



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 16, No. 3, 2025
pp. 37-52
Research Paper

Sensorless control of IPMSM in wide range of speed by a hybrid method

Mohammad Ghasemi Vanani ¹, Behzad Mirzaeian Dehkordi ², Arash Kiyoumars³

¹ M.Sc. in Electrical Engineering, Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
University of Isfahan, Isfahan, Iran

² Professor, Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Isfahan,
Isfahan, Iran

³ Professor, Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Isfahan,
Isfahan, Iran

Abstract:

In motor control, relying on sensors to determine motor position and speed introduces several limitations. As a result, numerous studies have explored sensorless control strategies for various types of motors. This paper focuses on estimating motor position and speed without using physical sensors, instead using only the applied voltage and motor current. Broadly speaking, two primary methodologies exist for estimating motor speed and position: one based on system modeling and the other utilizing signal injection techniques. Each method is effective within a specific speed range. To achieve motor control across a wide speed range, however, a hybrid approach combining both methods is required. This research proposes an algorithm that integrates these two approaches by assigning weights to each method's output based on the motor's operating speed. The influence of each method on the final estimated output is directly proportional to its assigned weight. The algorithm is implemented using a hysteresis loop. To assess the performance of the proposed method, the system is simulated in MATLAB/Simulink using the actual parameters of a permanent magnet motor.

Keywords: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, Vector Control, Sensorless Control, Square Wave High-Frequency Signal Injection, Adaptive Methods, Hybrid Method.



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.2025.146005.1753>

کنترل بدون حسگر موتور IPMSM در ناحیه وسیع سرعت با استفاده از یک روش ترکیبی

محمد قاسمی وانانی^۱، بهزاد میرزائیان دهکردی^{۲*}، آرش کیومرثی^۳

۱- کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

mohammad.ghv77@gmail.com

۲- استاد، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

mirzaeian@eng.ui.ac.ir

۳- استاد، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

kiyoumars@eng.ui.ac.ir

چکیده: استفاده از حسگرها برای تعیین موقعیت و سرعت موتور با معایبی متعدد همراه است. به همین دلیل، پژوهش‌های فراوانی بر کنترل بدون حسگر انواع موتورهای متمرکز شده‌اند. در این مقاله، متغیرهای موقعیت و سرعت موتور بدون نیاز به حسگر و فقط با بهره‌گیری از ولتاژ اعمالی و جریان موتور تخمین زده می‌شوند. به طور کلی، دو رویکرد اصلی روش مبتنی بر مدل سیستم و روش‌های تزریق سیگنال برای تخمین سرعت و موقعیت موتور توسط پژوهشگران ارائه شده‌اند. هر یک از این دو روش در محدوده سرعت مشخصی کارایی دارند و برای کنترل موتور در طیفی وسیع از سرعت‌ها، باید به صورت ترکیبی استفاده شوند. در این پژوهش، برای ترکیب بهینه این دو رویکرد، الگوریتمی پیشنهاد شده است که با توجه به سرعت موتور، به خروجی هر روش وزنی مشخص اختصاص می‌دهد. میزان تأثیر هر روش در خروجی نهایی به وزن اختصاص‌یافته به آن بستگی دارد. این الگوریتم به صورت یک حلقه هیستریزس اجرا شده است. در نهایت، به منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، سیستم در نرم‌افزار Matlab/Simulink و با استفاده از پارامترهای واقعی یک موتور مغناطیس دائم شبیه‌سازی شده است.

واژه‌های کلیدی: موتور سنکرون مغناطیس دائم داخلی، کنترل بدون حسگر، کنترل برداری، تزریق سیگنال مربعی فرکانس بالا، روش‌های تطبیقی، روش‌های ترکیبی.

۱- مقدمه

اطلاعات موقعیت و سرعت غیرقابل چشم‌پوشی است، اما استفاده از حسگر برای به دست آوردن موقعیت و سرعت دارای معایبی همچون هزینه زیاد، نویزهای الکترومغناطیسی، افزایش طول و حجم موتور و... است. برای حل این مشکلات در سالیان گذشته مطالعات زیادی درباره کنترل بدون حسگر^۲ ماشین‌های الکتریکی انجام شده‌اند. در این روش‌ها، سعی می‌شود با توجه به ولتاژ ورودی و جریان موتور، سرعت و موقعیت موتور تخمین زده شود. برای تخمین موقعیت و سرعت موتور به طور کلی دو روش وجود دارند: روش اول مبتنی بر مدل سیستم^۳ و روش دوم مبتنی بر تزریق سیگنال. با

موتورهای مغناطیس دائم از آنجا که نیاز به تحریک و کموتاسیون ندارند، در موتور هم تلفات مسی ندارند. این امر باعث می‌شود این موتورها در مقایسه با موتورهای القایی با توان یکسان، بازده بیشتری داشته باشند [۱].

یکی از انواع موتور مغناطیس دائم «موتور مغناطیس دائم داخلی»^۱ است که به خاطر مزایای این نوع موتور، مورد توجه است [۲].

به منظور کنترل سرعت و موقعیت این موتورها، استفاده از

نشانی نویسنده مسئول: ایران، اصفهان، دانشگاه اصفهان، دانشکده

فنی و مهندسی، گروه مهندسی برق

۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۴/۰۴/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۷/۱۴

نام نویسنده مسئول: بهزاد میرزائیان دهکردی

توجه به وابستگی روش‌های مبتنی بر مدل سیستم به ولتاژ ضد محرکه و وابستگی ولتاژ ضد محرکه به سرعت موتور، این روش‌ها در سرعت‌های کم قابل استفاده نیستند. در روش‌های مبتنی بر تزریق سیگنال با استفاده از برجستگی مغناطیسی روتور و تزریق سیگنال فرکانس بالا از جنس جریان یا ولتاژ، می‌توان موقعیت و سرعت موتور را در سرعت‌های کم، حتی نزدیک به توقف، تخمین زد.

روش‌های مبتنی بر مدل سیستم، موقعیت و سرعت روتور را با استفاده از معادلات اساسی ولتاژ و جریان استاتور تخمین می‌زنند؛ این در حالی است که در روش‌های تزریق سیگنال، با استفاده از ویژگی برجستگی قطب و تغییرات لندوکنانس نسبت به تغییرات موقعیت روتور، موقعیت روتور تخمین زده می‌شود [۳].

از جمله روش‌های مبتنی بر مدل سیستم می‌توان به رؤیتگرهای مد لغزشی (SMO^1)، رؤیتگرهای تطبیقی، فیلتر کالمن توسعه‌یافته (EKF^5)، رؤیتگرهای حالت و تخمین‌گرهای مبتنی بر هوش مصنوعی اشاره کرد. روش SMO برای تخمین سرعت و موقعیت موتور از تخمین ولتاژ ضد محرکه استفاده می‌کند. این روش نسبتاً روشی ساده است و نسبت به پارامترهای موتور حساسیت کمتری دارد، اما این روش دارای معایبی همچون تعیین ضریب سوئیچینگ و همچنین ریبیل زیاد در خروجی است [۴]. برای بهبود پاسخ این روش، روش‌هایی همچون استفاده از فیلترهای پایین‌گذر یا تابع سیگموئید به جای تابع علامت [۵] و تغییر در ساختار حلقه قفل فاز [۶] معرفی شده‌اند. برای استفاده از این روش برای موتور $IPMSM$ ، باید از مدل توسعه‌یافته این موتور استفاده کرد [۷]. رؤیتگرهای تطبیقی بر پایه رؤیتگرهای حالت بنا نهاده شده‌اند. در این ساختارها، یک مکانیسم تطبیق برای کاهش خطای حالت تخمین زده‌شده توسط رؤیتگر و مقدار لندازه‌گیری‌شده آن به کار می‌رود که پارامتری از رؤیتگر را تغییر می‌دهد. این روش با رویکردهایی مختلف از جمله استفاده از جریان‌های دوجوری و شارهای دوجوری به عنوان حالت‌های سیستم [۸]، استفاده از شیوه کنترل‌کننده مد لغزشی به جای کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی رایج [۹] یا کنترل‌کننده منطق فازی استفاده می‌شود [۱۰]. رؤیتگرهای حالت جزو روش‌های کنترل مدرن هستند که می‌توان آنها را

به صورت تقریبی خطی کرد. برای تخمین سرعت و موقعیت می‌توان از متغیرهای جریان و شار موتور در قاب ساکن [۱۱] یا قاب مرجع روتور [۱۲] استفاده کرد. بیشتر رؤیتگرهای حالت دارای چهار حالت هستند و تعیین ماتریس ضریب که در آنها لازم است، کاری دشوار است. روش فیلتر کالمن توسعه‌یافته، روشی قابل استفاده برای سیستم‌های غیرخطی است [۱۳]. این روش در مقابل نویز سیستم مقاوم است، ولی از نظر سطح محاسبات ماتریسی، روشی دشوار است و برای اجرای آن پردازش زیادی نیاز است. از طرفی، در این روش وجود دو ماتریس کواریانس نویز لازم است که با توجه به اینکه نویز سیستم ناشناخته است و با تغییر محیط، این نویز می‌تواند متغیر باشد که اجرای این روش را دچار مشکل می‌کند [۱۴]. روش‌های هوش مصنوعی با استفاده از شبکه‌های عصبی و منطق فازی یا الگوریتم ژنتیک یا روش‌های هوشمند دیگر برای تخمین موقعیت و سرعت موتور استفاده می‌شوند [۱۶]. این روش‌ها به پردازش زیادی نیاز دارند.

