

# کاهش ریپل گشتاور در محرکه ماژولار موتور سنکرون آهنربای دائم شش فاز نامتقارن غیر سینوسی با سیم‌پیچی دوبخشی استاتور

داود ملکی و ابوالفضل حلوائی نیاسر

به کنترل ساده آنها همانند موتورهای سه‌فاز، سادگی طراحی و ساخت و استفاده اشاره نمود. امروزه، از موتورهای شش‌فاز در کاربردهای حساس، جایی که درجه بالاتری از افزونگی، قابلیت اطمینان و رفتار تحمل‌پذیر خطا مورد نیاز است، به‌طور گسترده استفاده می‌شوند [۵].

در برخی کاربردهای با عملکرد بالا، زیادبودن قابلیت اطمینان محرکه، بسیار اهمیت دارد و برای این منظور علاوه بر استفاده از ادوات و تجهیزات با کیفیت، به لحاظ سخت‌افزاری و نرم‌افزاری نیز تمهیداتی اندیشیده می‌شود. برای نمونه در زمینه سخت‌افزار، افزونگی تجهیزات نظیر افزایش تعداد فازهای موتور، افزایش تعداد سوئیچ‌ها و استفاده از اینورترهای مستقل برای هر فاز، افزونگی در سیستم‌های کنترل و میکروکنترلرها، و افزونگی در تعداد حسگرها از جمله این تمهیدات است. علاوه بر آن استفاده از روش‌های کنترل تحمل‌پذیر خطا (FTC)، در هنگام وقوع خطا نیز سبب می‌شود تا محرکه بتواند بدون ایجاد اختلال جدی به کار خود ادامه بدهد [۶].

شکل ۱ انواع متداول ساختارهای سیم‌پیچی استاتور در موتورهای PMSM شش‌فاز را نشان می‌دهد [۷]. این موتورها به دو دسته کلی متقارن و نامتقارن تقسیم‌بندی می‌شوند. مطابق شکل ۱-الف در نوع نامتقارن، فاصله بین محور دو سیم‌پیچی مجاور ۳۰ درجه است در حالی که در نوع متقارن و مطابق شکل ۱-ب، این فاصله ۶۰ درجه است. همچنین مطابق آنچه در دو شکل‌های ۱-الف و ۱-ب مشاهده می‌گردد در هر کدام از این دو نوع می‌توان با شش فاز، دو سیم‌پیچی سه‌فاز با اتصال ستاره تشکیل داد که در این حالت موتور شش‌فاز، با نام موتور سه‌فاز با سیم‌پیچی دوبل ستاره<sup>۱</sup> (DTP-PMSM) نیز معرفی می‌شود. دو نقطه ستاره می‌توانند جدای از هم باشند و یا اینکه به یکدیگر متصل بشوند. در این حالات برای تغذیه موتور از دو اینورتر سه‌فاز استفاده می‌گردد.

جهت افزایش حداکثری قابلیت اطمینان می‌توان برای هر اینورتر تک‌فاز مورد استفاده در دو ساختار شکل‌های ۱-ج و ۱-د سیستم کنترل (میکروکنترلر) محلی مستقلی در نظر گرفت که البته یک سیستم کنترل (میکروکنترلر) بالاسری بر عملکرد هر ۶ میکروکنترلر محلی نظارت می‌کند. این ساختار محرکه که در آن هر فاز دارای مدار کنترل و قدرت جداگانه است، به ساختار ماژولار معروف بوده و دارای بالاترین درجه از

چکیده: استفاده از موتورهای سنکرون آهنربای دائم (PMSM) چندفاز، به دلیل مزایایی همچون چگالی توان زیاد و بهره بالا در کاربردهای مختلف که دستیابی به قابلیت اطمینان حداکثر، از اهداف اساسی طراحی است بسیار مورد توجه است. در این مقاله به کنترل یک موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن پرداخته می‌شود که در آن برای دستیابی به قابلیت اطمینان بیشتر در محرکه، هر فاز استاتور شامل دو تکه سیم‌پیچ جدای از هم است که به صورت فیزیکی در یک راستا و به صورت قرینه نسبت به نقطه مرکز استاتور قرار دارند. بخش کنترل و قدرت هر فاز، کاملاً ماژولار بوده و مستقل از بخش کنترل و قدرت فازهای دیگر است و هر کدام از دو سیم‌پیچ یک‌فاز از یک اینورتر تک‌فاز پل H مستقل تغذیه می‌گردد. با توجه به ولتاژ ضدمحرکه غیر سینوسی فازها و جهت کاهش گشتاور ایجادشده، از یک روش تزریق جریان هارمونیک بهینه همراه با کنترل‌کننده‌های جریان شبه‌تناسبی- رزونانسی بهره گرفته می‌شود. همچنین در حالت وقوع خطا و از دست رفتن دو سیم‌پیچ، از یک الگوریتم کنترل تحمل‌پذیر خطا بر مبنای حذف هارمونیک دوم گشتاور الکترومغناطیسی بهره گرفته می‌شود. قابلیت روش‌های کنترلی ارائه‌شده، با استفاده از شبیه‌سازی در نرم‌افزار سیمولینک صحه‌گذاری می‌گردد.

کلیدواژه: محرکه، موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن، اینورتر پل H، کنترل‌کننده شبه تناسبی- رزونانسی، ریپل گشتاور.

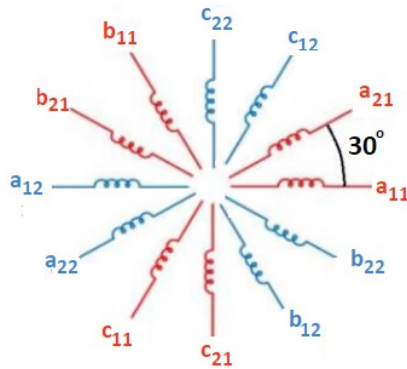
## ۱- مقدمه

موتورهای الکتریکی چندفاز به موتورهایی با بیش از سه فاز اشاره دارد که در سال‌های اخیر به طور گسترده توسط محققین و صنعتگران مورد توجه و استفاده قرار گرفته‌اند [۱] و [۲]. موتورهای چندفاز معمولاً در کاربردهای توان متوسط به بالا برای افزایش قابلیت اطمینان و کاهش استرس جریان فاز، به عنوان مثال، در حمل و نقل الکتریکی ریلی و آسیاب‌ها استفاده می‌شوند [۳] و [۴]. البته رسیدن به مزایای مذکور، به عوامل زیادی از جمله ساختار موتور و طراحی آن بستگی دارد. تعداد فازها برای موتورهای چندفاز، بیشتر برابر ۵، ۶، ۹ و ۱۲ فاز گزارش شده است که موتورهای شش‌فاز در این میان متداول‌ترین نوع موتورهای چندفاز هستند. از مزایای این موتورها نسبت به سایر موتورهای چندفاز می‌توان

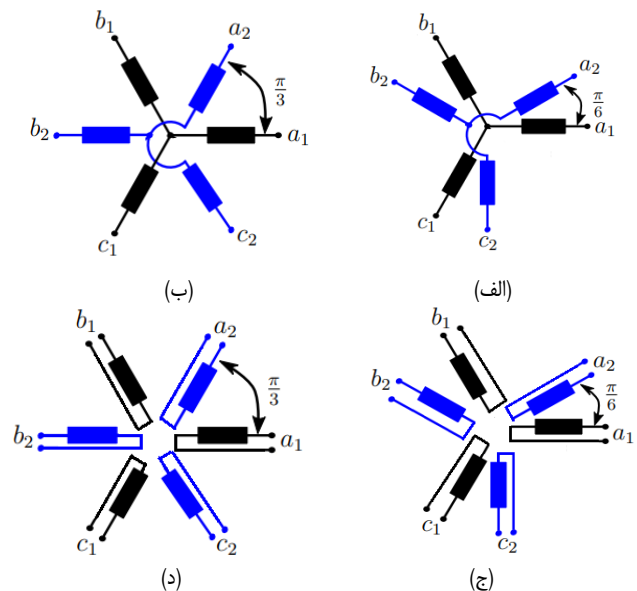
این مقاله در تاریخ ۱۶ آذر ماه ۱۴۰۳ دریافت و در تاریخ ۵ خرداد ماه ۱۴۰۴ بازنگری شد.

