



Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: <https://modelling.semnan.ac.ir/>

ISSN: 2783-2538



Research Article

Eliminating current harmonics of six-phase permanent magnet synchronous machine using deadbeat current control based on improved predictive model

Peyman Mirzaeipour ^a, Seyed Ghodratoollah Seifossadat ^{a,*}, Mohsen Saniei ^a, Seyed Saeedolah Mortazavi ^a

^a Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran

PAPER INFO

Paper history:

Received: 2024-09-14

Revised:

Accepted:

Keywords:

Elimination of current harmonics;

Six-phase permanent magnet synchronous machine;

Dead beat current control;

Improved predictive model;

ABSTRACT

This paper proposes dead beat current control (DBCC) based on predictive model control for six-phase asymmetric permanent magnet synchronous machine (PMSM). First, the DBCC solution is adopted to obtain the expected reference voltage vector (RVV); Then two groups of virtual vectors, a total of 24 vectors with different values will be defined for it. Due to the reduction of current harmonics, two in-phase virtual vectors that are closer to RVV are subsequently selected as predictor vectors. The next step is to define a cost function consisting of the error between the RVV and the available prediction vectors, Then, the two selected virtual vectors are evaluated and the function that minimizes the cost function is evaluated at the next moment, only two predictor vectors are needed, which greatly reduces the computational burden. Meanwhile, the weighting coefficient of torque prediction control is avoided. Moreover, to achieve easy implementation with standard PWM switching sequence, 18 virtual vectors are replaced by them. Finally, the proposed method has been studied comparatively with other methods. The results and validation of the article have been done using MATLAB software.

DOI: <https://doi.org/>

© 2025 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

* Corresponding author.

E-mail address: gh.seifossadat@scu.ac.ir

How to cite this article:

حذف هارمونیک‌های جریان ماشین سنکرون مغناطیس دائم شش‌فاز با استفاده از کنترل جریان ضربان‌مilde مبتنی بر مدل پیش‌بین بهبود یافته

پیمان میرزایی پور^۱، سیدقدرت اله سیف‌السادات^{۱*}، محسن صنّعی^۱ و سید سعیداله مرتضوی^۱

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۴۰۳/۰۶/۲۴ بازنگری مقاله: پذیرش مقاله:	این مقاله کنترل جریان ضربان‌مilde (DBCC) مبتنی بر کنترل مدل پیش‌بین برای ماشین سنکرون آهنربای دائمی (PMSM) شش‌فاز نامتقارن را پیشنهاد می‌دهد. ابتدا راه‌حل DBCC برای به دست آوردن بردار ولتاژ مرجع (RVV) مورد انتظار اتخاذ می‌شود؛ سپس دو گروه از بردارهای مجازی، در مجموع تعداد ۲۴ بردار با مقدارهای مختلف برای آن تعریف خواهند شد. به خاطر کاهش هارمونیک‌های جریان متعاقباً دو بردار مجازی درون فازی که به RVV نزدیک‌تر هستند به‌عنوان بردارهای پیش‌بین انتخاب شده‌اند. مرحله بعدی، تعریف یک تابع هزینه است که از خطای بین RVV و بردارهای پیش‌بینی موجود تشکیل شده است، سپس دو بردار مجازی انتخاب شده و تابعی که تابع هزینه را به حداقل برساند در لحظه بعدی (تنها به دو بردار پیش‌بین نیاز است) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد که بار محاسباتی بسیار زیاد را کاهش می‌دهد. در این میان از ضریب وزنی کنترل پیش‌بین گشتاور اجتناب می‌شود. علاوه بر این، برای دستیابی به پیاده‌سازی آسان با توالی سوئیچینگ استاندارد PWM، ۱۸ بردار مجازی با آن‌ها جایگزین می‌شوند. در نهایت، روش پیشنهادی با سایر روش‌های مشابه به‌صورت مقایسه‌ای مورد مطالعه قرار گرفته است. نتایج و اعتبارسنجی مقاله با استفاده از نرم‌افزار متلب انجام شده است.
واژگان کلیدی: حذف هارمونیک‌های جریان، ماشین سنکرون مغناطیس دائم شش‌فاز، کنترل جریان ضربان‌مilde، مدل پیش‌بین بهبود یافته،	

DOI: <https://doi.org/>

© 2025 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

به‌طور کلی، دو نوع روش MPC با توجه به اهداف محدود آن‌ها وجود دارد، یعنی کنترل جریان پیش‌بین مدل^۳ (MPCC) و کنترل گشتاور پیش‌بین مدل^۴ (MPTC) [۱]. در روش MPTC تابع هزینه متشکل از خطای متغیرهای پیش‌بینی‌شده، یعنی گشتاور و شار استاتور، برای ارزیابی بردارهای ولتاژ از پیش تعریف شده است. با این حال در MPTC معمولی، یک ضریب وزنی برای کنترل گشتاور و شار استاتور به‌طور همزمان دخیل است [۲]. متأسفانه،

۱- مقدمه

درایوهای سرعت متغیر ماشین آهنربای دائم سنکرون (PMSM) به‌طور گسترده در صنعت استفاده شده‌اند، برنامه‌های کاربردی به‌طور خاص، ماشین‌های چندفاز هستند که به دلیل گشتاور زیادشان، چگالی، قابلیت تحمل خطا و توان کمتر در هر فاز، بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. اخیراً روش کنترل پیش‌بین مدل^۲ (MPC) برای کنترل دینامیکی عملکرد ماشین‌های الکتریکی معرفی شده است.

² Model predictive control

³ Model predictive current control

⁴ Model predictive torque control

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: gh.seifossadat@scu.ac.ir

۱. دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، اهواز، ایران
استناد به این مقاله:.

مجازی را با استفاده از توالی سوئیچینگ PWM استاندارد پیاده‌سازی کرد. می‌توان روش MPC را با DBCC ترکیب کرد یا DB-DTFC که محدود به ماشین سه‌فاز است و فقط زیرفضای مربوط به تبدیل انرژی را در نظر گرفت که برای ماشین شش‌فاز با دو درجه آزادی قابل استفاده نیست [۱۳ و ۱۴]. این بخش یک کنترل پیش‌بین مدل مبتنی بر RVV را پیشنهاد می‌کند که زمان محاسبات و جریان‌های هارمونیک را با استفاده از مدل پیش‌بین بسیار ساده و مؤثر RVV بر اساس اصل کنترل جریان ضربه‌ای مرتبه^۵ (DBCC) کاهش می‌دهد. به‌جای استفاده مستقیم از ۱۲ بردار واقعی بزرگ، ۲۴ بردار مجازی توسط اولین و دومین بردارهای واقعی بزرگ برای حذف هارمونیک‌های جریان، ترکیب می‌شوند. سپس با تعیین موقعیت RVV، دو بردار مجازی درون فازی نزدیک به RVV به‌عنوان بردارهای پیش‌بین انتخاب خواهند شد. به‌این ترتیب تعداد کاندیدهای بردار ولتاژ از ۱۲ به ۲ کاهش می‌یابد. پس از آن، یک تابع هزینه جدید از خطای بین دو بردار مجازی و RVV تشکیل شده است که در آن ضریب وزنی درگیر در MPTC وجود ندارد و لذا مدل پیش‌بین ساده شده است. در نهایت، روش MPTC معمولی، روش DBCC مستقیم و روش پیشنهادی اجرا و مقایسه می‌شوند.

۲- طرح کنترل MPC مرسوم

در کنترل پیش‌بین مدل، اولین قدم پیش‌بینی رفتار ماشین در هر دوره نمونه‌برداری با استفاده از مدل گسسته ماشین است و سپس یک تابع هزینه بر اساس وضعیت ماشین پیش‌بینی شده با توجه به معیارهای کنترل آن تعریف می‌شود [۱۵]. به‌عنوان مثال، خطای بین مرجع و پیش‌بینی شده جریان استاتور در صفحه $\alpha-\beta$ می‌تواند در تابع هزینه گنجانده شود که به صورت $g = |\mathbf{i}_\alpha^* - \mathbf{i}_\alpha| + |\mathbf{i}_\beta^* - \mathbf{i}_\beta|$ بیان می‌شود [۱۶ و ۱۷]. پس از آن، هر اینورتر منبع ولتاژ^۶ (VSI) با توجه به مسئله بهینه‌سازی و به حداقل رساندن تابع هزینه از پیش تعریف شده ارزیابی می‌شود و بردار ولتاژ بهینه در لحظه بعدی اعمال خواهد شد [۱۹].

۲-۱- مدل پیش‌بین

تنظیم ضریب وزنی هنوز یک مشکل است. به‌طور کلی دو استراتژی برای مقابله با این مشکل وجود دارد، ۱- طراحی مقدار مناسب ضریب وزنی بر اساس برخی شاخص‌های اصلی همچون به حداقل رساندن ریبیل‌های گشتاور [۳ و ۴] ۲- حذف ضریب وزنی. همچنین، یک روش MPC برای PMSM سه‌فاز که کنترل شار و گشتاور مستقیم ضربه‌ای مرتبه^۱ (DB-DTFC) را برای به دست آوردن بردار ولتاژ مرجع^۲ (RVV) و سپس تعریف خطای بین RVV و بردارهای واقعی موجود به‌عنوان محدودیت تابع هزینه را ارائه می‌دهد نیز وجود دارد [۵]. در روشی دیگر، از ضریب وزنی در تابع هزینه اجتناب می‌شود. با این حال، استخراج RVV برای یک ماشین PMSM شش‌فاز با استفاده از DB-DTFC پیچیده است. علاوه بر این، استفاده مستقیم از بردارهای واقعی موجود برای ماشین شش‌فاز، هارمونیک‌های جریان بزرگ را به وجود می‌آورد. در روش MPCC، ضریب وزنی ذاتاً وجود ندارد [۶]. بنابراین، گنجاندن جریان استاتور به‌عنوان یک متغیر کنترل در تابع هزینه یک گزینه طبیعی است.

