

کنترل بدون حسگر موتور بدون جاروبک آهنربای دائم غیرسینوسی بر مبنای روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی و با استفاده از رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه کامل

ابوالفضل حلوائی نیاسر^۱، استادیار؛ علیرضا فرجی^۲، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران - halvaei@kashanu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران - arfaraji@kashanu.ac.ir

چکیده: امروزه موتورهای بدون جاروبک آهنربای دائم (PMBL) به دلیل مزایایی چون بهره زیاد و چگالی گشتاور و توان بالا، در بسیاری از کاربردهای صنعتی و محرکه‌های الکتریکی سرعت متغیر به کار گرفته شده‌اند. در حالی که موتور طراحی شده دارای ولتاژ ضدمحرکه سینوسی (PMSM) و یا دوزنقه‌ای (BLDC) نباشد، به آن موتور PMBL غیرسینوسی (یا غیرایده‌آل) گویند. به کارگیری روش‌های کنترلی مرسوم این دو نوع موتور سبب کاهش بهره، ایجاد ضربان‌های گشتاور ناخواسته و بروز لرزش و نویز صوتی در موتور PMBL غیرسینوسی می‌گردد. علاوه بر آن در بسیاری از کاربردها، جهت کاهش هزینه محرکه و یا بالا بردن قابلیت اطمینان از روش‌های کنترل بدون حسگر استفاده می‌گردد. این مقاله به ارائه یک روش کنترلی بدون حسگر برای موتور PMBL غیرسینوسی با هدف ایجاد حداقل ضربان گشتاور می‌پردازد. جهت ایجاد گشتاور با حداقل ضربان از روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی استفاده می‌گردد. همچنین جهت تخمین سرعت و موقعیت روتور، یک رؤیت‌گر مود لغزشی جدید نوع مرتبه کامل طراحی می‌گردد. رؤیت‌گر طراحی شده نسبت به هارمونیک‌ها و نامعینی‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه مقاوم بوده و قابلیت راه‌اندازی حلقه‌بسته موتور را دارد. برتری روش کنترلی ارائه شده در مقایسه با سایر روش‌های کنترلی مرسوم و قابلیت الگوریتم تخمین موقعیت و سرعت روتور با استفاده از شبیه‌سازی صحت‌گذاری می‌گردد.

واژه‌های کلیدی: محرکه الکتریکی، کنترل بدون حسگر، رؤیت‌گر مود لغزشی، موتور بدون جاروبک غیرسینوسی، ضربان گشتاور.

Sensorless Selective Torque Harmonic Elimination Control for a Non-Sinusoidal Permanent Magnet Brushless Motor Using a Full-Order Sliding Mode Observer

A. Halvaei Niasar¹, Assistant Professor; A. Faraji², Assistant Professor

1- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran, Email: halvaei@kashanu.ac.ir

2- Department of Electrical and Computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran, Email: arfaraji@kashanu.ac.ir

Abstract: Nowadays, due to excellent advantages of permanent magnet brushless motors (PMBL) such as high efficiency and high torque/power density, they are used in many industrial and variable-speed electrical drives applications. If the fabricated PMBL motor has neither sinusoidal nor trapezoidal back-EMF voltages, it is named non-sinusoidal (or non-ideal) PMBL motor. Employing of conventional control strategies of PMSMs and BLDCMs decreases the efficiency and leads to unwanted torque ripple, vibration and acoustic noises. Moreover, in many applications to reduce the cost and enhance the reliability of drive, sensorless control techniques are used. This paper proposes a novel sensorless control for a non-sinusoidal PMBL motor with minimum torque ripple. To develop smooth torque, the selected torque harmonic elimination strategy is employed. Furthermore, to estimate the rotor position and speed, a novel full-order sliding mode observer is designed. The proposed observer is robust to uncertainty in back-EMF voltage contents and able to run the motor from standstill with close loop control scheme. The advantages of torque ripple minimization rather than conventional control methods and capabilities of sensorless strategy are demonstrated with some simulations.

Keywords: Electrical drive, sensorless control, sliding mode observer, non-sinusoidal brushless motor, torque ripple.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۹/۱۸

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۴/۱۲/۱۳، ۱۳۹۵/۰۱/۲۱ و ۱۳۹۵/۰۲/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۴/۰۵

نام نویسنده مسئول: ابوالفضل حلوائی نیاسر

نشانی نویسنده مسئول: ایران - کاشان - جاده راوند - دانشگاه کاشان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

کنترل برداری، کنترل مستقیم گشتاور و نظایر آن استفاده می‌شود و جریان سینوسی به هر سه فاز موتور اعمال می‌گردد. در صورتی که در کنترل موتورهای BLDC، با تنظیم جریان فازها، جریان‌های شبه‌مربعی (شش‌پالسی) در فازهای موتور جاری می‌شود به نحوی که در هر لحظه از زمان، تنها از دو فاز موتور جریان عبور می‌کند. به دلیل حجم زیاد محاسبات در روش‌های کنترل برداری موتور PMSM، باید از پردازنده‌های قوی استفاده نمود در حالی که کنترل موتور BLDC با میکروکنترلرهای ارزان قیمت به راحتی قابل انجام است. لذا دو مزیت اصلی موتور BLDC نسبت به موتور PMSM را می‌توان در طراحی و ساخت ساده‌تر و روش کنترل آسان‌تر آن همانند موتورهای DC دانست.

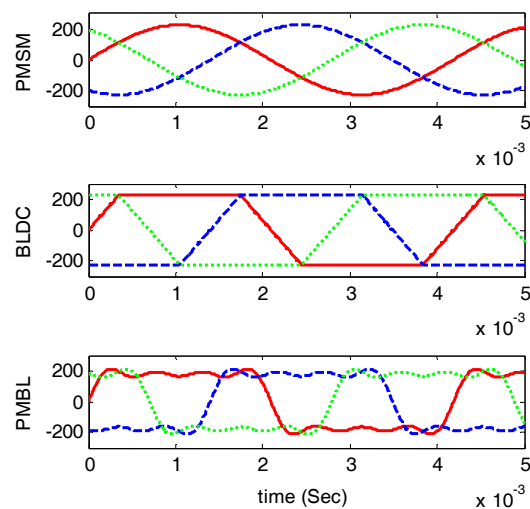
در طراحی موتورهای آهنربای دائم سنکرون، سعی بر آن است تا موتوری با حداقل ضربان گشتاور و حداکثر بهره طراحی گردد [۴، ۵]. اما با توجه به دقت و یا محدودیت‌های موجود در طراحی و ساخت موتورهای PMBL، ممکن است ولتاژ ضدمحرکه موتور ساخته شده نه به شکل سینوسی و نه دوزنقه‌ای ایده‌آل باشد. از دلایل عمده این موضوع می‌توان به توزیع نامناسب سیم‌پیچی‌های استاتور و همچنین شکل و گستردگی نامناسب آهنربای دائم روتور اشاره نمود. به عبارت دیگر نه می‌توان نام PMSM را بر آن نهاد و نه BLDC. این موتورها در این مقاله به اختصار موتور PMBL غیرسینوسی نامیده می‌شوند. شکل ۱ یک نمونه از ولتاژ ضدمحرکه در این موتورها را نشان می‌دهد. به کارگیری روش‌های متداول کنترلی موتورهای PMSM و BLDC نظیر کنترل برداری و کنترل جریان شبه‌مربعی برای موتورهای PMBL غیرسینوسی می‌تواند سبب ایجاد ضربان گشتاور لحظه‌ای قابل ملاحظه‌ای گردد که مقدار این ضربان مستقیماً به درصد اعوجاج شکل موج ولتاژ ضدمحرکه موتور نسبت به شکل موج سینوسی و یا دوزنقه‌ای ایده‌آل بستگی دارد [۶]. در برخی از کاربردهای حساس، وجود ضربان گشتاور که منجر به ایجاد لرزش مکانیکی و یا نویز صوتی می‌گردد غیرقابل قبول است.

روش‌های کنترل حلقه‌بسته تمامی انواع موتورهای PMBL نیازمند به استفاده از حسگرهای الکترونیکی یا الکترومکانیکی برای اندازه‌گیری موقعیت و سرعت روتور هستند. بسته به نوع موتور PMBL و همچنین نوع روش کنترلی، نوع حسگر موقعیت/سرعت به کاررفته متفاوت است. برای مثال در کنترل موتور PMSM با استفاده از روش‌های کنترل برداری، نیازمند کدکننده‌های نوری و یا تحلیل‌گرهای^۱ با دقت بالا است که اغلب گران و هزینه‌بر هستند. در مقابل، کنترل موتور BLDC به روش تنظیم جریان شبه‌مربعی نیازمند سه حسگر موقعیت اثر هال بوده که البته ارزان قیمت هستند. در کنترل موتورهای PMBL غیرسینوسی، در صورت نیاز به ایجاد گشتاور لحظه‌ای نرم، لاجرم روش‌های کنترلی مناسبی باید به کار برده شوند که اغلب این روش‌ها نیازمند دانستن موقعیت لحظه‌ای دقیق روتور هستند و لذا حسگرهای موقعیت دقیق باید به کار گرفته شوند. جدای

طی دو دهه گذشته و با کاهش قیمت مواد آهنربای دائم، طراحی و ساخت موتورهای بدون جاروبک آهنربای دائم (PMBL) و استفاده از آن‌ها در کاربردهای مختلف صنعتی و غیرصنعتی، گسترشی چشمگیر یافته است. از دلایل رویکرد مثبت به این نوع موتورها می‌توان به ویژگی‌های ممتازشان نظیر بهره بسیار زیاد، چگالی توان و گشتاور بالا، هزینه نگهداری پایین، ساختار ساده و روش کنترل آسان اشاره نمود. این موتورها به دلایل فوق در ابتدا در کاربردهای دقیق و عملکرد بالا نظیر حمل‌ونقل الکتریکی، هوافضا و صنایع نظامی مورد توجه قرار گرفتند. اما اخیراً به دلیل نیازهای جدید در کاربردهای خانگی و تجاری و نیمه‌صنعتی و با کاهش چشم‌گیر قیمت، استفاده از موتورهای بدون جاروبک گسترشی بی‌سابقه یافته است [۱].

