



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

احمد انتظارى '، آرش دهستانى كلاگر ' ، محمدرضا عليزاده پهلوانى "

۸ 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 علی بدون جاروبک (BLDC) با توجه به ساختار ساده، بازده بالا و طول عمر زیاد، به طور گسترده ای در کاربردهای صنعتی استفاده می شوند. در ایو 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 پیش بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود (DP-FCS-MPC)، در درایو موتورهای BLDC ارائه شده و با روش مرسوم کنترل جریان بر اساس FCS-MPC مقایسه می شود. این مقایسه در شرایط عملکردی یکسان صورت گرفته و شامل عملکرد حالت پایدار موتور DBLD می باشد. شبیه سازی هایی که در نرمافزار PLECS انجام شده است، کارایی هر دو روش را در کنترل سرعت موتور DBLD در شرایط تغییر ناگهانی بار نشان می دهد. با این وجود، نشان داده می شود که کنترل مستقیم توان به روش پیش بین 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 می باشد.

کلمات کلیدی: درایو موتور BLDC، کنترل مستقیم توان، کنترل مستقیم جریان، کنترل پیش بین 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 using model predictive method with finite control set has better performance in terms of torque ripple

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)

القایی و سنکرون می باشد [۴۳–۴۵]. در [۴۶]، نویسندگان رویکر د کنترل پیش بین مبتنی بر مدل (به عنوان کنترل کننده سرعت) و کنترل کننده های 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 پیش بین مبتنی بر مدل با مجموعه کنترلی محدود در درایو موتور BLDC و مقایسهی آن با روش كنترل جريان مبتنىبر مدل با مجموعه كنترلى محدود، براساس تحليل هاي کمی و کیفی است. طرحهای مورد بررسی، تحت شرایط عملیاتی حالت پایدار و تغییرات ناگهانی بار، بهطور کمی و کیفی مورد مطالعه قرار می-گیرند. 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. بخش های 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 می گردد. نتایج شبیه سازی 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 مي گيرد. درنهايت، نتيجه گيري مقاله در بخش ۵ آورده مي شود.

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 اندو کتانس معادل (*L*_s) نشان داده شده است. ولتاژ ضد محرکهی هر فاز (*R*_o، *P*_o) در موتورهای BLAC شکل موجهایی 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 BDCC و بر روی قاب استاتور شناسایی میشود [۴۸].

¹ Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC)

مجله کنترل، جلد ۱۷، شماره ۴، زمستان ۱۴۰۲

۱- مقدمه

در سال های اخیر، استفاده از مو تورهای dc بدون جارویک (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 وسايل نقليه الكتريكي تبديل شده است [١،٢]. ويژگي شاخص موتورهاي BLDC، ساختار ساده و نسبت توان به حجم بالا میباشد. علاوه بر این، مشخصهی گشتاور -سرعت مطلوبی را نیز در محدودهی سرعت وسیع ارائه مىدهد [BLDC]. عملكرد موفقيت آميز يك موتور BLDC به تشخيص موقعیت روتور برای ایجاد توالی منطقی و صحیح کموتاسیون نیاز دارد [۴]. بر این اساس، معمولاً سه حسگر اثر هال در داخل ساختار موتور برای انجام این عملکرد نصب می شوند (۳،۷]. با این حال، خطاهای تأخیر فاز و خطاهای مرتبط با تشخیص موقعیت روتور، منجربه ضربان،های گشتاور نامطلوب می شوند[۸-۱۰]. در این راستا، تاکنون تلاش های قابل توجهی برای بهبود عملکرد درایوهای موتور BLDC انجام شده است. روش های جبران خطای کموتاسیون [۸–۱۴]، روش های 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 روش ها میباشند. در سال های 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 روش های کنترلی متعددی برای درایو این موتورها پیشنهاد و پیادهسازی شده است. کنترل پیش بین مبتنی بر مدل با مجموعه ی کنترلی محدود ایکی از روش های نوین برای توسعهی درایو موتورها میباشد [۲۸–۴۰]. در روش FCS-MPC، رفتار آیندهی سیستم برای یک افق محدود پیش بینی می شود [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 می شود، به سیستم اعمال می شود. الگوریتمهای کنترل یکپارچه FCS-MPC در درایو موتورها می توانند 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

۴)

$$f_{a}(\theta_{e}) = \begin{cases} \frac{6}{\pi}\theta_{e} & 0 < \theta_{e} < \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{5\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi}\theta_{e} + 6 & \frac{5\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{11\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi}\theta_{e} - 12 & \frac{11\pi}{6} < \theta_{e} < 2\pi \end{cases}$$
(17)

$$f_b(\theta_e) = \begin{cases} -1 & 0 < \theta_e < \frac{3\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi} \theta_e - 4 & \frac{3\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ 1 & \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{9\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi} \theta_e + 10 & \frac{9\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ -1 & \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases}$$
(14)

$$f_{c}(\theta_{e}) = \begin{cases} 1 & 0 < \theta_{e} < \frac{\pi}{6} \\ -\frac{6}{\pi}\theta_{e} + 2 & \frac{\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{3\pi}{6} \\ -1 & \frac{3\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{7\pi}{6} \\ \frac{6}{\pi}\theta_{e} - 8 & \frac{7\pi}{6} < \theta_{e} < \frac{9\pi}{6} \\ 1 & \frac{9\pi}{6} < \theta_{e} < 2\pi \end{cases}$$
(15)