در روش‌های MPCC موجود برای ماشین شش‌فاز، تابع هزینه از جریان استاتور در زیرفضای $\alpha-\beta$ و زیرفضای $x-y$ جهت سرکوب هارمونیک‌های جریان تشکیل شده است [۷ و ۸]؛ سپس بردارهای ولتاژ موجود، معمولاً ۱۲ بردار واقعی بزرگ یا ۱۲ بردار مجازی ترکیب شده توسط اولین بردار بزرگ و دومین بردار بزرگ مجازی که توسط تابع هزینه ارزیابی می‌شوند به دست می‌آیند. با این وجود تعداد بردارهای ولتاژ که باید ارزیابی شوند هنوز ۱۳ بردار (۱۲ بردار فعال و ۱ بردار خنثی) هستند که در مقایسه با ۷ بردار عدد بزرگی است (۶ بردار فعال و ۱ بردار خنثی). بنابراین زمان زیاد محاسبات MPC در مقایسه با روش کنترل برداری^۳ و کنترل مستقیم گشتاور^۴ همیشه یک نقص بوده است. برای کاهش بار محاسباتی تلاش‌های زیادی شده است مانند روش درخت جستجو باینری [۹ و ۱۰]، الگوریتم رمزگشایی کره [۱۱] یا حذف بردارهای ولتاژ غیرقابل اعمال [۱۲].

در روش MPC فوق برای ماشین شش‌فاز، زمان محاسبات زیادی مورد نیاز است. علاوه بر این نمی‌توان بردارهای

⁴ Direct torque control

⁵ dead-beat current control

⁶ voltage source inverter

¹ Dead beat direct torque and flux control

² reference voltage vector

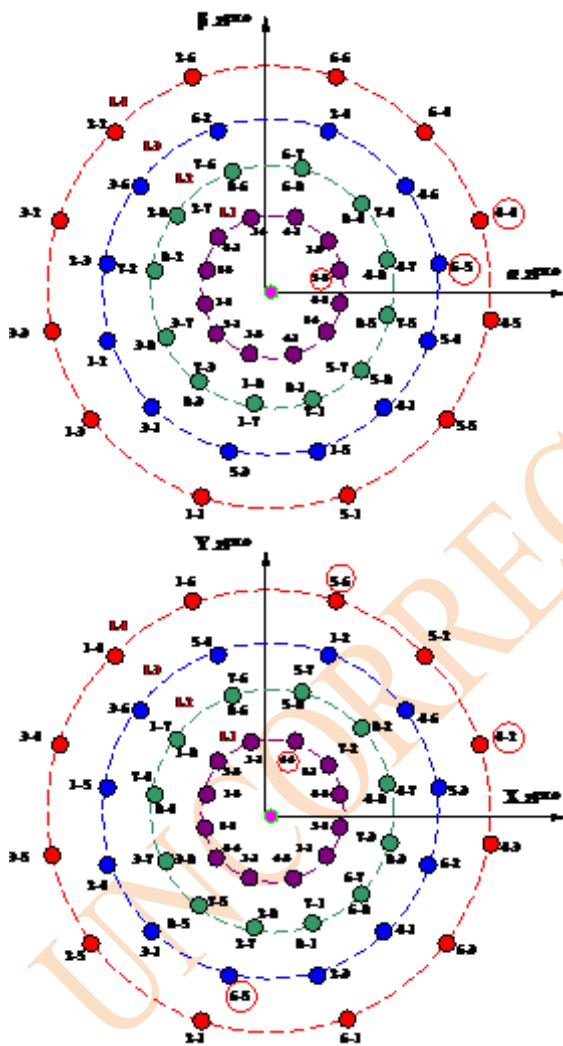
³ Vector control

$$\begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix}^T = T_{dq} \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T \quad (۴)$$

با استفاده از این رویکرد، مدل عملی ماشین در قاب مرجع سنکرون و زیرفضای X-Y می‌تواند به این صورت به دست آید:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} \times p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (۵)$$

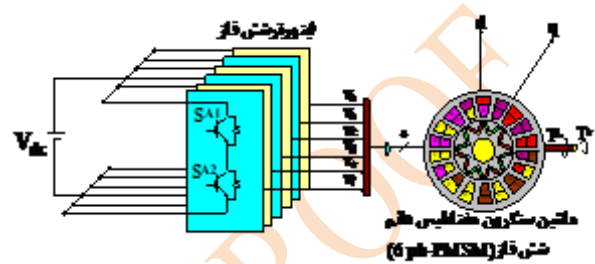
$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_l \times p \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (۶)$$



شکل ۲- بردارهای ولتاژ واقعی در زیرفضای α - β و x - y

که در آن V_d, V_q مؤلفه‌های ولتاژ استاتور در محور d و q هستند. i_d, i_q مؤلفه‌های جریان استاتور در محور d و q هستند. R مقاومت استاتور؛ L_d, L_q اندوکتانس استاتور در محور d و q ، ω_r سرعت زاویه‌ای روتور، p عملگر مشتق زمان است؛ ψ_f شار پیوندی مغناطیس دائم، V_x, V_y مؤلفه‌های

موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن با دو سری سیم‌پیچ سه‌فاز با جابجایی مکانی ۳۰ درجه الکتریکی با دو نقطه خنثی ایزوله در نظر گرفته شده است. این موتور شش‌فاز PMSM توسط یک VSI شش‌فاز دوسطحی تغذیه می‌شود که در شکل ۱ نشان داده شده [۲۰ و ۲۱] و روش تجزیه فضای برداری^۱ (VSD) برای مدل‌سازی ماشین PMSM شش‌فاز نامتقارن استفاده شده است.



شکل ۱- طرح درایو PMSM شش‌فاز

ماتریس تبدیل VSD به صورت زیر است:

$$T_{\alpha\beta} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & V_x & V_y & V_{01} & V_{02} \end{bmatrix}^T = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c & V_d & V_e & V_f \end{bmatrix}^T \quad (۲)$$

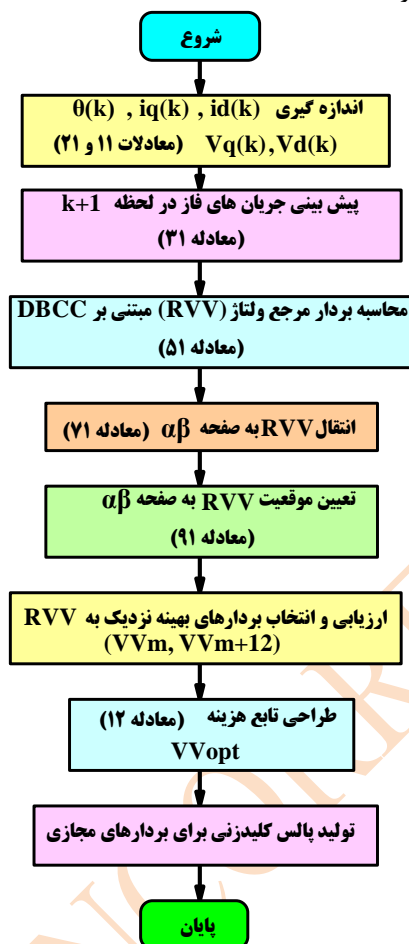
با استفاده از دو ردیف اول در (۱)، مؤلفه‌های اصلی و هارمونیک‌ها به ترتیب $12n \pm 1 (n=1,2,3,...)$ هستند که در زیرفضای α - β نگاشت شده‌اند. دو سطر وسط در (۱) هارمونیک‌ها را نشان می‌دهند [۲۲].

مرتبه $6n \pm 1 (n=1,3,5,...)$ در زیر فضای x - y که گشتاور تولید نمی‌کند نگاشت می‌شود که باعث تلفات اضافی می‌شود. آخرین دو سطر در (۱) مؤلفه‌های هارمونیک توالی صفر به ترتیب $3n \pm 1 (n=1,3,5,...)$ را نشان می‌دهند که به دلیل اتصال نقطه خنثی ایزوله نادیده گرفته می‌شوند [۲۳]. برای به دست آوردن مدل قاب سنکرون، تبدیل پارک به متغیرهای ماشین در α - β اعمال می‌شود:

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (۳)$$

^۱ Voltage space decomposition

داده شده است. هر بردار ولتاژ در شکل ۲ با استفاده از عدد اعشاری معادل عدد دودویی $[S_a S_b S_c] - [S_d S_e S_f]$ تعریف می‌شود. از شکل ۲ می‌توان دریافت که ۴۸ بردار ولتاژ فعال وجود دارد. در ارزیابی تمام ۴۸ بردار ولتاژ، زمان محاسبات یک عامل مهم برای اجرای MPC است. یک روش معمول فقط ارزیابی ۱۲ ولتاژ بزرگ است. سپس بردار ولتاژی که تابع هزینه را به حداقل می‌رساند در لحظه بعدی اعمال خواهد شد.



شکل ۳- فلوچارت راهبرد MPC پیشنهادی

مطالب فوق در این بخش به تشریح اصول اولیه روش MPCC مرسوم برای ماشین PMSM شش فاز می‌پردازد. این روش می‌تواند پاسخ دینامیکی سریعی ارائه دهد و اجرای عملی آن آسان خواهد بود. متأسفانه، ارزیابی ۱۳ بردار ولتاژ همچنان هزینه زیادی در زمان در مقایسه با درایوهای ماشین سه‌فاز که در آن فقط ۷ بردار باید ارزیابی شوند دارد. علاوه بر این، با استفاده از تابع هزینه (۸) می‌تواند هارمونیک‌های جریان را تا حدی سرکوب کند اما

ولتاژ استاتور در زیرفضای $x-y$: i_x, i_y مؤلفه‌های جریان استاتور در زیرفضای $x-y$: L_1 اندوکتانس نشتی خودی است. روش اویلر پیشرو برای استخراج مدل گسسته مبتنی بر (۵) \sim (۶)، استفاده می‌شود بنابراین مدل پیش‌بین ماشین به دست می‌آید. جزئیات چگونگی جریان‌های استاتور در لحظه $k+1$ را می‌توان در [۲۴] پیش‌بینی کرد. از آنجایی که تبدیل انرژی فقط در زیرفضای $\alpha-\beta$ است، بنابراین تابع هزینه را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد

$$g = \left| \mathbf{i}_\alpha^* - \mathbf{i}_\alpha(k+1) \right| + \left| \mathbf{i}_\beta^* - \mathbf{i}_\beta(k+1) \right| \quad (7)$$

یا جایگزینی برای در نظر گرفتن مؤلفه‌های جریان استاتور $x-y$ در تابع هزینه برای سرکوب هارمونیک جریان به صورت زیر بیان می‌شود:

$$g = \left| \mathbf{i}_\alpha^* - \mathbf{i}_\alpha(k+1) \right| + \left| \mathbf{i}_\beta^* - \mathbf{i}_\beta(k+1) \right| + \left| \mathbf{i}_x^* - \mathbf{i}_x(k+1) \right| + \left| \mathbf{i}_y^* - \mathbf{i}_y(k+1) \right| \quad (8)$$

مؤلفه‌های جریان در زیرفضای $x-y$ در لحظه $k+1$ ، $\mathbf{i}_x(k+1)$ را می‌توان به روش مشابه با استفاده از روش اویلر فوروارد^۱ بر اساس (۶) پیش‌بینی کرد. متعاقباً، بردارهای ولتاژ موجود را می‌توان با (۷) یا (۸) ارزیابی کرد.

