

## طراحی و پیاده‌سازی کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی با کنترل‌کننده حالت

### لغزشی ترمینالی- انتگرالی با پردازنده TMS320F28335

سجاد یزدانی<sup>۱</sup>، غلامرضا عرب مارکده<sup>۲\*</sup>، محمدباقر سپه‌کار<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری دانشکده برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

sajadyazdani1991@gmail.com

<sup>۲</sup> دانشیار دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهرکرد، شهرکرد، ایران

عضو قطب علمی آنالیز غیرخطی، بهینه‌سازی و کنترل، دانشگاه شهرکرد

arab-gh@eng.sku.ac.ir

<sup>۳</sup> دانشجوی دکتری دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

sepahkar.m@gmail.com

**چکیده:** موتور سنکرون مغناطیس دائم به دلیل چگالی انرژی بالا از اهمیت زیادی در صنعت محرکه‌های الکتریکی برخوردار است. کنترل سرعت این موتور در شرایط عدم قطعیت در مقادیر اندوکتانس‌های آن، می‌تواند دچار مشکل شود. در این مقاله، روش کنترل لغزشی ترمینالی- انتگرالی به منظور کنترل سرعت (گشتاور) این موتور به همراه کنترل جریان راستای  $d$  مورد استفاده قرار گرفته است. این روش کنترلی همانند روش کنترل لغزشی کلاسیک نسبت به تغییر پارامترهای موتور مقاوم بوده و علاوه بر آن سرعت پاسخ آن نیز سریع‌تر از روش کلاسیک است و در یک زمان محدود خطای کنترل خروجی آن به صفر می‌رسد. در این مقاله، نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار متلب و نتایج پیاده‌سازی کنترل این موتور با کنترل‌کننده لغزشی ترمینالی- انتگرالی با پردازنده TMS320F28335 ارائه شده است.

**واژه‌های کلیدی:** حالت لغزشی کلاسیک، حالت لغزشی ترمینالی- انتگرالی، موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی.

## ۱. مقدمه

که این روش نیازمند پارامترهای دقیق موتور است. در این مقالات، مقاومت استاتور به‌طور همزمان شناسایی شده ولی اندوکتانس محور عمودی ماشین به‌صورت آفلاین محاسبه می‌شود.

در مرجع [۶ و ۷] استراتژی کنترل حالت لغزشی در یک موتور سنکرون مغناطیس دائم معرفی شده است که علاوه بر ریبیل گشتاور الکترومغناطیسی موتور، ریبیل شار را نیز کاهش می‌دهد.

یک کنترل‌کننده حالت لغزشی مختلط در مرجع [۸] پیشنهاد شده که شامل یک قسمت انتگرالی متغیر از یک کنترل‌کننده حالت لغزشی تطبیقی<sup>۸</sup> است که موازی با دیگر قسمت انتگرال‌گیر می‌باشد.

همچنین مرجع [۹] استفاده از کنترل‌کننده حالت لغزشی مرتبه بالاتر برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی پیشنهاد شده است.

ایده استفاده از کنترل حالت لغزشی ترمینالی برای اولین بار در سال ۱۹۹۲ مطرح شد. در مقایسه با حالت لغزشی مرسوم، حالت لغزشی ترمینالی یک سوئیچ‌زنی غیرخطی است که در زمان محدود به یک حالت پایدار می‌رسد. بنابراین، گذشته از ویژگی‌های کنترل حالت لغزشی مرسوم، خواص ممتاز پیشنهادی حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی<sup>۹</sup> مانند همگرا شدن در زمان محدود، باعث دقت عملکرد بالا می‌شود [۱۰].

همچنین به‌کارگیری روش کنترل لغزشی ترمینالی موجب می‌شود که خطای سیستم پس از مدت زمان محدودی به صفر برسد. همچنین نشان می‌دهد که حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی بیشتر عملی است؛ زیرا بهره کنترل‌کننده حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی می‌تواند به‌صورت قابل توجهی در مقایسه با کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی خطی کاهش یابد. از این روش کنترلی در بسیاری از سیستم‌های مکانیکی، برقی و... استفاده شده است.

در مرجع [۱۱] از کنترل‌کننده حالت لغزشی ترمینالی برای کنترل ولتاژ مبدل بوسست استفاده شده است. نتایج عملی به‌دست‌آمده نشان می‌دهد که این روش در مقایسه با روش حالت لغزشی کلاسیک از عملکرد بهتری برخوردار است. مرجع [۱۲] برای تنظیم ولتاژ خروجی مبدل بوسست از حالت لغزشی ترمینالی استفاده کرده که در این مقاله رسیدن به حالت پایدار و مطلوب، در یک مدت زمان محدود در نظر گرفته است.

در مرجع [۱۳] از روش کنترل‌کننده غیرخطی حالت لغزشی ترمینالی برای کنترل سرعت، شار و جریان‌های موتور القایی<sup>۱۱</sup> استفاده کرده است. نتایج به‌دست‌آمده از این مقاله به‌صورت شبیه‌سازی است؛

با توجه به ویژگی‌های چشمگیر مانند ساختار ساده، عملکرد قابل اطمینان، نسبت گشتاور به وزن بالا، بازده بالاتر با نگهداری کمتر و مصرف پایین، موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی به‌تدریج در جایگاه موتور DC قرار می‌گیرد. با پیشرفت تکنولوژی الکترونیک قدرت و با افزایش تجربه در مورد توسعه موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی، این موتور به‌طور وسیع در کاربردهای فراوانی همچون رباتیک، سیستم‌های کنترل موقعیت، سیستم‌های حمل‌ونقل و در ناحیه‌های داخلی، صنایع و نظامی مورد استفاده قرار می‌گیرد [۱]. با توجه به اهمیت موتورهای سنکرون مغناطیس دائم درونی به‌منظور کنترل گشتاور به‌صورتی که یکنواخت و بدون نوسان باشد، نیاز به استفاده از روش کنترلی است که غیرخطی‌های موجود را در نظر گرفته و قادر به کنترل سرعت (گشتاور) ماشین به‌صورت مناسب باشد. روش‌های مختلفی همچون کنترل برداری<sup>۱</sup> و کنترل غیرخطی<sup>۲</sup> برای این منظور وجود دارد. با توجه به ماهیت غیرخطی گشتاور نسبت به مؤلفه‌های جریان استاتور و همچنین ماهیت غیرخطی موتورهای سنکرون مغناطیس دائم داخلی، روش‌های کنترل غیرخطی مناسب‌اند [۲].

در سال‌های اخیر، کنترل ساختار متغیر حالت لغزشی<sup>۳</sup> اهمیت مهمی در ساختارهای کنترلی مقاوم<sup>۴</sup> در برابر عدم قطعیت، دینامیک‌های مدل‌نشده و سرعت پاسخ‌گویی سیستم پیدا کرده است. ویژگی‌های کاملاً عالی کنترل حالت لغزشی مانند کاهش اثر اختلالات خارجی و دینامیک‌های حالت مدل‌نشده و همچنین پاسخ دینامیکی سریع در محدوده وسیع سرعت، در تحقیقات متعددی اثبات شده است که باعث شده این نوع کنترل‌کننده غیرخطی در مصارف داخلی و صنعتی مورد استفاده قرار گیرد [۳].