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



شکل ۲: توابع $f_a(\Theta_e)$ ، $f_b(\Theta_e)$ و $f_b(\Theta_e)$ جهت مدل سازی ولتاژ ضدمحرکهی موتور BLDC [11]

گشتاور الکترومغناطیسی ایجاد شده توسط موتور BLDC نیز با

معادله ی ریر بیان می شود (۵۰):

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

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

$$T_{em} = T_L + J_m \frac{dw_m}{dt} + Bw_m \tag{1V}$$



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، d و c عبارتند از:

$$V_{an} = R_a(i_a) + \frac{d}{dt}(L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c) + e_a \quad (1)$$

$$V_{bn} = R_b(i_b) + \frac{d}{dt}(L_b i_b + M_{ba} i_a + M_{bc} i_c) + e_b \quad (1)$$

$$V_{cn} = R_c(i_c) + \frac{d}{dt}(L_c i_c + M_{ca} i_a + M_{cb} i_b) + e_c \quad (1)$$

با توجه به اینکه سیمپیچ های سه فاز یکسان و متقارن فرض می شوند، مقدار مقاومت فاز، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل آنها یکسان است. بنابراین داریم:

$$R_a = R_b = R_c = R_s$$
)
$$L_a = L_b = L_c = L$$

$$M_{ab} = M_{ba} = M_{bc} = M_{cb} = M_{ac} = M_{ca} = M$$
 (9)

(**b**)

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

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

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

$$V_{cn} = R_s(i_c) + (L - M)\frac{d}{dt}i_c + e_c \tag{9}$$

 $(L_s = L_s)$ در این روابط، L اندوکتانس خودی، M اندوکتانس متقابل و $L_s = L_s$

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

$$e_a = k_e w_m f_a(\theta_e) \tag{1}$$

$$e_b = k_e w_m f_b(\theta_e) \tag{11}$$

$$e_c = k_e w_m f_c(\theta_e) \tag{11}$$

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

دلایل زیادی برای ریپل گشتاور موتور BLDC وجود دارد، عمدتاً ریپل گشتاور دندانهای، ریپل گشتاور ناشی از واکنش آرمیچر، ریپل گشتاور ناشی از نقص،های مکانیکی و ریپل گشتاور کموتاسیون از مهمترین دلایل آن است. ریپل گشتاور دندانهای و ریپل گشتاور بهدلیل نقص مكانيكي كاملاً با ساختار موتور ارتباط دارند، بنابراين مي توان 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، ريپل گشتاور كموتاسيون يك موضوع برجسته است كه بر عملكرد موتور در حالت راهاندازی شش کلیده تأثیر می گذارد. 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 سیم پیچ استاتور و ولتاژ dc می باشد. این امر موجب نوسان گشتاور در طول بازهی کمو تاسیون 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 می توان به سه نوع تقسیم کرد، همانطور که در شکل ۳ نشان داده شده است. در شکل ۳ (الف)، زمان t₀ که جریان فاز خروجی به صفر میرسد برابر با زمان t₁ است که جریان فاز جاری i_b به مقدار اشباع میرسد. در این وضعیت، نرخ شیبi_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 می کند. در این حالت، Vdc > 4E می باشد که در آن E حداکثر ولتاژ ضدمحرکه است. برعکس، هنگامی که موتور با سرعت بیشتری حرکت می کند، 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 ميباشد. در دو حالت فوق، نوسان جريان غير كموتاسيون منجر به گشتاور خروجی ناپایدار می شود. چرا که در زمان کمو تاسیون، گشتاور، حاصل از جريان غير كمو تاسيون ميباشد.



صورت الف)ثابت ب)محدب و ج) مقعر ميباشد

 ۳- روش های مختلف کنترل پیش بین مبتنی بر مدل جهت کنترل موتور BLDC
 ۱-۳- کنترل مستقیم توان به روش پیش بین با مجموعه کنترلی محدود

۱ offline

خواهيم داشت:

