

کنترل فازی موتور القایی به روش کنترل مستقیم گشتاور با مدولاسیون بردار فضایی (DTC-SVM)

محمد علی شمسی نژاد^۱، علی اسماعیلی^۲

۱- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران

mshamsi@birjand.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران

msm_aliesm@yahoo.com

چکیده: در پژوهش حاضر روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی با مدولاسیون بردار فضایی (DTC-SVM) ارائه شده است. به علت مشخصه غیرخطی سیستم، کنترل کننده‌های کلاسیک، عملکرد خوبی در شرایط مختلف کاری ندارند. در این مقاله از الگوریتم بهینه‌سازی تجمع ذرات (PSO) برای تنظیم بهینه ضرایب کنترل کننده‌های کلاسیک تناسبی - انتگرال گیر PI شار و گشتاور استفاده شده است. همچنین، در ادامه با ثابت در نظر گرفتن ضرایب کنترل کننده شار به دست آمده از الگوریتم PSO، از یک کنترل کننده فازی برای تنظیم دینامیک ضرایب کنترل کننده PD گشتاور استفاده شده است. عملکرد درایو پیشنهادی، در شرایط مختلف بهره‌برداری آزمایش و نشان داده شده است که استفاده از کنترل کننده PD فازی خود تنظیم (STFPD) گشتاور، شرایط مطلوب تری را در مقایسه با کنترل کننده کلاسیک گشتاور فراهم آورده و پاسخ دینامیکی و ماندگار درایو را بهبود می‌بخشد. نتایج شبیه‌سازی به دست آمده، درستی روش ارائه شده را تایید می‌کند.

واژه‌های کلیدی: کنترل کننده PD فازی خود تنظیم، کنترل کننده کلاسیک PI، الگوریتم تجمع ذرات، کنترل مستقیم گشتاور، مدولاسیون بردار فضایی.

۱- مقدمه

شده‌شان از جمله ساختار ساده، قابلیت اطمینان بالا، استحکام و هزینه پایین، کاربردهای صنعتی وسیعی پیدا کرده‌اند. اما استفاده از IM در درایوهای صنعتی با کارایی بالا، مشکلات کنترلی خاص خود را به همراه دارد. در روش‌های کنترل برداری علاوه بر کنترل اندازه ولتاژ و فرکانس، همانند روش‌های اسکالر موقعیت لحظه‌ای بردارهای ولتاژ، جریان و شار کنترل شده، که به طور چشم‌گیری رفتار دینامیکی درایو را بهبود می‌بخشد. نخستین روش کنترل برداری موتور القایی، کنترل با جهت‌یابی شار (FOC)^۱ بوده است که روش مستقیم آن توسط بلشک [۱] و روش غیر مستقیم توسط هس [۲] در اوایل دهه ۷۰ میلادی ارائه شده‌است. عملکرد FOC وابسته به تبدیل مختصات دقیق و تخمین زاویه شار است، که در این حالت محاسبات پیچیده بوده و همچنین درایو حساس به تغییرات

در سه دهه گذشته موتورهای AC به طور چشم‌گیری با موتورهای DC جایگزین شده‌اند، که علت اصلی آن توسعه و رشد قطعات نیمه‌هادی مدرن، به‌ویژه ترانزیستورهای دوقطبی با گیت عایق شده (IGBT) و پیشرفت پردازنده‌های سیگنال دیجیتال (DSP) است. در این میان، موتورهای القایی (IM)، به خاطر مزایای شناخته

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۲/۰۴/۲۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۰۷/۲۱

نام نویسنده مسئول: محمد علی شمسی نژاد

نشانی نویسنده مسئول: ایران - بیرجند - دانشگاه بیرجند - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

می‌شود. پژوهش‌های زیادی برای بهبود کارایی DTC کلاسیک ترکیبی با SVM انجام شده است. در [۱۸ و ۱۹]، از کنترل‌کننده بدون نوسان^۴ برای تولید فرمان ولتاژ مدولاتور SVM 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. به هر حال این روش در مدت زمان انجام و میزان حجم محاسبات به علت پیچیده بودن معادلات محدود است که به محاسبه معادلات پیچیده بی‌درنگ ختم می‌شود. در [۲۰]، یک کنترل‌کننده پیش‌بین برای تولید فرمان ولتاژ مدولاتور بردار فضایی استفاده شده است. در هر صورت این طرح‌ها به محاسبات پیچیده بی‌درنگ نیازمند است و در عین حال وابسته به دقت شاخص‌های IM است. در [۲۱] از سیستم استنتاج فازی عصبی وفقی (ANFIS) برای مجزأ کردن گشتاور و شار استفاده شده است. در این حالت بردارهای ولتاژ در مختصات قطبی شکل می‌گیرند، که عملکرد حالت ماندگار و دینامیک خوبی را نتیجه می‌دهد. استفاده از کنترل‌کننده‌های PI، برای کنترل گشتاور و شار استاتور موتور در دستگاه مرجع چرخشی در [۲۲-۲۶] پیشنهاد شده‌اند. در این طرح‌ها از یک یا دو کنترل‌کننده PI به جای کنترل‌کننده‌های هیستریزس برای تولید مؤلفه‌های مستقیم و عمودی ولتاژ اعمال شده به SVM بهره برده شده‌است. بردارهای ولتاژ در مختصات دکارتی یا قطبی بسته به نوع سیستم کنترلی پیاده‌سازی شده شکل می‌گیرند. از جمله مشخصات این روش‌ها می‌توان به حالت گذرای کمابیش خوب، استحکام و نوسانات پایین گشتاور در حالت ماندگار همراه با فرکانس کلید زنی ثابت را نام برد. روش ارائه شده در این مقاله مبتنی بر طرح‌هایی است که شار و گشتاور به شکل حلقه بسته با استفاده از کنترل‌کننده‌های PI، کنترل می‌شوند [۲۴]. استفاده از کنترل‌کننده‌های PI کلاسیک CPI با ضرایب ثابت، در مقابل با ساختار غیر خطی موتور می‌تواند بسته به شرایط کاری عملکرد درایو را مختل کند، از این سو نیازمند است تا ضرایب کنترل‌کننده‌های PI متناسب با شرایط کاری موتور برای دستیابی به عملکرد کنترلی خوب، تغییر کنند. در پژوهش حاضر برای دستیابی

