

طراحی کنترل کننده بدون سنسور عصبی- فازی تطبیقی برای موتور سنکرون مغناطیس دائم

سعید زرگانی و ناصر عرفانی مجد

مسئله روتور، از معایبی که در سایر ماشین ها وجود دارد اجتناب شده و شرایط جهت عملکرد بهینه ماشین فراهم گردد [۸] تا [۱۰]. به طور معمول در سیستم درایو موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل سرعت از طریق به دست آوردن اطلاعات سرعت و وضعیت روتور به وسیله سنسورهای شفت از جمله اینکدرهای نوری، سنسورهای اثر هال و غیره انجام می شود [۱۱] تا [۱۳]. استفاده از سنسورهای مذکور وزن و هزینه سیستم را افزایش داده و قابلیت اعتماد کل سیستم درایو را کاهش می دهد. قابلیت کنترل و تغییر سریع سرعت PMSM ها و امکان دستیابی به عملکرد با سرعت متغیر در محدوده وسیع باعث شده است تا روش های کنترلی مختلف بسته به کاربرد موتور و به منظور استفاده مطلوب از مزایای ذاتی آنها به کار گرفته شود [۱۴] تا [۱۷].

یکی از مهمترین روش های کنترل سرعت-گشتاور PMSM کنترل میدان گرا یا کنترل برداری است. اساس این روش کنترلی بر این مبنا است که بتوان موتور را مانند یک موتور جریان مستقیم تحلیل کرد. در واقع با استفاده از این تکنیک امکان کنترل گشتاور و شار در ماشین فراهم می شود. بر اساس این روش فازور جریان استاتور به دو جز تولیدکننده شار و گشتاور تجزیه می شود به گونه ای که امکان کنترل مستقل و مجزا از هم شار و گشتاور در ماشین فراهم می شود [۱۸] تا [۲۱]. خاطر نشان می شود که پیاده سازی کنترل برداری در ماشین های الکتریکی مستلزم تشخیص موقعیت دقیق روتور در هر لحظه از زمان است. متخصصین تلاش می کنند تا جهت پرهیز از هزینه های فنی- اقتصادی به کارگیری سنسورهای موقعیت سنج روتور از تخمینگرهای موقعیت- سرعت مبتنی بر جریان- ولتاژ استفاده کنند. این شیوه کنترلی تحت عنوان کنترل بدون حسگر شناخته می شود.

تاکنون محققین روش های مختلفی را جهت بهبود کنترل و بازدهی PMSM پیشنهاد داده اند. در مرجع [۱] ابتدا یک تخمین گر برای تخمین موقعیت روتور، سرعت و اختلال توده ای سیستم پیشنهاد شده است. بر اساس اطلاعات تخمین زده شده، کنترل کننده سرعت ترکیبی طراحی می شود که در آن تکنیک کنترل غیرهموار در طراحی مسیر بازخورد^۲ به کار گرفته شده است. در مرجع [۲] هدف نویسندگان ارائه کنترل سرعت بدون حسگر کارآمد و پویا برای کنترل موتور سنکرون آهنربای دائم در محدوده وسیعی از گستره تغییرات سرعت است. با الگوریتم پیشنهادی این مقاله، حلقه کنترل جریان داخلی حذف می شود و محدودیت های کنترل کننده خطی آبخاری^۳ برطرف می شود. در مرجع [۳] روش سیستم تطبیقی مدل مرجع برای تخمین موقعیت و سرعت موتور سنکرون

چکیده: در این مقاله طراحی کنترل کننده بدون سنسور عصبی- فازی تطبیقی برای موتور سنکرون مغناطیس دائم پیشنهاد می گردد. کنترل کننده پیشنهاد شده شامل بخش کنترل کننده منطق فازی و تنظیم کننده پارامترهای شبکه عصبی تابع شعاعی پایه منطبق بر تغییرات شرایط کاری سیستم می باشد. به عبارتی دیگر کنترل کننده پیشنهادی می تواند بر اساس شرایط کاری سیستم خود را تنظیم نموده و منجر به پاسخ بهینه برای سیستم شود. برای کنترل بدون سنسور موتور سنکرون مغناطیس دائم مشاهده گر مود لغزشی و حلقه قفل شده فاز به صورت یکپارچه استفاده شده است تا امکان تخمین موقعیت و سرعت روتور فراهم شود. جهت حذف خطای تخمینگر و همچنین حلقه قفل شده فاز در ابتدای فعالیت روتور استراتژی کنترلی I-f به کار گرفته شده است. این استراتژی موجب گذار آرام گشتاور- سرعت از مرحله راه اندازی به مرحله کنترل بدون سنسور خواهد شد. جهت نمایش موثر بودن استراتژی کنترلی پیشنهادی شبیه سازی موتور سنکرون مغناطیس دائم در حضور کنترل کننده پیشنهادی، در محیط نرم افزار MATLAB انجام شده و نتایج آن مورد بررسی قرار گرفته است.

کلیدواژه: موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل کننده عصبی- فازی تطبیقی، کنترل میدان گرای بدون سنسور، حلقه قفل شده فاز.

۱- مقدمه

امروزه افزایش قیمت انرژی باعث افزایش استفاده از موتورهای الکتریکی پربازده در صنعت شده است. اگرچه موتورهای القایی بیش از یک قرن مورد توجه صنعتگران بوده است با این حال وجود لغزش و تلفات مسی روتور بازدهی و ضریب توان این ماشین ها را بطور قابل توجهی تحت تاثیر قرار داده است [۱] تا [۳]. در همین حال کاهش قیمت مواد آهنربای دائم به همراه بهبود عملکرد آنها باعث گردیده است تا موتور سنکرون مغناطیس دائم^۱ (PMSM) پربازده بیش از پیش مورد توجه قرار گیرد. از جمله مهمترین ویژگی های PMSM می توان به چگالی توان زیاد، لختی کم، شتابگیری سریع، سادگی عملیات نگهداری، راندمان بالا، نسبت قابل توجه گشتاور به جریان و همچنین کاهش تلفات مسی به دلیل عدم وجود جریان روتور اشاره نمود [۴] تا [۷]. در این ماشین ها، سیم پیچ میدان روتور با آهنرباهای دائمی جایگزین می شود تا از طریق حذف جاروبک ها، از بین بردن حلقه های لغزش و کاهش تلفات

مقاله در تاریخ ۲۶ مرداد ماه ۱۴۰۳ دریافت و در تاریخ ۹ دی ماه ۱۴۰۳ بازنگری شد. سعید زرگانی، گروه مهندسی برق، پردیس صنعتی شهدای هویزه، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران، (email: saeedzergani1351@gmail.com).

ناصر عرفانی مجد (نویسنده مسئول)، گروه مهندسی برق، پردیس صنعتی شهدای هویزه، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، اهواز، ایران، (email: n.erfanimajd@scu.ac.ir)

2. Feedback

3. Cascaded Linear Controller

1. Permanent Magnet Synchronous Motor

تنظیم کننده پارامترهای شبکه عصبی تابع شعاعی پایه منطبق بر تغییرات شرایط کاری سیستم است. به عبارت دیگر کنترل پیشنهادی می تواند بر اساس شرایط کاری سیستم خود را تنظیم نموده و منجر به پاسخ بهینه برای سیستم شود. برای کنترل بدون سنسور PMSM مشاهده گر مود لغزشی و حلقه قفل فاز^۸ (PLL) به صورت یک پارچه استفاده شده است تا امکان تخمین موقعیت و سرعت روتور فراهم شود. جهت حذف خطای تخمین گر و همچنین PLL در ابتدای فعالیت روتور استراتژی کنترلی I-f به کار گرفته می شود. این استراتژی موجب گذار آرام گشتاور-سرعت از مرحله راه اندازی به مرحله کنترل بدون سنسور خواهد شد. جهت نمایش موثر بودن استراتژی کنترلی پیشنهادی در این مقاله، شبیه سازی PMSM در حضور کنترل کننده ANFC در محیط نرم افزار MATLAB انجام و نتایج مورد تجزیه و تحلیل قرار داده شده است.

۲- کنترل پیشنهادی برای کنترل میدان گرای بدون سنسور PMSM

ساختار کلی کنترل کننده سرعت مبتنی بر NFC برای سیستم کنترل درایو PMSM بدون سنسور در شکل ۱ نشان داده شده است. همانطور که در بالا ذکر شد، حالت کنترل I-f و حالت کنترل بدون سنسور برای کنترل موتور در محدوده سرعت وسیع برای هر دو جهت مورد توجه قرار گرفته است به طوری که شامل راه اندازی موتور از مرحله سکون و عملکرد چرخشی معکوس نیز می باشد. در محدوده سرعت کم، PMSM در حالت کنترل I-f کنترل می شود، (کلیدها در موقعیت ۱ قرار می گیرند). در محدوده سرعت متوسط تا بالا، موتور در حالت کنترل بدون سنسور عمل می کند (کلیدها در موقعیت ۲ قرار می گیرند). برای کنترل بدون حسگر الگوریتم کنترل شامل دو حلقه کنترل بسته است - حلقه کنترل سرعت بیرونی و حلقه کنترل جریان داخلی. الگوریتم FOC و دو کنترل کننده PI در حلقه کنترل فعلی پیاده سازی می شوند. حلقه کنترل سرعت توسط یک کنترل کننده سرعت مبتنی بر^۹ (NFC)، متشکل از یک کنترل کننده منطق فازی^{۱۰} (FLC)، یک شبکه عصبی تابع شعاعی پایه^{۱۱} (RBFNN)، یک مکانیسم تنظیم و یک کنترل کننده PI هستند. در ادامه چگونگی پیاده سازی ساختار پیشنهادی تشریح می گردد.

