مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
مقاله پژوهشی
جلد۱۷، شماره ۴، زمستان ۱۴۰۲، صفحه ۱۹-۱

کنترل مستقیم توان در موتورهای BLDC به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود، جهت کاهش ریپل گشتاور و نوسانات سرعت و بهبود اعوجاجات هارمونیکی

احمد انتظاری [۱]، آرش دهستانی کلاگر [۲] ، محمدرضا علیزاده پهلوانی [۳]

[۱]دانشجوی دکتری مهندسی برق، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران Ahmad_entezari6@yahoo.com
[۲]استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران : a_dehestani@mut.ac.ir
[۳]استاد، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران : mr_alizadehp@mut.ac.ir

دریافت: ۱۴۰۲/۰۷/۱۰ ویرایش: ۱۴۰۲/۰۸/۲۱ پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۱۶

چکیده: موتورهای dc بدون جاروبک (BLDC) با توجه به ساختار ساده، بازده بالا و طول عمر زیاد، به‌طور گسترده‌ای در کاربردهای صنعتی استفاده می‌شوند. درایو این موتورها نیز پاسخ گذرای سریعی داشته و در حالت پایدار از شکل موج‌هایی با کیفیت بالا برخوردارند. در این مقاله، کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی‌بر مدل با مجموعه کنترلی محدود (DP-FCS-MPC)، در درایو موتورهای BLDC ارائه شده و با روش مرسوم کنترل جریان بر اساسFCS-MPC مقایسه می‌شود. این مقایسه در شرایط عملکردی یکسان صورت گرفته و شامل عملکرد حالت پایدار موتور BLDC می‌باشد. شبیه‌سازی‌هایی که در نرم‌افزار PLECS انجام شده است، کارایی هر دو روش را در کنترل سرعت موتور BLDC در شرایط تغییر ناگهانی بار نشان می‌دهد. با این وجود، نشان داده می‌شود که کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود، دارای کارایی بهتر از نظر کاهش ریپل گشتاور، نوسانات کمتر سرعت و گشتاور، ریپل کمتر توان اکتیو و راکتیو و شکل موج‌های جریان با کیفیت بالاتر از نظر اعوجاجات هارمونیکی می‌باشد.

کلمات کلیدی: درایو موتور BLDC، کنترل مستقیم توان، کنترل مستقیم جریان، کنترل پیش‌بین مدل مجموعه کنترلی محدود، FCS-MPC

Direct Power Control in BLDC Motor Drives Using Finite Control Set Model Predictive Control to Reduce Torque Ripple and Speed Fluctuation and Improve Harmonic Distortions

Ahmad Entezari, Arash Dehestani Kolagar, Mohammad Reza Alizadeh Pahlavani

Abstract: Brushless dc motors (BLDC) are widely used in industrial applications due to their simple structure, high efficiency and long lifetime. The drive of these motors also has a fast transient response and has high quality waveforms in steady state. In this paper, the direct power control using the model predictive method with finite control set (DP-FCS-MPC) is presented in BLDC motor drive and compared with the conventional current control method based on FCS-MPC. This comparison is made under the same operating conditions and includes the steady state operation of the BLDC motor. The simulations performed in PLECS software show the performance of both methods in BLDC motor speed control under sudden load changes. Nevertheless, it is shown that the direct power control using model predictive method with finite control set has better performance in terms of torque ripple

نویسنده عهده دار مکاتبات: آرش دهستانی کلاگر

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

reduction, less speed and torque fluctuations, less active and reactive power ripple, and current waveforms with less harmonic distortions.

Keywords: BLDC Motor Drive, Direct Power Control, Direct Current Control, Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، استفاده از موتورهای dc بدون جاروبک (BLDC) به بسیاری از کاربردهای صنعتی گسترش یافته و به دلیل مزایای قابل توجه در مقایسه با بسیاری از موتورهای معمولی، به انتخاب ارجح در صنعت وسایل نقلیه الکتریکی تبدیل شده است [۱،۲]. ویژگی شاخص موتورهای BLDC، ساختار ساده و نسبت توان به حجم بالا می‌باشد. علاوه بر این، مشخصه‌ی گشتاور-سرعت مطلوبی را نیز در محدوده‌ی سرعت وسیع ارائه می‌دهد [۵-۳]. عملکرد موفقیت‌آمیز یک موتور BLDC به تشخیص موقعیت روتور برای ایجاد توالی منطقی و صحیح کموتاسیون نیاز دارد [۶]. بر این اساس، معمولاً سه حسگر اثر هال در داخل ساختار موتور برای انجام این عملکرد نصب می‌شوند [۳،۷]. با این حال، خطاهای تأخیر فاز و خطاهای مرتبط با تشخیص موقعیت روتور، منجربه ضربان‌های گشتاور نامطلوب می‌شوند[۸-۱۰]. در این راستا، تاکنون تلاش‌های قابل توجهی برای بهبود عملکرد درایوهای موتور BLDC انجام شده است. روش‌های جبران خطای کموتاسیون [۸-۱۴]، روش‌های تنظیم حسگرهای اثر هال [۱۵،۱۶] و استفاده از یک حسگر واحد [۱۷]، روش به حداقل رساندن ریپل گشتاور [۱۸-۲۳]، و درنهایت روش توسعه‌ی درایوهای BLDC بدون حسگر با سرعت بالا [۲۴-۲۷]، از جمله این روش‌ها می‌باشند. در سال‌های اخیر با توجه به پیشرفت پردازنده‌های سیگنال دیجیتال و توسعه‌ی میکروکنترلرها با سرعت پردازش و حافظه‌های بالاتر، درایو موتورهای BLDC توسعه‌ی زیادی یافته است. بنابراین روش‌های کنترلی متعددی برای درایو این موتورها پیشنهاد و پیاده‌سازی شده است. کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل با مجموعه‌ی کنترلی محدود[۱] یکی از روش‌های نوین برای توسعه‌ی درایو موتورها می‌باشد [۲۸-۴۰]. در روش FCS-MPC، رفتار آینده‌ی سیستم برای یک افق محدود پیش‌بینی می‌شود [۴۱،۴۲]. بر این اساس، کنترل بهینه‌ی رفتار آینده سیستم برای برآوردن یک تابع هدف مشخص [۳۷]، که در آن الگوریتم FCS-MPC در هر دوره‌ی نمونه‌برداری تکرار می‌شود، به سیستم اعمال می‌شود. الگوریتم‌های کنترل یکپارچه FCS-MPC در درایو موتورها می‌توانند علاوه‌بر وظیفه اصلی تنظیم سرعت، همزمان عملکردهای متعددی را همانند به حداقل رساندن فرکانس کلیدزنی اینورتر، ارائه دهند [۳۸-۴۰]. با این وجود، کنترل جریان هیسترزیس با توجه به ساده‌بودن پیاده‌سازی و هزینه‌ی کم، هنوز هم جزو پرکاربردترین روش‌های کنترل در درایو موتورها از جمله موتورهای القایی و سنکرون می‌باشد [۴۳-۴۵]. در [۴۶]، نویسندگان رویکرد کنترل پیش‌بین مبتنی‌بر مدل (به عنوان کنترل‌کننده سرعت) و کنترل‌کننده‌های جریان هیسترزیس (برای کنترل جریان استاتور) را ترکیب کردند. همچنین، یک روش کنترل بازخورد حالت کامل زمان گسسته پایدار در [۴۷] برای دست‌یابی به پاسخ دینامیکی سریع و کاهش فراجهش برای درایوهای موتور BLDC با سرعت متغیر استفاده شده است. هدف اصلی این مقاله، ارائه‌ی روش کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی‌بر مدل با مجموعه کنترلی محدود در درایو موتور BLDC و مقایسه‌ی آن با روش کنترل جریان مبتنی‌بر مدل با مجموعه کنترلی محدود، براساس تحلیل‌های کمی و کیفی است. طرح‌های مورد بررسی، تحت شرایط عملیاتی حالت پایدار و تغییرات ناگهانی بار، به‌طور کمی و کیفی مورد مطالعه قرار می‌گیرند. نتایج نشان‌دهنده‌ی اثربخشی طرح‌های پیشنهادی جهت دست‌یابی به پاسخ‌های سریع و عملکرد حالت پایدار رضایت‌بخش است. با این حال، از دو طرح کنترلی مذکور، کنترل مستقیم توان با رویکرد FCS-MPC، عملکرد حالت پایدار بهتری را نشان می‌دهد. بخش‌های مختلف مقاله‌ی حاضر به شرح زیر تدوین شده است: در بخش ۲ یک نمای کلی از مدل ریاضی موتورهای BLDC و دلایل ریپل گشتاور این موتور ارائه می‌شود. در ادامه در بخش ۳، نمودارهای بلوکی دو سیستم کنترلی، معادلات حاکم، محاسبات ولتاژ و جریان موتور در قاب مرجع ثابت (α-β)، محاسبات اجزای توان (P و Q) و فرمول‌بندی تابع هزینه تشریح می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی در بخش ۴ برای عملکرد حالت پایدار و عملکرد تحت شرایط تغییرات ناگهانی بار ارائه شده و همراه با ارزیابی‌های کمی و کیفی مورد بحث قرار می‌گیرد. درنهایت، نتیجه‌گیری مقاله در بخش ۵ آورده می‌شود.

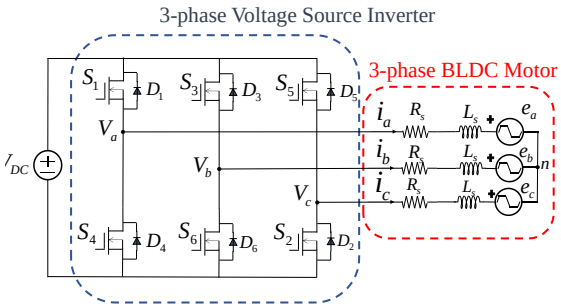
۲- مدل ریاضی موتور BLDC

مدار معادل ساده شده موتور BLDC در شکل ۱ آورده شده است که در آن سیم‌پیچی استاتور هر فاز با مقاومت (R_s) و اندوکتانس معادل (L_s) نشان داده شده است. ولتاژ ضد محرکه‌ی هر فاز (e_a، e_b، e_c) در موتورهای BLAC شکل‌موج‌هایی سینوسی هستند، اما در موتورهای BLDC به شکل ذوزنقه هستند. ولتاژ ضدمحرکه‌ی فازها به اندازه‌ی ۱۲۰ درجه‌ی الکتریکی با یکدیگر اختلاف فاز دارند. موتور توسط یک اینورتر سه فاز هدایت می‌شود. موقعیت میدان مغناطیسی روتور، جهت کلیدزنی مناسب اینورتر سه‌فاز، با کمک سه حسگر اثر هال نصب شده در موتور BLDC و بر روی قاب استاتور شناسایی می‌شود [۴۸].

[۱] Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC)

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]

[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۱: مدار معادل موتور BLDC که توسط اینورتر ۳ فاز درایو شده است.

مجموعه معادلات زیر را می‌توان به‌عنوان مدل ریاضی موتور BLDC در مورد موتورهای با ولتاژ ضد محرکه‌ی ذوزنقه‌ای استفاده کرد. ولتاژ پایانه‌های موتور، به‌ترتیب برای فازهای a، b و c عبارتند از:

$$V_{an} = R_a(i_a) + \frac{d}{dt}(L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c) + e_a \quad (۱)$$

$$V_{bn} = R_b(i_b) + \frac{d}{dt}(L_b i_b + M_{ba} i_a + M_{bc} i_c) + e_b \quad (۲)$$

$$V_{cn} = R_c(i_c) + \frac{d}{dt}(L_c i_c + M_{ca} i_a + M_{cb} i_b) + e_c \quad (۳)$$

با توجه به اینکه سیم‌پیچ‌های سه فاز یکسان و متقارن فرض می‌شوند، مقدار مقاومت فاز، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل آنها یکسان است. بنابراین داریم:

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad (۴)$$

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (۵)$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M \quad (۶)$$

با قرار دادن روابط (۴) تا (۶) در روابط (۱) تا (۳)، خواهیم داشت:

$$V_{an} = R_s(i_a) + (L - M)\frac{d}{dt} i_a + e_a \quad (۷)$$

$$V_{bn} = R_s(i_b) + (L - M)\frac{d}{dt} i_b + e_b \quad (۸)$$

$$V_{cn} = R_s(i_c) + (L - M)\frac{d}{dt} i_c + e_c \quad (۹)$$

در این روابط، L اندوکتانس خودی، M اندوکتانس متقابل و ($L_s = L - M$) اندوکتانس معادل هر فاز می‌باشد.

