



Computational Intelligence in Electrical Engineering
Vol. 14, No. 3, 2023
Research Paper

Introducing a New Hybrid Method to Reduce BLDC Motor Torque Ripple, Based on Predictive Control and Quasi Z-Source Converter

Ahmad Entezari¹, Arash Dehestani Kolagar^{2*}, Mohammad Reza Alizadeh Pahlavani³

¹ Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

² Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

³ Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

Abstract:

The commutation torque ripple adversely affects the performance of the six-phase inverter of the BLDC motor with trapezoidal back EMF and creates vibration and noise for industrial applications. In this paper, the motor model is obtained in non-commutation times and during the commutation period, and according to that, a suitable method to reduce the torque ripple, by equalizing the slope of the current disconnected from the motor and the slope of the current connected to the motor during commutation, is presented. At low speeds, torque ripple is reduced using predictive pulse width modulation technique. With this method, the duty cycle of the switch involved in the commutation is predicted and applied to the switch during the commutation intervals. At high speeds, this reduction is done using quasi z-source converter and selector circuit. The quasi z-source converter and the selector circuit increase the input voltage of the inverter during commutation intervals and increase its value to four times the back EMF voltage of the motor, thus reducing the torque ripple at high speeds. The theoretical and analytical results are verified using the simulations performed in the PLECS software.

Keywords: Torque ripple, Predictive control, BLDC motor, quasi z-source converter, Pulse width modulation.



This is an open access article under the CC BY-NC-ND/4.0/ License (<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).



<https://doi.org/10.22108/ISEE.2023.137028.1620>

مقاله پژوهشی

معرفی یک روش ترکیبی جدید برای کاهش ریپل گشتاور موتور BLDC مبتنی بر کنترل

پیش‌بین و مبدل شبه‌منبع امیدانسی

احمد انتظاری^۱، آرش دهستانی کلاگر*^۲، محمدرضا علیزاده پهلوانی^۳

۱- دانشجوی دکتری، 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

چکیده: ریپل گشتاور کموتاسیون در عملکرد اینورتر شش مرحله‌ای موتور BLDC (موتور dc بدون جاروبک) با ولتاژ ضد محرکه ذوزنقه‌ای، تأثیر نامطلوبی می‌گذارد و برای کاربردهای صنعتی، ارتعاش و نویز ایجاد می‌کند. در این مقاله، مدل موتور در زمان‌های غیر کموتاسیون و در طول دوره کموتاسیون به دست آمده و با توجه به آن، روش مناسبی برای کاهش ریپل گشتاور، از طریق برابر کردن شیب جریان قطع‌شونده از موتور و شیب جریان وصل‌شونده به موتور در زمان کموتاسیون ارائه شده است. در سرعت‌های پایین، ریپل گشتاور با استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس پیش‌بین کاهش می‌یابد. با این روش، میزان سیکل کاری کلیدی که در کموتاسیون مؤثر است، پیش‌بینی و در زمان‌های کموتاسیون به کلید اعمال می‌شود. در سرعت‌های بالا با استفاده از مبدل شبه‌منبع امیدانسی و مدار انتخابگر این کاهش انجام می‌گیرد. مبدل شبه‌منبع امیدانسی و مدار انتخابگر، ولتاژ ورودی اینورتر را در زمان‌های کموتاسیون افزایش می‌دهند و مقدار آن را به چهار برابر ولتاژ ضد محرکه موتور می‌رسانند و از این طریق ریپل گشتاور را در سرعت‌های بالا کاهش می‌دهند. نتایج تئوری و تحلیلی با استفاده از شبیه‌سازی‌های انجام‌شده در نرم‌افزار PLECS تأیید می‌شوند.

واژه‌های کلیدی: ریپل گشتاور، کنترل پیش‌بین، موتور BLDC، مبدل شبه‌منبع امیدانسی، مدولاسیون پهنای پالس.

۱- مقدمه

کاربردهای روزمره و تولیدات صنعتی استفاده می‌شوند [۱-۳]. این موتورها در کاربردهای پیوسته دارای ریپل گشتاورند؛ به‌خصوص در زمان‌های کموتاسیون این ریپل ایجاد می‌شود. ریپل گشتاور نقطه ضعف اصلی است که محدوده قابل استفاده این موتور را محدود می‌کند. یک موتور BLDC ایدئال باید دارای شکل موج ذوزنقه‌ای برای ولتاژ ضد محرکه باشد و بنابراین، می‌تواند با جریان‌های استاتور در حالت شبه‌مربعی شش مرحله‌ای تغذیه شود. از آنجایی که سیم‌پیچ‌های موتور القایی هستند، کنترل‌کننده نمی‌تواند جریان شبه‌مربعی ایدئال را در طول دوره

موتورهای dc بدون جاروبک (BLDC) با توجه به ساختار ساده، بازده بالا و طول عمر زیاد به‌طور گسترده در

^۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۲/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۱۹

نام نویسنده مسئول: آرش دهستانی کلاگر

نشانی نویسنده مسئول: تهران، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

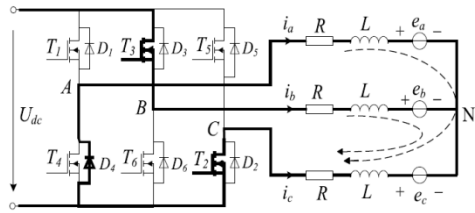
سریع و عملکرد حالت پایدار خوب را ارائه می‌کند. این مقاله علل ریپل گشتاور را در موتور BLDC تجزیه و تحلیل می‌کند و یک الگوریتم جدید PWM-MPC را در حالت حلقه بسته سرعت پیشنهاد می‌کند که دوره کاری کلیدهای قدرت را در سرعت‌های پایین با استفاده از مدل پیش‌بین در طول فاصله کموتاسیون محاسبه می‌کند. از مبدل شبه‌منبع امپدانس که مزیت بهره زیاد و قابلیت اطمینان بالا دارد [۱۷]، برای مقابله با ریپل گشتاور در سرعت‌های بالا و زمانی استفاده می‌شود که منبع تغذیه نمی‌تواند ولتاژ گذرگاه dc کافی را در فاصله کموتاسیون فراهم کند. در سرعت‌های پایین، ریپل با استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس - پیش‌بین کاهش می‌یابد. با این روش، میزان دوره کاری کلیدی که در کموتاسیون مؤثر است، پیش‌بینی می‌شود و در زمان‌های کموتاسیون به کلید اعمال می‌شود. در سرعت‌های بالا با استفاده از مبدل شبه‌منبع امپدانس و مدار انتخابگر این کاهش انجام می‌گیرد. مبدل شبه‌منبع امپدانس و مدار انتخابگر، ولتاژ ورودی اینورتر را در زمان‌های کموتاسیون افزایش می‌دهند و مقدار آن را به چهار برابر ولتاژ ضد محرکه موتور می‌رسانند و از این طریق ریپل گشتاور را در سرعت‌های بالا کاهش می‌دهند. نتایج تئوری و تحلیلی با استفاده از شبیه‌سازی‌های انجام‌شده در نرم‌افزار PLECS تأیید می‌شود.