۲-۱ مشاهده گر مود لغزشی^{۱۲} (SMO)

در این بخش بطور خلاصه مدلی از PMSM ارائه می گردد به طوری که مناسب با طراحی کنترل کننده پیشنهادی باشد. معادلات توصیف کننده جریان های ماشین در قاب کلارک به صورت زیر ارائه می شوند [۲۲]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{\alpha} &= \frac{1}{L_s} (-r_s i_{\alpha} + v_{\alpha} - e_{\alpha}) \\ \frac{d}{dt} i_{\beta} &= \frac{1}{L_s} (-r_s i_{\beta} + v_{\beta} - e_{\beta}) \end{aligned} \quad (1)$$

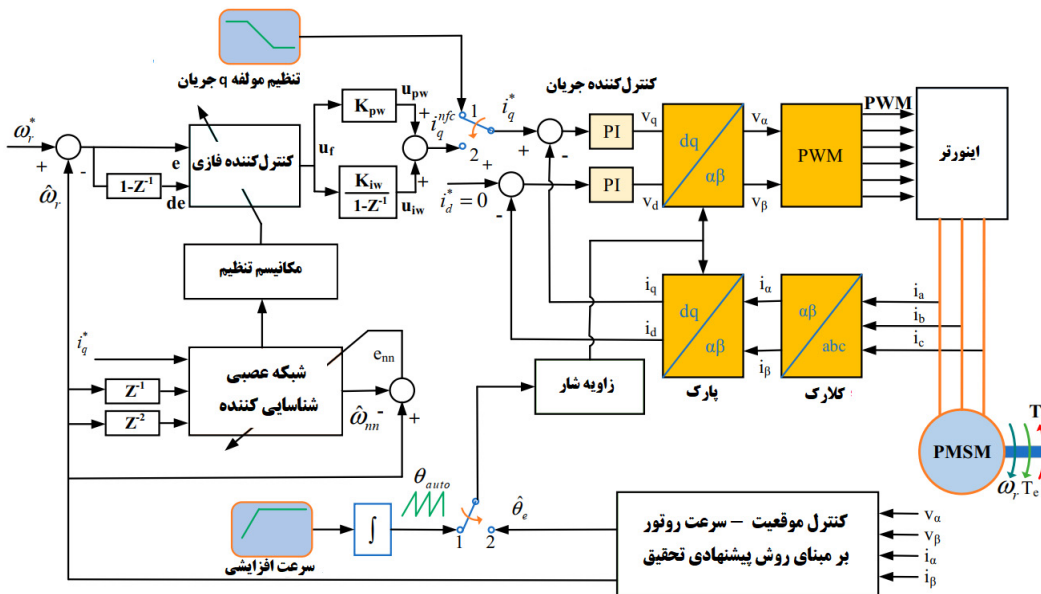
که در این رابطه جریان ها i_{α} ، i_{β} ، v_{α} و v_{β} به ترتیب جریان ها و ولتاژها روی قاب کلارک را نشان می دهند، e_{α} و e_{β} برای اشاره به EMF به کار گرفته شده اند و داریم

مغناطیس دائم با در نظر گرفتن خطا بین مقادیر موقعیت واقعی و تخمینی روتور ارائه شده است. اساس طرح ارائه شده برای تخمین موقعیت روتور مبتنی بر به حداقل رساندن مشتقات خطای مقادیر واقعی اندازه گیری شده و مقدار تخمین زده شده جریان است. در مرجع [۴] از کنترل کننده های مرتبه کسری برای پیاده سازی کنترل میدان گرا^۱ (FOC) استفاده شده است. نویسندگان در این مرجع برای کنترل سرعت روتور از کنترل مود لغزشی استفاده کرده اند در حالی که کنترل کننده های مربوط به حلقه های جریان مبتنی بر کنترل کننده های مرتبه کسری می باشد. در مرجع [۵] از تخمین گر برای تخمین سرعت زاویه ای PMSM استفاده شده است. خروجی تخمین گر پیشنهادی برای فراهم نمودن سیگنال کنترلی به یک کنترل کننده غیرخطی تزریق می شود. در این مقاله نیروهای الکتروموتوری که مدل سازی نشده اند، تخمین زده نمی شوند بلکه در کنترل کننده غیرخطی از یک سیگنال میراساز غیرخطی استفاده شده تا تأثیر این نیروها کمینه شود. در مرجع [۶] بهبود عملکرد کنترل بدون حسگر مبتنی بر شار فعال^۲ (AF) برای ماشین های سنکرون مغناطیس دائم در محدوده سرعت پایین مورد مطالعه قرار گرفته است. نویسندگان استفاده از تخمین گر موقعیت تطبیقی بر اساس مدل AF برای ارائه تخمین موقعیت روتور را پیشنهاد نموده اند. در مرجع [۷] اشاره می شود که مفهوم شار فعال مبتنی بر تخمین EMF برای کنترل بدون حسگر به دلیل مشکلات انتگرال گیر خالص و عملکرد نامطلوب موتور در سرعت های پایین، محدودیت های مختلفی دارد. استخراج مولفه EMF با فیلتر پایین گذر معمولی به دلیل وجود هارمونیک های مرتبه پایین تر، آفست DC، اثرات اشباع و غیره نسبتاً پیچیده بوده و باعث تأخیر فاز قابل توجهی در موقعیت و سرعت تخمین زده می شود. در مرجع [۸] نویسندگان استراتژی کنترلی که انحراف انتگرال شیب^۳ را با کنترل حالت لغزشی ترکیب می کند برای تعیین منیفولد حالت لغزشی انتگرال شیب پیشنهاد نموده اند. با استفاده از این منیفولد، طراحی کنترل کننده مود لغزشی انتگرال شیب و مشاهده گر انجام شده است. در مرجع [۹] روشی برای کنترل هم زمان ریپل گشتاور و شار در کنترل^۴ (DTC) موتور PMSM ارائه می شود. برخلاف الگوریتم های پیاده شده قبلی بر مبنای کنترل سیکل وظیفه^۵ بردارهای ولتاژ که توجهی به وضعیت شار استاتور نمی گردید، در این روش با استفاده از کمینه سازی یک تابع هدف دومتغیره گشتاور و شار، ریپل شار استاتور نیز به همراه ریپل گشتاور کنترل گردیده است. در مرجع [۱۰] اشاره می شود که کنترل کننده های تحمل پذیر خطا^۶ (FTC) یک موضوع مهم در نظریه سیستم و مهندسی کنترل بوده و دارای کاربردهای عملی و صنعتی بسیاری است. در این مقاله یک FTC جدید برای تشخیص و اصلاح عیب حسگرهای درایو موتور سنکرون آهنربای دائم ارائه شده است. برای رسیدن به این هدف از یک کنترل کننده مدل لغزشی بر اساس کنترل برداری PMSM استفاده گردیده است.

در این مقاله کنترل کننده عصبی- فازی تطبیقی^۷ (ANFC) با هدف کنترل بدون سنسور سرعت موتور PMSM ارائه می شود. کنترل کننده ANFC پیشنهاد شده در این مقاله کنترل کننده منطق فازی است که

1. Field Oriented Control
2. Active Flux
3. Tilt integral derivative
4. Direct Torque Control
5. Duty Cycle
6. Fault Tolerant Control
7. Adaptive Neuro Fuzzy Controller

8. Phase Locked Loop
9. Neuro Fuzzy Controller
10. Fuzzy Logic Controller
11. Radial Basis Function Neural Network
12. Sliding Mode Observer



شکل ۱: کنترل پیشنهادی برای PMSM.

$$\begin{aligned} \hat{e}_\alpha &= -kH(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = kH(\tilde{i}_\alpha) \\ \hat{e}_\beta &= -kH(\hat{i}_\beta - i_\beta) = kH(\tilde{i}_\beta) \end{aligned} \quad (۶)$$

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\omega_e \lambda_f \sin(\theta_e) \\ e_\beta &= -\omega_e \lambda_f \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (۲)$$

۲-۲ تخمین موقعیت و سرعت

بر اساس EMF تخمینی موقعیت روتور مستقیماً با استفاده از تابع تانژانت در روش کلاسیک بدست می‌آید:

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (۷)$$

و سرعت الکتریکی روتور را می‌توان با استفاده از $\frac{d}{dt}\hat{\theta}_e = \hat{\omega}_e$ بدست آورد. با این حال به دلیل استفاده از تابع آرک تانژانت موقعیت - سرعت اندازه گیری شده دربردارنده هارمونیک‌ها و نویز هستند. به ویژه، خطاهای تخمین ظاهری را می‌توان زمانی به دست آورد که \hat{e}_β از صفر عبور کند. بنابراین، الگوریتم PLL برای کاهش اثر نامطلوب مذکور بکار گرفته می‌شود. ساختار PLL در شکل ۲ نشان داده شده است. در PLLها معمولی خطای تخمین موقعیت روتور به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{1}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} [-\hat{e}_\alpha \cos(\hat{\theta}_e) - \hat{e}_\beta \sin(\hat{\theta}_e)] = \\ &= \frac{-\hat{e}_{\alpha n} \cos(\hat{\theta}_e) - \hat{e}_{\beta n} \sin(\hat{\theta}_e)}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} = \frac{\sin(\theta_e) \cos(\hat{\theta}_e) - \cos(\theta_e) \sin(\hat{\theta}_e)}{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}} \\ &\approx \hat{\theta}_e - \theta_e \end{aligned} \quad (۸)$$

