

کنترل سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل لغزشی مرتبه دوم به روش فوق پیچشی و قانون توصیفی تغییرات

سارا صابریان بروجنی^۱، دانش آموخته کارشناسی ارشد، غلامرضا عرب مارکده^۲، دانشیار

۱- دانشکده فنی مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - Saberiyan.sara7@gmail.com

۲- دانشکده فنی مهندسی و قطب علمی آنالیز غیرخطی، بهینه‌سازی و کنترل - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - arab-gh@eng.sku.ac.ir

چکیده: با توجه به طبیعت غیرخطی و ساختار متغیر ماشین‌های سنکرون رلوکتانسی، استفاده از کنترل‌کننده‌های ساختار متغیر نظیر کنترل‌کننده لغزشی، راهکار مناسبی برای کنترل این موتورها است. این نوع کنترل، درعین حال که به شدت مقاوم است، پاسخ دینامیکی سریعی دارد و پیاده سازی آن آسان است. در این مقاله از کنترل لغزشی مرتبه اول و مرتبه دوم از نوع فوق پیچشی برای کنترل شار و از روش قانون توصیفی تغییرات (PLV) برای کنترل سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با در نظر گرفتن تلفات آهن استفاده شده است. ویژگی اصلی روش حالت لغزشی مرتبه اول، سادگی ساختار و مقاومت بالا در برابر نامعینی‌ها است، در روش حالت لغزشی مرتبه دوم علاوه بر مزایای ذکر شده برای حالت لغزشی مرتبه اول، دقت بالاتر و توانایی حذف شوریدگی و نوسانات فرکانس بالا قابل ذکر است. همچنین به منظور حفظ پایداری سیستم در هر شرایط کاری حد بالای نامعینی‌های پارامتری محاسبه شده است. نتایج شبیه‌سازی حاکی از برتری روش پیشنهادی نسبت به حالت مرتبه اول است.

واژه‌های کلیدی: موتور سنکرون رلوکتانسی، کنترل لغزشی مرتبه اول، کنترل لغزشی فوق پیچشی، کنترل لغزشی قانون توصیفی تغییرات

Speed and Flux Control of Synchronous Reluctance Motor by Second Order Sliding Mode with Super Twisting and Prescribed Law Variable Methods

S. Saberiyan borujeni¹, G. R. Arab Markadeh²

1- Department of Engineering Shahrekord University, Shahrekord, Iran

2- Department of Engineering and Member of Center of Excellence for Mathematics, Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran

Abstract: Due to nonlinear and variable structure of synchronous reluctance motors (SynRM), variable structure controllers such as sliding mode controllers are effective methods to their control. In this paper, two new methods for speed and stator flux of a SynRM based on second order sliding mode controllers (2-SMC) are proposed. Using Prescribed Law Variable (PLV) controller for speed control and Super Twisting (ST) controller for flux control leads to decrease the chattering phenomenon and improve the dynamic response. In order to show the robustness of the proposed control methods to motor parameters variations, the maximum magnitude of parameters uncertainties are calculated. The effectiveness of the designed control scheme is confirmed via simulation.

Keywords: Second order sliding mode, prescribed law variable, super twisting, synchronous reluctance motor

تاریخ ارسال مقاله: ۹۲/۰۸/۲۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۹۲/۱۲/۱۲، ۹۳/۰۱/۲۷، ۹۳/۰۲/۱۲، ۹۳/۰۳/۰۷ و ۹۳/۰۳/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۹۳/۰۴/۲۱

نام نویسنده‌ی مسئول: غلامرضا عرب مارکده

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - شهرکرد - دانشگاه شهرکرد - دانشکده فنی مهندسی

۱- مقدمه

از کنترل کننده لغزشی مرتبه دوم است [۵]. پیاده‌سازی این کنترل کننده آسان است و دارای قوانین کنترلی ساده‌ای است و قابل طراحی بر اساس مدل غیرخطی است. روش کنترل لغزشی مرتبه دوم تاکنون بر روی موتورهای DC، پله‌ای، القایی و سنکرون اجرا شده است [۹-۶].

علی‌رغم عملکرد بسیار خوب این کنترل کننده، تحقیقات کمی بر روی استفاده از این کنترل کننده برای موتور سنکرون رلوکتانسی گزارش شده است. بر اساس جستجوی مؤلفان، تنها مقالات گزارش شده از کنترل لغزشی مرتبه دوم بر روی موتور سنکرون رلوکتانسی مراجع [۱۰، ۱۱] می‌باشند. در [۱۰] از تابع سیگنال سوئیچینگ برابر با مشتق فرمان کنترل گشتاور استفاده شده است و برای کنترل لغزشی مرتبه دوم از کنترل دیجیتالی استفاده شده است که در این روش قانون کنترل به پارامترهای مکانیکی ماشین وابسته است و در کنترل کننده هم از مقادیر نامی موتور استفاده شده است، که به دلیل نامعینی در این پارامترها کنترل به درستی انجام نمی‌شود. در [۱۱] از کنترل لغزشی سوپر توپستینگ برای کنترل سرعت استفاده شده است. در این مقاله مقاومت کنترل کننده در برابر پارامترهای اندوکتانس دوجوری که دارای نامعینی زیادی می‌باشند بررسی نشده‌اند و برای به دست آوردن قانون کنترل سرعت از مقادیر واقعی این اندوکتانس‌ها استفاده شده است.

در مراجع ذکر شده برای کنترل سرعت مرجع، از یک کنترل کننده PI سرعت استفاده شده است، کنترل کننده PI گشتاور مرجع را برای کنترل کننده گشتاور فراهم می‌سازد. کنترل کننده گشتاور، گشتاور مرجع تولیدی را تعقیب کرده و با تنظیم مناسب ضرایب PI در نهایت سرعت مرجع دنبال می‌شود. در مواردی که کنترل سرعت نسبت به کنترل گشتاور ارجحیت دارد می‌توان سرعت مرجع را به‌طور مستقل و بدون استفاده از کنترل کننده PI دنبال کرد. تنظیم ضرایب کنترل کننده در مواردی که نقطه کار ماشین تغییر می‌کند مشکل است، بنابراین در این گام کنترل کننده PI حذف خواهد شد و کنترل سرعت به‌طور مستقیم صورت می‌گیرد.

کنترل شار نیز به‌خصوص در مواردی که احتیاج به بهینه‌سازی راندمان باشد کاربرد دارد. تابع هدف مربوط به استراتژی بهینه‌سازی را می‌توان تحت قید تولید یک گشتاور مرجع ثابت و سرعت معلوم، به‌وسیله تنظیم سطح شار استاتور مینیمم نمود.

هدف در این مقاله طراحی کنترل مستقیم سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز با استفاده از کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف، کنترل لغزشی با ایجاد یک لایه مرزی، کنترل کننده‌های لغزشی مرتبه دوم از نوع فوق پیچشی و قانون توصیفی تغییرات و نهایتاً مقایسه این روش‌ها است، که برای اولین بار قانون توصیفی تغییرات و مقایسه هر چهار کنترل کننده بر روی موتور سنکرون رلوکتانسی مطرح شده است.

موتور سنکرون رلوکتانسی یکی از قدیمی‌ترین موتورهای الکتریکی AC است. این موتور به‌واسطه سادگی ساختار و استحکام مکانیکی بالا مزایای ویژه‌ای نسبت به سایر ماشین‌های AC دارد. در مقایسه با موتور القایی فاقد تلفات روتور است. همچنین برخلاف موتور القایی نیازی به محاسبه لغزش نیست و لذا کنترل این نوع موتور حساسیت کمتری نسبت به تغییر پارامترها دارد. از آنجاکه روتور موتور سنکرون رلوکتانسی فاقد هرگونه مغناطیس دائم بوده و دارای استحکام مکانیکی بالایی است در مقایسه با موتورهای سنکرون مغناطیس دائم برای کاربردهای سرعت‌بالا و محیط‌های با دمای زیاد ارجح است و به خاطر عدم وجود آهنربا بر روی روتور موتور سنکرون رلوکتانسی، قیمت تمام‌شده این نوع موتور کمتر است.

علی‌رغم مزیت‌های نام‌برده شده، گشتاور و بازده موتور سنکرون رلوکتانسی در بار کامل و ناحیه توان ثابت نسبت به ماشین‌های مغناطیس دائم کمتر است و ضریب توان موتور سنکرون رلوکتانسی در بار نامی کمتر از موتور القایی است. اما در بارهای کمتر، این اختلاف کاهش می‌یابد و این امکان وجود دارد که در بعضی بارهای جزئی، موتور سنکرون رلوکتانسی ضریب توان بهتری نسبت به موتور القایی ارائه دهد [۱].

از جمله مهم‌ترین زمینه‌های تحقیقاتی در رابطه با کنترل غیرخطی ماشین‌های الکتریکی و استفاده مطلوب از آن‌ها در سال‌های اخیر، کنترل فازی، سیستم‌های هوشمند، شبکه عصبی، کنترل تطبیقی، کنترل پله‌ای، کنترل حالت لغزشی بوده است. به‌علاوه برای بهبود عملکرد کنترل، بعضی روش‌های بالا باهم ترکیب شده و روش‌های نوینی را به وجود آورده‌اند. هر یک از روش‌های کنترل غیرخطی خصوصیات و ویژگی‌های خاص خود را دارند.

