

## طراحی درایو موتور بدون سنسور BLDC با استفاده از روش کنترل مستقیم گشتاور

غلامرضا لاله‌زار<sup>(۱)</sup> - امیر موحدی<sup>(۲)</sup>

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی علوم و فناوری دریایی

(۲) دانشجوی دکتری - دانشکده برق، دانشگاه کاشان

تاریخ پذیرش: پاییز ۱۳۹۲

تاریخ دریافت: بهار ۱۳۹۲

**خلاصه:** در این مقاله برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC از روش نسبت توابع شار خط به خط، استفاده شده است. این روش، نسبت به سایر روش‌هایی که برای تخمین موقعیت روتور مورد ارزیابی قرار می‌گیرند، حجم نرم‌افزار و سخت‌افزار کمی داشته و لذا پیاده سازی آن آسان و هزینه ساخت نیز کمتر است. همچنین این روش در بازه وسیعی از سرعت کارایی مناسبی دارد و تخمین وضعیت روتور مستقل از سرعت و فرکانس روتور می‌باشد. همچنین در این مقاله از روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) برای طراحی درایو موتور بدون سنسور BLDC استفاده شده است. DTC یکی از روش‌های بسیار نو و کارآمد در کنترل ماشین‌های الکتریکی می‌باشد. سرعت بالا در پاسخ به تغییرات گشتاور، سادگی اجرا، عدم وابستگی به پارامترهای ماشین و نیاز به محاسبات کم از مزایای این روش می‌باشد. در انتهای این مقاله نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار Matlab نشان دهنده عملکرد خوب موتور بدون سنسور BLDC با روش DTC می‌باشد.

**کلمات کلیدی:** موتور BLDC، درایو، بدون سنسور، روش DTC

## Designing Sensorless Drive of BLDC Motor with Using DTC Method

Gholam Reza Lalezar<sup>(1)</sup> - Amir Movahedi<sup>(2)</sup>

(1) MSc - Department of Electrical Engineering, Malek Ashtar University of Technology-Faculty of Marine Science and Technology  
lalezar@mut\_es.ac.ir

(2) PhD Candidate - Department of Electrical Engineering, University of Kashan  
a\_movahedi84@yahoo.com

In this paper, to estimate the rotor position in sensorless BLDC motor drive, the method of the ratio functions line by line flux is used. This method, compared to other methods which are evaluated to estimate the rotor position, has low software volume and therefore, its implementation is easy and also manufacturing cost is less. Also this method has an appropriate efficiency in a wide range of speed and estimate the rotor position is independent of speed and rotor frequency. Also in this paper, the method Direct Torque Control (DTC) is used to design sensorless BLDC motor drive. DTC method is one of the most innovative and efficient methods in control of the electrical machine. High speed response to changes in torque, simplicity of implementation, independence to machine parameters and needs of less computation are the advantages of this method. At the end of this paper, simulation results by using software MATLAB shows good performance of sensorless BLDC motors with DTC method compared to the switching function method.

**Index Terms:** BLDC motor, drive, sensorless, direct torque control method.

## ۱- مقدمه

موتورهای جاروبک‌دار از سال ۱۸۸۶ میلادی و موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک<sup>۱</sup> (BLDC)، از سال ۱۹۶۲ میلادی مورد استفاده تجاری قرار گرفتند. محدودیت‌های موتورهای جاروبک‌دار از جمله بازده پایین و حساسیت مونتاژ کموتاتور به پوشش مکانیکی، در موتورهای BLDC مرتفع گشته است.

موتورهای BLDC، مزایای بسیاری نسبت به موتورهای DC و القایی دارند که از جمله می‌توان به، مشخصه‌های بهتر سرعت-گشتاور، پاسخ دینامیکی سریع، بازدهی بالا، عمر طولانی، عملکرد بدون نویز و گستره وسیع‌تر سرعت اشاره نمود [۱]. همچنین با توجه به اینکه نسبت گشتاور تحویلی این موتور به اندازه آن، از بسیاری موتورهای دیگر بالاتر است، بنابراین از آن در کاربردهایی که محدودیت فضا و وزن وجود دارد استفاده می‌شود. این نوع موتورها در صنایعی مانند خودروسازی، هوافضا، مهندسی پزشکی، اتوماسیون صنعتی و ... کاربرد دارند.

برای موتورهای BLDC، عموماً از سنسورهای اثر هال برای تعیین وضعیت زاویه‌ای روتور استفاده می‌شود [۲]. برای درایوهای با عملکرد بالا، از اینکودرهای نوری استفاده می‌شود، که دقت بسیار بالایی دارند. با این وجود، استفاده از سنسورهای وضعیت مکانیکی در کاربردهای عملی با مشکلاتی همراه است. استفاده از سنسورهای الکترومکانیکی نه تنها هزینه و پیچیدگی سخت‌افزاری درایو را افزایش می‌دهد بلکه باعث کاهش استحکام و قابلیت اطمینان آن نیز می‌شود. از طرف دیگر، برای استفاده از قابلیت‌های سرعت بالای موتور، در طراحی موتور سعی بر آن است که طول محور روتور کوتاه باشد، در نتیجه تعبیه سنسور سرعت بر روی شافت موتور مشکل است و لذا وجود اینکودر بر روی شافت موتور باعث ایجاد محدودیت در سرعت‌های بالا می‌شود. شرایط کاری کثیف، حرارت و وجود ارتعاشات مکانیکی زیاد با توجه به حساسیت سنسورهای وضعیت، سبب بروز مسائل عدیده می‌شوند. همچنین کابل‌های ارتباطی سنسورها با سیستم کنترل درایو، علاوه بر داشتن مسائل جانمایی و هزینه‌های مربوطه، به راحتی تحت تأثیر میدان‌های الکترومغناطیسی قرار گرفته و مشکلات زیادی ایجاد می‌کنند. بنابراین توصیه نمی‌شود که از سنسورهای وضعیت مکانیکی در کاربردهایی که از نظر فضا، محدود و غیرقابل دسترس و یا قیمت تمام شده مهم بوده و یا اینکه قابلیت بالای اطمینان سیستم مورد نظر است، استفاده شود. در نتیجه تحقیقات بسیاری برای درایوهای بدون سنسور<sup>۲</sup> که بتوانند موقعیت، سرعت و گشتاور را بدون اینکه از سنسورهای موقعیت سوار شده روی شافت روتور استفاده کند، انجام شده است [۳-۵]. روش‌های متعارف کنترل بدون سنسور به پنج دسته طبقه‌بندی می‌شوند.

روش اول، روش‌های بر مبنای ولتاژ ضدمحرکه<sup>۳</sup>، می‌باشد [۶، ۷]. کاهش دامنه ولتاژ ضدمحرکه در سرعت‌های پائین و لذا مشکلات مربوط به اندازه‌گیری آن، وجود نویزهای ولتاژ و خطاهای اندازه‌گیری و

عملکرد ضعیف این روش در سرعت‌های پائین از جمله معایب این روش می‌باشد.

روش دوم، روش تخمین شار نشتی استاتور می‌باشد [۸، ۹]. ایجاد خطاهای انتگرال‌گیری در سرعت‌های پائین، حجم محاسبات بالا و حساس بودن به تغییرات پارامترهای موتور از جمله معایب این روش می‌باشد. روش سوم، استفاده از تغییرات اندوکتانس استاتور می‌باشد [۱۰، ۱۱]. عملکرد ضعیف این روش در سرعت‌های پائین و بالا بودن حجم سخت‌افزار و نرم‌افزار که باعث بالا رفتن قیمت موتور می‌شود، از معایب این روش می‌باشد. روش چهارم، روش‌های مبتنی بر تئوری‌های کنترلی می‌باشد [۱۲، ۱۳]. این روش در مقابل سیگنال‌های فیدبک نویزی کارایی چندانی ندارد و همچنین در سرعت‌های پائین با خطای زیادی همراه خواهد بود.

برای حل مشکلات این روش‌ها، در این مقاله برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC از روش استفاده از نسبت توابع شار خط به خط که همان روش استفاده از توابعی مناسب از ولتاژ ضدمحرکه می‌باشد، استفاده شده است. این روش، نسبت به سایر روش‌ها، حجم نرم‌افزار و سخت‌افزار کمی داشته و لذا پیاده‌سازی آن آسان و هزینه ساخت نیز کمتر است. همچنین این روش در بازه وسیعی از سرعت کارایی مناسبی دارد و تخمین وضعیت روتور مستقل از سرعت و فرکانس روتور می‌باشد، لذا مشکلات موجود در روش‌های اندازه‌گیری ولتاژ ضدمحرکه نظیر وابستگی به فرکانس و سرعت موتور و مسائل اندازه‌گیری و فیلترینگ را ندارد [۱۴، ۱۵].

همچنین روش‌های تحلیلی مختلفی برای مدل‌سازی درایو موتور BLDC پیشنهاد و ارائه شده است که اغلب این روش‌ها بر مبنای مدل غیرخطی می‌باشند. از جمله این روش‌ها می‌توان به، مدل‌سازی هارمونیک موتور در سیستم مختصات دوار هارمونیک‌های موتور [۱۶]، مدل‌سازی موتور و اینورتر با استفاده از تکنیک‌های فضای حالت و خطی‌سازی [۱۷]، مدل‌سازی موتور با استفاده از روش اجزای محدود [۱۸]، مدل‌سازی موتور و درایو بر مبنای مفهوم توابع سوئیچینگ [۱۹، ۲۰] اشاره نمود.

