳- با تزریق هارمونیک‌های جریان در فازهای سالم، هارمونیک‌های ایجاد شده ناشی از خطا در فازهای استاتور حذف شده و درنتیجه، ریپل گشتاور موتور کاهش یابد.

مراجع

[1] N. Saad, M. Irfan, and R. Ibrahim, *Condition monitoring and faults diagnosis of induction motors: electrical signature analysis*: CRC Press, 2018.

[2] J. Shao, Z. Deng, and Y. Gu, "Fault-tolerant control of position signals for switched reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 53, pp. 2959-2966, 2017.

[3] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, and H. Meshgin-Kelk, *Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis*: CRC press, 2012.

[4] D. Miljković, "Brief review of motor current signature analysis," *HDKBR Info magazin,* vol. 5, pp. 14-26, 2015.

[5] J. Faiz, G. Joksimović, and V. Ghorbanian, *Fault diagnosis of induction motors*: Institution of Engineering & Technology, 2017.

[6] W. T. Thomson and I. Culbert, *Current signature analysis for condition monitoring of cage induction motors: Industrial application and case histories*: John Wiley & Sons, 2017.

[7] S. Karmakar, S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Induction motor fault diagnosis* vol. 25: Springer, 2016.

[8] ح. ا. صادقی, "پایش وضعیت آنلاین موتورهای القایی بزرگ با استفاده از روشهای الکتریکی," پژوهشگاه نیرو۱۳۹۵.

[9] B. Akin, U. Orguner, H. A. Toliyat, and M. Rayner, "Low order PWM inverter harmonics contributions to the inverter-fed induction machine fault diagnosis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 610-619, 2008.

[10] A. M. Cardoso and E. S. Saraiva, "Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 29, pp. 897-901, 1993.

[11] A. M. Cardoso, S. Cruz, and D. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 14, pp. 595-598, 1999.

[12] D. M. Sonje, A. Chowdhury, and P. Kundu, "Fault diagnosis of induction motor using parks vector approach," in *2014 International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 2014, pp. 1-4.

[13] A. Allal and B. Chetate, "A new and best approach for early detection of rotor and stator faults in induction motors coupled to variable loads," *Frontiers in Energy,* vol. 10, pp. 176-191, 2016.

[14] Y.-J. Goh and O. Kim, "Linear method for diagnosis of inter-turn short circuits in 3-phase induction motors," *Applied Sciences,* vol. 9, p. 4822, 2019.

[15] K. N. Gyftakis, A. J. M. Cardoso, and J. A. Antonino-Daviu, "Introducing the Filtered Park's and Filtered Extended Park's Vector Approach to detect broken rotor bars in induction motors independently from the rotor slots number," *Mechanical Systems and Signal Processing,* vol. 93, pp. 30-50, 2017.

[16] I. Daubechies and B. J. Bates, "Ten lectures on wavelets," ed: Acoustical Society of America, 1993.

[17] K. Perutka, *MATLAB for Engineers: Applications in Control, Electrical Engineering, IT and Robotics*: BoD–Books on Demand, 2011.

[18] Z. Ye, B. Wu, and A. Sadeghian, "Current signature analysis of induction motor mechanical faults by wavelet packet decomposition," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 50, pp. 1217-1228, 2003.

[19] *Wavelete*. Available: https://blog.faradars.org/%D8%AA%D8%A8%D8%AF%DB%8C%D9%84-%D9%85%D9%88%D8%AC%DA%A9/

[20] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. P. M. Palomares, "Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines," *IEEE Transactions on Industry applications*, vol. 42, pp. 990-996, 2006.

[21] F. Ponci, A. Monti, L. Cristaldi, and M. Lazzaroni, "Diagnostic of a faulty induction motor drive via wavelet decomposition," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, pp. 2606-2615, 2007.

[22] A. Ordaz-Moreno, R. de Jesus Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, and A. Garcia-Perez, "Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2193-2202, 2008.

[23] H. Douglas, P. Pillay, and A. K. Ziarani, "A new algorithm for transient motor current signature analysis using wavelets," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 40, pp. 1361-1368, 2004.

