

# 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<sup>۳</sup> 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<sup>۴</sup> 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<sup>۵</sup> 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 (افزاد 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<sup>۱</sup> 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<sup>۲</sup> 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<sup>۲</sup> باشد و بردار شار روتور در راستای محور  $d$  فرض شده و معادلات موتور در دستگاه مختصات ساکن  $\alpha - \beta$  بیان شده باشند، می توان 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  $\varphi_s$  به ترتیب بردارهای ولتاژ، جریان و شار استاتور بوده و  $R_s$  مقاومت استاتور می باشد. بردار شار استاتور را نیز می توان به صورت (۲) بیان نمود

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

که در آن به خاطر استفاده از موتور SPMSM اندوکتانس های خودی استاتور در راستای محور  $d$  و  $q$  با هم برابر فرض گردیده و با نماد  $L_s$  نشان داده شده و  $\varphi_r$  نیز بردار شار روتور می باشد. 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 قطب های موتور و ضریب  $3/2$  نشان دهنده سه فاز بودن موتور می باشد.

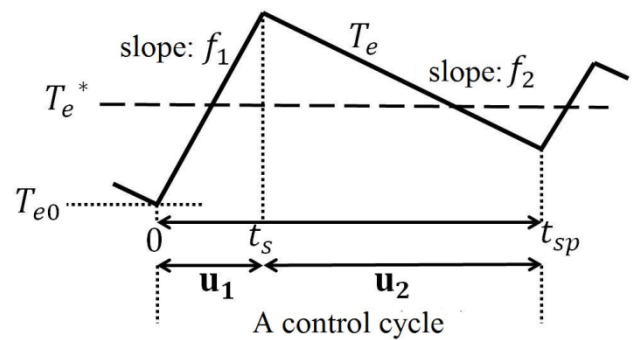
### ۲-۲ معادلات الگوریتم DRM کلاسیک

به منظور به دست آوردن معادلات دینامیکی گشتاور در صورت اعمال بردار ولتاژ  $u$ ، می توان از (۳) دیفرانسیل گیری نموده و با استفاده از (۱) و (۲) اقدام به ساده سازی 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  $\omega_e$  سرعت زاویه ای الکتریکی روتور است. در الگوریتم کنترلی DRM کلاسیک، مقدار مؤثر ریپل گشتاور به عنوان تابع هدف در نظر گرفته می شود. در هر سیکل کنترلی، دو نوع بردار ولتاژ به موتور PMSM اعمال می گردد: یک بردار فعال و یک بردار صفر. در ابتدای هر سیکل کنترلی، خطاهای گشتاور و شار استاتور محاسبه می گردد و از جدول کلیدزنی DTC کلاسیک، بردار ولتاژی مناسب با زمان مشخص برای آن انتخاب می شود و مابقی زمان سیکل کنترلی به بردار صفر اختصاص می یابد. بردار صفر باعث توقف بردار شار استاتور و کاهش اندک گشتاور خواهد شد.

شکل ۱ تغییرات گشتاور را در یک سیکل کنترلی به نمایش می گذارد. قسمت اول تغییرات با شیب  $f_1$  نشان دهنده اثر بردار ولتاژ فعال  $u_1$  و قسمت با شیب  $f_2$  نشان دهنده اثر بردار ولتاژ  $u_2$  (بردار صفر در الگوریتم DRM کلاسیک) می باشد. با بازنویسی (۴) در فرم گسسته می توان (۵) را برای شیب های  $f_1$  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 روش های قرارگیرنده در نوع ۲، روش هایی موسوم به DRM<sup>۱</sup> وجود دارند که بر اساس کنترل سیکل وظیفه بردارهای ولتاژ در هر سیکل کنترلی استوار می باشند. در این روش ها معمولاً یک بردار ولتاژ فعال و یک بردار ولتاژ صفر در هر سیکل کنترلی به موتور اعمال می شود و با استفاده از کنترل پیش گوینا، شیب هر بردار ولتاژ محاسبه خواهد شد و با در نظر گرفتن شرط کمینه سازی یک تابع هدف مشخص، این دو بردار ولتاژ با زمان های مناسب به دست آمده، اعمال می گردند [۱۱]. در این راستا، [۱۲] به بررسی اثر گشتاور اولیه و زمان اعمال بردار ولتاژ فعال بر کارایی این روش پرداخته و مقدار کمینه ای برای ریپل گشتاور به دست آورده و آن را از کمینه محلی به کمینه ای سراسری تعمیم می دهد. مهم ترین محدودیت این روش ها این است که کمینه سازی، تنها برای گشتاور صورت می پذیرد و بر روی ریپل شار استاتور، کنترلی وجود ندارد. در مقالات سال های اخیر به منظور ساده سازی 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 ارائه شده 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 ارائه شده 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 می گردد. 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 کمینه سازی پیشنهاد می گردد. نتایج شبیه سازی 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 می دهند.