در مرجع [۴]، کنترل ساختار حالت لغزشی پیش از این در کنترل مستقیم گشتاور<sup>۵</sup> در موتور سنکرون مغناطیس دائم<sup>۶</sup> به کار رفته است. در این روش خطای کنترل خروجی به فرم نمایی و به‌صورت نوسانی به سمت صفر میل می‌کند.

روش‌های رؤیتگر<sup>۷</sup> مبتنی بر حالت لغزشی بهبودیافته و شبه لغزشی [۵] برای بهبود کنترل بدون حسگر موقعیت موتورهای سنکرون مغناطیس دائم داخلی با استفاده از تکنیک شناسایی پارامترها ارائه شده

1. Vector Control
2. Non Linear Control
3. Sliding Mode
4. Robust
5. Direct Torque Control
6. Permanent Magnet Synchronous Motor
7. Observer

8. Adaptive Sliding Mode
9. Integral Terminal Sliding Mode
10. Induction Motor

مشاهده می‌شود که استفاده از حالت لغزشی ترمینالی باعث بهبود پاسخ سرعت و عملکرد حالت پایدار موتور القایی شده است.

برای تخمین شار روتور موتور القایی از روش مشاهده‌گر حالت لغزشی ترمینالی در مرجع [۱۴] استفاده شده است که در این حالت تخمین شار روتور می‌تواند برای کنترل برداری موتور القایی نیز استفاده شود.

برای کنترل توان اکتیو و راکتیو ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم در مرجع [۱۵] استفاده از روش کنترل‌کننده حالت لغزشی ترمینالی مرتبه بالا مطرح شده است. همچنین در آن مقاله برای کنترل جریان ماشین از روش کنترل پسگام نیز بهره گرفته شده است.

استفاده از کنترل لغزشی ترمینالی برای کنترل سرعت موتور سنکرون آهن‌ربای دائم سطحی در مرجع [۱۶] با وجود عدم قطعیت پارامتری و تغییر گشتاور بار مطرح شده است. در آن مقاله، صرفاً به ارائه نتایج شبیه‌سازی بسنده شده است. در مرجع [۱۷] این روش به همراه رُویتگر گشتاور برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی مورد استفاده قرار گرفته است. مرجع [۱۸] از روش کنترل لغزشی مرتبه دوم برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی مورد استفاده در یک ماشین تراش CNC بهره گرفته است. در آن مقاله از رُویتگر لغزشی ترمینالی نیز برای تخمین پارامترهای موتور استفاده شده است. همچنین کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی با استفاده از کنترل‌کننده حالت لغزشی در مرجع [۱۹] مطرح شده است. در تحقیق مذکور، از پردازشگر DSP TMS320F2808 برای پیاده‌سازی روش استفاده شده است.

در مرجع [۲۰]، استفاده از روش کنترل لغزشی ترمینالی-انتگرالی را برای موتور سنکرون آهن‌ربای دائم سطحی مطرح کرده است. در این مرجع برای کنترل موقعیت موتور، از این کنترل‌کننده استفاده شده است؛ به طوری که سیگنال خطای موقعیت روتور به کنترل‌کننده لغزشی مذکور وارد شده و خروجی آن ولتاژ مرجع لازم برای اینورتر سه فاز است.

در مرجع [۲۱] به منظور کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو و به دست آوردن حداکثر توان از روش غیرخطی مد لغزشی به همراه روش خطی‌سازی ورودی و خروجی استفاده شده است. همچنین برای تعیین حداکثر توان قابل جذب از توربین بادی در هر لحظه، روش مرسوم جدول نظاره و روش جدید بلادرنگ به کار رفته است. در این مقاله به نتایج شبیه‌سازی بسنده کرده است.

در مرجع [۲۲] یک روش بدون سنسور بر مبنای مشاهده‌گر مد لغزشی در سرعت‌های بالا برای موتور سنکرون مغناطیس دائم سطحی

ارائه شده است؛ در این ساختار یک روش جدید سوئیچ‌زنی ارائه شده است.

روش مد لغزشی ترمینالی برای رديابی سرعت و جریان موتور سنکرون مغناطیس دائم در مرجع [۲۳] ارائه شده است. در این ساختار به جای استفاده از دو حلقه کنترل سرعت و جریان پشت‌سرهم از یک حلقه منطبق بر هم استفاده کرده است. نتایج حاصل عملکرد رديابی و مقاوم مناسبی را نشان می‌دهند.

مقاله ارائه‌شده در مرجع [۲۴] روشی جدید بر مبنای مشاهده‌گر مد لغزشی برای تخمین موقعیت روتور بیان شده است. نتایج شبیه‌سازی به خوبی، عملکرد روش ارائه‌شده را نشان می‌دهد.

مرجع [۲۵] نشان می‌دهد وجود هارمونیک‌های ولتاژ ضد محرکه<sup>۲</sup> باعث افزایش ریپل گشتاور می‌شود. برای این منظور برای کاهش ریپل گشتاور می‌توان با استفاده از روش‌هایی نظیر تزریق جریان هارمونیکی، کنترل برداری اصلاح‌شده و کنترل برداری در دستگاه چندمرجه با تزریق جریان هارمونیکی اشاره کرد.

با توجه به اینکه برای کنترل موتورهای الکتریکی، روش‌های گوناگونی همچون کنترل اسکالر<sup>۳</sup>، برداری، مستقیم گشتاور، غیرخطی و... وجود دارد، امروزه در صنایع مختلف به علت مشکلات موجود در روش کنترل اسکالر، از روش‌های کنترل برداری به علت عملکرد مناسب به طور وسیع استفاده می‌شود؛ زیرا امکان کنترل موتور مانند یک موتور جریان دائم با تحریک مستقل را فراهم می‌سازد. تاکنون مقالات متعددی به منظور پیاده‌سازی روش کنترل برداری در دستگاه‌های مختصات مرجع متصل به بردارهای فضایی شار دور روتور، استاتور و متوجه فاصله هوایی موتورهای الکتریکی ارائه شده است.

هرچند که با استفاده از روش کنترل برداری می‌توان عیوب  $v/f$  ثابت را برطرف کرد و امکان کنترل شار و گشتاور مغناطیسی برای موتورهای الکتریکی را فراهم نمود، این امکان در شرایط گذاری شار محقق نمی‌شود؛ به علاوه اینکه وابستگی زیاد به پارامترهای ماشین، نیاز به انتقال دستگاه‌های مختصات و رگولاتورهای اضافی برای کنترل جریان موتور، با توجه به ماهیت غیرخطی گشتاور نسبت به مؤلفه‌های جریان استاتور و همچنین ماهیت غیرخطی موتورهای سنکرون مغناطیس دائم درونی پژوهشگران را به استفاده از روش کنترل غیرخطی به جای کنترل برداری ترغیب نمود.

در این مقاله، روش کنترل برداری و کنترل غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی بر روی موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی به صورت شبیه‌سازی و عملی پیاده‌سازی شده است. در نهایت، نتایج

حاصل از مقایسه بین این دو روش، بهبود عملکرد روش کنترل غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی نسبت به روش کنترل برداری را ارائه می‌دهند.

در این مقاله، پیاده‌سازی کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی با استفاده از روش کنترل غیرخطی حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی ارائه شده است. به همین منظور با تعریف دو سطح لغزشی ترمینالی-انتگرالی جریان‌های دو محوری استاتور در دستگاه d-q گردان روتور کنترل می‌شوند. همچنین برای کنترل سرعت موتور در چهار ناحیه کاری از یک کنترل‌کننده PI برای به دست آوردن مرجع جریان محور q استفاده شده است. در راستای بررسی صحت عملکرد روش پیشنهادی علاوه بر شبیه‌سازی آن در محیط سیمولینک متلب نتایج عملی نیز که با استفاده از پردازنده TMS320F28335 به دست آمده، ارائه شده‌اند.