مدل‌سازی موتور و درایو بر مبنای کنترل مستقیم گشتاور<sup>۴</sup> (DTC)، از مؤثرترین روش‌های مدل‌سازی درایو موتور BLDC بوده که به دلایل متعددی، از آن استفاده می‌گردد. روش DTC به خاطر سادگی و سرعت بالایش در پاسخ به تغییرات گشتاور مرجع، یکی از کارآمدترین روش‌های کنترل ماشین‌های الکتریکی به شمار می‌آید، که می‌توان از آن برای کنترل انواع ماشین‌های الکتریکی استفاده کرد. در این مقاله سعی بر آن داشته‌ایم تا به بررسی نحوه عملکرد و نیز شبیه‌سازی روش کنترل DTC بپردازیم. سرعت بالا در پاسخ به تغییرات گشتاور، سادگی اجراء، عدم وابستگی به پارامترهای ماشین و نیاز به محاسبات کم از دیگر مزایای این روش می‌باشد [۲۱-۲۴]. برای موتور BLDC از شکل موج

$$\begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d(L_s i_a + L_m i_b + L_m i_c)}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ V_b &= R_b i_b + \frac{d(L_s i_b + L_m i_a + L_m i_c)}{dt} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \\ V_c &= R_c i_c + \frac{d(L_s i_c + L_m i_a + L_m i_b)}{dt} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (6)$$

برای اتصال ستاره سیم‌بندی‌های استاتور و اینکه در یک موتور سه‌فاز متعادل همواره رابطه (۷) برقرار است.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (7)$$

از روابط (۶)، روابط (۸) نتیجه می‌شوند.

$$\begin{aligned} V_a &= R_a i_a + (L_s - L_m) \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} = R_a i_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ V_b &= R_b i_b + (L_s - L_m) \frac{di_b}{dt} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} = R_b i_b + L \frac{di_b}{dt} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \\ V_c &= R_c i_c + (L_s - L_m) \frac{di_c}{dt} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} = R_c i_c + L \frac{di_c}{dt} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن  $L = L_s - L_m$ ، به نام اندوکتانس فاز در شرایط تعادل تعریف می‌شود. بخش آخر در هر یک از معادلات فوق، ولتاژ ضدمحرکه فاز نامیده می‌شود و به صورت روابط (۹) قابل بسط دادن است.

$$\begin{aligned} V_a &= R_i i_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} = R_i i_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{d(k_e f_{ar}(\theta))}{dt} \\ &= R_i i_a + L \frac{di_a}{dt} + k_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d(f_{ar}(\theta))}{d\theta} \\ V_b &= R_i i_b + L \frac{di_b}{dt} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} = R_i i_b + L \frac{di_b}{dt} + \frac{d(k_e f_{br}(\theta))}{dt} \\ &= R_i i_b + L \frac{di_b}{dt} + k_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d(f_{br}(\theta))}{d\theta} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} V_c &= R_i i_c + L \frac{di_c}{dt} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} = R_i i_c + L \frac{di_c}{dt} + \frac{d(k_e f_{cr}(\theta))}{dt} \\ &= R_i i_c + L \frac{di_c}{dt} + k_e \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d(f_{cr}(\theta))}{d\theta} \end{aligned}$$

در معادلات فوق،  $k_e$  ضریب ضدمحرکه نامیده می‌شود.  $\lambda_{ar}$  در رابطه (۹) شامل یک مقدار ثابت به اضافه یک تابع پی‌ریودیک از وضعیت روتور  $\theta$  است.  $f_{ar}(\theta)$  تابع شار ناشی فاز A است که با وضعیت روتور تغییر می‌کند. اغلب سازندگان موتورهای BLDC نقطه ستاره اتصال روتور را در اختیار استفاده کننده قرار نمی‌دهند، لذا، معادلات ولتاژ خط به خط  $V_{ca}$ ،  $V_{bc}$ ،  $V_{ab}$  به صورت ذیل به دست می‌آیند.

$$\begin{aligned} V_{ab} &= R(i_a - i_b) + L \frac{d(i_a - i_b)}{dt} + k_e \cdot \omega \cdot \frac{df_{abr}(\theta)}{d\theta} \\ V_{bc} &= R(i_b - i_c) + L \frac{d(i_b - i_c)}{dt} + k_e \cdot \omega \cdot \frac{df_{bcr}(\theta)}{d\theta} \\ V_{ca} &= R(i_c - i_a) + L \frac{d(i_c - i_a)}{dt} + k_e \cdot \omega \cdot \frac{df_{car}(\theta)}{d\theta} \end{aligned} \quad (10)$$

دوزنقه‌ای ولتاژ ضدمحرکه به منظور به حداقل رساندن ریبیل گشتاور و به حداکثر رساندن بهره‌وری و قابلیت گشتاور استفاده می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی موتور BLDC توسط نرم‌افزار متلب حاکی از سادگی و قابلیت‌های خوب این روش در کنترل موتور می‌باشد.

## ۲- روش کنترل بدون سنسور برای تخمین موقعیت روتور

در این مقاله برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC از روش نسبت توابع شار خط به خط، استفاده شده است. در این قسمت با استفاده از معادلات دینامیکی موتور BLDC، یک روش تخمین موقعیت روتور که مستقل از فرکانس روتور بوده و در بازه وسیعی از سرعت کارایی مناسبی دارد بررسی شده و از این روش برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC با اینورتر شش سوئیچ استفاده می‌شود. معادله عمومی ولتاژ هر فاز یک موتور از قانون ولتاژ کیرشهف به صورت رابطه (۱) به دست می‌آید.

$$V_x = R i_x + \sum_{k=1}^n \frac{d\Psi_{kx}(\theta, i_x)}{dt} \quad (1)$$

در رابطه (۱)،  $V_x$  ولتاژ فاز فعال،  $R$  مقاومت فاز،  $i_x$  جریان فاز،  $\theta$  وضعیت روتور،  $\Psi_{kx}(\theta, i_x)$  شار ناشی کل فاز فعال و  $n$  تعداد فازهای موتور است. شار ناشی در فاز فعال شامل شار ناشی خودی و شار ناشی متقابل می‌باشد. برای یک موتور BLDC سه‌فاز، شار ناشی کلی فاز A از رابطه (۲) به دست می‌آید.

$$\Psi_A = L_{aa}(\theta, i_a) i_a + L_{ab}(\theta, i_b) i_b + L_{ac}(\theta, i_c) i_c + \lambda_{ar} \quad (2)$$

قسمت اول عبارت فوق مبین شار ناشی خودی فاز A بوده و دو قسمت بعدی، شار ناشی دو فاز B و C را نشان می‌دهند. عبارت  $\lambda_{ar}$  نیز معادل شار ناشی ماده مغناطیس دائم روتور می‌باشد. با فرض اشباع نشدن ماشین و ناچیز بودن تغییرات اندوکتانس ( $L_{\theta} \approx L_{\theta 0}$ )، رابطه (۲) به صورت رابطه (۳) قابل بیان است.

$$\Psi_A = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + \lambda_{ar} \quad (3)$$

با جایگذاری رابطه (۳) در رابطه (۱)، رابطه (۴) به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d(L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c)}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ V_b &= R_b i_b + \frac{d(L_{ba} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c)}{dt} + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \\ V_c &= R_c i_c + \frac{d(L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c)}{dt} + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (4)$$

در موتورهای BLDC سه‌فاز متعادل داریم:

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R \\ L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L_s \end{aligned} \quad (5)$$

که در آن  $R$ ،  $L_s$  و  $L_m$  به ترتیب بیانگر مقاومت فاز، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل هستند. با جایگزینی روابط (۵) در روابط (۴)، روابط (۶) به دست می‌آیند.

$$(55)$$

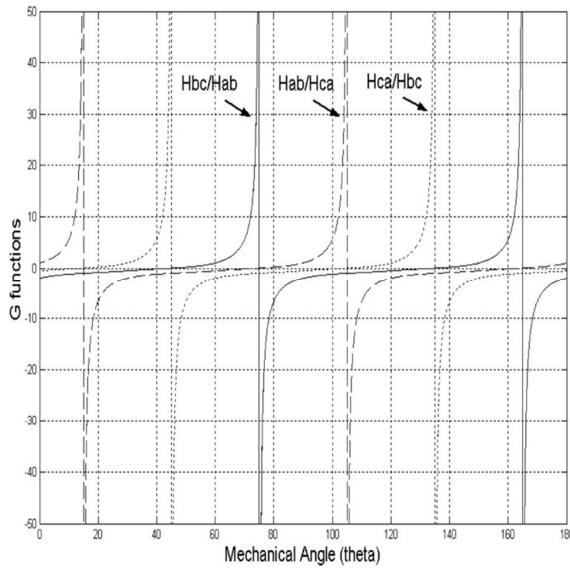
در رابطه (۱۰)،  $\omega$  و  $f_{abr}(\theta)$  به ترتیب سرعت روتور و تابع شار خط به خط هستند. تابع جدیدی را به صورت رابطه (۱۱) تعریف می‌کنیم.

$$H(\theta)_{ab} = \frac{df_{abr}(\theta)}{d\theta} \quad (11)$$

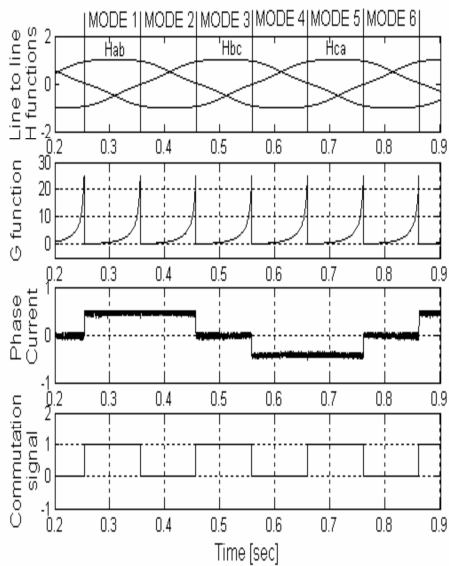
در رابطه (۱۱)،  $H_{ab}(\theta)$  با وضعیت روتور تغییر نموده و از آن برای تخمین وضعیت روتور استفاده می‌شود. برای محاسبه تابع  $H_{ab}(\theta)$  از کمیت‌های اندازه‌گیری، از رابطه (۱۲) استفاده می‌شود.

$$H(\theta)_{ab} = \frac{1}{\omega k_c} \left[ (V_a - V_b) - R(i_a - i_b) - L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \right] \quad (12)$$

در نگاه اول به رابطه (۱۲)، این چنین تصور می‌شود که از این رابطه می‌توان به راحتی وضعیت روتور را تخمین زد. اما با کمی دقت مشاهده می‌شود که وجود  $\omega$  در آن، این امکان را از بین می‌برد. لذا باید به دنبال تابعی بود که مستقل از سرعت باشد. برای حذف ترم سرعت  $\omega$  در رابطه (۱۲) می‌توان از نسبت دو تابع خط به خط  $H_{xy}(\theta)$  استفاده نموده و به رابطه جدید (۱۳) دست یافت.