در PLL مبتنی بر تانژانت خطای تخمین موقعیت روتور به صورت زیر تشریح می‌شود:

$$\varepsilon = \frac{-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} - \tan\left(\frac{\hat{\theta}_e}{\gamma}\right)}{1 - \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \tan\left(\frac{\hat{\theta}_e}{\gamma}\right)} = \frac{\tan(\theta_e) - \tan\left(\frac{\hat{\theta}_e}{\gamma}\right)}{1 + \tan(\theta_e) \tan\left(\frac{\hat{\theta}_e}{\gamma}\right)} = \tan\left(\theta_e - \frac{\hat{\theta}_e}{\gamma}\right) \quad (۹)$$

در مدل PLL مبتنی بر بازیابی سیگنال EMF می‌توان نوشت [۱۲]:

در رابطه فوق θ_e اشاره به زاویه الکتریکی روتور دارد و λ_f شار پیوندی مغناطیسی دائمی است. متغیر ω_e سرعت چرخشی شار مغناطیسی و r_s و L_s به ترتیب مقاومت و اندوکتانس فاز هستند. رابطه رویتگر جریان برای PMSM را می‌توان بر اساس تئوری مشاهده‌گر مود لغزشی به شکل زیر فرمول‌بندی نمود:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\hat{i}_\alpha &= \frac{1}{L_s}(-r_s \hat{i}_\alpha + v_\alpha - kH(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)) \\ \frac{d}{dt}\hat{i}_\beta &= \frac{1}{L_s}(-r_s \hat{i}_\beta + v_\beta - kH(\hat{i}_\beta - i_\beta)) \end{aligned} \quad (۳)$$

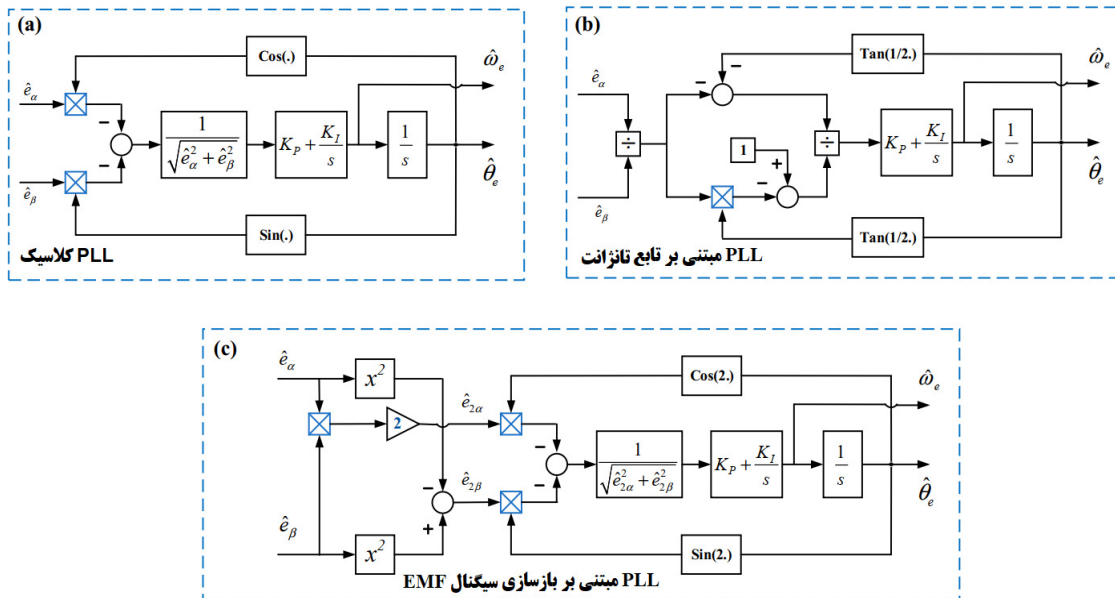
که در آن \hat{i}_α و \hat{i}_β نشان‌دهنده جریان تخمینی محورهای کلارک، H تابع سیگموئید، k مقدار بهره مشاهده‌گر است. علاوه بر این خطای تخمین جریان را می‌توان با استفاده از (۱) و (۳) بدست آورد:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\tilde{i}_\alpha &= \frac{1}{L_s}(-r_s \tilde{i}_\alpha + e_\alpha - kH(\tilde{i}_\alpha)) \\ \frac{d}{dt}\tilde{i}_\beta &= \frac{1}{L_s}(-r_s \tilde{i}_\beta + e_\beta - kH(\tilde{i}_\beta)) \end{aligned} \quad (۴)$$

که در این روابط \tilde{i}_α و \tilde{i}_β جریان تخمینی روتور روی محورهای کلارک هستند و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_\alpha &= \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \tilde{i}_\beta &= \hat{i}_\beta - i_\beta \end{aligned} \quad (۵)$$

علاوه بر این اگر بهره مشاهده‌گر به اندازه کافی بزرگ و مثبت در نظر گرفته شود ($k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$) پایداری مجانبی مشاهده‌گر مد لغزشی براساس معیار لیاپانوف تضمین می‌شود. بنابراین جریان تخمینی به جریان واقعی همگرا می‌شود. مقدار EMF تخمین‌زده شده را می‌توان به صورت زیر محاسبه نمود



شکل ۲: ساختار PLL.

۲-۳ استراژی کنترلی I-f برای تغییر جهت

استراژی راهاندازی I-f، انتقال گشتاور و سرعت را در طول انتقال بین حالتی از مرحله راهاندازی به مرحله کنترل بدون حسگر هموار می‌کند [۱۵]. علاوه بر این، برای تغییر جهت، استراژی کنترل I-f توسعه داده می‌شود تا اطمینان حاصل شود که موتور می‌تواند جهت چرخش را به طور پایدار تغییر دهد. الگوریتم این روش در شکل ۳ نشان داده شده است و به شرح ذیل انجام می‌شود:

گام اول: هنگامی که فرمان سرعت برای معکوس کردن جهت چرخش اعمال می‌شود، سیستم جریان مرجع i_q^* را می‌گیرد و سرعت روتور را تا مقدار آستانه سرعت مشخص برای شرایط کلیدزنی کاهش می‌دهد. هنگامی که سرعت روتور کمتر از مذکور است، سیگنال EMF به اندازه کافی بزرگ نیست و به طور قابل توجهی تحت تأثیر نویز قرار می‌گیرد، که باعث می‌شود اطلاعات موقعیت و سرعت روتور توسط تخمین‌گر SMO-PLL به اشتباه محاسبه شود. بنابراین، سیستم به حالت کنترل I-f تغییر می‌کند. فرمان سرعت توسط یک تابع شیب کاهش می‌یابد و i_q^* به درستی تنظیم می‌شود. جریان مرجع i_q^* و سرعت مرجع ω_r^* به صورت (۱۴) توصیف می‌شود. در این رابطه (-) تغییر جهت مثبت به منفی و (+) تغییر جهت منفی به مثبت را نشان می‌دهند. i_{qsw}^* جریان مرجع در زمان تنظیم دستور بازگشت جهت است. بهره متناسب برای کاهش جریان i_q^* است. θ_e^a موقعیت روتور است. مقدار آستانه سرعت ویژه برای تغییر به حالت کنترل بدون سنسور است و k_r بهره متناسب تابع شیب برای سرعت فرمان است.

$$\begin{cases} i_q^*(k+1) = i_q^*(k) - k_a T_s i_{qsw}^* \\ \omega_r^*(k+1) = \omega_r^*(k) \pm k_r T_s \quad |\omega_r^*| < \omega_r^{sw} \text{ for } k > k_o \\ \theta_e^a(k+1) = \theta_e^a(k) + \omega_r^* T_s \quad \theta_e^a(k_o) = \hat{\theta}_e(k_o) \end{cases} \quad (14)$$

گام دوم: هنگامی که جریان مرجع i_q^* به صفر نزدیک می‌شود، برای افزایش سرعت موتور به مقدار معینی بازنشانی می‌شود، در حالی که سرعت مرجع هنوز توسط تابع شیب تغییر می‌کند

$$i_q^* = -K_c i_{qsw}^* \quad (15)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}} [-\hat{e}_{\alpha} \cos(\hat{\theta}_e) - \hat{e}_{\beta} \sin(\hat{\theta}_e)] = \sin(\nu(\theta_e - \hat{\theta}_e)) \quad (10)$$

که در این رابطه \hat{e}_{α} و \hat{e}_{β} سیگنال EMF تصحیح شده هستند که به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$\begin{aligned} \hat{e}_{\alpha} &= \nu \hat{e}_{\beta} \hat{e}_{\alpha} = -(\omega \lambda_f)^T \sin(\nu \theta_e) \\ \hat{e}_{\beta} &= \hat{e}_{\beta}^* - \hat{e}_{\alpha}^* = (\omega \lambda_f)^T \cos(\nu \theta_e) \end{aligned} \quad (11)$$

