

بهبود هم‌زمان ریپل گشتاور و شار در کنترل DTC موتور PMSM با استفاده از کنترل سیکل وظیفه بردارهای ولتاژ

وحید قاسمیان سورینی، سیداصغر غلامیان و سیدمهدی میرایمانی

DTC مزایایی چون عملکرد حالت پایدار بسیار خوب، پاسخ دینامیکی سریع‌تر نسبت به کنترل^۳ FOC و تأثیرپذیری کمتر سیستم کنترل از تغییرات پارامترهای ماشین در مقایسه با کنترل‌های مشابه، ذکر شده است [۲]. از طرف دیگر، کنترل DTC دارای معایب مهمی همچون بروز ریپل نسبتاً زیاد در گشتاور، عملکرد ضعیف در سرعت‌های پایین موتور و نیاز به نرخ نمونه‌برداری بالا از متغیرهای سیستم کنترلی می‌باشد [۲]. معایب ذکر شده، زمینه برای پژوهش‌های جدید در حوزه بهبود کنترل DTC فراهم نموده است. در این راستا، روش‌های گوناگون جدیدی برای کنترل DTC در مراجع پیشنهاد گردیده که این روش‌ها به دو دسته کلی تقسیم می‌شوند: (۱) کنترل DTC بر مبنای مدولاسیون^۴ SVM و (۲) کنترل DTC بر مبنای جدول کلیدزنی [۷] و [۳].

در روش ۱، بردار ولتاژ مرجع ابتدا محاسبه و برای ساخت این بردار ولتاژ از مدولاسیون SVM استفاده شده و سپس این بردار ولتاژ طی یک سیکل کنترلی به موتور اعمال می‌گردد. روش مدولاسیون SVM خود به دو دسته تقسیم می‌شود: الف) کنترل بر مبنای استفاده از کنترل‌کننده‌های PI اضافی و ب) کنترل بر مبنای استفاده از معادلات اساسی موتور.

در روش الف، بردار ولتاژ مرجع با استفاده از کنترل‌کننده‌های اضافی PI محاسبه می‌گردد. در روش ب از معادلات موتور برای ساخت بردار ولتاژ بهینه برای کمینه‌سازی یک تابع هدف مشخص مثل ریپل گشتاور استفاده شده و از آن در مراجع با نام کنترل پیش‌گویانه بر مبنای مدل^۵ یاد می‌گردد. در این روش، تمامی بردارهای ولتاژ ممکن برای رساندن وضعیت آتی موتور به یک حالت مشخص، پیش‌بینی گردیده و از میان آنها بهینه‌ترین بردار ممکن انتخاب می‌شود [۴] و [۵]. روش کنترلی DTC بر مبنای مدولاسیون SVM می‌تواند ریپل‌های زیاد گشتاور در کنترل DTC کلاسیک را تا حد زیادی کاهش دهد [۶] اما این روش در نوع الف به دلیل استفاده بیش از حد از کنترل‌کننده‌های PI، باعث کندشدن پاسخ دینامیکی سیستم کنترلی شده و مزیت ذاتی سرعت در DTC کلاسیک را تحت‌الشعاع قرار می‌دهد [۴]. همچنین روش ب نیاز به حجم محاسباتی بالا به دلیل پیچیدگی نسبی الگوریتم خواهد داشت [۵].

در روش ۲، از دو نوع استراتژی استفاده می‌گردد. در نوع اول تعداد بردارهای پایه ولتاژ به طریقه سخت‌افزاری (مانند استفاده از مدل‌های الکترونیک قدرت چندسطحی یا ماتریسی) [۷] و [۸] و یا نرم‌افزاری (افراز هر سیکل کنترلی به زیرسیکل‌های کوچک‌تر و ترکیب بردارهای پایه اینورتر در زیرسیکل‌ها) [۹] افزایش می‌یابد. روش‌های مذکور موجب کاهش سطح ریپل گشتاور و فرکانس کلیدزنی شده و یا باعث بهبود کیفیت شکل موج جریان می‌گردد [۷] و [۸]. با این وجود، پیاده‌سازی روش‌های فوق مستلزم متحمل شدن هزینه‌های سخت‌افزاری بالا و

چکیده: مقاله پیش رو به ارائه روشی برای کنترل هم‌زمان ریپل گشتاور و شار در کنترل DTC موتور PMSM می‌پردازد. برخلاف الگوریتم‌های پیاده‌شده قبلی بر مبنای کنترل سیکل وظیفه بردارهای ولتاژ که توجهی به وضعیت شار استاتور نمی‌گردید، در این مقاله با استفاده از کمینه‌سازی یک تابع هدف دومتغیره گشتاور و شار، ریپل شار استاتور نیز به همراه ریپل گشتاور کنترل شده و در نتیجه باعث دایره‌ای‌تر شدن مسیر شار استاتور در دستگاه مختصات ساکن و کاهش ریپل و هارمونیک جریان می‌گردد. برای نیل به این هدف در هر سیکل کنترلی، معادلات دینامیکی شار استاتور نیز به همراه معادلات دینامیکی گشتاور بررسی شده و وضعیت بردار شار و گشتاور موتور در انتهای زمان اعمال هر بردار ولتاژ پیش‌بینی خواهد شد. سپس انحراف معیار هر دو متغیر ریپل گشتاور و ریپل شار بررسی شده و مجموع نرمالیزه‌شده این دو به عنوان تابع هدف انتخاب می‌گردد. در پایان یک زمان بهینه تغییر بردار ولتاژ برای کمینه‌کردن تابع هدف مزبور محاسبه خواهد شد و کارایی روش پیشنهادی با پیاده‌سازی در محیط MATLAB Simulink راستی‌آزمایی می‌گردد.

کلیدواژه: کنترل مستقیم گشتاور و شار، موتور سنکرون مغناطیس دائم، کنترل سیکل وظیفه بردارهای ولتاژ، مقدار مؤثر ریپل گشتاور، مقدار مؤثر ریپل شار استاتور، کنترل پیش‌گویانه.

۱- مقدمه

موتورهای PMSM^۱ انواعی از موتورهای AC هستند که جنس روتور در آنها از مواد مغناطیس دائم همانند SmCo یا NdFeB می‌باشد. این ویژگی باعث بهبود بازده ماشین و از بین بردن نیاز به فراهم‌کردن تغذیه الکتریکی برای روتور می‌باشد. مزیت فوق باعث افزایش روزافزون کاربرد این نوع موتور در صنعت، لوازم خانگی و کاربردهای نظامی است.

