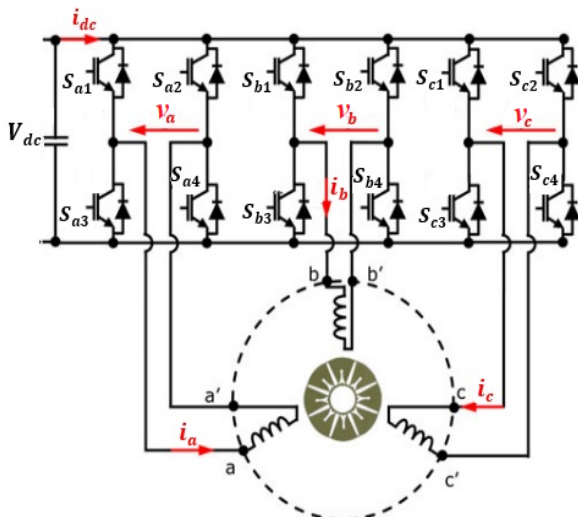


کنترل تحمل پذیر خطا و کاهش ریپل گشتاور در درایو ماژولار موتور سنکرون آهن ربای دائم سه فاز غیر سینوسی

مهدی جعفری سجده و ابوالفضل حلوائی نیاسر



شکل ۱: محرکه PMSM سه فاز با اتصال انتها باز و با اینورتر سه فاز پل H.

کنترل بدون حسگر، در هنگام وقوع خطا نیز سبب می شود تا محرکه بتواند بدون ایجاد اختلال دائمی به کار خود ادامه بدهد. در این میان، موتورهای سنکرون آهن ربای دائم^۱ (PMSM) جایگاه ویژه ای در کاربردهای با عملکرد بالا نظیر خودروهای برقی و هیبریدی، وسایل حمل و نقل دریایی نظیر شناورهای زیرسطحی، و کاربردها و تسلیحات نظامی دارا هستند [۱] و [۲]. در این گونه کاربردها، افزایش قابلیت اطمینان محرکه بسیار ضروری است. افزایش قابلیت اطمینان نیز با افزونگی در ساختار از بخش های مختلف، استفاده از روش های کنترل تحمل پذیر خطا و استفاده از ساختارهای خاص در اجزای مختلف محرکه حاصل می شود. برای نمونه استفاده از موتورهای PMSM شش فاز از جمله این راهکارهاست که البته منجر به پیچیدگی طراحی و ساخت افزار محرکه می گردد و لذا استفاده از محرکه های PMSM سه فاز و تلاش جهت افزایش قابلیت اطمینان آنها همچنان مورد توجه است [۳].

استفاده از موتور PMSM سه فاز با اتصال انتها باز^۲، که هر فاز موتور از یک اینورتر تک فاز تغذیه می شود، یکی از روش های افزایش قابلیت اطمینان در کاربردهای حساس است که در شکل ۱ نمایش داده شده است. در این ساختار در صورت بروز خطا در یک سیم پیچ یا اینورتر متناظر، فقط سیم پیچ مربوطه از پروسه تولید گشتاور باز می ماند و با اتخاذ اصلاح الگوریتم کنترلی برای دو فاز سالم باقی مانده، امکان تولید گشتاور عاری از ریپل وجود دارد [۴] و [۵]. در اغلب کاربردهای متداول محرکه های PMSM حتی وقتی از ساختار سیم پیچ انتها باز و اینورترهای

چکیده: موتورهای سنکرون آهن ربای دائم (PMSM)، با توجه به ویژگی های ممتازی همچون چگالی گشتاور و بهره زیاد، و قابلیت اطمینان بالا، امروزه جایگاه ویژه ای در بسیاری از کاربردهای صنعتی، و کاربردهای تولید انبوه پیدا کرده اند. به منظور افزایش بیشتر قابلیت اطمینان محرکه PMSM از ساختار سیم پیچی انتها باز برای موتور استفاده می شود که در آن هر سیم پیچ از یک اینورتر تک فاز تغذیه می گردد. در برخی کاربردها، جهت افزایش حداکثری قابلیت اطمینان و ماژولار نمودن کامل محرکه، از میکروکنترل کننده های مجزا برای کنترل هر اینورتر تک فاز بهره گرفته می شود. استفاده از این ساختار ماژولار، سبب می شود که بتوان از روش های مدل سازی و کنترل متداول موتورهای PMSM سه فاز در دستگاه های دومحوری، بهره گرفت و در این راستا و در این تحقیق از روش مدل سازی و کنترل مستقل هر فاز موتور در دستگاه مختصات سه محوری ساکن استفاده می شود. همچنین در شرایط وقوع خطا و از دست رفتن یک فاز، از یک روش کنترل تحمل پذیر خطا استفاده می شود تا ضمن استفاده از حداکثر قابلیت تولید گشتاور توسط فازهای سالم، ریپل ناشی از هارمونیک دوم گشتاور حداقل گردد. درستی تحلیل ها و روش کنترلی ارائه شده در نرم افزار سیمولینک با شبیه سازی اثبات می گردند و به منظور صحت گذاری تئوری های ارائه شده نتایج شبیه سازی، نتایج چند تست آزمایشگاهی در شرایط وجود خطا نیز ارائه می شوند.

کلیدواژه: ریپل گشتاور، موتور PMSM سه فاز با اتصال انتها باز، قابلیت اطمینان، اینورتر پل H، کنترل تحمل پذیر خطا.

۱- مقدمه

در کاربردهای با عملکرد بالا و حساس محرکه های الکتریکی، افزایش قابلیت اطمینان محرکه، از شروط اساسی طراحی است و برای این منظور، علاوه بر استفاده از ادوات و تجهیزات با کیفیت، به لحاظ ساختار ساخت افزاری و نرم افزاری نیز تمهیداتی اندیشیده می شود. برای نمونه در زمینه ساخت افزار، افزونگی تجهیزات نظیر افزایش تعداد فازهای موتور، افزایش تعداد سوئیچ ها و استفاده از اینورترهای مستقل تک فاز برای هر سیم پیچ، افزونگی در سیستم های کنترل و میکروکنترلرها، و افزونگی در تعداد حسگرها از جمله این تمهیدات است. علاوه بر آن استفاده از روش های تشخیص خطا، کنترل تحمل پذیر خطا^۱ (FTC) و روش های

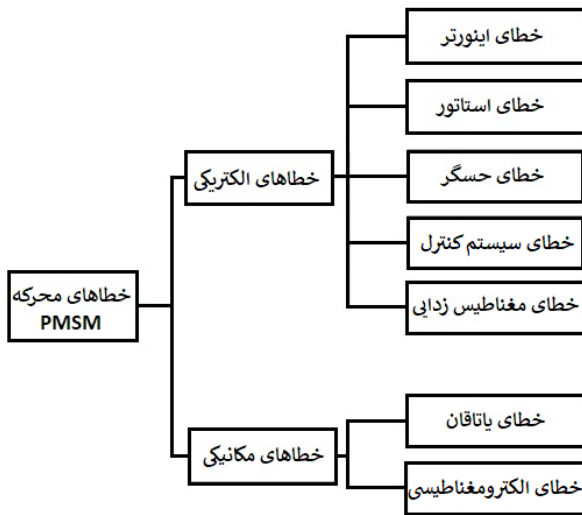
این مقاله در تاریخ ۵ آذر ماه ۱۴۰۴ دریافت و در تاریخ ۲۱ بهمن ماه ۱۴۰۴ بازنگری شد.

مهدی جعفری سجده، گروه قدرت، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران، (email: p_khaksar@kashanu.ac.ir).

ابوالفضل حلوائی نیاسر (نویسنده مسئول)، گروه قدرت، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران، (email: halvaei@kashanu.ac.ir).

2. Permanent Magnet Synchronous Motor
3. Open-End

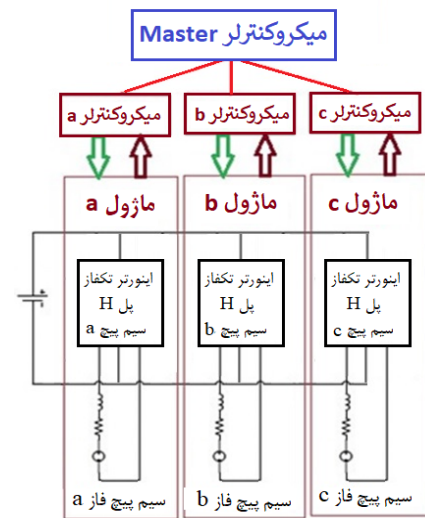
1. Fault Tolerant Control



شکل ۳: دسته‌بندی انواع خطاهای قابل وقوع در محرکه PMSM [۳].

کنترل تحمل‌پذیر خطای محرکه PMSM معمولاً شامل روش‌های نرم‌افزاری - سخت‌افزاری است. روش نرم‌افزاری اشاره به بهبود استراتژی کنترل به کار رفته در شرایط پس از وقوع خطاست و روش سخت‌افزاری معمولاً ساختاری از اینورتر تحمل‌پذیر خطا را به جای ساختار معمول اینورتر در نظر می‌گیرد تا محرکه بتواند به کار خود ادامه بدهد. در حالت عملی هر دو روش نرم‌افزاری و سخت‌افزاری با یکدیگر ترکیب شده تا بتوانند یک روش کنترل تحمل‌پذیر خطا را ایجاد کنند. در مرجع [۹] در حالت ایجاد خطای مدار باز در سیم پیچ یک‌فاز، پس از تشخیص خطا، از روش کنترل مستقیم گشتاور بهبودیافته برای دو فاز باقیمانده استفاده نموده است. در مرجع [۱۰]، وقتی یک سیم پیچ موتور دچار خطا می‌شود، آن را از سیستم جدا می‌نماید و با استفاده از دو ساق باقی‌مانده اینورتر، موتور همانند یک موتور دو فاز با یک پل H تغذیه می‌شود. برای کنترل موتور در شرایط خطا، ابتدا با مدل‌سازی آن در یک دستگاه دوجریه بهبودیافته، از استراتژی حداکثر نسبت گشتاور به جریان^۱ (MTPA) استفاده می‌شود. در مرجع [۱۱] از روش کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه کنترلی متناهی^۲ (FCS-MPC) برای کنترل موتور PMSM سه‌فاز در شرایط خطای مدار باز یک سیم پیچ موتور استفاده نموده است. در مرجع [۱۲] نیز برای محرکه موتور PMSM تحت شرایط خطای مدار باز در یک سیم پیچ، از یک روش کنترل برداری اصلاح شده استفاده کرده است که در آن و تحت شرایط خطا، مقادیر مرجع مولفه‌های و جریان به نحوی انتخاب می‌شوند تا گشتاور مورد نیاز بار تا حد ممکن بدون اضافه‌جریان موتور و با حداقل تلفات مسی ایجاد گردد. در مرجع [۱۳] نیز برای ساختار محرکه با اینورترهای پل H، در حالت بروز خطای مدار باز در یک فاز، یک روش جدید بر مبنای کنترل پیش‌بین *deadbeat* پیشنهاد نموده است. ابتدا ارتباط بین جریان مولفه صفر^۳ (ZSC) و جریان فازهای باقی‌مانده تحلیل می‌گردد. روش تحمل‌پذیر خطای ارائه شده بر مبنای جریان مولفه صفر (ZSC) و ولتاژ مولفه صفر (ZSV) می‌باشد. از یک روش دیگر حالت توسعه‌یافته (ESO) برای تخمین اغتشاشات و نامعینی‌های مدل مورد استفاده در کنترل *deadbeat* نیز استفاده می‌گردد.