از طرفی، روش‌های مبتنی بر تزریق سیگنال نیز در سرعت‌های کم کاربردی هستند که از جمله این روش‌ها می‌توان روش تزریق سیگنال فرکانس زیاد گردان، تزریق سیگنال پالسی سینوسی و تزریق سیگنال پالسی مربعی [۱۷-۱۹] را نام برد. اساس کار روش تزریق سیگنال گردان، تزریق یک سیگنال ولتاژ فرکانس زیاد سینوسی متعادل به سه فاز استاتور است. روش‌هایی مختلف برای استخراج موقعیت در این روش وجود دارند، از جمله استفاده از فیلترهای بالاگذر و پایین‌گذر، الگوریتم هتروداين [۲۰] یا استفاده از فیلتر فرکانس سنکرون [۲۱]. در روش تزریق سیگنال سینوسی، برای تخمین موقعیت روتور یک سیگنال سینوسی با فرکانس زیاد در محور مستقیم مختصات روتور تخمینی تزریق می‌شود. این روش را به صورت ساده می‌توان با استفاده از فیلترهای پایین‌گذر در مسیر سیگنال جریان اجرا کرد [۲۲] و برای بهبود این روش، روش‌هایی مانند استفاده از فیلتر کالمن تطبیقی [۲۳] یا تشخیص دامنه جریان فرکانس بالا [۲۴]، به جای فیلترهای معمولی معرفی شده‌اند. روش تزریق سیگنال پالسی مربعی در واقع تغییر شکل موج روش قبل به شکل مربعی است [۱۷]. در این روش، می‌توان فرکانس سیگنال تزریقی را تا نصف فرکانس سوئیچینگ افزایش داد [۲۵]. روش‌های تزریق

استفاده شده است. همچنین، به منظور بهبود عملکرد این روش، از یک حلقه قفل فاز جدید استفاده شده است که کارایی سیستم را بهبود می‌دهد. در روش پیشنهادی این مقاله در سرعت‌های زیاد، فقط روش MRAS و در سرعت‌های کم، از هر دو روش استفاده می‌شود. برای تعیین ناحیه عملکرد روش تزریق سیگنال، از یک الگوریتم وزن‌دهی منطبق بر یک حلقه هیستریزس استفاده شده است. این حلقه هیستریزس، با توجه به سرعت موتور، ناحیه عملکرد روش تزریق سیگنال را مشخص می‌کند.

۲- کنترل بدون حسگر موتور IPMSM

۲-۱- مدل موتور IPMSM [۲۹، ۳۰]

روابط موتور در مختصات سه‌محوری یا معادلات موتور در سه فاز تحلیل پیچیده‌ای دارند؛ به همین دلیل، از معادلات موتور در مختصات دوماحوری استفاده می‌شود. برای سادگی در تحلیل، معادلات موتور به صورت دوماحوری و در قاب مرجع روتور (dq) نوشته می‌شوند. در این معادلات، محور مستقیم (d-axis)، منطبق بر محور شار مغناطیس دائم و محور عرضی (q-axis)، ۹۰ درجه از محور d جلوتر است. بنابراین، معادلات دوماحوری موتور در قاب مرجع موتور به صورت رابطه (۱) خواهند بود.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_d} \\ \frac{v_q - \omega_r \lambda_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

در این روابط، ω_r سرعت زاویه‌ای الکتریکی، R_s مقاومت الکتریکی استاتور، L_d و L_q به ترتیب لندوکتانس محورهای مستقیم و عرضی، λ_f شار مغناطیس دائم موتور، i_d و i_q به ترتیب جریان محورهای مستقیم و عرضی و v_d و v_q ولتاژ ترمینال موتور هستند. در موتور IPMSM، به دلیل برجستگی روتور که ناشی از رسانایی مغناطیسی مواد مغناطیس دائم است، مقدار L_d و L_q با هم برابر نیست و معمولاً L_q کوچک‌تر از L_d است. از این خاصیت برای

سیگنال برای استفاده در کاربردهای بدون حسگر در سرعت‌های کم مطرح شده‌اند. روش‌هایی که از سیگنال سینوسی استفاده می‌کنند (گردان یا پالسی)، باعث کاهش پهنای باند سیستم می‌شوند. دلیل این امر آن است که فرکانس سیگنال تزریقی در این روش‌ها باید حدود ۱۰ تا ۲۰ درصد فرکانس سوئیچینگ باشد و از طرفی، پهنای باند حلقه کنترل جریان نیز باید کمتر از فرکانس سیگنال تزریقی باشد؛ بنابراین، استفاده از این روش‌ها باعث کندی سیستم می‌شود. از طرف دیگر، برای اجرای این روش‌ها به فیلترهایی نیاز است که مؤلفه فرکانس زیاد تزریقی را از جریان اصلی جدا کنند. برخلاف این روش‌ها، روش تزریق سیگنال پالسی مربعی، علاوه بر سادگی در اجرا با توجه به آنکه فرکانس آن برابر نصف فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته می‌شود، با در نظر گرفتن پهنای باند حلقه کنترل جریان برابر ۰/۱ فرکانس سوئیچینگ، تأثیری در کندی سیستم نخواهد داشت. از طرفی، نیازی به وجود فیلتر در این روش وجود ندارد. با توجه به مزایای این روش نسبت به بقیه روش‌های تزریق سیگنال، از این روش برای تخمین سرعت و موقعیت و سرعت‌های کم استفاده می‌شود. بنابراین، هر کدام از این دو روش در ناحیه‌ای خاص از سرعت کاربردی هستند و برای کنترل سرعت در ناحیه وسیع سرعت باید از این دو روش به صورت ترکیبی^۶ استفاده کرد [۲۶-۲۸]. در این مقاله، روش کنترل بدون حسگر موتور با استفاده از ترکیب این دو روش بررسی شده است.

یکی از روش‌های مبتنی بر مدل سیستم، رؤیتگرهای تطبیقی هستند. رؤیتگرهای تطبیقی که معمولاً به سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع (MRAS^۷) نسبت داده می‌شوند، بر پایه یک مدل دینامیکی از سیستم بنا نهاده شده‌اند. در این روش، با استفاده از مدل سیستم، مدل تطبیقی و مکانیسم تطبیق، سرعت و موقعیت موتور تخمین زده می‌شود. با توجه به معایب کلی روش‌های مبتنی بر مدل سیستم در سرعت‌های کم، برای کنترل موتور در ناحیه وسیع سرعت، از روش تزریق سیگنال نیز استفاده می‌شود. برای تخمین سرعت و موقعیت موتور به روش تزریق سیگنال، روش‌هایی مختلف با توجه به شکل موج و نوع سیگنال تزریقی وجود دارند. در این مقاله، با توجه به سادگی در اجرا و کارایی روش پیشنهادی و بهبود پهنای باند سیستم، روش تزریق سیگنال ولتاژ فرکانس بالا مربعی^۸

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r \lambda_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (۳)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\lambda_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$$\frac{d}{dt} e = Ae + IW \quad (۵)$$

با تفاضل رابطه‌های (۱) و (۳) از یکدیگر، رابطه (۴) به دست می‌آید که آن را می‌توان به صورت رابطه ماتریسی (۵) بازنویسی کرد. در رابطه (۵)، ماتریس‌های A و e و W به صورت سه رابطه (۶)، (۷) و (۸) معرفی می‌شوند، این در حالی است که I ماتریس همانی است.

$$e = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (۶)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$W = (\omega_r - \hat{\omega}_r) \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d - \frac{\lambda_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (۸)$$

برای طراحی الگوریتم MRAS با کارایی مناسب، نکته کلیدی در انتخاب قاعده تطبیق یا تعیین تابع خطاست. قانون انطباق معمولاً به صورت تناسبی-انتگرالی یا PI در نظر گرفته می‌شود.

بر اساس معیاری پایداری پوپوف^{۱۲}، برای پایداری الگوریتم MRAS دو شرط باید برقرار باشند [۳۴]. شرط اول آنکه ماتریس انتقال $H(s)$ که به صورت رابطه (۹) تعریف می‌شود، مثبت معین باشد که در اینجا ماتریس D ، ماتریس همانی یا I در نظر گرفته می‌شود؛ یعنی $D = I$ شرط دوم برقرار بودن نامساوی رابطه (۱۰) است. در این رابطه برابر

تخمین سرعت و موقعیت با استفاده از روش تزریق سیگنال استفاده می‌شود.

با استفاده از همین متغیرها، گشتاور خروجی موتور مطابق رابطه (۲) است.

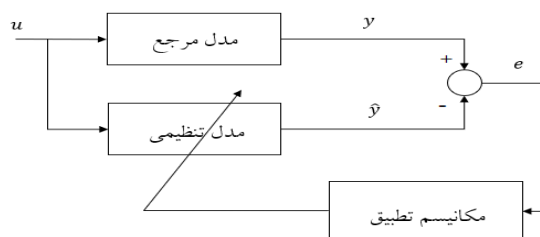
$$T_e = \frac{3}{2} P \left((L_d - L_q) i_d + \lambda_f \right) i_q \quad (۲)$$

۲-۲- تخمین سرعت با استفاده از روش MRAS

[۱۰-۸، ۳۱، ۳۲]

روش MRAS یکی از روش‌های تخمین سرعت حلقه بسته مبتنی بر مدل سیستم است. این روش، بر اساس یک مدل دینامیکی که به تقلید از مدل دینامیکی موتور ساخته شده، مطرح شده است. در این روش، یک مدل قابل تنظیم^۹ برای تخمین حالت‌هایی از سیستم استفاده می‌شود که حالت‌های متناظر آنها در مدل مرجع^{۱۱} قابل اندازه‌گیری هستند.

در مکانیسم تطبیق^{۱۱}، از اختلاف حالت‌ها در دو سیستم مرجع و سیستم قابل تنظیم برای اصلاح متغیر تنظیمی در سیستم قابل تنظیم استفاده می‌شود. در نهایت، مدل قابل تنظیم بر مدل مرجع منطبق می‌شود. با توجه به مطالب ارائه‌شده، مشخص است این روش دارای سه بلوک اصلی است: مدل مرجع، مدل قابل تنظیم و مکانیسم تطبیق. شکل (۱) نشان‌دهنده بلوک اصلی این روش است.



