

# کنترل پیش‌بین موتور سنکرون رلوکتانسی به‌همراه مشاهده‌گر سرعت لغزشی مرتبه دوم فازی

سارا صابریان بروجنی

کارشناسی ارشد - گروه برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد تیران

تاریخ پذیرش: زمستان ۱۳۹۲

تاریخ دریافت: بهار ۱۳۹۱

**خلاصه:** در این مقاله، کنترل پیش‌بین گشتاور و شار استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی با وجود تلفات آهن به همراه مشاهده‌گر سرعت لغزشی مرتبه دوم فازی ارائه شده است. کنترل‌کننده پیش‌بین از داده‌های دامنه و موقعیت شار استاتور به منظور تعیین بردارهای ولتاژ استفاده می‌کند. به دلیل کاهش نویز اندازه‌گیری، افزایش قابلیت اعتماد و کاهش هزینه‌ها سنسور سرعت حذف شده است و سرعت موتور با استفاده از یک مشاهده‌گر لغزشی مرتبه دوم تخمین زده می‌شود. مشاهده‌گر لغزشی به علت مقاوم بودن نسبت به نامعینی‌های موجود در پارامترهای سیستم، پاسخ دینامیکی سریع و کاهش شوریدگی از عملکرد بسیار خوبی برخوردار است و برای تنظیم دقیق‌تر پارامترهای مشاهده‌گر، از منطق فازی استفاده شده است. نتایج، حاکی از عملکرد مناسب این روش می‌باشد.

**کلمات کلیدی:** کنترل پیش‌بین گشتاور و شار، مشاهده‌گر سرعت لغزشی مرتبه دوم، موتور سنکرون رلوکتانسی.

## شماره معادله

- ۴ (نیوتن متر بر رادیان ثانیه)
- ۱ (آمپر)
- ۱ (آمپر)
- ۴ (کیلوگرم در متر مربع)
- ۵
- ۵
- ۱ (هائری)
- ۱ (هائری)
- ۱ (نیوتن-متر)
- ۱
- ۲ (اهم)
- ۲ (اهم)
- ۸
- ۵ (ثانیه)
- ۵ (نیوتن-متر)
- ۱۲ (نیوتن-متر)
- ۲ (ولتاژ)
- ۲ (ولتاژ)

## فهرست علائم

- $B_m$  نرخ دمپینگ سیستم مکانیکی
- $i_d^T$  جریانهای محور عرضی گشتاور ساز
- $i_q^T$  جریانهای محور طولی گشتاور ساز
- $J_m$  ممان اینرسی
- $K_\delta$  ضریب ثابت مثبت تغییرات زاویه شار
- $K_\lambda$  ضریب ثابت مثبت تغییرات شار
- $L_d$  اندوکتانس محور عرضی
- $L_q$  اندوکتانس محور طولی
- $T_e$  گشتاور الکترومغناطیسی
- $P$  تعداد قطبها
- $R_i$  مقاومت آهن
- $R_s$  مقاومت سیم پیچ هر فاز استاتور
- $S$  سطح لغزش
- $T_s$  پریود نمونه برداری
- $T_{eref}$  گشتاور مرجع
- $T_L$  گشتاور بار
- $v_{qs}$  ولتاژ محور طولی استاتور
- $v_{ds}$  ولتاژ محور عرضی استاتور

۶ (ولتاژ)	$v_{dsref}$ ولتاژ مرجع محور عرضی استاتور
۶ (ولتاژ)	$v_{qsref}$ ولتاژ مرجع محور طولی استاتور
۵ (نیوتن-متر)	$\Delta T_e$ تغییرات گشتاور در $k$ امین لحظه نمونه برداری
۵ (رادیان)	$\Delta \delta$ تغییرات زاویه شار استاتور
۵ (وبر)	$\Delta \lambda_s$ تغییرات اندازه شار استاتور
۱۳ (رادیان)	$\epsilon_0$ خطای مشاهده موقعیت
۱۴ (رادیان بر ثانیه)	$\epsilon_{\dot{\theta}}$ خطای تخمین سرعت
۱۲ (رادیان بر ثانیه)	$\hat{\omega}$ سرعت تخمینی
۲ (رادیان بر ثانیه)	$\omega_e$ سرعت زاویه ای روتور
۱۲ (رادیان)	$\hat{\theta}$ موقعیت تخمینی
۵ (وبر)	$\lambda_{sref}$ شار مرجع استاتور

### ۱- مقدمه

استفاده شده است اما مشکل شوریدگی و نوسانات حول سطح لغزش در حد مطلوب حل نشده است. در [۵] از روش مشاهده گر لغزشی مرتبه دوم استفاده شده است و برای تعیین پارامترهای مشاهده گر روش سعی و خطا به کار گرفته شده است. کنترل کننده های لغزشی مرتبه دوم نسبت به مرتبه اول دارای مزایایی از جمله کاهش پدیده شوریدگی در سیستم، کاهش نوسانات، کاهش استهلاکات مکانیکی، دقت همگرایی بالاتر و مقاوم بودن در برابر نامعینی های ساختاری و پارامتری سیستم می باشند [۶].

در این مقاله از متد DTC-SVM استفاده شده است. بر طبق این متد یک کنترل کننده پیش بین PI متعارف برای تعیین مؤلفه های دو محوری ولتاژ استاتور به کار گرفته شده است و به منظور اجتناب از نویز در اندازه گیری سرعت به وسیله تاکومتر و همچنین محدود کردن سنسورهای استفاده شده به سنسور جریان و موقعیت از یک مشاهده گر سرعت استفاده می شود. همچنین به دلیل مزایایی که کنترل کننده لغزشی مرتبه دوم نسبت به مرتبه اول دارد از روش مشاهده گر لغزشی مرتبه دوم استفاده شده است و برای تنظیم بهتر و دقیق تر پارامترهای مشاهده گر، از کنترل کننده فازی استفاده شده است. کنترل کننده فازی تأثیر بسزایی در حذف اختلالات و نویز در سیستم دارد و موجب کاهش نوسانات در پاسخ سرعت و تسریع در پاسخ دینامیکی سیستم می شود.