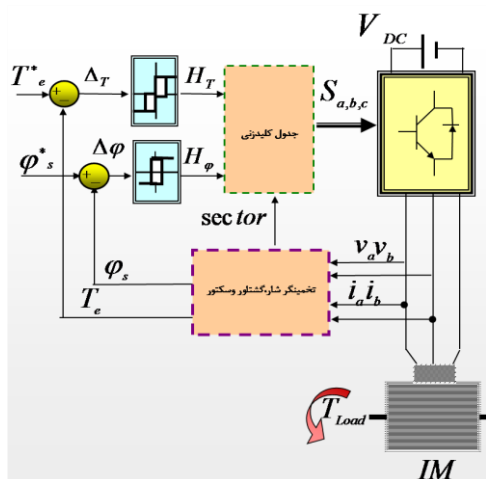
شاخص‌های موتور است. به همین علت، در سال‌های اخیر پژوهش‌های فراوانی برای پیدا کردن راه حلی، برای کنترل ماشین با دستیابی به پاسخ گشتاور سریع و دقیق همانند روش‌های برداری انجام شده است، که علاوه بر پاسخ دینامیکی سریع، به کاهش پیچیدگی سیستم کنترلی، بر خلاف روش‌های کنترل برداری منجر شود. در نیمه دهه ۸۰ میلادی استراتژی‌های جدیدی برای کنترل مستقیم گشتاور و شار استاتور به وسیله تاکاشی به عنوان کنترل مستقیم گشتاور (DTC) [۳] و توسط دینبرک به عنوان کنترل خودی مستقیم (DSC) [۴]، ارائه شده‌است. کنترل شار و گشتاور در درایوهای مبتنی بر DTC کلاسیک [۳] بر خلاف روش‌های کنترل برداری متداول، به شکل کنترل حلقه بسته و بدون استفاده از کنترل‌کننده جریان و مدولاسیون پهنای پالس (PWM) است. اصولاً، در DTC فقط نیاز به دانستن مقاومت استاتور است که این موضوع، حساسیت درایو به تغییرات شاخص‌های ماشین را کاهش می‌دهد. استفاده از کنترل‌کننده هیستریزس در DTC، به فرکانس کلیدزنی متغیر، که وابسته به سرعت روتور، بار، فرکانس نمونه‌گیری است، منجر می‌شود [۵]. همچنین، برای پیاده‌سازی دیجیتال، فرکانس نمونه‌گیری سیستم برای محاسبه شار و گشتاور به منظور برآورده شدن ردیابی خوب و محدود کردن خطای شار و گشتاور درون باند معین شده، باید زیاد باشد [۶]. مشکلات اصلی در حالت ماندگار موتور، علاوه بر فرکانس کلیدزنی متغیر، نوسانات بالای گشتاور، شار و جریان است. به‌تازگی، بیشتر کوشش‌ها برای بهبود عملکرد DTC به‌ویژه برای کاهش نوسانات و ثابت کردن فرکانس کلیدزنی همسو شده‌اند. در [۷] مشکلات مربوط به نوسانات توسط مبدل‌های چند سطحی مخاطب قرار گرفته است. در [۸] و [۹] از مقایسه کننده‌ها و جدول کلیدزنی بهبود یافته بدون تغییر در توپولوژی اولیه برای بهبود عملکرد DTC استفاده شده است. ولی در چند سال اخیر بیشتر نگرش‌ها به ترکیب انتخاب حالت کلیدزنی مبدل با روش مدولاسیون بردار فضایی^۲ (SVM) و یا روش‌های هوشمند [۱۰-۱۷] متمرکز شده است، که به کاهش نوسانات شار، گشتاور و جریان همراه با فرکانس کلیدزنی ثابت، منجر شده است. به روش‌های ترکیبی DTC و SVM، DTC-SVM^۳ اطلاق

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} (\psi_{qs} I_{ds} - \psi_{ds} I_{qs}) \quad (۷)$$

زیرنویس‌های d و q به ترتیب بیانگر مؤلفه حقیقی و موهومی بردارهای فضایی ولتاژ، جریان و شار در مختصات مرجع اختیاری هستند که در آن R_r و R_s به ترتیب، مقاومت استاتور و روتور، L_r ، L_s و L_m به ترتیب اندوکتانس خودی استاتور، اندوکتانس خودی روتور و اندوکتانس متقابل می‌باشند. ω_r سرعت زاویه‌ای موتور بر حسب رادیان الکتریکی است. \bar{V}_s ، \bar{I}_r ، \bar{I}_s ، $\bar{\psi}_r$ ، $\bar{\psi}_s$ به ترتیب بردارهای فضایی شار استاتور، شار روتور، جریان استاتور، جریان روتور و ولتاژ استاتور هستند.

۳- کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی

دیگرام بلوکی CDTC در شکل (۱) نشان داده شده است. مدار کنترل از سه قسمت اصلی تشکیل شده است: ۱- باند هیستریزاس شار و گشتاور ۲- جدول کلیدزنی ۳- تخمین گر شار استاتور و گشتاور.



شکل (۱): مدار شماتیک DTC کلاسیک موتور القایی

قاعده اصلی CDTC، با مجزا کردن و کنترل لحظه‌ای بردارهای شار استاتور و گشتاور ماشین حاصل می‌شود [۳]. با استفاده از مبدل منبع ولتاژ (VSI) دو سطحی، ۸ ترکیب متفاوت کلیدزنی مطابق شکل (۲) می‌تواند انتخاب شود [۲۹]. شار استاتور و گشتاور می‌توانند با استفاده از

به مقادیر بهینه ضرایب کنترل‌کننده کلاسیک شار و گشتاور از الگوریتم PSO [۲۷] استفاده شده است. در ادامه به جای کنترل‌کننده کلاسیک گشتاور از کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم (STFDP) استفاده شده است. شایان ذکر است که ضرایب کنترل‌کننده شار در هر دو حالت یکسان و برابر با مقادیر به دست آمده از الگوریتم PSO است. نشان داده شده است که استفاده از کنترل‌کننده فازی گشتاور در مقایسه با نوع کلاسیک، باعث بهبود عملکرد درایو موتور القایی می‌شود. به طور کلی، استفاده از کنترل‌کننده‌های فازی نیاز به دانش کاملی از مدل ریاضی دقیق سیستم کنترل شونده ندارد، در عوض به تجربه و دانش کاربر در استفاده از دستگاه، برای پیاده‌سازی درست پایگاه قوانین کنترلی نیاز است.

در بخش بعدی به مدل دینامیکی موتور القایی اشاره شده است. در بخش ۳، اصول اولیه کنترل مستقیم گشتاور توصیف شده است. در بخش ۴، روش کنترلی DTC-SVM موتور القایی که شامل دو کنترل‌کننده انتگرالی-تناسبی است، توصیف شده است. همچنین، مدولاسیون بردار فضایی در این بخش ارائه شده است. در بخش ۵ و ۶ به ترتیب نحوه کاربرد کنترل فازی و الگوریتم PSO پیاده شده در سیستم کنترلی DTC-SVM ارائه شده است. در بخش ۷، نتایج شبیه‌سازی با استفاده از کنترل‌کننده‌های فازی و کلاسیک گشتاور در عملکرد درایو موتور القایی نشان داده و با هم مقایسه شده‌اند. در نهایت، نتیجه‌گیری کلی از این مقاله در بخش ۸ آمده است.

۲- معادلات دینامیکی موتور القایی سه فاز

معادلات موتور القایی در مختصات فضایی با سرعت

مرجع اختیاری ω عبارت است از [۲۸]:

$$\bar{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} = R_s I_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega \bar{\psi}_s \quad (۱)$$

$$\bar{V}_r = V_{dr} + jV_{qr} = R_r I_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega - \omega_r) \bar{\psi}_r \quad (۲)$$

$$\bar{I}_s = I_{ds} + jI_{qs} \quad (۳)$$

$$\bar{I}_r = I_{dr} + jI_{qr} \quad (۴)$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \quad (۵)$$

$$\bar{\psi}_r = L_r \bar{I}_r + L_m \bar{I}_s \quad (۶)$$

بر تغییر اندازه شار، گشتاور نیز افزایش (کاهش) می‌یابد. در شکل (۲) فرض شده که بردار شار استاتور در قطاع اول قرار گرفته باشد. با در نظر گرفتن بردار شار روتور و ثابت ماندن آن در یک پرورد نمونه‌گیری (ثابت زمانی شار روتور بزرگ‌تر از ثابت زمانی شار استاتور است)، شار استاتور و گشتاور تواما، متناسب با اندازه و جهت بردار فضایی ولتاژ دست‌خوش تغییر می‌شوند. مطابق شکل (۲)، بردار V_2 موجب افزایش شار، بردار V_3 افزایش گشتاور و بردار V_6 کاهش شار، بردار V_5 کاهش گشتاور و افزایش شار و در نهایت، بردار V_5 موجب کاهش گشتاور و شار می‌شود. اعمال بردار صفر به کاهش گشتاور و ثابت ماندن شار استاتور منجر می‌شود. با در نظر گرفتن ۶ قطاع و خروجی مقایسه‌گرهای هیستریزس شار و گشتاور، می‌توان شار و گشتاور را با انتخاب درست بردار ولتاژ در محدوده تعریف شده باند هیستریزس کنترل کرد.