بلوك دياگرام اولين روش مورد مطالعه، تحت عنوان كنترل مستقيم توان به روش پیش بین (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 محاسبه ی ولتاژ ضدمحر که، ولتاژ استاتور و جریان آن در قاب مرجع ثابت مىباشد و درنهايت، (٣) الگوريتم FCS-MPC. در اين رويكرد، بخشي از کنترل حلقهبستهی موتور BLDC توسط کنترل کنندهی PI انجام می گیرد که خروجی آن توسط یک محدودساز به مقادیر حداکثری و حداقلی محدود می شود. بهر می بهینه کنتر لکنندمی PI نبز به صورت برون خطی ا تعیین میشود. خروجی کنترلکنندهی سرعت، گشتاور مرجع است که باید توسط موتور BLDC تولید شود. توان مرجع اکتیو (P_{ref}) نیز از حاصل ضرب سرعت مکانیکی موتور (wm) در گشتاور مرجع تولید شده (Tref)، محاسبه می شود. علاوهبر این، توان راکتیو ورودی نیز روی مقدار صفر تنظیم می شود 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 (اندازه گیری یا محاسبات) ولتاژ ضدمحر کهی موتور، ولتاژ استاتور و جریان آن در قاب مرجع ثابت نیاز دارد. این سیگنالها پس از اندازه گیری و محاسبه، به الگوريتم FCS-MPC وارد می شوند که توان اکتيو و راکتيو را تنظيم می کند. همانطور که در شکل ۴ نشان داده شده است، الگوریتم -FCS MPC از چندین بلوک و تابع تشکیل شده است که شامل پیش بینی جریان استاتور، پیش بینی توان های 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 می نماید. در رهیافت FCS-MPC، رفتار آینده ی سیستم برای یک بازه زمانی محدود پیش بینی شده [۴۰] و کنترل رفتار آینده سیستم، از طریق بهینه سازی یک تابع هدف معین، تامین می گردد [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 (٩)، ولتاژهای فاز خروجی اینورتر بهصورت معادلات زیر قابل بیان است:

$$V_{an} = R_s(i_a) + (L_s)\frac{d}{dt}i_a + e_{an} \qquad (1\Lambda)$$

$$V_{bn} = R_s(i_b) + (L_s)\frac{d}{dt}i_b + e_{bn} \qquad (1\P)$$

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

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

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_s} (V_{an} - e_{an}) - \frac{R_s}{L_s} i_a$$
(Y1)
$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_s} (V_{bn} - e_{bn}) - \frac{R_s}{L_s} i_b$$
(YY)
$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_s} (V_{cn} - e_{cn}) - \frac{R_s}{L_s} i_c$$
(YY)

مجله کنترل، جلد ۱۷، شماره ۴، زمستان ۱۴۰۲



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

با توجه به این روابط، مقدار پیش بینی شده برای جریان i_a، در دوره تناه ب نمونه داری (k+1)اه، به صورت زیر محاسبه م شود:

$$\Delta i_{a} = \frac{\Delta t}{L_{s}} (V_{an} - e_{an}) - \Delta t \frac{R_{s}}{L_{s}} i_{a} \qquad (\Upsilon F)$$

$$i_{a}^{k+1} - i_{a}^{k} = \frac{T_{s}}{L_{s}} (V_{an} - e_{an}) - T_{s} \frac{R_{s}}{L_{s}} i_{a}^{k} \Rightarrow$$

$$i_{a}^{k+1} = i_{a}^{k} - T_{s} \frac{R_{s}}{L_{s}} i_{a}^{k} + \frac{T_{s}}{L_{s}} (V_{an} - e_{an}) \qquad (\Upsilon \Delta)$$

$$i_{a}^{k+1} = (1 - T_{s} \frac{R_{s}}{L_{s}})i_{a}^{k} + \frac{T_{s}}{L_{s}}(V_{an} - e_{an})$$
(19)

که در آن، L_s اندوکتانس معادل سیم پیچی فاز استاتور موتور، R_s مقاومت معادل سیم پیچی فاز استاتور موتور، تناوب مقاومت معادل سیم پیچی فاز استاتور موتور و T_s نیز دوره تناوب نمونه-نمونه برداری است. بنابراین، جریان های i_b و i ییز در دوره تناوب نمونه-برداری (k+1)ام، به روشی مشابه قابل پیش بینی است:

$$\begin{split} i_{b}^{k+1} &= (1 - T_{s} \frac{R_{s}}{L_{s}}) i_{b}^{k} + \frac{T_{s}}{L_{s}} (V_{bn} - e_{bn}) \\ i_{c}^{k+1} &= (1 - T_{s} \frac{R_{s}}{L_{s}}) i_{c}^{k} + \frac{T_{s}}{L_{s}} (V_{cn} - e_{cn}) \end{split}$$
(YA)

BLDC در زمان (1+k) را می توان براساس ولتاژهای ضدمحر کهی ه.e.a، BLDC و cn.a، ولتاژهای فاز اینورتر Vbn ،Van و Vcn و جریانهای استاتور ib. ia و ic.a در دوره تناوب نمونهبرداری ماام پیش بینی 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 می باشند. بدین منظور، ولتاژهای خروجی اینورتر، یعنی Nan، wa و Vcn معمولاً مستقیماً توسط سه حسگر ولتاژ اثر هال اندازه گیری می شوند.