داود ملکی، گروه مهندسی قدرت، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران، (email: d.maleki1391@gmail.com).

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



شکل ۲: شماتیک سیم‌پیچی موتور PMSM شش فاز با سیم‌پیچی استاتور دوبل.



شکل ۱: انواع موتورهای PMSM شش فاز متداول [۷]، (الف) نوع نامتقارن ستاره دوبل، (ب) نوع متقارن ستاره دوبل، (ج) نوع نامتقارن انتها باز و (د) نوع متقارن انتها باز.

قابلیت اطمینان است.

در این پژوهش، کنترل نوع خاصی از موتور PMSM شش فاز نامتقارن مطالعه می‌گردد که هر فاز استاتور شامل دو سیم‌پیچ مجزا از هم هست که در دو نیمه فیزیکی جداگانه از استاتور و دقیقاً قرینه یکدیگر نسبت به مرکز استاتور قرار گرفته‌اند. این موتور خاص را می‌توان شش فاز نامتقارن با سیم‌پیچ دوتایی (یا دوبل) نیز نامید. شکل ۲ شماتیک سیم‌پیچی استاتور موتور شش فاز نامتقارن با سیم‌پیچی دوبل را نمایش می‌دهد. اتصال سیم‌پیچ‌های ستاره از نوع انتها باز بوده و هر کدام از دو سیم‌پیچ هر فاز، دارای اینورترهای تک‌فاز پل H مستقل هستند. شکل ۳ شماتیک سیستم قدرت مورد استفاده برای موتور شش فاز نامتقارن با سیم‌پیچی دوبل استاتور را نمایش می‌دهد. توجه گردد که مقادیر مرجع جریان‌های هر دو بخش سیم‌پیچ یک فاز ارسال شده توسط میکروکنترلر بالاسری برای میکروکنترلر محلی، با یکدیگر برابر بوده و در نتیجه MMF تولیدی توسط این دو بخش سیم‌پیچی، با هم همراستا هستند. یکی از محدودیت‌های این ساختار آن است که با توجه به ماژولار بودن سیستم کنترل، تبادل داده بین میکروکنترلرهای محلی فازهای مختلف وجود ندارد و کنترل‌کننده‌های ماژول‌های مختلف از اطلاعات ولتاژ و جریانی یکدیگر اطلاعی ندارند.

جهت مدل‌سازی دینامیکی موتور PMSM سه‌فاز سینوسی، با توجه به متغیر با زمان بودن ماتریس اندوکتانس استاتور، معمولاً از تبدیلات پارک یا کلارک، آن را در دستگاه دومحوری گردان  $dq$  و یا ساکن  $\alpha\beta$  مدل می‌کنند. برای موتور PMSM شش فاز، مشابه با روش مدل‌سازی موتور سه‌فاز، چندین روش مدل‌سازی وجود دارند که عبارتند از:

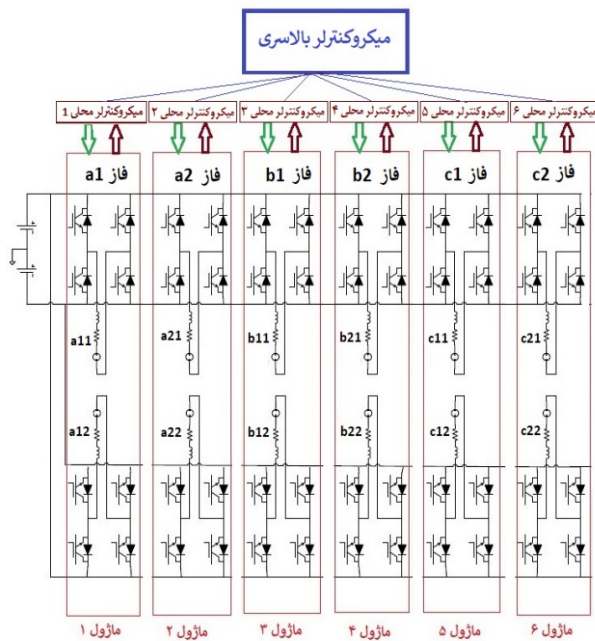
(۱) مدل‌سازی در دو دستگاه دومحوری  $dq$  مستقل [۸]

(۲) مدل‌سازی در دو دستگاه دومحوری  $dq$  مستقل دکوپله [۹]

(۳) مدل‌سازی به روش تجزیه فضای برداری<sup>۱</sup> (VSD) [۱۰]

(۴) مدل‌سازی در دستگاه شش‌محوری ساکن [۱۱]

برای موتورهای PMSM شش فاز با ولتاژ ضدمحرکه سینوسی، معمولاً هر سه روش اول مدل‌سازی فوق‌الذکر به کار می‌روند و تفاوت خاصی از



شکل ۳: شماتیک اینورتر موتور PMSM شش فاز با سیم‌پیچی استاتور دوبل مورد استفاده در این پژوهش.

نظر حجم محاسبات نیز بین این روش‌ها وجود ندارد. اما برای مدل‌سازی موتورهای PMSM غیرسینوسی، استفاده از این سه روش دارای ملاحظات زیادی است. اما قبل از بررسی آنها، به‌جاست به روش‌های مدل‌سازی موتور PMSM سه‌فاز غیرسینوسی اشاره‌ای بشود. برای مدل‌سازی این موتور، چندین روش پیشنهاد شده‌اند که عبارتند از:

(۱) روش برداری غیرسینوسی یا پارک توسعه‌یافته [۱۲]

(۲) روش مدل‌سازی  $dq$  با در نظر گرفتن مولفه‌های هارمونیک [۱۳]

(۳) مدل‌سازی در دستگاه‌های مرجع  $dq$  چندگانه<sup>۲</sup> (MRF) [۱۴]

(۴) روش تجزیه فضای برداری یا VSD [۱۵]

در روش مدل‌سازی بر مبنای تبدیل پارک توسعه‌یافته، آرگومان و دامنه مورد استفاده در تبدیل پارک برحسب زاویه روتور دائماً تغییر می‌کند و برای این منظور زاویه و دامنه تصحیح برحسب ولتاژهای ضدمحرکه هارمونیک موتور در دستگاه  $\alpha\beta$  باید به‌طور دائم محاسبه بشوند. روش مدل‌سازی  $dq$  با در نظر گرفتن مولفه‌های هارمونیک، بر مبنای تبدیل

ایجاد می‌کند. برای موتور شش‌فاز، روش‌های کنترل برداری در دستگاه‌های  $dq$  مستقل،  $dq$  دکوپله و VSD انجام شده است. مرجع [۱۷]، عملکرد روش‌های مختلف کنترل برداری برای موتور شش‌فاز نامتقارن با اتصال ستاره دوبل (نوع DTP-PMSM)، را با یکدیگر مقایسه نموده است. محاسبات زیاد تبدیل‌های پارک، دشواری تنظیم ضرایب کنترل‌های متعدد PI و حساسیت روش کنترل برداری به تغییرات پارامترهای مدل موتور، از معایب روش کنترل برداری برای موتور شش‌فاز است. استفاده از روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC)، تلاشی جهت رفع برخی معایب روش کنترل برداری از جمله تعدد و تنظیم کنترل‌های PI است [۱۸] و [۱۹]. اما روش DTC نیز از معایب ذاتی همچون وجود ریبیل دائمی در جریان و گشتاور و نویز فرکانس بالای قابل ملاحظه رنج می‌برد. روش کنترل پیش‌بین بر مبنای مدل (MPC) روشی موثر و بهینه برای کنترل سیستم‌های سوئیچینگ و غیرخطی است که طی چند سال اخیر به‌طور گسترده در کنترل محرکه‌های الکتریکی به‌ویژه محرکه موتورهای PMSM مورد استفاده قرار گرفته است. برای کنترل به روش MPC موتور PMSM شش‌فاز نیز چندین تحقیق با استفاده از اینورترهای دوسطحی و سه‌سطحی انجام گردیده است [۲۰] و [۲۱]. البته روش MPC دارای محدودیت حساسیت به تغییرات پارامترهای مدل سیستم را دارد که برای رفع آن برای موتور PMSM سه‌فاز روش‌های کنترل پیش‌بین مستقل از مدل و مقاوم پیشنهاد شده‌اند و نه برای موتور PMSM شش‌فاز. اغلب روش‌های کنترلی فوق از مدل موتور در دستگاه‌های دوماحوری استفاده می‌کنند و لذا به‌کارگیری آنها نیازمند استفاده از تبدیلات مهندسی است. اما در ساختار محرکه ماژولار این پژوهش که سیستم کنترل هر فاز بطور کامل مستقل و بی‌اطلاع از داده‌های سایر فازهاست، به‌کارگیری روش‌های کنترلی فوق امکان‌پذیر نمی‌باشد.

