

کاهش ریبیل گشتاور در روش کنترل مستقیم گشتاور موتور پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون تغذیه شده با مبدل ماتریسی

ارژنگ یوسفی تلوکی^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد، سید اصغر غلامیان^۲، استادیار، احمد رادان^۳، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی بابل- بابل- ایران - a.yousefi@stu.nit.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی بابل- بابل- ایران - gholamian@nit.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - تهران - ایران - radan@eetd.kntu.ac.ir

چکیده: اخیراً ماشین‌های چند فاز به دلیل دارا بودن مزایای عمده نسبت به ماشین‌های سه فاز، مورد توجه زیادی قرار گرفته‌اند. در مقاله‌های اخیر، تنها کنترل موتورهای پنج فاز که از طریق مبدل‌های پشت به پشت (ac-dc-ac) تغذیه شده بودند، مورد بررسی قرار گرفته است. مبدل‌های ماتریسی دارای مزایای عمده‌ای نسبت به مبدل‌های پشت به پشت می‌باشند که از جمله آن‌ها می‌توان به نداشتن خازن ذخیره کننده انرژی در قسمت dc، حجم کوچک و همچنین بردارهای ولتاژ خروجی بیشتر اشاره کرد. این مقاله یک روش کنترل مستقیم گشتاور جدید برای موتور پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون (PMSM) با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز ارائه می‌دهد. یکی از بارزترین معایب روش کنترل مستقیم گشتاور، ریبیل زیاد آن می‌باشد. لذا در این روش ارائه داده شده، از بردارهای بیشتر مبدل ماتریسی نسبت به مبدل ac-dc-ac و در نتیجه درجه آزادی بیشتر آن، برای کاهش ریبیل گشتاور و همچنین تثبیت ضریب توان ورودی در مقدار واحد استفاده می‌شود. در حقیقت در این روش ارائه شده، مزایای مبدل ماتریسی و روش کنترل مستقیم گشتاور با یکدیگر ترکیب می‌شوند. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهد که علاوه بر کنترل دقیق شار و گشتاور و کاهش ریبیل آن، ضریب توان ورودی نیز در حدود یک تنظیم می‌گردد.

واژه‌های کلیدی: موتور پنج فاز مغناطیس دائم، کنترل مستقیم گشتاور، مبدل ماتریسی، کاهش ریبیل، ضریب توان.

Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control Method of Matrix Converter Fed Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor

¹Arjang Yousefi-Talouki, ¹S. Asghar Gholamian, ²Ahmad Radan

¹Department of Electrical Engineering, Babol University of Technology, Babol, Iran

²Electrical Engineering Department of K.N. Toosi University of Technology Tehran, Iran

Abstract: Recently, multiphase motors have gained an increased attention in order to their advantages in comparison with their three-phase counterparts. In recent literatures, only the control of voltage source inverters (VSI)-fed five-phase motors has been investigated. Matrix converters have several advantages over VSIs such as the absence of dc-link capacitors, lower volume and also higher number of output voltage vectors. In this paper a new direct torque control (DTC) of matrix converter-fed five-phase PMSM is presented. One of the major disadvantages of DTC method is the high torque ripple. In this presented method, using the higher number of output voltage vectors of matrix converter, torque ripple is reduced and also unity input power factor is achieved. Simulation results show the effectiveness of presented method.

Keyword: Five-Phase PMSM, Direct Torque Control, Matrix Converter, ripple reduction and power factor.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۰/۱۲/۲۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۱/۹/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۱/۱۲/۱۶

نام نویسنده‌ی مسئول: سید اصغر غلامیان

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - بابل - خیابان شریعتی - دانشگاه صنعتی بابل - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

اخیراً موتورهای چند فاز (عموماً پنج فاز و شش فاز) به دلیل مزایای مختلف نسبت به موتورهای سه فاز از قبیل کاهش دامنه گشتاور ضربانی، افزایش قابلیت اطمینان، کاهش جریان لینک dc و کاهش جریان هر فاز استاتور بدون نیاز به افزایش ولتاژ مورد توجه قرار گرفته‌اند. خودروهای هیبرید، سیستم رانش سامانه های دریایی و فضاپیماها از جمله موارد کاربرد این نوع موتورها می‌باشند [۵-۱]. روش کنترل مستقیم گشتاور به عنوان یک روش قدرتمند اولین بار برای کنترل موتور سه فاز القایی معرفی گردید و در سال‌های بعد برای کنترل موتورهای سه فاز مغناطیس دائم بکار گرفته شد [۷-۶]. همچنین از این روش برای اولین بار در مراجع [۹-۸] برای درایو موتورهای پنج فاز و شش فاز القایی استفاده شده است. نویسندگان مرجع [۱۰] نیز این روش را برای موتورهای مغناطیس دائم پنج فاز بکار گرفتند. اصول اساسی روش کنترل مستقیم گشتاور انتخاب مستقیم بردارهای ولتاژ بر اساس میزان اختلاف بین مقادیر مرجع و واقعی شار و گشتاور می‌باشد. این روش دارای مزیت‌های زیادی از قبیل وابستگی کمتر به پارامترهای موتور و عکس‌العمل سریع در برابر تغییرات شار و گشتاور می‌باشد.

با وجود مزایای زیاد روش کنترل مستقیم گشتاور نسبت به روش کنترل برداری، ریپل زیاد گشتاور یکی از مهم‌ترین معایب این روش می‌باشد. روش‌های مدولاسیون فضای برداری (space vector modulation)، کنترل پیش‌گویانه گشتاور (predictive torque control) و همچنین مدولاسیون گسسته فضایی برداری (space vector modulation discrete) از جمله روش‌های ارائه شده در مقالات برای کاهش ریپل گشتاور می‌باشند [۱۳-۱۱]. اما این روش‌ها دارای پیچیدگی زیادی می‌باشند. به طور کلی محدودیت تعداد بردارهای ولتاژ مبدل‌های قدرت، اعمال روش‌های کنترلی جهت کاهش ریپل را با مشکل مواجه می‌کنند.

مبدل‌های ماتریسی به عنوان مبدل‌های مستقیم ac-ac، می‌توانند جایگزین مناسبی برای مبدل‌های ac-dc-ac باشند [۱۵-۱۴]. این مبدل‌ها دارای مزایای بسیاری از جمله قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی، عبور توان دو طرفه، شکل موج‌های خروجی با کیفیت بالا و همچنین عدم استفاده از خازن می‌باشند. همان‌طور که اشاره گردید این مبدل‌ها بردارهای ولتاژ خروجی بیشتری را نسبت به مبدل‌های معمول تولید می‌کنند. در نتیجه، از این درجه آزادی بیشتر می‌توان برای کنترل دقیق‌تر شار و گشتاور استفاده کرد. روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی برای موتورهای سه فاز القایی و مغناطیس دائم بکار گرفته شده است [۱۷-۱۶]. در این تحقیقات نشان داده شده است که با استفاده از مبدل ماتریسی، کنترل دقیق شار و گشتاور جهت کاهش ریپل و همچنین کنترل ضریب توان ورودی قابل انجام می‌باشد.

یک مبدل معمول پنج فاز، ۳۲ بردار ولتاژ خروجی تولید می‌کند. بنابراین انتظار آنست که کنترل بهتری بر روی شار و گشتاور این موتورها نسبت به موتورهای سه فاز که مبدل تغذیه کننده آن‌ها ۸ بردار ولتاژ تولید می‌کند، انجام شود. اما در مرجع [۱۰] دیده می‌شود که به دلیل وجود هارمونیک‌های شدید در سیستم‌های پنج فاز، بهتر است که از ۱۰ بردار ولتاژ استفاده شود. این مسئله در این مقاله به تفصیل مورد بررسی قرار می‌گیرد.

همان‌طور که اشاره گردیده است، بیشتر کاربرد موتورهای چند فاز مربوط به صنایع دفاعی و نظامی می‌شود. در نتیجه مسئله حجم درایو این موتورها از اهمیت بالایی برخوردار می‌باشد. علیرغم مزایای عمده مبدل‌های ماتریسی نسبت به مبدل‌های ac-dc-ac که مهم‌ترین آن نداشتن خازن لینک dc و در نتیجه کاهش حجم آن است، تا به امروز از این نوع مبدل‌ها برای درایو موتور پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون استفاده نشده است.