[24] H. Douglas, P. Pillay, and A. Ziarani, "Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 20, pp. 135-141, 2005.

[25] Y. Gritli, S. B. Lee, F. Filippetti, and L. Zarri, "Advanced diagnosis of outer cage damage in double-squirrel-cage induction motors under time-varying conditions based on wavelet analysis," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 50, pp. 1791-1800, 2013.

[26] H. Keskes and A. Braham, "Recursive undecimated wavelet packet transform and DAG SVM for induction motor diagnosis," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, pp. 1059-1066, 2015.

[27] B. A. Vinayak, K. A. Anand, and G. Jagadanand, "Wavelet-based real-time stator fault detection of inverter-fed induction motor," *IET Electric Power Applications*, vol. 14, pp. 82-90, 2019.

[28] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Eccentricity and broken rotor bars faults-Effects on the external axial field," in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, 2010, pp. 1-6.

[29] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 59, pp. 2082-2093, 2011.

[30] R. Romary, R. Pusca, J. Lecointe, and J. Brudny, "Electrical machines fault diagnosis by stray flux analysis," in *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2013, pp. 247-256.

[31] J. Antonino-Daviu, H. Razik, A. Quijano-Lopez, and V. Climente-Alarcon, "Detection of rotor faults via transient analysis of the external magnetic field," in *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, pp. 3815-3821.

[32] I. Zamudio-Ramirez, J. A. Antonino-Daviu, R. A. Osornio-Rios, R. de Jesus Romero-Troncoso, and H. Razik, "Detection of winding asymmetries in wound-rotor induction

motors via transient analysis of the external magnetic field," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 67, pp. 5050-5059, 2019.

[33] D. Kastha and B. K. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive," *IEEE transactions on industry applications,* vol. 30, pp. 1028-1038, 1994.

[34] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabehdar-Maralani, "Detection and isolation of speed-, DC-link voltage-, and current-sensor faults based on an adaptive observer in induction-motor drives," *IEEE transactions on industrial electronics,* vol. 58, pp. 1662-1672, 2010.

[35] H. Berriri, M. W. Naouar, and I. Slama-Belkhodja, "Easy and fast sensor fault detection and isolation algorithm for electrical drives," *IEEE transactions on power electronics,* vol. 27, pp. 490-499, 2011.

[36] J. O. Estima and A. J. M. Cardoso, "A new algorithm for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 60, pp. 3496-3505, 2012.

[37] C. Chakraborty and V. Verma, "Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 62, pp. 1943-1954, 2014.

[38] F. R. Salmasi, "A self-healing induction motor drive with model free sensor tampering and sensor fault detection, isolation, and compensation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 64, pp. 6105-6115, 2017.

[39] Y. Yu, Y. Zhao, B. Wang, X. Huang, and D. Xu, "Current sensor fault diagnosis and tolerant control for VSI-based induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 33, pp. 4238-4248, 2017.

[40] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G.-A. Capolino, "Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 1966-1977, 2008.

[41] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra, and D. Casadei, "Control of multiphase induction motors with an odd number of phases under open-circuit phase faults," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 27, pp. 565-577, 2011.

[42] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 29, pp. 5406-5416, 2013.

[43] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermudez, I. Gonzalez-Prieto, and N. Abd Rahim, "A unified analysis of the fault tolerance capability in six-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 32, pp. 7824-7836, 2016.

[44] B. P. Reddy, M. Rao, M. Sahoo, and S. Keerthipati, "A fault-tolerant multilevel inverter for improving the performance of a pole–phase modulated nine-phase induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 65, pp. 1107-1116, 2017.

[45] I. G. Prieto, M. J. Duran, P. Garcia-Entrambasaguas, and M. Bermudez, "Field-oriented control of multiphase drives with passive fault tolerance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 67, pp. 7228-7238, 2019.

[46] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, and H. A. Toliyat, "Strategy with smooth transitions and improved Torque–Speed region and stator copper loss for two-level asymmetrical six-phase induction motor drives under switch faults," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 36, pp. 1954-1969, 2020.