۲- کاهش ریپل گشتاور

۲-۱- تحلیل ریپل گشتاور

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 دلایل آن است. ریپل گشتاور دندانه‌ای و ریپل گشتاور به دلیل 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

کموتاسیون تولید کند و ریپل گشتاور توسط ریپل جریان در طول کموتاسیون القا می‌شود. این نوع گشتاور، ریپل گشتاور کموتاسیون شناخته می‌شود. ریپل گشتاور حاصل بر سرعت و دقت کنترل موقعیت تأثیر می‌گذارد. این موضوع بر حرکت نرم موتور تأثیر می‌گذارد. در چنین شرایطی نویز و ارتعاشات مکانیکی در عملکرد موتور به وجود می‌آید و در شرایط کاربردهای دقیق، عملکرد موتور را با مشکل مواجه می‌سازد [۴]؛ بنابراین، کاهش ریپل گشتاور برای بهبود عملکرد موتور BLDC از موارد مهم و حیاتی است. بسیاری از مطالعات و روش‌های کنترلی در سال‌های اخیر با تمرکز بر کاهش ریپل گشتاور کموتاسیون توسعه یافته‌اند. کیم و همکاران [۵] روشی را با اندازه‌گیری زمان کموتاسیون با استفاده از ولتاژ پایانه موتور و محاسبه دوره کاری مدولاسیون عرض پالس (PWM) برای کاهش ریپل گشتاور خروجی، بدون استفاده از حسگر جریان معرفی کردند. نویسندگان در [۶-۸] روش‌هایی را برای کاهش ریپل گشتاور کموتاسیون با استفاده از تکنیک مدولاسیون عرض پالس سه فاز ارائه کردند؛ با این حال، روش‌هایی که از تکنیک PWM استفاده می‌کنند، می‌توانند به‌طور چشمگیری ریپل گشتاور کموتاسیون را تنها در سرعت‌های پایین کاهش دهند. یک مبدل dc-dc برای جبران ولتاژ پایین گذرگاه dc در طول بازه کموتاسیون در [۹ و ۱۰] استفاده شده است که می‌تواند به‌طور چشمگیری ریپل گشتاور را در سرعت‌های بالا کاهش دهد. یک مدار مبدل سلف اولیه تک سر (SEPIC) برای تنظیم ولتاژ گذرگاه dc در طول کموتاسیون در [۱۱] معرفی شده است. مدار SEPIC می‌تواند ریپل گشتاور کموتاسیون را در سرعت‌های بالا و پایین کاهش دهد. در واقع مدار SEPIC بیشتر اوقات در حالت بوست کار می‌کند. یک مدار کاهش ریپل گشتاور در [۱۲] استفاده شده که اینورتر سه سطحی NPC^۱ مبدل SEPIC و مدار انتخابگر ولتاژ باس dc را ترکیب کرده است. این روش به کاهش چشمگیری در ریپل گشتاور کموتاسیون در سرعت پایین و بالا دست یافته است؛ اما به فرکانس کلیدزنی بالا نیاز دارد. علاوه بر این، نویسندگان در [۱۳-۱۶] یک رویکرد کنترل پیش‌بین مدل با مجموعه کنترلی محدود (FCS-MPC^۲) ارائه کردند که پاسخ گشتاور



شکل (۱): فرآیند تغییر جریان از فاز AC به فاز BC در زمان کموتاسیون در موتور BLDC

با جمع طرفین (۳) و با توجه به اینکه در لحظه کموتاسیون فاز AC به فاز BC، مقادیر $e_b = E$ ، $e_a = E$ و $e_c = -E$ هستند (که در آن E بیشینه دامنه ولتاژ ضد محرکه ذوزنقه‌ای است)، داریم:

$$R(i_a + i_b + i_c) + L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + e_a + e_b + e_c + 3u_N = U_{dc} \quad (4)$$

با توجه به (۲) رابطه (۵) به دست می‌آید.

$$E + 3u_N = U_{dc} \Rightarrow u_N = \frac{U_{dc} - E}{3} \quad (5)$$

اگر دوره تناوب کلیدزنی از ثابت زمانی $(\frac{L}{R})$ کوچک‌تر باشد، می‌توان از مقاومت R برای ساده‌سازی محاسبات و معادلات صرف‌نظر کرد. با فرض صفر بودن مقاومت فاز، با قراردادن (۵) در (۳) میزان شیب جریان‌های سه فاز را می‌توان به صورت (۶) نوشت.

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U_{dc} + 4E}{3L} \end{cases} \quad (6)$$

با توجه به میزان شیب جریان، ریپل گشتاور در هنگام کموتاسیون، به سه نوع مختلف تقسیم می‌شود؛ همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است.

با توجه به شکل ۲ (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؛ بنابراین، ولتاژ گذرگاه dc باید چهار برابر ولتاژ ضد محرکه باشد.

در شکل ۲ (ب)، نرخ کاهش i_a کمتر از نرخ افزایش

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 است. این امر موجب نوسان گشتاور در طول بازه کموتاسیون خواهد شد [۱۸]؛ برای مثال، فرآیند تغییر جریان از فاز AC به فاز BC برای تجزیه و تحلیل در زمان کموتاسیون در نظر گرفته شده است. در طول جابه‌جایی جریان‌ها، جریان فعلی از طریق دیود هرزگرد D4 هدایت می‌شود؛ زیرا T_1 خاموش و T_3 روشن می‌شود؛ همان‌طور که در شکل (۱) نشان داده شده است.

ولتاژ سیم‌پیچ سه فاز استاتور را به صورت (۱) نوشته می‌شود.

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_{dc} \\ 0 \end{bmatrix}$$

جایی که u_A, u_B, u_C ولتاژهای فاز هستند، R و L به ترتیب مقاومت فاز و اندوکتانس فاز هستند. i_a, i_b و i_c جریان‌های فاز A، B و C هستند. e_a, e_b, e_c ولتاژهای ضد محرکه (EMF) هستند. U_{dc} ولتاژ گذرگاه dc است و u_N ولتاژ نقطه خنثی است. هنگامی که سیم‌پیچ‌های استاتور فاز متقارن باشند و به شکل Y متصل می‌شوند، جریان‌های استاتور سه فاز را می‌توان به صورت (۲) نشان داد:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

از (۱)، روابط به صورت (۳) نوشته می‌شود.

$$\begin{cases} Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N = 0 \\ Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N = U_{dc} \\ Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N = 0 \end{cases} \quad (3)$$

به دست می‌آید؛ بنابراین، می‌توان با تنظیم نرخ افزایش جریان فاز ورودی، ریپل را کاهش داد؛ برای مثال، فرآیند تغییر جریان از فاز AC به فاز BC را در نظر بگیرید. D_B دوره کاری کلید قدرت B تعریف می‌شود. ولتاژ سه فاز را می‌توان به صورت (۹) بیان کرد:

$$\begin{cases} u_A = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N = 0 \\ u_B = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N = D_B \times U_{dc} \\ u_C = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N = 0 \end{cases} \quad (9)$$

با جمع طرفین (۹) و با توجه به اینکه در لحظه کموتاسیون فاز AC به فاز BC، مقادیر $e_a = E$ ، $e_b = E$ و $e_c = -E$ است، داریم:

$$E + 3u_N = D_B \times U_{dc} \Rightarrow u_N = \frac{D_B \times U_{dc} - E}{3} \quad (10)$$

برای u_B می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N &= D_B \times U_{dc} \Rightarrow \\ Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + E + \frac{D_B \times U_{dc} - E}{3} &= D_B \times U_{dc} \Rightarrow \\ Ri_b + L \frac{di_b}{dt} &= \frac{2}{3} D_B \times U_{dc} - \frac{2}{3} E \end{aligned} \quad (11)$$

با کم کردن u_C از u_B و با توجه به (۱۱) برای u_{BC} می‌توان نوشت:

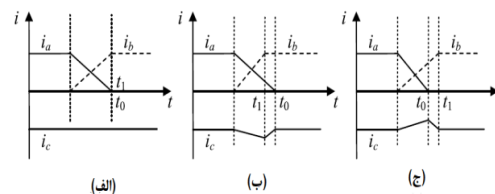
$$\begin{aligned} u_B - u_C = u_{BC} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N - Ri_c - L \frac{di_c}{dt} \\ -e_c - u_N = D_B \times U_{dc} &\Rightarrow \frac{2}{3} D_B \times U_{dc} - \frac{2}{3} E + E - Ri_c \\ -L \frac{di_c}{dt} - (-E) &= D_B \times U_{dc} \Rightarrow -Ri_c - L \frac{di_c}{dt} + \frac{4}{3} E \\ &= \frac{1}{3} D_B \times U_{dc} \end{aligned} \quad (12)$$

با ضرب طرفین (۱۲) در عدد ۳، رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

$$u_B - u_C = u_{BC} = -3L \frac{di_c}{dt} - 3Ri_c + 4E = D_B \times U_{dc} \quad (13)$$

رابطه (۱۳) براساس جریان غیرکموتاسیون نوشته شده است. با استفاده از رابطه فوروارد اوایل و تعریف d_0 عنوان دوره کاری کلید مربوط به جریان فاز ورودی به موتور،

\dot{i}_b است. عمدتاً زمانی این اتفاق می‌افتد که موتور با سرعت کمتری کار می‌کند. در این حالت، $U_{dc} > 4E$ و نرخ شیب با (۷) بیان می‌شود.



