

# کنترل موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده با در نظر گرفتن اثر اشباع و اندوکتانس متقابل با استفاده از روش پسگام بلوکی

راحله ابراهیمی<sup>۱</sup>، دکتر علیرضا روستا<sup>۲</sup> و میثم جمالی<sup>۳</sup>  
<sup>۱</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه صنعتی شیراز، r.ebrahimi@sutech.ac.ir  
<sup>۲</sup> استادیار دانشگاه صنعتی شیراز، roosta@sutech.ac.ir  
<sup>۳</sup> کارشناس شرکت توزیع برق شیراز، taraneheman\_rm@yahoo.com

چکیده - در این مقاله سرعت یک موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده ۶/۸ با در نظر گرفتن اثر اشباع و اندوکتانس متقابل کنترل شده است. برای این منظور ابتدا با در نظر گرفتن اثر اشباع و اندوکتانس متقابل حاصل از فازهای همجوار این موتور، مدل دینامیکی مناسبی جهت مینیمم سازی ضربان گشتاور در نظر گرفته شده و سپس از روش کنترلی پسگام بر روی مدل دینامیکی جهت طراحی کنترل کننده، استفاده شده است. لذا با این قانون کنترلی کنترل سرعت و متعاقبا کنترل جریان و موقعیت و همچنین کاهش ضربان گشتاور خروجی موتور صورت پذیرفته است. نتایج شبیه سازی و اثبات پایداری سیستم با این قانون کنترلی در مقاله تحقیق شده است.  
کلید واژه- اندوکتانس متقابل، روش پسگام بلوکی، موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده ۸/۶

## ۱- مقدمه

گرچه موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده (switched reluctance motor) در دسته ماشین های سنکرون (synchoronous) جای می گیرد، اما با خصوصیات ویژه ای از جمله قرار گرفتن همگی سیم پیچ های این موتور بر روی استاتور و رتور بدون سیم پیچ یا آهنربای دائم که جنس آن از مواد فرومغناطیسی (ferromagnetic) می باشد، از سایر ماشین ها متمایز شده است [1]. در برشمردن ویژگی های این موتور می توان به مقاوم بودن آن، ساختار مکانیکی ساده، راندمان بالا، نگهداری آسان، گشتاور بالا در سرعت های کم و مزیت هایی اساسی نظیر قابلیت اطمینان بالا (به دلیل استقلال نسبتا زیاد فازها از یکدیگر) و توانایی رسیدن به سرعت های بالا (۲۰۰۰۰ - ۵۰۰۰۰ دور در دقیقه) در مقایسه با ماشین های ac, dc اشاره کرد [1,2,3]. لیکن نقص هایی چون ضربان های گشتاور، سروصدای نویزی و نیاز به تجهیزاتی جهت موقعیت یابی رتور؛ مانع استفاده وسیع از این موتور در صنعت شده است [4]. جهت استفاده مناسب از مزیت ها و رفع مشکلات این موتور، قانون کنترلی مناسب بسیار کارآمد است.

در سال ۱۹۹۶ ایده ی خطی سازی فیدبکی بر روی SRM پیاده سازی شد. در [5] مدل دینامیکی با در نظر گرفتن اشباع مغناطیسی ارائه شده است. همچنین با مقاوم سازی کنترل

کننده PI بر اساس روش دوم لیاپانوف در راستای کنترل سرعت، جهت کاهش ضربان گشتاور نیز تلاش شده است. اما در این مقاله در طراحی کنترل کننده از فرمول بندی ریاضی برای مشخصه های موتور، نظیر  $L, \phi$ ، استفاده شده است. از آنجایی که مشخصه های موتور به شدت غیر خطی هستند، این فرمول بندی باعث کاهش دقت شده و در نتیجه خود عاملی برای ضربان گشتاور می گردد. از جمله بهترین روش ها جهت کاهش ضربان گشتاور ساختارهای مد لغزشی (sliding mode) می باشد. در ۱۹۹۵ و ۱۹۹۸ از این ساختار برای تنظیم سرعت موتور استفاده شده است [7,8]. همچنین در [9] با ترکیب جبرانساز انتگرالی (PI) با کنترل کننده مد لغزشی جهت کنترل شار پیوندی (flux linkage) نسبت به کاهش ضربان گشتاور اقدام شده است. [10] توانست ضمن کاهش ضربان گشتاور، خصوصیات غیرخطی آن را نیز جبران کند و با کنترل مجموع مجذور جریان های فاز، سیستم را نسبت به اغتشاشات خارجی مقاوم کند. گرچه [10] در مدل دینامیکی ارائه شده اثر اندوکتانس متقابل را لحاظ کرده است، اما مهم ترین ضعف مقالات ارائه شده، صرف نظر کردن از اثر اشباع مغناطیسی در مدلسازی و روند طراحی کنترل کننده است. بعد از آن ایده ی مد لغزشی دینامیک (dynamic sliding mode) جهت کاهش چترینگ خروجی و ایده های مد لغزشی فازی (fuzzy sliding mode) و مد لغزشی مرتبه بالاتر (higher order sliding mode) نیز برای کاهش ضربان گشتاور پیشنهاد شدند [11-13].