معادلات شار استاتور نیز به صورت رابطه (۲) بیان می‌شوند.

$$\begin{aligned} \varphi_d &= L_d i_d + \varphi_m \\ \varphi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (2)$$

که  $\varphi_m$  شار پیوندی تولیدشده به وسیله روتور مغناطیس دائم است. گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = \frac{3}{2} P (\varphi_m i_q + (L_d - L_q) i_d) \quad (3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \quad (4)$$

که  $T_e$  گشتاور تولیدی موتور،  $T_L$  بار لحظه‌ای،  $J$  ممان اینرسی و  $B$  ضریب اصطکاک موتور است.

### ۳. کنترل برداری

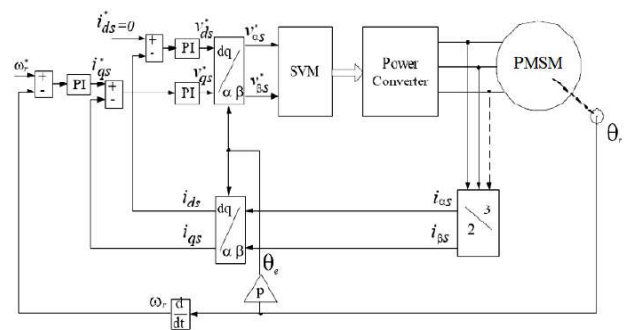
با نوشتن مدل ریاضی موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی، معادلات ولتاژ استاتور با جایگزینی شارهای استاتور برحسب جریان‌ها به قرار زیر هستند.

$$\begin{aligned} v^r_{qs} &= r_s i^r_{qs} + \omega_r \lambda^r_{ds} + L_{qs} \frac{d}{dt} i^r_{qs} \\ v^r_{ds} &= r_s i^r_{ds} - \omega_r \lambda^r_{qs} + L_{ds} \frac{d}{dt} i^r_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda^r_m \end{aligned} \quad (5)$$

برای آنکه هریک از معادلات فوق از شار یا جریان محور دیگر، مستقل بماند (مثلاً در معادله ولتاژ روی محور q، اثری از یا جریان نباشد) باید ترم‌های دکوپله‌سازی زیر را به هریک از عبارات فوق اضافه کرد.

$$\begin{aligned} v^r_{qs} &= r_s i^r_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} i^r_{qs} \quad v^{decoupl}_{qs} = -\omega_r \lambda^r_{ds} \\ v^r_{ds} &= r_s i^r_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} i^r_{ds} \quad v^{decoupl}_{ds} = +\omega_r \lambda^r_{qs} - \frac{d}{dt} \lambda^r_m \end{aligned} \quad (6)$$

همان طور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود در روش کنترل برداری نیاز به سه کنترل‌کننده PI می‌باشد؛ که دو کنترل‌کننده برای کنترل جریان  $i_{ds}$  و  $i_{qs}$ ، و یک کنترل‌کننده برای کنترل سرعت به کار می‌رود.



شکل (۱): طرح‌واره کنترل برداری موتور سنکرون مغناطیس دائم

شایان ذکر است بر اساس تحقیقات و جست‌وجوهای انجام‌شده، تاکنون هیچ‌یک از تحقیقات گزارش‌شده، این روش کنترلی را برای کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی به همراه نتایج عملی ارائه نکرده‌اند. مراجع [۱۸-۲۶] که در ۲۰۱۳ و ۲۰۱۸ چاپ شده‌اند، بر روی موتور آهن‌ربای دائمی سطحی بوده و به روش کنترل لغزشی ترمینالی هستند ولی روش کنترل لغزشی ترمینالی که در این مراجع آمده، به فرمت مشتق‌گیر بوده و روش ترمینالی پیشنهادی در این مقاله به فرم انتگرالی است.

این مقاله به صورت زیر مرتب شده است: در بخش ۲ مدل ریاضی موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی ارائه شده است. بخش ۳ و ۴ به ترتیب کنترل برداری و کنترل‌کننده حالت لغزشی به صورت کلاسیک و ترمینالی-انتگرالی بیان شده است. در بخش ۵ پیاده‌سازی کنترل لغزشی ترمینالی-انتگرالی بر روی موتور سنکرون مغناطیس دائم را نشان می‌دهد. بخش ۶ مربوط به نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار متلب است. بخش ۷ نتایج عملی را با کنترل‌کننده‌های فرض‌شده نشان می‌دهد. در بخش ۸ مقایسه کلی بین هر دو روش کلی صورت گرفته است و بخش ۹ خلاصه کوتاهی از نتایج را بیان می‌کند.

### ۲. مدل ریاضی موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی روتور

مدل ریاضی موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی روتور در دستگاه گردان (روتور) به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\begin{aligned} v_d &= \frac{d\varphi_d}{dt} - P\omega\varphi_q + R_s i_d \\ v_q &= \frac{d\varphi_q}{dt} + P\omega\varphi_d + R_s i_q \end{aligned} \quad (1)$$

که  $v_d$  و  $v_q$  مؤلفه‌های ولتاژ،  $i_d$  و  $i_q$  جریان،  $\varphi_d$  و  $\varphi_q$  شار استاتور، همچنین  $L_d$  و  $L_q$  اندوکتانس‌های استاتور در راستای  $d$  و  $q$  هستند.

## ۴. کنترل حالت لغزشی

### ۴.۱. کلاسیک

برای سادگی سیستم دینامیکی مورد نظر به صورت تک ورودی به فرم زیر در نظر گرفته می شود:

$$\dot{x}^n = f(x) + g(x)u \quad (۷)$$

که در آن، اسکالر  $x$  خروجی مورد نظر، اسکالر  $u$  ورودی کنترل کننده و  $f(x) = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$  و بهره کنترل  $g(x)$  دقیقاً معلوم نیستند ولی علامت  $g(x)$  معلوم است. حال باید حالت  $x$  چنان تعیین شود که یک حالت متغیر با زمان مشخص  $x_d = [x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)}]^T$  را با وجود خطای در  $f(x)$  و  $g(x)$  تعقیب کند.

در روش کنترل لغزشی، سطح متغیر با زمان  $s(t)=0$  به صورت (۸) تعریف می شود.

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \bar{x} \quad (۸)$$

که  $\lambda$  یک عدد اکیداً مثبت است و همچنین وجود خواهد داشت که

$$\bar{x} = x - x_d = [\bar{x}, \dot{\bar{x}}, \dots, \bar{x}^{(n-1)}]^T \quad (۹)$$

در واقع  $S$  بیانگر یک معادله دیفرانسیل است که با فرض شرط اولیه  $x(0) = x_d(0)$  مسئله ردیابی  $x = x_d$  معادل باقی ماندن دینامیک های سیستم بر روی سطح  $s(t)=0$  در همه زمان هاست.

کنترل لغزشی دارای سه مرحله است: مرحله رسیدن به سطح لغزش (زمان لازم برای برخورد به سطح)، مرحله لغزش (زمان لازم برای لغزیدن بر روی یک سطح پایدار) و مرحله ماندگار (مبدأ مختصات).