در دهه ۱۹۸۰ میلادی، کنترل^۲ DTC توسط یک محقق ژاپنی (Takahashi) و یک مهندس آلمانی (Depenbrokas) برای کنترل گشتاور و شار موتور القایی ابداع گردید. پس از آن، این کنترل به مرور زمان بر روی انواع دیگر موتورهای AC نیز پیاده‌سازی شد.

یک سیستم کنترل DTC کلاسیک با در نظر گرفتن ملاحظات خاص موتور PMSM در [۱] پیاده‌سازی شده است. در مراجع برای کنترل

این مقاله در تاریخ ۲۵ اسفند ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۱۶ مهر ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

وحید قاسمیان سورینی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، (email: vahid.ghasemian@stu.nit.ac.ir).

سیداصغر غلامیان، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، (email: gholamian@nit.ac.ir).

سیدمهدی میرایمانی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، بابل، (email: mirimani@nit.ac.ir).

3. Field Oriented Control
4. Space Vector Modulation
5. Model Predictive Control

1. Permanent Magnet Synchronous Motor
2. Direct Torque Control

۲- معادلات موتور PMSM و الگوریتم DRM کلاسیک

۱-۲ معادلات موتور PMSM

با فرض این که موتور PMSM مورد نظر از نوع SPMSM^۲ باشد و بردار شار روتور در راستای محور d فرض شده و معادلات موتور در دستگاه مختصات ساکن $\alpha-\beta$ بیان شده باشند، می‌توان ولتاژ اعمالی به استاتور را به فرم (۱) بیان نمود

$$u = R_s i_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (1)$$

که در آن u ، i_s و φ_s به ترتیب بردارهای ولتاژ، جریان و شار استاتور بوده و R_s مقاومت استاتور می‌باشد. بردار شار استاتور را نیز می‌توان به صورت (۲) بیان نمود

$$\varphi_s = L_s i_s + \varphi_r \quad (2)$$

که در آن به خاطر استفاده از موتور SPMSM اندوکتانس‌های خودی استاتور در راستای محور d و q با هم برابر فرض گردیده و با نماد L_s نشان داده شده و φ_r نیز بردار شار روتور می‌باشد. گشتاور الکترومغناطیسی موتور PMSM مطابق (۳) با حاصل ضرب برداری بردار شار استاتور و جریان استاتور متناسب است

$$T_e = \frac{3}{2} P \varphi_s \times i_s \quad (3)$$

که در آن P تعداد جفت قطب‌های موتور و ضریب $3/2$ نشان‌دهنده سه‌فاز بودن موتور می‌باشد.

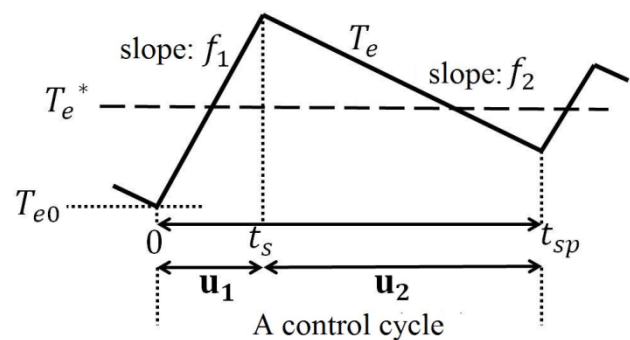
۲-۲ معادلات الگوریتم DRM کلاسیک

به منظور به دست آوردن معادلات دینامیکی گشتاور در صورت اعمال بردار ولتاژ u ، می‌توان از (۳) دیفرانسیل‌گیری نموده و با استفاده از (۱) و (۲) اقدام به ساده‌سازی آن به صورت (۴) نمود

$$\begin{aligned} \frac{dT_e}{dt} &= \frac{3}{2} P \left(\frac{d\varphi_s}{dt} \times i_s + \varphi_s \times \frac{di_s}{dt} \right) = \\ &= \frac{3}{2} P \left((u - R_s i_s) \times i_s + \varphi_s \times \frac{1}{L_s} \frac{d(\varphi_s - \varphi_r)}{dt} \right) = \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \varphi_r \times u - \frac{R_s}{L_s} T_e - \frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \omega_e \varphi_r \cdot \varphi_s \end{aligned} \quad (4)$$

که ω_e سرعت زاویه‌ای الکتریکی روتور است. در الگوریتم کنترلی DRM کلاسیک، مقدار مؤثر ریپل گشتاور به عنوان تابع هدف در نظر گرفته می‌شود. در هر سیکل کنترلی، دو نوع بردار ولتاژ به موتور PMSM اعمال می‌گردد: یک بردار فعال و یک بردار صفر. در ابتدای هر سیکل کنترلی، خطاهای گشتاور و شار استاتور محاسبه می‌گردد و از جدول کلیدزنی DTC کلاسیک، بردار ولتاژی مناسب با زمان مشخص برای آن انتخاب می‌شود و مابقی زمان سیکل کنترلی به بردار صفر اختصاص می‌یابد. بردار صفر باعث توقف بردار شار استاتور و کاهش اندک گشتاور خواهد شد.

شکل ۱ تغییرات گشتاور را در یک سیکل کنترلی به نمایش می‌گذارد. قسمت اول تغییرات با شیب f_1 نشان‌دهنده اثر بردار ولتاژ فعال u_1 و قسمت با شیب f_2 نشان‌دهنده اثر بردار ولتاژ u_2 (بردار صفر در الگوریتم DRM کلاسیک) می‌باشد. با بازنویسی (۴) در فرم گسسته می‌توان (۵) را برای شیب‌های f_1 و f_2 به دست آورد [۱۴]



شکل ۱: تغییرات گشتاور در اثر اعمال بردارهای ولتاژ فعال و صفر در هر سیکل کنترلی.

پیچیدگی زیاد الگوریتم کنترلی است [۱۰].