مدل‌سازی موتور PMSM یکی از مراحل کلیدی برای به‌کارگیری



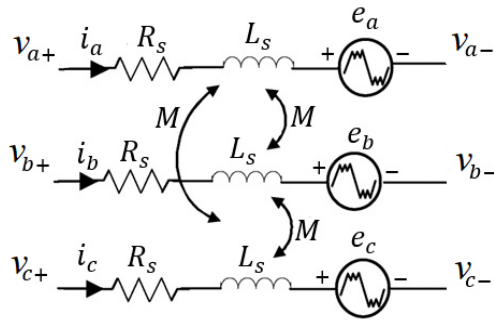
شکل ۴: شماتیک سیستم محرکه PMSM سه‌فاز ماژولار با اینورترهای تک‌فاز و سیستم کنترل مستقل برای هر سیم پیچ.

تک‌فاز مجزا برای هر سیم پیچ استفاده می‌کنند، تمام محاسبات کنترلی چه در شرایط سلامت محرکه و چه در شرایط خطا، به صورت متمرکز و تنها در یک میکروکنترلر انجام می‌شود.

در برخی کاربردهای خاص و جهت افزایش حداکثری قابلیت اطمینان، برای کنترل هر اینورتر از یک میکروکنترلر مستقل استفاده می‌شود و محاسبات کنترلی هر فاز و تولید فرمان‌های کلیدزنی هر اینورتر، مستقل از دو فاز دیگر انجام می‌گردد. این ساختار خاص محرکه با نام ساختار ماژولار شناخته می‌شود که در شکل ۲ شماتیک آن نمایش داده شده است. مطابق این شکل، در میکروکنترلر Master، با توجه به مقادیر مرجع سرعت و یا گشتاور و اطلاعات سرعت و موقعیت روتور، مقادیر مرجع جریان هر سه فاز تعیین می‌شوند. بر مبنای مقدار جریان مرجع هر فاز، در میکروکنترلر محلی آن فاز، و با استفاده از اطلاعات ولتاژ و جریان فقط همان فاز، سیگنال‌های کلیدزنی برای اینورتر متناظر تعیین می‌گردند.

به منظور بهبود عملکرد محرکه موتور PMSM در شرایط خطا ابتدا باید محل وقوع خطا را تشخیص داد و بر مبنای آن روش کنترلی مناسب اعمال نمود [۳] و [۶]. تشخیص خطا و کنترل تحت خطا دو مرحله پشت‌سرهم هستند. خطاهای ایجاد شده در یک محرکه را می‌توان طبق شکل ۳ به دو دسته خطاهای مکانیکی و خطاهای الکتریکی تقسیم‌بندی نمود. اغلب خطاهای مکانیکی مانند خطا در یاتاقان‌های موتور، بعد از وقوع، برگشت‌پذیر و قابل رفع نیستند و در واقع تشخیص آنها برای جلوگیری از بروز خسارت بیشتر به محرکه و بار است که برای این منظور محرکه باید طی مدت مناسبی خاموش شده و عیب مکانیکی رفع گردد. خوشبختانه ۹۰٪ خطاهای ایجاد شده در محرکه‌ها از نوع خطاهای الکتریکی هستند. خطاهای الکتریکی به پنج دسته خطا در اینورتر، خطا در استاتور، خطا در حسگرها، خطا در سیستم کنترل و خطای مغناطیس‌زدایی از آهن‌ربا، قابل تقسیم‌بندی هستند. از میان خطاهای الکتریکی، خطا در اینورتر بیش از سایر انواع خطاها، شیوع دارد [۷]. خطاهای اینورتر هم شامل خطای مدار باز سوئیچ نیمه‌هادی، خطای اتصال کوتاه سوئیچ نیمه‌هادی، خطای مدار باز یک ساق و خطای اتصال کوتاه در یک ساق هستند [۸]. منظور از کنترل تحمل‌پذیر خطا، بیشتر معطوف به اعمال روش کنترل مناسب، هنگام وقوع خطاهای الکتریکی در محرکه است.

1. Maximum Torque per Ampere
2. Finite Control Set Model Predictive Control
3. Zero Sequence Current



شکل ۴: مدار معادل الکتریکی مدل دینامیکی موتور PMSM سه فاز غیر سینوسی در دستگاه abc ساکن.

(و یا همان تزیق جریان هارمونیک) در دستگاه ساکن abc استفاده می‌شود. لذا نوآوری‌های این مقاله استفاده از روش مدل‌سازی در دستگاه ساکن، و به‌کارگیری روش تزیق جریان هارمونیک در دستگاه ساکن با استفاده از کنترل‌کننده‌های QPR هارمونیک است. در ادامه این مقاله، بخش ۲ به مدل‌سازی موتور PMSM سه فاز غیر سینوسی مازولار می‌پردازد و در ادامه با توجه به هارمونیک بودن ولتاژ ضدمحرکه موتور از روش تزیق جریان هارمونیک بهینه همراه با رگولاتورهای جریان شبه تناسی-رزونانسی استفاده می‌شود. در بخش ۳، نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردد. در بخش ۴ برخی نتایج تست آزمایشگاهی ارائه می‌گردد و در نهایت، بخش ۵ به بیان نتایج می‌پردازد.

۲- مدل‌سازی و کنترل محرکه PMSM سه فاز غیر سینوسی با اتصال سیم‌پیچی انتها باز

۲-۱ مدل‌سازی موتور در دستگاه ساکن

مطابق شکل ۲ و با توجه به ساختار مازولار محرکه PMSM مورد مطالعه در این تحقیق که در آن تبادل داده افقی بین میکروکنترلرهای مربوط به هر فاز وجود ندارد، از روش‌های مدل‌سازی بر مبنای تبدیلات دومحوری چه دوار و چه ساکن نمی‌توان استفاده نمود. علاوه بر آن، غیر سینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها نیز مزید بر علت است. لذا برای موتور PMSM سه فاز با اتصال انتها باز سیم‌پیچ‌ها، باید از مدل‌سازی در دستگاه سه‌محوری ساکن استفاده نمود و نمی‌توان از روش‌های موجود و متداول مدل‌سازی در دستگاه‌های dq سینوسی و یا dq هارمونیک چندگانه استفاده نمود. تنها محدودیت این روش مدل‌سازی، ثابت ماندن اندوکتانس‌های خودی و متقابل موتور است که در این تحقیق برقرار هست. شکل ۴ مدار معادل الکتریکی مدل دینامیکی موتور PMSM سه فاز غیر سینوسی با آهن‌ربای سطحی در دستگاه ساکن abc را نمایش می‌دهد. معادله ولتاژ-جریان هر فاز موتور از (۱) تبعیت می‌کند

$$v_x = v_{x+} - v_{x-} = R_s i_x + \frac{d}{dt} \varphi_x + e_x \quad (1)$$

که در آن، R_s مقاومت هر فاز استاتور، و v_x ، i_x ، φ_x ، e_x نیز به ترتیب ولتاژ، جریان، شار پیوندی ناشی از سایر سیم‌پیچ‌ها و ولتاژ ضدمحرکه القاء شده در سیم‌پیچ x ($x = a, b, c$) هستند.

مقدار شار پیوندی هر سیم‌پیچ از (۲) قابل محاسبه است

$$\varphi_x = L_x i_x + \sum_{\substack{y=a,b,c \\ (x \neq y)}} M_{xy} i_y \quad (2)$$

روش‌های کنترلی است. جهت مدل‌سازی دینامیکی موتور PMSM سه فاز سینوسی، معمولاً با استفاده از تبدیلات پارک یا کلارک، آن را در دستگاه دومحوری گردان dq و یا ساکن $\alpha\beta$ مدل می‌کنند. اما برای مدل‌سازی موتور PMSM غیر سینوسی، استفاده از این روش مدل‌سازی بسبب ایجاد ریبیل گشتاور می‌شود. برای مدل‌سازی موتور PMSM غیر سینوسی، تاکنون چندین روش پیشنهاد شده‌اند که عبارتند از: روش برداری غیر سینوسی یا پارک توسعه‌یافته [۱۴]، روش مدل‌سازی dq با دنظر گرفتن مولفه‌های هارمونیک [۱۵]، مدل‌سازی در دستگاه‌های مرجع dq چندگانه^۱ (MRF) [۱۶]، و روش تجزیه فضای برداری^۲ (VSD) [۱۷]. از میان ۴ روش فوق‌الذکر، روش VSD مناسب‌ترین روش مدل‌سازی برای موتور PMSM سه فاز غیر سینوسی است. اما استفاده از این روش و سایر روش‌های مدل‌سازی بر مبنای تبدیلات دومحوری ساکن $\alpha\beta$ و یا دوار dq وقتی قابل استفاده هستند که از ساختار کنترلی واحدی برای موتور استفاده بشود. در سیستم محرکه مورد استفاده در این مقاله که ساختار آن در شکل ۲ نمایش داده شده است، محاسبات کنترلی هر فاز در میکروکنترلر اختصاصی خود آن فاز انجام می‌شود و هر میکروکنترلر اختصاصی فقط به ولتاژ و جریان سیم‌پیچ‌های فاز خود دسترسی دارد و لذا انجام تبدیلات ۳ به ۲ و بالعکس امکان‌پذیر نیست.