۲-۲- بردارهای ولتاژ پیش‌بین

اینورتر منبع ولتاژ (VSI) شش‌فاز دوسطحی با $2^6 = 64$ حالات سوئیچینگ مشخص می‌شود $[S_a S_b S_c S_d S_e S_f]$ [۲۵]. ولتاژ فاز استاتور می‌تواند به صورت حالت‌های سوئیچینگ و ولتاژ dc به صورت زیر بیان شود:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \\ V_f \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

که در آن $S_i = 1$ ($i = a, b, c, d, e, f$) هنگامی که سوئیچ بالایی روشن است و $S_i = 0$ ($i = a, b, c, d, e, f$) زمانی است که کلید بالایی خاموش است سپس ولتاژهای فاز به قاب ثابت با استفاده از ماتریس تبدیل $(T_{\alpha\beta})VSD$ منتقل می‌شوند.

$$V_{\alpha\beta xy0102} = T_{\alpha\beta} \times V_{abcdef} \quad (10)$$

به این ترتیب بردارهای ولتاژ به دو زیرفضای متعامد نگاشت می‌شوند، یعنی زیرفضاهای $\alpha-\beta$ و $x-y$ که در شکل ۲ نشان

¹ Euler forward method

شامل مؤلفه‌های x-y است که باعث پیچیدگی می‌شود. همچنین اتخاذ (۷) در MPCC معمولی منجر به هارمونیک‌های بزرگ جریان می‌شود. از آن طرف، پتانسیل سایر بردارهای فعال به‌طور کامل به‌خاطر کاهش هارمونیک‌ها، مورد بهره‌برداری قرار نگرفته است.

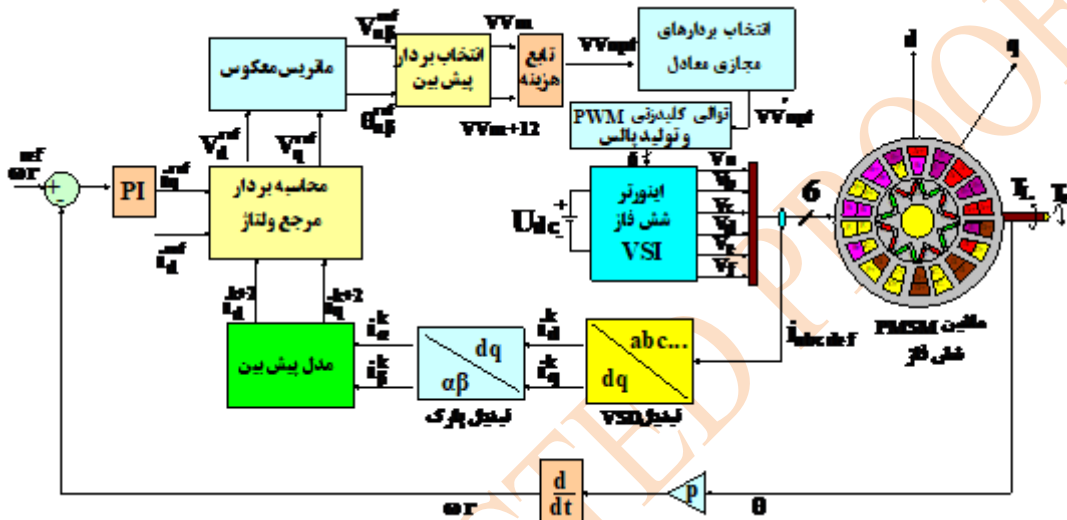
۳- روش پیشنهادی

در این مقاله، برای غلبه بر مشکلات فوق‌الذکر معرفی شده در روش MPCC مرسوم، یک روش MPC مبتنی بر

DBCC با استفاده از بردارهای مجازی پیشنهاد شده است. شده است. شکل ۳، فلوجارت و شکل ۴ نمودار کنترل راهبرد MPC پیشنهادی را به ترتیب نشان می‌دهند.

۳-۱- محاسبه بردار مرجع ولتاژ (RVV)

راه‌حل DBCC برای محاسبه RVV موردنظر اتخاذ می‌شود. RVV به‌دست‌آمده به‌عنوان یک بردار مرجع در تابع هزینه برای ارزیابی بردارهای پیش‌بین گنجانده خواهد شد.



شکل ۴- نمودار کنترل روش MPC پیشنهادی

$$\begin{cases} i_d(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k+1) + \frac{L_q}{L_d} \omega_r T_s i_q(k+1) + \frac{T_s}{L_d} v_d(k+1) \\ i_q(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k+1) - \frac{L_d}{L_q} \omega_r T_s i_d(k+1) + \frac{T_s}{L_q} v_q(k+1) \end{cases} \quad (13)$$

با توجه به اصل DBCC، محدودیت‌های زیر باید ارضا شوند که شامل چهار بخش است: ۱- محاسبه RVV مبتنی بر DBCC، ۲- طراحی تابع هزینه جدید، ۳- ترکیب بردارهای پیش‌بین، ۴- تولید پالس سوئیچینگ بردارهای پیش‌بین.

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d^{ref} \\ i_q(k+2) = i_q^{ref} \end{cases} \quad (14)$$

با جایگزینی معادله (۱۴) در (۱۳)، مؤلفه‌های محور d و q بردار ولتاژ مرجع را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{cases} v_d^{ref} = R_s i_d(k+1) + \frac{L_d}{T_s} (i_d^{ref} - i_d(k+1)) + e_d \\ v_q^{ref} = R_s i_q(k+1) + \frac{L_q}{T_s} (i_q^{ref} - i_q(k+1)) + e_q \end{cases} \quad (15)$$

با استفاده از روش اولیبر، یعنی $\frac{di}{dt} = \frac{(i(k+1) - i(k))}{T_s}$ ، را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد.

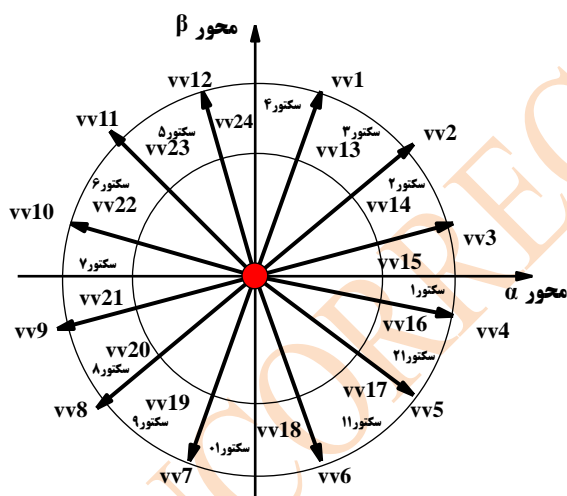
$$\begin{cases} v_d(k) = R_s i_d(k) + \frac{L_d}{T_s} (i_d(k+1) - i_d(k)) + e_d \\ v_q(k) = R_s i_q(k) + \frac{L_q}{T_s} (i_q(k+1) - i_q(k)) + e_q \end{cases} \quad (11)$$

سپس جریان‌های فاز در محورهای d و q در لحظه k+1 می‌تواند پیش‌بینی شود.

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k) + \frac{L_q}{L_d} \omega_r T_s i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} v_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k) - \frac{L_d}{L_q} \omega_r T_s i_d(k) + \frac{T_s}{L_q} v_q(k) \end{cases} \quad (12)$$

در پیاده‌سازی دیجیتال، تأخیر محاسباتی ناشی از زمان محاسبات زیاد خواهد بود که می‌تواند عملکرد کنترل را بدتر کند. یک‌راه حل معتبر استفاده از یک پیش‌بین دومرحله‌ای برای جبران محاسبات تأخیر است که در آن جریان در لحظه k+2 به‌صورت زیر پیش‌بینی می‌شود.

L_3 و L_1 به خاطر کاهش ریپل گشتاور وجود دارد. بردارهای مجازی بر اساس محدودیتی که مجموع دو بردار در زیر-فضای $x-y$ صفر است ترکیب می‌شوند، به‌عنوان مثال، v_4-4 و v_5-5 یا v_6-6 و v_5-5 . سپس زمان عملکرد هر بردار واقعی و همچنین دامنه بردارهای مجازی قابل محاسبه است. در مجموع ۲۴ بردار مجازی و به‌طور خاص، ۱۲ مورد از آن‌ها با دامنه بزرگتر توسط بردارهای واقعی از گروه L_4 و L_3 که به‌عنوان گروه G_1 نامیده می‌شوند (شکل ۵)، ۱۲ بردار دیگر با مقادیر کوچک‌تر توسط بردارهای واقعی از گروه L_1 و L_3 که به‌عنوان گروه G_2 نامیده می‌شوند ترکیب می‌شوند. دامنه بردارهای مجازی از گروه G_1 برابر $0.597 V_{dc}$ است و G_2 برابر $0.345 V_{dc}$ است. برای بردارهای مجازی از گروه G_1 ، زمان عملکرد بردارهای واقعی از گروه L_4 و L_3 به ترتیب $0.731 Ts$ و $0.269 Ts$ هستند در حالی که برای بردارهای مجازی از گروه G_2 ، زمان عملکرد بردارهای واقعی از گروه L_1 و L_3 به ترتیب $0.422 Ts$ و $0.578 Ts$ هستند.



شکل ۵- نمودار بردارهای مجازی ترکیب‌شده و سکتورهای تقسیم‌شده.