موتورهای PMBL برحسب نوع ولتاژ فاز تغذیه که سینوسی باشد و یا دوزنقه‌ای به دو دسته اصلی بدون جاروبک AC (BLAC) یا PMSM و بدون جاروبک DC (یا BLDC) تقسیم‌بندی می‌شوند. در نوع PMSM ولتاژ ضدمحرکه فاز آرمیچر کاملاً سینوسی بوده و در نوع BLDC ولتاژ ضدمحرکه دارای شکل موج دوزنقه‌ای با بازه تخت ۱۲۰ درجه‌ای است. شکل موج‌های ولتاژ ضدمحرکه این دو نوع موتور در شکل ۱ نشان داده شده‌اند. این تفاوت به دلیل نوع سیم‌پیچی استاتور به وجود می‌آید که در موتور PMSM، سیم‌پیچی به صورت توزیع شده سینوسی است، اما در موتور BLDC سیم‌پیچی استاتور به صورت توزیع شده یکنواخت و یا متمرکز است [۲]. تفاوت در شکل موج ولتاژ ضدمحرکه فازها سبب می‌شود تا روش‌های مورداستفاده در کنترل این موتورها باهم کاملاً متفاوت باشند [۳].

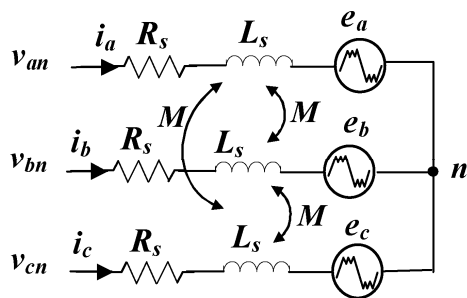
جهت ایجاد گشتاور لحظه‌ای ثابت در کنترل موتورهای PMSM از تئوری‌های کنترلی در دستگاه مرجع دومحوری dq نظیر روش‌های



شکل ۱: شکل موج ولتاژ ضدمحرکه الفاشده در فاز استاتور در انواع مختلف موتورهای بدون جاروبک آهنربای دائم (PMBL)

در روش مدل‌سازی در دستگاه‌های دومحوری dq چندگانه، با توجه به هارمونیک‌های موجود در شکل‌موج ولتاژ ضدمحرکه، دستگاه‌های dq سنکرون با سرعت‌های برابر سرعت زاویه‌ای هارمونیک‌های موجود تشکیل می‌شود و مقادیر ولتاژها، جریان‌ها و شارهای سه‌فاز به این دستگاه‌های dq چندگانه منتقل شده و عملیات کنترلی به‌طور جداگانه برای هارمونیک در دستگاه dq مربوطه انجام می‌شوند [۹]. برای نمونه اگر ولتاژ ضدمحرکه شامل هارمونیک‌های ۱، ۳، ۵ و ۷ باشد، سه دستگاه دو محوری dq با سرعت‌های ۱، ۵ و ۷ برابر سرعت سنکرون در نظر گرفته می‌شود. هارمونیک سوم چون در ایجاد گشتاور نقشی ندارد در مدل‌سازی دستگاه dq مربوطه لحاظ نمی‌شود. این روش مدل‌سازی موقعی مفید واقع می‌شود که از روش‌های کنترل برداری برای کنترل موتور بدون جاروبک استفاده گردد. این روش دارای حجم محاسبات بسیار بالا و پیچیده‌ای است و نیازمند پردازشگرهای قوی است. اگر تعداد هارمونیک‌ها بیش‌تر باشد، پیچیدگی و حجم محاسبات در سیستم کنترلی نیز بیش‌تر می‌شود. روش دیگر مدل‌سازی موتور PMBL غیرسینوسی، استفاده از روشی مشابه مدل‌سازی موتور BLDC است که در آن از مدل فضای حالت سه‌فاز موتور در دستگاه سه‌محوری abc ساکن استفاده می‌گردد. این روش مدل‌سازی مناسب روش‌های کنترلی است که از مدل دینامیکی موتور جهت کنترل استفاده نمی‌شود. در مدل‌سازی استاتور این نوع موتور به‌جای استفاده از ولتاژ دوزنقه‌ای موتور BLDC، منبع ولتاژ وابسته به شکل‌موج ولتاژ ضدمحرکه واقعی موتور، استفاده می‌گردد. شکل ۲ مدار معادل الکتریکی مدل دینامیکی موتور PMBL غیرسینوسی را نمایش می‌دهد. فرض می‌شود که موتور متعادل بوده و مقاومت، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل فازهای استاتور با هم برابرند و از اثرات اشباع و دندانه‌های شیارها صرف‌نظر شده است. معادلات ولتاژ موتور PMBL غیرسینوسی سه‌فاز نسبت به نقطه ستاره به‌صورت زیر قابل بیان است:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$



شکل ۲: مدار معادل الکتریکی مدل دینامیکی موتور PMBL غیرسینوسی سه‌فاز در دستگاه abc ساکن

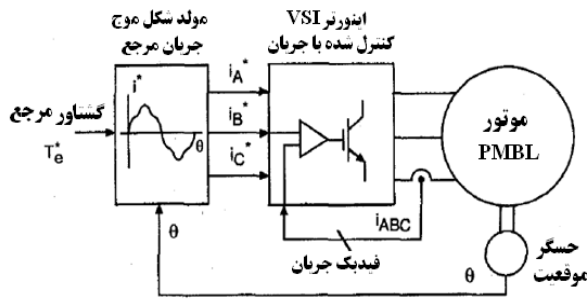
از بحث هزینه حسگرهای موقعیت و سرعت، استفاده از آن‌ها باعث پیچیده‌تر شدن سخت‌افزار سیستم محرکه و کاهش قابلیت اطمینان سیستم می‌گردند. در موتورهای بسیار کوچک و همچنین در کاربردهای سرعت بالا که محور موتور در دسترس نمی‌باشد، نصب چنین حسگرهایی غیرممکن است و یا این‌که در یک محرکه با توان پائین، هزینه چنین حسگری ممکن است توجیه اقتصادی نداشته باشد. لذا استفاده از روش‌های مناسب تخمین موقعیت و سرعت روتور می‌تواند سبب کاهش هزینه و همچنین بالا بردن قابلیت اطمینان سیستم محرکه موتور PMBL گردد.

این مقاله با هدف ارائه یک روش کنترلی مناسب جهت ایجاد گشتاور الکترومغناطیسی با حداقل ضربان برای موتور PMBL غیرسینوسی به بررسی مختصر روش‌های مختلف کنترلی ارائه‌شده برای موتورهای PMSM و BLDC پرداخته و روش کنترلی برتر برای موتور PMBL غیرسینوسی را معرفی می‌کند. همچنین یک روش تخمین سرعت و موقعیت روتور را برای موتور فوق‌الذکر با استفاده از رؤیت‌گر مود لغزشی^۲ معرفی نموده و در کنترل حلقه‌بسته با روش کنترلی ارائه‌شده از آن استفاده می‌گردد.

در ادامه مقاله و در بخش ۲ چگونگی مدل‌سازی موتور PMBL غیرسینوسی سه‌فاز ارائه می‌شود. در بخش ۳ انواع روش‌های کنترلی موتورهای PMBL به‌طور مختصر معرفی و یک روش برتر بر مبنای حذف هارمونیک‌های گشتاور انتخابی ارائه می‌گردد. با انجام شبیه‌سازی قابلیت روش پیشنهادی نسبت به سایر روش‌ها صحت‌گذاری می‌گردد. در بخش ۴ ابتدا به‌طور مختصر انواع روش‌های کنترل بدون حسگر موتورهای PMBL معرفی می‌گردند و سپس دسته خاص‌تر از آن‌ها یعنی رؤیت‌گرهای مود لغزشی مورد استفاده در سایر مراجع تشریح می‌شوند و در انتهای این بخش، یک رؤیت‌گر مود لغزشی جدید مرتبه کامل برای موتور PMBL غیرسینوسی پیشنهاد می‌گردد. در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی رفتار موتور با روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی و هنگام استفاده از موقعیت و سرعت تخمین زده شده در شرایط کاری مختلف ارائه می‌گردد. در بخش ۶ راه‌کارهایی جهت اصلاح روش کنترل با حذف هارمونیک گشتاور انتخابی با وجود تغییرات در محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه ارائه می‌شود. بخش آخر نیز به نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

۲- مدل دینامیکی موتور PMBL غیرسینوسی

موتور PMBL غیرسینوسی برخلاف موتور PMSM دارای توزیع شار فاصله هوایی سینوسی نبوده و استفاده از تئوری دومحوری dq برای آن به دلیل وجود هارمونیک‌های بالا همراه با خطاهای فراوان مدل‌سازی خواهد بود [۷]. برای مدل‌سازی دینامیکی این موتورها دو روش اصلی وجود دارد که عبارت‌اند از: (۱) مدل‌سازی در دستگاه‌های دومحوری dq چندگانه^۳ (MRF) یا تعمیم‌یافته [۸] (۲) مدل‌سازی در دستگاه سه‌محوری abc ساکن استاتور.



شکل ۳: بلوک دیاگرام کلی کنترل موتور PMBL به روش

شکل دهی جریان مرجع

شکل موج جریان برنامه ریزی شده مناسب (و نه لزوماً سینوسی)، ایجاد می گردد. بلوک دیاگرام کلی این روش در شکل ۳ آورده شده است که در آن شکل موج های جریان مرجع مناسب بر حسب موقعیت روتور و مقدار گشتاور مرجع، ایجاد گردیده و به اینورتر منبع ولتاژ (VSI) کنترل شده با جریان اعمال می شود تا ضربان گشتاور حذف گردد. در این روش ها اطلاعات لازم در مورد مقدار و منبع ضربان گشتاور باید وجود داشته باشد.

شکل دهی جریان مرجع مورد نیاز می تواند با تحلیل مؤلفه های ولتاژ ضدمحرکه در دستگاه های dq دوار انجام گردد. در این روش، بر مبنای مقادیر مؤلفه های ولتاژهای e_d و e_q در دستگاه های دوار هارمونیک، هارمونیک های مختلف مورد نیاز در جریان مرجع توسط دستگاه های dq هارمونیک تولید و با هم ترکیب می گردند. در مرجع [۱۰] برای یک موتور PMSM با ولتاژ ضدمحرکه غیر سینوسی نشان داده شده با محتوای هارمونیک مضارب ۳، ۵ و ۷ به کار برده است. برای کنترل مؤلفه های d و q هارمونیک اصلی در دستگاه dq دوار با سرعت سنکرون از تنظیم گره های جریان PI استفاده نموده است و مؤلفه های هارمونیک پنجم را هم در دستگاه dq دوار با پنج برابر سرعت سنکرون و توسط تنظیم گره های I تنظیم نموده است.