در موتورهای BLDC، ولتاژ ضدمحرکه‌ی ذوزنقه‌ای با روابط زیر بیان می‌شوند:

$$e_a = k_e w_m f_a(\theta_e) \quad (۱۰)$$

$$e_b = k_e w_m f_b(\theta_e) \quad (۱۱)$$

$$e_c = k_e w_m f_c(\theta_e) \quad (۱۲)$$

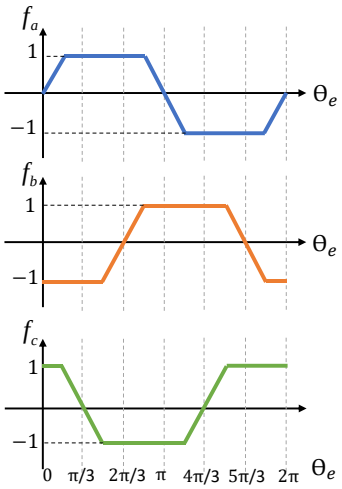
که در روابط فوق، k_e ثابت ولتاژ ضدمحرکه و w_m سرعت مکانیکی بر حسب rad/sec بوده و $f_a(\theta_e)$، $f_b(\theta_e)$ و $f_c(\theta_e)$ نیز شکل موج‌های ذوزنقه‌ای سه‌فاز با اندازه‌ی واحد هستند که به‌صورت زیر قابل بیان می‌باشند.

$$f_a(\theta_e) = \begin{cases} \frac{6}{\pi}\theta_e & 0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi}\theta_e + 6 & \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi}\theta_e - 12 & \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (۱۳)$$

$$f_b(\theta_e) = \begin{cases} -1 & 0 < \theta_e < \frac{3\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi}\theta_e - 4 & \frac{3\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ 1 & \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{9\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi}\theta_e + 10 & \frac{9\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ -1 & \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (۱۴)$$

$$f_c(\theta_e) = \begin{cases} 1 & 0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi}\theta_e + 2 & \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{3\pi}{6} \\ -1 & \frac{3\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi}\theta_e - 8 & \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{9\pi}{6} \\ 1 & \frac{9\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (۱۵)$$

توابع $f_a(\theta_e)$، $f_b(\theta_e)$ و $f_c(\theta_e)$ در شکل ۲ نشان داده شده‌اند.



شکل ۲: توابع $f_a(\Theta_e)$، $f_b(\Theta_e)$ و $f_c(\Theta_e)$ جهت مدل سازی ولتاژ ضدمحرکه‌ی موتور BLDC [۵۱]

گشتاور الکترومغناطیسی ایجاد شده توسط موتور BLDC نیز با معادله‌ی زیر بیان می‌شود[۵۰]:

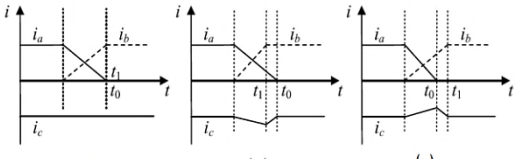
$$T_{em} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{w_m} \quad (۱۶)$$

گشتاور الکترومغناطیسی تولید شده، طبق معادله‌ی نیوتن، باعث حرکت و شتاب گرفتن موتور می‌شود. این معادله در (۱۷) بیان شده است [۳۶،۵۰].

$$T_{em} = T_L + J_m \frac{dw_m}{dt} + Bw_m \quad (۱۷)$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

دلایل زیادی برای ریپل گشتاور موتور BLDC وجود دارد، عمدتاً ریپل گشتاور دندانه‌ای، ریپل گشتاور ناشی از واکنش آرمیچر، ریپل گشتاور ناشی از نقص‌های مکانیکی و ریپل گشتاور کموتاسیون از مهمترین دلایل آن است. ریپل گشتاور دندانه‌ای و ریپل گشتاور به‌دلیل نقص مکانیکی کاملاً با ساختار موتور ارتباط دارند، بنابراین می‌توان آنها را با بهبود ساختار موتور از بین برد. علاوه بر این، می‌توان با طراحی مدار مغناطیسی، تأثیر واکنش آرمیچر را تضعیف کرد. در این چهار نوع ریپل، ریپل گشتاور کموتاسیون یک موضوع برجسته است که بر عملکرد موتور در حالت راه‌اندازی شش کلیده تأثیر می‌گذارد. در روش کموتاسیون شش مرحله‌ای، میزان نرخ کاهش جریان در حال قطع با نرخ افزایش جریان در حال وصل، یکی نیست. دلیل این امر وجود خاصیت اندوکتانس در سیم‌پیچ استاتور و ولتاژ dc می‌باشد. این امر موجب نوسان گشتاور در طول بازه‌ی کموتاسیون خواهد شد. فرایند تغییر جریان از فاز AC به فاز BC در زمان کموتاسیون در شکل ۳ نشان داده شده است. با توجه به میزان شیب جریان، ریپل گشتاور را در هنگام کموتاسیون می‌توان به سه نوع تقسیم کرد، همانطور که در شکل ۳ نشان داده شده است. در شکل ۳ (الف)، زمان t_0 که جریان فاز خروجی به صفر می‌رسد برابر با زمان t_1 است که جریان فاز جاری i_b به مقدار اشباع می‌رسد. در این وضعیت، نرخ شیب i_c صفر است. در شکل۳ (ب)، نرخ کاهش جریان i_a کمتر از نرخ افزایش جریان i_b است. عمدتاً زمانی این اتفاق می‌افتد که موتور با سرعت کمتری کار می‌کند. در این حالت، $V_{dc} > 4E$ می‌باشد که در آن E حداکثر ولتاژ ضدمحرکه است. برعکس، هنگامی که موتور با سرعت بیشتری حرکت می‌کند، میزان شیب کاهش جریان i_a از شیب افزایش جریان i_b بزرگتر است، همانطور که در شکل (۳-ج) نشان داده شده است. در این وضعیت $V_{dc} < 4E$ می‌باشد. در دو حالت فوق، نوسان جریان غیرکموتاسیون منجر به گشتاور خروجی ناپایدار می‌شود. چرا که در زمان کموتاسیون، گشتاور، حاصل از جریان غیرکموتاسیون می‌باشد.



شکل۳: مشخصه‌ی جریان در طول دوره‌ی کموتاسیون. جریان غیرکموتاسیون به صورت الف)ثابت ب)محدب و ج) مقعر می‌باشد

۳- روش‌های مختلف کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل جهت کنترل موتور BLDC

۳-۱- کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود

بلوک دیاگرام اولین روش مورد مطالعه، تحت عنوان کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین (DP-FCS-MPC)، در شکل ۴ نشان داده شده است. در این رویکرد، سیستم کنترل دارای سه بخش اصلی می‌باشد: (۱) حلقه کنترل سرعت و تولید توان مرجع، (۲) محاسبات استاتور که شامل محاسبه‌ی ولتاژ ضدمحرکه، ولتاژ استاتور و جریان آن در قاب مرجع ثابت می‌باشد و درنهایت، (۳) الگوریتم FCS-MPC. در این رویکرد، بخشی از کنترل حلقه‌بسته‌ی موتور BLDC توسط کنترل‌کننده‌ی PI انجام می‌گیرد که خروجی آن توسط یک محدودساز به مقادیر حداکثری و حداقلی محدود می‌شود. بهره‌ی بهینه کنترل‌کننده‌ی PI نیز به صورت برون‌خطی[۱] تعیین می‌شود. خروجی کنترل‌کننده‌ی سرعت، گشتاور مرجع است که باید توسط موتور BLDC تولید شود. توان مرجع اکتیو (P_{ref}) نیز از حاصل‌ضرب سرعت مکانیکی موتور (w_m) در گشتاور مرجع تولید شده ($Tref$)، محاسبه می‌شود. علاوه‌بر این، توان راکتیو ورودی نیز روی مقدار صفر تنظیم می‌شود تا مصرف توان راکتیو به حداقل برسد. بر این اساس، موتور BLDC با ضریب توان واحد کار خواهد کرد. در ادامه، کنترل مستقیم DP-FCS-MPC موتور BLDC به تعیین (اندازه‌گیری یا محاسبات) ولتاژ ضدمحرکه‌ی موتور، ولتاژ استاتور و جریان آن در قاب مرجع ثابت نیاز دارد. این سیگنال‌ها پس از اندازه‌گیری و محاسبه، به الگوریتم FCS-MPC وارد می‌شوند که توان اکتیو و راکتیو را تنظیم می‌کند. همانطور که در شکل ۴ نشان داده شده است، الگوریتم FCS-MPC از چندین بلوک و تابع تشکیل شده است که شامل پیش‌بینی جریان استاتور، پیش‌بینی توان‌های اکتیو و راکتیو، محاسبه‌ی تابع هزینه و انتخاب وضعیت کلیدزنی بهینه‌ی اینورتر منبع ولتاژی می‌باشند. روش FCS-MPC از جمله راهکارهایی است که عملکرد مبدل‌های قدرت سوئیچینگ را کنترل می‌نماید. در رهیافت FCS-MPC، رفتار آینده‌ی سیستم برای یک بازه زمانی محدود پیش‌بینی شده [۴۰] و کنترل رفتار آینده سیستم، از طریق بهینه‌سازی یک تابع هدف معین، تامین می‌گردد [۳۷]. به طور کلی، رویکرد FCS-MPC منجربه پاسخ‌های سریع شده و توان اعمال محدودیت‌های زیادی را در تابع هدف دارد [۴۲]. با توجه به معادلات (۷) تا (۹)، ولتاژهای فاز خروجی اینورتر به‌صورت معادلات زیر قابل بیان است:

$$V_{an} = R_s(i_a) + (L_s)\frac{d}{dt}i_a + e_{an} \qquad (۱۸)$$

$$V_{bn} = R_s(i_b) + (L_s)\frac{d}{dt}i_b + e_{bn} \qquad (۱۹)$$

$$V_{cn} = R_s(i_c) + (L_s)\frac{d}{dt}i_c + e_{cn} \qquad (۲۰)$$

اگر روابط (۱۸) تا (۲۰) براساس تغییرات جریان استاتور نوشته شود، خواهیم داشت:

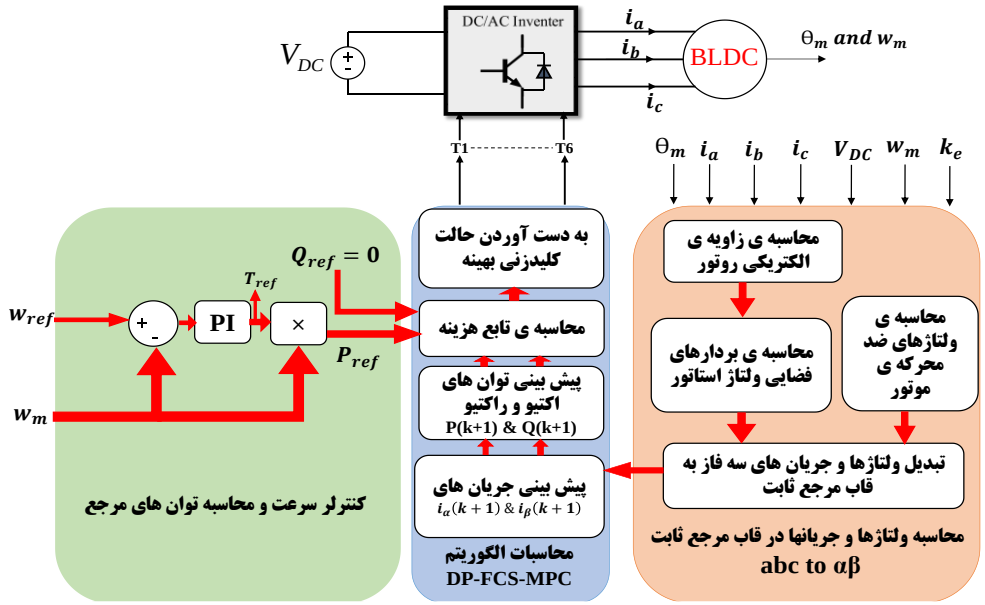
$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_s}(V_{an} - e_{an}) - \frac{R_s}{L_s}i_a \qquad (۲۱)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_s}(V_{bn} - e_{bn}) - \frac{R_s}{L_s}i_b \qquad (۲۲)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_s}(V_{cn} - e_{cn}) - \frac{R_s}{L_s}i_c \qquad (۲۳)$$

[۱] offline

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۴- بلوک دیاگرام طرح کنترل مستقیم توان بر مبنای کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود (DP-FCS-MPC)

با توجه به این روابط، مقدار پیش‌بینی شده برای جریان i_a، در دوره تناوب نمونه‌برداری (k+1)ام، به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Delta i_a = \frac{\Delta t}{L_s}(V_{an} - e_{an}) - \Delta t \frac{R_s}{L_s} i_a \quad (۲۴)$$

$$i_a^{k+1} - i_a^k = \frac{T_s}{L_s}(V_{an} - e_{an}) - T_s \frac{R_s}{L_s} i_a^k \quad \Rightarrow$$

$$i_a^{k+1} = i_a^k - T_s \frac{R_s}{L_s} i_a^k + \frac{T_s}{L_s}(V_{an} - e_{an}) \quad (۲۵)$$

$$i_a^{k+1} = (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) i_a^k + \frac{T_s}{L_s}(V_{an} - e_{an}) \quad (۲۶)$$

که در آن، L_s اندوکتانس معادل سیم‌پیچی فاز استاتور موتور، R_s مقاومت معادل سیم‌پیچی فاز استاتور موتور و T_s نیز دوره تناوب نمونه‌برداری است. بنابراین، جریان‌های i_b و i_c نیز در دوره تناوب نمونه-برداری (k+1)ام، به روشی مشابه قابل پیش‌بینی است:

$$i_b^{k+1} = (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) i_b^k + \frac{T_s}{L_s}(V_{bn} - e_{bn}) \quad (۲۷)$$

$$i_c^{k+1} = (1 - T_s \frac{R_s}{L_s}) i_c^k + \frac{T_s}{L_s}(V_{cn} - e_{cn}) \quad (۲۸)$$

از مجموعه روابط (۲۶)، (۲۷) و (۲۸)، جریان‌های استاتور موتور BLDC در زمان (k+1) را می‌توان براساس ولتاژهای ضدمحرکه‌ی e_{an}، e_{bn} و e_{cn}، ولتاژهای فاز اینورتر V_{an}، V_{bn} و V_{cn} و جریان‌های استاتور i_a، i_b و i_c در دوره تناوب نمونه‌برداری kام پیش‌بینی کرد. در اجرای الگوریتم FCS-MPC اجزای حقیقی و موهومی بردار فضایی ولتاژ استاتور، که تعریف آن در رابطه (۲۹) آورده شده است، در قاب مرجع ساکن مورد نیاز می‌باشند. بدین منظور، ولتاژهای خروجی اینورتر، یعنی V_{an}، V_{bn} و V_{cn}، معمولاً مستقیماً توسط سه حسگر ولتاژ اثر هال اندازه‌گیری می‌شوند.

