



## توسعه و تجزیه و تحلیل یک برنامه ریزشی ۳۰ درجه‌ای مبتنی بر sector-based برای مبدل ماتریسی مبتنی بر DTC درایو IM.

سعیده لطفی محمدآباد<sup>۱</sup>، سید سینا سبت احمدی<sup>۲\*</sup>، حمیدرضا مومنی<sup>۳</sup>

۱- مربی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، واحد سمنان، دانشگاه آزاد اسلامی، سمنان، ایران

۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران.

۳- استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران.

\*تهران، صندوق پستی ۱۱۱-۱۴۱۱۵، s.lt80@yahoo.com

اطلاعات مقاله	چکیده
مقاله پژوهشی کامل	این مقاله تحلیلی پیچیده از استراتژی سوئیچینگ جدید را برای یک مبدل گشتاور مستقیم مبتنی بر مبدل ماتریس DTC موتور درایو القایی IM مورد بررسی قرار می دهد. Paradigm switching پیشنهاد شده با استفاده از دوازده بخش ۳۰ درجه برای هر دو جریان بردارهای ولتاژ. بیان تحلیلی از نرخ تغییر گشتاور و شار برای IM به عنوان یک عامل از بردارهای ولتاژ MC، مشتق شده است. تاثیر بردارهای ولتاژ MC بر روی جریان استاتور و تنش گشتاور الکترومغناطیسی مورد بررسی قرار گرفته است و یک برنامه سوئیچینگ پیشرفته مستقل از هر تغییر بار و سرعت است. برای کاهش تلفات سوئیچینگ MC حالت سوئیچینگ مطلوب با استفاده از اختیاری و میانگین بر روی تغییرات شار انتخاب می شود. عملکرد استراتژی تعویض پیشنهادی در شرایط نامساعد تأیید شده است و همچنین طرح سوئیچینگ مرزی متعارف شش ضلعی مقایسه شده است. روش پیشنهادی دارای رله های گشتاور کم، بدون نیاز به تبدیل مختصات چرخشی و فرکانس سوئیچینگ به حداقل رسیده است. نتایج نشان می دهد که میزان آزادی برای انتخاب ولتاژ مناسب افزایش می یابد و گشتاور به طور قابل توجهی تا ۴۰٪ کاهش می یابد.
کلیدواژگان	
کنترل گشتاور مستقیم، موتور القایی، مبدل ماتریس، طرح سوئیچینگ، موج گشتاور	

### Development and Analysis of a Novel 30° Sector-Based Switching Scheme for Matrix Converter Based DTC of IM Drive

Saeedeh Lotfi Mohammad Abad<sup>1</sup>, S. Sina Sebtahmadi<sup>2\*</sup>, H. Reza Momeni<sup>3</sup>

1- Department of Electrical Engineering, Semnan Branch, Islamic Azad University, Semnan, Iran.

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Tarbiat Modares University, Tehran, Iran.

3- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Tarbiat Modares University, Tehran, Iran.

\*P.O.B. 14115-111 Tehran, Iran, s.lt80@yahoo.com

#### Article Information

Original Research Paper  
Received 30 October 2017  
Accepted 16 December 2017  
Available Online 1 January 2018

#### Keywords

direct torque control  
induction motor  
matrix converter  
switching scheme  
torque ripple

#### ABSTRACT

This paper investigates the sophisticated analysis of a novel switching strategy for a matrix converter (MC) based direct torque control (DTC) of an induction motor (IM) drive. The proposed switching paradigm utilizes twelve 30° sectors for both flux and voltage vectors. Analytical expression of change rates of torque and flux for IM as a function of MC's voltage vectors are derived. The influence of MC's voltage vectors on the stator flux and electromagnetic torque variation is scrutinized and an advanced switching scheme independent of any load and speed variation is developed. To decrease the switching losses of MC, the optimum switching state is selected by means of discretization and averaging on the flux variations. The

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

Saeedeh Lotfi Mohammad Abad, S. Sina Sebtahmadi, H. Reza Momeni, Development and Analysis of a Novel 30° Sector-Based Switching Scheme for Matrix Converter Based DTC of IM Drive, *Journal of Mechanical Engineering and Vibration*, Vol. 8, No. 4, pp. 59-77, 2018 (In Persian)

performance of the proposed switching strategy is corroborated under rated conditions, and is also compared to the conventional hexagonal boundary switching scheme. The proposed method is characterized by low torque ripples, no need for rotational coordinate transformation and minimized switching frequency. The results verify that the degree of freedom to select proper voltage increases, and the torque ripple is hence significantly reduced up to 40%.

## ۱- مقدمه

مبدل ماتریس (MC) یک مبدل AC-AC است که ماتریس  $m \times n$  سوئیچ‌های دوطرفه را تشکیل می‌دهد [1]. مزایای اصلی MC در مقایسه با اینورتر منبع ولتاژ معمولی (VSI) عبارتند از: مدار قدرت جمع و جور، ارائه ولتاژ با دامنه و فرکانس مورد نظر، شکل موج جریان ورودی/خروجی سینوسی، فاکتور قدرت وحدت و جریان دوطرفه [2-3]. بنابراین، این می‌تواند تبدیل به یک راه حل صنعتی فشرده برای برنامه‌های کاربردی درایو قابل تنظیم موتور القایی تغذیه [4](IM).

دو روش کنترل ظریف و قدرتمند در حال حاضر برای کنترل سرعت IM تحت کنترل MC، کنترل میدان محوری (FOC) و کنترل گشتاور مستقیم (DTC) استفاده می‌شود. مزایای DTC استفاده می‌شود. مزایای DTC هیچ الزاماتی برای تغییرات هماهنگ و فرایندهایجادشدن برای ولتاژ و جریان، پاسخ گشتاور قوی و سریع، مقاومت در برابر تغییرات پارامترها، الزامات برای تولید پالس PWM و تنظیم کننده‌های فعلی نیست. با این حال، اشکال اصلی طرح DTC جریان و جرعه گشتاور بالا است [5]. از این رو تکنیک‌های مدرن مانند استراتژی پیش بینی کنترل [6-7]، تکنیک دوخت [8]، کنترل حالت کشویی [9]، کنترل منطق فازی و ماشین بردار پشتیبانی (SVM) [5] اخیراً برای کنترل جریان و گشتاور IM با استفاده از MC.

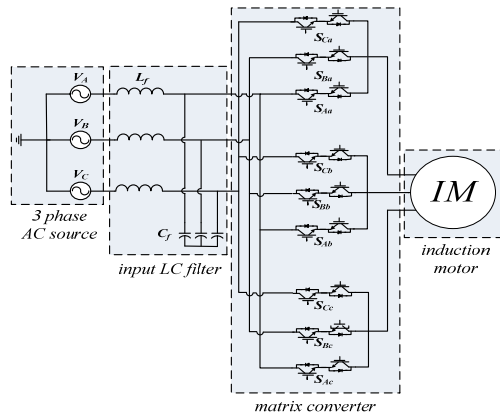
محققان به تازگی راهکارهای انتخاب ولتاژ بردار را برای طرح DTC مبتنی بر مبدل ماتریکس معرفی کرده‌اند. ولتاژ بردار 60 درصدی معمولی در [10-14] اعمال می‌شود، اما موجب گشتاور هنوز هم قابل توجه است، که ممکن است برای درایوهای با کارایی بالا قابل قبول نباشد. علاوه بر این، استفاده از این طرح‌های کنترل در طی یک تغییر بزرگ در فرمان، سریع‌ترین پاسخ گشتاوررار برای برنامه‌های حمل و نقل تضمین نمی‌کند. بنابراین، برای کاربردهای صنعتی MC ها هنوز بر کنترل گشتاورموتورهای الکتریکی تمرکز دارند، به ویژه با استفاده از یک بردارفضای ولتاژ توسعه یافته.

بر اساس تقسیم بردار فضایی به دوازده بخش ۳۰ درجه [5]، تلفات سوئیچینگ برای VSI سه فاز با استفاده

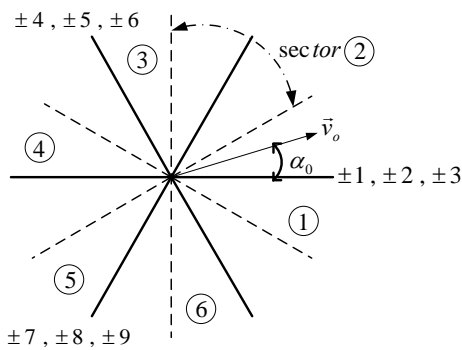
مجدد از شش بخش به دوازده آن در [15] کاهش یافت. توازن هارمونیکتوده‌های (THD) ولتاژ خروجی خط به خط و مقدار پیک ولتاژهای معمولی برای یک بار RL از طریق مبدل ماتریس کاهش می‌یابد. [16]. در [17-18] اینورتر چند سطحی NPC خنثی (NPC) همراه با روش ۱۲ بخش برای DTC درایو IM انجام می‌شود. در [19]، یک DTC جدید از موتورهای سیکل دائمی مغناطیسی MC-Fed با استفاده از کنترل چرخه کار برای کاهش موج گشتاور پیشنهاد شده است. در [5]، [20,21]، نویسندگان پیشنهاد استفاده از بردار فضای چند ضلعی ۱۲ طرفه را به جای بردارهای ولتاژ مبتنی بر شش ضلعی برای درایو IM را با استفاده از اینورتر منبع ولتاژ (VSI) پیشنهاد دادند. در تمام نشریات ذکر شده، توسعه استراتژی سوئیچینگ، تغییر جدول زمان بندی، تغییر شار استاتور، تغییر گشتاور و بهبود درجه آزادی به طور عمیقی مورد بحث قرار نگرفته است و تمرکز بر توسعه استراتژی سوئیچ برای مبدل مبدل ماتریس مبتنی بر DTC درایو IM توازن هارمونیکتوده‌های (THD) ولتاژ خروجی خط به خط و مقدار پیک ولتاژ معمولی برای یک بار RL از طریق مبدل ماتریس کاهش می‌یابد [16]. در [17,18]، اینورتر چندسطحی (NPC) خنثی (NPC) همراه با روش ۱۲ بخش برای DTC درایو IM انجام می‌شود. در [19]، یک DTC جدید از موتورهای سیکل دائمی مغناطیسی MC - Fed با استفاده از کنترل چرخه کار برای کاهش موج گشتاور پیشنهاد شده است. در [5]، [20,21]، نویسندگان پیشنهاد استفاده از بردار فضای چندضلعی ۱۲ طرفه را به جای بردارهای ولتاژ مبتنی بر شش ضلعی برای درایو IM را با استفاده از اینورتر منبع ولتاژ (VSI) پیشنهاد دادند. در تمام نشریات ذکر شده، توسعه استراتژی سوئیچینگ، تغییر جدول زمان بندی، تغییر شار استاتور، تغییر گشتاور و بهبود درجه آزادی به طور عمیقی مورد بحث قرار نگرفته است و تمرکز بر توسعه استراتژی سوئیچ برای مبدل مبدل ماتریس مبتنی بر DTC درایو IM نیست.

بنابراین، در این مقاله، یک استراتژی سوئیچینگ جدید مبتنی بر درجه از هر دو جریان و ولتاژ برای افزایش درجه آزادی در انتخاب بردارهای ولتاژ توسعه داده شده است. نرخ

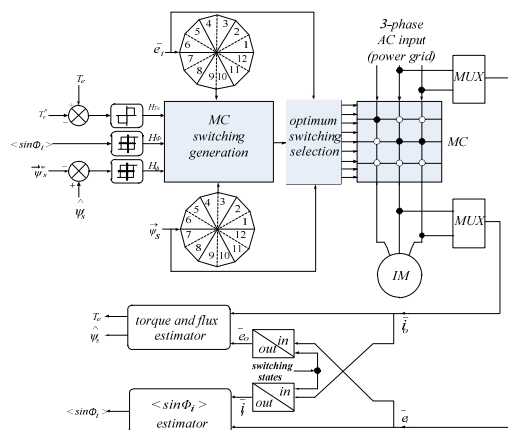
در اینجا، مقادیر ولتاژ/ جریان ورودی/ خروجی برای برآوردگرها مورد نیاز است. با این حال، ولتاژ ورودی (ei) و جریان خروجی (io) توسط سنسورهای مناسب در هر چرخه نمونه گیری اندازه گیری می شوند، در حالی که اجزای دیگر با ترکیب سوئیچ فعال مبدل ماتریس سنتز می شوند.