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

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

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

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

### 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

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

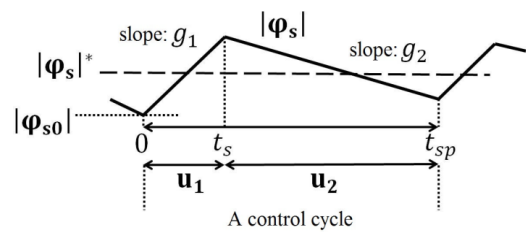
در استراتژی جدید پیشنهادی، بر خلاف استراتژی DRM کلاسیک به منظور کلیت بیشتر الگوریتم، در انتخاب بردار دوم ولتاژ در هر سیکل کنترلی، قید از نوع صفر بودن حذف می‌گردد. همانند روشی که برای محاسبه شیب گشتاور بیان گردید با خلاصه‌سازی و بیان کردن (۱۲) در فرم گسسته، شیب تغییرات در اندازه شار استاتور به صورت (۱۳)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

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

$$g_{\tau} = \frac{\Delta|\varphi_{s\tau}|}{t_{sp} - t_s} = \frac{1}{t_{sp} - t_s} \left( \varphi_{s\tau} + \left( u_{\tau} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{s\tau} - \varphi_{r\tau}) \right) t_s - |\varphi_{s\tau}| \right) \quad (14)$$

که در آن  $\Delta|\varphi_{s\gamma}|$  و  $\Delta|\varphi_{s\tau}|$  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  $u_{\tau}$  لزوماً از نوع صفر نبوده و با قرینه کردن خروجی کنترل‌کننده‌های هیستریز گشتاور و



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

$$f_{\gamma} = |f_{\gamma}| = \frac{\Delta T_{e\gamma}}{t_s} = \frac{\gamma P}{\gamma L_s} \varphi_{r^*} \times u_{\gamma} - \frac{R_s}{L_s} T_{e^*} - \frac{\gamma P}{\gamma L_s} \omega_e \varphi_{r^*} \cdot \varphi_{s^*} \quad (15)$$

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

که در آن  $f_{\gamma}$  و  $f_{\tau}$  به ترتیب بردار شیب تغییرات گشتاور در راستای  $\alpha - \beta$  به ازای اعمال بردار ولتاژ فعال و بردار صفر،  $\Delta T_{e\gamma}$  و  $\Delta T_{e\tau}$  به ترتیب تغییرات بردار گشتاور به ازای اعمال بردار فعال و صفر،  $t_{sp}$  و  $t_s$  به ترتیب زمان کل هر سیکل کنترلی و زمان اعمال بردار فعال،  $\varphi_{r^*}$  و  $\varphi_{s^*}$  به ترتیب بردارهای گشتاور، شار استاتور و شار روتور در ابتدای سیکل کنترلی و  $\varphi_{s\tau}$  و  $\varphi_{r\tau}$  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 (۱۶) استفاده نمود

$$T_{e\gamma} = f_{\gamma} t_s + T_{e^*} = \left( \frac{\gamma P}{\gamma L_s} \varphi_{r^*} \times u_{\gamma} - \frac{R_s}{L_s} T_{e^*} - \frac{\gamma P}{\gamma L_s} \omega_e \varphi_{r^*} \cdot \varphi_{s^*} \right) t_s + T_{e^*} \quad (16)$$