در این مقاله یک روش جدید برای کنترل مستقیم گشتاور موتورهای پنج فاز مغناطیس دائم با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز ارائه می‌گردد. به دلیل وجود درجه آزادی در مبدل ماتریسی، ریپل گشتاور کاهش یافته و ضریب توان ورودی نیز کنترل می‌شود و در حدود یک تنظیم می‌شود. به عبارت دیگر، در این روش ارائه شده از مزایای مبدل ماتریسی و روش کنترل مستقیم گشتاور به همراه هم استفاده شده است. همه بردارهای خروجی مبدل ماتریسی استخراج می‌گردند و اثر آن‌ها بر روی شار و گشتاور بررسی می‌شود. استخراج یک جدول سوئیچ زنی مناسب، کنترل شار و گشتاور و همچنین ضریب توان ورودی موضوعات اصلی مورد بحث در این مقاله می‌باشد. نتایج شبیه سازی بیانگر آن است که با استفاده از الگوریتم ارائه شده علاوه بر کنترل شار و گشتاور و کاهش ریپل آن، ضریب توان ورودی نیز به خوبی کنترل می‌شود.

۲- مدل ریاضی موتور پنج فاز مغناطیس دائم

در این قسمت، معادلات موتور پنج فاز PMSM مورد بررسی قرار می‌گیرد. به طور کلی در یک سیستم پنج فاز، همه متغیرهای پنج فاز را می‌توان به دو زیرفضای برداری $d-q$ و $Z_1 - Z_2$ منتقل کرد. هارمونیک‌های مرتبه $10n \pm 1$ (n عدد صحیح) و با توالی فاز abcde مربوط به زیرفضای $d-q$ می‌باشند. از طرف دیگر هارمونیک‌های مرتبه $10n \pm 3$ (n عدد صحیح) و با توالی فاز acebd مربوط به زیرفضای $Z_1 - Z_2$ می‌باشند. بنابراین برای مدل سازی یک سیستم پنج فاز می‌توان دو زیرفضای برداری را به صورت زیر تعریف کرد:

$$f_{d-q}^s = \frac{2}{5} (f_{as} + af_{bs} + a^2 f_{cs} + a^3 f_{ds} + a^4 f_{es}) \quad (1)$$

$$T_e = \frac{p}{2} \frac{5}{2} [\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}] \quad (۸)$$

همان طور که از روابط (۸-۴) دیده می‌شود، در یک ماشین پنج فاز با سیم پیچ سینوسی، تنها مؤلفه‌های هارمونیک پایه (مؤلفه‌های فضای $d-q$) در تولید گشتاور خروجی نقش دارند و همچنین از این روابط مشاهده می‌گردد که در زیر فضای $z_1 - z_2$ ، تنها امپدانس، مقاومت استاتور سری با اندوکتانس پراکنده می‌باشد.

۳- مروری بر روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک موتور پنج PMSM

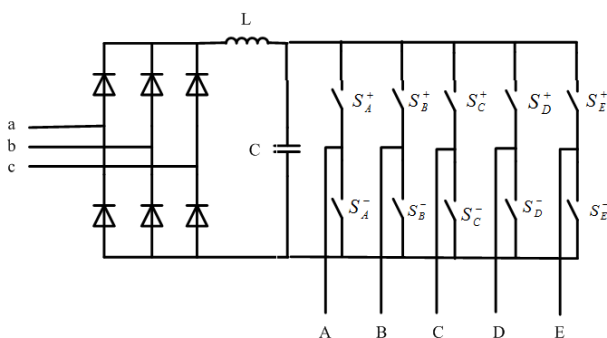
۳-۱- منبع ولتاژ پنج فاز ac-dc-ac

شکل (۱) یک مبدل VSI (voltage source inverter) سه فاز به پنج فاز را نشان می‌دهد. یک مبدل دو سطحی n فاز، دارای 2^n بردار ولتاژ خروجی می‌باشد. در نتیجه در یک VSI پنج فاز، ۳۲ بردار ولتاژ وجود دارد که شامل ۲ بردار صفر و ۳۰ بردار ولتاژ فعال می‌باشد. ۳۰ بردار فعال در هر دو زیر فضای $d-q$ و $z_1 - z_2$ سه ده ضلعی منتظم هم مرکز را تشکیل می‌دهند. از رابطه‌های (۹-۱۰) بردارهای ولتاژ در زیر فضاهای $d-q$ و $z_1 - z_2$ به دست می‌آیند. در این رابطه‌ها، اگر سوئیچ بالایی اینورتر وصل باشد و سوئیچ پایینی باز باشد، S برابر یک می‌باشد و در حالت بالعکس S صفر در نظر گرفته می‌شود.

$$\overline{V_{o^{d-q}}} = \frac{2}{5} V_{dc} (S_A + S_B e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_D e^{-j\frac{4\pi}{5}} + S_E e^{-j\frac{2\pi}{5}}) \quad (۹)$$

$$\overline{V_{o^{z_1-z_2}}} = \frac{2}{5} V_{dc} (S_A + S_B e^{-j\frac{4\pi}{5}} + S_C e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_D e^{-j\frac{2\pi}{5}} + S_E e^{j\frac{4\pi}{5}}) \quad (۱۰)$$

بردارهای فضایی پنج فاز در دو زیر فضای $d-q$ و $z_1 - z_2$ در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۱): اینورتر منبع ولتاژ پنج فاز

$$f_{z_1-z_2}^s = \frac{2}{5} (f_{as} + a^3 f_{bs} + a f_{cs} + a^4 f_{ds} + a^2 f_{es}) \quad (۲)$$

که $a = \exp(j2\pi/5)$ و f می‌تواند جریان استاتور، ولتاژ استاتور و یا شار استاتور باشد.

برای انتقال معادلات موتور به قاب مرجع سنکرون از ماتریس تبدیل (۳) استفاده می‌شود که در آن θ بیانگر زاویه الکتریکی روتور می‌باشد.

$$T(\theta) = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (۳)$$

۳-۲- مدل موتور در زیر فضای $d-q$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + \frac{d \lambda_{qs}}{dt} \quad (۴)$$

$$V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + \frac{d \lambda_{ds}}{dt}$$

که

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (۵)$$

$$\lambda_{qs} = L_q i_{qs}$$

۳-۲- مدل موتور در زیر فضای $z_1 - z_2$

$$V_{z_1s} = r_s i_{z_1s} + \frac{d \lambda_{z_1s}}{dt} \quad (۶)$$

$$V_{z_2s} = r_s i_{z_2s} + \frac{d \lambda_{z_2s}}{dt}$$

که

$$\lambda_{z_1s} = L_{ls} i_{z_1s} \quad (۷)$$

$$\lambda_{z_2s} = L_{ls} i_{z_2s}$$

رابطه گشتاور الکترومغناطیس از مشتق کوانرژی نسبت به زاویه روتور به دست می‌آید که به صورت زیر می‌باشد:

میانی زیرفضای $d-q$ بر روی ده ضلعی میانی زیرفضای $Z_1 - Z_2$ تصویر می‌شود.

همان طور که پیش‌تر اشاره گردید، بردارهای فضای $d-q$ بر روی بردارهای فضای $Z_1 - Z_2$ تصویر می‌شوند و همچنین هارمونیک‌های مرتبه $(10n \pm 3)$ به فضای $Z_1 - Z_2$ مربوط می‌باشند. بنابراین همواره وقتی یک بردار ولتاژ به اینورتر فرمان داده می‌شود، هارمونیک‌های مرتبه پایین ناخواسته (به عنوان مثال هارمونیک‌های مرتبه ۳ و ۷) وجود دارند.

۳-۲- کنترل مستقیم گشتاور به روش کلاسیک

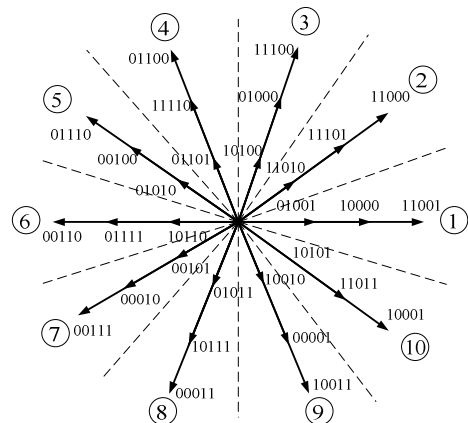
اساس روش کنترل مستقیم گشتاور برای موتورهای پنج فاز به مانند اعمال این روش بر روی موتورهای سه فاز می‌باشد. در مرجع [۱۰] نشان داده شده است که برای موتورهای PMSM سه فاز با فاصله هوایی یکنواخت، رابطه گشتاور الکترومغناطیسی به صورت زیر می‌باشد:

$$T_e = \left(\frac{3p}{2}\right)\left(\frac{1}{L}\right)\varphi_{r\max} |\varphi_s(t)| \sin \delta \quad (11)$$