شکل (۱): تغییرات توابع  $G_i(\theta)$  برحسب مکان زاویه‌ای روتور  
Fig. (1): Changes of  $G_i(\theta)$  functions according to the rotor angular position



شکل (۲): تغییرات شکل موج‌های توابع  $H(\theta)$ ،  $G(\theta)$  و جریان فاز  
Fig. (2): Changes of the functions  $H(\theta)$ ،  $G(\theta)$  and phase current

در رابطه (۱۲) با استفاده از متناوباً  $G_3(\theta)$  و  $G_2(\theta)$ ،  $G_1(\theta)$  توابع  $G(\theta)$  مستقل از سرعت هستند و دامنه‌شان همواره ثابت است. می‌توان از دامنه‌های مثبت این توابع جهت تعیین نقاط کموتاسیون فازهای موتور BLDC استفاده نمود. باید توجه شود که پیک توابع  $G(\theta)$  حساسترین بخش این توابع بوده که می‌باید به درستی و با دقت محاسبه شوند. شکل (۲) تغییرات توابع  $H(\theta)$  و  $G(\theta)$  را به همراه جریان فاز نمایش می‌دهد.

در رابطه (۱۳)،  $G_2(\theta) = \frac{H(\theta)_{bc}}{H(\theta)_{ab}} = G(\theta)_{bc/ab}$

$$= \frac{\left[ (V_b - V_c) - R(i_b - i_c) - L \left( \frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) \right]}{\left[ (V_a - V_b) - R(i_a - i_b) - L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \right]} \quad (13)$$

در رابطه (۱۳)،  $G(\theta)$  با استفاده از متغیرهای قابل اندازه‌گیری نظیر جریان‌ها و ولتاژهای موتور و اطلاعات پارامترهای موتور قابل محاسبه است. در محاسبه رابطه فوق، نیازی به دانستن مقدار سرعت روتور نبوده و لذا این تابع مستقل از سرعت می‌باشد. دو تابع دیگر  $G(\theta)$  برای فازهای دیگر از روابط (۱۴) و (۱۵) به دست می‌آیند.

در رابطه (۱۴)،  $G_1(\theta) = \frac{H(\theta)_{ca}}{H(\theta)_{bc}} = G(\theta)_{ca/bc}$

$$= \frac{\left[ (V_c - V_a) - R(i_c - i_a) - L \left( \frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} \right) \right]}{\left[ (V_b - V_c) - R(i_b - i_c) - L \left( \frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) \right]} \quad (14)$$

در رابطه (۱۵)،  $G_3(\theta) = \frac{H(\theta)_{bc}}{H(\theta)_{ca}} = G(\theta)_{bc/ab}$

$$= \frac{\left[ (V_a - V_b) - R(i_a - i_b) - L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \right]}{\left[ (V_c - V_a) - R(i_c - i_a) - L \left( \frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} \right) \right]} \quad (15)$$

شکل (۱) تغییرات توابع  $G_1(\theta)$ ،  $G_2(\theta)$  و  $G_3(\theta)$  را برحسب مکان زاویه‌ای روتور نمایش می‌دهد. مطابق این شکل، زمان‌های کموتاسیون منطبق بر نقاطی هستند که این توابع دارای حداکثر دامنه هستند. برای تخمین وضعیت روتور و تعیین نقاط کموتاسیون، می‌توان از توابع

شکل (۱) تغییرات توابع  $G_1(\theta)$ ،  $G_2(\theta)$  و  $G_3(\theta)$  را برحسب مکان زاویه‌ای روتور نمایش می‌دهد. مطابق این شکل، زمان‌های کموتاسیون منطبق بر نقاطی هستند که این توابع دارای حداکثر دامنه هستند. برای تخمین وضعیت روتور و تعیین نقاط کموتاسیون، می‌توان از توابع

SCM، این مقدار خطا به کمتر از مقدار  $\pm 0.01\%$  کاهش خواهد یافت. فرکانس محاسباتی می‌تواند هماهنگ با سرعت روتور و بدون وارد آمدن خدشه به دقت تخمین وضعیت روتور کاهش یابد. همچنین در موتورهای BLDC، راه‌اندازی موتور از یک مکان اولیه روتور نامعلوم ممکن است سبب گردش معکوس روتور گشته و یا اینکه عمل راه‌اندازی موتور را با خطا مواجه سازد. در اغلب کاربردها این اتفاقات قابل پذیرش نیست. لذا هنگامی که مکان اولیه روتور در دسترس نمی‌باشد، می‌باید از روش‌های راه‌اندازی مناسب استفاده شود. در این مقاله از اثر مگنت روتور بر اشباع مسیر شار استاتور در تعیین مکان اولیه روتور است [۲۵، ۲۶].

### ۳- روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC)

در این مقاله از روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) برای طراحی درایو موتور بدون سنسور BLDC استفاده شده است. استفاده از روش (DTC) یکی از روش‌های بسیار نو و کارآمد در کنترل ماشین‌های الکتریکی می‌باشد. گشتاور موتور BLDC در دستگاه مرجع  $d-q$  را می‌توان به صورت زیر بیان نمود [۲۱].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[ \left( \frac{d\lambda_{rd}}{d\theta_e} - \lambda_{rq} \right) I_{sd} + \left( \frac{d\lambda_{rq}}{d\theta_e} + \lambda_{rd} \right) I_{sq} + (L_{d0} - L_{q0}) I_{sd} I_{sq} \right] \quad (16)$$

$\lambda_{sd}$  و  $\lambda_{sq}$  در رابطه (۱۶) به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$\lambda_{sd} = \lambda_{rd} + L_d I_{sd} \quad (17)$$

$$\lambda_{sq} = \lambda_{rq} + L_q I_{sq} \quad (18)$$

همچنین  $\theta_e$  زاویه الکتریکی روتور،  $P$  تعداد قطب،  $I_{sd}$  و  $I_{sq}$  به ترتیب جریان‌های محورهای  $d$  و  $q$  می‌باشند. همچنین  $L_d$  و  $L_q$  به ترتیب اندوکتانس محورهای  $d$  و  $q$  می‌باشند. پس از یک تبدیل  $d-q$ ، یک جزء اساسی شار پیوندی به یک مؤلفه DC تبدیل می‌شود. در صورتی که هارمونیک‌های پنجم و هفتم به هارمونیک‌های ششم، هارمونیک‌های یازدهم و سیزدهم به هارمونیک‌های دوازدهم، هارمونیک‌های هفدهم و نوزدهم به هارمونیک‌های هجدهم و ... تبدیل شوند، برای داشتن یک شار سینوسی، در ماشین مغناطیس دائم باید مقدار  $\lambda_{rd}$  ثابت و مقدار  $\lambda_{rq}$  برابر صفر باشد. اگرچه شار غیر سینوسی  $\lambda_{rd}$  شامل یک مؤلفه DC و هارمونیک‌های ششم، دوازدهم، هجدهم و ... می‌باشد. در حالی که  $\lambda_{rq}$  شامل هارمونیک‌های ششم، دوازدهم، هجدهم و ... می‌باشد.

ارتعاشات گشتاور به طور عمده در ارتباط با هارمونیک‌های شار می‌باشند. تأثیر هارمونیک‌های مرتبه بالاتر در اندوکتانس سیم‌پیچ استاتور، معمولاً قابل اغماض است. بنابراین برای ماشین‌های مجهز به روتور مغناطیسی (مانند روتور غیر برجسته) می‌توان فرض کرد که  $L_d$  و  $L_q$  ثابت هستند ( $L_q = L_{q0}$  و  $L_d = L_{d0}$ ) و در نتیجه گشتاور الکترومغناطیسی را می‌توان به صورت رابطه (۱۹) بیان نمود.

جدول (۱) نیز ترتیب توابع  $G(\theta)$  مورد استفاده در بازه‌های مختلف ۶۰ درجه کاری را لیست نموده است. با ترکیب ترتیب این توابع می‌توان یک  $G(\theta)$  پیوسته و واحد به دست آورد و از آن برای تخمین نقاط کموتاسیون استفاده نمود.

Table (1): Used  $G(\theta)$  functions in each operating mode BLDC Motor

جدول (۱): توابع  $G(\theta)$  مورد استفاده در هر مود کاری موتور BLDC

تابع مورد استفاده	بازه کاری	مود کاری
$G_1(\theta)$	$0 < \theta < \pi/6$ و $11\pi/12 < \theta < 2\pi$	۱ و ۴
	$5\pi/6 < \theta < 7\pi/6$	
$G_2(\theta)$	$\pi/6 < \theta < \pi/2$ و $7\pi/6 < \theta < 9\pi/6$	۲ و ۵
$G_3(\theta)$	$\pi/2 < \theta < 5\pi/6$ و $9\pi/12 < \theta < 11\pi/6$	۳ و ۶

ترم‌های  $di/dt$  در تمامی روابط  $G(\theta)$ ، نسبت به خطاهای اندازه‌گیری جریان بسیار حساس بوده و لذا نیاز به به کار بردن تکنیک‌های کاهش خطا احساس می‌شود. در این مقاله به منظور کاهش مقدار خطای ناشی از اندازه‌گیری جریان، از یک فیلتر با پاسخ ضربه بی‌نهایت (Infinite Impulse Response (IIR)) و روش محاسبه پخش شده (Sparse Calculation Method (SCM)) استفاده شده است [۱۵].