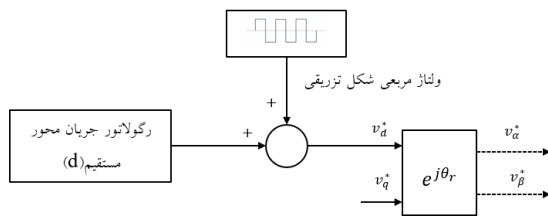
شکل (۱): بلوک دیاگرام کلی روش MRAS [۳۳]

برای ارائه نظری روش تخمین سرعت موتور با استفاده از روش MRAS، مدل مرجع، موتور با معادلات اصلی مطابق رابطه (۱) در نظر گرفته می‌شود. مدل تنظیمی نیز به صورت همین رابطه، با این تفاوت که سرعت و جریان‌های استفاده‌شده در آن، سرعت و جریان‌های تخمینی $\hat{i}_d$ ، $\hat{\omega}_r$ ، $\hat{i}_q$ هستند، است. این مدل با استفاده از رابطه (۳) به صورت ریاضی اجرا می‌شود.

۲-۲- تخمین سرعت و موقعیت با استفاده از روش تزریق سیگنال [۱۷-۱۹]

همان‌طور که پیش از این ارائه شد، روش‌هایی مختلف برای تخمین سرعت و موقعیت با استفاده از تزریق سیگنال وجود دارند. در اینجا، روش تزریق سیگنال ولتاژ فرکانس زیاد مربعی بررسی خواهد شد. علت انتخاب این روش آن است که علاوه بر سادگی این روش، با توجه به شکل موج تزریقی، فرکانس این سیگنال برابر نصف فرکانس سوئیچینگ است و ریل گشتاور حداقل را ایجاد می‌کند. از طرفی، با توجه به فرکانس سیگنال تزریقی، این روش نسبت به بقیه روش‌ها پهنای باند سیستم را کاهش نمی‌دهد و نیازی به فیلتر کردن جریان ندارد. در ادامه، این روش شرح داده خواهد شد.

در این روش، موقعیت و سرعت موتور با استفاده از تزریق یا افزودن یک سیگنال ولتاژ مربعی با فرکانس زیاد به ولتاژ مرجع خروجی از کنترل‌کننده جریان قابل اجراست. سیگنال تزریقی را می‌توان به هر یک از محورهای مستقیم یا عرضی تزریق کرد، ولی از آنجا که جریان محور عرضی در ساخت گشتاور تأثیر بیشتری داشته و محور مستقیم کنترل‌کننده شار است، سیگنال تزریقی روی محور مستقیم اعمال شده است تا موجب ریل در گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی نشود. **شکل (۳)** نحوه تزریق سیگنال مدنظر را نشان می‌دهد. همان‌طور که از شکل نیز مشخص است، شکل سیگنال تزریقی به سیستم مربعی و از جنس ولتاژ است.



شکل (۳): نحوه تزریق سیگنال مربعی فرکانس بالا به سیستم

تبیین ریاضی این روش آن است که اگر فرض شود موقعیت واقعی روتور θ_r باشد و موقعیت تخمینی برابر $\hat{\theta}_r$ ، در این صورت، اختلاف این دو برابر $\tilde{\theta}$ است. از آنجا که موقعیت واقعی روتور در دسترس نیست و از موقعیت تخمینی استفاده می‌شود، سیگنال تزریقی در واقع به محور مستقیم در

ماتریس خطا در نظر گرفته می‌شود؛ یعنی $v = De = e$.

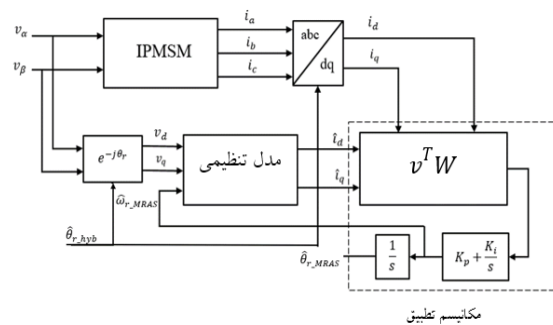
$$H(s) = D(sI - A)^{-1} \quad (9)$$

$$\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} v^T W dt \geq -\gamma_0^2 \quad (10)$$

با وجود برقراری این دو شرط، خطا به سمت صفر میل می‌کند و سیستم MRAS پایدار خواهد بود. بنابراین، می‌توان سرعت تخمینی را از رابطه (۱۱) به دست آورد. پس با عبور سیگنال $v^T W$ از یک PI، می‌توان سرعت را تخمین زد و با انتگرال‌گیری از سرعت تخمینی، موقعیت را به دست آورد.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{r_MRAS} &= K_{I_MRAS} \int_0^t v^T W dt + K_{P_MRAS} (v^T W) \\ &= K_{I_MRAS} \int_0^t ((i_d - \hat{i}_d) \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \right) - (i_q - \hat{i}_q) \left(\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d + \frac{\lambda_f}{L_q} \right)) dt \\ &\quad + K_{P_MRAS} ((i_d - \hat{i}_d) \left(\frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q \right) - (i_q - \hat{i}_q) \left(\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d + \frac{\lambda_f}{L_q} \right)) \end{aligned} \quad (11)$$

شکل (۲) نحوه اجرای این الگوریتم را نشان می‌دهد. همان‌طور که در **شکل (۲)** مشخص شده است، با استفاده از مکانیسم تطبیق، سرعت و موقعیت موتور تخمین زده می‌شود. در این بلوک دیاگرام از موقعیت تخمینی به وسیله انتگرال‌گیری از سرعت تخمینی به طور مستقیم استفاده نشده است، بلکه از موقعیت تخمینی به وسیله روش ترکیبی (θ_{r_hyb}) در این مدل استفاده شده است. نحوه به دست آمدن θ_{r_hyb} در قسمت ترکیب دو روش ارائه خواهد شد.



شکل (۲): بلوک دیاگرام روش MRAS برای تخمین سرعت و موقعیت موتور IPMSM [۳۳]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d,h} \\ i_{q,h} \end{bmatrix} = \pm u_i \begin{bmatrix} \frac{\cos \tilde{\theta}}{L_d} \\ -\frac{\sin \tilde{\theta}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} e^{-j\tilde{\theta}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d,h} \\ \hat{i}_{q,h} \end{bmatrix} \\ = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} & \sin \tilde{\theta} \\ -\sin \tilde{\theta} & \cos \tilde{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d,h} \\ \hat{i}_{q,h} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d,h} \\ \hat{i}_{q,h} \end{bmatrix} = \pm u_i \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \tilde{\theta}}{L_d} + \frac{\sin^2 \tilde{\theta}}{L_q} \\ \frac{(L_q - L_d)}{2L_d L_q} \sin 2\tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

با فرض آنکه خطای موقعیت تخمینی کوچک باشد، در این صورت، می توان سطر دوم رابطه (۱۶) را با تقریبی مناسب به شکل رابطه (۱۷) نوشت. با گسسته سازی این رابطه نسبت به دوره سوئیچینگ، رابطه دیفرانسیلی (۱۷) با رابطه (۱۸) معادل خواهد بود.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_{q,h} = \pm u_i \frac{(L_q - L_d)}{2L_d L_q} 2\tilde{\theta} \quad (17)$$

$$\Delta \hat{i}_{q,h} = \pm u_i T_s \frac{(L_q - L_d)}{L_d L_q} \tilde{\theta} \quad (18)$$

می توان دریافت تغییرات فرکانس بالا در جریان محور عرضی در مختصات تخمینی نشان دهنده خطای مختصات تخمینی است؛ یعنی مطابق رابطه (۱۹)، مؤلفه فرکانس بالا در جریان محور عرضی به صورت ضربی از خطای موقعیت تخمینی است که در این رابطه، $k_c = \frac{L_d L_q T_s}{u_i (L_q - L_d)}$ تخمینی است $\pm k_c \Delta \hat{i}_{q,h} = \tilde{\theta}$ (۱۹)

برای آنکه مؤلفه فرکانس زیاد جریان محور عرضی به دست آید، باید از جریان نمونه برداری شود. برای این کار در طول یک دوره تزریق سیگنال از سه نقطه جریان در طول زمان نمونه برداری می شود؛ یعنی در آغاز دوره، پایان یک نیم دوره که علامت سیگنال عوض می شود و پایان دوره سیگنال. حال با استفاده از رابطه (۲۰)، تغییرات جریان محور عرضی در فرکانس زیاد به دست می آید. **شکل (۵)** نحوه نمونه برداری از جریان برای استفاده در رابطه (۲۰) را نشان می دهد.