سپس اجزای α و β بردار فضایی ولتاژ استاتور در قاب مرجع ساکن، بر اساس معادلات (۳۰) و (۳۱) محاسبه می‌شوند [۴۰]:

$$\overline{U_s} = \frac{2}{3}(V_{an} + e^{j2\pi/3}V_{bn} + e^{j2\pi/3}V_{cn}) = u_\alpha + ju_\beta \quad (۲۹)$$

$$u_\alpha = \frac{2}{3}(V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn}) \quad (۳۰)$$

$$u_\beta = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn}) \quad (۳۱)$$

برای کاهش هزینه‌های حاصل از اندازه‌گیری، ولتاژهای فاز را می‌توان بر اساس حالت‌های کلیدزنی کلیدهای اینورتر و ولتاژ گذرگاه dc پیاده‌سازی کرد. بر این اساس ولتاژ فازهای موتور را می‌توان بر اساس روابط زیر بیان نمود:

$$V_{an} = S_a V_{DC} \quad (۳۲)$$

$$V_{bn} = S_b V_{DC} \quad (۳۳)$$

$$V_{cn} = S_c V_{DC} \quad (۳۴)$$

در نتیجه، بردار فضایی ولتاژ $\overline{U_s}$ را می‌توان به دو جزء متعامد (u_αو u_β) در قاب مرجع (α-β) تفکیک کرد، بطوریکه مقادیر معادل آنها، طبق روابط (۳۵) و (۳۶) محاسبه می‌شوند:

$$u_\alpha = \frac{2}{3}V_{DC}(S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c) \quad (۳۵)$$

$$u_\beta = \frac{2}{3}V_{DC}(\frac{\sqrt{3}}{2}S_b - \frac{\sqrt{3}}{2}S_c) \quad (۳۶)$$

در روابط (۳۵) و (۳۶)، حالت‌های کلیدزنی S_a، S_b و S_c از روابط زیر حاصل می‌شوند:

$$S_a = \begin{cases} 1 & if\ S_1\ on\ and\ S_4\ off \\ 0 & if\ S_1\ off\ and\ S_4\ on \end{cases} \quad (۳۷)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{if } S_3 \text{ on and } S_6 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_3 \text{ off and } S_6 \text{ on} \end{cases} \quad (۳۸)$$

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{if } S_5 \text{ on and } S_2 \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_5 \text{ off and } S_2 \text{ on} \end{cases} \quad (۳۹)$$

با توجه به حالت‌های کلیدزنی مختلف، هشت بردار بوجود می‌آید که در جدول ۱ آورده شده‌اند. ارتباط میان حالت‌های کلیدزنی مختلف و بردارهای ولتاژ متناظر با آنها، که تشکیل یک شش ضلعی منتظم را می‌دهند، در شکل ۵ نشان داده شده است. مولفه‌های بردار فضایی ولتاژ ضدمحرکه در قاب مرجع ساکن نیز با توجه به روابط زیر به‌دست می‌آیند:

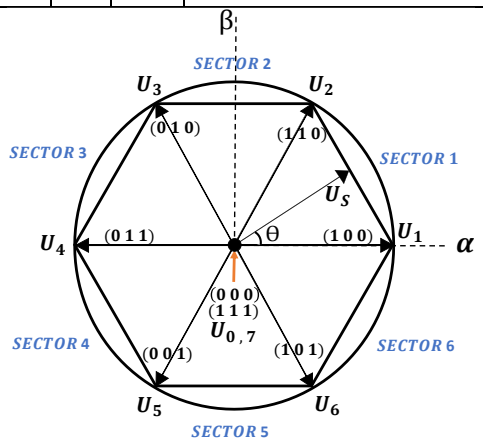
$$\overline{e_s} = \frac{2}{3}(e_{an} + e^{j2\pi/3}e_{bn} + e^{j2\pi/3}e_{cn}) = e_\alpha + je_\beta \quad (۴۰)$$

$$e_\alpha = \frac{2}{3}(e_{an} - \frac{1}{2}e_{bn} - \frac{1}{2}e_{cn}) \quad (۴۱)$$

$$e_\beta = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}e_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}e_{cn}) \quad (۴۲)$$

جدول ۱: بردارهای فضایی ولتاژ با توجه به حالت‌های کلیدزنی مختلف

S_a	S_b	S_c	بردار فضایی ولتاژ $\overline{U_s} = u_\alpha + ju_\beta$
۰	۰	۰	$\overline{U_0} = 0$
۱	۰	۰	$\overline{U_1} = \frac{2}{3} V_{DC}$
۱	۱	۰	$\overline{U_2} = \frac{1}{3} V_{DC} + j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$
۰	۱	۰	$\overline{U_3} = -\frac{1}{3} V_{DC} + j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$
۰	۱	۱	$\overline{U_4} = -\frac{2}{3} V_{DC}$
۰	۰	۱	$\overline{U_5} = -\frac{1}{3} V_{DC} - j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$
۱	۰	۱	$\overline{U_6} = \frac{1}{3} V_{DC} - j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{DC}$
۱	۱	۱	$\overline{U_7} = 0$



شکل۵- حالت‌های کلیدزنی و بردارهای ولتاژ متناظر با آنها که تشکیل یک شش ضلعی را می‌دهد

که در آن مقادیر e_{an}، e_{bn} و e_{cn} با توجه به روابط (۱۰) تا (۱۵) محاسبه می‌شوند. بردارهای فضایی جریان نیز از مجموعه روابط زیر محاسبه می‌شوند.

$$\overline{i_s} = \frac{2}{3}(i_a + e^{j2\pi/3}i_b + e^{j2\pi/3}i_c) = i_\alpha + ji_\beta \quad (۴۳)$$

$$i_\alpha = \frac{2}{3}(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c) \quad (۴۴)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c) \quad (۴۵)$$

براساس نظریه توان‌های لحظه‌ای، توان‌های اکتیو و راکتیو (P و Q) موتور BLDC، به‌ترتیب با استفاده از معادلات (۴۶) و (۴۷) محاسبه می‌شوند [۳۴،۳۵]:

$$P = (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \quad (۴۶)$$

$$Q = (e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \quad (۴۷)$$

با تبدیل معادلات (۲۶) تا (۲۸) به مولفه‌های معادل α و β، جریان‌های i_α و i_β در دوره تناوب نمونه برداری (k+1)ام، با استفاده از معادلات (۴۸) و (۴۹) قابل پیش‌بینی خواهند بود:

$$i_\alpha^{k+1} = (1 - T_s\frac{R_s}{L_s})i_\alpha^k + \frac{T_s}{L_s}(U_\alpha - e_\alpha) \quad (۴۸)$$

$$i_\beta^{k+1} = (1 - T_s\frac{R_s}{L_s})i_\beta^k + \frac{T_s}{L_s}(U_\beta - e_\beta) \quad (۴۹)$$

توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای تحویل شده به موتور BLDC در دوره تناوب نمونه‌برداری (k+1)ام نیز با استفاده از معادلات (۵۰) و (۵۱) پیش‌بینی می‌شود:

$$P^{k+1} = ({e_\alpha}^{k+1}{i_\alpha}^{k+1} + {e_\beta}^{k+1}{i_\beta}^{k+1}) \quad (۵۰)$$

$$Q^{k+1} = ({e_\beta}^{k+1}{i_\alpha}^{k+1} - {e_\alpha}^{k+1}{i_\beta}^{k+1}) \quad (۵۱)$$

از آنجاییکه ولتاژهای ضدمحرکه نسبت به فرکانس‌های نمونه‌برداری و کلیدزنی، تغییرات نسبتاً آهسته‌ای دارند، اجزای ولتاژ ضدمحرکه را می‌توان در طول دوره‌ی نمونه‌برداری ثابت در نظر گرفت. یعنی می‌توان نوشت: ${e_\alpha}^{k+1} = {e_\alpha}^k$ و ${e_\beta}^{k+1} = {e_\beta}^k$ [۴۱،۴۲].

تابع هزینه مورد استفاده در الگوریتم کنترل مستقیم توان DP-FCS-MPC، جهت تعقیب مقادیر مرجع توان‌های اکتیو و راکتیو تحویل شده به موتور BLDC، مطابق با معادله (۵۲) اعمال می‌گردد.

$$J_{pq} = |P_{ref} - P^{k+1}| + |Q_{ref} - Q^{k+1}| + \lambda_p * (|S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)|) \quad (۵۲)$$

که در آن P_{ref} و Q_{ref} مقادیر مرجع (مطلوب) توان‌های اکتیو و راکتیو هستند که از طریق اینورتر سه‌فاز به موتور BLDC تحویل می‌شوند. با توجه به معادله (۵۲)، وظیفه‌ی عبارت اول تابع هزینه، به حداقل رساندن اختلاف توان اکتیو با مقدار مرجع مربوطه بوده و عبارت دوم نیز با هدف به حداقل رساندن اختلاف توان راکتیو با مقدار مرجع آن در تابع هزینه وارد شده است. در اینجا، هر دو عبارت درجه اهمیت یکسانی دارند. برای حداقل نمودن توان راکتیو تغذیه شده به موتور، مقدار مرجع آن صفر درنظرگرفته می‌شود ($Q_{ref} = 0$). عبارت سوم نیز برای کنترل فرکانس کلیدزنی اینورتر در نظر گرفته شده است. با تغییر ضریب وزنی λ_p می‌توان فرکانس کلیدزنی اینورتر را تنظیم نمود. اگر λ_p برابر صفر باشد، بیشترین فرکانس کلیدزنی به اینورتر اعمال می‌شود. با افزایش λ_p می‌توان فرکانس کلیدزنی را کاهش داد. ولی در عین حال ممکن است عملکرد صحیح روش کنترلی تحت تأثیر قرار گیرد. این عبارت بدین منظور درنظر گرفته شده است که بتوان فرکانس کلیدزنی را در روش‌های کنترلی DP-FCS-MPC و CC- FCS-MPC تقریبا برابر نمود و در نتیجه مقایسه‌ی درستی از

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

روش‌های کنترلی ارائه شده، به دست آورد. متغیرهای S_a، S_b و S_c نیز معرف حالت‌های کلیدزنی هستند که می‌توانند مقادیر ۰ یا ۱ را اختیار کنند. در عبارت سوم، اختلاف بین حالت‌های کلیدزنی در دوره‌ی نمونه‌برداری k-1 و k برای ساق‌های اول تا سوم اینورتر در نظر گرفته شده است. میانگین فرکانس کلیدزنی با درنظر گیری تعداد نصف حالت‌های هر یک از کلیدها در طول یک ثانیه و سپس به‌دست آوردن مقدار میانگین بین تمامی کلیدهای موجود، به‌دست می‌آید. در روش کنترل مستقیم توان PQ FCS-MPC، تابع هزینه J_{pq} در معادله (۵۲) برای تمام حالات سوئیچینگ اینورتر محاسبه شده و سپس حالت سوئیچینگ شماره i که منجربه کمترین مقدار ممکن تابع هزینه ($J_i = J_{pq-min}$) می‌شود، انتخاب گشته و به‌عنوان حالت کلیدزنی بهینه برای اعمال بر کلیدهای نیمه‌هادی در طول دوره تناوب نمونه‌برداری آتی، درنظر گرفته می‌شود. به این ترتیب، تابع هزینه به‌صورت برخط در هر دوره نمونه‌برداری بهینه شده و با حصول وضعیت کلیدزنی بهینه و اعمال آن به مبدل، موتور BLDC به نقطه کار مطلوب هدایت خواهد شد.

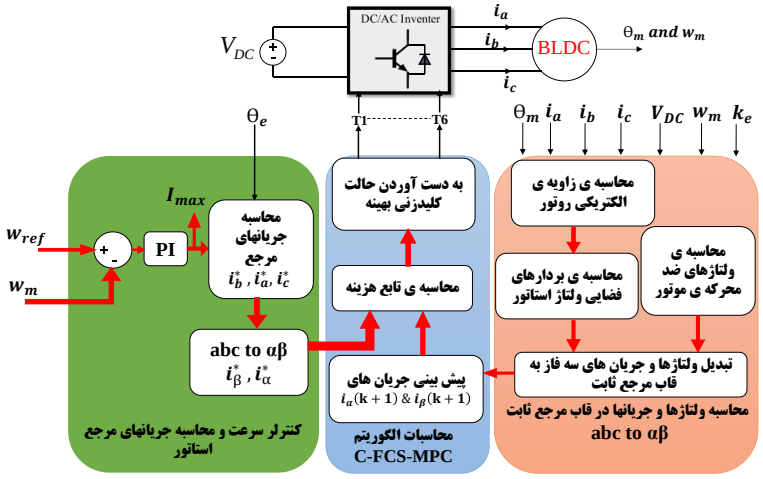
۳-۲- کنترل جریان استاتور به روش پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود

بلوک دیاگرام طرح کنترل جریان استاتور به روش پیش‌بین (CC- FCS-MPC) در موتور BLDC، در شکل ۶ نشان داده شده است. سیستم کنترل مذکور از سه بخش اصلی تشکیل شده است: (۱) حلقه کنترل سرعت و تولید جریان‌های مرجع استاتور؛ (۲) بخش محاسبات ولتاژ استاتور، جریان‌ها و ولتاژ ضدمحرکه در قاب مرجع ثابت و (۳) الگوریتم CC FCS-MPC. در این روش، کنترل حلقه بسته موتور BLDC توسط یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی PI با خروجی محدود، توسعه یافته است. خروجی کنترل‌کننده‌ی سرعت، نشان‌دهنده‌ی دامنه‌ی جریان برای ایجاد جریان‌های مرجع استاتور می‌باشد.