### ۲- مدل ماشین با در نظر گرفتن تلفات آهن

مدار معادل دو محوری موتور سنکرون رلوکتانسی با در نظر گرفتن تلفات آهن در دستگاه مرجع سنکرون در شکل (۱) نشان داده شده است [۷]. همانگونه که ملاحظه می گردد مقاومت آهن  $R_f$  مبین تلفات آهن می باشد که به صورت شاخه ای موازی در مدل هر دو محور لحاظ می گردد. معادله گشتاور در رابطه (۱) آورده شده است.

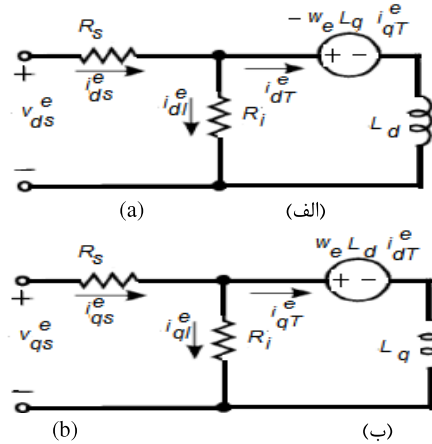
$$T_e = \frac{3P}{4} (L_d - L_q) i_d^T i_q^T \quad (1)$$

موتور سنکرون رلوکتانسی یکی از قدیمی ترین موتورهای الکتریکی AC است. این موتور به واسطه سادگی ساختار و استحکام مکانیکی بالا دارای مزایای ویژه ای نسبت به سایر ماشین های AC می باشد. در مقایسه با موتور القایی فاقد تلفات روتور است. همچنین بر خلاف موتور القایی نیازی به محاسبه لغزش نیست، لذا کنترل این نوع موتور حساسیت کمتری به پارامترها دارد. از آنجا که روتور موتور سنکرون رلوکتانسی فاقد هرگونه مغناطیس دائم بوده و دارای استحکام مکانیکی بالایی است در مقایسه با موتورهای سنکرون مغناطیس دائم برای کاربردهای سرعت بالا و محیط های با دمای زیاد ارجح می باشد. در سالهای اخیر تحقیقات گسترده ای با مدولاسیون بردار فضایی -DTC SVM صورت پذیرفته است که دارای فرکانس کلیدزنی ثابت می باشند [۱-۳]. در [۱] به منظور کنترل مستقل گشتاور الکترو مغناطیسی موتور سنکرون رلوکتانسی با رفتار دینامیکی بالا از یک کنترل کننده خطی سازی ورودی- خروجی استفاده شده است، اما در این روش امکان کنترل مستقل شار استاتور وجود ندارد. در [۲] کنترل مستقیم گشتاور پیش بین مبتنی بر مدل ریاضی موتور سنکرون رلوکتانسی در دستگاه مختصات روتور ارائه شده است ولی دارای فرکانس کلید زنی ثابت و زمان نمونه برداری نسبتاً طولانی می باشد. در [۳] به منظور کاهش حجم محاسبات، کنترل مستقیم گشتاور پیش بین در دستگاه ساکن انجام گرفته است تا نیازی به انتقال دستگاه مختصات نباشد ولی همچنین دارای زمان نمونه برداری نسبتاً طولانی (بیش از ۱۰۰ میکرو ثانیه) می باشد. در همه مقالات با روش کنترل پیش بین ذکر شده از تلفات آهن صرف نظر شده است. در سالهای اخیر به کارگیری کنترل کننده های ساختار متغیر به علت مقاوم بودن نسبت به تغییرات و نامعینی های موجود در پارامترهای سیستم تحت کنترل، پاسخ دینامیکی سریع و همچنین توانایی جبران اثرات اغتشاش و عدم قطعیتها مورد توجه محققین درایوهای الکتریکی قرار گرفته است. در [۴] برای کنترل سرعت مرجع، کنترل کننده لغزشی مرتبه اول به کار گرفته شده است و برای کاهش شوریدگی از کنترل کننده فازی

$$\dot{X} = f(x) + g(x)U, X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L'_d}x_1 + \frac{L_q}{L_d}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L'_q}x_2 - \frac{L_d}{L_q}x_1x_3 \\ \left(\frac{3P(L_d - L_q)}{4J_m}x_1x_2 - \frac{T_1}{J_m}\right) / \left(\frac{p}{2}\right) - \frac{B_m}{J_m}x_3 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۴)$$



شکل (۱): مدار معادل دو محوری موتور سنکرون رلوکتانسی با در نظر گرفتن

تلفات آهن، (الف): محور d، (ب): محور q

Fig. (1): Equivalent circuits for Synchronous reluctance motor considering the iron losses. (a) d-axis. (b) q-axis

### ۳- کنترل مستقیم گشتاور با کنترل کننده پیش بین

در DTC کلاسیک به خاطر رفتار سوئیچینگ کنترل گشتاور و شار و همچنین فرکانس سوئیچ زنی متغیر، دارای ریبیل گشتاور و جریان می‌باشد. به منظور کاهش خطای کنترل گشتاور با استفاده از یک کنترل کننده پیش بین به فرم PI زاویه شار استاتور مرجع به دست آمده و سپس بردار ولتاژ مرجع استاتور به گونه‌ای محاسبه می‌شود که در هر پریود نمونه برداری خطای گشتاور و شار استاتور جبران شود. تغییرات گشتاور تولیدی موتور ارتباط نزدیکی با انحراف بردار شار استاتور از مسیر دایره‌ای شار مرجع با سرعت و اندازه ثابت دارد. اختلاف بین شار مرجع و شار واقعی استاتور منجر به تولید ضربانهای گشتاور می‌شود. این رابطه به صورت معادله (۵) قابل بیان می‌باشد.

