کنترل سرعت بدون حسگر محرکه SPIM با تخمین بهنگام مقاومت روتور با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته

سید حمید شاه عالمی[۱] حمزه خاندوزی[۲]

۱- استادیار- گروه برق دانشکده فنی- دانشگاه گیلان-رشت- ایران

shahalami@guilan.ac.ir

۲- دانش‌آموخته کارشناسی ارشد- گروه برق دانشکده فنی- دانشگاه گیلان-رشت- ایران

khandouzi@gmail.com

چکیده:موتورهای تکفاز از جمله پرکاربردترین موتورها در قدرت‌های کسر اسب بخار هستند. این نوع از موتور ها به طور گسترده در مصارف خانگی استفاده می‌شوند و بخش بزرگی از مصارف خانگی را به خود اختصاص داده‌اند. در گذشته این موتورها در سرعت‌های ثابت بکار گرفته می شدند. با گذشت زمان نیاز به کنترل سرعت در این موتورها حس شده بطوریکه بخش قابل توجهی از مقاله های تحقیقاتی را بخود اختصاص داده‌اند. کنترل بدون حسگر موتورهای تکفاز به دلایل مکانیکی و اقتصادی مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. در این مقاله با استفاده از روش کنترل برداری با جهت دهی شار روتور سرعت موتور کنترل می شود و روش جدیدی مبتنی بر الگوریتم فیلترکالمن تعمیم یافته برای تخمین سرعت موتور القایی تکفاز تحت تخمین بر-خط مقاومت روتور با اعمال نویزهای اندازه گیری معرفی شده است. نتایج شبیه سازی صحت و درستی روش معرفی شده را با اعمال تغییرات در مقاومت روتور تحت اعمال نویزهای اندازه گیری نشان می دهد.

واژه‌های کلیدی: موتور آسنکرون تکفاز، SPIM، کنترل برداری شار روتور، تخمین سرعت، فیلتر کالمن تعمیم یافته،EKF، تخمین آنلاین مقاومت روتور، نویز اندازه‌گیری

تاریخ ارسال مقاله ۱۳۹۷/۸/۱۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله:۱۳۹۸/۰۴/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله : ۱۳۹۸/۵/۲۶

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر سید حمید شاه عالمی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران، رشت، بزرگراه خلیج فارس، دانشگاه گیلان، دانشکده‌ی مهندسی، گروه برق

۱- مقدمه

موتورهای القایی تکفاز (SPIM[1]) از جمله پرکاربردترین موتورها در قدرت‌های کسر اسب بخار هستند. این نوع موتورها به وفور در مصارف خانگی یافت می‌شوند و بخش قابل توجهی از مصارف خانگی به این نوع موتورها اختصاص دارد. موتورهای تکفاز در حقیقت یک موتور دوفاز نامتقارن هستند که علت این عدم تقارن برابر نبودن تعداد دورهای سیم پیچ اصلی و کمکی استاتور هستند. موتورهای تکفاز در گذشته در سرعت‌های ثابت مورد استفاده قرار می‌گرفتند.

با پیشرفت میکروکنترلرها و مبدل‌های الکترونیک قدرت گرایش به سمت کنترل سرعت این نوع موتورها شکل گرفت واز این رو توسعه انواع روش‌های کنترلی شامل کنترل گشتاور و شار این نوع موتورها معرفی شده است.

روش کنترل برداری از جمله پرکاربردترین روش‌ها در این عرصه است. در ابتدا از سنسورهای الکترومکانیکی برای بدست آوردن سرعت موتور استفاده می‌شد. در ادامه به دلایل فنی و اقتصادی از تخمین‌گرهای سرعت، به منظور حذف سنسورهای الکترومکانیکی استفاده‌شد.

در [۳] تا [۶] کنترل برداری موتور القایی تکفاز با سنسور سرعت مورد بررسی قرار گرفته‌است، که در آن‌ها از تکنیک‌های انتقال به قاب‌های مختلف برای به حداقل رساندن عدم تقارن موتور استفاده شده است. در این روش‌ها با تغذیه نامتقارن موتور القایی تکفاز ریپل گشتاور به حداقل مقدار رسیده‌است.

در مراجع [۷]، [۸] و [۱۱] روش‌های تخمین سرعت بر مبنای مدل موتور و اندازه‌گیری ولتاژها و جریان‌های استاتور معرفی شده‌است. از آنجا که پارامترهای موتور در حین کار در اثر داغ شدن تغییر می‌کنند این روش‌ها در عمل دارای خطا بوده، همچنین این روش‌ها به دلیل در نظر نگرفتن نویزهای حاصل از اندازه‌گیری عملا دارای دقت بالایی نخواهندبود و یا نیازمند حسگرهای اندازه‌گیری با دقت بالا و قیمت بالاتر خواهندبود. در [۱۰] تخمین سرعت موتور القایی تکفاز با تخمین آنلاین مقاومت استاتور معرفی شده‌است. از آنجا که تغییرات مقاومت روتور چشمگیرتر از تغییرات مقاومت استاتور است و همچنین تاثیر بیشتری بر سرعت موتور دارد، نیاز به تخمین آنلاین مقاومت روتور حس می‌شود.

در [۱۲] از دو روئیت گر به منظور تخمین شارهای روتور و سرعت موتور با اندازه‌گیری ولتاژها و جریان‌های استاتور معرفی شده‌است. در [۹] تخمین سرعت موتور فقط مبتنی بر اندازه‌گیری جریان های استاتور است. تخمین سرعت به کمک الگوریتم‌های MRAS[2]، وSMC[3]-MRAS به ترتیب در [۱۵] و [۱۶] ارائه شده‌است.

در [۱] روشی برای تخمین راکتانس مدل کلاسیک ژنراتور ارائه شده و پارامترهای الکترومکانیکی ژنراتور مانند ثابت اینرسی با استفاده از روش فیلترکالمن تخمین زده‌می‌شود. در[۲] روشی، با استفاده از ساده‌سازی‌های منطقی، برای تخمین پارامترهای ولتاژ و جریان خط با دقت مطلوب توسط فیلتر کالمن پیشنهاد شده‌است.. در [۱۳] و [۱۴] تخمین سرعت موتور از طریق الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته برای موتورهای سه فاز مورد بررسی قرارگرفته است. با اعمال تغییرات مناسب به این روش‌ها می‌توان از آن در تخمین سرعت موتور القایی تکفاز بهره جست.

در این مقاله از الگوریتم کنترل برداری گفته شده در [۷] به منظور به حداقل رساندن عدم تقارن موتور القایی تکفاز استفاده شده‌است. در روش پیشنهاد شده سرعت موتور از طریق الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته با در نظر گرفتن جریان‌ها و شارهای استاتور، سرعت موتور، گشتاور بار و مقاومت روتور به عنوان متغیرهای حالت، در حالت گسسته تخمین زده می‌شود. از آنجا که مقاومت روتور به صورت آنلاین تخمین زده می‌شود، تغییرات مقاومت روتور در اثر گرم شدن تاثیری در سرعت تخمینی نخواهدداشت. همچنین به دلیل نویزگیربودن الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته، نویزهای حاصل از اندازه‌گیری تاثیر چشمگیری در سرعت تخمینی ندارند.