جریان‌های مرجع استاتور که به صورت شبه‌مربعی می‌باشند، با توجه به زاویه‌ی الکتریکی روتور و دامنه‌ی جریانی که از خروجی کنترل‌کننده‌ی سرعت ایجاد می‌شود، به‌دست می‌آیند. ارتباط بین زاویه‌ی الکتریکی و مکانیکی روتور نیز از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

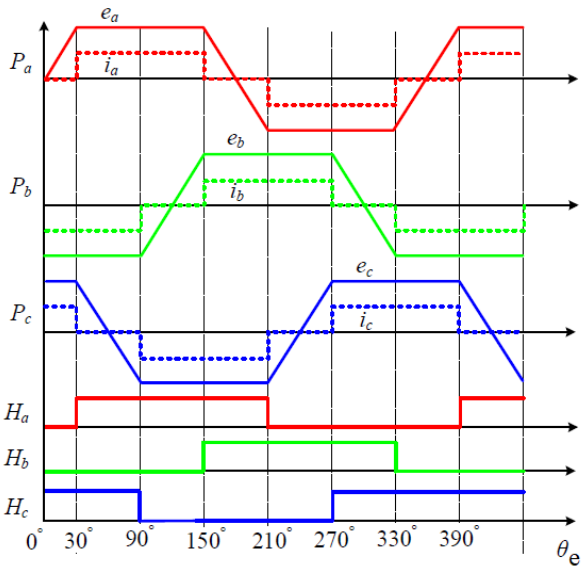
$$\theta_e = \frac{P}{2}\theta_m \qquad (۵۳)$$

که در آن P تعداد قطب‌های موتور، Θ_e زاویه‌ی الکتریکی روتور و Θ_m نیز زاویه‌ی مکانیکی روتور می‌باشد با توجه به رابطه‌ی گشتاور الکترومغناطیسی (رابطه‌ی (۱۶))، مجموع مقادیر به‌دست آید. برای ولتاژهای ضدمحرکه‌ی ذوزنقه‌ای ایده‌آل که دارای بخش مسطحی به اندازه‌ی ۱۲۰ درجه می‌باشند، جریان‌های مرجع فاز شبه‌مربعی، گشتاور الکترومغناطیسی ثابت در هر بخش را نتیجه می‌دهد. جریان‌ها، ولتاژهای ضدمحرکه و نیز سیگنال حسگرهای اثر هال که در زوایای ۱۲۰ درجه در اطراف روتور قرار گرفته‌اند، در شکل ۷ نشان داده شده‌اند. در این شکل، P_a، P_b و P_c مربوط به جریان‌ها و ولتاژهای ضدمحرکه مربوط به فازهای a، b و c و H_a، H_b و H_c نیز سیگنال سنسورهای اثر هال مربوط به این فازها می‌باشند. حاصلضرب e_a در i_a، e_b در i_b و e_c در i_c نمایانگر توان ایجاد شده توسط هر فاز در موتور می‌باشد. به همین دلیل در شکل ۷، محورهای عمودی با P_a، P_b و P_c مشخص شده‌اند. در این شکل، θ_e زاویه‌ی الکتریکی روتور بوده و جریان‌های مرجع برای فازهای موتور نیز با توجه به حلقه‌ی کنترل سرعت و زاویه‌ی θ_e به‌دست می‌آیند. خروجی حسگرهای اثر هال با توجه به زاویه‌ی الکتریکی روتور، θ_e، ایجاد می‌شوند. به عنوان مثال، در زاویه ۳۰ درجه با وصل کلید S_1 در شکل ۱، جریان i_a در جهت مثبت در موتور جاری شده و همزمان با آن سیگنال H_a برابر با ۱ می‌شود. این سیگنال به اندازه‌ی ۱۸۰ درجه‌ی الکتریکی ۱ بوده و در زاویه ۲۱۰ درجه، همزمان با وصل کلید S_2 در شکل ۱ و جاری شدن جریان i_a در جهت منفی در موتور، صفر خواهد شد. در واقع، لبه‌ی بالا رونده‌ی سیگنال اثر هال با لحظه جاری شدن جریان فاز در جهت مثبت و لبه‌ی پایین رونده‌ی آن نیز با لحظه جاری شدن جریان فاز در جهت منفی همزمان می‌باشد. برای بقیه‌ی فازها نیز سیگنال حسگرهای اثر هال به همین صورت به‌دست می‌آید.

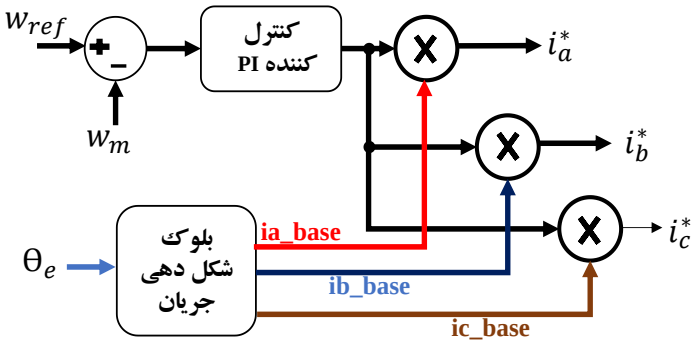


شکل ۶- بلوک دیاگرام روش کنترل جریان بر مبنای کنترل پیش‌بین با مجموعه کنترلی محدود (CC-FCS-MPC)،

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۷- جریان‌ها، ولتاژ ضدمحرکه و سیگنال حسگرهای اثر هال در حالت ایده‌آل در موتور BLDC



شکل ۸- نحوه‌ی ایجاد جریان‌های مرجع برای فازهای موتور BLDC در حلقه‌ی کنترل سرعت

شکل ۸ نحوه‌ی ایجاد جریان‌های مرجع برای فازهای موتور را نشان می‌دهد. اختلاف بین سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور، بعد از عبور از کنترل‌کننده PI به سه ضرب‌کننده وارد می‌شود. ورودی دیگر ضرب‌کننده‌ها نیز از بلوک شکل‌دهی جریان وارد می‌شود. این بلوک با استفاده از زاویه‌ی الکتریکی روتور، θ_e ، و با توجه به شکل ۷، جریان‌های پایه‌ی موتور را بوجود می‌آورد. در واقع، این بلوک جریان‌های شبه‌مربعی را با توجه به زاویه‌ی الکتریکی روتور ایجاد می‌نماید. به عنوان مثال بین زاویه‌ی الکتریکی ۳۰ تا ۹۰ درجه، جریان i_a در جهت مثبت، جریان i_b در جهت منفی و جریان i_c صفر می‌باشد. بنابراین در جدول ۲، ia_base مقدار ۱، ib_base مقدار ۱- و ic_base مقدار صفر در نظر گرفته شده است. برای سایر فازها نیز طبق شکل ۷ تصمیم‌گیری می‌شود. اساس کارکرد موتور BLDC بر این اصل استوار است که به جفت فازی که می‌تواند بالاترین گشتاور را تولید کند، انرژی داده شود. برای بهینه‌سازی این اثر، شکل ولتاژ ضدمحرکه، با توجه به قرارگیری سیم‌پیچ‌های استاتور، ذوزنقه ای است. ترکیب یک جریان DC با ولتاژ ضدمحرکه‌ی ذوزنقه‌ای، از نظر تئوری امکان تولید یک گشتاور ثابت را فراهم می‌کند. بنابراین تغذیه‌ی موتور BLDC با توجه به این اصل، معمولاً به‌صورت جریان‌های شبه‌مربعی صورت می‌پذیرد.

جدول ۲ نحوه‌ی ایجاد جریان‌های پایه را با توجه به زاویه‌ی الکتریکی روتور نشان می‌دهد. از حاصلضرب جریان‌های پایه و خروجی کنترل‌کننده PI، جریان‌های مرجع هر فاز موتور ایجاد می‌شود. برای کنترل دور موتور، جریان‌های موتور باید جریان‌های مرجع را دنبال نمایند. روابط پیش‌بینی جریان‌های استاتور و محاسبه‌ی بردار فضایی ولتاژهای استاتور با توجه به حالت‌های کلیدزنی و نیز محاسبه‌ی ولتاژهای ضد محرکه در قاب مرجع

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

ثابت، در قسمت کنترل مستقیم توان به روش پیش‌بین مبتنی بر مدل ارائه گردید و بنابراین تکرار نمی‌گردد.

جدول ۲: نحوه‌ی ایجاد جریان‌های پایه با استفاده از بلوک شکل‌دهی جریان

$\theta_{e(\text{degree})}$ \ i_base	ia_base	ib_base	ic_base
۰~۳۰	۰	−۱	۱
۳۰~۹۰	۱	−۱	۰
۹۰~۱۵۰	۱	۰	−۱
۱۵۰~۲۱۰	۰	۱	−۱
۲۱۰~۲۷۰	−۱	۱	۰
۲۷۰~۳۳۰	−۱	۰	۱
۳۳۰~۳۶۰	۰	−۱	۱

در ادامه، تابع هزینه برای کنترل جریان به روش پیش‌بین مبتنی‌بر مدل طبق رابطه‌ی زیر درنظر گرفته می‌شود.

$$J_{cc} = |i_\alpha^* - i_\alpha| + |i_\beta^* - i_\beta| + \lambda_c * (|S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + |S_c(k) - S_c(k-1)|) \quad (۵۴)$$

این تابع هزینه مقدار مطلق خطا بین عناصر جریان در قاب مرجع ثابت را کمینه می‌نماید تا جریان موتور، جریان‌های مرجع را دنبال نماید. در این رابطه i_α^* و i_β^* مقادیر مرجع جریان و i_α و i_β مقادیر واقعی جریان موتور، به‌ترتیب در راستای محورهای α و β می‌باشند. عبارت سوم نیز جهت کنترل فرکانس کلیدزنی اینورتر در نظر گرفته شده است. با تغییر ضریب λ_c می‌توان فرکانس کلیدزنی اینورتر را تنظیم نمود. رویکرد CC-FCS-MPC، تابع هزینه J_{cc} را برای تمام حالات کلیدزنی اینورتر محاسبه نموده و سپس، وضعیت کلید زنی i، که منجربه کمترین مقدار ممکن تابع هزینه $J_i = J_{cc-min}$ می‌شود را به‌عنوان حالت بهینه انتخاب می‌کند و در طول دوره تناوب نمونه‌برداری بعدی به ترانزیستورهای اینورتر اعمال می‌نماید. درنتیجه‌ی این فرآیند، موتور BLDC به نقطه‌ی کار مطلوب هدایت خواهد شد.

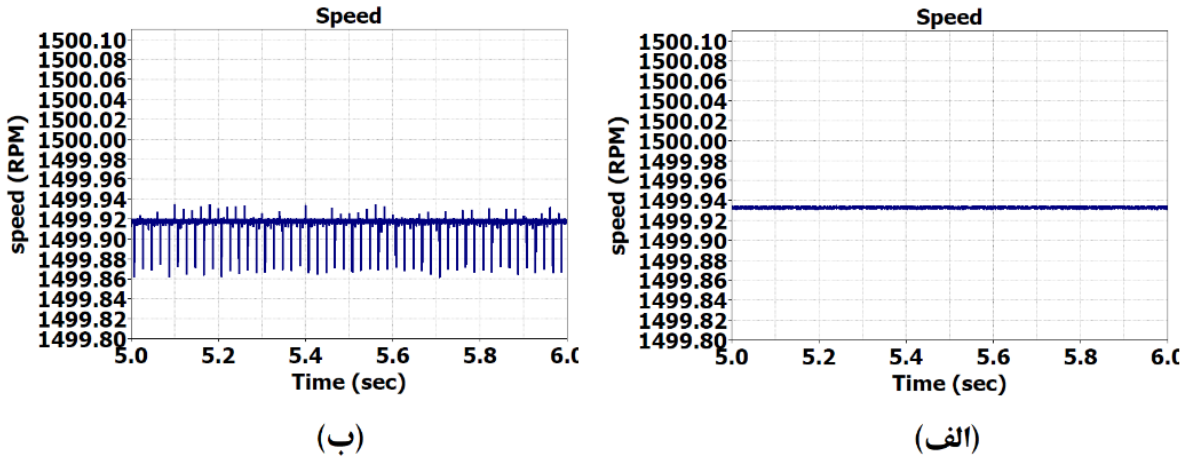
٤- نتایج شبیه‌سازی

سیستم تحت مطالعه، به‌همراه روش‌های معرفی شده در بخش ۳، در نرم‌افزار PLECS مدل‌سازی و شبیه‌سازی شده است. پارامترهای موتور BLDC، مورد استفاده در شبیه‌سازی، در جدول ۳ قابل رویت می‌باشد.