نویز جریان‌های فاز نمونه‌برداری شده می‌تواند منجر به خطاهای تخمین بزرگ شود. بنابراین لازم است تا از یک فیلتر برای حذف نویز استفاده شود. نویز ایجاد شده عموماً ناشی از کلیدزنی اینورتر است و لذا یک فیلتر پائین گذر IIR انتخابی مناسب برای کاهش مقدار نویز اندازه‌گیری است. برای کاهش بیشتر خطای ترم  $di/dt$ ، روش SCM بکار برده می‌شود. اگر فرکانس نمونه‌برداری برابر با ۲۰ کیلو هرتز انتخاب شود، پریود نمونه‌برداری برابر با ۵۰ میکرو ثانیه خواهد بود. جزء زمانی ( $dt$ ) بسیار کوچکی نظیر ۵۰ میکرو ثانیه موجب تقویت قابل ملاحظه خطای ناشی از ترم  $di/dt$  می‌شود. لذا برای افزایش جزء زمانی در ترم  $di/dt$ ، فرکانس محاسبات تابع  $G(\theta)$  به قدر کافی کمتر از فرکانس نمونه‌برداری جریان انتخاب می‌شود.

برای مثال، اگر فرکانس نمونه‌برداری برابر ۲۰ کیلو هرتز انتخاب شود، ۱۰۰ نمونه جریان در یک دوره محاسباتی تابع  $G(\theta)$  خواهیم داشت. با متوسط‌گیری از مقادیر نمونه‌برداری شده، خطای عبارتی نظیر  $R(i_c - i_a)$  و  $R(i_b - i_c)$  در روابط  $G(\theta)$  می‌تواند کاهش یابد. همزمان با آن، برای ترم‌های  $di/dt$ ، جزء‌های زمانی  $dt$  برابر با  $\pm 1\%$  در فرکانس محاسباتی ۲۰ کیلو هرتز خواهد بود که این فرکانس همان فرکانس نمونه‌برداری است. در صورت استفاده از فرکانس محاسباتی روش

$R_s$  مقاومت سیم پیچ استاتور می‌باشد. اندازه و موقعیت زاویه‌ای بردار شار پیوندی استاتور به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\lambda = \sqrt{\lambda_{s\alpha}^2 + \lambda_{s\beta}^2} \quad (32)$$

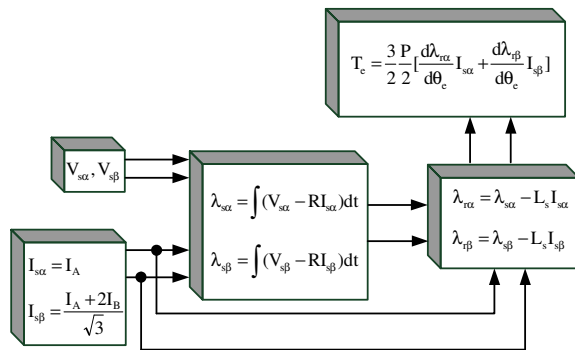
$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{s\beta}}{\lambda_{s\alpha}}\right) \quad (33)$$

شار پیوندی روتور را می‌توان از شار پیوندی استاتور نتیجه گرفت. برای مثال، برای روتور مغناطیس دائم داریم:

$$\lambda_{r\alpha} = \lambda_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha} \quad (34)$$

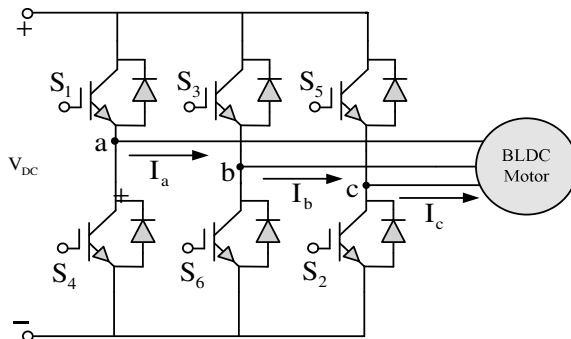
$$\lambda_{r\beta} = \lambda_{s\beta} - L_s I_{s\beta} \quad (35)$$

گشتاور از رابطه (۲۷) محاسبه می‌شود که بلوک دیاگرام آن در شکل (۳) نشان داده شده است. برای ساده کردن محاسبات، قوانین دیفرانسیلی در رابطه (۲۷) می‌تواند از شکل موج ولتاژ ضدمحرکه تعیین شود، که فرض می‌شود ولتاژ محرکه با سرعت روتور متناسب است.



شکل (۳): بلوک دیاگرام تولیدکننده گشتاور با روش DTC  
Fig. (3): The Schematic of torque producing with DTC method

شکل (۴) پیکربندی یک اینورتر منبع ولتاژ (VSI) مدولاسیون پهنای پالس (SPWM) را نشان می‌دهد که در این شکل، متغیرهای ورودی و خروجی که در طراحی و آنالیز سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرند، تعیین شده‌اند.



شکل (۴): پیکربندی مدار اینورتر منبع ولتاژ  
Fig. (4): The Voltage source inverter circuit

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ \left( \frac{d\lambda_{rd}}{d\theta_e} - \lambda_{sd} \right) I_{sd} + \left( \frac{d\lambda_{rq}}{d\theta_e} + \lambda_{sd} \right) I_{sq} + (L_{d0} - L_{q0}) I_{sd} I_{sq} \right] \quad (19)$$

معادله گشتاور الکترومغناطیسی برای موتورهای BLDC، با روتور قطب برجسته یا غیر برجسته می‌تواند به فرم ساده شده رابطه (۲۰) نشان داده شود.

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{sd} I_{sq} - \lambda_{sq} I_{sd}) \quad (20)$$

رابطه (۲۰) که در دستگاه مرجع d-q می‌باشد را می‌توان به صورت رابطه (۲۱) در دستگاه مرجع  $\alpha$ - $\beta$  نشان داد.

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{s\alpha} I_{s\beta} - \lambda_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (21)$$

در رابطه (۲۱)،  $I_{s\alpha}$ ،  $I_{s\beta}$ ،  $\lambda_{s\alpha}$  و  $\lambda_{s\beta}$  به ترتیب جریان‌ها و شارهای پیوندی استاتور در محورهای  $\alpha$  و  $\beta$  می‌باشند که به صورت رابطه‌های (۲۲) تا (۲۵) بیان می‌شوند.

$$\lambda_{s\alpha} = \lambda_{sd} \cos\theta_e - \lambda_{sq} \sin\theta_e \quad (22)$$

$$\lambda_{s\beta} = \lambda_{sd} \sin\theta_e + \lambda_{sq} \cos\theta_e \quad (23)$$

$$I_{s\alpha} = I_{sd} \cos\theta_e - I_{sq} \sin\theta_e \quad (24)$$

$$I_{s\beta} = I_{sd} \sin\theta_e + I_{sq} \cos\theta_e \quad (25)$$

اگر تغییر شار پیوندی استاتور غیرسینوسی باشد، معادله گشتاور کلی رابط (۱۶) زمانی که  $d\lambda_{rq}/d\theta_e \neq 0$  و  $d\lambda_{rd}/d\theta_e \neq 0$  باشند، استفاده می‌شود. برای ماشین‌های BLDC غیربرجسته با شار پیوندی استاتور غیرسینوسی، زمانی که  $L_{d0}=L_{q0}=L_s$ ، گشتاور الکترومغناطیسی به صورت زیر ساده می‌شود.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ \left( \frac{d\lambda_{rd}}{d\theta_e} - \lambda_{rq} \right) I_{sd} + \left( \frac{d\lambda_{rq}}{d\theta_e} + \lambda_{rd} \right) I_{sq} \right] \quad (26)$$

رابطه (۲۶) که در دستگاه مرجع d-q می‌باشد را می‌توان به صورت رابطه (۲۷)، در دستگاه مرجع  $\alpha$ - $\beta$  نشان داد.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ \frac{d\lambda_{r\alpha}}{d\theta_e} I_{s\alpha} + \frac{d\lambda_{r\beta}}{d\theta_e} I_{s\beta} \right] \quad (27)$$

در دستگاه مرجع ساکن  $\alpha$ - $\beta$ ،  $\lambda_{r\alpha}$  و  $\lambda_{r\beta}$  به ترتیب شارهای پیوندی روتور در محورهای  $\alpha$  و  $\beta$  می‌باشند که به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$\lambda_{r\alpha} = \lambda_{rd} \cos\theta_e - \lambda_{rq} \sin\theta_e \quad (28)$$

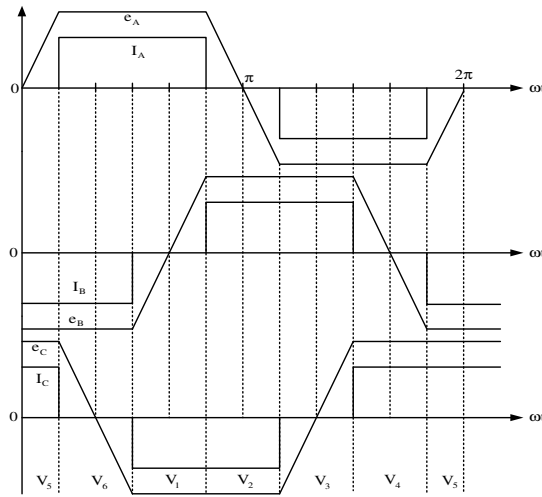
$$\lambda_{r\beta} = \lambda_{rd} \sin\theta_e + \lambda_{rq} \cos\theta_e \quad (29)$$

در درایوهای موتور BLDC بر اساس مشاهده گر شار پیوندی، روش DTC اجرا می‌شود. بردار شار پیوندی استاتور می‌تواند از ولتاژهای استاتور ( $V_{s\alpha}$  و  $V_{s\beta}$ ) و جریان‌های استاتور ( $I_{s\alpha}$  و  $I_{s\beta}$ ) بر اساس رابطه‌های (۳۰) و (۳۱) محاسبه شود.

$$\lambda_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (30)$$

$$\lambda_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (31)$$

(۰۱۰۰۱۰)، (۰۰۰۱۱۰) و (۱۰۰۱۰۰) استفاده می‌شوند. بردار فضایی ولتاژ صفر ( $V_0$ ) به صورت (۰۰۰۰۰۰) تعریف می‌شود.

