

Direct Torque and Flux Control Using Rotating Vectors and Virtual Vectors in Matrix Converter for PMSM Drive to Minimize Common Mode Voltage

Hadi Afsharirad¹, Sara Misaghi²

¹ Assistant Professor, Faculty of Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran
h.afsharirad@azaruniv.ac.ir

² M.Sc Student, Faculty of Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran
sara.misaghi@azaruniv.ac.ir

Abstract:

The use of rotating vectors in the matrix converter naturally causes the value of the common mode voltage to zero, and this is the reason why they have gained special importance. Using these vectors alone, in addition to complexity, increases torque ripple and current harmonics in direct torque control. To solve this problem, virtual vectors are used, but using virtual vectors alone will increase the switching frequency. Therefore, in the proposed method, both rotating vectors and virtual vectors will be used. In this method, the virtual vectors are placed in line with the active vectors, and the rotating vectors rotate clockwise and counterclockwise alternately in the coordinate plane. The set of these vectors can be uniformly distributed in the coordinate plane. Therefore, the use of both types of rotating and virtual vectors will reduce the switching frequency in addition to reducing torque ripple and current harmonics. The simulation results show the efficiency of this method.

Keywords: Matrix Converter, Direct Torque Control, Rotating Vector, Permanent Magnet Synchronous Motor.

Article Type: Research

Received: 05. 11. 2023

Revised: 02. 07. 2024

Accepted: 11. 08. 2024

Corresponding author: Hadi Afsharirad.

Corresponding author's address: East Azarbaijan Province, Tabriz, 35 km from Tabriz- Maraghe Road, Azerbaijan
Shahid Madani University, Faculty of Engineering



1. Motivation of the work

Permanent magnet synchronous motors (PMSMs) have gained significant popularity in industrial applications due to their high power density, fast dynamic response, simple structure, stable parameters, low noise, and high efficiency. The use of direct torque control (DTC) in PMSM drives powered by matrix converters has become prevalent due to its high control performance for flux and torque, independence from motor parameters, lack of need for pulse width modulation, simple structure, and no requirement for transformation to a rotating reference frame [1]. However, matrix converters face challenges, particularly with common-mode voltage (CMV), which can cause shaft voltage, leakage current, and bearing current. These issues can lead to noise, electromagnetic interference, and potential damage to electronic devices in power converters. To address this, various software and hardware methods have been proposed to reduce CMV [2]. Among these, the use of rotating voltage vectors in matrix converters has gained special importance due to their natural ability to produce zero common-mode voltage [3]. This research focuses on developing a novel method for direct torque control of PMSMs using matrix converters, aiming to reduce torque ripple and current harmonics while maintaining the CMV reduction benefits of rotating vectors. The proposed method combines virtual vectors derived from rotating voltage vectors with a new switching table, potentially leading to reduced switching frequency, lower switching losses, and improved overall performance. This approach seeks to maximize the converter's voltage capacity utilization while ensuring the availability of suitable voltage vectors in all control regions.

2. Contributions

This study introduces a novel approach to direct torque control (DTC) for PMSMs using matrix converters, offering significant advantages over existing methods. The proposed technique combines rotating and virtual voltage vectors in an innovative switching table, optimizing vector utilization and maximizing available voltage capacity. This strategy reduces switching frequency and losses compared to conventional methods, while minimizing torque ripple and current harmonics. A key feature is the introduction of a zero voltage vector, created by summing three balanced vectors, which adds an extra hysteresis level in torque control. This element, previously avoided due to common-mode voltage concerns, further enhances torque ripple reduction. The comprehensive approach optimizes vector selection based on 60-degree distributions, addressing limitations of previous techniques and potentially offering superior overall system performance.

3. Procedures

The new approach improves direct torque control of permanent magnet synchronous motors using matrix converters by creating a novel switching table that combines virtual and rotating voltage vectors. It reduces

switching frequency and losses while maximizing converter capacity utilization. The method strategically uses rotating vectors where sufficient and adds virtual vectors when needed, based on 60-degree distributions. Uniquely, it incorporates a zero voltage vector by summing three balanced vectors, adding an extra hysteresis level in torque control, which was previously avoided due to common-mode voltage concerns. This comprehensive strategy aims to optimize vector selection, reduce torque ripple and current harmonics, and enhance overall system efficiency and performance compared to conventional methods.

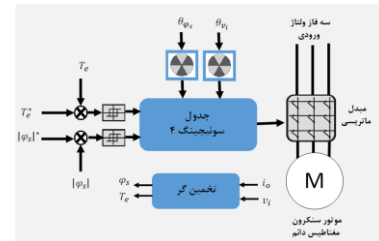


Figure (1): Control block diagram of the proposed method - Direct torque control using rotating and virtual vectors

4. Findings

The proposed method for DTC of PMSMs using matrix converters presents significant improvements over conventional approaches. Key findings include the achievement of zero common mode voltage, which is crucial for reducing electromagnetic interference and motor bearing currents. The new approach demonstrates a substantial reduction in torque ripple, with only 30% ripple compared to the conventional method's 5 times higher ripple. Additionally, the THD of both input and stator currents is reduced, with input current THD decreasing from 18.2% to 13.89% and stator current THD from 16.08% to 14.02%. The method also shows enhanced dynamic performance during speed and load torque changes, maintaining stability and accurate tracking of reference values across a wide operating range.

These improvements are particularly significant as they address several critical challenges in PMSM control using matrix converters without requiring additional hardware, thus reducing system complexity and cost. The efficient switching strategy, combining rotating and virtual vectors, optimizes vector selection and maximizes converter capacity utilization. The method's ability to operate stably across various speed and load conditions, including sudden changes from no-load to high load (up to 200 N.m), enhances its applicability in diverse industrial settings. By offering smoother operation, potentially longer motor life, and improved overall system efficiency and flexibility, this research makes a valuable contribution to the field of motor control. The proposed approach could lead to significant performance improvements in various industrial applications where PMSMs are used, making it a promising advancement in electric drive technology.

5. Conclusion

The proposed method for the permanent magnet motor drive utilizes direct torque control and a matrix converter based on rotating and virtual vectors. The use of rotating vectors alone increases torque ripple and harmonics in the input and stator currents because there are certain time intervals when a suitable voltage vector for switching does not exist. To address these issues, virtual vectors are used, which alone increase the switching frequency because two voltage vectors are used for switching in each duty cycle. Therefore, we simultaneously use rotating and virtual vectors, which not only reduce the switching frequency and consequently the switching losses, but also reduce the total harmonic distortion compared to the conventional method. The steady-state and transient performance of this method is as good as the conventional method. Simulation results show that in this paper, the torque ripple in steady-state is 30%, which is 0.2 times that of the conventional method. Moreover, using this method, the stator current harmonics are reduced to 14.02%, whereas in the conventional method, this ripple is 16.08%. Thus, both the electromagnetic torque and stator current parameters have improved, indicating the effectiveness of the proposed method.

کنترل مستقیم گشتاور و شار با استفاده از بردارهای دوار و بردارهای مجازی در مبدل ماتریسی برای درایو موتور سنکرون مغناطیس دائم جهت حداقل سازی ولتاژ حالت مشترک

هادی افشاری راد^۱، سارا میثاقی^۲

۱- استادیار- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان- تبریز- ایران

h.afsharirad@azaruniv.ac.ir

۲- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان- تبریز- ایران

sara.misaghi@azaruniv.ac.ir

چکیده: استفاده از بردارهای دوار در مبدل ماتریسی به طور طبیعی باعث صفر شدن مقدار ولتاژ حالت مشترک می‌شود و به همین دلیل است که اهمیت ویژه‌ای یافته‌اند. استفاده از این بردارها به تنهایی علاوه بر پیچیدگی جدول جست و جو باعث افزایش رپل گشتاور و هارمونیک‌های جریان در کنترل مستقیم گشتاور می‌شود. برای رفع این مشکل از بردارهای مجازی استفاده می‌شود ولی استفاده از بردارهای مجازی به تنهایی باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ خواهد شد. بنابراین در روش پیشنهادی از هر دو بردارهای دوار و مجازی استفاده شده است. در این روش بردارهای مجازی در راستای بردارهای اکتیو قرار گرفته و برداری‌های دوار در صفحه‌ی مختصات متناوباً به صورت ساعتگرد و پاد ساعتگرد دارای چرخش می‌باشد. مجموعه‌ی این بردارها به صورت یکنواخت در صفحه‌ی مختصات می‌تواند توزیع شود. بنابراین استفاده از هر دو نوع بردار دوار و مجازی علاوه بر کاهش رپل گشتاور و هارمونیک جریان، فرکانس سوئیچینگ را نیز کاهش خواهد داد. نتایج شبیه سازی به خوبی نمایانگر کارآمدی این روش می‌باشد.