$$\frac{\Delta T_e}{T_{eref}} = K_\lambda \frac{|\Delta \lambda_s|}{|\lambda_{sref}|} + K_\delta \Delta \delta$$

$$\Delta \delta = \angle \lambda_{sref} (KT_s) - \angle \lambda_s (KT_s) \quad (۵)$$

$$\Delta \lambda_s = |\lambda_{sref} (KT_s)| - |\lambda_s (KT_s)|$$

که Ts پریود نمونه برداری است و ضرایب  $K_\lambda$  و  $K_\delta$  ثابتهای مثبت هستند که بستگی به مشخصات موتور دارند.  $T_{eref}$  گشتاور مرجع و  $\Delta T_e$  تغییرات گشتاور در k امین لحظه نمونه برداری  $(KT_s)$  می‌باشند.  $\Delta \delta$  تغییرات زاویه شار استاتور،  $\lambda_{sref}$  شار مرجع استاتور و  $\Delta \lambda_s$  تغییرات اندازه شار استاتور می‌باشند که در شکل (۲) رسم شده‌اند. در حقیقت تغییرات گشتاور ناشی از تغییرات اندازه شار و زاویه شار می‌باشد، اما تأثیر تغییرات اندازه شار در برابر زاویه آن چندان قابل توجه نیست. بنابراین اگر زاویه شار واقعی بر زاویه شار مرجع منطبق گردد، تقریباً ضربانهای گشتاور حذف می‌شود. لذا برای مینیمم کردن خطای لحظه‌ای بین گشتاور واقعی و مرجع، یک کنترل کننده PI پیش‌بین برای تولید تغییرات زاویه شار استفاده شده است. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در شکل (۳) آورده شده است.

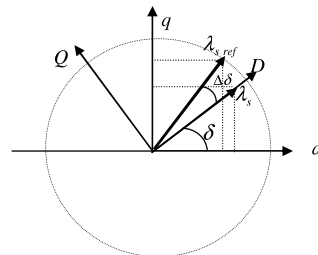
که در این رابطه P بیانگر تعداد قطبها،  $L_d, L_q$  به ترتیب اندوکتانس محورهای d, q و  $i_d^T, i_q^T$  جریانهای دو محوری گشتاورساز می‌باشند. معادلات ولتاژی ماشین بر حسب جریانهای تولید کننده گشتاور را می‌توان به صورت رابطه (۲) نوشت.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L'_q \\ \omega_e L'_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^T \\ i_q^T \end{bmatrix} \quad (۲)$$

در رابطه فوق p نشانگر عمل مشتق می‌باشد و  $R_i$  مقاومت آهن و  $\omega_e$  سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور است.  $R_s$  مقاومت سیم‌پیچ هر فاز استاتور است و به صورت روابط (۳) نوشته می‌شود.

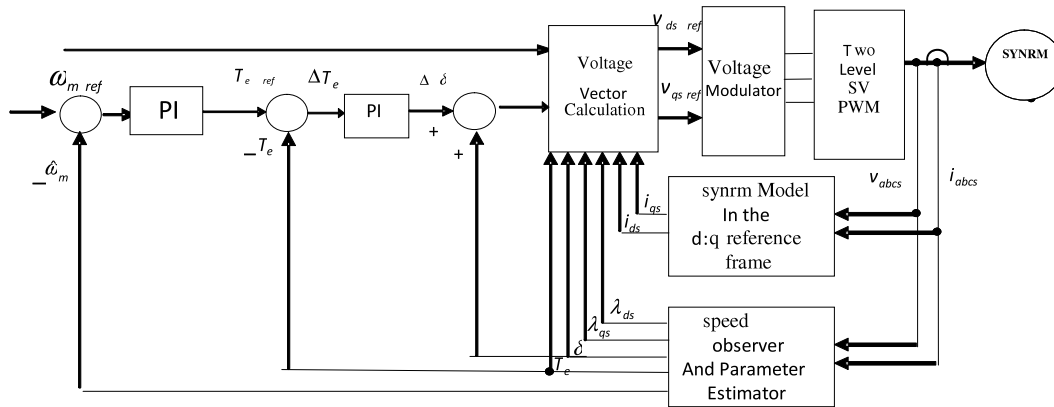
$$\begin{cases} L'_d = \left(1 + \frac{R_s}{R_i}\right) L_d \\ L'_q = \left(1 + \frac{R_s}{R_i}\right) L_q \end{cases} \quad (۳)$$

با انتخاب  $x_1 = i_d^T, x_2 = i_q^T, x_3 = \omega_e$  و ورودی‌های  $u_1 = V_{ds}$  و  $u_2 = V_{qs}$  مدل دینامیکی غیرخطی برای موتور سنکرون رلوکتانسی با در نظر گرفتن تلفات آهن به صورت رابطه (۴) بیان می‌شود.