برای جمع‌بندی، می‌توان بیان نمود که با توجه به ساختار ماژولار سیستم کنترل محرکه مورد مطالعه در این تحقیق، هیچ‌یک از روش‌های مدل‌سازی و کنترل موتورهای سه‌فاز و شش‌فاز بر مبنای نظری دوماحوری، قابل استفاده نبوده و باید از روش‌های مدل‌سازی و کنترلی استفاده کرد که برای هر فاز به‌طور مستقل امکان‌پذیر باشد. در ادامه این مقاله، بخش ۲ به مدل‌سازی موتور PMSM شش‌فاز غیرسینوسی ماژولار می‌پردازد. در بخش ۳، کنترل این موتور به روش تزریق جریان هارمونیک بهینه با استفاده از کنترل‌های جریان شبه تناسبی-رزونانسی ارائه گردیده و در ادامه روش کنترل تحمل‌پذیر خطا بر مبنای حذف هارمونیک دوم گشتاور در هنگام وقوع خطا در یک سیم‌پیچ بیان می‌شود. در بخش ۴، نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردد و در نهایت، بخش ۵ به بیان نتایج این تحقیق می‌پردازد.

## ۲- مدل‌سازی موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن غیرسینوسی با سیم‌پیچی دو تکه استاتور

با توجه به ساختار ماژولار محرکه مورد مطالعه در این تحقیق که در آن سیستم کنترل هیچ فازی، از مقادیر جریان و ولتاژ سایر فازها اطلاعی ندارد و در واقع مطابق شکل ۲، هیچ ارتباط داده‌ی افقی بین میکروکنترلرهای محلی وجود ندارد، از هیچ‌یک از روش‌های مدل‌سازی بر مبنای تبدیلات دوماحوری  $dq$  نمی‌توان استفاده نمود. علاوه بر آن، غیرسینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها نیز مزید بر علت است. لذا برای موتور شش‌فاز با ساختار سیم‌پیچی استاتور مطابق شکل ۱-ج باید از مدل‌سازی در دستگاه ساکن ۶گانه استفاده شود که در آن ۶ محور مرجع

پارک معمولی و لحاظ نمودن اثر هارمونیک‌های ولتاژ ضدمحرکه در معادلات ولتاژ-جریان و در رابطه گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی است. در روش مدل‌سازی در دستگاه‌های مرجع  $dq$  مرجع چندگانه، متناظر با مرتبه هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه، دستگاه‌های  $dq$  دوار با سرعت هارمونیک‌ها ایجاد شده و کمیت‌های الکترومغناطیسی متناظر با هر هارمونیک با استفاده از تبدیلات پارک مناسب به دستگاه  $dq$  هارمونیک متناظر انتقال یافته و پس از انجام عملیات کنترلی مجدداً با تبدیل معکوس به دستگاه ساکن بازگشته و با نتایج مربوط به پردازش سایر هارمونیک‌ها ترکیب می‌شود. حجم محاسبات در این روش نسبتاً بالاست اما دقت نتایج در این روش قابل قبول است. مزیت این روش در آن است که همانند استفاده از روش مدل‌سازی و کنترل موتور سینوسی، می‌توان دقیقاً از همان الگوریتم‌های کنترلی استفاده نمود.

روش VSD یکی از قدرتمندترین روش‌های مدل‌سازی است که اگرچه اساساً برای مدل‌سازی موتورهای چندفاز سینوسی پیشنهاد شده است، اما برای مدل‌سازی موتورهای سه‌فاز غیرسینوسی هم کارایی خوبی دارد. در این روش، با استفاده از تبدیلات ۳ به ۲ مناسب، مولفه اصلی سیگنال‌ها همراه با هارمونیک‌های مراتب  $k = 12m \pm 1$  ( $m = 1, 2, 3, \dots$ ) به زیرفضای اصلی  $\alpha\beta$  منتقل شده، در حالی که هارمونیک‌های از مرتبه  $k = 6m \pm 1$  به زیرفضای فرعی  $z_1z_2$  انتقال می‌یابند و هارمونیک‌های مرتبه صفر  $k = 3m$  نیز به زیرفضای فرعی توالی صفر  $o_1o_2$  نگاشت می‌شوند. از مزایای مدل‌سازی به روش VSD می‌توان به کار با مدل‌های ساده‌تر در سه زیرفضای دوبعدی، طراحی کنترل‌کننده آسان‌تر، و تحت کنترل در وردن راحت‌تر هارمونیک‌ها اشاره نمود. علاوه بر آن، در صورت غیرسینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها، این روش قابلیت آن را دارد که موتور غیرسینوسی، همانند یک موتور سینوسی مدل بشود. روش‌های مدل‌سازی موتورهای سه‌فاز غیرسینوسی ارائه‌شده فوق، دارای حجم محاسباتی قابل توجهی هستند. استفاده از این روش‌ها برای موتور شش‌فاز، حجم محاسبات به‌مراتب بیشتر شده و در برخی از روش‌ها، نظیر مدل‌سازی در دستگاه‌های  $dq$  مستقل و دکوپله، روابط بسیار پیچیده می‌شوند. از بین روش‌های فوق، روش مدل‌سازی VSD مناسب‌ترین روش مدل‌سازی برای موتور PMSM شش‌فاز غیرسینوسی است. اما استفاده از این روش و سایر روش‌های مدل‌سازی بر مبنای تبدیلات  $dq$  وقتی قابل استفاده هستند که از ساختار کنترلی واحدی برای موتور استفاده بشود. در سیستم محرکه مورد استفاده در این پژوهش که ساختار آن در شکل ۳ نمایش داده شده است، محاسبات کنترلی هر فاز در میکروکنترلر محلی خود آن فاز انجام می‌شود و هر میکروکنترلر محلی فقط به ولتاژ و جریان سیم‌پیچ‌های فاز خود دسترسی ندارد و لذا انجام تبدیلات ۳ به ۲ و بالعکس امکان‌پذیر نیست. بر این اساس، برای مدل‌سازی موتور PMSM شش‌فاز ماژولار در این پژوهش، از مدل‌سازی در دستگاه‌های شش‌محوری ساکن استفاده می‌شود.

روش‌های کنترلی موتورهای PMSM سه‌فاز بسیار متنوع هستند که هر کدام پیچیدگی، مزایا و معایب خاص خود را دارند. برای موتورهای PMSM شش‌فاز هم اغلب این روش‌ها قابل اعمال هستند اما با توجه به تعدد فازها، حجم محاسبات، محدودیت‌های پردازشی در میکروکنترلرها و عملکرد نامناسب برخی از این روش‌ها در موتورهای توان بالا، در عمل کمتر استفاده بشوند [۱۶]. روش کنترل برداری، روش متداول و اصلی در کنترل موتورهای PMSM سه‌فاز و شش‌فاز است. این روش دارای دینامیک نسبتاً سریعی بوده و نسبت به سایر روش‌ها، گشتاوری بسیار نرم

### ۳-۱ کنترل گشتاور به روش تزریق جریان هارمونیک

در روش کنترل با تزریق جریان هارمونیک، متناظر با هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه فاز، با استفاده از مولفه‌های هارمونیک‌های جریان، جریان مرجع به نحوی شکل‌دهی می‌شود تا هارمونیک‌های گشتاور صفر شده و تنها بخش ثابت گشتاور باقی بماند [۲۲]. برای موتور شش‌فاز این پژوهش، فرض می‌شود که هارمونیک‌های ۱، ۳ و ۵ در ولتاژهای ضدمحرکه هر فاز وجود دارند و لذا ولتاژ ضدمحرکه سیم‌پیچ  $x_i$  را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$e_{x_i}(t) = E_1 \sin \omega_r t + E_3 \sin 3\omega_r t + E_5 \sin 5\omega_r t \quad (5)$$