۲- معرفی مدل ماشین آسنکرون تکفاز و روش کنترل برداری شار روتوری

معادلات دینامیکی که مدل ماشین را توصیف می‌کنند طبق روابط (۱) تا (۴) در دستگاه قاب مرجع ساکن بیان شده‌است[۷].

$$\begin{bmatrix} v_{sa}^{s} \\ v_{sb}^{'s} \\ v_{ra}^{'s} \\ v_{rb}^{'s} \end{bmatrix} = diag\left[R_{sa}, R_{sb}^{'}, R_{r}^{'}, R_{r}^{'}\right] \begin{bmatrix} i_{sa}^{s} \\ i_{sb}^{'s} \\ i_{ra}^{'s} \\ i_{rb}^{'s} \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}} \begin{bmatrix} \lambda_{sa}^{s} \\ \lambda_{sb}^{'s} \\ \lambda_{ra}^{'s} \\ \lambda_{rb}^{'s} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \lambda_{rb}^{'s} \\ -\lambda_{ra}^{'s} \end{bmatrix} \quad (۱)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sa}^{s} \\ \lambda_{sb}^{'s} \\ \lambda_{ra}^{'s} \\ \lambda_{rb}^{'s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & 0 & L_{mas} & 0 \\ 0 & L_{bs}^{'} & 0 & L_{mas} \\ L_{mas} & 0 & L_{r}^{'} & 0 \\ 0 & L_{mas} & 0 & L_{r}^{'} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa}^{s} \\ i_{sb}^{'s} \\ i_{ra}^{'s} \\ i_{rb}^{'s} \end{bmatrix} \quad (۲)$$

$$T_e = \frac{P}{2} L_{mas}\left(i_{sb}^{'s} i_{ra}^{'s} - i_{sa}^{'s} i_{rb}^{'s}\right) \quad (۳)$$

$$P\left(T_e - T_l\right) = \mathrm{J}\frac{\mathrm{d}w_r}{\mathrm{dt}} + \mathrm{F}\omega_r \quad (۴)$$

که در آن $v_{sa}^{s}, v_{sb}^{'s}, v_{ra}^{'s}, v_{rb}^{'s}$ و $i_{sa}^{s}, i_{sb}^{'s}, i_{ra}^{'s}, i_{rb}^{'s}$ و $\lambda_{sa}^{s}, \lambda_{sb}^{'s}, \lambda_{ra}^{'s}, \lambda_{rb}^{'s}$ به ترتیب ولتاژها، جریان‌ها و شارهای استاتور و روتور مربوط به دو سیم پیچ کمکی و اصلی هستند که همگی به سیم پیچ کمکی استاتور ارجاع شده‌اند. $R_{sa}, R_{sb}^{'}, R_{r}^{'}$ به ترتیب مقاومت‌های سیم پیچ کمکی استاتور و مقاومت سیم پیچ اصلی استاتور ارجاع شده به سیم‌پیچ کمکی استاتور و مقاومت روتور ارجاع شده به سیم پیچ کمکی استاتور هستند. L_{as} اندوکتانس خودی سیم‌پیچ کمکی استاتور $L_{sb}^{'}$ اندوکتانس خودی سیم‌پیچ‌اصلی استاتور ارجاع شده به سیم‌پیچ کمکی استاتور، L_{mas}اندوکتانس متقابل بین سیم پیچ کمکی استاتور وروتور. T_l, T_e, ω_r به ترتیب سرعت ماشین و گشتاور الکترومغناطیسی و گشتاور بار ماشین هستند. J، P و F به ترتیب تعداد زوج قطب، ثابت اینرسی و ضریب اصطکاک هستند.

این معادله ها مشابه معادله های یک موتور دو فاز نامتقارن هستند که در اینجا به دلیل به حداقل رساندن عدم تقارن موتور، همه‌ی پارامترهای استاتور و روتور به سیم‌پیچ کمکی استاتور ارجاع داده شده‌اند.

۲-۱- کنترل برداری موتور القایی تکفاز

موتورهای القایی تکفاز به دلیل برابر نبودن پارامترهای دو سیم پیچ کمکی و اصلی استاتور، مانند یک موتور دو فاز نامتقارن عمل می‌کنند. این عدم تقارن منجر به وجود آمدن ریپل در گشتاور می‌شود. از این رو کنترل برداری این نوع از موتورها نیازمند روش هایی برای به حداقل رساندن این عدم تقارن است. این مقاله از روش معرفی شده در [7] بهره گرفته وروابط (۱) تا (۱۱) از این مرجع استخراج شده‌است.

در این روش تمامی پارامترهای سیم پیچ اصلی استاتور و دو محور اصلی و کمکی روتور به سیم‌پیچ کمکی استاتور انتقال داده می شوند.

در این حالت معادله گشتاور بر حسب جریان‌های استاتور و شارهای روتور در قاب گردان طبق معادله (۵) بیان می شود[7]:

$$T_e = \frac{PL_{mas}}{2L_r^{'}}\left(\lambda_{dr}^{'e} i_{qs}^{e} - \lambda_{qr}^{'e} i_{ds}^{'e}\right) \quad (۵)$$

با استفاده از مفهوم جهت دهی شار روتور می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \lambda_{dr}^{'e} &= \lambda_r^{'} \\ \lambda_{qr}^{'e} &= 0 \end{aligned} \quad (۶)$$

با جاگذاری رابطه (۶) در (۵) مولفه جریان مرجع محور q استاتور بر حسب گشتاور مرجع طبق معادله (۷) بدست می‌آید.

$$i_{qs}^{*e} = \frac{2L_r^{'} T_e^{*}}{P_P L_{mas} \lambda_r^{*'}} \quad (۷)$$

و مولفه جریان مرجع محور d استاتور در این قاب بر حسب شار مرجع روتور طبق معادله (۸) بدست می‌آید.

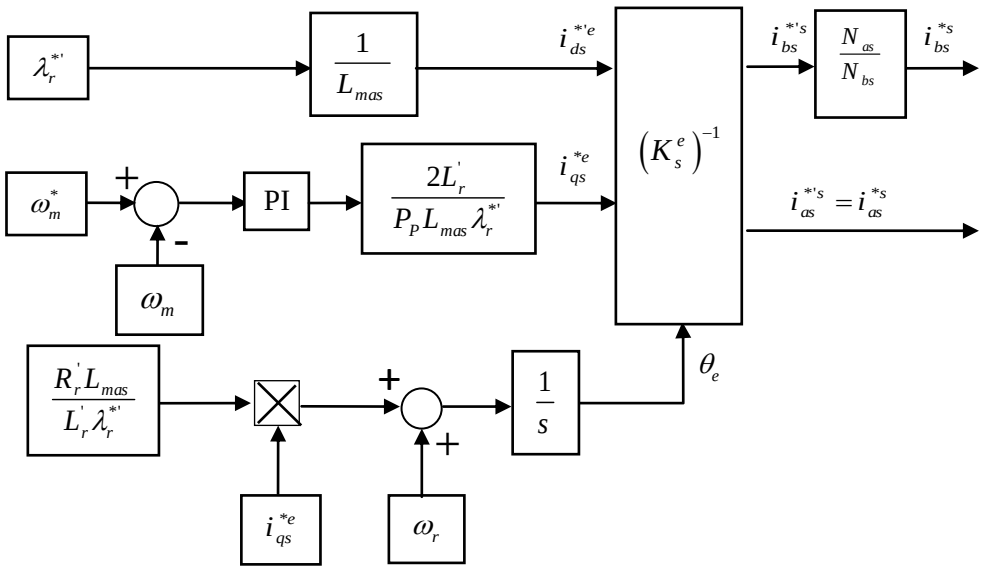
$$i_{ds}^{*e} = \frac{\lambda_r^{*'}}{L_{mas}} \quad (۸)$$

سرعت لغزش در این روش وابسته به مولفه جریان مرجع محور q استاتورو طبق معادله (۹) بدست می‌آید.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r^{'} L_{mas} i_{qs}^{*e}}{L_r^{'} \lambda_r^{*'}} \quad (۹)$$

طبق روابط (۷) تا (۹) با بدست آوردن جریان‌های مرجع دو سیم پیچ کمکی و اصلی استاتور در قاب گردان الگوریتم کنترل برداری از طریق جهت دهی شار روتور مطابق شکل (۱) بدست می‌آید.

در بلوک دیاگرام شکل (۱) بلوک $(K_s^e)^{(-1)}$ *طبق* رابطه (۱۰) توصیف می‌شود.



شکل(۱): بلوک دیاگرام کنترل برداری موتور القایی تکفاز با روش جهت دهی شار روتور[3]

تبدیل جریان از قاب گردان به قاب ساکن توسط معادله (۱۱) صورت می‌گیرد.

$$i_{bas}^{s} = \left(K_s^e\right)^{-1} i_{dqs}^{e} \qquad (۱۱)$$

با داشتن جریان‌های مرجع استاتور در قاب ساکن، جریان موتور را در دو حالت می‌توان کنترل کرد. در حالت اول از کنترل کننده جریان هیسترزیس استفاده می‌شود. در حالت دوم با دو کنترل کننده ***PI*** سیگنال‌های کنترلی ولتاژهای مرجع از مقایسه مولفه‌های جریان‌های استاتور با مقادیر مرجع آن‌ها بدست می‌آید. تنظیم پارامترهای این کنترل کننده‌ها با استفاده از تابع تبدیل بین مولفه‌های جریان و ولتاژ استاتور امکان پذیر است.