شکل (۲): بردارهای شارهای واقعی و مرجع استاتور

Fig. (2): Stator flux vectors  $\lambda_s$  and  $\lambda_{sref}$



شکل (۳): کنترل کننده پیش بین زاویه شار استاتور موتور سنکرون رلوکتانسی

Fig. (3): Synchronous reluctance motor drive system predictive control

$$0 < k_m, |\varphi(t, s)| < K_M \quad \rho(t, s) < c_0 \quad (9)$$

الگوریتم لغزشی مرتبه دوم انواع مختلفی دارد [۶] که مهمترینشان عبارتند از توپستینگ، بهینه لغزشی، بهینه لغزشی تعمیم یافته و سوپر توپستینگ، که هر کدام دارای مزایا و معایبی می‌باشند. در سه متد اول کنترل کننده علاوه بر متغیر لغزش به مشتق یا علامت مشتق متغیر لغزش نیاز دارد که نیاز به مشتق لغزش باعث به وجود آمدن نویز در نمونه برداری از خروجی می‌شود. متد سوپر توپستینگ نسبت به متدهای قبلی دارای این مزیت می‌باشد که نیازی به محاسبه مشتق متغیر لغزش ندارد و به دلیل عدم وجود مشتق خروجی نویز سیستم کمتر است. ساختار این الگوریتم به صورت رابطه (۱۰) است:

$$W = v_1 + v_2 \begin{cases} v_1 = -\lambda_M \text{sign}(s) \\ v_2 = -\lambda_m \text{sign}(s) |s|^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (10)$$

که  $\text{sign}(s)$  تابع علامت است و  $\lambda_M$  و  $\lambda_m$  ضرایب مثبت و ثابت می‌باشند و حد بالای آن طبق رابطه (۱۱) است.

$$\begin{cases} \lambda_M > \frac{c_0}{k_m} \\ \lambda_m > \frac{4c_0(K_M + c_0)}{k_m^2(k_m - c_0)} \end{cases} \quad (11)$$

با در نظر گرفتن حدود بالا، مشاهده گر لغزشی طراحی شده به صورت رابطه (۱۲) است:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{J_m} \left( \frac{P}{2} (T_e - T_L) - B_m \hat{\omega} \right) + \rho(\theta - \hat{\theta}) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} \end{cases} \quad (12)$$

که  $\chi$  خروجی تزریق شده،  $\rho$  پارامتر اسکالر،  $\hat{\omega}$  سرعت تخمینی و  $\hat{\theta}$  موقعیت تخمینی است. سطح لغزش را به صورت خطای مشاهده موقعیت ( $\epsilon_\theta$ ) تعریف می‌کنیم که مطابق با رابطه (۱۳) و خطای تخمین سرعت ( $\epsilon_\omega$ ) اختلاف سرعت موتور با سرعت تخمینی می‌باشد که باید به صفر میل کند و در رابطه (۱۴) آورده شده است.

بر اساس ساختار داخلی کنترل کننده پیش بین گشتاور و شار استاتور که در شکل رسم شده است، تغییرات گشتاور  $\Delta T_e$  و اندازه شار مرجع استاتور  $\lambda_{s,ref}$ ، به کنترل کننده مذکور اعمال شده و ولتاژهای دو محوری استاتور با در نظر گرفتن اثر ولتاژ مقاومت استاتور طبق رابطه (۶) به دست می‌آیند.

(۶)

$$\begin{aligned} V_{d,ref}((k+1)T_s) &= \frac{\lambda_{s,ref} \cos(\delta + \Delta\delta) - \lambda_s(kT_s) \cos \delta}{T_s} + R_s i_{ds}(kT_s) \\ V_{q,ref}((k+1)T_s) &= \frac{\lambda_{s,ref} \sin(\delta + \Delta\delta) - \lambda_s(kT_s) \sin \delta}{T_s} + R_s i_{qs}(kT_s) \end{aligned}$$

این بردار ولتاژ به عنوان مرجع به اینورتر منبع ولتاژ SVM دوسطحی با فرکانس سوئیچینگ ثابت اعمال و برای تغذیه موتور استفاده می‌شود.

#### ۴- مشاهده گر سرعت

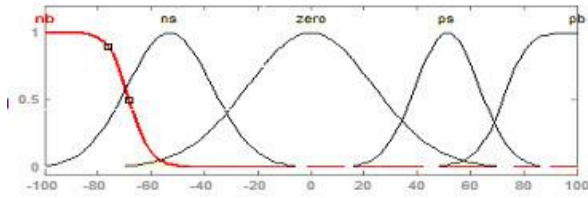
حذف سنسور سرعت به دلیل کاهش نویز اندازه‌گیری، افزایش قابلیت اعتماد و کاهش هزینه‌ها مورد توجه محققین می‌باشد. برای این منظور از مشاهده گر سرعت لغزشی مرتبه دوم فازی استفاده شده است. قانون کنترل لغزشی شامل محدود کردن زمان رسیدن و ماندن در سطوح لغزش می‌باشد. در کنترل لغزشی مرتبه دوم دو سطح لغزش  $S$  و  $S'$  تعریف می‌شود. کنترل کننده باید در زمان محدود مسیر سیستم را دنبال کرده و سطوح لغزش را در مقدار صفر نگه دارد. متغیرهای حالت سیستم به صورت رابطه (۷) تعریف می‌شوند.

$$\dot{X} = f(t, x) + g(t, x)w \quad (7)$$

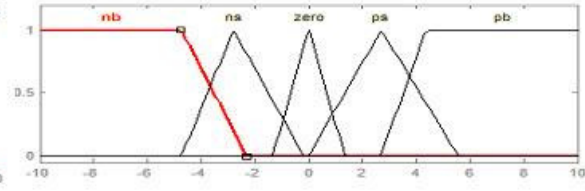
حالت سیستم،  $w$  ورودی و  $f, g$  بردارهای هموار می‌باشند. قانون کنترل لغزشی  $W$  از مشتق دوم سطح لغزش  $S$  به دست می‌آید.

$$s = \rho(t, s, s') + \varphi(t, s, s')W \quad (8)$$

متغیر لغزش  $s'$  دارای حدودی مطابق رابطه (۹) می‌باشد که  $k_m, K_M$  و  $c_0$  مقادیر مثبت ثابت می‌باشند.