از میان روش‌های قرارگیرنده در نوع ۲، روش‌هایی موسوم به DRM^۱ وجود دارند که بر اساس کنترل سیکل وظیفه بردارهای ولتاژ در هر سیکل کنترلی استوار می‌باشند. در این روش‌ها معمولاً یک بردار ولتاژ فعال و یک بردار ولتاژ صفر در هر سیکل کنترلی به موتور اعمال می‌شود و با استفاده از کنترل پیش‌گویانه، شیب هر بردار ولتاژ محاسبه خواهد شد و با در نظر گرفتن شرط کمینه‌سازی یک تابع هدف مشخص، این دو بردار ولتاژ با زمان‌های مناسب به دست آمده، اعمال می‌گردند [۱۱]. در این راستا، [۱۲] به بررسی اثر گشتاور اولیه و زمان اعمال بردار ولتاژ فعال بر کارایی این روش پرداخته و مقدار کمینه‌ای برای ریپل گشتاور به دست آورده و آن را از کمینه محلی به کمینه‌ای سراسری تعمیم می‌دهد. مهم‌ترین محدودیت این روش‌ها این است که کمینه‌سازی، تنها برای گشتاور صورت می‌پذیرد و بر روی ریپل شار استاتور، کنترلی وجود ندارد. در مقالات سال‌های اخیر به منظور ساده‌سازی محاسبات پیچیده کارهای قبلی مشابه، از اطلاعات ریپل گشتاور و ریپل شار به صورت توأم برای محاسبه سیکل وظیفه بهینه بردارهای ولتاژ استفاده شده است [۱۳]. در [۱۳] بر خلاف کارهای مشابه، در هر سیکل کنترلی از دو بردار فعال و یک بردار صفر استفاده شده است. با وجود سادگی و عدم وابستگی چندان به پارامترهای موتور در روش ارائه‌شده در [۱۳]، این روش از لحاظ ریاضی چندان قابل توصیف نبوده و تکیه زیاد بر تخمین و سعی و خطا دارد. علاوه بر آن، روش ارائه‌شده در [۱۳] نسبت به کنترل DTC کلاسیک، فرکانس کلیدزنی بیشتری داشته و همچنین در آنها مسئله عدم کنترل ریپل شار استاتور به قوت خود باقی است.

در این مقاله، یک الگوریتم کنترلی جدید برای کنترل مقدار مؤثر ریپل گشتاور و مقدار مؤثر ریپل شار استاتور تشریح می‌گردد. برای این منظور در هر سیکل کنترلی علاوه بر معادلات دینامیکی گشتاور، معادلات دینامیکی شار استاتور نیز مورد بررسی قرار گرفته و تابع هدفی دومتغیره (گشتاور و شار) برای کمینه‌سازی پیشنهاد می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی در محیط MATLAB Simulink، برتری استراتژی کنترلی جدید نسبت به استراتژی DRM کلاسیک را در بهبود مقدار مؤثر ریپل شار، ضمن حفظ مقدار مؤثر پایین برای ریپل گشتاور نشان می‌دهند.

مقاله پیش رو متشکل از بخش‌های ذیل است: بخش دوم به معادلات اساسی موتور PMSM و الگوریتم کنترلی DRM کلاسیک برای کمینه‌کردن ریپل گشتاور پرداخته و سپس الگوریتم تغییر یافته پیشنهادی بر مبنای DRM در بخش سوم مفصلاً تشریح خواهد شد. پس از آن نتایج شبیه‌سازی در بخش چهارم ارائه شده و در نهایت، نتیجه‌گیری در بخش پنجم بیان خواهد شد.

$$\frac{\partial T_{e \text{ ripple rms}}^{\vee}}{\partial t_s} = -\frac{(f_{\vee} - f_r)}{t_{sp}} \{(\vee f_{\vee} - f_r) t_s^{\vee} + \vee [T_{e^*} - T_e^* - (f_{\vee} - f_r) t_{sp}] t_s - [(\vee (T_{e^*} - T_e^*) t_{sp} + f_r t_{sp}^{\vee})]\} = 0 \quad (10)$$

که در نهایت، (۱۰) مقدار t_{s-opt} را به صورت (۱۱) در اختیار قرار می‌دهد [۱۴]

$$t_{s-opt} = \frac{\vee (T_{e^*} - T_e^*) - f_r t_{sp}}{\vee f_{\vee} - f_r} \quad (11)$$

۳- استراتژی جدید پیشنهادی بر مبنای الگوریتم DRM

همان‌طور که در بخش‌های پیشین مشاهده گردید، الگوریتم کلاسیک DRM از طریق یک استراتژی کمینه‌سازی مقدار مؤثر ریبیل گشتاور، مقدار بهینه t_s را برای لحظه تغییر بردار ولتاژ محاسبه می‌کند. این استراتژی، مقدار مؤثر ریبیل گشتاور را نسبت به کنترل کلاسیک DTC به شکل چشم‌گیری کاهش می‌دهد [۱۱]. با این وجود، استراتژی مزبور هیچ‌گونه کنترلی بر روی مقدار ریبیل شار استاتور نداشته و مقدار مؤثر ریبیل بالای در شار استاتور در این روش بروز خواهد کرد. بنابراین در شکل موج جریان و همچنین مسیر دایره‌ای شکل بردار شار استاتور در صفحه مختصات $\alpha - \beta$ مقادیر قابل توجهی از ریبیل و هارمونیک را بروز خواهد کرد. بنابراین لازم است تابع هدفی مناسب تعریف گردد تا بتوان هر دو متغیر مقدار مؤثر ریبیل گشتاور و شار را کنترل نموده و بر مشکلات اشاره‌شده در بالا فایز آمد.

۳-۱- کمینه‌سازی مقدار مؤثر ریبیل اندازه شار استاتور توسط الگوریتم DRM

معادله دینامیکی اندازه شار استاتور به فرم (۱۲) قابل بیان خواهد بود

$$\frac{d|\varphi_s|}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\varphi_{s^*} + (u - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{s^*} - \varphi_{r^*})) t_s \right) - |\varphi_{s^*}| \quad (12)$$

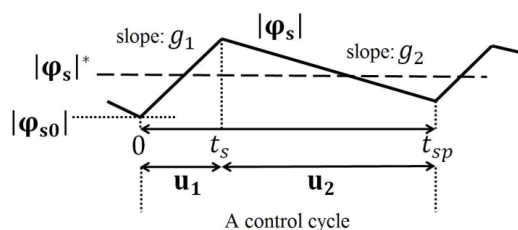
در استراتژی جدید پیشنهادی، بر خلاف استراتژی DRM کلاسیک به منظور کلیت بیشتر الگوریتم، در انتخاب بردار دوم ولتاژ در هر سیکل کنترلی، قید از نوع صفر بودن حذف می‌گردد. همانند روشی که برای محاسبه شیب گشتاور بیان گردید با خلاصه‌سازی و بیان کردن (۱۲) در فرم گسسته، شیب تغییرات در اندازه شار استاتور به صورت (۱۳) و (۱۴) قابل بیان است

$$g_{\vee} = \frac{\Delta|\varphi_{s\vee}|}{t_s} = \frac{1}{t_s} \left(\varphi_{s\vee} + (u_{\vee} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{s\vee} - \varphi_{r\vee})) t_s \right) - |\varphi_{s\vee}| \quad (13)$$

$$g_r = \frac{\Delta|\varphi_{sr}|}{t_{sp} - t_s} = \frac{1}{t_{sp} - t_s} \left(\varphi_{sr} + (u_r - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{sr} - \varphi_{rr})) t_s \right) - |\varphi_{sr}| \quad (14)$$

که در آن $\Delta|\varphi_{s\vee}|$ و $\Delta|\varphi_{sr}|$ به ترتیب تغییرات اندازه شار استاتور در صورت اعمال بردار ولتاژ اول و بردار ولتاژ دوم می‌باشند.