همچنین از ترکیب کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دو ( second order sliding mode) و الگوریتم Super twisting به منظور کاهش چترینگ و نیز رگوله سازی و ردیابی سرعت، استفاده شده است [14]. در تمامی روش های ذکر شده در طراحی کنترل کننده از مدل دینامیکی ساده شده ای برای موتور استفاده شده است و از در نظر گرفتن همزمان اثر اشباع و اندوکتانس متقابل به دلیل پیچیدگی معادلات حالت صرف نظر شده است. این در حالی است که این عمل باعث ایجاد ضربان در گشتاور خروجی و کاهش دقت ردیابی مورد نظر گردیده است.

طراحی کنترل کننده مناسب در درجه اول نیازمند داشتن مدل دینامیکی دقیق و مناسبی از سیستم است. با ورود مشخصه های موتور به ناحیه اشباع، این مشخصه ها توابعی از موقعیت رتور و جریان استاتور خواهند بود، این در حالی است که در ناحیه خطی این مشخصه ها تنها تابعی از موقعیت رتور بوده اند. مدلسازی دینامیکی این موتور با در نظر گرفتن همزمان اثر اشباع و اندوکتانس متقابل که علیرغم اضافه شدن پیچیدگی های زیادی در معادلات حالت و شبیه سازی مشخصه های مغناطیسی موتور، به مینیمم سازی ضربان گشتاور جهت استفاده از موتور در کاربردهای با سرعت بالا کمک می کند در این مقاله لحاظ گردیده است.

با توجه به اینکه تابع لیاپانوف (Lyapunov function) مورد نیاز برای استفاده از روش لیاپانوف، اختیاری و پیشنهادی می باشد، لذا تعیین این تابع برای سیستم های غیر خطی با ثوابت متغیر با زمان و کرانداری نظیر موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده به گونه ای که شروط مربوط به تابع تعریف شده در این روش را برآورده سازد و سپس پایداری سیستم را نتیجه دهد، کار پیچیده و بسیار دشواری است. برای طراحی این تابع روش پسگام برگزیده شد. مزیت عمده استفاده از روش پسگام برای سیستم های غیر خطی، در تعیین تابع لیاپانوف به صورت مرحله به مرحله است که پس از آن آنالیز پایداری سیستم برای این تابع لیاپانوف طراحی شده انجام می گیرد. هدف این مقاله استفاده از روش پسگام بر روی موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده که سیستمی چند ورودی چند خروجی (MIMO: multi input multi output) است، جهت طراحی قانون کنترلی مناسب برای رسانیدن موتور به سرعت دلخواه مورد نظر می باشد که آنالیز پایداری سیستم با قانون کنترلی طراحی شده به روش پسگام بلوکی ( block backstepping) اثبات و نتایج شبیه سازی در نرم افزار Matlab عملکرد خوب قانون کنترلی مورد نظر را نشان می دهند.

این مقاله شامل زیر بخش های طراحی و تحقیق نتایج ارائه

شده از طریق شبیه سازی به شرح زیر می باشد؛ در بخش ۲ مدل دینامیکی کاملی به صورت معادلات ریاضی برای این موتور ارائه شده در بخش ۳ قانون کنترلی به روش پسگام برای این مدل دینامیکی طراحی گردیده و نهایتاً در بخش های ۴ و ۵ نتایج ارائه شده با شبیه سازی بررسی شده و نتیجه گیری کلی ارائه گردیده است.