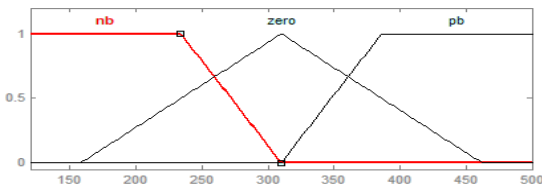


شکل (۴) ب: نمودار ورودی دوم  $\varepsilon_{\omega}$  (rad/s<sup>2</sup>)  
fig. (4) b: Second state  $\varepsilon_{\omega}$  (rad/s<sup>2</sup>)



شکل (۴) الف: نمودار ورودی اول  $\varepsilon_{\omega}$  (rad/s)  
fig. (4) a: First state:  $\varepsilon_{\omega}$  (rad/s)

(۴-ب) رسم شده است. رنج تغییرات تابع عضویت خروجی که مقدار پارامتر  $\rho$  را مشخص می کند از (۱۴۰\_۵۰۰) می باشد و به صورت شکل (۵) است. قوانین استفاده شده برای این کنترل کننده فازی به صورت جدول (۱) است و وزن مربوط به هر یک از قوانین که مشخص کننده میزان ارزش آن قانون می باشد در کنار هر تابع نوشته شده است.



شکل (۵): نمودار خروجی پارامتر  $\rho$   
Fig. (5): Output variable ( $\rho$ )

Table (1): Input-output member functions

جدول (۱): توابع عضویت ورودی و خروجی

$\varepsilon_{\omega}$	nb	ns	zero	Ps	Pb
Nb	zero(1)	Pb(.5)	Pb(.6)	Pb(.9)	Pb(1)
Ns	zero(.5)	zero(.8)	Pb(.4)	Pb(.6)	Pb(.8)
Zero	Pb(.7)	zero(.8)	zero(1)	zero(.8)	Nb(.7)
Ps	Nb(.9)	Nb(.8)	Nb(.7)	Nb(.4)	zero(.5)
Pb	nb(1)	Nb(.9)	Nb(.8)	Nb(.6)	Nb(.5)

#### ۶- نتایج شبیه سازی

عملکرد سیستم کنترل حلقه بسته گشتاور موتور و شار استاتور بر اساس بلوک دیاگرام شکل (۳) مورد شبیه سازی قرار گرفته است. پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی مورد نظر در جدول (۲) آورده شده اند. فرکانس نمونه برداری از جریانها و ولتاژهای استاتور برابر ۲۰kHz بوده و کنترل کننده های مذکور نیز با همین فرکانس تنظیم شده اند. ضرایب کنترل کننده PI پیش بین و سرعت به ترتیب برابر (۳=kp, ki=۰.۱۸) و (kp=۰.۰۱۳۴, ki=۰.۱۸) و ضرایب مشاهده گر سوپر توپستینگ  $\lambda_m = 3500$ ,  $\lambda_M = 5000$  انتخاب شده اند.

Table (2): Parameters of three- phase synchronous reluctance motor

جدول (۲): پارامترهای موتور سنکرون رلوکتانسی سه فاز

Power	2.5 kw	$L_d$	230mh	$R_s$	2.95Ω
$T_{in}$	1.9N.m	$L_q$	110mh	$B_m$	0.003 Nm/rad/s
P	4	$J_m$	0.04 kg.m <sup>2</sup>	$f_n$	60 Hz

$$s = \varepsilon_{\theta} = \theta - \hat{\theta} \quad (13)$$

$$s' = \varepsilon_{\omega} = \omega - \hat{\omega} \quad (14)$$

با استفاده از رابطه (۱۰) تابع کنترل گسسته الگوریتم توپستینگ  $\chi(\varepsilon_{\theta})$  به صورت رابطه (۱۵) به دست می آید که سطح لغزش  $(\varepsilon_{\theta})$  را با  $s$  و قانون کنترل  $W$  را با  $\chi(\varepsilon_{\theta})$  جایگزین می کنیم.

$$X(\varepsilon_{\theta}) = v_1 + v_2$$

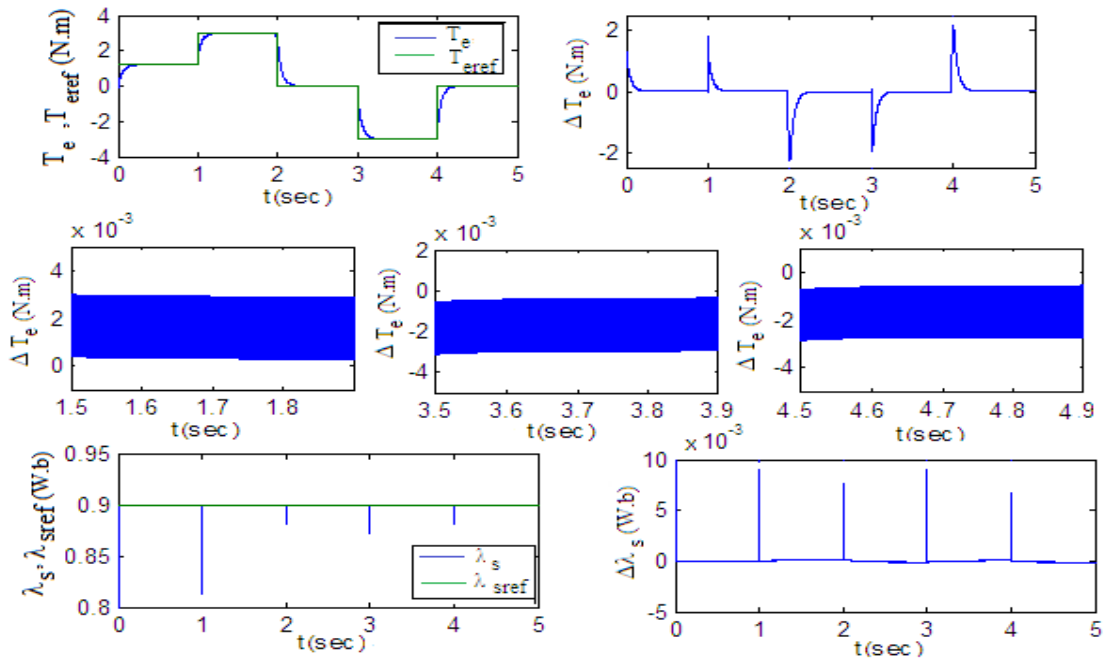
$$\begin{cases} v_1 = -\lambda_m \text{sign}(\varepsilon_{\theta}) \\ v_2 = -\lambda_m \text{sign}(\varepsilon_{\theta}) |\varepsilon_{\theta}^{\frac{1}{2}}| \end{cases} \quad (15)$$