که در آن  $\omega_r$  سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور بوده و  $E_1$ ،  $E_3$  و  $E_5$  نیز دامنه هارمونیک‌های مختلف ولتاژ ضدمحرکه فازها هستند که در این تحقیق به ترتیب برابر ۱، ۰.۷ و ۰.۳- برحسب پریونیت هستند. جریان تزریقی به سیم‌پیچ  $x_i$  را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$i_{x_i}(t) = I_1 \sin \omega_r t + I_3 \sin 3\omega_r t + I_5 \sin 5\omega_r t \quad (6)$$

توجه نمایید که ددو رابطه فوق، با توجه به آرگومان توابع سینوسی، روابط ولتاژ ضدمحرکه و جریان، مربوط به سیم‌پیچی  $x_i = a_{11}$  است و برای سایر سیم‌پیچ‌ها، آرگومان توابع سینوسی مطابق شکل ۲ تغییر می‌کند. برای نمونه برای سیم‌پیچ  $a_{11}$ ، به آرگومان  $\omega_r t$  در کلیه توابع سینوسی مقدار ۳۰ درجه و برای سیم‌پیچ  $a_{12}$  مقدار صفر درجه اضافه می‌شود. توان فاصله هوایی سیم‌پیچ  $x_i$  تنها شامل هارمونیک‌های مضارب زوج تا مرتبه ۱۰ و به صورت زیر خواهد بود:

$$P_{x_i}(t) = P_1 + P_3 \sin 2\omega_r t + \dots + P_n \sin n\omega_r t \quad (7)$$

به سادگی می‌توان نشان داد که توان یا گشتاور فاصله هوایی مجموع تمام سیم‌پیچ‌ها در یک موتور PMSM با تعداد فاز مضربی از ۳، فقط دارای هارمونیک‌های مضارب ۶، ۱۲ و ۱۸ بوده که با محدود فرض نمودن هارمونیک‌ها تا مرتبه ۵ برای موتور این تحقیق، توان لحظه‌ای فاصله هوایی  $P_e$  به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_e(t) = P_1 + P_6 \sin 6\omega_r t \quad (8)$$

و گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای نیز به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$T_e(t) = \frac{P_e(t)}{\omega_r} = T_1 + T_6 \sin 6\omega_r t \quad (9)$$

که در آن

$$T_1 = \frac{3}{2\omega_r} [E_1 I_1 + E_3 I_3 + E_5 I_5] \quad (10)$$

$$T_6 = \frac{3}{2\omega_r} [-I_1 E_5 + I_3 E_3 - I_5 E_1] \quad (11)$$

برای تعیین مقادیر دامنه هارمونیک‌های جریان هر فاز، با معادل قرار دادن مقدار  $T_1$  برابر گشتاور مرجع  $T_e^*$  (خروجی کنترل‌کننده سرعت) و یا همان گشتاور بار  $T_L$  و معادل صفر قرار دادن  $T_6$  معادله ماتریسی زیر را باید حل نمود:

$$\begin{bmatrix} E_1 & E_3 & E_5 \\ -E_5 & E_3 & -E_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_5 \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_e^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

با توجه به اینکه تعداد مجهولات معادله ماتریسی فوق که همان دامنه

ساکن، هم‌راستای با محور سیم‌پیچی‌های نشان داده شده در شکل هستند. با فرض آن که نام‌گذاری و آرایش سیم‌پیچی فازهای موتور PMSM مانند شکل ۲ باشد، رابطه ولتاژ-جریان هر فاز مطابق رابطه زیر هستند:

$$v_{x_i} = R_s i_{x_i} + \frac{d}{dt} \psi_{x_i} + e_{x_i} \quad (1)$$

که در آن،  $R_s$  مقاومت هر فاز استاتور، و  $v_{x_i}$ ،  $i_{x_i}$ ،  $\psi_{x_i}$ ،  $e_{x_i}$  نیز به ترتیب ولتاژ، جریان، شار پیوندی سیم‌پیچ و ولتاژ ضدمحرکه القاء شده در سیم‌پیچ  $x_i$  ام هستند ( $x = a, b, c$  و  $i = 1, 2, 3$ ). مقدار شار پیوندی هر سیم‌پیچ وابسته به جریان همان سیم‌پیچ و جریان ۱۱ سیم‌پیچ دیگر بوده و از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\psi_{x_i} = L_{x_i} i_{x_i} + \sum_{\substack{y=a,b,c \\ i,j=1,2,3 \\ (x_i \neq y_j)}} M_{x_i y_j} i_{y_j} \quad (2)$$

که در آن  $L_{x_i}$  اندوکتانس خودی سیم‌پیچ  $x_i$ ،  $M_{x_i y_j}$  اندوکتانس متقابل بین دو سیم‌پیچ  $x_i$  و  $y_j$  بوده و نیز ولتاژ ضدمحرکه القاشده در سیم‌پیچ  $x_i$  ناشی از آهن‌ربای دائم روتور است. ماتریس اندوکتانس استاتور در حالت مجزا بودن دو سیم‌پیچ هر فاز (مثلاً  $a_{11}$  و  $a_{12}$ )، یک ماتریس  $12 \times 12$  بوده که اگر به دلیل بهبود عملکرد موتور، در سرعت‌های پایین با یکدیگر سری شوند، به یک ماتریس  $6 \times 6$  تبدیل می‌شود. گشتاور الکترومغناطیسی موتور شش‌فاز نامتقارن با سیم‌پیچی دو تکه استاتور  $T_e$  و سرعت موتور  $\omega_m$  نیز از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

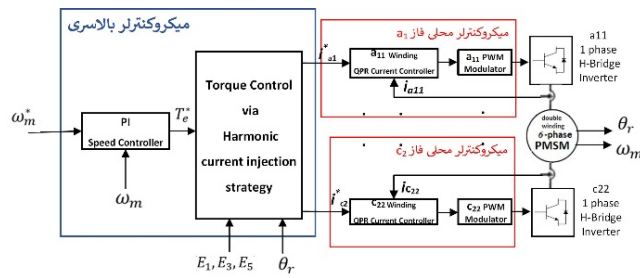
$$T_e = \sum_{\substack{x=a,b,c \\ i=1,2,3}} \frac{e_{x_i} i_{x_i}}{\omega_r} \quad (3)$$

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

که در آن،  $\omega_r$ ،  $J$  و  $T_L$  به ترتیب سرعت الکتریکی روتور، ممان اینرسی کل محور روتور و گشتاور بار هستند. با توجه به خاص بودن این موتور و نبود مدل آماده آن در نرم‌افزار سیمولینک، برای پیاده‌سازی مدل می‌توان از یک سیم‌پیچ ۱۲ فاز استفاده نمود که به هر فاز آن، منبع ولتاژ  $e_{x_i}$  با هر شکل موج دلخواه هارمونیک تابع موقعیت روتور  $\theta_r$  و دامنه وابسته به سرعت روتور، به صورت سری اضافه نمود.

### ۳- کنترل موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن غیر سینوسی ماژولار به روش تزریق جریان هارمونیک بهینه

در بخش مقدمه بیان شد که با توجه به ساختار خاص و ماژولار محرکه مورد مطالعه این پژوهش، و عدم ارتباط داده‌ای بین میکروکنترلرهای هر فاز با سایر فازها، استفاده از روش‌های کنترلی بر مبنای تئوری دو محوری ممکن نیست. علاوه بر آن، زیاد بودن تعداد سیم‌پیچ‌های موتور و غیرسینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها نیز مزید بر علت است. در این بخش برای کاهش ریبیل گشتاور ناشی از ولتاژهای ضدمحرکه غیرسینوسی سیم‌پیچ‌ها، از روش شکل‌دهی جریان مرجع (یا همان روش تزریق جریان هارمونیک) در دستگاه ۶ محوری ساکن استاتور بهره گرفته می‌شود که در ادامه به طور مختصر به آن پرداخته می‌شود.



شکل ۴: بلوک دیاگرام سیستم کنترل محرکه PMSM شش‌فاز مازولار با سیم‌پیچی دوبل با استفاده از روش تزریق جریان هارمونیک.

