

کنترل سرعت بدون سنسور موتور القایی به روش کنترل مستقیم گشتاور بر اساس فیلتر کالمن توسعه یافته

مهرداد جعفریلند^۱، بیژن شیخان^۲

۱- استادیار، گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد، j_mehrdad405@hotmail.com

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد رشته برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد، bijan_sh79@yahoo.com

چکیده

باتوجه به کاربرد وسیع موتور القایی در صنایع مختلف و محدودیت‌هایی که استفاده از سنسور سرعت در بعضی کاربردها ایجاد می‌کند، درایوهای بدون سنسور جایگاه ویژه‌ای یافته‌اند و تلاش برای افزایش دقت تخمین و حذف نویزها ادامه دارد، در این مقاله روشی جدید برای کنترل سرعت بدون سنسور موتورهای القایی ارائه می‌شود که باعث افزایش دقت تخمین و بهبود عملکرد تعقیب در روش کنترل مستقیم گشتاور و حذف سنسور سرعت می‌شود. به این منظور تمام پارامترهای مورد نیاز برای کنترل بدون سنسور از جمله شار استاتور، سرعت موتور، و گشتاور بار را با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته تخمین زده می‌شود. در این روش نویز و اختلال ناشی از ساختار و نمونه‌گیری‌های جریان و ولتاژ در تمام کمیت‌های مؤثر حذف می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده افزایش دقت تخمین و تعقیب است.

کلمات کلیدی

فیلتر کالمن توسعه یافته، موتور القایی، روتگر، کنترل بدون سنسور

۱- مقدمه

به صورت مستقیم انتخاب می‌شود و برخلاف روش FOC به جای نیاز به کنترلرهای گشتاور و شار نیازمند باندهای هیستریزیس می‌باشد. استفاده از سنسورهای سرعت مثل تاکومترها یا انکدرهای افزایشی، نه تنها هزینه را افزایش می‌دهد، بلکه به علت عدم عملکرد صحیح سنسورها در بعضی شرایط محدودیت‌های در اجرا به وجود می‌آید. با افزودن سنسورهایی مانند اثر هال به موتور جهت اندازه‌گیری شار نیز مسائل مشابهی مطرح می‌شود. علاوه بر این موارد، فاکتورهای متنوعی مثل دما، لرزه مکانیکی که ناشی از کارکرد موتور القایی می‌باشد نیز اثرات قابل ملاحظه‌ای روی سنسورها می‌گذارند. بنابراین برای ارتقاء عملکرد کلی سیستم، حذف سنسور و استفاده از آشکارسازها و روتگرهای حالت، نسبت به اندازه‌گیری‌های فیزیکی برتری دارند [۱]. یک روش اصلی برای حذف سنسورها استفاده از آشکارسازها و روتگرها است که بر اساس سرعت عمل فیلترها

به علت خصوصیات غیرخطی و متغیر با زمان موتورهای القایی طراحی درایو آنها کار بسیار پیچیده‌ای است. زمینه کاربرد کنترل راندمان بالا و تکنیک تخمین مرتبط با موتورهای القایی توسط بلاسچک در سال ۱۹۷۱ ابداع شد که به نام کنترل جهت‌دار میدان (FOC) شناخته می‌شود. برای ارتقای پاسخ دینامیکی و کاهش پیچیدگی شیوه FOC، تلاش‌های وسیعی صورت پذیرفته است، یکی از این دستاوردها، روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) که توسط تاکاهاشی در سال ۱۹۸۴ ارائه شده است، می‌باشد که به دلیل عملکرد دینامیک ارتقاء یافته و استراتژی کنترل ساده شده در مقایسه با شیوه FOC مورد توجه بالایی قرار گرفته است. با این حال هم FOC و هم DTC نیازمند شناسایی دقیق اندازه شار و موقعیت زاویه‌ای می‌باشند. در روش DTC به منظور نگه داشتن خطای گشتاور و شار در محدوده باند ثابت، بردار سویچ‌زنی بهینه و مناسب

$$B_k[i, j] = \frac{\partial f[i]}{\partial u[j]}(x_k, u_k, 0) \quad (6)$$

$$W_k[i, j] = \frac{\partial f[i]}{\partial w[j]}(x_k, u_k, 0) \quad (7)$$

$$C_k[i, j] = \frac{\partial c[i]}{\partial x[j]}(x_k, 0) \quad (8)$$

$$V_k[i, j] = \frac{\partial c[i]}{\partial v[j]}(x_k, 0) \quad (9)$$

حال با بدست آوردن این ضرایب، پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن به صورت زیر صورت می‌گیرد:

$$\hat{x}_{k+1}^- = A_{k+1}(\hat{x}_k, u_{k+1}) \cdot \hat{x}_k + B_{k+1}(\hat{x}_k, \hat{u}_{k+1}) \cdot u_{k+1} \quad (10)$$

$$P_{k+1}^- = A_{k+1}(\hat{x}_k, u_{k+1}) \cdot P_k \cdot A_{k+1}^T(\hat{x}_k, u_{k+1}) + B_{k+1}(\hat{x}_k, u_{k+1}) \cdot D_k \cdot B_{k+1}^T(\hat{x}_k, u_{k+1}) + W_{k+1} \cdot Q_k \cdot W_{k+1}^T \quad (11)$$

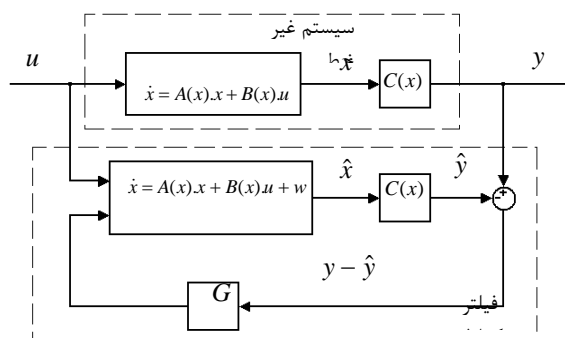
$$G_{k+1} = P_{k+1}^- \cdot C_{k+1}^T(\hat{x}_k) \cdot (C_{k+1}(\hat{x}_k) \cdot P_{k+1}^- \cdot C_{k+1}^T(\hat{x}_k) + V_{k+1}(\hat{x}_k) \cdot R_k \cdot V_{k+1}^T(\hat{x}_k))^{-1} \quad (12)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1}^- + G_{k+1} \cdot (y_{k+1} - C_{k+1}(\hat{x}_{k+1}^-) \cdot \hat{x}_{k+1}^-) \quad (13)$$

$$P_{k+1} = (I - G_{k+1} \cdot C_{k+1}(\hat{x}_{k+1}^-)) \cdot P_{k+1}^- \quad (14)$$