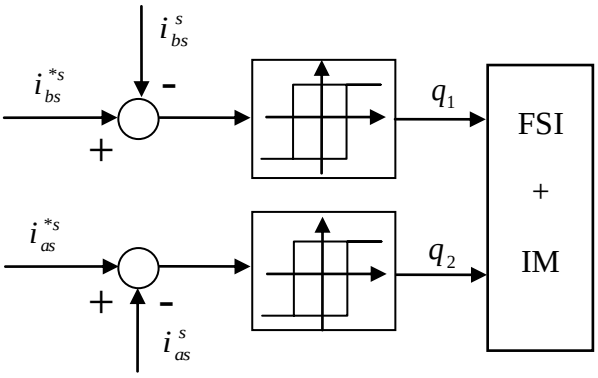
۲-۲- انتخاب کنترل کننده جریان

ساده‌ترین روش کنترل جریان استفاده از کنترل کننده‌های هیسترزیس است. در این حالت جریان موتور با جریان مرجع مقایسه می‌شود و جریان لحظه‌ای نسبت به جریان مرجع در یک باند مشخص Δi_S هیسترزیس تغییر می‌کند[3]. کنترل جریان طبق این روش در شکل (۲) نشان داده شده است.

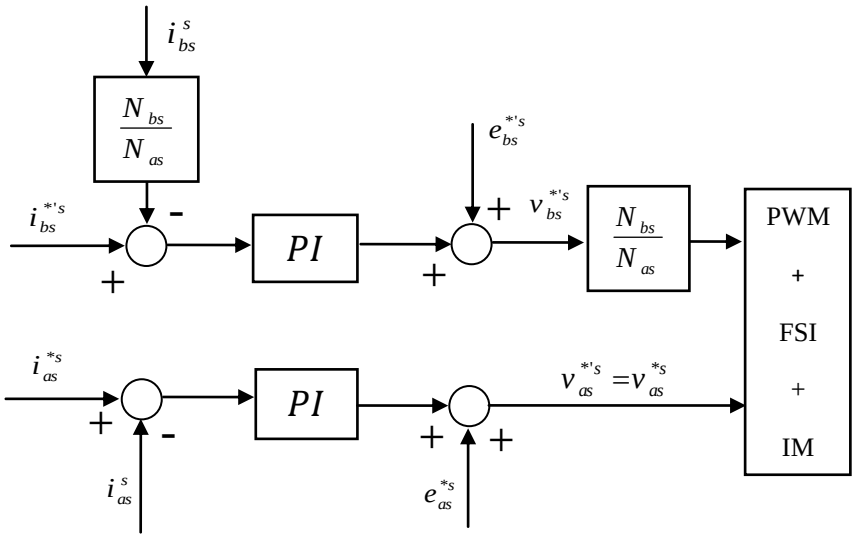
کنترل جریان بر مبنای بدست آوردن ولتاژهای مرجع از جریان‌های مرجع و استفاده از تکنیک PWM[۴] برای کلیدزنی در قاب ساکن در شکل (۳) نشان داده شده‌است. با توجه به این شکل جریان‌های موتور بعد از اندازه گیری و انتقال به سیم پیچ کمکی استاتور با مقادیر مرجع بدست آمده از کنترل برداری مقایسه می‌شوند. با تنظیم کنترل کننده‌های جریان روی دو محور اصلی و کمکی ولتاژهای مرجع محاسبه شده‌است. ولتاژهای مرجع بعد از مقایسه با موج مثلثی کلیدهای نیمه هادی مربوطه در پل اینورتر تکفاز[۵]را قطع و وصل می‌کنند. شمای کلی کنترل برداری شار روتوری در شکل(۳) نشان داده شده‌است. در شکل (۳)، e_{as}^{*s} و $e_{bs}^{*'s}$ طبق روابط (۱۲) و (۱۳) تعریف می شوند [۳].

$$e_{as}^{*s} = \frac{L_{mas}}{L_r^{'}}\left(-\omega_r \lambda_{br}^{'s} - \frac{\lambda_{ar}^{'s}}{\tau_r}\right) \qquad (۱۲)$$

$$e_{bs}^{*'s} = \frac{L_{mas}}{L_r^{'}}\left(\omega_r \lambda_{ar}^{'s} - \frac{\lambda_{br}^{'s}}{\tau_r}\right) \qquad (۱۳)$$



شکل (۲) : کنترل جریان موتور با کنترل کننده‌های هیسترزیس[3]



شکل(۳) : بلوک دیاگرام کنترل جریان در قاب ساکن[3]

تابع تبدیل بین ولتاژها و جریان‌های متناظر برای دو محور ساکن a , b بصورت روابط (۱۴) و (۱۵) هستند [۳].

$$G_1(s)=\frac{i_{bs}^{'s}}{v_{bs}^{'s}}=\frac{1}{\left(R_{bs}^{'}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}\right)+L_{bs}^{'}\sigma_{bs}s}$$
$$G_1(s)=\frac{K_{Ib}}{1+\tau_{Ib}s} \qquad (۱۴)$$

$$G_2(s)=\frac{i_{as}^{s}}{v_{as}^{s}}=\frac{1}{\left(R_{as}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}\right)+L_{as}\sigma_{as}s}$$
$$G_2(s)=\frac{K_{Ia}}{1+\tau_{Ia}s} \qquad (۱۵)$$

مقادیر $\tau_r, \sigma_{bs}, \sigma_{as}, K_{Ib}, \tau_{Ib}, K_{Ia}$ و τ_{Ia} بصورت روابط (۱۶) تا (۲۰) تعریف می‌شوند.

$$\tau_r=\frac{L_r^{'}}{R_r^{'}} \qquad (۱۶)$$

$$\sigma_{bs}=1-\frac{L_{mas}^2}{L_{bs}^{'}L_r^{'}} \qquad (۱۷)$$

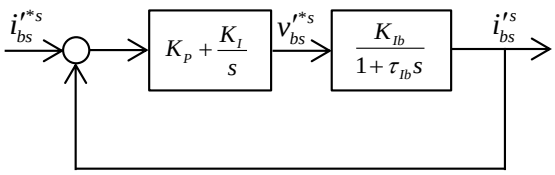
$$\sigma_{as}=1-\frac{L_{mas}^2}{L_{as}L_r^{'}} \qquad (۱۸)$$

$$K_{Ib}=\frac{1}{R_{bs}^{'}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}},\ \tau_{Ib}=\frac{L_{bs}^{'}\sigma_{bs}}{\left(R_{bs}^{'}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}\right)} \qquad (۱۹)$$

$$K_{Ia}=\frac{1}{R_{as}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}},\ \tau_{Ia}=\frac{L_{as}\sigma_{as}}{\left(R_{as}+\frac{L_{mas}^2}{\tau_r L_r^{'}}\right)} \qquad (۲۰)$$

طراحی کنترل‌کننده‌های جریان برای دو محور ساکن a , b استاتور با بدست‌آوردن تابع تبدیل حلقه باز و حلقه بسته بین جریان‌های مرجع و ولتاژهای متناظر امکان پذیر است. در این مقاله تنظیم کنترل‌کننده جریان روی محور b به تفصیل توضیح داده شده‌است. مطابق شکل (۴) تابع تبدیل حلقه بازجریان محور b استاتور طبق رابطه(۲۱) بدست می‌آید.

$$G_{ol}=\frac{K_I\left(1+\frac{K_P}{K_I}s\right)}{s}*\frac{K_{Ib}}{1+\tau_{Ib}s} \qquad (۲۱)$$



شکل (۴) : کنترل جریان روی محور b استاتور

برای تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده از روش حذف کردن قطب غالب سیستم استفاده می‌شود. پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از رابطه (۲۲) بدست می‌آیند :

$$\frac{K_P}{K_I}=\tau_{Ib} \qquad (۲۲)$$

با حذف قطب، تابع تبدیل حلقه بسته سیستم از رابطه (۲۳) بدست می‌آید :

$$G_{cl}=\frac{\frac{K_I K_{Ib}}{s}}{1+\frac{K_I K_{Ib}}{s}}=\frac{1}{1+\frac{1}{K_I K_{Ib}}s}=\frac{1}{1+\tau_d s} \qquad (۲۳)$$

برای داشتن پاسخ حلقه بسته سریع‌تر، ثابت زمانی حلقه بسته یک صدم ثابت زمانی حلقه باز در نظر گرفته می‌شود.[11]

$$\tau_d=\frac{1}{K_I K_{Ib}}=0.01*\tau_{Ib}\Rightarrow K_I=\frac{100}{K_{Ib}\tau_{Ib}} \qquad (۲۴)$$

طبق رابطه (۲۲) مقدار K_P از رابطه (۲۵) بدست می‌آید :

$$K_P=K_I\tau_{Ib}\Rightarrow K_P=\frac{100}{K_{Ib}} \qquad (۲۵)$$

تنظیم ضرایب کنترل کننده جریان بر روی محور ساکن a استاتور نیز کاملا مشابه روش ذکر شده تنظیم کنترل کننده جریان روی محور b است.