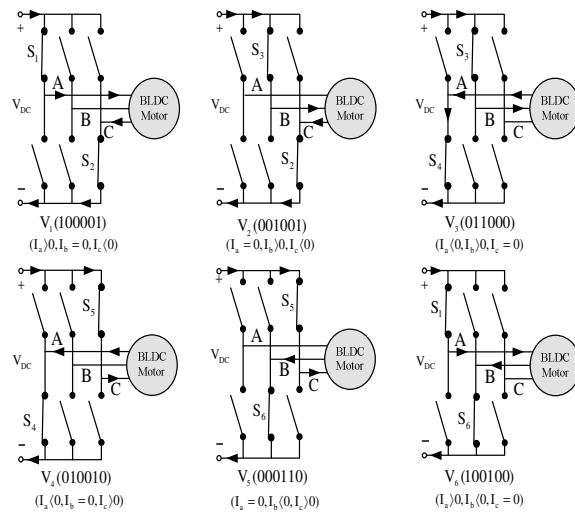


شکل (۷): ولتاژ Back-EMF و جریان فازهای یک موتور BLDC  
Fig. (7): Back-EMF voltage and phases current of BLDC motor

شکل (۸) شماتیک درایو موتور BLDC با روش DTC را نشان می‌دهد [۲۱]. در شکل (۸)، به وسیله نمونه‌گیری از جریان‌ها و ولتاژهای فاز استاتور و بکارگیری یک تبدیل مرجع ساکن، شار پیوندی استاتور در دستگاه مرجع ساکن محاسبه می‌شود. شار پیوندی روتور در دستگاه مرجع ساکن توسط رابطه‌های (۳۴) و (۳۵) محاسبه می‌شوند. همچنین میزان شار پیوندی استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی به ترتیب توسط روابط (۳۲) و (۲۷) محاسبه می‌شوند. در شکل (۸)، کنترل کننده PI دارای  $K_f=0.4635$  و  $k_p=0.061$  می‌باشد.

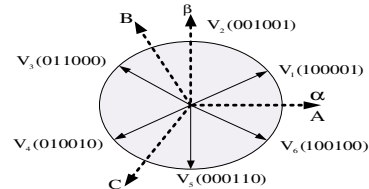
شار پیوندی استاتور و گشتاور مرجع از کنترل کننده هیستریزس به وسیله مقایسه گشتاور الکترومغناطیسی تخمین زده شده و شار پیوندی استاتور، به دست می‌آید. همان طور که در جدول (۲) دیده می‌شود، الگوی سوئیچینگ اینورتر طبق شار پیوندی استاتور و گشتاور استاتور از دو خروجی رگولاتور نشان داده شده در شکل (۸)، تعیین می‌شود. در هر سکتور اگر شار واقعی پیوندی استاتور همانند شار پیوندی مرجع استاتور باشد ( $\lambda=0$ )، فقط یک بردار فضایی ولتاژ غیر صفر و یک بردار فضایی ولتاژ صفر برای افزایش گشتاور ( $T=1$ ) و یا کاهش گشتاور ( $T=0$ ) در کنترل استفاده می‌شود. وقتی که شار پیوندی واقعی کمتر از مقدار مرجع باشد ( $\Phi=1$ )، بردار فضایی ولتاژ غیر صفر برای افزایش شار پیوندی استفاده می‌شود و وقتی شار پیوندی واقعی بزرگتر از مقدار مرجع باشد ( $\Phi=-1$ )، بردار فضایی ولتاژ غیر صفر برای کاهش شار پیوندی استاتور استفاده می‌شود.

شش بردار فضایی ولتاژ غیر صفر تعریف شده برای درایو موتور BLDC در شکل (۵) نشان داده شده است. بخش‌های مدور بردار ولتاژ، که بردار ولتاژ را قادر می‌سازد تا در شرایط استفاده از بردار شار استاتور، انتخاب شود در شکل (۶) نشان داده شده است. شکل (۷)، شکل موج جریان ایده‌آل برای موتور BLDC را نشان می‌دهد که ارتباط خود را با بردارهای فضایی ولتاژ و موقعیت سوئیچینگ و ولتاژ ضدمحرکه، نشان می‌دهد [۲۱].



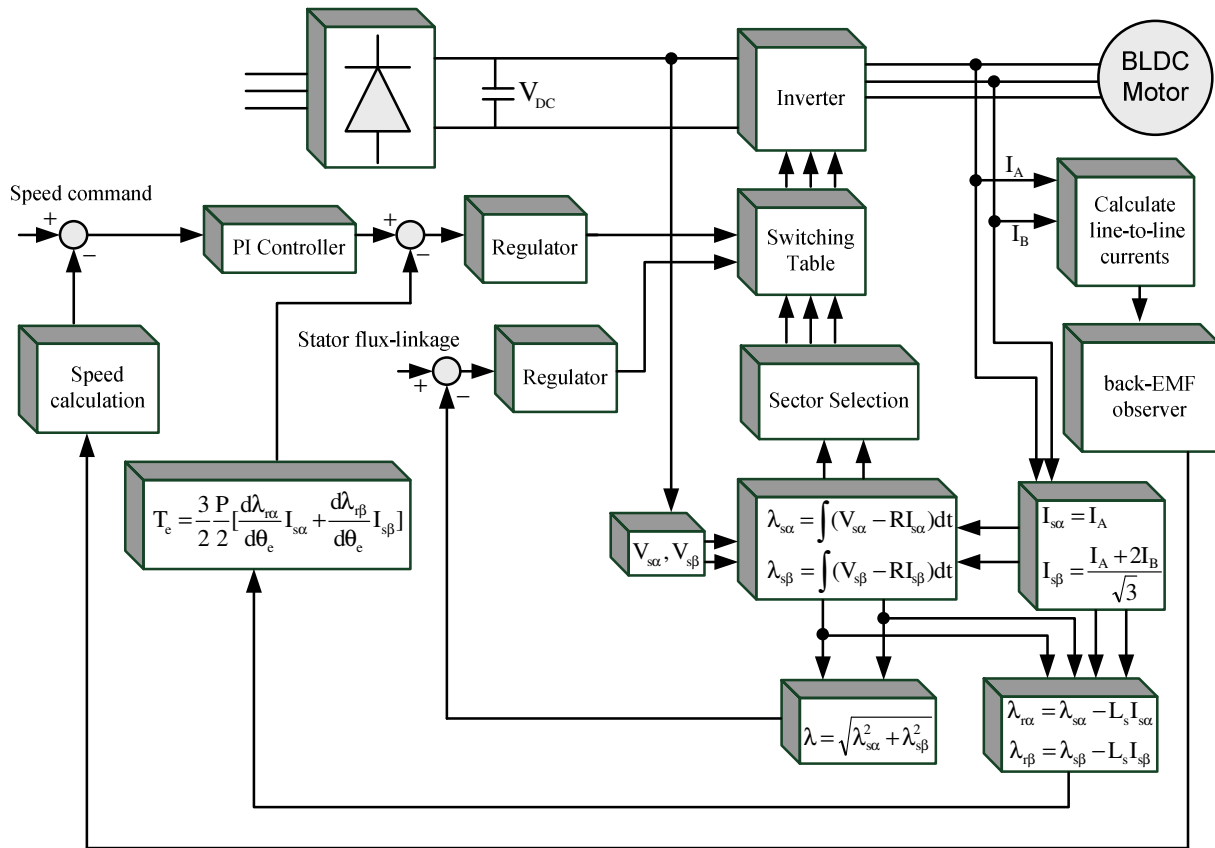
شکل (۵): شش بردار فضای غیر صفر ولتاژ تعریف شده در درایو موتور BLDC

Fig. (5): Six nonzero-voltage space vectors defined for a BLDC drive



شکل (۶): بخش‌های مدور بردار ولتاژ  
Fig. (6): The sectors of the circular voltage vector

در درایو موتور BLDC، اگرچه دو فاز به تنهایی در حالت ۱۲۰ درجه هدایت را انجام می‌دهند (به جزء در طول دوره‌های جابجایی فازها) هدایت فاز غیرتحرک توسط دایود هرزه‌گرد انجام می‌شود. از آنجایی که سوئیچ‌های بالا و پایین در همان فاز ممکن است هر دو به طور همزمان در درایو موتور BLDC خاموش باشند (شکل ۵)، بنابراین شش بردار برای سوئیچ‌ها به نمایندگی از حالات سوئیچ‌های اینورتر مورد نیاز است. بنابراین بردارهای  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  به ترتیب به عنوان سوئیچینگ سیگنال‌های (۰۰۱۰۰۱)، (۰۰۱۰۰۱)، (۰۱۰۰۰۰)، (۰۱۰۰۰۰)، (۰۰۱۰۰۰)، (۰۰۱۰۰۰)



شکل (۸): شماتیک درایو موتور بدون سنسور BLDC با روش DTC

Fig. (8): Schematic of sensorless DTC BLDC drive

Table (3): The parameters of BLDC motor

جدول (۳): پارامترهای موتور BLDC

Parameters	Value
Number of poles (P)	4
Stator resistance (R <sub>S</sub> )	0.2 (Ω)
Rated voltage (V)	146.6077 (V)
Rotor inertia (J)	0.1 (Kg.m <sup>2</sup> )
Stator inductance (L <sub>S</sub> )	8.5e <sup>-3</sup> (H)
Friction factor (F)	0.005 (N.m.s)

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی برای موتور بدون سنسور BLDC متناظر با سرعت‌های ۳۰۰ دور بر دقیقه و ۱۵۰۰ دور بر دقیقه نمایش داده شده‌اند. در این مقاله سرعت اولیه ۱۰۰ دور بر دقیقه در نظر گرفته شده است. در شکل (۹)، منحنی تغییرات گشتاور بر حسب سرعت موتور، با سرعت‌های ۳۰۰ دور بر دقیقه و سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده

Table (2): Switching table for DTC of BLDC drive

جدول (۲): جدول سوئیچینگ درایو موتور

بدون سنسور BLDC با روش DTC

گشتاور	شار	سکتور					
		1	2	3	4	5	6
1	1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
	0	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	-1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
0	1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
	0	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
	-1	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>

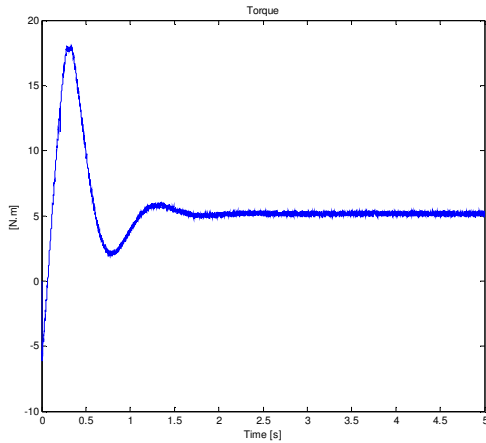
با انتخاب هرکدام از ولتاژهای جدول (۲)، می‌توان ولتاژهایی با زاویه‌های ۶۰ درجه نسبت به هم ساخت.

