

تنظیم ضرایب کنترل کننده فازی در درایو گشتاور مستقیم با مدولاتور فضای حالت برای موتورهای القایی سه فاز با استفاده از الگوریتم فراابتکاری با در نظر گرفتن خطاهای الکتریکی

مهرداد لاله زاده^۱ علی رضا توکلی^۲

۱- گروه مهندسی برق- واحد اهواز- دانشگاه آزاد اسلامی- اهواز- ایران

mehrdad.lalezadeh@gmail.com

۲- گروه مهندسی برق- واحد اهواز- دانشگاه آزاد اسلامی- اهواز- ایران

a.tavakoli@iauhvaz.ac.ir

چکیده: از بین تمام روش‌های کنترل درایو موتورهای القایی، روش کنترل گشتاور مستقیم (DTC) مستقل از پارامترهای روتور ماشین عمل می‌کند و علیرغم سادگی، امکان کنترل مناسب گشتاور خوب را در دو حالت پایدار و گذرا فراهم می‌نماید. استفاده از مقایسه کننده‌های پسماند (هستریزیس) در این درایوها باعث کاهش ریبیل گشتاور و فرکانس کلیدزنی متغییر می‌گردد. متداول‌ترین راه‌حل، استفاده از مدولاسیون بردار فضائی (SVM) است که به گشتاور و شار مرجع وابسته است. در این مقاله از دو کنترل کننده فازی که با الگوریتم فرا ابتکاری بهینه شده، به همراه تکنیک SVM برای اینورتر برای کنترل شار و گشتاور استفاده شده است. یکی از اهداف این مقاله تحلیل و مقایسه عملکرد کنترل کننده فازی و تناسبی-انتگرال گیر در هنگام بروز خطاهای الکتریکی و پس از رفع آن می‌باشد. شبیه‌سازی‌ها در نرم‌افزار متلب/سیمولینک انجام و نتایج و بررسی‌ها در اشکال و جداول ارائه شده است. نتایج نشان می‌دهد که مدل پیشنهادی باعث بهبود پارامترهای پاسخ سیستم مانند زمان نشست، حداکثر فراجش و پایداری سیستم می‌گردد سپس نشان داده می‌شود که کنترل کننده فازی دارای درصد فراجش و زمان نشست کمتری برای شار و گشتاور نسبت به کنترل کننده تناسبی - انتگرالی می‌باشد.

واژه‌های کلیدی: کنترل مستقیم گشتاور، کنترل کننده های فازی، SVM و درایو موتور القایی. الگوریتم فراابتکاری

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.4.127

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۰۶/۲۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۱/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۲/۳۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر علیرضا توکلی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - اهواز - فرهنگ شهر - بزرگراه گلستان - دانشگاه آزاد اسلامی اهواز - دانشکده‌ی برق

۱- مقدمه

کنترل مستقیم گشتاور (DTC) در تحقیقات اخیر توجه گسترده‌ای را به خود جلب کرده است. DTC کلاسیک از باند پسماند (هستریز) برای کنترل مستقیم شار و گشتاور دستگاه استفاده می‌کند. هنگامی که شار استاتور در خارج از باند هستریز قرار می‌گیرد، کلیدزنی اینورتر تغییر می‌کند به‌طوری که شار مسیری بهینه را به سمت مقدار مطلوب طی می‌کند [۱]. نام کنترل گشتاور مستقیم از این حقیقت حاصل می‌شود که بر اساس خطاهای بین مرجع و مقادیر برآورد شده گشتاور و شار می‌توان کنترل مستقیم حالت‌های اینورتر را به‌منظور کاهش خطای گشتاور و شار در باند پسماند انجام داد.

از مزایای اصلی DTC، عدم نیاز به تغییر مختصات برای تولید پالس PWM و رگولاتورهای جریان، پاسخ مقاوم و سریع گشتاور است، [۳]، مهم‌ترین نقطه ضعف درایو DTC، ریلپهای حالت پایدار گشتاور و شار می‌باشد. [۵]. پالس گذار در شار و گشتاور بر دقت تخمین سرعت تأثیر می‌گذارد. همچنین منجر به نویز صوتی بالاتر و تلفات هارمونیک می‌شود. از آنجا که هیچ‌یک از بردارهای کلیدزنی اینورتر قادر به تولید ولتاژ استاتور دقیق موردنیاز برای ایجاد تغییرات موردنظر در گشتاور و شار نیستند، نوسان موج‌های گشتاور و شار یک مشکل عمده در درایو موتور القایی DTC خواهد بود. با در نظر گرفتن شش قطاع و خروجی مقایسه گرهای هستریز شار و گشتاور، می‌توان آن‌ها را با انتخاب درست بردار ولتاژ در محدوده تعریف شده باند پسماند کنترل کرد. یک جدول کلیدزنی نیز برای به دست آوردن بردار موردنیاز بر اساس خروجی‌های مقایسه کننده‌های هستریز طراحی شده است. با توجه به ثابت بودن سرعت دینامیک استاتور، نگاه داشتن گشتاور ماشین بین باندهای هستریز بسیار دشوار است. این کار می‌تواند با افزایش فرکانس نمونه برداری انجام شود در نتیجه فرکانس کلیدزنی، تلفات حرارتی و نیازهای محاسبات با استفاده از مبدل‌های چند سطحی افزایش پیدا می‌کند.

استفاده از مقایسه کننده‌های هستریز در پیاده‌سازی‌های کلاسیک DTC باعث ایجاد فرکانس کلیدزنی متغیر می‌شود که این امر به سرعت روتور، بار، فرکانس نمونه و غیره بستگی دارد ریشه مسئله فرکانس کلید زنی متغیر در موتورهای القایی با کنترل مستقیم گشتاور مرسوم (DTC)، استفاده از مقایسه کننده‌های پسماند، به‌ویژه، مقایسه کننده پسماند گشتاور است. برای حل این مشکل، طرح‌های اجرایی مختلفی همچون، طرح کنترل پیش‌بین، روش مدولاسیون بردار فضایی، هوش مصنوعی و کنترل کننده فازی پیشنهاد شده است. یکی از کاربرد کنترل کننده فازی رفع مشکل مؤلفه‌های بزرگ گشتاور، به‌ویژه در سرعت پایین است. در [۸] روش کنترل گشتاور مستقیم مبتنی بر منطق فازی دینامیک برای کاهش مؤلفه‌های گشتاور در موتور القایی قفس سنجایی ارائه شده است. این ترکیب مقدار بالای نوسان گشتاور را کاهش داده و آن را بهبود می‌بخشد. در این کار، از

یک کنترل کننده منطق فازی با تابع عضویت گاوسی برای تولید یک پالس کنترل بهینه استفاده شده، که سرعت موتور القایی را کنترل می‌کند. علاوه بر این، یک کنترل پیش‌بین بردار ولتاژ مناسب را با تجزیه و تحلیل خروجی مقایسه کننده گشتاور و شار انتخاب کرده و با استفاده از روش بهینه‌سازی فرا ابتکاری الگوریتم گرده‌افشانی گل بهترین بردار را انتخاب می‌کند. در [۹] یک مدل کنترل گشتاور، بنام کنترل پیش‌بین بهبود یافته برای درایوهای موتور القایی برای به دست آوردن ریلپ گشتاور و پیچیدگی محاسباتی کمتر پیشنهاد می‌شود که بر اساس رابطه بین جریان استاتور و شار استاتور عمل کرده و پیچیدگی کنترل را به‌طور قابل توجهی کاهش می‌دهد. کاهش مؤلفه‌های گشتاور تنها با تخصیص بخشی از دوره کنترل به بردار فعال انتخاب شده از MPTC متعارف به دست می‌آید، درحالی که بقیه زمان برای یک بردار صفر اختصاص داده شده است. دو نوع روش برای بهینه‌سازی پیشنهاد و به‌طور مفصل ارزیابی می‌شوند. نتایج تجربی ارائه شده ثابت می‌کند که MPTC پیشنهادی در مقایسه با MPTC مرسوم، با کاهش ریلپ گشتاور به‌طور قابل توجهی به عملکرد حالت پایدار بهتری دست می‌یابد. در همین حال، پاسخ سریع MPTC مرسوم حفظ شده است. مشاهده می‌شود که یک کنترل گشتاور پیش‌بین مدل (MPTC) بهبود یافته می‌تواند به‌طور ثابت با سرعت بسیار پایین کار کند و عملکرد حالت پایدار بهتری نسبت به MPTC مرسوم از نظر ریلپ گشتاور و هارمونیک‌های جریان ارائه دهد. در [۱۰] از مقایسه کننده‌ها و جدول کلید زنی بهبود یافته بدون تغییر در توپولوژی اولیه برای بهبود عملکرد کنترل مستقیم گشتاور استفاده شده است. ولی در چند سال اخیر بیشتر نگرش‌ها به روش مدولاسیون بردار فضایی و یا روش‌های هوشمند [۱۱-۱۳] متمرکز شده است که به کاهش نوسانات شار، گشتاور و جریان همراه با فرکانس کلید زنی ثابت، منجر گردیده است.