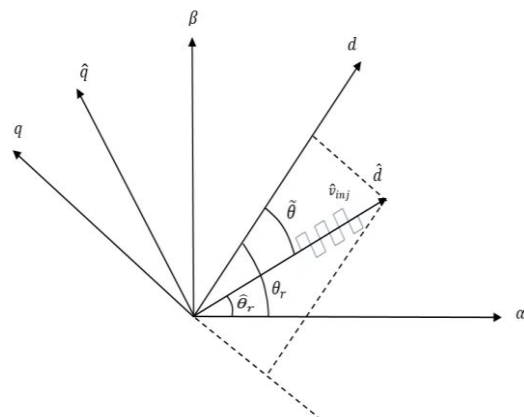
$$\Delta \hat{i}_{q,h} = -\frac{1}{2} ((\hat{i}_{q,k} - \hat{i}_{q,k-1}) - (\hat{i}_{q,k-1} - \hat{i}_{q,k-2})) \quad (20)$$

موقعیت تخمینی تزریق می شود که رابطه (۱۲) نشان دهنده آن است.

$$\hat{v}_{inj} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{d,h} \\ \hat{v}_{q,h} \end{bmatrix} = \pm u_i \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

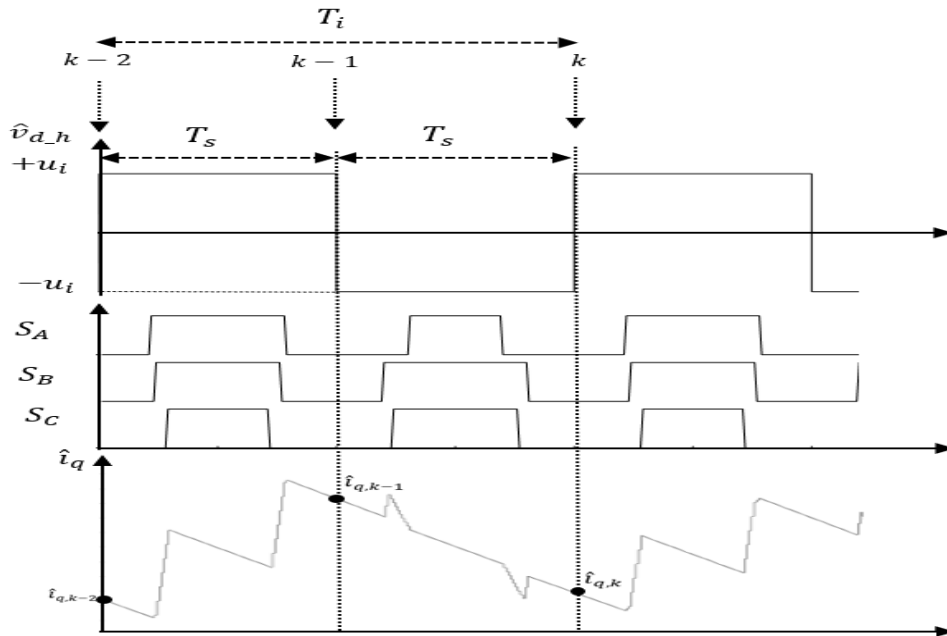
با فرض اینکه اختلاف موقعیت واقعی و تخمینی برابر $\tilde{\theta}$ باشد، ولتاژ فرکانس زیادی که در موقعیت واقعی به موتور تزریق می شود به شکل رابطه (۱۳) است.

$$v_{inj} = \begin{bmatrix} v_{d,h} \\ v_{q,h} \end{bmatrix} = e^{-j\tilde{\theta}} \hat{v}_{inj} = \pm u_i \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta} \\ -\sin \tilde{\theta} \end{bmatrix} \quad (13)$$



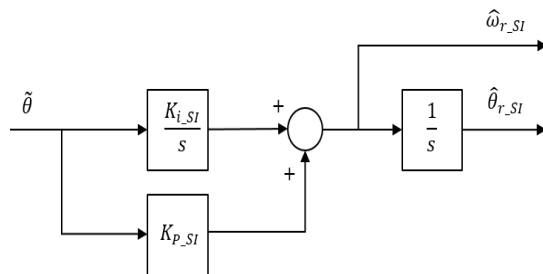
شکل (۴): شکل سیگنال تزریقی در مرجع مختصات تخمینی نسبت به مختصات واقعی هدف [۱۹]

شکل (۴) مطلب ارائه شده در رابطه با ولتاژ تزریقی در مختصات مرجع روتور تخمینی و واقعی را نمایش می دهد. با توجه به مطلب قسمت قبل در رابطه با مدل ولتاژ و جریانی موتور، می توان در معادلات ولتاژی و جریانی موتور در فرکانس زیاد از ولتاژ حرکتی صرف نظر کرد (یعنی قسمت هایی که شامل سرعت هستند)، زیرا این روش در سرعت های کم استفاده می شود؛ بنابراین، از این ولتاژ صرف نظر می شود. این فرض در همه روش های تزریق سیگنال یک فرض شناخته شده و معتبر است. همچنین، با توجه به ولتاژ فرکانس زیادی که در سیگنال تزریقی وجود دارد، می توان از افت ولتاژ مقاومتی نیز در برابر ولتاژ سلفی در فرکانس زیاد صرف نظر کرد و به جای ولتاژ فرکانس زیاد معادل آن را جایگزین کرد و معادله را به شکل رابطه (۱۴) ساده کرد. با انتقال رابطه (۱۴) به مختصات روتور تخمینی، مطابق رابطه (۱۵)، در این صورت با ساده سازی ریاضی، رابطه (۱۶) حاصل خواهد شد.



شکل (۵): نمونه‌برداری از جریان محور عرضی در قاب مرجع تخمینی با تغییر علامت سیگنال تزریق

$$K_{i_SI} = K_{P_SI} \frac{\omega_{bw_e}}{5} \quad (23)$$



شکل (۶): حلقه فعل فاز کلاسیک برای استخراج موقعیت و سرعت در روش تزریق سیگنال [۱۸]

همان‌طور که پیش از این ارائه شد، طبق رابطه (۲۱)، مقدار موقعیت تخمینی به سمت موقعیت واقعی میل خواهد کرد. با وجود این، با توجه به نمونه‌برداری گسسته از جریان و وجود شکستگی در شکل $\tilde{\theta}$ ، شکل موقعیت تخمینی و سرعت تخمینی می‌تواند ریل داشته باشد. از طرفی، با توجه به ورود سرعت تخمینی به حلقه تخمین سرعت، این ریل می‌تواند باعث افزایش ریل گشتاور و کاهش رلندها شود. برای برطرف کردن این مشکل، از بلوک دیاگرامی استفاده می‌شود که تابع انتقال آن مطابق رابطه (۲۴) است. در این رابطه، ضریب

با توجه به مطلب بیان‌شده، با به دست آوردن $\Delta \hat{i}_{q_h}$ از جریان موتور با استفاده از فرایند نمونه‌برداری و مشخص بودن مقدار k_c ، تقریبی از $\tilde{\theta}$ در دسترس است. با گذراندن $\tilde{\theta}$ از یک کنترل‌کننده PI و یک انتگرال‌گیر، مانند شکل (۶)، می‌توان موقعیت روتور را تخمین زد. این ساختار یک حلقه فعل فاز کلاسیک است که در بیشتر مقاله‌ها از آن استفاده می‌شود. علت این ادعا آن است که با فرض $\tilde{\theta} = \theta_r - \hat{\theta}_r$ ، تابع انتقال موقعیت تخمینی نسبت به موقعیت واقعی، مطابق رابطه (۲۱) خواهد بود.

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{K_{P_SI}S + K_{i_SI}}{s^2 + K_{P_SI}S + K_{i_SI}} \quad (21)$$

از رابطه (۲۱) مشخص است سیستم همگراست و $\hat{\theta}_r$ در پهنای باند تخمین‌گر، به سمت θ_r و خطا به صفر میل می‌کند. با توجه به شکل (۶)، می‌توان گفت سیگنال قبل از انتگرال نشان‌دهنده سرعت تخمینی است.

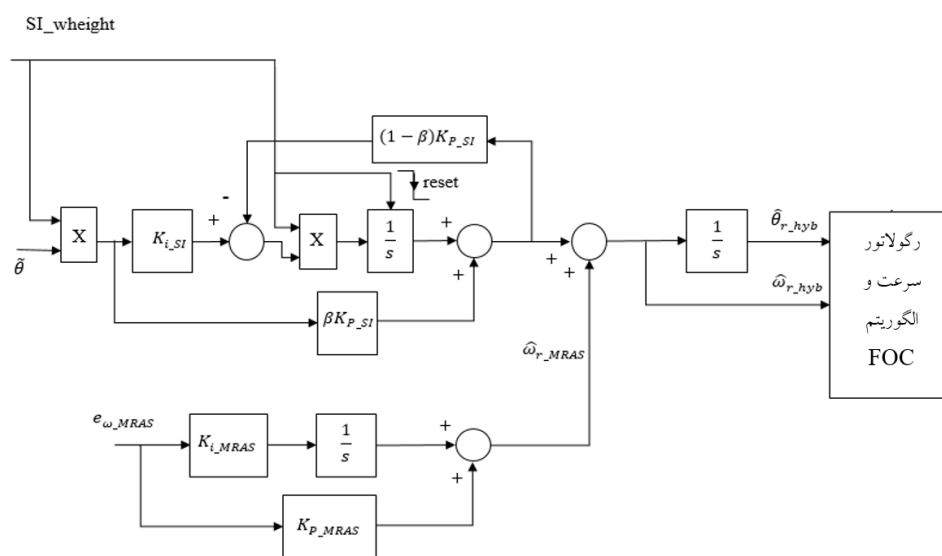
اگر پهنای باند سیستم تخمین‌گر برابر ω_{bw_e} باشد، در این صورت، با تنظیم ضرایب کنترل‌کننده به صورت روابط (۲۲) و (۲۳)، ضریب میرایی سیستم تخمین‌گر برابر $\zeta=0.7$ خواهد بود.

$$K_{P_SI} = \omega_{bw_e} \quad (22)$$

۲-۳ ترکیب دو روش تزریق سیگنال و MRAS

با ترکیب روش MRAS و روش تزریق سیگنال، می‌توان از کمبودهای این روش‌ها اجتناب کرد و از مزایای آنها بهره برد.

در روش پیشنهادشده در این مقاله، در سرعت‌های کم روش MRAS به همراه روش تزریق سیگنال استفاده شده است. روش تزریق سیگنال دارای پاسخی کُند برای تخمین سرعت است، ولی دقت این روش در سرعت‌های کم مناسب است. برای افزایش سرعت پاسخ روش تزریق سیگنال، سرعت خروجی روش MRAS به عنوان یک جزء پیشخور به سرعت خروجی روش تزریق سیگنال افزوده می‌شود. شکل (۸) نشان‌دهنده بلوک دیاگرام الگوریتم ترکیب خروجی دو تخمین‌گر است. برای تعیین ناحیه فعالیت یا عدم فعالیت روش تخمین تزریق سیگنال، از یک مقدار وزن (SI_weight) استفاده شده است.