۳- الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته(EKF[۶]) برای تخمین حالت موتورآسنکرون تکفاز

فیلتر کالمن یک ابزار برای تخمین حالت سیستم‌ها با مدل دینامیکی خطی تحت تاثیر نویز است [17]. معادلات دینامیکی موتور القایی تکفاز معادلات غیرخطی هستند که به فرم کلی روابط (۲۶) و (۲۷) نوشته می‌شوند[13]. در این معادلات x_e بردار متغیرهای حالت، A_e ماتریس سیستم، B_e ماتریس ورودی، H_e ماتریس اندازه‌گیری، $w_{x1}(t)$ نویز سیستمی، $w_{x2}(t)$ ماتریس نویز اندازه‌گیری هستند. از این رو برای تخمین حالت سیستم باید از الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم‌یافته بهره جست. این الگوریتم از خطی سازی حول نقاط کار بهره می‌گیرد و شامل دو بخش کلی پیش بینی و بروزرسانی است. تخمین حالت سیستم توسط این الگوریتم در دو حالت گسسته و پیوسته صورت می‌گیرد[13].

$$\dot{x}_e(t)=A_e(x_e(t))x_e(t)+B_e u_e(t)+w_{x1}(t) \qquad (۲۶)$$

$$Z(t)=H_e x_e(t)+w_{x2}(t) \qquad (۲۷)$$

فرم گسسته روابط (۲۶) و (۲۷) بصورت روابط (۲۸) و (۲۹) خواهد بود. که در آن $v(k)$نویز سیستمی با کوواریانس Q و

$w(k)$ نویز اندازه‌گیری با کوواریانس R است. و ماتریس‌های A_d ، B_d و C_d طبق روابط (۳۰) تا (۳۲) بیان می‌شود که در آن T زمان نمونه برداری است[13].

$$X(k+1)=A_d X(k)+B_d U(k)+v(k) \quad (۲۸)$$

$$Y(k)=H_d X(k)+w(k) \quad (۲۹)$$

$$A_d=e^{A_e T}\approx I+A_e T \quad (۳۰)$$

$$B_d=B_e T \quad (۳۱)$$

$$H_d=H_e \quad (۳۲)$$

روند اجرایی این الگوریتم در حالت گسسته در طی هفت مرحله طبق روابط (۳۳) تا (۴۲) قابل توصیف است. که بصورت شماتیک در شکل (۵) نشان داده شده‌است.

مرحله ۱: مقداردهی اولیه به متغیرهای حالت، کوواریانس نویز سیستم، کوواریانس نویز اندازه‌گیری و کوواریانس حالت سیستم[14]،

$$X=x(t_0) \qquad R=R_0$$
$$Q=Q_0 \qquad P=P_0 \quad (۳۳)$$

باید توجه داشت که مقداردهی اولیه به ماتریس P، بسته به میزان اطمینان به شرایط اولیه متغیرهای حالت دارد. P کوچک‌تر نشان‌دهنده اطمینان بیش‌تر از حدس‌های اولیه است.

مرحله ۲: پیش‌بینی متغیرهای حالت

$$X^*(k+1)=A_d X(k)+B_d U(k) \quad (۳۴)$$

مرحله ۳: پیش‌بینی کوواریانس سیستم

$$P^*(k+1)=f(k+1)P(k)f^T(k+1)+Q \quad (۳۵)$$

که در آن:

$$f(k+1)=\frac{\partial}{\partial X}\left[A_d X+B_d U\right]_{X=\hat{X}(k)} \quad (۳۶)$$

مرحله ۴: محاسبه بهره فیلتر کالمن[14] :

$$K(k+1)=P^*(k+1)h^T(k+1)\times \left[h(k+1)P^*(k+1)h^T(k+1)+R\right]^{-1} \quad (۳۷)$$

که در آن:

$$h(k+1)=\frac{\partial}{\partial X}\left[C_d X\right]_{X=\hat{X}_k} \quad (۳۸)$$

مرحله ۵: تخمین متغیرهای حالت

$$X(k+1)=X^*(k+1)+K(k+1)\times[Y(k+1)-Y(k+1)] \quad (۳۹)$$

که در آن:

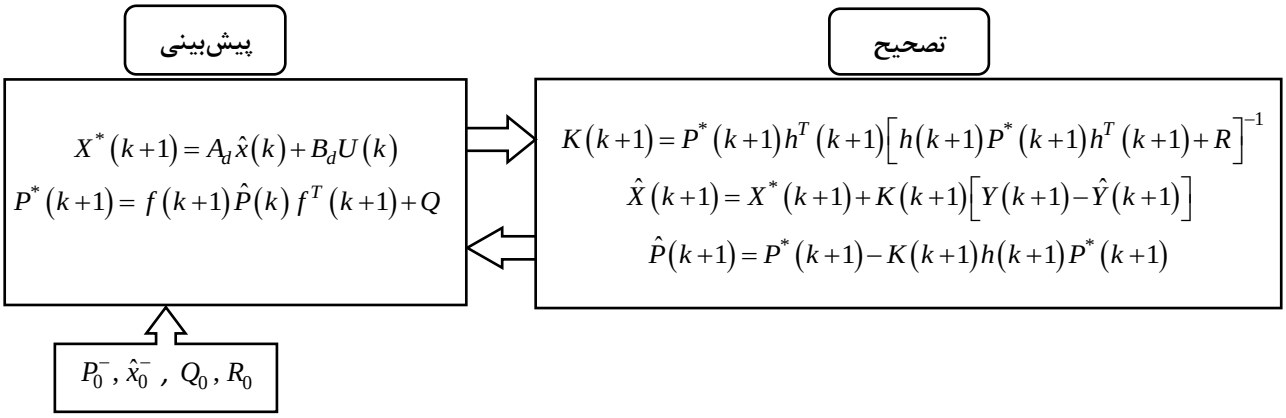
$$Y(k+1)=C_d X^*(k+1) \quad (۴۰)$$

مرحله ۶: تخمین کوواریانس سیستم

$$P(k+1)=P^*(k+1)-K(k+1)\times h(k+1)P^*(k+1) \quad (۴۱)$$

مرحله ۷: به‌روزرسانی

$$K=K+1$$
$$X(k)=X(k+1) \quad (۴۲)$$
$$P(k)=P(k+1)$$



شکل (۵): روند اجرایی الگوریتم فیلتر کالمن در حالت گسسته[14]

بعد از به‌روزرسانی الگوریتم به مرحله دو بازگشته و این برنامه در هر گام زمانی تکرار می‌شود [14].