با تعیین بردارهای پیش‌بین اتخاذ شده، برداری بهینه است که بر اساس موقعیت محاسبه شده RVV در بالا انتخاب شود. صفحه $\alpha-\beta$ به ۱۲ بخش (سکتور) تقسیم می‌شود که در شکل ۵ نشان داده شده است سپس بردارهای پیش‌بین بهینه باید در همان سکتور با RVV قرار گیرند. به‌عنوان مثال، اگر RVV محاسبه شده در سکتور ۱ قرار داشته باشد، بردارهای مجازی vv_3 و vv_{15} باید انتخاب شوند. بردارهای پیش‌بین را می‌توان به همان شیوه تعیین کرد که RVV در بخش‌های دیگر نهفته است. باید گفت که همیشه فقط دو

به‌این ترتیب RVV مورد انتظار به دست می‌آید که می‌تواند در قالب یک مجموعه به‌عنوان زیر بیان شود.

$$\mathbf{V}^{\text{ref}} = \mathbf{V}_d^{\text{ref}} + \mathbf{j}\mathbf{V}_q^{\text{ref}} \quad (16)$$

که در آن \mathbf{z} واحد مجازی است. با انتقال RVV در (۱۶) به صفحه $\alpha-\beta$ با استفاده از تبدیل پارک معکوس، داریم:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{V}_\alpha^{\text{ref}} \\ \mathbf{V}_\beta^{\text{ref}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_d^{\text{ref}} \\ \mathbf{V}_q^{\text{ref}} \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{V}^{\text{ref}} = \mathbf{V}_\alpha^{\text{ref}} + \mathbf{j}\mathbf{V}_\beta^{\text{ref}} \quad (18)$$

پس از آن، موقعیت RVV در صفحه $\alpha-\beta$ می‌تواند به دست آید:

$$\theta_{\text{ref}} = \arctan\left(\frac{\mathbf{V}_\beta^{\text{ref}}}{\mathbf{V}_\alpha^{\text{ref}}}\right) \quad (19)$$

۳-۲- انتخاب بردارهای پیش‌بین

با تعیین موقعیت RVV، بردارهای ولتاژ را می‌توان برای انتخاب بردارهای بهینه نزدیک به RVV ارزیابی کرد. بردارهای پیش‌بین می‌توانند ۱۲ بردار بزرگ از بردارهای گروه L_4 در شکل ۲ باشند. باین‌حال، هارمونیک‌های جریان نمی‌توانند با استفاده از این ۱۲ بردار واقعی تنظیم شوند. یک رویکرد مؤثر برای سرکوب هارمونیک‌های جریان با استفاده از بردارهای مجازی که توسط دو بردار واقعی ترکیب شده‌اند وجود دارد. از شکل ۲ (الف) قابل مشاهده است که بردار ولتاژ v_5-6 ، v_4-4 و v_6-6 در زیر فضای $\alpha-\beta$ تراز هستند.

در حالی که در زیر فضای $x-y$ ، v_5-5 در جهت مخالف با v_6-6 و v_4-4 است. بنابراین، اثر بردار v_6-6 در مؤلفه شار در زیر فضای $x-y$ مخالف است با v_5-5 و v_4-4 . در همین حال، مؤلفه‌های شار در زیر فضای $x-y$ را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (20)$$

با توجه به (۲۰)، دامنه شار در زیر فضای $x-y$ متناسب با مؤلفه‌های جریان هارمونیک آن است. از این‌رو، تضعیف دامنه شار در زیر فضای $x-y$ را می‌توان سرکوب کرد. همچنین، بردارهای گروه L_3 می‌توانند برای ترکیب یک بردار مجازی برای سرکوب هارمونیک‌های جریان استفاده شوند. بنابراین دو گزینه برای به دست آوردن بردارهای مجازی با استفاده از بردارهای واقعی از گروه L_4 و L_3 یا

جدید برای ارزیابی خطا بین دامنه RVV طراحی می‌شود و این دو بردار مجازی انتخاب خواهند شد که به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$g = \left\| \mathbf{v}^{\text{ref}} - \mathbf{v}v_i \right\| \quad (21)$$

که در آن vvi دو کاندید بردار مجازی انتخاب شده را نشان می‌دهد. این دو کاندید به همراه یک بردار خنثی توسط (۲۱) ارزیابی می‌شوند و یکی که (۲۱) را به حداقل می‌رساند انتخاب خواهد شد و در لحظه بعدی اعمال می‌شود. از (۲۱) می‌توان دریافت که از ضریب وزنی در روش MPTC در اینجا اجتناب شده است. علاوه بر این، تنها سه بردار کاندید برای ارزیابی وجود دارد و بنابراین زمان محاسبات موردنیاز بسیار کمتر شده است که در عین حال، هارمونیک‌های $x-y$ توسط بردارهای مجازی تنظیم می‌شوند.

۳-۴- تولید پالس سوئیچینگ

با انتخاب بردار مجازی بهینه در بخش C، پالس‌های سوئیچینگ مربوط به بردار مجازی انتخاب شده باید اعمال شود. با این حال، پالس‌های سوئیچینگ برای برخی از بردارهای مجازی، پالس‌های استاندارد PWM در یک دوره تناوب نیستند که اجرای آن را دشوار می‌کند. با توجه به ویژگی‌های مختلف تولید پالس سوئیچینگ، ۲۴ بردار مجازی را می‌توان به چهار گروه تقسیم کرد:

$S1(vv1, vv3, vv5, vv7, vv9, vv11)$, $S2(vv2, vv4, vv6, vv8, vv10, vv12)$, $S3(vv13, vv15, vv17, vv19, vv21, vv23)$, $S4(vv14, vv16, vv18, vv20, vv22, vv24)$.

تولید پالس سوئیچینگ برای بردارهای مجازی $vv1, vv2$ ، $vv13$ و $vv14$ در شکل ۶ به عنوان نمونه نشان داده شده است. از شکل ۶ (الف) می‌توان دید که برای بردار مجازی $vv1$ ، توالی سوئیچینگ در یک دوره PWM استاندارد است که نشان می‌دهد که اجرای آن آسان است در حالی که برای بردار مجازی $vv2$ ، توالی سوئیچینگ غیراستاندارد است زیرا از شکل ۶ (ب) قابل مشاهده است که سطح Sb و Se در اواسط دوره تناوب PWM مخالف هم هستند. علاوه بر این، توالی‌های سوئیچینگ غیراستاندارد را می‌توان از شکل ۶ (ج) و (د) برای بردارهای مجازی $vv13$ و $vv14$ نیز مشاهده کرد. تولید پالس‌های سوئیچینگ برای سایر بردارهای مجازی را می‌توان به همان شیوه تحلیل کرد و تنها $vv1, vv3, vv5, vv7, vv9, vv11$ در بین ۲۴ بردار مجازی می‌توانند توالی سوئیچینگ استاندارد PWM داشته باشند.

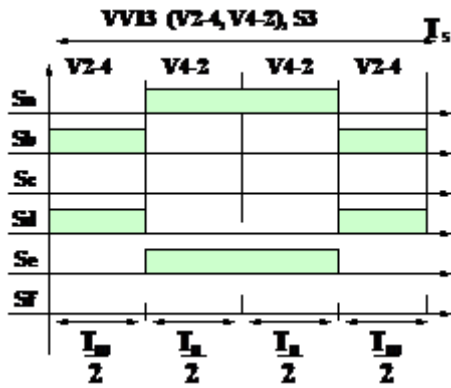
بردار مجازی باید انتخاب شوند، vvm و $vvm + 12$ ($m = 1, 2, 3, \dots, 12$) و مهم نیست که RVV در کجا قرار دارد.

۳-۳- طراحی تابع هزینه

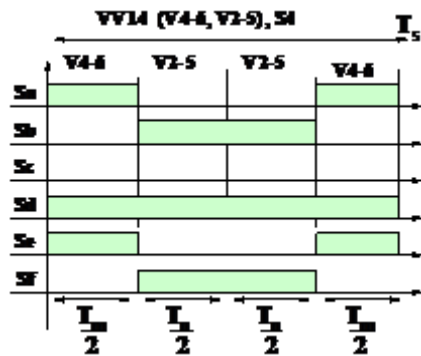
گنجاندن جریان‌های هارمونیک در زیرفضای $x-y$ به همراه متغیرهای موجود در زیرفضای $\alpha-\beta$ ، به عنوان یکی از محدودیت‌ها در تابع هزینه، می‌تواند به تعیین بهینه بردارهای ولتاژ کمک کند. از آنجا که هر حالت کلیدزنی می‌تواند بردارهای ولتاژ را در هر دو زیرفضای $x-y$ و $\alpha-\beta$ تولید کند، افزایش وزن مولفه‌ها در یک زیرفضا می‌تواند منجر به تنظیم نادرست متغیرها در زیرفضای دیگر شود. به علاوه، تابع هزینه به دلیل وجود ضریب وزنی که برای تعادل همزمان کنترل گشتاور و شار استاتور استفاده می‌شود، پیچیدگی بیشتری پیدا می‌کند. بنابراین راهکار مؤثر برای حذف مولفه‌های هارمونیک از تابع هزینه، استفاده از بردارهای مجازی است. با به کارگیری این روش، تمامی بردارهای پیش‌بینی شده می‌توانند جریان‌های هارمونیک را حذف کنند و بنابراین نیازی به گنجاندن این مولفه‌ها در تابع هزینه نخواهد بود. این رویکرد نه تنها به سادگی فرآیند بهینه‌سازی کمک می‌کند، بلکه می‌تواند دقت کنترل را نیز افزایش دهد و در نتیجه عملکرد کلی سیستم بهبود یابد. علاوه بر این، هدف طراحی تابع هزینه، انتخاب تابعی است که کمترین جریان‌های هارمونیک را تولید کند و با تمرکز بر کنترل پیش‌بین جریان، تعداد حالات کلیدزنی و در عین حال اعوجاج هارمونیک جریان را با استفاده از بردارهای کلیدزنی چندگانه در طول بازه نمونه‌برداری کاهش دهد.

اهداف کنترلی در چارچوب یک تابع هزینه ارزیابی می‌شوند که معمولاً خطای درجه دوم بین مقادیر مطلوب و مقادیر پیش‌بینی شده برای متغیرهای تحت کنترل را محاسبه می‌کند. در هر بازه زمانی نمونه‌برداری، متغیرهای تحت کنترل اندازه‌گیری و برای بازه زمانی بعدی پیش‌بینی می‌شوند. سپس تابع هزینه برای تمامی حالات ممکن عملکرد کنترلی محاسبه می‌گردد. در نهایت، حالتی که کمترین هزینه را به همراه داشته باشد، به عنوان عملکرد کنترلی بهینه انتخاب شده و در ابتدای بازه زمانی نمونه‌برداری بعدی اعمال می‌شود.