کلمات کلیدی: مبدل ماتریسی، کنترل مستقیم گشتاور، بردارهای دوار، موتورهای سنکرون مغناطیس دائم

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۲/۸/۱۴

بازنگری: ۱۴۰۳/۰۴/۱۲

پذیرش: ۱۴۰۳/۰۵/۲۱

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر هادی افشاری راد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تبریز - ۳۵ کیلومتری جاده تبریز مراغه - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - دانشکده‌ی فنی و مهندسی

۱- مقدمه

موتوهای سنکرون مغناطیس دائم با توجه به ویژگی‌های آن‌ها محبوبیت زیادی در کاربردهای صنعتی یافته‌اند، که از جمله‌ی این ویژگی‌ها می‌توان به چگالی توان بالا، پاسخ دینامیکی سریع، ساختار ساده، پارامترهای پایدار، نویز کم و راندمان بالا اشاره نمود [۱-۵]. استفاده از کنترل مستقیم گشتاور در درایو موتورهای سنکرون مغناطیس دائم که با مبدل ماتریسی تغذیه می‌شوند، به دلیل ویژگی‌هایی چون عملکرد بالای کنترلی شار و گشتاور، عدم وابستگی به پارامترهای موتور، عدم نیاز به مدولاسیون پهنای پالس، ساختار ساده و عدم نیاز به تبدیل به قاب مرجع دوار، بسیار متداول می‌باشد [۶-۷].

مبدل ماتریسی یک مبدل توان تک مرحله‌ای است که می‌تواند یک بار با m فاز را به وسیله‌ی یک منبع n فازی بدون هیچ گونه عنصر ذخیره ساز و لینک DC تغذیه کند [۸]. هم‌چنین مبدل ماتریسی دارای مزایایی مانند چگالی توان بالا، ساختار فشرده، جریان توان دوطرفه، آلودگی هارمونیک کم برای شبکه‌ی قدرت می‌باشد. بنابراین باعث می‌شود مبدل ماتریسی جایگزین مناسبی برای مبدل‌های معمولی با لینک DC باشد [۹-۱۰]. علارغم همه‌ی ویژگی‌های گفته شده مبدل‌های ماتریسی دارای مشکلات زیادی هم‌چون طراحی فیلترهای ورودی، الگوریتم کنترل تحت ولتاژ ورودی نامتعادل و از همه مهم‌تر ولتاژ حالت مشترک است، که باید حل شوند [۱۱]. ولتاژ حالت مشترک با مقدار dv/dt بالا و فرکانس کلید زنی بالا علت اصلی وجود ولتاژ شفت، جریان ناشی و جریان بلبرینگ می‌باشد [۱۲]. جریان ناشی باعث تولید نویز و تداخل الکترومغناطیسی می‌شود که می‌تواند باعث ایجاد نقص در دستگاه‌های الکترونیکی موجود در مبدل‌های توان شود [۱۳]. بنابراین تکنیک‌هایی جهت حل این مشکل مورد نیاز است.

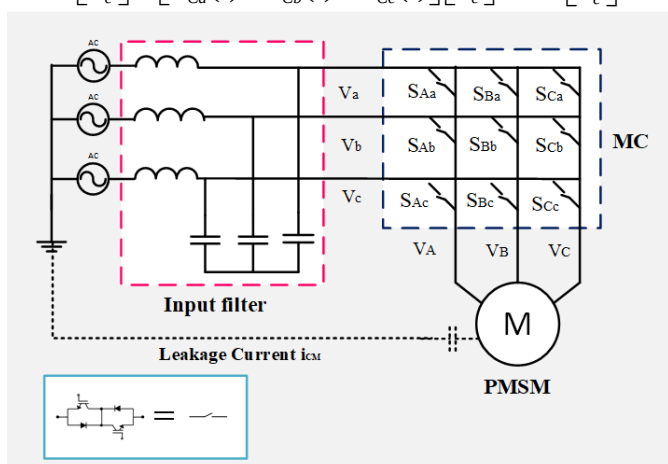
روش‌های کاهش ولتاژ حالت مشترک به دو دسته‌ی روش‌های نرم افزاری و روش‌های سخت افزاری تقسیم می‌شوند. روش‌های سخت افزاری که با اضافه کردن المان سخت افزاری حاصل می‌شود، باعث افزایش هزینه و کاهش چگالی توان می‌شود و روش‌های نرم افزاری که از جمله‌ی آن‌ها می‌توان به روش‌های مدولاسیون اشاره کرد، باعث دشواری در اجرا می‌شود چراکه محاسبه‌ی دیوتی سایکل در این روش بسیار پیچیده است [۱۴-۱۵]. از طرفی مبدل‌های ماتریسی دارای تعداد زیادی بردارهای فضایی می‌باشد که این بردارها برای کنترل مستقیم گشتاور مناسب بوده و در سه دسته جای می‌گیرند. دسته‌ی اول بردارهای اکتیو هستند که دارای راستای ثابت بوده اما دامنه‌ی آن‌ها متناسب با زمان تغییر می‌کند. دسته‌ی دوم بردارهای دوار بوده که در جهت و خلاف جهت عقربه‌های ساعت و با سرعت w دارای چرخش بوده ولی دامنه‌ی آن‌ها مقدار ثابتی دارد و دارای ویژگی طبیعی تولید ولتاژ حالت مشترک صفر می‌باشد و نهایتاً دسته‌ی سوم که بردارهای صفر نامیده شده و می‌توانند در خروجی مبدل ولتاژ صفر را ایجاد کنند [۱۶]. با توجه به اهمیت کاهش ولتاژ حالت مشترک و

ویژگی طبیعی بردارهای دوار، استفاده از بردارهای دوار برای کنترل موتور سنکرون مغناطیس دائم با استفاده از مبدل ماتریسی اهمیت ویژه‌ای یافته است. در مقاله [۱۷] یک روش کنترل بر اساس مدولاسیون بردار فضایی پیشنهاد شده است و در این مقاله عیب اصلی استفاده از بردارهای دوار داشتن نسبت پایین انتقال ولتاژ گزارش شده است، که مقدار آن 0.5 می‌باشد. اما در مقاله‌ی [۱۸] اثبات شده که میزان انتقال ولتاژ در روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از بردارهای دوار برابر 0.833 می‌باشد.

در مقاله‌ی [۱۹] روشی جدید برای کنترل موتور با استفاده از جدول جستجوی مبتنی بر بردارهای دوار معرفی شده است. این روش از بخش‌بندی پویا برای تعیین اهداف کنترلی استفاده می‌کند، که در آن بردارهای ولتاژ بر اساس اختلاف زاویه بین ولتاژ ورودی و بردار شار شماره‌گذاری می‌شوند. مرزبندی این بخش‌ها با توجه به زاویه بردارها و موقعیت بردار ولتاژ اول تعیین می‌شود. سپس، با استفاده از اصول کنترل مستقیم گشتاور، این بردارها به موتور اعمال می‌شوند. این روش ولتاژ حالت مشترک را حذف می‌کند، اما در مقایسه با روش‌های استفاده کننده از بردارهای فعال، منجر به افزایش رپیل گشتاور و هارمونیک جریان می‌شود. این مشکل ناشی از عدم وجود بردار ولتاژ مناسب برای سوئیچینگ در برخی نواحی کنترلی و متغیر بودن زاویه بردارهای ولتاژ نسبت به ولتاژ ورودی است. در مقاله [۲۰] روشی ساده‌تر برای کنترل موتور معرفی شده است که از یک جدول جستجوی چند بعدی استفاده می‌کند. در این روش، جدول مناسب بر اساس زاویه ولتاژ ورودی انتخاب و به موتور اعمال می‌شود. با توجه به توزیع همگن بردارهای ولتاژ در هر 60° درجه، امکان تشکیل جدول سوئیچینگ و اعمال آن برای تغییرات 60° درجه آینده فراهم می‌شود. این رویکرد ساده‌تر، علی‌رغم کارآمدی در اجرا، با چالش افزایش نوسانات گشتاور نسبت به مقاله‌ی [۱۹] روبرو است. در مقاله‌ی [۲۱] روشی نوآورانه برای کاهش رپیل گشتاور و هارمونیک جریان ارائه شده است. این روش، با الهام از تکنیک‌های مدولاسیون، از جمع نابرابر بردارهای ولتاژ دوار استفاده می‌کند. این رویکرد منجر به تولید ۶ بردار اضافی شده و در مجموع ۱۲ بردار ولتاژ ایجاد می‌کند. برای دستیابی به اهداف کنترلی، نواحی کنترلی بر اساس تفاضل زاویه بردار ولتاژ و بردار شار تقسیم‌بندی می‌شوند. نکته قابل توجه این است که بردارهای ولتاژ جدید، مانند بردارهای ولتاژ دوار اصلی، نسبت به ولتاژ ورودی تغییرات زاویه‌ای دارند. این روش پیشرفته با افزایش تعداد بردارهای ولتاژ در دسترس، امکان کنترل دقیق‌تر و کاهش نوسانات را فراهم می‌کند، که می‌تواند به بهبود عملکرد کلی سیستم کنترل موتور منجر شود. در مقاله [۲۲] با استفاده از جمع با نسبت‌های برابر دو بردار ولتاژ که در خلاف جهت یکدیگر می‌چرخند مجموعه بردارهای ولتاژی بدست می‌آیند که به صورت همگن در مختصات $\alpha\beta$ توزیع شده و دارای موقعیت مکانی ثابتی نسبت به ولتاژ ورودی می‌باشند و تنها دامنه‌ی آن‌ها نسبت به ولتاژ ورودی متغیر می‌باشد. بنابراین می‌توان همانند جدول