۴- پیاده سازی الگوریتم EKF در حالت گسسته برای موتور القایی تکفاز

۴-۱- فرمول‌بندی کل سیستم تحت مطالعه

برای پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن برای موتور القایی تکفاز جریان‌ها و شارهای ارجاع شده به سیم‌پیچ کمکی استاتور برای دو سیم‌پیچی اصلی و کمکی استاتور، سرعت موتور، گشتاور بار و مقاومت روتور به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته شده‌اند و سرعت موتور بطور مستقیم تخمین زده می‌شود.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{sa}^{s}(k+1) \\ i_{sb}^{'s}(k+1) \\ \lambda_{sa}^{s}(k+1) \\ \lambda_{sb}^{'s}(k+1) \\ w_m(k+1) \\ t_L(k+1) \\ R_r^{'}(k+1) \end{bmatrix}}_{x(k+1)} = A_d \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sa}^{s}(k) \\ i_{sb}^{'s}(k) \\ \lambda_{sa}^{s}(k) \\ \lambda_{sb}^{'s}(k) \\ w_m(k) \\ t_L(k) \\ R_r^{'}(k) \end{bmatrix}}_{x(k)} + \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_2 \\ T & 0 \\ 0 & T \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa}^{s}(k) \\ v_{sb}^{'s}(k) \end{bmatrix} + v(k) \qquad (۴۳)$$

در معادلات دینامیکی گشتاور بار و مقاومت روتور با فرض تغییرات آهسته نسبت به زمان نمونه برداری، ثابت فرض شده‌اند. طبق معادلات (۱) تا (۴) که در دستگاه ساکن با ارجاع تمامی پارامترها به سیم پیچ کمکی استاتور بیان شده‌اند، معادلات موتور القایی تکفاز در حالت گسسته در این روش به فرم روابط (۴۳) و (۴۴) بدست می‌آیند.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^{s}(k) \\ i_{sb}^{'s}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} X(k) + w(k) \qquad (۴۴)$$

ماتریس A_d طبق رابطه ی (۴۵) تعریف می‌شود.

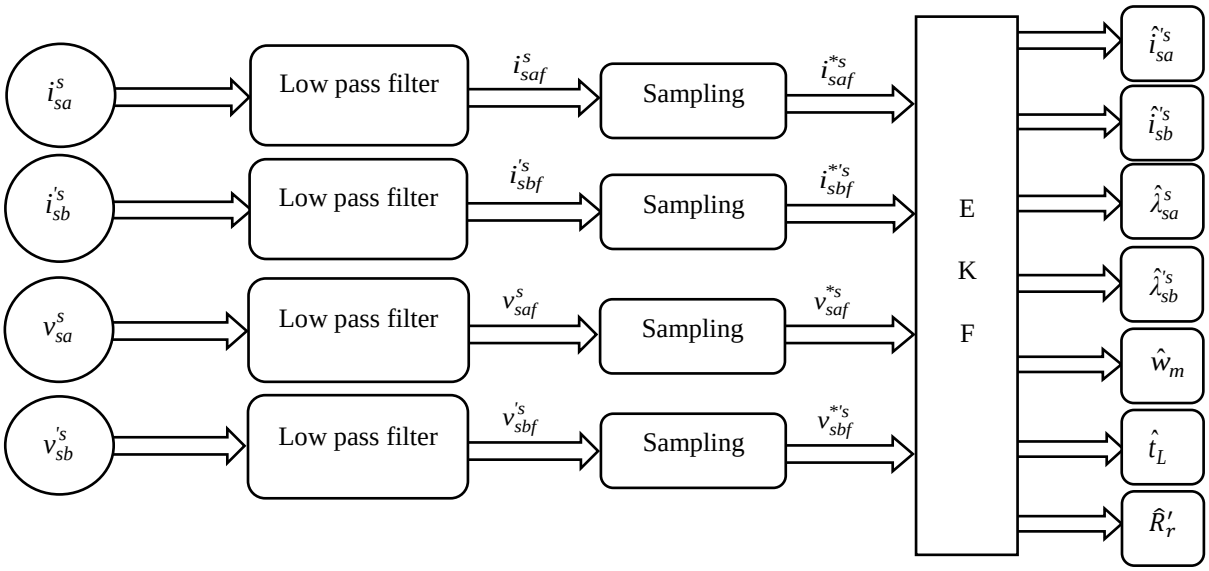
$$A_d = \qquad (۴۵)$$

$$\begin{bmatrix} 1-\left(a_3+a_7R_r^{'}(k)\right) & -w_m(k) & a_5R_r^{'}(k) & a_1w_m(k) & 0 & 0 & 0 \\ w_m(k) & 1-\left(a_4+a_8R_r^{'}(k)\right) & -a_2w_m(k) & a_6R_r^{'}(k) & 0 & 0 & 0 \\ -a_9 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_{10} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -a_{11}\lambda_{sb}^{'s}(k) & a_{11}\lambda_{sa}^{s}(k) & 0 & 0 & 1 & -a_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در روابط (۴۳) و (۴۵) ضرایب a_1 تا a_{11} بصورت رابطه (۴۶) تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{L_r^{'}T}{L_{mS}L_{\sigma a}} \quad , & a_2 &= \frac{L_r^{'}T}{L_{mS}L_{\sigma b}} \quad , \\ a_3 &= a_1R_{sa} \quad , & a_4 &= a_2R_{sb}^{'} \quad , \\ a_5 &= \frac{a_1}{L_r^{'}} \quad , & a_6 &= \frac{a_2}{L_r^{'}} \quad , \\ a_7 &= a_5L_{sa} \quad , & a_8 &= a_6L_{sb}^{'} \quad , \end{aligned} \qquad (۴۶)$$

$$a_9 = R_{sa}T \quad , a_{10} = R_{sb}^{'}T \quad , a_{11} = \frac{P}{J}T$$



شکل (۶) : تخمین سرعت موتور بصورت مستقیم با استفاده از الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته

۴-۲ تخمین سرعت موتور القایی با الگوریتم EKF

تخمین سرعت مبتنی بر پیاده سازی الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته در حالت گسسته است. روند تخمین متغیرهای حالت در این روش بصورت شماتیک در شکل(۶) نشان داده شده است.در شکل (۶) در بلوک EKF از روابط (۴۳) تا (۴۶) استفاده شده و با پیاده سازی الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته در حالت گسسته طبق روابط (۳۳) تا (۴۲) متغیرهای حالت و سرعت موتور به عنوان یکی از متغیرهای حالت مستقیما تخمین زده می‌شوند.

۴-۳- شبیه سازی کنترل برداری موتور القایی تکفاز با تخمین بهنگام مقاومت و سرعت روتور با الگوریتم EKF

برای نشان دادن صحت عملکرد روش معرفی شده، شبیه سازی در محیط سیمولینک متلب انجام شده است.

جدول (۱) : پارامترهای موتور القایی تکفاز

مقادیر تخمین زده‌شده	پارامترهای سیم‌پیچ کمکی	مقادیر تخمین زده‌شده	پارامترهای سیم‌پیچ اصلی
۱۰۷/۳۶	$r_S[\Omega]$	۴۱/۶۷	$r_s[\Omega]$
۱۷۴/۱۱۸	$r'_R[\Omega]$	۱۴۲/۷	$r'_r[\Omega]$
۰/۲۲۸۴	$L_{lS}[H]$	۰/۰۶۰۸	$L_{ls}[H]$
۰/۲۲۸۴	$L'_{lR}[H]$	۰/۰۶۰۸	$L'_{lr}[H]$
۲/۹۵۷	$L_{mS}[H]$	۱/۸۲۴۵	$L_{ms}[H]$
۲۵۸۸/۷۶	$r_{cS}[\Omega]$	۲۸۲۶	$r_{cs}[\Omega]$

در شبیه سازی انجام شده تغذیه موتور آسنکرون تکفاز مبتنی بر پل اینورتر تکفاز است. پارامترها و مقادیر نامی موتور مورد نظر به ترتیب در جدول‌های (۱) و (۲) داده شده‌اند.

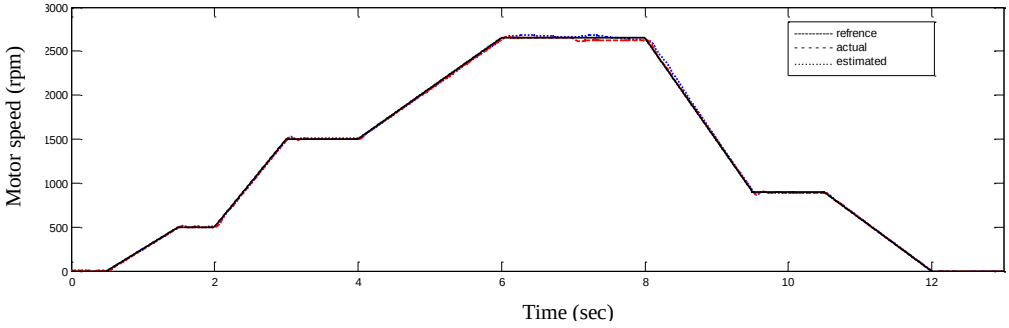
در شکل (۷) سرعت مرجع ذوزنقه‌ای شکل که رنج وسیعی از تغییرات سرعت را شامل می‌شود، با سرعت واقعی و سرعت تخمینی موتور مقایسه شده‌است.