شکل (۲) - مشخصه جریان در طول دوره کموتاسیون. جریان غیرکموتاسیون به صورت الف) ثابت ب) محذب و ج) مقعر است.

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} > 0 \\ \frac{di_c}{dt} < 0 \end{cases} \quad (7)$$

برعکس، هنگامی که موتور با سرعت بیشتری حرکت می‌کند، میزان شیب \dot{i}_a از \dot{i}_b بزرگ‌تر است؛ همان‌طور که در شکل (۲-ج) نشان داده شده است. هنگامی که $U_{dc} < 4E$ است، میزان شیب را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} < 0 \\ \frac{di_c}{dt} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

در دو حالت فوق، نوسان جریان غیرکموتاسیون منجر به گشتاور خروجی ناپایدار می‌شود؛ بنابراین، برای از بین بردن ریپل گشتاور، نرخ شیب \dot{i}_c باید صفر باشد که می‌توان با کنترل زمان t_0 یا t_1 و برابر کردن آنها این کار را انجام داد.

۲-۲- استفاده از روش PWM-MPC در

سرعت‌های کم

در سرعت‌های کم، هنگامی که $U_{dc} > 4E$ است، میزان نرخ کاهش جریان فاز خروجی کوچک‌تر از نرخ افزایش جریان فاز ورودی است که منجر به نوسان جریان فاز غیرکموتاسیون و افزایش گشتاور خروجی می‌شود. کاهش سرعت افزایش جریان فاز با تنظیم دوره کاری کلید مربوطه

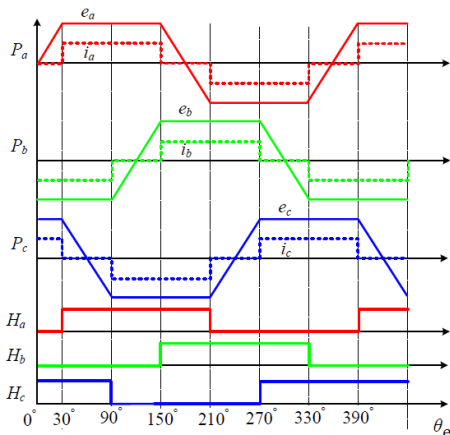
در (۱۶)، ω_r سرعت زاویه‌ای روتور است.

معادله دینامیکی روتور به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_{em} - T_L - B\omega_r) \quad (17)$$

در (۱۷)، J ممان اینرسی، B ضریب میرایی و T_L گشتاور بار است.

با توجه به رابطه گشتاور الکترومغناطیسی، مجموع مقادیر $e_a i_a$ ، $e_b i_b$ و $e_c i_c$ باید ثابت باشند تا گشتاور الکترومغناطیسی ثابت به دست آید. برای ولتاژ ضد محرکه دوزنقه‌ای ایدئال ۱۲۰ درجه، جریان‌های فاز شبه مربعی می‌تواند گشتاور الکترومغناطیسی را برای هر فاز نتیجه دهد. جریان‌ها، ولتاژ ضد محرکه و نیز سیگنال حسگرهای اثر هال که در زوایای ۱۲۰ درجه در اطراف روتور قرار گرفته‌اند، در شکل (۳) نشان داده شده‌اند.



شکل (۳): جریان‌ها، ولتاژ ضد محرکه و سیگنال حسگرهای اثر هال در حالت ایدئال در موتور BLDC

در شکل ۳، P_a ، P_b و P_c مربوط به جریان و ولتاژ ضد محرکه مربوط به فاز A، B و C و H_a ، H_b و H_c سیگنال حسگرهای اثر هال مربوط به این فازها است. در این شکل θ زاویه الکتریکی روتور است.

بلوک دیاگرام کنترل سرعت موتور BLDC همراه با کاهش ریپل گشتاور در شکل (۴) نشان داده شده است. این شکل شامل اینورتر و موتور BLDC است. پارامترهای حسگر اثر هال، سرعت و زاویه روتور اندازه‌گیری می‌شود. با توجه به سرعت مرجع، سرعت واقعی موتور و زاویه

رابطه (۱۳) براساس دوره کاری و به صورت گسسته به صورت زیر بیان می‌شود.

$$d_0 = \left\{ \frac{3L}{T_s} [i(k+1) - i(k)] + 3Ri(k) + 4E(k) \right\} / U_{dc} \quad (14)$$

در (۱۴)، T_s دوره نمونه‌برداری، $i(k)$ جریان غیرکمتاسیون در لحظه k و $i(k+1)$ جریان در لحظه $k+1$ است. $E(k)$ مقدار بیشینه ولتاژ ضد محرکه است که از (۱۵) به دست می‌آید.

$$E(k) = k_e \times n \quad (15)$$

در (۱۵)، k_e ثابت ولتاژ ضد محرکه و n دور واقعی روتور است. فرض می‌شود جریان غیرکمتاسیون در طول بازه کمتاسیون، ثابت و جریان مرجع با جریان پیش‌بینی شده برابر باشد؛ یعنی $i(k+1) = i^*(k)$ که در آن $i^*(k)$ برابر با خروجی حلقه بسته سرعت در لحظه k است.

۲-۳- استفاده از روش افزایش ولتاژ ورودی در سرعت‌های بالا با استفاده از مدار انتخابگر ولتاژ

در سرعت‌های بالاتر که $U_{dc} < 4E$ است، ویژگی‌های جریان و گشتاور متفاوت است. با توجه به (۶)، افزایش ولتاژ گذرگاه dc در زمان کمتاسیون می‌تواند باعث تغییر در نرخ جریان فاز ورودی در حال کمتاسیون شود. در این روش، در شروع زمان کمتاسیون از یک مدار انتخابگر استفاده می‌شود و ولتاژ ورودی به اینورتر از ولتاژ گذرگاه dc قطع می‌شود و به خروجی یک مبدل افزایشنده شبه منبع امپدانس متصل می‌شود.

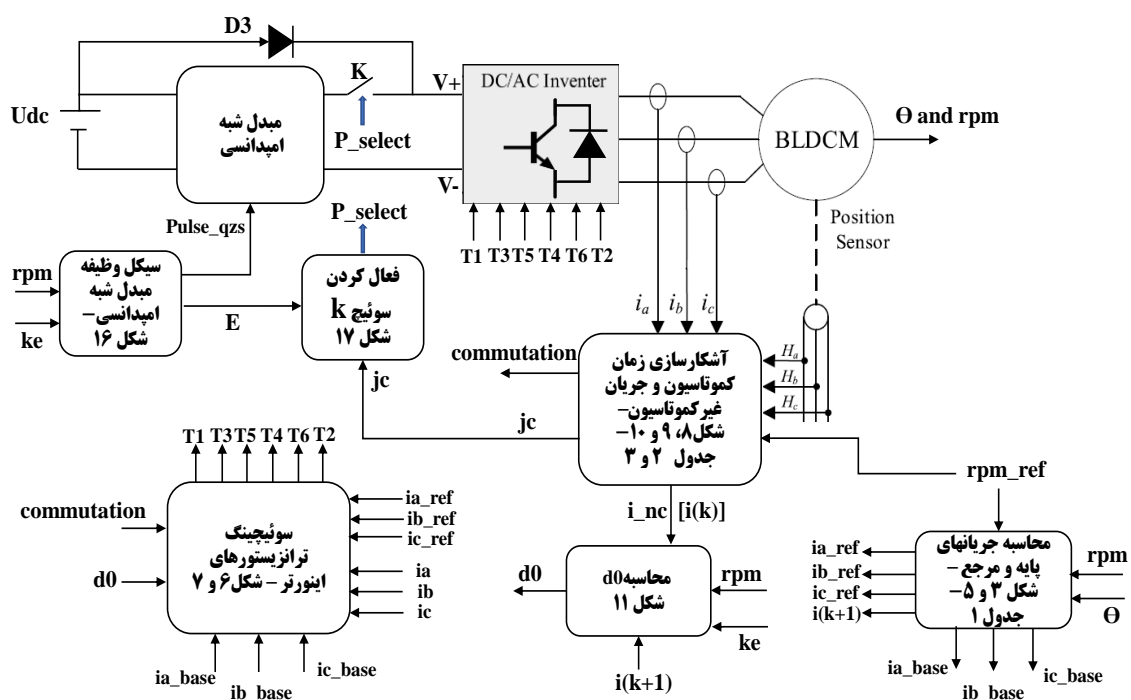
۳- پیاده سازی کنترل سرعت موتور BLDC با کاهش ریپل گشتاور

