

کنترل پیش‌بین بدون سنسور موتور القائی با رُویتگر لغزشی ابرپیشی و تخمینگر تطبیقی فازی

مهدی صفائیان^{۱*}، ابوالفضل جلیوند^۲ و اصغر طاهری^۳

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۹/۱۰/۱۹ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۳/۰۴	موتور القائی به عنوان یکی از پرمصرف‌ترین موتورهای الکتریکی در صنعت و حتی زندگی روزمره می‌باشد. روش‌های کنترلی مختلفی برای این موتور ارائه شده است که یکی از آنها، روش کنترل پیش‌بین است. عمده مشکل این روش نسبتاً جدید، عدم دقت پارامترهای موتور و عدم دسترسی به اطلاعات دقیق موتور است. این عدم دقت می‌تواند منجر به بروز خطا در عملکرد کنترل‌کننده شود. در این مقاله، کنترل موتورهای القائی به صورت پیش‌بین مدنظر قرار گرفته است. برای بهبود عملکرد این کنترل‌کننده، از رُویتگر لغزشی استفاده شده که اثر نامعینی‌های موجود در ساختار موتور القائی را کاهش دهد. همچنین از یک تخمینگر تطبیقی مدل مرجع برای بهبود تخمین سرعت موتور در کنترل بدون سنسور و تخمین آنلاین مقدار مقاومت استاتور بهره گرفته شده است. در انتها نیز با افزودن کنترل‌کننده فازی، بهبودهایی در عملکرد این تخمینگر حاصل گردیده است. نتایج شبیه‌سازی در هر دو مود راه‌اندازی و تغییر بار، حاکی از عملکرد مطلوب این روش در حذف اثر نامعینی و کنترل بهینه موتور القائی می‌باشد.
واژگان کلیدی: موتور القائی، کنترل مقاوم، کنترل مدل پیش‌بین، رُویتگر لغزشی، کنترل فازی.	

۱- مقدمه

کاربرد ماشین‌های جریان متناوب^۴ (AC) در صنعت روز به روز در حال افزایش است و به دنبال آن محققان زیادی برای توسعه روش‌های کنترلی این ادوات در حال کار هستند. روش‌هایی مانند روش کنترل مستقیم گشتاور یا امتدادیابی شار هر روز کاربرد بیشتری می‌یابند. روش امتدادیابی شار روشی است که علی‌رغم بار محاسباتی زیاد، دارای پاسخ حالت دائمی نسبتاً مناسبی است. ولی این روش پاسخ دینامیکی درستی ندارد [۱].

در مقابل روش کنترل مستقیم گشتاور قرار دارد که برعکس روش قبلی دارای پاسخ دینامیکی مناسبی است ولی بخاطر ریپل گشتاور زیاد و فرکانس کلیدزنی متغیر این روش نیز کارایی چندانی ندارد [۲].

در سال‌های اخیر روش کنترل پیش‌بین بخاطر مزیت‌های

فراوانی که دارد مورد توجه ویژه محققان قرار گرفته است. این روش با سادگی و قابلیت‌های فراوان گسترش قابل توجهی در کنترل موتورهای الکتریکی نیز پیدا کرده است. روش‌های مختلفی به عنوان کنترل پیش‌بین مدل در مقالات گوناگون بیان گردیده که تفاوت آنها در مدل مورد استفاده برای سیستم مورد نظر، اغتشاش در نظر گرفته شده و تابع هزینه به کار رفته است. از مزایای این روش، ساده بودن پیاده‌سازی آن است.

در [۳] مروری بر روش‌های کنترل پیش‌بین شده و کاربرد آنها با شبیه‌سازی در کنترل اینورترها و موتورهای القائی بیان شده است.

از بین روش‌های پیش‌بین مطرح شده روش پیش‌بین گشتاور مقبولیت زیادی پیدا کرده و پاسخ دینامیکی قابل قبولی دارد [۴]. روش کنترل پیش‌بین گشتاور علی‌رغم

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: safaeian@znu.ac.ir

۱. دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه زنجان

۲. استاد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه زنجان

۳. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه زنجان

4 Alternative Current

شبیه‌سازی در حالت‌های مختلف بررسی می‌گردد. در پایان نتیجه‌گیری و مراجع آمده است.

۲- روابط موتور القائی

در این بخش روابط برداری موتور القائی سه‌فاز در مختصات ثابت، به صورت بسیار خلاصه بیان می‌شود [۹]. روابط بین شار و جریان استاتور نسبت به \vec{v}_s برابر است با:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (1)$$

که در آن \vec{v}_s ، \vec{i}_s و R_s به ترتیب ولتاژ، جریان، مقاومت و شارژ استاتور می‌باشند. همین رابطه برای روتور به صورت رابطه (۲) بیان می‌شود:

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega_m \vec{\psi}_r \quad (2)$$

که در آن \vec{i}_r و R_r به ترتیب جریان، مقاومت و شار روتور می‌باشند و ω_m سرعت مکانیکی روتور است. رابطه بین شار و جریان استاتور و روتور به صورت رابطه (۳) و (۴) بیان می‌شود:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r \quad (4)$$

که در آن L_s و L_r و L_m به ترتیب اندوکتانس خودی استاتور و روتور و اندوکتانس متقابل بین آنها هستند. گشتاور القائی (T_e) نیز توسط رابطه (۵) بیان می‌شود:

$$T_e = 1.5 p \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (5)$$

که در آن p تعداد جفت قطب‌های موتور است.

۳- کنترل پیش‌بین

بهینه‌یابی مهندسی یکی از پرکاربردترین مباحثی است که محققین در علوم مختلف به آن پرداخته‌اند [۱۰] و [۱۱]. در یک موتور القائی می‌توان ثابت کرد که شار استاتور (ψ_s) و گشتاور الکترومغناطیسی (T_e) را می‌توان با انتخاب توالی برداری مناسبی از ولتاژ اصلاح و به سمت مقادیر مرجع هدایت کرد. این کار باعث اصلاح دامنه شار استاتور و افزایش یا کاهش زاویه بین شار روتور و استاتور می‌شود. این ایده‌ها برگرفته از روش کنترل مستقیم گشتاور یا همان DTC^۳ است [۳].

مزایای زیاد، در صنعت خیلی موفق نبوده است. آن هم بخاطر استفاده از سنسور سرعت است. مقالات متعددی نیز به رویکرد بدون سنسور توجه کرده‌اند که از بین آن‌ها می‌توان به [۵] و [۶] اشاره نمود. بیشترین مشکل کنترل پیش‌بین، وابستگی آن به تغییرات پارامترهای مدل است. مقادیر بهینه‌ای که بر اساس تابع هزینه و بردارهای پیش‌بینی شده انتخاب می‌شود، به پارامترهای مدل بستگی شدیدی دارد و از این رو هر تغییری در این پارامترها منجر به انتخاب اشتباه خواهد شد. از این رو بحث مقاوم بودن^۱ این روش کنترلی اهمیت دو چندان می‌یابد. مقالات متعددی نیز به این مقوله پرداخته‌اند که از آن میان می‌توان به مراجع [۷] و [۸] اشاره کرد.