در زمان $t = 7sec$ به علت اعمال گشتاور نامی به موتور سرعت واقعی موتور کاهش یافته و سرعت تخمینی افزایش می‌یابد. با توجه به شکل(۷) سرعت تخمینی در ازای تغییرات مقاومت روتور و وجود نویز اندازه‌گیری که در شبیه سازی به صورت یک دهم مقادیر اندازه‌گیری شده مدل شده است، از دقت بالایی برخوردار است.

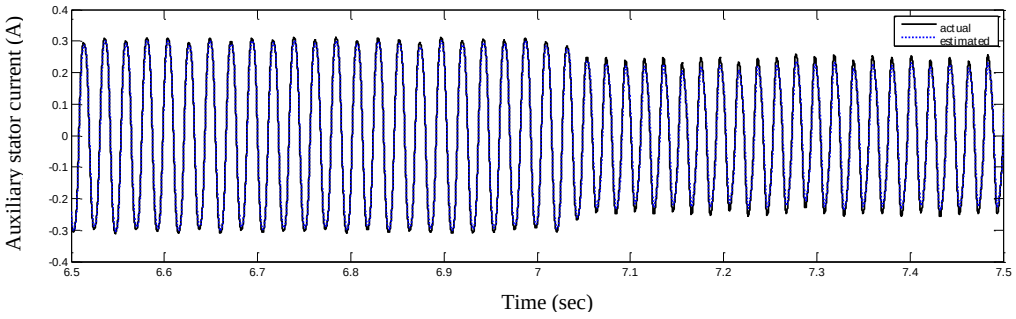
جدول (۲) : مقادیر نامی موتور القایی تکفاز

V[v]	۲۲۰	f[Hz]	۵۰
I[A]	۰/۶۵	$T_l[N.m]$	۰/۲۴
p[wat]	۷۰	J [kg.m^2]	۰/۰۰۲۹۲
$N_s[rpm]$	۲۴۵۰	P	۲

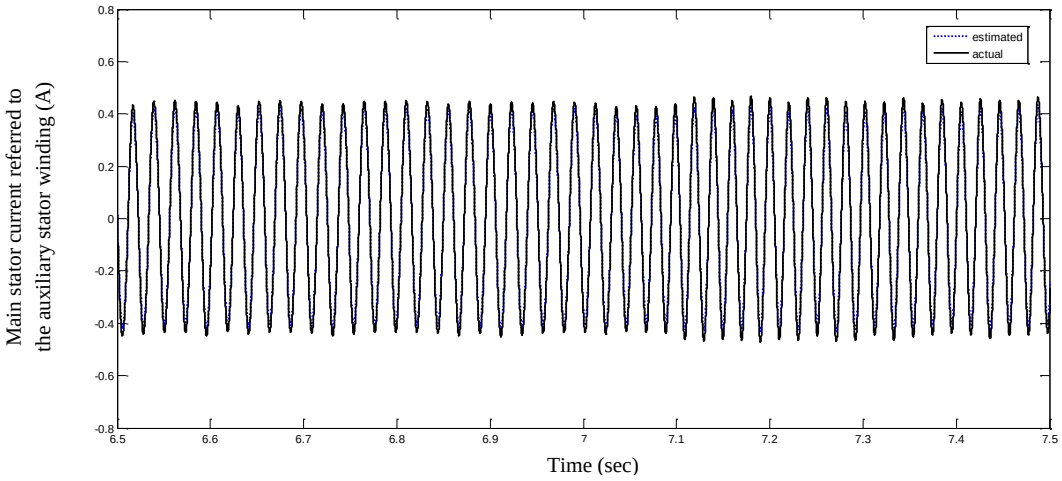
در شکل های (۸) و (۹) به ترتیب جریان های واقعی و تخمینی سیم پیچ کمکی و اصلی ارجاع داده‌شده به سیم پیچ کمکی استاتور مقایسه شده‌اند که خروجی حاصل، نشان از دقت مطلوب تخمین‌گر مورد نظر دارد. در شکل های (۱۰) و (۱۱) به ترتیب شارهای واقعی و تخمینی سیم پیچ کمکی و اصلی، ارجاع داده‌شده به سیم پیچ کمکی استاتور مقایسه شده‌اند که دارای خطای بسیار ناچیزی هستند. با توجه به شکل (۱۲) خطای حالت ماندگار گشتاور تخمینی قابل صرف‌نظر و در حد صفر است. در نتیجه در کاربردهایی با گشتاور بار متغیر این روش گزینه مطلوبی خواهدبود.



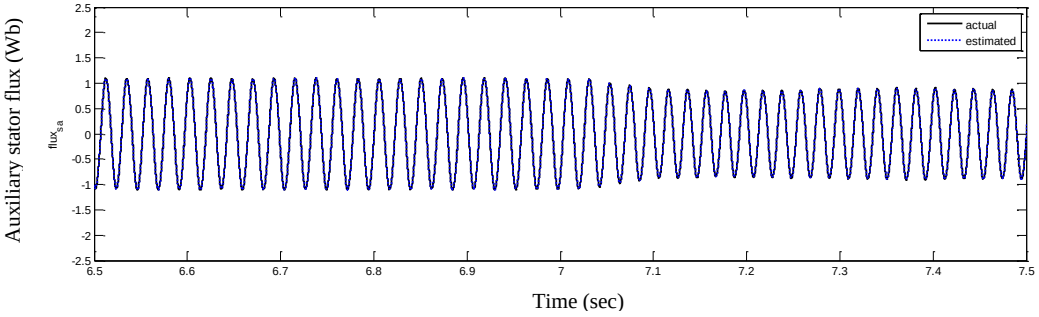
شکل (۷) : مقایسه بین سرعت‌های مرجع ، واقعی و تخمینی موتور



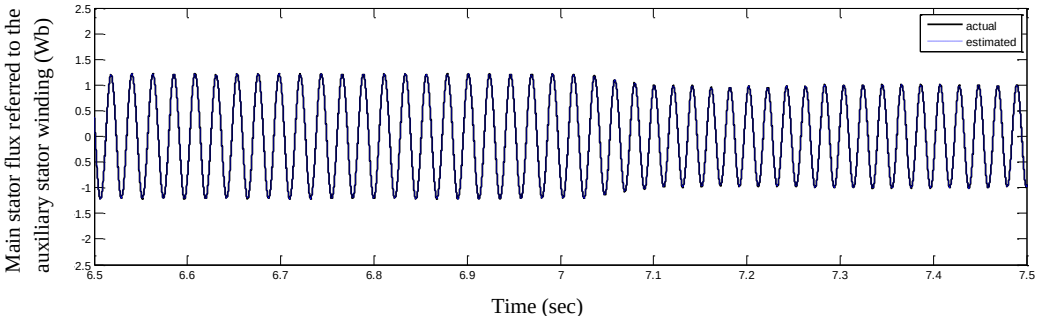
شکل (۸) : مقایسه بین جریان های واقعی و تخمینی سیم پیچ کمکی استاتور



شکل (۹) : **مقایسه بین جریان های واقعی و تخمینی سیم پیچ اصلی استاتور ارجاع شده به سیم پیچ کمکی استاتور**



شکل (۱۰) : مقایسه بین شار های واقعی و تخمینی سیم پیچ کمکی استاتور



شکل (۱۱) : مقایسه بین شارهای واقعی و تخمینی سیم‌پیچ اصلی استاتور ارجاع شده به سیم‌پیچ کمکی استاتور

برای در نظر گرفتن تغییرات مقاومت روتور در حین کار در اثر گرم شدن روتور ، تغییرات پله به اندازه یک دهم مقدار اولیه مقاومت روتور در زمان $t = 1sec$ اعمال شده‌است. در این حالت مقاومت تخمینی و واقعی روتور در شکل (۱۳) با یکدیگر مقایسه شده‌اند. همانطور که در این شکل دیده می‌شود این الگوریتم قادر به دنبال کردن تغییرات در مقاومت روتور است که بدین ترتیب دقت مطلوب در متغیرهای تخمینی را به همراه خواهدداشت. مقادیر ماتریس‌های P , Q , R مورد استفاده در جدول (۳) آورده شده است.