متصل می‌کند. شماتیک مداری این مبدل در شکل (۱) نمایش داده شده است. در این مدار ۱ بودن سوئیچ‌ها به معنای متصل بودن آن‌ها و ۰ بودن سوئیچ‌ها به معنی قطع بودن سوئیچ‌ها می‌باشد. باتوجه به شکل ۱ رابطه‌ی بین ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل ماتریسی به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$



شکل(۱): شماتیک مداری مبدل ماتریسی سه فاز

جدول(۱): بردارهای فضایی مبدل ماتریسی ۳*۳

حالت مبدل ماتریسی	سوئیچ‌های روشن			دامنه ولتاژ خروجی V_o	زاویه‌ی ولتاژ خروجی θ_{vo}	ولتاژ حالت مشترک
+1	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Cb}	$2/3u_{ab}$	0	$u_{bc}/3$
-1	S_{Ab}	S_{Ba}	S_{Ca}	$-2/3u_{ab}$	0	$u_{ac}/3$
+2	S_{Ab}	S_{Bc}	S_{Cc}	$2/3u_{bc}$	0	$u_{ca}/3$
-2	S_{Ac}	S_{Bb}	S_{Cb}	$-2/3u_{bc}$	0	$u_{ba}/3$
+3	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Ca}	$2/3u_{ca}$	0	$u_{ab}/3$
-3	S_{Aa}	S_{Bc}	S_{Cc}	$-2/3u_{ca}$	0	$u_{cb}/3$
+4	S_{Ab}	S_{Ba}	S_{Cb}	$2/3u_{ab}$	$2\pi/3$	$u_{bc}/3$
-4	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Ca}	$-2/3u_{ab}$	$2\pi/3$	$u_{ac}/3$
+5	S_{Ac}	S_{Bb}	S_{Cc}	$2/3u_{bc}$	$2\pi/3$	$u_{ca}/3$
-5	S_{Ab}	S_{Bc}	S_{Cb}	$-2/3u_{bc}$	$2\pi/3$	$u_{ba}/3$
+6	S_{Aa}	S_{Bc}	S_{Ca}	$2/3u_{ca}$	$2\pi/3$	$u_{ab}/3$
-6	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Cc}	$-2/3u_{ca}$	$2\pi/3$	$u_{cb}/3$
+7	S_{Ab}	S_{Bb}	S_{Ca}	$2/3u_{ab}$	$4\pi/3$	$u_{bc}/3$
-7	S_{Aa}	S_{Ba}	S_{Cb}	$-2/3u_{ab}$	$4\pi/3$	$u_{ac}/3$
+8	S_{Ac}	S_{Bc}	S_{Cb}	$2/3u_{bc}$	$4\pi/3$	$u_{ca}/3$
-8	S_{Ab}	S_{Bb}	S_{Cc}	$-2/3u_{bc}$	$4\pi/3$	$u_{ba}/3$
+9	S_{Aa}	S_{Ba}	S_{Cc}	$2/3u_{ca}$	$4\pi/3$	$u_{ab}/3$
-9	S_{Ac}	S_{Bc}	S_{Ca}	$-2/3u_{ca}$	$4\pi/3$	$u_{cb}/3$
+10	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Cc}	V_{in}	θ_{vi}	0
-10	S_{Aa}	S_{Bc}	S_{Cb}	V_{in}	$-\theta_{vi}$	0
+11	S_{Ab}	S_{Bc}	S_{Ca}	V_{in}	$\theta_{vi}-2\pi/3$	0
-11	S_{Ab}	S_{Ba}	S_{Cc}	V_{in}	$-\theta_{vi}+2\pi/3$	0
+12	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Cb}	V_{in}	$\theta_{vi}+2\pi/3$	0
-12	S_{Ac}	S_{Bb}	S_{Ca}	V_{inS}	$-\theta_{vi}-2\pi/3$	0
0_a	S_{Aa}	S_{Ba}	S_{Cc}	0	-	u_a
0_b	S_{Ab}	S_{Bb}	S_{Cb}	0	-	u_b
0_c	S_{Ac}	S_{Bc}	S_{Ca}	0	-	u_c

جست و جو موجود در اینورتر دو سطحی یک جدول جست و جو برای مبدل ماتریسی تشکیل داد با این تفاوت که بردارهای ولتاژ نسبت به ولتاژ ورودی در هر ناحیه مجدداً شماره گذاری می‌شوند. این روش کنترلی باعث کاهش ریبیل گشتاور و هارمونیک جریان نسبت به روش‌های مرسوم شده است.

در این مقاله یک روش جدید برای کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی ارائه شده است. با توجه به روش ارائه شده در مقاله [۲۳] و استفاده از بردارهای مجازی که از جمع بردارهای ولتاژ دوار بدست آمده اند، می‌توان یک جدول سوئیچینگ جدید بدست آورد که از مجموع بردارهای مجازی و بردارهای دوار استفاده می‌کند. در این صورت فرکانس سوئیچینگ نسبت به این مقاله کاهش یافته و باعث کاهش تلفات سوئیچینگ خواهد شد. علاوه بر این دامنه‌ی بردارهای ولتاژ مجازی نسبت به زمان متغیر هستند که این عامل ممکن است در برخی از بازه‌های کنترلی باعث استفاده از حداکثر ظرفیت ولتاژ در دسترس نشود بنابراین با توجه به بسندگی بردارهای ولتاژ دوار در نواحی کنترلی نیازی به استفاده از بردارهای مجازی نمی‌باشد. بنابراین جدول سوئیچینگ با توجه به توزیع همگن بردارهای ولتاژ در هر ۶۰ درجه و نیازمندی به بردار ولتاژ اضافی خارج از این محدوده تشکیل می‌شود. بنابراین علاوه بر اینکه در تمامی نواحی کنترلی بردار ولتاژ مورد نیاز برای رسیدن به اهداف کنترلی وجود دارد بلکه از حداکثر ظرفیت مبدل استفاده شده و ریبیل گشتاور و هارمونیک جریان کاهش می‌یابد. علاوه بر این در این مقاله از جمع سه بردار ولتاژ متقارن و متعادل بردار ولتاژ صفر استفاده شده که باعث افزایش یک سطح هیستریزس در کنترل گشتاور می‌شود. در روش‌های مرسوم به دلیل اینکه بردار ولتاژ صفر دارای یک مقدار بزرگ ولتاژ حالت مشترک است، از آن استفاده نشده و این بازه‌ی هیستریزس حذف شده بود. بنابراین افزودن یک بازه هیستریزس گشتاور باعث کاهش هرچه بیشتر ریبیل گشتاور می‌شود. برای صحت‌سنجی روش پیشنهادی این روش در محیط MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شده و نتایج حاصل با روش ارائه شده در مقاله‌ی [۲۳] مقایسه شده است.

بخش‌های مختلف این مقاله به این شرح می‌باشد. در بخش (۲) مدل مداری مبدل ماتریسی و چگونگی بدست آمدن بردارهای مجازی با استفاده از بردارهای دوار به تفصیل توضیح داده شده است. در بخش (۳) روش پیشنهادی در مبدل ماتریسی با استفاده از کنترل مستقیم گشتاور توضیح داده شده است و در نهایت در بخش (۴) کارآمدی این روش با استفاده از نتایج حاصل از شبیه‌سازی در محیط MATLAB/Simulink اثبات شده است. در بخش (۵) نیز به بررسی مراجع مورد استفاده در این مقاله پرداخته شده است.