جدول ۳- پارامترهای شبیه‌سازی برای موتور BLDC

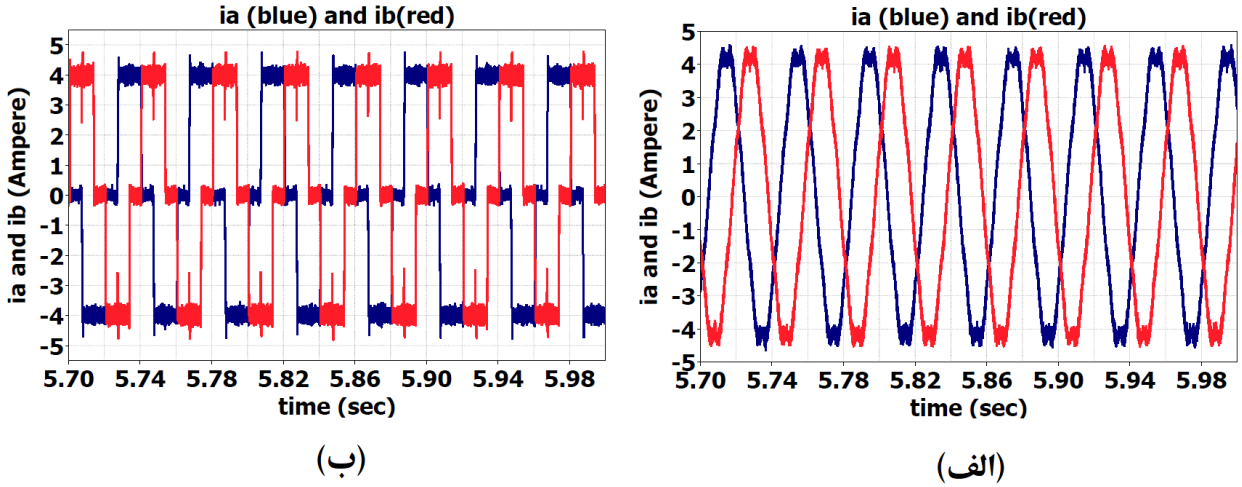
پارامتر	مقدار
ولتاژ نامی	۲۷V
مقاومت فاز	۰/۵ Ω
اندوکتانس فاز	۱ mH
تعداد قطب‌ها	۲ عدد (یک‌جفت)
ضریب ولتاژ ضدمحرکه	۰/۰۰۲۷ V/rpm
زمان نمونه‌برداری	۱۰ µ sec

در ابتدا برای λ_p و λ_c مقادیر صفر در نظر گرفته می‌شود. بر این مبنا، فرکانس کلیدزنی در روش DP-FCS-MPC، برابر با ۱۳۷۲۴ هرتز و فرکانس کلیدزنی در روش CC-FCS-MPC نیز برابر با ۱۳۲۷۴ هرتز به‌دست خواهد آمد. برای اینکه فرکانس کلیدزنی هر دو روش به هم نزدیک شود، مقدار λ_c صفر درنظر گرفته شده و مقدار λ_p مقداری افزایش داده شده است تا فرکانس کلیدزنی هر دو روش کنترلی به حدود ۱۳۲۷۴ هرتز برسد. با این فرض، برای هر دو روش کنترلی، شرایط کلیدزنی یکسانی درنظر گرفته شده است. بر این اساس، موتور فوق در شرایط ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m با هر دو روش شبیه‌سازی گردید. شکل موج حالت پایدار سرعت مکانیکی، جریان‌های استاتور، گشتاور الکترومغناطیسی، توان اکتیو مصرف شده توسط موتور، توان راکتیو تحویل شده به موتور، مولفه‌های جریان استاتور در قاب مرجع (α-β)، ولتاژ ضدمحرکه و جریان فاز استاتور متناظر با آن، به‌ترتیب در شکل‌های ۹ تا ۱۵ آورده شده‌اند.

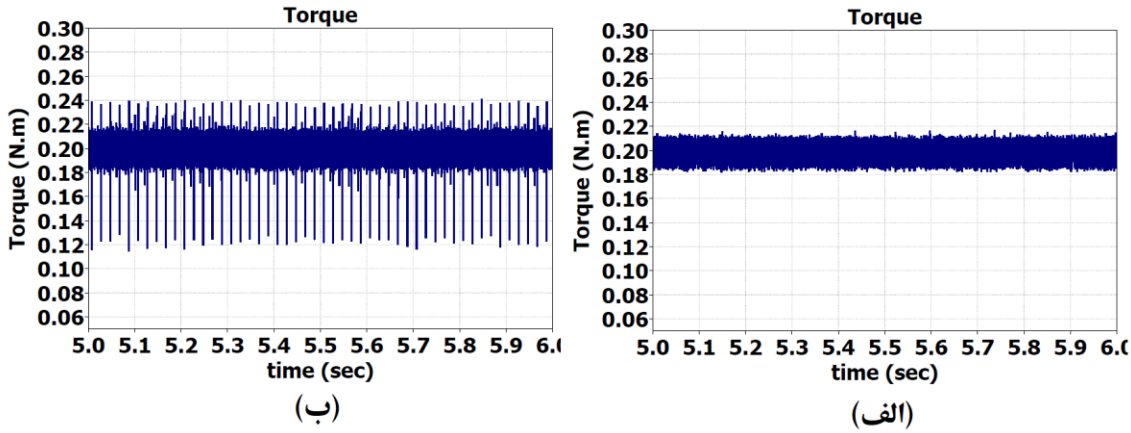


شکل ۹- سرعت مکانیکی موتور BLDC با استفاده از روش الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m

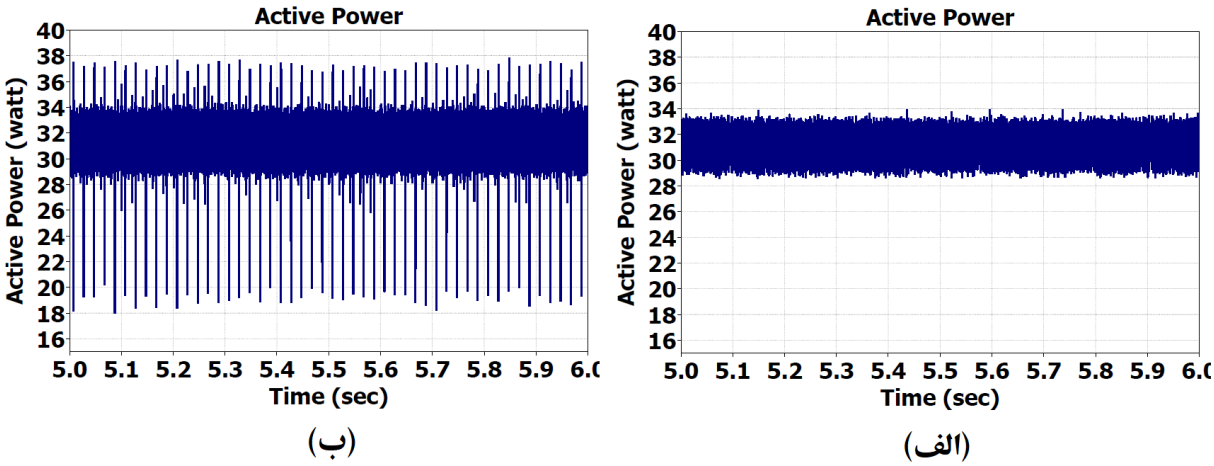
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۱۰- جریان فاز a و فاز b موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲

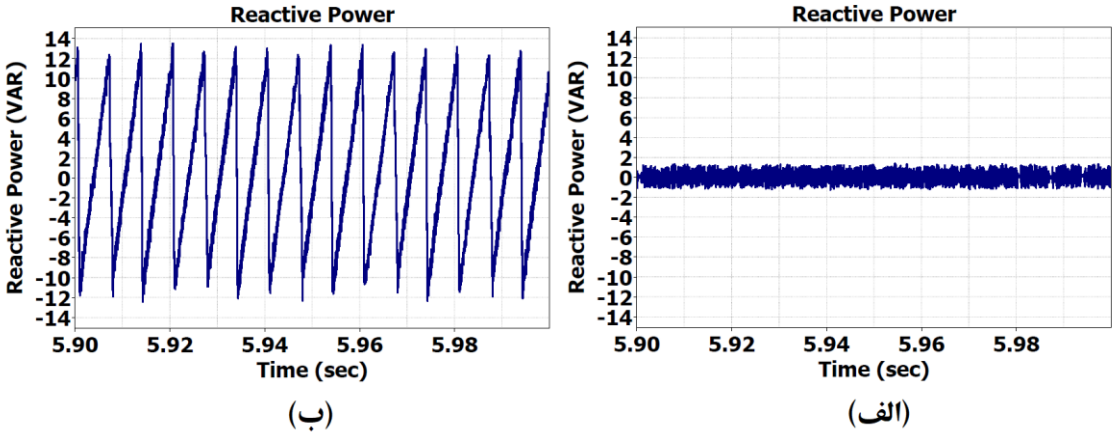


شکل ۱۱- گشتاور الکترومغناطیسی موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲

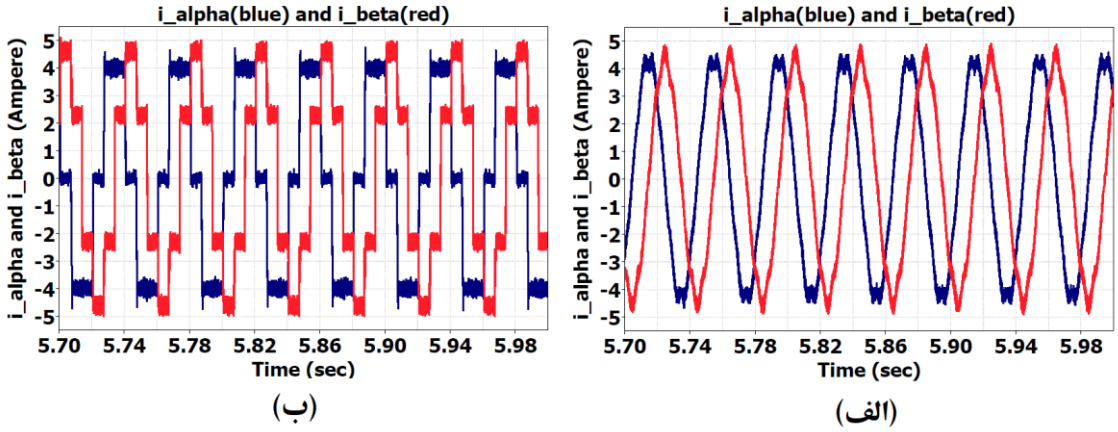


شکل ۱۲- توان اکتیو موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲

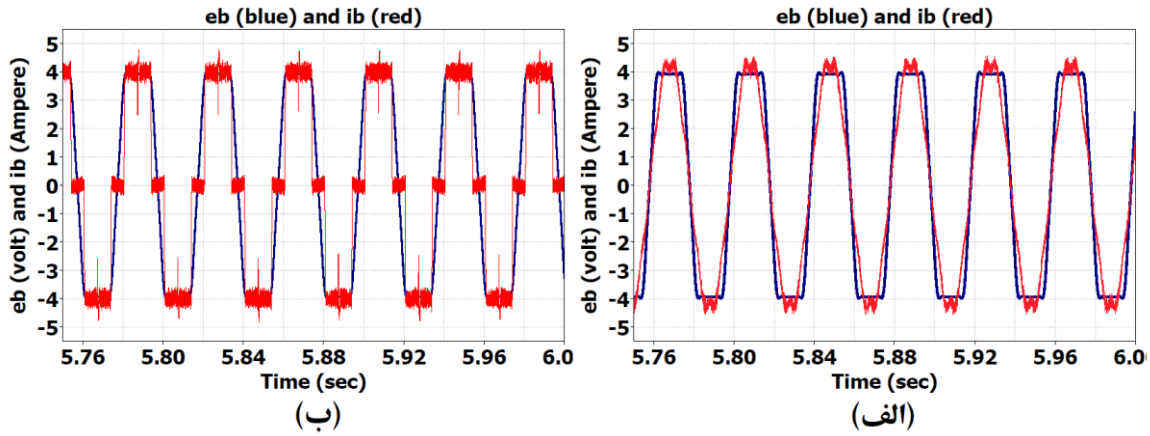
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۱۳- توان راکتیو موتور BLDC با روش‌های الف) DP- FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲



شکل ۱۴- جریان‌های α و β موتور BLDC در قاب مرجع ثابت با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲



شکل ۱۵- ولتاژ ضدمحرکه و جریان فاز b موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار N.m ۰/۲

نتایج به‌دست‌آمده نشان می‌دهد که سرعت مکانیکی موتور به‌خوبی تا مقدار مورد نظر کنترل شده است. ولی در روشDP-FCS-MPC دارای ریپل کمتری است (شکل ۹). جریان استاتور نیز در روش کنترلی P-FCS-MPC از کیفیت بهتری نسبت به روش دیگر برخوردار است(شکل ۱۰). علاوه بر این، کمترین ریپل گشتاور پیک تا پیک در روش کنترلی

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

DP-FCS-MPC به‌دست آمده است (شکل ۱۱). ریپل پیک تا پیک در توان اکتیو و راکتیو نیز در روش کنترلی DP-FCS-MPC دارای مقادیر کمتری می‌باشد (شکل‌های ۱۲ و ۱۳). شکل ۱۴ جریان‌های قاب مرجع ساکن را در هر دو روش نشان می‌دهد. همچنین جریان فاز b و ولتاژ ضدمحرکه‌ی همان فاز نیز در شکل ۱۵ نشان داده است. با توجه به نتایج، قابل مشاهده است که روش CC-FCS-MPC، منجربه ضربان‌های فرکانس پایین گشتاور و توان اکتیو شده است. علاوه‌بر این، توان راکتیو نیز دارای ریپل بالایی در مقایسه با روشDP-FCS-MPC می‌باشد. ارزیابی کمی حاصل از مقایسه دو روش کنترلی مذکور، به تفصیل در جدول ۴ ارائه شده است.