[47] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 18, pp. 587-593, 2003.
[48] D. Kastha and B. K. Bose, "Fault mode single-phase operation of a variable frequency induction motor drive and improvement of pulsating torque characteristics," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 41, pp. 426-433, 1994.
[49] J.-R. Fu and T. A. Lipo, "A strategy to isolate a switching device fault in a current regulated motor drive," *Electric machines and power systems,* vol. 24, pp. 911-920, 1996.
[50] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 51, pp. 439-446, 2004.
[51] A. M. Mendes and A. M. Cardoso, "Fault-tolerant operating strategies applied to three-phase induction-motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 53, pp. 1807-1817, 2006.
[52] M. Tousizadeh, H. S. Che, J. Selvaraj, N. Abd Rahim, and B.-T. Ooi, "Fault-tolerant field-oriented control of three-phase induction motor based on unified feedforward method," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 34, pp. 7172-7183, 2018.
[53] M. Tousizadeh, H. S. Che, J. Selvaraj, N. Abd Rahim, and B.-T. Ooi, "Performance comparison of fault-tolerant three-phase induction motor drives considering current and voltage limits," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 66, pp. 2639-2648, 2018.
[54] A. ghaempanah, "review of doubly salient electrical motors," Niroo Research Institute2019.
[55] Z. Q. Zhu, "Overview of novel magnetically geared machines with partitioned stators," *IET Electric Power Applications,* vol. 12, pp. 595-604, 2018.
[56] J. F. Gieras, *Permanent magnet motor technology: design and applications*: CRC press, 2009.
[57] J. F. Gieras, *Advancements in electric machines*: Springer Science & Business Media, 2008.
[58] T. J. Miller, "Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives," 1989.
[59] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*: The Writers' Collective, 2003.
[60] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*: CRC press, 2017.
[61] J. Li, M. Sumner, J. A. Padilla, and H. Zhang, "Fault signal propagation through the PMSM motor drive systems," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 53, pp. 2915-2924, 2017.
[62] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, M. Javan-Roshtkhari, and A. Z. Nejhad, "Static eccentricity fault diagnosis in permanent magnet synchronous motor using time stepping finite element method," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 44, pp. 4297-4300, 2008.
[63] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Configuration impacts on eccentricity fault detection in permanent magnet synchronous motors," *IEEE transactions on magnetics,* vol. 48, pp. 903-906, 2012.
[64] B. M. Ebrahimi, J. Faiz, and M. J. Roshtkhari, "Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 56, pp. 4727-4739, 2009.

[65] B. M. Ebrahimi, M. J. Roshtkhari, J. Faiz, and S. V. Khatami, "Advanced eccentricity fault recognition in permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 61, pp. 2041-2052, 2013.

[66] J.-R. R. Ruiz, J. A. Rosero, A. G. Espinosa, and L. Romeral, "Detection of demagnetization faults in permanent-magnet synchronous motors under nonstationary conditions," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 45, pp. 2961-2969, 2009.

[67] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, M. Delgado, and L. Romeral, "Detection of demagnetization faults in surface-mounted permanent magnet synchronous motors by means of the zero-sequence voltage component," *IEEE transactions on Energy conversion,* vol. 27, pp. 42-51, 2011.

[68] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, and L. Romeral, "A back-emf based method to detect magnet failures in PMSMs," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 49, pp. 591-598, 2012.

[69] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, and L. Romeral, "Influence of the stator windings configuration in the currents and zero-sequence voltage harmonics in permanent magnet synchronous motors with demagnetization faults," *IEEE transactions on magnetics,* vol. 49, pp. 4885-4893, 2013.

[70] M. Zafarani, T. Goktas, and B. Akin, "A comprehensive magnet defect fault analysis of permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 52, pp. 1331-1339, 2015.

[71] M. Zafarani, T. Goktas, B. Akin, and S. E. Fedigan, "An investigation of motor topology impacts on magnet defect fault signatures," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 64, pp. 32-42, 2016.

[72] T. Goktas, M. Zafarani, K. W. Lee, B. Akin, and T. Sculley, "Comprehensive analysis of magnet defect fault monitoring through leakage flux," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 53, pp. 1-10, 2016.