۲- مبدل ماتریسی

مبدل ماتریسی یک مبدل ۳*۳ است که سه خروجی ولتاژ متناوب را به وسیله ۹ سوئیچ دو طرفه به ورودی موتور سنکرون مغناطیس دائم

جدول (۲): جدول محاسبه بردار فضایی

مجموع دو بردار دوار	زاویه	دامنه	بردارهای مجازی
+10, -10	0	$V_{in} \cos \theta_{vi}$	R ₁
+11, -11	0	$V_{in} \cos(\theta_{vi} - 2\pi/3)$	R ₂
+12, -12	0	$V_{in} \cos(\theta_{vi} + 2\pi/3)$	R ₃
+11, -12	$4\pi/3$	$V_{in} \cos \theta_{vi}$	R ₄
+12, -10	$4\pi/3$	$V_{in} \cos(\theta_{vi} - 2\pi/3)$	R ₅
+10, -11	$4\pi/3$	$V_{in} \cos(\theta_{vi} + 2\pi/3)$	R ₆
+12, -11	$4\pi/3$	$V_{in} \cos \theta_{vi}$	R ₇
+10, -12	$4\pi/3$	$V_{in} \cos(\theta_{vi} - 2\pi/3)$	R ₈
+11, 10	$4\pi/3$	$V_{in} \cos(\theta_{vi} + 2\pi/3)$	R ₉
+10, +11, +12	-	0	Z ₊
-10, -11, -12	-	0	Z ₋

مجموع این بردارها در جدول (۲) لیست شده است. همان‌طور که در جدول (۲) مشاهده می‌شود بردارهای مجازی بردارهایی سینوسی هستند که دامنه‌ی آن‌ها با زاویه‌ی ولتاژ ورودی متناوباً تغییر می‌کند. راستای بردارهای مجازی هم راستای بردارهای اکتیو بوده و عملکردی مشابه با عملکرد آن‌ها دارند. با توجه به جدول (۲) می‌توان مشاهده کرد که سه زاویه مختلف برای بردارهای مجازی وجود دارد و زمانی که دامنه‌ی آن‌ها منفی می‌شود زاویه‌ی آن‌ها π درجه شیفت پیدا می‌کند. بنابراین ۹ بردار مجازی با ۶ زاویه مختلف به ترتیب در زوایای $0, \pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3, 5\pi/3$ به وجود می‌آید. بردارهای صفر نیز در مرکز محور مختصات قرار داشته و عملکردی مشابه با عملکرد بردارهای صفر را دارا می‌باشد.

جدول (۳): بردارهای مجازی هم ارز بردارهای اکتیو اینورتر دو

سطحی با توجه به زاویه ولتاژ ورودی						
θ_{vi}	$(0, \pi/3)$	$(\pi/3, 2\pi/3)$	$(2\pi/3, \pi)$	$(\pi, 4\pi/3)$	$(4\pi/3, 5\pi/3)$	$(5\pi/3, 2\pi)$
V ₀	Z ₊					
V ₁	R ₁	R ₂	R ₂	R ₃	R ₃	R ₁
V ₂	R ₆	R ₆	R ₄	R ₄	R ₅	R ₅
V ₃	R ₇	R ₈	R ₈	R ₉	R ₉	R ₇
V ₄	R ₃	R ₃	R ₁	R ₁	R ₂	R ₂
V ₅	R ₄	R ₅	R ₅	R ₆	R ₆	R ₄
V ₆	R ₉	R ₉	R ₇	R ₇	R ₈	R ₈
V ₇	Z ₋					

بردارهای R₃, R₂, R₁ اگر دارای مقدار مثبت باشند در جهت بردار V₁ و اگر دارای مقدار منفی باشند هم جهت با بردار V₄ می‌باشد، بردارهای R₆, R₅, R₄ اگر دارای مقدار مثبت باشند در جهت بردار V₂ و اگر دارای مقدار منفی باشند هم جهت با بردار V₅ هستند و هم چنین بردارهای R₉, R₈, R₇ اگر دارای مقدار مثبت باشند در جهت بردار V₃ و اگر دارای مقدار منفی باشند هم جهت با بردار V₆ می‌باشد. راستای

در رابطه (۱) ولتاژهای V_B, V_A و V_C ولتاژهای فاز خروجی و V_a و V_b ولتاژهای فاز ورودی می‌باشد. ماتریس M نشان دهنده‌ی نحوه‌ی اتصال سوئیچ‌ها در پیکربندی شکل (۱) می‌باشد. خروجی مبدل ماتریسی با منبع جریان مدل شده‌است زیرا که مبدل ماتریسی یک بار القایی را تغذیه می‌نماید و ورودی آن نیز به یک منبع ولتاژ متصل است. بنابراین مجاز نیست در ورودی اتصال کوتاه و در خروجی مدار باز به وجود آید. بنابراین ۲۷ حالت ممکن سوئیچینگ بدست می‌آید که در جدول (۱) نمایش داده شده است.

V_o نمایانگر دامنه ولتاژ و θ_{vo} نمایانگر زاویه ولتاژ خروجی می‌باشد. هم‌چنین V_i نمایانگر ولتاژ ورودی و θ_{vi} نمایانگر زاویه ولتاژ ورودی می‌باشد. در جدول (۱) بردارهای ± 1 تا ± 9 بردارهای اکتیو، بردارهای ± 10 تا ± 12 بردارهای دوار و بردارهای 0a تا 0c بردارهای صفر می‌باشد.

ولتاژ حالت مشترک با استفاده از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$V_{com} = \frac{V_A + V_B + V_C}{3} \quad (2)$$

با توجه به اینکه در استفاده از بردارهای دوار هر خروجی، به یک ورودی ولتاژ متصل است و مجموع ولتاژهای متناوب و متعادل صفر می‌باشد، بنابراین ولتاژ حالت مشترک، در استفاده از این نوع بردارها برابر صفر می‌باشد، همان‌طور که در جدول (۱) نشان داده شده است.

با استفاده از جمع دو بردار دواری که خلاف جهت هم می‌چرخند، یک برداری بدست می‌آید که دارای راستای ثابت و هم جهت با بردارهای اکتیو اینورتر دو سطحی بوده، اما دامنه‌ی آن متناسب با زمان تغییر می‌کند. برای مثال برای بدست آوردن اولین بردار مجازی از جمع دو بردار +10 و -10 استفاده شده است. برای اعمال این بردار مجازی در مبدل ماتریسی در نصف بازه‌ی سوئیچینگ از بردار +10 و در نصف دیگر از بردار -10 استفاده شده است. بنابراین بردار مجازی R₁ به این صورت بدست می‌آید:

$$V_{+10} = V_{in} e^{j\theta_{vi}} = V_{in} (\cos \theta_{vi} + j \sin \theta_{vi}) \quad (3)$$

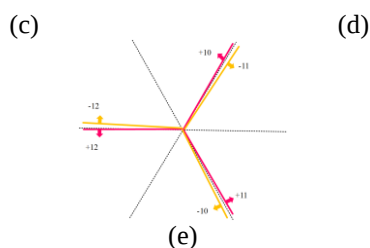
$$(4) \quad V_{-10} = V_{in} e^{-j\theta_{vi}} = V_{in} (\cos \theta_{vi} - j \sin \theta_{vi})$$

$$R_1 = \frac{1}{2}V_{+10} + \frac{1}{2}V_{-10} = V_{in} \cos \theta_{vi} \quad (5)$$

هم‌چنین بردار صفر از مجموع بردارهای ولتاژ متعادل بدست می‌آید؛ برای مثال، در ثلث بازه سوئیچینگ از بردار دوار +10 در ثلث بعدی از بردار +11 و در نهایت از بردار +12 برای ایجاد بردار صفر استفاده شده است. بنابراین بردار Z₊ به این صورت بدست می‌آید:

$$Z_+ = \frac{1}{3}V_{+10} + \frac{1}{3}V_{+11} + \frac{1}{3}V_{+12} = \quad (6)$$

$$\frac{1}{3}V_{in} \sin \theta_{vi} + \frac{1}{3}V_{in} \sin(\theta_{vi} - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{3}V_{in} \sin(\theta_{vi} + \frac{2\pi}{3}) = 0$$



شکل (۲): توزیع بردارهای دوار با توجه به زاویه ولتاژ ورودی θ_{vi} به ترتیب برابر است با:

(a) $\theta_{vi}=0$ (b) $\theta_{vi}=\pi/12$ (c) $\theta_{vi}=\pi/6$ (d) $\theta_{vi}=\pi/4$ (e) $\theta_{vi}=\pi/3$

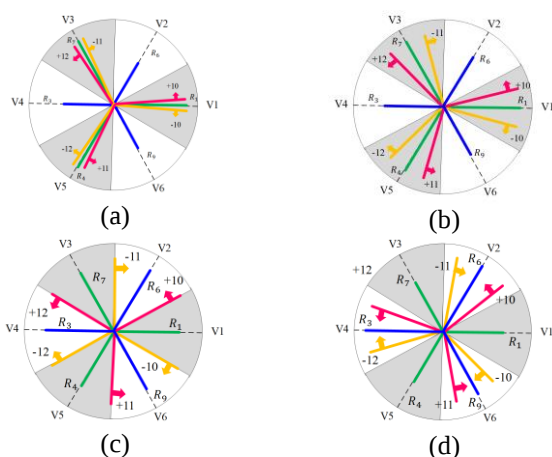
در این مقاله ابتدا با توجه به زاویه ولتاژ ورودی جهت گیری بردارهای دوار مشخص خواهد شد، سپس برای ایجاد جدول جست و جو به صورت هم زمان از بردارهای دوار و بردارهای مجازی استفاده می شود. راستای بردارهای مجازی در هر بازه از فاز ولتاژ ورودی از جدول (۳) قابل تشخیص است.