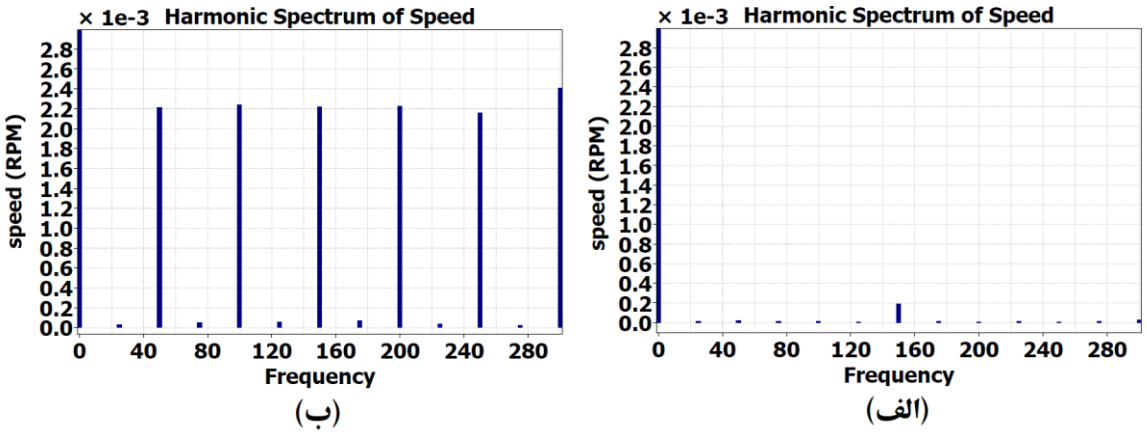
VAR ۲/۶۱ به مقدار VAR ۲/۸۱ افزایش یافته است. هر چند که کارایی روش DP-FCS-MPC نسبت به روش CC-FCS-MPC، درکاهش ریپل گشتاور، ریپل توان اکتیو، تغییرات توان راکتیو و نیز کاهش THD کاملاً مشهود می‌باشد.

جدول ۴- ارزیابی کمی پارامترهای موتور BLDC با استفاده از روش‌های کنترل پیش‌بین توان و جریان

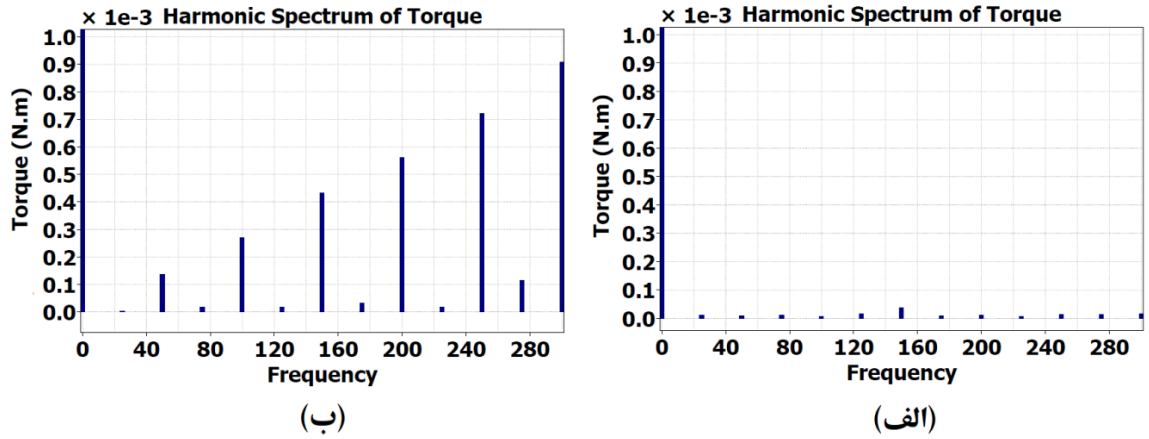
نام پارامتر	مشخصه	نام متغیر	روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل پیش‌بین با فرکانس ۱۳۷۲۴ هرتز PQ FCS-MPC	روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل پیش‌بین با فرکانس ۱۳۲۷۴ هرتز PQ FCS-MPC	روش کنترل مستقیم جریان مبتنی بر کنترل پیش‌بین با فرکانس ۱۳۲۷۴ هرتز CC FCS-MPC
سرعت موتور (RPM)	سرعت مرجع	N_{ref}	۱۵۰۰	۱۵۰۰	۱۵۰۰
	سرعت ماکزیمم	N_{max}	۱۴۹۹/۸۶۸	۱۴۹۹/۹۳۰	۱۴۹۹/۹۳
	سرعت مینیمم	N_{min}	۱۴۹۹/۸۶۴	۱۴۹۹/۹۳۴	۱۴۹۹/۸۶
	سرعت متوسط	N_{ave}	۱۴۹۹/۸۶۶	۱۴۹۹/۹۳۲	۱۴۹۹/۹۰۵
	خطای سرعت ٪	$\frac{N_{max}-N_{min}}{N_{ave}}$	۰/۰۰۰۲۷	۰/۰۰۰۲۷	۰/۰۰۴۷
گشتاور الکترومغناطیسی) N.m)	گشتاور متوسط	T_{ave}	۰/۲	۰/۲	۰/۲
	گشتاور ماکزیمم	T_{max}	۰/۲۱	۰/۲۱۶	۰/۲۴
	گشتاور مینیمم	T_{min}	۰/۱۹	۰/۱۸۲	۰/۱۲
	ریپل گشتاور ٪	$\frac{T_{max}-T_{min}}{T_{ave}}$	۱۰	۱۷	۶۰
توان اکتیو (watt)	توان متوسط	P_{ave}	۳۱/۴۱	۳۱/۴۱	۳۱/۴۰
	توان ماکزیمم	P_{max}	۳۳/۱۶	۳۳/۹۶	۳۷/۸۳
	توان مینیمم	P_{min}	۲۹/۰۴	۲۸/۵۶	۱۷/۹۷
	ریپل توان ٪	$\frac{P_{max}-P_{min}}{P_{ave}}$	۱۳/۱	۱۷/۲	۶۳/۲۵
توان راکتیو (VAR)	مقدار متوسط	Q_{ave}	۰/۰۳۵	۰/۰۳۹	۰/۷۶
	مقدار ماکزیمم	Q_{max}	۱/۳۳	۱/۴۵	۱۳/۷۲
	مقدار مینیمم	Q_{min}	-۱/۲۸	-۱/۳۶	-۱۲/۷۲
	ریپل توان	$\Delta Q = Q_{max} - Q_{min}$	۲/۶۱	۲/۸۱	۲۶/۴۴
جریان استاتور	مقدار موثر	I_{rms}	۳/۱۱	۳/۱۲	۳/۲۸
	مقدار پیک هارمونیک اول	I_{1peak}	۴/۴	۴/۴	۴/۳۹
	اعوجاج هارمونیکی کل ٪	٪ THD	۵/۶	۵/۷	۳۱/۶

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

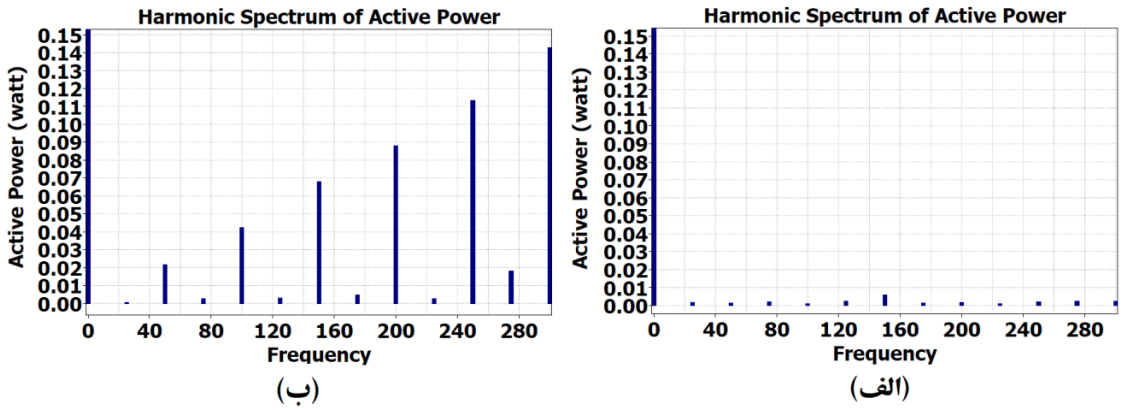
شکل‌های ۱۶ تا ۲۰ به‌ترتیب، طیف هارمونیکی پارامترهای سرعت، گشتاور، توان‌اکتیو، توان راکتیو و جریان استاتور را در دور rpm ۱۵۰۰ (فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz و ضرایب آن تا هارمونیک دوازدهم) و گشتاور بار ۰/۲ N.m، برای موتور BLDC با استفاده از هر دو روش کنترل پیش‌بین توان و جریان نشان می‌دهند.



شکل ۱۶- طیف سرعت موتور BLDC در فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m

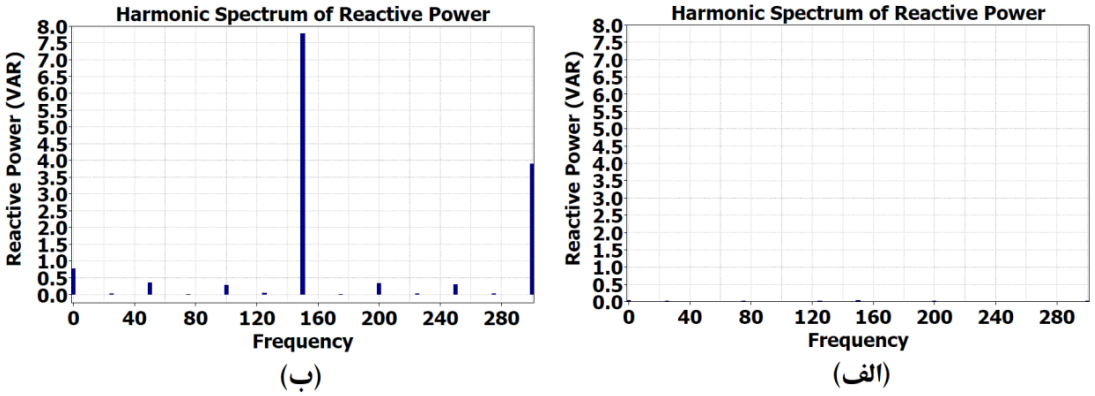


شکل ۱۷- طیف گشتاور موتور BLDC در فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m

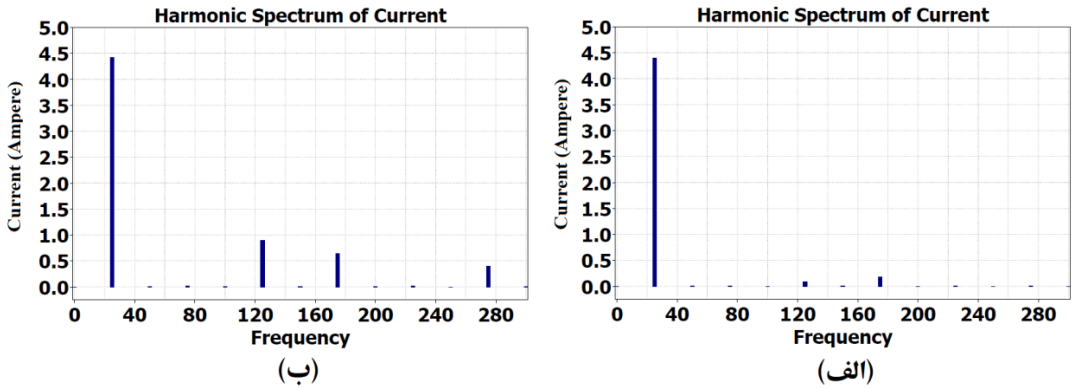


شکل ۱۸- طیف توان اکتیو موتور BLDC در فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۱۹- طیف توان راکتیو موتور BLDC در فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۰/۲ N.m



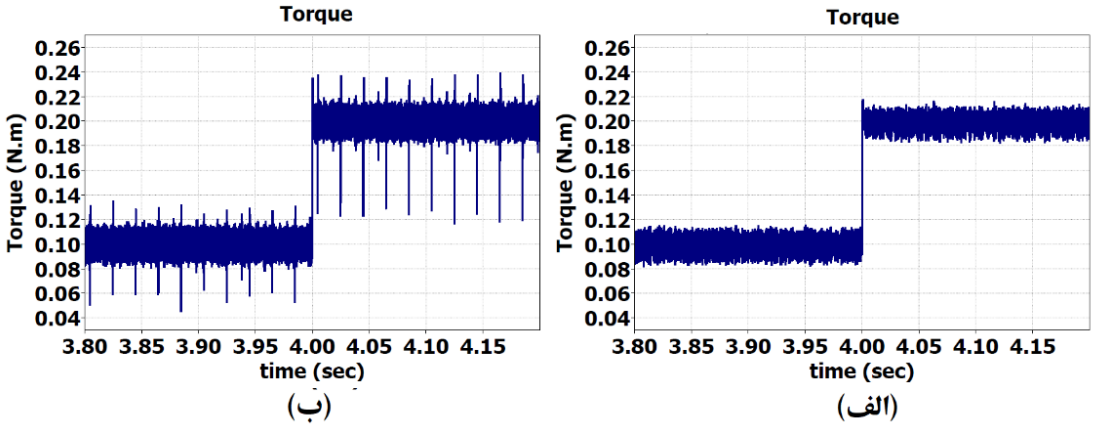
شکل ۲۰- طیف جریان فاز استاتور موتور BLDC در فرکانس پایه‌ی ۲۵ Hz با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و گشتاور بار ۰/۲ N.m