در روش کنترل لغزشی کلاسیک، با رسیدن مسیر حالت به سطح  $s(t)=0$  در صورت عدم وجود نامعینی، حالت سیستم به صورت مجانبی به سمت صفر می رود؛ به عبارت دیگر اگر مرتبه سیستم ۲ باشد و خطای تعقیب در لحظه برخورد به سطح لغزش  $\bar{x}(t_0) = \bar{x}_0$  باشد،  $\bar{x}(t) = x_0 e^{-1(t-t_0)}$  خطای تعقیب صفر می شود.

### ۴.۲. ترمینالی - انتگرالی

فرض شود یک سیستم غیرخطی به فرم زیر قابل بیان باشد:

$$\dot{x}(t) = f(x, v) + g(x, v)u \quad (۱۰)$$

اگر خروجی این سیستم را  $y(t)$  بنامیم و خروجی مرجع به صورت  $y^*(t)$  بیان شده باشد، می توان در هر لحظه خطای خروجی سیستم را به فرم  $e(t) = y(t) - y^*(t)$  تعریف کرد.

تابع حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی به صورت زیر تعریف می شود:

$$s(t) = e(t) + \lambda e_I \quad (۱۱)$$

که

$$e_I = \int_0^t e^{q/p}(\tau) d(\tau) \quad (۱۲)$$

که  $p$  و  $q$  اعداد طبیعی مثبت فرد و  $p > q$  می باشد. با مشتق گیری از رابطه (۱۲) داریم:

$$\dot{e}_I = e^{q/p}(t) \quad (۱۳)$$

در صورتی که  $s(t) = 0$  باشد:

$$e + \lambda e_I = 0 \rightarrow e = -\lambda e_I \quad (۱۴)$$

با جای گذاری رابطه (۱۴) در (۱۳) نتیجه می شود:

$$\dot{e}_I = -\lambda^{q/p} e_I^{q/p}(t) \quad (۱۵)$$

با مشتق گرفتن از رابطه (۱۴) و جای گذاری رابطه (۱۵) نتیجه می دهد:

$$\dot{e} = -\lambda e^{q/p}(t) \quad (۱۶)$$

با انتگرال گیری از طرفین رابطه (۱۶) داریم:

$$\frac{1}{(1-q/p)} e^{(1-q/p)} = -\lambda t + c \quad (۱۷)$$

$$c = \frac{e(0)^{1-q/p}}{1-q/p} \quad (۱۷)$$

که  $e(0)$  مقدار اولیه خطای خروجی است.

با جای گذاری  $c$  در رابطه (۱۷) نتیجه می شود:

$$e^{(1-q/p)}(t) = (1 - q/p) \left[ -\lambda t + \frac{e(0)^{1-q/p}}{1-q/p} \right] \quad (۱۸)$$

زمان رسیدن  $e_I$  به صفر به صورت زیر به دست می آید:

$$T_f = \frac{\|e_I\|^{1-q/p}}{\lambda^{q/p}(1-q/p)} = \frac{\|e(0)\|^{1-q/p}}{\lambda(1-q/p)} \quad (۱۹)$$

ملاحظه می شود که زمان رسیدن به خطای صفر برخلاف روش لغزشی کلاسیک، محدود است و بستگی به نسبت  $q/p$ ،  $\lambda$  و خطای اولیه دارد.

برای نگه داشتن سیستم در سطح لغزشی ترمینالی انتگرالی  $s(t)=0$  لازم است که یک بردار ورودی کنترلی ( $u$ ) برای سیستم (۱۰) طراحی شود. با توجه به این شرایط، سیستم (۱۰) به صورت زیر اصلاح می شود:

$$\dot{s}(t) = \dot{e} + \lambda e_I = f + gu - \dot{y}_d + \lambda \dot{e}_I \quad (۲۰)$$

اگر بهره کنترل به صورت ناویژه باشد:  $|g| \neq 0$  بردار کنترل  $u$  به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$u = g^{-1}(-ks - f - \lambda \dot{e}_I + \dot{y}^* - r_s) \quad (۲۱)$$

که  $k > 0$ ، پارامتر طراحی است.

که مقدار  $r_s$  به صورت زیر طراحی می شود:

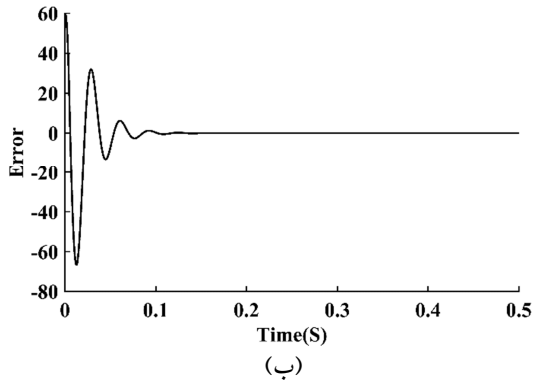
$$r_s = k \operatorname{sgn}(s) \quad (۲۲)$$



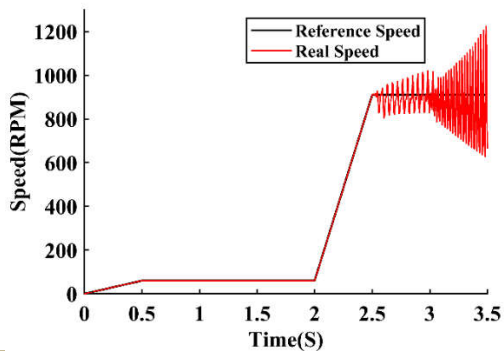
## ۶. نتایج شبیه‌سازی

در این بخش از مقاله، با ارائه نمودارها که با استفاده از نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده‌اند، به بررسی عملکرد موتور سنکرون مغناطیس دائم در محدوده سرعت  $-60 \text{ rad/s}$  تا  $+60 \text{ rad/s}$  پرداخته شده است. همچنین پله زمانی شبیه‌سازی برابر با ۱ میکروتایمه در نظر گرفته شده و شبیه‌سازی به صورت گسسته انجام شده است.

### ۱.۶. کنترل برداری

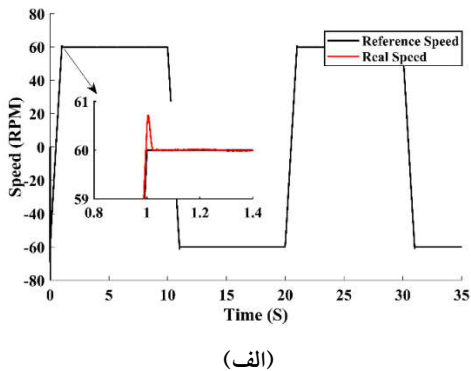


شکل (۴): نتایج شبیه‌سازی-کنترل برداری؛ عملکرد کنترل در سرعت  $60 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$ ، الف. سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. خطای سرعت