که در (۱۰) تا (۱۴):

Q_k : ماتریس کواریانس نویز سیستم، D : ماتریس کواریانس نویز سیگنال کنترل ورودی، P : ماتریس کواریانس خطای تخمین حالت، R_k : ماتریس کواریانس نویز خروجی، هستند. در این الگوریتم به‌زای مقادیر اولیه \hat{x}_0 و P_0 ، $k=0$ و (۱۰) و (۱۱) محاسبه می‌شوند، سپس مقادیر (۱۲) و (۱۳) و (۱۴) بدست می‌آیند و مجدداً (۱۰) و (۱۱) محاسبه شده و به‌همین ترتیب تکرار و حالت‌های سیستم تصحیح می‌شود [۸].



شکل ۱- شمای کلی نحوه کاربرد فیلتر کالمن

تکنیک تطبیق مرجع سیستم است که قادر هستند براساس اندازه‌گیری و اطلاعات جریان‌ها و ولتاژها تخمین پارامترهای مورد نیاز برای کنترل را انجام دهند. هرچقدر فیلتر توانا تر باشد، دقت و سرعت تخمین افزایش می‌یابد. طراحی آشکارساز، روینگر قابل اعتماد برای سیستم کاملاً غیرخطی [۲] مرتبه بالا، به دلیل اثر دما [۳] و پارامترهای وابسته فرکانس سیستم [۴] و تغییرات گشتاور و سرعت مشکل می‌باشد. جدیدترین تکنولوژی‌های رایج حلقه بسته که شار و سرعت را هم‌زمان تخمین می‌زنند از این قرارند، روینگر مد لغزشی (SMO) [۵]، روینگر تطبیقی شار (AFO) [۶]، روینگر لونبرگر توسعه یافته و فیلتر کالمن توسعه یافته (EKF). برخلاف شیوه‌های دیگر، عدم قطعیت مدل و غیرخطی بودن موتورهای القایی کاملاً مناسب ماهیت فیلتر کالمن توسعه یافته می‌باشد. فیلتر کالمن توسعه یافته توانایی تخمین برخط حالات را با سرعت و دقت بالا دارد که در این صورت شناسایی مستمر پارامترها در یک فاصله زمانی نسبتاً کوتاه میسر می‌شود. به‌همین دلیل فیلتر کالمن توسعه یافته علی‌رغم پیچیدگی محاسباتی آن، کاربرد وسیعی در کنترل بدون سنسور موتورهای القایی یافته است.

۲- فیلتر کالمن توسعه یافته

برای تخمین حالات سیستم غیرخطی از فیلتر کالمن توسعه یافته استفاده می‌شود، مقادیر اندازه‌گیری شده ورودی فیلتر کالمن نویزدار است. با فرض معادلات حالت سیستم غیرخطی به‌صورت زیر [۸] [۹]:

$$\dot{x} = f(x, u, w) \quad (1)$$

$$y = c(x, v) \quad (2)$$

که در (۱) و (۲)، w و v به ترتیب نویز پروسه که ناشی از مدل است و نویز اندازه‌گیری، u بردار ورودی کنترل، x حالات سیستم، y خروجی واقعی سیستم هستند، شمای کلی نحوه کاربرد فیلتر کالمن در شکل (۱) نشان داده شده است که در آن \hat{x} تخمین حالات و \hat{y} تخمین خروجی نویزدار است.

با گسسته‌سازی (۱) و (۲) توسط جایگذاری $x = (x_{k+1} - x_k)T^{-1}$

(۱) و (۲) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, w_k) \Rightarrow x_{k+1} = A_k \cdot x_k + B_k \cdot u_k + W_k \cdot w_k \quad (3)$$

$$y_k = c(x_k, v_k) \Rightarrow y_k = C_k \cdot x_k + V_k \cdot v_k \quad (4)$$

که در (۳) و (۴) ماتریس‌های ضرایب به صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$A_k[i, j] = \frac{\partial f[i]}{\partial x[j]}(x_k, u_k, 0) \quad (5)$$

۳- مدل دینامیکی موتور القایی

مدل دینامیکی موتور براساس معادلات دیفرانسیلی ماشین در مختصات $\alpha\beta$ شبیه سازی شده که به فرم زیر است. معادلات دیفرانسیلی ولتاژ استاتور:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (15)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (16)$$

معادلات دیفرانسیلی ولتاژ روتور:

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \quad (17)$$

$$u_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \quad (18)$$

و معادلات دیفرانسیلی شارهای پیوندی به صورت زیر هستند:

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (19)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (20)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (21)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (22)$$

گشتاور الکترومغناطیسی نیز به فرم زیر است:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (23)$$

که در (۱۵) الی (۲۳) پارامترها به صورت زیر تعریف می شوند:

α, β معرف محورهای دستگاه اند، $u_{s\alpha, \beta}$ مؤلفه های ولتاژ استاتور، $u_{r\alpha, \beta}$ مؤلفه های ولتاژ روتور، $i_{s\alpha, \beta}$ مؤلفه های جریان استاتور، $i_{r\alpha, \beta}$ مؤلفه های جریان روتور، $\psi_{s\alpha, \beta}$ مؤلفه های شار استاتور، $\psi_{r\alpha, \beta}$ مؤلفه های شار روتور، R_s و R_r به ترتیب مقاومت استاتور و روتور، L_s اندوکتانس فاز استاتور، L_r اندوکتانس فاز روتور و L_m اندوکتانس متقابل می باشد، P_p نیز تعداد جفت قطب موتور است.