۴- کنترل مستقیم گشتاور با مدولاسیون بردار فضایی

۴-۱- مدولاسیون بردار فضایی

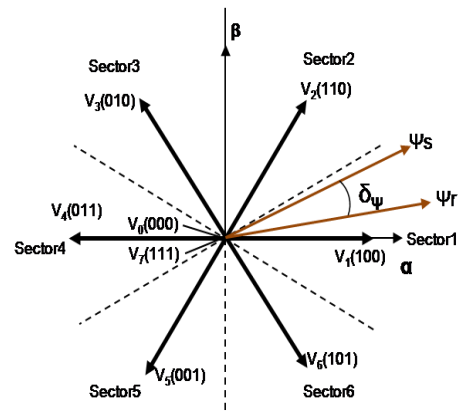
در روش SVM، برای هر لحظه تصمیم گرفته می‌شود که کدام یک از بردارهای فضایی ولتاژ سوئیچ شود (شکل (۲)). به این ترتیب که با سوئیچ شدن یک بردار معین در خروجی، وضعیت همه کلیدها در همه فازها به طور همزمان مشخص می‌شود. نحوه انتخاب بردار در مدولاسیون بردار فضایی با در نظر گرفتن یک بردار ولتاژ مرجع (\vec{V}_{ref}) انجام می‌شود. بردار ولتاژ مرجع در واقع همان بردار انتقال یافته سه موج سینوسی حوزه زمان به دستگاه $\alpha\beta$ است [۲۲].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (11)$$

$$\phi = \tan^{-1}(V_\beta / V_\alpha) \quad (12)$$

پیکربندی کلیدزنی مناسب مبدل، به طور مستقیم و مستقل کنترل شوند.



شکل (۲): بردارهای فضایی ولتاژ VSI دو سطحی

گشتاور الکترومغناطیسی بر حسب بردارهای شار استاتور و روتور برابر است با:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{\sigma} \frac{L_m}{L_s L_r} \psi_s \psi_r \sin \delta_\psi \quad (8)$$

P: تعداد قطب‌های ماشین، δ_ψ : زاویه بین بردارهای شار

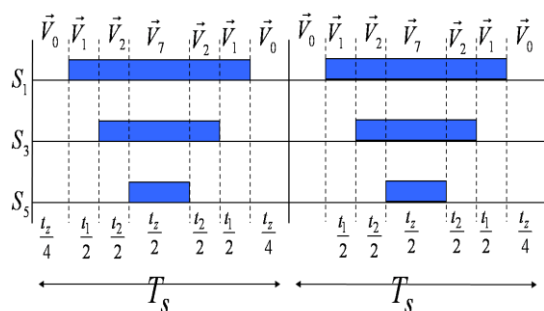
استاتور و روتور است. $\sigma = 1 - (\frac{L_m}{L_s L_r})^2$ به عنوان ضریب ناشی موتور القایی شناخته می‌شود.

مطابق شکل (۱) محدوده تغییرات خطای شار و گشتاور با استفاده از مقایسه‌گرهای هیستریزس گشتاور (سه سطحی) و شار استاتور (دو سطحی) مشخص می‌شوند. معادله (۸)، نشان می‌دهد که اندازه گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده، وابسته به اندازه شار استاتور و روتور و زاویه فاز بینشان، δ_ψ است. با در نظر گرفتن شکل گسسته رابطه ۱، در دستگاه مختصات ساکن ($\omega=0$) خواهیم داشت:

$$\vec{V}_s = \frac{\Delta \vec{\phi}_s}{\Delta t} + R_s \vec{I}_s \quad (9)$$

همچنین، با صرف نظر از افت ولتاژ دو سر مقاومت استاتور در رابطه (۹)، دیده می‌شود که، تغییرات بردار فضایی شار استاتور با بردار ولتاژ اعمال شده به موتور رابطه مستقیم دارد. طبق روابط (۸) و (۹) اگر یک بردار ولتاژ که علاوه بر تغییر در اندازه شار استاتور باعث افزایش (کاهش) زاویه بین بردارهای شار استاتور و روتور شود، آن‌گاه علاوه

تلفات کلیدزنی اینورتر و کاهش THD و استفاده مؤثر از روشن بودن سوئیچها، معمولاً بردار \vec{V} با دو بردار اکتیو مجاور به علاوه دو بردار غیر اکتیو، تخمین زده می‌شود. این روش معمول‌ترین حالت در به‌کارگیری بردارهای فضایی برای تخمین بردار \vec{V}_{ref} است. در پژوهش حاضر، از الگوریتم توالی متقارن برای توالی بردارها استفاده شده است. شکل (۴) نحوه پیاده‌سازی الگوریتم توالی متقارن را در قطاع اول نشان می‌دهد [۳۰].



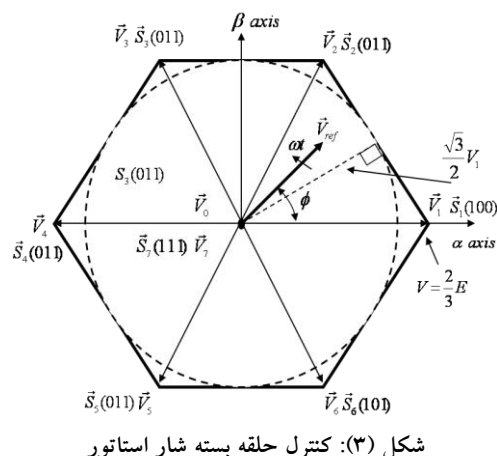
شکل (۴): توالی کلیدزنی در قطاع اول با الگوریتم متقارن

۴-۲- روش DTC-SVM با کنترل حلقه بسته

شار و گشتاور

بلوک دیاگرام روش کنترل حلقه بسته شار و گشتاور در سیستم مختصات شار استاتور $(\omega = \omega_s)$ [۲۵] در شکل (۵) نشان داده شده است. خروجی کنترل‌کننده‌های PI شار و گشتاور، به عنوان مؤلفه‌های ولتاژ استاتور مرجع V_{qs}^*, V_{ds}^* در مختصات شار استاتور در نظر گرفته می‌شوند. سپس، ولتاژهای فرمان DC به مختصات ساکن $(\alpha\beta)$ منتقل شده، و پس از آن مقادیر فرمان $V_{\beta s}^*, V_{\alpha s}^*$ به SVM ارسال می‌شوند.

که در آن ϕ ، زاویه بردار ولتاژ مرجع با محور حقیقی مختصات ساکن است. سه ولتاژ مرجع سینوسی (V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}) در حوزه زمان پس از تبدیل به دستگاه ساکن، به عنوان بردار ولتاژ رفرنس (\vec{V}_{ref}) در صفحه مختصات ظاهر می‌شود (شکل (۳)).