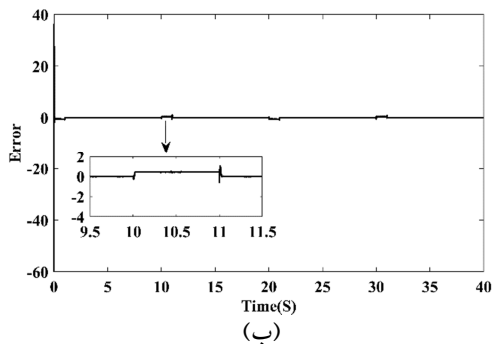


شکل (۵): عملکرد کنترل برداری با تغییر نقطه کار

### ۲.۶. کنترل غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی

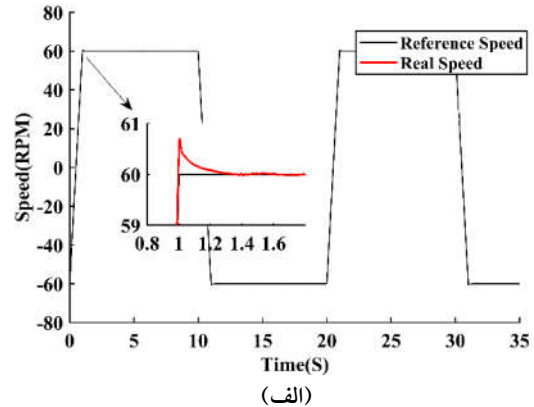


(الف)

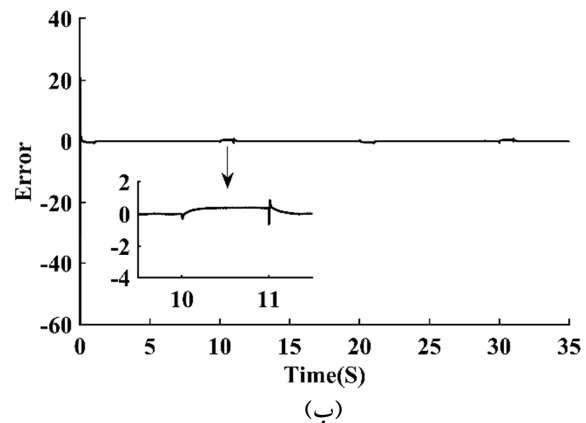


(ب)

شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی-کنترل کننده مد لغزشی ترمینالی؛ عملکرد کنترل چهار ناحیه‌ای سرعت الف. سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. خطای سرعت

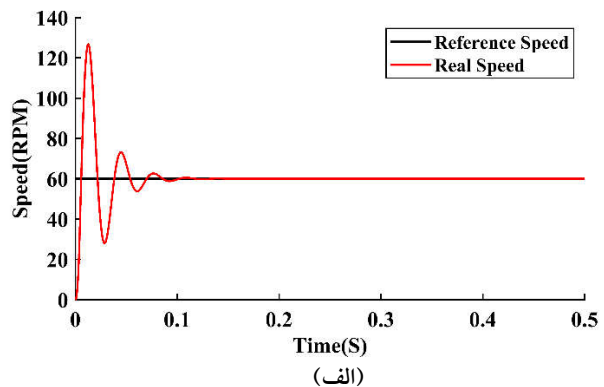


(الف)

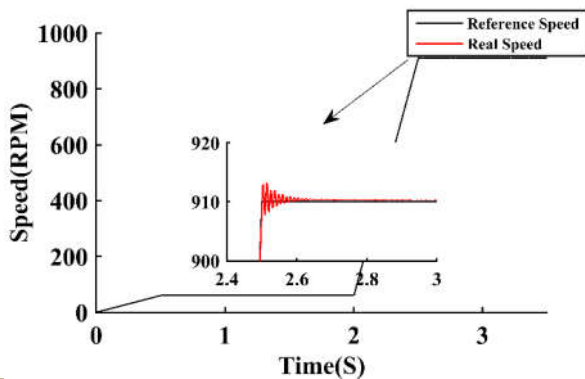


(ب)

شکل (۳): نتایج شبیه‌سازی-کنترل برداری؛ عملکرد کنترل چهار ناحیه‌ای سرعت، الف. سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. خطای سرعت



(الف)



شکل (۹): عملکرد مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی با تغییر نقطه کار

شکل (۳-الف) و (۶-الف) عملکرد موتور در حالت چهار ناحیه‌ای کنترل سرعت به ترتیب برای کنترل برداری و کنترل غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی را نشان می‌دهند که نمودار آبی سرعت مرجع و نمودار مشکی سرعت واقعی موتور می‌باشند و در این حالت مشاهده می‌شود که در حالت کنترل غیرخطی ترمینالی-انتگرالی نسبت به کنترل برداری سرعت واقعی موتور با دقت زیادتری سرعت مرجع را دنبال کرده و دارای زمان نشست کمتری است.

در شکل (۳-ب) و (۶-ب) خطای سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور آورده شده است که این اختلاف در بسیاری از زمان‌ها صفر و در زمان‌های گذار دارای مقدار بسیار ناچیز است و نشان از دقت بالای کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی دارد.

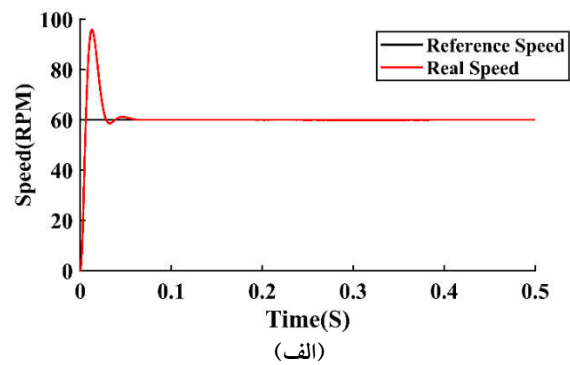
شکل (۴) و (۷) مجدداً در سرعت  $60 \text{ rad/sec}$  هر دو کنترل کننده را بررسی کرده که در این حالت هم، کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی دارای عملکرد محسوس بهتری نسبت به کنترل برداری است.

شکل (۸-الف) نمودار جریان  $i_d$  را نشان می‌دهد که با توجه به پیش فرض صفر، مقدار واقعی هم در مقدار صفر ثابت شده است. شکل (۸-ب) نشان می‌دهد که جریان واقعی  $i_q$  به خوبی جریان مرجع  $i_q$  را دنبال کرده است.

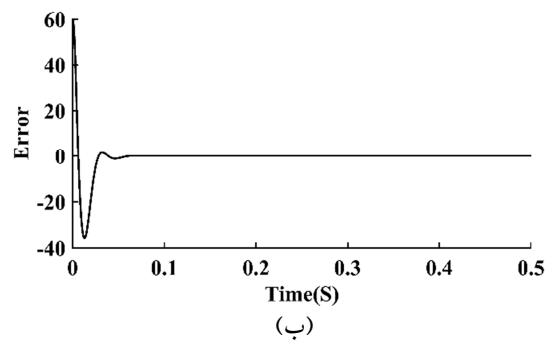
شکل (۵) و (۹) عملکرد کنترلی موتور با تغییر نقطه کار، به ترتیب با دو روش کنترل برداری و مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی نشان می‌دهند. در این حالت به خوبی نشان داده شده است که با اعمال دینامیک‌های مدل نشده به سیستم (تغییر نقطه کار) روش کنترل برداری پایداری خود را از دست می‌دهد ولی روش مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی همچنان پایدار خواهد بود.