[73] S. Moon, J. Lee, H. Jeong, and S. W. Kim, "Demagnetization fault diagnosis of a PMSM based on structure analysis of motor inductance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 63, pp. 3795-3803, 2016.

[74] S.-T. Lee and J. Hur, "Simplified equivalent model of PMSM with inter-turn fault," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 55, pp. 2629-2636, 2019.

[75] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas, and B. Akin, "Interturn short-circuit faults in permanent magnet synchronous machines: An extended review and comprehensive analysis," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,* vol. 6, pp. 2173-2191, 2018.

[76] L. S. Maraaba, Z. M. Al-Hamouz, and M. A. Abido, "Mathematical modeling, simulation and experimental testing of interior-mount LSPMSM under stator inter-turn fault," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 34, pp. 1213-1222, 2018.

[77] L. Romeral, J. C. Urresty, J.-R. R. Ruiz, and A. G. Espinosa, "Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with stator winding interturn faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 1576-1585, 2010.

[78] H. Qian, H. Guo, and X. Ding, "Modeling and analysis of interturn short fault in permanent magnet synchronous motors with multistrands windings," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 31, pp. 2496-2509, 2015.

[79] B. Vaseghi, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, "Fault analysis and parameter identification of permanent-magnet motors by the finite-element method," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 45, pp. 3290-3295, 2009.

[80] A. Strandt, "Characterization of Stator Winding Short-Circuit Faults in Interior Permanent-Magnet Motor-Drive Systems," 2013.
[81] B. M. Ebrahimi and J. Faiz, "Feature extraction for short-circuit fault detection in permanent-magnet synchronous motors using stator-current monitoring," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 25, pp. 2673-2682, 2010.
[82] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc, and F. Meibody-Tabar, "Real-time detection of interturn faults in PM drives using back-EMF estimation and residual analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 47, pp. 2402-2412, 2011.
[83] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, and G. Clerc, "Effects of imperfect manufacturing process on electromagnetic performance and online interturn fault detection in PMSMs," *IEEE transactions on Industrial electronics,* vol. 62, pp. 3388-3398, 2015.
[84] B. Sen, "Modelling, fault detection and control of fault tolerant permanent magnet machine drives," The University of Sheffield, 2015.
[85] T. Boileau, N. Leboeuf, B. Nahid-Mobarakeh, and F. Meibody-Tabar, "Synchronous demodulation of control voltages for stator interturn fault detection in PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 28, pp. 5647-5654, 2013.
[86] K.-H. Kim, "Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a PMSM through current harmonic monitoring," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 2565-2568, 2010.
[87] S. Huang, A. Aggarwal, E. G. Strangas, K. Li, F. Niu, and X. Huang, "Robust Stator Winding Fault Detection in PMSMs With Respect to Current Controller Bandwidth," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 36, pp. 5032-5042, 2020.
[88] A. Sarikhani and O. A. Mohammed, "Inter-turn fault detection in PM synchronous machines by physics-based back electromotive force estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 60, pp. 3472-3484, 2012.
[89] B. Du, S. Wu, S. Han, and S. Cui, "Interturn fault diagnosis strategy for interior permanent-magnet synchronous motor of electric vehicles based on digital signal processor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 63, pp. 1694-1706, 2015.
[90] N. H. Obeid, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Modeling and diagnostic of incipient interturn faults for a three-phase permanent magnet synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 52, pp. 4426-4434, 2016.
[91] N. H. Obeid, A. Battiston, T. Boileau, and B. Nahid-Mobarakeh, "Early intermittent interturn fault detection and localization for a permanent magnet synchronous motor of electrical vehicles using wavelet transform," *IEEE Transactions on Transportation Electrification,* vol. 3, pp. 694-702, 2017.
[92] S.-C. Yang, "Online stator turn fault detection for inverter-fed electric machines using neutral point voltages difference," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 52, pp. 4039-4049, 2016.
[93] V. Gurusamy, E. Bostanci, C. Li, Y. Qi, and B. Akin, "A stray magnetic flux-based robust diagnosis method for detection and location of interturn short circuit fault in PMSM," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* vol. 70, pp. 1-11, 2020.
[94] R. Hu, J. Wang, A. R. Mills, E. Chong, and Z. Sun, "High-Frequency Voltage Injection Based Stator Interturn Fault Detection in Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 36, pp. 785-794, 2020.