الف) پیکربندی مبدل ماتریس ۳×۳



ب) بردارهای ولتاژ فعال تولیدشده توسط مبدل ماتریکس



ج) نمودار بلوک استراتژی سوئیچینگ مبتنی بر DTC پیشنهاد شده توسط مبدل ماتریس.

شکل ۱ مبدل ماتریس

تغییر هر دو گشتاور و شار IM به عنوان یک عامل از بردارهای ولتاژ MC به صورت تحلیلی حاصل می شود. به منظور ساده سازی محاسبه و کاهش وابستگی سوئیچینگ به پارامتر موتور، یک جدول سوئیچینگ افزایش یافته از ولتاژ مناسب و بردار جریان، یک سوئیچینگ جدید ایجاد شده است. عملکرد مبدل مبدل مبتنی بر استراتژی تعویض پیشنهاد شده با مبدل ماتریس متداول سوئیچینگ معمولی برای درایو IM مبتنی بر DTC مقایسه شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که استراتژی سوئیچ پیشنهاد شده، درجه ای از آزادی را برای انتخاب بردارهای ولتاژ فراهم می کند و با انتخاب حالت سوئیچینگ بهینه، موجب گشتاور و فرکانس سوئیچینگ به طور قابل توجهی کاهش می یابد.

در نتیجه، روش سوئیچینگ پیشنهادی نیز اثبات شده است که به منظور کاهش اعوجاج کامل هارمونیک (THD) جریان ورودی نیز موثر است.

## ۲- مبانی مبدل ماتریکس بر اساس طرح پیشنهادی DTC

مبدل ۳×۳ ماتریس همانطور که در شکل ۱ الف) نشان داده شده است از بیشترین علاقه عملی است. زیرا منبع ولتاژ سه فاز را به یک بار سه فاز متصل می کند. ۲۷ تنظیمات سوئیچینگ امکان پذیر است، که فقط ۲۱ مورد برای الگوریتم DTC مفید است. شکل ۱ ب) اولین ۱۸ ترانسفورم ولتاژ فعال با جهت ثابت را نشان می دهد. همانطور که در جدول ۱ نشان داده شده، مقدار بردارهای ولتاژ بستگی به ولتاژ ورودی دارد. ستون چهارم و پنجم جدول ۱ نشان می دهد واقعی ( $\alpha$ ) و موهومی ( $\beta$ ) اجزای بردار ولتاژ خروجی مبدل ماتریس در یک چارچوب مرجع ثابت. سه پیکربندی مجدد سوئیچینگ با بردارهای ولتاژ خروجی صفر مطابقت دارند.

شکل ۱ ج) نمودار بلوک طرح DTC مبتنی بر MC ارائه می دهد. شار استاتور واقعی و گشتاور تولید الکترومغناطیسی با مقادیر دستورالعمل مربوطه (و) مقایسه می شوند. خطاهای شار و گشتاور سپس به یک کنترل کننده جداگانه هیستریزس ارسال می شود. خروجی مقادیر hysteresis شتاب  $H\phi$  است. حالت سوئیچینگ مهمترین بخش طرح کنترل است و به طور مستقیم بر عملکرد رانندگی تاثیر می گذارد. حالت سوئیچینگ MC بر اساس  $H\phi$ ، Hte تولید می شود و پیکربندی سوئیچ بهینه سازی شده برای به حداقل رساندن فرکانس سوئیچینگ بر اساس تغییرات میانگین از جریان در هر بخش ولتاژ انتخاب می شود.

جدول ۱ پیکربندی سوئیچ ماتریس ۳×۳

switching combinations	on switches			voltage-vector values		$\alpha$ component value	$\beta$ component value
				$v_o$	$\alpha_o$		
+1	$S_{Aa}$	$S_{Bb}$	$S_{Bc}$	$2/3v_{AB}$	0	$2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	0
-1	$S_{Ba}$	$S_{Ab}$	$S_{Ac}$	$-2/3v_{AB}$	0	$-2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	0
+2	$S_{Ba}$	$S_{Cb}$	$S_{Cc}$	$2/3v_{BC}$	0	$2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	0
-2	$S_{Ca}$	$S_{Bb}$	$S_{Bc}$	$-2/3v_{BC}$	0	$-2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	0
+3	$S_{Ca}$	$S_{Ab}$	$S_{Ac}$	$2/3v_{CA}$	0	$2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	0
-3	$S_{Aa}$	$S_{Cb}$	$S_{Cc}$	$-2/3v_{CA}$	0	$-2/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	0
+4	$S_{Ba}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$2/3v_{AB}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	$V_m \cos(\omega t + \pi/6)$
-4	$S_{Aa}$	$S_{Bb}$	$S_{Ac}$	$-2/3v_{AB}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	$-V_m \cos(\omega t + \pi/6)$
+5	$S_{Ca}$	$S_{Bb}$	$S_{Cc}$	$2/3v_{BC}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	$V_m \cos(\omega t - \pi/2)$
-5	$S_{Ba}$	$S_{Ca}$	$S_{Bc}$	$-2/3v_{BC}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	$-V_m \cos(\omega t - \pi/2)$
+6	$S_{Aa}$	$S_{Cb}$	$S_{Ac}$	$2/3v_{CA}$	$2\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$
-6	$S_{Ca}$	$S_{Ab}$	$S_{Cc}$	$-2/3v_{CA}$	$2\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$-V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$
+7	$S_{Ba}$	$S_{Bb}$	$S_{Ac}$	$2/3v_{AB}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	$-V_m \cos(\omega t + \pi/6)$
-7	$S_{Aa}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$-2/3v_{AB}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + \pi/6)$	$V_m \cos(\omega t + \pi/6)$
+8	$S_{Ca}$	$S_{Cb}$	$S_{Bc}$	$2/3v_{BC}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	$-V_m \cos(\omega t - \pi/2)$
-8	$S_{Ba}$	$S_{Bb}$	$S_{Cc}$	$-2/3v_{BC}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t - \pi/2)$	$V_m \cos(\omega t - \pi/2)$
+9	$S_{Aa}$	$S_{Ab}$	$S_{Cc}$	$2/3v_{CA}$	$4\pi/3$	$-1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$-V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$
-9	$S_{Ca}$	$S_{Cb}$	$S_{Ac}$	$-2/3v_{CA}$	$4\pi/3$	$1/\sqrt{3} V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$	$V_m \cos(\omega t + 5\pi/6)$
$0_A$	$S_{Aa}$	$S_{Ab}$	$S_{Ac}$	0	-	0	0
$0_B$	$S_{Ba}$	$S_{Bb}$	$S_{Bc}$	0	-	0	0
$0_C$	$S_{Ca}$	$S_{Cb}$	$S_{Cc}$	0	-	0	0

جایی که  $\theta$  زاویه بردار flux - stator است.

شکل ۲ (ب) رابطه بین تغییر جریان استاتور و تغییر در اجزای ولتاژ استاتور را نشان می‌دهد. پس از اعمال یک بردار ولتاژ جدید برای زمان  $\Delta t$ ، تغییر دیفرانسیل در اتصالات استاتور - شتاب می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$\Delta |\vec{\psi}_s| = |\vec{\psi}_{s2}| - |\vec{\psi}_{s1}| \cong V_{sr} \cdot \Delta t \quad (4)$$

جایی که نشان دهنده تغییر اندازه شار استاتور است پس از اعمال یک بردار جدید ولتاژ استاتور برای افزایش زمان  $\Delta t$  جایگزین  $V_{sr}$  از (۲) در (۴) می‌دهد:

$$\Delta |\vec{\psi}_s| = (V_{s\alpha} \cos \theta_1 + V_{s\beta} \sin \theta_1) \cdot \Delta t \quad (5)$$

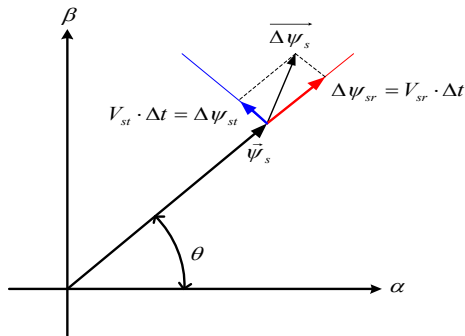
تجزیه و تحلیل جریان شار و گشتاور متغیر III برای روش پیشنهاد شده

نادیده گرفتن افت ولتاژ مقاومت استاتور، معادله جریان شارالکتريکی را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

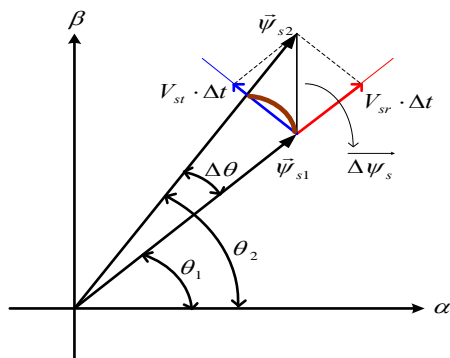
مولفه شعاعی ( $V_{sr}$ ) بردار ولتاژ استاتور ( $V_s$ ) مقدار جریان شار استاتور را تغییر می‌دهد و مولفه مماس ( $V_{st}$ ) زاویه شار استاتور را همانطور که در شکل ۲ (الف) تغییر می‌دهد، تغییر می‌دهد. آنها می‌توانند بیان شوند:

$$V_{sr} = V_{s\alpha} \cos \theta + V_{s\beta} \sin \theta \quad (2)$$

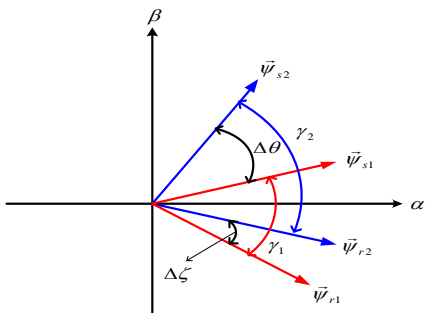
$$V_{st} = -V_{s\alpha} \sin \theta + V_{s\beta} \cos \theta \quad (3)$$



الف- اجزای شعاعی و مماسی بردار stator-flux



ب- دامنه و زاویه تغییر شار استاتور ناشی از استفاده از بردار ولتاژ



ج- تغییرات بردار شار قبل و بعد از کاربرد بردار ولتاژ

شکل ۲ تغییرات دامنه و زاویه بردارهای شار قبل و بعد از استفاده از بردار ولتاژ توسط مبدل ماتریس همراه با درایو IM مبتنی بر DTC.

تنوع بار زاویه  $\Delta\gamma$  توسط:

$$\Delta\gamma = \Delta\theta - \Delta\zeta \quad (11)$$

جایی که  $\Delta\theta$  و  $\Delta\zeta$  تغییرات زاویه استاتور، روتور و زاویه بردار شار است، به ترتیب، در طول  $\Delta t$ ، به دلیل استفاده از بردار ولتاژ جدید در مقابل از نو،

این ویژگی ویژگی تأثیر هر بردار ولتاژ بر روی تغییرات اندازه بردار stator-flux را نشان می‌دهد.