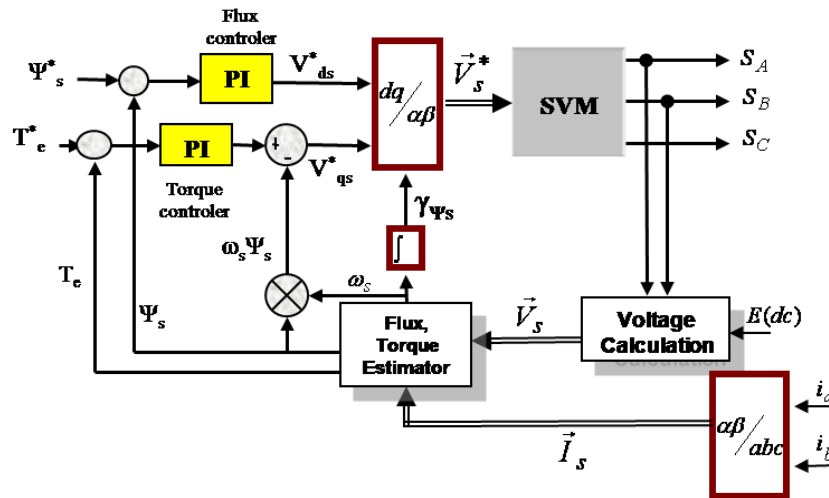


شکل (۳): کنترل حلقه بسته شار استاتور

هدف روش مدولاسیون بردار فضایی تقریب زدن بردار ولتاژ مرجع با استفاده از الگوی کلیدزنی ۸ بردار فضایی ولتاژ است. یک روش آسان برای پیاده‌سازی و تقریب ولتاژ مرجع بر اساس متوسط‌گیری از ولتاژ خروجی اینورتر در یک دوره زمانی نمونه‌گیری (T_s) است. در واقع ولتاژ خروجی، با ولتاژ مرجع در دوره زمانی مورد نظر تقریب زده می‌شود [۱۰]. به این معنی که در فاصله زمانی یک دوره زمانی نمونه‌گیری، بردار ولتاژ خروجی مبدل \vec{V} ، می‌تواند با انتخاب صحیح بردارهای ولتاژ، با بردار مرجع تقریب زده شود. بنابراین داریم:

$$\vec{V}_{ref} \approx \vec{V} = \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \dots + \frac{T_7}{T_s} \vec{V}_7 \quad (13)$$

(T_0, T_1, \dots, T_7) بیانگر مدت زمان روشن بودن بردارهای $(\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7)$ هستند. تجزیه بردار \vec{V} به بردارهای اکتیو $(\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6)$ و غیر اکتیو (\vec{V}_0, \vec{V}_7) شامل راهکارهای متفاوتی است. به هر حال به منظور کاهش

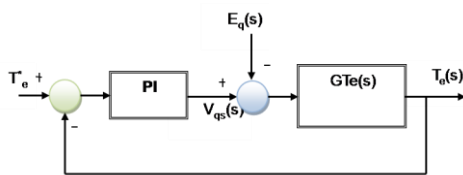


شکل (۵): طرح DTC-SVM با کنترل حلقه بسته شار و گشتاور

از روابط (۱۶) و (۱۷)، گشتاور الکترومغناطیسی در حوزه لاپلاس به شکل زیر نتیجه می‌شود:

$$T_e(s) = \frac{1}{R_s} \frac{3}{2} P \psi_s(s)(V_{qs}(s) - \omega_s \psi_s(s)) \quad (18)$$

مطابق با اصول DTC پایه [۳]، اگر اندازه بردار شار استاتور، ثابت بوده و برابر با مقدار مرجع ψ_s^* باشد، با توجه به رابطه (۱۸) گشتاور ماشین القایی، مرتبط با ولتاژ مؤلفه q است. بنابراین، گشتاور الکترومغناطیسی می‌تواند با مؤلفه q بردار ولتاژ استاتور کنترل شود. شکل (۷) رابطه بین گشتاور ماشین، T_e و ولتاژ مؤلفه q، $V_q(s)$ را نشان می‌دهد، که یک سیستم معادل مرتبه اول با اغتشاش $E_q(s)$ است.



شکل (۷): کنترل حلقه بسته گشتاور

برای محاسبه سرعت چرخش شار استاتور ω_s ، باید از موقعیت زاویه‌ای بردار فضایی شار استاتور γ_{ψ_s} در قباب مرجع ساکن مشتق گرفته شود. موقعیت زاویه‌ای شار استاتور از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\gamma_{\psi_s} = \arctan\left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}\right) \quad (19)$$

در استراتژی به کار برده شده [۲۴] بردارهای فرمان ولتاژ $V_{\beta s}^*, V_{\alpha s}^*$ در مختصات چرخشی با فرکانس زاویه‌ای شار استاتور، با جهت‌یابی شار استاتور (مختصات شار استاتور) تولید می‌شوند. می‌توان گفت اساس این روش با FOC رابطه تنگاتنگی دارد.

جهت‌یابی با شار استاتور بر مبنای هم‌جهتی بردار شار استاتور با محور d است. یعنی:

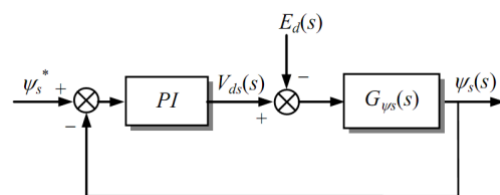
$$\psi_{ds} = \psi_s, \psi_{qs} = 0 \quad (14)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (15)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_s \quad (16)$$

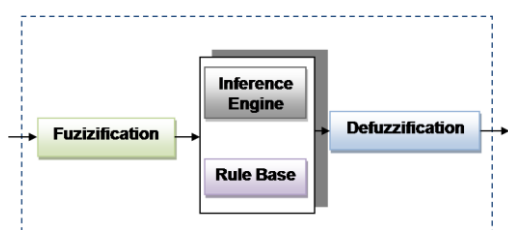
$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_s i_{qs} \quad (17)$$

از رابطه ۱۵، استنباط می‌شود که شار استاتور متناسب با مؤلفه d ولتاژ استاتور است. با اعمال تبدیل لاپلاس، شکل (۶)، ارتباط بین ψ_s و V_{ds} را در حوزه لاپلاس نشان می‌دهد؛ که یک سیستم معادل مرتبه دوم با اغتشاش $E_d(s)$ است. S، بیانگر عملگر لاپلاس است.



شکل (۶): کنترل حلقه بسته شار استاتور

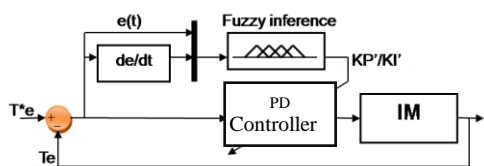
به تغییرات شاخص‌های موتور است، لازم است که از یک دینامیکی، برای تنظیم ضرایب کنترل‌کننده (در این جا کنترل‌کننده گشتاور) مطابق با ساختار غیرخطی مجموعه کنترلی استفاده شود. یکی از راهکارهای پیاده شده در پژوهش حاضر استفاده از منطق فازی است. ساختار کنترل‌کننده فازی از ۴ بخش اصلی تشکیل شده است که در شکل (۸) نشان داده شده است: ۱- فازی‌ساز ۲- پایگاه قواعد ۳- موتور استنتاج ۴- غیر فازی‌ساز [۳۰].



شکل (۸): ساختار کنترل‌کننده فازی

۵-۱- ساختار کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم

منظور از کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم این است که ضرایب کنترل‌کننده PD (KD, KP) با استفاده از منطق فازی تنظیم شوند [۳۰]. اساس ساختار کنترل‌کننده STFPD گشتاور در شکل (۹) آورده شده است.



شکل (۹): کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم

که در آن e_T و de_T/dt به ترتیب بیانگر خطای گشتاور و مشتق خطای گشتاور می‌باشند. در این صورت ضرایب کنترل‌کننده PD با استفاده از استنتاج فازی به صورت تابعی غیر خطی متناسب با مقدار خطا و مشتق خطای گشتاور تنظیم می‌شوند.