می‌شود. اما انتخاب سه پارامتر دیگر باید به نحوی باشد تا ضمن ایجاد بهره حداکثری حول فرکانس تشدید، سایر فرکانس‌های مجاور را به نحو مناسبی تضعیف نماید. روش‌های متنوعی برای طراحی و تعیین پارامترهای کنترل‌کننده‌های QPR وجود دارد که اهم این روش‌ها عبارتند از: (۱) روش آزمون و خطا، (۲) روش نوسان اجباری (حوزه زمان) و (۳) روش پاسخ فرکانسی (حوزه فرکانس). روش آزمون و خطا یک روش شامل تنظیم دستی بهره و پارامترهای کنترل‌کننده و مشاهده پاسخ موتور به سیگنال‌های ورودی مختلف است. این رویکرد می‌تواند زمان‌بر باشد و ممکن است همیشه به عملکرد مطلوب منجر نشود [۲۴].

اگر قرار باشد تا علاوه بر کنترل سیگنال اصلی با فرکانس  $\omega_o$ ، هارمونیک‌های مراتب بالاتر سیگنال فوق نیز جبران‌سازی شده و تحت کنترل در بیابند (مشابه کنترل هارمونیک‌های ۱، ۳ و ۵ در روش تزریق جریان هارمونیک این تحقیق)، می‌توان تابع تبدیل کنترل‌کننده QPR را به صورت زیر در نظر گرفت:

$$G_{QPR}(s) = K_P + \sum_{h=1,3,5} K_{R_h} \frac{\gamma \omega_{c_h} s}{s^2 + \gamma \omega_{c_h} s + (h \omega_o)^2} \quad (17)$$

که در آن،  $h$  مضارب فردی از فرکانس سیگنال سینوسی اصلی بوده، ضرایب  $K_P$  و  $K_{R_h}$  به ترتیب بهره بخش تناسبی و بهره بخش رزونانسی مربوط به هارمونیک  $h$ ام هستند، و  $\omega_{c_h}$  نیز فرکانس قطع مربوط به تابع تبدیل هارمونیک  $h$ ام می‌باشد [۲۵]. تعیین مقادیر بهره پارامترهای  $K_{R_h}$ ،  $K_P$ ، و  $\omega_{c_h}$  برای محرکه موتور شش‌فاز این تحقیق و برای هارمونیک‌های مختلف آن، به روش آزمون و خطا تعیین می‌گردند.

شکل ۴ بلوک دیاگرام سیستم کنترل سرعت محرکه PMSM شش‌فاز غیرسینوسی مازولار در این مقاله را نمایش می‌دهد. خروجی کنترل‌کننده PI سرعت، گشتاور مرجع بوده که با بکارگیری روش تزریق جریان هارمونیک و استفاده از (۱۵)، جریان‌های هارمونیک مرجع برای هر فاز ساخته می‌شوند. در ادامه با استفاده از کنترلرهای QPR هارمونیک نمایش داده‌شده با (۱۷)، جریان‌های مرجع هارمونیک ردیابی می‌شوند. برای به‌کارگیری روش تزریق جریان هارمونیک، محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه فازها باید مشخص باشند که در این مقاله و با توجه به ویژگی‌های موتور تحت مطالعه؛ محتوای هارمونیک (نسبت دامنه هارمونیک‌های ۳ و ۵ به دامنه هارمونیک اصلی) ثابت هستند. خروجی کنترلرهای QPR به مدولاتور مربوط به هر سیم‌پیچ اعمال شده و سیگنال‌های کلیدزنی متناظر با هر سیم‌پیچ تعیین گشته و در نهایت به اینورتر تک‌فاز پل H مربوطه اعمال می‌شوند. دقت شود که محاسبات کنترل جریان هر سیم‌پیچ در میکروکنترلر متناظر با آن سیم‌پیچ انجام

هارمونیک‌های موجود در جریان مرجع هستند، بیشتر از تعداد معادلات است، بنابراین این معادله، بی‌نهایت جواب پیدا می‌کند که باید یک بهینه‌سازی انجام شود و از روی آن بهترین جواب استخراج شود. یک روش بهینه برای حل این معادله به این صورت است که در صورتی که علاوه بر ارضا معادلات فوق، تابع مقدار موثر بردار جریان  $I \times I^T$  نیز حداقل باشد، در اینصورت مقدار بهینه هارمونیک‌های جریان برابر به دست آمده‌اند. لذا مساله بهینه‌سازی زیر را در نظر بگیرید:

Minimize  $J$

where;  $J = xx^T$

$$x = [I_1 \quad I_3 \quad I_5] \quad (13)$$

if;  $Ax = B$

$$B = \frac{\gamma \omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_e^* \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} E_1 & E_3 & E_5 \\ -E_5 & E_3 & -E_1 \end{bmatrix}$$

پاسخ بهینه مساله فوق به صورت زیر حاصل می‌شود:

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

با استفاده از رابطه فوق، مقادیر بهره دامنه هارمونیک‌های جریان به صورت زیر به دست می‌آیند:

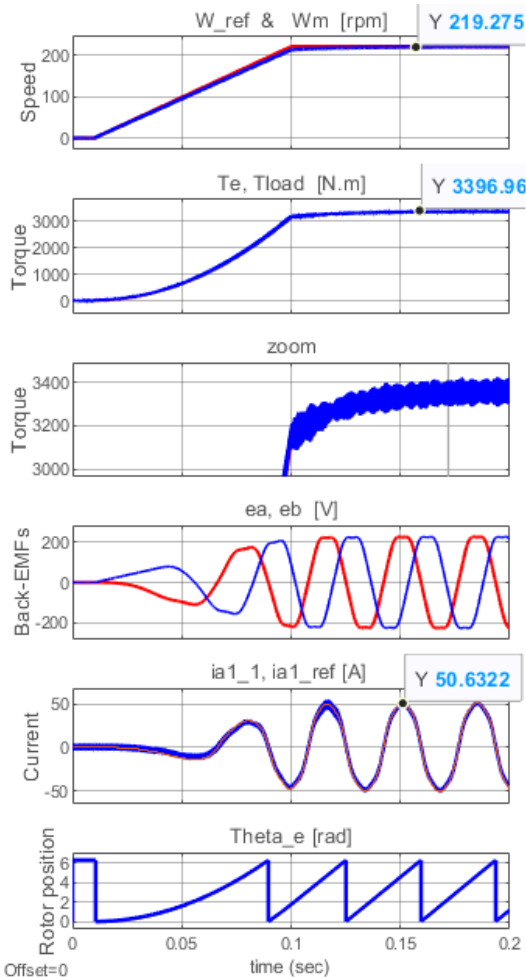
$$\begin{bmatrix} I_1^* \\ I_3^* \\ I_5^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9956 \\ 0.736 \\ 0.247 \end{bmatrix} \frac{\gamma \omega_r T_e^*}{3} \quad (15)$$

### ۲-۳ تنظیم جریان‌های هارمونیک با استفاده از کنترل‌کننده‌های تناسبی-رزونانسی (PR)

در محرکه‌های الکتریکی با بکارگیری کنترل برداری، با توجه به کنترل جریان‌ها در دستگاه  $dq$  دوار و ثابت شدن مقادیر جریان‌ها در حالت دائم، عموماً از کنترل‌کننده‌های کلاسیک PI برای تنظیم جریان‌ها استفاده می‌شود. اما طبق اصل مدل داخلی، کنترل‌کننده PI می‌تواند مؤلفه DC را با خطای ثابت صفر کنترل کند، اما قادر به دنبال کردن مولفه‌های AC نیست. در محرکه مورد مطالعه در این تحقیق، جریان‌های مرجع فازها سینوسی همراه با هارمونیک هستند و استفاده از کنترل‌کننده PI پاسخ مناسبی به همراه نخواهد داشت. از طرفی، به‌کارگیری کنترل‌کننده‌های هیستریز برای تنظیم جریان با توجه به فرکانس سوئیچینگ متغیر و ایجاد خطای دائمی جریان نیز برای کاربرد موردنظر مقدر نیست. در مقابل، کنترل‌کننده شبه تناسبی-رزونانسی (QPR) دارای بهره بیشتری در نزدیکی فرکانس تشدید یا رزونانس است که می‌تواند برای ردیابی سیگنال AC هم فرکانس با فرکانس تشدید استفاده گردد [۲۳]. تابع انتقال کنترل‌کننده QPR (شبه‌تناسبی-رزونانسی) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$G_{QPR}(s) = K_P + K_R \frac{\gamma \omega_c s}{s^2 + \gamma \omega_c s + \omega_o^2} \quad (16)$$