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

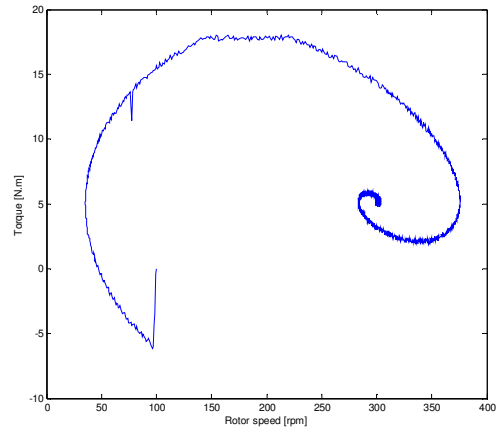
مشخصات موتور BLDC در جدول (۳)، نشان داده شده است.



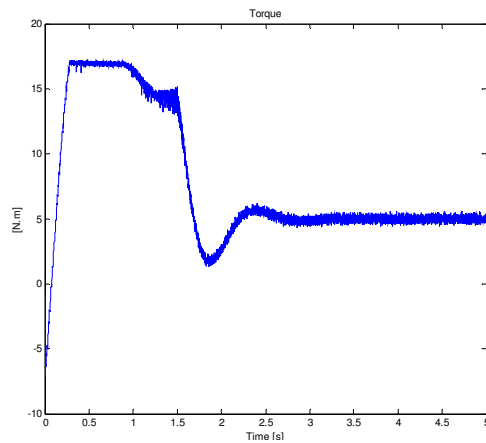
می‌شود، گشتاور موتور در حول مقدار مرجع (5Nm) در حال نوسان کردن می‌باشد و بعد از چند سوئیچ‌زنی به مقدار مرجع خود می‌رسد.



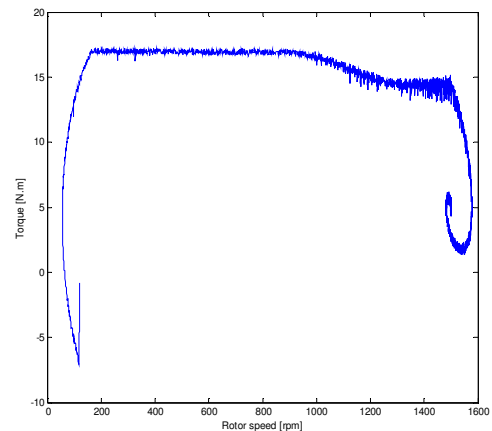
الف):  $\omega = 300\text{rpm}$



الف):  $\omega = 300\text{rpm}$



ب):  $\omega = 1500\text{rpm}$

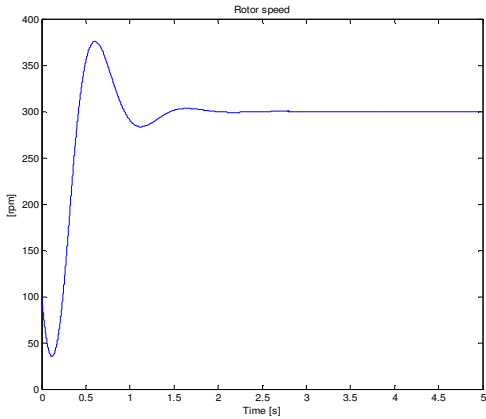


ب):  $\omega = 1500\text{rpm}$

شکل (۱۰): گشتاور موتور  
Fig. (10): Motor torque

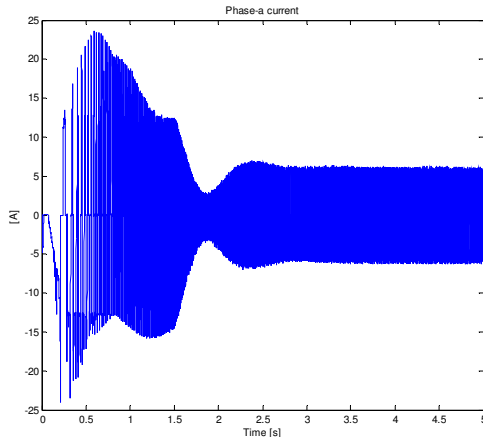
شکل (۹): منحنی تغییرات گشتاور بر حسب سرعت موتور

Fig. (9): Curve of changing torque according to motor speed



الف):  $\omega = 300\text{rpm}$

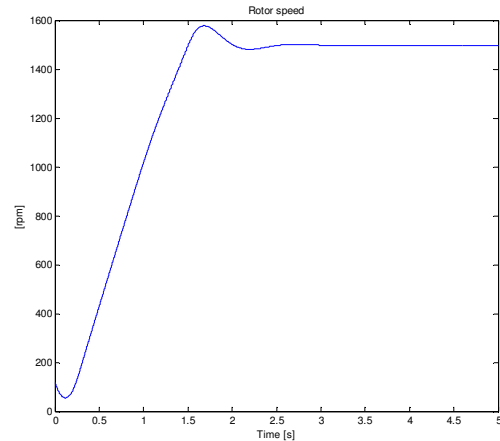
گشتاور ایجاد شده، در شکل (۱۰) نشان داده شده است. جریان فاز c قبل از اینکه جریان فاز b به صفر برسد، به حد نهایی خود می‌رسد. در نتیجه جریان فاز a کاهش یافته و در نتیجه مطابق شکل (۱۰)، گشتاور در بازه زمانی کموتاسیون کاهش می‌یابد. با توجه به این شکل‌ها، مقدار متوسط گشتاور 5Nm می‌باشد و گشتاور مقدار مرجع را به خوبی دنبال می‌کند. همچنین مشاهده می‌شود که گشتاور با توجه به شکل (۱۰)، دارای ریبیل کمی می‌باشد، که این خود از محاسن اساسی روش DTC نسبت می‌باشد. در شکل (۱۱) سرعت‌های موتور نشان داده شده است. همان طور که از شکل (۱۱) مشاهده می‌شود، برای افزایش سرعت، گشتاور الکترومغناطیسی نیز افزایش یافته و برای کاهش سرعت گشتاور کاهش یافته است. همچنین سرعت موتور با روش DTC در حدود زمان ۲ ثانیه به مقدار مرجع خود می‌رسد.



(ب):  $\omega = 1500\text{rpm}$

شکل (۱۲): شکل موج جریان فاز a

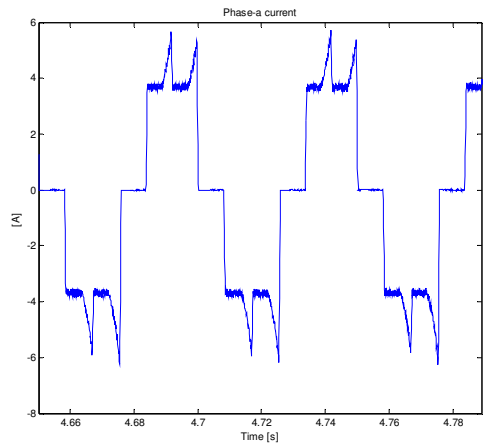
Fig. (12): Figure of waveform phase-a current



(ب):  $\omega = 1500\text{rpm}$

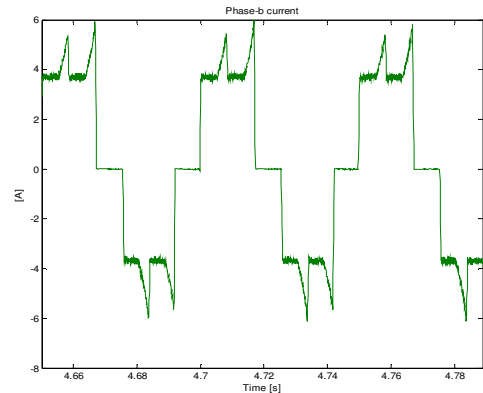
شکل (۱۱): سرعت موتور

Fig. (11): Motor speed



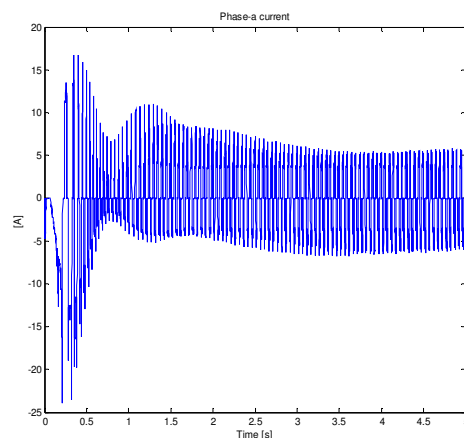
(الف): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز a برای  $\omega = 300\text{rpm}$