ساختار حالت لغزشی یکی از مقاوم‌ترین، ساده‌ترین و دقیق‌ترین روش‌های کنترل اخیر است [۲]. این روش کنترلی به اختلالات خارجی و پارامترهای ذاتی که در موتور وجود دارد مقاوم بوده و از تأثیر این اختلالات غیرساختاری و پارامتری بر روی موتور جلوگیری می‌کند. اما مسئله شوریدگی در کنترل لغزشی متعارف وجود دارد که در صورت شدید بودن بر پایداری سیستم تأثیر می‌گذارد. برای غلبه بر این مشکل روش‌های کنترلی جدیدی ابداع شده است. در [۳] با استفاده از یک مدل فازی که از عدم قطعیت‌های سیستم ساخته می‌شود ضرایب کنترل کننده لغزشی به‌طور بهنگام تخمین زده می‌شود تا پدیده شوریدگی به حداقل برسد. در [۴] باهدف بهینه‌سازی راندمان یک روش کنترلی DTC مبتنی بر روش کنترل مد لغزشی اصلاح‌شده (تابع علامت همراه با PI) ارائه شده است که درعین حال که پاسخ سریعی دارد با کاهش نوسانات شار و گشتاور رفتار حالت دائمی را بهبود می‌بخشد.

یکی دیگر از روش‌هایی که برای کاهش شوریدگی و استرس مکانیکی و بهبود پاسخ کنترل کننده لغزشی مطرح شده است استفاده

$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_\alpha i_\beta^T - \lambda_\beta i_\alpha^T) \quad (7)$$

$$\lambda_s^2 = \lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2 \quad (8)$$

که در آن i_α و i_β جریان‌های دوماحوری ترمینال، λ_α و λ_β شارهای پیوندی دوماحوری، λ_s^2 مربع اندازه شار پیوندی استاتور، P بیانگر تعداد قطب‌ها و T_e گشتاور موتور است.

۳- کنترل مستقیم شار و سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل‌کننده‌های لغزشی مرتبه اول

کنترل ساختار متغیر و یا کنترل حالت لغزشی یک راهکار مناسب و مؤثر برای سیستم‌های غیرخطی دارای نامعینی است. این نوع کنترل، در عین حال که به شدت مقاوم است، دارای پاسخ دینامیکی سریعی است و پیاده‌سازی آسانی دارد. در این مرحله از کنترل لغزشی مرتبه اول برای کنترل سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی استفاده می‌گردد.

۳-۱- طراحی سطوح لغزش

هدف اصلی در کنترل‌کننده، تعقیب سرعت و شار مرجع استاتور است. بدین منظور دو سطح لغزشی به فرم زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$s_1 = \dot{e}_w + K_w e_w \quad (9)$$

$$s_2 = e_\lambda \quad (10)$$

که $e_w = \omega_e - \omega_{eref}$ ، خطای مابین سرعت موتور و سرعت مرجع، $e_\lambda = \lambda_s^2 - \lambda_{sref}^2$ ، خطای مابین مربع شار استاتور و شار مرجع است و K_w ضریب مثبت است، $s_1 = 0$ به معنای تعقیب سرعت مرجع و $s_2 = 0$ مبین تعقیب مربع دامنه شار مرجع است. هنگامی که حالت‌های سیستم به سطوح می‌رسند و روی آن‌ها باقی می‌مانند، با توجه به معادل صفر بودن مشتق سطوح نتیجه می‌شود $s_1 = s_2 = 0$.

۳-۲- طراحی کنترل‌کننده

قانون کنترل حالت لغزشی باید به گونه‌ای طراحی گردد که مسیر حالت و سطوح لغزش فوق‌الذکر هم‌دیگر را قطع کنند و روی سطوح باقی بمانند. برای این منظور، یک کنترل‌کننده حالت لغزشی به گونه‌ای طراحی می‌شود که ولتاژ فرمان استاتور را برای مدولاتور بردار فضایی تولید نماید. با مشتق‌گیری از بردار s داریم:

$$\dot{s}_1 = \ddot{e}_w + K_w \dot{e}_w = (\ddot{e}_w - \ddot{e}_{wref}) + K_w (\dot{e}_w - \dot{e}_{wref}) \quad (11)$$

$$\dot{s}_2 = \dot{e}_\lambda = (\dot{\lambda}_s^2 - \dot{\lambda}_{sref}^2) \quad (12)$$

با جایگزینی ω_e و λ_s^2 و مشتق آن‌ها می‌توان نوشت:

در ادامه مدل ریاضی موتور سنکرون رلوکتانسی در دستگاه ساکن بیان می‌شود. در بخش سوم کنترل مستقیم شار و سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی مرتبه اول و در بخش چهارم با استفاده از کنترل‌کننده‌های حالت لغزشی مرتبه دوم صورت می‌گیرد. در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی و در بخش ششم نتیجه‌گیری بیان می‌شود.

۲- مدل موتور سنکرون رلوکتانسی در دستگاه ساکن با در نظر گرفتن تلفات آهن

به منظور کاهش حجم محاسبات و زمان اجرای برنامه کنترل سرعت و شار موتور، معادلات ماشین در دستگاه ساکن نوشته می‌شود تا نیازی به انتقال دستگاه مختصات نباشد. مدل موتور سنکرون رلوکتانسی می‌تواند در دستگاه مرجع روتور برحسب نیروی ضد محرکه تعمیم‌یافته که بر خاصیت برجستگی استوار است، بازنویسی گردد [۱۲].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + R_p L_d & -\omega_e R L_q \\ \omega_e R L_q & R_s + R_p L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^T \\ i_q^T \end{bmatrix} + \{R(L_d - L_q)(\omega_e i_d^T - p i_q^T)\} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

که در این رابطه p نشانگر مشتق، ω_e سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور، R_s مقاومت سیم‌پیچ هر فاز استاتور، L_d ، L_q اندوکتانس‌های دوماحوری، i_d^T و i_q^T جریان‌های دوماحوری گشتاورساز، v_d و v_q ولتاژهای دوماحوری استاتور است.

در این رابطه $R = (1 + \frac{R_s}{R_i}) R_i$ که R_i مقاومت تلفات آهن است. معادله (۱) می‌تواند به صورت زیر در دستگاه مرجع ساکن بیان گردد:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + R_p L_d & -\omega_e R(L_d - L_q) \\ \omega_e R(L_d - L_q) & R_s + R_p L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^T \\ i_\beta^T \end{bmatrix} + \{R(L_d - L_q)(\omega_e i_d^T - p i_q^T)\} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2)$$

که در آن v_α و v_β ولتاژها و i_α^T و i_β^T جریان‌های دوماحوری در دستگاه ساکن و θ_e موقعیت الکتریکی روتور است. جمله دوم در سمت راست (۲)، نیروی ضد محرکه تعمیم‌یافته یا نیروی ضد محرکه ناشی از برجستگی نامیده می‌شود و به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \{R(L_d - L_q)(\omega_e i_d^T - p i_q^T)\} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (3)$$

با استفاده از (۳)، مدل جدیدی از موتور سنکرون رلوکتانسی می‌تواند توسط معادلات (۴) تا (۸) توصیف گردد:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha^T \\ i_\beta^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{R L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R_s}{R L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^T \\ i_\beta^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/(R L_d) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + 1/(R L_d) \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_\alpha = v_\alpha - R_s i_\alpha \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_\beta = v_\beta - R_s i_\beta \quad (6)$$

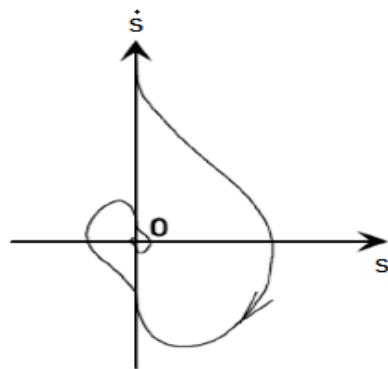
حالت روی خطی با شیب $\frac{1}{8}$ حرکت می کنند. با جایگذاری تابع اشباع به جای تابع علامت در رابطه (۱۶) داریم:

$$u = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = -B^{-1} \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 \\ 0 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sat}(s_1, \delta_1) \\ \text{sat}(s_2, \delta_2) \end{bmatrix} \quad (19)$$

۴- کنترل مستقیم شار و سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل کننده های لغزشی مرتبه دوم فوق پیچشی و PLV

کنترل لغزشی مرتبه دوم در میان سایر روش های کنترل لغزشی مرتبه بالا کاربرد بیشتری دارد. به ویژه الگوریتم های قانون توصیفی تغییرات^۱، قانون زیر بهینه^۲، قانون فوق پیچشی^۳ و پیچشی^۴، در میان سایر روش های حالت لغزشی مرتبه دوم از اهمیت بالاتری برخوردار هستند و در عمل نشان داده اند که یک روش کنترلی مقاوم مناسب برای رفع عیب روش حالت لغزشی مرتبه اول هستند و برای کاربردهای عملی مهم می توانند به طور وسیع به کار گرفته شوند.

روش کنترلی زیر بهینه اولین بار در [۱۴] پیشنهاد شده است. این متد نیاز به تشخیص صفر در مشتق متغیر لغزش و هم چنین مقدار صفر متغیر لغزش دارد. کنترل پیچشی [۶]، اولین کنترل کننده حالت لغزشی مرتبه دوم است. در این روش، مسیر در صفحه فاز $s - \dot{s}$ به طور چرخشی در اطراف مبدأ حرکت می کند، و در زمان محدود به مبدأ همگرا می شود. الگوریتم فوق پیچشی [۵] برای سیستم های کنترلی با درجه نسبی یک، به منظور کاهش شویدگی ارائه شده است. در این روش مسیر صفحه فاز $s - \dot{s}$ به طور چرخشی به دور مبدأ در دوران است، در هر چرخش قدرمطلق فاصله تقاطع مسیره با محورهای کاهش یافته و نهایتاً به مبدأ همگرا می شود (شکل (۱)).