شکل ۲ تغییرات اندازه شار استاتور را در یک سیکل کنترلی نشان می‌دهد. همان‌طور که پیشتر نیز ذکر شد، بردار ولتاژ u_r لزوماً از نوع صفر نبوده و با قرینه کردن خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریزس گشتاور و



شکل ۲: تغییرات اندازه شار استاتور در اثر اعمال دو بردار ولتاژ متفاوت در هر سیکل کنترلی.

$$f_{\vee} = |f_{\vee}| = \frac{\Delta T_{e\vee}}{t_s} = \frac{\vee P}{\vee L_s} \varphi_{r^*} \times u_{\vee} - \frac{R_s}{L_s} T_{e^*} - \frac{\vee P}{\vee L_s} \omega_e \varphi_{r^*} \cdot \varphi_{s^*} \quad (5)$$

$$f_r = |f_r| = \frac{\Delta T_{er}}{t_{sp} - t_s} = -\frac{R_s}{L_s} T_{e^*} - \frac{\vee P}{\vee L_s} \omega_e \varphi_{r^*} \cdot \varphi_{s^*}$$

که در آن f_{\vee} و f_r به ترتیب بردار شیب تغییرات گشتاور در راستای $\alpha - \beta$ به ازای اعمال بردار ولتاژ فعال و بردار صفر، $\Delta T_{e\vee}$ و ΔT_{er} به ترتیب تغییرات بردار گشتاور به ازای اعمال بردار فعال و صفر، t_s و t_{sp} به ترتیب زمان کل هر سیکل کنترلی و زمان اعمال بردار فعال، φ_{r^*} و φ_{s^*} به ترتیب بردارهای گشتاور، شار استاتور و شار روتور در ابتدای سیکل کنترلی و φ_{r^*} ، φ_{s^*} و T_{e^*} به ترتیب بردارهای گشتاور، شار استاتور و شار روتور در لحظه t_s می‌باشند. به منظور محاسبات پیش‌گویانه بردار گشتاور در لحظه t_s می‌توان از (۶) استفاده نمود

$$T_{e\vee} = f_{\vee} t_s + T_{e^*} = \left(\frac{\vee P}{\vee L_s} \varphi_{r^*} \times u_{\vee} - \frac{R_s}{L_s} T_{e^*} - \frac{\vee P}{\vee L_s} \omega_e \varphi_{r^*} \cdot \varphi_{s^*} \right) t_s + T_{e^*} \quad (6)$$

به طریق مشابه می‌توان مقدار بردار شار استاتور را مطابق (۷) در لحظه یافت

$$\varphi_{s\vee} = \frac{d\varphi_s}{dt} \times t_s + \varphi_{s^*} = (u_{\vee} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{s\vee} - \varphi_{r\vee})) t_s + \varphi_{s^*} \quad (7)$$

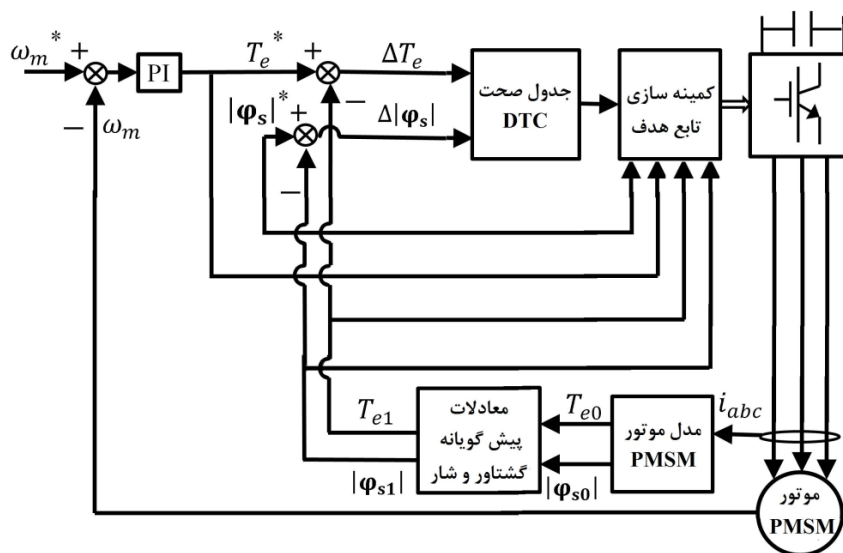
بردار شار روتور در لحظه t_s را می‌توان به طریق (۸) تخمین زد

$$\varphi_{r\vee} = |\varphi_{r^*}| e^{j(\theta + \omega_e t_s)} \quad (8)$$

که در آن θ زاویه الکتریکی روتور می‌باشد. در مراجع، تابع هدف‌های متنوعی در ارتباط با ریبیل گشتاور و برای کمینه‌سازی مورد بررسی قرار گرفته است. برخی از مراجع با اتخاذ یک الگوریتم کنترلی سعی می‌کنند که مقدار گشتاور در ابتدای سیکل کنترلی بعدی را با گشتاور مرجع برابر سازند و برخی دیگر نیز سعی در کمینه‌سازی متوسط یا مقدار مؤثر ریبیل گشتاور دارند [۱۱]. با انتخاب مقدار مؤثر ریبیل گشتاور به عنوان تابع هدف و با استفاده از (۵)، مقدار مؤثر ریبیل گشتاور در هر سیکل کنترلی نشان داده شده در شکل ۱ می‌تواند به صورت (۹) بیان گردد [۱۴]

$$T_{e \text{ ripple rms}}^{\vee} = \frac{1}{t_{sp}} \times \left(\int_0^{t_s} (f_{\vee} t + T_{e^*} - T_e^*)^{\vee} dt + \int_{t_s}^{t_{sp}} (f_r t + (f_{\vee} - f_r) t_s + T_{e^*} - T_e^*)^{\vee} dt \right) \quad (9)$$

که در آن T_e^* مقدار گشتاور مرجع می‌باشد. به منظور محاسبه لحظه t_s بهینه (t_{s-opt}) برای کمینه‌سازی مقدار مؤثر ریبیل گشتاور، از (۹) نسبت به t_s مشتق گرفته شده و (۱۰) حاصل می‌گردد



شکل ۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترلی پیشنهادی DRM DTC.