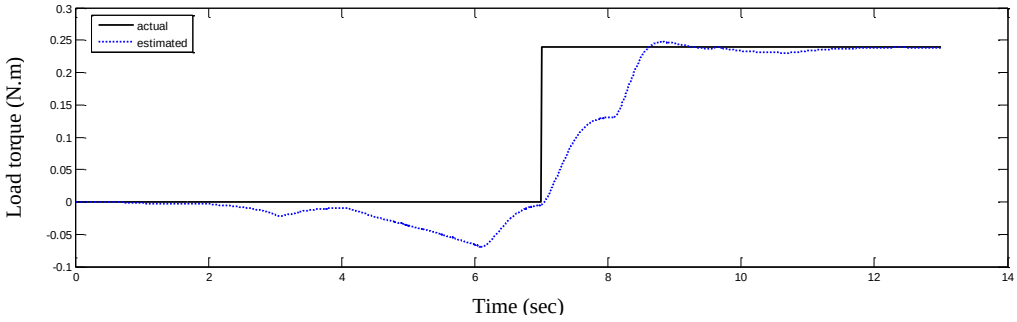
جدول (۳): مقادیر ماتریس های R و Q، P

P =diag([10,10,10,10,10,10,0.25])
Q=diag([1e-9,1e-9,1e-9,1e-9,1e-9,1e-9,1e-9])
R=diag([1e-3,1e-3])

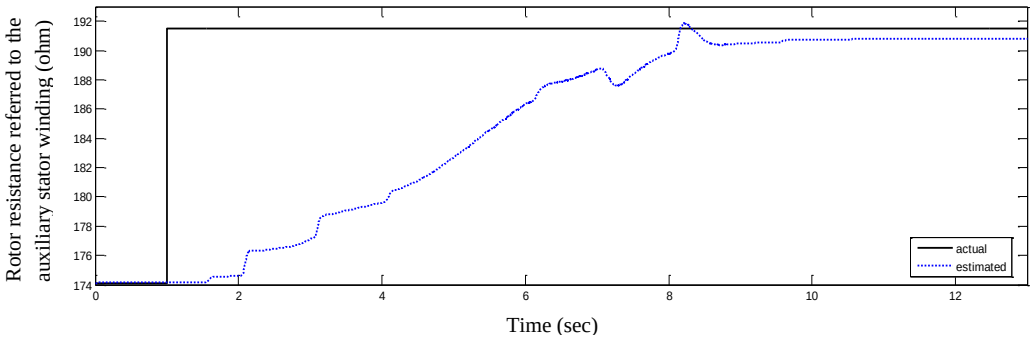
نتایج شبیه‌سازی کنترل جریان با استفاده از کنترل کننده هیسترزیس برای دو سیم‌پیچ کمکی و اصلی به ترتیب در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) نمایش داده شده‌اند. با توجه به این شکل ها جریان واقعی موتور در باند هیسترزیس تغییر می‌کند. نتایج شبیه سازی کنترل کننده جریان با استفاده از کنترل کننده PI در دو حالت با و بدون در نظر گرفتن ولتاژهای جبران‌ساز برای دو سیم پیچ کمکی و اصلی استاتور به ترتیب در شکل‌های (۱۶) و (۱۷) نمایش داده شده‌اند. مقادیر ضرایب کنترل کننده‌های سرعت و کنترل کننده‌های جریان روی دو محور کمکی و اصلی استاتور به ترتیب در جدول های (۴) و (۵) آورده شده‌است.

جدول (۵): ضرایب کنترل کننده PI جریانی

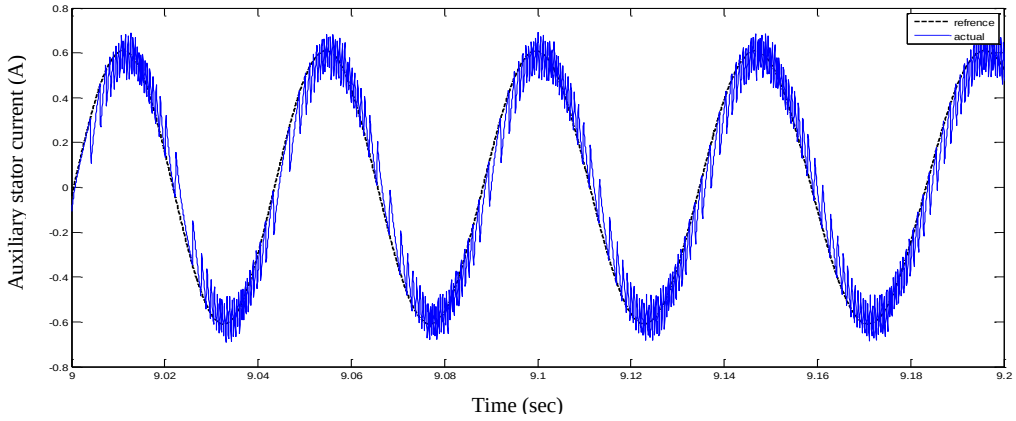
	برای سیم پیچی اصلی	برای سیم پیچی کمکی
K_P	2000	1500
K_I	512160.74	493664.42



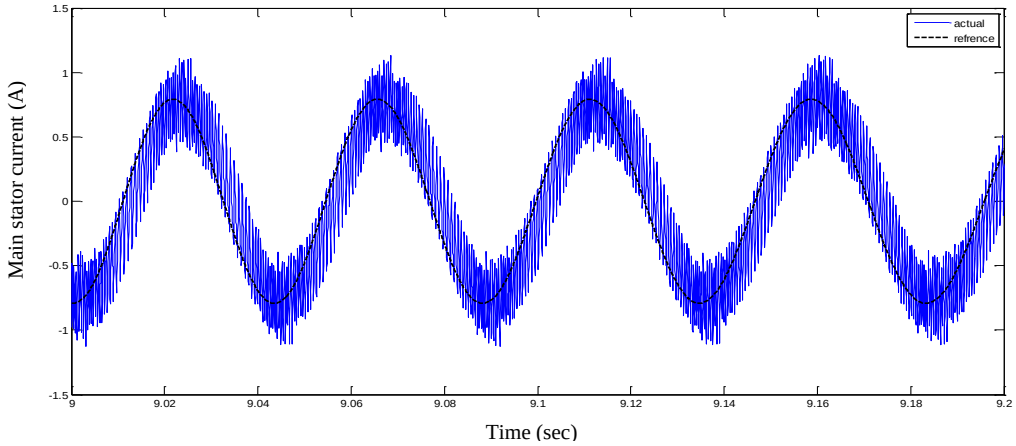
شکل (۱۲) : مقایسه بین گشتاور واقعی و تخمینی بار



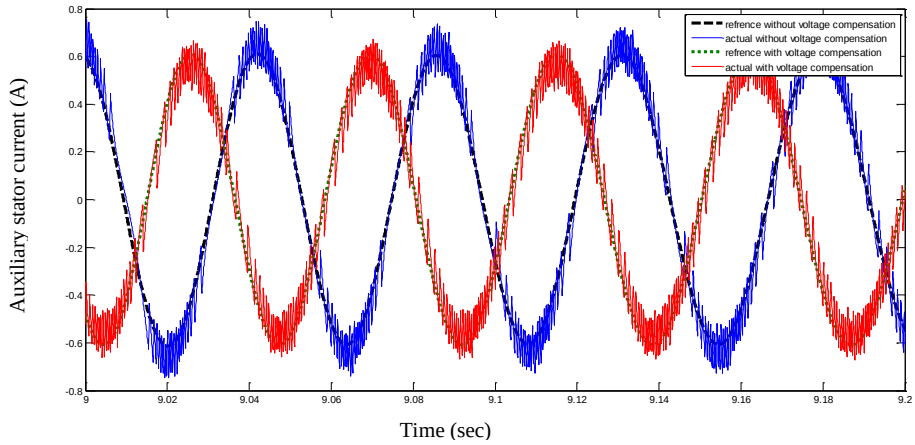
شکل (۱۳) : مقایسه بین مقاومت واقعی روتور و مقدار تخمینی