مشتق مرتبه اول خطای موقعیت، خطای سرعت می باشد و مشتق مرتبه دوم خطای موقعیت را به صورت رابطه مشتق مرتبه دوم سطح لغزش طبق رابطه (۸) در می آوریم که طبق رابطه (۱۶) به دست می آید.

$$\begin{cases} \varepsilon_{\dot{\theta}} = \varepsilon_{\omega} \\ \varepsilon_{\ddot{\theta}} = \varepsilon_{\omega'} = -\frac{B_m}{J_m} \varepsilon_{\omega} - \varphi \varepsilon_{\theta} + \chi(\varepsilon_{\theta}) - \frac{1}{J_m} T_1 \end{cases} \quad (16)$$

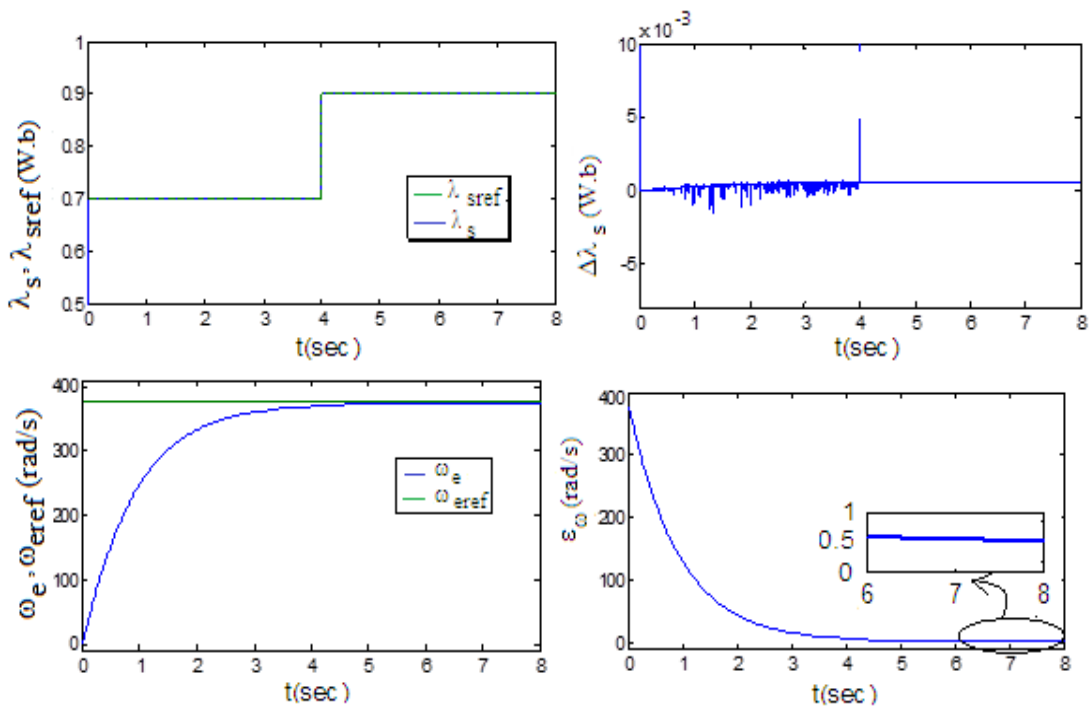
#### ۵- کنترل کننده فازی

پارامتر  $\rho$  در رابطه (۱۲) یک پارامتر اسکالر است که می توان با سعی و خطا آن را به دست آورد ولی در این مقاله از کنترل کننده فازی استفاده می کنیم و پارامتر  $\rho$  را به گونه ای تنظیم می کنیم که سطح لغزش در زمان کمتری به سمت صفر میل کند و پاسخ سرعت تخمینی نوسانات کمتر و خطای حالت ماندگار نیز کمتر شود. این پارامتر بر حسب زمان خیز پاسخ سرعت می تواند تنظیم شود. زمانی که موتور شروع به کار می کند شتاب سرعت تخمینی باید به اندازه کافی بزرگ باشد تا دینامیک تخمین سرعت سریع باشد لذا بر طبق رابطه (۱۲) پارامتر  $\rho$  باید به اندازه کافی بزرگ باشد. همچنین زمانی که سرعت تخمینی به سرعت موتور نزدیک شود باید پارامتر  $\rho$  کوچک شود تا شتاب سرعت تخمینی کم شود در غیر این صورت سرعت تخمینی از سرعت موتور بزرگتر می شود. پس کنترل کننده فازی باید دارای دو ورودی باشد که این ورودی ها عبارتند از خطای سرعت که با  $\varepsilon_{\theta}$  و شیب خطای سرعت که با  $\varepsilon_{\omega}$  نشان داده می شود. خطای سرعت و هم خطای مشتق سرعت در پاسخ سرعت موتور بسیار تأثیر گذارند. رنج تغییرات برای ورودی اول (۱۰\_۱۰-) می باشد و رنج تغییرات ورودی دوم (۱۰۰\_۱۰۰-) است. ورودی اول به همراه توابع عضویشان در شکل (۴-الف) و ورودی دوم در شکل