پژوهش‌های زیادی برای بهبود کارایی کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک ترکیبی با مدولاسیون بردار فضایی انجام شده است. در [۱۴] از کنترل کننده بدون نوسان برای تولید فرمان ولتاژ مدولاسیون بردار فضایی استفاده شده است. این روش بر پایه کنترل بدون نوسان خطاهای شار و گشتاور است و عملکرد دینامیکی و حالت ماندگار خوبی را با کاهش در اعوجاج جریان فاز و پاسخ سریع گشتاور، عرضه می‌کند. به‌هر حال این روش به دلیل حجم محاسبات و مدت زمان لازم جهت انجام آن‌ها به علت پیچیده بودن معادلات دارای محدودیت است که به محاسبه بلادرنگ معادلات پیچیده نیاز می‌شود.

یک استراتژی تطبیق فازی جهت بهبود پاسخ دینامیک این نوع کنترل در [۱۵] به‌کاررفته است. در [۱۶] از ترکیب الگوریتم‌های ژنتیک، شبکه‌های عصبی مصنوعی و منطق فازی برای بهبود عملکرد کنترل کننده استفاده کرده است که GNFPID نامیده شده است.

[۱۸] تحمل‌پذیری موتورها در برابر خطاهای الکتریکی و خطاهای ممکن برای درایو کنترل مستقیم گشتاور و راه‌حل‌های آن ارائه شده

می‌باشد، از کنترل‌کننده‌های PI برای کنترل شار و گشتاور استفاده شده است و از روش فرا ابتکاری الگوریتم تکامل تفاضلی برای تعیین ضرایب PI برای شرایط مختلف کاری موتور استفاده شده است. در طرح پیشنهادی علاوه بر به‌کارگیری کنترل‌کننده‌های فازی به‌جای PI از روش فرا ابتکاری برای تعیین ضرایب نرمالیزکننده ورودی آن‌ها استفاده شده است.

از آنجایی که رفتار کنترل‌کننده‌ها در شرایط بروز خطای گذرای الکتریکی و پس از رفع آن نیز از اهمیت بالایی برخوردار است، لازم است که رفتار هر دو مدل کنترلی در این شرایط نیز مورد مطالعه قرار بگیرد و لذا یکی از اهداف این مقاله، تحلیل و مقایسه عملکرد کنترل‌کننده فازی و PI در هنگام بروز خطای الکتریکی گذرا و پس از رفع آن می‌باشد و نشان داده می‌شود که در هنگام بروز خطا رفتار دو نوع کنترل‌کننده برای هر کمیت کنترلی چگونه است. با محاسبه درصد فرا جهش و زمان نشست در منحنی‌های مختلف، برتری عملکرد طرح پیشنهادی نسبت به طرح اولیه در هنگام بروز خطای الکتریکی گذرا نشان داده می‌شود.

۲- اصول اولیه کنترل گشتاور مستقیم

۲-۱- معادلات دینامیکی موتور القایی سه فاز

با استفاده از معادلات شار، جریان و ولتاژ بردارهای فضا، معادلات دینامیکی موتور القایی سه فاز در قاب مرجع ثابت را می‌توان در قالب ریاضی به فرم زیر نوشت [۲۴]:

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (1)$$

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega_r \psi_r \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P |\psi_s| |\psi_r| \sin \delta \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L_s} |\bar{\Psi}_r| |\bar{\Psi}_s| \sin \gamma \quad (4)$$

که V_s بردار فضایی ولتاژ استاتور است، i_s و i_r به ترتیب بردارهای فضایی جریان استاتور و روتور، ψ_s و ψ_r بردارهای فضایی شار استاتور و روتور هستند، ω_r سرعت زاویه‌ای روتور، R_s و R_r مقاومت استاتور و روتور می‌باشند، L_s ، L_r و L_m به ترتیب ضرایب القایی استاتور، روتور و القای متقابل هستند.

در معادله (۴)، γ زاویه‌ی بین شار استاتور و رتور می‌باشد. همان‌طور که از این معادله برمی‌آید، افزایش شار رتور، شاراستاتور و یا زاویه‌ی بین آن‌ها باعث افزایش گشتاور می‌شود. با رسم نمودار فازوری گشتاور رابطه (۴) مطابق شکل (۱)، خواهیم دید که اگر شار رتور ثابت بماند و شار استاتور به‌وسیله ولتاژ استاتور V_s ، افزایش پیدا کند آنگاه γ به‌اندازه $\Delta\gamma$ افزایش پیدا می‌کند.

است. تشخیص هوشمند خطاهای مختلف درایو و موتور در [۱۹] مورد بررسی قرار گرفته است. در این سیستم هوشمند از جریان استاتور و زمان به‌عنوان ورودی‌های کنترل‌کننده فازی استفاده شده است. همچنین نتایج آزمایشگاهی به‌دست‌آمده در این مقاله نشان‌دهنده عملکرد بسیار مطلوب سیستم تشخیص هوشمند خطا هست. در [۲۰] کاربرد روش‌های فرا ابتکاری بهینه‌سازی در کنترل گشتاور مستقیم با مدولاسیون بردار فضایی (DTC-SVM) موتور القایی سه فاز ارائه شده است. در [۲۱] کنترل مستقیم گشتاور، شار استاتور و ضریب توان ورودی موتور القایی با فرکانس کلیدزنی ثابت با استفاده از کنترل کننده مبتنی بر خطی سازی ورودی- خروجی به کمک مبدل ماتریسی با ۹ سوئیچ یک جهته ارائه شده است و نتایج آن با روش DTC کلاسیک مبتنی بر مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچ یک جهته مقایسه شده است. در [۲۲] با استفاده از داده‌های استخراج شده از موتور که عبارتند از مقادیر مؤثر جریان استاتور و ضریب توان و با کاربرد الگوریتم‌های فراابتکاری که عبارتند از بهینه‌سازی جمعیت ذرات، بهبود یافته بهینه‌سازی جمعیت ذرات، جستجوی گرانشی، بهبود یافته جستجوی گرانشی، جستجوی هارمونی و تبرید شبیه‌سازی شده، مدلی از موتور القایی قفسه سنجایی ارائه می‌دهد که می‌توانند گزینه مناسبی برای تخمین پارامترهای موتور القایی باشند.

[۲۳] از ترکیب الگوریتم ژنتیک و مورچگان برای به حداقل رساندن بار کلی ماشینی در دستگاه‌های موازی نامربوط استفاده می‌شود. یک راه‌حل ترکیبی، به نام HPSOGA، در آن ارائه شده است که در آن از سیستم‌های هوشمند مبتنی بر یک الگوریتم عصبی ژنتیکی برای بهینه‌سازی سیستم همبستگی ذرات الکتریکی و گرمایشی در یک کارخانه صنعتی استفاده می‌شود. چندین روش فرا ابتکاری جمعیت وجود دارد، در [۲۴] تلاش می‌شود تا با استفاده مناسب و مبتکرانه از الگوریتم‌های بهینه‌سازی کلونی مورچه (ACO) و تکامل دیفرانسیلی (DE) و تعیین ضرایب کنترل‌کننده فازی، موجب بالا رفتن دقت کنترل و کارایی سیستم‌های DTC-SVM شود.

