



Computational Intelligence in Electrical Engineering  
Vol. 15, No. 3, 2024  
pp. 79-98  
Research Paper

## Design and Construction of Position Sensorless Controller of Permanent Magnet Synchronous Motor with Internal Magnet based on Improved Phase-Locked Loop

Saeed Abazari<sup>\*1</sup>, Sajad Mohamadi<sup>2</sup>, Gholamreza Arab<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Associate Prof, Department of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran

<sup>2</sup> M.Sc., Department of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran

<sup>3</sup> Professor, Department of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran

### Abstract:

In recent years, the use of permanent magnet synchronous motors has become popular. These engines are cheaper, lighter, and more durable. However, to control these motors, accurate information about the position of the rotor is necessary. For this reason, various methods have been used to improve the motor position estimation performance. One of these methods is estimation by injecting harmonic current into the stator winding. In this paper, using high-frequency currents injected into the stator, the rotor position in IPMSM motors is estimated. However, the response obtained has a DC offset due to the inaccuracy of the current measurement sensors, which causes an error in the estimation of the rotor position. The improved ePLL method was used to solve this problem. This method causes the convergence of the estimated position of the rotor to its real position by removing the noises of the current measurement circuit and the DC offset effect. The efficiency of this method has been proven first by simulation in MATLAB software, then in a Psim environment, and then implemented on the drive of a permanent magnet motor using a TMS320F28034 processor.

**Keywords:** Rotor Position, Signal Injection, High Frequency, Magnetic Saturation, Sensorless Estimator, Improved ePLL.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<https://doi.org/10.22108/ISEE.2024.142056.1694>

## طراحی و ساخت کنترل‌کننده بدون حسگر موقعیت موتور سنکرون مغناطیس دائم با

### آهنربای داخلی بر اساس حلقه قفل فاز بهبودیافته

سعید ابادری<sup>۱\*</sup>، سجاد محمدی ناچچی<sup>۲</sup>، غلامرضا عرب<sup>۳</sup>

۱- استاد، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهرکرد، شهرکرد، ایران

saeedabazari@yahoo.com

۲- دانشجوی کارشناس ارشد، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهرکرد، شهرکرد، ایران

sajad.mohamadi2152@gmail.com

۳- استاد، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهرکرد، شهرکرد، ایران

gholamrezaarab@gmail.com

**چکیده:** در سال‌های گذشته، استفاده از موتورهای سنکرون مغناطیس دائم رواج یافته است. این موتورها ارزان‌تر، سبک‌تر و بادوام‌تر هستند؛ اما برای کنترل این موتورها، داشتن اطلاعات دقیق از موقعیت روتور ضروری است؛ به همین دلیل، روش‌هایی مختلف برای بهبود عملکرد تخمین موقعیت موتور استفاده شده‌اند. یکی از این روش‌ها تخمین با تزریق جریان هارمونیک به سیم پیچ استاتور است. در این مقاله، با استفاده از جریان‌های فرکانس بالای تزریقی به استاتور، موقعیت روتور در موتورهای IPMSM تخمین زده شده است؛ اما پاسخ به دست‌آمده به دلیل دقیق نبودن سنسورهای اندازه‌گیری جریان دارای DC آفست است که باعث ایجاد خطا در تخمین موقعیت روتور می‌شود. برای حل این مشکل، از روش ePLL بهبودیافته استفاده شده است. این روش با حذف نویزهای مدار اندازه‌گیری جریان و اثر DC آفست، باعث همگرایی موقعیت تخمین‌زده‌شده روتور به موقعیت واقعی آن می‌شود. کارایی این روش ابتدا با شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب و سپس، در محیط Psim ثابت شده است. سپس، این روش بر روی یک موتور مغناطیس دائم با استفاده از پردازنده TMS320F28034 اجرا شده است.

**واژه‌های کلیدی:** موقعیت روتور، تزریق سیگنال، فرکانس بالا، اشباع مغناطیسی، تخمین‌گر بدون سنسور، ePLL بهبودیافته.

#### ۱- مقدمه

الکتريکی با سرعت متغیر، روش‌های کنترلی متعددی برای مدیریت آن‌ها توسعه یافته‌اند. یکی از معایب این موتورها تشخیص موقعیت روتور است که روش‌هایی برای حل این مشکل مطرح شده‌اند که هر کدام مزایا و معایب خود را دارا است. استفاده از سنسور موقعیت در پروژه‌های صنعتی سبب محدودیت‌ها و مشکلاتی می‌شود؛ بنابراین، برای حل این مشکل می‌توان از روش‌های بدون سنسور موقعیت استفاده کرد. و به کنترل موتورهای PMSM در پروژه‌های صنعتی اقدام کرد. روش‌های تخمین سرعت و موقعیت بدون سنسور به دو دسته تقسیم می‌شوند: روش‌هایی که در آن‌ها از مدل پایه‌ای موتور (مدل موتور در فرکانس اصلی) برای طراحی تخمین‌گر استفاده می‌شود و روش‌هایی که در آن‌ها از تزریق سیگنال اضافی برای تخمین سرعت استفاده می‌شود.

روش‌های مبتنی بر مدل موتور به دو دسته روش‌های

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم (PMSM)<sup>۱</sup> به دلیل کارایی زیاد و تراکم قدرتی عالی، در بسیاری از کاربردهای صنعتی نسبت به موتورهای القایی و سنکرون با سیم‌پیچ میدان برتری یافته‌اند. جذابیت محرک‌های الکتریکی با سرعت زیاد برای صنعت و اقتصاد، پژوهش‌هایی گسترده را در این زمینه به دنبال داشته است. از زمان ظهور محرک‌های

<sup>۱</sup> تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۴/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۷/۱۱

نام نویسنده مسئول: سعید ابادری

نشانی نویسنده مسئول: ایران، شهرکرد، دانشگاه شهرکرد، دانشکده فنی مهندسی

می‌کند. این حساسیت ممکن است در صورتی که پارامترها به درستی تنظیم نشوند یا تغییرات دمایی در نظر گرفته نشوند، به نتایج نادرست منجر شود؛ به همین دلیل، در دهه گذشته، به روش‌های حلقه باز کمتر توجه شده و تمرکز بیشتر بر روش‌های حلقه بسته قرار گرفته است.

روش‌های حلقه بسته معمولاً دارای سیستم‌های کنترلی هستند که می‌توانند نویز و تغییرات پارامترها را جبران کنند و در نتیجه، نتایجی دقیق‌تر و قابل اعتمادتر را ارائه دهند.

### ب) روش‌های حلقه بسته

روش‌های حلقه بسته خود به دو دسته روش‌های مبتنی بر رویکرد حالت<sup>۲</sup> و روش‌های مبتنی بر سیستم تطبیقی مدل مرجع (MRAS)<sup>۳</sup> تقسیم می‌شوند.

روش‌های مبتنی بر رویکرد مدل لغزشی<sup>۲</sup>، فیلتر کالمن (فیلتر کالمن توسعه‌یافته)<sup>۴</sup>، رویکرد لئون برگر (رویتگر لئون برگر توسعه‌یافته)<sup>۵</sup> و رویکرد کاهش مرتبه یافته در دسته روش‌های مبتنی بر رویکرد حالت جای می‌گیرند. رویکرد مدل لغزشی رویکردی ساده و مقاوم نسبت به تغییر پارامترهای ماشین است [۸ و ۹]. از مزیت تخمین‌گرهای مدل لغزشی می‌توان به عدم نیاز به تبدیلات قلاب گردان روتور برای جریان اشاره کرد؛ به این ترتیب، خطای ایجادشده به واسطه استفاده از موقعیت زاویه تخمینی روتور مورد نیاز برای تبدیل مختصات در این روش وجود ندارد [۱۰].

رویتگر فیلتر کالمن رویکردی کارآمد است. تأثیرپذیری این روش نسبت به نویز موجود در اندازه‌گیری‌های جریانی انجام‌شده توسط حسگرهای جریانی کم است. در [۱۱] و [۱۲]، رویکردهایی بر اساس فیلتر کالمن معرفی شده‌اند. به واسطه پیچیدگی بیشتر معادله‌های ولتاژی در موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی در مقایسه با موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی، طراحی فیلتر کالمن برای موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی به دلیل پیچیدگی محاسبات و نیازمند بودن به حافظه زیاد با مشکلاتی بزرگ روبه‌رو است.

روش‌های تخمینی لئون برگر دسته‌ای دیگر از روش‌های مبتنی بر رویکرد هستند. دادن پاسخ مناسب در سرعت‌های کم و پیچیدگی و زمان‌بری کمتر نسبت به کالمن فیلتر از ویژگی‌های این هستند [۱۳]. مزیت

حلقه باز و روش‌های حلقه بسته تقسیم می‌شوند. این روش‌ها از مدل موتور در فرکانس پایه برای تخمین سرعت و موقعیت موتور استفاده می‌کنند.

### الف) روش حلقه باز

روش‌های حلقه باز به چهار روش عمده انجام می‌شوند: روش‌های مبتنی بر محاسبه مستقیم با استفاده از ولتاژها و جریان‌های اندازه‌گیری‌شده از استاتور، روش‌های مبتنی بر محاسبه اندوکتانس فاز، روش‌های مبتنی بر شار پیوندی و روش‌های مبتنی بر نیرومحرکه الکتریکی برگشتی.