۴- پیاده سازی الگوریتم فیلتر کالمن جهت تخمین

برای محاسبه ماتریس های فیلتر کالمن از معادلات حالت موتور در مرجع $\alpha\beta$ استفاده می شود، پس از ساده سازی شش معادله دیفرانسیل شامل (۱۵) الی (۱۸)، (۲۳) و رابطه تعادل مکانیکی محور و استفاده از روابط (۱۹) و (۲۲)، شش معادلات دیفرانسیلی موتور برحسب شش متغیر حالات موتور مطابق با تعاریف (۱) و (۲) به صورت (۲۴) و (۲۵) بدست می آیند:

(۲۴)

$$\dot{\underline{x}} = f(\underline{x}, \underline{u}) = \begin{bmatrix} (-a_1 R_s - L_s a_1 a_2) i_{s\alpha} - P_p \omega_r i_{s\beta} + a_1 a_2 \psi_{s\alpha} - P_p a_2 \omega_r \psi_{s\beta} + a_1 u_{s\alpha} \\ P_p \omega_r i_{s\alpha} + (-a_1 R_s - L_s a_1 a_2) i_{s\beta} + P_p a_2 \omega_r \psi_{s\alpha} + a_1 a_2 \psi_{s\beta} + a_2 u_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} + u_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} + u_{s\beta} \\ -(1.5 P_p / J_L) \psi_{s\beta} i_{s\alpha} + (1.5 P_p / J_L) \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - T_L / J_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\underline{y} = c(\underline{x}) = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (25)$$

که در (۲۴) و (۲۵):

$$\underline{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta} \quad \omega_r \quad T_L]^T \quad (26)$$

$$a_1 = \frac{1}{L_s - L_m^2 / L_r'} \quad (27)$$

$$a_2 = R_r' / L_r' \quad (28)$$

و T زمان نمونه برداری، T_L گشتاور بار و J_L ممان اینرسی می باشد. پس از گسسته سازی، ماتریس های ضرایب به صورت زیر می شوند:

$$A_k = \begin{bmatrix} (1 - T a_1 R_s - T L_s a_1 a_2) & -T P_p \omega_r & T a_1 a_2 & -T P_p a_2 \omega_r & 0 & 0 \\ T P_p \omega_r & (1 - T a_1 R_s - T L_s a_1 a_2) & T P_p a_2 \omega_r & T a_1 a_2 & 0 & 0 \\ -T R_s & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T R_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -T (1.5 P_p / J_L) \psi_{s\beta} & T (1.5 P_p / J_L) \psi_{s\alpha} & 0 & 0 & 1 & -T / J_L \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$B_k = \begin{bmatrix} T a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (30)$$

$$C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

در (۱۱) و (۱۲) به صورت (۳۲) و (۳۳) تغییر متغیر می دهیم:

$$\underline{W}_{k+1} \cdot \underline{Q}_k \cdot \underline{W}_{k+1}^T = \underline{Q} \quad (32)$$

$$\underline{V}_{k+1}(\hat{\underline{x}}_k) \cdot \underline{R}_k \cdot \underline{V}_{k+1}^T(\hat{\underline{x}}_k) = \underline{R} \quad (33)$$

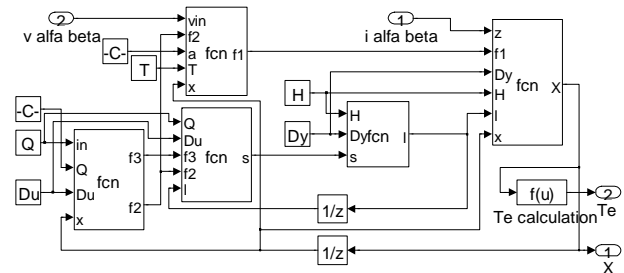
حال می توان معادلات ماشین را به فرم کلی لازم برای فیلتر کالمن توسعه یافته نوشت [۱۰]:

کالمن توسعه یافته می‌باشد و شمای درون آن در شکل (۲) نشان داده شد. به مقدار اندازه‌گیری شده جریان ورودی این بلوک یک نویز گوسی به منظور نشان دادن نویز اندازه‌گیری اضافه شده است. مدل موتور نیز براساس (۱۵) الی (۲۳) شبیه‌سازی شده، مشخصات موتورهای استفاده شده در جدول (۱) آورده شده است. در شکل (۴-الف) مقدار واقعی مؤلفه d شار استاتور، در شکل (۴-ب) مقدار تخمین زده شده آن و در شکل (۴-ج) خطای تخمین ارائه شده‌اند. شکل (۵-الف) نیز مقدار واقعی مؤلفه q شار استاتور، شکل (۵-ب) مقدار تخمین زده شده آن و شکل (۵-ج) خطای تخمین را نشان می‌دهند. در شکل (۶-الف) مقدار سرعت مرجع، سرعت موتور و مقدار تخمین زده شده آن آورده شده است و شکل (۶-ب) خطای تخمین را نشان می‌دهد. شکل (۷-الف) نیز نشان دهنده گشتاور بار اعمال شده به موتور و مقدار تخمین زده شده آن می‌باشد، خطای تخمین گشتاور بار نیز در شکل (۷-ب) آورده شده است. از شکل‌های (۴-ج) و (۵-ج) مشاهده می‌شود که خطای تخمین شار کمتر از 0.01 ولت. ثانیه است و مقدار خطای سرعت نیز حدود یک دور در دقیقه می‌باشد که در شکل (۶-ب) نشان داده شده است و جهش‌ها فقط مربوط به لحظه تغییر ناگهانی است. این منحنی با دقت بیشتر در شکل (۷) مشخص شده است.

$$\underline{x}_{k+1} = \underline{A}_k \cdot \underline{x}_k + \underline{B}_k \cdot \underline{u}_k + \underline{w} \quad (34)$$

$$\underline{y}_k = \underline{C}_k \cdot \underline{x}_k + \underline{v}_k \quad (35)$$