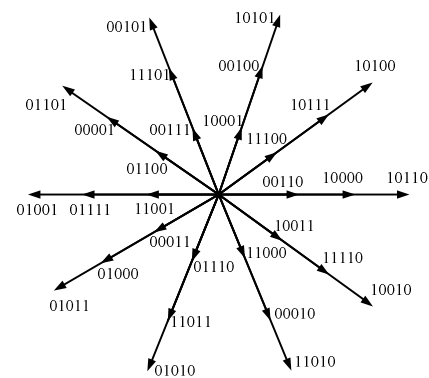
که $|\varphi_s(t)|$ اندازه شار استاتور، $\varphi_{r\max}$ شار مغناطیس دائم، p تعداد قطب و δ زاویه بین شار روتور و شار استاتور می‌باشد. به همین ترتیب رابطه گشتاور برای موتور پنج فاز به صورت زیر است:

$$T_e = \left(\frac{5p}{2}\right)\left(\frac{1}{L}\right)\varphi_{r\max} |\varphi_{sd-q}(t)| \sin \delta \quad (12)$$

از رابطه های (۸) و (۱۲) دیده می‌شود که گشتاور تنها به مؤلفه‌های فضای $d-q$ وابسته است. بنابراین، انتخاب بردار ولتاژ مناسب به موقعیت شار استاتور در فضای $d-q$ بستگی دارد. همان طور که در شکل (۲) دیده می‌شود، فضای برداری به ده ناحیه تقسیم بندی می‌شود. هر بردار ولتاژ دارای یک مؤلفه مماسی و یک مؤلفه شعاعی می‌باشد. تغییرات مؤلفه شعاعی منجر به تغییرات شار استاتور و تغییرات مؤلفه مماسی منجر به تغییرات گشتاور می‌شود. برای مثال فرض می‌شود که شار استاتور در ناحیه ۱ قرار دارد و گشتاور و شار باید افزایش یابند. شکل (۳) اثر بردارهای ولتاژ V_2, V_3, V_9, V_{10} را بر روی تغییرات شار و گشتاور نشان می‌دهد. همان طور که دیده می‌شود، مؤلفه‌های مماسی همه بردارهای V_2, V_3, V_9, V_{10} در جهت شار استاتور می‌باشند و در نتیجه اندازه شار را افزایش می‌دهند. از میان این چهار بردار، بردارهای V_2 و V_3 زاویه δ را افزایش و به تبع آن گشتاور را افزایش می‌دهند. به طور عکس، بردارهای V_9 و V_{10} سبب کاهش گشتاور می‌شوند. در نتیجه مطابق فرض انجام شده، بردارهای V_2 و V_3 هم شار و هم گشتاور را زیاد



زیر فضای $d-q$



زیر فضای $Z_1 - Z_2$

شکل (۲): بردارهای ولتاژ یک مبدل پنج فاز

ویژگی‌های زیر را می‌توان از شکل (۲) نتیجه گرفت:

(۱) نسبت دامنه دسته بردارها از کوچک به بزرگ به ترتیب

برابر است با: $1:1.618:1.618^2$

(۲) حالت‌های سوئیچ زنی اینورتر با ساختار $\{0-5\}$ و $\{0\}$ بردار ولتاژ صفر تولید می‌کنند. به عبارت دیگر، اگر سوئیچ‌های بالایی (پایینی) به طور همزمان وصل باشند بردار ولتاژ خروجی صفر خواهد بود.

(۳) حالت‌های سوئیچ زنی اینورتر با ساختار $\{1-4\}$ و $\{1\}$ بردار ولتاژ با اندازه متوسط در زیرفضای $d-q$ و همچنین بردار ولتاژ با اندازه متوسط در زیرفضای $Z_1 - Z_2$ تولید می‌کند.

(۴) حالت‌های سوئیچ زنی اینورتر با ساختار $\{2-3\}$ و $\{2\}$ بردار ولتاژ با اندازه کوچک در زیرفضای $d-q$ و همچنین بردار ولتاژ با اندازه بزرگ در زیرفضای $Z_1 - Z_2$ تولید می‌کند و بالعکس.

(۵) ده ضلعی بیرونی زیرفضای $d-q$ بر روی ده ضلعی درونی زیرفضای $Z_1 - Z_2$ تصویر می‌شود. ده ضلعی

می‌باشد. بر اساس توضیحات ارائه داده شده، یک جدول سوئیچ زنی به دست می‌آید که در جدول (۱) قابل ملاحظه می‌باشد.

می‌کنند. از آنجایی که مؤلفه مماسی بردار V_3 بزرگ‌تر است، این بردار برای افزایش گشتاور مؤثرتر می‌باشد. بردار V_2 برای افزایش شار مؤثرتر خواهد بود به دلیل آنکه دارای مؤلفه شعاعی بزرگ‌تری

جدول (۱): جدول سوئیچ زنی بردارهای ولتاژ در روش کلاسیک

$d\phi$	dT_e	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6	Sector 7	Sector 8	Sector 9	Sector 10
1	1	V3,V13	V4,V14	V5,V15	V6,V16	V7,V17	V8,V18	V9,V19	V10,V20	V1,V11	V2,V12
1	-1	V9,V19	V10,V20	V1,V11	V2,V12	V3,V13	V4,V14	V5,V15	V6,V16	V7,V17	V8,V18
-1	1	V4,V14	V5,V15	V6,V16	V7,V17	V8,V18	V9,V19	V10,V20	V1,V11	V2,V12	V3,V13
-1	-1	V8,V18	V9,V19	V10,V20	V1,V11	V2,V12	V3,V13	V4,V14	V5,V15	V6,V16	V7,V17

چند سطحی استفاده کرد. بدین صورت که اگر اختلاف بین گشتاور واقعی و مرجع زیاد باشد از بردارهای بزرگ‌تر استفاده می‌شود و در غیر این صورت، بردارهای کوچک‌تر انتخاب می‌شوند که از این روش می‌توان برای کاهش ریپل گشتاور استفاده کرد. اما این روش دارای یک عیب می‌باشد. همان طور که پیش‌تر گفته شد، با انتخاب بردارهای بزرگ زیرفضای $d-q$ ، بردارهای کوچک زیرفضای $z_1 - z_2$ به طور همزمان تحریک می‌شوند که باعث ایجاد مؤلفه‌های هارمونیک ناخواسته با مرتبه $(10n \pm 3)$ می‌شوند. حال اگر بردارهای میانی زیرفضای $d-q$ انتخاب گردند، سبب تحریک همزمان بردارهای میانی زیرفضای $z_1 - z_2$ می‌شوند که منجر به افزایش بیشتر هارمونیک جریان می‌شود. در نتیجه، بهتر است که تنها از ده بردار بیرونی زیرفضای $d-q$ استفاده شود.

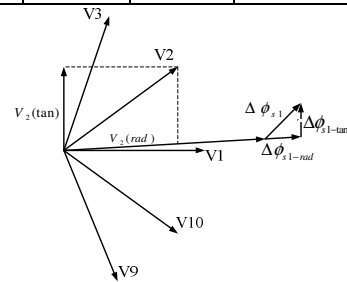
۴- روش کنترل مستقیم گشتاور پیشنهاد شده با استفاده از مبدل ماتریسی

۴-۱- مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز

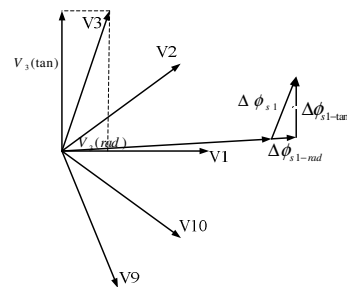
توپولوژی مداری یک مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز در شکل (۴) نشان داده شده است. همان طور که دیده می‌شود، این مبدل دارای پنج پایه است که هر پایه دارای سه سوئیچ دو طرفه می‌باشد. تابع سوئیچ زنی هر سوئیچ به صورت زیر تعریف می‌شود که k و j بترتیب بیانگر فازهای ورودی و خروجی می‌باشند.

$$S_{jk}(t) = \begin{cases} 0 & \text{switch, } S_{jk} \text{ is open} \\ 1 & \text{switch, } S_{jk} \text{ is closed} \end{cases} \quad j = \{A, B, C\}, \quad k = \{a, b, c, d, e\} \quad (13)$$

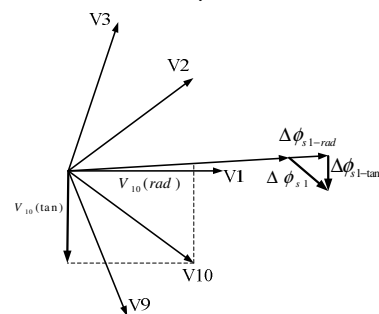
حالت سوئیچ‌های مبدل با استفاده از ماتریس (۱۴) بیان می‌شود. همچنین معادلات ولتاژ خروجی و جریان ورودی از روابط (۱۵-۱۶) به دست می‌آیند.



(الف)



(ب)



(ج) شکل (۳): اثر بردارهای ولتاژ بر روی تغییرات شار و گشتاور.