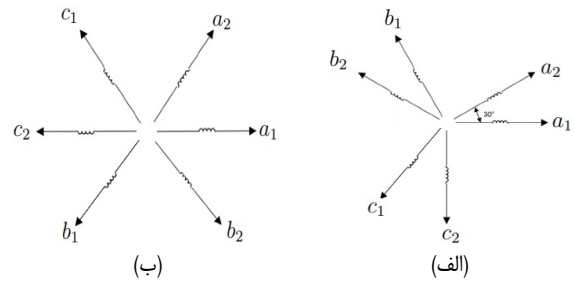
که در آن،  $\omega$  فرکانس تشدید (همان فرکانس سیگنال متناوب)،  $K_P$  و  $K_R$  به ترتیب بهره بخش تناسبی و بهره بخش رزونانسی و  $\omega_c$  فرکانس قطع تابع تبدیل هستند. کنترل‌کننده QPR دارای چهار پارامتر  $K_P$ ،  $\omega_c$ ،  $K_R$  است که باید به‌درستی انتخاب بشوند. فرکانس تشدید  $\omega_o$  دقیقاً برابر با فرکانس سیگنال سینوسی اصلی سیستم انتخاب



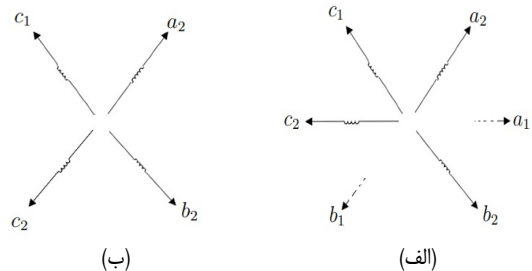
شکل ۷: رفتار محرکه با استفاده از کنترل کننده‌های جریان QPR در سرعت نامی و تحت گشتاور بار نامی.

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش برای یک موتور دوازده فاز ۸ قطبی و با مشخصات نامی توان ۲۰۰ kW، ولتاژ ۲۴۵ V، سرعت ۲۲۰ rpm، مقاومت فاز  $50 \text{ m}\Omega$ ، اندوکتانس خودی فاز  $2320 \mu\text{H}$ ، شار قطب  $1.34 \text{ Wb}$ ، ثابت گشتاور  $5.25 \text{ N.m/A}$ ، ثابت ولتاژ ضدمحرکه  $1.37 \text{ rad/s}$  و ممان اینرسی  $0.1 \text{ Kg.m}^2$ ، رفتار موتور با اعمال روش کنترلی تریق جریان هارمونیک و استفاده از دینامیک کنترل کننده جریان شبه تناسبی-رزونانسی (QPR) و PI، با شبیه‌سازی با یکدیگر مقایسه می‌گردد. مقادیر بهره کنترلهای QPR تمام فازها برابر با  $K_P = 35$ ،  $K_{R_1} = 10$ ،  $K_{R_2} = 0.1$  و  $K_{R_3} = 0.1$  تنظیم شده‌اند. شکل ۷ رفتار محرکه در ردیابی سرعت مرجع و تحت گشتاور بار افزایشی متناسب با توان دوم سرعت  $T_l = 6.5\omega_m^2$  را نمایش می‌دهد. سرعت مرجع برابر  $220 \text{ rpm}$  و گشتاور بار در این سرعت تقریباً  $3400 \text{ N.m}$  است. شکل موج ولتاژهای ضدمحرکه  $1/5\%$  است. نمودار چهارم شکل ۷ شکل موج ولتاژهای ضدمحرکه غیرسینوسی موتور را نمایش می‌دهد. جریان سیم پیچ فاز  $a_1$  مقدار جریان مرجع غیرسینوسی را با استفاده از کنترل کننده‌های جریان از نوع QPR، به دقت خوبی در حالت گذرا دنبال نموده است و ریبیل گشتاور ناچیزی در حد  $3\%$  ایجاد شده است که در نمودار سوم بزرگ‌نمایی شده است. شکل (۸) رفتار محرکه در حالت شتاب‌گیری، ترمزی و ردیابی سرعت مرجع منفی را نمایش می‌دهد که عملکرد سیستم کنترل، پایدار و دقیق



شکل ۵: (الف) بردارهای هارمونیک اصلی جریان استاتور و (ب) هارمونیک دوم گشتاور در یک موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن.

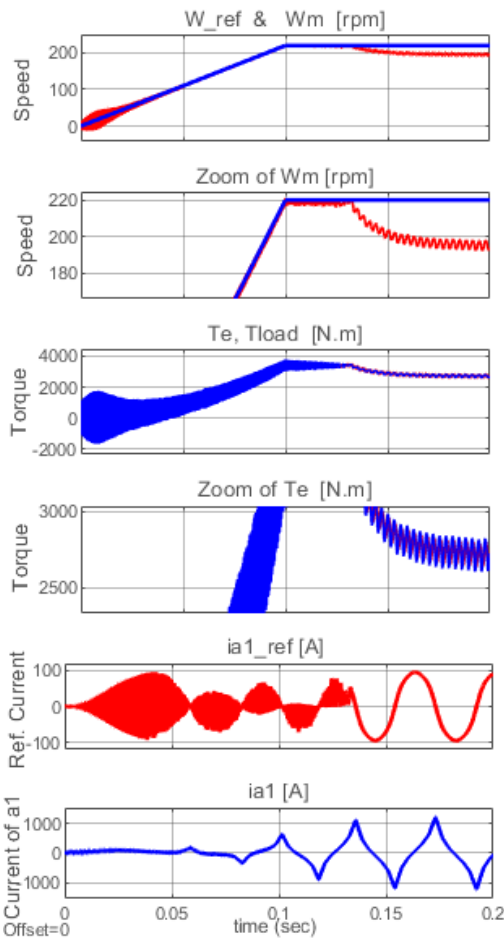


شکل ۶: بردارهای هارمونیک دوم گشتاور در یک موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن دارای خطا بدون/ با جبران‌سازی. (الف) در حالت از دست رفتن دو سیم پیچ  $a_1$  و  $b_1$ ، و (ب) جبران‌سازی از دست رفتن دو سیم  $a_1$  و  $b_1$  با استفاده از  $c_1$ .

می‌شوند. میکروکنترلر بالاسری نیز وظیفه تنظیم سرعت و تعیین جریان‌های مرجع را در همه حالت‌ها برعهده دارد.