این روش‌ها به‌منظور دستیابی به تنظیم بهینه‌سازی شده‌ی کنترل‌کننده‌های انتگرالی تناسبی در حلقه‌های کنترلی DTC-SVM مانند سرعت روتور، گشتاور، شار استاتور و تخمین شار استاتور در نظر گرفته شده‌اند.

استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی به‌عنوان روش‌های جایگزین برای تنظیم کنترل‌کننده‌های PI موضوع اخیر تحقیق در کنترل ماشین‌های الکتریکی بوده است. کنترل‌کننده PI از پرکاربردترین کنترل‌کننده در کاربردهای صنعتی به دلیل سادگی و پایداری خوب و پاسخ سریع است. استفاده از کنترل‌کننده‌های PI کلاسیک با ضرایب ثابت، در مقابل با ساختار غیرخطی موتور می‌تواند بسته به شرایط کاری، عملکرد درایو را مختل سازد. روش‌های مختلفی برای محاسبه ضرایب PI مانند روش آزمون و خطا، روش زیگلر-نیکولز و روش‌های فرا ابتکاری یا روش‌های نرم‌افزاری وجود دارد. در [۲۲] که این تحقیق بر اساس آن

$$V_s = d\psi_s / dt \quad (6)$$

$$d\psi_s = V_s \cdot dt \quad (7)$$

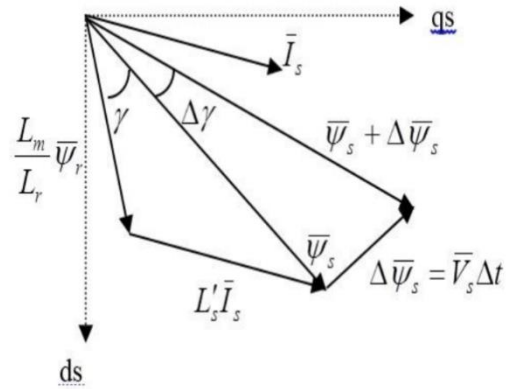
بنابراین بردار فضائی شار استاتور با $\Delta\psi_s$ در جهت بردار فضائی ولتاژ استاتور با سرعتی که متناسب با اندازه بردار فضائی ولتاژ استاتور حرکت می‌کند. با انتخاب مرحله به مرحله بردار ولتاژ استاتور مناسب، می‌توان شار استاتور را در جهت مورد نیاز تغییر داد.

۳- مدل پیشنهادی

مدل پیشنهادی در شکل (۳) ارائه شده است. در طرح پیشنهادی دو کنترل کننده فازی جایگزین کنترل کننده‌های PI شار و گشتاور شده‌اند و از الگوریتم تکامل تفضلی نیز برای بهینه کردن ضرایب ورودی به این کنترل کننده‌ها استفاده شده است.

جریان و ولتاژ موتور پس از اندازه‌گیری و تبدیل شدن در دستگاه $\alpha\beta$ وارد بلوک stator flux & torque estimator می‌شود. خروجی این بلوک مقادیر تخمین زده‌ی گشتاور، شار و Θ است. پس از مقایسه مقادیر مرجع با مقادیر لحظه‌ای و محاسبه مقدار خطا برای هریک از کمیت‌های کنترلی (شار و گشتاور)، این مقادیر خطابه همراه میزان سرعت تغییرات آن‌ها، به عنوان ورودی بلوک‌های کنترل گر فازی استفاده می‌شوند. استفاده از مشتق خطا، باعث بهبود عملکرد کنترل کننده و پیش‌بینی مقدار خطا و چگونگی تغییرات آن برای کنترل کننده خواهد شد. خروجی این بلوک‌ها، دامنه ولتاژ بر روی محورهای d و q است. مؤلفه محور d برای کنترل مستقیم شار و مؤلفه محور q برای کنترل مستقیم گشتاور استفاده می‌گردد. با تبدیل معکوس dq به $\alpha\beta$ و با توجه به زاویه شار اندازه‌گیری شده، جدول کلیدزنی و با استفاده از روش SVM، آرایش و بردار مناسب برای سوئیچ‌های اینوتر انتخاب می‌گردد تا گشتاور و شار مناسب با حداقل نوسان و کمترین تغییرات فرکانسی ایجاد گردد.

طراحی کنترل کننده منطق فازی بستگی به انتخاب متغیرهای ورودی، انتخاب متغیر خروجی، تعداد کنترل کننده‌های فازی، انتخاب عملکردهای عضویت دارد. در اینجا، ما از دو کنترل کننده فازی برای گشتاور و شار، با توابع عضویت مثلثی و دوزنقه غیر فازی ساز مرکز ثقل بهره گرفته‌ایم.



شکل (۱): نمودار فازوری گشتاور

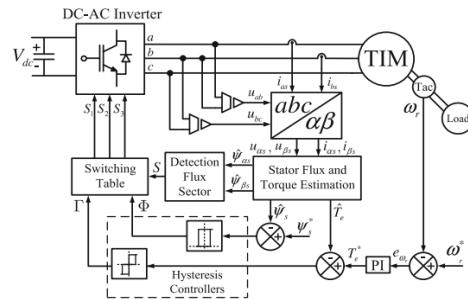
بنابراین مقدار گشتاور مطابق رابطه (۵) برابر خواهد بود با:

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{\lim}{L_r L_s} |\bar{\psi}_r| |\bar{\psi}_s + \Delta\bar{\psi}_s| \sin \Delta\gamma \quad (5)$$

بنابراین هر برداری که باعث افزایش زاویه بین بردار شار استاتور و رتور گردد سبب افزایش گشتاور خواهد شد.

۲-۲- کنترل گشتاور مستقیم

بلوک دیگرام DTC-SVM کلاسیک در شکل (۲) نشان داده است.



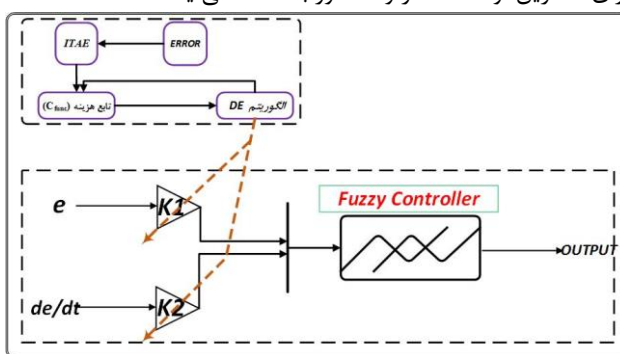
شکل (۲): بلوک دیگرام DTC-SVM کلاسیک با کنترل کننده

پسماند

اگر زمان نمونه برداری به اندازه کافی کوتاه باشد، به نحوی که بردار فضائی ولتاژ استاتور، شار استاتور را در مقدار مرجع ثابت نگه دارد، شار رتور نیز ثابت خواهد بود زیرا دیرتر از شار استاتور تغییر می‌کند. با تغییر زاویه γ در جهت مورد نظر هنگام انتخاب بردار فضائی ولتاژ استاتور می‌توان گشتاور الکترومغناطیسی را به سرعت تغییر داد. برای سادگی، فرض کنید در معادله (۱) از افت اهمی استاتور صرف نظر شود. در مدت زمان کوتاه Δt هنگامی که بردار فضای ولتاژ اعمال می‌شود، می‌توان گفت:

۳-۲- بهینه‌سازی کنترل کننده فازی

ترکیب الگوریتم‌های بهینه‌سازی با کنترل‌کننده‌هایی مانند کنترل کننده فازی، راهکار مناسبی برای مقابله با مشکلات موجود در این کنترل کننده‌ها که ناشی از دقیق نبودن قوانین به خاطر پیچیده بودن سیستم و مناسب نبودن توابع عضویت فازی است، می‌تواند باشد. در شکل (۶) برای بهینه‌سازی کنترل کننده فازی و مقادیر ورودی به هریک از کنترل کننده‌های فازی از دو نرمالایز کننده به نام‌های K_1 و K_2 استفاده شده است. دلیل استفاده از این بلوک‌ها، نیاز به تبدیل مقادیر ورودی به کنترل کننده‌های فازی در محدوده $[0, 1]$ است. ابتدا مقادیری به عنوان پیش‌فرض در نظر گرفته می‌شود. سپس با استفاده از روش بهینه‌سازی تکامل تفاضلی بهترین ضرایب برای کمترین نوسانات شار و گشتاور به دست می‌آید.