الف) اثر بردار V_2 ، ب) اثر بردار V_3 ، ج) اثر بردار V_{10}

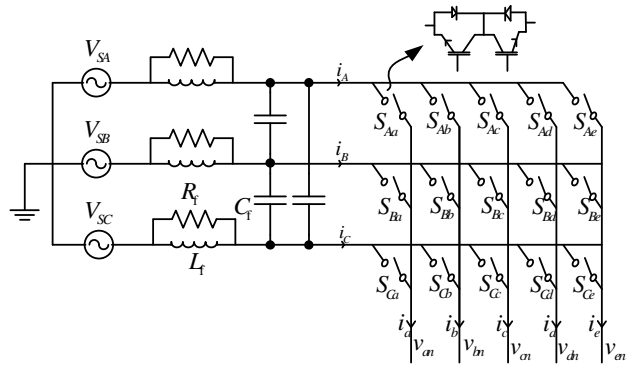
همان طور که در جدول (۱) دیده می‌شود، بجای هر بردار ولتاژ می‌توان از دو بردار ولتاژ استفاده نمود. برای مثال، چون بردارهای V_2 و V_{12} در یک جهت می‌باشند، اثر افزایشی و یا کاهش آن‌ها بر روی شار و گشتاور به یک صورت خواهد بود. اما به دلیل اندازه کوچک‌تر بردار V_{12} ، اثر این بردار کمتر خواهد بود. برای بهره بردن از این قابلیت در موتورهای پنج فاز، باید از مقایسه گر هیستریز

مرکز را شکل می‌دهند و به اندازه‌های بزرگ، متوسط و کوچک تقسیم می‌گردند. ترکیب‌هایی از سوئیچ زنی که در آن ۴ فاز خروجی به یک فاز ورودی وصل می‌شود و فاز پنجم به یکی دیگر از فازهای ورودی وصل می‌شود، بردارهای متوسط را تولید می‌کنند. در حالت دیگر سوئیچ زنی این بردارها، ۳ فاز خروجی به یکی از فازهای ورودی وصل می‌شوند و ۲ فاز خروجی دیگر به یکی دیگر از فازهای ورودی وصل می‌شوند که در این ترکیب‌ها بردارهای بزرگ و کوچک به دست می‌آیند.

بردارهای بزرگ یک مبدل ماتریسی ۵ فاز در زیر فضاهای $d-q$ و $Z_1 - Z_2$ بترتیب در جدول‌های (۲) و (۳) آورده شده‌اند. به مانند مبدل‌های VSI، استفاده از بردارهای متوسط و کوچک سبب افزایش هارمونیک‌های جریان می‌شود که به همین دلیل از آوردن بردارهای متوسط و کوچک صرف نظر شده است. شکل (۵) بردارهای ولتاژ خروجی در زیرفضای $d-q$ و جریان ورودی را نشان می‌دهد.

جدول (۲): بردارهای بزرگ مبدل ماتریسی پنج فاز در فضای $d-q$

State	a	b	c	d	Vol	α_0
1	A	A	A	B	0.647 VAB	72°
2	A	A	A	C	0.647 VAC	72°
3	A	A	B	B	0.647 VAB	0°
4	A	A	B	B	0.647 VAB	36°
5	A	A	C	C	0.647 VAC	0°
6	A	A	C	C	0.647 VAC	36°
7	A	B	B	A	0.647 VAB	-72°
8	A	B	B	B	0.647 VAB	-36°
9	A	C	C	A	0.647 VAC	-72°
10	A	C	C	C	0.647 VAC	-36°
11	B	B	B	A	0.647 VBA	72°
12	B	B	B	C	0.647 VBC	72°
13	B	B	A	A	0.647 VBA	0°
14	B	B	A	A	0.647 VBA	36°
15	B	B	C	C	0.647 VBC	0°
16	B	B	C	C	0.647 VBC	36°
17	B	A	A	B	0.647 VBA	-72°
18	B	A	A	A	0.647 VBA	-36°
19	B	C	C	B	0.647 VBC	-72°
20	B	C	C	C	0.647 VBC	-36°
21	C	C	C	B	0.647 VCB	72°
22	C	C	C	A	0.647 VCA	72°
23	C	C	B	B	0.647 VCB	0°
24	C	C	B	B	0.647 VCB	36°
25	C	C	A	A	0.647 VCA	0°
26	C	C	A	A	0.647 VCA	36°
27	C	B	B	C	0.647 VCB	-72°
28	C	B	B	B	0.647 VCB	-36°
29	C	A	A	C	0.647 VCA	-72°
30	C	A	A	C	0.647 VCA	-36°



شکل (۴): دیاگرام یک مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز

$$T = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \\ S_{Ad}(t) & S_{Bd}(t) & S_{Cd}(t) \\ S_{Ae}(t) & S_{Be}(t) & S_{Ce}(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[V_o(t)] = [T][V_i(t)] \quad (15)$$

$$[I_i(t)] = [T^T][I_o(t)] \quad (16)$$

بردارهای فضایی ولتاژ و جریان یک مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز از روابط زیر به دست می‌آیند:

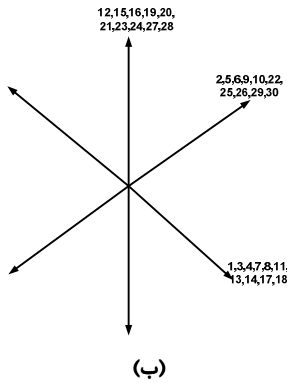
$$V_o^{d-q} = \frac{2}{5}(V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + V_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + V_e e^{-j\frac{2\pi}{5}}) = V_o e^{j\alpha_0} \quad (17)$$

$$V_o^{z_1-z_2} = \frac{2}{5}(V_a + V_b e^{-j\frac{4\pi}{5}} + V_c e^{j\frac{2\pi}{5}} + V_d e^{-j\frac{2\pi}{5}} + V_e e^{j\frac{4\pi}{5}}) = V_o e^{j\alpha} \quad (18)$$

$$i_o = \frac{2}{5}(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{5}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{5}} + i_d e^{-j\frac{4\pi}{5}} + i_e e^{-j\frac{2\pi}{5}}) = i_o e^{j\beta_0} \quad (19)$$

$$i_i = \frac{2}{3}(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = i_i e^{j\beta} \quad (20)$$

در این مبدل، $3^5 = 243$ حالت سوئیچ زنی وجود دارد. در میان این ۲۴۳ حالت سوئیچ زنی، تنها ۹۳ بردار ولتاژ به دلیل دارا بودن جهت ثابت، قابل استفاده در روش کنترل مستقیم گشتاور می‌باشند که شامل ۳ بردار صفر و ۹۰ بردار فعال می‌باشند. به مانند مبدل‌های پنج فاز VSI، این ۹۰ بردار، سه ده ضلعی منتظم هم



شکل (۵): الف) بردارهای ولتاژ خروجی در زیر فضای $d-q$ ، ب) بردارهای جریان ورودی

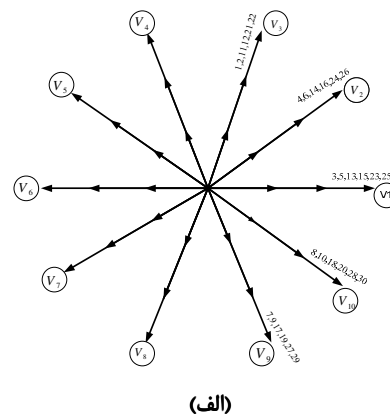
۴-۲- روش کنترل مستقیم گشتاور با استفاده از مبدل ماتریسی

همان طور که در قسمت پیش توضیح داده شد، اندازه بردارهای ولتاژ خروجی در مبدل ماتریسی به ولتاژهای ورودی وابسته است. شکل (۶)، مسیر ولتاژ ورودی یک مبدل سه فاز به پنج فاز را نشان می‌دهد. همان طور که دیده می‌شود، این مسیر به شش ناحیه تقسیم شده است که ناحیه اول از $-\pi/6$ شروع می‌شود. هر ناحیه از شش بردار تشکیل شده است که شامل چهار بردار بزرگ و دو بردار کوچک می‌باشد. دیده می‌شود که علامت بردارهای کوچک در وسط هر ناحیه تغییر می‌کند. در نتیجه از این بردارها نمی‌توان برای کاهش و یا افزایش گشتاور و شار استفاده کرد.