با توجه به مدل موتور BLDC که در شکل (۱) نشان داده شده است، گشتاور الکترومغناطیسی لحظه‌ای از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$T_{em} = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega_r \quad (16)$$

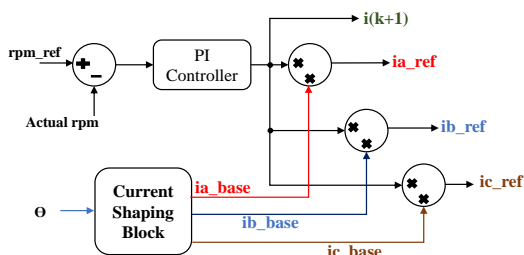
و (۷) انجام می‌شود. مبدل شبه‌منبع امیدانسی و مدارهای کنترلی آن، ولتاژ خروجی مبدل را به ϵ برابر ولتاژ ضد محرکه موتور، تبدیل و در سرعت‌های بالا و در زمان‌های کموتاسیون، کلید K را فعال می‌کند تا از این طریق باعث کاهش ریبیل گشتاور شوند. در ادامه هریک از بلوک‌های سازنده درایو موتور BLDC در شکل (۴) بیان می‌شوند و توضیحات لازم ارائه می‌شود.

روتور، جریان‌های پایه و مرجع و نیز $i(k+1)$ محاسبه می‌شوند. از روی پارامترهای حسگر اثر هال و جریان‌های موتور، زمان‌های کموتاسیون و جریان غیر کموتاسیون آشکار می‌شود و سپس با توجه به (۱۴)، d_0 محاسبه می‌شود تا در زمان‌های کموتاسیون و در سرعت‌های کم به‌عنوان دوره کاری به اینورتر اعمال شود. با توجه به جریان‌های مرجع، پایه، جریان‌های واقعی موتور، d_0 و سیگنال commutation کلیدزنی اینورتر با توجه به شکل‌های (۶)



شکل (۴): بلوک دیاگرام درایو موتور BLDC به همراه سیستم نوین کاهش ریبیل گشتاور

روتور ایجاد می‌کند. جدول (۱) نحوه ایجاد جریان‌های پایه را با توجه به زاویه الکتریکی روتور نشان می‌دهد.

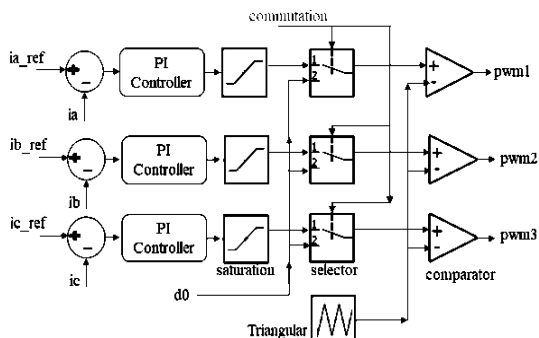


شکل (۵): نحوه ایجاد جریان‌های مرجع برای فازهای موتور BLDC در حلقه کنترل سرعت

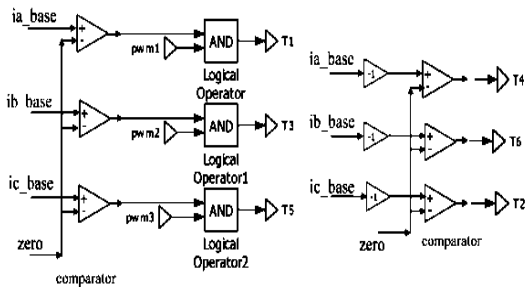
۳-۱- نحوه ایجاد جریان مرجع فازهای موتور

جریان مرجع برای فازهای موتور، با توجه به حلقه کنترل سرعت و زاویه Θ به دست می‌آید. شکل (۵) نحوه ایجاد جریان‌های مرجع برای فازهای موتور را نشان می‌دهد. اختلاف بین سرعت مرجع و سرعت واقعی موتور، بعد از عبور از کنترلر PI به سه ضرب‌کننده وارد می‌شود. ورودی دیگر ضرب‌کننده‌ها از بلوک شکل‌دهی جریان ایجاد می‌شود. این بلوک با استفاده از زاویه الکتریکی روتور، جریان‌های پایه موتور را به وجود می‌آورد. در واقع این بلوک، جریان‌های شبه‌مربعی را با توجه به زاویه الکتریکی

ترانزیستورهای اینورتر همانند شکل (۷) عمل می‌شود. در شکل (۷)، جریان‌های پایه موتور که از صفر بزرگ‌ترند، با سیگنال pwm حاصل از شکل (۶)، AND منطقی و به کلیدهای T_1 ، T_3 و T_5 اعمال می‌شوند. زمان‌هایی که جریان‌های پایه از صفر کوچک‌ترند (یا منفی آنها از صفر بزرگ‌تر است)، کلیدهای T_2 ، T_4 و T_6 روشن می‌شوند و به این ترتیب روش pwm-on به اینورتر موتور BLDC اعمال می‌شود.



شکل (۶): نحوه ایجاد پالس pwm



شکل (۷): نحوه کلیدزنی ترانزیستورهای اینورتر

۳-۳- محاسبه زمان‌های کموتاسیون

اطلاعات موقعیت موتور با استفاده از حسگرهای اثر هال به دست می‌آید. بدین ترتیب، سیگنال‌های H_a ، H_b و H_c به دست می‌آیند. برای به دست آوردن زمان‌های کموتاسیون باید ۶ زمان کموتاسیون را در نظر گرفت که با نماد J_1 تا J_6 مشخص می‌شوند. با توجه به اینکه سرعت مرجع مثبت (ساعتگرد) یا منفی (پادساعتگرد) باشد، حالت‌های مختلفی به وجود می‌آید که باید بررسی شوند؛ برای مثال، در حالت سرعت مثبت و برای به دست آوردن J_1 به این صورت عمل می‌شود: لبه بالارونده H_b ، شروع

جدول (۱): نحوه ایجاد جریان‌های پایه با استفاده از بلوک

شکل‌دهی جریان

i_{base} \ominus	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

۳-۲- ایجاد سیگنال مدولاسیون پهنای پالس

در زمان‌های کموتاسیون و غیر کموتاسیون

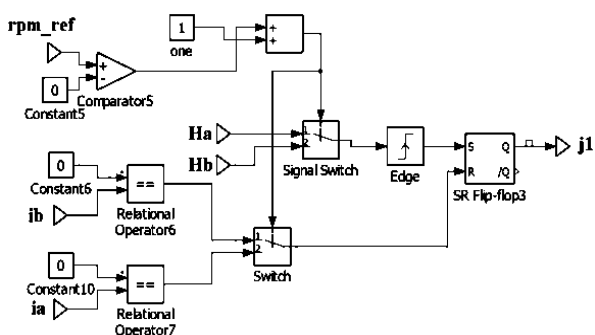
روش برش pwm استفاده‌شده در این مقاله، برای تنظیم سرعت موتور BLDC، طرح pwm-on است که می‌تواند رپل گشتاور کموتاسیون را در مقایسه با سایر حالت‌های کلیدزنی به حداقل برساند [۱۹]. در این روش ترانزیستورهای پایین، T_2 ، T_4 و T_6 ، در هر بخش ۶۰ درجه به صورت روشن و خاموش کنترل می‌شوند و هر یک از ترانزیستورهای بالا، T_1 ، T_3 و T_5 ، با روش مدولاسیون پهنای پالس کنترل می‌شوند. شکل (۶) نحوه ایجاد پالس pwm را با استفاده از این روش نشان می‌دهد. در شکل (۶)، جریان‌های مرجع هر فاز با جریان‌های واقعی استاتور، مقایسه و پس از عبور از کنترلر PI وارد بلوک saturation می‌شوند. در این بلوک سیگنال بین عدد ۱ و -۱ محدود می‌شود. در بلوک selector، انتخاب سیگنال در زمان کموتاسیون و غیر کموتاسیون انجام می‌شود. سیگنال commutation در زمان‌های کموتاسیون فعال می‌شود و بنابراین، d_0 به عنوان سیگنال انتخاب می‌شود. در زمان‌های غیر کموتاسیون خروجی بلوک saturation به مرحله بعد وارد می‌شود. در مرحله comparator، سیگنال ورودی با موج دندان‌اره‌ای با فرکانس ۱۰kHz مقایسه می‌شود و سیگنال pwm را برای کلیدهای اینورتر ایجاد می‌کند.