شکل (۶): تعیین متغیرهای بهینه‌سازی کنترل کننده فازی

۳-۳- تعریف تابع هزینه (C_{func})

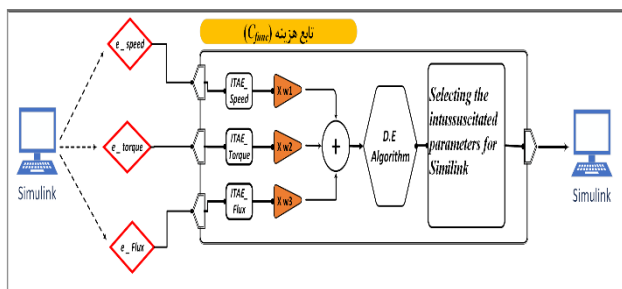
خطای کمیت‌های کنترلی پس از اندازه‌گیری و ضرب شدن در مقادیر وزنی تعریف شده، طبق رابطه ۱۱ شاخص مطلق خطا را تولید کرده سپس با یکدیگر جمع می‌شوند. شاخص مطلق خطا هر کمیت، وارد تابع هزینه شده و مقدار بهینه توسط تابع محاسبه می‌گردد. از مقدار تابع هزینه در الگوریتم تکامل تفاضلی استفاده می‌شود. الگوریتم در هر مرتبه تکرار مقدار تابع هزینه را برای جمعیت هدف محاسبه کرده سپس جمعیتی را که کمترین تابع هزینه را داشته باشد به عنوان ضرایب مجهول به سیمولینک انتقال می‌دهد و سیمولینک اجرا می‌گردد. این فرایند تا شرط خاتمه الگوریتم ادامه پیدا می‌کند. (شکل ۷). معیار تعریف تابع هدف، پیدا کردن جواب بهینه در حداقل زمان و حداکثر دقت است. در طرح پیشنهادی تابع هدف تعریف شده در [۲۴] با توجه به دقت خوب آن در شبیه‌سازی‌های انجام شده با تغییراتی برای افزایش سرعت محاسبات در طرح پیشنهادی استفاده گردیده است. تابع هدف (هزینه) (C_{func}) انتخاب شده برای فرایند بهینه‌سازی، شامل سه مؤلفه بر اساس انتگرال زمان ضربدر شاخص خطای مطلق ($ITAE$) می‌باشد. در رابطه (۱۱) خطاهای حلقه‌های سرعت (e_ω)، گشتاور (e_T) و شار (e_ψ) اندازه‌گیری می‌شود. (W_1, W_2, W_3). ضرایب وزنی در نظر گرفته شده برای معادل‌سازی سه مؤلفه می‌باشند. نقش ضرایب وزنی انتخاب شده در تابع هدف بسیار مهم است. محاسبه

تابع هدف نیاز به ۳ ورودی دارد. این ورودی‌ها اختلاف بین مقادیر قرائت شده با مقادیر تنظیمی است ولی جنس و دامنه تغییر آن‌ها متفاوت است. همان‌طور که در جدول زیر دیده می‌شود (محاسبه شده توسط شبیه‌سازی)، تفاوت زیادی بین مقادیر شاخص خطای سرعت، گشتاور و شار وجود دارد. برای یکسان‌سازی اثر این خطاها در تابع هدف از ضرایب وزنی استفاده می‌شود. تعیین این مقادیر معمولاً بر اساس تجربه، سعی و خطا می‌باشد. در این شبیه‌سازی برای یکسان‌سازی نتایج و امکان مقایسه در شرایط یکسان، ضرایب وزنی بر اساس مقاله مرجع انتخاب شده‌اند. در رابطه (۱۲) تابع هزینه تعریف می‌گردد:

$$ITAE = \int t. |M - R| dt \quad (11)$$

M : مقدار اندازه‌گیری شده و R : مقدار تنظیمی می‌باشد.

$$C_{func} = w_1 ITAE_\omega + w_2 ITAE_T + w_3 ITAE_\psi \quad (12)$$



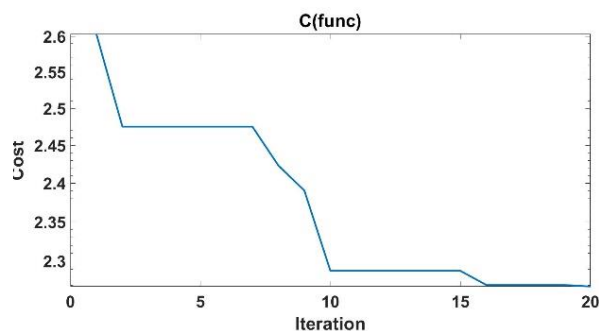
شکل (۷): دیاگرام ارتباط تابع هزینه با الگوریتم

۴- نتایج شبیه‌سازی

ساختار کلی طراحی شده برای کنترل کننده‌های فازی شار به همراه الگوریتم DE به صورت شکل (۸) در نظر گرفته شده است. کنترل کننده گشتاور نیز به همین شکل می‌شود. مقادیر تنظیمی و لازم برای انجام شبیه‌سازی در جداول زیر ارائه شده‌اند.

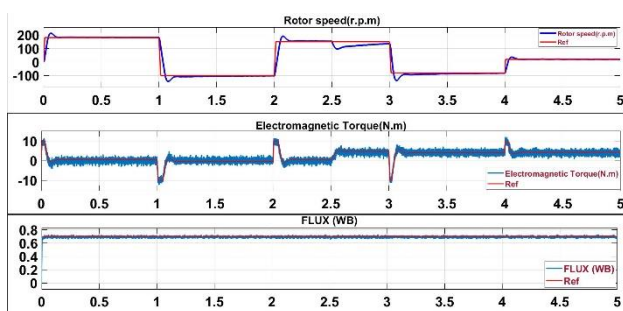
جدول (۱): جدول مشخصات الکتروموتور

0.74 kW	توان الکتریکی الکتروموتور
220/380 v	ولتاژ نامی
4	تعداد قطب‌ها
60 Hz	فرکانس
7.8667	مقاومت استاتور (R_s)
6.0840	مقاومت روتور (R_r)
0.4382 H	اندوکتانس مغناطیس کننده (L_m)
0.021 H	اندوکتانس نشی استاتور (L_{ls})
0.021 H	اندوکتانس نشی روتور (L_{lr})
0.4592 H	اندوکتانس استاتور (L_s)
0.4592 H	اندوکتانس روتور (L_r)
0.017 kg.m ²	ممان لختی (J)
0.0023 N.m.s	ضریب اصطکاک (K_D)
4.1 N.m	گشتاور اسمی



شکل (۹): نمودار تابع هدف کنترل کننده فازی پس از ۲۰ مرتبه تکرار

با بدست آمدن مقادیر بهینه‌سازی شده، و اجرای برنامه می‌توان نمودارهای خروجی را مشاهده نمود. شکل (۱۰) منحنی سرعت، گشتاور و شار را نشان می‌دهد. افت سرعت در لحظه 2.5 sec مربوط به زمان اعمال بار و گشتاور می‌باشد. با مقایسه نمودارهای خروجی دو مدل، بهبود عملکرد مدل پیشنهادی در سرعت‌های کم مانند 180 rpm که یک‌دهم دور نامی است به خوبی مشخص می‌باشد.