در مرجع [۱۱] کنترل برداری موتور PMSM را با اصلاح مؤلفه q جریان مرجع استاتور بهبود داده است. به عبارت دیگر برای تعیین i_{qs} با استفاده از رابطه توان در دستگاه dq و صفر قرار دادن مؤلفه i_{ds} مرجع، تغییرات ولتاژ ضدمحرکه e_q ناشی از هارمونیک های مرتبه بالاتر را تأثیر داده است. این روش نسبت به روش قبل از حجم محاسبات کمتری برخوردار است اما نیازمند استفاده از تبدیل های پارک و پارک معکوس است. در تحقیقی دیگر، مرجع [۱۲] برای موتور BLDC با شکل موج ولتاژ ضدمحرکه غیردو زنبه ای از روشی مشابه با نام تبدیل شبه پارک^۵ استفاده نموده است. در این مرجع از مجزاسازی ولتاژها^۵ نیز استفاده شده است. مرجع [۱۳] نیز برای کاهش ضربان گشتاور موتور BLDC به جای استفاده از روش کنترل جریان شبه مربعی متداول از روش کنترل در دستگاه dq استفاده نموده است که آن را شبه کنترل برداری (PVC)^۶ نامیده است و جریان مرجع i_{qs} را بر مبنای هارمونیک ها تعیین می کند. این مرجع از حسگرهای اثر هال استفاده

در معادلات فوق v_{cn}, v_{bn}, v_{an} ولتاژهای ترمینال استاتور نسبت به نقطه ستاره موتور، i_c, i_b, i_a جریان سه فاز موتور e_c, e_b, e_a ولتاژهای ضدمحرکه فازها، L_s, L_r و M نیز به ترتیب مقاومت، اندوکتانس خودی و متقابل فازهای استاتور هستند. گشتاور الکترومغناطیسی روی محور روتور نیز از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (۲)$$

که در آن ω_m سرعت مکانیکی محور روتور بوده و از معادله حرکت دورانی نیوتن به صورت ذیل به دست می آید:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B_f \omega_m \quad (۳)$$

در این رابطه T_L گشتاور بار بوده و J, B_f نیز به ترتیب ضریب اصطکاک بار و ممان اینرسی ارجاعی به محور روتور هستند.

۳- کنترل با حداقل ضربان موتور PMBL غیر سینوسی

جهت کنترل موتورهای PMBL غیر سینوسی برخلاف موتورهای BLDC و PMSM که برخی روش های کنترلی آن ها نهادینه و تجاری سازی شده است، روش منحصر به فردی وجود ندارد و علت آن نیز به دلیل متفاوت بودن طیف هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه انواع موتورها نسبت به یکدیگر است. اگر ولتاژ ضدمحرکه موتور PMBL بسیار شبیه دوزنبه ای ایده آل باشد، طبیعتاً روش های کنترلی مختص موتورهای BLDC همچون کنترل جریان شبه مربعی بیش تر به کار می آید. اگر هم ولتاژ ضدمحرکه موتور PMBL شبیه سینوسی باشد، روش های کنترل موتورهای PMSM نظیر کنترل برداری بیش تر به کار گرفته می شوند. برای مثال اگر ولتاژ ضدمحرکه شامل هارمونیک سوم و درصد بسیار کمی هارمونیک های مضارب بالاتر باشد، کنترل برداری عملکرد مناسبی برای موتور به ارمغان می آورد، زیرا هارمونیک سوم در ایجاد گشتاور اثری ندارد. در ادامه این بخش، مروری بر روش های کنترلی موتورهای PMBL غیر سینوسی داشته و برای یک موتور نمونه، روش برتر کنترلی ارائه می گردد.

۳-۱- مروری بر روش های قبلی کنترل موتورهای PMBL

با توجه به منبع ایجاد ضربان گشتاور در موتورهای PMBL که می تواند ناشی از پدیده کموتاسیون جریان، دندانهای شیارها و یا ناشی از شکل موج غیر ایده آل ولتاژ ضدمحرکه موتور باشد، روش های مختلفی پیشنهاد شده است که می توان آن ها را در ۵ دسته عمده زیر قرار داد [۵]: (۱) شکل دهی جریان مرجع (۲) استفاده از تخمین زن ها و رؤیت گرها (۳) بهبود عمل کموتاسیون (۴) حذف اغتشاش حلقه سرعت (۵) اشباع تنظیم کننده^۴ جریان سرعت بالا. دسته روش های بر مبنای شکل دهی جریان مرجع از پرکاربردترین و مقبول ترین روش های کنترلی جهت حذف ضربان گشتاور ناشی از غیر سینوسی بودن ولتاژ ضدمحرکه است که در آن برای حذف ضربان گشتاور، یک

مورد نیاز بار با حداقل جریان، مطلوب آن است که جریان جاری شده در فاز a موتور به صورت زیر باشد:

$$i_a(t) = I_1 \sin \omega t + I_5 \sin 5\omega t + I_7 \sin 7\omega t \quad (5)$$

در این صورت توان فاصله هوایی فاز a موتور، شامل مقداری ثابت به علاوه هارمونیک‌های زوج مرتبه بالا تا مرتبه ۱۴ به صورت زیر خواهد بود:

$$P_a(t) = e_a i_a = P_0 + P_2 \sin 2\omega t + P_4 \sin 6\omega t + \dots + P_{14} \sin 14\omega t \quad (6)$$

با توجه به تقارن ولتاژها و جریان‌های هارمونیک‌های فازهای مختلف نسبت به یکدیگر و اینکه جریان‌ها و ولتاژهای دو فاز b و c نسبت به مقادیر متناظر فاز a دارای $\pm 120^\circ$ درجه اختلاف فاز هستند، توان فاصله هوایی مجموع شامل مقداری ثابت و هارمونیک‌های مضرب ۶ به صورت زیر خواهد بود:

$$P_g(t) = 3P_0 + 3P_6 \sin 6\omega t + 3P_{12} \sin 12\omega t \quad (7)$$

لذا گشتاور الکترومغناطیسی موتور از تقسیم توان فاصله هوایی مجموع بر سرعت الکتریکی روتور و به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$T_g(t) = \frac{P_g}{\omega_r} = T_0 + T_6 \sin 6\omega t + T_{12} \sin 12\omega t \quad (8)$$

که در آن:

$$T_0 = \frac{3}{2\omega_r} [E_1 I_1 + E_5 I_5 + E_7 I_7] \quad (9)$$

$$T_6 = \frac{3}{2\omega_r} [I_1(E_7 - E_5) - I_5 E_1 + I_7 E_1] \quad (10)$$

$$T_{12} = \frac{3}{2\omega_r} [-I_5 E_7 - I_7 E_5] \quad (11)$$

با توجه به روابط فوق تنها هارمونیک‌های ۶ و ۱۲ در شکل موج گشتاور وجود خواهند داشت و هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از آن صفر خواهند شد. به منظور ایجاد گشتاور لحظه‌ای ثابت، برای گشتاور T_l اعمالی، مقدار متوسط گشتاور در رابطه (۹) باید برابر T_l باشد و ضربان‌های گشتاور ناشی از هارمونیک‌های مرتبه‌های ۶ و ۱۲ گشتاور صفر (یعنی T_6 و T_{12}) شوند. با حل دستگاه معادلات جبری زیر:

$$\begin{bmatrix} E_1 & E_5 & E_7 \\ E_7 - E_5 & -E_1 & E_1 \\ 0 & -E_7 & -E_5 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_5 \\ I_7 \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_l \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

مقادیر مرجع دامنه هارمونیک‌های ۱، ۵ و ۷ جریان برابر می‌شوند با:

نموده و نیازی به استفاده از کدکننده‌های دقیق نداشته است. تلاش‌های مشابهی در مرجع [۱۴] انجام گردیده است.

حجم محاسبات بالا و وابستگی آن‌ها به پارامترهای مدل موتور، دو نقص عمده روش‌های با شکل‌دهی جریان مرجع هستند. به دلیل آن که اغلب روش‌های فوق حلقه‌باز هستند و تأثیر تغییرات پارامترهای مدل بر جریان‌های مرجع تولیدشده را مدل نمی‌کنند، لذا کاهش وابستگی و یا به روز رسانی پارامترهای موتور ضروری است. استفاده از اینورترهای منبع ولتاژ کنترل‌شده با ولتاژ که اغلب در روش‌های کنترل‌برداری و انواع بهبودیافته آن استفاده می‌شوند، نیازمند انجام مجزاسازی ولتاژ در محورهای d و q است که وابستگی به مدل را افزایش می‌دهد. در بخش بعد بر مبنای روش شکل‌دهی جریان مرجع و بدون به کارگیری تبدیل‌های پارک و بدون نیاز به مجزاسازی ولتاژ، از روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی برای موتور PMBL غیرسینوسی استفاده می‌گردد. این روش به سادگی روش کنترل جریان شبه‌مربعی موتورهای BLDC قابل پیاده‌سازی است و تنها نیازمند محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه فاز است.

۳-۲- کنترل موتور PMBL غیرسینوسی به روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی

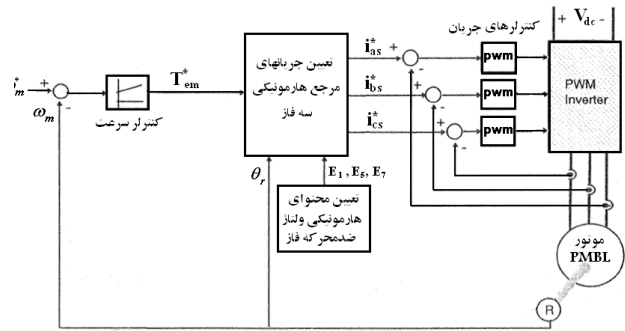
جهت ایجاد گشتاور لحظه‌ای عاری از ضربان ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ ضدمحرکه و در صورت معلوم‌بودن محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه، می‌توان تمام یا برخی از هارمونیک‌های دلخواه در شکل موج گشتاور را با تزریق جریان مناسب حذف نمود. این روش برای موتورهای BLDC به کار گرفته شده است و به آن کنترل با حذف هارمونیک گشتاور انتخابی و یا کنترل با تزریق جریان هارمونیک گفته می‌شود [۱۵]. در ادامه، این روش برای موتور PMBL غیرسینوسی با شکل موج ولتاژ ضدمحرکه مطابق شکل موج سوم نشان داده شده در شکل ۱ که شامل هارمونیک‌های ۱، ۳، ۵ و ۷ با درصد هارمونیک‌های به ترتیب ۱۰۰٪، ۳۳٪، ۲۰٪ و ۱۴٪ هارمونیک اصلی است به‌طور خلاصه بیان می‌گردد. فرض نماییم که ولتاژ ضدمحرکه فاز a دارای هارمونیک‌های مرتبه‌های بالاتر به صورت زیر باشد:

$$e_a(t) = E_1 \sin \omega t + E_3 \sin 3\omega t + E_5 \sin 5\omega t + E_7 \sin 7\omega t \quad (4)$$