بردارهای $V_1 - V_{10}$ در شکل (۵) بردارهای مجازی مبدل ماتریسی می‌باشند که هم جهت با بردارهای خروجی مبدل VSI می‌باشند. برای مثال، فرض می‌شود که بردار V_1 از کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک به دست آمده است. از شکل (۵) و جدول (۲)، نتیجه گرفته می‌شود که بردارهای ولتاژ (۳)، (۵)، (۱۳)، (۱۵)، (۲۳) و (۲۵) را می‌توان انتخاب نمود. اگر ولتاژ ورودی در ناحیه اول قرار بگیرد، بردارهای ولتاژ ۳ و ۵ انتخاب می‌شوند. دلیل عدم انتخاب بردارهای ۱۵ و ۲۳ آنست که این بردارها، بردارهای کوچک در ناحیه اول می‌باشند (V_{bc} or V_{cb}). بردارهای ۱۳ و ۲۵، خلاف جهت بردار V_1 می‌باشند و بنابراین انتخاب نمی‌شوند. از شکل (۵) دیده می‌شود که بردارهای ولتاژ ۳ و ۵، دو بردار جریان با جهت‌های مختلف را ایجاد می‌کنند. بنابراین می‌توان از این درجه آزادی برای کنترل سینوس زاویه جابجایی (ψ) بین بردار ولتاژ ورودی و بردار جریان ورودی استفاده کرد. اگر $\sin(\psi) = 0$ باشد، ضریب توان ورودی برابر با مقدار واحد است. در نتیجه در فرایند کنترل، مقدار $\sin(\psi)$ برابر با صفر تنظیم می‌شود. حال اگر مقدار متوسط $\sin(\psi)$ نیاز به کاهش داشته باشد بردار ۵، و اگر نیاز به افزایش داشته باشد بردار ۳ انتخاب می‌گردد.

جدول (۳): بردارهای بزرگ مبدل ماتریسی پنج فاز در فضای $\alpha_1 - \alpha_2$

State	a	b	c	d	e	Vol	α_0
1	A	A	A	B	B	0.247 VABI	36°
2	A	A	A	C	C	0.247 VACI	36°
3	A	A	B	B	A	0.247 VBAI	0°
4	A	A	B	B	B	0.247 VABI	-72°
5	A	A	C	C	A	0.247 VCAI	0°
6	A	A	C	C	C	0.247 VACI	-72°
7	A	B	B	A	A	0.247 VABI	-36°
8	A	B	B	B	A	0.247 VABI	72°
9	A	C	C	A	A	0.247 VACI	-36°
10	A	C	C	C	A	0.247 VACI	72°
11	B	B	B	A	A	0.247 VBAI	36°
12	B	B	B	C	C	0.247 VBCI	36°
13	B	B	A	A	B	0.247 VABI	0°
14	B	B	A	A	A	0.247 VBAI	-72°
15	B	B	C	C	B	0.247 VBCI	0°
16	B	B	C	C	C	0.247 VBCI	-72°
17	B	A	A	B	B	0.247 VBAI	-36°
18	B	A	A	A	B	0.247 VBAI	72°
19	B	C	C	B	B	0.247 VBCI	-36°
20	B	C	C	C	B	0.247 VBCI	72°
21	C	C	C	B	B	0.247 VBCI	36°
22	C	C	C	A	A	0.247 VCAI	36°
23	C	C	B	B	C	0.247 VBCI	0°
24	C	C	B	B	B	0.247 VBCI	-72°
25	C	C	A	A	C	0.247 VACI	0°
26	C	C	A	A	A	0.247 VCAI	-72°
27	C	B	B	C	C	0.247 VBCI	-36°
28	C	B	B	B	C	0.247 VBCI	72°
29	C	A	A	C	C	0.247 VCAI	-36°
30	C	A	A	A	C	0.247 VCAI	72°

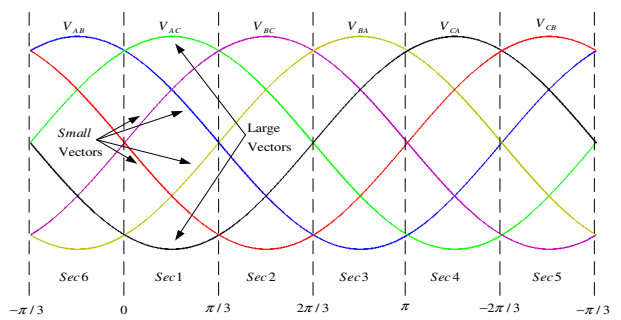
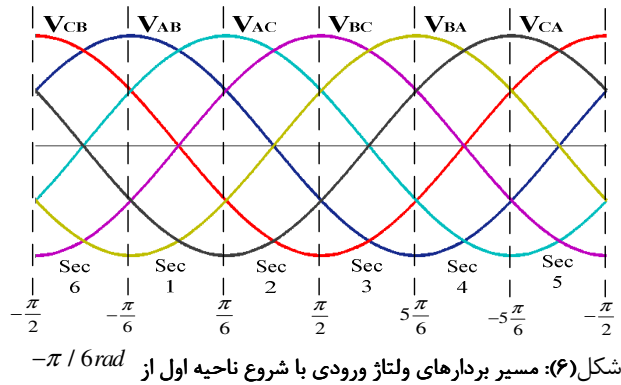


(الف)

مقاله، در جدول (۴) ارائه شده است. ستون اول مربوط به بردار ولتاژ خروجی به دست آمده از روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک می‌باشد. بردارهایی که با اندیس بالایی L نشان داده می‌شوند، مربوط به بردارهای ولتاژ بزرگ و بردارهایی که با اندیس بالایی S نشان داده می‌شوند، مربوط به بردارهای ولتاژ کوچک می‌باشند. شش ستون دیگر مربوط به شش ناحیه بردارهای ولتاژ ورودی می‌باشند. اگر نیاز به افزایش (کاهش) مقدار متوسط $\sin(\psi)$ باشد، زیر ستون راست (چپ) انتخاب می‌شود.

جدول (۴): جدول سوئیچ زنی به روش پیشنهادی

	Sec1		Sec 2		Sec 3		Sec 4		Sec 5		Sec 6	
	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-
V_1^L	5	5	1	1	1	1	2	2	2	2	3	3
V_1^S	1	3	1	3	2	5	2	3	2	3	5	3
V_2^L	6	6	1	1	1	1	2	2	2	2	4	4
V_2^S	1	4	1	6	2	6	2	4	2	6	2	4
V_3^L	2	2	1	1	1	1	2	2	2	1	1	1
V_3^S	1	1	1	2	2	2	1	1	2	2	2	1
V_4^L	2	2	2	2	7	7	9	9	1	1	1	1
V_4^S	2	1	7	2	9	2	1	7	1	9	2	1
V_5^L	3	3	2	2	8	8	1	1	2	2	1	1
V_5^S	2	1	8	3	1	2	2	8	1	1	3	2
V_6^L	2	2	2	2	3	3	5	5	1	1	1	1
V_6^S	2	1	3	2	5	2	1	3	1	3	2	1
V_7^L	2	2	2	2	4	4	6	6	1	1	1	1
V_7^S	2	1	4	2	6	2	1	4	1	6	2	1
V_8^L	2	2	2	2	1	1	2	2	1	1	1	1
V_8^S	2	1	1	2	2	2	1	1	1	2	2	1
V_9^L	9	9	1	1	1	1	2	2	2	2	7	7
V_9^S	1	7	1	9	2	1	2	1	7	2	9	2
V_{10}^L	1	1	2	2	1	1	3	3	2	2	8	8
V_{10}^S	2	8	1	1	3	2	2	1	8	3	1	2

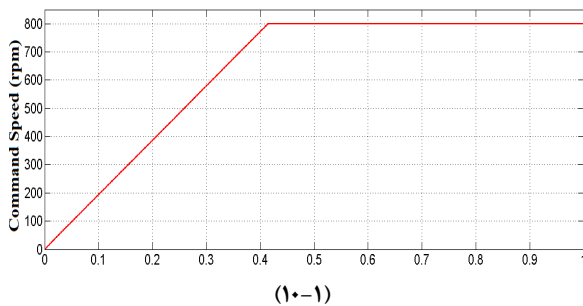


شکل (۷): مسیر بردارهای ولتاژ ورودی با شروع ناحیه اول از 0 rad

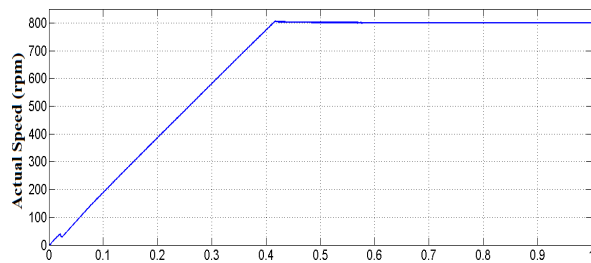
همان طور که توضیح داده شد، تنها از بردارهای بزرگ مبدل ماتریسی استفاده شده است. در نتیجه از درجه آزادی‌های بیشتر این مبدل نمی‌توان برای اهداف کنترلی دیگر استفاده کرد. در مرجع [۱۸] پیشنهاد داده شده است که تعداد ناحیه های مسیر ولتاژ ورودی به ۱۲ عدد افزایش یابند. در این صورت هر ناحیه 30° را پوشش می‌دهد و تغییر علامت بردارها در درون هر ناحیه رخ نمی‌دهد و می‌توان از بردارهای کوچک‌تر مبدل ماتریسی نیز استفاده کرد. از مقایسه گره‌های هیستریزس چند سطحی برای تمیز دادن بردارهای بزرگ و کوچک استفاده می‌شود. اگر خطای بین گشتاور واقعی و مرجع زیاد باشد از بردارهای بزرگ، و اگر خطا کم باشد از بردارهای کوچک استفاده می‌شود.