گشتاور الکترومغناطیسی IM را می‌توان بیان کرد:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot |\vec{\psi}_s| \sin \gamma \quad (6)$$

جایی که  $\gamma$  و  $\sigma$  عبارتند از زاویه بار و عامل نشت به ترتیب. به منظور مشاهده تنوع گشتاور ناشی از استفاده از بردار فضای ولتاژ در طول  $\Delta t$ ، معادله (۶) تمایز می‌یابد، با توجه به مقدار ثابت برای بردار شار روتور در طول  $\Delta t$  به دلیل ثابت زمان بزرگ روتور. بنابراین، معادله زیر بدست می‌آید:

$$\Delta T_e = k_T \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot \left( \left. \frac{d|\vec{\psi}_s|}{dt} \right|_{t_0} \cdot \sin \gamma + \frac{d(\sin \gamma)}{dt} \cdot |\vec{\psi}_s| \right) \cdot \Delta t \quad (7)$$

جایی که  $t_0$  زمان اولیه است، زمانی که قبل از اعمال ولتاژ بردار است، و  $k_T$  یک ثابت است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$k_T = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \quad (8)$$

تنظیم مجدد (۷) می‌دهد:

$$\Delta T_e = k_T \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot \left( \left. \frac{d|\vec{\psi}_s|}{dt} \right|_{t_0} \sin \gamma_1 + \frac{d\gamma}{dt} \Big|_{t_0} \cos \gamma_1 \cdot |\vec{\psi}_{s1}| \right) \cdot \Delta t \quad (9)$$

جایی که زیرمجموعه ۱ مقدار متغیرهای مشخص شده دقیقاً در  $t_0$  را نشان می‌دهد.

معادله (۹) منجر به:

$$\left. \frac{d|\vec{\psi}_s|}{dt} \right|_{t_0} = V_{s\alpha} \cos \theta_1 + V_{s\beta} \sin \theta_1 \quad (10)$$

جایی که  $\theta_1$  زاویه بردار استاتور جریان است درست قبل از اعمال ولتاژ بردار.

شکل ۲ (ج) نشان می‌دهد که تنوع شار بردار، برنامه‌های پیش و پس از ولتاژ با استفاده از مبدل ماتریس. در این شکل، زیرمجموعه‌های ۱ و ۲ قبل و بعد از اعمال بردار ولتاژ قبل و پس از اعمال ولتاژ به ترتیب نشان می‌دهند. به عنوان مثال،  $\gamma_1$  زاویه بین استاتور و قبل از استفاده از بردار ولتاژ بردار روتور است.

$$\Delta T_{e,pu} = \frac{\Delta T_e}{T_{e,base}} = \frac{k_T \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot (x-y) \cdot \Delta t}{k_T \cdot |\vec{\psi}_{r,base}| \cdot |\vec{\psi}_{s,base}| \cdot \sin \gamma_{base}} = |\vec{\psi}_{r,pu}| \cdot (x_{pu} - y_{pu}) \cdot \Delta t \quad (23)$$

جایی که

$$x_{pu} = (V_{s\alpha,pu} \cos \theta_1 + V_{s\beta,pu} \sin \theta_1) \cdot \frac{\sin \gamma_1}{\sin \gamma_{base}} \cdot \omega_{base} \quad (24)$$

$$y_{pu} = ((V_{s\alpha,pu} \sin \theta_1 - V_{s\beta,pu} \cos \theta_1) \cdot \omega_{base} + \omega_s \cdot |\vec{\psi}_{s1}|_{pu}) \cdot \frac{\cos \gamma_1}{\sin \gamma_{base}}$$

معادله (۲۴) برای تغییر گشتاور در واحد می‌تواند بازنویسی

شود:

$$T_{e,pu} = |\vec{\psi}_{r,pu}| \cdot \left\{ \Delta |\vec{\psi}_s|_{pu} (\sin \gamma_1)_{pu} - \left( (V_{s\alpha,pu} \sin \theta_1 - V_{s\beta,pu} \cos \theta_1) + (2/p) \cdot \omega_{s,pu} \cdot |\vec{\psi}_{s1}|_{pu} \cdot \sqrt{k_2 - (\sin \gamma_1)_{pu}^2} \cdot k_1 \right) \right\} \quad (25)$$

جایی که،  $k_2 = \frac{1}{(\sin \gamma_{base})^2}$  بیان (۲۵) به هر درایو IM

اندازه هر رأی اعمال می‌شود، اما به دلیل وابستگی آن به  $\gamma_{base}$ ، بر ویژگی‌های vectors، می‌تواند بین برنامه‌های کم و زیاد قدرت متفاوت باشد.

### ۳- اثر ولتاژ بردار در شار و گشتاور IV

#### ۵-۱- اثر ولتاژ بردار در شار.

پارامترهای IM استفاده شده برای شبیه سازی در جدول ۲ نشان داده شده است. برای تغییرات شار در vectors مختلف، اجزاء  $\alpha, \beta$  هر بردار بر اساس هر واحد جایگزین شدند و معادلات به دست آمده، به عنوان مثال ارزیابی تغییرات شار اجزای  $\alpha, \beta$  از ۱+7 (ولتاژ بردار مرتبه اول در منطقه  $v_{e+}$ ) به واحد بر مبنای ولتاژ ماشین (Vbase) تبدیل می‌شود:

$$\begin{cases} v_{+1\alpha,pu} = \frac{v_{+1\alpha}}{V_m} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ v_{+1\beta,pu} = 0 \end{cases} \quad (26)$$

از (۲۲) و (۲۶) تغییر شار است:

$$\Delta |\vec{\psi}_s|_{pu,+1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot (\cos(\omega t + \pi/6) \times \cos \theta_1) \cdot (120\pi) \times 10^{-6} \quad (27)$$

در (۲۷)، فرکانس نامی موتور 50Hz در نظر گرفته شده است، و فاصله زمان نمونه گیری  $1\mu s$  در نظر گرفته شده است. مقایسه تغییرات استاتور-شکاف بین بخش ۶۰ درجه در بخش IM نشان داده شده در شکل ۳ نشان داده شده است. ۳(a) و ۳(c) که تغییر شار اسکین به پیک در هر دو طرح سوئیچینگ معمولی و پیشنهاد شده یکسان است.

$$\Delta |\vec{\psi}_s| = \Delta \theta \cdot |\vec{\psi}_{s1}| \cong V_{st} \cdot \Delta t \quad (12)$$

جایگزین  $V_{st}$  از (۳) به (۱۲) می‌دهد:

$$\Delta \theta = \frac{-V_{s\alpha} \sin \theta_1 + V_{s\beta} \cos \theta_1}{|\vec{\psi}_{s1}|} \cdot \Delta t \quad (13)$$

از این رو:

$$\left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_0} = \frac{-V_{s\alpha} \sin \theta_1 + V_{s\beta} \cos \theta_1}{|\vec{\psi}_{s1}|} \quad (14)$$

با توجه به شتاب روتور چرخش با سرعت همزمان WS در حالی که مقدار در طول  $\Delta t$  تقریباً ثابت است. این را می‌توان به عنوان:

$$\Delta \zeta = \omega_s \cdot \Delta t \Rightarrow \left. \frac{d\zeta}{dt} \right|_{t_0} = \omega_s \quad (15)$$

معادله (۱۱)، (۱۴) و (۱۵) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\left. \frac{d\gamma}{dt} \right|_{t_0} = \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_0} - \left. \frac{d\zeta}{dt} \right|_{t_0} = \frac{-V_{s\alpha} \sin \theta_1 + V_{s\beta} \cos \theta_1}{|\vec{\psi}_{s1}|} - \omega_s \quad (16)$$

جایگزینی (۱۰) و (۱۶) در (۹)، بیان تنوع گشتاور:

$$\Delta T_e = k_T \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot (x-y) \cdot \Delta t \quad (17)$$

جایی که  $x$  و  $y$  هستند:

$$x = (V_{s\alpha} \cos \theta_1 + V_{s\beta} \sin \theta_1) \cdot \sin \gamma_1 \quad (18)$$

$$y = (V_{s\alpha} \sin \theta_1 - V_{s\beta} \cos \theta_1 + \omega_s \cdot |\vec{\psi}_{s1}|) \cdot \cos \gamma_1$$

برای عادی سازی (۵) و (۱۷)، مقادیر امتیاز دستگاه می‌تواند

به عنوان مقادیر پایه انتخاب شود:

$$V_m = \omega \cdot \psi_m \Rightarrow \psi_{base} = \frac{V_{base}}{\omega_{base}} = \frac{V_m}{\omega} \quad (19)$$

و

$$T_{e,base} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{\sigma} \cdot \frac{L_m}{L_s \cdot L_r} \cdot |\vec{\psi}_{r,base}| \cdot |\vec{\psi}_{s,base}| \cdot \sin \gamma_{base} \quad (20)$$

جایی که زیر پایه «ارزش پایه» را نشان می‌دهد.

$$\Delta |\vec{\psi}_s|_{pu} = \frac{\Delta |\vec{\psi}_s|}{\psi_{base}} = \frac{(V_{s\alpha} \cos \theta_1 + V_{s\beta} \sin \theta_1) \cdot \Delta t}{V_{base} / \omega_{base}} \quad (21)$$

معادله هر واحد برای تغییر شار باعث می‌شود:

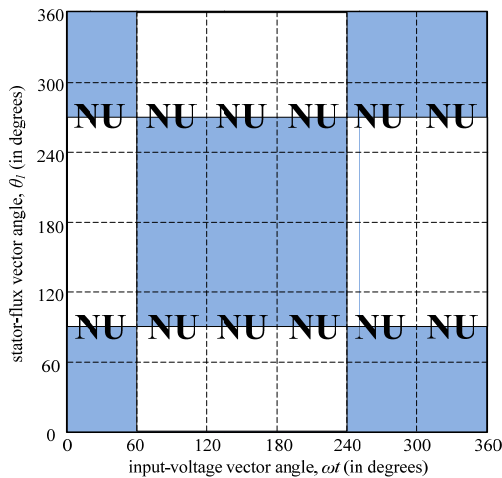
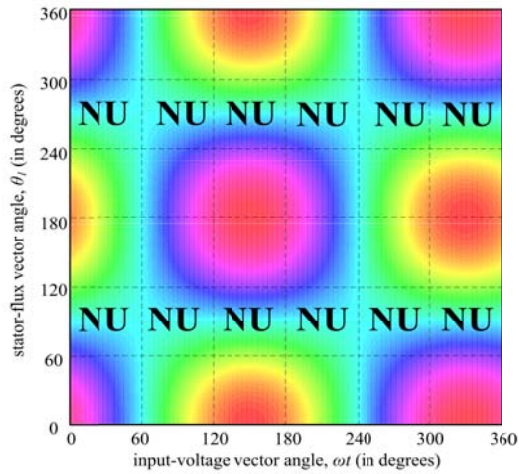
$$\Delta |\vec{\psi}_s|_{pu} = (V_{s\alpha,pu} \cos \theta_1 + V_{s\beta,pu} \sin \theta_1) \cdot k_1 \quad (22)$$

جایی که،

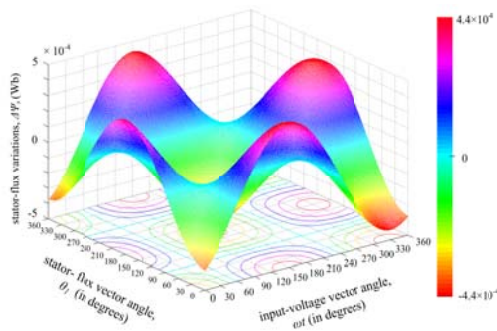
تغییرات گشتاور را می‌توان در شکل واحد از (۶) و (۱۷) به

صورت زیر بیان کرد:



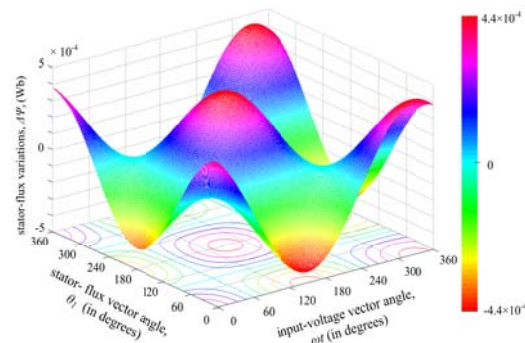


ب) نقشه کنتور تغییرات استاتور - شار برای V+1 برای بخش 60 درجه معمولی



ج) تغییرات استاتور شار برای V-1 برای درجه پیشنهاد شده 30°

با این حال، یک فاز متفاوت 180° درجه وجود دارد، زیرا بردارهای ولتاژ اعمال شده به ترتیب V-1 و V+1 در شکل 3 (a) و 3 (c) است. انجیر. 3 (b) و 3 (d) نقشه کانتور تغییرات شار با استفاده از V-1 و V+1 برای طرح 60° درجه معمولی و پیشنهاد 30° درجه سوئیچینگ مبتنی بر بخش به ترتیب V+1 و V-1، توصیف بعد سوم با رنگ و کانتور در شکل 3 (b)، منطقه سایه دار تغییرات  $V_{e+}$  را نشان می دهد و منطقه سفید نشان دهنده تغییرات  $V_{e-}$  جریان شار استاتور مربوط به شکل 3 (a) است. توجه داشته باشید که در برخی از بخش ها، استفاده از بردارهای ولتاژ زمانی که بردار فضایی به 6 بخش 60° درجه تقسیم می شود غیرممکن است. به عنوان مثال، هنگامی که  $\omega t < 120^\circ$  و  $60^\circ < \theta < 120^\circ$ ، شار در یک نیمه از این بخش مثبت است (V+1 شار استاتور را افزایش می دهد) و در نیمه دیگر آن منفی است (V+1 کاهش می یابد شار استاتور). بنابراین استفاده از V+1 در این بخش ممنوع است که در شکل 3 (b) توسط «NU» نشان داده شده است که منعکس کننده بخش های بدون استفاده می شود. از این رو، برای طرح سوئیچینگ معمولی، درجه آزادی انتخاب بردار ولتاژ استاتور محدود است. این به وضوح از تصاویر نشان داده شده است که هیچ بخش وجود ندارد زمانی که شار هر دو افزایش و کاهش با انتخاب 30° درجه بخش. بنابراین، بردار ولتاژ استاتور می تواند برای هر بخش برای پیشنهاد بخش 30° درجه اعمال شود. بنابراین درجه آزادی انتخاب بردار ولتاژ استاتور با طرح 30° درجه سوئیچینگ پیشنهاد شده به طور قابل توجهی نسبت به طرح 60° درجه سنتی معمولی افزایش می یابد.



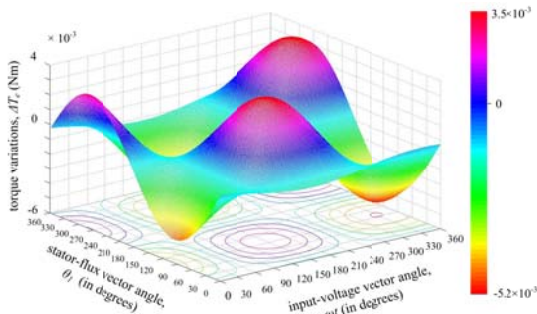
الف) تغییرات استاتور - شار برای V+1 برای بخش 60 درجه معمولی

شکل ۳ (د) تغییرات شار استاتور را برای طرح پیشنهادی ۳۰ درجه‌ای برای مدار بردار V-1 ولتاژ استاتور را نشان می‌دهد. برای بردار ولتاژ استاتور v-1، تناوب استاتور-فلو دقیقاً در مقابل بردار ولتاژ v+1 خواهد بود. این بیانیه برای همه ی بردارهای ولتاژ استاتور درست است. (به عنوان مثال V+5 و V-5 و...)

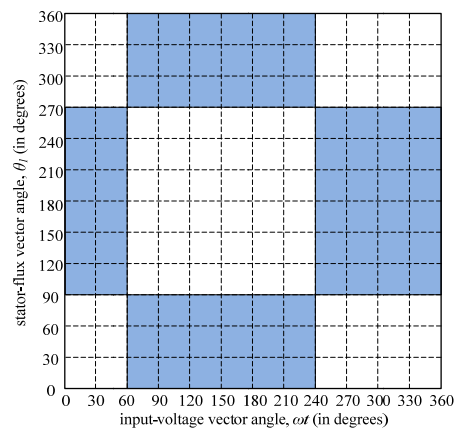
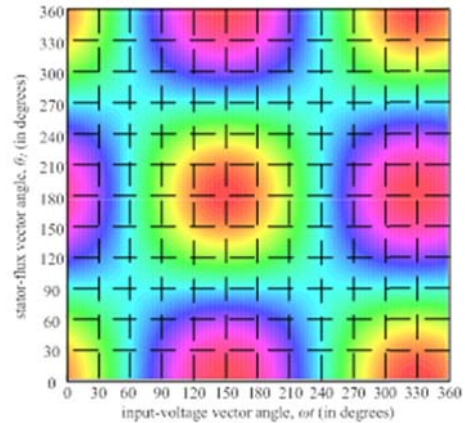
#### ۵-۲- تاثیر ولتاژ بر روی گشتاور

برای تغییر گشتاور در بردارهای مختلف ولتاژ، اجزای  $\alpha$  و  $\beta$  هر بردار ولتاژ بر اساس مقدار واحد تعویض شدند. تنوع گشتاور موتور و نقشه مربوطه، ( $\theta$  نسبت به  $\omega t$ ) تغییرات گشتاور در شرایط امتیاز ( $T_1 = 1 PU, \omega_m = 1 PU$ ) برای طرح پیشنهادی ۳۰ درجه با بردار ولتاژ استاتور V+1 و V+2 در شکل ۴ نشان داده شده است. به وضوح از این ارقام دیده می شود که هنگام بردار ولتاژ از V+1 به V+2 بر می‌گردد، تغییرات گشتاور نقص می‌یابد. تغییرات گشتاور مربوط به نتیجه Vectors V+1 و V-1 در تصاویر ۴(الف) و ۴(ب) به ترتیب نشان داده شده است. در شکل های ۴(ج) و ۴(د) دو رنگ Pericycles نشان دهنده مقادیر مثبت و منطقه سفید نشان دهنده مقادیر منفی تنوع گشتاور است. منطقه مناطق رنگی در هر دو شکل یکسان است. ۴(ج) و ۴(د) به جز موقعیت آنها تغییر کرده است.

به عبارت دیگر، با استفاده از بردارهای مختلف ولتاژ تنوع گشتاور اضافی وجود ندارد. به این معنی است که با استفاده از یک بردار ولتاژ مختلف، موج گشتاور باقی می ماند. علاوه بر این از این ارقام به وضوح دیده می شود که گشتاور برای V+1 و V+2 همان واکنش وابسته به فضا دارند، و برای بیان زمان وابسته تغییر گشتاور با توجه به بردار اعمال V+2 عقب مانده تغییر گشتاور نتیجه استفاده از V+1 توسط  $\pi/3$  است. این بیانیه برای همه بردارهای باقیمانده درست است (مثلاً V+2 به V+3 و...).



الف) تنوع گشتاور برای بردار ولتاژ v+1



د) نقشه کنترل تغییرات استاتور - شار برای v+1 برای درجه پیشنهاد شده  $30^\circ$

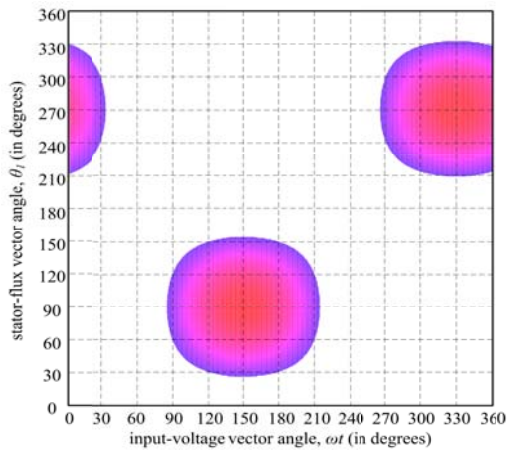
شکل ۳ تغییرات بردار استاتور جریان برای بخش  $60^\circ$  درجه متعارف و طرح ۳۰ درجه DTC پیشنهاد شده در شرایط امتیاز موتور ( $T_l = 1, \omega_m = 1$ ).

جدول ۲ مشخصات و پارامتر موتور القایی آزمون ۳ فاز، به عنوان سمت استاتور شناخته میشود.

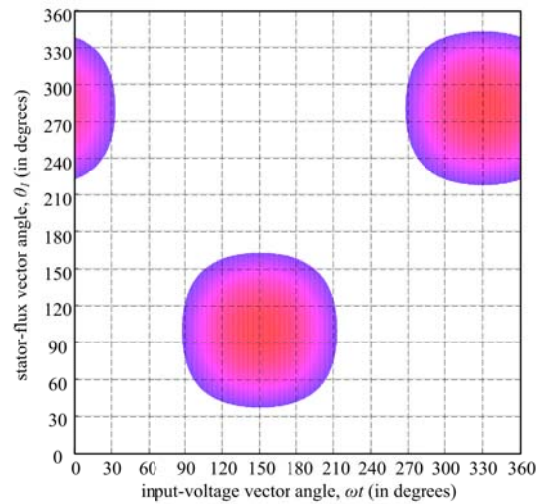
rated power	$S$	1100 VA
rated torque	$T_{e,base}$	6.3 Nm
rated voltage	$V_{l-l}$	380 V
number of poles	$2P$	2
rated frequency	$f$	50 Hz
stator resistance	$R_s$	1.405 $\Omega$
stator reactance	$X_{ls}$	1.834 $\Omega$
Mutual reactance	$X_m$	54.09 $\Omega$
rotor resistance	$R'_r$	1.395 $\Omega$
rotor reactance	$X'_{lr}$	1.834 $\Omega$
friction factor	$J$	0.0131 $kg/m^2$



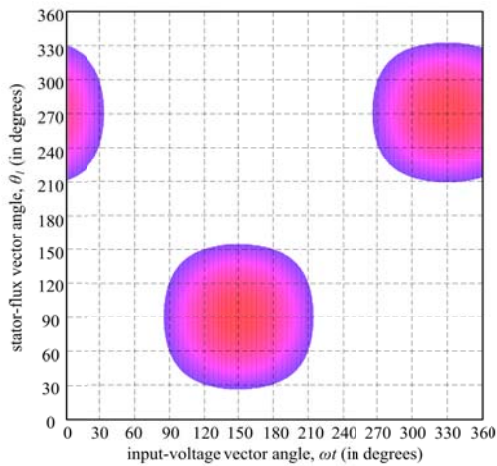
شکل ۵ اثر بارهای مختلف و سرعت بر روی تغییر گشتاور موتور را با استفاده از بردارهای ولتاژ استاتور  $V+1$  نشان می‌دهد. شکل ۵(الف) تنوع گشتاور را در شرایط مختلف بار نشان می‌دهد. در حالی که موتور با سرعت نامی ( $\omega_m = 1PU$ ) کار می‌کند. شکل ۵(ب) تغییرات گشتاور در سرعت‌های مختلف فرمان را نشان می‌دهد در حالی که بار امتیاز ( $T_1=1PU$ ) اعمال می‌شود.