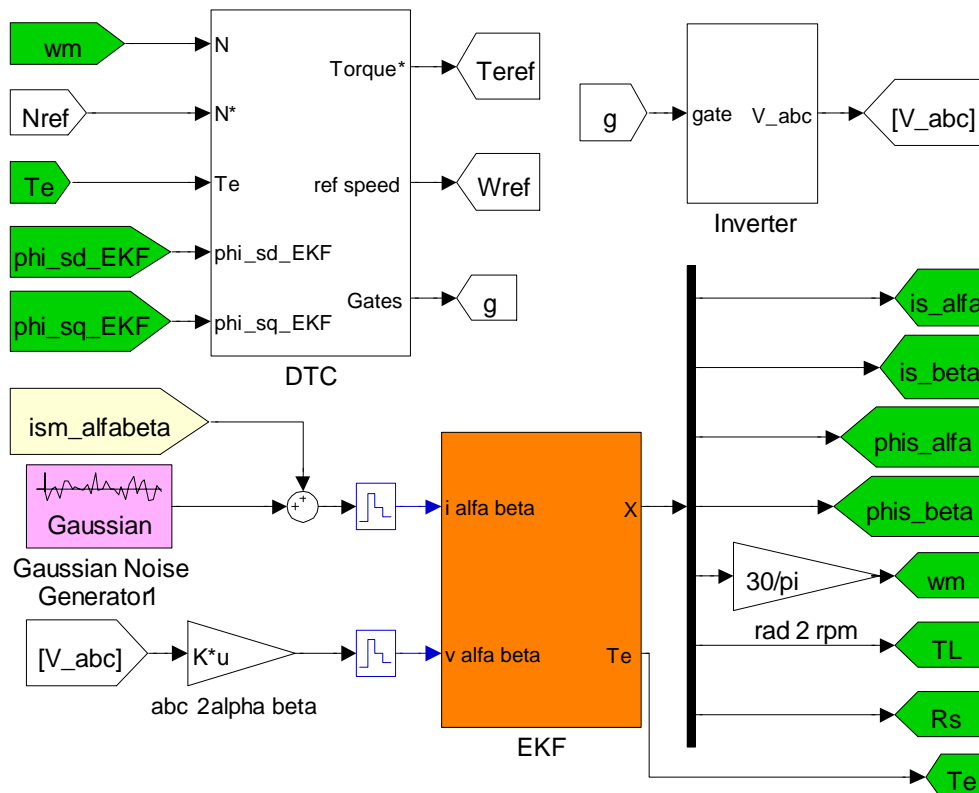
دیگرام بلوکی شبیه‌سازی این الگوریتم در سیمولینک نرم‌افزار مطلب در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل ۲- دیگرام بلوکی شبیه‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن

۵- شبیه‌سازی و نتایج آن

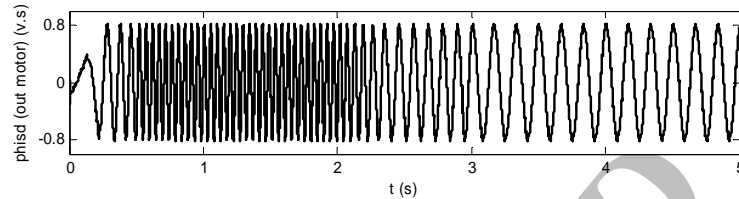
شکل (۳) شمای کلی شبیه‌سازی در ایو را نشان می‌دهد که شامل چند بلوک اصلی است. بلوک DTC که براساس مقادیر تخمین زده شده مؤلفه‌های شار و سرعت موتور و نیز گشتاور الکتریکی ساخته شده از روی این مقادیر، بردار کلیدزنی مناسب برای اعمال به اینورتر را ایجاد می‌کند. بلوک EKF که پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر



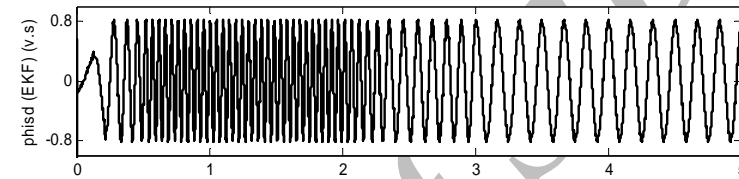
شکل ۳- شمای کلی شبیه‌سازی در ایو

جدول ۱- مشخصات موتور القایی سه فازه شبیه سازی شده

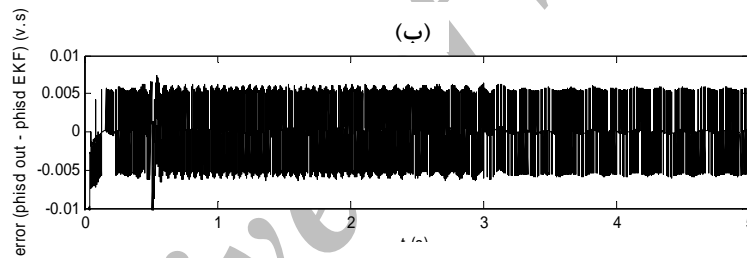
V_N V	f_s Hz	P_N kw	w_N rpm	T_{LN} N.m	R_{sN} Ω	R'_{rN} Ω	L_s H	L'_r H	L_m H	J_L kg.m ²	P_p	β_L Nm/(rad/s)	موتور
۴۶۰	۶۰	۳	۱۴۳۰	۲۰	۲/۲۸۳	۲/۱۳۳	۰/۲۳	۰/۲۳	۰/۲۲	۰/۰۰۵	۲	۰/۰۰۱	۱
۳۸۰	۵۰	۱/۵	۱۴۲۰	۱۰	۴/۸۵	۳/۸۰۵	۰/۲۷۴	۰/۲۷۴	۰/۲۵۸	۰/۰۳۱	۲	۰/۰۰۱۱۳۶	۲



(الف)

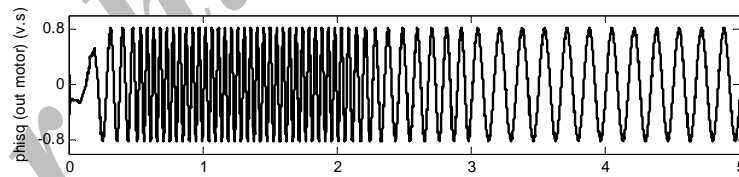


(ب)

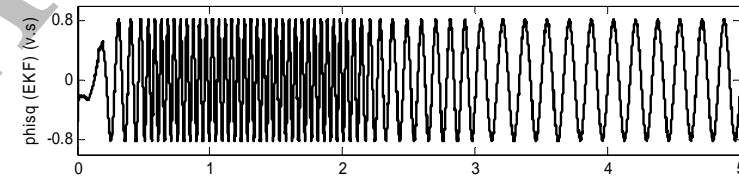


(ج)

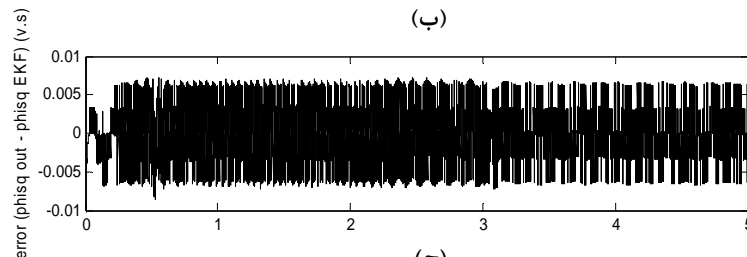
شکل ۴- الف) مقدار واقعی، ب) تخمینی و ج) مقدار خطای تخمین مؤلفه d شار استاتور (موتور ۱)