[95] J. Zhang, J. Hang, S. Ding, and M. Cheng, "Online diagnosis and localization of high-resistance connection in PMSM with improved fault indicator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 3585-3594, 2016.
[96] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, and S. Ding, "Detection and discrimination of open-phase fault in permanent magnet synchronous motor drive system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 4697-4709, 2015.
[97] J. Hong, S. B. Lee, C. Kral, and A. Haumer, "Detection of airgap eccentricity for permanent magnet synchronous motors based on the d-axis inductance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 2605-2612, 2011.
[98] J. Hong, S. Park, D. Hyun, T.-j. Kang, S. B. Lee, C. Kral, *et al.*, "Detection and classification of rotor demagnetization and eccentricity faults for PM synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, pp. 923-932, 2012.
[99] R. Z. Haddad and E. G. Strangas, "On the accuracy of fault detection and separation in permanent magnet synchronous machines using MCSA/MVSA and LDA," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, pp. 924-934, 2016.
[100] F. Immovilli, C. Bianchini, E. Lorenzani, A. Bellini, and E. Fornasiero, "Evaluation of combined reference frame transformation for interturn fault detection in permanent-magnet multiphase machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 1912-1920, 2014.
[101] T. Goktas, M. Zafarani, and B. Akin, "Discernment of broken magnet and static eccentricity faults in permanent magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, pp. 578-587, 2016.
[102] R. Z. S. Haddad, *Fault detection and identification in Permanent Magnet Synchronous Machines*: Michigan State University, 2016.
[103] Z. Ullah, S.-T. Lee, and J. Hur, "A Torque Angle-Based Fault Detection and Identification Technique for IPMSM," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, pp. 170-182, 2019.
[104] J.-D. Lee, B.-G. Park, T.-S. Kim, J.-S. Ryu, and D.-S. Hyun, "Simple fault detection algorithm of BLDG motor based on operating characteristic," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 643-646.
[105] T. Kim, H.-W. Lee, and S. Kwak, "The internal fault analysis of brushless DC motors based on the winding function theory," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, pp. 2090-2096, 2009.
[106] K.-T. Kim, J.-K. Park, J. Hur, and B.-W. Kim, "Comparison of the fault characteristics of IPM-type and SPM-type BLDC motors under inter-turn fault conditions using winding function theory," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 986-994, 2013.
[107] W. Zhang, "A fault detection and diagnosis strategy for permanent magnet brushless DC motor," 2013.
[108] J.-K. Park, C.-L. Jeong, S.-T. Lee, and J. Hur, "Early detection technique for stator winding inter-turn fault in BLDC motor using input impedance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 240-247, 2014.
[109] M. A. Awadallah, M. M. Morcos, S. Gopalakrishnan, and T. W. Nehl, "A neuro-fuzzy approach to automatic diagnosis and location of stator inter-turn faults in CSI-fed PM brushless DC motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 253-259, 2005.