شکل (۱۰): منحنی سرعت، گشتاور و شار با کنترل کننده فازی

۴-۱- ارزیابی کنترل کننده پیشنهادی در مواجه با خطای الکتریکی

یکی از اهداف این تحقیق تحلیل و مقایسه عملکرد کنترل کننده فازی و PI در هنگام بروز خطاهای الکتریکی و پس از رفع آن می‌باشد. شدیدترین و بدترین نوع خطا، اتصال کوتاه سه فاز به زمین می‌باشد. به همین منظور، برای بررسی رفتار کنترل کننده‌های فازی و PI، این خطا، به مدت ۵۰۰ میلی‌ثانیه از لحظه $t=2.2$ sec ایجاد می‌شود. این زمان برای اتصال کوتاه در واقعیت مقدار زیادی است و تنظیمات رله‌های حفاظتی معمولاً برای حفاظت اتصال کوتاه ($I >>$) در حدود ۱۰۰ الی ۱۵۰ میلی‌ثانیه است. با توجه به توان موتور از فیوزهای موتوری برای حفاظت در برابر اتصال کوتاه استفاده می‌شود که زمان عملکرد این فیوزها با توجه به منحنی عملکرد و قدرت اتصال کوتاه متفاوت می‌باشد. برای شبیه‌سازی اتصال کوتاه از مدل نشان داده‌شده در شکل (۱۱) استفاده می‌گردد. دلیل انتخاب این مدت زمان، احتمال زیاد بروز این نوع اتصال کوتاه، یا قطع برق کوتاه‌مدت (چشمک برق) در شبکه توزیع داخلی است. با توجه به رفتار موتور، قطع برق برای

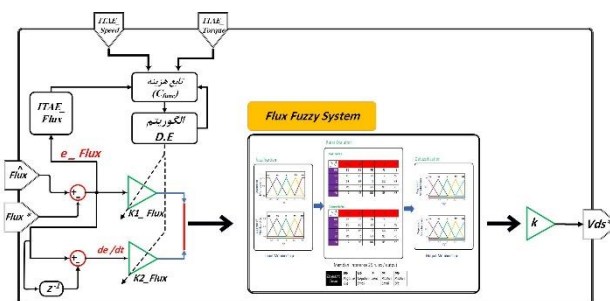
جدول (۲): ضرایب الگوریتم، ضرایب وزنی و مقادیر محدودیت‌ها

DE	پارامترهای DE
$P = 20, F_e = 0.85, \eta_{CR} = 0.8$	
$w_1 = 0.002, w_2 = 0.2, w_3 = 10$	ضرایب وزنی
20 تکرار	معیار توقف
4	متغیرهای بهینه‌سازی
$[-10, +10]$ N.m	محدودیت‌های اشباع سرعت
$[-539, +539]$ v	محدودیت‌های اشباع شار و گشتاور
24 kHz	فرکانس نمونه‌گیری

جدول (۳): مقادیر مرجع برای سرعت، گشتاور و شار

Time (sec)	Speed(rad/s)	Torque(N.m)	Ψ_s (wb)
0	$\omega^* = 180$	TL = 0	$\Psi_s^* = 0.7$
1	$\omega^* = -180$	TL = 0	0.7
2	$\omega^* = 150$	TL = 0	0.7
2.5	$\omega^* = 150$	TL = 4.1	0.7
3	$\omega^* = -80$	TL = 4.1	0.7
4	$\omega^* = 20$	TL = 4.1	0.7

ورودی‌های انتخاب‌شده برای کنترل کننده فازی مقدار اندازه‌گیری شده خطا و مشتق آن در هر لحظه است. برای بهینه‌سازی مقادیر ورودی به هریک از کنترل کننده‌های فازی از دو نرمالایز کننده به نام‌های K_{1-Te} و K_{2-Te} برای کنترل کننده گشتاور و K_{1-Flux} و K_{2-Flux} برای کنترل کننده‌ها استفاده شده است.



شکل (۸): ساختار کلی طراحی شده برای کنترل کننده‌های فازی شار

در جدول (۴) بهترین مقادیر به‌دست‌آمده برای ضرایب K_{1-Te} , K_{2-Te} , K_{1-Flux} , K_{2-Flux} پس از انجام بهینه‌سازی توسط الگوریتم تکاملی پیشنهادی و پس از ۲۰ مرتبه تکرار به‌دست‌آمده است.

جدول (۴): بهترین مقادیر به‌دست‌آمده برای ضرایب به کمک الگوریتم DE

K_{1-Te}	K_{2-Te}	K_{1-Flux}	K_{2-Flux}
0.1547	0.2000	9.0906	20.00

۵۰۰ میلی ثانیه به علت زمان بسیار کم، تغییر چندانی در سرعت گردش موتور ایجاد نمی کند ولی با تغییر پارامترهای گشتاور و شار در این مدت کم و بخصوص پس از عادی شدن شرایط، رفتار کنترل کننده مهم می شود لذا این زمان کم انتخاب شده است. همچنین شروع آن زمانی است که نزدیک تغییرات برنامه شده برای اعمال گشتاور بار و سپس سرعت می باشد. (بدترین شرایط ممکن).

زمان اتصال کوتاه از 0.7 wb به صفر کاهش پیدا می کند. در مدل PI حداکثر مقدار شار به بیش از 6 wb می رسد.

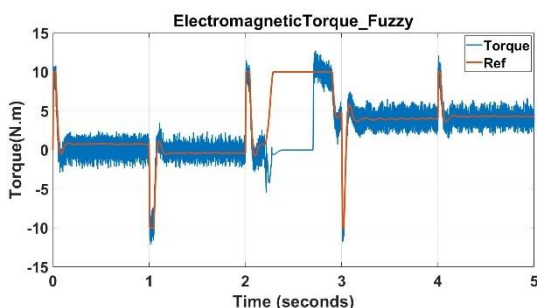
شکل (۱۴) و (۱۵) به ترتیب منحنی گشتاور در حالت اتصال کوتاه برای کنترل کننده فازی و PI را نشان داده است.

مقدار ولتاژ القایی ناشی از تغییرات شار را می توان محاسبه کرد. حداکثر ولتاژ القایی روی سیم پیچ های موتور بر اثر تغییرات شار در جدول (۵) پس از محاسبه توسط mfile ارائه شده است.

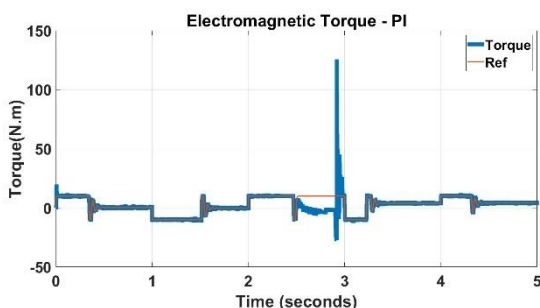
جدول (۵): مقدار ولتاژ القایی ناشی از تغییرات شار

	PI	Fuzzy
Induction Voltage _(Max)	401 v	348 v

با مقایسه شکل های مذکور تفاوت عملکرد کنترل کننده فازی با PI در هنگام بروز خطای سه فاز مشخص می گردد. در کنترل کننده PI گشتاور حداکثری ۱۲۵ N.m ایجاد گردیده است ولی در کنترل کننده در جهت مثبت گشتاوری ایجاد نشده است.