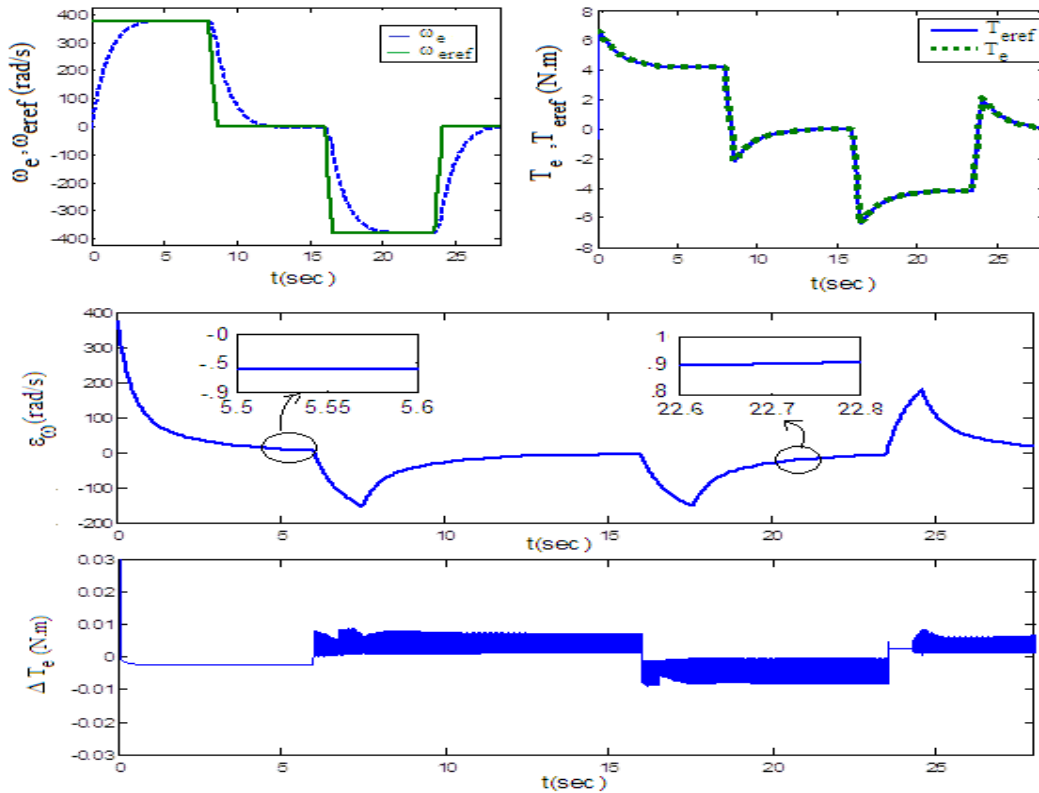
شکل (۶): عملکرد کنترل گشتاور موتور سنکرون رلوکتانسی با کنترل کننده پیش بین

Fig. (6): Torque control of synchronous reluctance motor



شکل (۷): عملکرد کنترل شار موتور سنکرون رلوکتانسی با کنترل کننده پیش بین

Fig. (7): Flux control of synchronous reluctance motor



شکل (۸): عملکرد کنترل سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با کنترل کننده پیش بین  
 Fig. (8): Speed control of synchronous reluctance motor

تخمینی را نشان می‌دهد. خطا و نوسانات حول سطح لغزش نسبت به نمودار (۹-ب) بسیار کوچکتر است.

#### ۷- نتیجه گیری

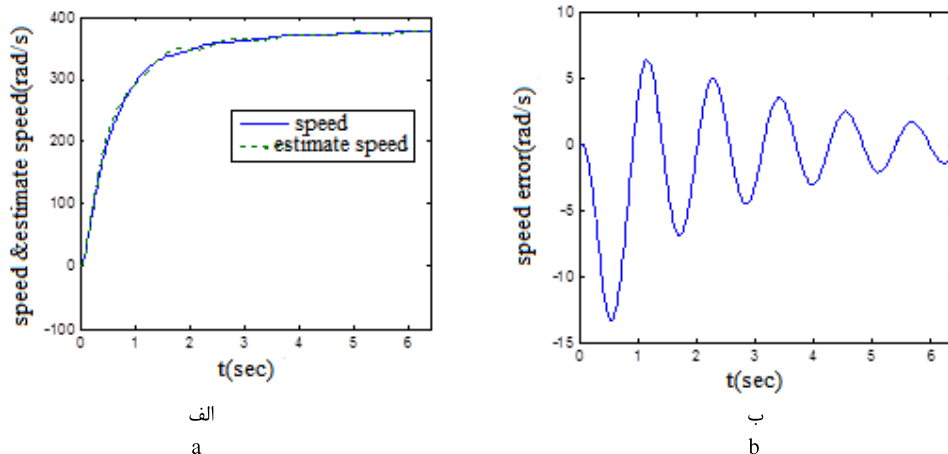
این مقاله کنترل مستقیم گشتاور و شار موتور سنکرون رلوکتانسی را براساس روش کنترلی پیش بین با وجود تلفات آهن به همراه یک مشاهده گر سرعت لغزشی مرتبه دوم فازی پیشنهاد می‌کند. در این روش نسبت به روشهای پیش بین [۲،۳] تلفات آهن در نظر گرفته شده است و دارای ریبیل گشتاور کمتر، کنترل ساده تر و فرکانس کلید زنی ثابت و زمان نمونه برداری کمتر در حدود ۵۰ میکروثانیه می‌باشد. همچنین در مقاله مزبور در مقایسه با مقالات [۲،۳] به منظور اجتناب از نویز در اندازه گیری سرعت به وسیله تاکومتر از یک مشاهده گر سرعت لغزشی مرتبه دوم فازی استفاده می‌شود. کنترل کننده فازی تأثیر بسزایی در حذف اختلالات و نویز در سیستم دارد و موجب کاهش نوسانات در پاسخ سرعت و خطای حالت ماندگار و تسریع در پاسخ دینامیکی سیستم می‌شود. همان طور که گفته شد تاکنون این سه روش کنترلی مقاوم و دقیق (کنترل پیش بین، مشاهده گر سرعت لغزشی مرتبه دوم و کنترل کننده فازی) بر روی موتور سنکرون رلوکتانسی به طور همزمان کار نشده است و نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب این روش را نشان می‌دهد.