[110] M. Dai, A. Keyhani, and T. Sebastian, "Fault analysis of a PM brushless DC motor using finite element method," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 20, pp. 1-6, 2005.
[111] O. Moseler and R. Isermann, "Application of model-based fault detection to a brushless DC motor," *IEEE Transactions on industrial electronics,* vol. 47, pp. 1015-1020, 2000.
[112] H. Wang, S. Lu, G. Qian, J. Ding, Y. Liu, and Q. Wang, "A two-step strategy for online fault detection of high-resistance connection in BLDC motor," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 35, pp. 3043-3053, 2019.
[113] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Analytic-wavelet-ridge-based detection of dynamic eccentricity in brushless direct current (BLDC) motors functioning under dynamic operating conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 54, pp. 1410-1419, 2007.
[114] S. Rajagopalan, T. Habetler, R. Harley, J. Aller, and J. Restrepo, "Diagnosis of rotor faults in brushless DC (BLDC) motors operating under non-stationary conditions using windowed Fourier ridges," in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, 2005, pp. 26-33.
[115] S. Rajagopalan, W. le Roux, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Dynamic eccentricity and demagnetized rotor magnet detection in trapezoidal flux (brushless DC) motors operating under different load conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 22, pp. 2061-2069, 2007.
[116] S.-T. Lee and J. Hur, "Detection technique for stator inter-turn faults in BLDC motors based on third-harmonic components of line currents," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 53, pp. 143-150, 2016.
[117] H.-K. Kim, D.-H. Kang, and J. Hur, "Fault detection of irreversible demagnetization based on space harmonics according to equivalent magnetizing distribution," *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 51, pp. 1-4, 2015.
[118] A. Usman and B. S. Rajpurohit, "Modeling and Classification of Stator Inter-Turn Fault and Demagnetization Effects in BLDC Motor Using Rotor Back-EMF and Radial Magnetic Flux Analysis," *IEEE Access,* vol. 8, pp. 118030-118049, 2020.
[119] B. Mecrow, A. Jack, J. Haylock, and J. Coles, "Fault-tolerant permanent magnet machine drives," *IEE Proceedings-Electric Power Applications,* vol. 143, pp. 437-442, 1996.
[120] B. C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. R. Green, G. J. Atkinson, A. King, *et al.*, "Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 19, pp. 671-678, 2004.
[121] N. Bianchi, M. Pré, G. Grezzani, and S. Bolognani, "Design considerations on fractional-slot fault-tolerant synchronous motors," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, 2005, pp. 902-909.
[122] F. Baudart, "Design and control of fault-tolerant permanent magnet drives," Ph. D. thesis, Ph. D. dissertation, Université de Louvain, Louvain, Belgium, 2012.
[123] R. Speed and A. K. Wallace, "Remedial strategies for brushless dc drive failures," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 26, pp. 259-266, 1990.
[124] J. Haylock, B. Mecrow, A. Jack, and D. Atkinson, "Operation of a fault tolerant PM drive for an aerospace fuel pump application," *IEE Proceedings-Electric Power Applications,* vol. 145, pp. 441-448, 1998.

[125] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Transactions on power electronics,* vol. 19, pp. 1108-1116, 2004.
[126] S. Kwak and H. A. Toliyat, "An approach to fault-tolerant three-phase matrix converter drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 22, pp. 855-863, 2007.
[127] S. Khwan-on, L. de Lillo, L. Empringham, and P. Wheeler, "Fault-tolerant matrix converter motor drives with fault detection of open switch faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 59, pp. 257-268, 2011.
[128] N. M. Freire, J. O. Estima, and A. J. Cardoso, "A voltage-based approach without extra hardware for open-circuit fault diagnosis in closed-loop PWM AC regenerative drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 61, pp. 4960-4970, 2013.
[129] X. Zhou, J. Sun, P. Cui, Y. Lu, M. Lu, and Y. Yu, "A fast and robust open-switch fault diagnosis method for variable-speed PMSM system," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 36, pp. 2598-2610, 2020.
[130] A. Kontarček, P. Bajec, M. Nemec, V. Ambrožič, and D. Nedeljković, "Cost-effective three-phase PMSM drive tolerant to open-phase fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 62, pp. 6708-6718, 2015.
[131] H. Yan, Y. Xu, J. Zou, Y. Fang, and F. Cai, "A novel open-circuit fault diagnosis method for voltage source inverters with a single current sensor," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 33, pp. 8775-8786, 2017.
[132] H. Yan, Y. Xu, F. Cai, H. Zhang, W. Zhao, and C. Gerada, "PWM-VSI fault diagnosis for a PMSM drive based on the fuzzy logic approach," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 34, pp. 759-768, 2018.
[133] S.-M. Jung, J.-S. Park, H.-W. Kim, K.-Y. Cho, and M.-J. Youn, "An MRAS-based diagnosis of open-circuit fault in PWM voltage-source inverters for PM synchronous motor drive systems," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 28, pp. 2514-2526, 2012.
[134] B. Cai, Y. Zhao, H. Liu, and M. Xie, "A data-driven fault diagnosis methodology in three-phase inverters for PMSM drive systems," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 32, pp. 5590-5600, 2016.
[135] S. S. Kuruppu and N. A. Kulatunga, "DQ current signature-based faulted phase localization for SM-PMAC machine drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 62, pp. 113-121, 2014.
[136] Z. Huang, Z. Wang, X. Yao, and H. Zhang, "Multi-switches fault diagnosis based on small low-frequency data for voltage-source inverters of PMSM drives," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 34, pp. 6845-6857, 2018.
[137] S. K. El Khil, I. Jlassi, A. J. M. Cardoso, J. O. Estima, and N. Mrabet-Bellaaj, "Diagnosis of open-switch and current sensor faults in PMSM drives through stator current analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 55, pp. 5925-5937, 2019.
[138] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 47, pp. 1134-1141, 2000.
[139] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, "Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives," *IEEE Transactions on energy conversion,* vol. 18, pp. 306-314, 2003.