در این مقاله سعی بر آن شده که با افزودن روتینگر لغزشی و قرار دادن تخمینگر تطبیقی، به الگوریتم پیش‌بین مقاوم بدست آید. این تخمینگر تطبیقی هم برای تخمین سرعت، به منظور کنترل بدون سنسور، و هم برای تخمین آنلین مقاومت استاتور استفاده می‌شود و برای افزودن به کارائی آن از یک کنترل‌کننده فازی در آن بهره گرفته شده است. همچنین به جهت بهبود عملکرد روتینگر، از روتینگر لغزشی مرتبه دوم ابر پیچشی استفاده شده است. لازم به ذکر است، در روش پیش‌بین مقاوم پیشنهادی این مقاله سعی بر آن شده تا با سریع‌ترین روش و کمترین ریپل گشتاور، شار و جریان استاتور، بتوان موتور را کنترل کرد. در مقایسه با مراجع [۷] و [۸]، یک روتینگر لغزشی مرتبه دو مبتنی بر روش ابر پیچشی^۲ که در آن به اطلاعاتی از مشتق متغیر لغزش نیاز ندارد، برای موتور القائی ارائه می‌گردد. علاوه بر استفاده از روتینگر لغزشی مبتنی بر ابر پیچشی، از یک کنترل‌کننده فازی برای بهبود عملکرد موتور القایی از نقطه نظرات سرعت و دقت پاسخ استفاده شده است. طراحی‌های انجام شده به گونه‌ای است که بهبود عملکرد موتور القایی در هر دو مود راه‌اندازی و تغییر سرعت نتیجه می‌شود.

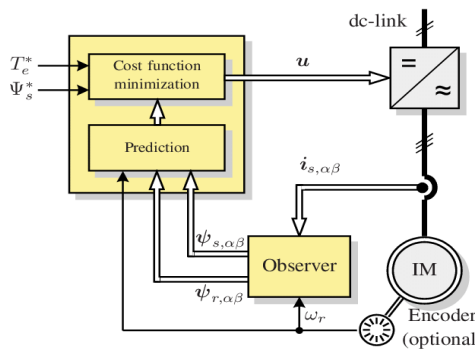
در انتها به روند مطالب مقاله اشاره می‌گردد. در ادامه روابط مربوط به موتور القائی آورده خواهد شد. سپس، به معرفی الگوریتم پیش‌بین گشتاور پرداخته می‌شود. طراحی روتینگر لغزشی مرتبه دوم در بخش ۴ این مقاله آمده است. در بخش ۵ نیز تخمینگر تطبیقی معرفی و روابط مربوطه برای تخمین سرعت و مقاومت بیان می‌شود. در انتها نیز نتایج

³ Direct Torque Control (DTC)

¹ robustness

² Super Twisting Algorithm (STA)

معرفی شده‌اند [۶] و [۳].



شکل ۱- بلوک دیاگرام روش PTC

جدای از نحوه تعریف و شکل انتخاب، تابع هزینه به ازای تمامی حالت‌های بردار ورودی محاسبه و حالتی که تابع هزینه را مینیمم می‌کند انتخاب می‌شود و براساس آن حالت کلیدزنی انتخاب گردیده و به دنبال آن سیگنال‌های لازم برای کنترل موتور تولید می‌شوند. تابع هزینه می‌تواند به صورت رابطه (۹) باشد.

$$g_h = |T^* - T^p(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s^p(k+1)| \quad (9)$$

که در آن مقدار تابع هدف، T^* گشتاور مرجع، ψ_s^* شار مرجع استاتور و λ_ψ ضریبی وزنی است که با توجه به اهمیت هر کدام از جمله‌ها انتخاب می‌شود. این تنها پارامتر قابل تنظیم در روش PTC است که با استفاده از آن می‌توان بین دو پارامتر در حالت کنترل یعنی شار و گشتاور، ارجحیت ایجاد نمود. بایستی توجه داشت که می‌توان برای هر کدام از جمله‌ها در تابع هزینه یک ضریب وزنی تعریف کرد. با این حال با در نظر گرفتن پیشنهاد زیر می‌توان به استفاده از یک ضریب اکتفا نمود.

$$\lambda_\psi = \frac{T_n}{|\psi_{sn}|} \quad (10)$$

که در آن T_n و ψ_{sn} به ترتیب مقادیر مرجع شار و گشتاور می‌باشند. باید یادآوری شود که روش PTC نیاز به کنترلر PI داخلی ندارد. لذا محدوده فرکانسی برای تغییرات گشتاور وجود ندارد.

۴- رویکرد لغزشی

روش کنترل مد لغزشی، یک روش ساده برای کنترل سیستم‌های خطی و غیرخطی است. در مقایسه با سایر روش‌ها، این روش دو مزیت اصلی دارد. اولین مزیت این

در کنترل پیش‌بین گشتاور یا به اختصار PTC^۱، از اصول مشابهی استفاده می‌شود. با این تفاوت که در این طرح از پیش‌بینی مقادیر آتی شار استاتور برای محاسبه گشتاور استفاده می‌شود. در نتیجه در شرایط مرجعی که بر اساس تابع هزینه اعمال می‌شود، رفتار آتی این متغیرها باید در نظر گرفته شود. پیش‌بینی برای هر محرک مورد استفاده قرار خواهد گرفت و تابع هزینه بردار ولتاژ را انتخاب می‌کند که باعث بهینه شدن ردگیری متغیرهای مرجع شود.

در این روش به پیش‌بینی یا تخمین بردار شار و گشتاور در یک دوره نمونه‌برداری بعد نیاز می‌باشد. اصول این روش بدین گونه است که با توجه بردارهای سرعت قابل اعمال توسط اینورتر، برداری انتخاب می‌شود که تابع هزینه شکل گرفته مبتنی بر شار و گشتاور پیش‌بینی شده و مقایسه آن با مقادیر نامی، بهترین حالت ممکن باشد. بلوک دیاگرام این روش در شکل (۱) نشان داده شده است.

بر مبنای این روش گشتاور از رابطه (۶) بدست می‌آید:

$$T^p(k+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Re} \{ \bar{\psi}_s^p(k+1) i_s^p(k+1) \} \quad (6)$$

که در آن p بیانگر مقدار پیش‌بینی شده در لحظه $k+1$ است که همان افق زمانی پیش‌بینی می‌باشد. Re نیز نمایانگر بخش حقیقی بردار است. با گسسته‌سازی روابط بخش موتور و ساده‌سازی آنها، مقدار شار و جریان استاتور پیش‌بینی شده به صورت رابطه (۷) بدست می‌آید:

$$\psi_s^p(k+1) = \hat{\psi}_s(k) + T_s (v_s(k) - R_s i_s(k)) \quad (7)$$

$$i_s^p(k+1) = i_s(k)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega_m \right) \hat{\psi}_s(k) \\ + T_s \left[j \left(\omega_m - \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) i_s(k) \right. \\ \left. + \frac{1}{\sigma L_s} v_s(k) \right] \end{pmatrix} \quad (8)$$

که در آن T_s دوره تناوب، $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ و $\hat{\psi}_s$ شار

تخمین زده شده استاتور است. در این روش، بعد از محاسبه مقادیر فوق، نیاز به تعریف یک تابع هزینه وجود دارد. در مراجع مختلف روش‌های متفاوتی برای تعریف تابع هزینه