شکل (۱۴): منحنی گشتاور همراه اتصال کوتاه با استفاده از کنترل کننده فازی

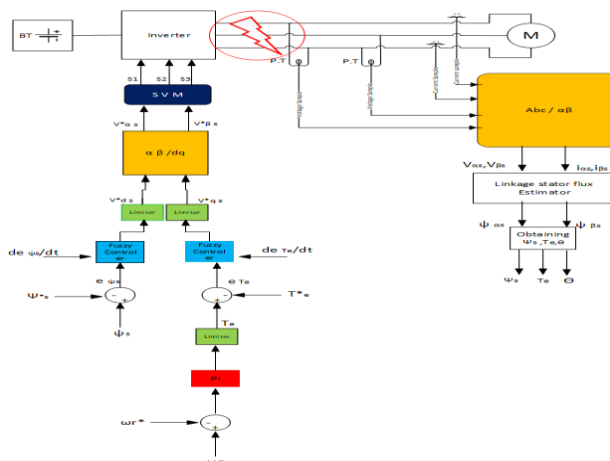


شکل (۱۵): منحنی گشتاور همراه اتصال کوتاه با استفاده از کنترل کننده PI

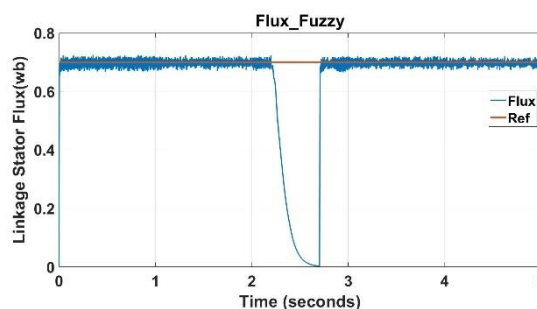
۴-۲- مقدار فراجش و زمان نشست

بروز خطا در هر سیستم الکتریکی اجتناب ناپذیر است. هدف هر سیستم حفاظتی و کنترلی کاهش زمان خطا و محدود کردن خسارات ناشی از بروز خطاست. در لحظه $t = 2.7 \text{ sec}$ خطا برطرف می شود و کنترل کننده ها باید بتوانند در کمترین زمان ممکن و با کمترین مقدار فراجش مقدار تنظیمی را دنبال کنند.

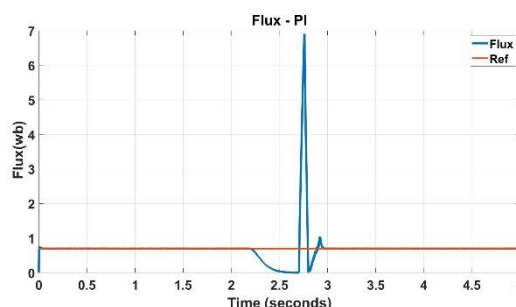
۵۰۰ میلی ثانیه به علت زمان بسیار کم، تغییر چندانی در سرعت گردش موتور ایجاد نمی کند ولی با تغییر پارامترهای گشتاور و شار در این مدت کم و بخصوص پس از عادی شدن شرایط، رفتار کنترل کننده مهم می شود لذا این زمان کم انتخاب شده است. همچنین شروع آن زمانی است که نزدیک تغییرات برنامه شده برای اعمال گشتاور بار و سپس سرعت می باشد. (بدترین شرایط ممکن).



شکل (۱۱): مدل پیشنهادی همراه با خطای الکتریکی

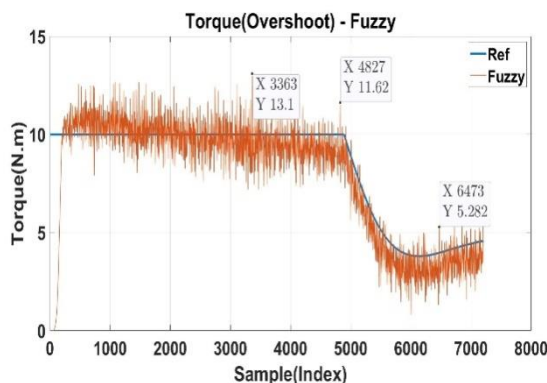


شکل (۱۲): منحنی شار را در حالت اتصال کوتاه با استفاده از کنترل کننده فازی



شکل (۱۳): منحنی شار را با اتصال کوتاه با استفاده از کنترل کننده PI

شکل (۱۲) و (۱۳) به ترتیب منحنی شار در حالت اتصال کوتاه برای کنترل کننده فازی و PI را نشان داده است. مقدار تغییرات شار در این کنترل کننده ها به خوبی مشخص است. در مدل فازی مقدار شار در



شکل (ب-۱۷): مقدار جهش ناگهانی گشتاور در منحنی‌های کنترل کننده فازی پس از رفع خطا

جدول (۶): مقدار و درصد فراجهش شار پس از رفع خطا برای هردو کنترل کننده

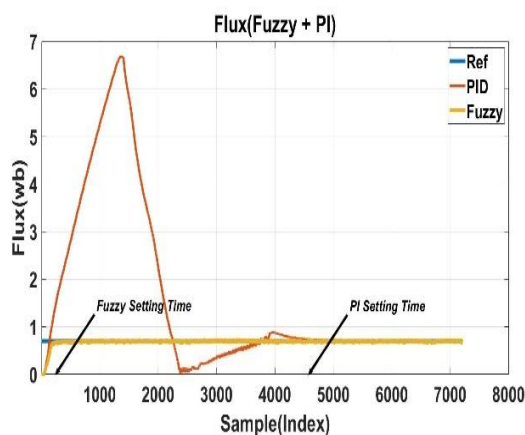
	PI	Fuzzy
Max	6.7 wb	wb0.73
Max delta	5.97 Wb	0.028 wb
% Overshoot	853.1%	3.99%

جدول (۷): مقدار و درصد فراجهش گشتاور پس از رفع خطا برای هردو کنترل کننده

	PI	Fuzzy
Max	124.9 N.m	13.1 N.m
Max delta	114.9 N.m	3.1 N.m
% Overshoot	1149%	30.9%

• زمان نشست

زمان نشست در سرعت کنترل کننده بسیار مهم است. تعیین زمانی که می‌توان گفت کنترل کننده به درستی در حال تعقیب سیگنال مرجع پس از حذف خطا است، در شکل ۱۸ زمان نشست منحنی شار را برای هر دو کنترل کننده نشان می‌دهد و در جدول (۸) مقادیر اندازه‌گیری شده آن آورده شده است.



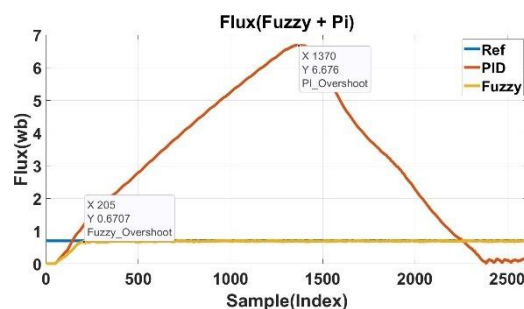
شکل (۱۸): زمان نشست - شار

درصد فراجهش سیگنال و زمان نشست برای هر دو کمیت شار و گشتاور و در کنترل کننده‌های PI و فازی به صورت جداگانه توسط mfile محاسبه و نمودارهای آن‌ها باهم رسم شده است. محور X منحنی‌ها بر اساس تعداد نمونه گیری انجام شده در مدت زمان ۳۰۰ میلی ثانیه پس از رفع خطا می‌باشد. (۲،۷ تا ۳ ثانیه) لذا مقدار نشان داده شده در بر روی محور x، ضریبی است که می‌بایست در Ts شبیه سازی ضرب گردد تا زمان برحسب ثانیه به دست آید.