۵-۲- ساختار کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم

سیستم کنترل‌کننده فازی شکل (۹)، شامل دو ورودی و

با توجه به شکل (۵) مؤلفه $\omega_e \psi_s(s)$ به عنوان یک اغتشاش است که برای حذف آن این مقدار با خروجی کنترل‌کننده گشتاور جمع شده تا اثر آن را به طور نسبی حذف کند. با توجه به اینکه از کنترل‌کننده PI برای تنظیم گشتاور استفاده شده است، دقت محاسبه سرعت چرخش شار استاتور چندان ضروری نیست زیرا کنترل‌کننده PI حتی در صورت وجود خطا در محاسبه سرعت چرخش شار استاتور، مقدار گشتاور را تصحیح خواهد کرد.

همچنین، ساده‌ترین راه برای حذف اغتشاش $E_q(s)$ در کنترل شار، محاسبه افت ولتاژ $R_s \dot{i}_{sd}$ و اضافه کردن آن به مؤلفه حقیقی ولتاژ است. اما این روش نیاز به انتقال جریان استاتور به قاب مرجع شار استاتور دارد که عمل زمان بری است. با این روش حساسیت کنترل شار به تغییر مقاومت استاتور افزایش می‌یابد. همان‌گونه که در مورد جمله وابسته به سرعت شار استاتور $\omega_e \psi_s(s)$ در رابطه (۱۸) عمل شد استفاده از کنترل‌کننده PI برای تصحیح خطاها کافی است. بنابراین داریم:

مؤلفه q بردار فضایی ولتاژ استاتور مطلوب در قاب مرجع شار استاتور توسط کنترل‌کننده PI برابر است با:

$$V_{sq}(s) = \left(K_{PT} + \frac{K_{IT}}{s} \right) (T_{ref} - T_e) + \omega_e \psi_s(s) \quad (20)$$

در ضمن، مؤلفه حقیقی بردار ولتاژ استاتور در قاب مرجع شار استاتور توسط کنترل‌کننده PI عبارت است از:

$$V_{sd}(s) = \left(K_{P\psi} + \frac{K_{I\psi}}{s} \right) (\psi_{ref} - \psi_s) \quad (21)$$

مؤلفه‌های حقیقی و موهومی بردار ولتاژ استاتور مطلوب توسط روابط (۲۰) و (۲۱) محاسبه شده و پس از تبدیل از مختصات dq به مختصات ساکن بلوک SVM وارد می‌شوند. همان‌طور که در بخش ۴-۱ توصیف شد بلوک SVM، ولتاژ محاسبه شده را در یک دوره زمانی نمونه‌گیری تقریب زده و متناسب با آن سیگنال‌های، مورد نیاز مبدل را تولید می‌کند.

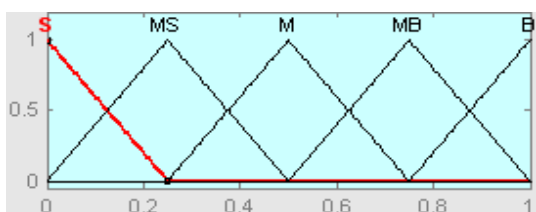
۵- طراحی کنترل‌کننده PD فازی خود تنظیم

از آنجا که ساختار سیستم کنترلی غیر خطی و حساس

بر چسب زمانی به کار برده شده برای توابع عضویت در شکل های (۱۱) و (۱۲) برابر هستند با:

NB: Negative Big; NM: Negative Medium; NS: Negative Small; ZE: Zero; PS: Positive Small; PM: Positive Medium; PB: Positive Big

همچنین، بازه تغییرات ورودی ها با استفاده از گین خطا و گین تغییرات خطای گشتاور در بازه [۱، -۱] نرمالیزه شده است. انتخاب اندازه گین به سیستم مورد نظر بستگی دارد. که وابسته به تجربه و دانش کاربر است. در ضمن توابع عضویت خروجی های KP' و KD' در شکل (۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۱۳): توابع عضویت KP' و KD'

برچسب فازی توابع عضویت خروجی ها به شکل زیر تعریف می شود:

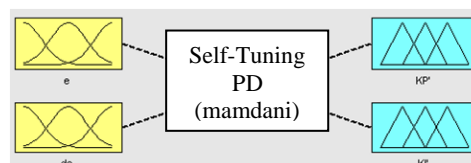
S: Small; MS: Medium Small; M: Medium; MB: Medium Big; B: Big

به طور کلی، نوع انتخاب توابع عضویت ورودی ها و خروجی ها و در نهایت چگونگی پیاده سازی قوانین فازی وابسته به نوع سیستم کنترل شونده، نوع کنترل کننده (PI، PD، PID)، و تجربه عملی کاربر دارد. قوانین فازی کنترل کننده پیاده شده، در این مقاله به شکل زیر تعریف می شوند:

IF $e(t)$ is E_i and $\Delta e(t)$ is ΔE_j then UP is X and UD is Y.

که در آن: E_i و ΔE_j برچسب فازی ورودی ها و UP و UD برچسب زمانی خروجی ها هستند. از آنجا که γ متغیر برای ورودی و δ متغیر برای خروجی تعریف شده است، برای هر یک از خروجی های KP' و KD' ، ۳۵ قانون تعریف شده است. قوانین کنترلی استفاده شده برای کنترل کننده PD خود تنظیم گشتاور بر اساس تجربه در جدول های (۱) و (۲) آورده شده است.

دو خروجی است. خروجی ها مطابق با کنترل کننده PD، KP' و KD' هستند. از مدل ممدانی به عنوان ساختار استنتاج فازی استفاده شده است. بلوک استنتاج فازی برای طراحی کنترل کننده در شکل (۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۱۰): بلوک استنتاج فازی

با تعریف محدوده تغییرات ضرایب کنترل کننده PD به شکل $[KP_{min}, KP_{max}]$ ، $[KD_{min}, KD_{max}]$ ، محدوده تغییرات خروجی کنترل کننده فازی (KP' ، KD') در بازه [۰-۱] نرمالیزه شده است، در نتیجه خواهیم داشت:

$$KP' = \frac{KP - KP_{min}}{KP_{max} - KP_{min}} = \frac{KP - 15}{400 - 15} \quad (22)$$

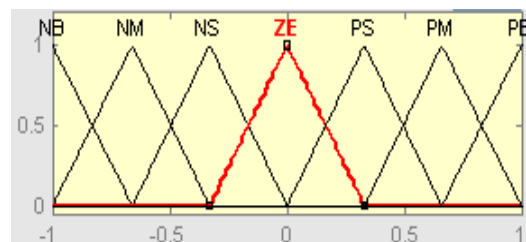
$$KD' = \frac{KD - KD_{min}}{KD_{max} - KD_{min}} = \frac{KD - 200}{1200 - 200} \quad (23)$$

پس داریم:

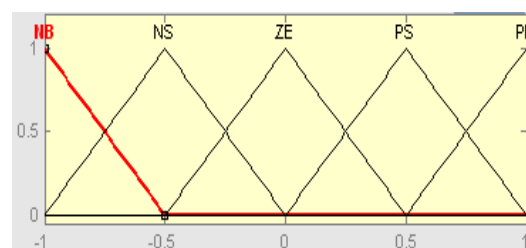
$$KP = 385KP' + 15 \quad (24)$$

$$KD = 285KD' + 15 \quad (25)$$

توابع عضویت ورودی های مجموعه فازی در شکل (۱۱) و (۱۲) به ترتیب برای خطای گشتاور و مشتق خطای گشتاور ارایه شده اند.