۳-۲- جدول سوئیچینگ پیشنهادی

با رسم بردارهای دوار با توجه به زاویه ولتاژ ورودی به این نتیجه رسید، در برخی از ربع های کنترلی بردار ولتاژ مناسب برای رسیدن به اهداف کنترلی وجود ندارد. به شکل (۲) توجه نمایید.

همان طور که مشاهده می شود در بازه های ۰ تا $\pi/12$ زاویه بین دو بردار مجاور بیشتر از ۹۰ درجه بوده به برخی از اهداف کنترلی نمی توان رسید. به همین دلیل برای رسیدن به این اهداف کنترلی از بردارهای مجازی می توان استفاده نمود. به شکل (۳) توجه نمایید.

برای ایجاد جدول سوئیچینگ اگر بازه ی ۰ تا $\pi/3$ را برای زاویه ی ولتاژ ورودی در نظر گرفته شود، در این بازه با تغییرات زاویه ولتاژ ورودی بردارهای موجود در بخش های کنترلی تغییر می نماید.



بردارهای مجازی در بازه های مختلف زاویه ی ولتاژ ورودی به صورت جدول (۳) بدست می آید.

۳- روش پیشنهادی برای کنترل مستقیم گشتاور

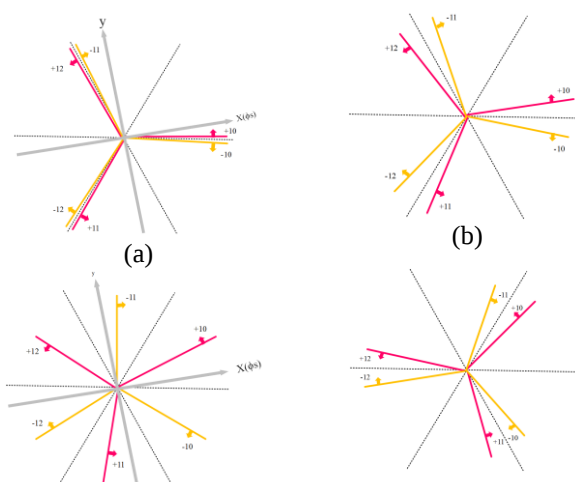
با استفاده از مبدل ماتریسی

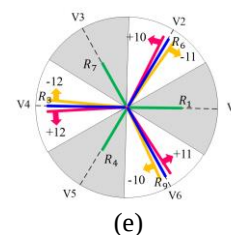
۳-۱- عملکرد کنترل مستقیم گشتاور

در روش کنترل مستقیم گشتاور، دو کنترلر هیستریزیس وجود دارد، که برای کنترل گشتاور و شار استفاده می شود. خروجی کنترلر هیستریزیس با توجه به تعداد سطوح هیستریزیس می تواند مقدار دهی شود. این مقادیر نمایانگر افزایش یا کاهش شار و گشتاور می باشد. بنابراین با توجه به خروجی کنترلر هیستریزیس بردار ولتاژ مناسب برای دستیابی به اهداف کنترلی انتخاب می شود.

در کنترل مستقیم گشتاور اگر صفحه ی $x-y$ را در نظر گرفته شود و راستای محور x را هم راستای بردار Φ_s در نظر گرفته شود، بنابراین می توان صفحه ی مختصات چهار ربعی را بدست آورد که بردارهای موجود در هر ربع از این مختصات دارای یک حالت عملکرد کنترلی می باشد. بردارهای موجود در ربع اول باعث افزایش شار و گشتاور می شوند. بردارهای موجود در ربع دوم باعث کاهش شار و افزایش گشتاور، بردارهای موجود در ربع سوم باعث کاهش شار و گشتاور و در نهایت بردارهای موجود در ربع چهارم باعث افزایش شار و کاهش گشتاور می شوند. با استفاده از بردارهای صفر تولید شده نیز می توان باعث جلوگیری از تغییرات گشتاور شد.

هدف این مقاله استفاده از بردارهای چرخان می باشد ولی به ازای برخی از زاوایای بردار ولتاژ ورودی، توزیع بردارهای فضایی ناهمگون شده و در بعضی از ربع های کنترلی بردار مورد نیاز وجود نداشته باشد و باعث شود کنترلر به درستی کار نکند در این شرایط از بردارهای ولتاژ مجازی استفاده می شود. استفاده از بردارهای مجازی با اینکه باعث عملکرد صحیح کنترلر می شود ولی باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ خواهد شد. بنابراین استفاده هم زمان از هر دو نوع بردار باعث می شود کنترلر ما کاربردی تر باشد.





شکل (۳): توزیع بردارهای دوار و بردارهای مجازی با توجه به زاویه ولتاژ ورودی θ_{vi} به ترتیب برابر است:

(a) $\theta_{vi}=0$ (b) $\theta_{vi}=\pi/12$ (c) $\theta_{vi}=\pi/6$ (d) $\theta_{vi}=\pi/4$ (e)
 $\theta_{vi}=\pi/3$

برای رسیدن به اهداف کنترلی باید از بردارهایی استفاده شود که با تغییر زاویه ولتاژ ورودی ربع کنترلی آن تغییر نکند، برای مثال اگر بردار شار در بخش اول قرار داشته باشد، چون در ربع اول کنترلی یعنی افزایش شار و گشتاور، در برخی از زوایا ولتاژ ورودی بردار ولتاژ وجود ندارد از بردار اکتیو V_2 استفاده می‌شود. در ربع دوم کنترلی دو بردار $+12$ و -11 وجود دارد که با تغییرات زاویه ولتاژ ورودی ربع کنترلی -11 تغییر پیدا کرده و در ربع اول قرار می‌گیرد ولی ربع کنترلی $+12$ تغییری نکرده و در تا انتهای بازه زاویه ولتاژ ورودی مورد مطالعه در ربع دوم کنترلی یعنی افزایش گشتاور و کاهش شار قرار دارد، بنابراین برای دستیابی به این هدف از بردار ولتاژ $+12$ استفاده می‌شود. به همین ترتیب می‌توان در ربع سوم یعنی هدف کنترلی کاهش شار و گشتاور و در ربع چهارم کنترلی یعنی افزایش شار و کاهش گشتاور به ترتیب بردار $+11$ و بردار اکتیو V_6 را انتخاب نمود.

جدول (۴): جدول جست و جوی درایو موتور مغناطیسی دائم با استفاده از بردارهای مجازی و بردارهای دوار

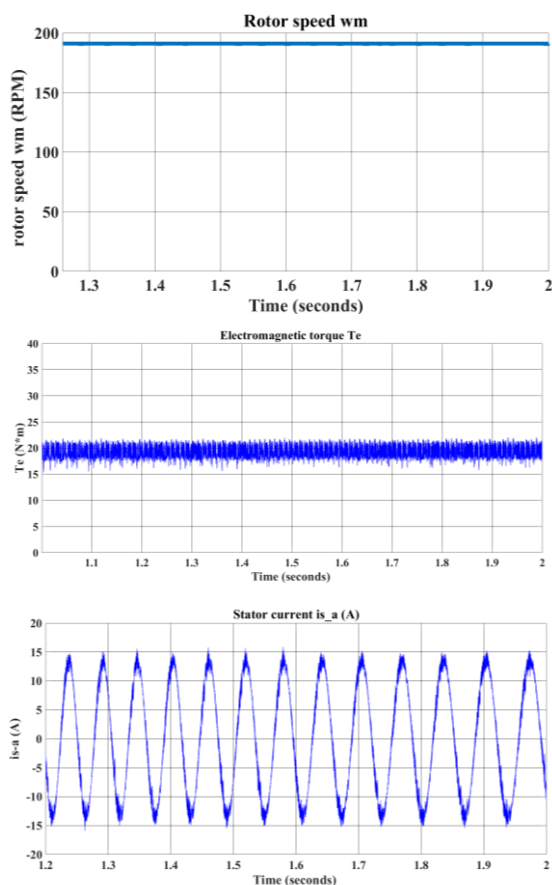
$\Phi_S^- T_e^+$	$\Phi_S^+ T_e^+$	ΘVi											
$\Phi_S^- T_e 0$	$\Phi_S^+ T_e 0$												
$\Phi_S^- T_e^-$	$\Phi_S^+ T_e^-$	$(0,\pi/3)$		$(\pi/3,2\pi/3)$		$(2\pi/3,\pi)$		$(\pi,4\pi/3)$		$(4\pi/3,5\pi/3)$		$(5\pi/3,2\pi)$	
$\phi\theta_s$	$(-\pi/6,\pi/6)$	+12	R ₆	R ₈	-11	+10	R ₄	R ₉	-12	-10	R ₅	R ₇	-10
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊
		+11	R ₉	R ₅	+11	-10	R ₇	R ₆	+12	-11	R ₈	R ₄	+10
	$(\pi/6,\pi/2)$	R ₃	+12	+12	R ₈	R ₁	-12	+10	R ₉	R ₂	+11	+11	R ₇
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊		Z ₊
		R ₉	+10	-10	R ₂	R ₇	+11	-11	R ₃	R ₈	+12	-12	R ₁
	$(\pi/2,5\pi/6)$	+11	R ₆	R ₅	-12	+12	R ₁	R ₆	+10	+10	R ₂	R ₄	-11
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊
		-10	R ₃	R ₂	+10	-11	R ₄	R ₃	+11	-12	R ₅	R ₁	+12
	$(5\pi/6,7\pi/6)$	R ₉	-12	+11	R ₅	R ₇	-10	+12	R ₆	R ₉	-11	+10	R ₄
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊		Z ₊
		R ₆	+12	-11	R ₈	R ₄	+10	-12	R ₉	R ₅	-10	-10	R ₇
	$(7\pi/6,3\pi/2)$	+10	R ₉	R ₂	-10	+11	R ₇	R ₃	-11	+12	R ₈	R ₁	-12
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊
		-11	R ₃	R ₈	+12	-12	R ₁	R ₉	+11	-10	R ₂	R ₇	+11
	$(3\pi/2,11\pi/6)$	R ₆	-10	+10	R ₂	R ₄	-11	+11	R ₃	R ₅	-12	-11	R ₄
		Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊	Z ₋	Z ₊
		R ₃	+11	-12	R ₅	R ₁	+12	-10	R ₆	R ₂	+10	+12	R ₁