نحوه ایجاد سیگنال commutation در بخش‌های بعدی توضیح داده خواهد شد. برای کلیدزنی

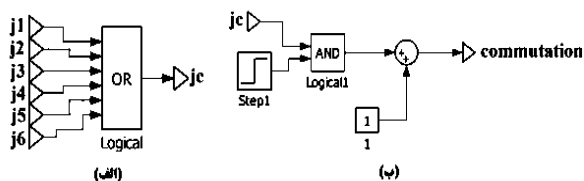
جدول (۲): نحوه محاسبه زمان‌های کموتاسیون با توجه به

سیگنال‌های اثر هال و جریان‌های استاتور

		j_1	j_4	j_2	j_5	j_3	j_6
سرعت ساعت	شروع کموتاسیون	$\uparrow H_b$	$H_b \downarrow$	$\uparrow H_c$	$H_c \downarrow$	$\uparrow H_a$	$H_a \downarrow$
	پایان کموتاسیون	$i_a = 0$	$i_a = 0$	$i_b = 0$	$i_b = 0$	$i_c = 0$	$i_c = 0$
سرعت ساعت	شروع کموتاسیون	$\uparrow H_a$	$H_a \downarrow$	$\uparrow H_b$	$H_b \downarrow$	$\uparrow H_c$	$H_c \downarrow$
	پایان کموتاسیون	$i_b = 0$	$i_b = 0$	$i_c = 0$	$i_c = 0$	$i_a = 0$	$i_a = 0$



شکل (۸): به دست آوردن یکی از شش زمان کموتاسیون- j_1



شکل (۹): الف) نحوه محاسبه زمان کموتاسیون کلی

ب) محاسبه سیگنال commutation

۳-۴- محاسبه جریان غیر کموتاسیون در

زمان‌های کموتاسیون

با توجه به اینکه تغییر فاز در زمان کموتاسیون بین کدام جریان‌ها اتفاق می‌افتد، می‌توان جریان غیر کموتاسیون را تشخیص داد. جدول (۳) نحوه تشخیص جریان غیر کموتاسیون را بیان می‌دارد. مقدار قدر مطلق جریان غیر کموتاسیون در (۱۴) به عنوان $i(k)$ به کار می‌رود.

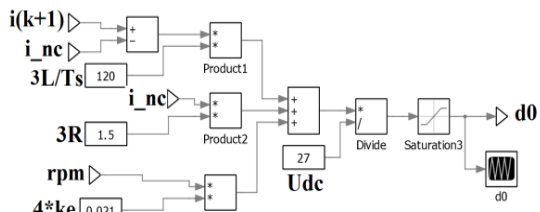
زمان کموتاسیون است و با صفرشدن جریان i_a زمان کموتاسیون پایان می‌یابد. در سرعت‌های منفی، لبه بالارونده H_a شروع زمان کموتاسیون است و با صفرشدن جریان i_b زمان کموتاسیون پایان می‌یابد. این موضوع در شکل (۸) نشان داده شده است.

در شکل (۸)، ابتدا سرعت مثبت (ساعتگرد) یا منفی (پادساعتگرد) با استفاده از مقایسه‌کننده مشخص می‌شود. اگر سرعت مثبت باشد، حالت ۲ انتخاب می‌شود. در این حالت، زمان کموتاسیون با لبه بالارونده H_b آغاز می‌شود و با صفرشدن جریان i_a پایان می‌پذیرد؛ به این ترتیب که با لبه بالارونده H_b فلیپ‌فلاپ یک می‌شود و با صفرشدن جریان i_a فلیپ‌فلاپ صفر می‌شود. در سرعت‌های منفی، حالت ۱ انتخاب می‌شود. برای ۵ زمان دیگر کموتاسیون نیز بدین ترتیب تصمیم‌گیری صورت می‌گیرد. جدول (۲) نحوه محاسبه زمان‌های کموتاسیون را نشان می‌دهد. برای محاسبه زمان کلی کموتاسیون j_c کافی است هر یک از زمان‌های کموتاسیون j_1 تا j_6 با هم OR منطقی شوند. این موضوع در شکل (۹-الف) نشان داده شده است. نحوه ایجاد سیگنال commutation در نرم‌افزار PLECS نیز در شکل (۹-ب) مشاهده می‌شود. در شکل (۹-ب)، j_c با سیگنال پله، AND منطقی می‌شود. دلیل این موضوع این است که الگوریتم کاهش ریپل گشتاور را که با سیگنال commutation در زمان‌های کموتاسیون و در سرعت‌های کم انجام می‌شود، در زمان دلخواه به سیستم کنترلی اعمال شود. در این شبیه‌سازی، سیگنال کنترلی کاهش ریپل گشتاور در سرعت‌های پایین، در زمان 0.6 ثانیه به سیستم کنترلی اعمال می‌شود. اگر j_c (زمان‌های کموتاسیون) و سیگنال پله یک شود، سیگنال commutation عدد ۲ می‌شود و بنابراین، در شکل (۶)، d_0 به عنوان اندیس مدولاسیون انتخاب می‌شود و باعث اعمال الگوریتم کاهش ریپل گشتاور خواهد شد؛ زیرا حالت ۲ سلکتور انتخاب خواهد شد.

شده است. i_{nc} قدر مطلق جریان غیر کموتاسیون در طول زمان کموتاسیون است که در شکل (۱۰) و با توجه به جدول (۳) محاسبه شده است. عدد ۱۲۰ برابر $3L/T_s$ است که با توجه به مقدار اندوکتانس فاز و زمان نمونه برداری جدول (۴) محاسبه شده است. عدد $1/5$ برابر $3R$ است که با توجه به مقاومت فاز جدول (۴) محاسبه شده است. همچنین، عدد 0.21 ، چهار برابر ضریب ولتاژ ضد محرکه است. مقدار U_{dc} هم برابر ۲۷ ولت در نظر گرفته شده است.

جدول (۴): پارامترهای موتور شبیه سازی شده در نرم افزار

PLECS	
پارامتر	مقدار
ولتاژ نامی	۲۷V
دور نامی	۲۰۰۰Rpm
مقاومت فاز	۰/۵ Ω
اندوکتانس فاز	۱ mH
تعداد قطبها	۲ عدد (یک جفت)
گشتاور نامی	۰/۲ N.m
ضریب ولتاژ ضد محرکه	۰/۰۰۵۲۵ V/rpm
زمان نمونه برداری	۲۵ μ sec
پله زمانی شبیه سازی	۲/۵ μ sec



شکل (۱۱): محاسبه اندیس مدولاسیون d_0 در زمانهای کموتاسیون برای کاهش ریپل گشتاور در سرعت های کم

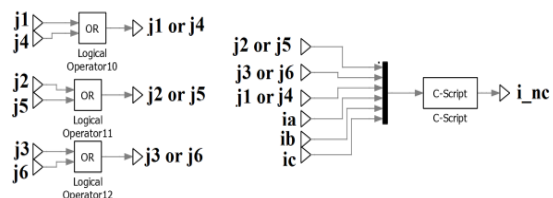
۳-۶- مبدل شبه منبع امپدانس

در سرعت های بالا، یک شبکه شبه منبع امپدانس برای ایجاد ولتاژ بالاتر از ولتاژ منبع تغذیه dc استفاده می شود و ولتاژ گذرگاه dc بلافاصله در ابتدای هر بازه کموتاسیون با استفاده از مدار انتخابگر تغییر می کند تا ولتاژ ورودی اینورتر ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه موتور شود تا تغییرات شیب جریان غیر کموتاسیون صفر شود و بنابراین، ریپل گشتاور کاهش یابد. مدار معادل مبدل شبه امپدانس در شکل (۱۲) نشان