(الف)

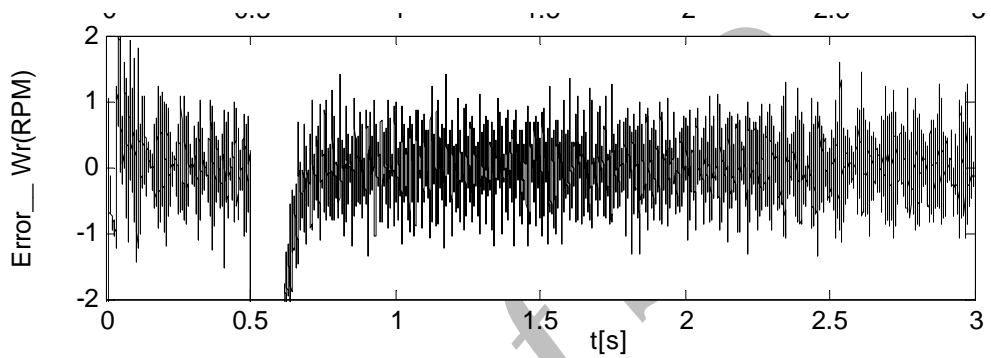
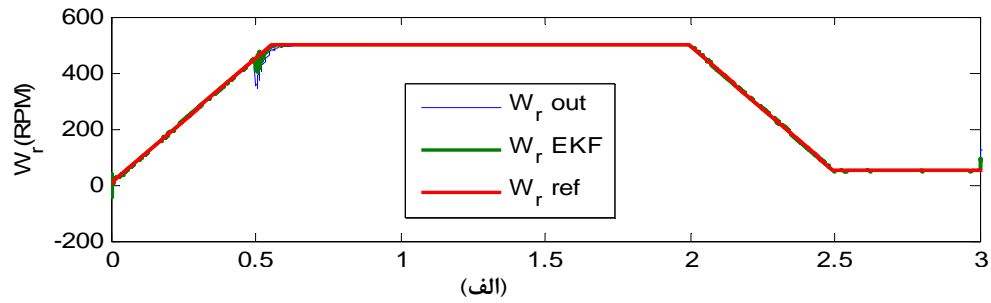


(ب)

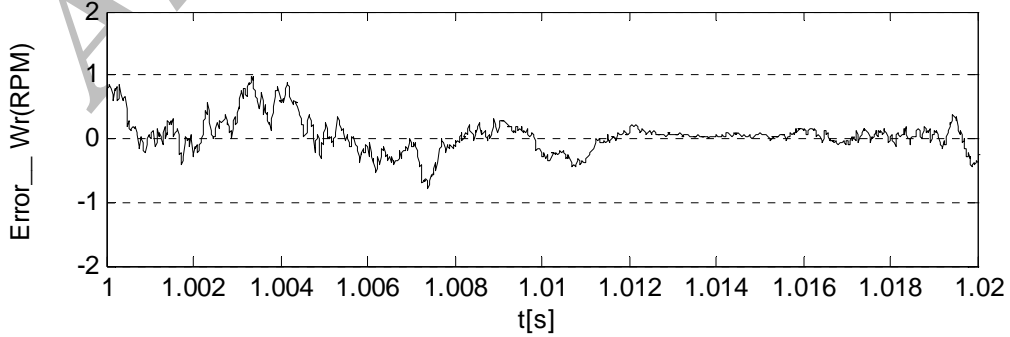
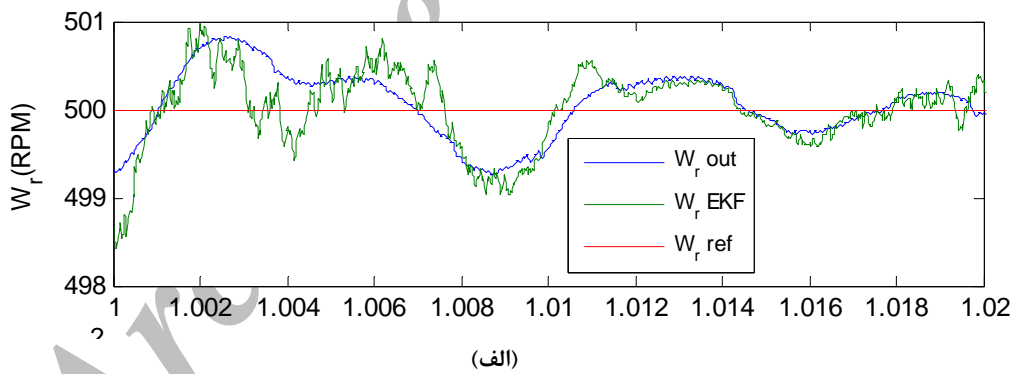


(ج)

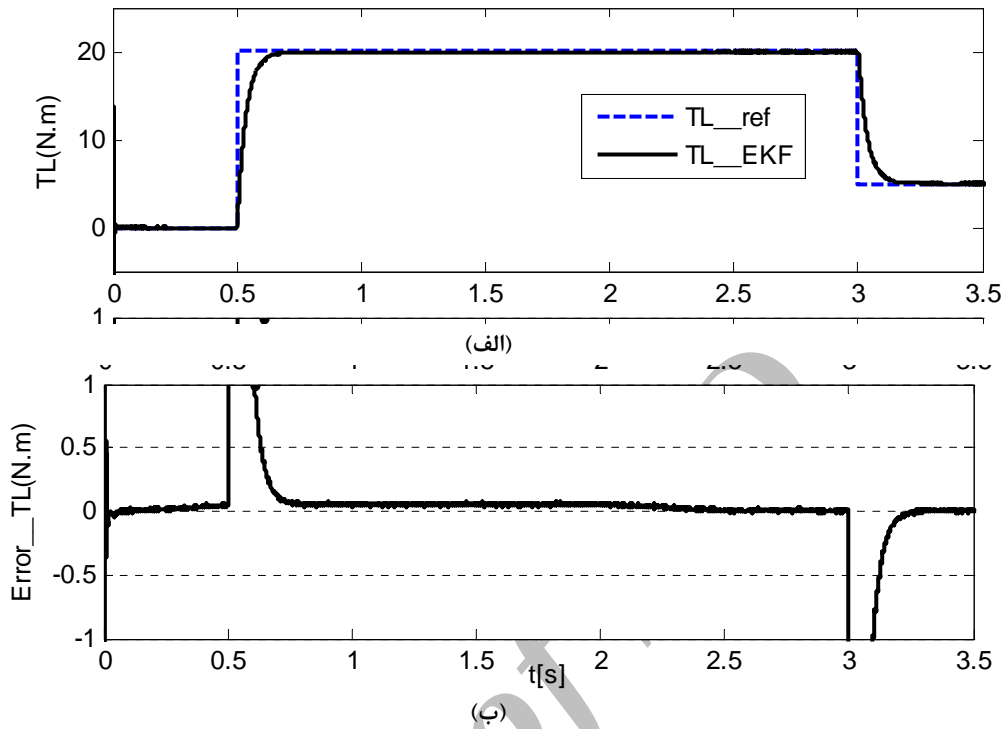
شکل ۵- الف) مقدار واقعی، ب) تخمینی و ج) مقدار خطای تخمین مؤلفه q شار استاتور (موتور ۱)