در حالت ماندگار، معادله‌های ولتاژ در قلاب مرجع گردان روتور معادله‌هایی غیرمتغیر با زمان و دارای اطلاعات سرعت هستند. با یک سری از جای‌گذاری‌های ولتاژ و جریان از قلاب‌های ساکن  $abc$  و  $\alpha\beta$  در این معادله‌ها، امکان استخراج موقعیت روتور فراهم می‌شود. در [۱ و ۲]، از این روش محاسبه مستقیم برای تخمین موقعیت روتور استفاده شده است. این گونه از روش‌های حلقه باز که مبتنی بر محاسبه مستقیم هستند، ساده و در عین حال، دارای دینامیکی سریع هستند.

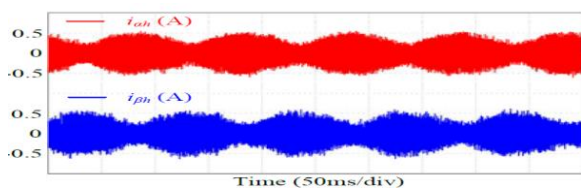
در دسته دیگر روش‌های حلقه باز، تخمین سرعت روتور با استفاده از محاسبه اندوکتانس فاز استاتور انجام می‌شود. این روش فقط برای موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی که در آن، اندوکتانس تابعی از موقعیت روتور است، کاربرد دارد. در [۳]، یک روش بر این اساس معرفی شده است.

دسته‌ای دیگر از روش‌های حلقه باز مبتنی بر محاسبه شار پیوندی هستند. در این روش، شار پیوندی با استفاده از جریان‌ها و ولتاژهای اندازه‌گیری‌شده تخمین زده شده است. سپس، بر اساس شار تخمینی، موقعیت زاویه‌ای روتور محاسبه می‌شود (از طریق جدول‌هایی پیش‌بینی می‌شود که برای این منظور تعبیه می‌شوند) [۴ و ۵].

دسته دیگر روش‌های مبتنی بر نیرومحرکه الکتریکی برگشتی هستند. در [۶ و ۷]، از این دسته از روش‌ها برای تخمین سرعت استفاده شده است. علاوه بر این، روش‌های حلقه باز به طور کلی به پارامترهای ماشین بسیار حساس هستند؛ به ویژه به مقاومت استاتور که با تغییر دما تغییر

برجستگی مغناطیسی موجود در روتور برای استخراج اطلاعات مربوط به سرعت بهره می‌برند. این روش‌ها از تزریق سیگنال اضافی و استخراج اطلاعات نهفته در جریان اندازه‌گیری شده از موتور (به واسطه تأثیر سیگنال تزریقی) برای تخمین سرعت و موقعیت بهره می‌برند. تزریق به سه روش انجام می‌شود: تزریق سیگنال فرکانس پایین (LFI)؛ تزریق سیگنال فرکانس بالا (HFI) و روش تعیین غیرمستقیم شار به وسیله اندازه‌گیری آنلاین راکتانسی.

روش تزریق فرکانس پایین برای موتورهای سنکرون مغناطیس دائم متقارن دارای نسبت برجستگی واحد (موتورهای سنکرون مغناطیس دائم سطحی) روشی مناسب است و برای استفاده از این روش در موتورهای سنکرون مغناطیس دائم دارای برجستگی مغناطیسی باید از جبران‌سازهایی استفاده کرد تا خطا در حالت ماندگار صفر شود؛ اما تزریق فرکانس بالا در بیشتر موتورها قابل استفاده است.



شکل (۱): تغییرات جریان‌های محور ساکن در اثر تغییرات زاویه روتور

### الف) تزریق سیگنال فرکانس پایین

در روش تخمین بر اساس تزریق سیگنال فرکانس پایین، فرکانس سیگنال تزریقی در محدوده‌های نزدیک به فرکانس منبع تغذیه اصلی است. سیگنال تزریق شده در این روش به جریان محور  $d$  قاب مرجع تخمین زده شده اضافه می‌شود.

اگر موقعیت روتور به درستی تخمین زده نشود، قاب مرجع تخمینی با قاب مرجع واقعی متفاوت می‌شود و از این رو، مؤلفه  $q$  تولیدکننده گشتاور در جریان تزریقی به وجود می‌آید که باعث ایجاد نوسان مکانیکی می‌شود. این نوسان را می‌توان از روی نیرومحرکه الکتریکی برگشتی تخمین زده شده تشخیص داد که این نوسان را تولید می‌کند. در روش تخمین فرکانس پایین، از مدل موتور در فرکانس

رویتگرهای کاهش مرتبه یافته در پیچیدگی و زمان‌بری کمتر آن‌ها نسبت به فیلتر کالمن و رویتگر لئون برگر است. در [۱۴ و ۱۵]، از رویتگر کاهش مرتبه یافته بهره گرفته شده است. در [۱۶]، از فیلتر کالمن کاهش مرتبه یافته برای تخمین استفاده شده است که پیچیدگی کمتری نسبت به فیلتر کالمن مرتبه کامل دارد. مشکل نامعینی پارامترهای ماشین در روش‌های مبتنی بر رویتگر حالت در مقایسه با روش‌های حلقه باز با شدتی بسیار کمتر وجود دارد که این موضوع از مزایای روش‌های حلقه بسته است.

پیچیدگی محاسبات از معایب مشترک روش‌های مبتنی بر فیلتر کالمن و رویتگر لئون برگر است و حساس بودن به پارامترها و نیازمند بودن به شرایط اولیه از دیگر معایبی است که جایگاه تخمین گر سرعت مبتنی بر فیلتر کالمن را تنزل دست نمی‌دهد و دلیل آن مناسب نبودن استفاده از یک پارامتر تخمینی در پروسه تخمین پارامتری دیگر است [۱۷]. در بسیاری از مقاله‌ها، از روش سیستم تطبیقی مدل مرجع برای تخمین سرعت و موقعیت روتور استفاده شده است. اساس این روش در استفاده از دو مدل متفاوت برای محاسبه یک تابع تابع است. در یکی دیگر از مدل‌ها، سرعت در محاسبات تابع مدل نقشی ندارد که این مدل به عنوان مدل مرجع شناخته می‌شود و مدل دیگر که به سرعت وابسته است به عنوان مدل قابل تنظیم (مدل تطبیقی) در نظر گرفته می‌شود.

از خطای بین مقادیر تخمین زده شده از دو مدل در مکانیسم تطبیق (که شامل کنترل کننده PI است) برای استخراج سرعت استفاده می‌شود. در مقاله [۱۸]، از مدل ولتاژ و مدل جریان برای محاسبه شار استاتور و از خطای بین نتایج حاصل از دو مدل برای تخمین سرعت روتور استفاده شده است. به منظور غلبه بر این مشکل، در [۱۹] روش مرکب پیشنهاد شده است.

## ۲- مدل‌سازی موتور و روش‌های تعیین

### موقعیت بدون سنسور بر اساس تزریق هارمونیک

روش‌های مبتنی بر تزریق هارمونیک از ویژگی

پایه استفاده می‌شود.

در روش تزریق ولتاژ سینوسی دوار، ولتاژهای سینوسی HF را در قاب ثابت تزریق می‌کنند تا جریان HF را القاء کند که حاوی اطلاعات موقعیت روتور است. در اینجا، به طور مختصر این روش بررسی شده است. مدل IPMSM طبق روابط زیر نشان داده شده است. در این روابط، زاویه روتور در امتداد محور dq است.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & w_e L_d \\ w_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

که در آن  $L_d$  و  $L_q$  اندوکتانس‌های استاتور و  $i_d$ ،  $i_q$  و  $u_d$ ،  $u_q$  به ترتیب جریان و ولتاژ استاتور هستند،  $R_s$  مقاومت استاتور،  $w_e$  سرعت روتور الکتریکی و  $\psi_f$  شار مغناطیسی است. اگر موتور با سرعت کم کار کند و فرکانس تزریق به اندازه کافی بالا باشد، افت ولتاژ در مقاومت استاتور و اصطلاحات مرتبط با  $w_e$  را می‌توان نادیده گرفت.

سیس، برای IPMSM، مدل HF در منطقه کم‌سرعت را می‌توان به خوبی تقریب زد:

$$\begin{bmatrix} V_{d_h} \\ V_{q_h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d_h} \\ i_{q_h} \end{bmatrix} \quad (2)$$

در اینجا، اندیس "h" مؤلفه HF را نشان می‌دهد. انتقال (۲) به قاب مرجع ثابت با استفاده از زاویه روتور به رابطه زیر منجر می‌شود:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha_h} \\ V_{\beta_h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) & L_1 \sin(2\theta_e) \\ L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha_h} \\ i_{\beta_h} \end{bmatrix} \quad (3)$$

### ب) تزریق سیگنال فرکانس بالا

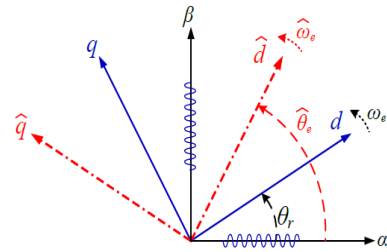
در روش تزریق فرکانس بالا، تغییرات اندوکتانس ناشی از نابرابری  $L_d$  و  $L_q$

اساس کار است و با استفاده از روش‌های تزریق فرکانس بالا در سیم‌پیچ‌های استاتور و بررسی تغییرات جریان استاتور، زاویه الکتریکی روتور تخمین زده می‌شود. جریان‌های فرکانس بالا متناسب با تغییر زاویه روتور جریان‌ها تغییراتی منظم دارند که می‌توان از این تغییرات در تخمین زاویه روتور استفاده کرد. هرچه دامنه تغییرات جریان زیادتر باشد، نشان‌دهنده این مطلب است که موتور مدنظر برای استفاده این روش بدون سنسور مناسب‌تر است. روش‌های بدون سنسور مبتنی بر تزریق فرکانس بالا به سه دسته اصلی زیر تقسیم می‌شوند:

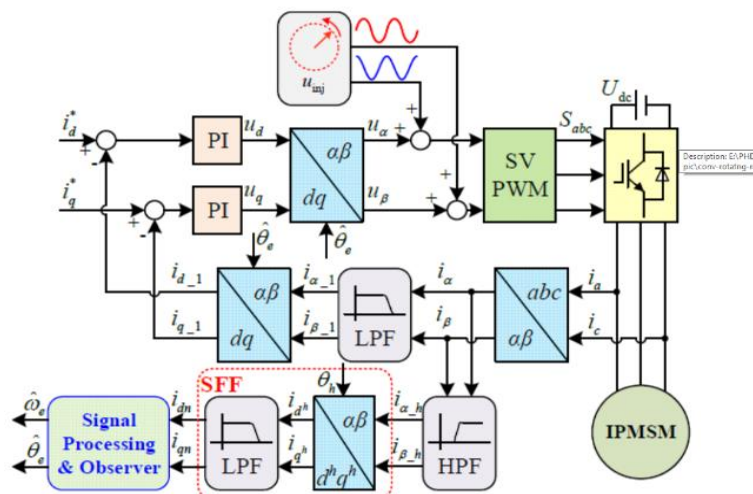
تزریق فرکانس بالای دوار سینوسی<sup>۶</sup>

تزریق فرکانس بالای ضربانی سینوسی<sup>۷</sup>

تزریق فرکانس بالای ضربانی موج مربعی<sup>۸</sup>



شکل (۲): تزریق فرکانس بالای دوار سینوسی



شکل (۳): بلوک دیاگرام طرح کنترل بدون حسگر مبتنی بر تزریق فرکانس دوار

جریان‌های القایی  $\dot{i}_{\alpha,h}$  و  $\dot{i}_{\beta,h}$  را می‌توان از طریق عملیات انتگرال استخراج کرد؛ با این حال، باید توجه داشت اگرچه  $\theta_e = \omega_e t$  یک عبارت AC است، از آنجا که  $\omega_e$  بسیار کوچک‌تر از  $\omega_h$  است، می‌توان آن را به عنوان یک ثابت در نظر گرفت و جریان القایی HF را به صورت بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha,h} \\ \dot{i}_{\beta,h} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} \frac{L_0}{w_h} \sin w_h t - \frac{L_1}{w_h} \sin(2\theta_e - w_h t) \\ -\frac{L_0}{w_h} \cos w_h t - \frac{L_1}{w_h} \cos(2\theta_e - w_h t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

همان‌طور که در شکل (۳) نشان داده شده است، این مؤلفه‌های HF جریان با اعمال فیلترهای بالا گذر (HPF) بر روی جریان‌ها به دست می‌آیند. پس از آن، برای استخراج موقعیت روتور از جریان‌های القایی HF در توالی منفی، یک روش رایج استفاده از فیلتر قاب سنکرون است، همان‌طور که در شکل (۳) نشان داده شده و به شرح زیر توضیح داده شده است.

که در آن،  $L_0 = 0.5 (L_d + L_q)$  اندوکتانس متوسط است،  $L_1 = 0.5 (L_d - L_q)$  اندوکتانس تفاوت است و  $\theta_e$  موقعیت چرخشی است.

شکل (۳) بلوک دیاگرام از طرح کنترل بدون سنسور مبتنی بر تزریق ولتاژ دوار HF را نشان می‌دهد. ولتاژ سینوسی دوار با فرکانس  $\omega_h$  تزریق‌شده در محور  $\alpha\beta$  عبارت است از:

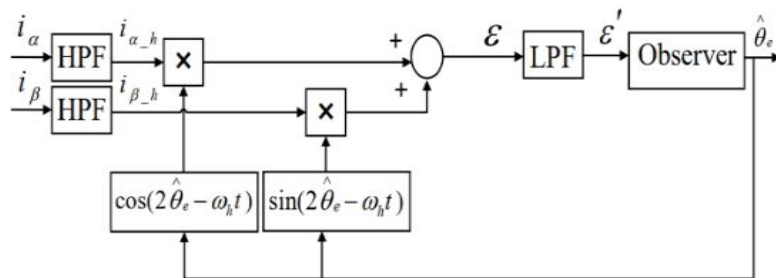
$$\begin{bmatrix} V_{\alpha,h} \\ V_{\beta,h} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} \cos w_h t \\ \sin w_h t \end{bmatrix} \quad (4)$$

که در آن،  $V_h$  و  $\omega_h$  دامنه و فرکانس زاویه‌ای ولتاژهای تزریقی هستند. از رابطه (۳) داریم:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha,h} \\ i_{\beta,h} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos(2\theta_e) & -L_1 \sin(2\theta_e) \\ -L_1 \sin(2\theta_e) & L_0 + L_1 \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha,h} \\ u_{\beta,h} \end{bmatrix} \quad (5)$$

با جایگزینی (۴) در (۵)، جریان‌های پاسخ HF تحت تزریق ولتاژ HF چرخشی به دست می‌آیند:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha,h} \\ \dot{i}_{\beta,h} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 \cos w_h t - L_1 \cos(2\theta_e - w_h t) \\ L_0 \sin w_h t - L_1 \sin(2\theta_e - w_h t) \end{bmatrix} \quad (6)$$



شکل (۴): بلوک دیاگرام فرایند دمودولاسیون هترودا اینینگ مرسوم

که در آن،  $I_{s,p,n}$  مؤلفه‌های مثبت و منفی جریان پاسخ HF هستند. حال با استفاده از دو فیلتر پایین گذر (LPF) می‌توان موقعیت روتور را به صورت زیر به دست آورد:

$$\theta_e = \frac{1}{2} \arctan \left[ -\frac{LPF(i_{d,h})}{LPF(i_{q,h})} \right] \quad (9)$$

همان‌طور که در تجزیه و تحلیل بالا دیده شد، HPFs و

با تبدیل جریان القایی HF (۷) از محور  $\alpha\beta$  به چارچوب مرجع چرخشی HF، با استفاده از زاویه  $\omega_h t$ ، اجزای جریان استاتور را می‌توان به صورت رابطه (۸) بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} i_{d,h} \\ i_{q,h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s,p} \sin(2w_h t) + I_{s,n} \sin(2\theta_e) \\ -I_{s,p} \cos(2w_h t) - I_{s,n} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (8)$$

فاز قفل‌شده (PLL)<sup>۱۲</sup> است، زمانی که ناظر یک تابع PI است. همچنین، HPF و LPF باعث تأخیر زمانی می‌شوند و می‌توانند عملکرد دینامیکی و کنترل سیستم را به خطر بیندازند.

در راستای حل مشکل بالا، با استفاده از ساختار پیشنهادی حلقه قفل فاز تقویت‌شده (ePLL)<sup>۱۳</sup> تخمین موقعیت روتور با دقت و دینامیکی سریع‌تر نسبت به روش PLL انجام شده است.

در این بلوک، جریان‌های اندازه‌گیری‌شده از موتور از یک فیلتر بالاگذر عبور می‌کنند و سپس، در یک تابع Sin و Cos ضرب می‌شوند و به بلوک مشاهده‌گر ePLL داده می‌شوند و همان‌طور که می‌بینیم، فیلتر LPF دیگر در مدار وجود ندارد که باعث تأخیر زمانی شود. به علت شیف فازی که در بلوک HPF به وجود می‌آید، این بلوک باید علاوه بر اعمال بر روی جریان‌ها، بر روی Sin, Cos نیز اعمال شود تا اثر شیف فاز را از بین ببرد.

دیگرام بلوک ePLL در شکل (۶) نشان داده شده است.

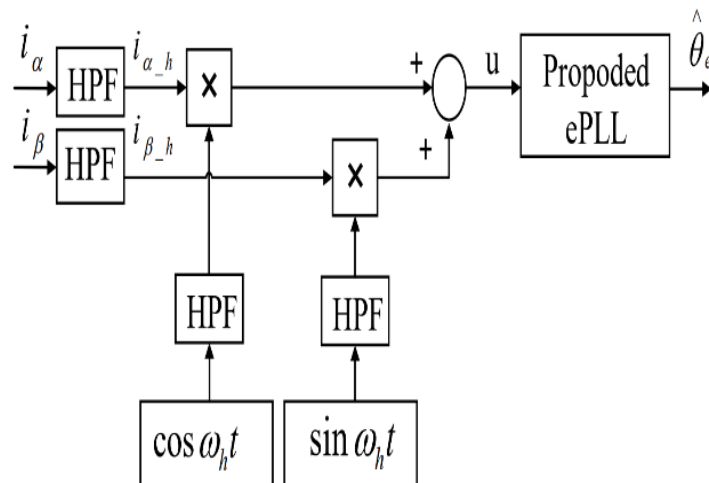
LPFs برای استخراج سیگنال‌ها با فرکانس‌های مختلف مورد نیاز هستند و آن‌ها سرعت و دقت تخمین موقعیت را به خطر می‌اندازند.

در رویکردی دیگر که فرآیند دمودولاسیون هتروداپنگ نامیده شده است، همان‌طور که در شکل (۴) نشان داده شده است، برای تشکیل یک سیگنال خطا  $\varepsilon$ ، جریان‌های القایی HF در محور  $\alpha\beta$  با توابع سینوسی و کسینوسی و آرگومان‌های مناسب ترکیب‌شده از موقعیت تخمینی روتور  $\theta_e$  و سیگنال  $\omega t$  ضرب می‌شوند.