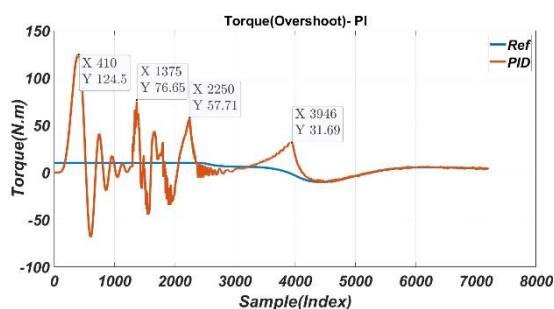
• درصد و مقدار فراجهش

درصد و مقدار فراجهش شار در شکل (۱۶) و گشتاور در شکل‌های (الف و ب ۱۷) برای کنترل کننده‌های فازی و PI به صورت هم زمان ترسیم شده‌اند

به وسیله‌ی mfile نوشته شده می‌توان مقدار دقیق فراجهش را در هریک از منحنی‌های فازی و PI محاسبه نمود. مقدار جهش شار پس از رفع خطا برای هردو کنترل کننده در جدول (۶) و برای گشتاور در جدول (۷) ارائه گردیده است. مقدار delta، اختلاف میان مقدار مرجع و اندازه گیری شده می‌باشد.

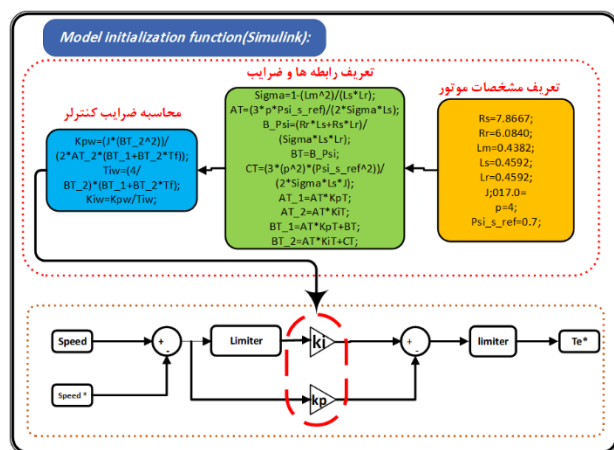


شکل (۱۶): مقدار فراجهش شار در منحنی‌های کنترل کننده‌های فازی و PI پس از رفع خطا

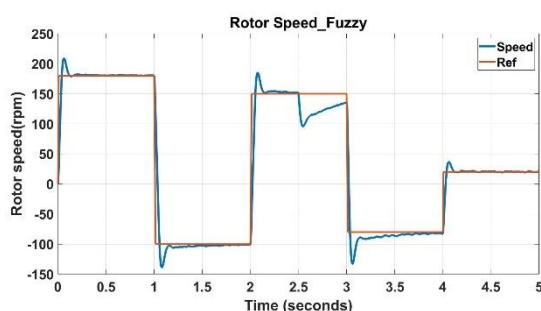


شکل (الف-۱۷): مقدار فراجهش گشتاور در منحنی‌های کنترل کننده-PI پس از رفع خطا

کنترل کننده PI از ضرایب ثابت استفاده شده است. ضرایب کنترل کننده سرعت به صورت خلاصه در شکل (۲۰) نشان داده شده است. در شبیه سازی هر دو مدل کنترلی نیز از فرمول ها به صورت یکسان استفاده گردیده است. همان طور که میدانیم رابطه های بین کنترل کننده های شار، گشتاور و سرعت در بلوک های شبیه سازی وجود دارد که انجام تغییرات در یکی باعث ایجاد تغییر در خروجی دیگر کمیت ها می شود. لذا باینکه فرمول های کنترل کننده سرعت در هر دو مدل موجود و پیشنهادی یکسان است ولی ایجاد تغییرات در سایر بلوک ها به ویژه، گشتاور باعث تغییر منحنی سرعت در حالت بروز خطا می شود. شکل (۲۲) این تغییر منحنی و رفتار را برای هر دو مدل موجود و پیشنهادی و اثر کنترل کننده فازی را در سایر حلقه های کنترل را نشان می دهد. مقاله ای مشابه با این موضوع برای مقایسه یافت نشد و این مقایسه جدید می باشد.



شکل (۲۰): بلوک دیاگرام سرعت



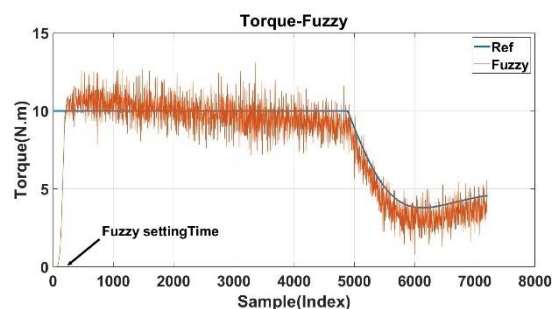
شکل (۲۱): منحنی سرعت

در جدول (۱۰) مقدار درصد فرا جهش سرعت برای مدلی که برای گشتاور، شار و سرعت از کنترل کننده PI استفاده شده و برای مدلی که گشتاور و شار از کنترل کننده فازی و سرعت از PI استفاده شده است را نشان می دهد. شکل (۲۲) نمودار سرعت در دو حالت گفته شده را پس از رفع خطا نشان می دهد.

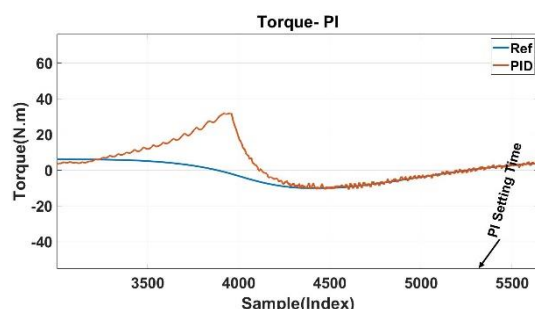
در شکل (الف و ب ۱۹) زمان نشست منحنی گشتاور را برای هر دو واپاشگر نشان می دهد و در جدول (۹) مقادیر اندازه گیری شده آن آورده شده است

جدول (۸): زمان نشست شار

	PI		Fuzzy	
	Index	Time(sec)	Index	Time(sec)
T_s	4444	0.1852	281	0.0117



شکل (الف-۱۹): زمان نشست -گشتاور-Fuzzy



شکل (ب-۱۹): زمان نشست -گشتاور-PI

جدول (۹): زمان نشست گشتاور

	PI		Fuzzy	
	Index	Time(sec)	Index	Time(sec)
T_s	5353	0.2230	130	0.0054

۴-۳- کنترل سرعت

در طرح پیشنهادی شکل (۳) برای کنترل سرعت از کنترل کننده PI استفاده شده است. تفاوت این کنترل کننده با کنترل کننده های شار و گشتاور در چگونگی تعیین ضرایب کنترل کننده های آن ها است. در [۲۲]، سه کنترل کننده PI برای کنترل شار، گشتاور و سرعت بکار گرفته شده است. ضرایب کنترل کننده های شار و گشتاور از طریق الگوریتم تکامل تفاضلی تعیین شده و لذا ثابت نیستند بنابراین در شرایط مختلف کاری تغییر می کنند. در این مقاله [۲۲] با توجه به توان کم موتور و تمرکز مقاله بر عملکرد شار و گشتاور، برای

۵- نتیجه گیری

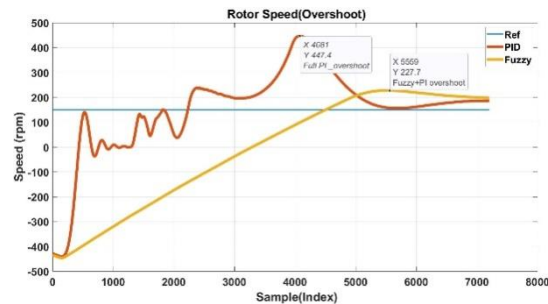
هدف این مقاله، مقایسه عملکرد کنترل کننده های فازی نسبت به کنترل کننده های PI در هنگام وقوع اتصال کوتاه سه فاز در ورودی مدار تغذیه الکتروموتور می باشد.