کنترل موتورهای PMSM به روش‌های مختلفی قابل انجام است که هر کدام پیچیدگی، و ویژگی‌های خاص خود را دارد. روش کنترل برداری^۳ (FOC)، روش متداول و اصلی در کنترل موتورهای PMSM سه فاز است [۱۸]. این روش دارای دینامیک نسبتاً سریعی بوده و نسبت به سایر روش‌ها، گشتاوری بسیار نرم ایجاد می‌کند. اما، محاسبات زیاد تبدیل‌های پارک، دشواری تنظیم ضرایب کنترل‌کننده‌های متعدد PI و حساسیت روش کنترل برداری به تغییرات پارامترهای مدل موتور، از معایب روش کنترل برداری است. از این‌رو استفاده از روش‌های جدیدتر نظیر کنترل مستقیم گشتاور^۴ (DTC)، و کنترل پیش‌بین بر مبنای مدل^۵ (MPC) جهت برطرف نمودن و یا کاستن از روش FOC است [۱۹] تا [۲۲]. روش‌های کنترلی فوق‌الذکر اغلب برای موتورهای PMSM سینوسی پیشنهاد شده‌اند و در صورت به‌کارگیری آنها، ریبیل گشتاور به‌وجود خواهد آمد.

برای کنترل موتورهای PMSM غیر سینوسی نیز روش‌های متنوعی پیشنهاد شده‌اند که برخی آنها عبارتند از: کنترل برداری بهبودیافته (یا شبه‌کنترل برداری) [۲۳] و [۲۴]، کنترل برداری بر مبنای تبدیل پارک توسعه‌یافته [۲۵] و [۲۶]، کنترل برداری بر مبنای مدل MRF [۱۷] و [۲۸]، و کنترل برداری بر مبنای مدل VSD [۲۹]. روش‌های کنترلی فوق‌الذکر برای موتورهای سینوسی و چه برای موتورهای غیر سینوسی، اغلب از مدل موتور در دستگاه‌های دومحوری ساکن $\alpha\beta$ و یا دوار dq استفاده می‌کنند و لذا به‌کارگیری آنها نیازمند استفاده از تبدیلات مهندسی است. اما در ساختار محرکه مازولار این تحقیق که سیستم کنترل هر فاز بطور کامل مستقل و بی‌اطلاع از داده‌های سایر فازهاست، به‌کارگیری روش‌های کنترلی فوق‌الذکر امکان‌پذیر نیست.

با توجه به ساختار مازولار موتور و سیستم کنترل محرکه مورد مطالعه در این تحقیق، از مدل‌سازی در دستگاه سه‌محوری ساکن استفاده می‌گردد. همچنین برای کنترل موتور نیز از روش شکل‌دهی جریان مرجع

1. Multiple References Frame
2. Vector Space Decompositin
3. Field Oriented Control
4. Direct Torque Control
5. Model Predictive Control

$$T_e(t) = \frac{P_e(t)}{\omega_r} = T_1 + T_\epsilon \cos(\epsilon \omega_r t) + T_{12} \cos(12 \omega_r t) \quad (8)$$

که در آن

$$T_1 = \frac{3}{2\omega_r} = [E_\lambda I_\lambda + E_\gamma I_\gamma + E_\delta I_\delta + E_\nu I_\nu] \quad (9)$$

$$T_\epsilon = \frac{3}{2\omega_r} = [I_\lambda(E_\nu - E_\delta) - I_\gamma E_\gamma - I_\delta E_\lambda + I_\nu E_\lambda] \quad (10)$$

$$T_{12} = \frac{3}{2\omega_r} = [-I_\delta E_\nu - I_\nu E_\delta] \quad (11)$$

حال مقادیر دامنه مولفه‌های هارمونیک‌های $I_\nu, I_\delta, I_\gamma, I_\lambda$ و طوری تعیین می‌شوند گشتاورهای هارمونیک T_ϵ و T_{12} صفر شده و فقط مولفه T_1 گشتاور متوسط باقی بماند. لازم به ذکر است که مقدار گشتاور T_1 برابر گشتاور مرجع T_e^* (یا خروجی کنترل‌کننده PI سرعت) است که در حالت دائم برابر با گشتاور مورد نیاز بار T_L است. برای این منظور دستگاه معادلات جبری براساس ۳ رابطه فوق باید تشکیل گردیده و حل شود. لذا خواهیم داشت

$$\begin{bmatrix} E_\lambda & E_\gamma & E_\delta & E_\nu \\ E_\nu - E_\delta & -E_\gamma & -E_\lambda & E_\lambda \\ \cdot & \cdot & -E_\nu - E_\delta & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\lambda \\ I_\gamma \\ I_\delta \\ I_\nu \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_e^* \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (12)$$

با توجه به بیشتر بودن تعداد مجهولات از تعداد معادلات، معادله ماتریسی فوق دارای مرتبه کامل نبوده و بی‌نهایت جواب دارد. لذا باید از میان مجموعه جواب‌ها، جواب بهینه را به دست آورد. جوابی از معادله فوق بهینه است که کمترین دامنه جریان موثر و لذا کمترین تلفات مسی را ایجاد کند. برای یافتن جواب بهینه از روش‌های بهینه‌سازی برنامه ریزی خطی می‌توان استفاده نمود. یک روش بهینه برای حل این معادله به این صورت است که علاوه بر ارضا معادلات ماتریسی فوق، تابع هزینه که به صورت مقدار موثر بردار جریان $I \times I^T$ در نظر گرفته می‌شود نیز حداقل بشود. لذا مسأله بهینه‌سازی زیر را در نظر بگیرید

Minimize J

where; $J = xx^T$

$$x = [I_\lambda \quad I_\gamma \quad I_\delta \quad I_\nu] \quad (13)$$

if; $Ax = B$

$$A = \begin{bmatrix} E_\lambda & E_\gamma & E_\delta & E_\nu \\ E_\nu - E_\delta & -E_\gamma & -E_\lambda & E_\lambda \\ \cdot & \cdot & -E_\nu - E_\delta & \cdot \end{bmatrix}, B = \frac{2\omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_e^* \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

پاسخ بهینه مساله فوق، به صورت زیر حاصل می‌شود [۳۲]

$$x_{opt} = A^T \times (A \times A^T)^{-1} \times B \quad (14)$$

با فرض آنکه دامنه ولتاژهای ضدمحرکه موتور PMSM غیرسینوسی در این تحقیق برای هارمونیک‌های ۱، ۳، ۵ و ۷ به ترتیب برابر ۱، ۰٫۱، ۰٫۰۵ و -۰٫۰۱ پریونیت باشند، با حل مساله بهینه فوق، مقادیر مرجع جریان‌های هارمونیک‌های موردنیاز به صورت (۱۵) به دست می‌آیند

که در آن اندوکتانس خودی سیم‌پیچ x و M_{xy} اندوکتانس متقابل بین دو سیم‌پیچ x و y هستند. توجه شود ساختار روتور از نوع آهن‌ربای سطحی است، و لذا اندوکتانس‌های خودی و متقابل مقادیر ثابتی هستند. مقدار گشتاور الکترومغناطیسی و سرعت موتور (T_e و ω_m) از (۳) و (۴) قابل محاسبه هستند

$$T_e = \sum_{y=a,b,c} \frac{e_x i_x}{\omega_r} \quad (3)$$

$$\omega_m = \frac{1}{J} \int (T_e - T_l) dt \quad (4)$$

که در این روابط J, ω_m و T_l به ترتیب سرعت الکتریکی روتور، ممان اینرسی کل محور روتور و گشتاور بار هستند.

۲-۲ کنترل موتور PMSM غیرسینوسی ماژولار به روش تزریق جریان هارمونیک بهینه

در این روش کنترلی، متناظر با هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه فاز، جریان‌های مناسب هارمونیک‌ها به هر فاز تزریق می‌شود تا مولفه‌های هارمونیک‌های موجود در گشتاور لحظه‌ای صفر شده و تنها بخش ثابت گشتاور باقی بماند [۳۰] و [۳۱]. برای موتور سه‌فاز با اتصال انتها باز این تحقیق، فرض می‌شود که هارمونیک‌های ۱، ۳، ۵ و ۷ در ولتاژهای ضدمحرکه هر فاز وجود دارند و لذا ولتاژ ضدمحرکه سیم‌پیچ x را می‌توان به صورت (۵) نوشت

$$e_x(t) = E_\lambda \sin(\omega_r t) + E_\gamma \sin(3\omega_r t) + E_\delta \sin(5\omega_r t) + E_\nu \sin(7\omega_r t) \quad (5)$$

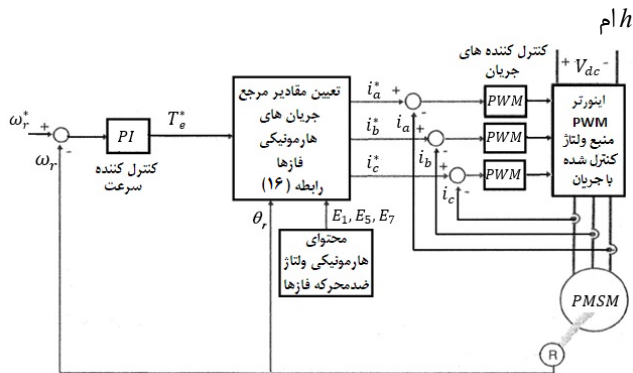
که در آن ω_r سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور است و $E_\delta, E_\gamma, E_\lambda$ و E_ν نیز دامنه هارمونیک‌های مختلف ولتاژ ضدمحرکه فازها هستند. جریان تزریقی به سیم‌پیچ x (در اینجا $x = a$) را به صورت زیر در نظر بگیرید

$$i_x(t) = I_\lambda \sin(\omega_r t) + I_\gamma \sin(3\omega_r t) + I_\delta \sin(5\omega_r t) + I_\nu \sin(7\omega_r t) \quad (6)$$

در موتورهای با اتصال ستاره، هارمونیک سوم جریان، قابل جاری شدن در فازهای موتور نیست و لذا در رابطه جریان هارمونیک‌های فوق در نظر گرفته نمی‌شود. اما در اتصال انتها باز، با توجه به امکان جاری شدن هارمونیک سوم جریان، این مولفه، در رابطه جریان در نظر در نظر گرفته می‌شود و اگرچه در تولید گشتاور نقشی ندارد اما در روش بهینه‌سازی ارائه شده مقدار آن با هدف کاهش دامنه جریان و تلفات مسی تعیین می‌گردد. با توجه به وجود هارمونیک‌های جریان و ولتاژ ضدمحرکه تا مرتبه ۷، توان وارده به فاصله هوایی توسط سیم‌پیچ x شامل هارمونیک‌های مراتب زوج تا مرتبه ۱۴ است. به سادگی می‌توان نشان داد که توان فاصله هوایی مجموع سه سیم‌پیچ در یک موتور PMSM سه‌فاز فقط دارای هارمونیک‌های مراتب ۶ و ۱۲ بوده که به صورت (۷) قابل بیان هستند [۳۰]

$$P_e(t) = P_1(t) + P_\epsilon \cos(\epsilon \omega_r t) + I_{12} \cos(12 \omega_r t) \quad (7)$$

در نتیجه، گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای مجموع سه‌فاز به صورت (۸) قابل محاسبه است



شکل ۵: بلوک دیاگرام محرکه PMSM سه فاز غیر سینوسی به روش تزریق جریان هارمونیک.