در شکل (۶) عملکرد سیستم در پاسخ به گشتاور مرجع پله‌ای مشاهده می‌شود. خطای گشتاور در حدود ۰/۰۰۳ می‌باشد که تقریباً ۰/۱٪ گشتاور مرجع می‌باشد. کنترل کننده همچنین به طور همزمان شار مرجع را به خوبی دنبال می‌کند.

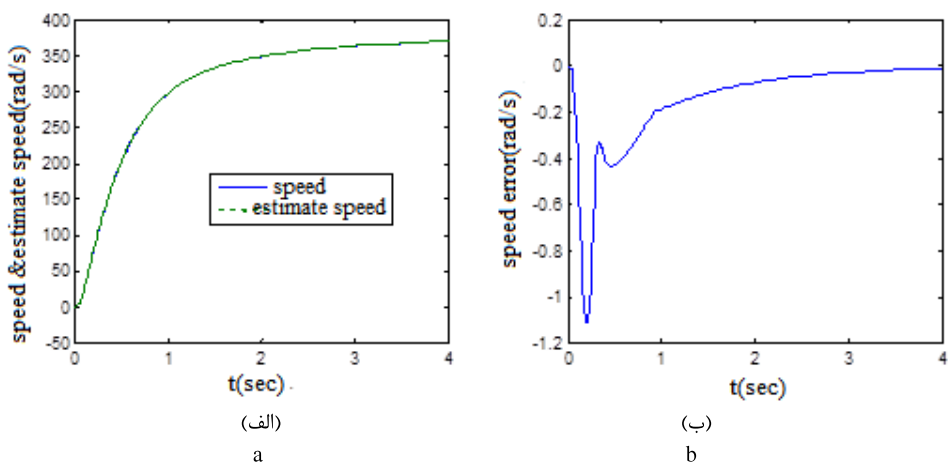
عملکرد کنترل شار استاتور با کنترل کننده پیشنهادی در شکل (۷) آورده شده است. همان طور که ملاحظه می‌گردد کنترل کننده به خوبی شار مرجع را دنبال می‌کند و دارای دینامیک سریع و خطای حالت ماندگار ناچیز در حدود ۰.۰۰۰۱ Wb-turn است.

کنترل سرعت موتور سنکرون رلوکتانسی با استفاده از کنترل کننده پیش تغذیه PI در حلقه خارجی، در چهار ناحیه گشتاور- سرعت، در شکل (۸) آمده است. در هر چهار ناحیه خطای سرعت و گشتاور در تمامی لحظات از ۱٪ سرعت مرجع و گشتاور مرجع نیز کمتر است و این گویای دقت و سرعت بسیار بالای این کنترل کننده در مقابل تغییرات سرعت و گشتاور است.

شکل (۹-الف) نمودار سرعت و سرعت تخمینی و نمودار (۹-ب) خطای بین این دو سرعت را بدون استفاده از کنترل کننده فازی نشان می‌دهد. شکل (۱۰) نمودار سرعت را در حالتی که از منطق فازی برای یافتن ضرایب مشاهده کننده استفاده شده است نشان می‌دهد. نمودار (۱۰-الف) سرعت و سرعت تخمینی موتور را نشان می‌دهد که تقریباً بر هم منطبق هستند و نمودار (۱۰-ب) خطای بین سرعت و سرعت



شکل (۹): الف: نمودار سرعت و سرعت تخمینی، شکل (۹): ب: خطای سرعت با استفاده از مشاهده گر لغزشی مرتبه دوم  
 Fig. (9): Speed response without fuzzy control. (a): rotor speed and estimate speed. (b): speed error



شکل (۱۰): الف: نمودار سرعت و سرعت تخمینی، شکل (۱۰): ب: خطای سرعت با استفاده از مشاهده گر لغزشی مرتبه دوم فازی  
 Fig. (10): Speed response with fuzzy control. (a): rotor speed and estimate speed. (b): speed error

### References

- [1] H.D. Lee., S.J. Kang., S.K. Sul, "Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 46, No. 1, pp. 192-198, 1999.
- [2] R. Morales Caporal, M. Pacas, "A predictive torque control for the synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 54, No.2, 2008.
- [3] R. Morales Caporal, M. Pacas, J.J. Rodriguez-Rivas, "Predictive direct torque control for a synchronous reluctance machine with predetermined stator flux compensation down to zero speed", IEEE/IEMDC, Vol. 1, pp. 59-64, Antalya, Turkey, 2007.
- [4] Ch.A. Chen, H. K. Chiang, Ch.H. Tseng, "The novel fuzzy sliding mode control of synchronous reluctance motor", IEEE/ISDA, pp. 576-581, 2009.
- [5] F. Nolle, T. Floquet, W. Perruquetti, "Observer based second order sliding mode control laws for stepper motors", Elsevier, pp. 429-443, 2010.
- [6] A. Levant, "Principles of 2-sliding mode design", School of Mathematical Sciences, Israel, pp. 576-586, 2007.
- [7] L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo, D.W. Novotny, "Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No. 5, pp. 977-985, Sept./Oct. 1991.