در مرجع [۱۷] پیشنهاد داده شده است که مسیر ولتاژهای ورودی به صورتی که در شکل (۷) نشان داده شده است، تقسیم شوند. همان طور که دیده می‌شود، ناحیه اول از 0 rad شروع شده است. در این تقسیم بندی پیشنهاد داده شده، هر ناحیه شامل ۲ بردار بزرگ و ۴ بردار کوچک می‌باشد. دیده می‌شود که علامت بردارهای کوچک در هر ناحیه تغییر نمی‌کنند و در نتیجه می‌توان از همه بردارها استفاده کرد. مزیت این تقسیم بندی در این روش نسبت به روش ارائه داده شده در مرجع [۱۸] آن است که بهره ولتاژ (voltage transfer ratio) در این روش افزایش می‌یابد. برای اینکه روش DTC پیشنهاد داده شده، قادر به تمیز دادن خطاهای بزرگ و کوچک گشتاور و در نتیجه استفاده از بردارهای بزرگ و کوچک باشد، از یک کنترل کننده هیستریزس پنج سطحی استفاده می‌شود (شکل ۸). یک جدول سوئیچ زنی بر اساس روش پیشنهاد شده این

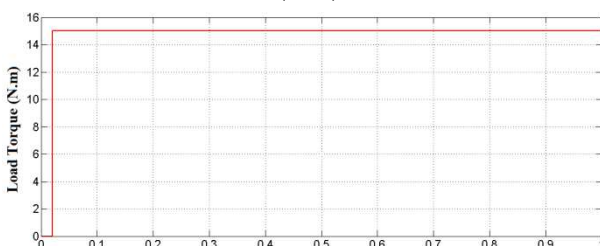
شکل (۱۰) نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی را در سرعت مرجع از شکل (۲-۱۰) دیده می‌شود، سرعت موتور مقدار مرجع خود را به خوبی دنبال می‌کند. شکل (۴-۱۰) گشتاور الکترومغناطیسی را نمایش می‌دهد. لازم به ذکر است که شار مرجع برابر با شار آهنربای دائم موتور که مقدار آن برابر با $0.5(Wb)$ می‌باشد، در نظر گرفته شده است. شکل (۵-۱۰) نمودار شار استاتور را در محورهای α و β قاب ساکن نشان می‌دهد. این شکل به خوبی نمایانگر آن است که شار استاتور، مقدار مرجع خود را به درستی دنبال می‌کند. از جریان استاتور در شکل (۶-۱۰) دیده می‌شود که مقادیر هارمونیک ۳ و ۷، محسوس است و اگر از بردارهای متوسط و یا کوچک‌تر سیستم پنج فاز استفاده می‌شد، هارمونیک جریان به مقدار بیشتری افزایش می‌یافت. شکل‌های (۷-۱۰) و (۸-۱۰) ولتاژ ورودی فاز a و جریان متناظر با آن را نشان می‌دهند. در شکل (۸-۱۰)، جریان ورودی فیلتر شده است. به خوبی دیده می‌شود که ولتاژ و جریان تقریباً هم فاز می‌باشند. در نتیجه ضریب توان ورودی تقریباً در مقدار یک تنظیم شده است. شکل (۱۱) گشتاور الکترومغناطیسی را در سرعت $800 (rpm)$ و گشتاور بار $15 (N.m)$ ، برای روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک نشان می‌دهد. با مقایسه این شکل و شکل (۴-۱۰) به خوبی دیده می‌شود که در روش پیشنهادی، ریپل گشتاور به مراتب کمتر از روش کلاسیک می‌باشد.



(۱۰-۱)



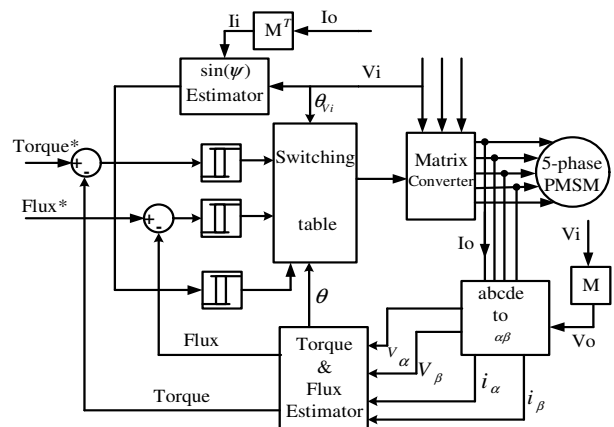
(۱۰-۲)



خطای گشتاور زیاد	ناحیه بردارهای بزرگ
خطای گشتاور متوسط	ناحیه بردارهای کوچک
خطای گشتاور کوچک	ناحیه بردارهای صفر
خطای گشتاور متوسط	ناحیه بردارهای کوچک
خطای گشتاور زیاد	ناحیه بردارهای بزرگ

شکل (۸): کنترل کننده هیستریزس پنج سطحی

توجه به این نکته بسیار حائز اهمیت می‌باشد که منظور از بردارهای بزرگ و کوچک مورد بحث در این بخش، بردارهای ولتاژ خروجی می‌باشند که اندازه آن‌ها وابسته به اندازه ولتاژ ورودی است و به تبع اندازه بردارهای ولتاژ ورودی به دو دسته بزرگ و کوچک تقسیم می‌شوند. باید توجه داشت که این بردارهای بزرگ و کوچک مربوط به بردارهای ده ضلعی بزرگ سیستم پنج فاز می‌باشند. بنابراین روش ارائه داده شده برای کاهش ریپل گشتاور منجر به افزایش هارمونیک جریان نمی‌گردد. بلوک دیاگرام این روش در شکل (۹) آمده است.



شکل (۹): بلوک دیاگرام روش پیشنهادی

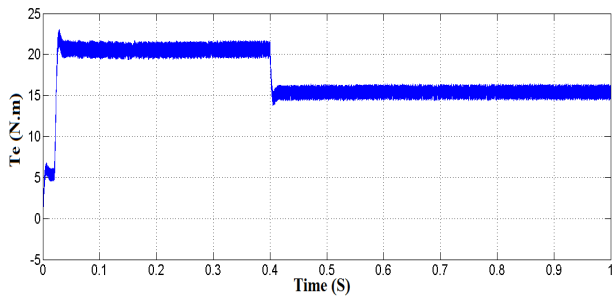
نتایج شبیه سازی

روش پیشنهادی در مقاله، در نرم افزار Matlab/Simulink شبیه سازی شده است تا عملکرد آن در حالت پایدار (Steady State) و دینامیکی مورد بررسی قرار گیرد. نتایج با روش کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک مقایسه می‌شود [۱۰]. پارامترهای موتور در جدول (۵) نشان داده شده است.