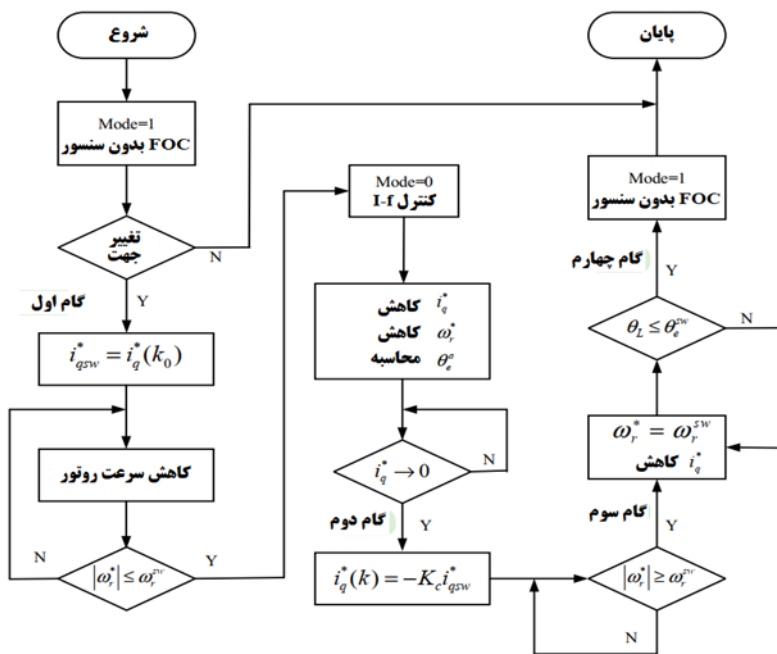
در کاربردهای عملی، هنگامی که موتور جهت خود را تغییر می‌دهد، EMF بسیار کوچک بوده و به طور قابل توجهی تحت تأثیر نویز در ناحیه کم سرعت است که این امر منجر به خطای بالا در تخمین می‌شود. برای غلبه بر این مشکل، در طول انتقال برگشت جهت، استراژی کنترل I-f در ترکیب با PLL معمولی اصلاح شده پیشنهاد می‌گردد تا اطمینان حاصل شود که موتور می‌تواند جهت چرخش را به طور پایدار تغییر داده و PLL معمولی می‌تواند به طور موثر برای هر دو جهت کار کند. در چنین شرایطی اثر خطای تخمین EMF در ناحیه کم سرعت تعدیل می‌گردد. بنابراین، برای اصلاح موقعیت تخمینی روتور یک افست موقعیت در نظر گرفته می‌شود. خطای تخمین موقعیت روتور برای PLL به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}} [-\hat{e}_{\alpha} \cos(\hat{\theta}_e + \theta_{offset}) - \hat{e}_{\beta} \sin(\hat{\theta}_e + \theta_{offset})] \quad (12)$$

$$\theta_{offset} = \begin{cases} 0 & \text{if } \hat{\omega}_e > 0 \\ \pi & \text{if } \hat{\omega}_e < 0 \end{cases}$$

اگر خطای تخمین توسط یک تنظیم کننده PI به صفر جذب شود، موقعیت و سرعت روتور با رابطه زیر تخمین زده می‌شوند:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_e = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \\ \hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e dt \end{cases} \quad (13)$$



شکل ۳: استراتژی کنترلی I-f برای تغییر جهت.

قوانین اولیه فازی بر اساس اشاره به مشخصه پاسخ دینامیکی نظیر قانون زیر طراحی می‌شوند:

اگر e برابر با A_i و de برابر با B_j است آنگاه u_f برابر با c_{ij} خواهد بود. که در این قانون $i, j=1, \dots, 7$ ، $i, j=1, \dots, 7$ عددی حقیقی است. تعداد ۴۹ قانون فازی در جدول قوانین فازی وجود دارد. خروجی سیستم فازی را می‌توان با استفاده از رابطه زیر محاسبه کرد:

$$u_f(e, de) = \frac{\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} c_{m,n} [\mu_{A_n}(e) \times \mu_{B_m}(de)]}{\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} [\mu_{A_n}(e) \times \mu_{B_m}(de)]} \quad (19)$$

$$= \sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} c_{m,n} \times d_{m,n}$$

که در این رابطه $d_{m,n} = \mu_{A_n}(e) \times \mu_{B_m}(de)$ و $\sum_{n=i}^{i+1} \sum_{m=j}^{j+1} d_{m,n} = 1$ علاوه بر این $c_{m,n}$ متغیر قابل تنظیم در رابطه است. در شکل ۱ برای مود بدون سنسور جریان مرجع i_q^* توسط خروجی کنترل کننده فازی به صورت رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$i_q^* = u_{iw}(k-1) + (K_{pw} + K_{iw})u_f(k) \quad (20)$$

که در این رابطه K_{iw} و K_{pw} ضرایب انتگرالی و تناسبی کنترل کننده PI در حلقه کنترل سرعت هستند.

۲-۱- شبکه عصبی تابع شعاعی پایه

پارامترهای FLC در کنترل کننده سرعت مبتنی بر NFC باید به طور موثر تنظیم شوند. این امر مستلزم دسترسی به تبدیل ژاکوبین به دست آمده از ویژگی های سیستم دینامیکی است. بنابراین، سیستم کنترل درایو PMSM باید شناسایی شود. در شکل ۵، یک RBFNN برای به دست آوردن اطلاعات مورد نظر نشان داده شده است. این شبکه در واقع شبکه عصبی پیشخور است که از یک لایه ورودی، یک لایه پنهان و یک لایه خروجی منفرد تشکیل شده است [۲۳].

سه ورودی در لایه ورودی قرار دارد که عبارتند از: $i_q^*(k)$ ، $\hat{\omega}_r(k-1)$ و بردار ورودی را به شکل زیر ایجاد می‌کنند:

در این رابطه K_c بهره تناسبی جریان مرجع i_q^* است. گام سوم: وقتی سرعت مرجع به ω_r^{sw} نزدیک می‌شود، جریان مرجع i_q^* مشابه رویه استراتژی راه اندازی I-f کاهش می‌یابد

$$\begin{cases} i_q^*(k+1) = i_q^*(k) \pm K_a T_s \\ \omega_r^*(k+1) = \omega_r^*(k) = \omega_r^{sw} \\ \theta_L = \hat{\theta}_e - \theta_e^* > \theta_e^{sw} \end{cases} \quad (16)$$

که در آن θ_e^{sw} مقدار آستانه زاویه ای از شرایط کلیدزنی است. گام چهارم: موتور برای فعالیت به شکل کنترل شده بدون سنسور راه‌اندازی می‌شود.

۲-۲ طراحی کنترل کننده فازی- عصبی برای سیستم کنترل درایو PMSM

در شکل ۱، دو ورودی برای FLC وجود دارد، خطای سرعت روتور e و خطای تغییر سرعت روتور de که با رابطه زیر تعریف می‌شوند:

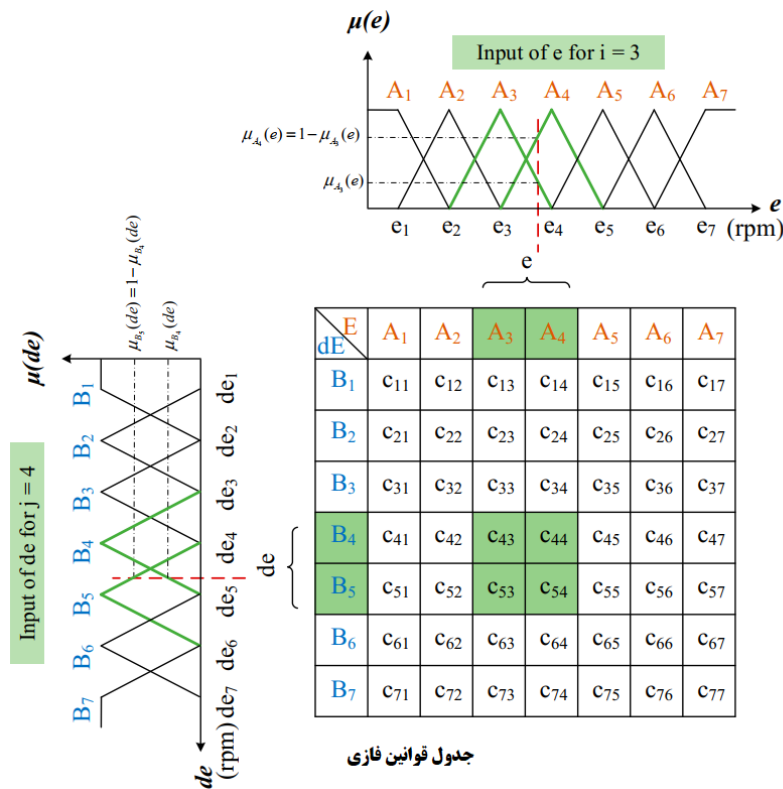
$$\begin{cases} e(k) = \omega_r^*(k) - \hat{\omega}_r(k) \\ de(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (17)$$

خروجی فازی با u_f نشان داده می‌شود (شکل ۱). در ادامه این بخش به طراحی کنترل کننده فازی پرداخته می‌شود. ابتدا متغیرهای ورودی انتخاب می‌گردند و متغیرهای زبانی به صورت E و dE در نظر گرفته می‌شوند. هفت متغیر زبانی برای E و dE به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\{B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6, B_7\} \text{ و } \{A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, A_7\}$$

مطابق شکل ۴ توابع عضویت به صورت مثلثی متقارن در نظر گرفته می‌شوند. برای هر مقدار ورودی تنها دو متغیر زبانی و درجه عضویت وجود دارد که به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} \mu_{A_i}(e) = \frac{e_{i+1} - e}{e_{i+1} - e_i}, \mu_{A_{i+1}}(e) = 1 - \mu_{A_i}(e) \\ \mu_{B_j}(de) = \frac{de_{j+1} - de}{de_{j+1} - de_j}, \mu_{B_{j+1}}(de) = 1 - \mu_{B_j}(de) \end{cases} \quad (18)$$



شکل ۴: جدول قوانین فازی.