شکل (۱): مسیر کنترل کننده فوق پیچشی در صفحه فاز

یکی از روش های کنترل حالت لغزشی مرتبه دوم روش PLV است [۱۵]. در این روش عملکرد موتور به تابعی برحسب متغیر لغزش بستگی دارد. شکل (۲) مسیر الگوریتم PLV را نشان می دهد. همه مسیره در نهایت به $\dot{s} = g(s)$ میل می کنند و روی این خط یک حالت لغزشی به وجود می آید.

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} + Bu \quad (13)$$

$$A_1 = \frac{1}{J_m} \left(\frac{3P}{4} \lambda_\alpha \left(\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} i_\alpha^T - \frac{R_s}{R L_q} i_\beta^T - 1 / (R L_d) e_\beta \right) - \frac{3P}{4} \lambda_\beta \left(-\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} i_\beta^T - \frac{R_s}{R L_d} i_\alpha^T - 1 / (R L_d) e_\alpha \right) \right) \frac{P}{2} - B_m \frac{1}{J_m} \left(\frac{P}{2} (T_e - T_l) - B_m \omega_e \right) - \dot{\omega}_{ref} + K_w \left(\frac{1}{J_m} \left(\frac{P}{2} (T_e - T_l) - B_m \omega_e \right) - \omega_{eref} \right)$$

$$A_2 = -2\lambda_\alpha R_s i_\alpha^T - 2\lambda_\beta R_s i_\beta^T$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{3P^2}{8J_m} \left(i_\beta^T - \frac{\lambda_\beta}{R L_d} \right) & \frac{3P^2}{8J_m} \left(\frac{\lambda_\alpha}{R L_d} - i_\alpha^T \right) \\ 2\lambda_\alpha & 2\lambda_\beta \end{bmatrix}$$

$$u = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$$

در کنترل حالت لغزشی از روش لیاپانوف برای به دست آوردن قانون کنترل که حالت سیستم را به نقطه تعادل میل می دهد استفاده می شود.

یک تابع لیاپانوف به فرم مجذور سطح لغزش انتخاب می شود:

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (14)$$

با مشتق گیری از V نسبت به زمان و استفاده از (۱۳) داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} (\dot{S}^T S + S^T \dot{S}) = S^T \dot{S} = S^T (A + Bu) \quad (15)$$

قانون کنترل سوئیچینگ باید به گونه ای انتخاب شود که برای $\dot{V} < 0$ برای $s \neq 0$ منفی معین باشد. لذا

$$u = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = -B^{-1} \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (16)$$

که در آن α_1 و α_2 ضرایب کنترلی مثبت هستند. برای پایداری بر روی سطوح لغزش کافی است که $\dot{V} < 0$ باشد. با تنظیم ضرایب کنترلی، پایداری مجانبی سیستم می تواند محقق گردد منوط به این که شرط زیر برقرار باشد.

$$\text{If } \alpha_1 > |A_1| \text{ and } \alpha_2 > |A_2| \text{ then } \dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \left(A - \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \right) < 0 \quad (17)$$

کنترل سرعت و شار می تواند با هموار کردن ناپیوستگی کنترل در یک لایه مرزی باریک از همسایگی سطح سوئیچینگ صورت پذیرد. برای کاهش پدیده شویدگی در [۱۴] از تابع اشباع (sat) استفاده شده است، با تعریف یک لایه مرزی پیرامون سطح سوئیچینگ، قسمت گسسته کنترل کننده حالت لغزشی هموار می گردد. تابع اشباع به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$\text{sat}(s, \delta) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| > \delta \\ \frac{s}{\delta} & |s| \leq \delta \end{cases} \quad (18)$$

که δ ضخامت لایه مرزی است. خارج از لایه مرزی، قانون کنترل به صورت تابع $\text{sgn}(s)$ است و در داخل لایه مرزی با جمله $\frac{s}{\delta}$ جایگزین می شود. لذا تمامی مسیرهایی که درون لایه مرزی شروع می شوند، برای همه $t > 0$ درون لایه مرزی باقی می ماندند و تمامی مسیرهایی

۲-۴ - طراحی قانون کنترل

کنترل کننده حالت لغزشی باید به گونه‌ای طراحی شود که مسیر حالت روی سطوح لغزش به سمت صفر میل کند و نسبت به نامعینی‌ها مقاوم بوده و روی سطوح باقی بماند.

طبق معادله (۲۶)، درجه نسبی سطح لغزش s_1 برابر ۲ است زیرا $\frac{\partial \dot{s}_1}{\partial u} = 0$ ، $\frac{\partial s_1}{\partial u} \neq 0$ و درجه نسبی سطح لغزش s_2 برابر ۱ است زیرا $\frac{\partial \dot{s}_2}{\partial u} \neq 0$ ، بنابراین برای کنترل لغزشی مرتبه دوم سرعت از روش PLV و برای کنترل شار به دلیل این که دارای درجه نسبی ۱ است از روش فوق پیچشی استفاده می‌شود.

لذا کنترل u به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u = B^{-1}[V-A] \quad (27)$$

که $B^{-1}v$ کنترل معادل نام دارد و

$$V = [v_1 \quad v_2]^T \quad (28)$$

$$\dot{s}_1 = v_1, \quad \dot{s}_2 = v_2$$

در این صورت کنترل سرعت و شار به طور مستقل از هم صورت می‌گیرد. قوانین کنترل v_1 و v_2 باید به گونه‌ای طراحی شوند که پایداری سیستم تضمین شده و هدف اصلی کنترل که تعقیب سرعت و شار مرجع است به درستی صورت گیرد.

قانون کنترل لغزشی PLV برای تعقیب سرعت به صورت زیر است:

$$v_1 = -\omega_1 \text{sign}(s_1 - \lambda_1 \text{sign}(s_1) \sqrt{|s_1|}) \quad (29)$$

که ω_1 و λ_1 مقادیر مثبت هستند، به این ترتیب، با انتخاب مناسب ضرایب کنترل کننده، در زمان محدود سطوح $s_1(t, x) = s_2(t, x) = 0$ در حالت لغزشی مرتبه دوم قرار می‌گیرد.

برای کنترل شار از روش فوق پیچشی استفاده می‌شود. قانون کنترل v_2 به صورت زیر است:

$$v_2(t) = v_{21}(t) + v_{22}(t) \quad (30)$$

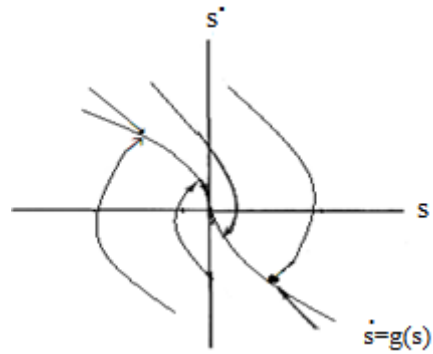
$$\dot{v}_{21}(t) = \begin{cases} -v_2 & |v_2| > 1 \\ -\omega_2 \text{sgn}(s_2) & |v_2| \leq 1 \end{cases}$$

$$v_{22}(t) = \begin{cases} -\lambda_2 \sqrt{|s_2|} \text{sgn}(s_2) & |s_2| > s_{20} \\ -\lambda_2 \sqrt{|s_2|} \text{sgn}(s_2) & |s_2| \leq s_{20} \end{cases}$$

که ω_2 و λ_2 مقادیر ثابت مثبت هستند و s_{20} مقدار ماکزیمم سطح لغزش شار است. لذا با تنظیم مناسب ضرایب کنترل کننده، همگرایی در زمان محدود به سطوح $s_2 = \dot{s}_2 = 0$ تضمین می‌شود. اهمیت این روش در این است که به هیچ اطلاعاتی از مشتق متغیر لغزش نیاز ندارد.

۳-۴ - بررسی رفتار کنترل کننده با وجود عدم قطعیت‌ها

پارامترهای $J_m, B_m, R_s, L_d, L_q, R_s$ و J_m از جمله پارامترهای نامعین سیستم هستند که نسبت به مقادیر نامی خود تغییر می‌کنند. میزان تغییرات آن‌ها را نسبت به مقادیر نامی خود با $\Delta R_s, \Delta L_d, \Delta L_q, \Delta R_s$ و ΔJ_m نشان می‌دهیم. آنگاه جملات A و B به صورت زیر نوشته می‌شود:



شکل (۲): مسیر الگوریتم PLV در صفحه فاز

در این مقاله کنترل مستقیم سرعت به روش کنترل لغزشی مرتبه دوم PLV و کنترل شار به روش فوق پیچشی انجام شده است.