جدول (۳): نحوه تشخیص جریان غیر کموتاسیون

تغییر وضعیت حسگرهای اثر هال	جریان غیر کموتاسیون	تغییر فاز در لحظه کموتاسیون
$H_b \uparrow$	i_c	$AC \rightarrow BC$
$H_a \downarrow$	i_b	$BC \rightarrow BA$
$H_c \uparrow$	i_a	$BA \rightarrow CA$
$H_b \downarrow$	i_c	$CA \rightarrow CB$
$H_a \uparrow$	i_b	$CB \rightarrow AB$
$H_c \downarrow$	i_a	$AB \rightarrow AC$

شکل (۱۰) نحوه به دست آوردن جریان غیر کموتاسیون را در نرم افزار PLECS نشان می دهد. در شکل (۱۰) با توجه به زمان های کموتاسیون، جریان غیر کموتاسیون به دست می آید؛ برای مثال، اگر حاصل OR منطقی زمان های کموتاسیون $j2$ و $j5$ یک شود، با توجه به جداول (۲) و (۳) جریان غیر کموتاسیون برابر i_a در نظر گرفته می شود. به همین ترتیب برای سایر زمان های کموتاسیون نیز جریان غیر کموتاسیون محاسبه خواهد شد. بلوک C-Script در شکل (۱۰) برنامه ای است که جدول (۳) را پیاده سازی می کند و i_{nc} خروجی قدر مطلق جریان غیر کموتاسیون است.



شکل (۱۰): محاسبه جریان غیر کموتاسیون با توجه به منطق زمان های کموتاسیون و با استناد به جدول (۳)

۳-۵- محاسبه دوره کاری در زمان های

کموتاسیون d_0

جدول (۴) مشخصات موتور شبیه سازی شده در نرم افزار PLECS را نشان می دهد. با توجه به (۱۴)، شکل (۵) و (۶)، جداول (۲)، (۳) و (۴) مقدار d_0 به صورت شکل (۱۱) محاسبه می شود. در شکل (۱۱) مقدار $i(k+1)$ از حلقه کنترل سرعت به دست می آید که در شکل (۵) نشان داده

انرژی آزادشده از خازن C1 و منبع تغذیه Udc شارژ می‌شود و جریان سلف L1 افزایش می‌یابد. در این حالت، خازن C2، سلف L2 را شارژ می‌کند. هنگامی که کل چرخه کلیدزنی کامل شد، جریان سلف‌های L1 و L2 دوباره کاهش می‌یابد تا انرژی بار را تأمین کند. در نهایت، Vo بزرگ‌تر از Udc خواهد شد و ولتاژ افزایش می‌یابد. میانگین ولتاژ خروجی شبکه شبه‌مبدل امپدانی را می‌توان به صورت (۱۸) بیان کرد [۲۱]:

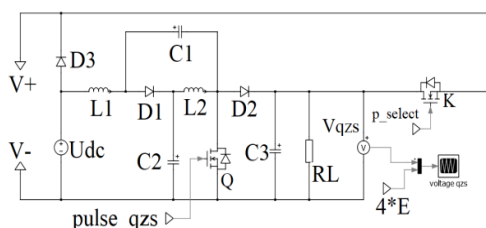
$$\bar{V}_o = \frac{1}{1-2D} \times U_{dc} \quad (18)$$

که در آن، D دوره کاری کلید Q است.

اگر ولتاژ خروجی مبدل شبه‌امپدانی ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه شود تا ریپل گشتاور از بین برود، می‌توان مقدار دوره کاری Q را به صورت زیر محاسبه کرد.

$$4E = \frac{1}{1-2D} \times U_{dc} \Rightarrow 1-2D = \frac{U_{dc}}{4E} \Rightarrow 2D = 1 - \frac{U_{dc}}{4E} \Rightarrow D = 0.5 - \frac{U_{dc}}{8E} \quad (19)$$

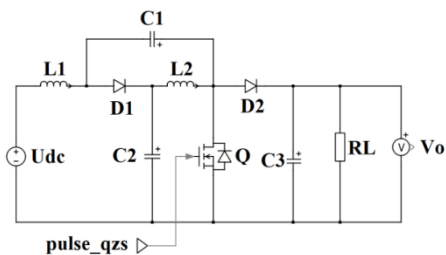
مبدل شبه‌مبدل امپدانی به همراه مدار انتخاب ولتاژ dc در شکل (۱۵) نشان داده شده است. در شکل (۱۵) کلید K به همراه دیود D3 نقش مدار انتخاب ولتاژ dc را ایفا می‌کند. در سرعت‌های کم که ولتاژ ورودی از ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه بیشتر است، ولتاژ Udc از طریق دیود D3 به ورودی اینورتر اعمال می‌شود.



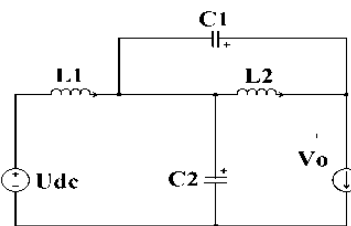
شکل (۱۵): مبدل شبه‌مبدل امپدانی به همراه مدار انتخاب ولتاژ dc در زمان کموتاسیون

سیگنال‌های v+ و v- به ورودی اینورتر متصل می‌شوند. در سرعت‌های بالا که ولتاژ dc ورودی از ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه کمتر است، سیکل کاری کلید Q طبق (۱۹) تنظیم می‌شود و خروجی مبدل شبه‌امپدانی ۴ برابر

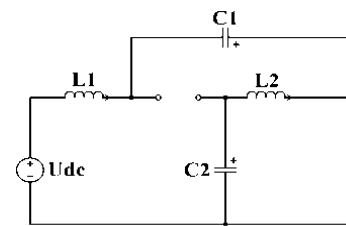
داده شده است [۲۰]. Udc ولتاژ منبع dc و RL بار معادل سیستم است. شبکه شبه‌مبدل امپدانی می‌تواند ولتاژ خروجی Vo را با کنترل دوره کاری کلید Q (pulse_qzs) افزایش دهد. دو حالت کلیدزنی مبدل شبه‌مبدل امپدانی شامل حالت وصل Q و حالت قطع Q است. هنگامی که Q قطع است، دیود D1 وصل می‌شود و مدار معادل خروجی همانند یک منبع جریان عمل می‌کند؛ همان‌طور که در شکل (۱۳) نشان داده شده است. هنگامی که Q وصل است، دیود D1 قطع می‌شود؛ همان‌طور که در شکل (۱۴) نشان داده شده است.



شکل (۱۲): مدار معادل مبدل شبه‌امپدانی

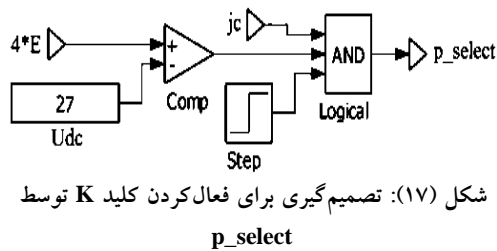


شکل (۱۳): مدار معادل مبدل شبه‌امپدانی در زمان قطع Q



شکل (۱۴): مدار معادل مبدل شبه‌امپدانی در زمان وصل Q

در حالت کار مدار باز ساق، کلید Q خاموش می‌شود و جریان توسط سلف‌های L1 و L2 و منبع تغذیه Udc تأمین می‌شود. خازن C2 انرژی را ذخیره می‌کند و بار انرژی را مصرف می‌کند. در این حالت، دیود D1، در شرایط ایدئال، مانند یک سیم عمل می‌کند. هنگامی که کلید Q روشن می‌شود، مدار در حالت اتصال کوتاه ساق کار می‌کند. دیود D1 قطع می‌شود. سلف L1 در نیمه سمت چپ مدار توسط