شکل (۸): بلوک دیاگرام پیشنهادی برای ترکیب دو روش تخمین سرعت

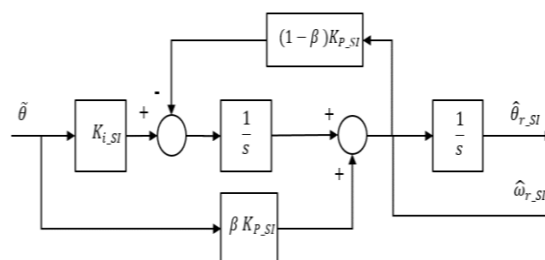
سیگنال برابر صفر می‌شود. سیگنال ورودی به انتگرال‌گیر سرعت نیز برابر صفر و مقدار داخلی انتگرال‌گیر سرعت نیز با صفر جایگزین می‌شود.

برای تنظیم وزن SI_weight، از یک حلقه هیستریزس نسبت به سرعت تخمینی استفاده شده است. در این حلقه هیستریزس، با افزایش سرعت، از صفر تا سرعت ω_2 ، مقدار

β عددی بین صفر و یک است. بلوک دیاگرام متناظر با رابطه (۲۴) مطابق شکل (۷) است.

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{\beta K_{p,SI} s + K_{i,SI}}{s^2 + K_{p,SI} s + K_{i,SI}} \quad (24)$$

ویژگی اصلی این بلوک دیاگرام آن است که ضریب تناسبی کنترل‌کننده را متناسب با ضریب β کاهش می‌دهد. این در حالی است که قطب‌های سیستم ثابت هستند و پهنای باند کنترل‌کننده تغییر نمی‌کند.



شکل (۷): حلقه قفل فاز پیشنهادی عملیاتی برای تخمین سرعت و موقعیت در روش تزریق سیگنال

زمانی که این مقدار وزن برابر یک باشد، یعنی در ناحیه سرعت‌های کم، در این ناحیه خطای زاویه به حلقه قفل فاز وارد می‌شود و الگوریتمی که پیش از این ارائه شد، در سرعت‌های کم استفاده می‌شود. سپس، در سرعت‌های زیاد، این وزن برابر صفر می‌شود و مطابق آنچه در شکل (۸) نشان داده شده است، خطای واردشده به حلقه قفل فاز تزریق

سرعت نامی موتور برابر ۱۸۰۰ دور بر دقیقه خواهد بود. از طرفی، همان‌طور که پیش از این بیان شد، برای ناحیه انتقال از یک حلقه هیستریزس طبق سرعت موتور استفاده شده است.

جدول (۱): پارامترهای موتور شبیه‌سازی شده

پارامتر ماشین	نماد	مقدار
مقاومت اهمی فاز	R_s	$۱۳/۲(\Omega)$
اندوکتانس محور مستقیم	L_d	$۰/۰۶۹(H)$
اندوکتانس محور عرضی	L_q	$۰/۱۶۲(H)$
شار مغناطیس دائم	λ_f	$۰/۸۴۹۳(Wb)$
تعداد زوج قطب	P	۳
جریان نامی	I_n	$۰/۸(A)$
ولتاژ نامی خط به خط	V_n	$۴۶۰(V)$
فرکانس نامی	f_n	$۹۰(Hz)$
ثابت اینرسی	J	$۰/۰۰۹۲۸(kg \cdot m^2)$
گشتاور نامی	T_n	$۳(N \cdot m)$

برای اجرای این حلقه هیستریزس، سرعت کم این حلقه (ω_1) برابر ۱۰ درصد سرعت نامی و باند بالای آن (ω_2) برابر ۲۰ درصد سرعت نامی در نظر گرفته شده است. به این ترتیب، مقادیر سرعت‌های بیان‌شده در شکل (۹) مطابق روابط (۲۵) و (۲۶) تنظیم شده‌اند.

$$\omega_1 \equiv n_1 = 0.1 * 1800 = 180 \text{ rpm} \quad (25)$$

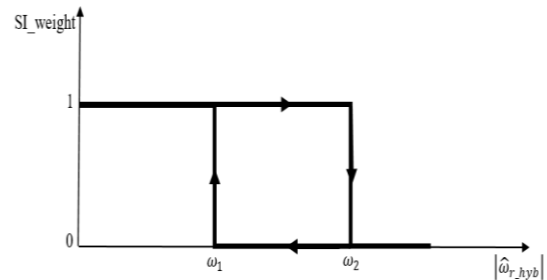
$$\omega_2 \equiv n_2 = 0.2 * 1800 = 360 \text{ rpm} \quad (26)$$

برای بررسی پاسخ سیستم طراحی‌شده، چهار آزمایش انجام شده‌اند: بررسی پاسخ در سرعت‌های کم (10rpm) با وجود تغییرات گشتاور بار، ناحیه انتقال (سرعت‌های بین n_1 و n_2) با وجود تغییرات گشتاور، سرعت نامی موتور و در نهایت، مقایسه‌ای بین پاسخ موتور در شرایطی که از حلقه قفل فاز کلاسیک و در شرایطی که از حلقه قفل فاز پیشنهادی با $\beta = 0.1$ استفاده شود. در سه آزمایش نخست، تغییرات گشتاور بار مطابق شکل (۱۰) است. گفتنی است، در آزمایش اول به منظور نزدیک‌بودن به شرایط عملیاتی علاوه بر بار پله، یک جزء اصطکاکی نیز افزوده شده است.

در شکل‌های نشان داده شده، n_{ref} سرعت مرجع، n_{real} سرعت واقعی موتور، n_{hyb} سرعت تخمینی با استفاده از روش ترکیبی و n_{MRAS} سرعت تخمینی با

وزن SI_weight برابر یک است. با گذشت سرعت از ω_2 ، این وزن برابر صفر می‌شود. در روند کاهش سرعت تا سرعت ω_1 نیز این وزن برابر صفر است ($\omega_2 > \omega_1$) و با کمتر شدن سرعت، این وزن برابر یک می‌شود. با یک‌شدن این وزن، الگوریتم تزریق سیگنال دوباره از سر گرفته می‌شود.

تغییرات وزن به شکل یک حلقه هیستریزس نسبت به سرعت با توجه به شکل (۹) اجرا می‌شود. در این پژوهش با توجه به منابع مختلف از جمله [۲۶، ۲۷]، ω_1 و ω_2 به ترتیب برابر ۱۰ درصد و ۲۰ درصد سرعت نامی در نظر گرفته شده‌اند. به این ترتیب، اعمال سرعت ترکیبی به این حلقه هیستریزس، بسته به اندازه سرعت تخمینی، وزن SI_weight را صفر یا یک می‌کند.



شکل (۹): حلقه هیستریزس برای ناحیه انتقال سرعت

بنابراین، الگوریتم تخمین سرعت در سرعت‌های کم تا سرعت پایه و ترکیب دو روش تخمین سرعت اجرا می‌شود.

۳- شبیه‌سازی روش پیشنهادی

اکنون در این قسمت، کارایی الگوریتم پیشنهادشده برای کنترل بدون حسگر موتور در ناحیه وسیع سرعت بررسی خواهد شد. برای این منظور، از شبیه‌سازی روش پیشنهادشده در نرم‌افزار MATLAB/Simulink استفاده شده است. برای اجرای این شبیه‌سازی از پارامترهای یک موتور مغناطیس دائم داخلی واقعی استفاده شده است. پارامترها و اطلاعات روی پلاک موتور در جدول (۱) آورده شده‌اند. در ادامه، پاسخ روش کنترلی در سرعت‌های مختلف و با وجود تغییرات بار بررسی خواهد شد.

همان‌طور که در جدول (۱) نشان داده شده است، فرکانس نامی تحریک این موتور برابر ۹۰ هرتز است. طبق این گفته،

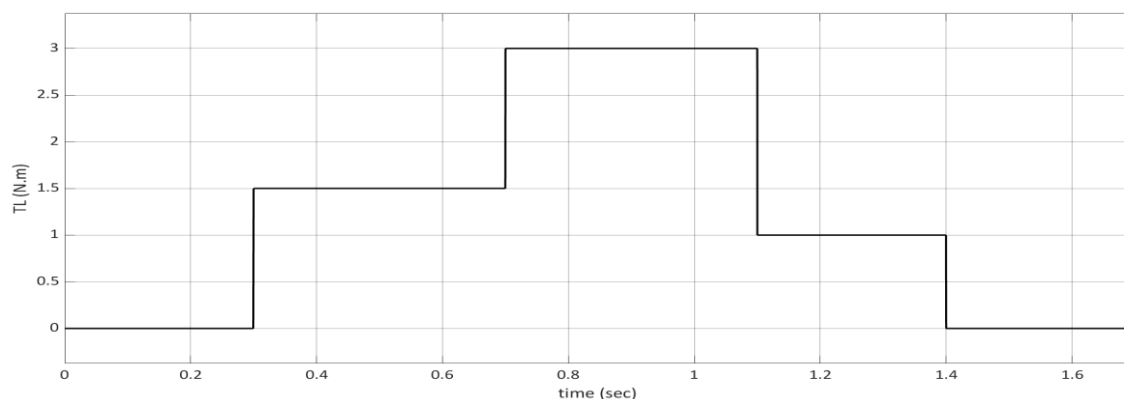
کنترل بدون حسگر موتور IPMSM در ناحیه وسیع سرعت با استفاده از یک روش ترکیبی

سرعت مرجع برابر مقدار ۱۰ دور بر دقیقه، سرعت تخمینی همواره سرعت موتور را تعقیب می‌کند و پس از گذشت حدود ۰/۳ ثانیه، سرعت موتور به مقدار مرجع می‌رسد و مقدار خطای سرعت، یعنی اختلاف سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور برابر صفر می‌شود.