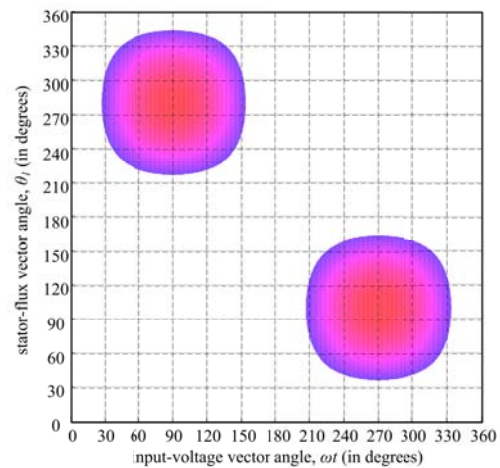
ب) تنوع گشتاور برای بردار ولتاژ  $V+2$



ج) ویژگی‌های رفتار گشتاور برای  $V+1$



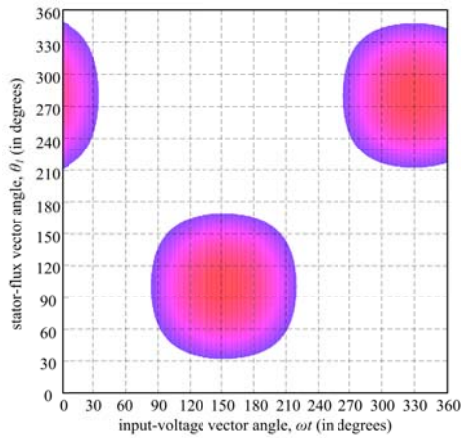
no load, speed=1 pu



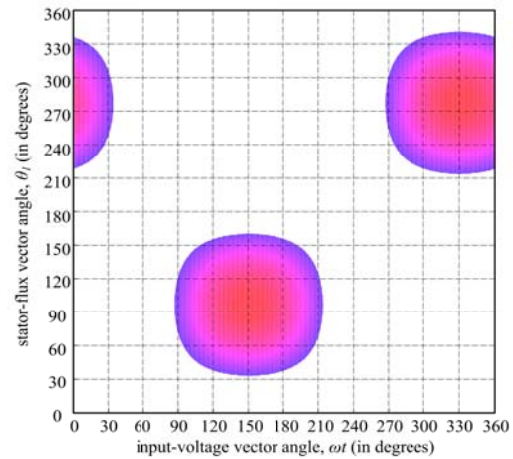
load=0.25 pu, speed=1 pu

د) ویژگی‌های رفتار گشتاور برای  $V+2$

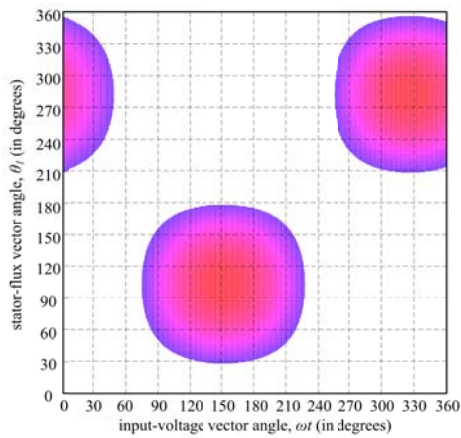
شکل ۴ تغییرات گشتاور برای موتور ۳۰ درجه ای پیشنهاد شده در موتور **DTC** مبتنی بر موتور در شرایط موتور رده بندی شده.



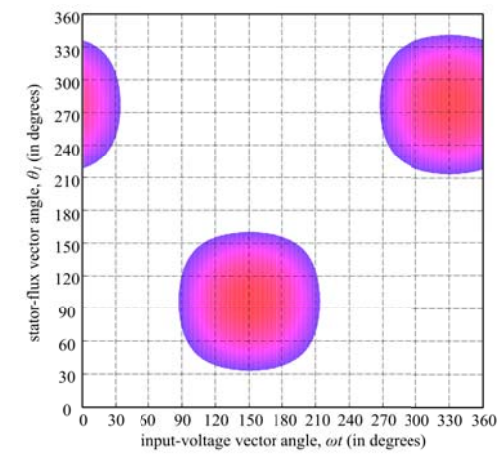
speed=0.8 pu, load=1 pu



load=0.5 pu, speed=1 pu

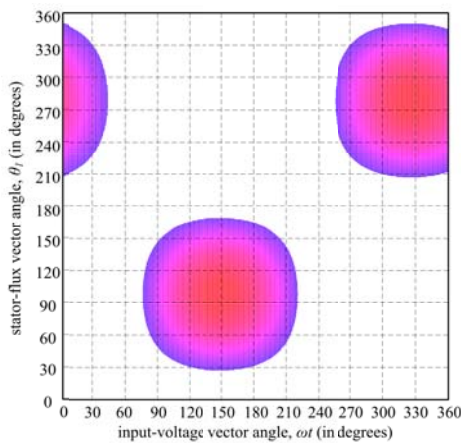


speed=0.7 pu, load=1 pu

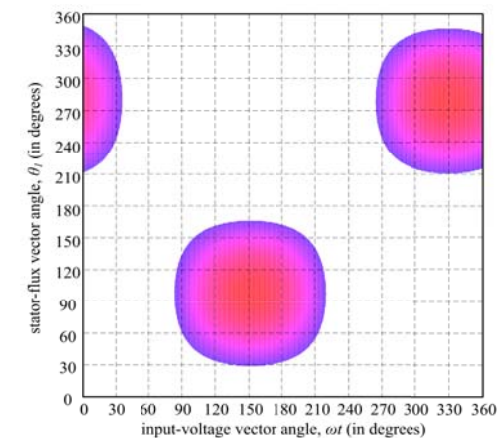


load=0.75 pu, speed=1 pu

الف) در بارهای مختلف با سرعت امتیاز



speed=0.6 pu, load=1 pu



speed=0.9 pu, load=1 pu

ب) در سرعت های مختلف تحت بار امتیاز  
 شکل ۵ ویژگی های رفتار گشتاور برای بردار ولتاژ  $(v+1)$  در شرایط بار و بار مختلف.

جدول ۳ مناطق مناسب را فهرست می‌کند که در آن  $V+1$  ثابت شده است که ویژگی‌های پایدار را نشان می‌دهد. این جدول از مناطق مشترک در میان شکل‌ها استخراج شده است. شکل ۵(الف) و ۵(ب) مناطق مشترک منعکس کننده بخش‌هایی هستند که یکسان هستند و تحت شرایط مختلف بار و سرعت تحت تأثیر قرار نمی‌گیرند. در این جدول علامت منفی نشان می‌دهد که مناطق عملیاتی پایدار که در آن موج رعد و برق گشتاور دارای مقادیر منفی است، و «NU» مناطق استفاده نشده را نشان می‌دهد چون ناپایدارند. همچنین  $L$  و  $K$  نشان دهنده تعداد بخش‌های ولتاژ ورودی و تعداد بخش‌های جریان شار است. به عنوان مثال در بخش ولتاژ  $L=1$  به معنای  $0 \leq \omega t \leq 30$  ،  $L=2$  به معنای  $30 \leq \omega t \leq 60$  ، در حالی که در بخش‌های استاتور جریان،  $K=1$  به معنای  $0 \leq \theta \leq 30^\circ$  و  $K=2$  به معنای  $30 \leq \theta \leq 60$ .

اثر تمام ۱۸ ترانسفورماتور ولتاژ فعال بر تغییرات گشتاور تحت شرایط بار و سرعت مختلف تحت نظارت مشابه روش فوق قرار گرفته است که با ولتاژ فضایی  $V+1$  اعمال می‌شود. از این رو، بردار با ویژگی‌های ثابت به عنوان ولتاژ مناسب بردارها فضا برای سوئیچینگ مبدل ماتریس انتخاب شده است. با توجه به تقارن برای بردارهای ولتاژ، نتایج برای تمام ۱۸ بردار گسترش می‌یابد و بخش سوئیچینگ ممنوعه برای تمام بردارهای ولتاژ استخراج می‌شود. این روش انتخاب ولتاژ یک الگوریتم سوئیچینگ پیشرفته را مستقل از تغییرات بار و سرعت فراهم می‌کند.

**جدول ۳ نتایج برای اثر بردار  $V+1$  بر تغییرات گشتاور**

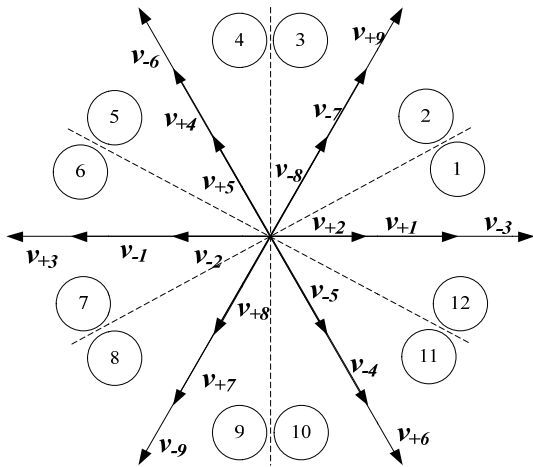
$L$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$k=1$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
$k=2$	-	-	-	NU	NU	NU	NU	-	-	-	-	-

نشان داده شده است.  $L$  تعداد بخش ولتاژ ورودی است. بردار فضایی شامل دو متغیر  $(\theta, \omega t)$  است: یعنی دو نوع از بخش برای بردار  $k$  - stator - flux و بردار ورودی - ولتاژ ( $L$ ) وجود دارد. برای هر بخش ولتاژ/عددی، بیش از یک بردار ولتاژ تولید می‌شود که همان تأثیر را بر گشتاور بسته به بخش شار/ عددی دارد و برعکس. واضح است که در بخش اول ولتاژ ( $L=1$ )، بردار ولتاژ  $V+5$  در بخش شار استاتور  $K=5$  تأثیر مشابهی بر شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی به بردار ولتاژ  $V+2$  در استاتور دارد بخش فلوکس  $K=1$ .

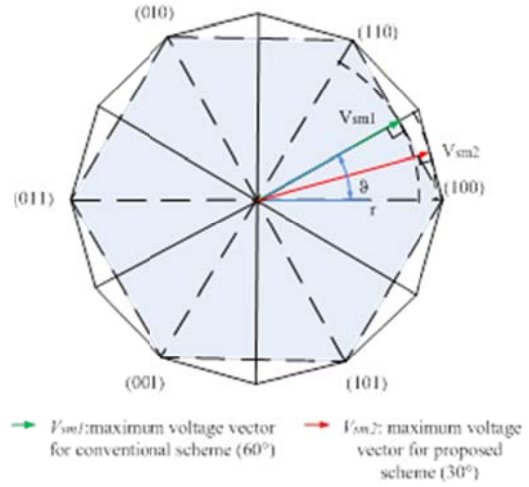
در حالت دوم، با فرض اینکه بخش اول بردار استاتور جریان ( $K=1$ ) ثابت نگه داشته شود، بردار ولتاژ  $V+1$  دقیقاً برابر با بردار ولتاژ  $V+2$  است در بخش ( $L=2$ )

#### ۴- بردارهای ولتاژ با اثر مشابه

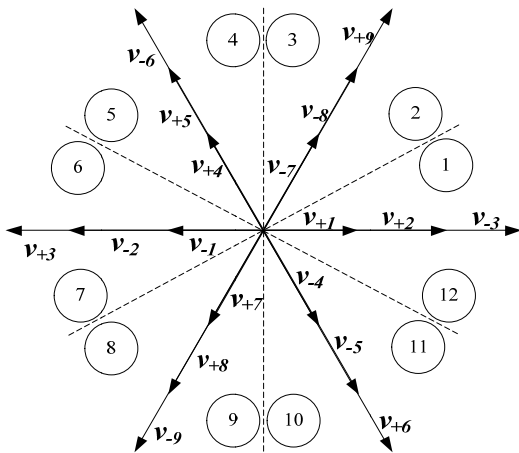
شکل ۶(الف) بردارهای اولیه ولتاژ اولیه در روش پیشنهاد شده ( $sector - 30^\circ$ ) را با روش متداول ( $sector - 60^\circ$ ) مقایسه می‌کند. همانطور که مشخص است، مقدار بردار ولتاژ برای طرح پیشنهادی همیشه بالاتر یا حداقل برابر با طرح متعارف است. بنابراین، موج شکن ولتاژ می‌تواند با طرح پیشنهادی کاهش یابد. علاوه بر این، احتمال رد پایه ولتاژ استاتور در هنگام تقاضای گشتاور بزرگ ممکن است کاهش یابد، زیرا محدودیت‌های بردار مرجع ولتاژ توسط چند ضلعی به جای مرز شش ضلعی. با توجه به شکل ۶(الف)، حداکثر مقدار بردار ولتاژ مرجع برای یک بردار فضای چندضلعی ۱۲ طرفه، و حداکثر مقدار بردار



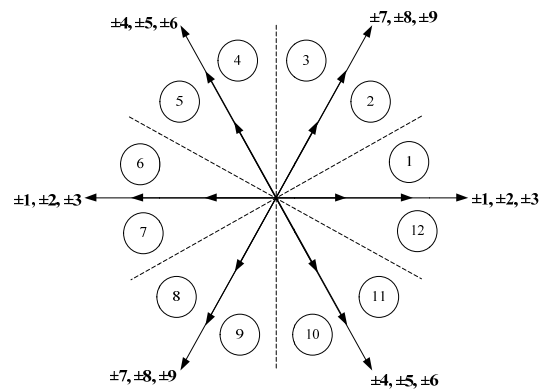
1st voltage sector ( $L=1, 0 \leq \omega t \leq 30^\circ$ )



الف) بردارهای ولتاژ پایه لحظه ای برای هر دو طرح سوئیچینگ معمولی و پیشنهاد شده



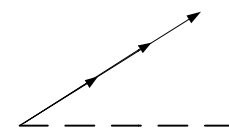
2<sup>nd</sup> voltage sector ( $L=2, 30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$ )



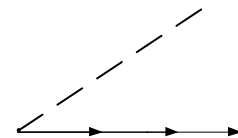
ب) ۱۸ بردار ولتاژ فعال از طرح سوئیچینگ پیشنهادی

د) پیکربندی طرح پیشنهادی برای بخش ۱ ( $L=1, 0 \leq \omega t \leq 30^\circ$ ) و بخش دوم ( $L=2, 30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$ )

شکل ۶ مدلاسیون فضایی برای طرح ۳۰ درجه پیشنهاد شده.