جدول (۵) بدست آمده است. در این بخش نتایج شبیه سازی به تفصیل در حالت گذرا و پایدار بررسی شده و نتایج حاصل از این روش با مقاله [۲۱] مقایسه می شود.

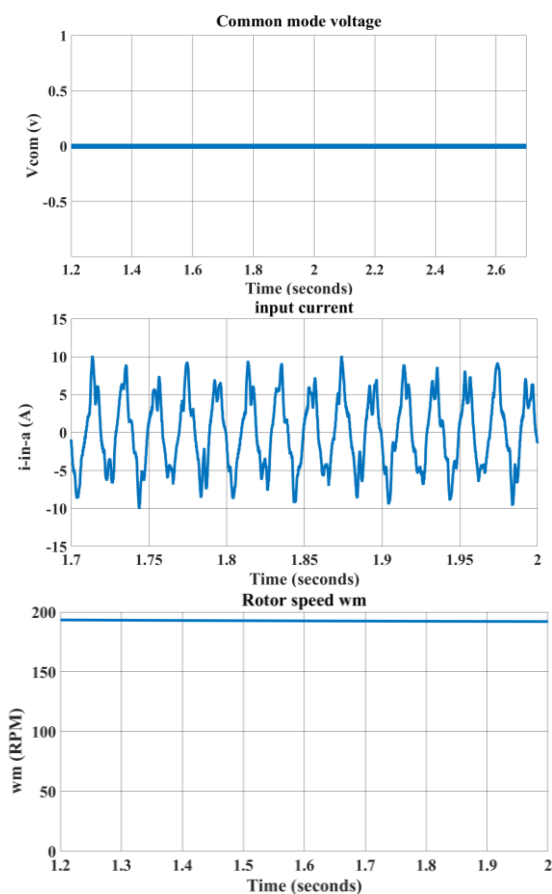
۴- نتایج شبیه‌سازی

برای اثبات کارآمدی روش پیشنهادی درایو موتور سنکرون مغناطیس دائم با استفاده از مدل ماتریسی که باعث دستیابی به ولتاژ حالت مشترک صفر می‌شود، این مدل را در محیط MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی با مشخصات موتور طبق

جدول (۵): مشخصات موتور سنکرون مغناطیس دائم



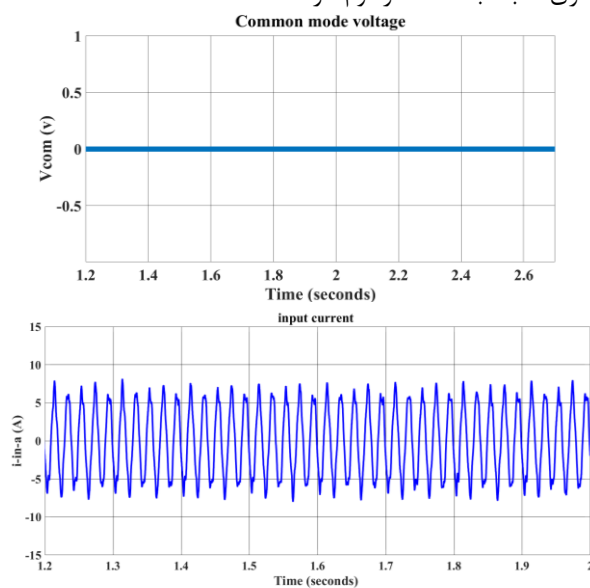
شکل (۵): عملکرد حالت پایدار روش پیشنهادی

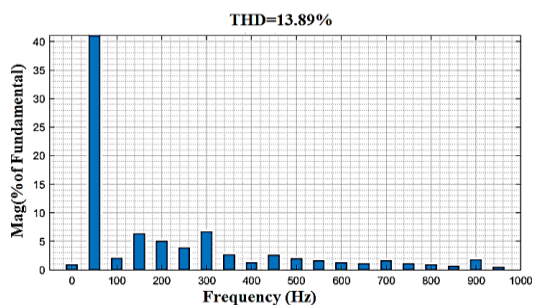


جفت قطب	P	۴
شار مغناطیس دائم	ϕ_f	۰.۲۴ wb
مقاومت استاتور	R_s	۰.۵ Ω
اندوکتانس استاتور	L_s	۱.۲ mH

شکل (۵) عملکرد حالت پایدار را در گشتاور ۲۰ N.m و سرعت ۱۹۰ RPM نمایش می‌دهد. آزمایش حالت پایدار امکان بررسی عملکرد موتور را در حالت معمول فراهم می‌کند و می‌تواند برای مقایسه‌ی دو موتور مفید واقع شود. همچنین این آزمایش نشان می‌دهد موتور تحت شرایط حالت پایدار می‌تواند در طول زمان تعیین شده کار کرده و دچار ناپایداری نشود. که از شکل (۵) همه‌ی این موارد قابل اثبات است. شکل (۶) عملکرد حالت پایدار تحت روش مرسوم را نمایش می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۶) و شکل (۵) قابل مشاهده است رپل گشتاور به میزان قابل توجهی کاهش یافته است. رپل گشتاور در روش پیشنهادی برابر ۳۰٪ بوده و رپل گشتاور در روش مرسوم ۵ برابر روش پیشنهادی می‌باشد.

شکل (۷) آنالیز FFT جریان ورودی و جریان استاتور را در روش پیشنهادی و روش مرسوم نمایش می‌دهد. محاسبات FFT در سرعت ۱۹۰ RPM و گشتاور ۲۰ N.m محاسبه شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در روش مرسوم مقدار اعوجاج هارمونیک کل در جریان ورودی برابر است با ۱۸/۲٪ و در جریان استاتور با مقدار ۱۶/۰۸٪ برابر است. در روش پیشنهادی اعوجاج هارمونیک کل جریان ورودی برابر ۱۳/۸۹٪ بوده و در جریان استاتور برابر ۱۴/۰۲٪ است. همان‌طور که مشاهده می‌شود اعوجاج هارمونیک کل روش پیشنهادی به ازای تعداد سوئیچینگ کمتر در یک بازه زمانی، مقدار کمتری نسبت به حالت مرسوم دارد.