به طریق مشابه می‌توان مقدار بردار شار استاتور را مطابق (۱۷) در لحظه یافت

$$\varphi_{s\gamma} = \frac{d\varphi_s}{dt} \times t_s + \varphi_{s^*} = \left( u_{\gamma} - \frac{R_s}{L_s} (\varphi_{s^*} - \varphi_{r^*}) \right) t_s + \varphi_{s^*} \quad (17)$$

بردار شار روتور در لحظه  $t_s$  را می‌توان به طریق (۱۸) تخمین زد

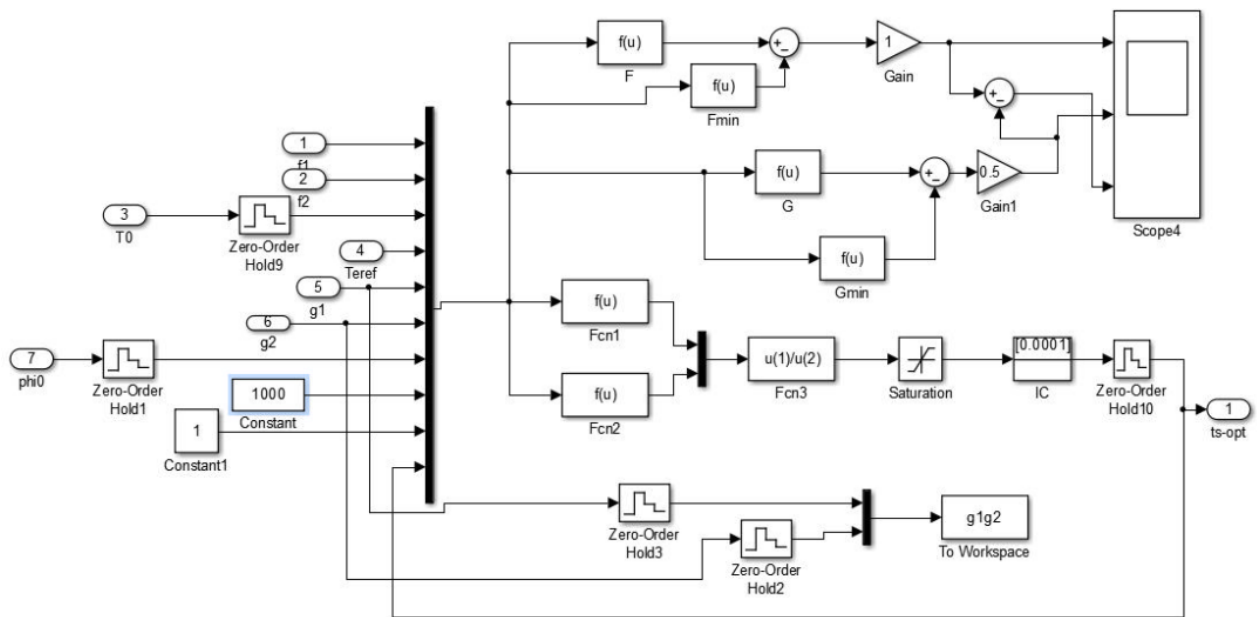
$$\varphi_{r\gamma} = |\varphi_{r^*}| e^{j(\theta + \omega_e t_s)} \quad (18)$$

که در آن  $\theta$  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 (۱۵)، مقدار مؤثر ریبیل گشتاور در هر سیکل کنترلی نشان داده شده در شکل ۱ می‌تواند به صورت (۹) بیان گردد [۱۴]

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

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 ۴: شماتیک هسته الگوریتم پیشنهادی پیاده‌شده در محیط MATLAB Simulink.