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

$$\overline{U_s} = \frac{2}{3} (V_{an} + e^{j2\pi/3} V_{bn} + e^{j2\pi/3} V_{cn}) = u_\alpha + ju_\beta \quad (\Upsilon^{(1)})$$

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

$$u_{\beta} = \frac{-}{3} \left(\frac{-V_{bn}}{2} V_{cn} \right)$$
(٣١)
برای کاهش هزینه های حاصل از اندازه گیری، ولتاژهای فاز را می توان

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:

$$V_{an} = S_a V_{DC} \tag{(YY)}$$

$$V_{bn} = S_b V_{DC} \tag{(PP)}$$

$$V_{cn} = S_c V_{DC} \tag{PF}$$

در نتیجه، بردار فضایی ولتاژ $\overline{U_s}$ را می توان به دو جزء متعامد (μ_{α} و u_{α}) در نتیجه، بردار فضایی ولتاژ u_{β}) نفکیک کرد، بطوریکه مقادیر معادل آنها، طبق رواط (۳۵) و (۳۶) محاسبه می شوند:

$$u_{\alpha} = \frac{2}{3} V_{DC} \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right)$$
 (ro)

$$u_{\beta} = \frac{2}{3} V_{DC} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} S_b - \frac{\sqrt{3}}{2} S_c \right)$$
 (47)

در روابط (۳۵) و (۳۶)، حالتهای کلیدزنی S_a که S_b و S_c از روابط

$$S_{a} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_{1} \text{ on and } S_{4} \text{ of } f \\ 0 & \text{if } S_{1} \text{ of } f \text{ and } S_{4} \text{ on} \\ \end{cases}$$

$$S_{b} = \begin{cases} 1 & \text{if } S_{3} \text{ on and } S_{6} \text{ off} \\ 0 & \text{if } S_{3} \text{ of } \text{ and } S_{6} \text{ on} \end{cases}$$

$$(\texttt{TV})$$

اعوجاجات هارمونيكي

احمد انتظاری، آرش دهستانی کلاگر، محمدرضا علیزاده پهلوانی

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

با توجه به حالتهای کلیدزنی مختلف، هشت بردار بوجود می آید 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 ضدمحر که در قاب مرجع ساکن نیز با توجه به روابط زیر بهدست می آیند: $\overline{e_s} = \frac{2}{3}(e_{an} + e^{j2\pi/3}e_{bn} + e^{j2\pi/3}e_{cn}) = e_{\alpha} + je_{\beta}$ (۴۰) $e_{\alpha} = \frac{2}{3}(e_{an} - \frac{1}{2}e_{bn} - \frac{1}{2}e_{cn})$ (۴۱) $e_{\beta} = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}e_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}e_{cn})$ (۴۲)





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} ب*ا توجه به روابط (۱۰) تا (۱۵) محاسبه میشوند. بردارهای فضایی جریان نیز از مجموعه روابط زیر محاسبه میشوند.

$$\overline{i_s} = \frac{2}{3} \left(i_a + e^{j2\pi/3} i_b + e^{j2\pi/3} i_c \right) = i_a + ji_\beta \qquad (97)$$

$$i_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_{a} - \frac{1}{2} i_{b} - \frac{1}{2} i_{c} \right) \tag{FF}$$

$$\begin{split} i_{\beta} &= \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{b} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{c} \right) \tag{63} \\ \text{(Q)} &= P \right) \quad \text{(Indersection of the second of the sec$$

(۲۷) با تبدیل معادلات (۲۶) تا (۲۸) به مولفه های معادل α و β , جریان های ا تبدیل معادلات (۲۶) تا (۲۸) به مولفه های معادل α و β , جریان های i_{α} و i_{α} در دوره تناوب نمونه برداری (k+1)ام، با استفاده از معادلات

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

$$\begin{split} p^{k+1} &= (e_{\alpha}{}^{k+1}i_{\alpha}{}^{k+1} + e_{\beta}{}^{k+1}i_{\beta}{}^{k+1}) & (\Delta \cdot) \\ Q^{k+1} &= (e_{\beta}{}^{k+1}i_{\alpha}{}^{k+1} - e_{\alpha}{}^{k+1}i_{\beta}{}^{k+1}) & (\Delta \cdot) \\ & (\Delta \cdot) \\$$

و کلیدزنی، تغییرات نسبتاً آهستهای دارند، اجزای ولتاژ ضدمحرکه را میتوان در طول دورهی نمونهبرداری ثابت در نظر گرفت. یعنی میتوان نوشت: $e_{\alpha}^{k+1} = e_{\alpha}^{k} = e_{\beta}^{k+1} = e_{\beta}^{k+1}$.

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 می گردد.

$$\begin{split} J_{pq} &= \left| P_{ref} - P^{k+1} \right| + \left| Q_{ref} - Q^{k+1} \right| + \\ \lambda_p * \left(|S_a(k) - S_a(k-1)| + |S_b(k) - S_b(k-1)| + \\ |S_c(k) - S_c(k-1)| \right) & \text{(ar)} \end{split}$$