در محدوده نزدیک به مقدار کمیته‌شان قرار داد. علاوه بر آن استفاده از انحراف معیار برای هر دو متغیر گشتاور و شار، باعث کمیته‌شدن متوازن برای هر دو متغیر مقدار مؤثر ریپل گشتاور و اندازه شار خواهد گردید. بنابراین تابع هدف مناسب به فرم (۱۷) خواهد بود

$$F(x) = \lambda_1 \left(T_{e \text{ ripple rms}}^r - \frac{T_{e \text{ ripple rms min}}^r + T_{e \text{ ripple rms max}}^r}{2} \right) + \lambda_2 \left(\varphi_s^r \text{ ripple rms} - \frac{\varphi_s^r \text{ ripple rms min} + \varphi_s^r \text{ ripple rms max}}{2} \right) \quad (17)$$

با مشتق‌گیری از (۱۷) نسبت به t_s می‌توان به (۱۸) رسید و از آن به مقدار t_{s-opt} ای مطابق (۱۹) دست یافت که تابع هدف مزبور را کمیته سازد

$$\lambda_1 \frac{dT_{e \text{ ripple rms}}^r}{dt_s} + \lambda_2 \frac{d\varphi_s^r \text{ ripple rms min}}{dt_s} = 0 \quad (18)$$

$$t_{s-opt} = \frac{A+B}{C+D} \quad (19)$$

که در آن پارامترهای A, B, C و D مطابق (۲۰) تعریف می‌گردند

$$\begin{cases} A \triangleq \lambda_1 (f_1 - f_r) [2(T_e^* - T_e) - f_r t_{sp}] \\ B \triangleq \lambda_2 (g_1 - g_r) [2(\varphi_s^* - \varphi_s) - g_r t_{sp}] \\ C \triangleq \lambda_1 (2f_1^r - 3f_r f_1^r + f_r^r) \\ D \triangleq \lambda_2 (2g_1^r - 3g_r g_1^r + g_r^r) \end{cases} \quad (20)$$

۳-۳ بلوک دیاگرام سیستم کنترلی پیشنهادی

شکل ۳ بلوک دیاگرام کلی استراتژی پیشنهادی را به نمایش می‌گذارد. جریان‌های سه‌فاز موتور و سرعت آن از طریق حسگرهای مربوط محاسبه می‌شوند. در بلوک مدل موتور PMSM از طریق (۱) تا (۳)، مقادیر اولیه گشتاور و شار استاتور در هر سیکل کنترلی محاسبه شده و در ادامه، مقادیر گشتاور و شار در انتهای بردار ولتاژ اول توسط بلوک معادلات پیش‌گویانه گشتاور و شار از طریق (۴) تا (۸) به دست می‌آیند. همانند کنترل DTC کلاسیک، بردارهای اول و دوم در هر سیکل کنترلی از طریق یک جدول صحت به دست می‌آیند که منطق آن در جدول ۱ تشریح شده است. در این جدول، نماد k نشان‌دهنده شماره سکتور بردار

شار در ابتدای سیکل کنترلی به دست می‌آید. همانند روش اتخاذشده در (۹)، می‌توان مقدار مؤثر ریپل اندازه شار استاتور را توسط (۱۵) بیان کرد

$$\varphi_s^r \text{ ripple rms} = \frac{1}{t_{sp}} \left(\int_{t_s}^{t_s+t_{sp}} (g_1 t + \varphi_s - \varphi_s^*)^2 dt + \int_{t_s}^{t_{sp}} (g_1 t + (g_1 - g_r) t_s + \varphi_s - \varphi_s^*)^2 dt \right) \quad (15)$$

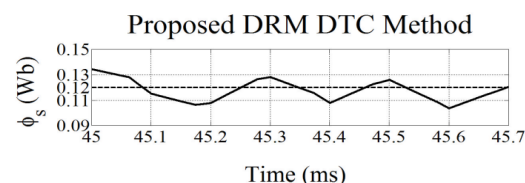
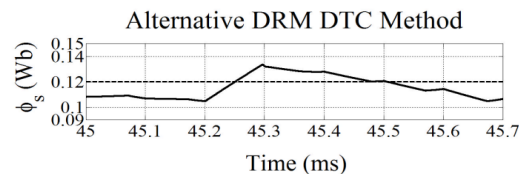
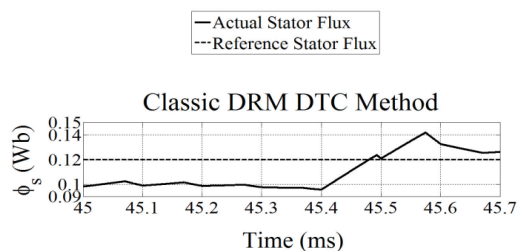
که در آن $|\varphi_s| = \varphi_s$ و $|\varphi_s^*| = \varphi_s^*$ می‌باشند. همانند مطالبی که برای گشتاور بیان گردید، با مشتق‌گیری از (۱۵) می‌توان به t_{s-opt} ای برای کمیته‌کردن مقدار مؤثر ریپل اندازه شار استاتور، مطابق (۱۶) دست یافت

$$t_{s-opt} = \frac{2(\varphi_s^* - \varphi_s) - g_r t_{sp}}{2g_1 - g_r} \quad (16)$$