## ۷. نتایج عملی

برای ارزیابی عملکرد سیستم واقعی، یک مجموعه آزمایشگاهی مبتنی بر

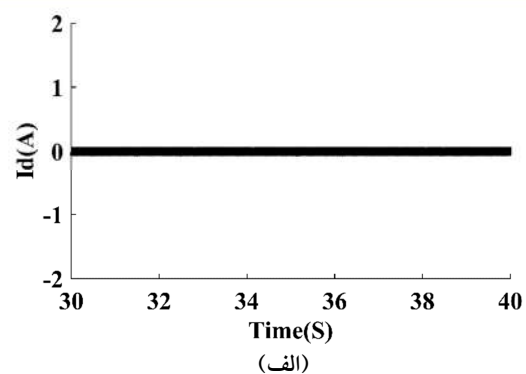


(الف)

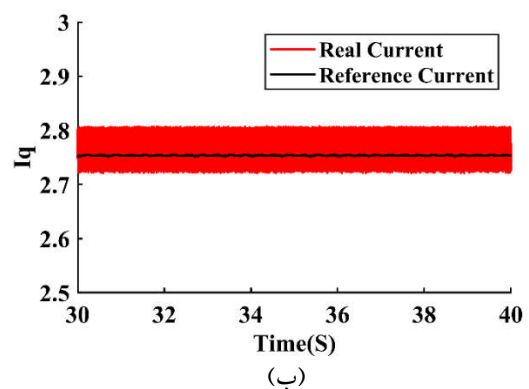


(ب)

شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی- کنترل کننده مد لغزشی ترمینالی؛ عملکرد کنترل در سرعت  $60 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  الف. سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. خطای سرعت



(الف)



(ب)

شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی- کنترل کننده مد لغزشی ترمینالی؛

الف. جریان  $i_d$ ؛ ب. جریان مرجع و جریان واقعی  $i_q$



جدول (۱): پارامترهای موتور

$V_n = 380\text{ v}$	$P_n = 0.37\text{ kw}$	$T_n = 1.8\text{ NM}$
$I_n = 0.9\text{ A}$	$N_n = 2000\text{ rpm}$	$F_n = 133\text{ Hz}$
$R_s = 5.9$		

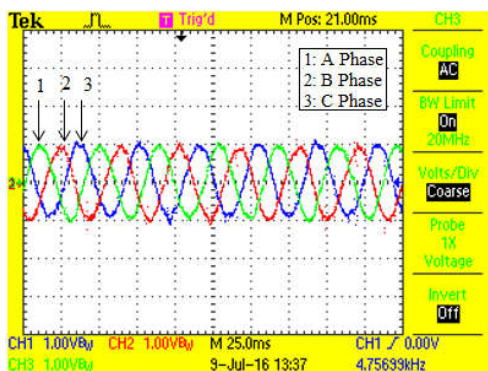
پارامترهای استفاده شده در کنترل کننده به صورت جدول (۲) است.

جدول (۲): پارامترهای کنترل کننده

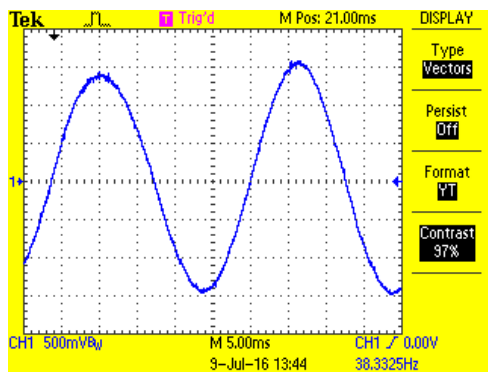
$K_p = 0.4$	$K_p \omega = 0.05$
$K_I = 5$	$K_I \omega = 5$
$p/q = 0.9$	$\lambda = 1$
$K_1 = 10$	$K_2 = 10$

۱.۷. نمودارهای مربوط به موتور سنکرون مغناطیس دائم

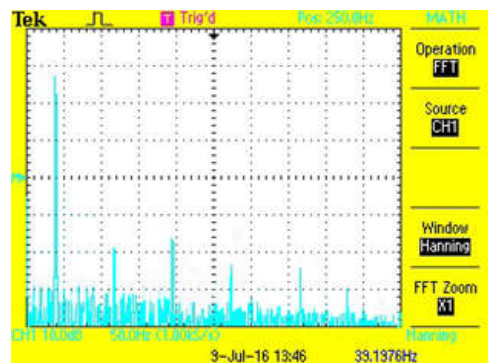
درونی رتور



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۲): نتایج عملی الف. ولتاژ سه فاز موتور (۲۵۷/div) ب. ولتاژ ضد محرکه فاز a موتور (۲۵۷/div) ج. FFT ولتاژ ضد محرکه موتور

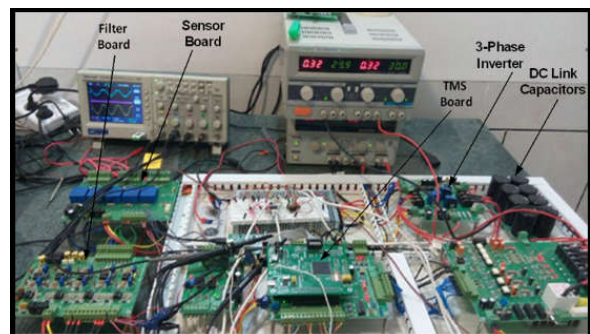
DSP ساخته و تست شده است. طرح کلی سیستم عملی به کاررفته در شکل (۱۰) آمده است که شامل بخش های زیر می باشد:

یک موتور ۳۷۰ وات با ولتاژ ضد محرکه سینوسی، اینورتر منبع ولتاژ و برد کنترل کننده، انکودر افزایشی سرعت، حسگرهای ولتاژ و جریان، فیلترهای آنالوگ روی خروجی حسگرهای مذکور و پردازنده سیگنال دیجیتال با کنترل کننده TMS320F28335.

برای اندازه گیری جریان های فاز استاتور از دو سنسور جریان اثر هال ساخت شرکت LEM به نام LTS-6NP استفاده شده است. ولتاژهای خط به خط با استفاده از حسگرهای ولتاژ LEM LV20SP اندازه گیری می شوند. تمام سیگنال های ولتاژ و جریان اندازه گیری شده توسط فیلتر پایین گذر مرتبه دوم با فرکانس قطع حدود ۲/۶ کیلو هرتز فیلتر شده اند و به وسیله مدول ۱۲ بیتی آنالوگ به دیجیتال با زمان تبدیل ۵۰۰ نانو ثانیه تبدیل می شوند. موقعیت رتور با استفاده از انکودر نسبی با ۲۵۰۰ پالس در دور که بر روی شافت موتور نصب شده است اندازه گیری می شود. همچنین از یک ژنراتور DC به عنوان بار موتور استفاده شده است.

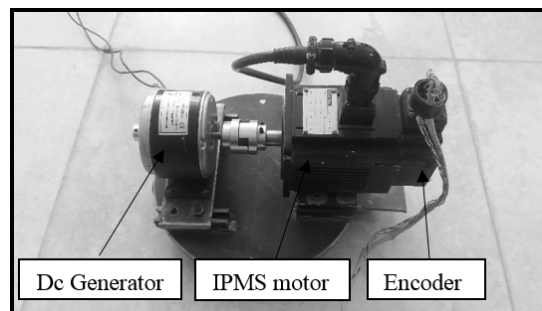
اینورتر سه فاز با استفاده از یک بسته IGBT تلفات پایین مدل SKM40GD124D (۴۰ آمپر و ۱۲۰۰ ولت) و کنترل کننده IGBT هوشمند طراحی شده است. فرکانس کلیدزنی اینورتر نیز ۱۰ کیلو هرتز انتخاب شده است.