با توجه به روش نزولی گرادیان تصادفی (SGD)، وزن‌ها، عرض گره‌ها و مراکز گره‌ها را می‌توان با الگوریتم یادگیری به صورت زیر محاسبه و به‌روز کرد [۲۳]

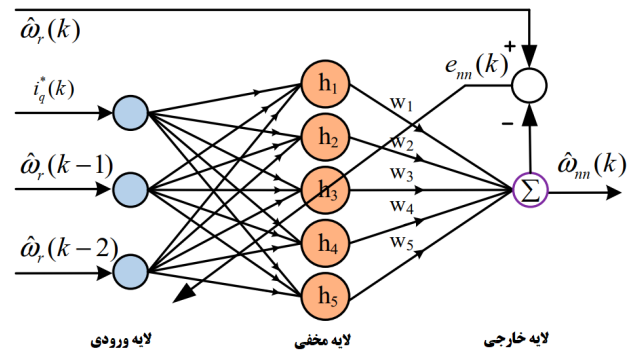
$$\begin{cases} \Delta \omega_l(k) = -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial \omega_l(k-1)} = \eta e_m(k) h_l(k) \\ \omega_l(k) = \omega_l(k-1) + \Delta \omega_l(k) + \alpha(\omega_l(k-1) - \omega_l(k-2)) \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} \Delta b_l(k) = -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial b_l(k)} = \eta e_m(k) \omega_l(k) h_l(k) \frac{\|x(k) - c_l(k)\|^r}{b_l^r(k)} \\ b_l(k) = b_l(k-1) + \Delta b_l(k) + \alpha[b_l(k-1) - b_l(k-2)] \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} \Delta c_{il}(k) = -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial c_{il}(k)} = \eta e_m(k) \omega_l(k) h_l(k) \frac{x(k) - c_{il}(k)}{b_l^r(k)} \\ c_{il}(k) = c_{il}(k-1) + \Delta c_{il}(k) + \alpha[c_{il}(k-1) - c_{il}(k-2)] \end{cases} \quad (27)$$

که در این روابط α ضریب حرکتی، η نرخ یادگیری و $l = 1, 2, \dots, 5$ و $r = 3, 2, 1$ همچنین تبدیل ژاکوبین به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{\partial \hat{\omega}_r(k)}{\partial i_q^*(k)} \approx \frac{\partial \hat{\omega}_m(k)}{\partial i_q^*(k)} = \sum_{l=1}^5 \omega_l(k) h_l(k) \frac{c_{il}(k) - i_q^*(k)}{b_l^r(k)} \quad (28)$$



شکل ۵: ساختار شبکه عصبی.

$$x(k) = [i_q^*(k), \hat{\omega}_r(k-1), \hat{\omega}_r(k-2)]^T \quad (21)$$

در لایه پنهان پنج نورون وجود دارد و تابع گاوسی زیر به عنوان تابع فعال‌سازی استفاده می‌شود

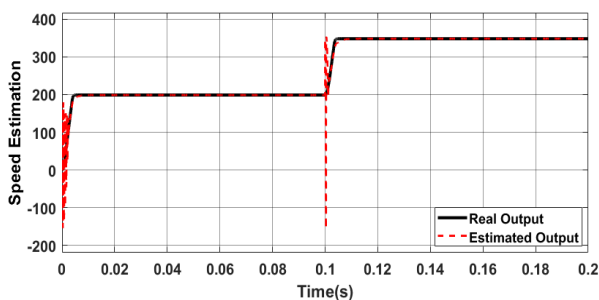
$$h_l(k) = \exp\left(-\frac{\|x(k) - c_l(k)\|^r}{rb_l^r(k)}\right) \quad (22)$$

که در آن $c_l(k) = [c_{1l}(k), c_{2l}(k), c_{3l}(k)]^T$ و b_l مرکز و عرض تابع گاوسی هستند. در لایه ورودی، خروجی به صورت زیر محاسبه خواهد شد

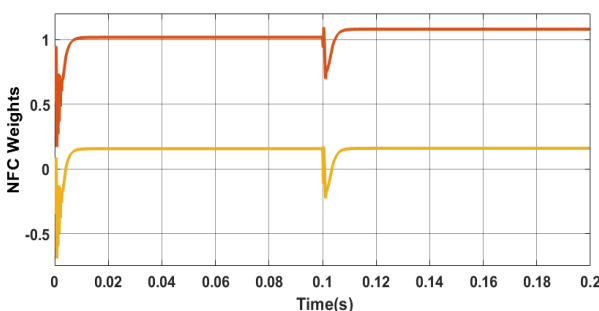
$$\hat{\omega}_m(k) = \sum_{l=1}^5 \omega_l(k) h_l(k) \quad (23)$$

برای آموزش شبکه بر اساس قانون یادگیری برخط تابع هزینه لحظه‌ای به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$J(k) = \frac{1}{2} (\hat{\omega}_r(k) - \hat{\omega}_m(k))^2 = \frac{1}{2} \epsilon_m^2 \quad (24)$$



شکل ۷: خروجی تخمینگر پیشنهادی و مقایسه پاسخ آن با پاسخ واقعی سیستم (شرایط Δ_1).



شکل ۸: تغییر وزن ها در NFC برای تطبیق با شرایط کاری جدید (شرایط Δ_1).

زمان نمونه برداری: ۵۰ میکروثانیه
تابع فعال سازی در شبکه عصبی- فازی: تابع تانژانت
نرخ یادگیری شبکه: $\eta = 0.15$
برای موتور PMSM پارامترهای در نظر گرفته شده به صورت زیر هستند:

تعداد قطب ها: چهار قطب

جریان مرجع محور d : 0.10085 پریونیت

جریان مرجع محور q : 0.10085 پریونیت

مقاومت سیم پیچ استاتور: 2.875 اهم

ثابت اینرسی روتور: 0.10008 پریونیت

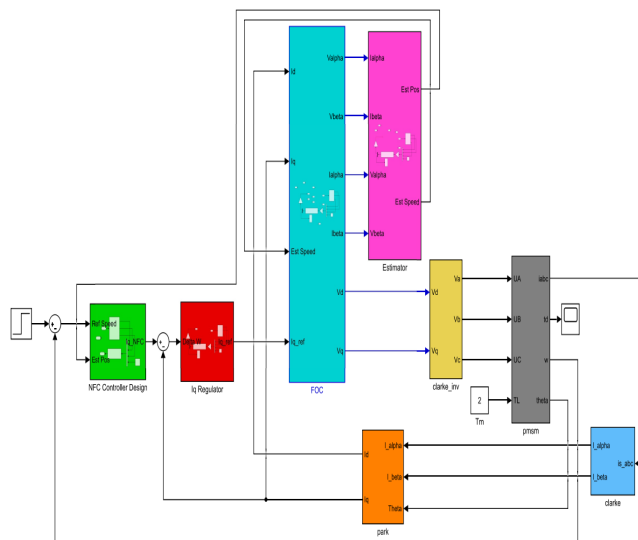
برای اهداف مقایسه‌ای، از کنترل کننده PI برای کنترل سرعت بجای کنترل کننده عصبی- فازی پیشنهادی استفاده خواهد شد و نتایج مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت. حالت‌های زیر برای شبیه‌سازی در نظر گرفته شده‌اند:

۱- پاسخ سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی و به ازای تغییر سرعت از ۲۰۰ به ۳۵۰ رادیان بر ثانیه (شرایط Δ_1)

۲- پاسخ سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی و به ازای تغییر گشتاور از ۲ نیوتن متر به ۱۰ نیوتن متر (شرایط Δ_2)

۳-۱ شبیه‌سازی به ازای شرایط Δ_1

در این حالت سرعت مرجع در زمان ۰/۱ ثانیه از مقدار ۲۰۰ رادیان بر ثانیه به مقدار ۳۵۰ رادیان بر ثانیه تغییر می‌کند. در شکل ۷ خروجی تخمین گر سرعت روتور نشان داده شده است و خروجی آن با خروجی اصلی سیستم مقایسه شده است. ملاحظه می‌شود که تخمین گر پیشنهادی به خوبی سیگنال سرعت روتور را حتی در صورت بروز خطا (تغییر پله سرعت) تخمین زده است. دقت شود که هر نوع تغییر در شرایط کاری سیستم موجب می‌شود تا شبکه عصبی- فازی به فاز آموزش خود منتقل گردد. تغییر شرایط کاری می‌تواند منجر به تغییر پارامترهای سیستم شده و لذا کنترل کننده عصبی- فازی برای تطبیق با شرایط کاری جدید



شکل ۶: بلوک دیاگرام شبیه سازی سیستم تحت مطالعه.