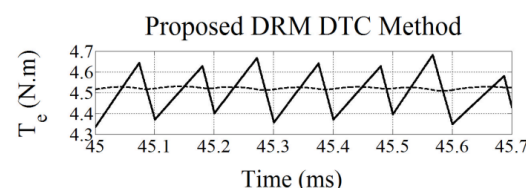
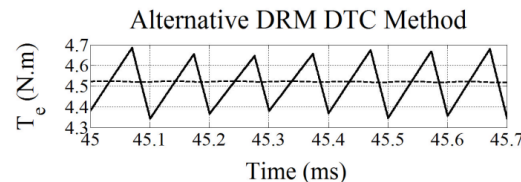
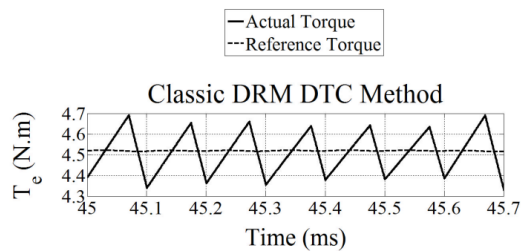
۲-۳ تابع هدف پیشنهادی

همان گونه که در بخش‌های قبلی ذکر گردید، تابع هدف مناسب تابع هدفی است که بتواند هر دو متغیر مقدار مؤثر ریپل گشتاور و اندازه شار استاتور را کنترل کرده و این دو را در محدوده پایینی نگه دارد. به عنوان اولین گام به نظر می‌رسد که جمع دو تابع مرتبط با مقدار مؤثر ریپل گشتاور و اندازه شار استاتور برای این کاربرد، مناسب به نظر می‌رسد. از آنجایی که مقدار مؤثر ریپل گشتاور معمولاً به طرز قابل توجهی بزرگ‌تر از مقدار مؤثر ریپل شار است، لازم است که در گام بعدی این دو متغیر را هم‌مقیاس نمود تا پیش‌نیازهای لازم برای جلوگیری از کمینه‌سازی برای متغیر بزرگ‌تر (مقدار مؤثر ریپل گشتاور) و عدم نرمالیزه‌کننده λ_1 و λ_2 به ترتیب برای گشتاور و شار در نظر گرفته شود. همان طور که در بخش‌های پیشین مشاهده گردید، مقدار کمیته‌ای برای مقدار مؤثر ریپل گشتاور و شار ($T_{e \text{ ripple rms min}}$ و $\varphi_s \text{ ripple rms min}$) وجود دارد. علاوه بر آن می‌توان از طریق رفتار تکرار شونده ماشین در تغییرات گشتاور و شار، مقدار بیشینه‌ای تخمینی ($T_{e \text{ ripple rms max}}$ و $\varphi_s \text{ ripple rms max}$) برای مقدار مؤثر ریپل گشتاور و شار نیز در نظر گرفت.

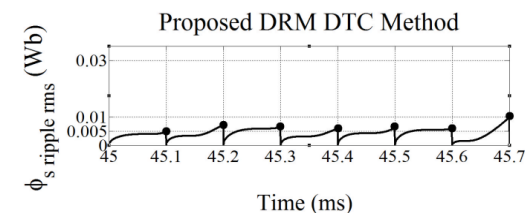
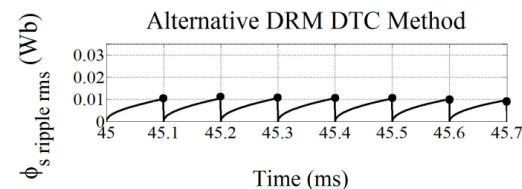
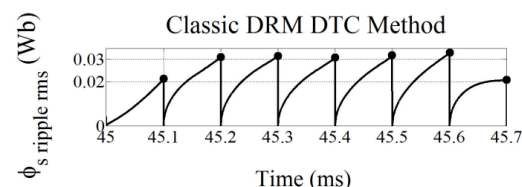
تابع هدف پیشنهادی در این مقاله، انحراف معیار نرمالیزه‌شده برای متغیرهای مقدار مؤثر ریپل گشتاور و اندازه شار استاتور را محاسبه کرده و جمع این دو را کمیته می‌کند. با استفاده از این کار می‌توان هر دو متغیر را



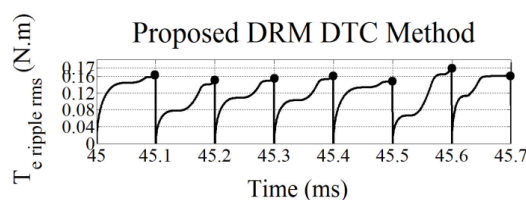
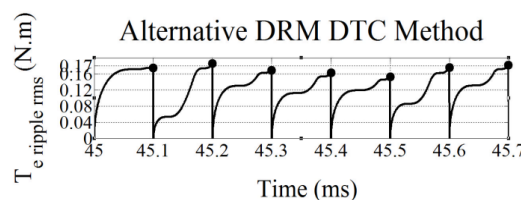
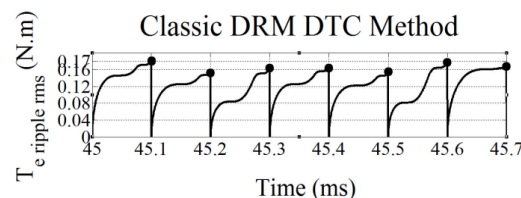
شکل ۷: مقایسه شکل موج اندازه شار استاتور در سه روش DRM کلاسیک، DRM پیاده شده در [۱۱] و الگوریتم DRM پیشنهادی.



شکل ۵: مقایسه شکل موج گشتاور در سه روش DRM کلاسیک، DRM پیاده شده در [۱۱] و الگوریتم DRM پیشنهادی.