## ۲- معادلات دینامیکی موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده

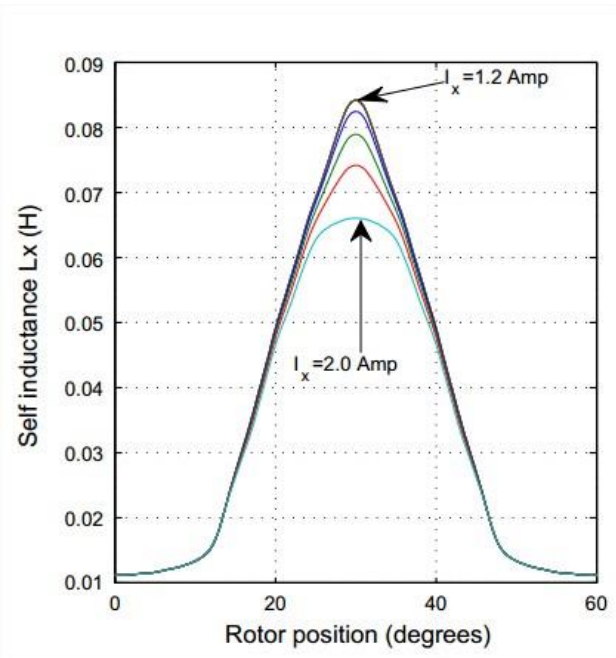
۶/۸

موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده به دلیل کاربردهای زیاد و همچنین مزیت های اساسی آن، در صورت کنترل شدن مناسب، گزینه ی معقولی برای استفاده در صنعت خواهد بود. این موتور گزینه ی مناسبی برای کاربردهای با سرعت و متعاقب آن دمای بالا می باشد. زیرا این موتور به دلیل نداشتن سیم پیچ در رتور، در سرعت های بالا که دما نیز بالا می رود، بدون تغییر چشم گیر در منحنی مشخصه های خود با راندمان بالایی به فعالیت خود ادامه می دهد. از طرفی در این موتور سیم پیچ ها تا حد زیادی به صورت مستقل از هم می باشند؛ لذا در صورت بروز عیب و خطا در یک سیم پیچ، روند کار مختل نشده و موتور به کار خود ادامه می دهد و در نتیجه قابلیت اطمینان بالایی را تضمین می کند. اما برای کاربردهای با سرعت متغیر که به سرعت دقیق نیاز است؛ لازم است که گشتاور خروجی این موتور بدون ضربان باشد. لذا داشتن یک قانون کنترلی مناسب و کارآمد حائز اهمیت است.

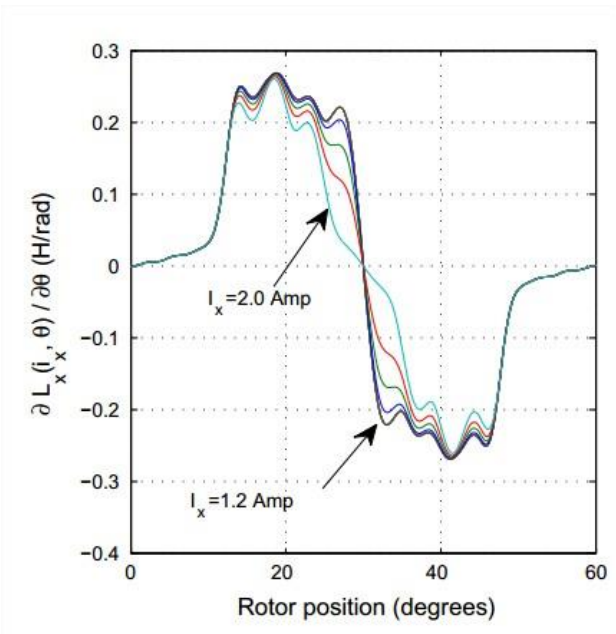
طراحی کنترل کننده مناسب در درجه اول نیازمند داشتن مدل دینامیکی دقیق و مناسبی از سیستم است. لذا در این پروسه مدلسازی موتور از اهمیت بسزایی برخوردار است. در این پروژه با در نظر گرفتن یک موتور ۸/۶ (۸ قطب در استاتور و ۶ قطب در رتور) که با افزایش متغیرهای حالت نسبت به موتور با تعداد قطب کمتر همراه است، نسبت به کنترل سرعت موتور اقدام گردیده است. مدل دینامیکی در نظر گرفته شده، اثر اشباع مغناطیسی را در نظر می گیرد. لذا زمانی که جریان استاتور از ۱/۲ آمپر بالاتر رود، مدار مغناطیسی موتور وارد ناحیه اشباع می شود. بعد از آن مشخصه های موتور همانند اندوکتانس خودی  $L$ ، اندوکتانس متقابل  $M$  و ... به صورت همزمان توابعی غیر خطی از موقعیت رتور و جریان استاتور خواهند شد [15]. این در حالی است که در ناحیه خطی این مشخصه ها تنها تابعی از موقعیت

رتور بوده اند. برای مثال در شکل ۱ و ۲ نمودار مربوط به  $\frac{\partial L}{\partial \theta}$ ،  $L$

به ازای  $i, \theta$  های مختلف مشاهده می شود.