جدول ۲: پارامترهای شبیه‌سازی.

مقدار یا نوع	پارامتر
نوع موتور PMSM	نوع موتور PMSM
آهن‌ریا در سطح روتور	شار مغناطیس - دایم روتور
۰/۱۰۵۷ Wb	تعداد جفت‌قطب موتور
۳	سرعت نامی موتور
۲۰۰۰ rpm	بار نامی
۴/۵ N.m	$R_s$
۱/۸ $\Omega$	$L_s$
۱۵ mH	ولتاژ نامی ورودی موتور
۱۲۸ V	ولتاژ لینک DC اینورتر
۲۰۰ V	$t_{sp}$
۱۰۰ $\mu$ s	اندازه مرجع شار استاتور
۰/۱۲ Wb	$\lambda_1$
۱	$\lambda_2$
۱۰۰۰	$T_e$ ripple rms min
۰/۰۸ N.m (در هر دو روش)	$T_e$ ripple rms max
۰/۵۱ N.m (در هر دو روش)	$\phi_s$ ripple rms min
تقریباً صفر (در هر دو روش)	$\phi_s$ ripple rms max
۰/۰۳ Wb در روش کلاسیک	
۰/۰۱۵ Wb در روش پیشنهادی	

جدول ۱: جدول صحت برای انتخاب بردار ولتاژ اول و دوم در هر سیکل کنترلی در استراتژی پیشنهادی.

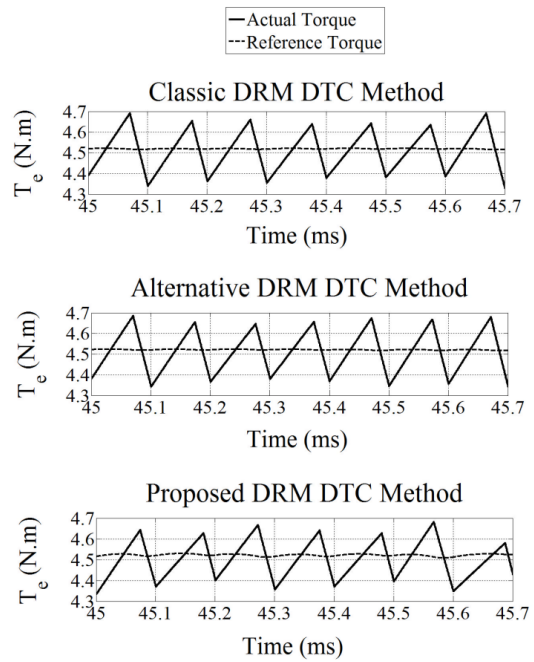
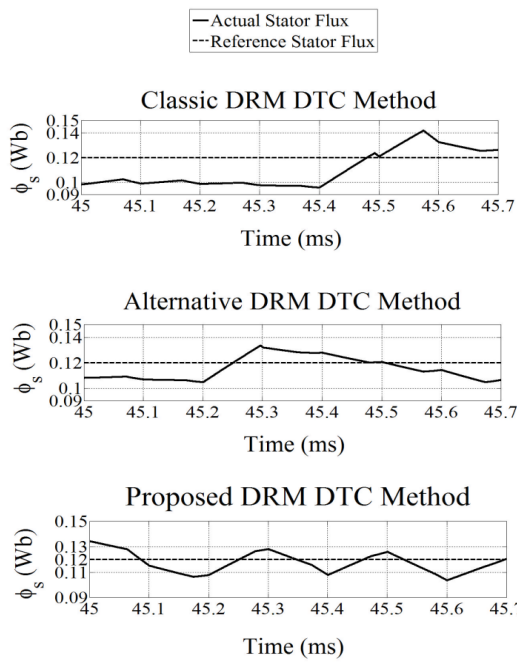
شماره بردار ولتاژ دوم	شماره بردار ولتاژ اول	$\Delta \phi_s $	$\Delta T_e$
$k-2$	$k+1$	$\uparrow$	$\uparrow$
$k-1$	$k+2$	$\downarrow$	$\uparrow$
$k+2$	$k-1$	$\uparrow$	$\downarrow$
$k+1$	$k-2$	$\downarrow$	$\downarrow$