شکل ۱۶-(ب) نشان می‌دهد که با روش CC-FCS-MPC سرعت دارای هارمونیک‌های زوج است؛ هرچند که مقدار این هارمونیک‌ها خیلی کم و در بدترین حالت برابر ۰/۰۰۲۵ rpm می‌باشد. در روش DP-FCS-MPC در شکل ۱۶-(الف)، هارمونیک‌ها دارای دامنه‌ی کمتر بوده و هارمونیک ششم دارای بالاترین دامنه و مقدار آن ۰/۰۰۰۱۵ rpm می‌باشد. بنابراین هارمونیک‌های سرعت با هر دو روش بسیار ناچیز است. هر چند که روش DP-FCS-MPC درمجموع دارای هارمونیک‌های سرعت کوچکتری می‌باشد. همچنین، طبق شکل ۱۷-(ب) هارمونیک‌های گشتاور در روش CC-FCS-MPC زوج بوده و دامنه‌ی آنها نیز با افزایش مرتبه‌ی هارمونیک، افزایش می‌یابد. در این روش، دامنه‌ی هارمونیک ۱۲ام برابر ۰/۰۰۰۹ N.m می‌باشد. متقابلا، در روش DP-FCS-MPC بیشترین دامنه مربوط به هارمونیک مرتبه ۶ام بوده و برابر با ۰/۰۰۰۰۵ N.m می‌باشد؛ که به‌مراتب نسبت‌به مقدار متناظر در روش CC-FCS-MPC کمتر است. با توجه به شکل ۱۸-(ب)، در روش CC-FCS-MPC طیف توان اکتیو شامل هارمونیک‌های زوج بوده و مقدار هارمونیک مرتبه ۱۲ام نیز برابر ۰/۱۶ watt است. اما طبق شکل ۱۸-(الف)، در روش DP-FCS-MPC، طیف توان اکتیو در بدترین حالت دارای هارمونیک مرتبه ۶ام، با دامنه‌ی حدود ۰/۰۱ watt می‌باشد. به‌علاوه، درخصوص توان راکتیو (شکل ۱۹)، روش CC-FCS-MPC شامل هارمونیک‌های غالب مراتب ۶ام و ۱۲ام است که دامنه‌ی بیشینه‌ی آنها به‌ترتیب برابر با ۷/۸VAR و ۴VAR می‌باشد. در روش DP-FCS-MPC نیز هارمونیک‌های غالب در مراتب ۶ و ۱۲ واقع می‌شوند که دامنه‌ی بیشینه‌ی آنها به‌ترتیب برابر با ۰/۰۴VAR و ۰/۰۳VAR بوده و بنابراین قابل صرفنظر کردن هستند. طبق شکل (۲۰)، جریان فاز استاتور در روش CC-FCS-MPC نیز دارای هارمونیک‌های اول، ۵ام، ۷ام و ۱۱ام است که دامنه‌های آنها به‌ترتیب برابر با ۴/۴A، ۰/۹A، ۰/۶A و ۰/۴A می‌باشند. متقابلا، در روش DP-FCS-MPC نیز جریان فاز استاتور دارای هارمونیک‌های اول، ۵ام و ۷ام است و مقادیر دامنه‌های آنها به‌ترتیب برابر با ۴/۴A، ۰/۱A و ۰/۲A می‌باشند.

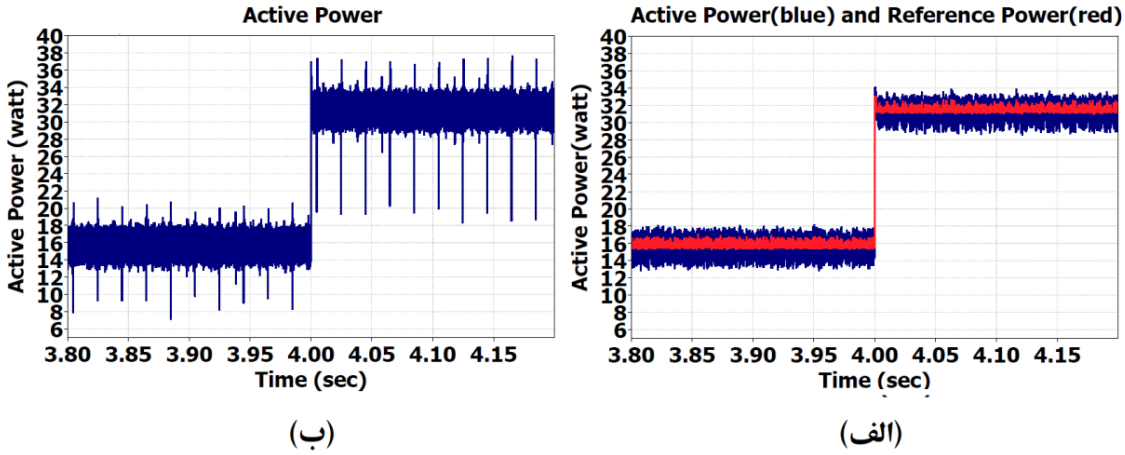
با توجه به تحلیل هارمونیکی روی پارامترهای سرعت، گشتاور، توان اکتیو، توان راکتیو و جریان فاز استاتور در شرایط یکسان برای هر دو روش، قابل مشاهده است که تمامی مقادیر هارمونیکی مربوط به پارامترهای مختلف، در روش DP-FCS-MPC از مقادیر هارمونیکی متناظر در روش CC-FCS-MPC بسیار کمتر بوده که این امر خود نشان‌دهنده‌ی عملکرد بهتر روش کنترل توان(DP-FCS-MPC) می‌باشد.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

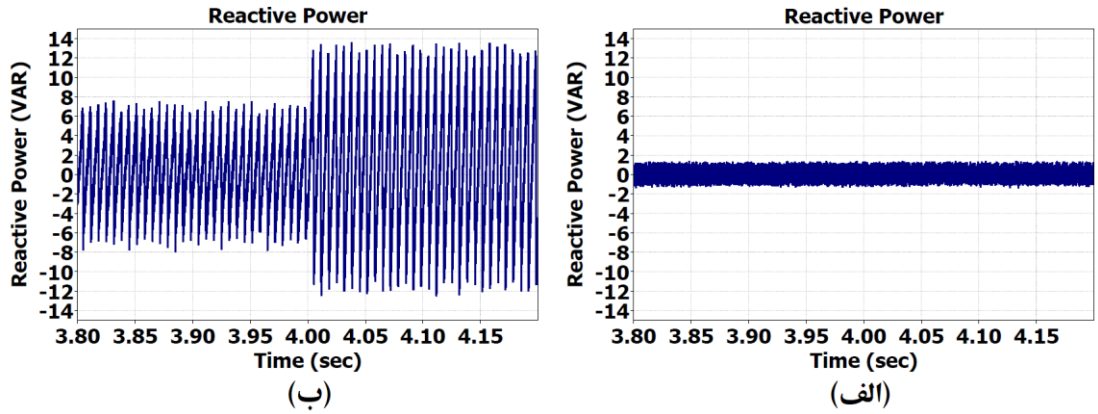
تغییرات گشتاور بار از ۰/۱ تا ۰/۲ نیوتن-متر برای بررسی عملکرد موتور BLDC در زمان ۴ ثانیه به موتور اعمال شده است. نمودارهای به دست آمده با هر دو روش برای گشتاور الکترومغناطیسی، توان اکتیو، توان راکتیو و جریان فاز استاتور به ترتیب در شکل‌های ۲۱ تا ۲۴ نشان داده شده است



شکل ۲۱- گشتاور موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و تغییر گشتاور ۰/۱ N.m تا ۰/۲ N.m در زمان۴ ثانیه

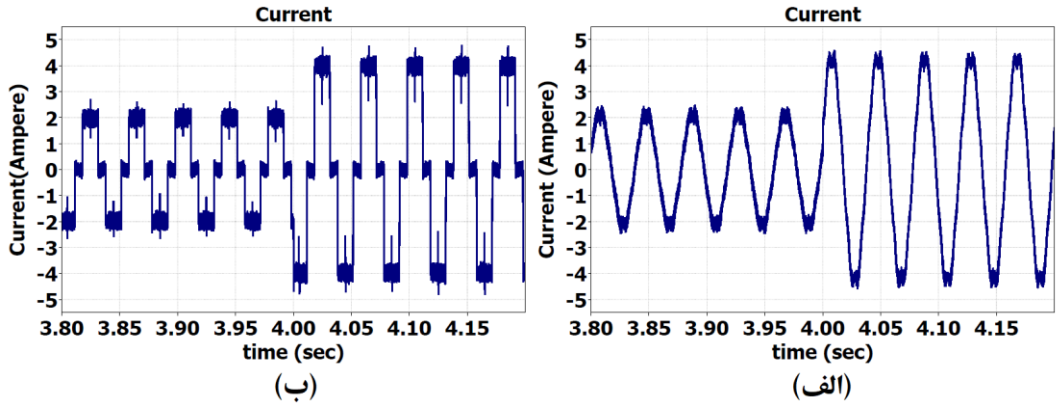


شکل ۲۲- توان اکتیو موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و تغییر گشتاور ۰/۱ N.m تا ۰/۲ N.m در زمان ۴ ثانیه



شکل ۲۳- توان راکتیو موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و تغییر گشتاور ۰/۱ N.m تا ۰/۲ N.m در زمان ۴ ثانیه

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]



شکل ۲۴- جریان فاز موتور BLDC با روش‌های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت RPM ۱۵۰۰ و تغییرگشتاور N.m ۰/۱ تا N.m ۰/۲ در زمان ۴ ثانیه

در شکل ۲۱، مشاهده می‌شود که روش DP-FCS-MPC منجر به حداقل نوسان قله تا قله در شکل موج گشتاور می‌شود، در حالی که طرح CC-FCS-MPC شکل موج بدتری را برای گشتاور الکترومغناطیسی با ضربان‌های فرکانس پایین تولید می‌کند. به طور مشابه، شکل موج حاصل از توان اکتیو مصرف شده توسط موتور BLDC در شکل ۲۲ نشان داده شده است. شکل موج توان اکتیو با روش DP-FCS-MPC، دارای ریپل کمتری است. در حالی که ضربان توان با طرح CC-FCS-MPC دارای نوسان بیشتری است. یکی از تفاوت‌های قابل‌توجه بین این دو سیستم، شکل موج حاصل از توان راکتیو تحویل شده به موتور است که در شکل ۲۳ نشان داده شده است. شکل موج به دست آمده، با حداقل ریپل پیک تا پیک توان راکتیو، با روش DP-FCS-MPC مستقیم به دست می‌آید. در حالی که ریپل پیک تا پیک توان راکتیو با طرح کنترل‌کننده‌ی CC-FCS-MPC با افزایش بار مکانیکی دارای نوسانات بیشتری نیز شده است. شکل موج حاصل از جریان های استاتور در شکل ۲۴ نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که شکل موج با بالاترین کیفیت با روش مستقیم DP-FCS-MPCبه‌دست آمده است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، درایو موتور BLDC تحت دو روش کنترلی مختلف مورد مطالعه و ارزیابی قرار گرفت. اولین طرح مورد بررسی، کنترل مستقیم توان اکتیو و راکتیو با استفاده از رویکرد DP-FCS-MPC بود. روش دوم مورد بررسی، کنترل جریان استاتور با استفاده از رویکرد CC-FCS-MPC بود. در این روش، اجزای جریان استاتور در مختصات (-αβ) به طور مستقیم با استفاده از یک کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین مدل با مجموعه کنترل محدود، کنترل می‌شوند. نتایج به‌دست‌آمده نشان می‌دهد که هر دو روش می‌توانند با موفقیت موتور BLDC را در نقطه‌ی عملیاتی مورد نظر کنترل نمایند. با این حال، روش DP-FCS-MPC عملکرد برتری را به نمایش گذاشت، به ویژه در حالت پایدار از نظر حداقل ریپل گشتاور، حداقل ریپل توان اکتیو و راکتیو و THD جریان استاتور، دارای عملکرد بهتری بود. به طوری که دراین روش حداکثر ریپل گشتاور از ۱۷ درصد مقدار متوسط تجاوز نکرد. ولی در روش کنترل جریان، ریپل گشتاور تا ۶۰ درصد مقدار متوسط وجود داشت. علاوه بر این، مقدار ریپل توان اکتیو پیک تا پیک در روش کنترل توان از ۱۷/۲ درصد مقدار متوسط تجاوز نمی‌کند، در حالی که در روش کنترل جریان، این مقدار حدود ۶۳ درصد مقدار متوسط می‌باشد. ریپل توان راکتیو در روش کنترل توان حداکثر VAR ۲/۸ و برای روش کنترل جریان حدود VAR ۲۶ در شرایط عملکرد یکسان می‌باشد که عملکرد بهینه‌ی روش کنترل توان در کاهش ریپل توان راکتیو را نشان می دهد. میزان اعوجاج هارمونیکی کل برای روش کنترل توان برابر ۵/۷٪ و برای روش کنترل جریان برابر ۳۱/۶ ٪ می‌باشد که نشان دهنده‌ی کیفیت بالای جریان در روش کنترل توان است. تحلیل هارمونیکی نیز بر روی سرعت، گشتاور، توان اکتیو، توان راکتیو و جریان موتور برای هر دو روش انجام گردید که نشان دهنده‌ی این می‌باشد که روش کنترل توان دارای هارمونیک‌های با دامنه‌ی کمتر نسبت به روش کنترل جریان بود و این تحلیل نیز بهینه بودن روش کنترل توان را نسبت به روش کنترل جریان نشان می‌دهد.