۲-۴-۲ مکانیسم تنظیم کنترل کننده منطق فازی

برای دستیابی به کوچکترین مربع خطا بین سرعت مرجع و سرعت تخمینی روتور، پارامترهای FLC به صورت آنلاین در کنترل حلقه بسته تنظیم می‌شوند. بنابراین، تابع هزینه را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد

$$J_e(k) = \frac{1}{p} (\omega_r^*(k) - \hat{\omega}_r(k))^2 = \frac{1}{p} (e(k))^2 \quad (29)$$

در جدول قواعد فازی (شکل ۴)، پارامترهای $C_{m,n}$ را می‌توان به شکل بهینه و مطابق با رابطه زیر بروز رسانی نمود:

$$\Delta C_{m,n} = -\gamma \frac{\partial J_e}{\partial C_{m,n}} \quad (30)$$

که در این رابطه γ نرخ تطبیقی است. برای مشتق جزئی J_e نیز می‌توان نوشت

$$\frac{\partial J_e}{\partial C_{m,n}} = -\frac{\partial J_e}{\partial \hat{\omega}_r} \frac{\partial \hat{\omega}_r}{\partial u_f} \frac{\partial u_f}{\partial C_{m,n}} \quad (31)$$

علاوه بر این، از (۱۷) و با استفاده از تبدیل ژاکوبین در (۲۸)، معادلات زیر به دست می‌آید:

$$\frac{\partial \hat{\omega}_r(k)}{\partial u_f} = \frac{\partial \hat{\omega}_r(k)}{\partial i_q^*} \frac{\partial i_q^*}{\partial u_f} \approx (K_{pw} + K_{iw}) \frac{\partial \hat{\omega}_r(k)}{\partial i_q^*} \quad (32)$$

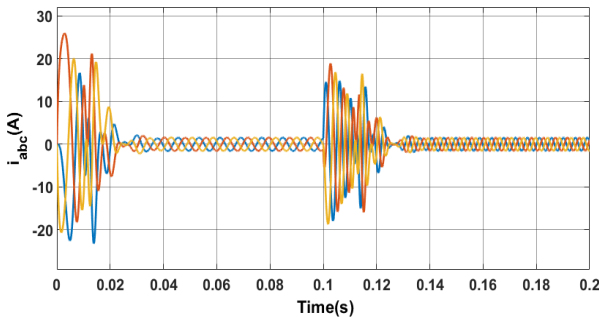
$$(K_{pw} + K_{iw}) \sum_{l=1}^{\Delta} \omega_l(k) h_l(k) \frac{C_{lk}(k) - i_q^*(k)}{b_l^*(k)}$$

با توجه به روابط فوق می‌توان چنین نتیجه گرفت که:

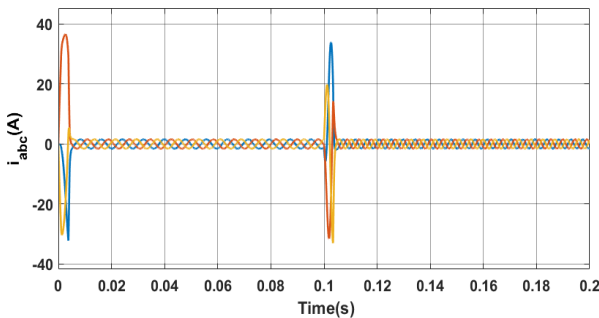
$$\Delta C_{m,n} = \gamma e(k) (K_{pw} + K_{iw}) d_{m,n} \times \sum_{l=1}^{\Delta} \omega_l(k) h_l(k) \frac{C_{lk}(k) - i_q^*(k)}{b_l^*(k)} \quad (33)$$

۳- نتایج شبیه‌سازی

شبکه عصبی در این مقاله دارای سه نرون در لایه ورودی، پنج نرون در لایه مخفی (میانی) و یک نرون در لایه خروجی است. بلوک دیاگرام سیستم شبیه سازی شده در شکل ۶ نشان داده شده است. تنظیمات محیط SIMULINK برای اجرای شبیه سازی به شرح ذیل است:



شکل ۱۳: جریان استاتور در حضور کنترل کننده PI.

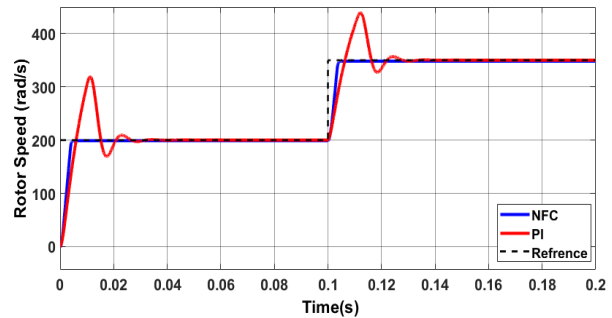


شکل ۱۴: جریان استاتور در حضور کنترل کننده پیشنهادی.

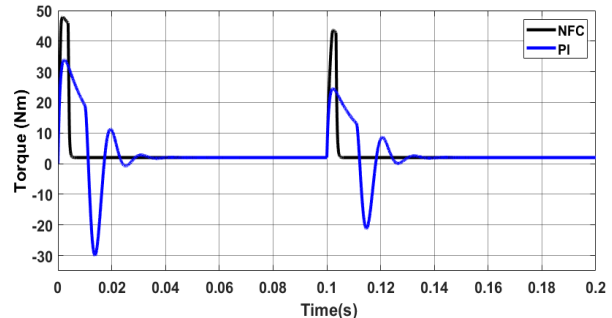
در شکل ۹ تغییرات سرعت روتور برای هر دو حالت شبیه‌سازی (یعنی شبیه‌سازی با حضور کنترل کننده پیشنهادی و همچنین شبیه‌سازی با حضور کنترل کننده PI) نشان داده شده است. ملاحظه می‌گردد که در کنترل پیشنهادی فرآیند سیگنال سرعت به طور قابل توجهی کاهش پیدا کرده است در حالی که در صورت استفاده از کنترل کننده PI مقدار فرآیند قابل توجه خواهد بود. همچنین زمان نشست سیگنال سرعت در حضور کنترل پیشنهادی کمتر از ۰/۰۱ ثانیه است در حالی که این زمان برای سیستم مجهز به کنترل کننده PI در حدود ۰/۰۳ ثانیه است. بنابراین حضور کنترل کننده پیشنهادی نه تنها حاشیه پایداری PMSM را افزایش داده است بلکه زمان نشست و مقدار فرآیند پاسخ سرعت روتور را نیز به طور قابل توجهی کاهش داده است. میرایی فراهم شده برای سیستم PMSM توسط استراتژی کنترلی پیشنهادی به مراتب نسبت به میرایی حاصل از به‌کارگیری کنترل کننده PI بیشتر است. این مهم از مقایسه زمان نشست و مقدار فرآیند به وجود آمده در سرعت روتور قابل استنباط است. در شکل ۱۰ تغییرات گشتاور در PMSM نشان داده شده است. گشتاور از روی مقادیر ولتاژ و جریان قابل محاسبه است. ملاحظه می‌شود که پاسخ گشتاور در PMSM در حضور کنترل کننده PI ابتدا نوسانی است و سپس در مقدار ۲Nm تثبیت می‌گردد. زمان نشست سیگنال بیش از ۰/۰۳ ثانیه است در حالی که این زمان برای سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی کمتر از ۰/۰۱ ثانیه مشاهده می‌شود.

در شکل ۱۱ خروجی سیستم شامل مولفه‌های ولتاژ اینورتر نشان داده شده است. این مولفه‌ها در قاب کلارک هستند. مقدار تغییرات ولتاژها به ازای تغییر سرعت اعمال شده در زمان ۰/۱ ثانیه کاملاً مشخص است.

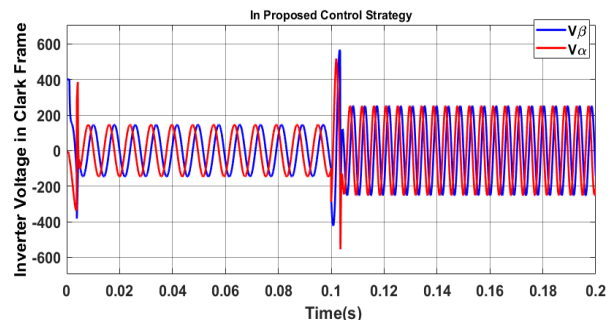
در شکل ۱۲ تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در حضور کنترل کننده PI نشان داده شده است. مقایسه شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نشان می‌دهد که کنترل پیشنهادی در کمتر از یک سیکل عملیات پایداری و تثبیت ولتاژ را انجام داده است در حالی که این زمان برای کنترل کننده PI تقریباً بیش از ۴ سیکل است. بنابراین در کنترل پیشنهادی می‌توان شاهد بهبود پروفیل ولتاژ خروجی اینورتر بود. البته باید توجه داشت که وجود مولفه‌های هارمونیک در جریان‌ها و ولتاژها می‌تواند موجب تضعیف شاخص‌های



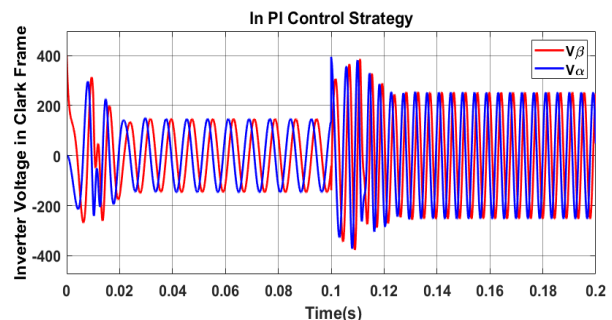
شکل ۹: نمایش تغییرات سرعت روتور برای شرایط کاری جدید (شرایط Δ_1).



شکل ۱۰: نمایش تغییرات مقدار گشتاور در PMSM (شرایط Δ_1).

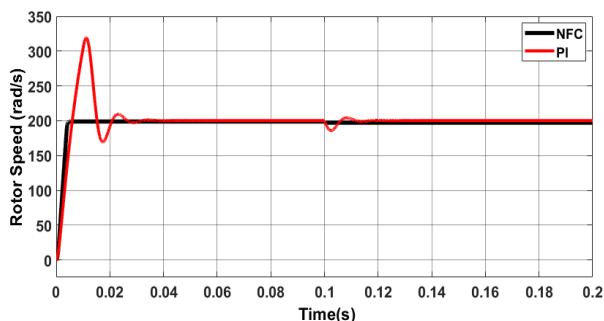
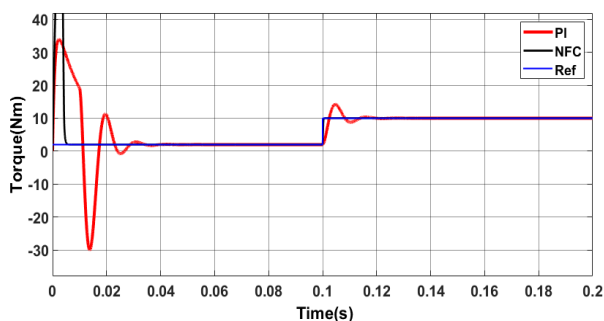


شکل ۱۱: نمایش تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در PMSM (شرایط Δ_1) در حضور کنترل کننده پیشنهادی.