بدین منظور، کنترل کننده های فازی جایگزین کنترل کننده PI شد. برای بهینه سازی ضرایب کنترل کننده های PI، از الگوریتم تکامل تفاضلی استفاده شده تا بهترین ضرایب تخمین زده شوند. از این الگوریتم نیز برای بهینه سازی ضرایب ورودی کنترل کننده های فازی طرح پیشنهادی استفاده گردید. رفتار کنترل کننده ها در زمان خطا و پس از رفع خطا مورد بررسی قرار گرفت. نتایج حاصل از شبیه سازی، برتری نتایج به دست آمده توسط کنترل کننده ی فازی را نشان می دهد. همچنین نشان دهنده عملکرد خوب الگوریتم طراحی شده است.

نکته ی مهم در عملکرد کنترل کننده ها ایجاد تغییرات در مقدار بار، مقدار و جهت گردش سرعت و ایجاد خطا در یک بازه زمانی نزدیک به هم می باشد.

مراجع

- [1] Kazmierkowski, M. P. et al, "Review of Direct Torque Control Methods for Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors", Conf. Rec. IEEE-IAS, pp. 981-991, 2003.
- [2] Grabowski, P. Z. et al, "A Simple Direct-Torque Neuro Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive", IEEE Trans. On Industrial Electronics 47 No. 4 (2000), 863-870.
- [3] Depenbrock, M. "Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Trans. Power Electron. 3 No. 4 (1988), 420-429.
- [4] Tiitinen, P, "The Next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control", Proc. Ind. Conf. Power Electronics, Drives and Energy System for Industrial Growth, New Delhi, India, pp. 37-43, 1996.
- [5] Marino, P. et al, "A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor", Proc. IEEE Porto Power Tech conference PPT'01, September, Porto, Portugal, 2001.
- [6] Kang, J. K. et al, "Torque Ripple Minimization Strategy for Direct Torque Control of Induction Motor", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting'98, pp. 438-443 1998.
- [7] Lasca, C. et al, "A Modified Direct Torque Control (DTC) for Induction Motor Sensorless Drive", Proc. Of Conf. Rec. IEEE, pp. 415-422, 1998.
- [8] Bindal, Ranjit Kumar, and Inderpreet Kaur. "Torque ripple reduction of Induction Motor using Dynamic Fuzzy Prediction Direct Torque Control." ISA transactions 99 (2020): 322-338.
- [9] Zhang, Yongchang, Haitao Yang, and Bo Xia. "Model predictive torque control of induction motor drives with reduced torque ripple." IET Electric Power Applications 9.9 (2015): 595-604.
- [10] Zhifeng Z. Renyuan T. Baodong B. Dexin X. "Novel Direct Torque Control Based On Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer For Induction Motors, Magnetics, IEEE Trans. On, Vol. 46, No. 8, Pp. 3133-3136, Aug. 2010

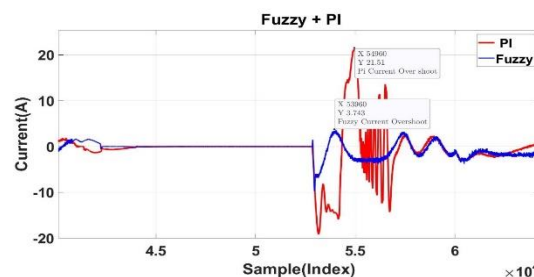


شکل (۲۲): نمودار سرعت پس از خطا

جدول (۱۰): مقایسه مقدار فراجهش ناگهانی سرعت

	Full PI	Fuzzy+PI
Max	447.4	227.7
Max delta	290.8	77.8
% Overshoot	193.8%	51.9%

علاوه بر کمیت های شار و گشتاور یکی دیگر از کمیت های مهم دیگری که در زمان بروز خطا دارای اهمیت است، جریان موتور می باشد. برای مقایسه بهتر جریان یکی از فازهای موتور را با استفاده از دو نوع کنترل کننده به شکل هم زمان در شکل (۲۳) رسم شده است. مقادیر فرا جهش جریان نیز در این شکل مشخص شده است. حداکثر جریان پس از رفع خطا و برگشت ولتاژ در مدل پیشنهادی مقدار ۳/۷۴ آمپر است. ولی در کنترل کننده PI این مقدار به عدد ۲۱/۵۰ آمپر می رسد. این افزایش جریان پس از برگشت ولتاژ با توجه به زمان بسیار کوتاه خطا، باعث عملکرد سیستم حفاظتی و یا سوختن فیوزهای قدرت می گردد.



شکل (۲۳): منحنی جریان

خلاصه نتایج شبیه سازی و مقایسه دو مدل کنترلی در جدول (۱۱) ارائه شده است.

جدول (۱۱): نتایج شبیه سازی

	Overshoot	T _s
Torque _{PI}	1149%	0.22 sec
Torque _{Fuzzy}	31%	0.005 sec
Flux _{PI}	853%	0.18 sec
Flux _{Fuzzy}	4%	0.012 sec

- [11] Ozkop E. Okumus H. I. "Direct Torque Control Of Induction Motor Using Space Vector Modulation (SVM-DTC), Power System Conference, 12th International Middle-East, Pp. 368-372, 12-15 March 2008
- [12] Kuo-Kai S. Juu-Kuh L. Van-Truong P. Ming-Ji Y. Te-Wei W. "Global Minimum Torque Ripple Design For Direct Torque Control Of Induction Motor Drives, Industrial Electronics, IEEE Trans. On, Vol. 57, No. 9, Pp. 3148-3156, Sept. 2010
- [13] Toro Garcia X. Arias A. Jayne M. G. Witting P. A. "Direct Torque Control Of Induction Motors Utilizing Three-Level Voltage Source Inverters, Industrial Electronics, IEEE Trans. On, Vol. 55, No. 2, Pp. 956-958, Feb. 2008
- [14] Koutsogiannis Z. Adamidis G. Fyntanakis A. "Direct Torque Control Using Space Vector Modulation And Dynamic Performance Of The Drive, Via A Fuzzy Logic Controller For Speed Regulation", Power Electronics And Applications, European Conference On, Pp. 1-10, 2-5 Sept. 2007
- [15] S.Y. Wang, C.L. Tseng, C.J. Chiu, Design Of A Novel Adaptive Tsk-Fuzzy Speedcontroller For Use In Direct Torque Control Induction Motor Drives, Appl. Softcomput. 31 (2015) 396–404.
- [16] A.J.A. Gizi, M. Mustafa, H.H. Jebur, A Novel Design Of High-Sensitive Fuzzy Pidcontroller, Appl. Soft Comput. 24 (2014) 794–805.
- [17] Roberto Aranz. Antonio Mendoza. Sensor And Inverter Fault Control In Induction Motors Tolerant, Valladolid, Spain. 2006
- [18] Ibrahim, ShoroukOssama, and Esam Abo Elzahab. "Implementation of fuzzy modeling system for faults detection and diagnosis in three phase induction motor drive system." Journal of Electrical systems and Information technology 2.1 (2015): 27-46
- [19] R. Storn, K. Price, Differential evolution – a simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces, J. Glob. Optim. 11 (4) (1997) 341–359.
- [20] M. Braun, S. Seijo, J. Echanobe, P. Shukla, I. del Campo, J. Garcia-Sedano, H. Schmeck, A neuro-genetic approach for modeling and optimizing a complex cogeneration process, Appl. Soft Comput. 48 (2016) 347–358.
- [21] Arab Markadeh G, Sadough M. Direct Torque and Power Factor Control of Induction Motor with Input-Output Linearization using Matrix Converter . Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2012; 8 (1) :31-39
- [22] Taghipour M, Farshad M, Razavi S M. Performance Assessment of Meta-Heuristic Optimization Algorithms in Estimation of Structural Parameters of Squirrel Cage Induction Motor . Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2017; 14 (1) :93-101
- [23] I. Boussaïd, J. Lepagnot, P. Siarry, A survey on optimization metaheuristics, Inf.Sci. 237 (2013) 82–117.
- [24] Costa, B.L.G., et al., Metaheuristics optimization applied to PI controllers tuning of a DTC-SVM drive for three-phase induction motors. Applied Soft Computing, 2018. 62: p. 776-788.