که در آن P_{ref} و P_{ref} مقادیر مرجع (مطلوب) توانهای اکتیو و راکتیو هستند که از طریق اینورتر سهفاز به موتور BLDC تحویل می شوند. 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 درنظر گرفته می شود (0 = Q_{ref}). عبارت سوم نیز برای کنترل فرکانس فرکانس کلیدزنی اینورتر دا نظر گرفته شده است. با تغییر ضریب وزنی q۸ می توان فرکانس کلیدزنی اینورتر دا تنظیم نمود. اگر q۸ برابر صفر باشد، بیشترین فرکانس کلیدزنی به اینورتر اعمال می شود. با افزایش q۸ می توان فرکانس روش کنترلی تحت تأثیر قرار گیرد. این عبارت بدین منظور درنظر گرفته مقده است که بتوان فرکانس کلیدزنی را کاهش داد. و می حیارت برای کنترلی قرکانس روش کنترلی تحت تأثیر قرار گیرد. این عبارت بدین منظور درنظر گرفته مقده است که بتوان فرکانس کلیدزنی را در روش های کنترلی در مقده است که بتوان فرکانس کلیدزنی را در روش های کنترلی -DP-FCS

روش های کنترلی ارائه شده، به دست آورد. متغیرهای S_b S_b S_c و S_c نیز معرف حالتهای کلیدزنی هستند که میتوانند مقادیر ۱ یا ۱ رااختیار کنند. در عبارت سوم، اختلاف بین حالتهای کلیدزنی در دوره ینمونهبرداری ا-1 و لم برای ساق های اول تا سوم اینور تر در نظر گرفته شده است. میانگین فرکانس کلیدزنی با درنظر گیری تعداد نصف تغییر حالتهای هر یک از کلیدها در طول یک ثانیه و سپس به دست آوردن مقدار میانگین بین تمامی کلیدهای موجود، به دست می آید. در روش کنترل مستقیم توان -PQ FCS محاسبه شده و سپس حالت سوئیچینگ شماره i که منجربه کمترین مقدار محاسبه شده و سپس حالت سوئیچینگ شماره i که منجربه کمترین مقدار محاسبه شده و سپس حالت سوئیچینگ شماره i که منجربه کمترین مقدار نمونهبرداری آتی، در نظر گرفته میشود. به این ترتیب، تابع هزینه به صورت نمونهبرداری آتی، در نظر گرفته میشود. به این ترتیب، تابع هزینه به صورت برخط در هر دوره نمونهبرداری بهینه شده و با حصول وضعیت کلیدزنی بهینه و اعمال آن به مبدل، موتور BLD به نقطه کار مطلوب هدایت بواهد شد.

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

بلوک دیاگرام طرح کنترل جریان استاتور به روش پیش بین (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 کنترل کننده تناسبی-انتگرالی IP با خروجی محدود، توسعه یافته است. خروجی کنترل کننده ی سرعت، نشاندهنده ی دامنه ی جریان برای ایجاد جریانهای مرجع استاتور می باشد.

جریان،های مرجع استاتور که به صورت شبهمربعی میباشند، با توجه به زاویهی الکتریکی روتور و دامنهی جریانی که از خروجی کنترل کنندهی

سرعت ایجاد میشود، بهدست میآیند. ارتباط بین زاویهی الکتریکی و مکانیکی روتور نیز از رابطهی زیر محاسبه میشود:

 $\theta_e = \frac{P}{2} \theta_m \qquad (\Delta \mathbf{r})$

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 الكترومغناطيسي (رابطهي (۱۶))، مجموع مقادير بهدست آيد. براي ولتاژهای ضدمحرکهی ذوزنقهای ایدهآل که دارای بخش مسطحی به اندازهی ۱۲۰ درجه می باشند، جریان های مرجع فاز شبهمربعی، گشتاور الكترومغناطيسي ثابت در هر بخش را نتيجه ميدهد. جريانها، ولتاژهاي ضدمحر که و نیز سیگنال حسگرهای اثر هال که در زوایای ۱۲۰ درجه در اطراف رو تور قرار گرفتهاند، در شکل ۷ نشان داده شدهاند. در این شکل، و P_{c} و P_{c} مربوط به جریانها و ولتاژهای ضدمحرکه مربوط به P_{c} فازهای b ،a و c و H ، H و H نیز سیگنال سنسورهای اثر هال مربوط به این فازها میباشند. حاصلضرب e_a در i_b ، i_b در e_b در e_c و e_c در نمايانگر توان ايجاد شده توسط هر فاز در موتور مي باشد. به همين دليل *أ*د در شکل ۷، محورهای عمودی با P_b ، P_a و P_b مشخص شدهاند. در این شکل، $heta_e$ زاویهی الکتریکی روتور بوده و جریانهای مرجع برای فازهای موتور نيز با توجه به حلقهی کنترل سرعت و زاويهی $heta_e$ بهدست می آيند. خروجی حسگرهای اثر هال با توجه به زاویهی الکتریکی روتور، $heta_e$ ، ایجاد می شوند. به عنوان مثال، در زاویه ۳۰ درجه با وصل کلید S₁ در شکل ۱، جریان i_a در جهت مثبت در موتور جاری شده و همزمان با آن سیگنال H_a برابر با ۱ می شود. این سیگنال به اندازهی ۱۸۰ درجهی H_a الکتریکی ۱ بوده و در زاویه ۲۱۰ درجه، همزمان با وصل کلید S₂ در شکل ۱ و جاری شدن جریان i_a در جهت منفی در موتور، صفر خواهد شد. در واقع، لبهي بالا روندهي سيگنال اثر هال با لحظه جاري شدن جريان 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 همين صورت بهدست مي آيد.