#### ۳-۳ کنترل موتور تحت شرایط خطا

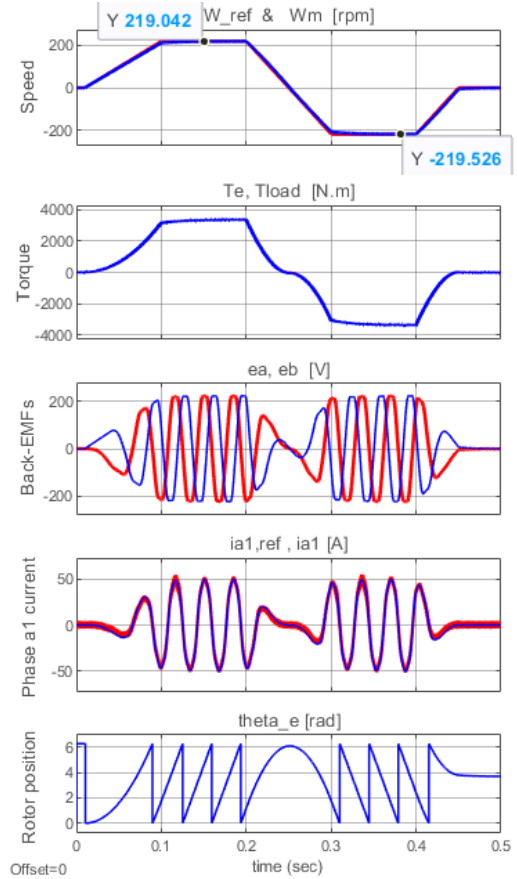
از مزایای موتور شش‌فاز، قابلیت کنترل تحمل‌پذیر خطای آسان آن در شرایط وقوع خطا در یک یا چند سیم‌پیچ است. در این بخش نحوه جبران‌سازی خطا و کنترل تحمل‌پذیر خطای ناشی از دست رفتن دو سیم‌پیچ توضیح داده می‌شود. در حالت سلامت موتور، گشتاور لحظه‌ای ایجاد شده مقدار ثابتی داشته و فاقد نوسان است. اما با وقوع خطا در یک یا چند سیم‌پیچ، گشتاور تولیدی، نوسانی شده و به مقدار ثابت گشتاور، گشتاوری نوسانی با مرتبه هارمونیک دوم فرکانس جریان اضافه می‌شود. استراتژی کنترل تحمل‌پذیر خطای مورد استفاده در این مقاله بر مبنای بازسازی دامنه و زاویه برخی سیم‌پیچ‌های سالم است، به نحوی که بتوان تعادل بین هارمونیک دوم گشتاور فازهای باقی‌مانده را مجدداً برقرار نمود [۲۶]. شکل ۵، بردارهای هارمونیک دوم گشتاور ایجاد شده توسط هر فاز را در حالت سلامت تمام فازها نسبت به راستای بردار جریان فازهای موتور نشان داده شده در شکل ۵-الف نمایش می‌دهد. این بردارها برای هر دو تکه سیم‌پیچ استاتور در هر فاز بوده و از یکدیگر تفکیک نشده‌اند. مشاهده می‌شود که در شکل ۵-ب جمع تمام بردارهای هارمونیک دوم گشتاور صفر است به این معنی که با صرف‌نظر از نوسانات گشتاور ناشی از غیرسینوسی بودن ولتاژ ضدمحرکه، اثرات سوئیچینگ و کاهینگ، گشتاور تولیدی فاقد نوسان است. اما فرض نمایید که دو سیم‌پیچ  $a_1$  و  $b_1$  از دست بروند در این صورت مطابق شکل ۶-الف، تعادل بین بردارهای هارمونیک دوم گشتاور از بین رفته و گشتاور تولیدی دارای نوساناتی با مرتبه هارمونیک دوم فرکانس جریان خواهد بود. برای برقراری مجدد تعادل بین بردارهای هارمونیک دوم فازهای سالم باقی‌مانده، کافی است تا زاویه بردار هارمونیک دوم گشتاور ناشی از سیم‌پیچ  $c_1$  مطابق شکل ۶-ب به میزان  $60^\circ$  افزایش یابد، یعنی در راستای بردار سیم‌پیچ معیوب  $b_1$  قرار بگیرد.



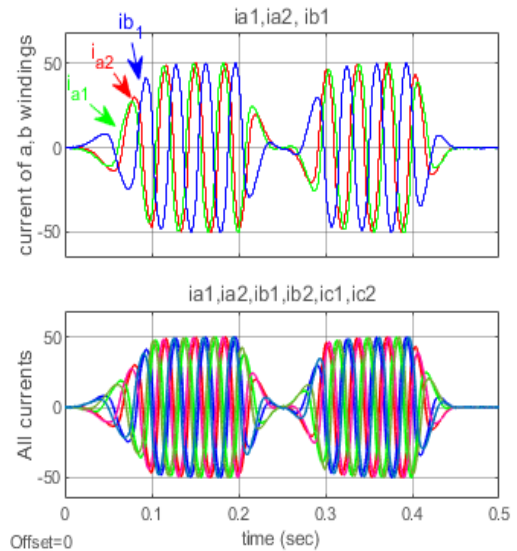
شکل ۱۰: رفتار محرکه با استفاده از کنترل‌کننده‌های جریان PI در سرعت نامی و تحت گشتاور بار نامی.

هارمونیک نبوده و به‌واسطه خطای حالت دائمی سرعت، جریان واقعی موتور بیش از حد مجاز است و به صورت عملی این سیستم قادر به کار نبوده و لذا کنترل‌کننده PI اصلاً مناسب نیست. کنترل‌کننده جریان نوع هیستریزس نیز، با توجه فرکانس سوئیچینگ بسیار زیاد و غیرمجاز، رفتار مشابهی با کنترل‌کننده PI از خود بروز می‌دهد. لذا کنترل‌کننده تناسبی-رزونانسی در عین سادگی، مناسب‌ترین نوع کنترل‌کننده برای تنظیم جریان فازها در سیستم محرکه موتور شش‌فاز ماژولار است.

برای بررسی عملکرد کنترل تحمل‌پذیر خطای محرکه، پاسخ سیستم در شرایط وقوع خطا در دو سیم‌پیچ  $a_{11}$  و  $b_{11}$  از دو فاز  $a_1$  و  $b_1$  که در بخش ۳-۳ بطور تحلیلی بیان گردید، با شبیه‌سازی بررسی می‌شود. مطابق شکل ۱۱ فرض می‌شود که سیم‌پیچ  $a_{11}$  در زمان  $0.2$  ثانیه دچار خطا می‌شود. مطابق نمودار چهارم این شکل، گشتاور تولیدی دچار نوسان با مرتبه هارمونیک دوم جریان استاتور می‌شود. این نوسانات مطابق نمودار دوم، منجر به ایجاد نوسان در سرعت موتور می‌شود. در ادامه و در زمان  $0.3$  ثانیه سیم‌پیچ  $b_{11}$  نیز دچار خطا شده و از تولید گشتاور باز می‌ماند. دامنه نوسانات گشتاور و سرعت بیشتر می‌گردد. مطابق دو نمودار شش و هفت این شکل، دامنه جریان سیم‌پیچ‌های سالم (مثلاً  $a_{1p}$  و  $b_{1p}$ )، بعد از وقوع خطا در دو سیم‌پیچ  $a_{11}$  و  $b_{11}$  قدری افزایش می‌یابد تا بتواند کمبود گشتاور ایجاد شده را جبران کند و از مقدار تقریبی  $60$  A اولیه به مقدار تقریبی  $70$  A تغییر می‌کنند. در زمان  $0.4$  ثانیه جبران‌سازی خطا صورت می‌گیرد و مطابق شکل ۶-۶، زاویه جریان سیم‌پیچ سالم  $C_{p3}$ ،  $60^\circ$  افزایش می‌یابد و مطابق نمودار آخر شکل ۱۱، دامنه آن نیز از مقدار اولیه  $70$  A قبل از وقوع خطا به مقدار  $75$  A افزایش می‌یابد. مطابق شکل،



شکل ۸: رفتار محرکه در ردیابی سرعت مرجع متغیر با استفاده از کنترل‌کننده‌های جریان QPR.



شکل ۹: تغییرات جریان مرجع فازها در تست ردیابی سرعت مرجع متغیر با استفاده از کنترل‌کننده‌های جریان QPR.

بوده و ردیابی سرعت مرجع با همان دقت قبلی انجام می‌پذیرد. شکل ۹ نیز تغییرات مقادیر مرجع جریان‌های شش‌فاز را نمایش می‌دهد. توجه نمایید که برای هر دو سیم‌پیچ یک فاز، کنترلر جریان مستقلی به کار گرفته شده است. شکل ۱۰ رفتار محرکه با استفاده از کنترل‌کننده‌های جریان PI را نمایش می‌دهد که مقادیر بهره کنترلرهای تمام فازها، با روش سعی و خطا در بهترین رفتار محرکه برابر با  $K_p = 20$ ،  $K_I = 100$  تنظیم شده‌اند. مشاهده می‌گردد که این نوع کنترل‌کننده به دلیل محدودیت در پهنای باند، به طور دقیق قادر به ردیابی جریان مرجع

[2] K. S. Khan, W. M. Arshad, and S. Kanerva, "On performance figures of multiphase machines," in *Proc. IEEE 18th Int. Conf. on Electrical Machines*, 5 pp., Vilamoura, Portugal, 6-9 Sept. 2008.

[3] J. R. Fu and T. A. Lipo, "Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1267-1274, Sept./Oct. 1994.

[4] S. Kuznetsov, "Machine design and configuration of a 7000 hp hybrid electric drive for naval ship propulsion," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf.*, pp. 1625-1628, Niagara Falls, Canada, 15-18 May 2011.

[5] J. F. Hansen and F. Wendt, "History and state of the art in commercial electric ship propulsion, integrated power systems, and future trends," *Proceedings of IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2229-2242, Dec. 2015.