می باشد [۳۳].

روش های مختلفی برای تنظیم ضرایب پارامترهای کنترل کننده های QPR وجود دارند که می توان آنها را در سه دسته: (۱) روش آزمون و خطا، (۲) روش نوسان اجباری (حوزه زمان) و (۳) روش پاسخ فرکانسی (حوزه فرکانس)، دسته بندی نمود. روش آزمون و خطا یک روش شامل تنظیم دستی بهره و پارامترهای کنترل کننده و مشاهده پاسخ موتور به سیگنال های ورودی مختلف است. در این مقاله از روش سوم بهره گرفته شده است. برای رعایت اختصار مقاله از پرداختن به جزئیات روش تنظیم پارامترهای کنترل کننده های QPR صرف نظر شده است.

در شکل ۵، بلوک دیاگرام سیستم کنترل در محرکه PMSM غیر سینوسی به روش تزریق جریان هارمونیک در دستگاه ساکن abc نمایش داده شده است. پس از تعیین گشتاور مرجع T_e^* توسط حلقه کنترل سرعت، مقادیر مرجع جریان هر سه فاز ساخته شده و به کنترل کننده های جریان سه فاز داده می شود. اینورتر مورد استفاده در این روش باید از نوع منبع ولتاژ (VSI) کنترل شده با جریان باشد.

۳- کنترل تحمل پذیر خطا

موتور PMSM سه فاز با اتصال سیم پیچ انتها باز در مقایسه با موتورهای با اتصال ستاره، از قابلیت کنترلی مناسب تری در شرایط وقوع خطا برخوردار است. در حالت سلامت موتور، گشتاور ایجاد شده مقدار ثابتی داشته و فاقد نوسان است. اما با وقوع خطا در یک سیم پیچ، گشتاور تولیدی، نوسانی شده و به مقدار ثابت گشتاور، گشتاوری نوسانی با مرتبه هارمونیک دوم فرکانس جریان اضافه می شود. استراتژی کنترل تحمل پذیر خطای مورد استفاده در این تحقیق بر مبنای بازسازی دامنه و زاویه هارمونیک اصلی جریان دو سیم پیچ سالم باقی مانده است [۳۵]. برای نشان دادن این موضوع فرض نمایید که موتور PMSM دارای سیم پیچ سه فاز متقارن با توزیع سینوسی زیر باشد

$$\begin{aligned} N_a(t) &= N_s \sin(\theta) \\ N_b(t) &= N_s \sin(\theta - 120^\circ) \\ N_c(t) &= N_s \sin(\theta + 120^\circ) \end{aligned} \quad (19)$$

که θ موقعیت زاویه ای در استاتور نسبت به محور سیم پیچی فاز a هست. همچنین فرض نمایید که جریان های سه فاز abc موتور در شکل ۱، در حالت سلامت محرکه، از روابط زیر پیروی کنند

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \sin(\omega_r t) \\ i_b(t) &= I_m \sin(\omega_r t - 120^\circ) \\ i_c(t) &= I_m \sin(\omega_r t + 120^\circ) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} I_a^* \\ I_b^* \\ I_c^* \\ I_d^* \\ I_e^* \\ I_f^* \\ I_g^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.79906 \\ 0.1054 \\ 0.2342 \\ -0.70048 \end{bmatrix} \frac{2\omega_r T_e^*}{3} = \begin{bmatrix} 0.79906 \times I^* \\ 0.1054 \times I^* \\ 0.2342 \times I^* \\ -0.70048 \times I^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

در نهایت، رابطه زمانی جریان مرجع فاز a به صورت (۱۶) قابل بیان است

$$i_a^*(t) = I_a^* \sin(\omega_r t) + I_b^* \sin(3\omega_r t) + I_c^* \sin(5\omega_r t) + I_d^* \sin(7\omega_r t) + I_e^* \sin(9\omega_r t) \quad (16)$$

۳-۲ تنظیم جریان های هارمونیک با استفاده از کنترل کننده های شبه تناسبی - رزونانسی (QPR)

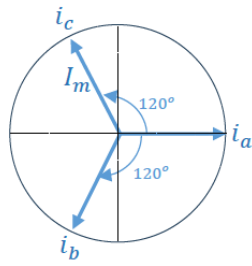
در محرکه های الکتریکی مبتنی بر روش کنترل برداری، با توجه به کنترل جریان ها در دستگاه dq دوار، عموماً از کنترل کننده های کلاسیک PI برای تنظیم جریان ها استفاده می شود. اما طبق اصل مدل داخلی، کنترل کننده PI می تواند مؤلفه DC را با خطای ثابت صفر کنترل کند، اما قادر به دنبال کردن مولفه های AC نیست. در درایو مورد مطالعه در این تحقیق، جریان های مرجع فازها هارمونیک هستند و استفاده از کنترل کننده PI پاسخ مناسبی به همراه نخواهد داشت. از طرفی، به کارگیری کنترل کننده های هیستریز برای تنظیم جریان با توجه به فرکانس سوئیچینگ متغیر و ایجاد خطای دائمی جریان نیز برای کاربرد مورد نظر مقدر نیست. در مقابل، کنترل کننده شبه تناسبی - رزونانسی (QPR) دارای بهره بیشتری در نزدیکی فرکانس تشدید یا رزونانس است که می تواند برای ردیابی سیگنال AC هم فرکانس با فرکانس تشدید استفاده گردد [۳۳]. تابع انتقال کنترل کننده QPR (شبه تناسبی - رزونانسی) را می توان به صورت زیر بیان نمود

$$G_{QPR}(S) = K_p + K_R \frac{2\omega_c S}{S^2 + 2\omega_c S + \omega_o^2} \quad (17)$$

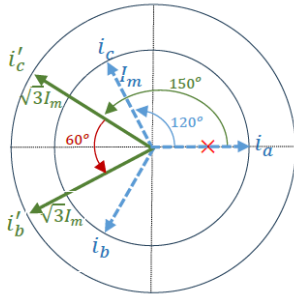
که در آن ω_o فرکانس تشدید (همان فرکانس سیگنال متناوب)، K_p و K_R به ترتیب بهره بخش تناسبی و بهره بخش رزونانسی و ω_c فرکانس قطع تابع تبدیل هستند. کنترل کننده QPR دارای چهار پارامتر تشدید ω_o دقیقاً برابر با فرکانس سیگنال سینوسی اصلی سیستم انتخاب می شود. اما انتخاب سه پارامتر دیگر باید به نحوی باشد تا ضمن ایجاد بهره حداکثری حول فرکانس تشدید، سایر فرکانس های مجاور را به نحو مناسبی تضعیف نماید. در حالتی که مطابق (۱۶)، سیگنال جریان مرجع علاوه بر سیگنال اصلی با فرکانس ω_o ، دارای هارمونیک های مراتب بالاتر نیز هست، متناظر با هر هارمونیک یک کنترل کننده QPR مناسب باید طراحی بشود. لذا برای سیگنال های جریان مرجع این تحقیق، تابع تبدیل کنترل کننده QPR را به صورت (۱۸) در نظر گرفت

$$G_{QPR}(S) = K_p + \sum_{h=1,3,5,7} K_{R_h} \frac{2\omega_{c_h} S}{S^2 + 2\omega_{c_h} S + (h\omega_o)^2} \quad (18)$$

که در آن، $h = 1, 3, 5, 7$ بوده، و ضرایب K_p و K_{R_h} به ترتیب بهره بخش تناسبی و بهره بخش رزونانسی مربوط به هارمونیک h ام هستند، و ω_{c_h} نیز فرکانس قطع مربوط به تابع تبدیل هارمونیک



(الف) قبل از وقوع خطا

(ب) در هنگام وقوع خطا (i'_b, i'_c) و پس از جبران‌سازی خطا (i_b, i_c)

شکل ۶: بردارهای جریان موتور PMSM سه‌فاز در حالات مختلف وقوع و تحمل خطا.

مطابق (۲۵) مشاهده می‌گردد که دو میدان دوار یکی راست‌گرد (میدان اصلی) و دیگری چپ‌گرد وجود دارند. با انتخاب مقادیر دو زاویه α و β به صورت

$$\alpha = -30^\circ \quad (26)$$

$$\beta = +30^\circ$$

نیرومحرکه مغناطیسی سیستم جبران شده نمایش داده شده با (۲۵)، همانند یک سیستم سه‌فاز متعادل با دامنه جریان I_m بوده و نیرومحرکه مغناطیسی آن به صورت زیر حاصل می‌شود

$$\begin{aligned} F_{fic}(\theta, t) &= F'_b(\theta, t) + F'_c(\theta, t) \\ &= \frac{3}{2} N_s I_m \cos(\theta - \omega t) \end{aligned} \quad (27)$$

و لذا با اعمال روش کنترل تحمل‌پذیر خطا، رفتار موتور PMSM بعد از وقوع خطا مانند حالت قبل از وقوع خطا خواهد بود. البته فرض بر آن است که دامنه جریان موتور I_m قبل از وقوع خطا در حدی است که مقدار $\sqrt{3}I_m$ از جریان مجاز موتور فراتر نرود. شکل ۶ بردارهای جریان موتور در سه حالت، قبل از ایجاد خطا، هنگام ایجاد خطا و بعد از جبران‌سازی خطا را نمایش می‌دهد. در حالت قبل از خطا، اختلاف فاز بین دو فاز b و c برابر 120° درجه است، اما پس از جبران‌سازی این اختلاف به 60° درجه کاهش می‌یابد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش برای یک موتور PMSM غیرسینوسی سه‌فاز، ۶ قطبی و با مشخصات نامی توان ۴ kW، سرعت ۱۰۰۰ rpm، مقاومت فاز $20 \text{ m}\Omega$ ، اندوکتانس خودی فاز 2.32 mH ، ضریب گشتاور بار سهموی $0.0364 \text{ N.m/(rad/s)}$ ، ثابت ولتاژ ضدمحرکه 0.151 rad/s ، اصطکاک ویسکوزیته $0.0136 \text{ N.m/(rad/s)}$ و ممان اینرسی 0.015 kg.m^2 رفتار موتور با اعمال روش کنترلی تزریق جریان هارمونیک و به‌کارگیری رگولاتورهای جریان شبه‌تناسبی-رزونانسی، و با استفاده از سه اینورتر تک‌فاز مستقل پل H شبیه‌سازی می‌گردد.