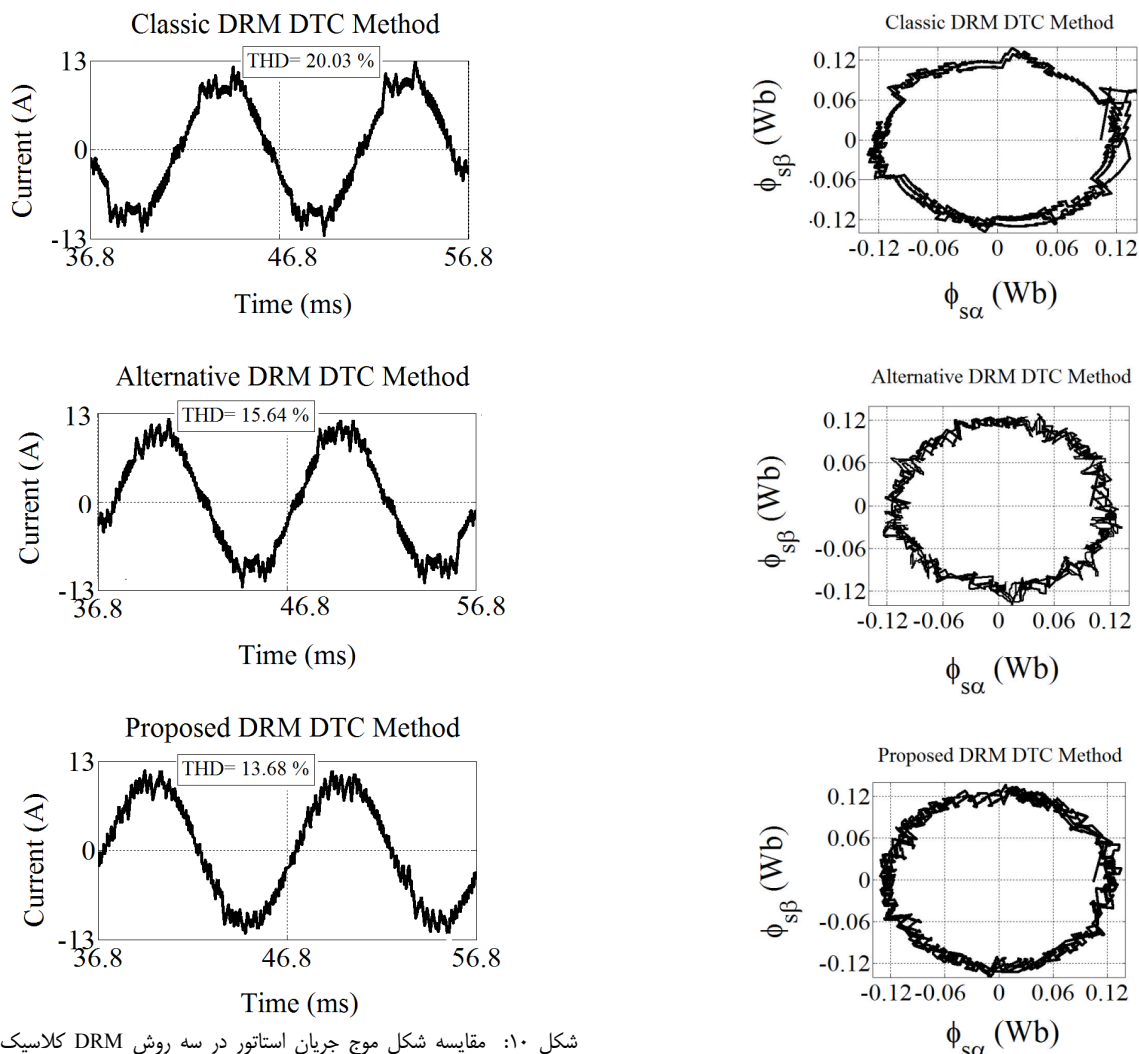
شکل ۸: مقایسه مقدار مؤثر ریبیل شار استاتور (دایره‌های توپر سیاه) در سه روش DRM کلاسیک، روش پیاده شده در [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی.



شکل ۶: مقایسه مقدار مؤثر ریبیل گشتاور (دایره‌های توپر سیاه) در سه روش کلاسیک، روش پیاده شده در [۱۱] و الگوریتم DRM پیشنهادی.

شکل موج شار استاتور برای روش‌های DRM کلاسیک، الگوریتم DRM [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی این مقاله در شکل ۷ ترسیم شده که حاکی از محقق شدن پیش‌نیازهای کنترل DTC در هر دو روش (دنبال کردن مرجع تعیین شده برای شار استاتور) می‌باشد. همان طور که از شکل ۷ مشخص است، الگوریتم پیشنهادی کنترل بهتری بر روی مقدار مؤثر ریبیل شار دارد اما برای مقایسه دقیق‌تر، همانند گشتاور، مقدار مؤثر ریبیل اندازه شار استاتور برای هر دو روش در همان پنج سیکل کنترلی شکل موج گشتاور محاسبه گردیده و در شکل ۸ ترسیم شده است. در شکل ۸ نیز از دایره‌های توپر سیاه برای مشخص کردن مقدار مؤثر ریبیل اندازه شار استاتور در هر سیکل کنترلی استفاده شده است. همان طور که در شکل ۸ پیداست، برای سیکل‌های کنترلی اول تا ششم، مقدار مؤثر

در هر سیکل کنترلی می‌باشند. همان طور که در قسمت‌های قبلی بیان گردید، الگوریتم کنترلی سعی بر اصلاح هر دو متغیر مقدار مؤثر ریبیل گشتاور و شار دارد. به همین دلیل، ممکن است برای نیل به این هدف، مقداری از مزیت پایین بودن مقدار مؤثر ریبیل گشتاور کاسته شده و به پایین آوردن مقدار مؤثر ریبیل شار کمک گردد. از این رو در برخی سیکل‌های کنترلی ممکن است افزایش اندکی در مقدار مؤثر ریبیل گشتاور در روش پیشنهادی نسبت به روش کلاسیک رخ دهد اما به منظور دستیابی به یک استراتژی بهبودیافته، نباید این افزایش، قابل توجه باشد. با توجه به مقادیر $T_{e\ ripple\ rms\ max}$ و $T_{e\ ripple\ rms\ min}$ در جدول ۲، مشخص می‌گردد که مقادیر مؤثر ریبیل گشتاور برای اولین تا چهارمین سیکل کنترلی در هر سه روش تقریباً یکسان است.



شکل ۱۰: مقایسه شکل موج جریان استاتور در سه روش DRM کلاسیک، DRM پیاده‌شده در [۱۱] و الگوریتم DRM پیشنهادی.

شکل ۹: مقایسه مسیر بردار شار استاتور مؤثر در صفحه $\alpha - \beta$ در سه روش DRM کلاسیک، DRM پیاده‌شده در [۱۱] و الگوریتم DRM پیشنهادی.

دیگر دارد. این مهم با بهبود وضعیت مسیر شار استاتور مرتبط است. بنابراین روش جدید از لحاظ هارمونیک و ریبیل جریان بر روش کلاسیک و روش [۱۱] برتری دارد.