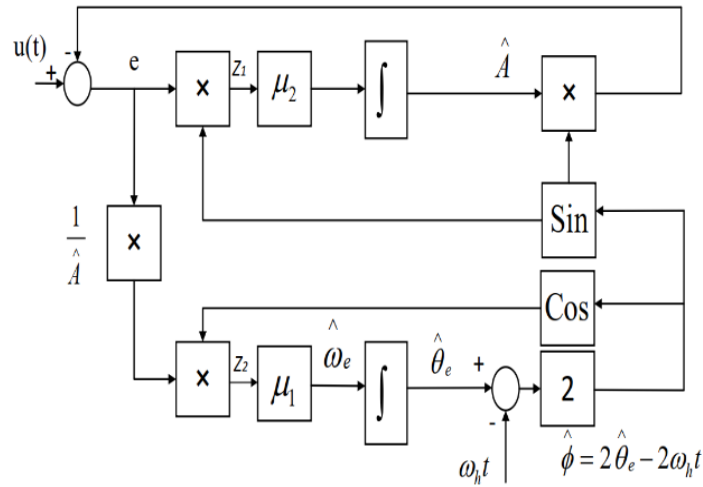
برای درک این روش، مشاهده شده است که سیگنال خطا  $\varepsilon$  جزء فرکانس پایین به شکل  $\sin(2\theta_e - 2\theta_e)$  و یک جزء دوبل فرکانس به شکل  $\sin(2\theta_e)$  دارد. یک LPF، فیلتر باند استاپ (BSF)<sup>۱۱</sup>، معمولاً برای کاهش مؤلفه دوبل فرکانس استفاده شده است؛ بنابراین، خطای فیلترشده ممکن است به صورت بیان شود:

$$\varepsilon' = \frac{V_h}{L_0^2 - L_1^2} \frac{L_1}{w_h} \sin 2(\theta_e - \hat{\theta}_e) \approx \frac{2V_h L_1}{w_h(L_0^2 - L_1^2)} (\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (10)$$

این رویکرد، از نظر مفهومی بسیار شبیه استفاده از حلقه



شکل (۵): بلوک دیگرام تخمین موقعیت ePLL [۲۰]



شکل (۶): بلوک دیاگرام ePLL

$$u = A \sin(\phi) = A \sin(2\theta_e - 2\omega_h t) \quad (12)$$

بنابراین، داریم:

$$\theta_e(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) dt + \theta_e(0) \quad (13)$$

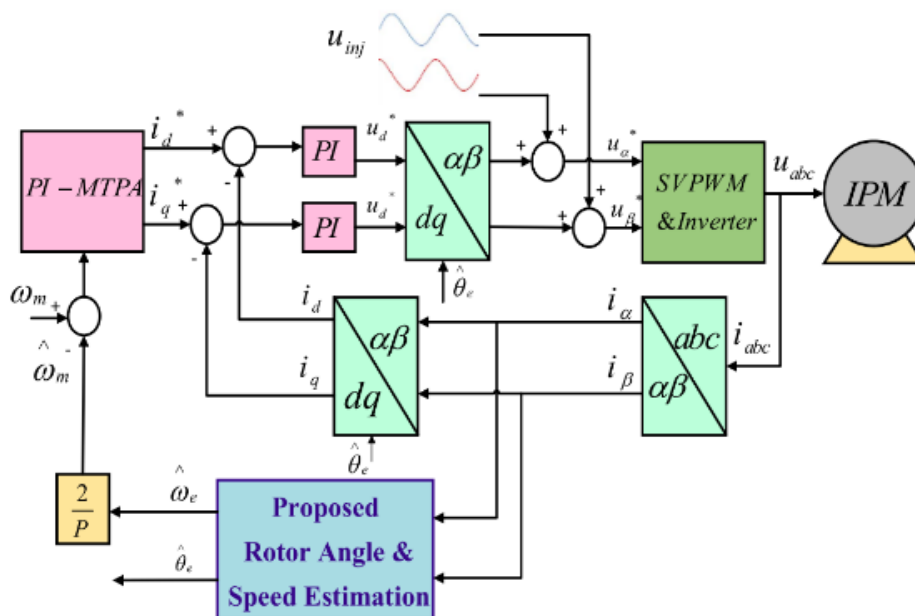
$\theta(t)$  موقعیت روتور است و  $A = \frac{w_h}{L_0^2 - L_1^2} * \text{دامنه}$

سیگنال ورودی  $u$  به ePLL با زاویه فاز کل آن و  $\theta_e(0)$  زاویه اولیه روتور است.

جریان القایی  $I_{\beta\_h}$  و  $I_{\alpha\_h}$  در رابطه (۷) به ترتیب در توابع کسینوس و سینوس آرگومان زاویه سیگنال HF، یعنی  $\omega_h t$  ضرب می شوند. سپس، با جمع این دو معادله،  $u$  را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$u = i_{\alpha\_h} \cos \omega_h t + i_{\beta\_h} \sin \omega_h t \quad (11)$$

با جایگزینی (۷) در (۱۱)، سیگنال  $u$  را می توان به صورت زیر بیان کرد:



شکل (۷): بلوک دیاگرام سیستم کنترل کلی پیشنهادی با HF



### تزریق سیگنال چرخشی

ورودی موجود است و به دلایل گفته‌شده در پاراگراف قبلی، نمی‌توان از فیلتر پایین‌گذر استفاده کرد. زمانی که سیگنال ورودی دارای برخی از مؤلفه‌های DC باشد، حلقه دارای یک خطا در فرکانس اساسی است. حذف کامل مؤلفه DC در حلقه فاز قفل‌شده سیستم‌های (PLL) تا کنون در ادبیات مورد توجه قرار نگرفته است.

جزء DC ممکن است جزء ذاتی یک سیگنال باشد (برای مثال، ولتاژ DC-link در یکسوکننده تک‌فاز که دارای یک هارمونیک DC و مرتبه دوم است) یا ممکن است توسط دستگاه‌های اندازه‌گیری (برای مثال، به دلیل پدیده اشباع در یک ترانسفورماتور جریان) و همچنین، فرایندهای تبدیل (برای مثال، A/D تبدیل برای برنامه‌های DSP نقطه ثابت) یا در صورت بروز خطا رخ دهد؛ بنابراین، لازم است هر خطایی که وجود دارد حذف شود.

یکی دیگر از روش‌های کنترل موتور PMSM حلقه قفل فاز تقویت‌شده (ePLL) است که برای فیلتر کردن، تخمین فرکانس، تخمین هارمونیک و همگام‌سازی معرفی و به طور گسترده مطالعه شده است. این روش کنترلی همانند روش کنترل لغزشی کلاسیک نسبت به تغییر پارامترهای موتور مقاوم است و علاوه بر آن، سرعت پاسخ آن نیز سریع‌تر از روش کلاسیک است و در زمانی محدود خطای کنترل خروجی آن به صفر می‌رسد [۲۱، ۲۲].

ePLL مشکل نوسان دوبل فرکانس در PLL‌های معمولی را حل می‌کند؛ با این حال، وجود یک جزء DC در سیگنال ورودی ePLL مانند کنترل‌کننده PLL باعث ایجاد خطا در حلقه می‌شود.

بنابراین، برای رفع خطای ناشی از مؤلفه DC مدار، بلوکی طراحی شده است که سبب می‌شود به طور کامل خطای ناشی از این مؤلفه DC حذف شود که این بلوک گفته‌شده نیز مانند LPF عمل نمی‌کند و فرکانس‌های اساسی پایین را حذف نمی‌کند.

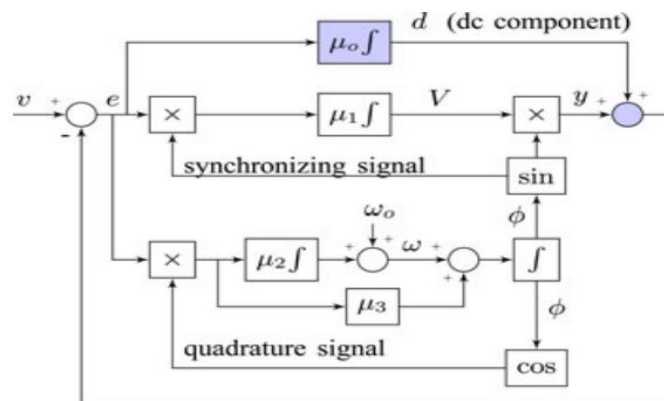
بلوک گفته‌شده در شکل (۸) آورده شده است.

بلوک ePLL نشان‌دهنده در شکل (۷) دارای مشکلاتی است که در این مقاله برطرف شده‌اند. یکی از اشکالات این است که جریان‌های اندازه‌گیری‌شده توسط سنسورهای جریان دارای یک مقدار آفست DC هستند که باعث اختلال در تخمین موقعیت روتور می‌شود. در مقاله آقای نادریان [۲۰] نیز مشکل اختلال تخمین موقعیت وجود داشته است که توسط ePLL بهبودیافته در این مقاله برطرف شده است.