^۱ Predictive Torque Control (PTC)

$$\left[x_1 = \psi_{s\alpha}, x_2 = i_{s\alpha}, x_3 = \psi_{s\beta}, x_4 = i_{s\beta} \right] \quad (13)$$

جای‌گذاری تغییر متغیر فوق در معادله موتور و به‌کاربردن رابطه STA به روابط (۱۴) و (۱۵) منجر خواهد شد.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= -R_s \hat{x}_2 + v_{s\alpha} \\ &+ \lambda_1 \cdot |e_1|^{0.5} \cdot \text{sgn}(e_2) + \rho_1(x_1) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_3 &= -R_s \hat{x}_4 + v_{s\beta} \\ &+ \lambda_2 \cdot |e_2|^{0.5} \cdot \text{sgn}(e_4) + \rho_1(x_3) \end{aligned} \quad (15)$$

که δ_1 و δ_2 و λ_1 و λ_2 بهره روتینگر لغزشی، $e_2 = (x_2 - \hat{x}_2)$ و $e_4 = (x_4 - \hat{x}_4)$ خطای مربوط به مقدار تخمین زده و اندازه‌گیری شده جریان استاتور و ρ_i جمله مربوط به اغتشاش است. با توجه به مراجع [۱۸] و [۱۹]، می‌توان گفت که الگوریتم STA زمانی پایدار است که اغتشاش مدل شده در شرط (۱۶) صدق کند:

$$|\rho_1| \leq L_1, \quad |\rho_2| \leq L_2 \quad (16)$$

که L_1 و L_2 هر مقدار مثبتی می‌توانند باشند. جمله مربوط به اغتشاش، می‌تواند به صورت (۱۷) و (۱۸) در نظر گرفته شود:

$$\rho_1(x_1) = \Delta R_s \hat{x}_2 \quad (17)$$

$$\rho_2(x_3) = \Delta R_s \hat{x}_4 \quad (18)$$

با توجه به [۱۸] می‌توان برای هر L_1 و L_2 مثبت، مقداری برای δ_1 و δ_2 و λ_1 و λ_2 بدست آورد که به ازای آن‌ها شروط (۱۷) و (۱۸) برقرار باشد. همچنین می‌توان روابط فوق را در حالت گسسته نیز بیان نمود [۱۶]. با استناد به [۲۰] می‌توان گفت:

$$\delta_1 = a_1 L_1, \lambda_1 = a_2 \sqrt{L_1} \quad (19)$$

$$\delta_2 = a_1 L_2, \lambda_2 = a_2 \sqrt{L_2} \quad (20)$$

که در آن $a_1 = 1.1$ و $a_2 = 1.5$ بوده و L_1 و L_2 از شروط (۱۷) و (۱۸) بدست می‌آیند.

۵- تخمینگر تطبیقی

۵-۱- تخمینگر مبتنی بر کنترل‌کننده PI

به منظور کنترل بدون سنسور موتور و همچنین تخمین آنلاین مقاومت استاتور، در این بخش تخمین‌گر تطبیقی

است که می‌توان با انتخاب تابع لغزشی مناسب، به رفتار دینامیکی مطلوب سیستم دست یافت. مزیت دوم این است که پاسخ حلقه بسته سیستم هیچ حساسیتی نسبت به نامعینی‌ها ندارد. مد لغزشی کلاسیک یا مرتبه اول معایبی دارد که از آن جمله می‌توان به پدیده چترینگ^۱، عدم طراحی برای سیستم‌های غیرخطی و بی‌نهایت بودن زمان ردیابی اشاره کرد. این معایب در مد لغزشی مرتبه بالاتر^۲ (HOSMO) برطرف می‌شود [۱۲]. ایده اصلی در کنترل مد لغزشی مرتبه ۲ رساندن رویه لغزشی S و مشتق آن به صفر می‌باشد و این یعنی علاوه بر صفر شدن متغیر لغزش، تغییرات متغیر لغزش نیز صفر شود. در واقع مد لغزشی مرتبه بالاتر نه تنها دارای محاسن مد لغزشی کلاسیک است، بلکه باعث خطای ردیابی بهتر نسبت به مد لغزشی کلاسیک نیز می‌شود. در کنترل لغزشی مرتبه دوم، با استفاده از تقریب‌های نرم مرتبه بالا، برخی مسائل به قیمت از دست دادن قوام مرتفع خواهند شد. این الگوریتم‌ها جایگزینی قوی هستند که پدیده چترینگ را بدون ایجاد مشکل در قوام سیستم حل خواهند کرد. در مراجع مختلفی روتینگرهای مرتبه دو بکار رفته که از این بین می‌توان به [۱۳] و [۱۴] اشاره کرد. همچنین [۱۵] به معرفی کامل HOSMO پرداخته است. مشکل اصلی در اجرای مد لغزشی مرتبه بالا، افزایش تقاضای اطلاعات می‌باشد. به طور کلی، طراحی کنترل‌کننده مرتبه r نیاز دارد $S(t), \dot{S}(t), \dots, S^{r-1}(t)$ برای آن فراهم باشد. تنها استثنای موجود، الگوریتم ابر پیچشی از مد لغزشی مرتبه دوم است که فقط نیازمند به اندازه‌گیری S می‌باشد و هیچ اطلاعاتی از مشتق متغیر لغزش نیاز ندارد. در این الگوریتم، مسیریها در صفحه دوبعدی حول مبدا می‌چرخند تا به مبدا همگرا شوند. در اینجا یک روتینگر لغزشی مرتبه دو^۳ مبتنی بر روش ابر پیچشی برای موتور القائی ارائه می‌گردد [۱۶] و [۱۷]. بدین منظور ابتدا معادلات شار استاتور برای دو مولفه α و β به صورت (۱۱) و (۱۲) بیان می‌شود:

$$\frac{d\hat{\psi}_{s\alpha}}{dt} = v_{s\alpha} - R_s \hat{i}_{s\alpha} \quad (11)$$

$$\frac{d\hat{\psi}_{s\beta}}{dt} = v_{s\beta} - R_s \hat{i}_{s\beta} \quad (12)$$

حال تغییر متغیر (۱۳) را در نظر می‌گیریم:

³ Second Order Sliding Mode Observer (SOSMO)

¹ Chattering

² Higher Order Sliding Mode Observer (HOSMO)

در گام بعدی، خطای شار روتور، ناشی از مقادیر بدست آمده از مدل مرجع و مدل تطبیقی به صورت (۲۴) محاسبه می شود:

$$e_{\omega_m} = \Im\{\hat{\psi}_{rl}^* \cdot \hat{\psi}_r\} \quad (24)$$

در نهایت یک کنترل کننده PI، برای تخمین سرعت روتور به شکلی که خطا در نهایت به سمت صفر میل کند، تبیین می شود.

$$\hat{\omega}_m = K_{p\omega} \cdot e_{\omega_r} + K_{i\omega} \int e_{\omega_m} dt \quad (25)$$