[140] J. Zhang, W. Zhan, and M. Ehsani, "Fault-tolerant control of PMSM with inter-turn short-circuit fault," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 34, pp. 2267-2275, 2019.
[141] S.-H. Im and B.-G. Gu, "Interturn Fault Tolerant Drive Method by Limiting Copper Loss of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 67, pp. 7973-7981, 2019.
[142] Z. Wang, X. Wang, M. Cheng, and Y. Hu, "Comprehensive investigation on remedial operation of switch faults for dual three-phase PMSM drives fed by T-3L inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 65, pp. 4574-4587, 2017.
[143] N. Bianchi, S. Bolognani, and M. D. P. Pre, "Impact of stator winding of a five-phase permanent-magnet motor on postfault operations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 1978-1987, 2008.
[144] M. Trabelsi, N. K. Nguyen, and E. Semail, "Real-time switches fault diagnosis based on typical operating characteristics of five-phase permanent-magnetic synchronous machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 63, pp. 4683-4694, 2016.
[145] S. Taghavi, "Design of Synchronous Reluctance Machines for Automotive Applications," Concordia University, 2015.
[146] G. Pellegrino, T. M. Jahns, N. Bianchi, W. L. Soong, and F. Cupertino, *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors: Tutorial Course Notes*: Springer, 2016.
[147] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Carraro, M. Castiello, and E. Fornasiero, "Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 52, pp. 4762-4769, 2016.
[148] M. Obata, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Inoue, "Performance of PMASynRM with ferrite magnets for EV/HEV applications considering productivity," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 50, pp. 2427-2435, 2014.
[149] E. Pazouki, M. Islam, S. Bonthu, and S. Choi, "Eccentricity fault detection in multiphase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015 IEEE International*, 2015, pp. 240-246.
[150] T. Ilamparithi and S. Nandi, "Analysis, modeling and simulation of static eccentric reluctance synchronous motor," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), 2011 IEEE International Symposium on*, 2011, pp. 45-50.
[151] T. C. Ilamparithi and S. Nandi, "Detection of eccentricity faults in three-phase reluctance synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 48, pp. 1307-1317, 2012.
[152] C. López-Torres, J.-R. Riba, A. Garcia, and L. Romeral, "Detection of Eccentricity Faults in Five-Phase Ferrite-PM Assisted Synchronous Reluctance Machines," *Applied Sciences,* vol. 7, p. 565, 2017.
[153] D. M. Matos, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "Performance evaluation of synchronous reluctance motor drives under inverter fault conditions," in *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2015, pp. 448-454.
[154] A. Arafat, S. Choi, and J. Baek, "Open-phase fault detection of a five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on symmetrical components theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 64, pp. 6465-6474, 2017.
[155] S. S. R. Bonthu, M. T. B. Tarek, A. Arafat, M. Z. Islam, and S. Choi, "Fault-tolerant performance comparisons between external and internal rotor PMa-SynRMs," in

Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018 IEEE, 2018, pp. 2933-2939.

[156] A. Arafat and S. Choi, "Fault tolerant control of five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on dynamic current phase advance," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, 2015, pp. 1208-1214.