مجموعه آزمایشگاهی ساخته شده در شکل (۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۱۰): مجموعه آزمایشگاهی

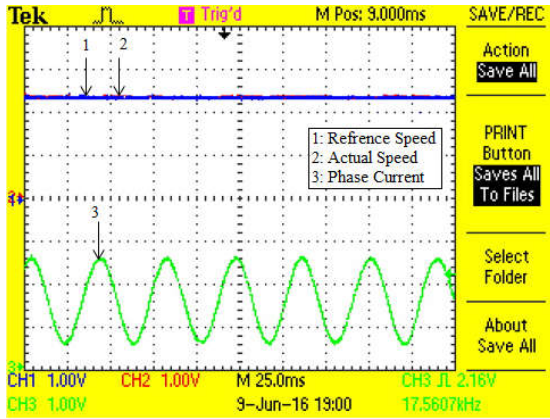
مجموعه موتور استفاده شده در شکل (۱۱) آورده شده است.



شکل (۱۱): مجموعه موتور

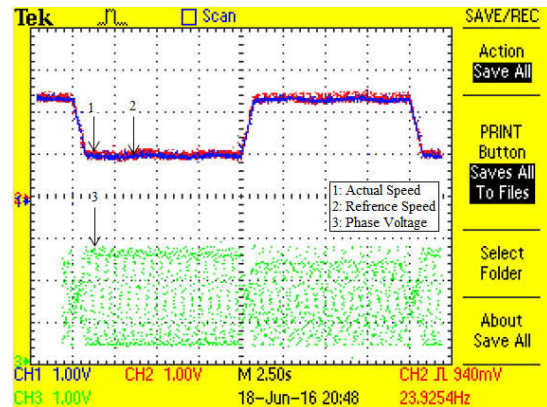
پارامترهای موتور استفاده شده در جدول (۱) آورده شده است.

۲.۷. کنترل برداری

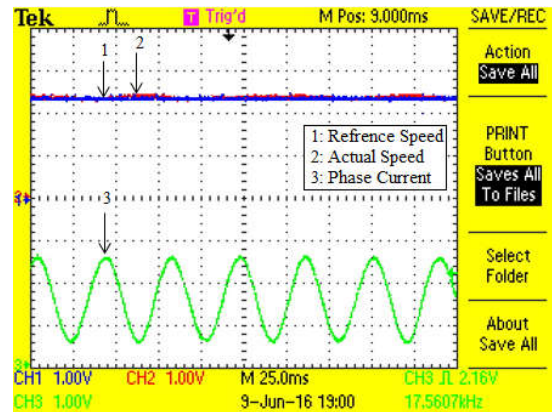


(ب)

شکل (۱۴): نتایج عملی - کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینالی؛ الف. عملکرد کنترل حالت چهار ناحیه‌ای سرعت، سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. عملکرد کنترل در سرعت  $60 \frac{rad}{s}$ ، سرعت مرجع و سرعت واقعی

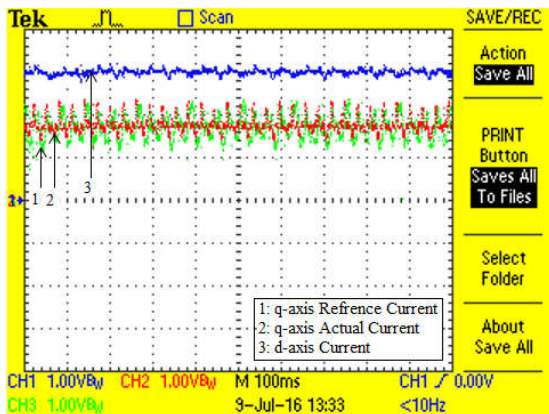


(الف)



(ب)

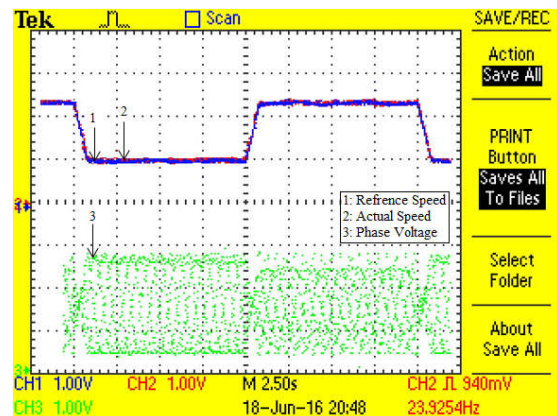
شکل (۱۳): نتایج عملی - کنترل برداری؛ الف. عملکرد کنترل حالت چهار ناحیه‌ای سرعت، سرعت مرجع و سرعت واقعی؛ ب. عملکرد کنترل در سرعت  $60 \frac{rad}{s}$ ، سرعت مرجع و سرعت واقعی



شکل (۱۵): نتایج عملی - کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینالی؛ جریان‌های دو محوری، جریان  $i_d$ ، جریان مرجع  $i_q$  و جریان واقعی  $i_q$

شکل (۱۲-الف) ولتاژ سه فاز موتور را نشان می‌دهد. ولتاژ ضد محرکه فاز a در سرعت  $61.2 \text{ rad/sec}$  مکانیکی در شکل (۱۲-ب) آورده شده است. شکل (۱۲-ج)، FFT ولتاژ ضد محرکه موتور را که دارای هارمونیک‌های ۳، ۵، ۷، ۹ و ۱۱ می‌باشد، نشان می‌دهد. شکل (۱۳-الف) و (۱۴-الف) عملکرد کنترل موتور در حالت چهار ناحیه‌ای کنترل سرعت را به ترتیب برای کنترل برداری و کنترل غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی نشان می‌دهد که یک سیگنال مرجع سرعت که در مدت یک ثانیه از مقدار  $60 \text{ rad/sec}$  به مقدار  $60 \text{ rad/sec}$  تغییر می‌کند و پس از مدت زمان ۹ ثانیه، مجدداً از  $60 \text{ rad/sec}$  به  $60 \text{ rad/sec}$  تغییر می‌یابد، به موتور اعمال شده است، که نمودار آبی سرعت مرجع، نمودار قرمز سرعت واقعی موتور و نمودار سبز ولتاژ را نشان می‌دهند و در این حالت به خوبی نشان داده شده است که کنترل‌کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-

۳.۷. کنترل‌کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی



(الف)

جدول (۴): مقایسه نتایج عملی

	سرعت $t_s$ $60 \frac{rad}{s}$ (آزمایشگاهی)	حالت $t_s$ چهار ناحیه‌ای (آزمایشگاهی)	سرعت $M_p$ $60 \frac{rad}{s}$ (آزمایشگاهی)	حالت $M_p$ چهار ناحیه‌ای (آزمایشگاهی)
مد لغزشی ترمیاتی انتگرالی	منطبق	منطبق	%۰	%۰
کنترل برداری	در تمام زمانها بالا زدگی دارد	در تمام زمانها بالا زدگی دارد	%۱۰	%۱۰

### ۹. نتایج

در این مقاله، کنترل سرعت موتور سنکرون مغناطیس دائم درونی به صورت چهار ناحیه‌ای با استفاده از دو روش کنترلی مطرح شده است. برای کنترل جریان‌های مولد گشتاور و مولد شار در دستگاه گردان موتور از دو کنترل کننده مستقل حالت لغزشی ترمینالی-انتگرالی استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی در محیط متلب/سیمولینک و نتایج عملی با مجموعه آزمایشگاهی مبتنی بر پردازنده TMS320F28335 بر روی موتور ۳۷۰ وات به دست آمده است. نتایج به دست آمده مؤید کارایی بهتر روش کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی در مقایسه با روش کنترل برداری از نظر سرعت پاسخ، خطای ماندگار، مقاوم بودن نسبت به تغییرات گسترده نقطه کار موتور است.