(a): Magnified waveform phase-a current for  $\omega = 300\text{rpm}$



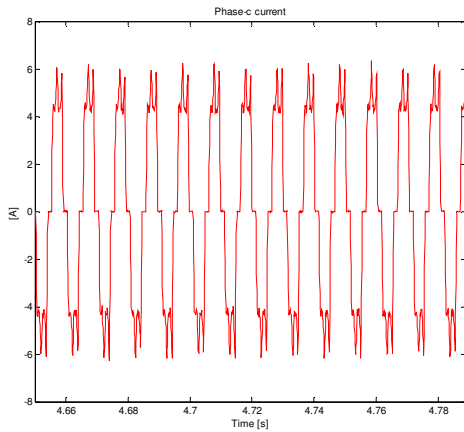
(ب): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز b برای  $\omega = 300\text{rpm}$

(b): Magnified waveform phase-b current for  $\omega = 300\text{rpm}$

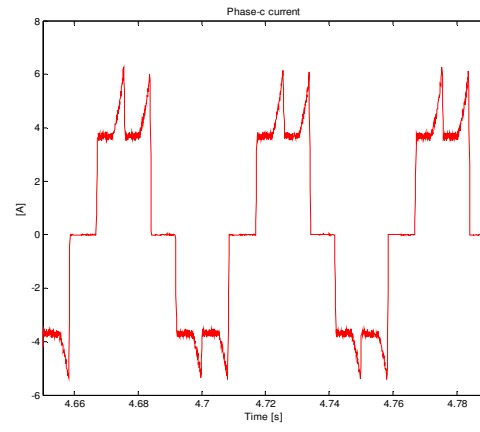


(الف):  $\omega = 300\text{rpm}$

در شکل (۱۲)، شکل موجهای جریان فاز a متناظر با سرعتهای ۳۰۰ دور بر دقیقه و ۱۵۰۰ دور بر دقیقه برای موتور بدون سنسور BLDC مدل شده با روش DTC، نمایش داده شده‌اند. همان طور که در این شکل مشاهده می‌شود، شکل موجهای جریان فاز a در حدود زمان ۳ ثانیه به مقدار پایداری می‌رسند. که این خود از محاسن اساسی روش DTC و سرعت بالا در پاسخ به تغییرات سرعت و گشتاور می‌باشد. در شکل (۱۳)، شکل موجهای جریان فازهای a، b و c برای بررسی هرچه بهتر، بزرگنمایی شده‌اند. در شکل موج فاز a، پالس موجود در جریان، در وسط بازه هدایت ۱۲۰ درجه رویت می‌شود. این پالس‌ها از کموتاسیون بین دو فاز b و c به وجود می‌آیند. برای موتور BLDC از شکل موج دوزنقه‌ای ولتاژ ضدمحرکه به منظور به حداقل رساندن ریبیل گشتاور و به حداکثر رساندن بهره‌وری و قابلیت گشتاور استفاده می‌شود.



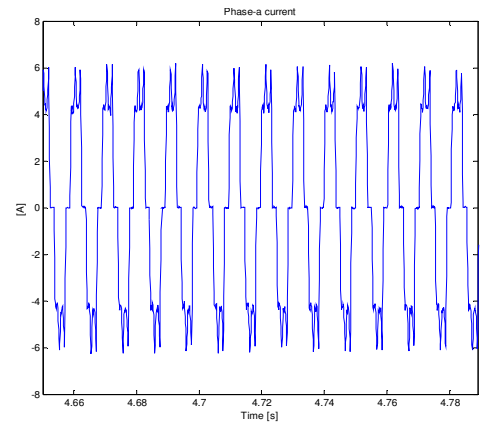
(ر): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز c برای  $\omega = 1500 \text{ rpm}$   
 (13): Magnified waveform phase-c current for  $\omega = 1500 \text{ rpm}$



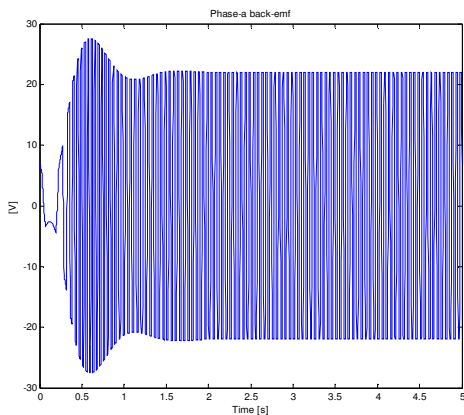
(ت): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز c برای  $\omega = 300 \text{ rpm}$   
 (13): Magnified waveform phase-c current for  $\omega = 300 \text{ rpm}$

شکل (۱۳): شکل موج بزرگ شده جریان فازهای a, b و c  
 Fig. (13): Magnified waveform phases current

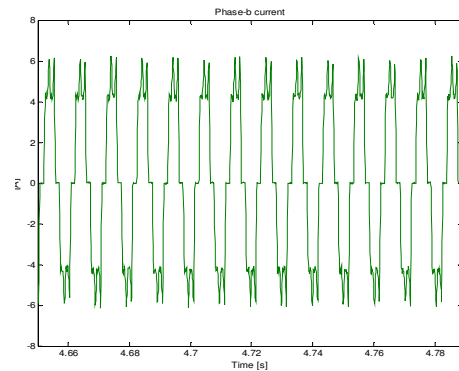
در عملکرد عادی موتورهای BLDC، ولتاژ ضدمحرکه، فاز با جریان فاز انطباق دارد. موتور BLDC دارای سیم‌پیچی متحدالمرکز است که سبب ایجاد ولتاژ ضدمحرکه دوزنقه‌ای می‌شود. با استفاده از وضعیت روتور، ولتاژهای ضدمحرکه متعادل سه فاز موتور، برای هر نقطه کاری موتور ساخته می‌شوند. همان طور که قبلاً نیز اشاره شد، برخلاف موتورهای AC القایی و سنکرون، در موتور BLDC سه فاز، در هر لحظه از زمان، دو فاز از سه فاز موتور، جریان را هدایت می‌کنند. شکل موج‌های ولتاژ ضدمحرکه برای فاز a در شکل (۱۴) نشان داده شده‌اند. با توجه به این شکل، دامنه ولتاژ ضدمحرکه در حالت ماندگار در سرعت ۳۰۰ دور بر دقیقه برابر با  $22/2$  ولت و در سرعت ۱۵۰۰ دور بر دقیقه برابر با  $109/5$  ولت می‌باشد. بزرگنمایی شکل موج‌های ولتاژ ضدمحرکه برای بررسی هر چه بهتر در شکل (۱۵) نشان داده شده است.



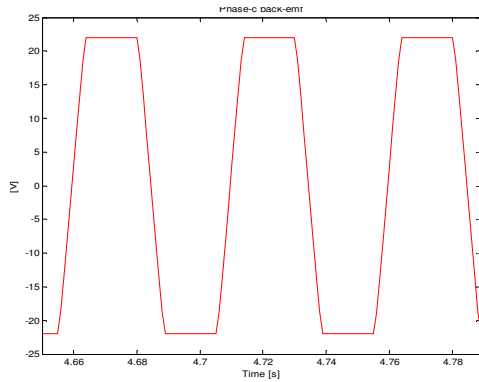
(ج): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز a برای  $\omega = 1500 \text{ rpm}$   
 (d): Magnified waveform phase-a current for  $\omega = 1500 \text{ rpm}$



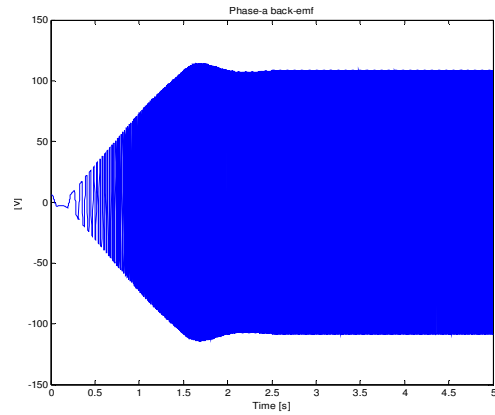
(الف):  $\omega = 300 \text{ rpm}$



(د): شکل موج بزرگنمایی شده جریان فاز b برای  $\omega = 1500 \text{ rpm}$   
 (e): Magnified waveform phase-b current for  $\omega = 1500 \text{ rpm}$



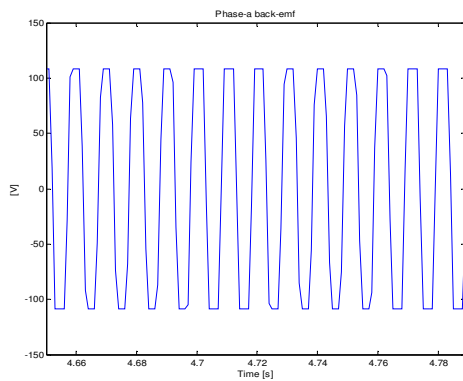
(ت): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضدمحرکه فاز c برای  $\omega = 300\text{rpm}$   
 (c): Magnification of waveform of back-emf phase-c for  $\omega = 300\text{rpm}$