### ۳- روش ePLL بهبودیافته برای حذف اثر آفست DC

اثر DC آفست بر روی موتورهای PMSM با اندازه‌گیری جریان در مسیر فعلی موتور مرتبط است. اجرای کنترل دقیق برای موتورهای PMSM به اطلاعات جریان نیاز دارد که بر اساس چارچوب مرجع همگام انجام می‌شود؛ با این حال، ماهیت غیرایده‌آل فرایند اندازه‌گیری جریان باعث تولید خطاهای DC آفست و scaling در مسیر جریان می‌شود. به ویژه، خطای DC آفست باعث تولید نوسانات فرکانس بنیادی در جریان‌های محور dq چارچوب مرجع همگام می‌شود. به عبارت دیگر، نوسان سرعت در موتورهای PMSM با نوسانات جریان محور dq هم‌راستا است؛ بنابراین، خطای DC آفست با استفاده از کنترل‌کننده اندازه‌گیری و با استفاده از فیلتر پایین‌گذر برای به دست آوردن مؤلفه DC در خروجی انتگرال تخمین‌گر جریان مغناطیسی جبران می‌شود؛ اما این فیلتر پایین‌گذر به شدت پهنای باند سیستم و پاسخ دینامیکی را کاهش می‌دهد.

یکی از روش‌های کنترل موتورهای PMSM حلقه فاز قفل‌شده با چارچوب مرجع هم‌زمان سه‌فاز (SRF-PLL) است که dqo-PLL نیز نامیده می‌شود و به طور گسترده برای برنامه‌های همگام‌سازی در سیستم‌های قدرت استفاده می‌شود. معمولاً SRF-PLL نیز در ورودی از خطای فرکانس دوگانه رنج می‌برد؛ بنابراین، سیگنالی نامتعادل در



شکل (۸): روش پیشنهادی ePLL با حذف آفست

استفاده شده است.

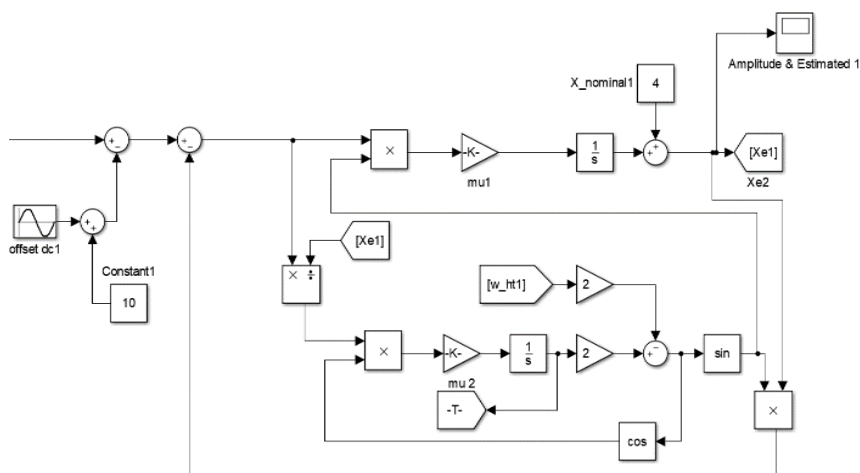
در شبیه‌سازی نرم‌افزار متلب، فقط مدار کنترلی اجرا شده است. در شکل (۹) مدار کنترلی بدون روش ePLL بهبودیافته آمده است. در ادامه، در هر دو نرم‌افزار، عملکرد تخمین موقعیت روتور در صورت وجود آفست بررسی شده است و با مقایسه روش پیشنهادی با روش‌های قبلی می‌توان کاربرد و اثربخشی آن را بر روی عملکرد موتور مشاهده کرد.

همچنین، برای نویز نیز این شبیه‌سازی‌ها انجام شده‌اند و عملکرد مدار در صورت استفاده از کنترلر پیشنهادی با وجود نویز در ادامه آمده است.

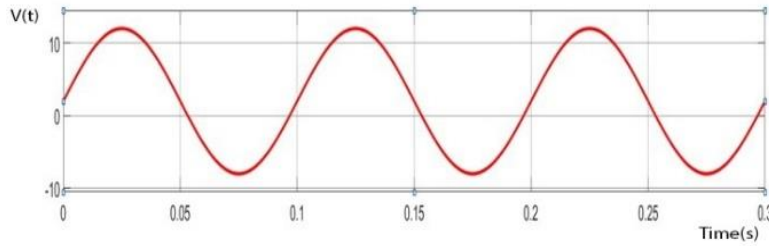
شکل (۸) روش پیشنهادی است که با استفاده از آن می‌توان علاوه بر حذف DC آفست، نویز ورودی به مدار را کاهش داد و به طور کامل حذف کرد که در ادامه آورده شده است. در این مقاله، از قابلیت حذف آفست با استفاده از انتگرال‌گیر مرتبه ۲ و ۳ برای برطرف کردن این مشکل استفاده می‌شود، مانند شکل (۸).

### ۴- نتایج شبیه‌سازی

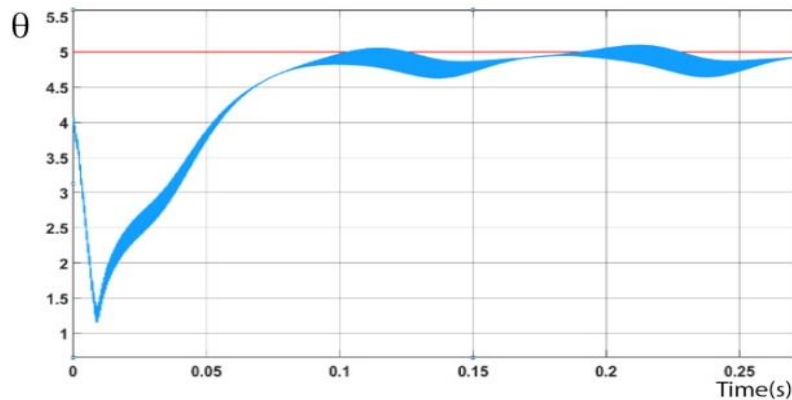
در این قسمت از مقاله، نتایج شبیه‌سازی‌هایی در نرم‌افزارهای شبیه‌ساز الکترونیک قدرت بررسی شده است. در شبیه‌سازی‌های Psim، از یک موتور ۲۰ قطب سه‌فاز



شکل (۹): شبیه‌سازی تخمین گر موقعیت روتور بدون بهبود با وجود DC آفست



شکل (۱۰): DC آفست ورودی به مدار ePLL

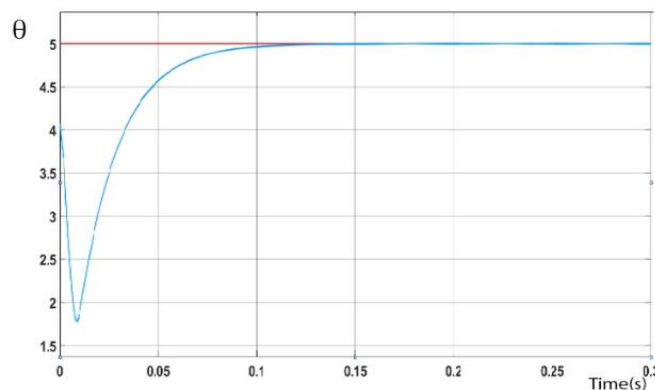


شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی تخمین‌گر موقعیت روتور بدون روش پیشنهادی با وجود DC آفست

کنترلر ePLL بهبودیافته انجام شده است که نتایج آن در شکل (۱۲) آمده است.

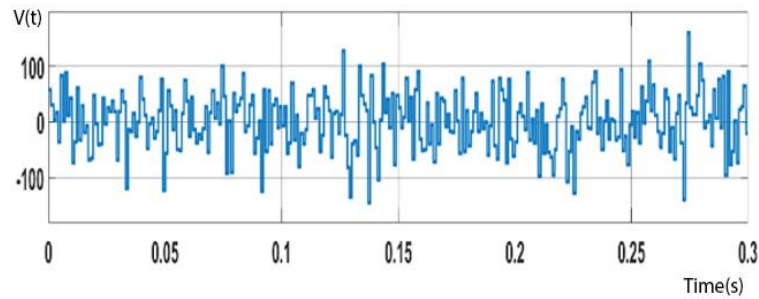
در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود اختلال موجود در مدار با تأخیر زمانی اندکی به طور کامل برطرف شده است و سیگنال موقعیت (سیگنال آبی‌رنگ) به طور کامل به سیگنال مرجع (سیگنال قرمز رنگ) همگرا می‌شود.