انتگرالی به دقت بالا و بدون هیچ گونه بالا زدگی قادر به تعقیب سیگنال مرجع است و کمترین خطای ممکن را دارد. شکل (۱۳-ب) و (۱۴-ب) مجدداً در حالت عملی و در سرعت  $60 rad/sec$  هر دو کنترل کننده را بررسی کرده که در این حالت هم کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی دارای عملکرد محسوس بهتری نسبت به کنترل برداری است. در شکل (۱۵)، نمودار آبی جریان  $i_q$  مرجع، که دارای مقدار صفر می‌باشد. نمودار سبز جریان  $i_q$  مرجع و نمودار قرمز جریان  $i_q$  واقعی موتور است که استنباط می‌شود جریان واقعی به خوبی جریان مرجع را دنبال کرده است.

### ۸. مقایسه اجمالی روش‌های کنترل سرعت ارائه شده

در یک نگاه کلی، روش کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی ترمینالی-انتگرالی دارای عملکرد سریع‌تر و دقت بالاتر در مقایسه با روش کنترل برداری است. در جدول (۳) و (۴) مقایسه‌ای بین دو روش صورت گرفته است.

جدول (۳): مقایسه نتایج شبیه‌سازی

	سرعت $t_s$ $60 \frac{rad}{s}$ (شبیه‌سازی)	حالت چهار ناحیه‌ای (شبیه‌سازی)	$M_p$ در هر دو روش (شبیه‌سازی)
مد لغزشی ترمینالی انتگرالی	۰/۶ sec	۱/۰۲ sec	%۳۰
کنترل برداری	۱/۹ sec	۱/۲۳ sec	%۳۰

### مراجع

- [1] Paicu, M., Boldea, I., Andreescu, G.-D. and Blaabjerg, F., "Very Low Speed Performance of Active Flux Based Sensorless Control: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Versus Direct Torque and Flux Control", IET Electric Power Applications, Vol. 3, pp. 551-561, 2009.
- [2] Vas, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*: Oxford Univ. Press, 1998.
- [3] Chi, S., Zhang, Z. and Xu, L., "Sliding-Mode Sensorless Control of Direct-Drive Pm Synchronous Motors for Washing Machine Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, pp. 582-590, 2009.
- [4] Huo, Q.-H. and Liu, X.-X., "Optimized Control of Permanent Magnet Synchronous Motor", Dianguang yu Kongzhi (Electronics, Optics & Control), Vol. 14, pp. 195-197, 2007.
- [5] Zhao, Y., Qiao, W. and Wu, L., "An Adaptive Quasi-Sliding-Mode Rotor Position Observer-Based Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, pp. 5618-5629, 2013.
- [6] Yikang, J. H. H., "Variable Structure Sliding Mode Control for Pmsm Dtc [J]", Transactions of China Electrotechnical Society, Vol. 1, 2006.
- [7] CUI, J.-f., WANG, H.-m., WANG, C.-y., WAN, J.-z. and MU, G., "Pmsm-Dtc Based on Sliding Mode Variable Structure [J]", Journal of Shenyang University of Technology, Vol. 2, 2008.
- [8] Jiang, W., He, Y., Liu, W. and Zhou, C., "Design of Sliding-Mode Direct Torque Controller Based on Pmsm [J]", Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, Vol. 28, pp. 29-32, 2008.
- [9] Wang, G., Li, Z., Zhang, G., Yu, Y. and Xu, D., "Quadrature Pll-Based High-Order Sliding-Mode Observer for Ipmsm Sensorless Control with Online Mtpa Control Strategy", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 28, pp. 214-224, 2012.
- [10] Venkataraman, S. and Gulati, S., "Control of Nonlinear Systems Using Terminal Sliding Modes", in 1992 American Control Conference, pp. 891-893, 1992.
- [11] Yazici, I. and Yaylaci, E. K., "Fast and Robust Voltage Control of Dc-Dc Boost Converter by Using

- Fast Terminal Sliding Mode Controller*", IET Power Electronics, Vol. 9, pp. 120-125, 2016.
- [12] Zheng, X., Li, H., Song, R. and Feng, Y., "Full-Order Terminal Sliding Mode Control for Boost Converter", in 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), pp. 2172-2176, 2016.
- [13] Feng, Y., Zhou, M., Zheng, X., Han, F. and Yu, X., "Terminal Sliding-Mode Control of Induction Motor Speed Servo Systems", in 2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), pp. 351-355, 2016.
- [14] Feng, Y., Zhou, M., Shi, H. and Yu, X., "Flux Estimation of Induction Motors Using High-Order Terminal Sliding-Mode Observer", in Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 1860-1863, 2012.
- [15] Zheng, X., Li, Q., Ding, D., Li, P. and Li, H., "Passivity Non-Singular Higher-Order Sliding Mode Control for Direct-Driven Pmsg", in IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5575-5581, 2014.
- [16] Xu, W., Jiang, Y. and Mu, C., "Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for Speed Regulation of Permanent Magnet Synchronous Motor with Parameter Uncertainties and Torque Change", in 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 2034-2039, 2015.
- [17] Yanmin, W., Yuqing, C. and Hongwei, X., "Continuous Non-Singular Terminal Sliding Mode Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor with Load Torque Observer", in 2015 34th Chinese Control Conference (CCC), pp. 3264-3268, 2015.
- [18] Feng, Y., Yu, X. and Han, F., "High-Order Terminal Sliding-Mode Observer for Parameter Estimation of a Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, pp. 4272-4280, 2012.
- [19] Li, S., Zhou, M. and Yu, X., "Design and Implementation of Terminal Sliding Mode Control Method for Pmsm Speed Regulation System", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 9, pp. 1879-1891, 2012.
- [20] Wang, J., Li, S. and Yang, J., "Integral Terminal Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Position Servo System", in Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference, pp. 4408-4413, 2013.
- [21] عباس‌زاده، کریم، روزبهانی، سام، «روش جدید برای استحصال حداکثر توان از سیستم توربین بادی مجهز به ژنراتور القایی دوگانه تغذیه با کنترل مد لغزشی»، نشریه مهندسی و مدیریت انرژی، شماره ۱، صفحه ۱۱-۲۲، ۱۳۹۱.
- [22] Yang, Y., Guo, H. and Qian, H., "A Sensorless Control of Spmsm Based on Sliding Mode Observer with Linear Power Drive Method", in IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 4094-4098, 2017.
- [23] Liu, X., Yu, H., Yu, J. and Zhao, L., "Combined Speed and Current Terminal Sliding Mode Control with Nonlinear Disturbance Observer for Pmsm Drive", IEEE Access, Vol. 6, pp. 29594-29601, 2018.
- [24] Wang, D., Liu, J., Miao, S., Yuan, T., Li, Y., Tian, W. and Liu, Z., "Rotor Position Estimation Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Super-Twisting Sliding Mode Observer", in 2018 37th Chinese Control Conference (CCC), pp. 5634-5638, 2018.
- [25] Boroujeni, M. S., Markadeh, G. A. and Soltani, J., "Torque Ripple Reduction of Brushless Dc Motor Based on Adaptive Input-Output Feedback Linearization", ISA Transactions, Vol. 70, pp. 502-511, 2017.