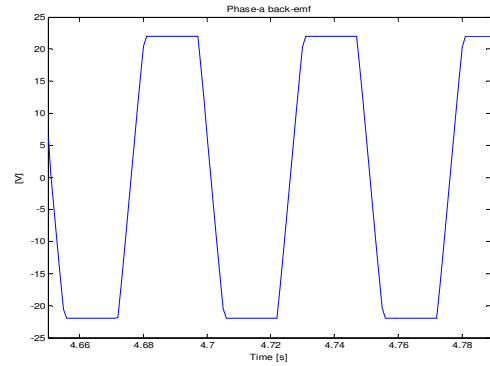
(ب):  $\omega = 1500\text{rpm}$

شکل (۱۴): شکل موج‌های ولتاژ ضدمحرکه

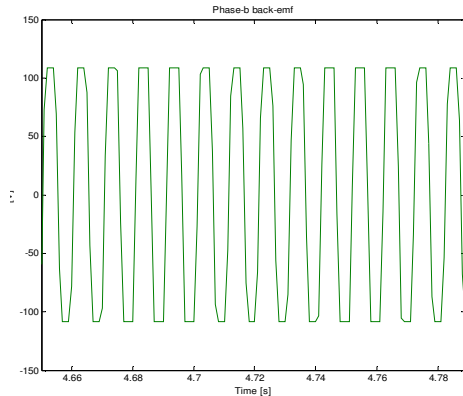
Fig. (14): Waveforms of back-emf



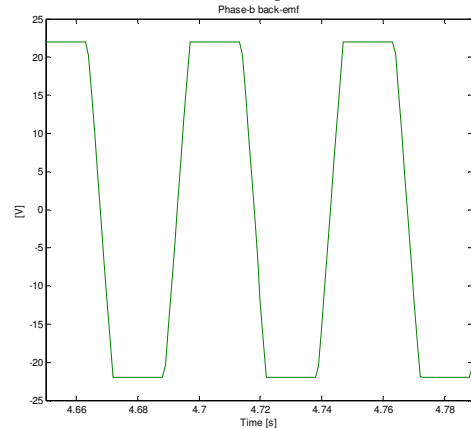
(د): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضدمحرکه فاز a برای  $\omega = 1500\text{rpm}$   
 (d): Magnification of waveform of back-emf phase-a for  $\omega = 1500\text{rpm}$



(الف): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضدمحرکه فاز a برای  $\omega = 300\text{rpm}$   
 (a): Magnification of waveform of back-emf phase-a for  $\omega = 300\text{rpm}$



(د): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضدمحرکه فاز b برای  $\omega = 1500\text{rpm}$   
 (e): Magnification of waveform of back-emf phase-b for  $\omega = 1500\text{rpm}$



(ب): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضدمحرکه فاز b برای  $\omega = 300\text{rpm}$   
 (b): Magnification of waveform of back-emf phase-b for  $\omega = 300\text{rpm}$

### ۵- نتیجه گیری

روشهای مختلفی برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC ارائه شده‌اند. اغلب این روشها، برای درایوهایی استفاده می‌شود که از اینورتر شش سوئیچ استفاده می‌کنند. در این مقاله برای تخمین وضعیت روتور در درایو موتور بدون سنسور BLDC از روش استفاده از نسبت توابع شار خط به خط استفاده شده است. این روش، نسبت به سایر روشها، حجم نرم‌افزار و سخت‌افزار کمی داشته و لذا پیاده‌سازی آن آسان و هزینه ساخت نیز کمتر است. همچنین این روش در بازه وسیعی از سرعت کارایی مناسبی دارد و تخمین وضعیت روتور مستقل از سرعت و فرکانس روتور می‌باشد، لذا مشکلات موجود در روشهای اندازه‌گیری ولتاژ ضد محرکه، نظیر وابستگی به فرکانس و سرعت موتور و مسائل اندازه‌گیری و فیلترینگ را ندارد.

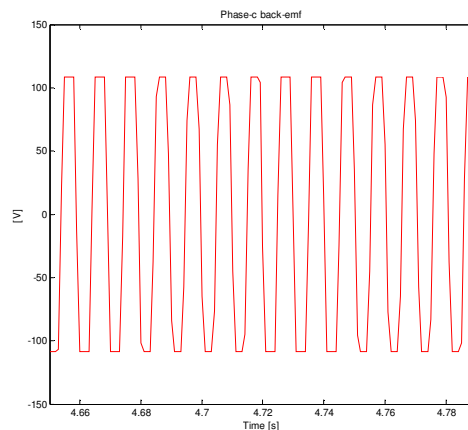
در ادامه از روش کنترل مستقیم گشتاور (DTC) برای طراحی درایو موتور بدون سنسور BLDC استفاده شده است. روش DTC به خاطر سادگی و سرعت بالایش در پاسخ به تغییرات گشتاور مرجع، یکی از کارآمدترین روشهای کنترل ماشینهای الکتریکی به شمار می‌آید، که می‌توان از آن برای کنترل انواع ماشینهای الکتریکی استفاده نمود. در این مقاله سعی بر آن داشتیم تا به بررسی نحوه عملکرد و نیز شبیه‌سازی کنترل DTC بپردازیم. سرعت بالا در پاسخ به تغییرات گشتاور، سادگی اجرا، عدم وابستگی به پارامترهای ماشین و محاسبات کم، از مزایای این روش می‌باشد.

### پی‌نوشت:

- 1- Brushless DC (BLDC)
- 2- Sensorless
- 3- Back-emf
- 4- Direct Torque Control (DTC)

### References

- [1] J.S. Mayer, O. Wasynczuk, "Analysis and modeling of a single-phase brushless DC motor drive system", IEEE Trans. on Power Sys., Vol. 9, pp. 473-479, Sep. 1989.
- [2] M. Gougani, M. Chapariha, J. Jatskevich, A. Davoudi, "Hall sensor-based locking electric differential system for BLDC motor driven electric vehicles", IEEE/IEVC, pp. 1-7, March 2012.
- [3] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 43, No. 2, pp. 300-308, 1996.
- [4] J.P. Johnson, M. Ehsani, Y. Guzelgunler, "Review of sensorless methods for brushless DC", IEEE/IAS, Vol. 1, pp. 143-150, 1999.
- [5] Y. Jin Yong, L. Bi Qiang, "Study of position detection method for sensorless brushless DC motor", IEEE/ICEMS, Vol. 2, pp. 1218-1222, Aug. 2001.
- [6] A. Nair, K. R. Rajagopal, "A novel back-EMF detection scheme based sensorless control of permanent magnet brushless DC motor drive", IEEE/ICEMS, pp. 978-983, Oct. 2010.
- [7] S. Gui-Jia, J. W. McKeever, "Low cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range", IEEE Trans. on Power Sys., Vol. 19, pp. 296-302, March 2004.
- [8] N. Ertugrul, P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors", IEEE Trans. on Power Sys., Vol. 30, pp. 126-133, Feb. 1994.
- [9] G. Zhou, W. Zhou, Y. Jianping, "Improved sensorless brushless DC motor drive", IEEE/PESC, pp. 1353-1357, June 2005.



(ر): شکل موج بزرگنمایی شده ولتاژ ضد محرکه فاز c برای  $\omega = 1500 \text{ rpm}$   
(f): Magnification of waveform of back-emf phase-c for  $\omega = 1500 \text{ rpm}$

شکل (۱۵): بزرگنمایی شکل موجهای ولتاژ ضد محرکه فازهای a، b و c  
Fig. (15): Magnification of waveforms of back-emf phase-a and b and c

همان طور که در نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود، روش DTC هم برای سرعت‌های پایین و هم برای سرعت‌های بالا، برای موتور بدون سنسور BLDC، نتایج خوبی به همراه دارد.

- [10] Y.S. Lai, F.S. Shyu, S.S. Tseng, "New initial position detection technique for three-phase brushless DC motor without position and current sensors", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 39, No. 2, Pp. 485-491, April 2003.
- [11] W. Huabin, S. Liang, C. Guo-rong, X. Di-jian, "Initial rotor position estimation of BLDC based on inductance method", *IEEE/ICBMEI*, Vol. 3, pp. 656-659, May 2011.
- [12] B. Terzic, M. Jadric; "Design and implementation of the extended kalman filter for the speed and rotor position estimation of brushless DC motor", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 48, pp. 1065-1073, Dec. 2001.
- [13] J.Y. Yen, Y.L. Chen, M. Tomizuka, "Variable sampling rate controller design for brushless DC motor", *IEEE/CDC*, Vol. 1, pp. 462-467, Dec. 2002.
- [14] K. Tae-Hyung, L. Byung-Kuk, M. Ehsani, "Sensorless control of the BLDC motors from near zero to high speed", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 19, pp. 1635-1645, Nov. 2004.
- [15] T.H. Kim, M. Ehsani, "Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to high speeds", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 19, No. 6, pp. 1635-1645, Nov. 2004.
- [16] P.L. Chapman, S.D. Sudhoff, C.A. Whitcomb, "Multiple reference frame analysis of nonsinusoidal brushless DC drives", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 14, pp. 440-446, Sep. 1999.
- [17] S.A. Zabalawi, A. Nasiri, "State space modeling and simulation of sensorless control of brushless DC motor using instantaneous rotor position tracking", *IEEE/VPPC*, pp. 90-94, Sep. 2007.
- [18] H.N. Phyu, M.A. Jabbar, L. Zhejie, B. Chao, "Modeling and simulation of brushless permanent magnet DC motor in dynamic conditions by time stepping technique", *IEEE/ IEMDC*, Vol. 1, pp. 376-381, June 2003.
- [19] A.H. Niasar, H. Moghbelli, A. Vahedi, "Modeling, simulation and implementation of four-switch, brushless DC motor drive based on switching functions", *IEEE/EURCON*, pp. 682-687, May 2009.
- [20] A.H. Niasar, H. Moghbelli, A. Vahedi, "A novel position sensorless control of a four-switch, brushless DC motor drive without phase shifter", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 23, pp. 3079-3087, Nov. 2008.
- [21] Y. Liu, Z.Q. Zhu, D. Howe, "Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 41, pp. 599-608, April 2005.
- [22] Y. Liu, Z.Q. Zhu, D. Howe, "Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 43, pp. 1012-1021, Aug. 2007.
- [23] S.B. Ozturk, W.C. Alexander, H.A. Toliyat, "Direct torque control of four-switch brushless DC motor with non-sinusoidal back emf", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 25, pp. 263-271, Feb. 2010.
- [24] S.B. Ozturk, Oh Yang, H.A. Toliyat, "Power factor correction of direct torque controlled brushless DC motor drive", *IEEE/IAC*, pp. 297-304, Sep. 2007.
- [25] F. Parasiliti, R. Petrella, M. Tursini, "Initial rotor position estimation method for PM motors", *IEEE Trans. on Power Sys.*, Vol. 39, pp. 1630-1640, Dec. 2003.
- [26] W.J. Lee, S.K. Sul, "A new starting method of BLDC motors without position sensor", *IEEE/IAS*, Vol. 4, pp. 2397-2402, Oct. 2004.