۱-۴ - طراحی سطوح لغزش

هدف اصلی در پیاده‌سازی کنترل کننده غیرخطی، کنترل تعقیب سرعت و شار مرجع با حداقل شوریدگی و کم‌ترین میزان وابستگی به تغییر پارامترهای ماشین است. لذا سطوح لغزش به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$s_1 = e_w \quad (20)$$

$$s_2 = e_\lambda \quad (21)$$

هدف از کنترل، به دست آوردن یک سیگنال کنترلی است به طوری که در زمان محدود روابط زیر برقرار شود:

$$s_1(t, x) = \dot{s}_1(t, x) = 0 \quad (22)$$

$$s_2(t, x) = \dot{s}_2(t, x) = 0 \quad (23)$$

هنگامی که حالت‌های سیستم به سطوح لغزشی می‌رسند و بر روی آن‌ها باقی می‌مانند آنگاه روابط بالا برقرار می‌شوند. مشتق اول سطوح لغزش عبارت است از:

$$\dot{s}_1 = \frac{1}{J_m} \left(\frac{P}{2} (T_e - T_l) - B_m \omega_e \right) - \omega_{eref} \quad (24)$$

$$\dot{s}_2 = -2\lambda_\alpha R_s i_\alpha^T - 2\lambda_\beta R_s i_\beta^T + 2\lambda_\alpha v_\alpha + 2\lambda_\beta v_\beta \quad (25)$$

به دلیل اینکه در معادله (۲۴) ورودی u ظاهر نشده است، لذا نیاز به مشتق‌گیری مجدد از سطح لغزش s_1 است، ولی در معادله (۲۵)، ورودی u ظاهر شده است لذا احتیاج به مشتق‌گیری مجدد از \dot{s}_2 نیست. با تبدیل \dot{s}_1 و \dot{s}_2 به فرم ماتریسی داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = A + Bu \quad (26)$$

$$A_1 = \frac{1}{J_m} \left(\left(\frac{3P}{4} \lambda_\alpha \left(\frac{\omega_e (L_d - L_q)}{L_d} \right) i_\alpha^T - \frac{R_s}{R L_d} i_\beta^T - 1 / (R L_d) e_\beta \right) - \right.$$

$$\left. \frac{3P}{4} \lambda_\beta \left(-\frac{\omega_e (L_d - L_q)}{L_d} \right) i_\beta^T - \frac{R_s}{R L_d} i_\alpha^T - 1 / (R L_d) e_\alpha \right) \frac{P}{2} -$$

$$B_m \frac{1}{J_m} \left(\frac{P}{2} (T_e - T_l) - B_m \omega_e \right)$$

$$A_2 = -2\lambda_\alpha R_s i_\alpha^T - 2\lambda_\beta R_s i_\beta^T$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{3P^2}{8J_m} \left(i_\beta^T - \frac{\lambda_\beta}{R L_d} \right) & \frac{3P^2}{8J_m} \left(\frac{\lambda_\alpha}{R L_d} - i_\alpha^T \right) \\ 2\lambda_\alpha & 2\lambda_\beta \end{bmatrix}, \quad u = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$$

آنگاه با فرض وجود مقادیر مثبت ثابت
 $G_1, G_2, G_{11M}, G_{22M}, G_{11m}, G_{22m}, G_{12}, G_{21}$ داریم:

$$\begin{cases} |\hat{A}_1| < G_1 \\ |\hat{A}_2| < G_2 \\ |\hat{B}_{12}| < G_{12} \\ |\hat{B}_{21}| < G_{21} < G_{11m} < \hat{B}_{11} < G_{11M} \\ 0 < G_{22m} < \hat{B}_{22} < G_{22M} \end{cases} \quad (38)$$

اولین معادله حاصل از بسط رابطه (۲۸) عبارت است از:

$$\hat{S}_1 = \hat{A}_1 + \hat{B}_{11}v_1 + \hat{B}_{12}v_2 \quad (39)$$

با فرض وجود ضرایب مثبت ثابت G_3, P_1, V_{2M} به طوری که
 $|\hat{B}_{12}v_2 + \hat{A}_1| < G_3$ و $|\hat{B}_{12}v_2| < P_1, |v_2| < V_{2M}$
 حدود (۳۸)، معادله (۳۹) را می توان به صورت:

$$\hat{S}_1 = \hat{A}_3 + \hat{B}_{11}v_1 \quad (40)$$

نوشت که:

$\hat{A}_3 = \hat{A}_1 + \hat{B}_{12}v_2$
 برای کنترل کننده PLV، با قانون کنترل به صورت معادله (۲۹)، شرط
 همگرایی در زمان محدود به سطوح $s_1 = \hat{s}_1 = 0$ عبارت است از:

$$w_1 > \frac{G_3 + \sup(\hat{g}(s)g(s))}{G_{11m}} \quad (41)$$

به طور مشابه همگرایی در زمان محدود به سطوح $s_2 = \hat{s}_2 = 0$
 تضمین خواهد شد. با در نظر گرفتن عبارت دوم معادله (۳۶)
 به صورت:

$$\hat{s}_2 = \hat{A}_2 + \hat{B}_{21}v_1 + \hat{B}_{22}v_2 \quad (42)$$

و با فرض وجود ضرایب مثبت ثابت G_4, P_2, V_{1M} به طوری که
 $|\hat{B}_{21}v_1 + \hat{A}_2| < G_4, |\hat{B}_{21}v_1| < P_2, |v_1| < V_{1M}$
 گرفتن:

$$\hat{A}_4 = \hat{B}_{21}v_1 + \hat{A}_2 \quad (43)$$

رابطه (۴۲) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\hat{s}_2 = \hat{A}_4 + \hat{B}_{22}v_2 \quad (44)$$

برای کنترل کننده فوق پیچشی، با قانون کنترل به صورت معادله (۳۰)،
 با برقرای شرایط زیر، همگرایی در زمان محدود به سطوح $s_2 = \hat{s}_2 = 0$
 تضمین خواهد شد:

$$\begin{cases} w_2 > \frac{G_4}{G_{22m}} > 0 \\ \lambda_2^2 \geq \frac{4G_4G_{22M}(w_2+G_4)}{G_{22m}^2(w_2-G_4)} \end{cases} \quad (45)$$

۵- نتایج شبیه سازی

عملکرد سیستم کنترل حلقه بسته سرعت موتور و شار استاتور بر
 اساس بلوک دیاگرام شکل (۳) با استفاده از زبان ++C مورد شبیه سازی
 قرار گرفته است. پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی مورد نظر در
 جدول (۱) آورده شده اند.

$$A = \begin{bmatrix} A_{10} \\ A_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta A_1 \\ \delta A_2 \end{bmatrix} = A_0 + \delta A \quad (31)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_{110} & B_{120} \\ B_{210} & B_{220} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta B_{11} & \delta B_{12} \\ \delta B_{21} & \delta B_{22} \end{bmatrix} = B_0 + \delta B \quad (32)$$

$A_{10}, A_{20}, B_{110}, B_{120}, B_{210}, B_{220}$ جملات معین هستند که از
 پارامترهای نامی سیستم تشکیل شده است و δA و δB تغییرات A و B
 یا توجه به نامعینی های سیستم است که به صورت زیر به دست
 می آیند:

$$\delta A = \frac{\partial A}{\partial L_d} \Delta L_d + \frac{\partial A}{\partial L_q} \Delta L_q + \frac{\partial A}{\partial R_s} \Delta R_s + \frac{\partial A}{\partial J_m} \Delta J_m \quad (33)$$

$$\delta B = \frac{\partial B}{\partial L_d} \Delta L_d + \frac{\partial B}{\partial L_q} \Delta L_q + \frac{\partial B}{\partial R_s} \Delta R_s + \frac{\partial B}{\partial J_m} \Delta J_m + \frac{\partial B}{\partial B_m} \Delta B_m \quad (34)$$

برای نمونه تغییرات A_1 نسبت به B_m معادل است با:

$$\frac{\partial A_1}{\partial B_m} = \frac{1}{J_m} \left(\frac{P}{2} (T_e - T_1) - 2B_m \omega_e \right)$$

و تغییرات A_2 نسبت به R_s بدین گونه است:

$$\frac{\partial A_2}{\partial R_s} = -2\lambda_{\alpha} i_{\alpha}^T - 2\lambda_{\beta} i_{\beta}^T$$

به طریق مشابه $\frac{\partial A}{\partial L_d}, \frac{\partial A}{\partial L_q}, \frac{\partial A}{\partial R_s}, \frac{\partial A}{\partial J_m}, \frac{\partial B}{\partial L_d}, \frac{\partial B}{\partial L_q}, \frac{\partial B}{\partial R_s}, \frac{\partial B}{\partial J_m}, \frac{\partial B}{\partial B_m}$ با
 جایگذاری مقادیر نامی پارامترها محاسبه می شوند و با جایگذاری در
 رابطه (۳۳) و (۳۴) به ترتیب، δA و δB نسبت به تمام نامعینی های
 پارامتری به دست می آیند. با در نظر گرفتن حضور نامعینی ها در
 سیستم، معادله (۲۶) به صورت معادله زیر در می آید.

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1 \\ \hat{S}_2 \end{bmatrix} = A_0 + \delta A + (B_0 + \delta B)(B_0^{-1}[V - A_0]) \quad (35)$$

با بسط دادن و ساده کردن معادله (۳۵) داریم:

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1 \\ \hat{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{B}_{11} & \hat{B}_{12} \\ \hat{B}_{21} & \hat{B}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \hat{A} + \hat{B}V \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \hat{A}_1 &= \delta A_1 - A_{10} \frac{\delta B_{11}B_{220} - \delta B_{12}B_{210}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} + A_{20} \frac{\delta B_{11}B_{210} - \delta B_{12}B_{110}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} \\ \hat{A}_2 &= \delta A_2 - A_{10} \frac{\delta B_{21}B_{220} - \delta B_{22}B_{210}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} + A_{20} \frac{\delta B_{21}B_{210} - \delta B_{22}B_{110}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} \\ \hat{B}_{11} &= 1 + \frac{\delta B_{11}B_{220} - \delta B_{12}B_{210}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}}, \quad \hat{B}_{21} = 1 + \frac{\delta B_{21}B_{220} - \delta B_{22}B_{210}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} \\ \hat{B}_{12} &= 1 + \frac{\delta B_{11}B_{210} - \delta B_{12}B_{110}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}}, \quad \hat{B}_{22} = 1 + \frac{\delta B_{21}B_{210} - \delta B_{22}B_{110}}{B_{110}B_{220} - B_{120}B_{210}} \end{aligned}$$

با توجه به این که سرعت و مربع دامنه شار استاتور و δA و δB مقادیر
 کران دار هستند، به طوری که:

$$\begin{aligned} |\delta B_{11}| < |B_{11}|, |\delta B_{12}| < |B_{12}|, |\delta B_{21}| < |B_{21}|, \\ |\delta B_{22}| < |B_{22}| \end{aligned} \quad (37)$$

جدول ۱: پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز

Power	۲/۵ kW	L_d	۲۳۰mH	R_s	۲/۹۵Ω
T_{Ln}	۲N.m	L_q	۱۱۰mH	B_m	۰/۰۰۳Nm/rad/s
P	۴	J_m	۰/۰۱kg.m ²	f_n	۶۰ Hz

در شکل (۵) عملکرد کنترل سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی باوجود اختلال بار با روش‌های کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف، کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی PLV نشان داده شده است. ابتدا موتور بدون بار راه‌اندازی شده است. سرعت مرجع ۱۰۰۰ Rpm و شار مرجع (Wb.turn)/۵۰ است. در $t=۲s$ گشتاور به‌طور لحظه‌ای ۱N.m افزایش یافته و مجدداً در $t=۴s$ بی‌بار شده است.