همچنین، مقاومت استاتور را می توان از رابطه (۲۶) محاسبه کرد [۲۲]:

$$\hat{R}_s = K_{PR_s} e_{R_s} + K_{IR_s} \int e_{R_s} dt \quad (26)$$

که K_{PR_s} و K_{IR_s} ضرایب کنترل کننده PI هستند. همچنین خطا از رابطه (۲۷) بدست می آید:

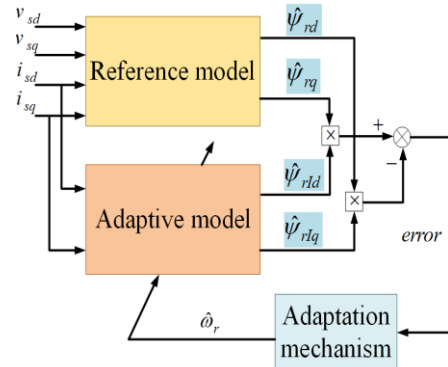
$$e_{R_s} = i_{s\alpha} (\hat{\psi}_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha l}) + i_{s\beta} (\hat{\psi}_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta l}) \quad (27)$$

۵-۲- تخمینگر تطبیقی MRAS مبتنی بر منطق فازی

منطق فازی یک روش جذاب و پرکاربرد در علوم مهندسی است که می تواند بسیاری از عبارات زبانی را به صورت قوانین و قاعده ریاضی دربیآورد. یکی از مزایای بزرگ استفاده از مدل های فازی، پتانسیل آنها در توصیف رفتار غیرخطی است. این روش، یک روش مناسب برای تخمین، کنترل و بهینه سازی دینامیکی سیستم های غیرخطی همانند موتور القائی است [۲۳].

در این بخش، کنترل کننده PI بکار رفته در رابطه (۲۵) با مکانیزم مبتنی بر منطق فازی جایگزین می شود تا عملکرد و دقت تخمین سرعت بهبود یابد [۲۴ و ۲۵]. ورودی این کنترل کننده سیگنال تنظیم سرعت و تغییرات آن است و خروجی یک مقدار تخمینی برای سرعت موتور است. این کنترل کننده از سه قسمت اساسی تشکیل شده است. فرآیند فازی سازی، موتور استنتاج براساس قوانین فازی، فرآیند غیرفازی سازی. بلوک دیاگرام این کنترل کننده در شکل (۳) نشان داده شده است.

مدل مرجع^۱ (MRAS) معرفی می گردد. روش MRAS در چند سال اخیر کاربرد زیادی در تخمین پارامترهای موتور، نظیر مقاومت های روتور و استاتور و همچنین سرعت موتور داشته است. دلیل این اقبال، ساده بودن و بار محاسباتی کم آن است که در عین حال دقت بالای را نیز به همراه دارد. بلوک دیاگرام این روش را در شکل (۲) مشاهده می کنید.



شکل ۲- بلوک دیاگرام تخمین گر تطبیقی مدل مرجع

همان گونه که در بلوک دیاگرام مشاهده می شود این روش به یک مدل مرجع و یک مدل قابل تنظیم نیاز دارد. بر طبق این روش متغیر X یکبار توسط مدل مرجع تخمین زده شده و یکبار توسط مدل قابل تنظیم و اختلاف این دو، خطای e را شکل می دهد. روش های گوناگونی برای تخمین متغیر X ارائه شده است. در اینجا روش مبتنی بر شار روتور شرح داده می شود. در این روش دو مدل مورد استفاده قرار می گیرد. مدل اول یا مرجع مستقل از سرعت روتور $\hat{\omega}_m$ است و از ولتاژ و جریان و جریان اندازه گیری شده استاتور در قاب ساکن، برای محاسبه شار استفاده می کند [۲۱].

$$\hat{\psi}_s = \int (\vec{v}_s - \hat{R}_s \cdot \vec{i}_s) dt \quad (21)$$

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot (\hat{\psi}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \vec{i}_s) \quad (22)$$

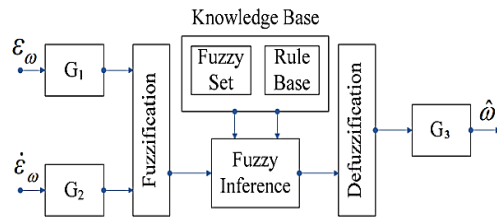
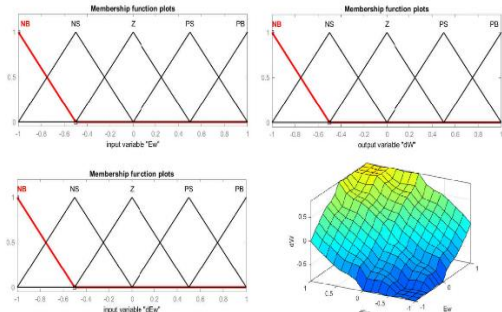
در مدل تطبیقی، که مدل وابسته نیز نامیده می شود، با استفاده از مقادیر اندازه گیری شده جریان استاتور و سرعت تخمین زده شده، مقادیر شار روتور به صورت (۲۳) محاسبه می شود:

$$\hat{\psi}_{rl} = \int \left(\frac{L_m}{\hat{\tau}_r} \cdot \vec{i}_s - \left(\frac{1}{\hat{\tau}_r} - j \cdot \hat{\omega}_m \right) \cdot \hat{\psi}_{rl} \right) dt \quad (23)$$

^۱ Model Reference Adaptive System (MRAS)

$$X = \frac{\sum_{i=1}^N X_i \mu(X_i)}{\sum_{i=1}^N \mu(X_i)} \quad (28)$$

که N تعداد قوانین و $\mu(X_i)$ درجه عضویت خروجی X_i از i امین قانون است.



شکل ۳- بلوک دیاگرام کنترل کننده فازی

در شکل (۳)، ϵ_{ω} بیانگر خطای سرعت بدست آمده از رابطه (۲۴) و $\epsilon_{\hat{\omega}}$ بیانگر اختلاف بین خطای سرعت فعلی و نمونه قبلی است. همچنین $\hat{\omega}$ سرعت تخمینی، G_1 ، G_2 و G_3 ضرایب وزنی هستند.

فرایند فازی‌سازی تبدیل مقادیر ورودی به مقادیر فازی متناظر، با توجه به مجموعه فازی تعریف شده است. سرعت محاسبه کنترل‌کننده فازی به تعداد مجموعه‌های فازی بستگی دارد. در این تحقیق، مجموعه فازی به صورت زیر تعریف شده است:

- Positive Big (PB)
- Positive Small (PS)
- Zero (ZO)
- Negative Small (NS)
- Negative Big (NB)

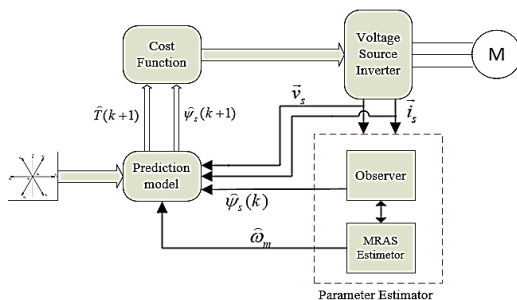
به دلیل تأثیر مستقیم قوانین فازی بر خطاهای حالت دینامیکی و ماندگار سیستم، تعیین مناسب قوانین فازی مهم‌ترین گام برای طراحی کنترل‌کننده فازی است. یک روش معمول برای انتخاب قوانین رویکرد متقارن است که در آن ماتریس قوانین فازی توزیع متقارنی دارند. قوانین فازی به کار رفته در این مقاله در جدول ۱ و همچنین توابع عضویت ورودی و خروجی در شکل (۴) دیده می‌شود.