در بخش B دو بردار پیش‌بین vvm و $vvm + 12$ وجود دارد که نزدیک‌ترین به RVV انتخاب شده است. این دو بردار در فاز هم‌تراز هستند اما با دامنه‌های مختلف. تابع هزینه

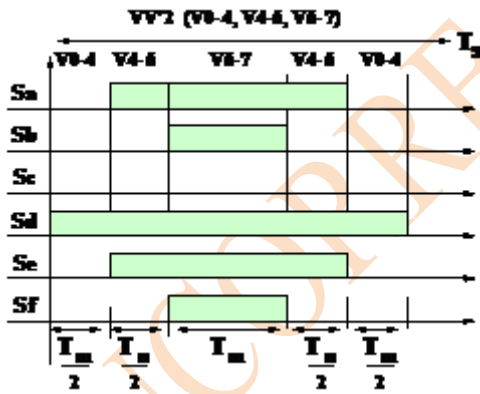


(ج)

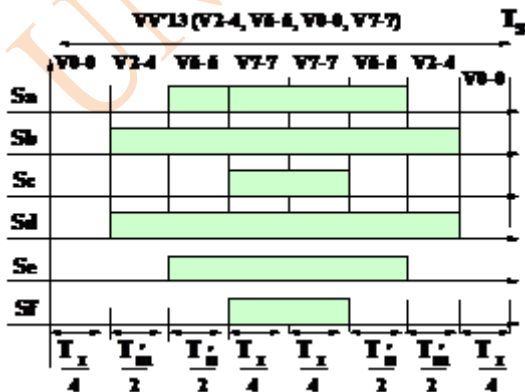


(د)

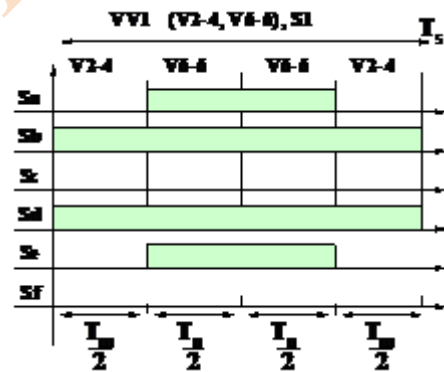
شکل ۶- تولید پالس‌های کلیدزنی برای بردارهای مجازی. (الف) vv1 (ب) vv2 (ج) vv13 (د) vv14



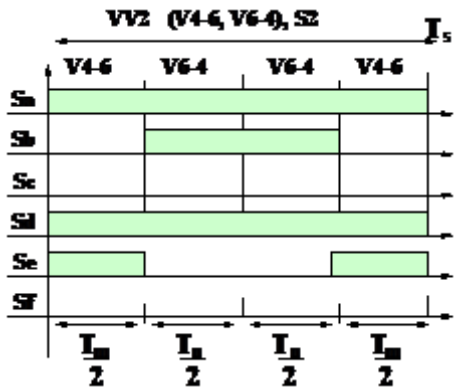
(الف)



(ب)



(الف)



(ب)

بردارهای مجازی دیگر از S_2 , S_3 , S_4 همگی توالی سوئیچینگ PWM غیراستاندارد دارند. برای دستیابی به پیاده‌سازی آسان، یک‌راه حل معتبر اتخاذ می‌شود که بردارهای واقعی از گروه L_2 در شکل ۲ برای به دست آوردن بردارهای مجازی معادل برای جایگزینی بردارهای مجازی با توالی سوئیچینگ PWM غیراستاندارد است. با توجه به ویژگی‌های مختلف بردارهای مجازی از گروه S_2 , S_3 و S_4 راه‌حل تولید پالس سوئیچینگ آن‌ها به‌طور جداگانه مورد بحث قرار خواهد گرفت. ابتدا، برای بردارهای مجازی vv_2 , vv_4 , vv_6 , vv_8 , vv_{10} و vv_{12} از گروه S_2 در L_2 در مجاورت بردار واقعی از گروه L_4 در زیر فضای $\alpha-\beta$ برای تشکیل بردار معادل استفاده خواهد شد. به‌عنوان مثال، برای بردار مجازی vv_2 که توسط v_4-6 و v_6-4 ترکیب شده است، بردار واقعی v_6-4 را می‌توان توسط دو بردار واقعی v_0-4 و v_6-7 جایگزین کرد زیرا مجموع v_0-4 و v_6-7 معادل است با v_6-4 در هر دو زیرفضاهای $\alpha-\beta$ و $x-y$. بنابراین، بردار مجازی ترکیب شده توسط v_0-4 , v_6-7 (با نام vv_2) با بردار مجازی vv_2 معادل است.

در این بین همان‌طور که در بالا ذکر شد برای رسیدن به سرکوب هارمونیک‌های جریان، نسبت زمان عملکرد بردار واقعی از گروه L3 و L4 هست:

$$\frac{0.73T_s}{0.269T_s} = 2.717 \quad (23)$$

برای بردارهای مجازی $vv'13$ و $vv'24$ ، زمان عملکرد بردارهای واقعی از گروه L4 (یا L2) برابر T_m و بردارهای واقعی از گروه L3 برابر T_n است. محدودیت‌های زیر باید ارضا شوند:

$$\begin{cases} \frac{T_m}{T_n} = 2.717 \\ T_m + T_n = 0.578T_s \end{cases} \quad (24)$$

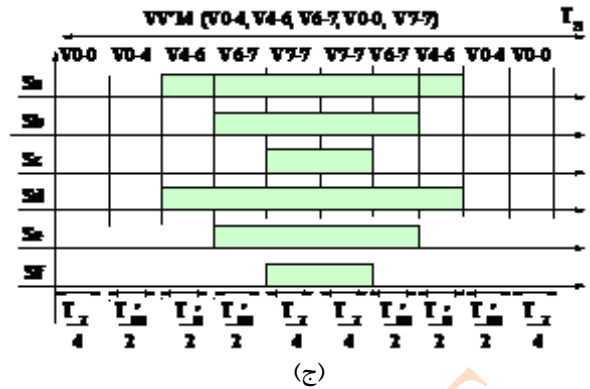
با حل (24)، T_m و T_n را می‌توان به صورت $T_m = 0.422T_s$ و $T_n = 0.156T_s$ به دست آورد. با توجه به تحلیل فوق، ۱۸ بردار مجازی از S2، S3 و S4 با توالی سوئیچینگ غیراستاندارد توسط ۱۸ بردار مجازی معادل دیگر با توالی سوئیچینگ PWM استاندارد جایگزین می‌شوند. حال می‌توان تمام ۲۴ بردار مجازی را به راحتی اجرا کرد.

به‌طور کلی، ایده اصلی روش پیشنهادی با روش MPCC مرسوم سازگار است، یعنی به دنبال بردار ولتاژ بهینه از طریق تابع هزینه. محاسبه RVV در روش MPCC مرسوم مورد توجه نیست زیرا که در آن بردار ولتاژ بهینه به‌طور غیرمستقیم بر اساس تابع هزینه با محدودیت خطاهای جریان به دست می‌آید. در حالی که MPCC پیشنهادی، ابتدا RVV را محاسبه کرده و سپس یک تابع هزینه را به‌طور مستقیم برای مقایسه RVV با بردارها ولتاژ کاندید تعریف می‌کند.

در مقایسه با روش MPCC معمولی، تعداد بردارهای پیش‌بین به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد و مدل پیش‌بین در روش پیشنهادی ساده شده است. در این بین، جریان‌های هارمونیک‌ها با استفاده از بردارهای مجازی سرکوب می‌شوند.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، شبیه‌سازی‌های مدل در محیط Matlab/Simulink برای بررسی اثربخشی روش پیشنهادی ارائه می‌شوند. روش MPCC مرسوم و روش DBCC مستقیم هر دو به‌عنوان معیار مقایسه پیاده‌سازی می‌شوند. ابتدا ۱۲ بردار ولتاژ بزرگ با استفاده از تابع هزینه



شکل ۷- تولید پالس‌های کلیدزنی برای بردارهای مجازی. (الف) $vv'14$. (ب) $vv'13$. (ج) $vv'14$.

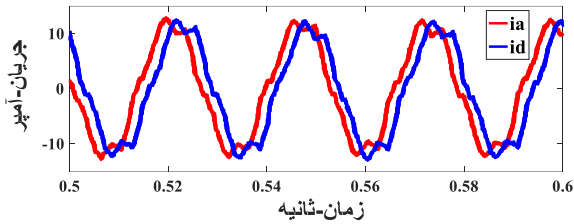
برای بردارهای مجازی $vv'13 \sim vv'24$ ، توالی سوئیچینگ PWM آن‌ها نیز غیراستاندارد است. متأسفانه راه‌حل‌های پیشنهادی برای بردارهای مجازی در S2 در اینجا قابل استفاده نیستند. حتی با بردارهای واقعی از گروه L2 برای به دست آوردن بردارهای معادل برای جایگزینی بردارها از گروه L1 یا L3، توالی سوئیچینگ PWM آن‌ها هنوز غیراستاندارد است. همان‌طور که مشاهده می‌شود همیشه یک بردار از گروه G2 با یک بردار مجازی از گروه G1 وجود دارد و دامنه G2 برابر $G1 \cdot 57.8$ است. از آنجاکه تولید توالی سوئیچینگ استاندارد برای بردار مجازی $vv'1 \sim vv'12$ در بالا حل شده است، درج یک بردار خنثی برای تنظیم نسبت وظیفه $vv'1, vv'2, vv'3, vv'4, vv'5, vv'6, vv'7, vv'8$ می‌تواند بردارهای مجازی معادل $vv'13 \sim vv'24$ را در حین توالی سوئیچینگ استاندارد نتیجه دهد. به‌عنوان مثال، بردار مجازی $vv'13$ با یک بردار مجازی معادل $vv'13$ جایگزین شده است که توسط $v2-4, v6-6, v0-0, v7-7$ ترکیب شده است که در شکل ۷ (ب) نشان داده شده است. علاوه بر این، بردار مجازی $vv'14$ توسط $v0-4, v4-6, v0-0, v7-7$ ترکیب شده است که جایگزین $vv'14$ می‌شود.

مرحله بعدی محاسبه مدت‌زمان بردارهای خنثی است. دامنه بردارهای مجازی از گروه G1 و G2 عبارت‌اند از:

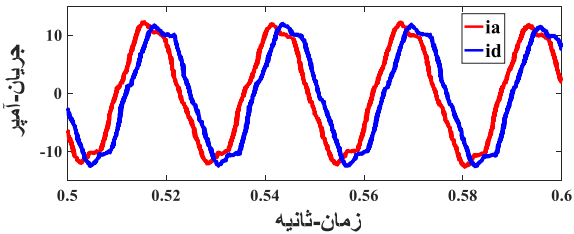
$$|VVG1| = 0.596 V_{dc} \quad \text{و} \quad |VVG2| = 0.345 V_{dc}. \quad \text{برای به دست}$$

آوردن بردارهای معادل مجازی در گروه G2، مدت‌زمان بردارهای خنثی درج‌شده در بردارها در G1 را می‌توان به‌صورت زیر محاسبه کرد:

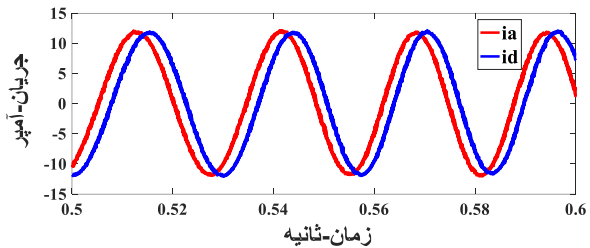
$$T_Z = T_s - \frac{0.345 V_{dc}}{0.597 V_{dc}} T_s = 0.422 T_s \quad (22)$$



(الف) روش DBCC.