جدول (۵): مشخصات موتور پنج فاز مغناطیسی دائم

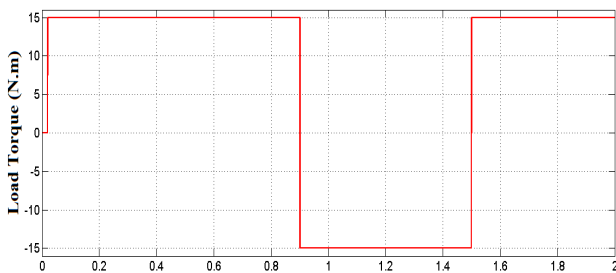
P(poles)	Ld	Lq	Rs	J	B	V	ψ_f
4	18 mh	42 mH	0.7 Ω	0.025	0.005	120	0.5 (Wb)

۶) جریان استاتور در فاز a، ۷) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر نشده این فاز، ۸) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر شده این فاز



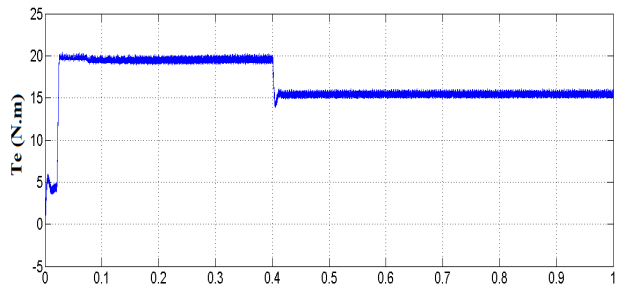
شکل (۱۱): گشتاور الکترومغناطیسی به دست آمده از کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک

برای بررسی عملکرد این روش در شرایط دینامیکی، یک بار پله ای در سرعت 1200 (rpm) به موتور اعمال شده است. همان طور که در شکل (۱۲-۱) دیده می‌شود، در ثانیه 0.9 ، مقدار بار موتور از 15 (N.m) به مقدار 15 (N.m) می‌رسد و مجدداً در ثانیه 1.5 ، به مقدار 15 (N.m) بر می‌گردد. از شکل (۱۲-۲) پیداست که گشتاور الکترومغناطیسی به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کند و در زمان‌های پله، دارای عکس‌العمل سریع می‌باشد. شکل‌های (۱۲-۳) و (۱۲-۴) به ترتیب ولتاژ فاز a و جریان فیلتر نشده و فیلتر شده مربوط به این فاز را در بازه زمانی $(0.8 S - 1.2 S)$ نشان می‌دهند. مشاهده می‌شود که از زمان 0.8 ثانیه تا 0.9 ثانیه، ولتاژ و جریان هم فاز می‌باشند و از زمان 0.9 ثانیه تا 1.2 ثانیه، ولتاژ و جریان فاز مخالف هم می‌باشند که این امر مورد انتظار هم می‌باشد. زیرا گشتاور موتور در این بازه زمانی، مقدار منفی می‌باشد. همین طور از شکل‌های (۱۲-۵) و (۱۲-۶) مشخص است که در لحظه 1.5 ثانیه، مجدداً جریان و ولتاژ هم فاز می‌شوند. از مقایسه شکل‌های (۱۲-۲) و (۱۳)، مشاهده می‌شود که ریبیل گشتاور در روش پیشنهادی کمتر می‌باشد.

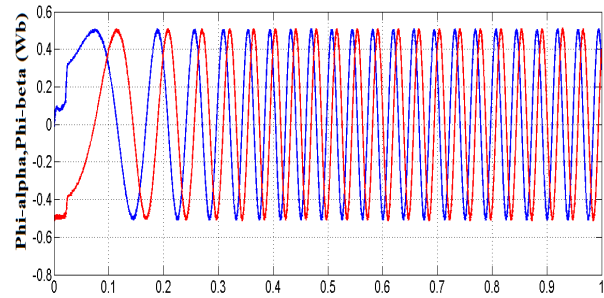


(۱۲-۱)

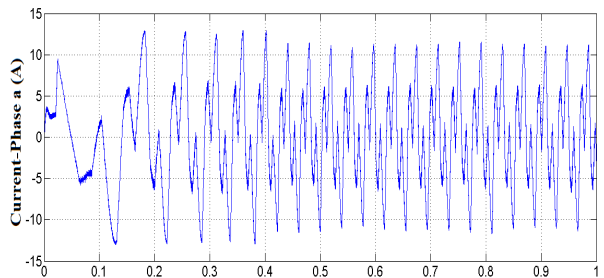
(۱۰-۳)



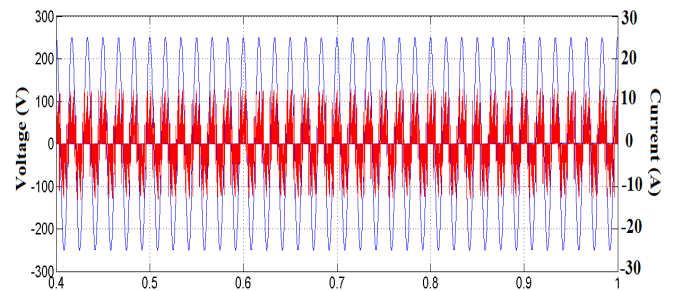
(۱۰-۴)



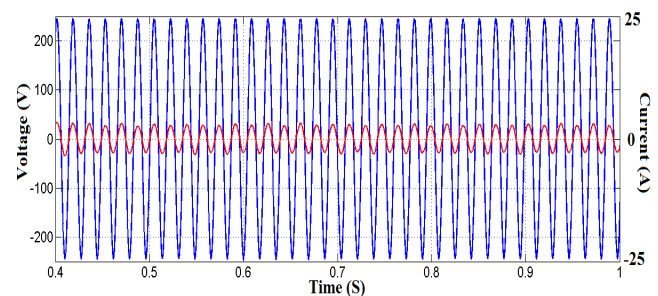
(۱۰-۵)



(۱۰-۶)

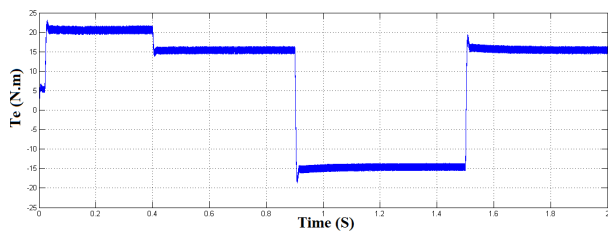


(۱۰-۷)



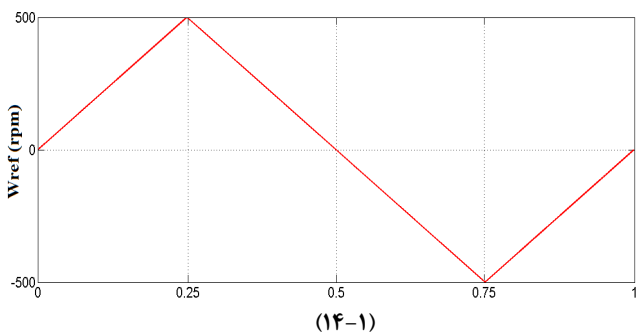
(۱۰-۸)

شکل (۱۰): از بالا به پایین: ۱) سرعت مرجع، ۲) سرعت واقعی، ۳) گشتاور بار، ۴) گشتاور الکترومغناطیسی، ۵) شار استاتور در محورهای قاب ثابت،

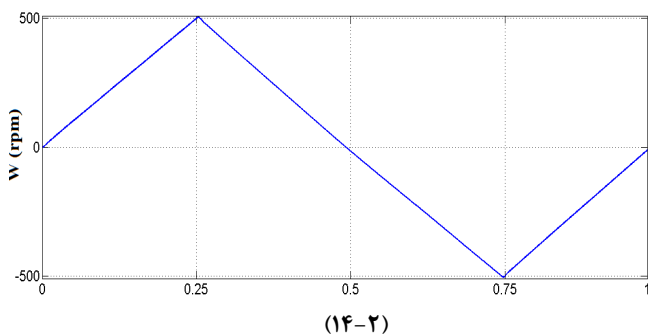


شکل (۱۳): گشتاور الکترومغناطیسی به دست آمده از کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک

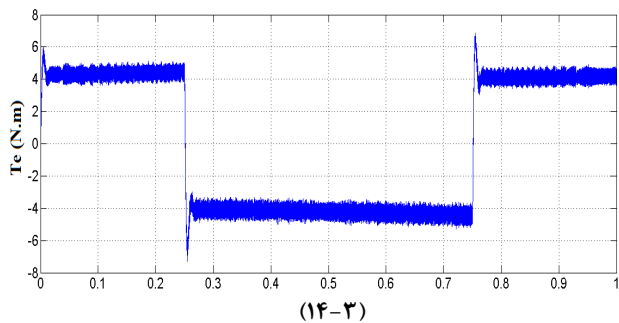
برای بررسی بیشتر درستی این روش، یک سرعت مرجع مثلثی به کنترلر اعمال می‌شود، شکل (۱۴-۱). دیده می‌شود که سرعت موتور و همچنین گشتاور الکترومغناطیسی به خوبی مقادیر مرجع خود را دنبال می‌کنند. شکل (۱۴-۴) شار استاتور را در محورهای قاب سنکرون نسبت به زمان نشان می‌دهد که به خوبی مشخص است که شار مقدار مرجع خود را دنبال می‌کند.