شار استاتور می‌باشد. تنها برای سادگی، تنها فرایند انتخاب دومین بردار ولتاژ در هر سیکل کنترلی در شکل ۳ نشان داده شده و فرض می‌گردد که انتخاب بردار اول با محاسبه خطای مقادیر  $T_{e1}, |\phi_{s1}|$  از مقدار مرجعشان انجام شده است. مقادیر پیش‌بینی شده  $T_{e2}, |\phi_{s2}|$  با مقادیر مرجعشان مقایسه شده و خطایشان به جدول صحت فرستاده می‌شود. بلوک جدول صحت دومین بردار ولتاژ را به گونه‌ای انتخاب می‌کند که اثری قرینه نسبت به بردار ولتاژ اول بر روی گشتاور و شار داشته باشد. این الگوریتم ساده انتخاب بردار ولتاژ دوم، باعث سادگی نسبی الگوریتم سیستم کنترلی می‌گردد. پس از آن، بلوک کمینه‌سازی تابع هدف از طریق (۱۲) تا (۲۰) تابع هدف پیشنهادی تشریح شده در قسمت‌های پیشین را کمینه کرده تا هر دو متغیر مقدار مؤثر ریپل گشتاور و شار در محدوده کوچک‌ترین مقادیر ممکن قرار گیرند. این مهم با استفاده از کمینه‌سازی جمع نرمالیزه‌شده انحراف معیار مقدار مؤثر ریپل گشتاور و شار صورت می‌پذیرد.

#### ۴- تشریح شبیه‌سازی انجام‌شده و بررسی نتایج آن

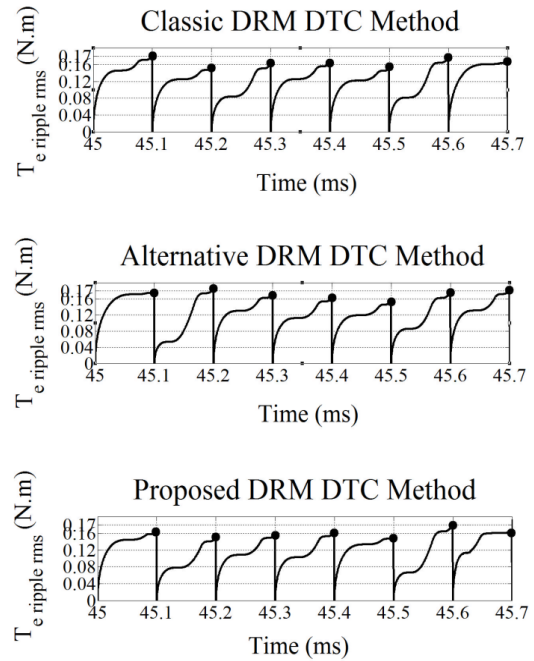
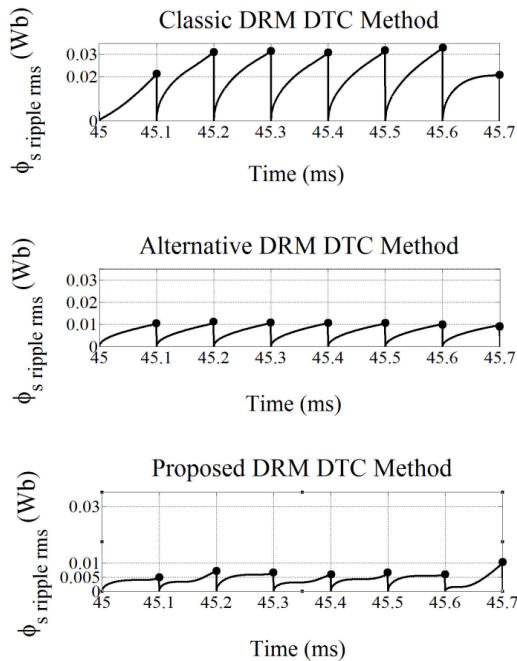
برای بررسی کارایی استراتژی کنترلی جدید DRM و مقایسه آن با الگوریتم کنترلی DRM کلاسیک، هر دوی این روش‌های کنترلی در محیط MATLAB Simulink شبیه‌سازی شده که بخشی از آن در شکل ۴ نشان داده شده است. همچنین به منظور راستی‌آزمایی منصفانه‌تر کارایی الگوریتم پیشنهادی، این الگوریتم با یکی از روش‌های مبتنی بر الگوریتم DRM در [۱۱] که همانند الگوریتم پیشنهادی به کنترل هر دو پارامتر گشتاور و شار می‌پردازد، مقایسه شده است. پارامترهای موتور شبیه‌سازی شده با پارامترهای [۱۱] یکی هستند و در جدول ۲ مشخص شده‌اند.