شکل ۱. نمودار  $L(i, \theta)$  به ازای  $i, \theta$  مختلف [16]



شکل ۲. نمودار  $\frac{dL_x(i_x, \theta)}{d\theta}$  به ازای  $i, \theta$  مختلف [16]

فاز استاتور را در یک لحظه در نظر گرفته و با اعمال این قانون که در زمان در نظر گرفته شده تنها این دو فاز تحریک شده اند، معادلات موتور را به صورت معادلات شماره (۱) تقلیل داده [16] و معتقدیم در هر لحظه این روابط برقرارند. در این لحظه به ازای فاز ab داریم:

$$\begin{aligned} \frac{di_x}{dt} &= -p_1 i_x - p_2 \omega i_x + p_3 i_y + p_4 \omega i_y \\ &+ p_5 (v_x - \frac{M_{xy}}{L_y} v_y) \\ \frac{di_y}{dt} &= -p_6 i_y - p_7 \omega i_y + p_8 i_x + p_9 \omega i_x \\ &+ p_{10} (v_y - \frac{M_{xy}}{L_x} v_x) \\ \frac{d\omega}{dt} &= -\frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} (T_e - T_l) \end{aligned} \quad (1)$$

همچنین ثوابت تعریف شده به صورت زیر می باشند:

$$\begin{aligned} \bar{L}_x &= L_x + \frac{\partial L_x}{\partial i_x} i_x, \bar{L}_y = L_y + \frac{\partial L_y}{\partial i_y} i_y, \\ \bar{D} &= \bar{L}_x \bar{L}_y - M_{xy}^2, p_5 = \frac{1}{D} \bar{L}_y, p_{10} = \frac{1}{D} \bar{L}_x \\ p_1 &= p_5 r, p_2 = p_5 \left( \frac{\partial L_x}{\partial \theta} - \frac{M_{xy}}{\bar{L}_y} \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} \right), \\ p_3 &= p_5 \frac{M_{xy} r}{\bar{L}_y}, p_4 = p_5 \left( \frac{M_{xy}}{\bar{L}_y} \frac{\partial L_y}{\partial \theta} - \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} \right); \\ p_6 &= p_{10} r, p_7 = p_{10} \left( \frac{\partial L_y}{\partial \theta} - \frac{M_{xy}}{\bar{L}_x} \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} \right), \\ p_8 &= p_{10} \frac{M_{xy} r}{\bar{L}_x}, p_9 = p_{10} \left( \frac{M_{xy}}{\bar{L}_x} \frac{\partial L_x}{\partial \theta} - \frac{\partial M_{xy}}{\partial \theta} \right), \quad (2) \\ p_{11} &= \frac{B}{J}, p_{12} = \frac{1}{2J} G_x, p_{13} = \frac{1}{2J} G_y, p_{14} = \frac{1}{J} G_{xy} \end{aligned}$$

که در آن  $L_z$  اندوکتانس خودی،  $i_z$  جریان فاز زام،  $v_z$  ولتاژ فاز زام،  $r$  مقاومت سیم پیچ فاز،  $\theta$  موقعیت رتور،  $J$  اینرسی رتور (rotor inertia)،  $B$  فاکتور میرایی (damping factor)،  $T_e$  گشتاور موتور و  $T_l$  گشتاور بار می باشند. که همان گونه که ذکر گردید، خود  $L, M$  نیز تابعی غیر خطی از  $i, \theta$  می باشند.