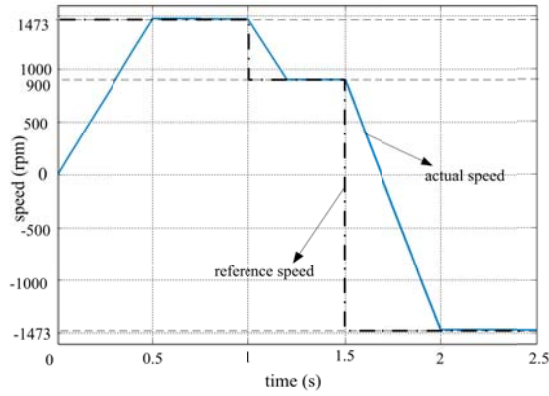


even sector form

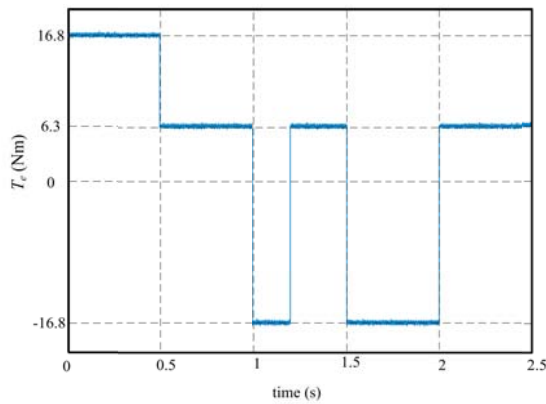


odd sector form

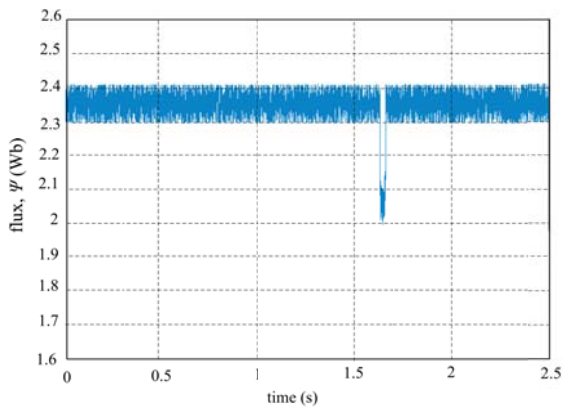
ج) فرم حصیری و فردی



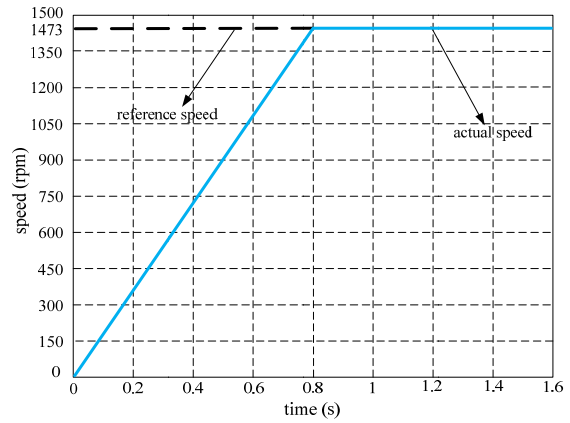
Speed



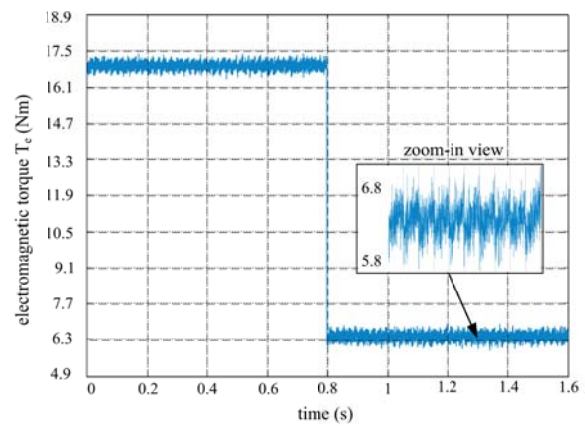
Electromagnetic torque



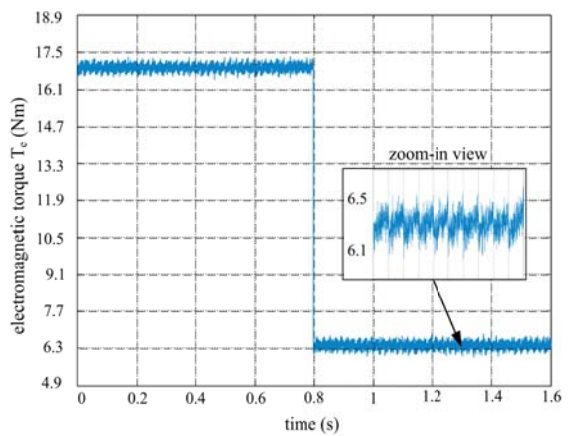
Stator flux



Speed



torque response of the conventional method



torque response of the proposed method

الف) پاسخ گشتاور روش پیشنهادی و سوئیچینگ معمولی



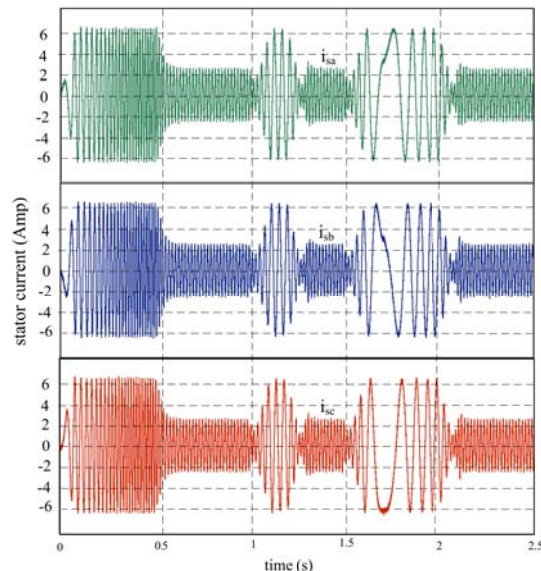
از این رو، از جدول ۴، کد شماره سوئیچینگ ۶ برابر با بردار ولتاژ  $V+q$  در  $K=12$  است.

**جدول ۴** کدهای سوئیچینگ، مبدل ماتریس و درجه ی آزادی در انتخاب مناسب ترانسفورماتور ولتاژ برای طرح پیشنهاد DTC.

switching code	vector number	on switches			equivalent vector code in odd sectors	equivalent vector code in even sectors
		$S_{Aa}$	$S_{Bb}$	$S_{Cb}$		
1	$v_{+1}$	$S_{Aa}$	$S_{Bb}$	$S_{Cb}$	$(3k-1)/2$	$(3k-4)/2$
2	$v_{+2}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$S_{Cc}$	$(3k+1)/2$	$(3k-2)/2$
3	$v_{-3}$	$S_{Aa}$	$S_{Bc}$	$S_{Cc}$	$(3k+3)/2$	$3k/2$
4	$v_{-7}$	$S_{Aa}$	$S_{Ba}$	$S_{Cb}$	$(3k+5)/2$	$(3k+2)/2$
5	$v_{-8}$	$S_{Ab}$	$S_{Bb}$	$S_{Cc}$	$(3k+7)/2$	$(3k+4)/2$
6	$v_{+9}$	$S_{Aa}$	$S_{Ba}$	$S_{Cc}$	$(3k+9)/2$	$(3k+6)/2$
7	$v_{+4}$	$S_{Ab}$	$S_{Ba}$	$S_{Cb}$	$(3k+11)/2$	$(3k+8)/2$
8	$v_{+5}$	$S_{Ab}$	$S_{Bb}$	$S_{Cc}$	$(3k+13)/2$	$(3k+10)/2$
9	$v_{-6}$	$S_{Ab}$	$S_{Ba}$	$S_{Cc}$	$(3k+15)/2$	$(3k+12)/2$
10	$v_{-1}$	$S_{Ab}$	$S_{Ba}$	$S_{Ca}$	$(3k+17)/2$	$(3k+14)/2$
11	$v_{-2}$	$S_{Ac}$	$S_{Bb}$	$S_{Cb}$	$(3k+19)/2$	$(3k+16)/2$
12	$v_{+3}$	$S_{Ab}$	$S_{Ba}$	$S_{Ca}$	$(3k+21)/2$	$(3k+18)/2$
13	$v_{+7}$	$S_{Ab}$	$S_{Bb}$	$S_{Ca}$	$(3k+23)/2$	$(3k+20)/2$
14	$v_{+8}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$S_{Cb}$	$(3k+25)/2$	$(3k+22)/2$
15	$v_{-9}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$S_{Ca}$	$(3k+27)/2$	$(3k+24)/2$
16	$v_{-4}$	$S_{Aa}$	$S_{Bb}$	$S_{Ca}$	$(3k+29)/2$	$(3k+26)/2$
17	$v_{-5}$	$S_{Ab}$	$S_{Bc}$	$S_{Cb}$	$(3k+31)/2$	$(3k+28)/2$
18	$v_{+6}$	$S_{Aa}$	$S_{Bc}$	$S_{Ca}$	$(3k+33)/2$	$(3k+30)/2$
19	$0_a$	$S_{Aa}$	$S_{Ba}$	$S_{Ca}$	19	19
20	$0_b$	$S_{Ab}$	$S_{Bb}$	$S_{Cb}$	20	20
21	$0_c$	$S_{Ac}$	$S_{Bc}$	$S_{Cc}$	21	21

#### ۵- Vectors مناسب برای کنترل

برای بررسی اثر ۱۸ بردار ولتاژ فعال تولید شده توسط مبدل ماتریکس بر روی شار و گشتاور، یک روش مشابه با  $V+1$  نیز برای دیگر بردارها استفاده می شود. بردارهای ولتاژ با ویژگی های پایدار در بخش های ۳۰ درجه سپس به عنوان بردار مناسب برای کنترل گشتاور موتور و شار انتخاب می شوند. بر اساس تجزیه و تحلیل نتایج اولیه، تکنیک سوئیچینگ پیشنهاد شده استخراج می شود. جدول ۵ تنها نتایج مربوط به شش بخش اول ولتاژ ورودی را فهرست می کند، اما به دلیل شرایط تقارن در بردارهای فضایی، نتایج نیز برای بخش های باقیمانده معتبر است. در واقع، نتایج مربوط به شش بخش باقی مانده از شش بخش اول، مانند هنگامی که بردار ولتاژ در بخش اول ولتاژ



Stator-phase currents

(ب) روش با میزان سرعت (1473RPM) و بار امتیاز (6.3Nm)