شکل ۴- بلوک دیاگرام روش کنترل جریان بر مبنای کنترل پیش بین با مجموعه کنترلی محدود (CC-FCS-MPC)،

DOI: 10.61186/joc.17.4.1



شکل ۷- جریان ها، ولتاژ ضدمحر که و سیگنال حسگرهای اثر هال در حالت ایده آل در موتور BLDC



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

شکل ۸ نحوه ی ایجاد جریان های مرجع برای فازهای موتور را نشان می دهد. اختلاف بین سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور، بعد از عبور از کنترل کننده IP به سه ضرب کننده وارد می شود. ورودی دیگر ضرب کننده از زاویه کا به سه ضرب کننده وارد می شود. این بلوک با ضرب کننده از زاویه کا لکتریکی روتور، θ، و با توجه به شکل ۷، جریان های پایه ی موتور را بوجود می آورد. در واقع، این بلوک جریان های شبه مربعی را با توجه به زاویه کا لکتریکی روتور، ایجاد می نماید. به عنوان مثال بین زاویه ی الکتریکی ۳ تا ۹۰ درجه، جریان a در جهت مثبت، جریان dنقدار ۱، عقداو ۲۰ مقدار (- و sace از مقدار صفر در نظر گرفته شده مقدار ۱۰ مقدار ۱۰ و معران ۷ تصمیم گیری می شود. اساس مقدار ۱۰ کار کرد موتور این اصل استوار است که به جفت فازی که

می تواند بالاترین گشتاور را تولید کند، انرژی داده شود. برای بهینهسازی این اثر، شکل ولتاژ ضدمحرکه، با توجه به قرارگیری سیم پیچهای 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 می پذیرد.

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

ثابت، در قسمت کنترل مستقیم توان به روش پیش بین مبتنی بر مدل ارائه گردید و بنابراین تکرار نمی گردد.

جدول ۲: نحوهی ایجاد جریان های پایه با استفاده از بلوک شکل دهی جریان

$\hat{\theta}_{e^{(\text{degree})}}$	ia_base	ib_base	ic_base
•~*•	٠	-1	١
۳۰~۹۰	١	-1	•
9.~10.	١	٠	-1
10.~71.	•	١	-1
71.~77.	-1	١	٠
۲۷۰~۳۳۰	-1	•	١
***.~**\$.	•	-1	١

در ادامه، تابع هزینه برای کنترل جریان به روش پیش بین مبتنی بر مدل طبق رابطهی زیر درنظر گرفته می شود.

 $\begin{aligned} J_{cc} &= |i_{\alpha}^{*} - i_{\alpha}| + \left|i_{\beta}^{*} - i_{\beta}\right| + \\ \lambda_{c} * (|S_{a}(k) - S_{a}(k-1)| + |S_{b}(k) - S_{b}(k-1)| + \\ |S_{c}(k) - S_{c}(k-1)|) & (\Delta^{\epsilon}) \end{aligned}$

نماید. درنتیجهی این فر آیند، موتور BLDCبه 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 می-

باشد.

جدول ۳- پارامترهای شبیهسازی برای موتور BLDC

مقدار	پارامتر		
YVV	ولتاژ نامى		
۰/۵ Ω	مقاومت فاز		
۱ mH	اندو كتانس فاز		
۲ عدد (یکجفت)	تعداد قطبها		
۰/۰۰۲۷ V/rpm	ضريب ولتاژ ضدمحركه		
ι • μ sec	زمان نمونهبرداري		

در ابتدا برای λ_{p} و λ_{c} مقادیر صفر در نظر گرفته می شود. بر این مبنا، فرکانس کلیدزنی در روش DP-FCS-MPC، برابر با ۱۳۷۲۴ هرتز و فرکانس کلیدزنی در روش CC-FCS-MPCنیز برابر با ۱۳۲۷۴ هرتز

بهدست خواهد آمد. برای اینکه فرکانس کلیدزنی هر دو روش به هم نزدیک شود، مقدار *م* صفر درنظر گرفته شده و مقدار *م* 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 ۲.۱۳ ۲/۰ با هر دو روش شبیه سازی گردید. شکل موج حالت پایدار سرعت مکانیکی، جریانهای استاتور، گشتاور الکترومغناطیسی، توان اکتیو مصرف شده توسط موتور، توان راکتیو تحویل شده به موتور، مولفه های جریان استاتور در قاب مرجع (β-۵)، ولتاژ ضدمحرکه و جریان فاز استاتور متناظر با آن، به ترتیب در شکل های 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 فی گشتاور بار ۱۸.۳ /۰/

اعوجاجات هارمونيكي

احمد انتظاری، آرش دهستانی کلاگر، محمدرضا علیزاده پهلوانی



شکل ۱۰– جریان فاز a و فاز b موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار N.m



شکل ۱۱- گشتاور الکترومغناطیسی موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار N.m /۱



شکل ۱۲- توان اکتیو موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۱۸.۳ / ۱



شکل ۱۳- توان راکتیو موتور BLDC با روش های الف) DP- FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۲.۱۳



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 N۵۰۰ RPM و گشتاور بار N.m بار



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

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 نتایج بهدست آمده نشان میدهد که سرعت مکانیکی موتور بهخوبی تا مقدار مورد نظر کنترل شده است. ولی در روش DP-FCS-MPC دارای

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 (شکل های ۱۲ و ۱۳). شکل ۱۴ جریان های 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.