که در آن ω_r سرعت زاویه‌ای متناظر با فرکانس تغذیه استاتور است. نیرومحرکه مغناطیسی مجموع سه‌فاز موتور (F_{health}) در حالت سلامت تمام فازهای موتور به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} F_{health}(\theta, t) &= F_a(\theta, t) + F_b(\theta, t) + F_c(\theta, t) \\ &= N_a(\theta) i_a(\theta) + N_b(\theta) i_b(\theta) + N_c(\theta) i_c(\theta) \\ &= \frac{3}{2} N_s I_m \cos(\theta - \omega_r t) \end{aligned} \quad (21)$$

رابطه فوق بیانگر آن است که اعمال جریان سه‌فاز سینوسی متعادل به سیم‌پیچی سه‌فاز متقارن، سبب ایجاد یک میدان دوار با دامنه $\frac{3}{2} N_s I_m$ می‌شود. حال، وضعیت بررسی می‌شود که به دلیل وقوع خطا، جریان فاز a صفر بشود. در حالت وجود خطا، نیرومحرکه مغناطیسی مجموع دوفاز باقی‌مانده موتور (F_{fault}) به صورت زیر تبدیل می‌شود

$$\begin{aligned} F_{fault}(\theta, t) &= F_b(\theta, t) + F_c(\theta, t) \\ &= N_b(\theta) i_b(\theta) + N_c(\theta) i_c(\theta) \\ &= \{N_s I_m \cos(\theta - \omega_r t)\} - \\ &\quad \frac{1}{2} \{N_s I_m \cos(\theta - \omega_r t - 240^\circ)\} - \\ &\quad \frac{1}{2} \{N_s I_m \cos(\theta - \omega_r t + 240^\circ)\} \end{aligned} \quad (22)$$

ملاحظه می‌گردد که در حالت از دست رفتن یک فاز، علاوه بر میدان مغناطیسی اصلی (توالی مثبت)، دو میدان با توالی منفی توسط دو فاز باقی‌مانده به وجود می‌آید که هم‌سرعت باهم بوده اما دارای اختلاف فاز 120° درجه نسبت به یکدیگر هستند. برای اینکه این دو میدان با توالی منفی، اثر یکدیگر را خنثی نمایند، و همچنین دامنه نیرومحرکه مغناطیسی مجموع دو فاز موتور، هم‌اندازه F_{health} (حالت قبل از وقوع خطا) بشود، کافی است تا دامنه و فاز جریان‌های دو فاز b و c مطابق روابط زیر تغییر نمایند

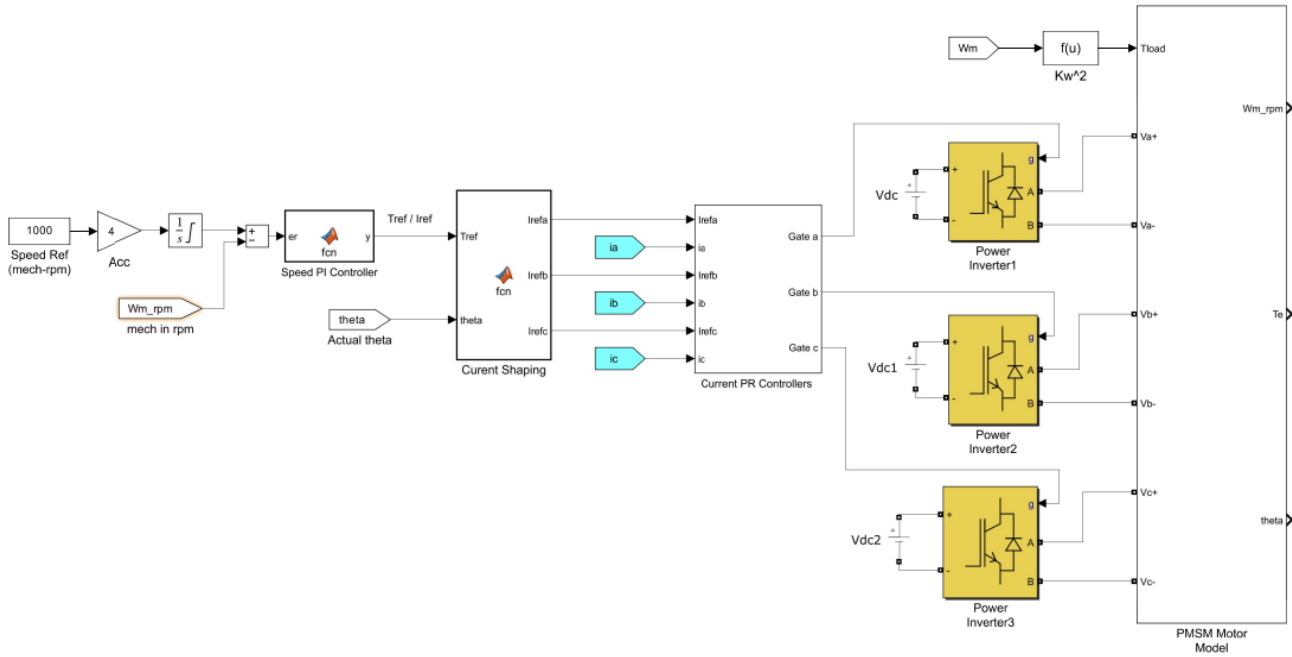
$$\begin{aligned} i'_b(t) &= \sqrt{3} I_m \sin(\omega t \theta - 120^\circ + \alpha) \\ i'_c(t) &= \sqrt{3} I_m \sin(\omega t \theta + 120^\circ + \beta) \end{aligned} \quad (23)$$

که در آن α و β زوایای جابجایی فاز جریان دو سیم‌پیچ سالم باقی‌مانده هستند که باید به‌نحو مناسبی انتخاب شوند. با اعمال جریان‌های فوق به موتور تحت خطا، نیرومحرکه مغناطیسی مجموع دو سیم‌پیچ موتور (F_{fic}) به صورت زیر تبدیل می‌شود

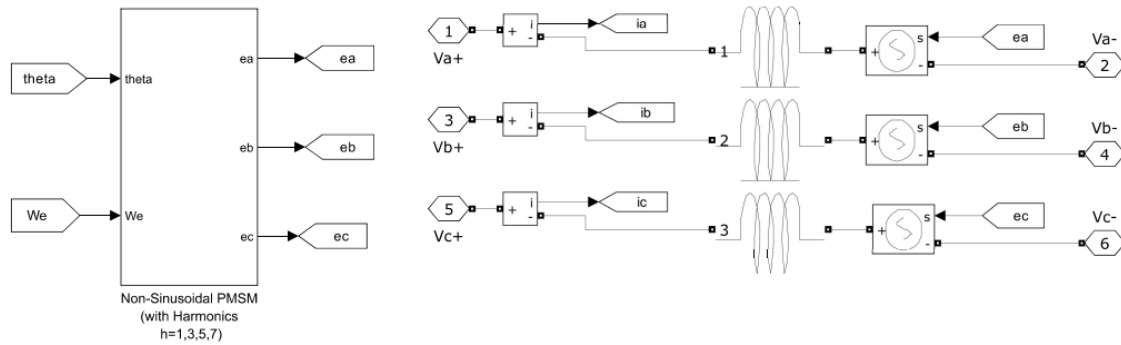
$$\begin{aligned} F_{fic}(\theta, t) &= F'_b(\theta, t) + F'_c(\theta, t) \\ &= N_b(\theta) i'_b(t) + N_c(\theta) i'_c(t) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} N_s I_m \cos(\theta - \omega t - \alpha) - \\ &\quad \frac{\sqrt{3}}{2} N_s I_m \cos(\theta + \omega t - 240^\circ + \alpha) + \\ &\quad \frac{\sqrt{3}}{2} N_s I_m \cos(\theta - \omega t - \beta) - \\ &\quad \frac{\sqrt{3}}{2} N_s I_m \cos(\theta + \omega t + 240^\circ + \beta) \end{aligned} \quad (24)$$

و یا

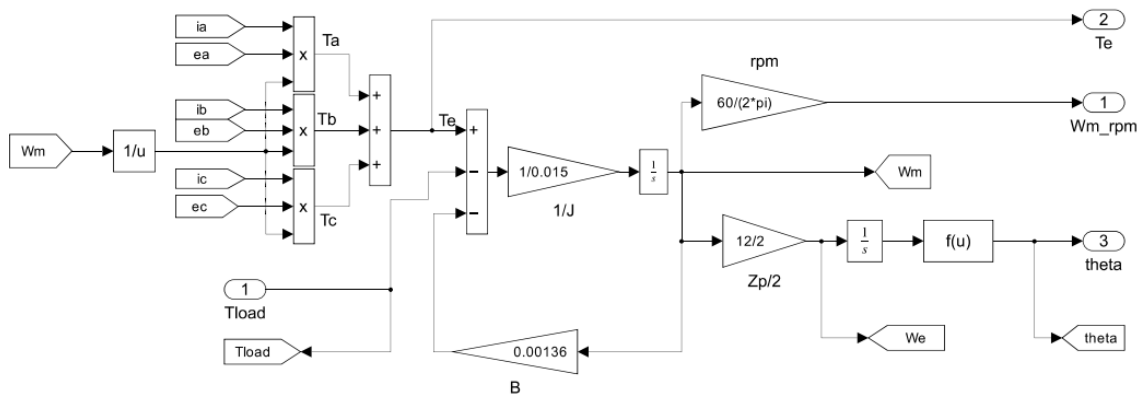
$$\begin{aligned} F_{fic}(\theta, t) &= \\ &= \sqrt{3} N_s I_m \left\{ \cos\left(\frac{\alpha - \beta}{2}\right) \cos\left(\theta - \omega t \frac{\alpha + \beta}{2}\right) \right\} - \\ &= \sqrt{3} N_s I_m \left\{ \cos\left(240^\circ - \frac{\alpha - \beta}{2}\right) \cos\left(\theta + \omega t \frac{\alpha + \beta}{2}\right) \right\} \end{aligned} \quad (25)$$



شکل ۷: پیاده‌سازی سیستم محرکه ماژولار موتور PMSM سه‌فاز در سیمولینک.