شکل (۱۱): توابع عضویت $e(t)$



شکل (۱۲): توابع عضویت $de(t)/dt$

می‌شود. و بهترین موقعیتی یک ذره در بین تمام ذرات تجربه کرده است با X_{gbest} نشان داده می‌شود. اگر تابع هدف را با H نشان دهیم مقدار تابع هدف در X با H در X_{best} و در X_{gbest} با H_{gbest} نمایش داده می‌شود. موقعیت بعدی ذره $X(t+1)$ با علم از موقعیت فعلی ذره $X(t)$ و سرعت حرکت ذره در $t+1$ امین مرحله، $V(t+1)$ تعیین می‌شود. $V(t+1)$ با استفاده از موقعیت فعلی ذره $X(t)$ ، X_{gbest} ، X_{best} و $V(t+1)$ حاصل شده از مرحله قبل محاسبه می‌شود. در نخستین مرحله اجرای الگوریتم موقعیت ذرات و سرعت حرکت به طور تصادفی انتخاب می‌شوند. اگر تعداد ذرات را برابر با d و تعداد جمعیت ذرات را که هر کدام برابر با d ذره می‌شوند را با n نشان دهیم، سرعت حرکت و موقعیت بعدی ذره با روابط زیر محاسبه می‌شوند:

$$V_j^m[t+1] = WV_j^m[t] + c_1 r_1 (X_j^{m,best}[t] - X_j^m[t]) + c_2 r_2 (X_j^{g,best}[t] - X_j^m[t]) \quad (26)$$

$$j=1,2,\dots,d \quad m=1,2,\dots,n$$

$$X_j^m[t+1] = X_j^m[t] + V_j^m[t+1] \quad (27)$$

$$j=1,2,\dots,d \quad m=1,2,\dots,n$$

در روابط بالا، W ضریب اینرسی، r_1 و r_2 اعداد تصادفی در بازه $[0,1]$ با توزیع یکنواخت، و همچنین، c_1 و c_2 به نام ضرایب یادگیری شناخته می‌شوند. c_1 ضریب یادگیری برای هر ذره و در نقطه مقابل c_2 ضریب یادگیری برای کل مجموعه ذرات است.

در این پژوهش، ذرات، بیانگر ضرایب کنترل‌کننده‌های شار و گشتاور هستند که تعداد آن‌ها برابر با 4 ($d=4$) است. تعداد جمعیت و تکرار در الگوریتم PSO به ترتیب برابر با 50 و 40 در نظر گرفته شده است. به علت کاهش فضای جستجو ضرایب کنترل‌کننده‌ها یا ذرات، مقدار آن‌ها در بازه‌ای محدود شده است $[X_{min}, X_{max}]$. در واقع انتخاب این بازه به دانش کاربر در مورد نوع سیستم مورد مطالعه بستگی دارد. تابع هدف در انتخاب ضرایب بهینه در الگوریتم PSO، انتگرال قدر مطلق خطای $(IAE)^v$ گشتاور و شار است.

$$IAE = \int |e(t)| dt \quad (28)$$

جدول (۱): قوانین استنتاج فازی 'KP'

dc ^e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	MB	MS	MS	M	B
NS	B	B	M	S	MS	MB	B
ZE	B	B	M	S	M	B	B
PS	B	MB	MS	S	M	B	B
PB	B	M	MS	MS	MB	B	B

جدول (۲): قوانین استنتاج فازی 'KD'

dc ^e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	MB	MS	MS	M	B
NS	B	B	M	S	MS	MB	B
ZE	B	B	M	S	M	B	B
PS	B	MB	MS	S	M	B	B
PB	B	M	MS	MS	MB	B	B

برای تبدیل مقادیر فازی به مقادیر حقیقی از روش مرکز جرم استفاده شده است.

۶- الگوریتم بهینه‌سازی تجمع ذرات (PSO)

جیمز کندی و راسل سی ابرهات صاحبان اصلی ایده الگوریتم PSO هستند [۲۷]. در الگوریتم PSO موجوداتی وجود دارند، که آن‌ها را ذره می‌نامیم و در فضای جستجوی تابعی که قصد بهینه کردن مقدار آن را داریم، پخش شده‌اند. هر ذره مقدار تابع هدف را در موقعیتی از فضا که در آن قرار گرفته است، محاسبه می‌کند. سپس، با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی‌اش و بهترین محلی که قبلاً در آن بوده است و همچنین، اطلاعات یک یا چند ذره از بهترین ذرات موجود در جمع، جهتی را برای حرکت انتخاب می‌کند. همه ذرات جهتی را برای حرکت انتخاب می‌کنند و پس از انجام حرکت، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مراحل چندین بار تکرار می‌شوند تا آن که جواب مورد نظر به دست بیاید. در واقع انبوه ذرات که کمینه یک تابع را جستجو می‌کنند، همانند دسته‌ای از پرندگان عمل می‌کنند که به دنبال غذا می‌گردند. اگر موقعیت هر ذره را با X نشان دهیم، آنگاه بهترین موقعیتی که هر ذره تا به حال در الگوریتم PSO تجربه کرده است با X_{best} نشان داده

۷- نتایج شبیه‌سازی

شبیه‌سازی در محیط شبیه‌سازی نرم افزار متلب برای یک موتور القایی $460V, 3\phi, 5HP, 4pole, 1750rpm$ انجام شده است. شاخص‌های موتور القایی عبارتند از:

$$R_r = 1.083\Omega \quad R_s = 1.115\Omega$$

$$L_{lr} = .005974H \quad L_{ls} = .005974H$$

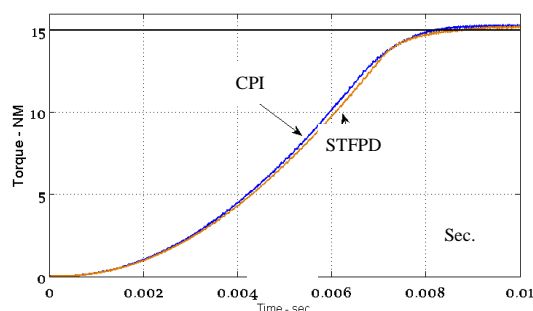
$$J = .02kg - m^2 \quad L_m = .2037H$$

نتایج شبیه‌سازی یک بار بر مبنای استفاده از کنترل کننده PI کلاسیک شار و گشتاور و در حالت دوم با استفاده از کنترل کننده PD فازی خود تنظیم برای کنترل گشتاور الکترومغناطیسی انجام شده است. کنترل کننده شار در هر دو حالت یکسان و از نوع کلاسیک هستند. نتایج عددی به دست آمده با استفاده از الگوریتم هوشمند PSO برای به دست آوردن ضرایب بهینه کنترل کننده‌های شار و گشتاور، در جدول (۳) ارائه شده است. در ضمن مقدار گشتاور و شار مرجع در این جدول آمده است. همگرایی الگوریتم PSO در شکل (۱۴) برای تعیین ضرایب، نشان داده شده است.