۲/۶۱ VAR به مقدار ۲/۸۱ VAR 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.

روش کنترل مستقیم جریان مبتنی بر کنترل پیشربین با فرکانس ۱۳۲۷۴ هرتز CC FCS-MPC	روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل پیشربین با فرکانس ۱۳۲۷۴ هرتز PQ FCS-MPC	روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل پیش بین با فرکانس ۱۳۷۲۴ هر تز PO FCS-MPC	نام متغير	مشخصه	نام پارامتر
10	10	10	N _{ref}	سرعت مرجع	
1299/98	1299/980	1299/272	N _{max}	سرعت ماكزيمم	
1299/27	1299/982	1299/875	N _{min}	سرعت مينيمم	سرعت مو تور
1299/900	1299/987	1299/277	Nave	سرعت متوسط	(RPM)
•/••£¥	•/•••**	•/•••**	$\frac{N_{max} - N_{min}}{N_{ave}}$	خطای سرعت ٪	
• / ۲	• / ۲	•/٢	T _{ave}	گشتاور متوسط	
		10 1	Ţ	گشتاور	
•/12	•/110	•/11	I _{max}	ماكزيمم	گشتاور
•/1۲	•/184	٠/١٩	T_{min}	گشتاور مینیمم	الكترومغناطيسي)
٦.	١٢	1.	$\frac{T_{max} - T_{min}}{T_{ave}}$	ريپل گشتاور ٪	N.m)
31/20	31/21	31/21	P _{ave}	توان متوسط	
WY/AW	۳۳/۹٦	۳۳/۱٦	P _{max}	توان ماكزيمم	تباذاكته
17/97	24/02	29/02	P _{min}	توان مينيمم	نوان النيو (watt)
٦٣/٢٥	14/4	11/1	$\frac{P_{max} - P_{min}}{P_{ave}}$	ريپل توان ٪	()
+/Yl	•/•٣٩	•/•٣0	Q_{ave}	مقدار متوسط	
13/42	1/20	1/٣٣	Q_{max}	مقدار ماكزيمم	توان راكتيو
-17/77	-1/٣٦	-1/28	Q_{min}	مقدار مينيمم	(VAR)
27/22	۲/۸۱	4/21	$\Delta Q = Q_{max} - Q_{min}$	ريپل توان	
٣/٢٨	٣/١٢	٣/١١	I _{rms}	مقدار موثر	
٤/٣٩	٤/٤	٤/٤	I _{1peak}	مقدار پيک هارمونيک اول	ela (* 1
۳۱/٦	٥/٧	0/٦	% THD	اعوجاج ہارمونیکی کل ٪	جريان استاتور

جدول ۴- ارزیابی کمی پارامترهای موتور BLDC با استفاده از روش های کنترل پیش بین توان و جریان

> شکلهای ۱۶ تا ۲۰ بهترتیب، طیف هارمونیکی پارامترهای سرعت، گشتاور، تواناکتیو، توان راکتیو و جریان استاتور را در دور ۱۵۰۰ rpm (فرکانس پایهی ۲۵ Hz و ضرایب آن تا هارمونیک دوازدهم) و گشتاور

بار N.m برای موتور BLDC با استفاده از هر دو روش کنترل پیش بین توان و جریان نشان می دهند.







شکل ۱۷- طیف گشتاور موتور BLDC در فرکانس پایهی ۲۵ Hz با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت

۱۵۰۰ RPM و گشتاور بار ۱۵۰۰ V/۲



شکل ۱۸- طیف توان اکتیو موتور BLDC در فرکانس پایهی ۲۵ Hz با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ گشتاور بار N.۳ /۰







RPM شکل ۲۰- طیف جریان فاز استاتور موتور BLDC در فرکانس پایه ی ۲۵ Hz با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۲۰ ۱۸۰۰ و گشتاور بار ۱۸۰۰

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 rpm ۲۰۰۲۵ میباشد. در روش DP-FCS-MPC در شکل ۱۶-(الف)، هارمونیکها دارای دامنه ی کمتر بوده و هارمونیک ششم دارای بالاترین دامنه و مقدار آن rpm ۲۵۰۰۰۰۱ 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 دامنه ی آنها نیز با افزایش مرتبه هارمونیک، افزایش می یابد. در این روش، دامنه ی هارمونیک ۱۱۹ برابر DP-FCS-MPC بیشترین