برای بررسی عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی در سرعت‌های مختلف، در شکل (۶) ابتدا پاسخ کنترل کننده به سرعت مرجع ۱۰۰RPM ترسیم شده است. سپس در $t=۲s$ سرعت مرجع به ۱۰۰RPM- تغییر یافته است. ملاحظه می‌شود که کنترل کننده سرعت مبتنی بر PLV به‌خوبی قادر به تعقیب سرعت مرجع است و این موضوع حاکی از آن است که تنظیم کنترل کننده مذکور وابسته به نقطه کار نیست و برتری کنترل کننده PLV را در شرایط مختلف نسبت به دو روش دیگر نشان می‌دهد.

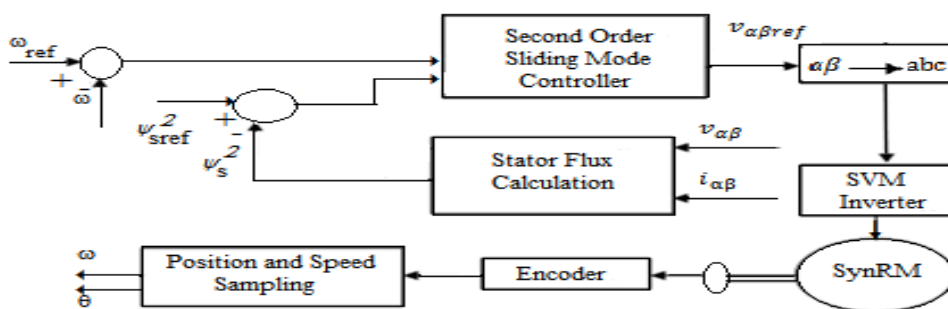
در شکل (۷) کنترل شار استاتور به روش‌های کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف و کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی فوق پیچشی آمده است. شایان ذکر است که کنترل شار به‌خصوص در مواردی که احتیاج به بهینه‌سازی راندمان باشد کاربرد دارد. تابع هدف مربوطه به استراتژی بهینه‌سازی را می‌توان تحت قید تولید یک گشتاور مرجع ثابت و سرعت معلوم، به‌وسیله تنظیم سطح شار استاتور مینیمم نمود. هدف از انجام این تست، بررسی کارایی روش در شرایط کنترل راندمان با تغییر شار است [۱۷].

فرکانس نمونه‌برداری از جریان‌ها و ولتاژهای استاتور برابر ۵kHz بوده و فرکانس کلید زنی اینورتر SVM نیز با همین مقدار تنظیم شده است. ضرایب کنترل کننده‌ها به‌صورت جدول (۲) است.

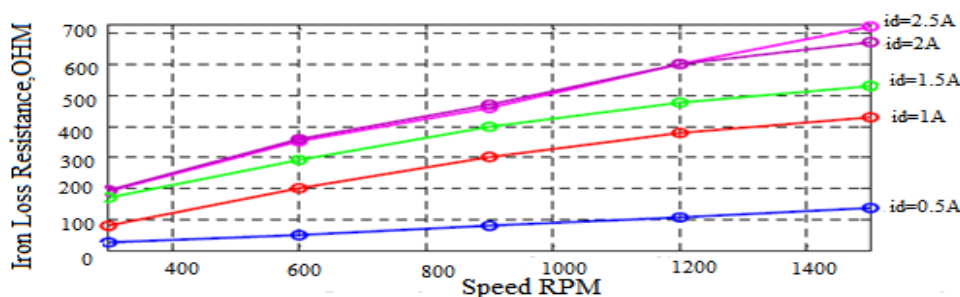
جدول ۲: ضرایب کنترل کننده‌ها

مقدار	ضریب	مقدار	ضریب	مقدار	ضریب
۰/۱	δ_1	۲۰۰	β_1	۵۰۰	α_1
۰/۰۱	δ_2	۱۰۰	β_2	۲۰۰	α_2
۷۰۰	λ_2	۲۰۰۰	w_1	۳۱۰	λ_1
۱۵۰	K_w	۰/۰۱	s_{20}	۲۰۰۰	w_2

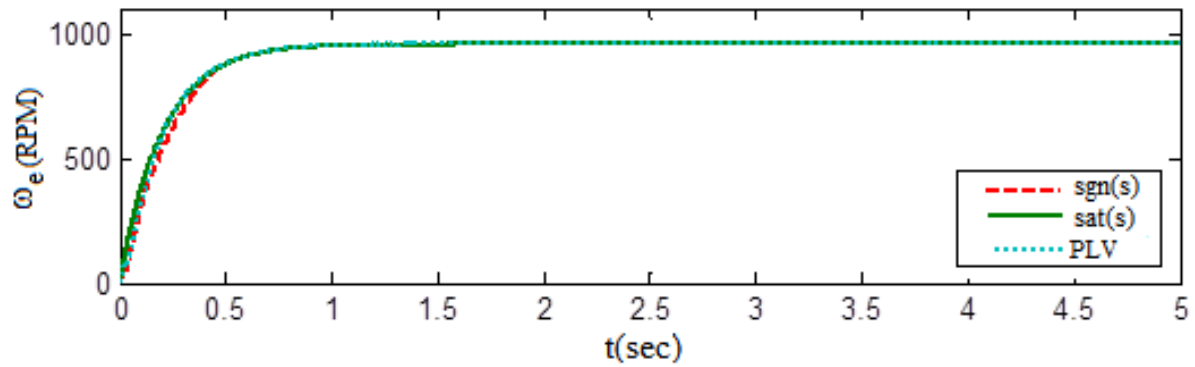
همچنین مقاومت معادل تلفات آهن در نظر گرفته‌شده برای موتور در [۱۶] به دست آمده است که مقدار آن در سرعت‌های مختلف به ازای مقادیر مختلف جریان محور d (i_d) در شکل (۴) آمده است.



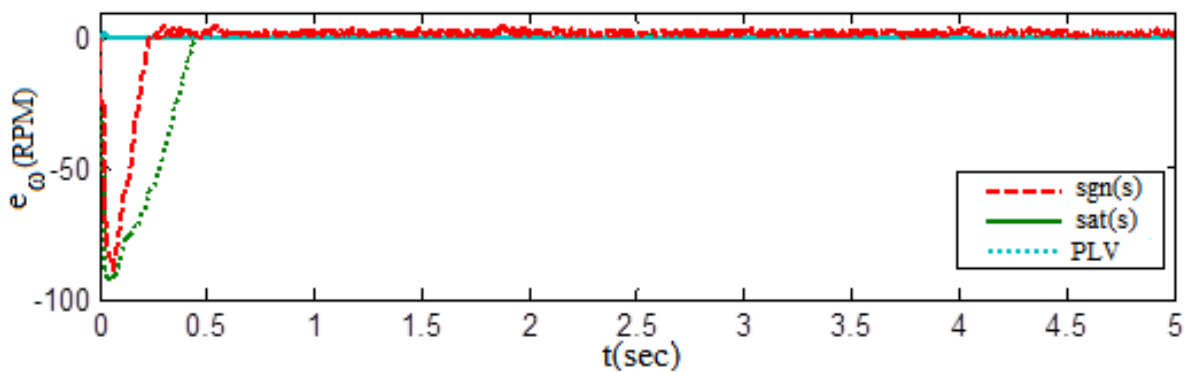
شکل (۳): بلوک دیاگرام کلی کنترل سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی در دستگاه ساکن