جدول (۳): ضرایب کنترل کننده‌ها با الگوریتم PSO

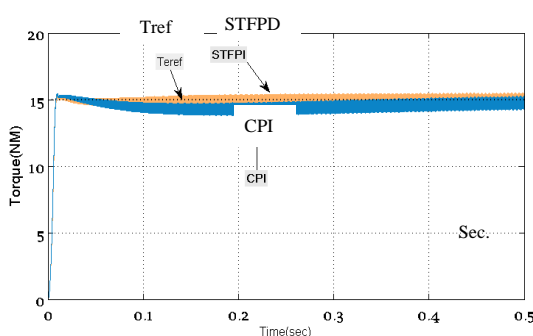
T_e^*	ψ_s^*	KP_{Te}	KD_{Te}	KP_{ψ_s}	KI_{ψ_s}
15Nm	0/8Wb	70	700	3000	2000

آمده در شکل (۱۵) به ترتیب برای مقادیر گشتاور مرجع و شار ۱۵ Nm و $0/8Wb$ است. دیده می‌شود که پاسخ دینامیکی در هر دو حالت برابر بوده است. این مهم از این موضوع نتیجه می‌گیرد که ضرایب بهینه کنترل کننده CPI با استفاده از مقادیر شار و گشتاور مرجع مورد بررسی، تعیین شده و بدین ترتیب در این مورد پاسخ بهینه‌ای از کنترل کننده نوع کلاسیک انتظار می‌رود. به همین علت استفاده از تابع هدف IAE پاسخ دینامیکی بهینه‌ای را در همگرایی جواب با استفاده از الگوریتم PSO در نقطه کار مورد نظر منجر شده و قابل قیاس با نوع فازی کنترل کننده گشتاور است. در شکل (۱۶) پاسخ حالت پایدار گشتاور، نشان داده شده است. واضح است که استفاده از کنترل کننده STFPD همگرایی قابل قیاسی را نسبت با نوع کلاسیک فراهم می‌آورد.



شکل (۱۵): پاسخ گشتاور موتور با کنترل کننده CPI و

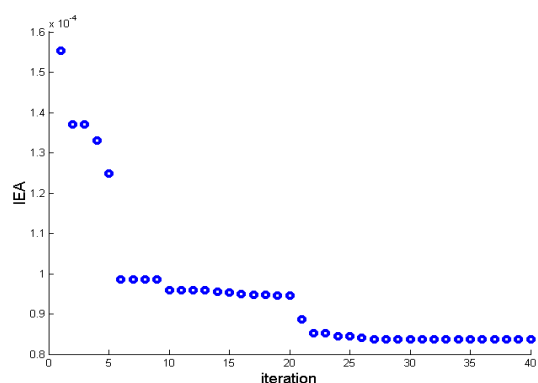
STFPD در راه اندازی در گشتاور مرجع ۱۵ Nm



شکل (۱۶): پاسخ گشتاور الکترومغناطیس با کنترل کننده‌های

CPI و STFPD در حالت دایم در گشتاور مرجع ۱۵ Nm

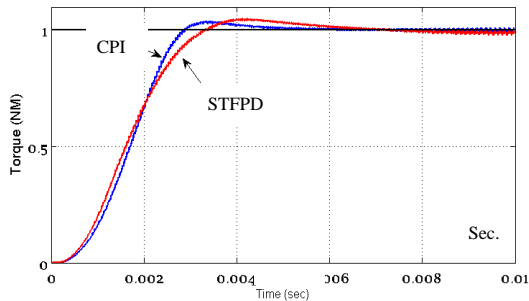
تنظیم ضرایب کنترل کننده نوع کلاسیک در یک نقطه کار ماشین ($T_e = 15Nm, \psi_s = 0.8Wb$) بر خلاف نوع



شکل (۱۴): همگرایی الگوریتم PSO

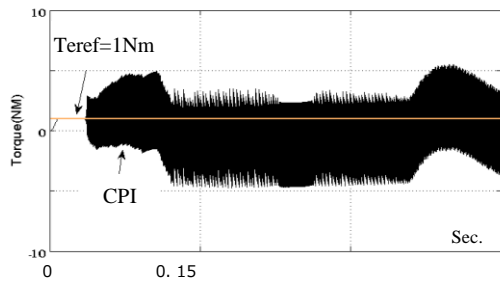
شکل (۱۵) به طور همزمان پاسخ گشتاور الکترومغناطیسی موتور را در دو حالت استفاده از کنترل کننده کلاسیک و فازی نشان می‌دهد. نتیجه به دست

مقدار مرجع 1 Nm نشان می‌دهد، بدین منظور ضرایب کنترل‌کننده کلاسیک گشتاور طوری تنظیم شده تا در حد امکان پاسخ دینامیکی گشتاور در هر دو حالت برابر باشند.

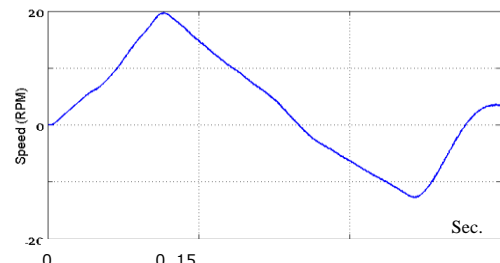


شکل (۱۹): پاسخ دینامیکی گشتاور با تغییر ضرایب کنترل‌کننده کلاسیک در گشتاور 1 Nm

ولی آنچه مسلم است تنظیم ضرایب کنترل‌کننده کلاسیک می‌تواند تأثیر سویی را در کنترل موتور داشته باشد. تأثیر این موضوع در شکل‌های (۲۰) و (۲۱) نشان داده شده‌اند.



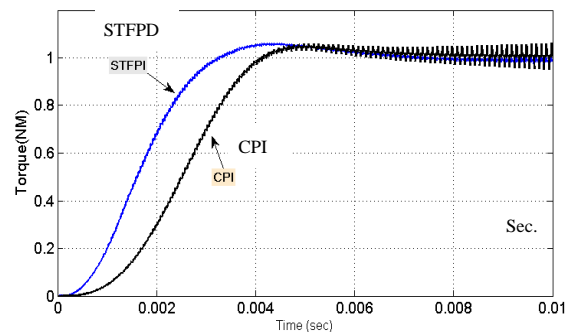
شکل (۲۰): گشتاور موتور با گشتاور مرجع 1 Nm



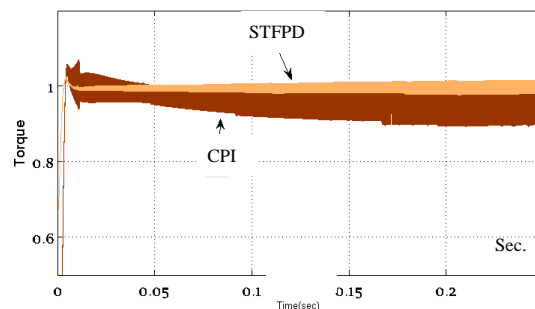
شکل (۲۱): سرعت موتور در گشتاور مرجع 1 Nm

شاید پاسخ حالت گذرا با توجه به شکل (۱۹) بهبود یافته باشد ولی باعث ناپایداری موتور می‌شود. شکل (۲۰) و (۲۱) به ترتیب گشتاور و سرعت ماشین را نشان می‌دهد.

فازی قابلیت تطبیق‌پذیری با تغییر نقطه کار و شاخص‌های ماشین را نداشته و از این لحاظ می‌تواند در شرایطی به ناپایدار شدن ماشین منجر شود. در شکل (۱۷) مقدار گشتاور مرجع در 1 Nm تثبیت شده است. تغییر در نقطه کار موتور، تطبیق‌پذیری کنترل‌کننده فازی و عدم تطبیق‌پذیری کنترل‌کننده کلاسیک را به همراه دارد. در شکل (۱۷) دیده می‌شود که استفاده از نوع فازی پاسخ دینامیک بهتری از گشتاور را به همراه دارد. پاسخ دایم آن در شکل (۱۸) نشان داده شده است.