از طرفی  $G_x$  و  $G_y$  توابع گشتاور خودی و  $G_{xy}$  تابع گشتاور متقابل هستند [15]. شایان ذکر است طبق معادله سوم رابطه (۱) مقادیر مطلوب جریان ها و سرعت می بایست در رابطه زیر صدق کنند:

$$-p_{11} \omega_d + p_{12} i_{xd}^2 + p_{13} i_{yd}^2 + p_{14} i_{xd} i_{yd} = 0 \quad (3)$$

جهت مدلسازی دینامیکی موتور ۶/۸ با متغیرهای حالت متعدد که اصطلاحاً ۴ فاز می باشد، با در نظر گرفتن اثر اشباع مغناطیسی و همچنین اثر اندوکتانس متقابل، معادلات پیچیده و شلوغ خواهند شد، لذا ابتدا تنها یک فاز را مد نظر قرار داده و به منظور بررسی اثر اندوکتانس متقابل، تحریک همزمان دو فاز از ۴

$$z_1 = x_3 - \omega_d;$$

$$z_2 = -p_{11}x_3 + p_{12}x_1^2 + p_{13}x_2^2 + p_{14}x_1x_2; \quad (6)$$

$$z_3 = (x_1 - i_{xd})^2 + (x_2 - i_{yd})^2 \Rightarrow$$

$$\dot{z}_1 = z_2; \dot{z}_2 = f_1 + \tilde{u}_1, \dot{z}_3 = f_2 + \tilde{u}_2 \quad (7)$$

که در آن:

$$f_1 = -p_{11}$$

$$(-p_{11}x_3 + p_{12}x_1^2 + p_{13}x_2^2 + p_{14}x_1x_2)$$

$$+ (2p_{12}x_1 + p_{14}x_2)$$

$$(-p_1x_1 - p_2x_3x_1 + p_3x_2 + p_4x_3x_1)$$

$$+ (2p_{13}x_2 + p_{14}x_1)$$

$$(-p_6x_2 - p_7x_3x_2 + p_8x_1 + p_9x_3x_1);$$

$$f_2 = 2(x_1 - i_{xd})$$

$$(-p_1x_1 - p_2x_3x_1 + p_3x_2 + p_4x_3x_2 - \frac{di_{xd}}{dt})$$

$$+ 2(x_2 - i_{yd})$$

$$(-p_6x_2 - p_7x_3x_2 + p_8x_1 + p_9x_3x_1 - \frac{di_{yd}}{dt}) \quad (8)$$

از طرفی خود  $u$  ها تبدیل لازم زیر را برای رفتن به معادلات اصلی طی می کنند:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2p_{12}x_1 + p_{14}x_2)p_5 \\ 2(x_1 - i_{xd})p_5 \\ (2p_{13}x_2 + p_{14}x_1)p_{10} \\ 2(x_2 - i_{yd})p_{10} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

فرم مناسب برای طراحی به روش پسگام بلوکی به شکل زیر است [17]:

$$\dot{\eta} = F(\eta) + G(\eta)\zeta$$

$$\dot{\zeta} = F_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta)u \quad (10)$$

$$F_a(0,0) = 0, F(0) = 0$$

$$\eta \in R^n, u, \zeta \in R^m$$

که صفرها در این عبارات برداری اند. در این فرم کلی، هدف پایداری مجانبی متغیرهای حالت سیستم  $x = \begin{bmatrix} \eta \\ \zeta \end{bmatrix}$  می باشد. اگر این متغیرها با یک قانون کنترلی از هر شرط اولیه غیرصفری به صفر برسند نتیجتاً پایداری مجانبی فراگیر آنها تضمین می شود. برای استفاده از روش پسگام ابتدا  $\zeta$  را به عنوان ورودی مجازی زیر سیستم اول در نظر گرفته و با طراحی جدید  $\zeta = \varphi(\eta)$  پایداری مجانبی زیر سیستم اول نتیجه می شود [16]:

همچنین جریانهای  $a, b$  مطلوب نیز با این رابطه محاسبه می گردد:

$$i_{xd} = \sqrt{\frac{2G_x T_e}{G_x^2 + G_y^2 \pm 2G_{xy}\sqrt{G_x G_y}}} \quad (4)$$

$$i_{yd} = \sqrt{\frac{2G_y T_e}{G_x^2 + G_y^2 \pm 2G_{xy}\sqrt{G_x G_y}}}$$

در روابط فوق، اگر گشتاور خروجی مطلوب مثبت باشد از علامت + و زمانی که گشتاور خروجی مطلوب منفی باشد از علامت - استفاده می گردد [16]. لذا با کنترل جریانهای فاز به مقادیر مطلوب، گشتاور به صورت غیرمستقیم و طبق رابطه زیر کنترل می گردد:

$$T_e = \frac{1}{2} G_x i_x^2 + \frac{1}{2} G_y i_y^2 + G_{xy} i_x i_y \quad (5)$$