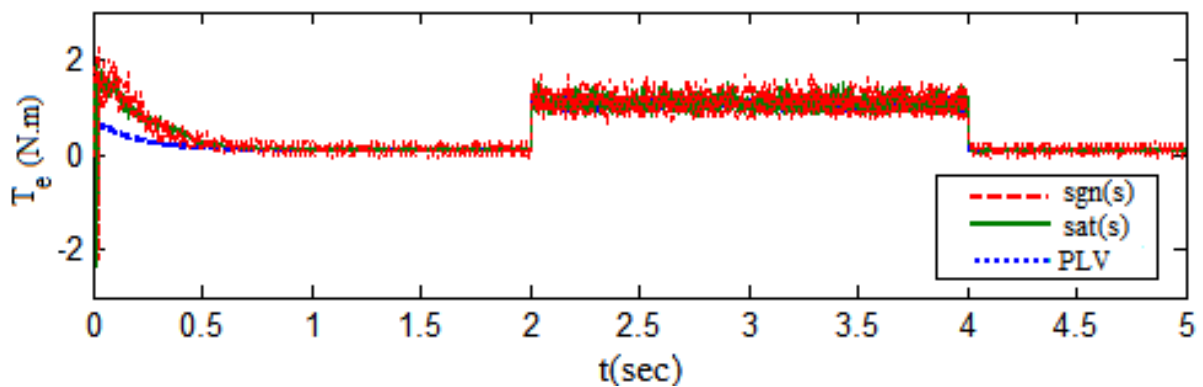
شکل (۴): مقاومت معادل تلفات آهن



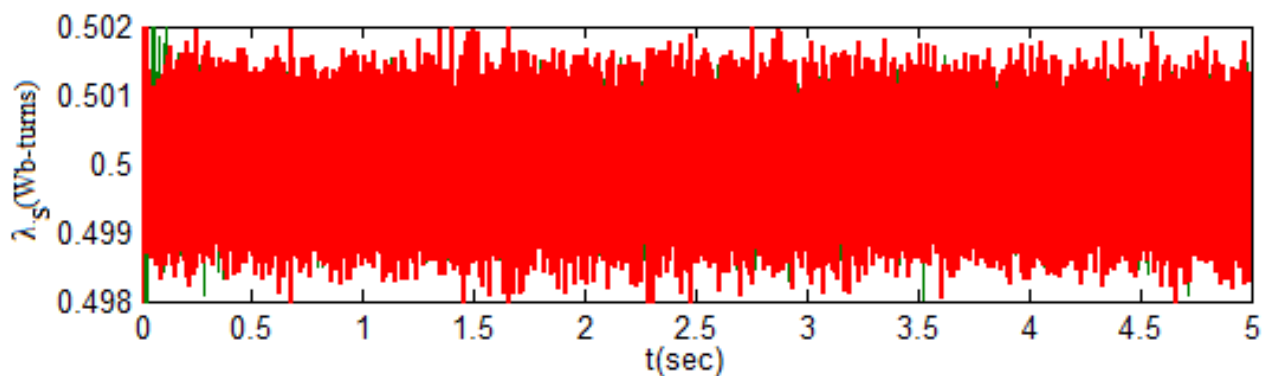
(الف) نمودار سرعت موتور



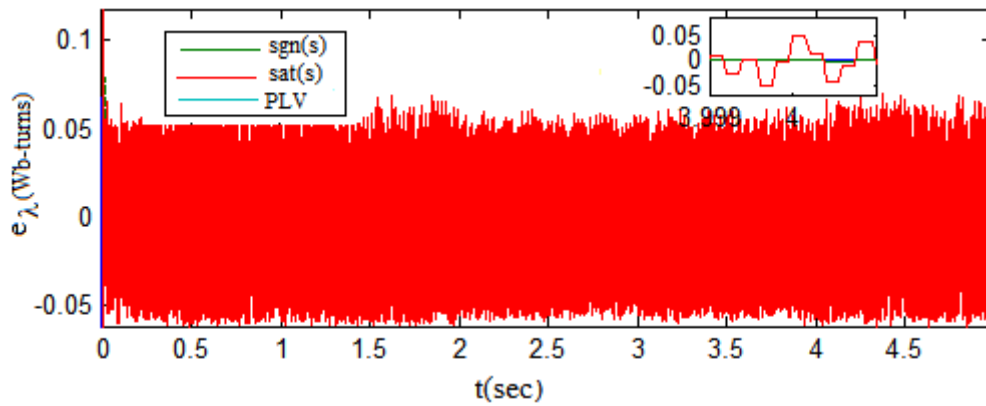
(ب) نمودار خطای سرعت



(ج) نمودار گشتاور

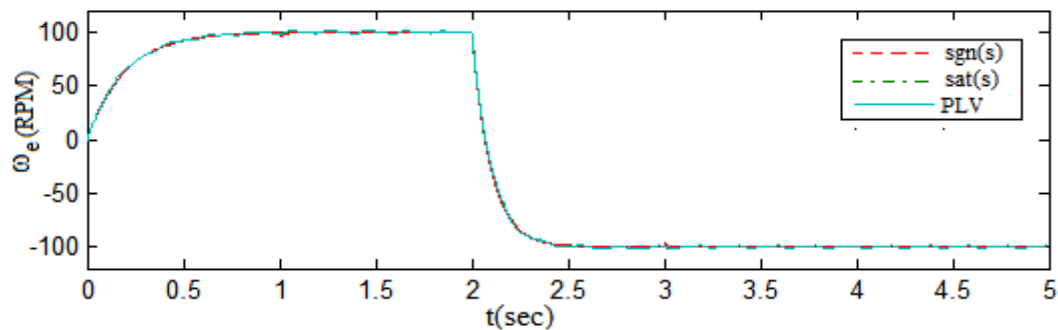


(د) نمودار شار استاتور

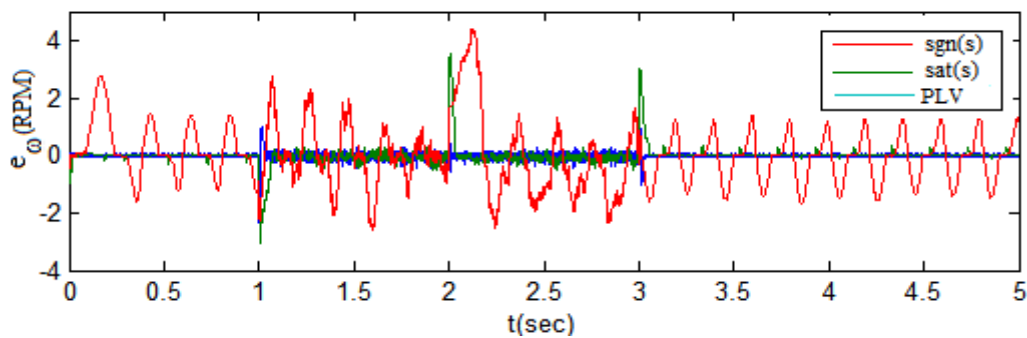


(ه): نمودار خطای شار استاتور

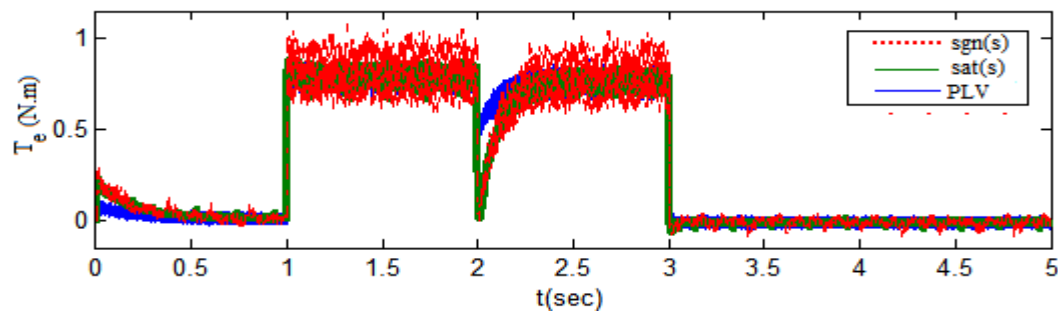
شکل (۵): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ۱۰۰۰ RPM با وجود اختلال در بار به روش کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف، کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی مرتبه دوم PLV