جدول ۱- مجموعه قوانین فازی به کار رفته

		ϵ_{ω}				
		NB	NS	Z	PS	PB
$\epsilon_{\hat{\omega}}$	NB	NB	NB	NB	NS	Z
	NS	NB	NB	NS	Z	PS
	Z	NB	NS	Z	PS	PB
	PS	NS	Z	PS	PB	PB
	PB	Z	PS	PB	PB	PB

فرایند غیرفازی‌سازی تبدیل مقدار خروجی فازی استنباط شده به مقدار خروجی دقیق و سپس استفاده از مقدار خروجی برای کنترل سیستم است. در این مطالعه، از روش میانگین مرکز در فرایند غیرفازی‌سازی استفاده شده که می‌تواند به صورت (۲۸) بیان شود:

شکل ۴- توابع عضویت ورودی و خروجی



شکل ۵- بلوک دیاگرام کلی سیستم شبیه‌سازی شده

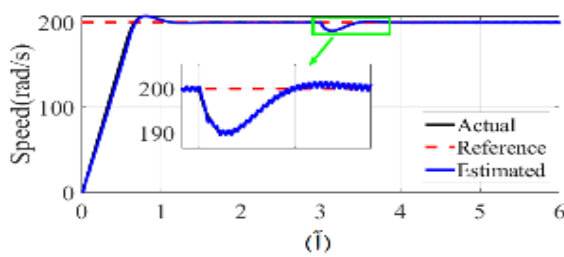
۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش از مقاله، با در نظر گرفتن روابط ارائه شده در بخش‌های ۲ تا ۵ و همچنین پارامترهای موتور القائی ارائه شده در [۲۲]، به شبیه‌سازی کنترل پیش‌بین بدون سنسور موتور القائی به منظور افزایش مقاوم بودن آن پرداخته می‌شود. برای این منظور، ابتدا با کمک روش MRAS به تخمین سرعت موتور القائی پرداخته می‌شود. در گام بعدی، رویتگر لغزشی، به منظور تخمین دقیق‌تر شار استاتور، مطابق با شکل (۵) به کنترل‌کننده PTC مبتنی بر MRAS اضافه می‌شود. در این روش بهبودیافته، شار استاتور موردنیاز در روابط کنترل‌کننده PTC توسط رویتگر محاسبه و به کنترل‌کننده داده می‌شود.

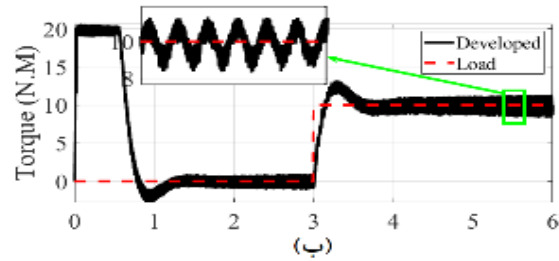
شایان ذکر است که به منظور تحلیل جامع‌تر، رفتار موتور القائی در دو مد راه‌اندازی و تغییر سرعت مورد ارزیابی و مقایسه قرار می‌گیرد.

۶-۱- کنترل پیش‌بین بدون رویتگر

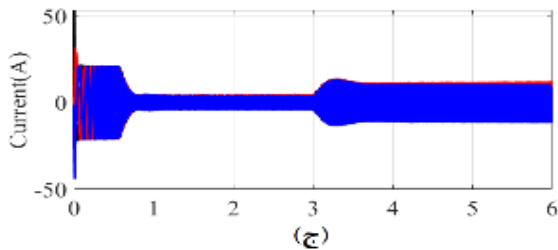
در شکل (۶-۱) تا (۶-۵) به ترتیب سرعت موتور، گشتاور



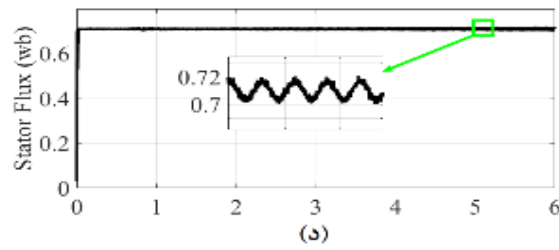
(ا)



(ب)



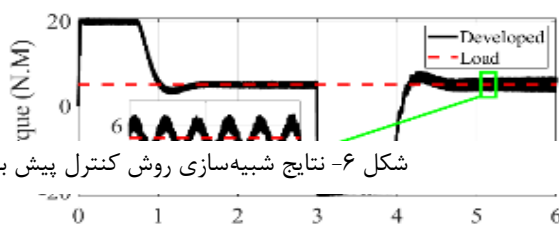
(ج)



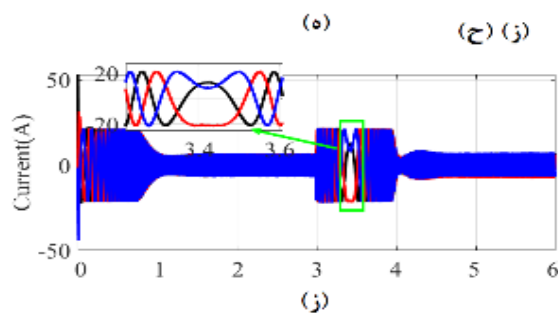
(د)



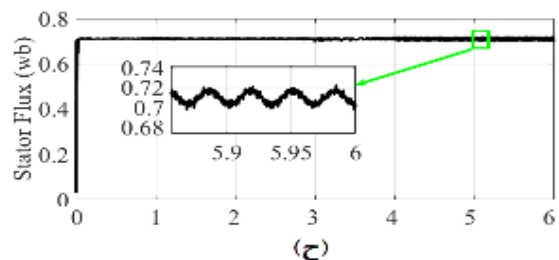
(ه)



(و)



(ز)



(ح)

دهد. همانطور که انتظار می‌رود، جریان تزریقی به استاتور نیز متناسب با تغییرات بار (تغییرات گشتاور) تغییر می‌کند. در شکل (د) هم همانطور که مشاهده می‌شود، شار استاتور به خوبی تخمین‌زده شده هر چند نوساناتی کمی در منحنی شار دیده می‌شود.

در حالت تغییر بار و بدون در نظر گرفتن روینگر، تغییرات سرعت، گشتاور، جریان استاتور و شار استاتور به ترتیب در شکل (۶-ه) تا (۶-ح) قابل مشاهده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود کنترل‌کننده بدون سنسور طراحی شده به خوبی در ربع‌های اول و دوم عمل می‌کند به گونه‌ای که کنترل سرعت (ω) با تغییر سرعت مرجع به خوبی انجام می‌شود. در این شکل، نوسانات ریز موجود در سرعت تخمین‌زده توسط MRAS قابل شناسایی است. از طرفی نوسانات موجود در شار استاتور تخمین‌زده شده ($\hat{\psi}_s$) تأثیر خود را بر روی گشتاور القائی گذاشته به گونه‌ای که ریبیل

موتور، جریان و شار استاتور در مد راه‌اندازی مشاهده می‌شوند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با عملکرد مناسب PTC مبتنی بر تخمین‌زن سرعت، موتور القائی به خوبی کنترل شده به گونه‌ای که سرعت موتور (ω) به خوبی مقدار مرجع را دنبال می‌کند.