در این شبیه‌سازی، آفست ورودی به صورت شکل (۱۰) است که در صورت اعمال به مدار کنترلی شبیه‌سازی شده نتایج شکل (۱۱) حاصل می‌شود. از آنجا که در این مدار کنترلی (شکل ۹) از روش ePLL بهبودیافته استفاده نشده است، همان‌طور که مشخص است، موتور نتوانسته است بدون اختلال به مرجع خود همگرا شود. با استفاده از روش پیشنهادی، بار دیگر شبیه‌سازی با

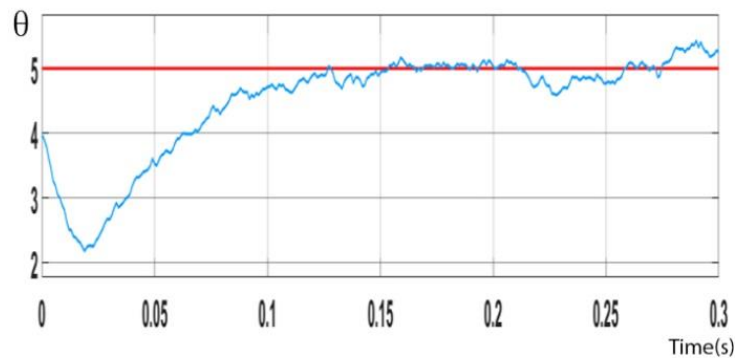


شکل (۱۲): نتیجه شبیه‌سازی تخمین‌گر موقعیت روتور بهبودیافته با وجود DC آفست





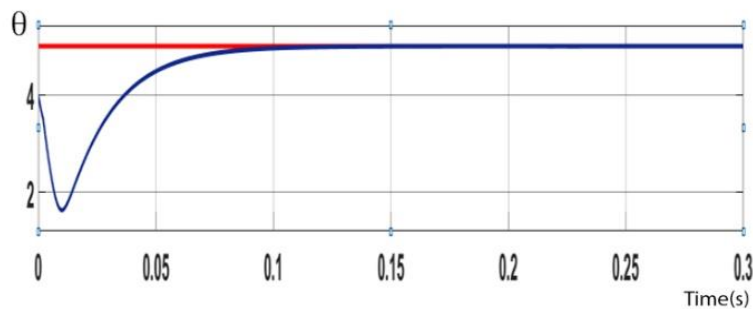
شکل (۱۵): نویز با دامنه بالا (توان بالا)



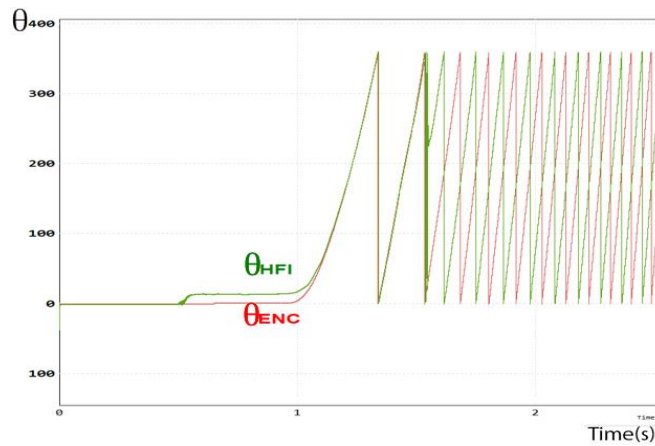
شکل (۱۶): نتایج مدار بدون بهبود با ورودی نویز شکل (۱۵)

همان‌طور که در شکل (۱۷) مشخص است، مدار بهبودیافته توانسته به طور کامل نویز را حذف کند. در صورتی که شبیه‌سازی‌های قسمت قبل در نرم‌افزار PSIM اجرا شوند، موقعیت تخمین‌زده‌شده و موقعیت واقعی موتور در صورت وجود بار بر روی شفت موتور مشابه شکل (۱۸) هستند که به‌خوبی نشان می‌دهد کنترلر پیشنهادی توانسته است موقعیت را به‌درستی تخمین بزند.

همان‌طور که در شکل (۱۶) دیده می‌شود، این مدار کنترلی نتوانسته است نویز با دامنه بالا (شکل ۱۵) را حذف کند و این امر سبب بروز خطا در عملکرد کنترلی موتور می‌شود. حال، با اضافه کردن این نویز توان بالا به مدار بهبودیافته پیشنهادی و شبیه‌سازی مجدد در نرم‌افزار متلب، می‌توان به نتایج شکل (۱۷) دست یافت که در زیر آمده است.



شکل (۱۷): نتایج مدار بهبودیافته با ورودی نویز شکل (۱۵)



شکل (۱۸): مقایسه تخمین موقعیت روش پیشنهادی با موقعیت واقعی روتور در صورت وجود آفست DC و با وجود بار (  $T_{load}$  )  
 (5) بر روی موتور در نرم افزار psim

که از بلوک بهبوددهنده گفته شده در مقاله استفاده نشود، در عملکرد مدار اختلال ایجاد می شود و مدار نمی تواند موقعیت روتور را به درستی تخمین بزند و همین امر باعث می شود موتور به درستی کار نکند.

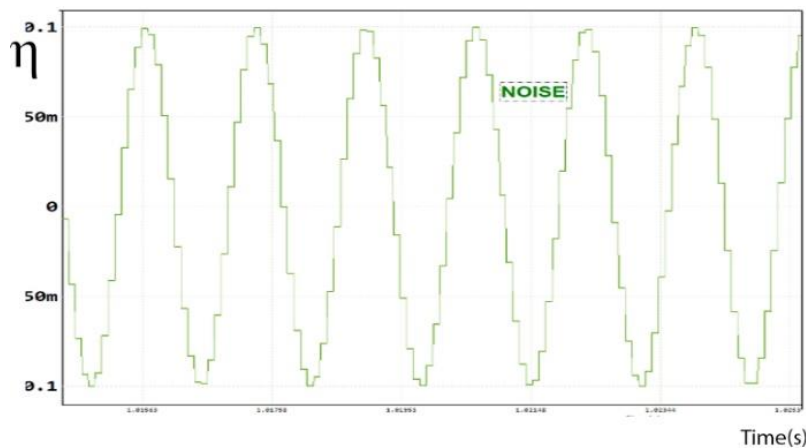
نتایج موقعیت روتور تخمین زده شده از اعمال نویز شکل (۱۹) در شکل (۲۰) آمده است که در زیر نشان داده شده است.

یکی دیگر از قابلیت های مدار پیشنهادی که قبلاً نیز به آن اشاره شد، قابلیت حذف نویز است که علت آن وجود المان انتگرال گیر در مدار است.

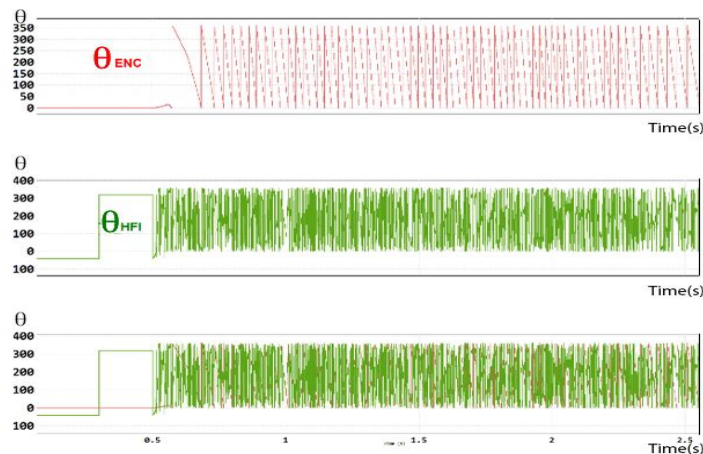
در نرم افزار PSIM، این شبیه سازی انجام شده است و نویز سینوسی با این نرم افزار بررسی شده است.

در این شبیه سازی، نویز از یک منبع سینوسی با فرکانس ۶۰۲/۳۸ رادیان بر ثانیه و دامنه ۰/۱ استفاده شده است.

با اعمال نویز سینوسی شکل (۱۹) به مدار، در صورتی



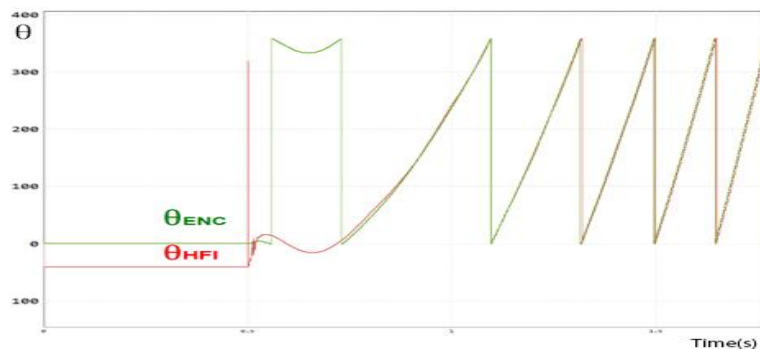
شکل (۱۹): نویز سینوسی اعمال شده به مدار کنترلی



شکل (۲۰): مقایسه تخمین موقعیت روش پیشنهادی با موقعیت واقعی روتور در صورت وجود نویز سینوسی

مشاهده می‌شود کنترلر پیشنهادی توانسته است تخمین موقعیت روتور را بدون اختلال به دست آورد و موتور بدون اختلال به کار خود ادامه دهد. نتایج را در شکل (۲۱) می‌توان مشاهده کرد.