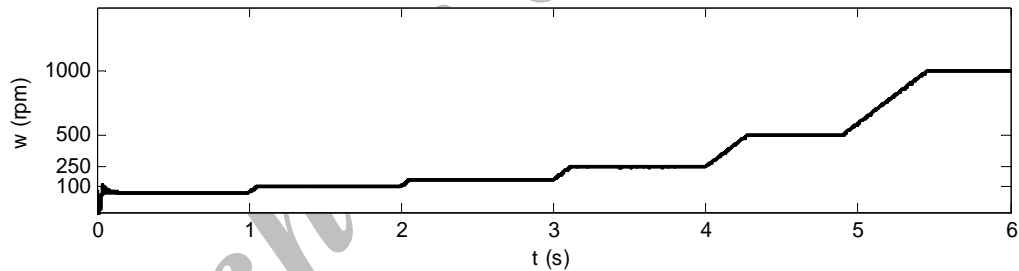
شکل ۶- برای موتور ۱، الف) مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و ب) خطای تخمین



شکل ۷- برای موتور ۱، الف) مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و ب) خطای تخمین



شکل ۸- برای موتور ۱، الف) مقادیر واقعی و تخمین زده شده گشتاور بار و ب) خطای تخمین



شکل ۹- برای موتور ۱، سرعت مرجع، سرعت واقعی و سرعت تخمین زده شده.

جدول ۲- درصد خطای تخمین و خطای تعقیب تحت بار نامی برای موتور ۱

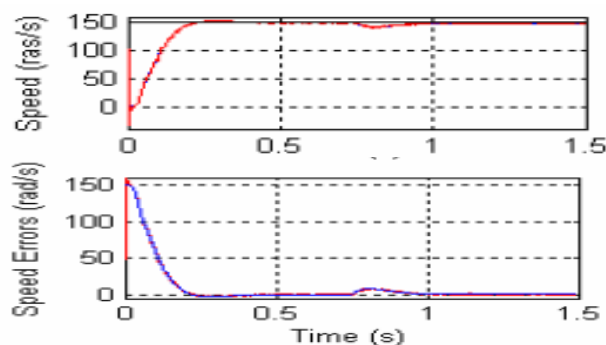
سرعت (rpm)						
۱۰۰۰	۵۰۰	۲۵۰	۱۵۰	۱۰۰	۵۰	
۰/۲	۰/۲۵	۰/۷	۱/۲	۱/۸	۴	$\text{درصد خطای تخمین سرعت} = \frac{\omega_{out} - \omega_{est}}{\omega_{out}} \times 100$
۰/۲	۰/۲۲	۰/۶	۱	۱/۵	۳/۵	$\text{درصد خطای تعقیب} = \frac{\omega_{ref} - \omega_{out}}{\omega_{ref}} \times 100$

نامی برای چند سرعت مرجع دیگر که در شکل (۹) مشخص شده‌اند در جدول (۲) ارائه شده‌است که نشان‌دهنده دقت الگوریتم این مقاله است. در سرعت‌های بیشتر دقت تخمین و تعقیب نیز بیشتر است. نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی روش این مقاله با نتایج سایر منابع مقایسه می‌شود البته با وجودی که مشخصه‌های کم اهمیت این

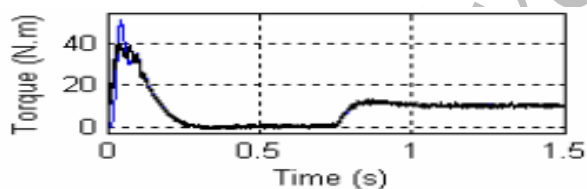
در اینجا ω_{out} سرعت خروجی و ω_{est} سرعت تخمین زده شده و ω_{ref} سرعت مرجع است.

با توجه به شکل (۸-ب) مشاهده می‌شود که خطای تخمین گشتاور بار ۰/۰۵ نیوتن‌متر است. البته جهش منحنی مربوط به زمان جهش منحنی مطلوب است. نتایج تعقیب و تخمین سرعت تحت بار

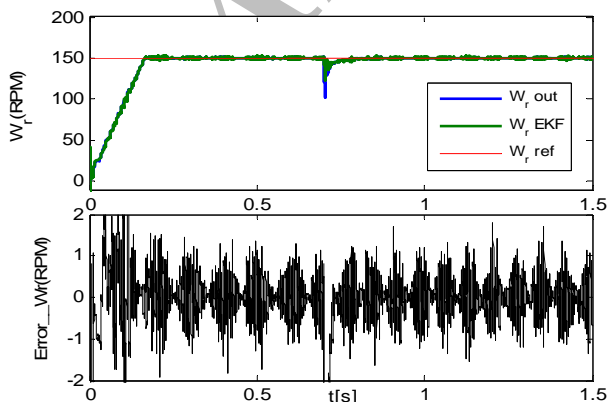
شده است. ثالثاً در یک مورد دیگر که منبع [۱۱] است و اطلاعات کامل موتور ۲ در آن مقاله وجود داشت مجدداً تست‌ها تکرار شد و نتایج مقایسه می‌شود و مشخص می‌شود عملکرد روش این مقاله که از فیلتر کالمن توسعه یافته برای تخمین حالات موتور القایی که سیستمی غیرخطی است استفاده می‌کند مناسب‌تر می‌باشد. در منبع [۱۱] برای موتور ۲ یک تست انجام شده که در آن موتور بدون بار روشن و پس از 0.7 ثانیه یک گشتاور پله 10 [N.m] به محور موتور اعمال شده است و سرعت مطلوب طی شدن سرعت پله 150 [rpm] از زمان صفر بوده است.