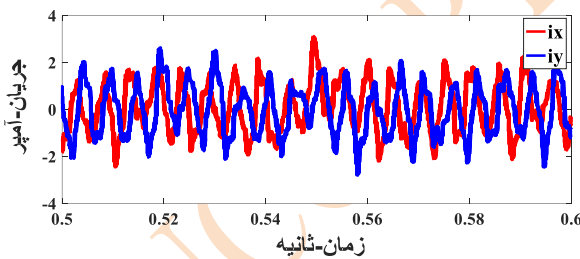


(ب) روش MPCC.

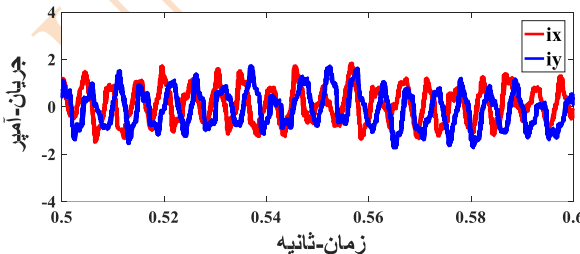


(ج) روش پیشنهادی.

شکل ۸- عملکرد حالت پایدار زمانی مورد بررسی قرار می‌گیرد که ماشین در ۸۰۰ دور در دقیقه (rpm) با بار ۷۰ نیوتن متر (N.m) کار کند. از شکل ۸ مشاهده می‌شود که دامنه جریان فاز به ۱۵ آمپر در ۷۰ نیوتن متر می‌رسد (شکل ۱۰). کیفیت جریان DBCC مستقیم و روش MPCC معمولی بسیار ضعیف‌تر از روش پیشنهادی است که ناشی از مقدار زیاد جریان‌های هارمونیک در زیر فضای x-y است. همچنین مشاهده می‌شود که جریان‌های هارمونیک روش پیشنهادی تقریباً صفر و جریان فاز سینوسی ارائه می‌شود. در این بین قابل مشاهده است که بزرگی جریان‌های هارمونیک DBCC مستقیم بزرگ‌تر از MPCC معمولی است. این را می‌توان با این واقعیت که مؤلفه‌های x-y در MPCC معمولی، کمتر سرکوب می‌شوند توضیح داد. در حالی که روش مستقیم DBCC نمی‌تواند هارمونیک‌های زیر فضای x-y را تنظیم کند (شکل ۹).



(الف) روش DBCC.



(ب) روش MPCC.

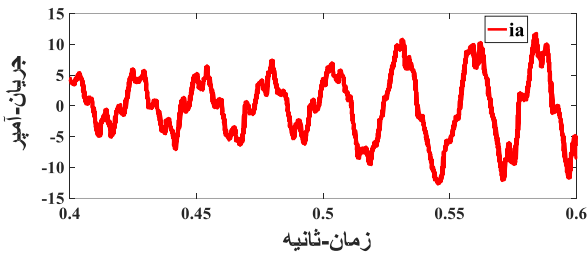
(۸) ارزیابی می‌شوند و سپس با استفاده از دو بردار مجاور فعال و یک بردار صفر از گروه L4 برای ترکیب بردار به دست آمده در (۱۸) تعریف می‌شوند. یک ماشین شش‌فاز نامتقارن ۱۱ کیلوواتی در شبیه‌سازی استفاده شده است. پارامترهای ماشین در جدول ۱ آورده شده‌اند. فرکانس نمونه برداری برای همه روش‌ها در ۱۰ کیلوهرتز تنظیم شده است. برای ارزیابی بیشتر عملکرد کنترل روش پیشنهادی، آزمایش دینامیکی با تغییر بار پله‌ای انجام می‌شود. در شروع، موتور در ۸۰۰ دور در دقیقه کار می‌کند و سپس یک بار نامی به طور ناگهانی اضافه می‌شود.

جدول ۱- پارامترهای ماشین و سیستم کنترل

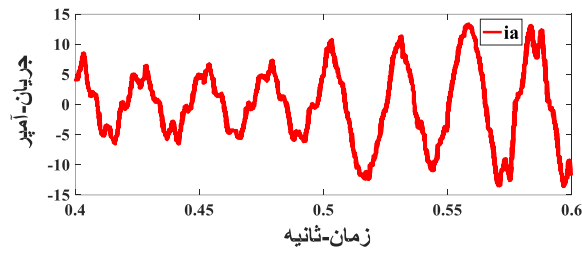
توان نامی ماشین	11 kw
سرعت نامی	1500 rpm
گشتاور نامی	70 Nm
تعداد جفت قطب‌ها	۳
مقاومت استاتور	4.5 ohm
اندوکتانس محور d	0.035 H
اندوکتانس محور q	0.055 H
شار مغناطیسی دائم	0.55 wb
اینرسی حرکتی بار ماشین	0.021 kg*m ²

ابتدا، عملکرد حالت پایدار زمانی مورد بررسی قرار می‌گیرد که ماشین در ۸۰۰ دور در دقیقه (rpm) با بار ۷۰ نیوتن متر (N.m) کار کند. از شکل ۸ مشاهده می‌شود که دامنه جریان فاز به ۱۵ آمپر در ۷۰ نیوتن متر می‌رسد (شکل ۱۰). کیفیت جریان DBCC مستقیم و روش MPCC معمولی بسیار ضعیف‌تر از روش پیشنهادی است که ناشی از مقدار زیاد جریان‌های هارمونیک در زیر فضای x-y است. همچنین مشاهده می‌شود که جریان‌های هارمونیک روش پیشنهادی تقریباً صفر و جریان فاز سینوسی ارائه می‌شود. در این بین قابل مشاهده است که بزرگی جریان‌های هارمونیک DBCC مستقیم بزرگ‌تر از MPCC معمولی است. این را می‌توان با این واقعیت که مؤلفه‌های x-y در MPCC معمولی، کمتر سرکوب می‌شوند توضیح داد. در حالی که روش مستقیم DBCC نمی‌تواند هارمونیک‌های زیر فضای x-y را تنظیم کند (شکل ۹).

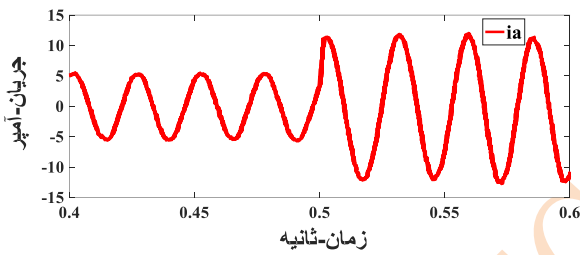
کیفیت جریان برای روش DBCC مستقیم و MPCC معمولی در ۷۰ نیوتن متر بهتر از ۳۵ نیوتن متر است.



(الف) روش DBCC.

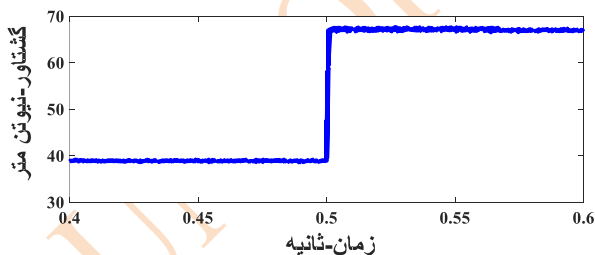


(ب) روش MPCC.

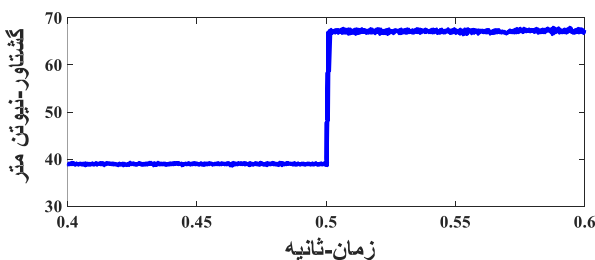


(ج) روش پیشنهادی.

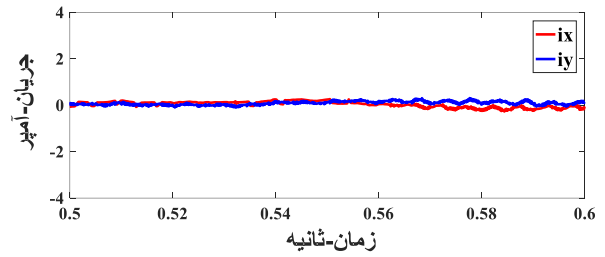
شکل ۱۱- پاسخ دینامیکی با تغییر بار ناگهانی زیر ۸۰۰ دور در دقیقه. (الف) جریان فاز روش DBCC مستقیم. (ب) جریان فاز روش MPCC مرسوم. (ج) جریان فاز روش پیشنهادی.



(الف) روش DBCC.

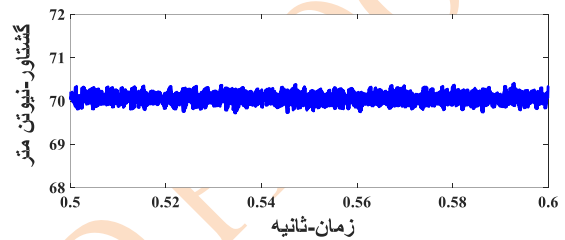


(ب) روش MPCC.

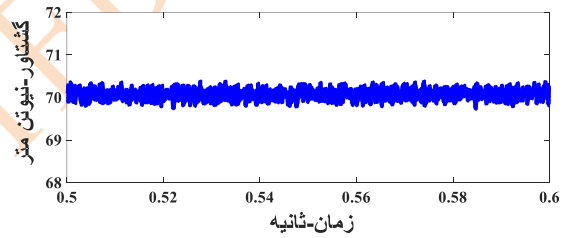


(ج) روش پیشنهادی.