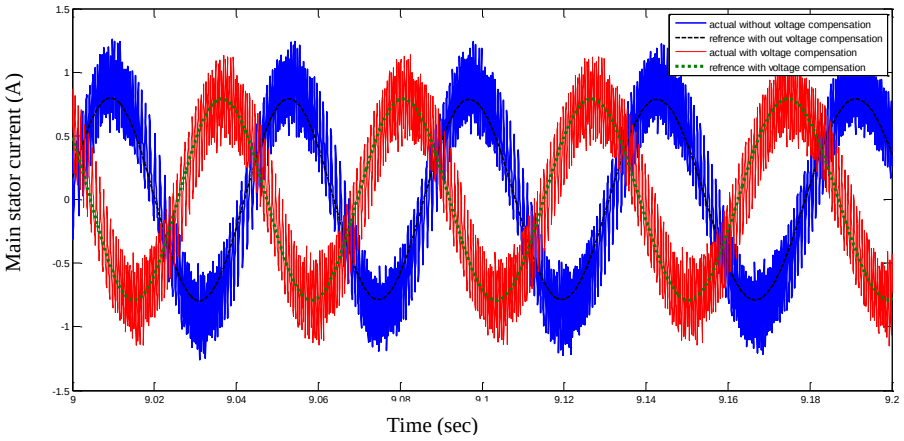
شکل (۱۴) : مقایسه بین جریان مرجع و واقعی سیم‌پیچ کمکی استاتور



شکل (۱۵): مقایسه بین جریان مرجع و واقعی سیم‌پیچ اصلی استاتور



شکل (۱۶): مقایسه بین جریان مرجع و واقعی سیم‌پیچ کمکی استاتور



شکل (۱۷): مقایسه بین جریان مرجع و واقعی سیم‌پیچ اصلی استاتور

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی جدید مبتنی بر الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته به منظور تخمین سرعت و مقاومت روتور موتور القایی تکفاز معرفی شده‌است. به منظور مدل کردن تغییرات مقاومت روتور در حین کار، تغییرات پله به میزان یک دهم مقدار اولیه اعمال شد. با توجه به خروجی های سیستم تحت کنترل، این الگوریتم قادر به تخمین بهنگام مقاومت روتور است. ازآنجا که سرعت تخمینی وابسته به مقاومت تخمینی روتور است و این الگوریتم تغییرات مقاومت روتور را با دقت قابل قبولی دنبال می‌کند از این رو تغییرات مقاومت روتور در حین کار تاثیری در سرعت تخمینی نخواهدداشت.در کاربردهای عملی با دقت بالا، با هدف به حداقل رساندن خطای تخمین استفاده از الگوریتم‌های بهینه ساز همچون PSO[۷] پیشنهاد می‌شود.

از دیگر سو با اعمال نویزهای اندازه‌گیری به میزان یک دهم مقادیر اندازه گیری شده، نشان داده شده‌است که این الگوریتم در مقابل نویز مقاوم بوده و می‌توان با تنظیم کوواریانس نویز حاصل از اندازه گیری خطای تخمین را به حداقل رساند. شارهای استاتوری تخمین زده شده روی دو محور کمکی و اصلی استاتور که مقاوم به نویز هستند، می‌توانند در روش کنترل مستقیم گشتاور DTC[۸]، بکار گرفته شوند. کنترل جریان از طریق کنترل کننده های هیسترزیس و تناسبی-انتگرالی و نحوه تنظیم ضرایب بطور گسترده مورد بررسی قرارگرفت. با توجه به خروجی های جریان، جبران سازی ولتاژ تاثیر چندانی در دامنه جریان های مرجع و واقعی موتور ندارد. تحقیقات آتی می تواند در جستجوی روشی مبتنی بر الگوریتم فیلتر کالمن تعمیم یافته- مدل مرجع سیسنم تطبیقی (EKF_MRAS) به منظور تخمین سرعت موتور القایی تکفاز باشد.

مراجع

[۱] امین ترکاشوند، دکتر حسن قاسمی، دکتر فرخ امینی فر، " تخمین پارامترهای مدل کلاسیک ژنراتور با استفاده از داده هایPMU " ، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۱۴ شماره ۱ صفحات ۷۲-۸۳، سال ۱۳۹۶.

[۲] علی موحدی تبار، محمد منفرد،" طراحی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای برای فیلتر فعال تک فاز موازی بدون سنسور با خروجی LCL با در نظر گرفتن تأخیر محاسبات و مدولاسیون"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۱۴ شماره ۱ صفحات ۱۲۷-۱۳۸، سال ۱۳۹۶.

[3] A. M. N., & da Silva Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(4), 832-841, 2000.

[4] M.B. de RossiterCorrêa, M. B., Jacobina, C. B., Da Silva, Lima, Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics,51(5), 1073-1080, 2004.

[5] Vaez-Zadeh, S., Harooni, S. R. (2005, June). Decoupling vector control of single phase induction motor drives.In Power Electronics Specialists Conference, PESC'05. IEEE 36th,pp. 733-738, June 2005.

[6] Reicy, S., Vaez-Zadeh, S., Vector control of single-phase induction machine with maximum torque operation,IEEE International Symposium onIndustrial Electronics, ISIE2005, Vol.3, pp. 923-928, 2005.

[7] Vaez-Zadeh, S., Reicy, S. H., Sensorless vector control of single-phase induction motor drives,ICEMS2005Eighth International Conference onElectrical Machines and Systems,Vol.3, pp. 1838-1842, September2005.

[8] Mohamed, M. B., Jemli, M.,Boussak, M., Gossa, M., Speed Sensorless Vector Control of Single Phase Induction Motor. Journal of Automation & Systems Engineering, 2(2), 3-16, 2008.

[9] Jemli, M., Azza, H. B.,Boussak, M., Gossa, M.,Sensorless indirect stator field orientation speed control for single-phase induction motor drive. IEEE Transactions on Power Electronics,24(6), 1618-1627, 2009.

[10] Azza, H. B., Jemli, M.,Boussak, M., Gossa, M., High performance sensorless speed vector control of SPIM drives with on-line stator resistance estimation. Simulation Modelling Practice and Theory,19(1), 271-282, 2011.

[11] Nanda, A. B., Bhattacharya, T. K., Stator flux based speed sensorless control of single phase induction motor drives, ICEAS2011, International Conference on Energy, Automation, and Signal, pp. 1-6, Dec.2011.

[12] Caruso, M., Cecconi, V., Di Tommaso, A. O., Rocha, R., Sensorless variable speed single-phase induction motor drive system, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT),pp. 731-736, March 2012.

[13] Barut, M., Bogosyan, S., Gokasan, Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters. IEEE Transactions on Industrial Electronics,54(1), 272-280, 2007.

[14] Barut, M., Demir, R., Zerdali, E., Inan, R., Real-time implementation of bi input-extended Kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics,59(11), pp. 4197-4206, 2012.

[15] Vendrusculo, E. A., Pomilio, J. A., An adaptive speed estimator for single-phase induction motors, SPEEDAM2008, International Symposium onPower Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion,pp. 1248-1252, June 2008.

[16] Azza, H. B., Zaidi, N., Jemli, M., Boussak, Development and experimental evaluation of a sensorless speed control of SPIM using adaptive sliding mode-MRAS strategy, IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics,2(2), 319-328, 2014.

[17] Shahalami S.H., Farsi D., Analysis of Load Frequency Control in a Restructured Multi-Area Power System with HVDC Transmission Lines.International Journal of Elect. Comm. Elsevier (AEÜ) 86, 25–46, 2018.

زیرنویس‌ها

[1]Single phase induction motor
[2]Model reference adaptive system
[3]Sliding mode control
[4]Pulse Wide Modulation
[5]Two leg inverter
[6]Extended Kalman Filter
[7]Particle swarm optimization
[8]Direct torque control