۵- نتیجه‌گیری

یک روش کنترلی بهبودیافته بر مبنای الگوریتم DRM برای کنترل موتور PMSM به روش DTC در این مقاله ارائه گردید. بر خلاف استراتژی کنترلی DRM کلاسیک که تنها کمینه‌سازی مقدار مؤثر ریبیل گشتاور را به عنوان هدف مد نظر دارد، الگوریتم جدید به بهینه‌سازی مقدار مؤثر ریبیل شار استاتور به همراه مقدار مؤثر ریبیل گشتاور می‌پردازد. به منظور تحقق این مهم، یک تابع هدف دومتغیره بر مبنای گشتاور و شار معرفی گردید. این تابع هدف جمع نرمالیزه‌شده انحراف معیار مقدار مؤثر ریبیل گشتاور و اندازه شار استاتور را برای این منظور به کار می‌گیرد. به منظور محاسبه معادله تابع هدف بر مبنای روابط ماشین، معادلات دینامیکی اندازه شار استاتور به همراه معادلات دینامیکی گشتاور در هر سیکل کنترلی مورد مطالعه قرار گرفت و از طریق آن یک لحظه بهینه برای تغییر بردار ولتاژ به منظور کمینه‌سازی تابع هدف مربوطه محاسبه گردید. نتایج شبیه‌سازی حاکی از کارایی الگوریتم کنترلی جدید نسبت به روش کلاسیک و روش‌های مشابه در کاهش هم‌زمان مقدار مؤثر ریبیل گشتاور و اندازه شار، بهبود شکل دایره‌ای مسیر بردار شار استاتور و کاهش هارمونیک جریان استاتور می‌باشد.

ریبیل اندازه شار استاتور به طرز قابل توجهی در استراتژی پیشنهادی کاهش یافته است (بیش از ۶۰ درصد کاهش). برای سیکل کنترلی هفتم، میزان کاهش در مقدار مؤثر ریبیل اندازه شار استاتور در روش جدید برابر با ۵۰ درصد بوده است. همچنین با توجه به مقدار مؤثر ریبیل شار در دو روش [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی، معلوم می‌گردد که روش پیشنهادی در تمام ۷ سیکل کنترلی، مقدار کاهش بیشتری نسبت به روش [۱۱] در مقدار مؤثر ریبیل شار ایجاد می‌کند. بنابراین روش کنترلی پیشنهادی مقدار مؤثر ریبیل اندازه شار استاتور را به طرز قابل توجهی کاهش می‌دهد.

مسیر بردار شار استاتور در صفحه $\alpha - \beta$ برای استراتژی‌های DRM کلاسیک، الگوریتم DRM [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی در شکل ۹ به نمایش گذاشته شده و مقدار مرجع برای اندازه شار استاتور برابر 0.12 Wb می‌باشد. همان‌طور که از شکل ۹ مشخص است در روش DRM پیشنهادی مقدار ریبیل و اعوجاج برای مسیر بردار شار استاتور نسبت به دو روش دیگر کمتر است. این مهم (دایره‌ای‌تر شدن مسیر بردار شار) باعث سینوسی‌تر شدن شکل موج شار استاتور می‌گردد.

شکل موج جریان استاتور در سه الگوریتم DRM کلاسیک، الگوریتم DRM [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی به منظور مقایسه میزان هارمونیک و ریبیل در شکل ۱۰ به تصویر کشیده شده و فرکانس جریان استاتور برابر 100 Hz می‌باشد. همان‌طور که در این شکل مشخص است در روش DRM پیشنهادی مقدار THD جریان مقدار کمتری نسبت به دو روش

- [12] K. Shyu, J. Lin, V. Pham, M. Yang, and T. Wang, "Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3148-3156, Sep. 2010.
- [13] Y. Zhang and J. Zhu, "A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motordrives with switching frequency reduction," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 3055-3067, Oct. 2011.
- [14] Y. Ren, Z. Q. Zhu, and J. Liu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous machine drives with a simple duty ratio regulator," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5249-5258, Oct. 2014.

وحید قاسمیان سورینی تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت به ترتیب در سال‌های ۱۳۹۰ و ۱۳۹۵ از دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی عبارتند از: کنترل محرکه‌های الکتریکی و مبدل‌های الکترونیک قدرت، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی الگوریتم‌های کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت به صورت سخت افزار در حلقه.

سید اصغر غلامیان در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی تهران و در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت را از دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل دریافت نمود. ایشان پس از آن به دوره دکترای مهندسی برق قدرت در دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی تهران وارد شده و در سال ۱۳۸۷ موفق به اخذ درجه دکترا در مهندسی برق قدرت از دانشگاه مذکور گردید. دکتر غلامیان از سال ۱۳۸۷ تاکنون در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل به عنوان هیأت علمی گروه برق قدرت مشغول فعالیت است. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل موضوعاتی مانند طراحی و تحلیل ماشین‌های الکتریکی، روش‌های اجزای محدود در ماشین‌های الکتریکی و مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌باشد.

سید مهدی میرایمانی در سال ۱۳۸۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل و در سال ۱۳۸۸ و ۱۳۹۲ به ترتیب مدرک کارشناسی ارشد و دکترای خود را در رشته مهندسی برق قدرت را از دانشگاه علم و صنعت ایران دریافت نمود. دکتر میرایمانی از سال ۱۳۹۳ تاکنون در دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل به عنوان هیأت علمی گروه برق قدرت مشغول فعالیت است. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل طراحی و مدل‌سازی ماشین‌های الکتریکی، روش‌های اجزای محدود در ماشین‌های الکتریکی و انرژی‌های نو می‌باشد.

مراجع

- [1] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Y. Hu, and K. W. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536, May 1997.
- [2] F. Niu, B. Wang, A. S. Babel, K. Li, and E. G. Strangas, "Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1408-1424, Feb. 2016.
- [3] L. Tang, L. Zhong, and M. F. Rahman, "A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux-a speed-sensorless approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1748-1756, Nov./Dec. 2003.
- [4] M. Pacas and J. Weber, "Predictive direct torque control for the PM synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1350-1356, Oct. 2005.
- [5] M. Preindl and S. Bolognani, "Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 1: maximum torque per ampere operation," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 9, no. 4, pp. 1912-1921, Nov. 2013.
- [6] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Examination and linearization of torque control system for direct torque controlled IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 1, pp. 159-166, Jan./Feb. 2010.
- [7] C. A. Martins, X. Roboam, T. A. Meynard, and A. S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 286-297, Mar. 2002.
- [8] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and G. M. Asher, "Improved waveform quality in the direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2101-2110, Jun. 2010.
- [9] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 769-777, Jul. 2000.
- [10] Y. Zhang, J. Zhu, Z. Zhao, W. Xu, and D. G. Dorrell, "An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1502-1513, Mar. 2012.
- [11] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 235-248, Jan. 2011.