همان‌طور که مشخص است، با اعمال نویز به مدار نمی‌توان انتظار داشت تخمینی روتور به موقعیت واقعی روتور همگرا شود. در صورتی که از مدار پیشنهادی مقاله استفاده شود،

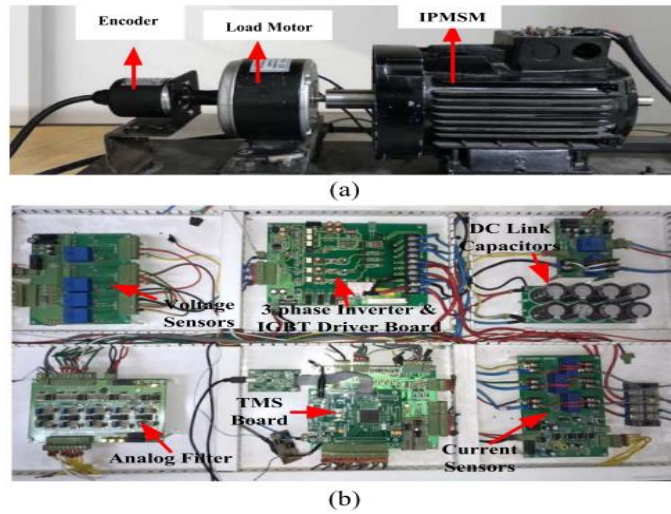


شکل (۲۱): مقایسه تخمین موقعیت روش قدیمی با موقعیت واقعی روتور در صورت وجود نویز سینوسی بدون بلوک بهبوددهنده

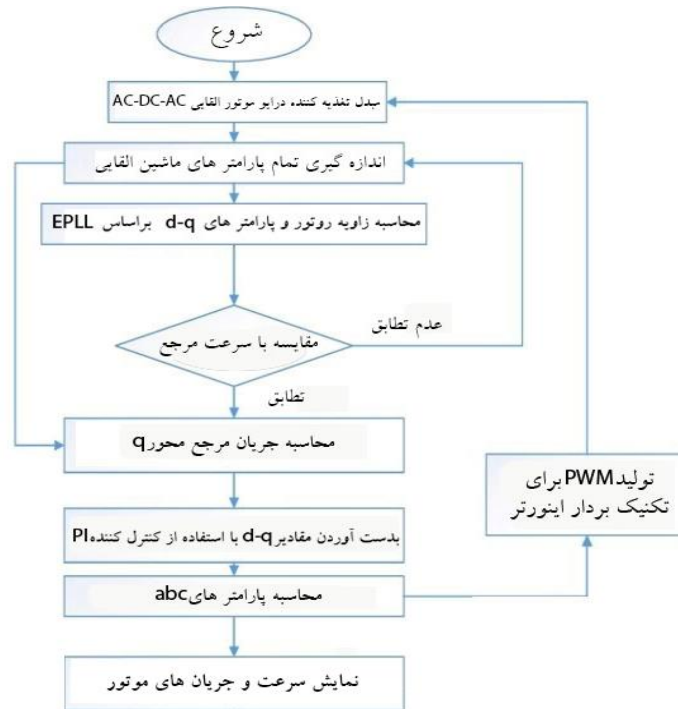
همراه سیستم کنترلی درایو مطابق شکل (۲۲) که مشخصات فنی آن در ضمیمه (الف) آمده است، اجرا شود، نتایج عملی به صورت زیر حاصل می‌شود. همچنین، روند نمای پیشنهادی در شکل (۲۳) آمده است.

### ۵- نتایج عملی

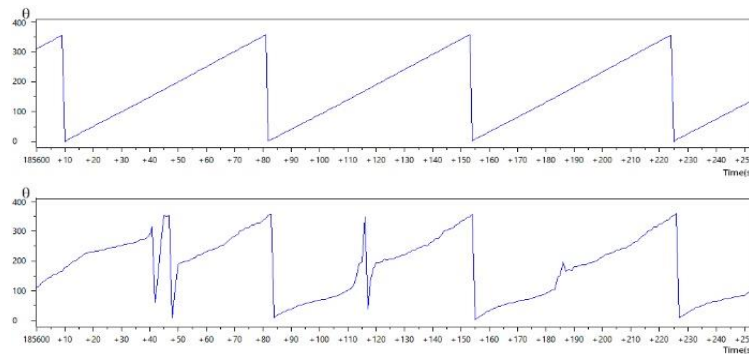
حال، اگر کنترلر پیشنهادی که شبیه‌سازی‌هایی بر روی آن در قسمت‌های قبل انجام شده‌اند، بر روی مدارهای کنترلر موتور به صورت عملی مطابق سیستم طراحی شده به



شکل (۲۲): مدل طراحی شده برای اعمال کنترلر پیشنهادی (a) IPMSM، موتور بار و انکدر، (b) سیستم درایو کنترل

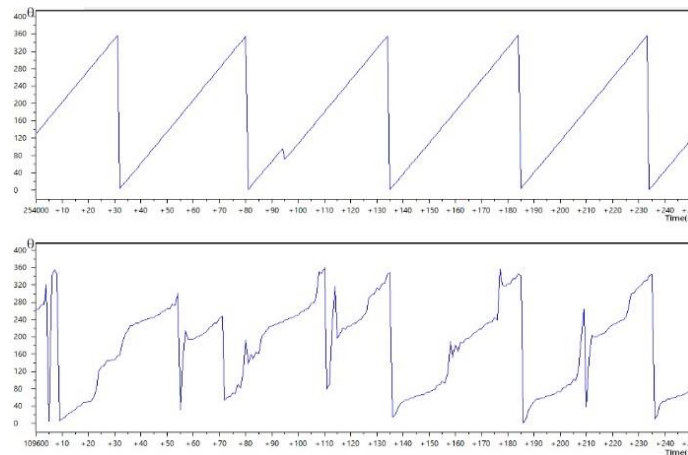


شکل (۲۳): روند نمای قسمت عملی



شکل (۲۴): مقایسه عملی تخمین موقعیت روتور با مقدار واقعی موقعیت روتور در اسیلوسکوپ (بدون اعمال بلوک پیشنهادی)





شکل (۲۵): مقایسه عملی تخمین موقعیت روتور با مقدار اندازه‌گیری شده انکودر در اسیلوسکوپ (بدون اعمال بلوک پیشنهادی)

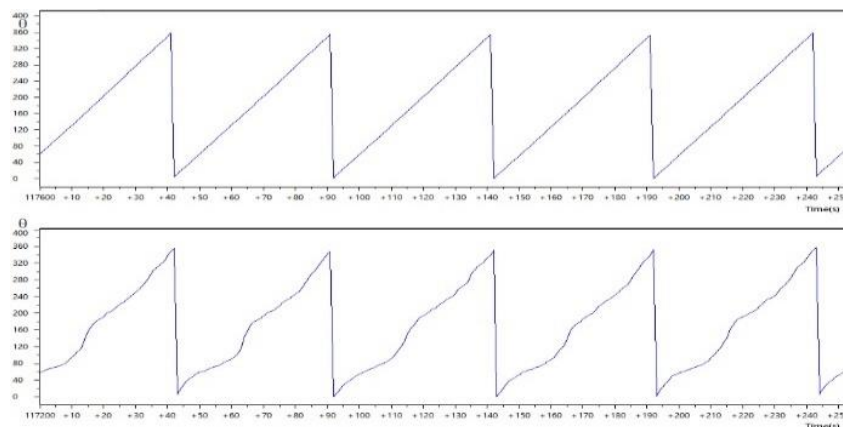
کردن می‌توان مقداری آفست هم به صورت فرضی به سیگنال‌های اندازه‌گیری شده اضافه کرد (با کمک یک بلوک جمع‌کننده در کد برنامه) و مشاهده می‌شود که این مقدار افزوده شده توسط بلوک حذف آفست شناسایی و تخمین زده می‌شود.

مقدار آفست ورودی به مدار توسط روش گفته شده تخمین زده شده است و این آفست بر روی ورودی سیگنال کنترلی به خوبی در شکل‌های (۲۷) و (۲۸) مشخص شده است.

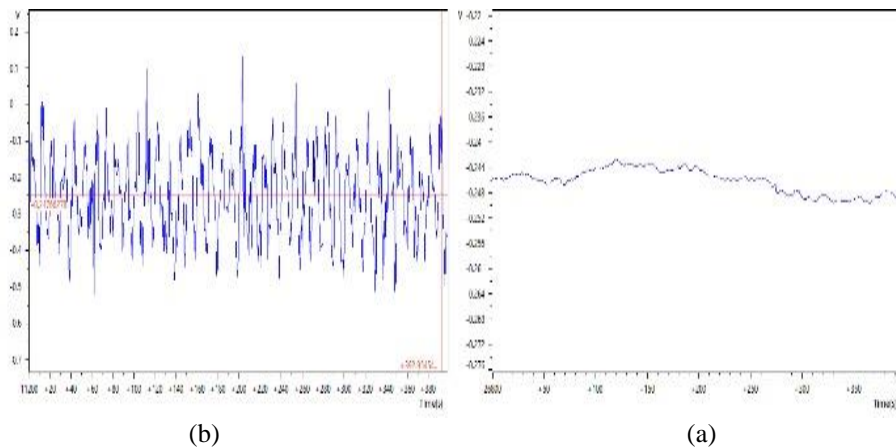
همان طور که در شکل‌های (۲۴) و (۲۵) مشخص است، کنترلر نتوانسته است موقعیت روتور را تخمین بزند. حال، با انجام آزمایش مجدد با بلوک کنترلی پیشنهادی، نتایج به صورت شکل (۲۶) حاصل شده است.

همان‌طور که در شکل (۲۶) مشاهده می‌شود، مدار پیشنهادی توانسته است سبب همگرایی و یکنواختی موقعیت روتور به مقدار واقعی شود.