روش پیشنهادی برای تغییرات مرحله سرعت فرمان

شکل ۷ عملکرد مبدل ماتریس مبتنی بر سوئیچینگ پیشنهاد شده برای درایو IM

یک کد ویژه برای هر حالت سوئیچینگ مبدل ماتریس برای تعیین بردارهای مشابه در بخش های دیگر با بخش های اول ( $L=1$ ) و دوم ( $L=2$ )، همانطور که در جدول ۴ نشان داده شده است، ایجاد شده است. برای مثال بردار ولتاژ معادل در بخش ۵ استاتور جریان ( $K=5$ ) برای بردار ولتاژ  $V+2$  در بخش اول استاتور- شار ( $K=1$ )، که سوئیچ شماره را پیدا کنید ۲ اولین بار در جدول ۴ یافت می شود و سپس معادله  $K=5$  را در معادله مربوطه جایگزین می کند:

$$(3K+1)/2=(3*5+1)=8$$

کد ۸، ردیف ۸ جدول ۴ را نشان می دهد، به این معنی که بردار ولتاژ  $V+2$  در بخش اول استاتور- شار است. دوباره، اگر بردار ولتاژ  $V+2$  باشد، و بخش شار استاتور،  $K=2$  است، در بخش  $K=4$ ، بردار ولتاژ معادل  $V-8$  است. علاوه بر این، اگر بردار ولتاژ  $V-6$  باشد و بخش شار استاتور  $K=2$  باشد، سپس که بردار معادل آن برابر است:

$$(3k+12)/2=(3*12+12)/2=24$$

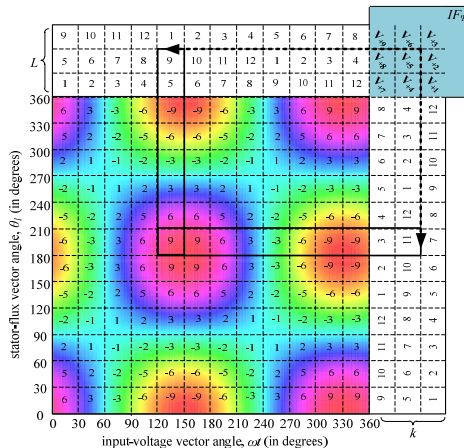
اگر که حاصل بزرگتر از ۱۸ باشد، که توافق معتبر با تفریق ۱۸ از تعداد محاسبه شده به دست می آید:

$$24-18=6$$

جایگزینی (۲۷) به (۳۰)، IFPH از بردار V+1 در هر منطقه می‌تواند محاسبه شود. جدول تعویض افزایش یافته بردار V+1 می‌تواند در جدول ۶ ارائه شود که در آن اثرات حالت سوئیچینگ V+1 بر تغییرات شار نشان داده شده به صورت صریح بیش از نقشه کانتور مربوطه است. با توجه به تقارن برای بردارهای ولتاژ، نتایج در جدول ۶ برای تمام ۱۸ بردار گسترش می‌یابد.

جدول ۶ اثر تاثیر تغییرات شار (IF $\lambda$ ) برای V+1 و جدول افزایش یافته

برای تمام ۱۸ بردار ولتاژ فعال



همانطور که می‌توان از (۲۷) نتیجه داد، تابع، و همان بیان وابسته به زمان و برای بیان وابسته به فضا، با  $2\pi/3$  عقب می‌افتد و با  $2\pi/3$  عقب می‌افتد. ویژگی‌های مشابه برای عملکرد، و از .... وجود دارد. جدول تعویض دیگر بردارها به همان شیوه به دست می‌آید. همچنین توابع حالت‌های سوئیچینگ منفی (q-) (-1, -2, -3) مخالف هستند با حالت‌های سوئیچینگ مثبت (q+) (1+, 2+, 3+). علاوه بر این، عوامل تأثیر شار در جدول سوئیچینگ افزایش یافته اند عدد صحیح از q به q، به جز ۰،  $4 \pm, 7 \pm, 8 \pm$ . دلیل این است که  $4 \pm, 7 \pm, 8 \pm$  مربوط به حالت سوئیچینگ چرخشی MC است و 0 توسط حالت سوئیچینگ صفر MGS تولید می‌شود.

در جدول ۶، عامل تأثیر جامع شار برای تمام ۱۸ بردار توسعه داده می‌شود. در حالی که سه ستون در سمت راست تعداد بخش‌های بردار شار استاتور (k) است و سه ردیف در بالا تعداد بخش‌های ورودی ولتاژ بردار (L) برای پرس و جو IFPH. به عنوان مثال، فرض کنید IFPH از V-5 در ناحیه K=11 و L=9 مورد نیاز است، همانطور که توسط فلش جامد در جدول ۶ نشان داده شده است، پیدا کردن V+5 در بالای جدول و سپس نتیجه

q+ است (L=1)، در بخش 7 (L=7) آن q- و غیره است. از جدول ۵ دیده می‌شود که برخی از بخش‌ها، بردارهای متعدد برای انتخاب سوئیچینگ وجود دارد که افزایش می‌یابد.

درجه آزادی در انتخاب ولتاژ-فضا- بردار برای DTC از IM توسط مبدل ماتریس. درجه افزایش آزادی باعث بهبود عملکرد درایو IM می‌شود.  $H\varphi$  و HT به ترتیب خروجی کنترل کننده های جریان شار و گشتاور هیستریز هستند، همانطور که در زیر نشان داده شده است:

$$\begin{cases} T_e < T_e^*, H_{T_e} = +1 \\ T_e > T_e^*, H_{T_e} = -1 \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} \varphi < \varphi^*, H_\varphi = +1 \\ \varphi > \varphi^*, H_\varphi = -1 \end{cases} \quad (29)$$

جدول ۵. وضعیت سوئیچینگ مبدل ماتریس برای طرح سوئیچینگ پیشنهادی.

لازم به ذکر است که  $H\varphi = -1$  و  $T_e = +1$

## ۶- انتخاب بردارهای بهینه برای کاهش.

### فرکانس سوئیچ

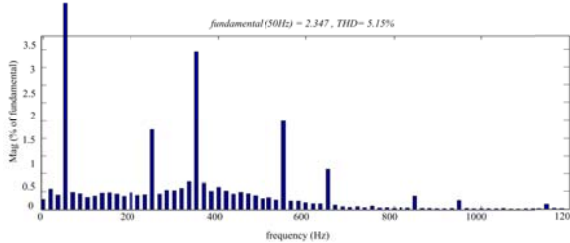
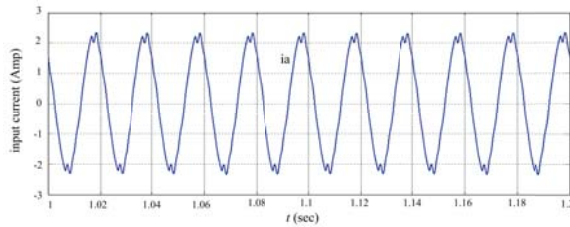
به منظور انتخاب بهترین ولتاژ-فضا - بردار از گزینه های موجود در جدول ۵ برای به دست آوردن حداقل فرکانس سوئیچینگ، ولتاژ-فضا- بردار با کمترین تغییر شار به عنوان بهترین بردار سوئیچ انتخاب شده است. این انتخاب زمان سوئیچ را افزایش می‌دهد با افزایش محدودیت‌های هیستریز در هر دو جریان و گشتاور.

بنابراین فرکانس سوئیچینگ بهینه شده است. بنابراین تلفات سوئیچینگ کاهش می‌یابد. نرخ تغییر شارها مطابق با هر ولتاژ ورودی در بخش‌های مختلف شار است و سپس مقادیر کمترین مقادیر متوسط در هر بخش نقشه کانتور برای تعویض انتخاب می‌شوند.

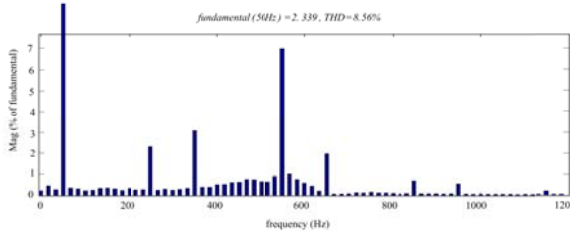
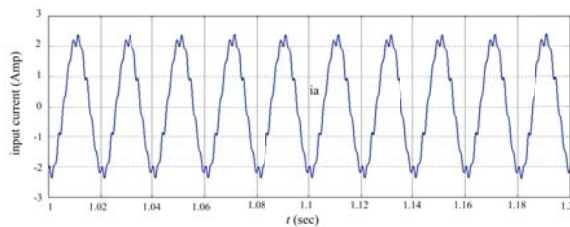
میانگین مقدار شار در هر بخش در نقشه های کانتور به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$IF_\psi = \text{round} \left[ \frac{R_F}{(\pi/6)^2} \int_{\frac{T}{12}(L-1)}^{\frac{T}{12}(L)} \int_{\frac{\pi}{6}(k-1)}^{\frac{\pi}{6}k} |\vec{\psi}_s| d\theta d\alpha \right] \quad (30)$$

در حقیقت دور [ ] دور بعدی را به نزدیک ترین عدد صحیح نشان می‌دهد، و  $IF_\psi$  عامل تأثیر شار است. مقادیر IFPH عدد صحیح بین q+ و q- است که ضریب RF برابر است.



الف) جریان ورودی روش پیشنهادی



ب) جریان ورودی روش معمول

$IF\psi = -9$  بدست می آید و نتیجه نهایی با محاسبه مقدار مقابل آن برای  $V=5$  بدست می آید.

#### ۷- نتایج شبیه سازی $V$ .

درایو *IM* مستقر در *DTC* با استفاده از نرم افزار *Matlab/Simulink* به طور گسترده در شرایط عملیاتی مختلف شبیه سازی شده است. شکل 7(a) پاسخ های آغازین *IM* درایو مبتنی بر *DTC* را با بار نامی و شرایط سرعت امتیاز برای طرح سوئیچ پیشنهاد شده ( $30^\circ$ ) و متعارف ( $60^\circ$ ) مقایسه می کند. رشته گشتاور برای طرح سوئیچینگ پیشنهاد شده در مقایسه با سوئیچ معمولی کمتر است. بنابراین، طرح سوئیچینگ پیشنهادی ارتعاش کمتری به موتور ارائه می دهد. مشخص شده است که موتور می تواند سرعت فرمان را حتی اگر آن را به جهت معکوس تغییر دهد. بنابراین، عملکرد مبدل ماتریس پیشنهاد شده برای سوئیچینگ برای درایو *IM* در شرایط مختلف عملکرد قوی است. سرعت، گشتاور الکترومغناطیسی، جریان و جریان استاتور تولید شده در شرایط عملیاتی مختلف در شکل 7(b) نشان داده شده است.

واضح است که موتور می تواند جهت چرخش را به طور مساوی بودن هیچ گونه خطای بیش از حد / کم عمق یا حالت ثابت ثابت کند.

شکل موج جریان ورودی و طیف هارمونیک آن در حالت پایدار موتور برای هر دو روش پیشنهادی و متعارف در شکل های زیر نشان داده شده است. 8(a) و 8(b) به ترتیب اجزای فیلتر ورودی القایی ( $L_f=4mH$ ) و خازن ( $C_f=40\mu f$ ) است. دیده می شود که اعوجاج جریان ورودی برای روش معمول برای روش پیشنهادی است. *THD* های روش های معمول و پیشنهاد شده به ترتیب 56/8% و 51/5% است. طیف هارمونیک و شکل موج ولتاژ خروجی برای هر دو روش در شکل ها نشان داده شده است. 8(c) و 8(d).

دیده می شود که هارمونیک روش پیشنهادی عمدتاً در مجاورت فرکانس سوئیچینگ (۱۰ کیلوهرتز) است که در شکل 8(c) نشان داده شده است، در حالی که هارمونیک های متداول عمدتاً در محدوده 0/5-6 کیلوهرتز در شکل 8(d) نشان داده شده است.

نتیجه نشان می دهد که *THD* های ولتاژ خروجی روش های معمول و پیشنهاد شده به ترتیب 58/1% و 61/9% می باشد. مقایسه روش پیشنهادی و روش سوئیچینگ معمولی در جدول ۷ خلاصه شده است.