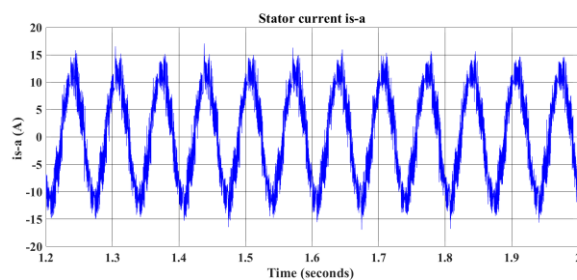
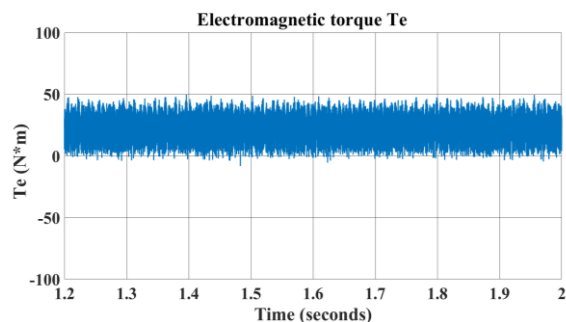
جریان ورودی

(ب)

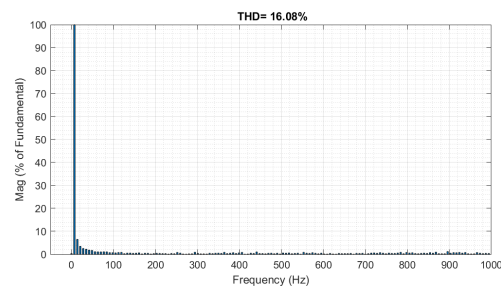
شکل (۷): آنالیز FFT جریان استاتور و جریان ورودی

الف) روش مرسوم (ب) روش پیشنهادی

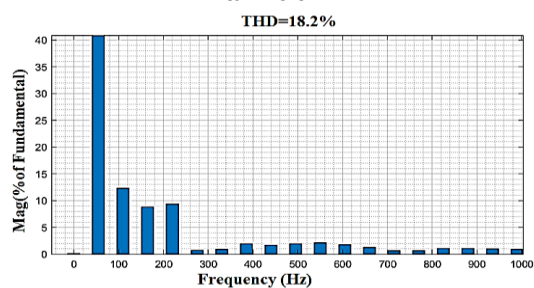
برای امتحان عملکرد حالت دینامیکی موتور، سرعت موتور از ۱۹۰ RPM به ۵۰ RPM تغییر یافته و مقدار گشتاور بار تغییری نکرده و در مقدار ۵۰ N.m ثابت باقی مانده است. به این ترتیب عملکرد حالت دینامیکی به صورت شکل (۸) بدست می‌آید. این شکل شامل عملکرد حالت دینامیکی موتور در حالت مرسوم و روش پیشنهادی می‌باشد. این عملکرد نحوه‌ی پاسخ‌دهی به تغییرات سرعت را نمایش داده و نشان می‌دهد موتور می‌تواند در محدوده سرعت‌های مختلف دارای پایداری باشد. در این شکل مشاهده می‌شود موتور تحت تغییرات سرعت، عملکرد حالت پایدار خود را حفظ نموده و دچار ناپایداری نمی‌شود.



شکل (۶): عملکرد حالت پایدار روش مرسوم

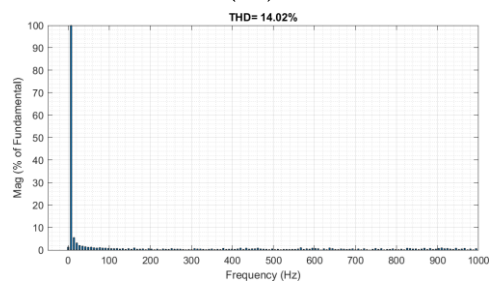


جریان استاتور

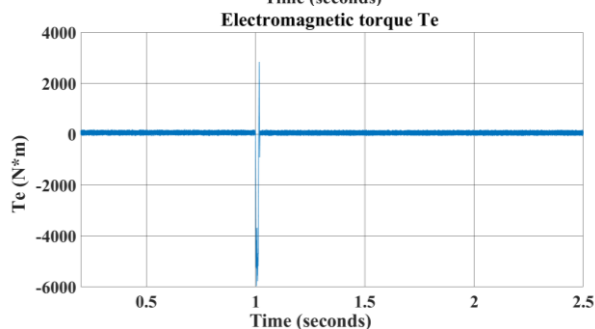
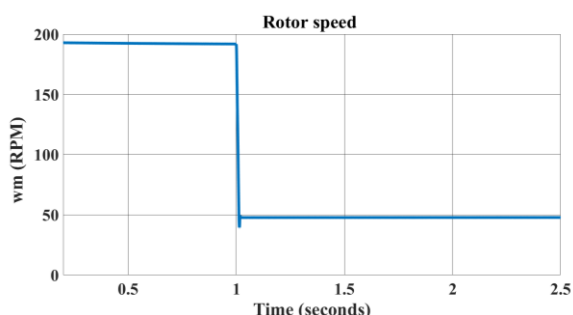


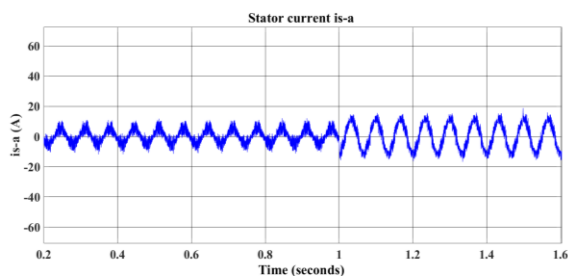
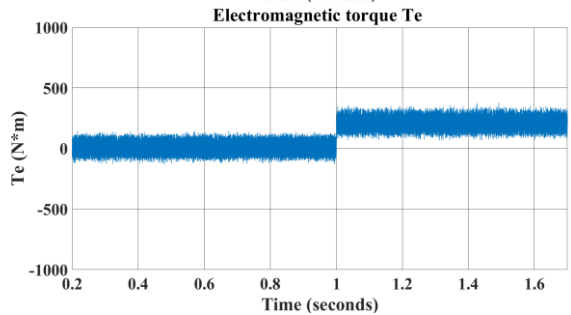
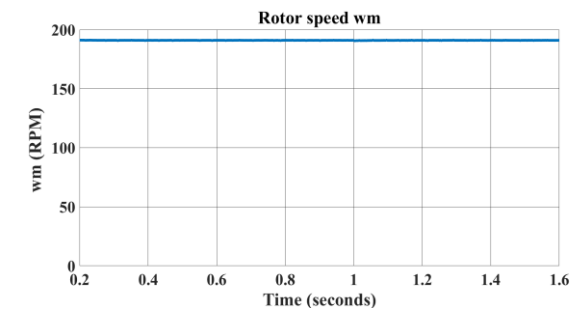
جریان ورودی

(الف)

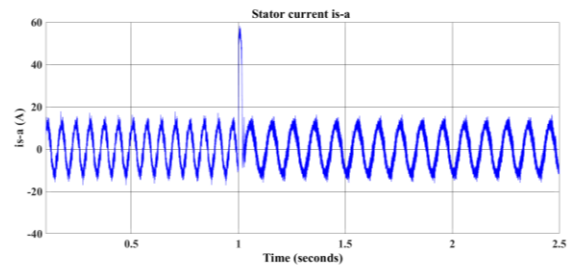
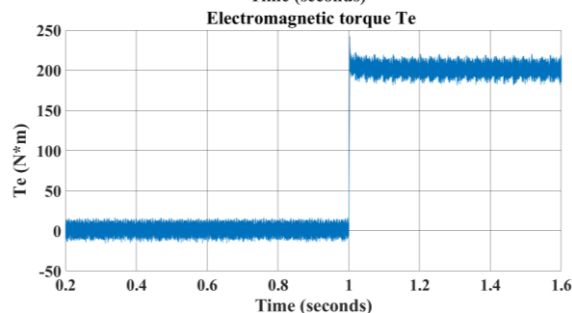
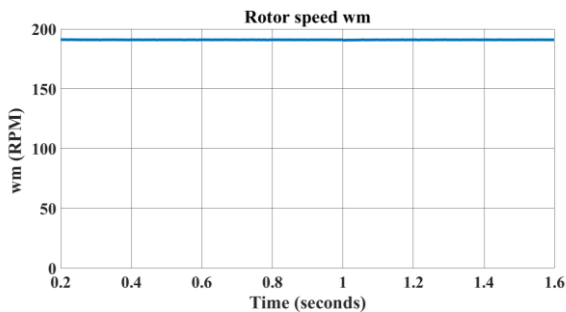


جریان استاتور

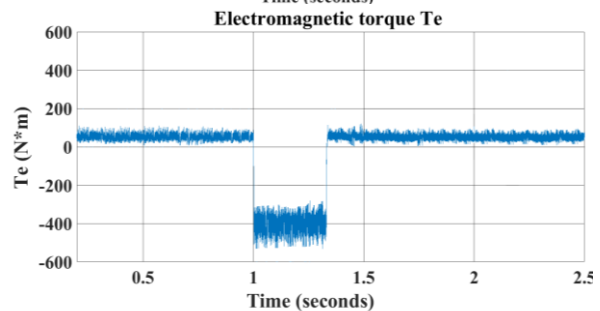
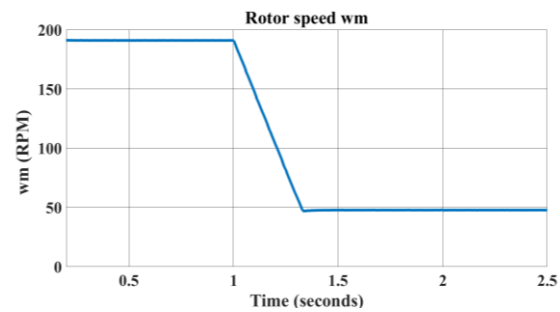