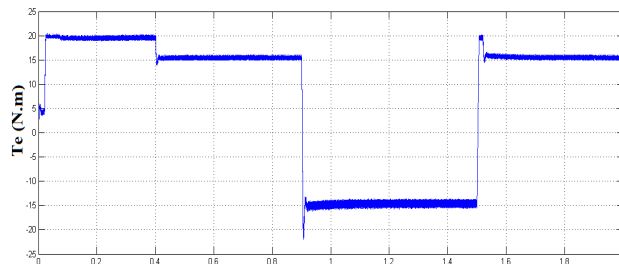
(۱۴-۱)



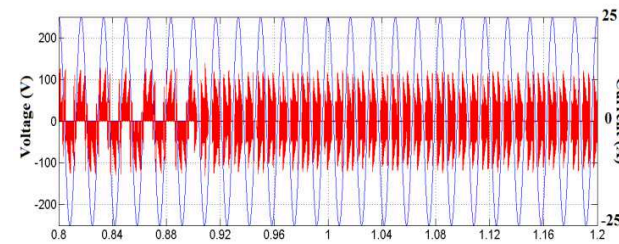
(۱۴-۲)



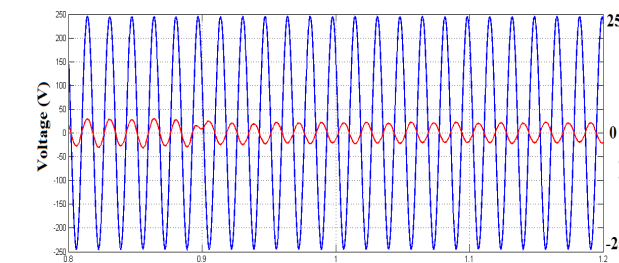
(۱۴-۳)



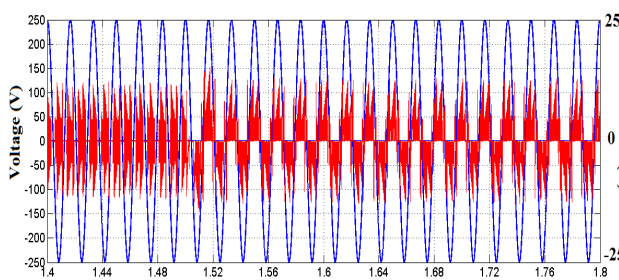
(۱۲-۲)



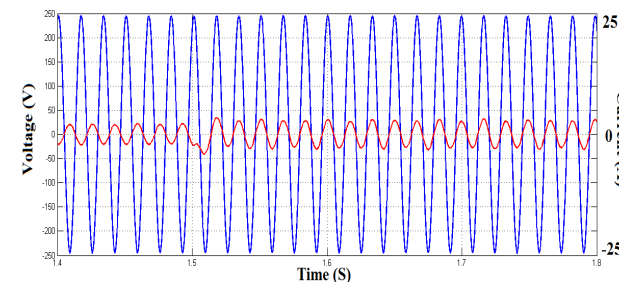
(۱۲-۳)



(۱۲-۴)



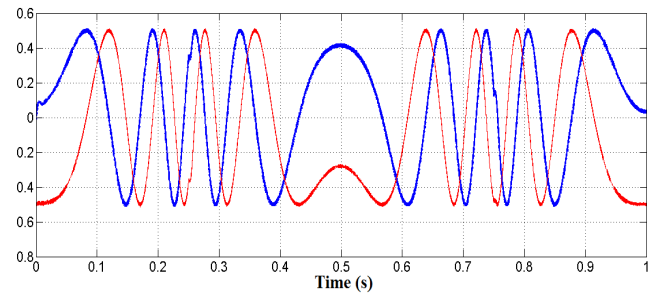
(۱۲-۵)



(۱۲-۶)

شکل (۱۲): از بالا به پایین: (۱) گشتاور بار، (۲) گشتاور الکترومغناطیسی، (۳) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر نشده این فاز در بازه زمانی (۱.۲ S - ۱ S)، (۴) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر شده این فاز در بازه زمانی (۰.۸ S - ۰.۸ S)، (۵) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر نشده این فاز در بازه زمانی (۱.۴ S - ۱.۸ S)، (۶) ولتاژ ورودی فاز a و جریان فیلتر شده این فاز در بازه زمانی (۱.۴ S - ۱.۸ S)

- for large power direct-drive wind generator, *Electr. Power Compon. Syst*, 35 (2), 2007, pp. 135–152.
- [6] L. Takahashi and T. Noguchi, A new quick response and high efficiency strategy of induction motor, in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1985, pp. 495–502.
- [7] L. Zhong, M.F. Rahman, K.W. Lim, Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, *IEEE Trans. Power Elec*, Vol. 12, No. 3, May. 1997, pp. 528–536.
- [8] Toliyat HA, Xu H, A novel direct torque control (DTC) method for five-phase induction machines, In: *Fifteenth annual IEEE applied power electronics conference and exposition (APEC)*, Vol. 2; 2000, pp. 162–168.
- [9] Bojoi R, farina F, Griva G, Profumo F, Tenconi A, Direct torque control for dual three-phase induction motor drives, *IEEE Trans Ind App*, 2005, Vol. 41, No. 6, pp. 627–1636.
- [10] L. Parsa and H. A. Toliyat, Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent-magnet motor drives, *IEEE Trans. Ind. Appl*, Vol. 43, No. 4, Jul./Aug. 2007, pp. 952–959.
- [11] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, Direct torque control of induction machines using space vector modulation, *IEEE Trans. Ind Applicat*, Vol. 28, 1992, pp. 1045–1053.
- [12] Correa. P, Pacas. M, Rodriguez. J, Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines, *IEEE Tran. Ind Elec*, Vol. 54, No. 2, 2007, pp. 976–981.
- [13] Casade D, Serra. G, Tani. K, Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation, *IEEE Trans. Power Elec*, Vol. 15, No. 4, 2000, pp. 769–777.
- [14] P. Wheeler, J. Rodriguez, J. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, Matrix converters: A technology review, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 2, Apr. 2002, pp. 276–288.
- [15] P. Wheeler, J. Clare, M. Apap, and K. J. Bradley, Harmonic loss due to operation of induction machines from matrix converters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 2, Feb. 2008, pp. 809–816.
- [16] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, The use of matrix converters in direct torque control of induction machines, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 48, No. 6, Dec. 2001, pp. 1057–1064.
- [17] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and M. Asher, Improved Waveform Quality in the Direct Torque Control of Matrix-Converter-Fed PMSM Drives, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 6, June 2010, pp. 2101–2110.
- [18] C. Ortega, A. Arias, X. del Toro, E. Aldabas, and J. Balcells, Novel direct torque control for induction motors using short voltage vectors of matrix converters, in *Proc. IECON*, Nov. 2005, vol. 1, pp. 1353–1358.



(۱۴-۴)

شکل (۱۴): از بالا به پایین: (۱) سرعت مرجع، (۲) سرعت واقعی، (۳) گشتاور الکترومغناطیسی، (۴) شار استاتور در محورهای قاب ثابت

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل مستقیم گشتاور جدید برای موتورهای پنج فاز مغناطیس دائم سنکرون با استفاده از مبدل ماتریسی ارائه شده است. همه بردارهای خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به پنج فاز استخراج گردیده و یک جدول سوئیچ زنی جدید ارائه شده است. نشان داده شده است که علاوه بر کنترل دقیق شار و گشتاور و کاهش ریبیل آن، ضریب توان ورودی نیز کنترل می‌شود. روش ارائه شده، در حقیقت مزایای مبدل ماتریسی و روش کنترل مستقیم گشتاور را دارا می‌باشد. این روش در دو حالت عملکرد پایدار و دینامیکی موتور شبیه‌سازی شده است. گشتاور الکترومغناطیسی، شار استاتور و ضریب توان ورودی، اثر بخش بودن این روش را تأیید می‌کنند. به دلیل استفاده از موتورهای چند فاز در صنایع دفاعی و کشتی‌رانی و همین‌طور فضایی، مسئله حجم درایو این موتورها بسیار حائز اهمیت می‌باشد. به دلیل آنکه در مبدل‌های ماتریسی از خازن لینک dc استفاده نمی‌شود، دارای حجم بسیار کمتری نسبت به مبدل‌های VSI می‌باشند. در نتیجه روش پیشنهاد شده، مشکلات ناشی از حجم زیاد درایو موتورهای پنج فاز را نیز برطرف می‌کند.

مراجع

- [1] L. Parsa, H.A. Toliyat, Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications, *IEEE Trans, Vehicular Technol*, 56 (4), 2007, pp. 1546–1552.
- [2] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, S. Williamson, Multiphase induction motor drives—a technology status review, *IEE Elec. Power Appl*, 1 (4), 2007, pp. 489–516.
- [3] P.T. Norton, P.E. Thompson, The naval electric ship of today and tomorrow, in: *Proc. 3rd All Electric Ship Symp.*, Paris, France, 2000, pp. 80–86.
- [4] L. Parsa, H.A. Toliyat, Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications, in: *Proc. IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Philadelphia, US, 2005, pp. 371–378.
- [5] D. Vizireanu, S. Brisset, X. Kestelyn, P. Borchet, Y. Milet, D. Laloy, Investigation on multi-star structures