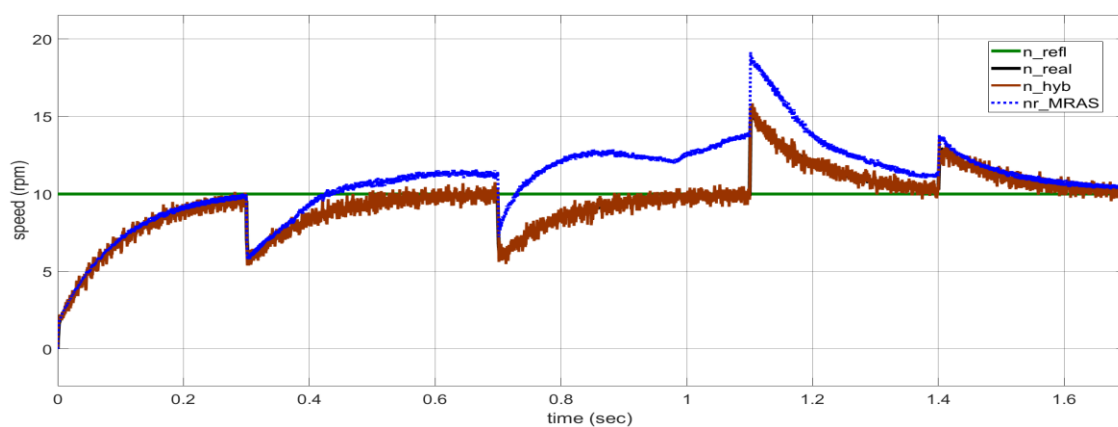
استفاده از روش MRAS است. همچنین، موقعیت $teta_real$ واقعی موتور، $teta_hyb$ موقعیت تخمینی به روش ترکیبی و $teta_MRAS$ موقعیت تخمینی به روش MRAS است.

۳-۱ پاسخ موتور در سرعت ۱۰ دور بر دقیقه

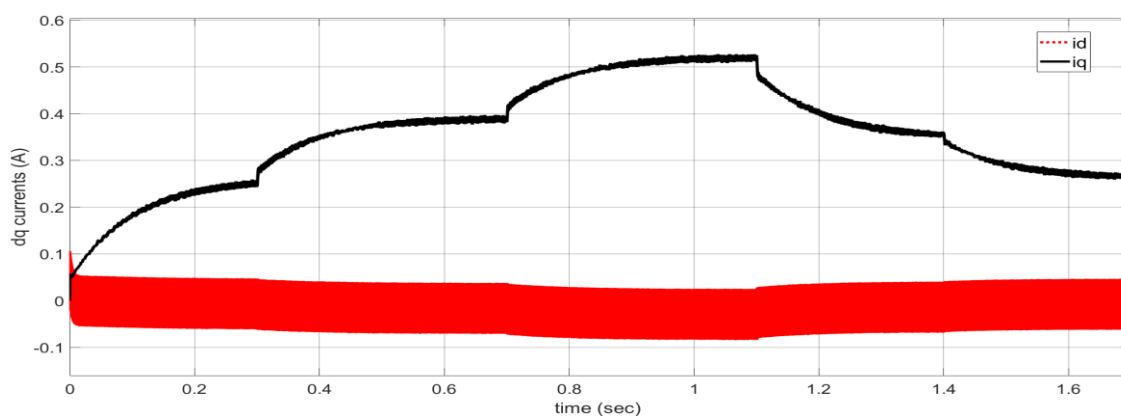
همان‌طور که از شکل (۱۱) مشخص است، با قرار گرفتن



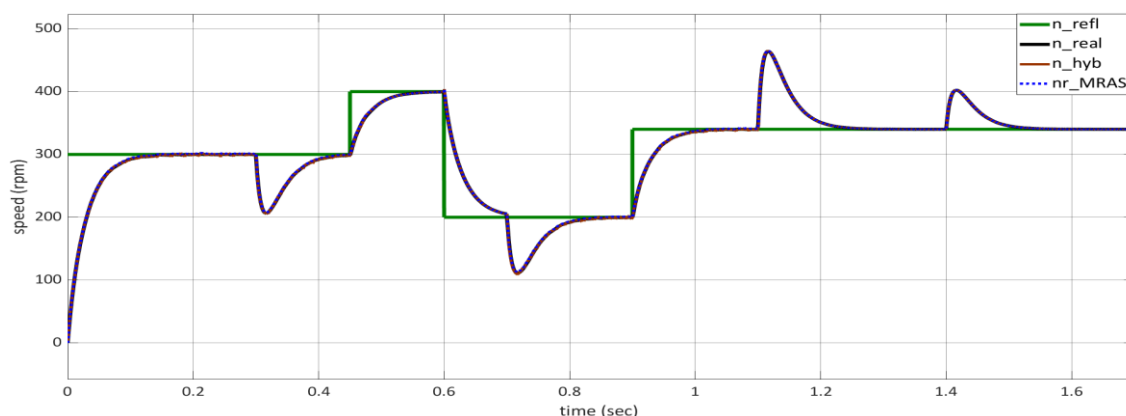
شکل (۱۰): نمودار تغییرات گشتاور بار اعمالی به موتور نسبت به زمان



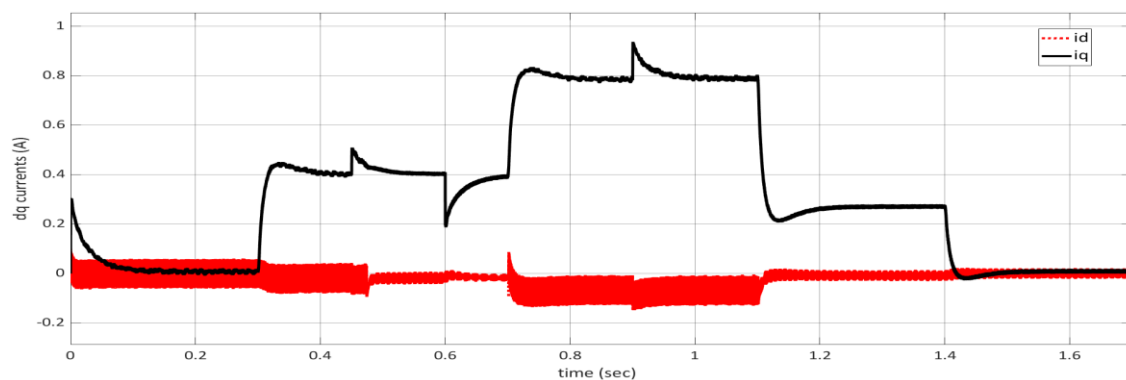
شکل (۱۱): نمودار سرعت‌های مرجع، تخمینی و واقعی در سرعت 10rpm



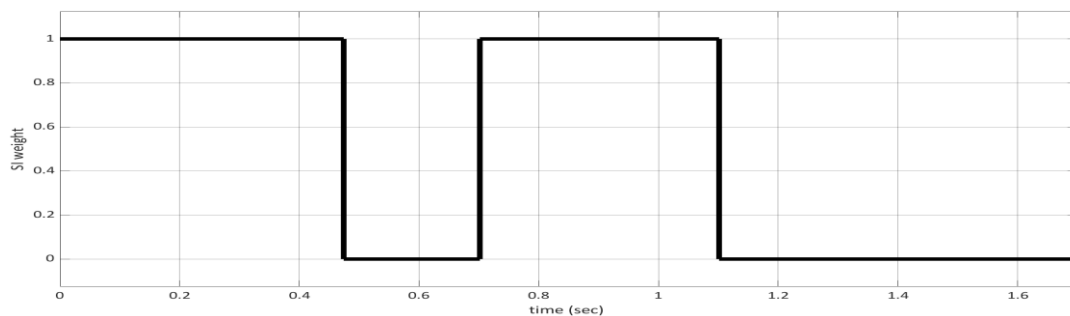
شکل (۱۲): شکل موج جریان‌های دوجوری (dq) در سرعت 10rpm



شکل (۱۳): نمودار سرعت‌های مرجع، تخمینی و واقعی در ناحیه انتقال



شکل (۱۴): شکل موج جریان‌های دوقموری (dq) در ناحیه انتقال



شکل (۱۵): وزن روش تزریق سیگنال نسبت به زمان در ناحیه انتقال

۳-۲- پاسخ سیستم در ناحیه انتقال

در این آزمایش، به منظور اطمینان از پایداری موتور در ناحیه انتقال، سرعت مرجع در گشتاورهای مختلف دائماً در ناحیه انتقال، یعنی بین سرعت ۱۸۰ تا ۳۶۰ دور در دقیقه و اطراف آن، مطابق شکل (۱۳)، جابه‌جا می‌شود. شکل (۱۴) نیز نشان‌دهنده جریان‌های دوقموری (dq) است. همان‌طور که مشخص است، زمانی که تزریق سیگنال فعال است، یک مؤلفه

با افزایش گشتاور در سرعت‌های کم، مقدار خطای سرعت تخمینی به روش MRAS زیاد و با برداشته شدن گشتاور از روی موتور، به تدریج این خطا صفر می‌شود. شکل (۱۲) نیز نشان‌دهنده جریان‌های دوقموری (dq) است. همان‌طور که مشخص است، یک مؤلفه فرکانس زیاد در جریان محور مستقیم وجود دارد. این مؤلفه فرکانس زیاد به علت ولتاژ فرکانس زیاد مربعی تزریقی است.