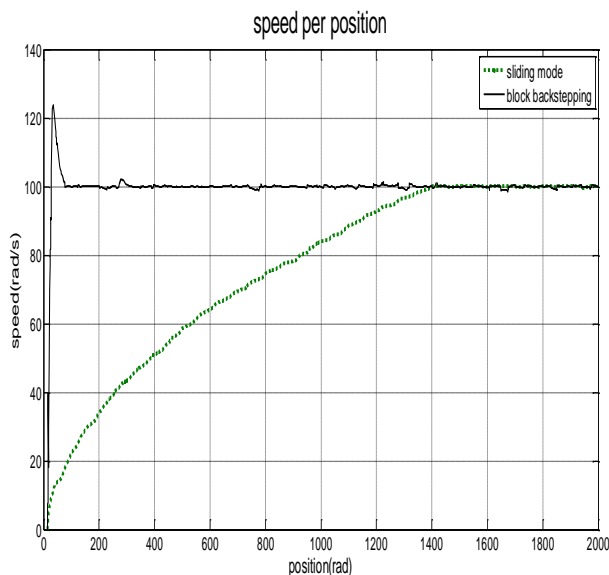
در لحظه ی بعد به جای فاز  $ab$ ،  $bc$ ، بعد از آن فاز  $cd$  و نهایتاً فاز  $da$  تحریک می گردند و چرخه ی تحریک به همین صورت ادامه می یابد. لذا معادلات به شدت غیرخطی اند و در عین ساختمان مکانیکی ساده موتور، دشواری طراحی کنترل کننده به وضوح مشخص است.

### ۳- طراحی کنترل کننده:

روش پسگام روشی سیستماتیک برای طراحی کنترل کننده است. از آنجائیکه این موتور یک سیستم غیرخطی دارای ضرائب متغیر با زمان بسیاری است، لذا انتخاب تابع لیاپانوف مناسب برای اثبات پایداری آن کار ساده ای نیست. اما روش پسگام ایده جالبی در طراحی تابع لیاپانوف به صورت مرحله به مرحله دارد. برای این منظور ابتدا معادلات سیستم در فرم strict feedback form قرار گرفته و سپس به صورت مرحله به مرحله برای هر زیر سیستم تابع لیاپانوف تعریف می شود. البته در مورد معادلات مربوط به موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده به دلیل داشتن دو ورودی طراحی block backstepping مورد نیاز است. از طرفی با مطرح بودن مسئله ردیابی سرعت، ابتدا جهت تحقق هدف ردیابی معادلات به فرم خاص مناسب برای رگوله سازی برده می شود یعنی در واقع مسئله ردیابی به مسئله تنظیم تبدیل می شود. برای این منظور معادلات دینامیکی کلی موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده ارائه شده در [15] مطابق متغیرهای جدید تعریف شده (۶) به صورت معادلات (۷) در نظر گرفته می شود [16]:

#### ۴- شبیه سازی:

به منظور ارزیابی قانون کنترلی ارائه شده، نتایج بر روی مدل دینامیکی ارائه شده برای موتور رلکتانسی سوئیچ شونده پیاده سازی شده است. شبیه سازی با استفاده از نرم افزار Matlab و به ازای مقادیر  $B=1e-5$ ,  $J=0.001$ ,  $T_l=0.15$ ,  $r=1.6$  انجام شده و نمودار سرعت بر حسب موقعیت به دو روش مد لغزشی ارائه شده در [16] و پسگام انتگرالی بدست آمده در این مقاله در شکل ۳ قابل مقایسه است. همگرایی به سرعت مطلوب  $100 \text{ rad/s}$  با استفاده از روش پسگام در زمان بسیار کوتاه تری اتفاق افتاده و در زاویه کمتری موتور به این سرعت مطلوب رسیده است. شکل ۴ نمودار گشتاور بر حسب زمان را از ابتدا نشان می دهد. همانگونه که در نمودار مشاهده می شود ضربان گشتاور به خوبی مینیمم شده و گشتاور به مقدار مطلوب به دست آمده از معادله (۳) که مقدار  $0.151 \text{ Nm}$  می باشد رسیده است. از طرفی شکل ۵ نشان می دهد که سرعت در زمان بسیار کوتاهی (کمتر از  $0.15$  ثانیه) به مقدار مطلوب همگرا شده است. مقدار تفرانس اندک مشاهده شده به دلیل سوئیچینگ ذاتی سیستم بوده و ناشی از قانون کنترلی ارائه شده نیست. قانون کنترلی روی مدل تکمیل شده چهار فاز اعمال شده و نتیجه مطلوب حاصل گردیده است.