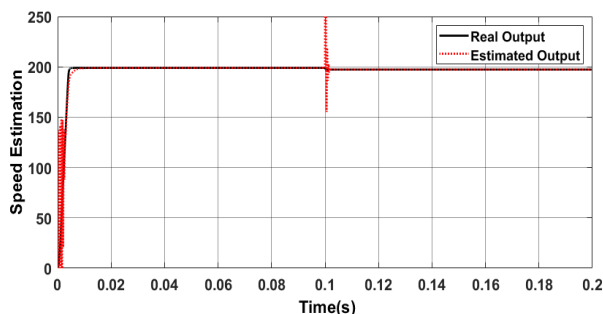
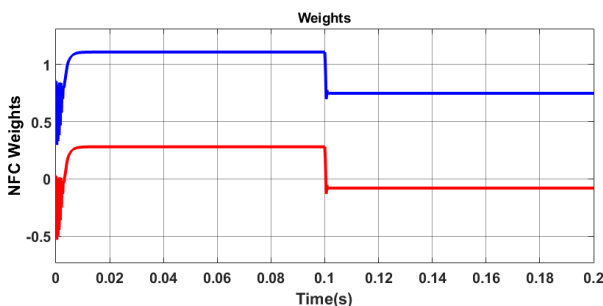
شکل ۱۲: نمایش تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در PMSM (شرایط Δ_1) در حضور کنترل کننده PI.

نیازمند آموزش برخط و بروزسانی وزن‌های رابط نرون‌ها است. در شکل ۸ تغییر مربوط به وزن‌های کنترل کننده عصبی مشاهده می‌شود. در ابتدای شبیه‌سازی برای پایداری سیستم قدرت و همچنین تثبیت آموزش شبکه عصبی، وزن‌های رابط شبکه دستخوش تغییر شده‌اند. با این حال بعد از گذشت کمتر از ۰/۰۱ ثانیه وزن‌ها تثبیت شده‌اند که نشانه تکمیل شدن آموزش شبکه عصبی-فازی است. بعد از اعمال تغییر سرعت به سیستم، از آنجا که این امر به معنای تغییر شرایط کاری ماشین محسوب می‌شود، ملاحظه می‌گردد که وزن‌های شبکه مجدداً تغییر کرده و در مقادیر جدید تثبیت می‌شوند.

شکل ۱۷: نمایش تغییرات سرعت روتور در PMSM (شرایط Δ_2).شکل ۱۸: نمایش تغییرات مقدار گشتاور در PMSM (شرایط Δ_2).

جدید تثبیت می شوند.

در شکل ۱۷ تغییرات سرعت روتور برای هر دو حالت شبیه سازی (یعنی شبیه سازی با حضور کنترل کننده پیشنهادی و همچنین شبیه سازی با حضور کنترل کننده PI) نشان داده شده است. در حضور کنترل کننده PI فراجهدش و همچنین زمان نشست قابل توجه هستند. در زمان ۰/۱ ثانیه مشاهده می شود که تغییر گشتاور اعمال شده بر مقدار سرعت موتور تأثیرگذار بوده است با این حال اثرپذیری سیستم مجهز به کنترل پیشنهادی نسبت به این اغتشاش ناچیز بوده است. در حالی که نوسانات و فراجهدش قابل توجهی را برای سیستم مجهز به PI در زمان بروز اغتشاش می توان مشاهده کرد. میرایی فراهم شده برای سیستم PMSM توسط استراتژی کنترلی پیشنهادی به مراتب نسبت به میرایی حاصل از به- کارگیری کنترل کننده PI بیشتر است. این مهم از مقایسه زمان نشست و مقدار فراجهدش بوجود آمده در سرعت روتور قابل استنباط است. در شکل ۱۸ تغییرات گشتاور در PMSM نشان داده شده است. گشتاور از روی مقادیر ولتاژ و جریان قابل محاسبه است. ملاحظه می شود که پاسخ گشتاور در PMSM در حضور کنترل کننده PI ابتدا نوسانی است و سپس بر روی مقدار مرجع تثبیت می شود. بیش از ۰/۰۳ ثانیه به طول می انجامد تا سیگنال گشتاور در حضور کنترل کننده PI به حالت دائمی خود برسد. در حالی که این زمان برای سیستم در حضور کنترل کننده پیشنهادی کمتر از ۰/۰۱ ثانیه است. در شکل ۱۹ ولتاژ اینورتر مشاهده می گردد این مولفه ها در قاب کلارک هستند. مقدار تغییرات ولتاژها به ازای تغییر سرعت اعمال شده در زمان ۰/۱ ثانیه کاملاً مشخص است. در شکل ۲۰ تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در حضور کنترل کننده PI نشان داده شده است. مقایسه شکل های ۱۹ و ۲۰ نشان می دهد که کنترل پیشنهادی در کمتر از یک سیکل عملیات پایداری و تثبیت ولتاژ را انجام داده است در حالی که این زمان برای کنترل کننده PI تقریباً بیش از ۴ سیکل است. بنابراین در کنترل پیشنهادی می توان شاهد بهبود پروفیل ولتاژ خروجی اینورتر بود. البته باید توجه داشت که وجود مولفه های هارمونیک در جریان ها و ولتاژها می تواند موجب تضعیف شاخص های کیفیت توان شود و بدین ترتیب بازدهی سیستم را تحت تأثیر قرار دهد. لذا عملکرد PMSM

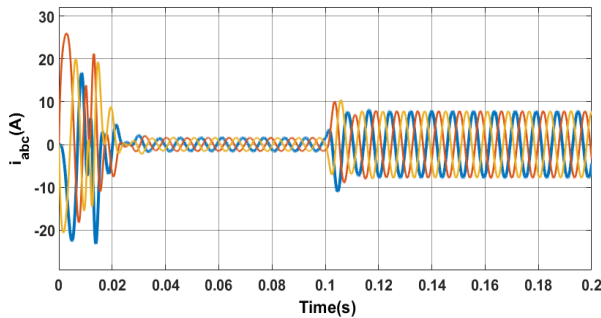
شکل ۱۵: خروجی تخمینگر پیشنهادی و مقایسه پاسخ آن با پاسخ واقعی سیستم. (شرایط Δ_2).شکل ۱۶: تغییر وزن ها در NFC برای تطبیق با شرایط کاری جدید (شرایط Δ_2).

کیفیت توان شود و بدین ترتیب بازدهی سیستم را تحت تأثیر قرار دهد. لذا عملکرد PMSM در حضور کنترل کننده پیشنهادی از بازدهی بیشتری نسبت به عملکرد سیستم در حضور کنترل کننده PI برخوردار است. در شکل های ۱۳ و ۱۴ جریان های استاتور به ازای هر دو کنترل مختلف نشان داده شده است. ملاحظه می شود که در حضور کنترل پیشنهادی جریان های استاتور در کمتر از یک سیکل در مقدار نهایی خود تثبیت می شوند در حالی که در حضور کنترل کننده PI این زمان در حدود ۵ سیکل است. این امر می تواند بر شاخص های کیفیت توان تأثیرگذار بوده و ضمن تخریب بازدهی ماشین، تخریب گشتاور راه اندازی را نیز نتیجه دهد.

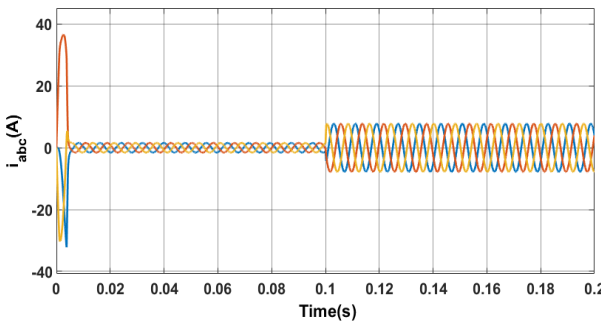
۳-۲ شبیه سازی به ازای شرایط Δ_2

در این حالت فرض می شود که مقدار گشتاور از ۲ Nm به مقدار ۴ Nm در زمان ۰/۱ ثانیه تغییر خواهد کرد. در شکل ۱۵ خروجی تخمین- گر سرعت روتور نشان داده شده است و خروجی آن با خروجی اصلی سیستم مقایسه گردیده است. ملاحظه می شود که تخمین گر پیشنهادی به خوبی سیگنال سرعت روتور را حتی در صورت بروز خطا (تغییر پله گشتاور) تخمین زده است. ضمن اینکه تغییر گشتاور موجب تغییر سرعت نشده است. به عبارت دیگر هر دو مولفه گشتاور و سرعت به صورت مستقل کنترل می شوند.