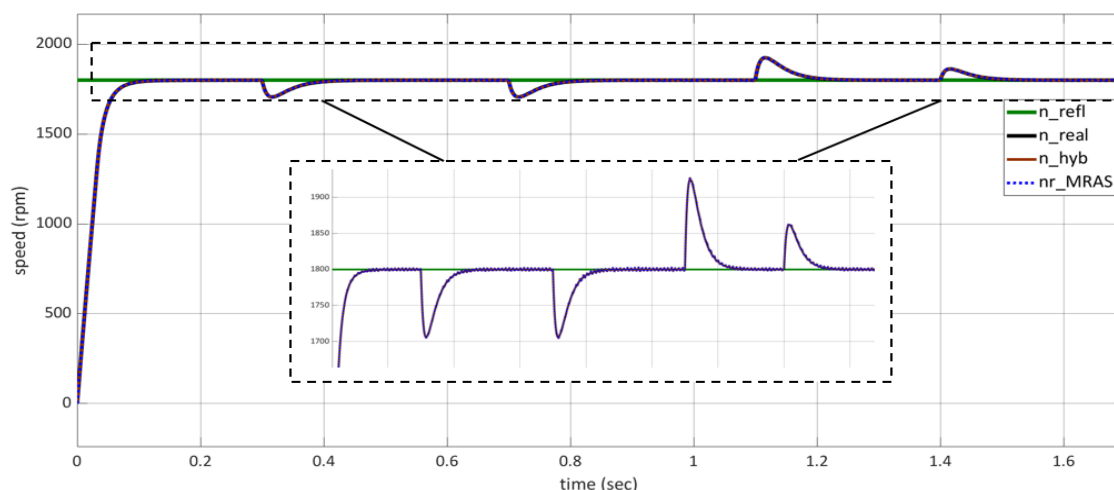
انتگرال‌گیری از سرعت به دست می‌آورد.

۳-۳. پاسخ موتور در سرعت ۱۸۰۰ دور بر دقیقه

در این قسمت پاسخ موتور در شرایط سرعت نامی موتور بررسی می‌شود. در این شرایط، وزن روش تزریق سیگنال با عبور سرعت از سرعت ۳۶۰ دور بر دقیقه متوقف می‌شود و فقط روش MRAS فعال باقی می‌ماند. همان‌طور که مشخص است، با توجه به شکل (۱۶)، سرعت تخمینی به روش ترکیبی بر سرعت روش MRAS و سرعت واقعی موتور منطبق است.

فرکانس زیاد در جریان محور مستقیم وجود دارد. این مؤلفه فرکانس زیاد به علت ولتاژ فرکانس زیاد مربعی تزریقی است. همچنین، زمانی که روش تزریق سیگنال متوقف می‌شود، مؤلفه فرکانس زیاد حذف می‌شود.

شکل (۱۵) نشان‌دهنده تغییرات وزن روش تزریق سیگنال است. این وزن با توجه به جابه‌جایی سرعت در ناحیه انتقال تغییر می‌کند و سیستم در حین این تغییرات، همچنان پایدار است. از طرفی، با توجه به الگوریتم ترکیب، پس از متوقف‌شدن روش تزریق سیگنال سرعت تخمینی به روش ترکیبی بر سرعت MRAS منطبق می‌شود، ولی موقعیت تخمینی بدون بازنشانی و با توجه به مقدار قبلی، موقعیت را با



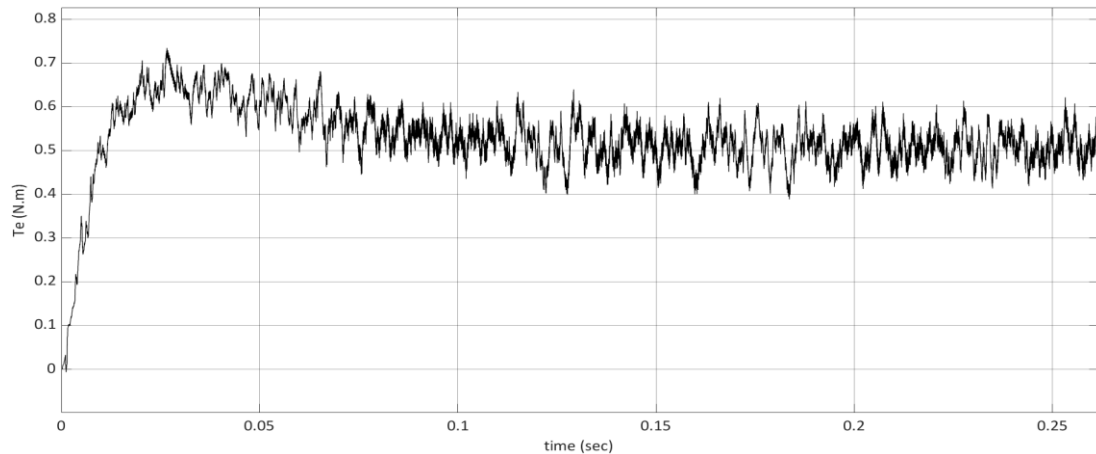
شکل (۱۶): نمودار سرعت‌های مرجع، تخمینی و واقعی

مشخص است، زمانی که ضریب β برابر ۱ باشد، یعنی حلقه قفل فاز از نوع معمولی باشد، نوسانات سرعت خروجی زیاد خواهد بود. اگرچه این نوسانات در محدوده پهنای باند کنترل‌کننده سرعت نیست، می‌تواند ریپل گشتاور ایجاد کند؛ حال آنکه ریپل گشتاور ناشی از این نوسانات در شکل (۱۷) مشخص است. ولی وقتی ضریب β برابر ۰/۱ باشد، مانند آنچه در شکل (۱۸) نشان داده شده است، نوسانات گشتاور ناچیز خواهد بود.

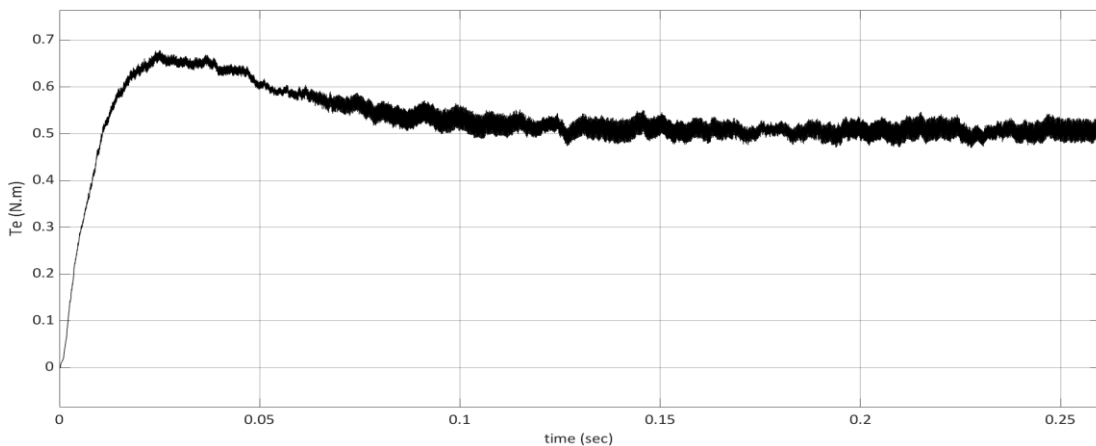
۳-۴. بررسی تأثیر حلقه قفل فاز پیشنهادی در

روش تزریق سیگنال

در این قسمت، خروجی سرعت تخمینی توسط حلقه قفل فاز، یک بار با ضریب $\beta = 1$ که در واقع همان حلقه قفل فاز معمولی است، و یک بار نیز در حالت $\beta = 0.1$ بررسی می‌شود. بررسی انجام‌شده در سرعت مرجع ۶۰ دور بر دقیقه و با حضور گشتاور بار به اندازه ۰/۵ نیوتن — متر در آغاز شبیه‌سازی اعمال شده است. همان‌طور که از شکل (۱۷)



شکل (۱۷): گشتاور تولیدی موتور در شرایط $\beta = 1$



شکل (۱۸): گشتاور تولیدی موتور در شرایط $\beta = 0.1$

۴- نتیجه گیری

به منظور کنترل موتور IPMSM در این مقاله، از میان روش‌های مبتنی بر مدل سیستم، روش MRAS و از میان روش‌های تزریق سیگنال، روش تزریق سیگنال پالسی مربعی انتخاب شدند. به منظور ترکیب دو روش یادشده، از پاسخ روش MRAS در سرعت‌های کم همراه با روش تزریق سیگنال به دلیل افزایش سرعت پاسخ روش تزریق سیگنال استفاده شده است. سپس، برای تعیین ناحیه عملکرد روش تزریق سیگنال از یک تابع وزن به شکل حلقه هیستریزس استفاده شد.

با استفاده از روش پیشنهادی، سرعت موتور در سرعت ۱۰ دور بر دقیقه که حدود ۰/۵ درصد سرعت نامی موتور است، کنترل شده که پاسخ آن در گشتاورهای مختلف مناسب

است. همچنین، خطای موقعیت تخمینی در این سرعت، نوسانی به اندازه ۰/۰۵ رادیان دارد. همچنین، حلقه قفل فاز بهبودیافته پیشنهادی نوسانات سیگنال تخمینی را کاهش می‌دهد. با کاهش نوسانات سیگنال تخمینی، ریبیل گشتاور خروجی سیستم نیز کاهش یافته است. روش پیشنهادشده در الگوریتم تزریق سیگنال نسبت به موقعیت اولیه موتور حساس است و در صورتی که خطای موقعیت اولیه از ۴۵ درجه الکتریکی بیشتر باشد، این روش کارایی مناسبی ندارد. بنابراین، پیشنهاد می‌شود این روش با یکی از روش‌های تخمین موقعیت اولیه ترکیب شود، یا اینکه پلاریته ماده مغناطیس دائم قبل از حرکت موتور مشخص شود. از طرفی، با گذشت زمان یا تغییرات دمای موتور، شار مغناطیس دائم موتور کاهش می‌یابد. با توجه به اینکه شار