شکل (۱۷): گشتاور موتور در راه‌اندازی و مرجع 1 Nm

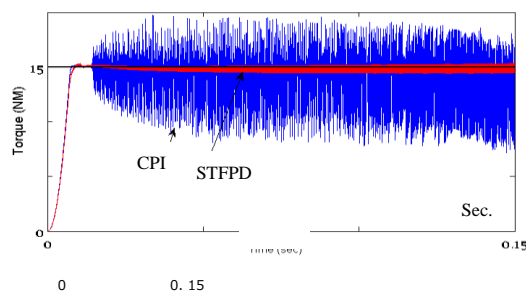


شکل (۱۸): پاسخ دائم گشتاور موتور در مقدار مرجع 1 Nm

مشاهده می‌شود مقدار نوسانات گشتاور در حالت ماندگار، هنگامی که از کنترل‌کننده STFPD استفاده شده، کاهش یافته است. این امر باعث افزایش کارایی موتور در سرعت‌های پایین می‌شود. در گشتاور مرجع 1 Nm به علت عدم تطابق پذیری ضرایب کنترل‌کننده کلاسیک گشتاور، با تغییر نقطه کار ماشین، پاسخ دینامیکی آهسته‌تری به نسبت با نوع فازی در شکل (۱۸) شاهد هستیم. شکل (۱۹) پاسخ دینامیکی گشتاور بهبود یافته موتور را با نوع کلاسیک در

- umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlusslaufer-motoren," Regelungstechnik, Vol. 20, pp. 60–66, 1972.
- [3] Takahashi I., Noguchi T., "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine," IEEE Trans. Ind. Applicat. , Vol. IA-22, pp. 820-827, Sept. /Oct. 1986.
- [4] Depenbrock M., "Direct self-control of inverter-fed induction machines," IEEE Trans. Power Electron. , Vol. 3, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [5] Casadei D., Grandi G., Serra G., Tani A., "Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines" , in Proc. IECON'94, Bologna, Italy, Sept. 5–9, 1994, pp. 299–304.
- [6] Casadei D., Serra G., Tani A. , "Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation", IEEE Trans. Power Electron. , Vol. 15, pp. 769–777, July 2000.
- [7] Martins C. A., Roboam X., Meynard T. A., Carvalho A. S. , "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Trans Power Electronics, Vol. 17, pp. 286–297, 2002.
- [8] Casadei D, Profumo F., Serra G., Tani A., "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE Trans. Power Electron. , Vol. 17, pp. 779–787, Sept. 2002.
- [9] Kang J. K., Sul S. K., "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 35, pp. 1076–1082, Sept. /Oct. 1999.
- [10] Van der Broeck H. W., Skudelny H. C., Stanke G. V., "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans. on Industrial Application, Vol. 24, pp 142–150, 1988.
- [11] Xiyang D., Qiang L., Xiaona M., Xiaoran H., Qing H., "The Fuzzy Direct Torque Control of Induction Motor Based on Space Vector Modulation", International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC), pp. 260-264, 2007
- [12] 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
- [13] 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
- [14] 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
- [15] Toro Garcia X., Arias A., Jayne M. G., Witting P. A. , "Direct Torque Control of Induction Motors Utilizing Three-Level Voltage Source Inverters,"

همین طور تأثیر تغییر ضرایب کنترل کننده کلاسیک گشتاور در مرحله قبل در شکل (۲۲) در مقدار گشتاور مرجع Nm ۱۵ نشان داده شده است. مشاهده می شود که در مقایسه با نوع فازی هر چند موتور ناپایدار نشده است، ولی نوسانات گشتاور به شدت در مقایسه با شکل (۱۶) افزایش یافته است، که عملکرد نامطلوبی بر کارایی موتور می گذارد و پاسخی مشابه با روش DTC کلاسیک نشان می دهد.



شکل (۲۲): گشتاور موتور با تغییر ضرایب کنترل کننده کلاسیک

۸- نتیجه گیری

در این مقاله، روش کنترل مستقیم گشتاور موتور القایی با استفاده از مدولاسیون بردار فضایی ارایه و منطق فازی و الگوریتم PSO توصیف شد. برای تعیین ضرایب بهینه کنترل کننده های شار و گشتاور از الگوریتم PSO استفاده شد. همچنین، به علت ساختار غیر خطی سیستم از منطق فازی برای تعیین ضرایب کنترل کننده گشتاور استفاده شد. سپس، نتایج شبیه سازی برای مقایسه عملکرد کنترلی کنترل کننده گشتاور کلاسیک و خود تنظیم از نوع فازی در حالت گذرا و پایدار انجام شده اند. نتایج نشان می دهند کنترل کننده فازی خود تنظیم در مقایسه با نوع کلاسیک، تطبیق پذیری بهتری را به ویژه در حالت دینامیک موتور در شرایط متفاوت بهره برداری به همراه دارد.

مراجع

- [1] Blaschke F., "The principle of field-orientation as applied to the trans vector closed-loop control system for rotating-field machines", Siemens Rev., Vol. 34, pp. 217–220, 1972.
- [2] Hasse K., "Drehzahlverfahren für schnelle

- [23] Rodriguez J., Pontt J., Silva C., Maria H. S., "A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation," Proc. 35th IEEE Conference on PESC, Vol. 2, 2004, pp. 1392-1397.
- [24] Xue Y., Xu X., Habetler T. G., Divan D. M., "A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive", Conference Record of the 1990 IEEE Ind. Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, 7-12 Oct. 1990, pp. 410-415.
- [25] Lascu C., Boldea I., Blaabjerg F., "A modified direct torque control for induction motor sensor less drive", IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 36, pp. 122-130, Jan. /Feb. 2000
- [26] Lai Y. S., Chan J. H., "A new approach to direct torque control of induction motor drive for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction", IEEE Trans. Energy Conversion. , Vol. 16, No. 3, pp. 220-227, 1992.
- [27] Kennedy J., Eberhart R. C., "Particle Swarm Optimization", IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, Australia, Vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [28] Bose B. K., "Modern Power Electronics and AC drives, Englewood Cliffs", NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [29] Keliang Z., Danwei W., "Relationship between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis" in IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 186-196, Feb 2002.
- [30] Kyoung K. A., Bao K. N., Yoon H. S., "Self-Tuning Fuzzy PID Control for Hydraulic Load Simulator" Int. Conference on Control, Automation, and Systems 2007, pp. 345-349. Ceox, Seoul, Korea.
- Industrial Electronics, IEEE Trans. on , Vol. 55, No. 2, pp. 956-958, Feb. 2008
- [16] Toufouti R., Meziane S., Benalla H., "Direct torque control for induction motor using intelligent techniques" Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3, No. 3, pp. 35-44, September 2007
- [17] 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
- [18] Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M., Tolbert L. M., "Direct torque control of induction machines using space vector modulation", IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 28, pp. 1045-1053, Sept. /Oct. 1992.
- [19] Kenny B. H., Lorenz R. D., "Stator and rotor flux based deadbeat direct torque control of induction machines," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 133-139, 2001.
- [20] Buja G., Casadei D., and Serra G., "Direct stator flux and torque control of an induction motor: Theoretical analysis and experimental results", in Proceedings of the IECON '98, Vol. 1, pp. T50-T64, 1998.
- [21] Mir A., Elbuluk M. E., Zinger D. S., "Fuzzy implementation of direct self-control of induction motors," IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 30, pp. 729-735, May/June 1994.
- [22] Minghua F., Ling X., "A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors", Power Electronics in Transportation, 22-23 Oct. 1998, pp. 21-28.

¹ Field oriented control

² Space Vector Modulation

³ Direct Torque Control – Space Vector Modulation

⁴ Deadbeat Controller

⁵ Decouple

⁶ Self – Tuning Fuzzy PD

⁷ Integral Absolute Error