هدف از کنترل، تعیین مناسب تعداد و دامنه هارمونیک‌های مرتبه بالای مجاز در شکل موج جریان است به نحوی که با حداقل مقدار مؤثر جریان فاز، ضمن ایجاد گشتاور ثابت مورد نیاز بار، حداقل ضربان گشتاور ایجاد شود. چون هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از ۷ در ولتاژ ضدمحرکه فاز موتور PMBL وجود ندارد، ایجاد هارمونیک‌های جریان بالاتر از ۷ فقط سبب افزایش تلفات مسی استاتور خواهد گردید. از طرف دیگر به دلیل آنکه موتور PMBL دارای اتصال ستاره است و نقطه ستاره نیز به جایی وصل نیست، جریان هارمونیک سوم و مضرب آن نیز جاری نخواهند شد. با توجه به توضیحات فوق، برای ایجاد گشتاور

جدول ۱: پارامترهای موتور PMBL غیر سینوسی
مورد استفاده در شبیه‌سازی‌ها

مقدار	نماد	کمیت
0.2Ω	R_s	مقاومت هر فاز
0.8 mH	L_s	اندوکتانس خودی هر فاز
0.35 mH	M	اندوکتانس متقابل فازها
۱۲	P	تعداد قطب‌ها
0.15 V/(rad/sec)	K_e	ثابت ولتاژ ضدمحرکه
0.15 N.m/s^2	J	ممان اینرسی
۳۰۰ V	V_{dc}	ولتاژ باس DC
۱۵ N.m	T_n	گشتاور بار نامی



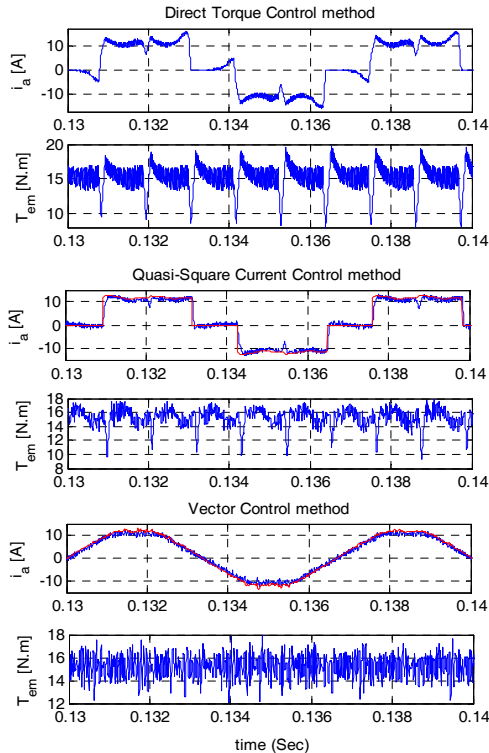
شکل ۴: بلوک‌دیگرام محرکه موتور PMBL غیر سینوسی به روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی

آن در جدول ۱ آورده شده‌اند. سرعت مرجع طی مدت ۰/۱ ثانیه به مقدار نامی آن می‌رسد و سرعت واقعی موتور هم آن را به خوبی ردیابی می‌کند. جریان مرجع که توسط سیستم کنترل تعیین می‌شود، سینوسی نبوده و شامل هارمونیک‌های ۵ و ۷ است و توسط جریان واقعی فاز به خوبی دنبال می‌شود. گشتاور الکترومغناطیسی طی مدت راه‌اندازی به مقدار حداکثر ۴۰ N.m تعیین شده می‌رسد و پس از تثبیت سرعت، مقدار آن با گشتاور بار که برابر ۱۵ N.m است برابر می‌گردد. مقدار دامنه ضربان گشتاور در سرعت نهایی برابر ۲/۷ N.m یا ۱۶٪ است که نسبت به سایر روش‌های پیشنهادی برای این موتور خیلی کم‌تر است. برای اثبات این ادعا، رفتار موتور با سه روش متداول

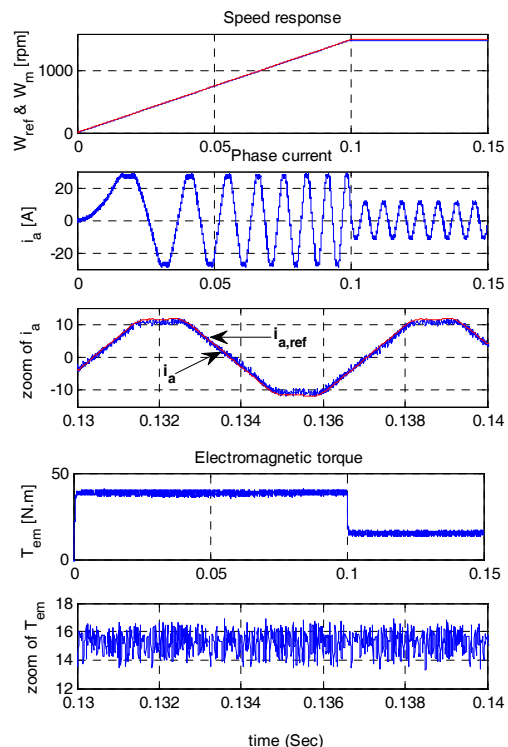
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_5 \\ I_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.0063 \\ -0.047 \\ 0.0235 \end{bmatrix} \frac{2\omega_r T_l}{3} \quad (13)$$

لذا با اعمال جریان‌های مرجع سه‌فاز با دامنه‌های هارمونیک اول، پنجم و هفتم طبق رابطه (۱۳)، ضربان گشتاور ناشی از هارمونیک‌های ولتاژ ضدمحرکه دقیقاً صفر خواهد شد. شکل ۴ بلوک‌دیگرام سیستم کنترل حلقه‌بسته سرعت موتور PMBL غیر سینوسی به روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی را نشان می‌دهد.

در شکل ۵ نتایج شبیه‌سازی رفتار موتور با این روش نمایش داده شده است. موتور مورد استفاده دارای توان نامی ۲/۵ kW و سرعت نامی ۱۵۰۰ rpm بوده و سایر مشخصات الکتریکی و پارامترهای مدار معادل



شکل ۶: نتایج شبیه‌سازی شکل موج‌های گشتاور و جریان در کنترل موتور PMBL غیر سینوسی با استفاده از روش‌های مرسوم دیگر (از بالا به پایین کنترل مستقیم گشتاور، کنترل جریان شبه‌مربعی و کنترل برداری)



شکل ۵: نتایج شبیه‌سازی کنترل موتور PMBL غیر سینوسی به روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی

جدول ۲: مقایسه ضریب گشتاور نسبی موتور PMBL غیرسینوسی با روش‌های مختلف کنترلی در سرعت نهایی

روش کنترلی	مقدار ضریب
کنترل مستقیم گشتاور	٪۸۰
کنترل جریان شبه‌مربعی با تنظیم جریان فازها	٪۴۵
کنترل برداری	٪۳۳
کنترل به‌روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی	٪۱۶

مقدار بیشتر (در حد ۰/۰۶۷) است. این تفاوت به دلیل فرکانس سوئیچینگ پائین (بزرگ‌بودن باند هیستریزس کنترل‌کننده‌های جریان) است که برای هارمونیک‌های جریان با مرتبه‌های بالا باید فرکانس سوئیچینگ افزایش یابد. نکته مهم دیگر در طیف FFT جریان واقعی موتور، عدم وجود هارمونیک‌های دیگر است. هارمونیک‌های زوج نیز به‌واسطه تقارن وجود ندارند و هارمونیک‌های مضارب ۳ نیز با توجه به باز بودن نقطه ستاره موتور قادر به جریان نیستند.

۴- کنترل بدون حسگر موتور PMBL غیرسینوسی

در کنترل موتور PMBL غیرسینوسی ارائه‌شده در بخش قبل، جهت حداقل‌نمودن ضریب گشتاور، موقعیت لحظه‌ای روتور باید مشخص باشد. موقعیت روتور با استفاده از حسگرهای الکترومکانیکی دقیق نظیر کدکننده‌های نوری و تحلیل‌گرها قابل اندازه‌گیری است. اما به‌منظور کاهش هزینه‌های طراحی و ساخت و همچنین بالا بردن قابلیت اطمینان، استفاده از تخمین‌گرهای موقعیت و سرعت روتور در کنترل محرکه‌های موتورهای آهنربای دائم موردتوجه فراوانی است. روش‌های متنوعی برای تخمین موقعیت/سرعت موتورهای PMBL پیشنهاد شده‌اند [۱۶، ۱۷]. در این بخش، ابتدا مروری بسیار مختصر بر انواع روش‌های بدون حسگر داشته و سپس چند نمونه رؤیت‌گر مود لغزشی ارائه‌شده در مراجع دیگر بررسی می‌گردند و درنهایت یک رؤیت‌گر مود لغزشی جدید برای موتور PMBL غیرسینوسی ارائه می‌گردد.

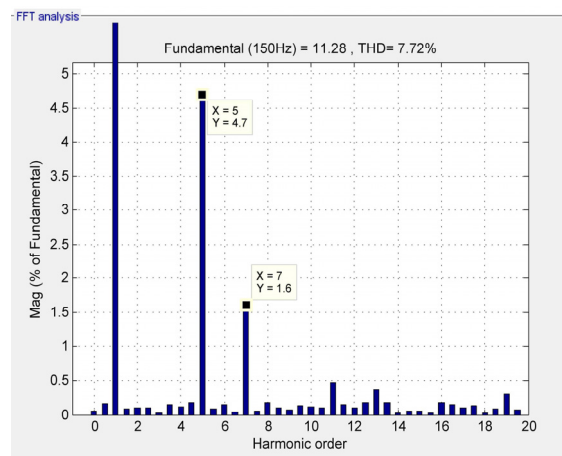
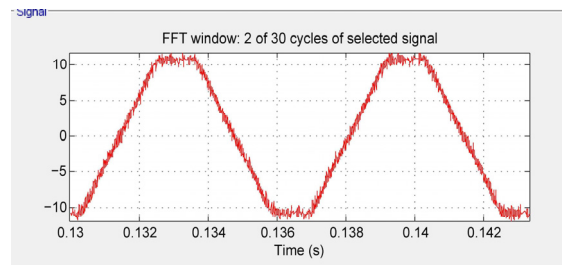
۴-۱- روش‌های کنترل بدون حسگر موتورهای PMBL

روش‌های اصلی تخمین موقعیت را می‌توان به دو دسته روش‌های حلقه‌باز و حلقه‌بسته تقسیم‌بندی نمود [۱۸]. روش‌های حلقه‌باز، موقعیت روتور را از مدل ماشین و از اندازه‌گیری مستقیم ترمینال‌های ولتاژ بدون استفاده از مکانیزم تصحیح داخلی به‌دست می‌آورند. این دسته از روش‌ها به‌دلیل سادگی موردتوجه هستند و انواع گوناگونی دارند که عبارتند از: روش‌های برمبنای ولتاژ ضدمحرکه الکتریکی و از روی ولتاژها و جریان‌های استاتور، روش‌های برمبنای شار پیوندی استاتور، روش‌های برمبنای تغییرات اندوکتانس، روش‌های برمبنای تزریق سیگنال فرکانس بالا به ولتاژ. روش‌های حلقه‌باز با وجود سادگی با محدودیت‌های زیادی روبرو هستند. به‌طور کلی این روش‌ها پاسخ دینامیکی مناسبی ندارند و علاوه بر آن در سرعت‌های پائین و مخصوصاً در راه‌اندازی دارای مشکل هستند. در استفاده از این روش‌ها باید موتور به‌صورت حلقه‌باز راه‌اندازی شود و پس از رسیدن به سرعتی مشخص از موقعیت تخمین زده‌شده استفاده نمود.