گشتاور القائی (T_e) در حین راه‌اندازی و تغییر بار متناسب با سرعت موتور تغییر کرده در حالی که در حال ماندگار برابر با گشتاور اعمالی به موتور می‌باشد. بایستی توجه داشت که در حضور کنترل‌کننده PTC مبتنی بر MRAS به دلیل دقت پایین در تخمین شار، گشتاور القائی دچار ریبیل بیشتری در مقایسه با روش‌های با سنسور سرعت است [۲۲]. در این حالت ریبیل گشتاور تقریباً ۲۰ درصد می‌باشد.

شکل (۶-ج) جریان تزریقی به استاتور را در مد راه‌اندازی در حضور کنترل‌کننده PTC مبتنی بر MRAS نشان می‌دهد.

شده، بهبود تخمین شار ($\hat{\psi}_s$) در حضور رُویتگر طراحی شده قابل اثبات است.

مجدداً در این بخش نیز با تغییر سرعت مرجع موتور از مقدار ۲۰۰ رادیان بر ثانیه به ۲۰۰- رادیان بر ثانیه، عملکرد موتور در حضور کنترل‌کننده PTC بدون سنسور مبتنی بر رُویتگر لغزشی ارزیابی می‌شود. شکل (۷-۵) سرعت موتور را در این مد نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود در حضور رُویتگر طراحی شده کنترل سرعت موتور به خوبی انجام می‌شود به گونه‌ای که خطا تخمین سرعت تقریباً صفر می‌باشد. شکل (۷-۹) گشتاور موتور را در حضور رُویتگر و در مد تغییر سرعت نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود به دلیل بهبود دقت تخمین شار توسط رُویتگر پیشنهادی، گشتاور با ریپل کمتری در موتور ایجاد می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود در مقایسه با نتایج بدست آمده در غیاب رُویتگر (شکل (۶-ب))، ریپل گشتاور در گشتاور بار ۵ نیوتن-متر بهبود تقریبی ده درصدی را تجربه می‌کند که این نشان از طراحی مناسب رُویتگر لغزشی دارد. جریان تزریقی به موتور در این مد نیز در شکل (۷-ز) نشان داده شده است. همان‌طور که انتظار می‌رفت، فرکانس این جریان متناسب با سرعت موتور تغییر کرده به گونه‌ای که در گذر از سرعت صفر، فرکانس این جریان برابر با فرکانس تغذیه گردیده و جهت جریان معکوس می‌شود.

در انتها نیز شکل (۷-ح) نیز تغییرات شار تخمین زده شده برای استاتور توسط رُویتگر لغزشی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود در مد تغییر سرعت نیز تخمین شار با دقت بالایی انجام گردیده به گونه‌ای که در مقایسه با نتایج شبیه‌سازی در غیاب رُویتگر (شکل (۶-ح))، نوسانات تخمین شار استاتور کاهش محسوسی را تجربه می‌کند.

۳-۶- تخمینگر MRAS مبتنی بر فازی

در نهایت به منظور تکمیل نتایج ارائه شده و همچنین نشان داده بهبود تخمینگر MRAS در حضور کنترل‌کننده فاز یدر مقایسه با کنترل‌کننده PI استفاده شده در مراجع [۵-۸]، به بررسی نتایج شبیه‌سازی در مد راه‌اندازی در حضور انواع کنترل‌کننده پرداخته می‌شود. همان‌طور که در شکل (۸-آ) نشان داده شده است، در حضور کنترل‌کننده فازی عمل تخمین سرعت با دقت بالایی انجام می‌شود. علاوه بر این، در مقایسه با روش PI، تخمین سرعت با میزان ریپل کمتری انجام می‌شود. این دقت بیشتر در تخمین سرعت

گشتاور تقریباً برابر با ۲۰ درصد در بار ۵ نیوتن متری می‌باشد. همچنین، تغییرات دامنه این جریان متناسب با تغییرات گشتاور القائی و تغییرات فرکانس متناسب با سرعت موتور در شکل (۶-ز) مشهود است. همان‌طور که در شکل (۶-ح) مشاهده می‌شود، شار تخمین‌زده شده استاتور دارای نوسان می‌باشند.

۲-۶- کنترل پیش‌بین با رُویتگر STA

همان‌طور که در بخش ۵ اشاره شد، برای کنترل مقاوم موتور القائی و کاهش نوسانات شار تخمین‌زده شده، از یک رُویتگر لغزشی مرتبه دوم مبتنی بر ابرپیشی استفاده شده است. در این بخش، با اضافه کردن رُویتگر عملکرد موتور القائی در مدهای راه‌اندازی و تغییر سرعت مورد ارزیابی مجدد قرار می‌گیرد. با یک محاسبه ساده مقادیر پارامترهای لغزشی در این رُویتگر به صورت زیر بدست می‌آید:

$$L_1 = 250, L_2 = 250$$

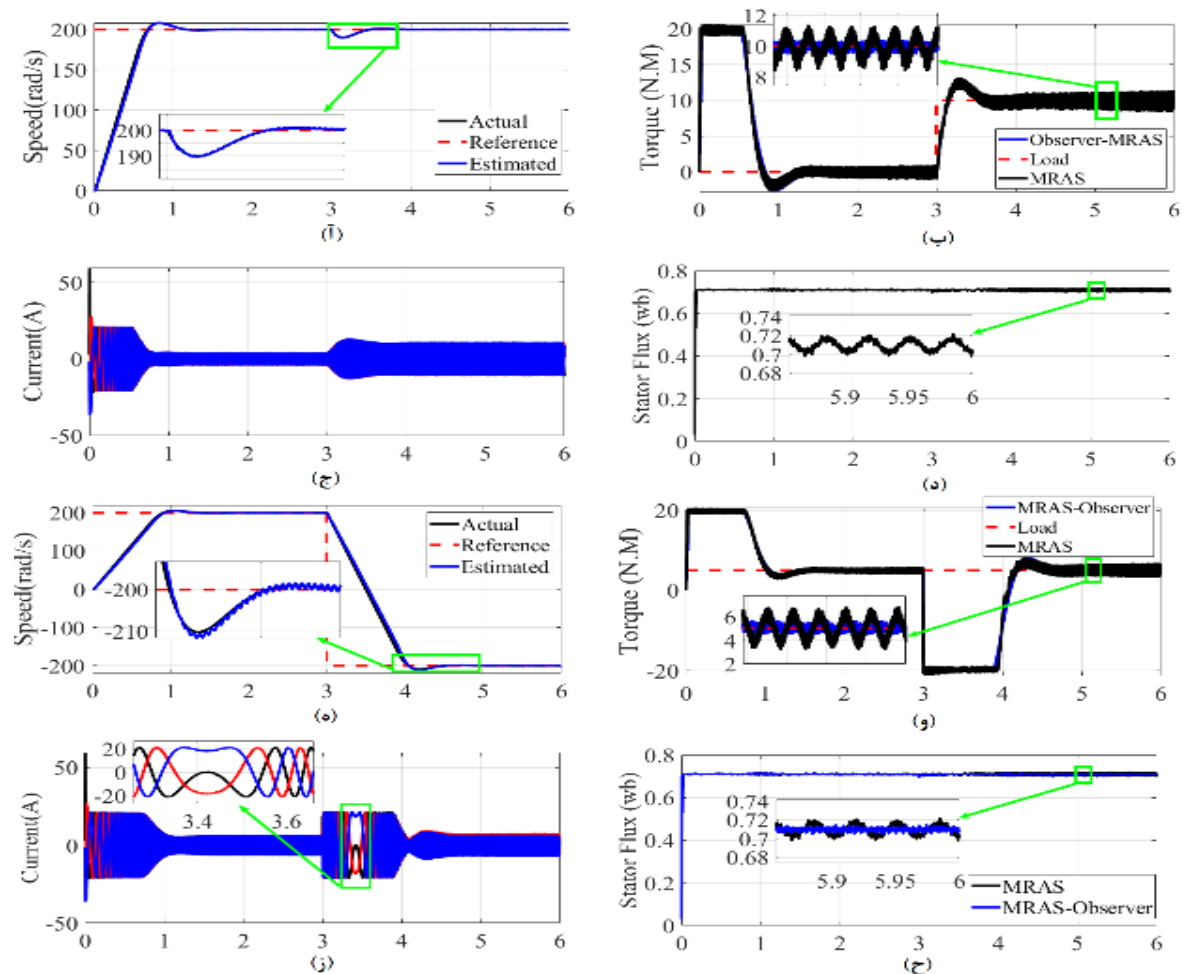
$$\delta_1 = 275, \lambda_1 = 23.71$$

$$\delta_2 = 275, \lambda_2 = 23.71$$

همان‌طور که در شکل (۷-آ) نشان داده شده است، سرعت موتور (ω) در حضور کنترل‌کننده مبتنی بر رُویتگر نیز به خوبی کنترل شده به گونه‌ای که نوسانات سرعت تخمین‌زده شده نیز در مقایسه با نتایج بدون رُویتگر کمتر است. از لحاظ سرعت و دقت پاسخگویی نیز همان‌طور که مشاهده می‌شود، سرعت به خوبی در حضور کنترل‌کننده جدید تخمین زده می‌شود. گشتاور موتور (T_e) در این مد و در حضور کنترل‌کننده PTC بدون سنسور مبتنی بر رُویتگر نیز در شکل (۷-ب) نشان داده شده است.

همان‌طور که مشاهده می‌شود در حضور رُویتگر به دلیل دقت بالا در تخمین شار استاتور، ریپل گشتاور تغییر محسوسی را می‌کند، به گونه‌ای که در گشتاور ۱۰ نیوتن-متر، مقدار ریپل گشتاور به کمتر از ده درصد تقلیل یافته است. از لحاظ دینامیکی اما همان‌طور که مشاهده می‌شود، اضافه کردن رُویتگر پیشنهادی به کنترل‌کننده PTC، تأثیر منفی بر روی عملکرد کنترل‌کننده نخواهد داشت. تغییرات جریان تزریقی به موتور در این مد نیز در شکل (۷-ج) نشان داده شده است.

همچنین در حضور رُویتگر طراحی شده، تخمین شار استاتور و روتور با خطا و نوسان کمتری همراه می‌باشد که این موضوع باعث بهبود عملکردی سیستم کنترل سرعت گردیده است (شکل (۷-د)). با استناد به بزرگنمایی انجام



شکل ۷ - نتایج شبیه‌سازی روش کنترل پیش‌بین با رویکرد در دو حالت راه‌اندازی و تغییر سرعت

(۶) تا (۸)، مورد بررسی دقیق‌تر قرار گرفته شده است. جدول ۲ نتایج این مقایسه را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، در مقایسه با روش‌های ارائه شده در مرجع [۲۲]، روش مبتنی بر کنترل‌کننده فازی باعث بهبود ۵۰ درصدی دقت تخمین سرعت و همچنین بهبود ۴۰ درصد سرعت پاسخگویی موتور القایی به تغییرات بار می‌شود. علاوه بر این در مقایسه با روش بدون رویکرد، روش پیشنهادی در این مقاله موجب بهبود ۵۰ درصد در میزان ریبیل گشتاور و همچنین دقت تخمین سرعت می‌شود.

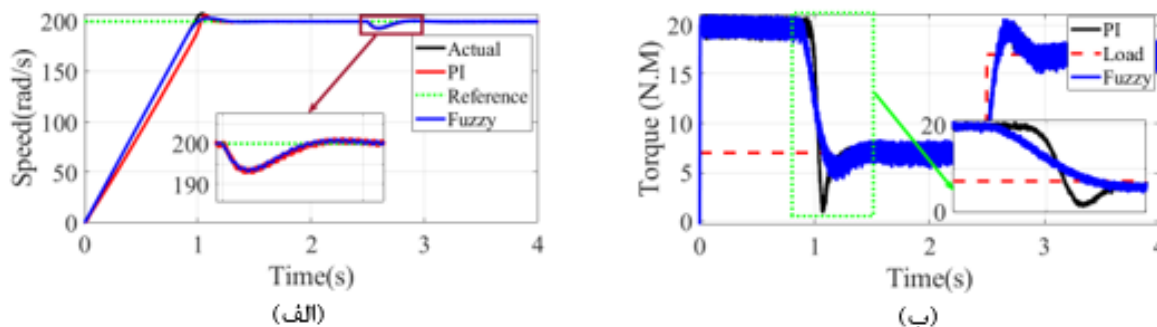
توسط کنترل‌کننده فازی، باعث بهبود پاسخ موتور به تغییرات بار مطابق با شکل (۸-ب) می‌گردد. همانطور که مشاهده می‌شود، گشتاور القایی در حضور کنترل‌کننده فازی با سرعت بالاتری تغییرات بار را دنبال می‌کند.