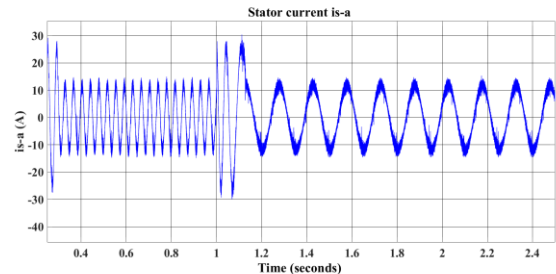
(الف)



(الف)



(ب)

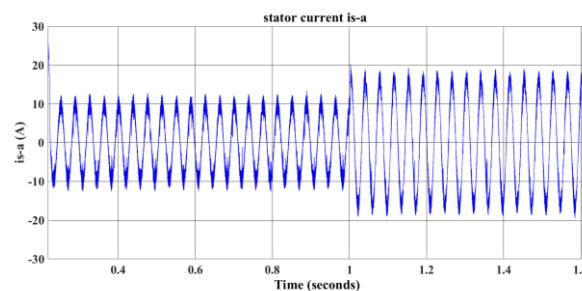


شکل (۸): عملکرد حالت گذرا
الف) روش مرسوم ب) روش پیشنهادی

همچنین عملکرد موتور تحت تغییرات گشتاور بار از بی‌باری تا گشتاور 200 N.m مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج به صورت شکل (۹) بدست آمده است. این تغییرات گشتاور در زمان 1 sec به موتور اعمال شده و سرعت موتور به صورت ثابت و برابر 190 RPM می‌باشد. در این شکل مشاهده می‌شود تحت تغییرات گشتاور بار از مقدار بی‌باری تا بارهای بسیار بزرگ سیستم پایدار بوده و دچار ناپایداری نمی‌شود و موتور سرعت و گشتاور مرجع را به خوبی دنبال می‌کند. این شکل شامل عملکرد موتور تحت روش مرسوم و روش پیشنهادی می‌باشد.

space vector modulator for the three phase induction motors drive using Metaheuristic algorithms with considering electrical faults.. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2022; 19 (4) :127-138

- [3] X. Zhang, Q.Cheng, "THE Direct Torque control of PMSM with Dynamic Torque Hysteresis Based on Three-level Direct Matrix converter", Springer J. Electr. Eng. Technol, vol.17, pp.2801-2814, 2022, doi: 10.1007/s42835-022-01082-7
- [4] K. Liu, Q.Cheng, "Research on new direct torque control strategy of TLMC-PMSM system", Springer Electr. Eng. Technol, 2023, doi: 10.1007/s00202-023-01953-w.
- [5] 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", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 6, pp. 2101-2110, June 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2033084.
- [6] S. S. Sebtahmadi, H. Pirasteh, S. H. Aghay Kaboli, A. Radan and S. Mekhilef, "A 12-Sector Space Vector Switching Scheme for Performance Improvement of Matrix-Converter-Based DTC for IM Drive", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 7, pp. 3804-3817, July 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2347457.
- [7] C. Xia, J. Zhao, Y. Yan and T. Shi, "A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 6, pp. 2700-2713, June 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2276039.
- [8] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar and P. W. Wheeler, "A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 58-70, Jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2165310.
- [9] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera and J. Rodríguez, "An Experimental Evaluation of Predictive Current Control and Predictive Torque Control for a PMSM Fed by a Matrix Converter", in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 11, pp. 8459-8471, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2703658.
- [10] H. -N. Nguyen and H. -H. Lee, "A Modulation Scheme for Matrix Converters With Perfect Zero Common-Mode Voltage", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 8, pp. 5411-5422, Aug. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2493339.
- [11] Q. Guan, P. W. Wheeler, Q. Guan and P. Yang, "Common-Mode Voltage Reduction for Matrix Converters Using All Valid Switch States", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 12, pp. 8247-8259, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2515645.
- [12] H. -N. Nguyen and H. -H. Lee, "A DSVM Method for Matrix Converters to Suppress Common-mode Voltage With Reduced Switching Losses", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 6, pp. 4020-4030, June 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2471078.
- [13] H. -N. Nguyen and H. -H. Lee, "An Enhanced SVM Method to Drive Matrix Converters for Zero Common-Mode Voltage", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1788-1792, April 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2348019.
- [14] Han Ju Cha and P. N. Enjeti, "An approach to reduce common mode voltage in matrix converter", Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), Pittsburgh, PA, USA, 2002, pp. 432-437 vol.1, doi: 10.1109/IAS.2002.1044122.



(ب)

شکل (۹): عملکرد کنترلر تحت تغییرات بار

(الف) روش مرسوم (ب) روش پیشنهادی

۵- نتیجه گیری

روش پیشنهادی درایو موتور مغناطیس دائم با استفاده از کنترل مستقیم گشتاور و مبدل ماتریسی بر اساس بردارهای دوار و بردارهای مجازی می باشد. استفاده از بردارهای دوار به تنهایی باعث افزایش ریل گشتاور و هارمونیک جریان های ورودی و استاتور می شود، زیرا که در برخی از بازه های زمانی بردار ولتاژ مناسب جهت سوئیچینگ وجود ندارد. برای رفع این اشکالات از بردارهای مجازی استفاده شده که به تنهایی باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ می شود، زیرا که در هر دیوتی سایکل از دو بردار ولتاژ جهت سوئیچینگ استفاده می کند. بنابراین به صورت هک زمان از بردارهای دوار و مجازی استفاده شده است که علاوه بر کاهش فرکانس سوئیچینگ و به دنبال آن کاهش تلفات سوئیچینگ، در این روش اعوجاج هارمونیکی کل نسبت به روش مرسوم کاهش یافته و عملکرد حالت پایدار و گذرا به خوبی حالت مرسوم می باشد. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که در این مقاله مقدار ریل گشتاور در حالت پایدار برابر ۳۰٪ می باشد که ۰/۲ برابر حالت مرسوم است. از طرفی با استفاده از این روش هارمونیک جریان استاتور نیز کاهش یافته و برابر ۱۴/۰۲٪ شده است. اما در حالت مرسوم این میزان ریل برابر ۱۶/۰۸٪ می باشد. پس بنابراین هر دو پارامتر گشتاور الکترومغناطیسی و جریان استاتور بهبود یافته است که این نشان دهنده کارایی روش پیشنهادی می باشد.

۶- سپاسگزاری

حمایت مالی این مقاله توسط دانشگاه شهید مدنی آذربایجان و تحت شماره گرنت ۱۰۹۴/۱۴۰۲ انجام شده است.

مراجع

- [1] Moayedirad H, Shamsinejad M, Farshad M. Improvement of Induction Motor Drive Operation in Low and High Speeds Using Rotor Flux Compensation. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2012; 9 (2) :59-64
- [2] Lalehzadeh M, Tavakoli A. Tuning of fuzzy controller coefficients in direct torque control with

- [15] L. Wang et al., "A Finite Control Set Model Predictive Control Method for Matrix Converter With Zero Common-Mode Voltage", in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 327-338, March 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2727501.
- [16] C. Xia, J. Zhao, Y. Yan and T. Shi, "A Novel Direct Torque and Flux Control Method of Matrix Converter-Fed PMSM Drives", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5417-5430, Oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2293171.
- [17] T. D. Nguyen and H. -H. Lee, "Modulation Strategies to Reduce Common-Mode Voltage for Indirect Matrix Converters", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 129-140, Jan. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2141101.
- [18] J. Lei, S. Feng, B. Zhou, H. -N. Nguyen, J. Zhao and W. Chen, "A Simple Modulation Scheme With Zero Common-Mode Voltage and Improved Efficiency for Direct Matrix Converter-Fed PMSM Drives", in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3712-3722, Dec. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2934730.
- [19] W. Deng, "Maximum Voltage Transfer Ratio of Matrix Converter Under DTC With Rotating Vectors", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6137-6141, June 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3033414.
- [20] W. Deng, H. Li and J. Rong, "A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Dynamic Sector Boundary for Common-Mode Voltage Minimization", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 70-80, Jan. 2021, doi: 10.1109/TIE.2019.2962408.
- [21] W. Deng and S. Li, "Direct Torque Control of Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Multidimensional Switching Table for Common-Mode Voltage Minimization", in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 683-690, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.2998686.
- [22] W. Deng and S. Li, "Improvement of Steady State Performance for Rotating Vector-Based Direct Torque Control", in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, no. 1, pp. 537-546, March 2022, doi: 10.1109/TEC.2021.3092786.
- [23] W. Deng, J. Tang and W. Cheng, "An Enhanced Rotating Vector-Based Direct Torque Control for Matrix Converter-Fed PMSM Drives Using Virtual Pulsating Vectors", in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 8, no. 1, pp. 65-73, March 2023, doi: 10.24295/CPSSSTPEA.2023.00007.