شکل ۳: مقایسه سرعت بر حسب موقعیت در روشهای کنترل مد لغزشی و پسگام انتگرالی

می شود. لذا طبق معکوس لیپانوف تابع لیپانوف  $V$  ای وجود دارد که:

$$V(\eta) \rightarrow \frac{\partial V}{\partial \zeta} F_a(\eta, \varphi(\eta)) < 0 \forall \eta \neq 0 \quad (11)$$

اکنون سیستم جدید را بر اساس متغیر جدید  $y = \zeta - \varphi(\eta)$  بازنویسی می کنیم:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= F(\eta) + G(\eta)(y + \varphi(\eta)) \\ \dot{y} &= \dot{\zeta} - \dot{\varphi} = \\ &F_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta)u - \\ &\frac{\partial \varphi}{\partial \eta} (F(\eta) + G(\eta)(y + \varphi(\eta))) \end{aligned} \quad (12)$$

برای اثبات پایداری سیستم جدید، تابع لیپانوف جدیدی که تابعی از کل متغیرهای حالت است، به صورت زیر تعریف می شود:

$$\begin{aligned} w(\eta, y) &= V(\eta) + \frac{1}{2} y^2 \Rightarrow \\ \dot{w}(\eta, y) &= \frac{\partial V}{\partial \eta} \dot{\eta} + y\dot{y} = \frac{\partial V}{\partial \eta} (\dot{\eta}) \\ &+ y(F_a(\eta, \zeta) + G_a(\eta, \zeta)u - \\ &\frac{\partial \varphi}{\partial \eta} (F(\eta) + G(\eta)(y + \varphi(\eta)))) \end{aligned} \quad (13)$$

در نتیجه قانون کنترلی  $u$  به صورت زیر موجب منفی شدن مشتق تابع لیپانوف و در نتیجه پایداری سیستم می گردد:

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{G_a} \left( \frac{\partial \phi}{\partial \eta} (F(\eta) + G(\eta)\zeta) \right) \\ &- F_a(\eta, \zeta) - Ky - \left( \frac{\partial V}{\partial \eta} G(\eta) \right)^T \end{aligned} \quad (14)$$

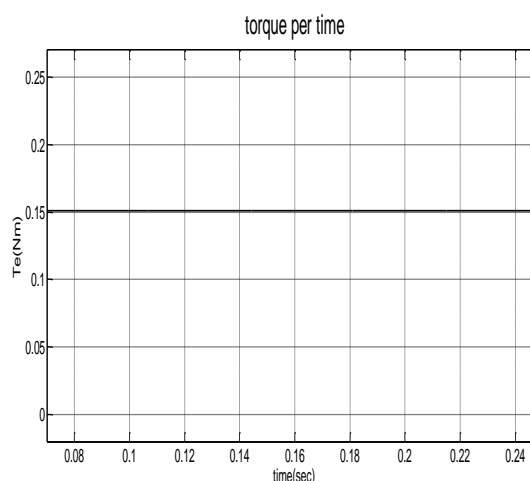
با تطبیق این معادلات با معادلات مربوط به موتور رلکتانسی سوئیچ شونده به قانون کنترلی زیر خواهیم رسید:

$$u = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -k \\ 0 \end{bmatrix} [1 \ 0] \times \left( \begin{bmatrix} -kz_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_2 + kz_1 \\ z_3 \end{bmatrix} \right) \\ - \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} \\ - \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_2 + kz_1 \\ z_3 \end{bmatrix} \\ - (z_1 [1 \ 0])^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

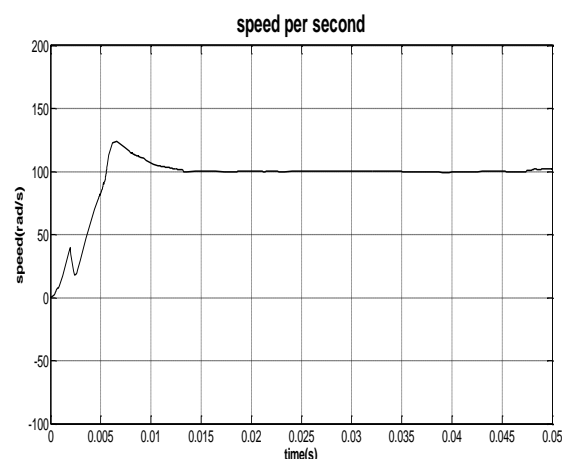
آمدی روش کنترلی ارائه شده را به وضوح نشان می‌دهند.