(الف) نمودار سرعت موتور

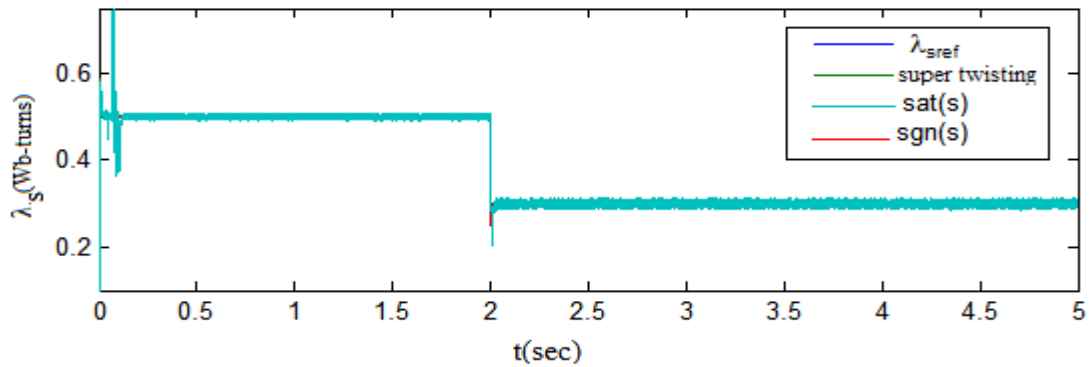


(ب) نمودار خطای سرعت

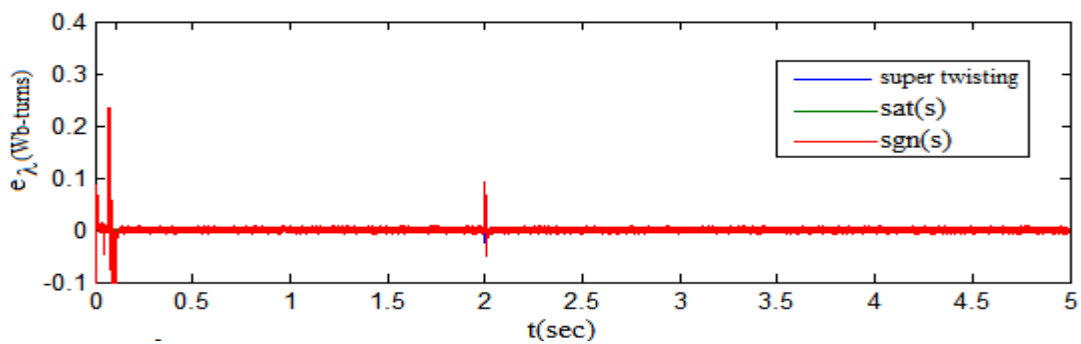


(ج) نمودار گشتاور

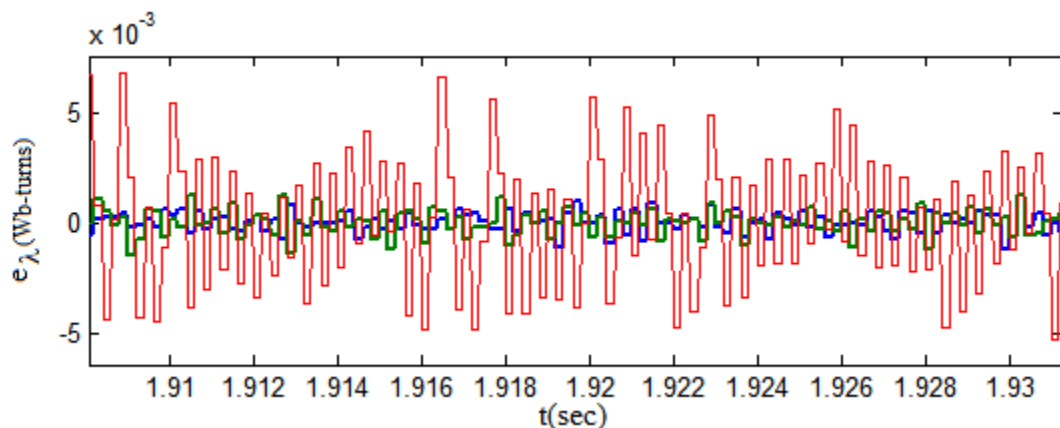
شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی کنترل سرعت در ± 1000 RPM با وجود اختلال در بار به روش کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف، کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی مرتبه دوم PLV



(الف): نمودار شار استاتور

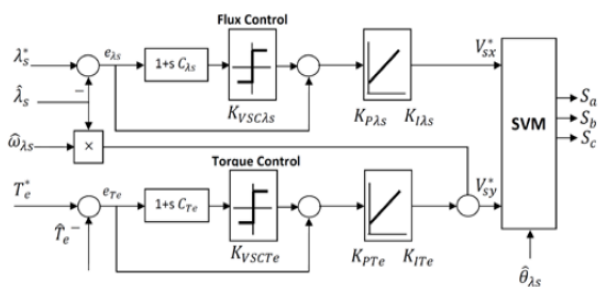


(ب): نمودار خطای شار استاتور



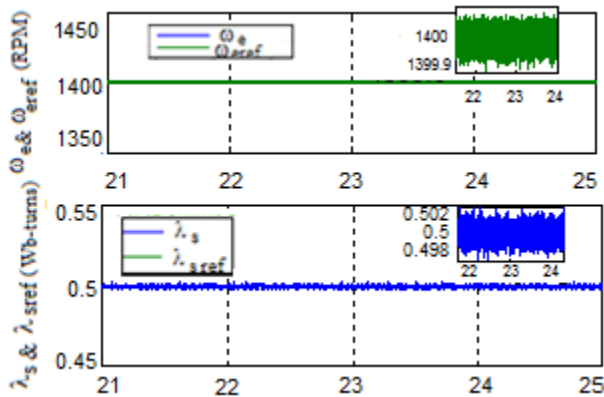
(ج) نمودار خطای شار استاتور از نمای نزدیک

شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی کنترل شار استاتور به روش کنترل لغزشی مرتبه اول متعارف، کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی مرتبه دوم فوق پیچشی

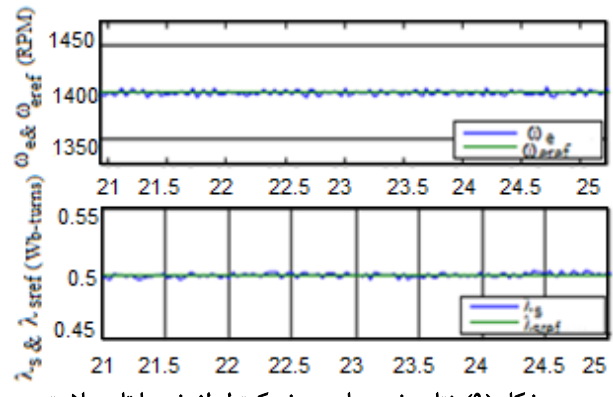


شکل (۸): بلوک دیاگرام روش کنترل لغزشی با تابع علامت همراه با PI

مقایسه نتایج کنترل کننده لغزشی مرتبه دوم پیشنهادی ارائه شده در این مقاله با روش مبتنی بر کنترل کننده لغزشی مرتبه اول اصلاح شده (با تابع علامت همراه با PI) که در [۴] ارائه شده است. حاکی از کاهش شدید ریبیل شار و سرعت در روش پیشنهادی است. در شکل (۸) بلوک دیاگرام روش مذکور، در شکل (۹) نتایج کنترل کننده لغزشی مرتبه اول اصلاح شده و در شکل (۱۰) نتایج کنترل کننده لغزشی مرتبه دوم سرعت و شار به روش پیشنهادی آورده شده است.



شکل (۱۰): نتایج شبیه‌سازی روش کنترل لغزشی PLV و فوق پیچشی

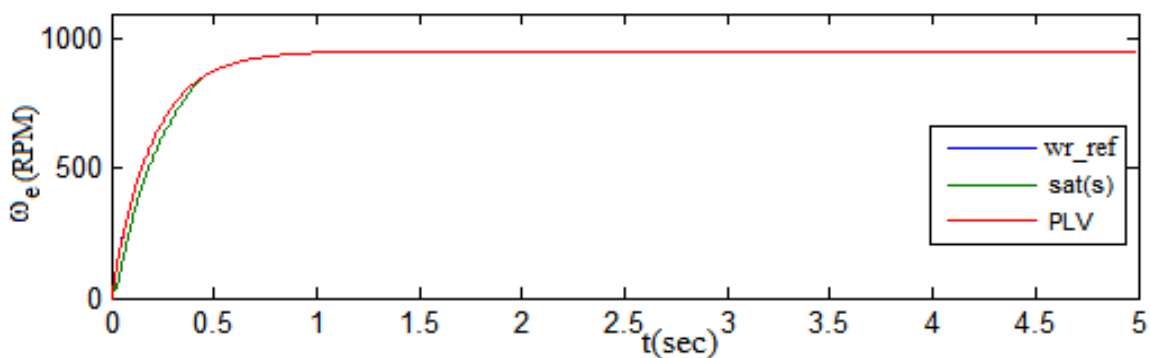


شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی روش کنترل لغزشی با تابع علامت همراه با PI

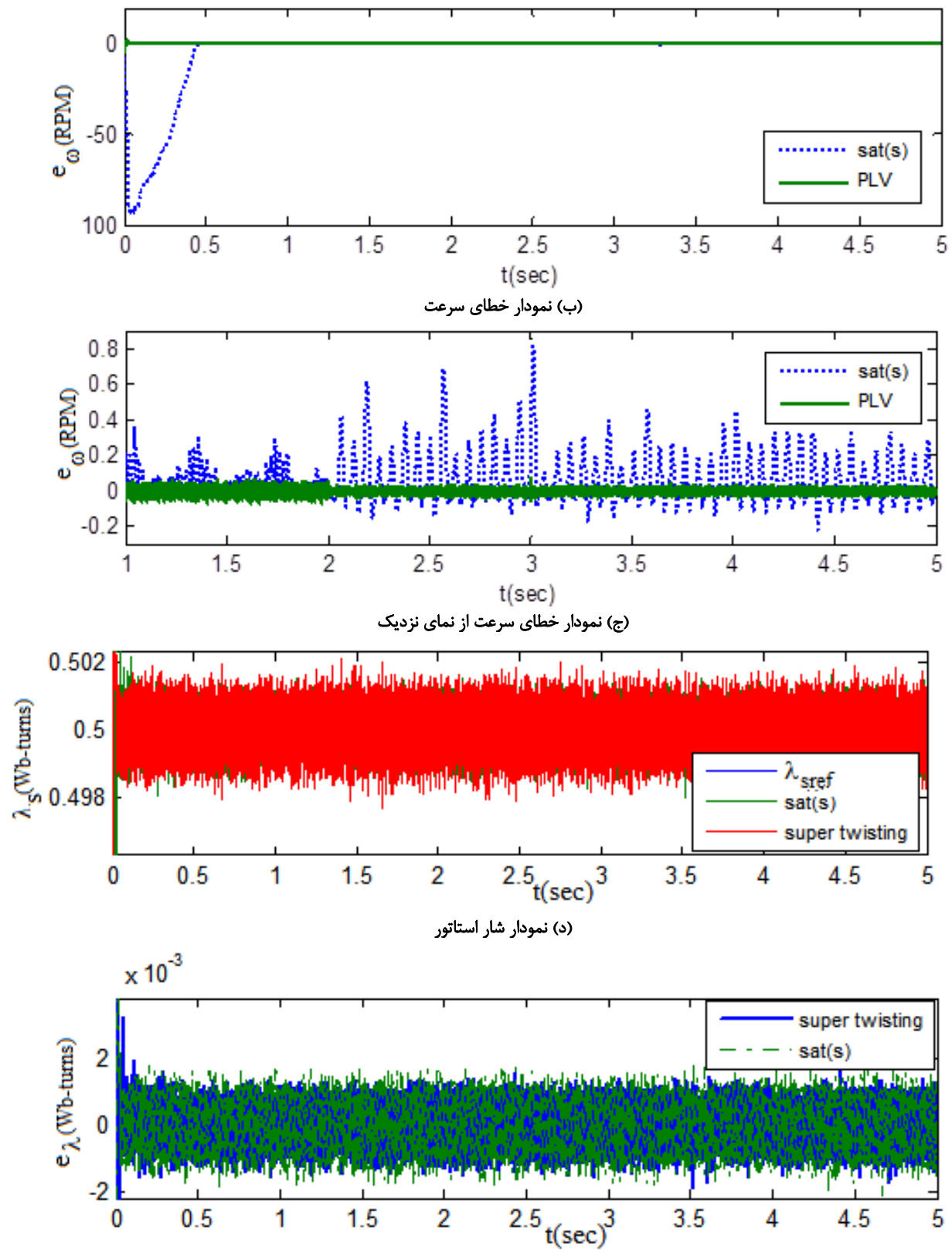
به منظور بررسی مقاومت کنترل کننده لغزشی مرتبه اول با ایجاد لایه مرزی و مرتبه دوم به روش های PLV و فوق پیچشی، نامعینی‌های پارامتری موتور سنکرون رلوکتانسی در نظر گرفته می‌شود. در شکل (۱۱) عملکرد کنترل سرعت و شار در حضور نامعینی‌ها رسم شده است. حد تغییرات این پارامترها نسبت به مقادیر نامی خود به صورت $\Delta B_m = 7\%$ ، $\Delta L_d = 3\%$ و $\Delta L_q = 3\%$ در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی سرعت مرجع موتور 10 rad/s و یا 955 RPM و شار مرجع موتور برابر 0.5 Wb/turns می‌باشد.