دامنه مربوط به هارمونیک مرتبه ۱۶م بوده و برابر با N.m ۲۰۰۰۰ می میباشد؛ که به مراتب نسبت به مقدار متناظر در روش CC-FCS-MPC کمتر است. با توجه به شکل ۱۸–(ب)، در روش CC-FCS-MPC طیف توان اکتیو شامل هارمونیک های زوج بوده و مقدار هارمونیک مرتبه ۱۲۱م نیز برابر ۱۸۴ ۱۸۰۶ است. اما طبق شکل ۱۸–(الف)، در روش DP-FCS-MPC، طیف توان اکتیو در بدترین حالت دارای هارمونیک مرتبه ۱۶م، با دامنه ی حدود ۱۸۲۱ میباشد. به علاوه،

مجله کنترل، جلد ۱۷، شماره ۴، زمستان ۱۴۰۲

درخصوص توان راکتیو (شکل ۱۹)، روش CC-FCS-MPC شامل هارمونیکهای غالب مراتب ۱۶م و ۱۲ام است که دامنهی بیشینهی آنها

بهترتیب برابر با ۷/۸۷۸۳ و ۴۷۸۹ میباشد. در روش DP-FCS-MPC نیز هارمونیکهای غالب در مراتب ۶ و ۱۲ واقع می شوند که دامنه ی بیشینه ی آنها بهترتیب برابر با ۷/۰۴۷۸۴ و ۱/۰۳۷۸۳ 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 ۱۱۱م است که دامنههای آنها بهترتیب برابر با ۸۴/۴۸ ۹/۸، ۱/۵۸ و ۱/۹۸ می باشند. متقابلا، در روش DP-FCS-MPC نیز جریان فاز استاتور دارای هارمونیکهای اول، ۵ام و ۷ام است و مقادیر دامنههای آنها بهترتیب برابر با ۴/۴۸، ۱/۱۰ و ۲۸ می باشند.

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.

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 شکل های ۲۱ تا ۲۴ نشان داده شده



است

شکل ۲۱- گشتاور موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و تغییر گشتاور



شکل ۲۲- توان اکتیو موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و تغییر گشتاور



شکل ۲۳- توان راکتیو موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و تغییر گشتاور

۰/۱ N.m تا ۰/۱ N.m در زمان ۴ ثانیه



شکل ۲۴- جریان فاز موتور BLDC با روش های الف) DP-FCS-MPC و ب) CC-FCS-MPC در سرعت ۱۵۰۰ RPM و تغییر گشتاور ۱۸.۳ ۱۰ د زمان ۴ ثانیه /۱۸.۳

> در شکل ۲۱، مشاهده می شود که روش DP-FCS-MPC منجر به حداقل نوسان قله تا قله در شکل موج گشتاور می شود، در حالی که طرح CC-FCS-MPC شکل موج بدتری را برای گشتاور الکترومغناطیسی با ضربان،های فرکانس یایین تولید می کند. 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 قابل توجه 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 ییک توان راکتیو، با روش DP-FCS-MPC مستقیم به دست می آید. 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 می شود که شکل موج با بالاترین کیفیت با روش مستقیم DP-FCS-MPCبهدست آمده است.

٥- نتيجه گيري

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 (-هم) به طور مستقیم با استفاده از یک کنترل کنندهی پیش بین مدل با مجموعه کنترل محدود، کنترل می شوند. نتایج به دست آمده نشان می دهد که هر دو روش می توانند با موفقیت موتور DLD را در نقطهی عملیاتی مورد نظر کنترل نمایند. با این حال، روش CD-FCS-MPC ملکرد برتری را به نمایش گذاشت، به ویژه در حالت پایدار از نظر حداقل ریپل گشتاور،

حداقل ريبل توان اكتيو و راكتيو و THD جريان استاتور، داراي عملكرد 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 رییل توان اکتیو پیک تا پیک در روش کنترل توان از ۱۷/۲ درصد مقدار متوسط تجاوز نمی کند، در حالی که در روش کنترل جریان، این مقدار حدود ۶۳ درصد مقدار متوسط می باشد. رییل توان راکتیو در روش کنترل توان حداکثر ۲/۸ VAR و برای روش کنترل جریان حدود ۲۶ VAR در شرایط عملکرد یکسان می باشد که عملکرد بهینه ی روش كنترل توان در كاهش ريپل توان راكتيو را نشان مي دهد. ميزان اعوجاج هارمونیکی کل برای روش کنترل توان برابر ۵/۷٪ و برای روش کنترل جریان برابر ۳۱/۶ ٪ میباشد که نشان دهنده ی کیفیت بالای جریان در روش کنترل توان است. تحلیل هارمونیکی نیز بر روی سرعت، گشتاور، توان اکتيو، توان راکتيو و جريان موتور براي هر دو روش انجام گرديد که نشان دهندهی این می باشد 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 می دهد.

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

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.

احمد انتظاري، آرش دهستاني كلاگر، محمدرضا عليزاده يهلواني

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 gridconnected 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

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.