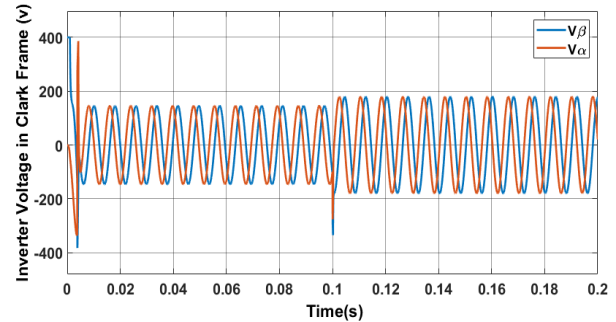
دقت شود که هر نوع تغییر در شرایط کاری سیستم موجب می شود تا شبکه عصبی- فازی به فاز آموزش خود منتقل گردد. همانطور که اشاره شد تغییر شرایط کاری می تواند منجر به تغییر پارامترهای سیستم شده و لذا کنترل کننده عصبی- فازی برای تطبیق با شرایط کاری جدید نیازمند آموزش برخط و بروزسانی وزن های رابط نرون ها است. در شکل ۱۶ تغییر مربوط به وزن های کنترل کننده عصبی مشاهده می شود. در کمتر از ۰/۰۱ ثانیه وزن ها تثبیت شده اند که این مهم نشان دهنده سرعت بالای یادگیری در شبکه عصبی- فازی پیشنهادی است. بعد از اعمال تغییر گشتاور، از آنجا که این امر به معنای تغییر شرایط کاری ماشین محسوب می شود، ملاحظه می گردد که وزن های شبکه مجدداً تغییر کرده و در مقادیر



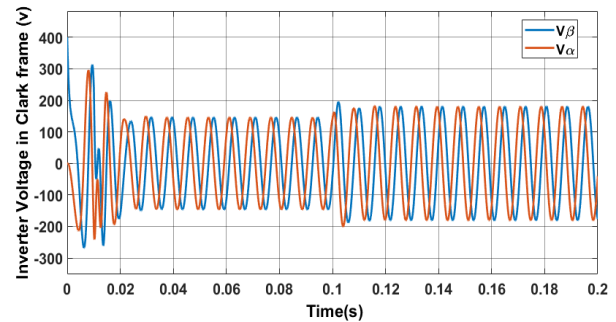
شکل ۲۱: جریان استاتور در حضور کنترل کننده PI.



شکل ۲۲: جریان استاتور در حضور کنترل کننده پیشنهادی.



شکل ۱۹: نمایش تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در PMSM (شرایط Δ_2) در حضور کنترل کننده پیشنهادی.



شکل ۲۰: نمایش تغییرات مقدار ولتاژ اینورتر در PMSM (شرایط Δ_2) در حضور کنترل کننده PI.

- [2] M. Usama, and J. Kim, "Robust adaptive observer-based finite control set model predictive current control for sensorless speed control of surface permanent magnet synchronous motor," *Trans. of the Institute of Measurement and Control*, vol. 43, no. 6, pp. 1416-1429, Apr. 2021.
- [3] A. G. Abo-Khalil, A. M. Eltamaly, M. S. Alsaud, K. Sayed, and A. S. Alghamdi, "Sensorless control for PMSM using model reference adaptive system," *International Trans. on Electrical Energy Systems*, vol. 32, no. 11, pp. 1-11, Dec. 2020.
- [4] M. Nicola and C. L. Nicola, "Sensorless fractional order control of PMSM based on synergetic and sliding mode controllers," *Electronics*, pp. 1-44, vol. 9, no. 9, Sept. 2020.
- [5] Q. Yang, Y. Cheng, M. Zhu, H. Zhang, Ch. Yu, and P. Liu, "Nonlinear sensorless speed tracking control for PMSM with unmodeled electromotive forces," *Asian Journal of Control*, vol. 23, no. 5, pp. 2251-2260, Sept. 2021.
- [6] Ch. Wu, Y. Zhao, and M. Sun, "Enhancing low-speed sensorless control of PMSM using phase voltage measurements and online multiple parameter identification," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10700-10710, Mar. 2020.
- [7] R. Sreejith, and B. Singh, "Sensorless predictive current control of PMSM EV drive using DSOGI-FLL based sliding mode observer," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5537-5547, May. 2020.
- [8] H. Calgan, "Novel tilt integral sliding mode controller and observer design for sensorless speed control of a permanent magnet synchronous motor," *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 41, no. 1, pp. 455-470, Jan. 2022.
- [9] M. Wu, X. Sun, J. Zhu, G. Lei, and Y. Guo, "Improved model predictive torque control for PMSM drives based on duty cycle optimization," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 57, no. 2, pp. 1-5, Jul. 2020.
- [10] G. Wang, X. Hao, N. Zhao, G. Zhang, and D. Xu, "Current sensor fault-tolerant control strategy for encoderless PMSM drives based on single sliding mode observer," *IEEE Trans. on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 2, pp. 679-689, May. 2020.
- [11] Y. Wang, Y. Xu, and J. Zou, "Sliding-mode sensorless control of PMSM with inverter nonlinearity compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 10, pp. 10206-10220, Oct. 2019.
- [12] Sh. Chen, X. Zhang, X. Wu, G. Tan, and X. Chen, "Sensorless control for IPMSM based on adaptive super-twisting sliding-mode observer and improved phase-locked loop," *Energies*, vol. 12, no. 7, pp. 1207-1225, Mar. 2019.

حضور کنترل کننده پیشنهادی از بازدهی بیشتری نسبت به عملکرد سیستم در حضور کنترل کننده PI برخوردار است. در شکل های ۲۱ و ۲۲ جریان های استاتور به ازای هر دو کنترل مختلف نشان داده شده است. ملاحظه می گردد که در حضور کنترل پیشنهادی جریان های استاتور در کمتر از یک سیکل در مقادیر نهایی خود تثبیت می شوند در حالی که در حضور کنترل کننده PI این زمان در حدود ۵ سیکل است. این امر می تواند بر شاخص های کیفیت توان تأثیرگذار بوده و ضمن تخریب بازدهی ماشین، تخریب گشتاور راه اندازی را نیز نتیجه دهد.

۴- نتیجه گیری

کنترل کننده ANFC پیشنهادی این مقاله کنترل کننده منطق فازی می باشد که تنظیم کننده پارامترهای شبکه عصبی تابع شعاعی پایه منطبق بر تغییرات شرایط کاری سیستم است. کنترل کننده پیشنهادی بر اساس شرایط کاری سیستم خود را تنظیم می نماید و منجر به پاسخ بهینه برای سیستم می شود. برای کنترل بدون سنسور PMSM یکپارچه سازی مشاهده گر مود لغزشی و PLL پیشنهاد گردید تا امکان تخمین موقعیت و سرعت روتور فراهم شود. جهت حذف خطای تخمین گر و همچنین PLL در ابتدای فعالیت روتور استراتژی کنترلی I-f پیشنهاد شد. این استراتژی موجب گذار آرام گشتاور- سرعت از مرحله راه اندازی به مرحله کنترل بدون سنسور گشت. شبیه سازی PMSM در حضور کنترل کننده ANFC در محیط نرم افزار MATLAB انجام شد. تجزیه و تحلیل نتایج موثر بودن استراتژی کنترلی پیشنهادی را نشان داد.

مراجع

- [1] W. Zhu, Sh. Li, H. Du, and X. Yu, "Nonsmooth Observer-Based Sensorless Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 11, pp. 13514-13523, Jan. 2022.

- [21] Y-S. Kung, and M-H. Tsai, "FPGA-Based Speed Control IC for PMSM Drive with Adaptive Fuzzy Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no 6, pp. 2476-2486, Nov. 2007.
- [22] Z. Wang, K. Lu, and F. Blaabjerg, "A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensorless Control of PMSM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3817-3825. Aug. 2012.
- [23] J. Liu, *Radial Basis Function (RBF) Neural Network Control for Mechanical Systems: Design, Analysis and MATLAB Simulation*, 1st ed. Heidelberg: Springer Berlin, 2013.
- سعید زرگانی** در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد شوشتر و در سال ۱۴۰۲ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده شامل موضوعاتی مانند الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.
- ناصر عرفانی مجد** در سال ۱۳۸۷ مدرک کارشناسی مهندسی برق را از دانشگاه شهید چمران اهواز، در سال ۱۳۹۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق را از دانشگاه تربیت مدرس تهران و در سال ۱۳۹۵ مدرک دکتری در مهندسی برق را از دانشگاه امیر کبیر تهران دریافت نموده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند طراحی مدارهای آنالوگ و دیجیتال، الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی می‌باشد.
- [13] Y. Chen, M. Li, Y. W. Gao, and Z. Y. Chen, "A sliding mode speed and position observer for a surface-mounted PMSM," *ISA Trans.*, vol. 87, pp. 17-27, Apr. 2019.
- [14] C. Gong, Y. Hu, J. Gao, Y. Wang, and L. Yan, "An improved delay-suppressed sliding-mode observer for sensorless vector-controlled PMSM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 7, pp. 5913-5923, Jul. 2020.
- [15] H. K. Hoai, S. C. Chen, and H. Than, "Realization of the sensorless permanent magnet synchronous motor drive control system with an intelligent controller," *Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1-22, Feb. 2020.
- [16] S. Lin, and W. Zhang, "An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 88, pp. 63-74, Jun. 2017.
- [17] Q. Lu, L. Quan, X. Zhu, Y. Zuo, and W. Wu, "Improved sliding mode observer for position sensorless open-winding permanent magnet brushless motor drives," *Prog. Electromagn. Res. M.*, vol. 77, pp. 147-156, Jan. 2019.
- [18] Y. Zhan, J. Guan, and Y. Zhao, "An adaptive second-order sliding-mode observer for permanent magnet synchronous motor with an improved phase-locked loop structure considering speed reverse," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 42, no. 5, pp. 1008-1021, Mar. 2020.
- [19] J. Qian, C. Ji, N. Pan, and J. Wu, "Improved Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Regulation System," *Appl. Sci.*, vol. 8, no. 12, pp. 1-10, Dec. 2018.
- [20] A. Rubaai, and P. Young, "Hardware/Software Implementation of Fuzzy-Neural-Network Self-Learning Control Methods for Brushless DC Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 414-424, Aug. 2015.