[6] J. S. Thongam, M. Tarbouchi, A. F. Okou, D. Bouchard, and R. Beguenane, "Trends in naval ship propulsion drive motor technology," in *Proc. IEEE Electrical Power & Energy Conf.*, 5 pp., Halifax, Canada, 21-23 Aug. 2013.

[7] D. H. Eldeeb, *Modelling, Control and Post-Fault Operation of Dual Three-phase Drives for Airborne Wind Energy*, Ph.D. Thesis, Munich School of Engineering, Germany, 2018.

[8] F. Barrero and M.J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines - part I," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 449-458, Jan. 2016.

[9] S. Kallio, M. Andriollo, A. Tortella, and J. Karttunen, "Decoupled d-q Model of Double-Star Interior-Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2486-2494, Jun. 2013.

[10] Y. Hu, Z.Q. Zhu, and M. Odavic, "Comparison of two-individual current control and vector space decomposition control for dual three-phase PMSM," *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. 53, no. 5, pp. 4483-4492, Sept./Oct. 2017.

[11] A. H. Almarhoon, *Sensorless Control of Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Machine Drives*, Ph.D. Thesis, The University of Sheffield, 2016.

[12] 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. and 17th Brazilian Power Electronics Conf.*, 7 pp., Florianopolis, Brazil, 26-29 Nov. 2023.

[13] 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.

[14] 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.

[15] 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.

[16] Z. Zhu, et al., "Advances in dual-three-phase permanent magnet synchronous machines and control techniques," *Energies*, vol. 14, no. 22, Article ID: 7508, Nov.-2 2021.

[17] M. Furmanik, L. Gorel, D. Konvi, P. Rafajdus, "Comparative Study and Overview of Field-Oriented Control Techniques for Six-Phase PMSMs," *Applied. Science*, vol. 11, no. 17, Article ID: 7841, Sept.-1 2021.

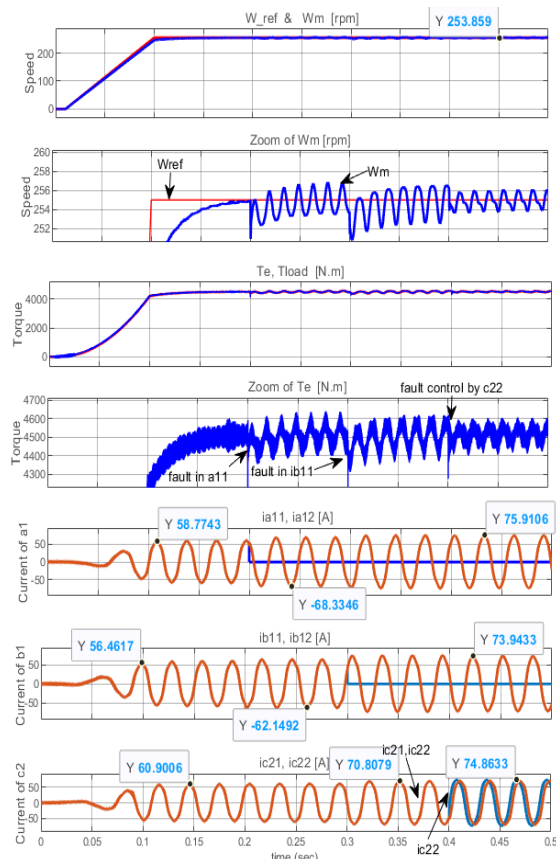
[18] Y. Ren and Z. Q. Zhu, "Enhancement of steady-state performance in direct torque controlled dual-three phase permanent magnet synchronous machine drives with modified switching table," *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 62, no. 6, pp. 3338-3350, Jun. 2015.

[19] Y. Ren, et al., "Improved duty-ratio-based direct torque control for dual three-phase permanent magnet synchronous machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, pp. 5843-5853, Nov./Dec. 2019.

[20] T. Luan, Z. Wang, Y. Long, Z. Zhang, and Q. Li, "Multi-virtual-vector model predictive current control for dual three-phase PMSM," *Journals Energies*, vol. 14, no. 21, Article ID: 7292, Nov.-1 2021.

[21] S. W. Hwang, et al., "Design and analysis of dual stator PMSM with separately controlled dual three-phase winding for eVTOL propulsion," *IEEE Trans. on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 4, pp. 4255-4264, Dec. 2022.

[22] 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, no. 1, Article ID: 9358604, 13 pp., 2016.



شکل ۱۱: رفتار محرکه در هنگام وقوع خطا و از دست رفتن دو سیم پیچ  $a_{11}$  و  $b_{11}$  به صورت متوالی در زمان‌های  $0.2$  و  $0.3$  ثانیه و جبران‌سازی با تنظیم مجدد جریان سیم پیچ  $c_{22}$  در زمان  $0.4$  ثانیه.

نوسانات گشتاور و سرعت نیز بعد از این جبران‌سازی، کاهش می‌یابند. برای سایر حالات خطا، نیز با همین الگوریتم جبران‌سازی، زاویه و دامنه جریان سیم‌پیچ‌های دیگر، به‌مقدار مناسب تغییر داده می‌شوند.

## ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، کاهش ریبیل گشتاور در محرکه یک موتور PMSM شش‌فاز کاملاً ماژولار مطالعه گردید. با توجه به غیرسینوسی بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازها و ایجاد ریبیل گشتاور قابل ملاحظه با مضارب عمده، یک روش بهینه‌شده تزریق جریان هارمونیک معرفی شد که ضمن حذف هارمونیک‌های گشتاور، مقدار موثر دامنه جریان و تلفات را حداقل نمود. کنترلرهای جریان شبه تناسبی - رزونانسی برای ردیابی جریان‌های مرجع هارمونیک به‌کار گرفته شدند که عملکرد بسیار موفق داشتند. در نهایت جهت کاهش ریبیل گشتاور ایجاد شده در حالت وقوع خطا در دو سیم‌پیچ، یک روش جبران‌سازی خطا بر مبنای صفر نمودن هارمونیک‌های دوم گشتاور ناشی از فازهای باقی‌مانده ارائه شد که در آن، دامنه و زاویه برخی سیم‌پیچ‌های سالم به مقدار مناسبی تغییر داده شد. روش جبران‌سازی خطای ارائه شده، قابل تعمیم به حالات دیگر وقوع خطا از جمله خطا در سه سیم‌پیچ و بیشتر، تا زمانی که دو سیم‌پیچ سالم در موتور وجود داشته باشند است.

## مراجع

[1] M. Furmanik, L. Gorel, D. Konvi, and P. Rafajdus, "Comparative study and overview of field-oriented control techniques for six-phase PMSMs," *Applied. Science*, vol. 11, no. 17, Article ID: 7841, 2021.



**داود ملکی** در سال ۱۳۸۰ در شهر ملایر متولد شد. تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق از دانشگاه صنعتی مالک اشتر به اتمام رسانید. موضوع پروژه کارشناسی ایشان در زمینه طراحی مبدل باک-بوست از بازه ۲۴ تا ۴۰۰ ولت بوده است. ایشان در دوره کارشناسی ارشد، بر روی طراحی و ساخت موتورهای سنکرون آهن‌ربای دائم راه‌اندازی‌شده با خط (LSPMSM) کار کرده است. نام‌برده در حال حاضر دانشجوی دکترا مهندسی برق در دانشگاه کاشان هستند. زمینه‌های علاقه‌مندی ایشان طراحی درایوهای الکتریکی 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 دکترا 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، خودروهای برقی و هیبرید برقی.

- [23] H. Ghanayem, M. Alathamneh, R.M. Nelms, "A Comparative Study of PMSM Torque Control using Proportional-Integral and Proportional-Resonant Controllers," in *Proc. IEEE SoutheastCon*, pp. 453-458, Mobile, AL, USA, 26 Mar.- 3 Apr. 2022.
- [24] L. F. A. Pereira and A. S. Bazanella, "Tuning rules for proportional resonant controllers," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 5, pp. 2010-2016, Sept. 2015.
- [25] F. Hans, W. Schumacher, S. F. Chou, and X. Wang, "Design of multi frequency proportional-resonant current controllers for voltage-source converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13573-13589, Dec. 2020.
- [26] H. Park, T. Kim, 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.