در مقابل روش‌های حلقه‌باز، روش‌های حلقه‌بسته از یک مکانیزم تصحیح خطای داخلی استفاده می‌کنند. این روش‌ها بیش‌تر برمبنای استفاده از سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع (MRAS)، رؤیت‌گرهای خطی و غیرخطی مرتبه کامل و مرتبه کاهش‌یافته شامل لیونبرگر، اغتشاشی، مود لغزشی و فیلتر کالمن، تکنیک‌های فازی و شبکه‌های عصبی هستند. روش‌های حلقه‌بسته از دقت بیش‌تری برخوردار هستند

کنترل جریان شبه‌مربعی سه‌فاز، کنترل مستقیم گشتاور و کنترل برداری نیز شبیه‌سازی گردیده است که نتایج شبیه‌سازی در شکل ۶ آورده شده‌اند. مقادیر ضریب گشتاور این روش‌ها برای مقایسه با روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی در جدول ۲ ذکر گردیده‌اند. این روش از جنبه سهولت در پیاده‌سازی، کمی حجم محاسبات و ضریب گشتاور کم‌تر بر سایر روش‌ها برتری چشم‌گیری دارد.

برای نشان‌دادن محتوای هارمونیک موجود در شکل موج جریان واقعی فاز نشان داده‌شده در شکل ۵، در شکل ۷ تحلیل FFT جریان واقعی فاز در سرعت نامی ۱۵۰۰ rpm آورده شده است. مطابق این شکل، فقط هارمونیک‌های ۵ و ۷ در شکل موج جریان فاز وجود دارند که دامنه آن‌ها به‌ترتیب برابر ۰/۴۷٪ و ۰/۱۶٪ مقدار دامنه هارمونیک اصلی است. با توجه به محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه فرض شده و مطابق رابطه (۱۳)، دامنه هارمونیک‌های ۵ و ۷ باید ۰/۶۷٪ و ۰/۲۲۷٪ باشند. تفاوت بین دامنه مقادیر مرجع و واقعی هارمونیک پنجم جریان فاز بسیار ناچیز (در حد ۰/۰۳٪) است اما برای هارمونیک هفتم این



شکل ۷: تحلیل FFT شکل موج واقعی جریان فاز موتور PMBL در روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} \left(\frac{e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta}{\omega_m} \right) - T_L - B\omega_m \right) \quad (17)$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} - \frac{1}{L_s} e_\alpha \quad (18)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} + \frac{1}{L_s} v_{s\beta} - \frac{1}{L_s} e_\beta \quad (19)$$

در رابطه‌های فوق مؤلفه‌های ولتاژ e_α و e_β برحسب ولتاژهای ضدمحرکه هارمونیک فاز ارائه شده در شکل موج سوم شکل ۱ و ضرایب هارمونیک ذکر شده در بخش ۳-۲ باید جایگزین شوند. همچنین سرعت مکانیکی در رابطه (۱۷) با سرعت الکتریکی معادل جایگزین می‌گردد.

با توجه به این که رؤیت‌گر مود لغزشی مقاوم است و در حضور نامعینی‌ها نیز پاسخ تخمین مناسب است، برای این سیستم، تغییرات مقاومت به‌عنوان نامعینی در نظر گرفته می‌شود [۲۲]. بنابراین شکل کلی معادلات حالت به‌صورت زیر قابل بیان است:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Phi(x, u) + Df(y, u) \quad (20)$$

$$y = Cx \quad (21)$$

که در آن $\Phi(x, u)$ و $f(y, u)$ به‌ترتیب نشان‌دهنده عبارت‌های غیرخطی سیستم و نامعینی‌ها هستند و تابع $\Phi(x, u)$ نسبت به x با ثابت L_Φ لپ‌شیتز است. بردار ورودی u در رابطه (۲۰)، مؤلفه‌های ولتاژ استاتور $V_{s\alpha}$ ، $V_{s\beta}$ بوده و بردار خروجی y در رابطه (۲۱) نیز مؤلفه‌های جریان استاتور $i_{s\alpha}$ ، $i_{s\beta}$ هستند. ماتریس‌ها و توابع ارائه شده در روابط (۲۰) و (۲۱) در پیوست ۱ آورده شده‌اند. برای این رؤیت‌گر دو شرط زیر باید برقرار باشد:

$$rank(CD) = rank(D) - 1$$

۲- تمام صفرهای (A, D, C) در نیم‌صفحه چپ قرار داشته باشند.

برای این سیستم شرط $rank(CD) = rank(D) = 2$ برقرار است. همچنین سیستم صفری ندارد بنابراین شرط دوم نیز برقرار است. لذا معادلات فضای حالت سیستم فوق را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 + B_1u + \Phi_1(x, u) \quad (22)$$

$$\dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u + \Phi_2(x, u) + D_2f(y, u) \quad (23)$$

$$y = C_2x_2 \quad (24)$$

که در آن Φ_1, Φ_2 به‌ترتیب دو مؤلفه اول و دو مؤلفه آخر ماتریس $\Phi(x, u)$ است. B_1 و B_2 نیز به‌ترتیب دو سطر اول و آخر B تعریف می‌شوند. با توجه به این که $f(y, u)$ نامعینی‌های مربوط به خروجی است پس دو سطر اول آن که به \dot{x}_1 مربوط می‌شود صفر است و D_2

اما اغلب بر مبنای مدل موتور بوده و به پارامترهای مدار معادل وابسته هستند که باید الگوریتم مورد استفاده را مقاوم و یا تطبیقی طراحی نمود. همچنین حجم محاسبات این روش‌ها بالاست و به‌لحاظ تئوری بسیار پیچیده‌تر از روش‌های حلقه‌باز هستند.

در بین روش‌های تخمین حلقه‌بسته، رؤیت‌گرهای مود لغزشی از مقبولیت و کارایی بیش‌تری برخوردارند. ویژگی اصلی این رؤیت‌گرها، مقاوم‌بودن نسبت به دینامیک‌های خطی و غیرخطی مدل نشده در سیستم و همچنین تغییرات پارامترهای مدل دینامیکی، در عین سادگی آن‌ها می‌باشد. اغلب رؤیت‌گرهای مود لغزشی ارائه شده، با در نظر گرفتن دو مؤلفه α و β جریان استاتور به‌عنوان متغیرهای حالت رؤیت‌گر، مؤلفه‌های ولتاژ ضدمحرکه در دستگاه‌های دومحوری ساکن و یا دوار را تخمین زده و از روی آن موقعیت روتور و سپس سرعت را به‌دست آورده‌اند. در مرجع [۱۹] با استفاده از یک رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه ۲ برای موتور PMBL دوزنقه‌ای (موتور BLDC) در دستگاه دومحوری ساکن $\alpha\beta$ استاتور مقادیر ولتاژهای e_α و e_β را تخمین زده است و سپس موقعیت روتور را از رابطه ذیل به‌دست آورده است:

$$\theta_r = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{e_\beta}{e_\alpha} \right) \quad (14)$$

برای محاسبه سرعت روتور، مشتق‌گیری از مقدار موقعیت روتور را پیشنهاد نموده است که به‌دلیل وجود نویزهای سوئیچینگ و ... می‌تواند منجر به خطای محاسباتی قابل ملاحظه‌ای گردد. مرجع [۲۰] نیز تقریباً با همین روش ولی در دستگاه dq دوار، مؤلفه‌های ولتاژ e_d و e_q را تخمین زده و با مشتق‌گیری از موقعیت روتور، سرعت روتور را به‌دست آورده است. برای اجتناب از بروز خطای ناشی از مشتق‌گیری در هنگام محاسبه سرعت، استفاده از حلقه فاز قفل شده (PLL) توسط برخی مراجع پیشنهاد شده است [۲۱].

۴-۲- طراحی رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه کامل برای موتور PMBL غیرسینوسی

با توجه به مشکلات موجود در رؤیت‌گرهای فوق، در ادامه یک رؤیت‌گر مود لغزشی مرتبه کامل پیشنهاد می‌گردد که هم‌زمان موقعیت و سرعت روتور را تخمین می‌زند. ورودی‌های رؤیت‌گر مؤلفه‌های ولتاژ دومحوری $\alpha\beta$ ساکن استاتور $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ هستند. بردار حالت سیستم شامل مقادیر موقعیت زاویه‌ای الکتریکی روتور، سرعت الکتریکی روتور و مؤلفه‌های جریان در دستگاه مختصات دومحوری مرجع ساکن $\alpha\beta$ به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$x^T = [\theta_r, \omega_r, i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \quad (15)$$

معادلات دینامیکی موتور PMBL در دستگاه دومحوری $\alpha\beta$ به‌صورت زیر قابل بازنویسی هستند:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} A_{11} + LA_{21} & 0 \\ C_2 A_{21} & C_2 (A_{22} - A_{21}L)C_2^{-1} + C_2 K \end{bmatrix} \quad (۳۷)$$

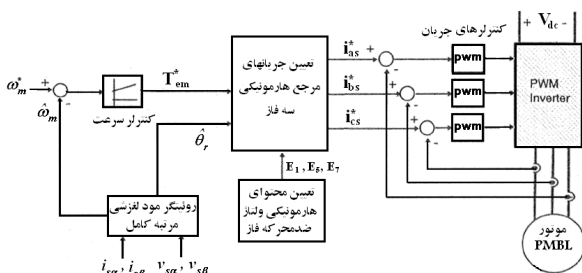
پایدار خواهد شد و خطای تخمین به صورت مجانبی به سمت صفر میل می کند. برای این سیستم سطح لغزش به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$S = \{(e_1, e_y) | e_y = 0\} \quad (۳۸)$$

در این حالت با توجه به شرایط گفته شده برای انتخاب ماتریس های L و K بهترین پاسخ به ازای $L = -\text{eps}I_2$ و $A_s = 2000I_2$ به دست می آید و با توجه به نامعینی $f(y, u)$ داده شده، $\rho = 20$ انتخاب می گردد. معادلات دینامیکی خطای تخمین حالت، نشان دهنده دینامیک های لغزشی است هنگامی که به سطح لغزشی S محدود می شود. برای اثبات پایدار مجانبی بودن این معادلات نسبت به سطح لغزش، تنها لازم است که پایداری بردار خطای e_1 در رابطه (۳۳) تضمین شود. برای این منظور تابع لیاپانوف را می توان به صورت $V = e_1^T P e_1$ در نظر گرفت. اثبات پایداری این تابع لیاپانوف به طور مختصر در پیوست ۲ ارائه گردیده است.