[157] A. Arafat and S. Choi, "Optimal phase advance under fault-tolerant control of a five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 2915-2924, 2018.

[158] A. Arafat and S. Choi, "Torque ripple minimization of a five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor under open phase faults," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017 IEEE*, 2017, pp. 1928-1934.

[159] A. Arafat and S. Choi, "Active current harmonic suppression for torque ripple minimization at open-phase faults in a five-phase PMa-SynRM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 922-931, 2018.

[160] M. Amin, G. A. A. Aziz, M. N. Ibrahim, and P. Sergeant, "Open-Phase Fault-Tolerant Current Reconstruction Control of Three-Phase Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors," in *2019 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2019, pp. 1-8.

[161] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, pp. 1546-1552, 2007.

[162] A. Arafat and S. Choi, "Optimal sustainable fault tolerant control of five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015 IEEE International*, 2015, pp. 1022-1028.

[163] A. Arafat and S. Choi, "State space modeling and feedback control of five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor under open phase faults," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018 IEEE*, 2018, pp. 1229-1235.

[164] A. Mahmoudi, I. Jlassi, A. J. M. Cardoso, K. Yahia, and M. Sahraoui, "Inter-Turn Short-Circuit Faults Diagnosis in Synchronous Reluctance Machines, Using the Luenberger State Observer and Currents Second-Order Harmonic," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021.

[165] P. Neti and S. Nandi, "Stator inter-turn fault analysis of reluctance synchronousmotor," in *Electrical and Computer Engineering, 2005. Canadian Conference on*, 2005, pp. 1283-1286.

[166] I. Bouchareb, A. Bentounsi, and A. Lebaroud, "Performance evaluation and remedial strategy of synchronous reluctance motor drive under winding turn short circuit fault," in *Electrical Machines (ICEM), 2016 XXII International Conference on*, 2016, pp. 2313-2320.

[167] D. Qin, X. Luo, and T. Lipo, "Reluctance motor control for fault-tolerant capability," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, pp. WA1/1.1-WA1/1.6.

[168] J.-K. Park, C. Babetto, G. Berardi, J. Hur, and N. Bianchi, "Comparison of fault characteristics for dual three-phase synchronous reluctance motor," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2019, pp. 4499-4506.

[169] J.-K. Park, C. Babetto, and N. Bianchi, "Fault analysis for dual three-phase synchronous reluctance motor," in *2019 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 1-6.

[170] B. Wang, J. Wang, B. Sen, A. Griffo, Z. Sun, and E. Chong, "A Fault-Tolerant Machine Drive Based on Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, pp. 1349-1359, 2018.
[171] B. Wang, J. Wang, A. Griffo, and B. Sen, "Experimental assessments of a triple redundant nine-phase fault-tolerant PMA SynRM drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 772-783, 2019.
[172] M. Zhao, G. Liu, Q. Chen, W. Zhao, and C. H. Lee, "Fault-Tolerant Control of a Triple Redundant PMA-SynRM Driven Under Single-Phase Open-Circuit by Mono-Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021.
[173] B. Wang, J. Wang, and A. Griffo, "Stator turn fault modeling for a triple redundant 3× 3-phase PMA SynRM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, pp. 4220-4230, 2018.
[174] B. Wang, J. Wang, A. Griffo, and B. Sen, "Stator turn fault detection by second harmonic in instantaneous power for a triple-redundant fault-tolerant PM drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 7279-7289, 2018.
[175] R. Hu, J. Wang, A. R. Mills, E. Chong, and Z. Sun, "High-Frequency Voltage Injection Based Stator Interturn Fault Detection in Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, pp. 785-794, 2021.
[176] B. Wang, J. Wang, A. Griffo, and W. Hua, "Effective Turn Fault Mitigation by Creating Zero Sequence Current Path for a Triple Redundant 3× 3-Phase PMA SynRM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 11080-11089, 2019.
[177] B. Wang, J. Wang, A. Griffo, and L. Huang, "A Turn Fault Mitigation Strategy Based on Current Injection Technique for a Triple Three-Phase PMA SynRM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 2511-2522, 2019.