مراجع

[1] Jin, H.; Liu, G.; Li, H.; Chen, B.; Zhang, H. 2022, "A Fast Commutation Error Correction Method for Sensorless BLDC Motor Considering Rapidly Varying Rotor Speed" IEEE Trans. Ind. Electron. 69, 3938–3947.

[2] Jin, H.; Liu, G.; Zheng, S. 2022, "Commutation Error Closed-Loop Correction Method for Sensorless BLDC Motor Using Hardware-Based Floating Phase Back-EMF Integration" IEEE Trans. Ind. Inform. 18, 3978–3986.

[3] Chen, S.; Zhou, X.; Bai, G.; Wang, K.; Zhu, L. 2018, "Adaptive Commutation Error Compensation Strategy Based on a Flux Linkage Function for

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]
[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

[15] Kolano, K. 2019, "Improved Sensor Control Method for BLDC Motors" IEEE Access, 7, 186158–186166.

[16] Park, J.S.; Lee, K.-D. 2017, "Online Advanced Angle Adjustment Method for Sinusoidal BLDC Motors with Misaligned Hall Sensors" IEEE Trans. Power Electron, 32, 8247–8253.

[17] Aladsani, A.S.; AlSharidah, M.E.; Beik, O. 2021, "BLDC Motor Drives: A Single Hall Sensor Method and a 160_ Commutation Strategy" IEEE Trans. Energy Convers, 36, 2025–2035.

[18]. Bae, J.; Lee, D.-H. 2018, "Position Control of a Rail Guided Mover Using a Low-Cost BLDC Motor" IEEE Trans. Ind. Appl, 54, 2392–2399.

[19] Carey, K.D.; Zimmerman, N.; Ababei, C. 2019, "Hybrid field oriented and direct torque control for sensorless BLDC motors used in aerial drones" IET Power Electron, 12, 438–449.

[20] Khazaee, A.; Zarchi, H.A.; Markadeh, G.A.; Hesar, H.M. 2021, "MTPA Strategy for Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drive" IEEE Trans. Ind. Electron, 68, 6692–6700.

[21] Buja, G.; Bertoluzzo, M.; Keshri, R. 2015, "Torque Ripple-Free Operation of PM BLDC Drives with Petal-Wave Current Supply" IEEE Trans. Ind. Electron, 62, 4034–4043.

[22] Bosso, A.; Conficoni, C.; Raggini, D.; Tilli, A. 2021, "A Computational-Effective Field-Oriented Control Strategy for Accurate and Efficient Electric Propulsion of Unmanned Aerial Vehicles" IEEE/ASME Trans. Mechatron, 26, 1501–1511.

[23] Masmoudi, M.; El Badsi, B.; Masmoudi, A. 2014, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives with Improved Reliability" IEEE Trans. Ind. Appl, 50, 3744–3753.

[24]. Huang, C.-L.;Wu, C.-J.; Yang, S.-C. 2021, "Full-Region Sensorless BLDC Drive for Permanent Magnet Motor Using Pulse Amplitude Modulation with DC Current Sensing" IEEE Trans. Ind. Electron, 68, 11234–11244.

[25] Yang, L.; Zhu, Z.Q.; Bin, H.; Zhang, Z.; Gong, L. 2021, "Virtual Third Harmonic Back EMF-Based Sensorless Drive for High-Speed BLDC Motors Considering Machine Parameter Asymmetries" IEEE Trans. Ind. Appl, 57, 306–315.

[26] Chen, S.; Liu, G.; Zhu, L. 2017 "Sensorless Control Strategy of a 315 kW High-Speed BLDC Motor Based on a Speed-Independent Flux Linkage Function" IEEE Trans. Ind. Electron, 64, 8607–8617.

[27] Song, X.; Han, B.; Wang, K. 2019, "Sensorless Drive of High-Speed BLDC Motors Based on Virtual Third-Harmonic Back EMF and High-Precision Compensation" IEEE Trans. Power Electron, 34, 8787–8796.

Sensorless Brushless DC Motor Drives in a Wide Speed Range" IEEE Trans. Power Electron, 33, 3752–3764.

[4] Zhao, D.; Wang, X.; Tan, B.; Xu, L.; Yuan, C.; Huangfu, Y. 2021, "Fast Commutation Error Compensation for BLDC Motors Based on Virtual Neutral Voltage" IEEE Trans. Power Electron, 36, 1259–1263.

[5] Lee, Y. 2019, "A New Method to Minimize Overall Torque Ripple in the Presence of Phase Current Shift Error for Three-Phase BLDC Motor Drive" Can. J. Electr. Comput. Eng, 42, 225–231.

[6] Zhang, H.; Li, H. 2021, “Fast Commutation Error Compensation Method of Sensorless Control for MSCMG BLDC Motor with Non ideal Back EMF" IEEE Trans. Power Electron, 36, 8044–8054.

[7] Jin, H.; Liu, G.; Li, H.; Zhang, H. 2021, "Closed-Loop Compensation Strategy of Commutation Error for Sensorless Brushless DC Motors with Non ideal Asymmetric Back-EMFs" IEEE Trans. Power Electron, 36, 11835–11846.

[8] Zhang, H.; Liu, G.; Zhou, X.; Zheng, S. 2021, "High-Precision Sensorless Optimal Commutation Deviation Correction Strategy of BLDC Motor with Asymmetric Back EMF" IEEE Trans. Ind. Inform, 17, 5250–5259.

[9] Chen, S.; Sun, W.; Wang, K.; Liu, G.; Zhu, L. 2018, "Sensorless High-Precision Position Correction Strategy for a 100 kW@20 000 r/min BLDC Motor with Low Stator Inductance" IEEE Trans. Ind. Inform, 14, 4288–4299.

[10] Wang, L.; Zhu, Z.Q.; Bin, H.; Gong, L. 2021, "A Commutation Error Compensation Strategy for High-Speed Brushless DC Drive Based on Adaline Filter" IEEE Trans. Ind. Electron, 68, 3728–3738.

[11] Li, Y.; Song, X.; Zhou, X.; Huang, Z.; Zheng, S. 2020 "A Sensorless Commutation Error Correction Method for High-Speed BLDC Motors Based on Phase Current Integration" IEEE Trans. Ind. Inform, 16, 328–338.

[12] Ebadpour, M.; Amiri, N.; Jatskevich, J. 2021, "Fast Fault-Tolerant Control for Improved Dynamic Performance of Hall-Sensor-Controlled Brushless DC Motor Drives" IEEE Trans. Power Electron, 36, 14051–14061.

[13] Yang, L.; Zhu, Z.Q.; Gong, L.; Bin, H. 2021, "PWM Switching Delay Correction Method for High-Speed Brushless DC Drives" IEEE Access, 9, 81717–81727.

[14] Gu, C.; Wang, X.; Shi, X.; Deng, Z. 2018, "A PLL-Based Novel Commutation Correction Strategy for a High-Speed Brushless DC Motor Sensorless Drive System" IEEE Trans. Ind. Electron, 65, 3752–3762.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]

[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

for FCS-MPC Based on a Period Control Approach" IEEE Trans. Ind. Electron, 65, 5764–5773.

[39]. Yang, Y.;Wen, H.; Fan, M.; He, L.; Xie, M.; Chen, R.; Norambuena, M.; Rodriguez, J. 2020, "Multiple-Voltage-Vector Model Predictive Control With Reduced Complexity for Multilevel Inverters" IEEE Trans. Transp. Electrification, 105–117.

[40] Caseiro, L.M.A.; Mendes, A.M.S.; Cruz, S.M.A. 2019, "Dynamically Weighted Optimal Switching Vector Model Predictive Control of Power Converters. IEEE Trans. Ind. Electron, 66, 1235–1245.

[41] Azab, M. 2021, "High performance decoupled active and reactive power control for three-phase grid-tied inverters using model predictive control". Prot. Control. Mod. Power Syst, 6, 25.

[42] Azab, M. 2021, "A finite control set model predictive control scheme for single-phase grid-connected inverters" Renew. Sustain. Energy Rev, 135, 110131.

[43] Lopez-Santos, O.; Dantonio, D.S.; Flores-Bahamonde, F.; Torres-Pinzón, C.A. Hysteresis Control Methods; Chapter 2; Kabalci, E. ,Inverters, M., Eds.; Academic Press: Cambridge, MA, USA, 2021; pp. 35–60.

[44] Aguilera, R.P.; Acuna, P.; Konstantinou, G.; Vazquez, S.; Leon, J.I. Basic Control Principles in Power Electronics: Analog and Digital Control Design; Chapter 2; Blaabjerg, F., Ed.; Control of Power Electronic Converters and Systems, Academic Press: Cambridge, MA, USA, 2018; pp. 31–68.

[45] Kouzou, A. Power Factor Correction Circuits. In Power Electronics Handbook, 4th ed.; Chapter 16; Rashid, M.H., Ed.; Butterworth-Heinemann: Oxford, UK, 2018; pp. 529–569.

[46] Naseri, F.; Farjah, E.; Schaltz, E.; Lu, K.; Tashakor, N. 2021, "Predictive Control of Low-Cost Three-Phase Four-Switch Inverter-Fed Drives for Brushless DC Motor Applications" IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap, 68, 1308–1318.

[47] de Almeida, P.M.; Valle, R.L.; Barbosa, P.G.; Montagner, V.F.; Cuk, V.; Ribeiro, P.F. 2021, "Robust Control of a Variable-Speed BLDC Motor Drive" IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron, 2, 32–41.

[48] Baszynski, M.; Pirog, S. 2018, "Unipolar Modulation for a BLDC Motor with Simultaneously Switching of Two Transistors with Closed Loop Control for Four-Quadrant Operation" IEEE Trans. Ind. Inform, 14, 146–155.

[49] Gonzalez, J.J.; Montañez, F.G.; Mondragon, V.M.J.; Liceaga-Castro, J.U.; Escarela-Perez, R.; Olivares-Galvan, J.C. 2021, "Parameter

[28] Xia, K.; Ye, Y.; Ni, J.; Wang, Y.; Xu, P. 2020, "Model Predictive Control Method of Torque Ripple Reduction for BLDC Motor" IEEE Trans. Magn, 56, 1–6.

[29] De Castro, A.G.; Guazzelli, P.R.U.; dos Santos, S.T.C.A.; De Oliveira, C.M.R.; Pereira,W.C.A.; Monteiro, J.R.B.A. 11–14 November 2018, "Zero Sequence Power Contribution on BLDC Motor Drives. Part II: A FCS-MPC Current Control of Three-Phase Four-Leg Inverter Based Drive" In Proceedings of the 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Paulo, Brazil, pp. 1024–1029.

[30] Darba, A.; De Belie, F.; D'Haese, P.; Melkebeek, J.A. 2016, "Improved Dynamic Behavior in BLDC Drives Using Model Predictive Speed and Current Control" IEEE Trans. Ind. Electron, 63, 728–740.

[31] Wen, H.; Yin, J. A. 18–21 October 2020, "Duty Cycle Based Finite-Set Model Predictive Direct Power Control for BLDC Motor Drives" In Proceedings of the IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, pp.821–825.

[32] Trivedi, M.S.; Keshri, R.K. 2020, "Evaluation of Predictive Current Control Techniques for PM BLDC Motor in Stationary Plane" IEEE Access, 8, 46217–46228.

[33] Valle, R.L.; de Almeida, P.M.; Ferreira, A.A.; Barbosa, P.G. 2017, "Unipolar PWM predictive current-mode control of a variable-speed low inductance BLDC motor drive" IET Electr. Power Appl, 11, 688–696.

[34] de Castro, A.G.; Pereira, W.C.D.A.; de Almeida, T.E.P.; de Oliveira, C.M.R.; Monteiro, J.R.B.D.A.; de Oliveira, A.A. 2018, "Improved Finite Control-Set Model-Based Direct Power Control of BLDC Motor With Reduced Torque Ripple" IEEE Trans. Ind. Appl, 54, 4476–4484.

[35] de Castro, A.G.; de Andrade Pereira,W.C.; de Oliveira, C.M.; de Almeida, T.E.; Guazzelli, P.R.; de Almeida Monteiro, J.R.; deOliveira Junior, A.A. 2018, "Finite Control-Set Predictive Power Control of BLDC Drive for Torque Ripple Reduction" IEEE Lat. Am. Trans, 16, 1128–1135.

[36] Ubare, P.; Ingole, D.; Sonawane, D. 2021, "Nonlinear Model Predictive Control of BLDC Motor with State Estimation" IFAC-apersOnLine, 54, 107–112.

[37]. Mohammd Taher, S.; Halvaei Niasar, A.; Abbas Taher, S. 2–4 February 2021, "A New MPC-based Approach for Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Drive" In Proceedings of the 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tabriz, Iran, pp. 1–6.

[38] Aguirre, M.; Kouro, S.; Rojas, C.A.; Rodriguez, J.; Leno, J.I. 2018, "Switching Frequency Regulation

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]

[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]

Identification of BLDC Motor Using Electromechanical Tests and Recursive Least-Squares Algorithm: Experimental Validation" Actuators, 10, 143.

[50] Xia, C.-L. Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls; JohnWiley & Sons: Singapore; Pte. Ltd.: Solaris, Singapore, 2012; ISBN 978-1-118-18833-0.

[51] Maharajan, M.P.; Xavier, S.A.E. 2019, "Design of Speed Control and Reduction of Torque Ripple Factor in BLDC Motor Using Spider Based Controller" IEEE Trans. Power Electron, 34, 7826–7837.

`

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-01]

[DOI: 10.61186/joc.17.4.1]