شکل (۱۷): تصمیم‌گیری برای فعال کردن کلید K توسط p_select

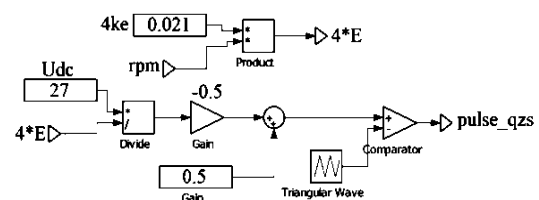
۳-۷- اینورتر و موتور BLDC و حسگرهای

سرعت و موقعیت

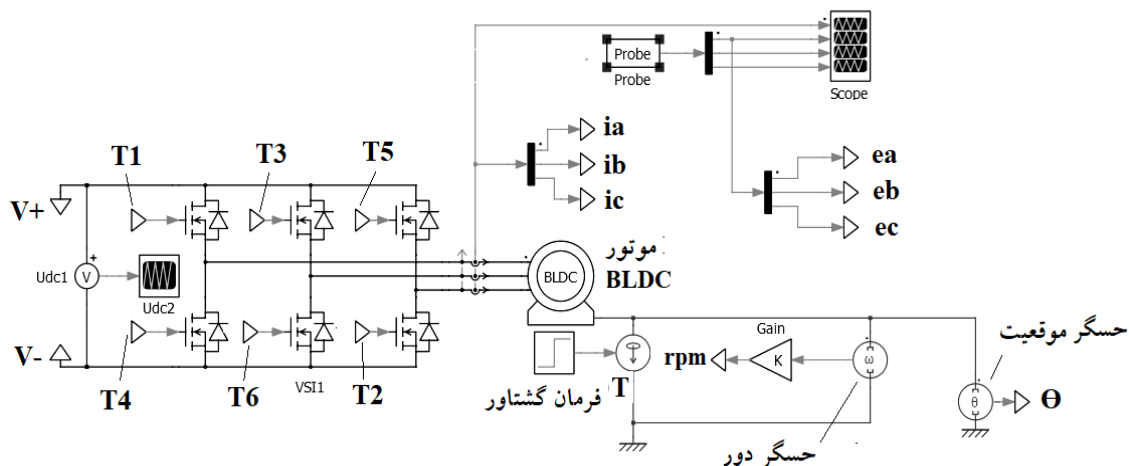
برای پیاده‌سازی اینورتر در نرم‌افزار PLECS از VSI آماده در این نرم‌افزار و نوع MOSFET استفاده می‌شود. همچنین، از موتور BLDC در این نرم‌افزار استفاده شده است و مقادیر جدول (۴) به‌عنوان پارامترهای موتور اعمال شده‌اند. شکل (۱۸) اینورتر، موتور و حسگرهای استفاده‌شده از جمله حسگر جریان استاتور، حسگر موقعیت و حسگر دور را نشان می‌دهد. در شکل (۱۸)، پایه‌های $v+$ و $v-$ به برچسب‌های مشابه در شکل (۱۵) متصل شده است. اینورتر و موتور به یکدیگر متصل شده‌اند و حسگرها جریان‌های استاتور را اندازه‌گیری می‌کنند. از طریق یک تابع پله گشتاور نامی موتور به مقدار $0.2N.m$ به قسمت مکانیکی موتور اعمال می‌شود. زاویه روتور از طریق حسگر موقعیت اندازه‌گیری می‌شود و با برچسب θ نام‌گذاری شده است. از θ برای یافتن جریان‌های پایه موتور و نیز محاسبه جریان‌های مرجع استفاده می‌شود. علاوه بر آن، حسگر دور برای اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای استفاده می‌شود. سرعت بر حسب rad/sec است و با ضریب $30/\pi$ به rpm تبدیل می‌شود. در بخش Probe گشتاور موتور، سرعت و نیز ولتاژهای ضد محرکه موتور، e_a ، e_b و e_c ، قابل اندازه‌گیری و مشاهده هستند.

ولتاژ ضد محرکه خواهد شد. شکل (۱۶) نحوه ایجاد دوره کاری برای مبدل شبه‌منبع امپدانس را نشان می‌دهد. در این شکل دوره کاری با موج مثلثی با فرکانس $10 kHz$ مقایسه و پالس‌های کلید Q برای مبدل شبه‌منبع امپدانس ایجاد می‌شود.

در سرعت‌های بالا، ولتاژ dc از 4 برابر ولتاژ ضد محرکه کمتر است. در زمان‌های کموتاسیون کلید K با p_select فعال می‌شود و خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانس را به اینورتر اعمال می‌کند. از آنجا که ولتاژ خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانس بیشتر از U_{dc} است، D3 در این هنگام قطع می‌شود و از تداخل ولتاژها جلوگیری می‌شود. برای فعال شدن کلید K به صورت شکل (۱۷) تصمیم‌گیری می‌شود. در شکل (۱۷) اگر ولتاژ ورودی از 4 برابر ولتاژ ضد محرکه کمتر باشد (سرعت بالا) و زمان‌های کموتاسیون نیز فعال باشد (J_c یک شود) و زمانی که سیگنال کنترلی برای کاهش ریپل گشتاور توسط پله واحد در زمان دلخواه فعال شود، (در این شبیه‌سازی زمان $1/7$ ثانیه در نظر گرفته شده است)، در آن صورت، سیگنال p_select، یک و بنابراین، کلید K فعال می‌شود و خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانس به ورودی اینورتر متصل می‌شود تا ریپل گشتاور کاهش یابد.



شکل (۱۶): نحوه ایجاد سیکل کاری برای مبدل شبه‌امپدانس

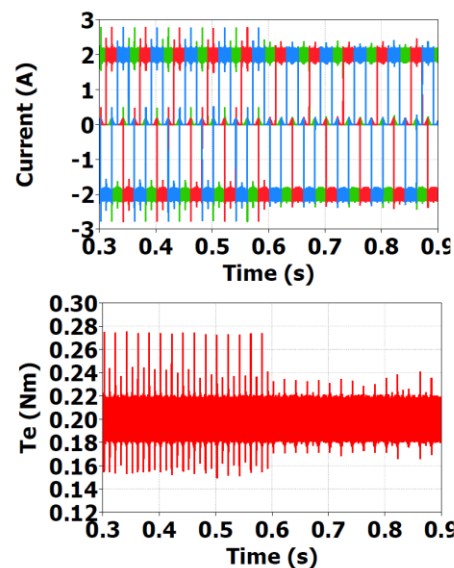


شکل (۱۸): اینورتر، موتور BLDC و حسگرهای استفاده‌شده در نرم‌افزار PLECS

۴- نتایج شبیه‌سازی

در شکل (۱۹) قبل از زمان ۰/۶ ثانیه، روش کنترلی کاهش ریپل اعمال نشده است. پس از این زمان و اعمال روش کنترلی، ریپل جریان و به تبع آن ریپل گشتاور کاهش یافته است. مشاهده می‌شود میزان ریپل گشتاور از مقدار ۰/۱۱N.m (تفاوت بین بیشینه ۰/۲۷N.m و کمینه ۰/۱۶N.m گشتاور) به مقدار ۰/۰۵N.m (تفاوت بین بیشینه ۰/۲۳N.m و کمینه ۰/۱۸N.m گشتاور) رسیده است. این موضوع نشان می‌دهد در گشتاور نامی ۰/۲N.m، میزان ریپل گشتاور از حدود ۵۵ درصد مقدار نامی به ۲۵ درصد کاهش یافته است. مقدار ولتاژ ضد محرکه حدود ۵/۲۵ ولت است که ۴ برابر آن، ۲۱ ولت خواهد بود و بنابراین، مقدار Udc از این مقدار بیشتر است. شکل (۲۰) شیب جریان‌های خروجی و ورودی، جریان غیرکمو تاسیون و نیز گشتاور را قبل (شکل ۲۰-الف)) و بعد از اعمال سیستم کنترلی (شکل ۲۰-ب)) کاهش ریپل نشان می‌دهد. قبل از اعمال روش کنترلی، شیب جریان‌های ورودی و خروجی متفاوت است و جریان غیرکمو تاسیون نیز نوسان دارد و ریپل گشتاور از مقدار ۰/۱۶ تا ۰/۲۷ نیوتن-متر (۰/۱۱N.m) است. بعد از اعمال روش کنترلی، شیب جریان‌های ورودی و خروجی برابر شده و نوسان جریان غیرکمو تاسیون و نیز ریپل گشتاور به مقدار ۰/۰۵N.m (ریپل بین ۰/۱۸ تا ۰/۲۳ نیوتن-متر) کاهش یافته است.