شکل ۱۲- الف) مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و ب) خطای تخمین موتور ۲ از منبع [۱۱]

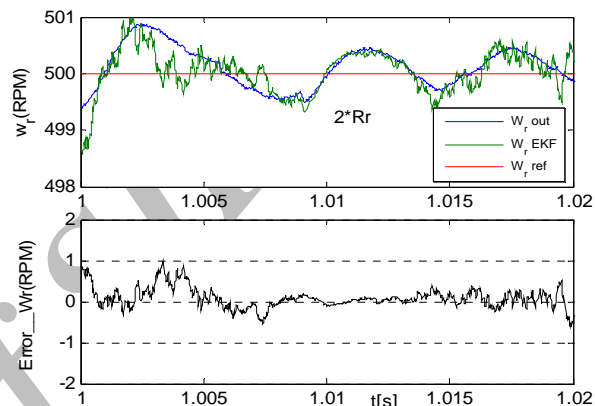


شکل ۱۳- مقادیر واقعی و تخمین زده شده گشتاور بار موتور ۲ از منبع [۱۱]

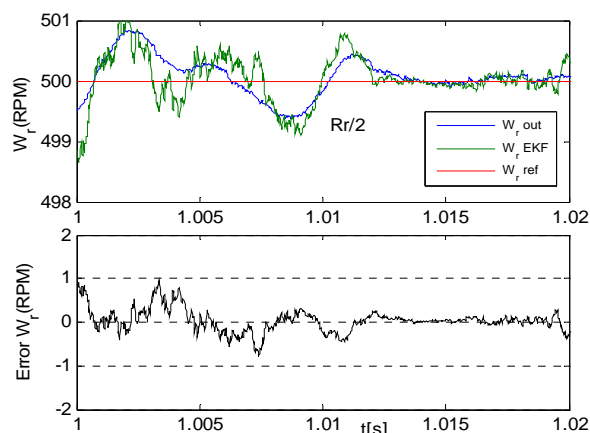


شکل ۱۴- به ترتیب مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و خطای تخمین برای موتور ۲

موتورهای تمامی این منابع با هم متفاوت است اما تست تمام این موتورها برای سرعت کم است. لازم به توضیح است الگوریتم این مقاله مستقل از مشخصه‌های موتور است و فقط برای هر موتور جدید بایستی ابتدا مقادیر قطر ماتریس Q را اصلاح نمود. در شکل زیر برای نمونه همان شکل (۷) برای مقاومت روتور دو برابر و نصف در اشکال (۱۰) و (۱۱) رسم شد که تأثیری در دقت عمل ندارد.



شکل ۱۰- برای موتور ۱، در بالا مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و در زیر خطای تخمین برای 2^*Rr



شکل ۱۱- برای موتور ۱، در بالا مقادیر مرجع، واقعی و تخمین زده شده سرعت موتور و در زیر خطای تخمین برای $Rr/2$

البته اگر یکی از پارامترهای موتور در حین کار و به میزان زیاد متغیر باشد روش این مقاله این قابلیت را دارد که تخمین آن پارامتر نیز انجام شود تا نسبت به این تغییرات مقاوم شود در این صورت ابعاد ماتریس‌ها یک مرتبه بزرگتر می‌شود. در اینجا اولاً تمامی مقایسه‌ها با مقالات است که به کنترل سرعت موتورهای در سرعت کم اختصاص دارند (نه صرفاً موتور کم سرعت) ثانیاً موتور انتخابی عیناً مشابه موتور یکی از مقالات است که با موتور ۱ مشخص

موتور این موتور برای سرعت‌های کم شبیه‌سازی و تست شده است. نتایج شبیه‌سازی برای سرعت $10 [rpm]$ و بدون اعمال نویز، خطایی حدود $16/6\%$ را نشان می‌دهد و برای $120 [rpm]$ خطای حدود 5% دارد که نامطلوب‌تر از روش این مقاله است. در $15 [rpm]$ کنترل سرعت DTC برای موتور القایی خیلی نزدیک به موتور 2 با توان $1/1 [kw]$ در سرعت $150 [rpm]$ طراحی نموده که ریبیل گشتاور آن 142% است سپس همین متد DTC را به‌روش شبکه‌های عصبی فازی ارتقاء داده و توانسته است ریبیل گشتاور را به 57% کاهش دهد سپس ضرایب کنترل‌کننده را با روش الگوریتم ژنتیک بهینه نموده و ریبیل گشتاور به 38% رسیده است و بازهم نتایج این مقاله مطلوب‌تر است.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش جدیدی برای پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته برای کنترل سرعت موتور القایی بیان شد که قادر است تمام کمیت‌ها را تخمین بزند و به این طریق اثر نویز و اختلال ناشی از ساختار و نمونه‌گیری‌های جریان و ولتاژ در تمام کمیت‌ها حذف می‌شود. از نتایج شبیه‌سازی ملاحظه شد الگوریتم ارائه شده در این مقاله با وجود نمونه‌گیری‌های آلوده به نویز، مقادیر کمیت‌ها را با دقت بسیار مناسبی تخمین می‌زند. فیلتر کالمن توسعه یافته ارائه شده از سرعت مناسبی برای تخمین برخط کمیت‌ها برخوردار است. از جمله محاسن این روش می‌توان به سرعت بالا و دقت بسیار مناسب آن اشاره کرد.