همان گونه که ملاحظه می‌شود در کنترل کننده لغزشی مرتبه دوم چه از نوع PLV و چه از نوع سوپر توپستینگ به دلیل اینکه عمل کنترل مستقیماً تحت تأثیر علامت و دامنه متغیر لغزش است عمل تولید قانون کنترل بر پایه متغیر لغزش، مشتق متغیر لغزش و یا علامت متغیر لغزش شکل می‌گیرد و همگرایی به سطوح صفر لغزش s را در زمان محدود تضمین می‌کند. با همگرا کردن همزمان هم سطح لغزش و هم مشتق سطح لغزش به سمت صفر، سرعت همگرایی به سطح لغزش صفر، افزایش یافته و هم چنین زمان همگرایی و خطای حالت ماندگار نسبت به دو کنترل کننده لغزشی مرتبه اول کاهش می‌یابد، هم چنین در برابر نامعینی‌ها مقاومت بیشتری دارد و نوسانات کمتری حول سطح لغزش ایجاد می‌کند.

در شکل‌های (۵) و (۶) خطای بین سرعت و سرعت مرجع با e_ω و در شکل (۷) خطای بین شار و شار مرجع با e_λ نشان داده شده است. در هر کدام از روش‌های پیشنهادی خطاهای نام برده شده همواره حوالی سطح لغزشی صفر نوسان می‌کنند و همان گونه که ملاحظه می‌گردد هر دو هدف کنترلی یعنی تعقیب سرعت و شار مرجع به خوبی برآورده می‌شود. همان گونه که در نمودار خطای سرعت مشخص است، دینامیک دنبال کردن سرعت مرجع در روش کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی از روش متعارف بیش تر است. هم چنین ریبیل سرعت و شار در کنترل کننده مرتبه اول به ترتیب در حدود 0.2% ، 0.5% در روش کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی به ترتیب 0.3% ، 0.1% است. در شکل (۹) ریبیل سرعت و شار حدود 5 RPM یعنی 0.3% و 5 هزارم در 0.5% یعنی 0.1% است و در شکل (۱۰) ریبیل سرعت و شار به ترتیب 0.1% ، 0.07% است. در نتیجه در کنترل شار به روش کنترل لغزشی مرتبه دوم فوق پیچشی و کنترل سرعت به روش کنترل لغزشی مرتبه دوم PLV با ایجاد یک کنترل پیوسته، نوسانات و شوریدگی به میزان زیادی نسبت به روش کنترل لغزشی مرتبه اول و نتایج [۴] کاهش یافته است، هم چنین خطای حالت ماندگار سرعت و شار کم تر است.



(الف) نمودار سرعت موتور



(ه) نمودار خطای شار استاتور از نمای نزدیک

شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی موتور سنکرون رلوکتانسی به روش کنترل لغزشی مرتبه اول با ایجاد یک لایه مرزی و کنترل لغزشی مرتبه دوم PLV و فوق پیچشی در حضور نامعینی‌های پارامتری در $t=2s$ و $B_m = 0.3 B_{m0}$ و در $t=3s$ و $L_d = 0.7L_{d0}$ و $L_q = 0.7L_{q0}$

- and zero speed.” IEEE Transactions on Industrial Electronic, vol. 55, no. 12, pp.4408-4016, 2008.
- [13] J. J. Slotine and S. S. Sastry, “Tracking control of non-linear system using sliding surfaces with application to robot manipulators,” International Journal of Control, vol. 38, no. 2, pp. 465-492, 1983.
- [14] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Pisano and E. Usai, “On the convergence properties of a 2-sliding control algorithm for non-linear uncertain systems,” International Journal of Control, vol. 74, no. 7, pp. 718-731. 2001.
- [15] S. Emelyanov, V. S. Korovin and L. V. Levantovsky, “Higher order sliding modes in the binary control systems,” Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [16] E. M. Rashad, T. S. Radwan and M. A. Rahman, “A maximum torque vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses,” Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2411-2417, 2000.
- [17] S. S. Borujeni, G. R. A. Markadeh, J. Soltani and N. Abjadi, “Second order sliding mode control of synchronous reluctance motor drives with maximized efficiency,” Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), pp. 266-27, 2013.

زیر نویس ها

- ¹ Prescribed law of variation (PLV)
² Sub optimal
³ Super twisting
⁴ Twisting

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، از کنترل کننده حالت لغزشی مرتبه اول و مرتبه دوم برای کنترل سرعت و شار موتور سنکرون رلوکتانسی استفاده شده است. مزیت اصلی کنترل لغزشی مرتبه اول، سادگی در طراحی و پیاده سازی، کارایی بالا و مقاومت در برابر نامعینی ها است. اما در این روش عمل نامناسب سوئیچینگ و تأخیر، منجر به فعالیت کنترلی بالا و نوسانات فرکانس بالا به نام شوریدگی در سیستم می شود. برای رفع این مشکل و کاهش بیش تر شوریدگی از روش کنترل لغزشی مرتبه دوم استفاده می شود. با توجه به درجه نسبی سیستم های کنترل سرعت و شار، از نوع فوق پیچشی برای کنترل شار و از روش کنترل لغزشی PLV برای کنترل سرعت استفاده شده است. روش حالت لغزشی مرتبه دوم نسبت به کنترل لغزشی مرتبه اول دقت بالاتر، خطای حالت ماندگار کم تر، مقاومت بیش تر در برابر نامعینی ها، توانایی حذف شوریدگی و نوسانات فرکانس بالا و دینامیک سریع تری دارد.

مراجع

- [1] J. Haataja, “A competitive performance study of four pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives,” Lappeenranta University of Technology, Finland, pp. 72-90, 2003.
- [2] H. K. Chiang, Ch. H. Tseng and W. L. Hsu, “Implementation of a sliding mode controller for synchronous reluctance motor drive considering core losses,” journal of the Chinese Institute of engineers, vol. 26, no. 1, pp. 81-86, 2003.
- [3] Y. Guo and H. Long, “Self organizing fuzzy sliding mode controller for the position control of a permanent magnet synchronous motor drive,” Ain Shams Engineering Journal, pp. 1-10, 2011.
- [4] H. Abootorabi Zarchi, J. Soltani, G. R. Arab Markadeh, M. Fazeli and A. Kh., Sichani, “Variable structure direct torque control of encoderless synchronous reluctance motor drives with maximized efficiency,” ISIE 2010, Barrie, pp. 1529-153, Jul. 2010.
- [5] A. Levant, “Principles of 2-sliding mode design,” Automatica, v. 43, no. 4, pp. 576-586, 2007.
- [6] H. Chaal and M. Jovanovic, “Second order sliding mode control of a dc drive with uncertain parameters and load conditions,” Control and Decision Conference (CCDC), pp. 3204 – 3208, 2010.
- [7] J. J. Rath, S. Saha and H. P. Ikkurti, “Sliding mode scheme for speed and current control of brushless DC (BLDC) motor,” Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), pp. 450 – 455, 2012 .
- [8] A. Pilloni, A. Pisano and E. Usai, “Robust FDI in induction motors via second order sliding mode technique,” Variable Structure Systems (VSS), 12th International conference .pp. 467–472, 2012.
- [9] C. Lascu, I. Boldea and F. Blaabjerg, “Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives,” IECON 2013, pp. 3171–3176, 2013.
- [10] M. Mohamadian, M. M. Pedram and F. Ashrafzadeh, “Digital second order sliding mode control for a synchronous reluctance motor,” 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE, vol. 3, pp. 1899–1902, 2004.
- [11] W. B. Lin and H. K. Chiang, “Super-twisting algorithm second-order sliding mode control for a synchronous reluctance motor speed drive,” Mathematical Problems in Engineering, vol. 2013, pp. 1-9, 2013.
- [12] R. Morales Caporal and M. Pacas, “Encoderless predictive direct torque control for synchronous reluctance machines at very low