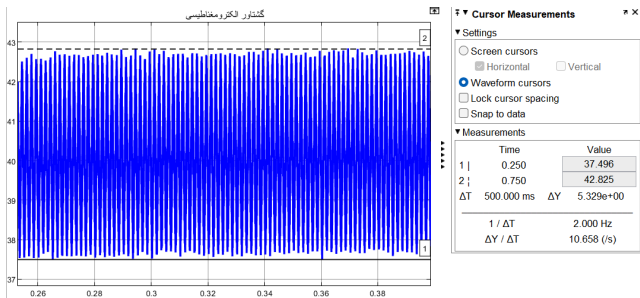
شکل ۸: پیاده‌سازی مدل سیم‌پیچی موتور PMSM سه‌فاز غیر سینوسی با اتصال انتها باز در سیمولینک.



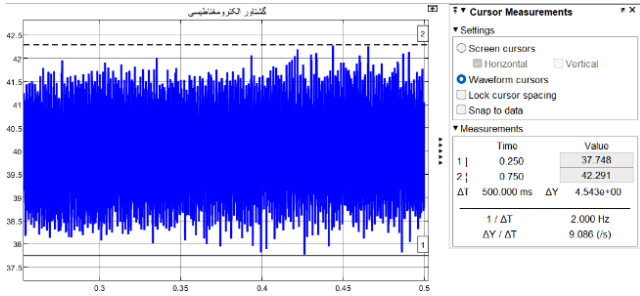
شکل ۹: پیاده‌سازی مدل حرکت موتور و محاسبات گشتاور، سرعت و موقعیت موتور در سیمولینک.

می‌شوند، پیاده‌سازی گردیده است. شکل ۸ پیاده‌سازی مدل سیم‌پیچی موتور را نمایش می‌دهد. در این بلوک ولتاژهای ضدمحرکه غیر سینوسی موتور با توجه به هارمونیک‌های ولتاژهای ضدمحرکه فازها ساخته می‌شوند و به کمک منبع ولتاژ قدرت وابسته در سیمولینک به مدار قدرت سیم‌پیچ اضافه می‌گردند. بخش محاسبه گشتاور و سرعت و موقعیت روتور نیز با استفاده (۳) و (۴) و با توابع سیمولینک ساخته می‌شود که در شکل ۹ نمایش داده شده است.

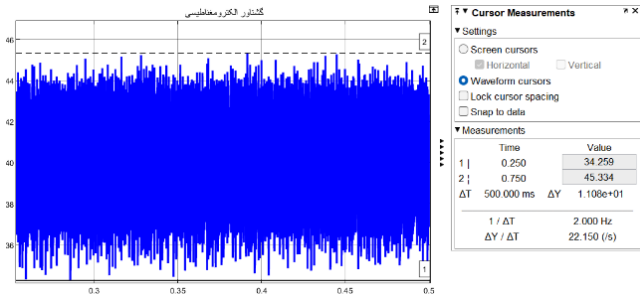
شکل ۷ پیاده‌سازی مدل سیستم محرکه در سیمولینک را نمایش می‌دهد که این مدل شامل بخش‌های موتور، اینورتر، کنترل‌کننده‌های جریان، و کنترل‌کننده سرعت است. برای پیاده‌سازی مدل موتور PMSM، با توجه به غیر سینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه و انتها باز بودن سیم‌پیچ‌های هر فاز موتور، استفاده از مدل آماده موتور PMSM در سیمولینک امکان‌پذیر نمی‌باشد. لذا مدل موتور در دستگاه مرجع سه‌فاز ساکن با استفاده از یک سیم‌پیچی سه‌فاز و منابع ولتاژ وابسته که معادل ولتاژهای ضدمحرکه موتور بوده و با استفاده از توابع غیر سینوسی ساخته



QPR کنترل‌کننده (الف)



PI کنترل‌کننده (ب)



کنترل‌کننده هیستریز (ج)

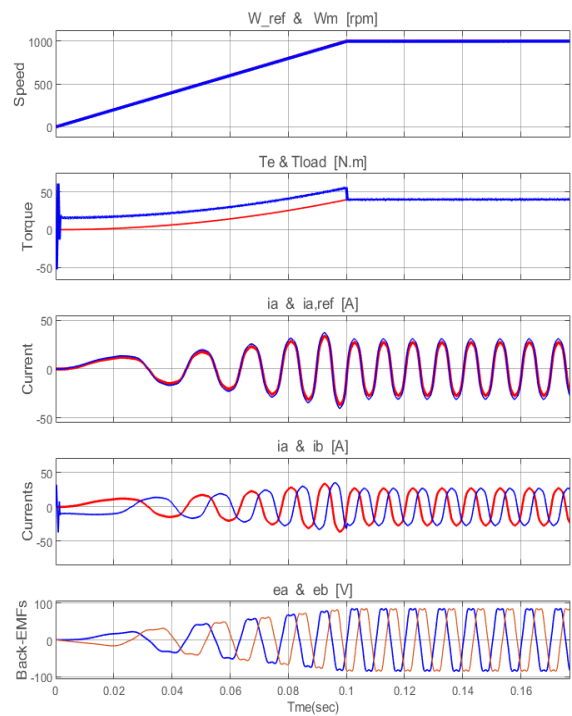
شکل ۱۱: تغییرات گشتاور موتور در حالت استفاده از کنترل‌های جریان مختلف در حالت بدون خطا.

ایجاد نوساناتی در سرعت هم می‌شود. این پدیده‌ها در شکل ۱۲ در بازه ۰/۱۵ تا ۰/۲۵ ثانیه کاملاً مشهود است. در زمان ۰/۲۵ روش کنترل تحمل‌پذیر خطا به کار گرفته می‌شود در نتیجه هارمونیک دوم گشتاور حذف شده و نوسانات سرعت و گشتاور نیز بهبود می‌یابند.

در شکل ۱۳، تغییرات جریان فازهای موتور و مقادیر مرجع جریان فازها را نشان می‌دهد. افزایش دامنه جریان دو فاز سالم موتور بعد از وقوع خطا در زمان ۰/۱۵ ثانیه، از مقدار A ۳۰ به مقدار A ۴۳/۸ قابل توجه است. این افزایش دامنه برای جبران نبود فاز a است. مشاهده می‌گردد که در زمان ۰/۲۵ ثانیه و اعمال روش کنترل تحمل‌پذیر خطا، زاویه (یا فاز) جریان‌های دو فاز سالم یعنی b و c به ترتیب برابر 30° و $30^\circ +$ تغییر می‌کنند. همچنین دامنه این دو جریان به مقدار $\sqrt{3}$ برابر مقدار قبل از وقوع خطا افزایش یافته و از مقدار A ۳۰ به مقدار حدود A ۵۴ افزایش می‌یابند.

۵- نتایج آزمایشگاهی

برای موتور با مشخصات ذکر شده در بخش شبیه‌سازی، چند تست عملی نیز با استفاده از یک مجموعه آزمایشگاهی گرفته شد. شکل ۱۴، مجموعه عملی مورد استفاده را نمایش می‌دهد. این سیستم شامل چهار میکروکنترلر سری STM۳۲F۴۰۷VGT۶ است که هیچ ارتباط دیتایی بین میکروکنترلرهای محلی نیست. از یک موتور DC تحریک مستقل کوپل شده به محور موتور نیز به‌عنوان بار ژنراتوری قابل کنترل استفاده گردیده است.



شکل ۱۰: شبیه‌سازی رفتار محرکه PMSM سه‌فاز در راه‌اندازی و تحت گشتاور بار افزایشی و کنترل به روش تزریق جریان هارمونیک.

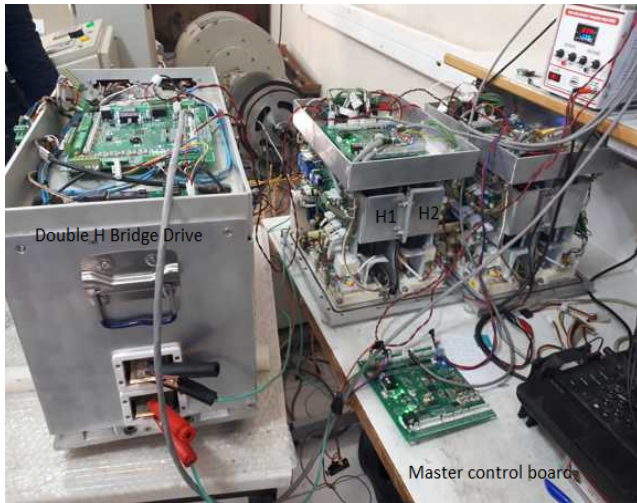
جدول ۱: مقایسه کمی عملکرد کنترل‌کننده‌های جریان مختلف.

نوع کنترل‌کننده جریان	حداکثر میزان ریبیل گشتاور (درصد)
QPR	۶,۲۵
PI	۱۳
هیستریز	۲۷,۵

رفتار محرکه در ردیابی سرعت مرجع در شکل ۱۰ نمایش داده شده است که سرعت مرجع به‌صورت تابع شیب به محرکه اعمال شده است. نمودار اول سرعت مرجع و واقعی موتور را نمایش می‌دهد که ردیابی بسیار خوبی دارد. نمودار دوم گشتاور بار افزایشی (متناسب با توان دوم سرعت) و گشتاور موتور را نشان می‌دهد که پس از طی شدن دوره شتاب‌گیری و تثبیت سرعت این دو گشتاور بر هم منطبق می‌گردند. نمودار سوم نیز تغییرات جریان مرجع و واقعی فاز a موتور را نشان می‌دهد. با توجه به ولتاژهای ضدمحرکه غیرسینوسی که در نمودار آخر این شکل نشان داده شده‌اند، جریان مرجع هر فاز غیرسینوسی است و کنترل‌کننده شبه‌تناسبی-رزونانسی، رفتار بسیار خوبی در ردیابی جریان مرجع دارد.