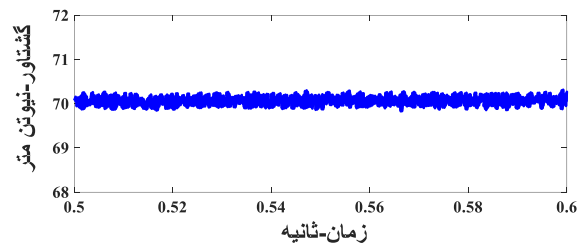
شکل ۹- عملکرد حالت پایدار ماشین زیر ۸۰۰ دور در دقیقه با بار ۷۰ نیوتن متر. (الف) جریان محور X,Y روش DBCC مستقیم. (ب) جریان محور X,Y روش MPCC مرسوم. (ج) جریان محور X,Y روش پیشنهادی.



(الف) روش DBCC.



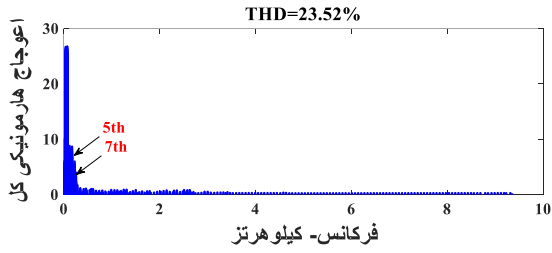
(ب) روش MPCC.



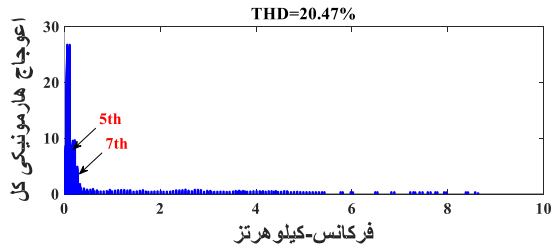
(ج) روش پیشنهادی.

شکل ۱۰- عملکرد حالت پایدار ماشین زیر ۸۰۰ دور در دقیقه با بار ۷۰ نیوتن متر. (الف) گشتاور روش DBCC مستقیم. (ب) گشتاور روش MPCC مرسوم. (ج) گشتاور روش پیشنهادی.

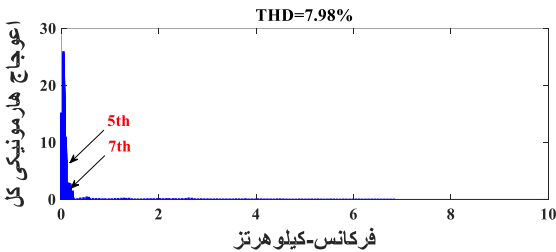
در حالت بعد، پاسخ دینامیکی با تغییر بار ناگهانی ماشین بررسی شده است، همان‌طور که در شکل ۱۱ نشان داده شده در ۰.۵ ثانیه از ۳۵ نیوتن متر به ۷۰ نیوتن متر تغییر کرده است و کیفیت جریان فاز نیز با عملکرد در شکل ۸ مطابقت دارد. همچنین در شکل ۱۲ مشاهده می‌شود که فرمان گشتاور، صاف و سریع ردیابی می‌شود. علاوه بر این،



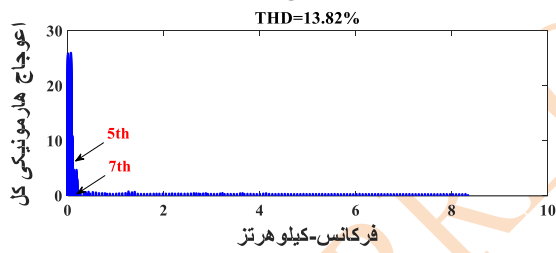
(الف)



(ب)

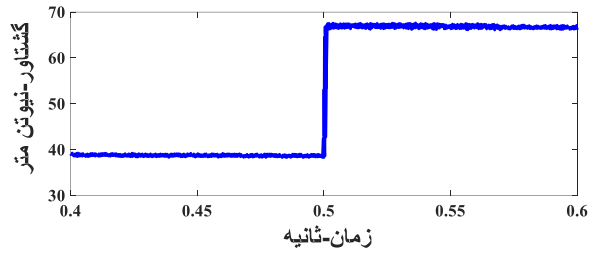
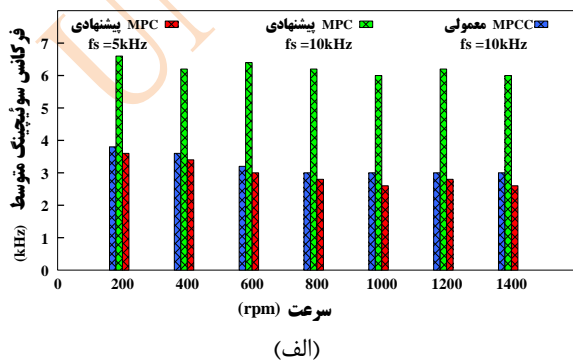


(ج)



(د)

شکل ۱۳- تحلیل THD جریان فاز ia برای هر سه روش. (الف) روش DBCC مستقیم، (ب) روش MPCC مرسوم، (ج) روش پیشنهادی با فرکانس نمونه برداری ۱۰ کیلوهرتز، (د) روش پیشنهادی با فرکانس نمونه برداری ۵ کیلوهرتز.



(ج) روش پیشنهادی.

شکل ۱۲- پاسخ دینامیکی با تغییر بار ناگهانی زیر ۸۰۰ دور در دقیقه. (الف) گشتاور روش DBCC مستقیم، (ب) گشتاور روش MPCC مرسوم، (ج) گشتاور روش پیشنهادی.

شکل ۱۲ اعوجاج هارمونیکی کل (THD) جریان یک فاز برای این چهار روش به ترتیب ۲۳.۵۲٪، ۲۰.۴۷٪، ۷.۹۸٪ و ۱۳.۸۲٪ را ارائه می دهد.

نمودار بزرگنمایی هارمونیک ها در مرتبه پایین برای تجسم بهتر ارائه شده است. فرکانس اصلی شکل موج جریان ۴۰ هرتز (۸۰۰ rpm) است و مقدار زیادی هارمونیک های ۵ و ۷ را می توان در شکل ۱۲ (الف) و (ب) مشاهده کرد در حالی که در شکل ۱۲ (ج) و (د) می توان متوجه شد که هارمونیک های ۵ و ۷ و همچنین هارمونیک های مرتبه بالاتر کاهش یافته اند. علاوه بر این، فرکانس سوئیچینگ متوسط MPCC معمولی، MPC پیشنهادی در ۱۰ کیلوهرتز و ۵ کیلوهرتز به صورت ۳۵۱۰ هرتز، ۲۰۵ هرتز و ۳۳۴۰ هرتز به ترتیب اندازه گیری می شوند. بنابراین تأیید می شود که روش MPC پیشنهادی می تواند عملکرد حالت پایدار بسیار بهتری را با یک فرکانس سوئیچینگ کمتر ارائه دهد. هر چند فرکانس سوئیچینگ روش DBCC مستقیم، ثابت است اما عملکرد جریان آن ضعیف است. این به این دلیل است که DBCC مستقیم و MPCC معمولی همیشه در زیر فضای x-y ولتاژ تولید می کنند که منجر به جریان های هارمونیکی بالا می شوند. برای بررسی بیشتر فرکانس سوئیچینگ متوسط روش MPCC مرسوم و روش پیشنهادی، تحت شرایط مختلف سرعت با نیم بار و بار نامی، به ترتیب در شکل ۱۳ نشان داده شده اند. مشاهده می شود که روش پیشنهادی با فرکانس نمونه برداری ۱۰ کیلوهرتز همیشه بالاترین میانگین فرکانس سوئیچینگ را در همه موارد معرفی می کند. همچنین زمانی که فرکانس نمونه برداری به ۵ کیلوهرتز کاهش می یابد، متوسط فرکانس سوئیچینگ آن کمتر از MPCC مرسوم است.

(ب)

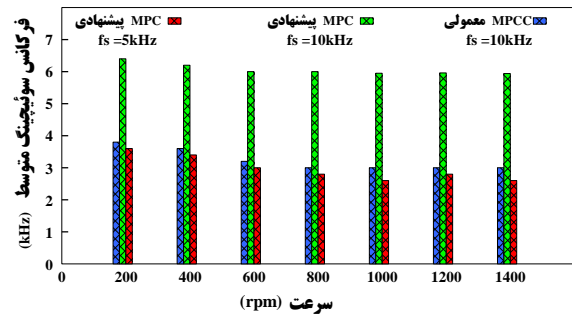
شکل ۱۵- تحلیل THD جریان فاز برای همه روش‌ها در شرایط بار مختلف تحت (الف) ۵۰۰ دور در دقیقه و (ب) ۱۰۰۰ دور در دقیقه.

در عین حال، THD جریان فاز روش پیشنهادی، MPCC معمولی و DBCC مستقیم با شرایط بار مختلف تحت ۵۰۰ دور در دقیقه و ۱۰۰۰ دور در دقیقه در شکل ۱۵ (الف) و (ب) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی می‌تواند به‌طور قابل‌توجهی در مقایسه با MPCC معمولی و DBCC مستقیم تحت همان فرکانس نمونه‌برداری THD جریان را کاهش دهد. حتی با کاهش فرکانس نمونه‌گیری به نصف، به لطف تنظیم مؤلفه‌های هارمونیک $x-y$ توسط بردارهای مجازی، THD جریان فاز روش پیشنهادی هنوز کمتر از روش DBCC مستقیم و معمولی MPCC است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک MPC مبتنی بر RVV جدید با جریان‌های هارمونیک سرکوب شده و بار محاسباتی کاهش یافته برای یک موتور PMSM شش‌فاز نامتقارن پیشنهاد شده است. سهم عمده این کار عبارتند از: (۱) دو گروه از بردارهای مجازی با هدف کاهش جریان هارمونیک ترکیب می‌شوند. (۲) راه حل DBCC برای محاسبه RVV و انتخاب نامزدهای بردار ولتاژ مناسب اتخاذ می‌شود. بنابراین زمان محاسبات را به میزان قابل‌توجهی کاهش می‌دهد. (۳) یک تابع هزینه جدید برای ارزیابی مستقیم خطا بین RVV و بردارهای مجازی انتخاب شده تعریف شده است که به‌طور قابل‌توجهی مدل پیش‌بینی را ساده می‌کند و نیازی به تنظیم ضریب وزنی وجود ندارد. (۴) ۱۸ بردار مجازی با توالی‌های سوئیچینگ PWM غیر استاندارد با بردارهای مجازی معادل با توالی‌های سوئیچینگ PWM استاندارد جایگزین می‌شوند که در آن همه بردارهای مجازی می‌توانند به راحتی به صورت عملی پیاده‌سازی شوند. روش MPC پیشنهادی می‌تواند جریان‌های فاز با کیفیت توان بسیار بهتری را نسبت به DBCC مستقیم و روش MPCC معمولی ارائه دهد. بر این اساس نتایج شبیه‌سازی، اعتبارسنجی روش MPC پیشنهادی را تایید می‌کند.