جدول ۷. مقایسه روش پیشنهادی سوئیچینگ و روش معمول

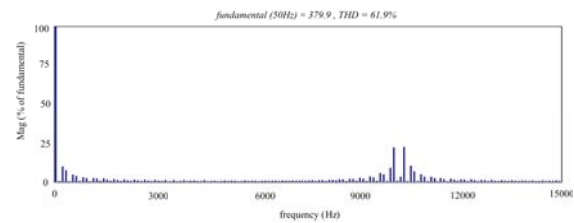
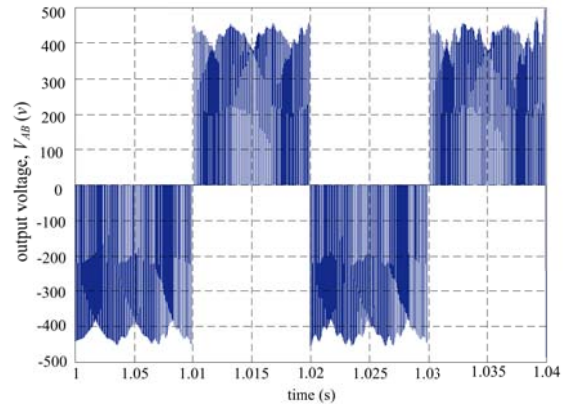
parameters of comparison	proposed method	conventional method [1]
THD of MC input current	5.15%	8.56%
THD of MC output voltage	61.9% , harmonics are mainly in the vicinity of the switching frequency (10 kHz)	58.1%, harmonics are mainly distributed within the range of (0.5–6 kHz)
torque ripple reduction	60% reduction	Fixed
maximum limit of reference voltage within circular locus of space vectors without over modulation	$V_{sm1} \times 1.11$	$V_{sm1}$
degrees of freedom to select appropriate voltage vectors for DTC	intensified	fixed

#### ۸- نتیجه گیری

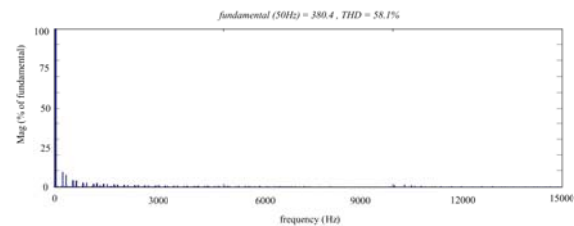
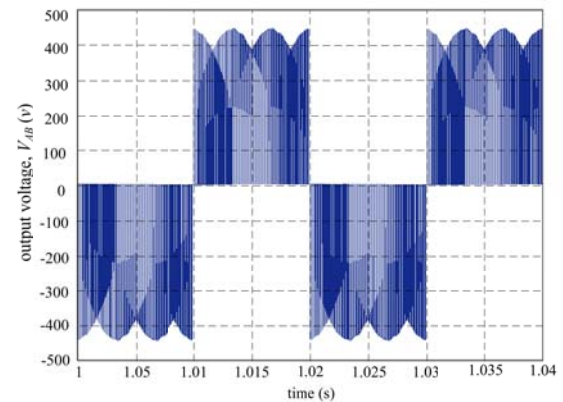
یک استراتژی سوئیچینگ جدید برای طرح *DTC* مبتنی بر مبدل ماتریکس در این مقاله توسعه داده شده است. با تقسیم لکه دایره ای بردار فضایی به شش بخش ۶۰ درجه، محدوده بخش ولتاژ قابل استفاده در طرح *DTC* محدود است.

بنابراین به منظور افزایش میزان آزادی، تقسیم مکان یک دایره بردار فضایی به ۱۲ قسمت ۳۰ درجه پیشنهاد شد. از این رو، جدول سوئیچینگ بهینه سازگار بر مبنای مبدل ماتریسو انتخاب بردار ۳۰ درجه از شار و ولتاژ ارائه شده است. بیان تحلیلی نرخ تغییر شار و گشتاور بر اساس کنترل گشتاور با تغییرات کوچک جریان شار استاتور در نوارهای هیستریزس ایجاد شده است.

برای بدست آوردن حداقل فرکانس سوئیچینگ، بردارهای مناسب ولتاژ براساس تغییرات شار متوسط و تقسیم شده در بخش های مختلف برای تمام *Vector 18* انتخاب شدند. مزیت طرح پیشنهادی این است که با یک بردار فضای ۱۲ گانه چندضلعی، محدوده کنترل خطی بیش از بردار فضای شش ضلعی است. این همچنین درجه آزادی پیشرفته ای را معرفی کرد که منجر به کاهش رکود گشتاور در ایو *IM* بر اساس *DTC* شد.



ج) ولتاژ خروجی روش پیشنهادی



د) ولتاژ خروجی روش متداول

شکل ۸ عملکرد حالت ثابت

		۹- فهرست علائم	
تغییر زاویه بردار استاتور - شار	$\Delta\theta$	خازن فیلتر ورودی	$Cf$
فاکتور نشت	$\Sigma$	کنترل خروجی شار هیستریز	$H\varphi$
حداکثر شار استاتور	$\psi_m$	کنترل کننده خروجی گشتاور هیستریز	$HTe$
بردار استاتور - شار	$\vec{\psi}_s$	ضریب تاثیر شار IFPH	$IF\psi$
بردار روتور - شار	$\vec{\psi}_r$	بخش ولتاژ بردار	$L$
فرمان استاتور - شار	$\hat{\psi}_s^*$	القاه فیلتر ورودی	$Lf$
تناوب بردار استاتور - شار	$\Delta\psi_s$	القاه متقابل	$Lm$
تغییرات جریان استاتور در واحد <b>pu</b>	$\Delta \vec{\psi}_s _{pu}$	القایی نشتی روتور	$Lr$
سرعت همزمان	$\omega_s$	القایی نشتی استاتور	$Ls$
		تعداد قطب ها	$P$
		حالت سوئیچینگ	$Sk$
		گشتاور الکترو مغناطیسی دستگاه القایی	$Te$
		فرمان گشتاور	$T_e^*$
		تغییر گشتاور الکترومغناطیسی	$\Delta Te$
		تغییرات گشتاور در واحد <b>Pu</b>	$\Delta Te, pu$
		ولتاژ دارای رتبه	$Vm$
		حداقل ولتاژ بردار برای طرح متعارف ۶۰ درجه	$Vsm1$
		حداقل ولتاژ بردار برای پیشنهاد ۳۰ درجه	$Vsm2$
		مولفه های شعاعی و مماس از بردار فضای استاتور	$Vsr \& Vst$
		بردار فضایی استاتور - ولتاژ	$\vec{V}_s$
		$\alpha$ و $\beta$ به ترتیب قسمت های استاتور و ولتاژ	$Vs\alpha \& Vs\beta$
		شماره بخش بردار شار	$K$
		به ترتیب ضریب شار و گشتاور	$k1 \& k2$
		مقدار ثابت	$kT$
		زمان اولیه	$t0$
		فاصله زمانی	$\Delta t$
		اولین بار بردار ولتاژ به ترتیب در <b>ve(+)</b> و <b>ve(-)</b> است	$v+1 \& v-1$
		جزء واقعی مبدل ماتریس	$A$
		جزء مفهومی مبدل ماتریس	$B$
		زاویه بار	$\Gamma$
		زاویه بین استاتور و روتور جریان شتاب	$\gamma1$
		تغییر زاویه بار	$\Delta\gamma$
		تغییر زاویه برداری روتور - شار	$\Delta\zeta$
		زاویه بردار استاتور - شار	$\theta$

## ۱۰- مراجع

- [1] Rodriguez, J., Rivera, M., Kolar, J.W., and Wheeler, P.W.: 'A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters', IEEE Trans. Ind. Electron., 2012, 59, (1), pp.58-70
- [2] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., and Zarri, L.: 'Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state', IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49, (2), pp.370-381
- [3] Wheeler, P.W., Rodriguez, J., Clare, J.C., Empringham, L., and Weinstein, A.: 'Matrix converters: a technology review', IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49, (2), pp.276-288
- [4] Gruson, F., Le Moigne, P., Delarue, P., Videt, A., Cimetiere, X., and Arpilliere, M.: 'A Simple Carrier-Based Modulation for the SVM of the Matrix Converter', IEEE Trans. Ind. Informat., 2013, 9, (2), pp.947-956
- [5] Patel, C., Day, R.P.P.A., Dey, A., Ramchand, R., Gopakumar, K.K., and Kazmierkowski, M.P.: 'Fast direct torque control of an open-end induction motor drive using 12-sided polygonal voltage space vectors', IEEE Trans. Power Electron., 2012, 27, (1), pp.400-410
- [6] Geyer, T.: 'Computationally Efficient Model Predictive Direct Torque Control', IEEE Trans. Power Electron., 2011, 26, (10), pp.2804-2816
- [7] Vargas, R., Ammann, U., Hudoffsky, B., Rodriguez, J., and Wheeler, P.: 'Predictive Torque Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Input Power Control', IEEE Trans. Power Electron., 2010, 25, (6), pp.1426-1438
- [8] Noguchi, T., Yamamoto, M., Kondo, S., and Takahashi, I.: 'Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering', IEEE Trans. Ind. Appl., 1999, 35, (6), pp.1358-1366
- [9] Lasca, C., Boldea, I., and Blaabjerg, F.: 'Direct torque control of sensorless induction motor drives: a sliding-mode approach', IEEE Trans. Ind. Appl., 2004, 40, (2), pp.582-590
- [10] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converter in direct torque control of induction machines," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, no. 6, pp. 1057-1064, Dec. 2001.
- [11] K. Lee, F. Blaabjerg, and T. W. Yoon, "Speed-sensorless DTC-SVM for matrix converter drives with simple nonlinearity compensation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, no. 6, pp. 1639-1649, Nov./Dec. 2007.
- [12] K. Lee, and F. Blaabjerg, "Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 2, pp. 512-521, Feb. 2008.
- [13] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and G. M. Asher, "Improved waveform quality in the direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 6, pp. 2101-2110, Jun. 2010.
- [14] K. Lee, and F. Blaabjerg, "An improved DTC-SVM method for sensorless matrix converter drives using an overmodulation



- on Torque and Flux of DTC controlled Drives', Electric Machines & Drives Int. Conf., May. 2007, May 2007 IEEE, pp. 754-759
- [19] Xia, C., Zhao, J., Yan, Y., Shi, T.: 'A Novel Direct Torque Control of Matrix Converter-fed PMSM Drives Using Duty Cycle Control for Torque Ripple Reduction', IEEE Trans. Ind. Electr., Early Access 2013.
- [20] Patel, C., Ramchand, R., Rajeevan, P.P., Sivakumar, K., Das, A., Gopakumar, K., Kazmierkowski, M.P.: 'Direct torque control scheme of IM drive with 12-sided polygonal voltage space vectors', Proc., EPE European, Sept 2011 IEEE, pp. 1-11
- [21] Borra Suresh Kumar., Gupta, R.A., Kumar, R.: '12-Sector Methodology of Torque Ripple Reduction in a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive', SICE-ICASE Int. Conf., Oct. 2006 pp.3587-3592
- strategy and a simple nonlinearity compensation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3155-3166, Dec. 2007.
- [15] An, S., Sun, X. D., Zhong, Y., and Matsui, M.: 'Research on a new and generalized method of discontinuous PWM strategies to minimize the switching loss' Proc., ISGT Asia, May 2012 IEEE, pp.1-6
- [16] Nguyen, H. M., Lee, H. H., Chun, and T. W.: 'An investigation on direct space vector modulation methods for matrix converter', Proc. 35th Annual Conf. of IEEE Ind. Electr., IECON, Nov. 2009, pp.4493-4498
- [17] Pavithra, S., Sivaprakasam, A., and Manigandan, T.: 'Performance improvement of DTC for induction motor with 12-sector methodology', PACC Int. Conf., Jul. 2011 pp.1-5
- [18] Gharakhani, A.; Radan, A.: 'Analytical Study of Affecting Characteristic of Voltage Vectors of a Three-level NPC Inverter