برای مقایسه عملکرد کنترل‌کننده QPR نسبت به سایر کنترل‌کننده‌های مرسوم نظیر کنترل‌کننده جریان PI و کنترل‌کننده جریان هیستریز، شبیه‌سازی با این دو کنترل‌کننده نیز انجام گردیده است و ریبیل گشتاور در حالت دائم برای هر یک اندازه‌گیری شده است. مقادیر کمی ریبیل‌های گشتاور نیز در جدول ۱ گردآوری شده‌اند. در شکل ۱۱ نیز شکل موج زمانی گشتاور را با هر سه کنترل‌کننده جریان QPR، PI و هیستریز نمایش می‌دهد. نتایج نشان می‌دهد که استفاده از QPR سبب ایجاد حداقل ریبیل گشتاور گردیده است.

برای بررسی عملکرد محرکه در مواجهه با خطای قطع یک فاز، فرض می‌شود که اینورتر یا سیم‌پیچ فاز a در زمان ۰/۱۵ ثانیه دچار خطا شده و جریان سیم‌پیچ فاز a صفر شود. در این حالت با توجه به تحلیل خطای انجام‌شده در بخش ۳، هارمونیک دوم گشتاور به‌وجود می‌آید که سبب



شکل ۱۴: مجموعه آزمایشگاهی محرکه ماژولار PMSM سه فاز با استفاده از اینورترهای پل H تک فاز.

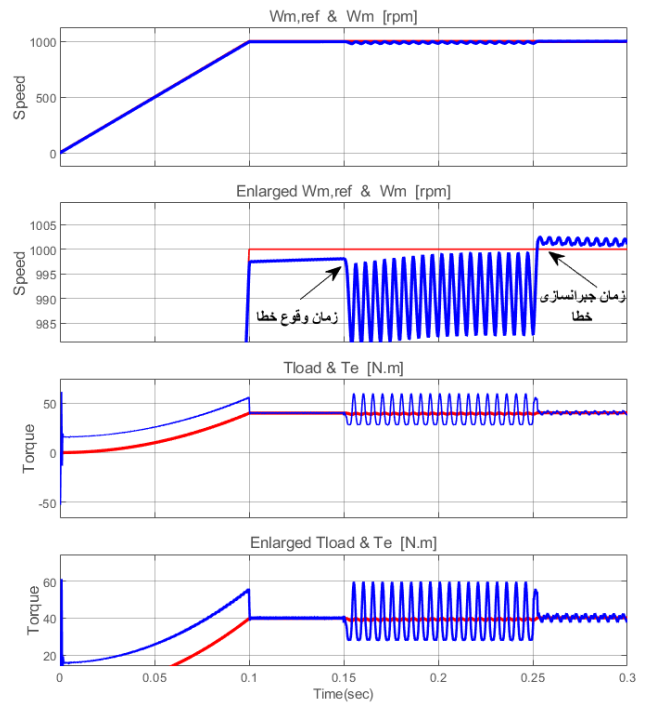
گشتاور است.

ذکر این نکته لازم به بیان است که ساختار مبدل (اینورترهای پل H تک فاز) در این مقاله به عنوان بستر سخت افزاری ثابت و البته لازم در نظر گرفته شده است و بازده اینورتر مبدلها مشابه کاربردهای استاندارد پل H (عموماً در بازه ۸۵٪ تا ۹۵٪) باقی می ماند. البته روش کنترلی پیشنهادی تنش های حرارتی سوئیچ ها را کاهش می دهد که می تواند تأثیر غیرمستقیم بر بازده داشته باشد.

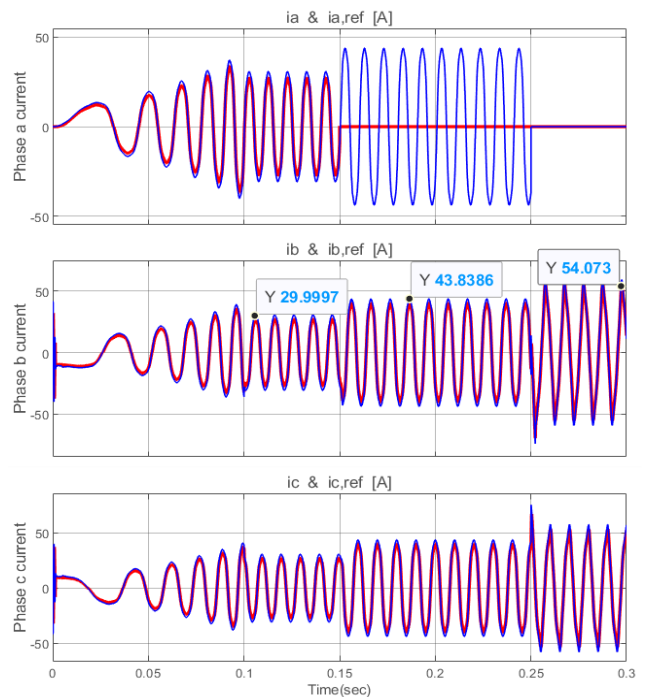
در شکل ۱۶، در حالت وجود خطای مدار باز فاز a ، روش کنترل تحمل پذیر خطا اعمال می شود. برای این منظور، اختلاف فاز بین جریان های دو سیم پیچ b و c از ۱۲۰° به ۶۰° کاهش می یابد. ملاحظه می گردد که ریپل گشتاور کاهش قابل ملاحظه ای دارد. البته با هم نوساناتی روی گشتاور است. نکته مهم در کنترل موتور PMSM غیرسینوسی آن است که روش تزریق جریان هارمونیک و کنترل تحمل پذیر خطای ارائه شده قادر به حذف کلیه هارمونیک های گشتاور ناشی از ولتاژ ضدمحرکه سینوسی در حالت سلامت موتور هستند، اما در حالت بروز خطا، تنها هارمونیک دوم گشتاور ناشی از مولفه اصلی جریان و ولتاژ که البته مقدار بیشتری نسبت به سایر مولفه های هارمونیک دوم گشتاور دارد، قابل حذف هست. علاوه بر آن، هارمونیک های زوج مراتب بالاتر گشتاور در حالت خطا وجود دارند که به طور کامل قابل رفع نیستند، اما دامنه کمی دارند.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل تحمل پذیر خطا در محرکه PMSM سه فاز غیرسینوسی با سیم پیچی انتها باز مطالعه گردید. به دلیل ماژولار بودن بخش مبدل و کنترل هر فاز موتور از سایر فازها و عدم تبادل داده بین آنها، از روش مدل سازی موتور در دستگاه مرجع ساکن abc استفاده گردید و همچنین به همین دلیل از روش های کنترل بر مبنای تبدیلات ۳ به ۲ نمی توان استفاده نمود. از این رو، و با توجه به غیرسینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها، یک روش بهینه شده تزریق جریان هارمونیک در دستگاه ساکن abc معرفی شد که ضمن حذف هارمونیک های گشتاور، مقدار موثر دامنه جریان و تلفات را حداقل نمود. نشان داده شد که در صورت دو فاز شدن موتور دو میدان چپ گرد و راست گرد ایجاد می شوند که سبب ایجاد ریپل گشتاور با مرتبه هارمونیک دوم می شوند. لذا یک روش کنترل تحمل پذیر خطا بر مبنای شیفت فاز جریان دو فاز سالم به

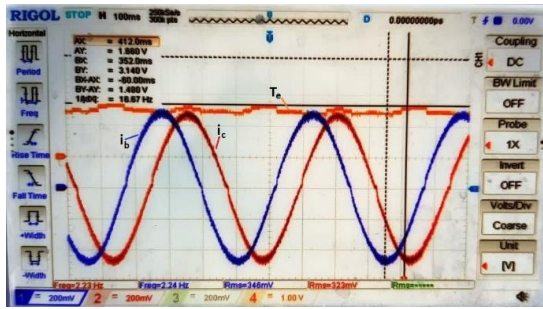


شکل ۱۲: شبیه سازی رفتار محرکه در هنگام وقوع خطای تک فاز و از دست رفتن سیم پیچی فاز a به همراه جبران سازی.

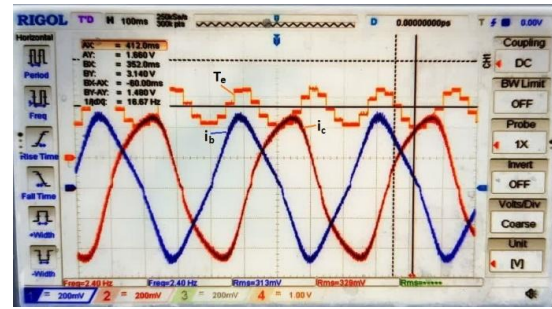


شکل ۱۳: تغییرات جریان های سه فاز موتور در شبیه سازی رفتار محرکه در هنگام وقوع خطای مدار باز یک سیم پیچ و جبران سازی آن.

شکل ۱۵ حالتی را نشان می دهد که با خاموش نمودن اینورتر پل H متناظر با فاز a ، حالتی مثل وقوع خطا ایجاد شده و این فاز از مشارکت در تولید گشتاور باز می ماند. جریان های دو فاز b و c (دو منحنی با رنگ های قرمز و آبی) رسم شده اند که دارای اختلاف فاز ۱۲۰° نسبت به یکدیگر هستند و به دلیل اعمال روش تزریق جریان هارمونیک، جریان فازها، سینوسی نیستند. توجه شود که هنوز روش کنترل تحمل پذیر خطا، اعمال نشده است. منحنی تغییرات گشتاور موتور (نارنجی رنگ) دارای نوسانات زیادی است. فرکانس نوسانات گشتاور دو برابر فرکانس جریان موتور است که مبین وجود مولفه نوسانی هارمونیک دوم روی



شکل ۱۶: شکل موج‌های جریان دو فاز سالم b و c گشتاور در حالت وقوع خطا و با اعمال روش کنترل تحمل‌پذیر خطا و شیفت فاز جریان دو سیم‌پیچ سالم به اندازه 30° .



شکل ۱۷: شکل موج‌های جریان دو فاز سالم b و c گشتاور در حالت وقوع خطا و بدون اعمال روش کنترل تحمل‌پذیر خطا.