۴-۶- مقایسه روش‌های کنترلی استفاده شده

در این بخش به منظور فراهم آوردن بستری مناسب جهت مقایسه روش‌های کنترل شبیه‌سازی شده، عملکرد آن‌ها از نقطه نظرات دقت تخمین سرعت، ریبیل گشتاور و سرعت پاسخگویی با استناد به نتایج نشان داده شده در شکل‌های

جدول ۲- مقایسه روش‌های بررسی شده

روش	تخمین سرعت (درصد)	ریبیل گشتاور (درصد)	سرعت پاسخ (ثانیه)
روش PTC مبتنی بر MRAS بدون رویکرد	۲	۲۰	۰/۸
روش PTC مبتنی بر رویکرد و تخمینگر MRAS مبتنی بر PI [۲۲]	۱	۱۰	۰/۸
روش PTC مبتنی بر رویکرد و تخمینگر MRAS مبتنی بر کنترل‌کننده فازی (پیشنهادی)	۰/۵	۱۰	۰/۵



شکل ۸- مقایسه عملکرد کنترل کننده PI و فازی در تخمین سرعت در مد راه‌اندازی و تغییر بار

منظور ادامه کارهای انجام شده در این زمینه نیز

پیشنهادات زیر ارائه می‌شود:

- ✓ استفاده از افق زمانی بیشتر از یک واحد در روش کنترل پیش‌بین مدنظر برای بهبود هر چه بیشتر دقت پاسخگویی سیستم.
- ✓ اضافه کردن تلفات موتور القایی به عنوان یک بخش جدید به تابع هدف بکار رفته در کنترل پیش‌بین به منظور مینیمم کردن خطای گشتاور و شار و تلفات در عین واحد.
- ✓ بهینه کردن ضرایب کنترل‌کننده فازی جهت بهبود هر چه بیشتر عملکرد روش کنترلی پیشنهادی.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، با هدف دستیابی به کنترل‌کننده پیش‌بین بدون سنسور به ارائه روش‌های تخمین سرعت و شار پرداخته شد. در همین راستا تخمینگر MRAS، روابط حاکم بر آن‌ها و تأثیر حضور آن بر روی کنترل‌کننده PTC ارائه گردید. در ادامه ابتدا با جایگذاری روش MRAS تخمین سرعت موتور انجام و نتایج مربوط به آن ارائه گردید. در نهایت نیز به منظور بهبود عملکرد سیستم کنترلی، روتینگ مد لغزشی مبتنی بر ابر پیش‌بینی به سیستم کنترلی اضافه گردید و عملکرد موتور در حضور روتینگ طراحی شده ارزیابی گردید. نتایج شبیه‌سازی انجام شده بهبود عملکرد موتور القایی را در حضور کنترل‌کننده نشان می‌دهد به

مراجع

- [1] M. Nemeč, D. Nedeljkovic, and V. Ambrozic, "Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control," IEEE Transaction Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, August 2007, pp. 2009–2017.
- [2] S. Kaboli, M. R. Zolghadri, D. Roye, J. Guiraud, and J.C. Crebier, "Design and implementation of a predictive controller for reducing the torque ripple in direct torque control based induction motor drives", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551), 2004, Vol. 1, pp. 476–481.
- [3] J. Rodriguez and P. Cortes, "Predictive control of power converters and electrical drives", Vol. 40. John Wiley and Sons, 2012.
- [4] F. Wang, S. A. Davari, Z. Chen, Z. Zhang, D. A. Khaburi, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Finite control set model predictive torque control of induction machine with a robust adaptive observer", IEEE Transaction Industrial Electronics, Vol. 64, No. 4, 2016, pp. 2631–2641.
- [5] مهرداد جعفر بلند و محمد هادی ریسمانی، "یک روش کنترل بدون حسگر جدید برای موتورهای DC بدون جاروبک مبتنی بر شار پیوندی خط به خط"، مدل‌سازی در مهندسی، دوره ۱۵، شماره ۴۹، ۱۳۹۶، صفحات ۱۳۹–۱۵۰.
- [6] S. A. Davari and D. A. Khaburi, "Sensorless predictive torque control of induction motor by means of reduced order observer", 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 2011, pp. 484–488.
- [7] H. Xie, Q. Chen, Y. Tang, R. Kennel, F. Wang, A. Xia, Z. Zhang, and J. Rodriguez, "Sliding-Mode MRAS based Encoderless Predictive Torque Control for Induction Machine", IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2019, pp. 1–4.
- [8] S. A. Davari, D. A. Khaburi, F. Wang, and R. Kennel, "Robust sliding mode voltage model observer for sensorless PTC of induction motors," in Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd, 2012, pp. 32–37.

- [9] H. Miranda, P. Cortes, J. I. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models," IEEE Transaction Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009, pp. 1916–1924.
- [۱۰] محمدرضا حسن زاده و فرشید کی نیا، "ارائه یک مدل جدید برای جستجوی ترکیبی هوشمند جهت پیدا نمودن پاسخ بهینه سراسری مسایل مهندسی"، مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۷، شماره ۵۸، ۱۳۹۸، صفحات ۸۱–۱۰۲.
- [۱۱] محمدرضا انصاری و ایمان همت، "بهینه سازی و کنترل خودروهای هیبریدی با در نظر گرفتن جرایم مربوط به آلاینده‌گی و بر اساس الگوریتم PSO"، مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۷، شماره ۵۷، ۱۳۹۸، صفحات ۲۲۷–۲۳۹.
- [12] H. Wang, Y. C. Liu, and X. Ge, "Sliding-mode observer-based speedsensorless vector control of linear induction motor with a parallel secondary resistance online identification", IET Electric Power Applications, Vol. 12, No. 8, 2018, pp. 1215–1224.
- [13] D. Liang, J. Li, and R. Qu, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Based on Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Resistance Estimation", IEEE Transactions Industry of Applications, Vol. 53, No. 4, July 2017, pp. 3672–3682.
- [14] L. Zhang, H. Obeid, S. Laghrouche, and M. Cirrincione, "Second order sliding mode observer of linear induction motor", IET Electric Power Applications, Vol. 13, No. 1, January 2019, pp. 38–47.
- [15] L. Fridman, J. P. Barbot, and F. Plestan, Recent trends in sliding mode control, 2016.
- [16] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li, and W. Kong, "Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives", IEEE Transaction Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, 2014, pp. 5280–5289.
- [17] H. Wang, X. Ge, and Y. C. Liu, "Second-Order Sliding-Mode MRAS Observer-Based Sensorless Vector Control of Linear Induction Motor Drives for Medium-Low Speed Maglev Applications", IEEE Transaction Industrial Electronics, Vol. 65, No. 12, December 2018, pp. 9938–9952.
- [18] J. A. Moreno and M. Osorio, "Strict lyapunov functions for the super-twisting algorithm," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 57, No. 4, April 2012, pp. 1035–1040.
- [19] A. Levant, "Principles of 2-sliding mode design", Automatica, Vol. 43, No. 4, April 2007, pp. 576–586.
- [20] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, and A. Levant, "Sliding Mode Control and Observation", New York, NY, USA: Birkhauser: Springer, 2014.
- [21] F. Wang, "Model Predictive Torque Control for Electrical Drive Systems with and without an Encoder", Technische Universität München, 2014.
- [22] M. Safaeian, A. Jalilvand, and A. Taheri, "A MRAS based Model Predictive Control for Multi-Leg based Multi-Drive System Used in Hot Rolling Mill Applications", IEEE Access, 2020, pp. 1–1.
- [23] Y.-C. Luo and C.-C. Lin, "Fuzzy MRAS based speed estimation for sensorless stator field oriented controlled induction motor drive", International Symposium on Computer, Communication, Control and Automation (3CA), Vol. 2, 2010, pp. 152–155.
- [24] J. Fei and Z. Feng, "Adaptive Fuzzy Super-Twisting Sliding Mode Control for Microgyroscope", Complexity, Vol. 2019, 2019, p. 6942642.
- [25] P. M. Vallejo LLamas and P. Vega, "Analytical fuzzy predictive control applied to wastewater treatment biological processes", Complexity, Vol. 2019, 2019.