۵- شبیه سازی سیستم کنترل بدون حسگر موتور PMBL غیر سینوسی

در این بخش، سیستم کنترل حلقه بسته موتور PMBL غیر سینوسی به روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی، با استفاده از مقادیر موقعیت و سرعت روتور تخمینی توسط رؤیت گر مود لغزشی شبیه سازی می گردد. بلوک دیاگرام این سیستم محرکه در شکل ۸ نشان داده شده است. شکل ۹ مقادیر تخمینی موقعیت روتور با موقعیت واقعی و همچنین سرعت تخمینی و سرعت واقعی را با یکدیگر مقایسه می کند. حداکثر مقدار خطای موقعیت ۱۰ درجه است که دلیل اصلی آن استفاده از مقادیر فیلتر شده ولتاژها و جریان های استاتور به عنوان ورودی های رؤیت گر است. اما این مقدار خطا تأثیری بر ردیابی سرعت ندارد و همان طور که مشاهده می گردد ردیابی سرعت به خوبی انجام شده است و خطای ردیابی به کم تر از ۸ rpm محدود گردیده است که این خطا کمتر از ۰/۶ درصد است که مقدار ناچیزی است. در شکل ۱۰ گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی را نمایش می دهد. مشاهده می گردد



شکل ۸: بلوک دیاگرام سیستم کنترل بدون حسگر موتور PMBL غیر سینوسی و با روش حذف هارمونیک گشتاور انتخابی

دو سطر آخر ماتریس D است. برای طراحی رؤیت گر مود لغزشی ابتدا تغییر مختصات $z = Tx$ را در نظر می گیریم که T به صورت زیر تعریف می شود:

$$T = \begin{bmatrix} I_2 & L \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}, \quad T^{-1} = \begin{bmatrix} I_2 & -L \\ 0 & I_2 \end{bmatrix} \quad (۲۵)$$

آنگاه معادلات حالت در دستگاه مختصات جدید به صورت زیر تبدیل می شوند:

$$\dot{z}_1 = (A_{11} + LA_{21})z_1 + (A_{12} - A_{11}L + L(A_{22} - A_{21}L))z_2 + [I_2 \quad L]Bu + [I_2 \quad L]\Phi(T^{-1}z, u) \quad (۲۶)$$

$$\dot{z}_2 = A_{21}z_1 + (A_{22} - A_{21}L)z_2 + B_2u + \Phi_2(T^{-1}z, u) + D_2f(y, u) \quad (۲۷)$$

$$y = C_2z_2 \quad (۲۸)$$

لذا معادلات حالت رؤیت گر مود لغزشی به صورت زیر حاصل می شود:

$$\dot{\hat{z}}_1 = (A_{11} + LA_{21})\hat{z}_1 + (A_{12} - A_{11}L + L(A_{22} - A_{21}L))\hat{z}_2 + [I_2 \quad L]Bu + [I_2 \quad L]\Phi(T^{-1}\hat{z}, u) \quad (۲۹)$$

$$\dot{\hat{z}}_2 = A_{21}\hat{z}_1 + (A_{22} - A_{21}L)\hat{z}_2 + B_2u + \Phi_2(T^{-1}\hat{z}, u) + D_2f(y, u) \quad (۳۰)$$

$$y = C_2\hat{z}_2 \quad (۳۱)$$

که در آن:

$$v = \rho \cdot \text{sign}(y - C_2\hat{z}_2) \quad (۳۲)$$

بوده و ρ یک اسکالر مثبت است. با ترکیب معادلات (۲۶) تا (۲۸) با معادلات (۲۹) تا (۳۲)، معادلات سیستم دینامیکی خطای تخمین حالت به صورت زیر به دست می آید:

$$\dot{e}_1 = (A_{11} + LA_{21})e_1 + [I_2 \quad L](\Phi(T^{-1}z, u) - \Phi(T^{-1}\hat{z}, u)) \quad (۳۳)$$

$$\dot{e}_y = C_2 A_{21} e_1 + (C_2 (A_{22} - A_{21}L) C_2^{-1} + C_2 K) e_y + C_2 D_2 f(y, u) - C_2 v + C_2 (\Phi_2(T^{-1}z, u) - \Phi_2(T^{-1}\hat{z}, u)) \quad (۳۴)$$

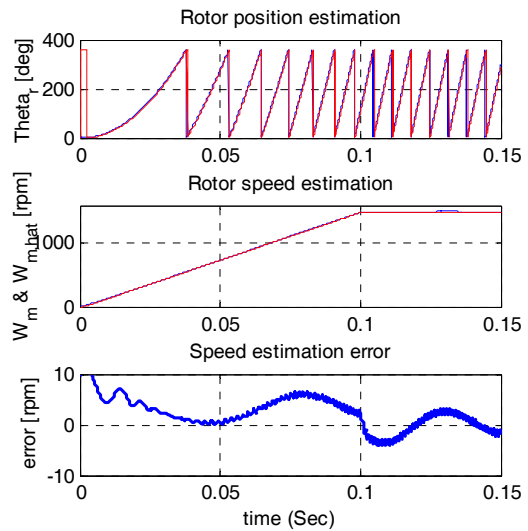
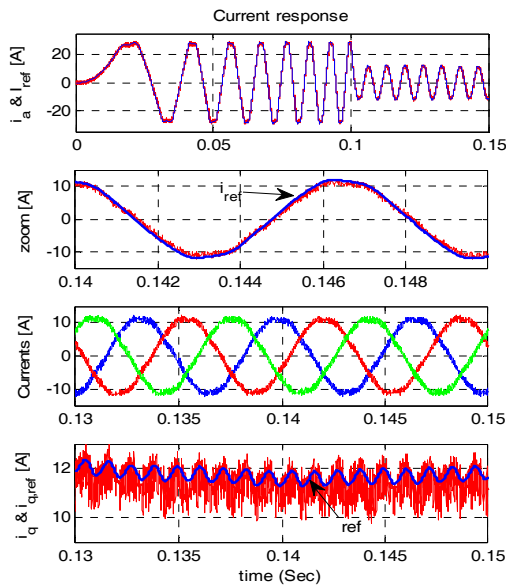
با توجه به معادله (۳۳)، ماتریس L باید به گونه ای یافت شود که $A_{11} + LA_{21}$ پایدار باشد. همچنین ماتریس بهره K می تواند به صورت:

$$K = -(A_{22} - A_{21}L)C_2^{-1} + C_2^{-1}A_s \quad (۳۵)$$

در نظر گرفته شود که در آن A_s یک ماتریس مثبت معین متقارن است تا تضمین شود که ماتریس:

$$C_2 (A_{22} - A_{21}L) C_2^{-1} + C_2 K \quad (۳۶)$$

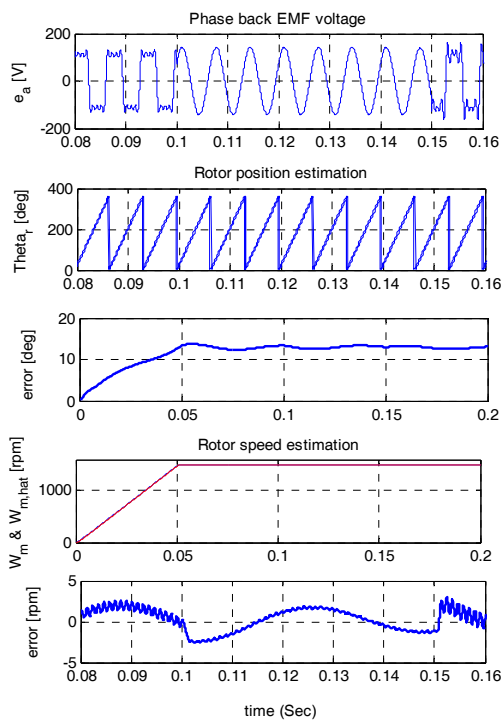
منفی معین متقارن باشد. در نتیجه ماتریس خطی شده سیستم دینامیکی خطای تخمین که به صورت زیر است:



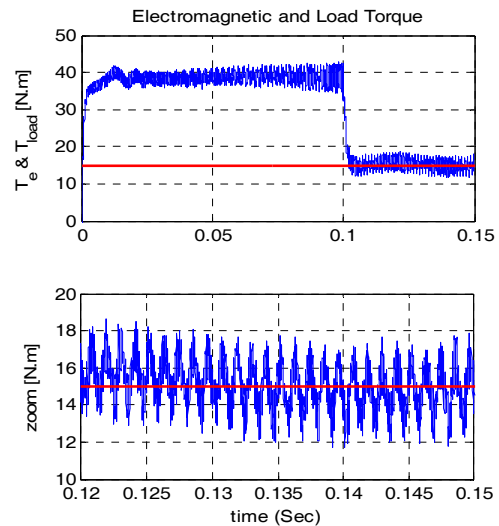
شکل ۹: موقعیت و سرعت تخمین زده شده در سیستم کنترل حلقه بسته بدون حسگر موتور PMBL غیر سینوسی

شکل ۱۱: شکل موج جریان های موتور در سیستم کنترل حلقه بسته بدون حسگر موتور PMBL غیر سینوسی

برای نشان دادن مقاومت رؤیت گر مود لغزشی به تغییرات پارامترها و عملکرد صحیح سیستم کنترل بدون حسگر، شکل موج ولتاژ ضدمحرکه طی چرخش موتور تغییر داده می شود. ولتاژ ضدمحرکه فاز در زمان ۰/۱ ثانیه به شکلی کاملاً سینوسی تبدیل می شود و در زمان ۰/۱۵ ثانیه به شکلی با هارمونیک های مراتب ۱، ۳، ۵ و ۷ با دامنه های