برای مقایسه مقدار مؤثر ریپل گشتاور و شار در دو روش، فرض شده که موتور PMSM بار نامی ۴/۵ N.m را می‌گرداند و شار نامی ماشین نیز ۰/۱۲ Wb فرض می‌گردد که روش کنترلی DRM DTC ملزم به دنبال کردن آن به عنوان شار استاتور مرجع می‌باشد. شکل ۵، شکل موج گشتاور را برای سه روش کنترلی DRM کلاسیک، روش [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی در ۷ سیکل کنترلی (زمان‌های بین ۰/۰۴۵ s تا ۰/۰۴۵۷ s) نشان می‌دهد که بیانگر محقق‌شدن نیازمندی‌های اولیه کنترل DTC (دنبال‌کردن مرجع گشتاور) می‌باشد. برای مقایسه دقیق و منصفانه دو روش مزبور، مقدار مؤثر ریپل گشتاور برای همان ۵ سیکل کنترلی برای هر دو روش ترسیم گردیده و در شکل ۶ نشان داده شده است. دایره‌های توپر در شکل ۶ نشان‌دهنده مقدار مؤثر ریپل گشتاور



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

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

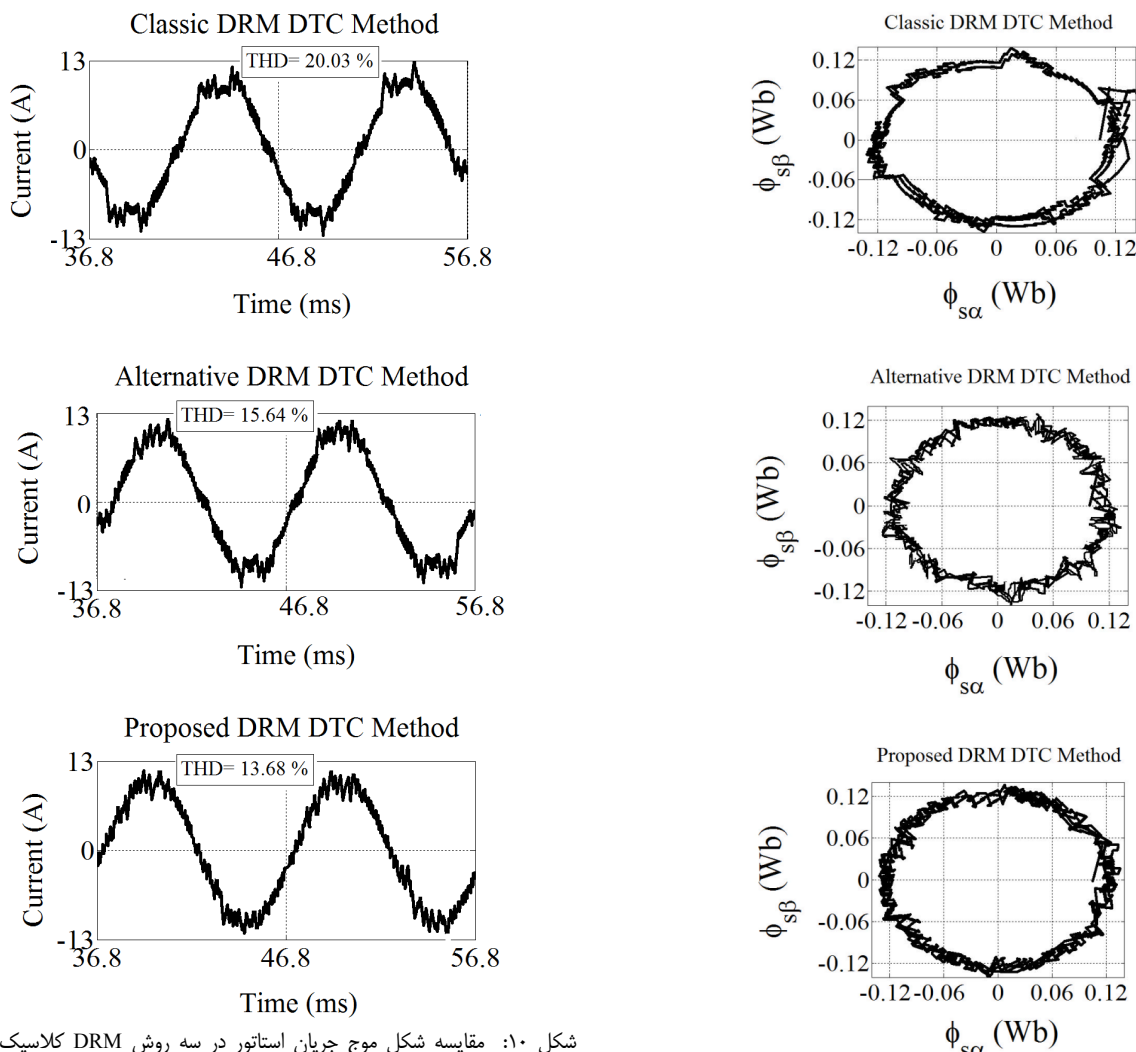


شکل ۸: مقایسه مقدار مؤثر ریبیل شار استاتور (دایره‌های توپر سیاه) در سه روش DRM کلاسیک، روش پیاده‌شده در [۱۱] و الگوریتم پیشنهادی.

شکل ۶: مقایسه مقدار مؤثر ریبیل گشتاور (دایره‌های توپر سیاه) در سه روش کلاسیک، روش پیاده‌شده 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 ریپل 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 ریپل گشتاور را به عنوان هدف مد نظر دارد، الگوریتم جدید به بهینه‌سازی مقدار مؤثر ریپل شار استاتور به همراه مقدار مؤثر ریپل 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 ریپل 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 ریپل گشتاور و اندازه شار، بهبود شکل دایره‌ای مسیر بردار شار استاتور و کاهش هارمونیک جریان استاتور می‌باشد.

ریپل 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 ریپل اندازه شار استاتور در روش جدید برابر با ۵۰ درصد بوده است. همچنین با توجه به مقدار مؤثر ریپل 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 ریپل شار ایجاد می‌کند. بنابراین روش کنترلی پیشنهادی مقدار مؤثر ریپل 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 ۰/۱۲ Wb می‌باشد. همان طور که از شکل ۹ مشخص است در روش DRM پیشنهادی مقدار ریپل 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 ریپل در شکل ۱۰ به تصویر کشیده شده و فرکانس جریان استاتور برابر ۱۰۰ Hz می‌باشد. همان طور که در این شکل مشخص است در روش DRM پیشنهادی مقدار THD جریان مقدار کمتری نسبت به دو روش

## مراجع

- [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 سوربنی** 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.
- [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.