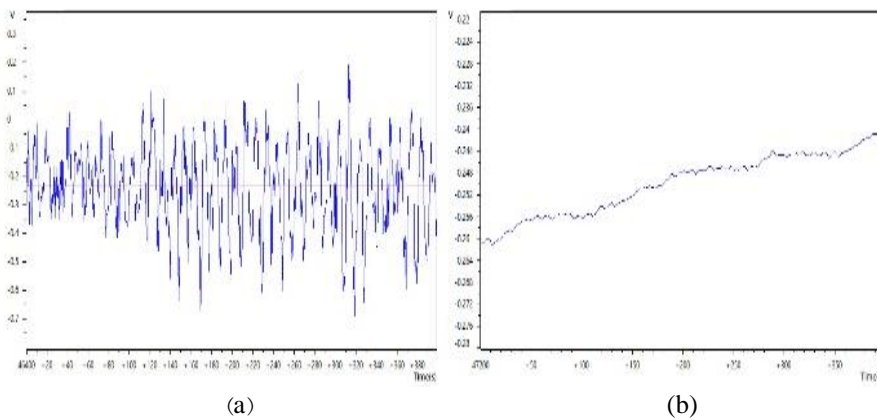
با توجه به اینکه حسگرهای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان دارای آفست هستند (که ناشی از خطای بخش الکترونیک است)، این آفست به طور ذاتی وجود دارد. البته، برای تست



شکل (۲۶): مقایسه عملی تخمین موقعیت روتور با مقدار واقعی موقعیت روتور در اسیلوسکوپ (با اعمال بلوک پیشنهادی)



شکل (۲۷): میزان آفست ورودی به مدار کنترلی (موتور در حالت سکون)



شکل (۲۸): میزان آفست ورودی مدار کنترلی (موتور در سرعت ۰/۲ pu)

آن برای برطرف کردن مشکل ناپایداری موتور استفاده شده است که ناشی از آفست DC ورودی به مدار است. همان‌طور که مشاهده شد، این مدار ePLL بهبودیافته توانست مقدار آفست DC ورودی به مدار را که ناشی از سنسورهای اندازه‌گیری جریان است، تخمین بزند و به حذف آن اقدام کند و این امر سبب شد تا موقعیت روتور را بتوان به‌درستی تخمین زد و کنترلی کامل‌تر بر روی موتور اعمال کرد؛ در صورتی که در روش‌های کنترلی قبلی هیچ کدام نتوانسته بودند آفست ورودی را تخمین بزنند و حذف کنند؛ بنابراین، این کنترلر به‌خوبی توانسته است این معضل را حل کند. نتایج عملکرد کنترلر گفته‌شده در قسمت‌های قبل به طور کامل شبیه‌سازی و اثبات شد.

یکی دیگر از مزایای استفاده از این بلوک بهبودیافته در مدار کنترلی امکان حذف نویز موجود در مدار است که در قسمت شبیه‌سازی نویز لحاظ شده است و مشاهده می‌شود که کنترلر توانسته است نویز را حذف و موتور را بدون

در شکل‌های (a۲۷) و (a۲۸) میزان آفست ورودی به مدار توسط مدار کنترلی پیشنهادی تخمین زده شده است و در شکل‌های (b۲۷) و (b۲۸) سیگنال ورودی به مدار کنترلی در صورت ترکیب با آفست DC آمده است.

## ۶- نتیجه‌گیری

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به دلیل دارا بودن بازده و چگالی توان زیاد، عملکرد قابل اعتماد و ساختمان ساده، در صنعت بسیار کاربرد دارند؛ بنابراین، در این مقاله سعی شده است تا مشکلاتی که در صنعت باعث اختلال و ناپایداری در امر کنترل موتور می‌شوند را با استفاده از بهبود یکی از روش‌های گفته‌شده برای تخمین موقعیت برطرف کرد.

روش ePLL بهبودیافته گفته‌شده روشی است که در این مطالعه برای حل این مشکل به کار برده شده است و از

Brushless DC Motor/Generator Drives”, Proc. of the 31th Annual Conference of the IEEE-IECON, pp. 1718-1725, November 2005.

<https://doi.org/10.3390/s23094276>

[5] N. Bekiroglu, S. Ozcira, “Observerless Scheme for Sensorless Speed Control of PMSM Using Direct Torque Control Method with LP Filter”, Advances in Electrical and Computer Engineering (AECE), Vol. 10, No. 3, pp. 78-83, August 2010. <http://dx.doi.org/10.4316/AECE.2011.04004>

[6] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, “An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 2, pp. 288-295, April 2003. <https://doi.org/10.1109/TIE.2003.809391>

[7] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, Y. Takeda, “Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 4, pp. 1054-1061, July/August 2002. <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.800777>

[8] S. Chi, L. Xu, “Position Sensorless Control of PMSM Based on a Novel Sliding Mode Observer over Wide Speed Range”, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '06, Vol. 3, pp. 1-7 August 2006. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.10.180>

[9] Y. S. Han, J. S. Choi, Y. S. Kim, “Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 5, Part 1, pp. 3588-3591, September 2000.

<http://dx.doi.org/10.1109/ICIAS.2012.6306234>

[10] Z. M. A. Peixo, F. M. Freitas Sa, P. F. Seixas, B. R. Menezes, P. C. Cortizo, W.S. Lacerda, “Application of Sliding Mode Observer for Induced E.M.F., Position and Speed Estimation of Permanent Magnet Motors”, Proc. of Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, pp.599-604, 1995. <https://doi.org/10.1109/PEDS.1995.405001>

[11] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto, “Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, pp. 184-191, 1999. <https://doi.org/10.1109/41.744410>

[12] A. Bado, S. Bolognani, M. Zigliotto, “Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique”, PESC'92, Vol. 2, pp. 951-957, June/July 1992.

اختلال ناشی از نویز کنترل کند.

نتایج کنترلر شبیه‌سازی شده به صورت عملی اجرا شد که نشان داد استفاده از بلوک پیشنهادی توانسته است موتور را با وجود آفست DC ورودی به صورت کامل کنترل کند و موقعیت روتور را به درستی تخمین بزند.

## ضمیمه الف

مشخصات موتور به کار رفته در شبیه‌سازی و مدار

عملی

جدول الف-۱. پارامترهای موتور IPMSM

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
توان نامی	1.8 kW	سرعت نامی	1500 rpm
گشتاور نامی	11.5 N.m	اندوکتانس محور $d$	57 mH
جریان نامی	7 A	اندوکتانس محور $q$	82 mH
ولتاژ نامی	220 V	تعداد قطب	4
شار پیوندی PM	0.32 Wb	مقاومت	2.8 $\Omega$
ممان اینرسی	0.003 $Kg.m^2$	گشتاور اصطکاکی	0.01 N.m.sec/rad

## مراجع

- [1] M. Naidu, B. K. Bose, “Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive”, IEEE IAS, Vol. 1, pp. 48-53, 1992. <https://doi.org/10.2174/2352096512666191021110613>
- [2] M. A. Hoque, M. A. Rahman, “Speed and Position Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol. 2, pp. 689-692, 1994. <https://doi.org/10.1109/CCECE.1994.405845>
- [3] A. B. Kulkarni, M. Ehsani, “A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, pp. 144-150, 1992. <https://doi.org/10.1109/28.120223>
- [4] T. Kim, H. Lee, M. Ehsani, “State of the Art and Future Trends in Position Sensorless

- [18] A. Piippo, J. Luomi, "Adaptive Observer Combined with HF Signal Injection for Sensorless Control of PMSM Drives", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 674-681, May 2005.  
<http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2008.2002274>
- [19] Y. Liang, Y. Li, "Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on MRAS Method and Initial Position Estimation", Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, Vol.1, pp. 96-999-11, November 2003.  
<http://dx.doi.org/10.1109/VPPC.2008.4677421>
- [20] Zhou, X., X. Chen, C. Peng, Y. Zhou, "High performance nonsalient sensorless BLDC motor control strategy from standstill to high speed", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 14, No. 10, pp. 4365-4375, 2018.  
<https://doi.org/10.1109/tii.2018.2794461>
- [21] H. Qi, L. Ling, C. Jichao, X. Wei, "Design and research of deep slot universal motor for electric power tools", Journal of Power Electronics, Vol. 20, pp. 1604-1615, 2020.  
<http://dx.doi.org/10.1007/s43236-020-00131-6>
- [22] M. Karim, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, A. Bakhshai, M. Mojiri, "Addressing DC Component in PLL and Notch Filter Algorithms", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, pp.78-86, 2012.  
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2158238>
- [13] O. Benjak, D. Gerling, "Review of Position Estimation Methods for IPMSM Drives without a Position Sensor Part II: Adaptive Methods", in Conf. Rec., IEEE-ICEM, pp. 16, September 2010.  
<http://dx.doi.org/10.25046/aj020125>
- [14] M. C. Huang, A. J. Moses, F. Anayi, X. G. Yao, "Linear Kalman Filter (LKF) Sensorless Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Orthogonal Output Linear Model", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 1381-1386, May 2006.  
<https://doi.org/10.1109/SPEEDAM.2006.1649983>
- [15] M. Comanescu, T. D. Batzel, "Reduced Order Observers for Rotor Position Estimation of Nonsalient PMSM", in Conf. Rec., IEEE-IEMDC '09, pp. 1346-1351, May 2009.  
<https://doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075378>
- [16] Y. Shi, K. Sun, L. Huang, Y. Li, "Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive with Position Sensorless Control", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 59, No. 11, November 2012.  
<https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2168792>
- [17] G. D. Andreescu, "Position and Speed Sensorless Control of PMSM Drives Based on Adaptive Observer", Proc.of EPE, 1999.  
<https://doi.org/10.1002/9781118954454.ch3>

- 
- <sup>1</sup> Permanent magnet synchronous motor  
<sup>2</sup> State observer  
<sup>3</sup> Sliding mode observer  
<sup>4</sup> Low frequency injection  
<sup>5</sup> High frequency injection  
<sup>6</sup> rotating sine wave  
<sup>7</sup> pulsating sine wave  
<sup>8</sup> pulsating square wave  
<sup>9</sup> High pass filter  
<sup>10</sup> Low pass filter  
<sup>11</sup> Band stop filter  
<sup>12</sup> Phase logic lock  
<sup>13</sup> Enhanced phase logic lock  
<sup>14</sup> Synchron reference frame phase logic lock