شکل ۱۲: موقعیت و سرعت تخمین زده شده در مواجهه با تغییرات محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه فاز



شکل ۱۰: گشتاور الکترومغناطیسی موتور در سیستم کنترل حلقه بسته بدون حسگر موتور PMBL غیر سینوسی

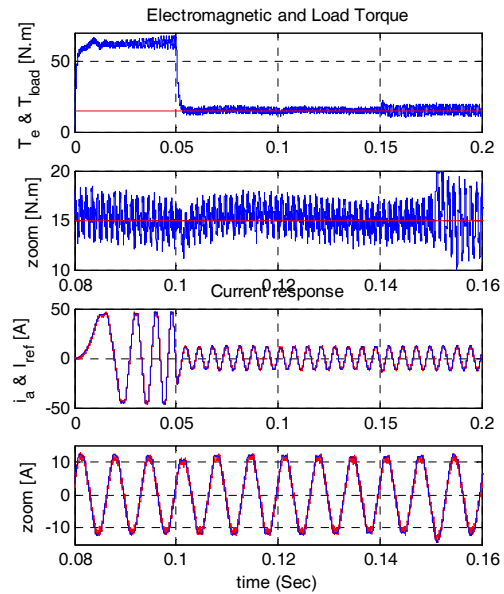
که ضریب گشتاور در سرعت نهایی در حدود ۴/۵ N.m و یا ۳۰٪ است. افزایش مقدار ضریب گشتاور نسبت به حالت با حسگر نشان داده شده در شکل ۵ به دلیل خطای تخمین موقعیت است. به راحتی می توان نشان داد که ضریب گشتاور در صورت به کارگیری سایر روش های کنترلی و با استفاده از موقعیت و سرعت تخمین زده شده بیش از مقدار ۳۰٪ ذکر شده است. شکل ۱۱ نیز پاسخ جریان سیستم محرکه را نشان می دهد که در آن ردیابی جریان فاز به نحو مطلوبی انجام شده است. همچنین شکل موج مرجع مؤلفه محور q جریان استاتور و مقدار واقعی آن نیز نشان داده شده است که به دلیل آنکه جریان مرجع فاز شامل هارمونیک های مرتبه ۵ و ۷ است، مؤلفه q جریان نیز دارای نوساناتی است.

در حالت اول که مرتبه هارمونیک‌ها ثابت اما دامنه آن‌ها متغیر است، از همان رابطه (۱۲) می‌توان استفاده نمود. در صورتی که دامنه هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه در سرعت‌های مختلف تغییرات شدیدی نداشته باشند، می‌توان با تست ژنراتوری بدون بار موتور PMBL در سرعت‌های مختلف و انجام تحلیل FFT به صورت خارج از خط^۸، دامنه هارمونیک‌های موجود را تعیین نمود و همه را در یک جدول مراجعه^۹ ذخیره کرد و در سرعت‌های کاری مختلف، مؤلفه‌های هارمونیک‌ی جریان مرجع را به روزرسانی نمود. اما برای حالت دوم که مرتبه هارمونیک‌های ولتاژ ضدمحرکه در سرعت‌های مختلف تغییر می‌کنند کار سخت‌تر می‌شود. به عبارت دیگر ابتدا باید شناسایی شود که کدام هارمونیک در ولتاژ ضدمحرکه وجود دارند و سپس رابطه تعیین جریان هارمونیک‌ی مطابق روند ارائه شده در بخش ۳-۲ اصلاح گردد و بعد از آن با تخمین دامنه هارمونیک‌های ولتاژ ضدمحرکه، دامنه هارمونیک‌های مختلف جریان تعیین شوند. استفاده از روش اندازه‌گیری و تحلیل FFT خارج از خط همانند حالت اول در این شرایط پیچیده شده و ممکن است حجم داده‌های موردنیاز را در این حالت به شدت افزایش دهد. یک راه حل منطقی آن است که ولتاژهای ضدمحرکه فاز موتور به صورت برخط^{۱۰} تخمین زده شوند و به صورت برخط تحلیل FFT بشوند و مرتبه و دامنه هارمونیک‌های موجود در آن شناسایی و در روابط مربوطه وارد شوند.

قبل از ارائه چگونگی تخمین برخط ولتاژ ضدمحرکه، رابطه (۱۲) برای ولتاژ ضدمحرکه با مرتبه‌های هارمونیک بالاتر (تا ۱۵) بازنویسی می‌شود. با منطقی مشابه آنچه در بخش ۳-۲ ارائه گردید، می‌توان به راحتی اثبات نمود که برای شکل موج ولتاژ ضدمحرکه با هارمونیک‌های مرتبه فرد ۱ تا ۱۵، گشتاور لحظه‌ای روتور دارای مقداری ثابت همراه با نوساناتی با مضارب ۶، ۱۲، ۱۸ و ۲۴ است. با توجه به عدم جاری شدن هارمونیک‌های مضارب ۳ جریان و به منظور صفر نمودن نوسانات گشتاور، کافی است تا جریان‌های با مرتبه‌های هارمونیک ۱، ۵، ۷، ۱۱ و ۱۳ در فازهای موتور جاری شوند. در نتیجه مؤلفه‌های جریان هارمونیک‌ی از رابطه زیر قابل محاسبه هستند:

$$\begin{bmatrix} E_1 & E_5 & E_7 & E_{11} & E_{13} \\ E_7 - E_5 & E_{11} - E_1 & E_1 + E_{13} & E_5 + E_7 & E_7 + E_{11} \\ E_{13} - E_{11} & -E_7 & -E_5 & -E_1 & E_1 \\ 0 & 0 & -E_{11} & -E_7 & -E_5 \\ 0 & 0 & 0 & -E_{13} & -E_{11} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_5 \\ I_7 \\ I_{11} \\ I_{13} \end{bmatrix} = \frac{2\omega_r}{3} \begin{bmatrix} T_l \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (39)$$

به منظور تعیین هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه و دامنه آن‌ها و اعمال در رابطه (۳۹)، می‌توان با طراحی یک تخمین‌گر مناسب، مقدار لحظه‌ای ولتاژ ضدمحرکه را به صورت برخط به دست آورد. با توجه به این که در بخش ۵-۲، جهت تخمین موقعیت و سرعت روتور، یک رؤیت‌گر مود لغزشی طراحی شده است، می‌توان با استفاده از روابط شار پیوندی در موتور PMBL و به کارگیری خروجی‌های رؤیت‌گر مود لغزشی طراحی شده، ولتاژ ضدمحرکه فاز را به راحتی



شکل ۱۳: شکل موج‌های گشتاور و جریان موتور در مواجهه با تغییرات محتوای هارمونیک‌ی ولتاژ ضدمحرکه فاز

به ترتیب ۱۰۰٪، ۳۳٪، ۲۰٪ و ۱۴٪ هارمونیک اصلی تبدیل می‌شود. البته تغییراتی به این شدت در ولتاژ ضدمحرکه فاز یک موتور واقعی اتفاق نمی‌افتد بلکه تغییراتی ملایم‌تر و در سرعت‌های مختلف می‌تواند به وقوع بپیوندد. اما در شبیه‌سازی بدترین حالت ممکن تغییرات لحاظ شده است. تغییرات ولتاژ ضدمحرکه فاز و خطای ردیابی موقعیت و سرعت روتور در شکل ۱۲ نشان داده شده است. مشاهده می‌گردد که خطای ردیابی با تغییرات ولتاژ ضدمحرکه تفاوت چندانی نکرده و رؤیت‌گر نسبت به آن مقاوم است. شکل ۱۳ نیز تغییرات گشتاور و جریان موتور را طی این شبیه‌سازی به تصویر کشیده است. با سینوسی شدن ولتاژ ضدمحرکه، ضریب شکل موج گشتاور کاهش می‌یابد.

۶- اصلاح تأثیر تغییرات محتوای هارمونیک‌ی ولتاژ ضدمحرکه بر روش کنترلی پیشنهادی

روش کنترل با حذف هارمونیک گشتاور انتخابی ارائه شده در بخش ۳ مقاله بر مبنای عدم تغییر و معلوم بودن محتوای هارمونیک‌ی ولتاژ ضدمحرکه فازهای موتور می‌باشد. در صورت تغییر محتوای هارمونیک‌ی ولتاژ ضدمحرکه، این تغییرات حتماً باید در روابط تعیین دامنه مؤلفه‌های هارمونیک‌ی جریان وارد شوند. تغییر محتوای هارمونیک‌ی ولتاژ ضدمحرکه می‌تواند به دو صورت: (۱) ثابت بودن مرتبه هارمونیک‌ها اما تغییر کردن دامنه هارمونیک‌ها در سرعت‌های مختلف (یا شرایط کاری مختلف) باشد و یا (۲) تغییر هم در مرتبه و هم دامنه هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ضدمحرکه فازها رخ بدهد. در هر دو صورت تغییرات باید در روابط تعیین مقادیر مرجع جریان هارمونیک‌ی در نظر گرفته شوند.

اعضای هیئت تحریریه مجله علمی - پژوهشی مهندسی برق دانشگاه تبریز کمال سپاس‌گزاری را دارند.