۷- ضمائم

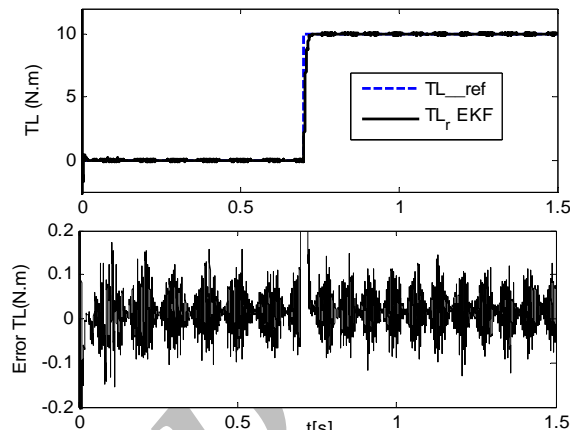
۷-۱- تعریف کلمات مخفف انگلیسی بکار رفته در متن

DTC	Direct Torque Control
FOC	Field Oriented Control
SMO	Sliding Mode Observer
AFO	Adaptive Flux Observer
EKF	Extended Kalman Filter

۷-۲- مقادیر ماتریس‌های فیلتر کالمن

ماتریس کواریانس نویز سیستم

$$Q = \begin{bmatrix} 1e^{-16} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e^{-16} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1e^{-18} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1e^{-18} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5e^{-7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1e^{-9} \end{bmatrix}$$



شکل ۱۵- به ترتیب مقادیر واقعی و تخمین زده شده گشتاور بار و خطای تخمین برای موتور ۲

در شکل (۱۲-الف) سرعت مطلوب و واقعی مشخص است و در شکل (۱۲-ب) خطای تعقیب رسم شده است. این خطا پس از راه اندازی مقدار خوبی و در حد نتایج این مقاله است که در شکل (۱۴) رسم شده است. اما از مقایسه منحنی گشتاور از منبع [۱۱] از شکل (۱۳) با نتایج این مقاله در شکل (۱۵) به امتیاز این مقاله در تعقیب مناسب و حذف ریبیل‌ها مشخص می‌شود.

در [۱۲] یکی از روش‌های پیشرفته جهت بهبود کنترل سرعت موتور آسنکرون در سرعت کم و براساس متد DTC و با استفاده از تکنیک فازی ارائه شده است. اشکال اصلی این روش در نظرنگرفتن خطای اندازه‌گیری و مدل موتور است. در این مقاله برای موتور $1440 [rpm]$ و با گشتاور نامی $2/5 [N.m]$ توانسته اند به حالتی برسند که ماکزیمم ریبیل گشتاور موتور در سرعت $150 [rpm]$ برابر $0/6 [N.m]$ است که معادل 24% گشتاور کل است. اما در روش پیشنهادی مقاله ما علاوه بر منظورکردن خطای اندازه‌گیری جریان و ولتاژ موتور و ساختاری، مقدار ریبیل $0/3\%$ است. که بسیار بهتر است. همچنین تعقیب منحنی سرعت مطلوب به خوبی و با دقت زیاد در این مقاله انجام می‌شود و حتی در گوشه‌های تیز منحنی مطلوب که در مقاله مذکور دارای فراجش قابل ملاحظه‌ای وجود دارد در روش این مقاله وضعیت بسیار برتر است. دلیل وجود این امتیازها استفاده از رویکرد قوی است که براساس فیلتر قوی همچون فیلتر کالمن به وجود آمده است. در [۱۳] روش مدرنی برای کنترل سرعت بدون سنسور موتور آسنکرون براساس رویکرد لئونبرگر ارائه شده است مشخصه موتور وجود ندارد اما سرعت $150 [rpm]$ تست شده است که دقت خوبی دارد اما فراجش‌های سرعت زیادی دارد. در [۱۴] روش کنترل از هم جدا بدون سنسور برای موتور القایی براساس فیدبک خطی‌ساز ارائه شده است و بدون ذکر اطلاعات

Conference on Power System, Lisbon, Portugal, pp. 282, 22 - 24 September 2006.

- [12] D. Jinlian, Tu. Li; **“Improvement of Direct Torque Control Low-speed Performance by Using Fuzzy Logic Technique”** Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Luoyang, China, 25 - 28 June 2006.
- [13] B.H. Mouna, S. Lassaad; **“Speed Sensorless Indirect Stator Field Oriented Control of Induction Motor Based On Luenberger Observer”**, IEEE Industrial Electronics, Montreal, Quebec, pp. 9 - 12, Canada, July 2006.
- [14] Cheng-Hung, Tsai, Hung-Ching, Lu; **“Sensorless Decoupling Control of Induction Motors Based on Feedback Linearization”**, International Conference on Intelligent Engineering Systems, pp. 207 - 212, 2006.
- [15] Cheng-Zhi, Cao, Guang-Hua, Wei, Qedong-Zhang AND Xin, Wang; **“Optimization Design of Fuzzy Neural Network Controller In Direct Torque Control System”** Proceedings of the Third International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Shanghai, pp. 26 - 29, August 2004.

ماتریس کواریانس تخمین حالتها

$$P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

۸-مراجع

- [1] M. Barut, S. Bogosyan, M. Gokasan; **“Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, pp. 620 - 632, February 2008.
- [2] D.E. Bogard, G. Olsson, R.D. Lorenz; **“Accuracy Issues for Parameter Estimation of Field Oriented Induction Machine Drives”**, IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 31, No. 4, pp. 795 - 801, July-August 1995.
- [3] E. Akin, B. Ertan, Y. Üçtug; **“A Method for Stator Resistance Measurement Suitable for Vector Control”**, IEEE-IECON'94 Annual Meeting, Vol. 3, pp. 2122-2126, Bologna Italy, 1994.
- [4] H. Kabbaj, X. Roboam; **“Skin Effect Characterization induction Machine”**, IEEE Industrial Electronics Annual Meeting, Vol. 2, pp. 532 - 536, 1997.
- [5] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg; **“Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: a Sliding-mode Approach”**, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 40, No. 2, pp. 582 - 590, March-April 2004.
- [6] K.B. Lee, J.H. Song, I. Choy, J.Y. Choi; **“An Observer-based DTC of Induction Motors Driven by 3-level Inverter for Improving Low Speed Operation”**, IEE- Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 170 - 175, London, 2000.
- [7] M. Barut, S. Bogosyan **“Sensorless Sliding Mode Position Control of Induction Motors Using Braided Extended Kalman Filters”** IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997, pp. 2268 - 2273.
- [8] Ch.K. Chui, G. Chen; **“Kalman Filtering With Real Time Application”**, Fourth Edition, Springer, Printed in Germany, 2009.
- [9] G. Welch, G. Bishop, **“An Introduction to the Kalman Filter”**, University of North Chapel Hill, Department of Computer Science, NC 27599-3175.
- [10] A. Qiu, B. Wu; **“Sensorless Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter”**, IEEE Transaction, Vol. 4, pp. 1557 - 1562, May 2004.
- [11] K. Yazid, R. Ibtouen, O. Touhami, M. Fadel, **“Application of EKF to Parameters Estimation for Speed ensorless and Neural Network Control of an Induction Motor”** 6th International