## مراجع

- [1] R. Krishnan, Switched Reluctance Motors, CRC press, 2001.
- [2] T.J. Miller, Electronic Control of Switched Reluctance Machines, Prentice Hall, 2001.
- [3] F. Soares and P.J. Costa Branco, "simulation of 6/4 switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment", IEEE Trans. Aerospace And Electronic System, vol.37, no.3, 2001.
- [4] S.A. Hossain and I. Husain, "A geometry based simplified analytical model of switched reluctance machines for real-time controller implementation", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 6, 2003.
- [5] S.K. Panda and P.K. Dash, "Application of nonlinear control to switched reluctance motors : a feedback linearization approach", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 5, 1996.
- [6] H. Hannoun and M. Hilaret and C. Marchand, "High performance current control of switched reluctance machine based on a gain scheduling PI controller", Control engineering practice 19, pp.1377-1386, 2011.
- [7] G. John and A.R. Eastham, "Speed control of switched reluctance motor using sliding mode control strategy", in: Proceeding of 13th IAS IEEE Industry Application Conference, vol. 1, pp. 263-270, 1995.
- [8] A. Forrai and Z. Biro and V. Chiorean, "Sliding mode control of switched reluctance motor drive", in: Proceeding of 6th International IEEE Conference on Optimization of Electrical and Electronic equipments, vol. 2, pp. 467-472, 1998.
- [9] W. Shang and S. Zhao and Y. Shen, and Z. Qi, "A sliding mode flux-linkage controller with integral compensation for switched reluctance motor", IEEE Transactions on Magnetics 45, pp. 3322-3328, 2009.
- [10] N. Inanc and V. Ozbulur, "Torque ripple minimization of a switched reluctance motor by using continuous sliding mode control technique", Electric power systems research 66, pp. 241-251, 2003.
- [11] M. Alrifai and M. Zribi and H.S. Ramirez, "Static and dynamic sliding mode control of variable reluctance motors", International Journal of Control 77, pp.1171-1188, 2004.
- [12] H.F. Ho and Y.K. Wong and A.B. Rad, "Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems", Simulation Modeling Practice and Theory 17, pp.1199-1210, 2009.
- [13] A. Levant, "Higher order sliding modes and their application for controlling uncertain processes", PhD Dissertation, Institute for System Studies of the USSR Academy Of Science, Moscow, 1987.
- [14] M. Rafiq and S. Rehman and F. Rehman and Q.R. Butt and I. Awan, "A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm", Simulation modelling practice and theory 25, pp. 106-117, 2012.
- [15] M. Alrifai and M. Zribi, M. Rayan and R. Krishnan, "Speed control of switched reluctance motors taking into account mutual inductances and magnetic saturation effects", Energy Conversion and Management 51, pp. 1287-1297, 2010.
- [16] HK Bae, "Control of switched reluctance motors considering mutual inductance". Ph.D. Thesis Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University; 2000.
- [17] H. K. Khalil, Nonlinear systems, third edition, Prentice Hall, pp. 589-604, 2002.



شکل ۴: نمودار گشتاور بر حسب زمان با کنترل پسگام انتگرالی



شکل ۵: نمودار سرعت بر حسب زمان

## ۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله قانون کنترلی طراحی شده به روش پسگام بر روی موتور رلوکتانسی سوئیچ شونده اعمال شده تا معایب آن را جبران کرده و مزایای آن را بهبود ببخشد. در این روند مدل دینامیکی ارائه شده برای موتور اثر اشباع مغناطیسی و اندوکتانس متقابل را در نظر گرفته که ضمن افزایش دقت طراحی، سرعت پاسخ را افزایش و ضریبان گشتاور را تقریباً به صفر می‌رساند. باید متذکر شد که استفاده از روش پسگام به دلیل طراحی مرحله به مرحله، تعیین تابع لیاپانوف جهت اثبات پایداری سیستم کلی را امکان پذیر ساخت. شبیه سازی‌ها کار