پیوست‌ها

۱- ماتریس‌ها و توابع ارائه‌شده در روابط (۲۰) و (۲۱)

$$\Phi(x,u) = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} K_e \left(\frac{P}{2} \right)^2 (i_{s\alpha} (\sin \theta_r + 0.25 \sin 3\theta_r + 0.1 \sin 5\theta_r + 0.02 \sin 7\theta_r)) - i_{s\beta} (\cos \theta_r + 0.25 \cos 3\theta_r + 0.1 \cos 5\theta_r + 0.02 \cos 7\theta_r) \right) - \frac{2}{P} T_L - B_m \frac{2}{P} \omega_r \\ - \frac{K_e}{L_s} \omega_r (\sin \theta_r + 0.25 \sin 3\theta_r + 0.1 \sin 5\theta_r + 0.02 \sin 7\theta_r) \\ \frac{K_e}{L_s} \omega_r (\cos \theta_r + 0.25 \cos 3\theta_r + 0.1 \cos 5\theta_r + 0.02 \cos 7\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \quad 1}^{A_{11}} & \overbrace{0 \quad 0}^{A_{12}} \\ 0 \quad 0 & 0 \quad 0 \\ 0 \quad 0 & -\frac{R}{L_s} \quad 0 \\ \underbrace{0 \quad 0}_{A_{21}} & 0 & \underbrace{-\frac{R}{L_s}}_{A_{22}} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \quad 0}^{B_1} \\ 0 \quad 0 \\ \frac{1}{L_s} \quad 0 \\ 0 \quad \frac{1}{L_s} \\ \underbrace{\hspace{2cm}}_{B_2} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \quad 0}^{C_1} & \overbrace{1 \quad 0}^{C_2} \\ 0 \quad 0 & 0 \quad 1 \end{bmatrix}, \quad Df(y,u) = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \quad 0}^{D_1} \\ 0 \quad 0 \\ -0.1 \frac{R_s}{L_s} \quad 0 \\ 0 \quad \underbrace{-0.1 \frac{R_s}{L_s}}_{D_2} \end{bmatrix} y$$

۲- اثبات پایداری تابع لیاپانوف

$V = e_1^T P e_1$ مشتق تابع فوق عبارت است از:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1^T \left((A_{11} + LA_{21})^T P + P(A_{11} + LA_{21}) \right) e_1 + \\ & 2e_1^T P [I_2 \quad L] \left(\Phi(T^{-1}z, u) - \Phi(T^{-1}\hat{z}, u) \right) \\ &= e_1^T \left(\bar{A}^T \bar{P}^T + \bar{P} \bar{A} \right) e_1 + 2(\bar{P}^T e_1) \left(\Phi(T^{-1}z, u) - \Phi(T^{-1}\hat{z}, u) \right) \end{aligned}$$

که در آن:

$$\bar{P} := P [I_2 \quad L], \quad \bar{A} := \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{21} \end{bmatrix}$$

با توجه به نام‌سای معروف یانگ

$$2X^T Y \leq \varepsilon X^T X + \frac{1}{\varepsilon} Y^T Y$$

رابطه V به صورت زیر در می‌آید:

تعیین نمود. برای این منظور، مؤلفه‌های ولتاژ ضدمحرکه در دستگاه دو محوری ساکن $\alpha\beta$ از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$e_\alpha = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \tag{۴۰}$$

$$e_\beta = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \tag{۴۱}$$

با به‌کارگیری تحلیل FFT بر روی شکل‌موج‌های فوق، مرتبه هارمونیک‌های موجود و دامنه متناظر با آن‌ها به دست می‌آید. ذکر این نکته ضروری است که استفاده از جدول مراجعه و یا تخمین و تحلیل FFT برخط ولتاژ ضدمحرکه، کاملاً وابسته به رفتار ولتاژ ضدمحرکه در سرعت‌های مختلف است. در کار عملی و در صورت به‌کارگیری روش تخمین و تحلیل برخط، استفاده از پردازنده‌های دیجیتال سریع و ممیز شناور اجتناب‌ناپذیر است.

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله به منظور کاهش ضریبان گشتاور ناشی از غیرایده‌آل بودن ولتاژهای ضدمحرکه فازهای یک موتور بدون جاروبک آهنربای دائم (PMBL)، روشی بر مبنای حذف هارمونیک گشتاور انتخابی ارائه گردید. پیاده‌سازی این روش بسیار ساده بوده و برخلاف روش‌های کنترل برداری مورد استفاده برای موتورهای PMSM نیازی به دانستن مدل دقیق موتور و پارامترهای مدار معادل آن ندارد. تنها اطلاعات مورد نیاز این روش، محتوای هارمونیک ولتاژهای ضدمحرکه فازها است. همچنین جهت تخمین موقعیت و سرعت موتور PMBL، یک رؤیت‌گر مدل لغزشی جدید از مرتبه ۴ ارائه گردید و از خروجی‌های آن برای کنترل حلقه‌بسته سیستم محرکه موتور استفاده گردید. از مشخصات ویژه این تخمین‌گر می‌توان به دقت مطلوب، عدم نیاز به PLL جهت تعیین موقعیت و سرعت، مقاوم بودن در مقابل تغییرات مقاومت استاتور و تغییر محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه موتور اشاره نمود. همچنین این رؤیت‌گر قابلیت کنترل حلقه‌بسته موتور از لحظه راه‌اندازی را دارد در صورتی که بسیاری از روش‌های دیگر راه‌اندازی موتور باید تا یک سرعت آستانه به روش حلقه‌باز انجام گردد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب استراتژی کنترل کاهش گشتاور به همراه تخمین‌گر سرعت را صحنه‌گذاری نمودند. تغییرات محتوای هارمونیک ولتاژ ضدمحرکه بر روی عملکرد رؤیت‌گر تأثیری ندارد، اما بر استراتژی کنترلی مورد استفاده تأثیر بسزایی دارد که دو روش استفاده از جدول مراجعه و تخمین و تحلیل برخط ولتاژ ضدمحرکه پیشنهاد گردید.

سپاس‌گزاری

این مقاله حاصل طرح پژوهشی به شماره ۹۲-۳۲۸۳ دانشگاه کاشان با صنعت بوده که به‌این‌وسیله از حمایت‌های معاونت پژوهشی این دانشگاه قدردانی می‌گردد. نویسندگان این مقاله همچنین از هم‌فکری

- brushless DC drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 440 – 446, Sept. 1999.
- [9] J. Liu and W. Chen, "Generalized DQ model of the permanent magnet synchronous motor based on extended park transformation," *IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 885-890, 2013.
- [10] F. Bonvin and Y. Perriard, "BLDC motor control in multiple dq axes - Power Electronics and Variable Speed Drives," *International Conference on IEE*, pp. 500-505, 2000.
- [11] S. Bolognani, L. Tubina and M. Ziliotto, "Sensorless control of PM synchronous motors with non-sinusoidal back EMF for home appliance," *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1882-1888, 2003.
- [12] A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbin and R. Burgos, "Vector Control of Trapezoidal Back-EMF PM Machines Using Pseudo-Park Transformation," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2167-2171, 2008.
- [13] Cao-Minh Ta, "Pseudo-vector Control – An Alternative Approach for Brushless DC Motor Drives," *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1534-1539, 2011.
- [14] P. Kshirsagar and R. Krishnan, "Efficiency improvement evaluation of non-sinusoidal back-EMF PMSM machines using field oriented current harmonic injection strategy," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 471-478, 2010.
- [15] 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," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1345-1350, 2004.
- [16] A. Halvaei Niasar, A. Vahedi and H. Moghbelli, "Sensorless Control of Four-Switch, Brushless DC Motor Drive without Phase Shifter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3079-3087, November 2008.
- [17] R. Bojoi, M. Pastorelli, J. Bottomley, P. Giangrande and C. Gerada, "Sensorless Control of PM Motor Drives - a Technology Status Review," *IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pp. 168-182, 2013.
- [18] Y. Zhao, C. Wei, Z. Zhang and W. Qiao, "A Review on Position/Speed Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine-Based Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp.203-216, Dec. 2013.
- [19] G.R. Arab Markadeh, S.I. Mousavi, S. Abazari and A. Kargar, "Position Sensorless Direct Torque Control of BLDC Motor," *IEEE International Conf. on Industrial Technology*, pp. 1-6, 2008.
- [20] M. R. Feyzi, M. Shafiei and M. Bahrami Kouhshahi, "Position Sensorless Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives Based on Sliding Mode Observer Using NSGA-II Algorithm Optimization," *IEEE Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf. (PEDSTC)*, pp. 151-156, 2011.
- [21] A. Murray, M. Palma and A. Husain, "Performance Comparison of Permanent Magnet Synchronous Motors and Controlled Induction Motors in Washing Machine Applications using Sensorless Field Oriented Control," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, (IAS'08)*, pp. 1-6, 2008.
- [22] Y. Shtessel, Ch. Edwards, L. Fridman and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*, Springer, 2014.

$$\dot{V} \leq e_1^T (\bar{A}^T \bar{P}^T + \bar{P} \bar{A}) e_1 + \varepsilon e_1^T \bar{P} \bar{P}^T e_1 + \frac{1}{\varepsilon} (\Phi(T^{-1}z, u) - \Phi(T^{-1}\hat{z}, u))^T (\Phi(T^{-1}z, u) - \Phi(T^{-1}\hat{z}, u))$$

در نتیجه داریم:

$$\dot{V} \leq e_1^T (\bar{A}^T \bar{P}^T + \bar{P} \bar{A}) e_1 + \varepsilon e_1^T \bar{P} \bar{P}^T e_1 + \frac{1}{\varepsilon} (L_\phi)^2 \|e_1\|^2 = e_1^T \left(\bar{A}^T \bar{P}^T + \bar{P} \bar{A} + \varepsilon \bar{P} \bar{P}^T + \frac{1}{\varepsilon} (L_\phi)^2 I \right) e_1$$

بنابراین در صورتی که رابطه:

$$\bar{A}^T \bar{P}^T + \bar{P} \bar{A} + \varepsilon \bar{P} \bar{P}^T + \frac{1}{\varepsilon} (L_\phi)^2 I < -\alpha P$$

برقرار باشد، خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\alpha e_1^T P e_1 = -\alpha V$$

به عبارت دیگر رؤیت گر مود لغزشی طراحی شده همواره پایدار باقی می ماند.

مراجع

- [1] R. Krishnan, *Permanent-Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, John-Wiley Press, 2002.
- [2] D.C. Hanselman, *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*, Magna Physics Publishing, 2006.
- [3] E. Klintberg, *Comparison of Control Approaches for Permanent Magnet Motors*, Master of Science Thesis, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2013.
- [4] حجت حاتمی، محمدباقر بناء شریفیان، محمدرضا فیضی، «ارائه روش جدید طراحی بهبودیافته ماشین های مغناطیس دائم شاممحوری سرعت پایین مورد استفاده در خودروهای هیبریدی»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۲، صفحه ۵۱-۶۴، تابستان ۱۳۹۴.
- [5] مهرداد جعفربلند، مرتضی میخک بیرانوند، محمدهادی ریسمانی، «ارائه روشی جهت انتخاب گام آهنربا برای موتور BLDC نوع IPM برای دستیابی به مشخصات مطلوب موتور»، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، دوره ۴۵، شماره ۳، صفحه ۲۷-۳۴، پائیز ۱۳۹۴.
- [6] T.M. Jahns and W.L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 321-330, April 1996.
- [7] A. Halvaei Niasar, H. Moghbelli and A. Vahedi, "Modeling and Simulation Methods for Brushless DC Motor Drives," *International Conf. on Modeling, Simulation and Applied Optimization (ICMSAO)*, pp.05-67/05-176, 2005.
- [8] P.L. Chapman, S.D. Sudhoff and C.A. Whitcomb, "Multiple reference frame analysis of non-sinusoidal

زیرنویس‌ها

- ¹ Resolvers
- ² Sliding mode observer
- ³ Multiple reference frame
- ⁴ Regulator
- ⁵ Pseudo-park transformation
- ⁶ Voltage decoupling
- ⁷ Pseudo vector control
- ⁸ Offline
- ⁹ Look-up table
- ¹⁰ Online