- [12] F. Li, K. Zeng, Y. Jiang, Y. Zhao, and S. Chen, "Tri-mode fault-tolerant control of three-phase permanent magnet synchronous motor drive system under single-phase open fault," in *Proc. 26th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*, pp. 2417-2423, Zhuhai, China, 5-8 Nov. 2023.
- [13] S. Wang, et al., "Open-phase fault-tolerant control strategy for open-winding permanent magnet synchronous motors with torque ripple suppression," *IEEE Trans. on Transportation Electrification*, vol. 25, no. 1, pp. 847-858, Feb. 2025.
- [14] L. R. Rocha, et al., "Evaluation methodology of current control techniques for torque ripple reduction in non-sinusoidal PMSM," in *Proc. IEEE 8th Southern Power Electronics Conf.*, 7 pp., Florianopolis, Brazil, 26-29 Nov. 2023.
- [15] M. J. Nam, J. H. Kim, K. Y. Cho, H. W. Kim, and Y. Cho, "Torque ripple reduction of an interior PM synchronous motor by compensating harmonic currents based on flux linkage harmonics," *Journal of Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 1223-1230, Sept. 2017.
- [16] S. Mu, J. Kang, Z. Zhong, and Z. Ma, "Improved detecting method for multiple rotating reference frames based harmonic control of PMSMs" in *Proc. Chinese Automation Congress*, pp. 5458-5463, Shanghai, China, 6-8 Nov. 2020.
- [17] J. Taylor, D. F. Valencia Garcia, W. Taha, and M. Mohamadian, *Dynamic Modelling of Multiphase Machines Based on the VSD Transformation*, SAE Technical Paper 2021-01-0774, doi:10.4271/2021-01-0774, 2021.
- [18] V. M. Bida, D. V. Samokhvalov, and F. Sh. Al-Mahturi, "PMSM vector control techniques – a survey," in *Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering*, pp. 577-581, Moscow and St. Petersburg, Russia, 29 Jan.-1 Feb. 2018.
- [19] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, JohnWiley & Sons, 2012.
- [20] R. Lin, S. D. Huang, G. Z. Cao, and C. Wu, "Model-predictive-control-based speed control strategies of permanent magnet synchronous motors," *IEEE Int. Conf. on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics*, 7 pp., Wuhan, China, 11-11 Jul. 2023.
- [21] Z. Sun, Y. Deng, J. Wang, Z. Wei, and H. Cao, "Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 38, no. 1, pp. 776-788, 2023.
- [22] L. Xu, G. Chen, and Q. Li, "Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 127690-127699, 2020.
- [23] S. Bolognani, L. Tubina, and M. Ziliotto, "Sensorless control of PM synchronous motors with non-sinusoidal back EMF for home appliance," in *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, pp. 1882-1888, Madison, WI, USA, 1-4 Jun. 2003.
- [24] S.J. Park, H.W. Park, M.H. Lee, and F. Harashima, "A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 1, pp. 109-114, Feb. 2000.
- [25] J. R. B. A. Monteiro, A. A. de Oliveira Jr., M. L. Aguiar, and D. P. Gonzaga, "Implementation of a non-sinusoidal permanent-magnet synchronous machine vectorial control," in *Proc. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 2451-2455, Recife, Brazil, 16-16 Jun. 2005.

اندازه 30° درجه پیشنهاد شد. نتایج تحلیل‌ها و روش‌های کنترلی پیشنهادی بوسیله شبیه‌سازی اثبات گردید و با ارائه چند آزمایش عملی، نتایج تئوری صحه‌گذاری گردیدند. روش ارائه شده با توجه به کنترل جریان نسبت به تغییرات مقاومت و اندوکتانس مقاوم است. اما این روش نسبت به تغییرات محتوای هارمونیک ولتاژهای ضدمحرکه حساس است و این تغییرات باید در روش محاسبات کنترلی لحاظ گردند که برای اندازه‌گیری برخط محتوای هارمونیک می‌توان از رویترهای مناسب استفاده نمود. روش ارائه شده، قابل توسعه و اعمال به موتورهای PMSM با تعداد فازهای بالاتر نیز هست.

مراجع

- [1] A. Halvaei Niasar, and H. NikKhah, "Performance enhancement of evaporative water cooler equipped with permanent magnet brushless motor drive based on power control strategy," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1268-1275, Jun. 2019.
- [2] H. Ou, Y. Hu, W. Tian, Z. Mao, B. Cheng, and B. Li, "Investigation of self-adjusting cooling system for the autonomous underwater vehicle propulsion motor," *Applied Thermal Engineering*, vol. 238, Article ID: 121972, 16 pp., 2024.
- [3] Z. Wang, D. Wang, Y. Li, and M. Li, "A review on fault-tolerant control of PMSM," in *Proc. Chinese Automation Congress (CAC)*, pp. 3854-3859, Jinan, China, 20-22 Oct. 2017.
- [4] B. Hongfen, Z. Jingwei, and Q. J. Feng, "Study of fault-tolerant control strategies for a fault-tolerant permanent magnet motor," in *Proc. of the 35th Chinese Control Conf.*, pp. 6455-6460, Chengdu, China, 27-29 Jul. 2016.
- [5] Q. An, G. Wang, and Li Sun, "A fault-tolerant operation method of PMSM fed by cascaded two-level inverters," in *Proc. IEEE 7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, pp. 1310-1313, Harbin, China, 2-5 Jun. 2012.
- [6] Z. Wang, J. Yang, and H. Ye, "A review of Permanent Magnet Synchronous Motor fault diagnosis," in *Proc. IEEE Conf. and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific*, 5 pp., Beijing, China, 31 Aug.-3 Sept. 2014.
- [7] Y.S. Jeong, S.K. Sul, and S.E. Schulz, "Fault detection and fault-tolerant control of interior permanent-magnet motor drive system for electric vehicle," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 46-51, Jan./Feb. 2005.
- [8] A. A. R. L. De, C. B. Jacobina, and D. S. E. R. Cabral, "Fault detection of open-switch damage in voltage-fed PWM motor drive systems," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 587-593, Mar. 2003.
- [9] A. Kontarček, P. Bajec, M. Nemeč, V. Ambrožič, and H. Rotomatika, "Operation of PMSM after single open-phase fault," in *Proc. Int. Conf.-Workshop Compatibility and Power Electronics*, pp. 177-181, Ljubljana, Slovenia, 5-7 Jun. 2013.
- [10] K. Lee, Y.K. Son, and J. I. Ha, "Model-based MTPA control of permanent magnet synchronous machine drives under one-phase open-circuit fault," in *Proc. IEEE 8th Int. Power Electronics and Motion Control Conf.*, 6 pp., Hefei, China, 22-26 May 2016.
- [11] C.J. Meirinho, J.d. Oliveira, M.S.S. Cavalca, and A. Nied, "Fault tolerant control for permanent magnet synchronous motor," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf.*, 8 pp., Miami, FL, USA, 21-24 May 2017.

- voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13573-13589, Dec. 2020.
- [35] H. Park, T. Kim, and Y. Suh, "Fault-tolerant control methods for reduced torque ripple of multiphase BLDC motor drive system under open-circuit faults," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 58, no. 6, pp. 7275-7285, Nov./Dec. 2022.
- مهدی جعفری سجزه** در سال ۱۴۰۱ مدرک کارشناسی مهندسی برق در گرایش الکترونیک از دانشگاه کاشان و در سال ۱۴۰۳ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق در گرایش قدرت با زیرگرایش الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی از دانشگاه کاشان دریافت نمود. وی از سال ۱۴۰۰ الی ۱۴۰۴ در حوزه کنترل موتورهای آهنربای دائم از جمله موتورهای بدون جاروبک (BLDC) و موتورهای سنکرون مغناطیس دائم (PMSM) و همچنین طراحی و تحلیل اینورترهای مورد استفاده در درایوهای الکتریکی فعالیت پژوهشی و عملی داشته است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی نظیر کنترل موتورهای آهنربای دائم و محرکه‌های الکتریکی، منابع انرژی‌های نو و تجدیدپذیر، طراحی ماشین‌های الکتریکی، اتوماسیون صنعتی و ابزار دقیق می‌باشد.
- ابوالفضل حلوائی نیاسر** در سال ۱۳۷۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان، در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشکده فنی دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۷ مدرک دکترای مهندسی برق خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. دکتر حلوائی سال ۱۳۸۷ به دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه کاشان پیوست و هم‌اکنون نیز با مرتبه دانشیاری عضو هیأت علمی رسمی این دانشکده می‌باشد. زمینه‌های پژوهشی مورد علاقه ایشان عبارتند از: درایوهای الکتریکی، طراحی و تحلیل ماشین‌های الکتریکی، الکترونیک قدرت و خودروهای برقی و هیبرید برقی.
- [26] R. Delpoux, X. L. Shi, and X. Brun, "Torque ripple reductions for non-sinusoidal BEMF Motor: An observation-based control approach," *IFAC PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 15766-15772, Jul. 2017.
- [27] H. Zhang and M. Doua, "Loss-Mminimization strategy of nNon-Sinusoidal Back-EMF PMSM in Multiple Synchronous Reference Frames," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 8335-8346, Aug. 2020.
- [28] S. Mu, J. Kang, Z. Zhong, and Z. Ma, "Improved detecting method for multiple rotating reference frames based harmonic control of PMSMs," in *Proc. Chinese Automation Congress*, pp. 5458-5463, Shanghai, China, 6-8 Nov. 2020.
- [29] Z. Lyu, L. Wu, J. Yi, and S. Yang, "Hybrid Frame-Based Current Control Scheme for LC-Equipped PMSM With Non-Sinusoidal Back-EMF," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 5994-6004, 2023.
- [30] A. N'diaye, C. Espanet, and A. Miraoui, "Reduction of the torque ripples in brushless PM motors by optimization of the supply - Theoretical method and experimental implementation," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics*, pp. 1345-1350, Ajaccio, France, 4-7 May 2004.
- [31] A. Halvaei Niasar, M. Ahmadi, and S. H. Edjtahed, "Sensorless control of non-sinusoidal permanent magnet brushless motor using selective torque harmonic elimination control method based on full-order sliding mode observer," *Advances in Power Electronics Journal*, vol. 2016, Article ID: 9358604, Dec. 2016.
- [32] D. G. Luenberger and Y. Ye, *Linear and Nonlinear Programming*, Springer, 2008.
- [33] H. Ghanayem, M. Alathamneh, and R. M. Nelms, "A comparative study of PMSM torque control using proportional-integral and Pproportional-resonant controllers," in *Proc. IEEE SoutheastCon*, pp. 453-458, Mobile, AL, USA, 26 Mar.- 3 Apr. 2022.
- [34] F. Hans, W. Schumacher, S. F. Chou, and X. Wang, "Design of multi frequency proportional-resonant current controllers for