- [10.1109/NAPS.2017.8107246](https://doi.org/10.1109/NAPS.2017.8107246)
- [9] A. Bıçak, A. Gelen, "Modified Super-Twisting Algorithm-Based Model Reference Adaptive Observer for Sensorless Control of the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor in Electric Vehicles", *Machines*, Vol. 11, No. 9, 2023. doi: [10.3390/machines11090871](https://doi.org/10.3390/machines11090871)
- [10] B. Soufyane, R. Abdelhamid, Z. Smail, "Adaptation mechanism techniques for improving a model reference adaptive speed observer in wind energy conversion systems", *Electrical Engineering*, Vol. 102, 2020. doi: [10.1007/s00202-020-00984-x](https://doi.org/10.1007/s00202-020-00984-x)
- [11] D. Gu, T. Liu, Y. Yao, L. Ye, H. Xu, "Sensorless PMSM control system based on luenberger observer", *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing; p. 012009, 2023. doi: [10.1088/1742-6596/2497/1/012009](https://doi.org/10.1088/1742-6596/2497/1/012009)
- [12] X. Zhang, G. Tian, Y. Huang, Z. Lu, "A comparative study of pmsm sensorless control algorithms: Model based vs luenberger observer", 2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE, pp. 1–6, 2016. doi: [10.1109/VPPC.2016.7791566](https://doi.org/10.1109/VPPC.2016.7791566)
- [13] Z. Zheng, Y. Li, M. Fadel, "Sensorless control of PMSM based on extended kalman filter", 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, IEEE; pp. 1–8, 2007. doi: [10.1109/EPE.2007.4417275](https://doi.org/10.1109/EPE.2007.4417275)
- [14] Y.-S. Kung, N. P. Thanh, M.-S. Wang, "Design and simulation of a sensorless permanent magnet synchronous motor drive with microprocessor-based PI controller and dedicated hardware EKF estimator", *Applied Mathematical Modelling*, Vol. 39, No. 19, 2015. doi: [10.1016/j.apm.2015.02.034](https://doi.org/10.1016/j.apm.2015.02.034)
- [15] J. Lu, W. Wang, J. Zhang, J. Su, "Research on Sensorless Control of Built-in Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Kalman Filter Algorithm", *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, p. 012063, 2023. doi: [10.1088/1742-6596/2479/1/012063](https://doi.org/10.1088/1742-6596/2479/1/012063)
- [16] H.-G. Lee, J.-C. Lee, S.-M. Nam, J.-S. Choi, J.-S. Ko, D.-H. Chung, "The speed control and estimation of IPMSM using adaptive FNN and ANN", pp. 1478-1481, 2005.
- [17] J. Liu, Z. Zhu, "Sensorless control strategy by square-waveform high-frequency pulsating signal injection into stationary reference frame", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 2, No. 2, 2013. doi: [10.1109/JESTPE.2013.2295395](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2295395)
- [18] Z. Wang, Q. Guo, J. Xiao, T. Liang, Z. Lin, W. Chen, "High-frequency square wave injection sensorless control method of IPMSM based on oversampling scheme", *World Electric Vehicle Journal*, Vol. 13, No. 11, 2022. doi:

مغناطیس دائم در سرعت‌های زیاد قسمتی عمده از ولتاژ ضد محرکه را تأمین می‌کند، پیشنهاد می‌شود روشی برای تخمین شار مغناطیس دائم با روش موجود ترکیب شود.

مراجع

- [1] S. Lin, T. Wu, L. Zhou, F. Moslehy, J. Kapat, L. Chow, "Modeling and design of super high speed permanent magnet synchronous motor (PMSM)", 2008 IEEE National Aerospace and Electronics Conference, IEEE, pp. 41–44, 2008. doi: [10.1109/NAECON.2008.4806513](https://doi.org/10.1109/NAECON.2008.4806513)
- [2] L. Romeral, A. Fabrega, J. Cusido, A. Garcia, J. Ortega, "Torque ripple reduction in a PMSM driven by direct torque control", 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE, pp. 4745–4751, 2008. doi: [10.1109/PESC.2008.4592719](https://doi.org/10.1109/PESC.2008.4592719)
- [3] G. Lee, W.-J. Lee, J. Ahn, D. Cheong, "A simple sensorless algorithm for an interior permanent magnet synchronous motor using a flux observer", 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, IEEE, pp. 1645–1648, 2011. doi: [10.1109/ICPE.2011.5944419](https://doi.org/10.1109/ICPE.2011.5944419)
- [4] Z. M. Peixoto, F. Sa, P. Seixas, B. Menezes, P. Cortizo, "Speed control of permanent magnet motors using sliding mode observers for induced emf position and speed estimation", *Proceedings of IECON'95-21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, IEEE, Vol. 2, 1023-1028, 1995. doi: [10.1109/IECON.1995.483870](https://doi.org/10.1109/IECON.1995.483870)
- [5] H. Kim, J. Son, J. Lee, "A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM", *IEEE transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, 2010. doi: [10.1109/TIE.2010.2098357](https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2098357)
- [6] S. Lin, W. Zhang, "An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 88, 2017. doi: [10.1016/j.ijepes.2016.12.006](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2016.12.006)
- [7] H. Jian, W. Song, "A sliding mode observer of IPMSM combining adaptive synchronous filter and back EMF estimator", 2020 7th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEEA), IEEE, pp. 121–126. 2020. doi: [10.1109/IFEEA51475.2020.00034](https://doi.org/10.1109/IFEEA51475.2020.00034)
- [8] G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, T.-H. Chin, "Position and speed sensorless control of brushless DC motor based on an adaptive observer", *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 113, No. 5, 1993. doi:

- Pekarek, Analysis of electric machinery and drive systems, ed. Wiley Online Library, 2002.
- [30] M. Li, J. He, N. A. O. Demerdash, "A flux-weakening control approach for interior permanent magnet synchronous motors based on Z-source inverters", 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, USA, pp. 1-6, 2014. doi: [10.1109/ITEC.2014.6861776](https://doi.org/10.1109/ITEC.2014.6861776)
- [31] G. Shahgholian, M. H. Rezaei, A. Etesami, M. R. Yousefi, "Simulation of speed sensor less control of PMSM based on DTC method with MRAS", 2010 Conference Proceedings IPEC, IEEE, pp. 40-45, 2010. doi: [10.1109/IPEC.2010.5697127](https://doi.org/10.1109/IPEC.2010.5697127)
- [32] A. Khlaief, M. Boussak, M. Gossa, "Model reference adaptive system based adaptive speed estimation for sensorless vector control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive", Electric power components and systems, Vol. 41, No. 1, 2013. doi: [0.1080/15325008.2012.732657](https://doi.org/10.1080/15325008.2012.732657)
- [33] H. Qiu, H. Zhang, L. Min, T. Ma, Z. Zhang, "Adaptive control method of sensorless permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode algorithm", Electronics, Vol. 11, No. 19, 2022. doi: [10.3390/electronics11193046](https://doi.org/10.3390/electronics11193046)
- [34] A. Khlaief, M. Boussak, A. Chaari, "A MRAS-based stator resistance and speed estimation for sensorless vector controlled IPMSM drive", Electric Power Systems Research, Vol. 108, 2014. doi: [10.1016/j.epsr.2013.09.018](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2013.09.018)
- [10.3390/wevj13110217](https://doi.org/10.3390/wevj13110217)
- [19] S. Wang, J. Zhao, K. Yang, "High Frequency Square-Wave Voltage Injection Scheme-Based Position Sensorless Control of IPMSM in the Low-and Zero-Speed Range", Energies, Vol. 12, No. 2, 2019. doi: [10.3390/en12244776](https://doi.org/10.3390/en12244776)
- [20] S.-I. Kim, J.-H. Im, E.-Y. Song, R.-Y. Kim, "A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 10, 2016. doi: [10.1109/TIE.2016.2592464](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2592464)
- [21] Q. Lu, S. Gao, T. Zhang, S. Zheng, L. Mo, "Rotor Position Estimation Strategy Based on Rotating High-Frequency Voltage Injection Using Synchronous Frequency Filter", Applied Sciences, Vol. 12, No. 23, 2022. doi: [10.3390/app122311945](https://doi.org/10.3390/app122311945)
- [22] S. Kim, J.-I. Ha, S.-K. Sul, "PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 48, No. 5, 2012. doi: [10.1109/TIA.2012.2210175](https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2210175)
- [23] Z. Zheng, Y. Li, X. Xiao, M. Fadel, "Mechanical sensorless control of SPMSM based on HF signal Injection and Kalman filter", 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, IEEE, pp. 1385-1390, 2008.
- [24] Y. Jiang, M. Cheng, "An improved initial rotor position estimation method using high-frequency pulsating voltage injection for PMSM", Defence Technology, Vol. 33, pp. 19-29, 2023. doi: [10.1016/j.dt.2023.07.020](https://doi.org/10.1016/j.dt.2023.07.020)
- [25] Y.-D. Yoon, S.-K. Sul, S. Morimoto, K. Ide, "High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 47, No. 3, 2011. doi: [10.1109/TIA.2011.2126552](https://doi.org/10.1109/TIA.2011.2126552)
- [26] W. Yang, H. Guo, X. Sun, Y. Wang, S. Riaz, H. Zaman, "Wide-Speed-Range Sensorless Control of IPMSM", Electronics, Vol. 11, No. 22, 2022. doi: [10.3390/electronics11223747](https://doi.org/10.3390/electronics11223747)
- [27] C. Silva, G. M. Asher, M. Sumner, "Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, 2006. doi: [10.1109/TIE.2006.870867](https://doi.org/10.1109/TIE.2006.870867)
- [28] M. L. Bacci, F. L. Mapelli, S. Mossina, D. Tarsitano, M. Vignati, "Wide-speed range sensorless control of an IPM motor for multi-purpose applications", Inventions, Vol. 5, No. 3, 2020. doi: [10.3390/inventions5030024](https://doi.org/10.3390/inventions5030024)
- [29] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S.

-
- ¹ Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)
 - ² Sensorless control
 - ³ Model based methode
 - ⁴ Sliding mode observer
 - ⁵ Extended Kalman Filter
 - ⁶ Hybrid
 - ⁷ Model reference adaptive system
 - ⁸ High frequency voltage square wave signal injection
 - ⁹ Adjustable model
 - ¹⁰ Reference model
 - ¹¹ Adaptation mechanism
 - ¹² popov