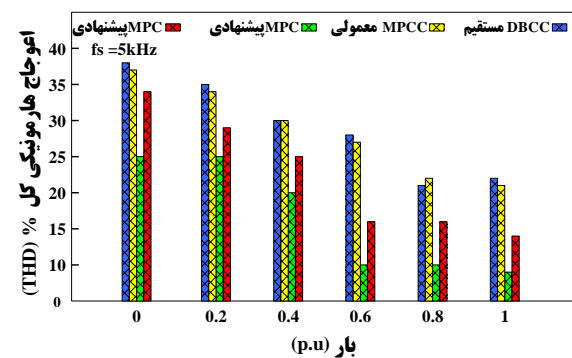
تقدیر و تشکر



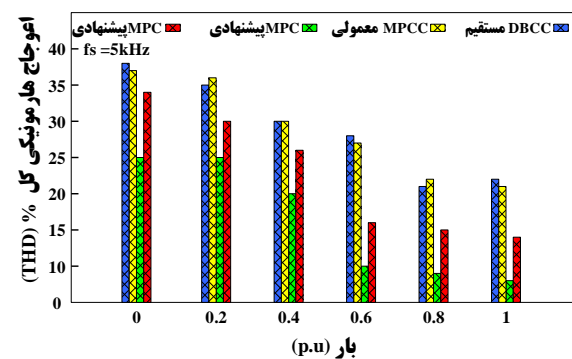
(ب)

شکل ۱۴- متوسط فرکانس سوئیچینگ اندازه‌گیری شده برای همه روش‌ها تحت شرایط سرعت مختلف بار (الف) نیم بار و (ب) بار نامی.

همچنین می‌توان جریان‌های هارمونیک در زیرفضای $x-y$ را به خوبی سرکوب کرد (THD جریان ia برابر ۸.۳۲٪ است) که در اینجا ۱۳ بردار پیش‌بین درگیر هستند و بنابراین زمان محاسبات زیادی را معرفی می‌کند. یکی دیگر از مزایای روش MPC پیشنهادی کاهش تعداد تکرارهای بردارهای پیش‌بین از ۱۳ به ۳ است. کل زمان اجرا DBCC مستقیم، MPCC معمولی و روش پیشنهادی به ترتیب به صورت $30.8 \mu s$ ، $54.2 \mu s$ و $55.6 \mu s$ اندازه‌گیری می‌شود. زمان اجرای روش‌های MPC بسیار بزرگتر از روش DBCC مستقیم است و ویژگی ذاتی کنترل MPC، زمان محاسبه بزرگ آن است.



(الف)



(ب)

با تشکر از دانشگاه شهید چمران اهواز که بستر مناسبی برای انجام پژوهش مورد نظر ایجاد نمودند.

تعارض منافع

نویسندگان اعلام می‌کنند که در مورد انتشار این مقاله تعارض منافع وجود ندارد.

تاییدیه اخلاقی

نویسندگان متعهد می‌شوند که مطالب این مقاله را در هیچ مجله دیگری به چاپ نرسانده‌اند.

مشارکت‌های نویسندگان

پیمان میرزایی پور: روش شناسی، تحقیق و گردآوری، نوآوری، شبیه سازی، پردازش داده ها، آنالیز و تحلیل نتایج،

نگارش و تهیه پیش‌نویس اصلی.

سید قدرت‌اله سیف السادات: ایده پرداز، راهنمایی، نظارت بر پژوهش، بررسی و ویرایش پیش‌نویس اصلی، بررسی منابع.

محسن صنیعی: راهنمایی، ارزیابی نتایج، بازبینی مقاله. سید سعیداله مرتضوی: مشاوره، همکاری در نوشتن پیش‌نویس مقاله، اعتبار سنجی روش.

منابع مالی

این پژوهش مستخرج از رساله دکتری است و در انجام آن هیچ منابع مالی مورد استفاده قرار نگرفته است.

۶- مراجع

- [1] X. Li, Y. Wang, X. Guo, X. Cui, S. Zhang and Y. Li, "An Improved Model-Free Current Predictive Control Method for SPMSM Drives," in *IEEE Access*, (2021): vol. 9, pp. 134672-134681.
- [2] P. Gonçalves, S. Cruz and A. Mendes. "Fault-Tolerant Predictive Current Control of Six-Phase PMSMs with a Single Isolated Neutral Configuration. " *Machines* (2022): 10, 1152.
- [3] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz and A. M. S. Mendes, "Disturbance Observer Based Predictive Current Control of Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines for the Mitigation of Steady-State Errors and Current Harmonics," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (2022): vol. 69, no. 1, pp. 130-140.
- [4] Bicheng Lei, Lingwei Wu, Zhiming Lin, Pan Mei, "Harmonic Current Suppression of Dual Three-Phase PMSM Based on Model Predictive Direct Torque Control," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. .(2021): Article ID 3043673, 10.
- [5] S. He, Y. Li, Z. Shuai, Y. Zhang, J. Gai and G. Zhou, "Virtual-Vector-Based FCS Model Predictive Current Control with Duty Cycle Optimization for Dual Three-Phase Motors,"(2021): *J. Phys.: Conf. Ser.* 1754 012083.
- [6] P. Gonçalves, S. Cruz and A. Mendes, "Finite Control Set Model Predictive Control of Six-Phase Asymmetrical Machines An Overview , " *Energies*, August. (2019): vol.12, no. 4, pp. 4693-4703.
- [7] O. Gonzalez et al., "Model Predictive Current Control of Six-phase Induction Motor Drives using Virtual Vectors and Space Vector Modulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, March. (2022): vol. 37, no. 7, pp. 7617-7628.
- [8] P. P. Das, S. Satpathy and S. Bhattacharya, "A Voltage Injection-Based Current Harmonics Suppression Strategy for Six-Phase PMSM With Nonsinusoidal Back EMF," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, , Jan. (2024): vol. 5, no. 1, pp. 285-297.
- [9] H. Wang, J. Hu, Y. Li and Z. Wang, "Dynamic Modeling for Interturn Short Circuit Faults in Symmetrical Six-Phase FSCW-PMSMs With Unaligned Fault Coil," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Feb. (2024): vol. 39, no. 2, pp. 2721-2730.
- [10] J. Zhang and F. Yu, "A Novel Model Predictive Current Control for Asymmetrical Six-Phase PMSM Drives With an Optimum Duty-Cycle Calculation Scheme," in *IEEE Access*, (2023): vol. 11, pp. 8096-8107.
- [11] Y. Luo and C. Liu, "A Flux Constrained Predictive Control for a Six-Phase PMSM Motor With Lower Complexity," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July (2019): vol. 66, no. 7, pp. 5081-5093.
- [12] Y. Luo and C. Liu, "Multi-Vector-Based Model Predictive Torque Control for a Six-Phase PMSM Motor With Fixed Switching Frequency," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Sept. (2019): vol. 34, no. 3, pp. 1369-1379.
- [13] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz and A. M. S. Mendes, "Disturbance Observer Based Predictive Current Control of Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines for the Mitigation of Steady-State Errors and Current Harmonics," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jan. (2022): vol. 69, no. 1, pp. 130-140,
- [14] Y. Luo and C. Liu, "Elimination of Harmonic Currents Using a Reference Voltage Vector Based-Model Predictive Control for a Six-Phase PMSM Motor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, July (2019): vol. 34, no. 7, pp. 6960-6972.
- [15] Y. Luo and C. Liu, "Model Predictive Control for a Six-Phase PMSM Motor With a Reduced-Dimension Cost Function," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Feb. (2020): vol. 67, no. 2, pp. 969-979.

- [16] P. Gonçalves, S. Cruz.; A. Mendes. "Finite Control Set Model Predictive Control of Six-Phase Asymmetrical Machines. —An Overview. *Energies* (2019): 12, 4693.
- [17] J. Xu, M. Odavic, Z. -Q. Zhu, Z. -Y. Wu and N. M. A. Freire, "Modulation Restraint Analysis of Space Vector PWM for Dual Three-Phase Machines Under Vector Space Decomposition," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. (2021): vol. 36, no. 12, pp. 14491-14507.
- [18] W. Liao, M. Lyu, S. Huang, Y. Wen, M. Li and S. Huang, "An Enhanced SVPWM Strategy Based on Vector Space Decomposition for Dual Three-Phase Machines Fed by Two DC-Source VSIs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Aug. (2021): vol. 36, no. 8, pp. 9312-9321.
- [19] R. T. Arumalla, S. Figarado, K. Panuganti and N. Harischandrapa, "Selective Lower Order Harmonic Elimination in DC-AC Converter Using Space Vector Approach," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Aug. (2021): vol. 68, no. 8, pp. 2890-2894.
- [20] Z. Wang, Y. Wang, J. Chen and Y. Hu, "Decoupled Vector Space Decomposition Based Space Vector Modulation for Dual Three-Phase Three-Level Motor Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Dec. (2018): vol. 33, no. 12, pp. 10683-10697.
- [21] D. Woldegiorgis and H. A. Mantooh, "A Modified Neutral-point Voltage Control Strategy for Three-level Inverters Based on Decomposition of Space Vector Diagram," in *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 6, no. 2, pp. June (2022): 124-134.
- [22] J. Xu, M. Odavic, Z. -Q. Zhu, Z. -Y. Wu and N. Freire, "A Novel Space Vector PWM Technique With Duty Cycle Optimization Through Zero Vectors for Dual Three-Phase PMSM," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Dec. (2022): vol. 37, no. 4, pp. 2271-2284.
- [23] W. Li, P. Song, Q. Li, Z. Li and N. C. Kar, "Open-Phase Fault Modeling for Dual Three-Phase PMSM Using Vector Space Decomposition and Negative Sequence Components," in *IEEE Transactions on Magnetics* Aug. (2022):, vol. 58, no. 8, pp. 1-6.
- [24] D. Zhou, K. Luo, Z. Shen and J. Zou, "Vector-Space-Decomposition-Based Power Flow Control of Single-Stage-Multiport-Inverter-Fed PMSM Drive for Hybrid Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aug. (2024): vol. 71, no. 8, pp. 8514-8524.
- [25] T. Li, R. Ma and W. Han, "Virtual-Vector-Based Model Predictive Current Control of Five-Phase PMSM With Stator Current and Concentrated Disturbance Observer," in *IEEE Access*, (2020): vol. 8, pp. 212635-212646.