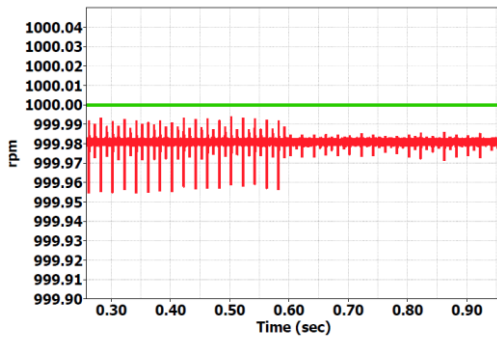
شبیه‌سازی موتور برای دو سرعت ۱۰۰۰rpm و ۲۰۰۰rpm در نرم‌افزار PLECS انجام شده است. در سرعت ۱۰۰۰rpm، ولتاژ Udc=۲۷۷ از ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه بیشتر است و بنابراین، سیستم کنترلی از روش کنترل دوره کاری d_0 استفاده می‌کند. برای نشان‌دادن اینکه این روش کارایی مناسبی دارد، روش کنترلی کاهش ریپل گشتاور از زمان ۰/۶ ثانیه اعمال می‌شود. در شکل (۱۹)، نتایج شبیه‌سازی جریان‌های استاتور و گشتاور موتور نشان داده شده‌اند.



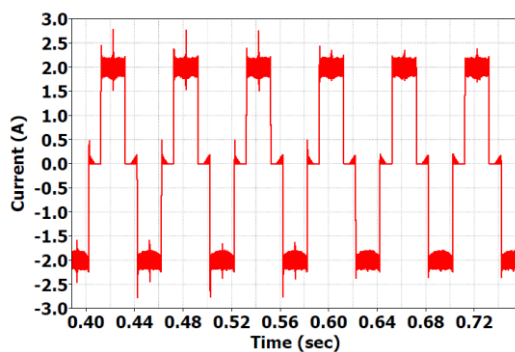
شکل (۱۹): جریان‌های استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی موتور

در BLDC در سرعت ۱۰۰۰rpm قبل و بعد از اعمال روش کنترلی -

زمان ۰/۶ ثانیه



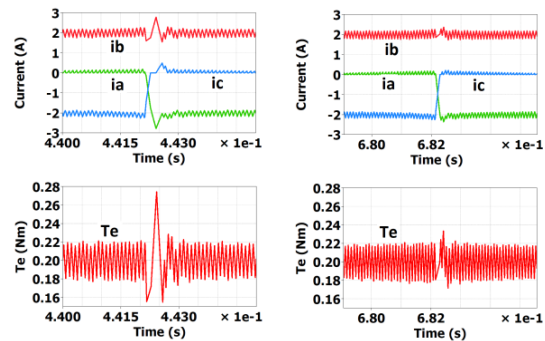
شکل (۲۱): دور مرجع (سبز) و دور واقعی (قرمز) موتور قبل و بعد از اعمال روش کنترلی در سرعت ۱۰۰۰rpm



شکل (۲۲): جریان استاتور i_a قبل و بعد از اعمال روش کنترلی در سرعت 1000 rpm

در این شکل، قبل از زمان ۱/۷ ثانیه، روش کنترلی کاهش ریپل اعمال نشده است. پس از این زمان و اعمال روش کنترلی، ریپل جریان و به تبع آن، ریپل گشتاور کاهش یافته است. مشاهده می‌شود میزان ریپل گشتاور از مقدار ۰/۱۳N.m (تفاوت بین ۰/۱۴ تا ۰/۲۷ نیوتن-متر) به مقدار ۰/۰۲N.m (تفاوت بین ۰/۱۹ تا ۰/۲۱ نیوتن-متر) رسیده است. این موضوع نشان می‌دهد در دور ۲۰۰۰ rpm مقدار ریپل گشتاور از حدود ۶۵ درصد مقدار نامی به ۱۰ درصد مقدار نامی کاهش یافته است. مقدار ولتاژ ضد محرکه حدود ۱۰/۵ ولت است که ۴ برابر آن ۴۲ ولت خواهد بود و بنابراین، مقدار U_{dc} از این مقدار کمتر است.

شکل (۲۴) شیب جریان‌های خروجی و ورودی، جریان غیر کموتاسیون و نیز گشتاور را قبل (شکل ۲۴-الف)) و بعد از اعمال سیستم کنترلی (شکل ۲۴-ب)) کاهش ریپل نشان می‌دهد.



(الف) (ب)

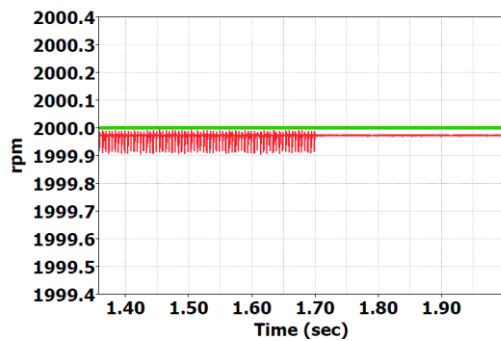
شکل (۲۰): الف- ریپل گشتاور بدون اعمال سیستم کنترلی و ب) بعد از اعمال سیگنال کنترلی - سرعت ۱۰۰۰rpm - شیب جریان‌های ورودی و خروجی (رنگ سبز و آبی) برابر شده و ریپل جریان غیر کموتاسیون (رنگ قرمز) و ریپل گشتاور کاهش یافته است.

این موضوع نشان می‌دهد میزان ریپل گشتاور در سرعت ۱۰۰۰rpm از حدود ۵۵ درصد مقدار نامی به ۲۵ درصد مقدار نامی کاهش یافته است. عملکرد کاهش ریپل گشتاور بر نوسان دور نیز تأثیرگذار است. شکل (۲۱) دور مرجع و دور واقعی موتور را قبل و بعد از اعمال روش کنترلی نشان می‌دهد. در شکل (۲۱)، با اعمال روش کنترلی در زمان ۰/۶s، نوسان دور از مقدار ۰/۰۵rpm به کمتر از ۰/۰۱rpm کاهش یافته است. در این شکل، رنگ سبز، دور مرجع و رنگ قرمز دور واقعی موتور را نشان می‌دهد. شکل (۲۲)، جریان i_a را به‌تنهایی نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود ریپل جریان استاتور در زمان ۰/۶s با اعمال روش کنترلی، کاهش یافته است.

در سرعت ۲۰۰۰rpm، ولتاژ $U_{dc}=277$ از ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه کمتر است و بنابراین، سیستم کنترلی از روش اعمال ولتاژ dc بالاتر در زمان‌های کموتاسیون استفاده می‌کند. این کار با تنظیم ولتاژ خروجی مبدل شبه‌منبع امیدانسی و اعمال آن در زمان‌های کموتاسیون به ورودی اینورتر انجام می‌شود. برای نشان دادن اینکه این روش کارایی مناسبی دارد، روش کنترلی کاهش ریپل گشتاور از زمان ۱/۷ ثانیه اعمال می‌شود. در شکل (۲۳)، نتایج شبیه سازی جریان استاتور و گشتاور موتور نشان داده شده است.

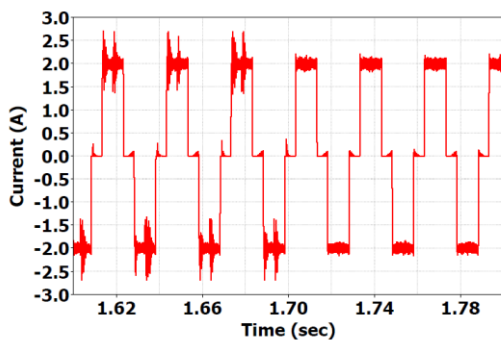
رنگ قرمز دور واقعی موتور را نشان می‌دهد.

شکل (۲۶)، جریان i_a را به‌تنهایی نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود نوسان جریان استاتور در زمان $1/7$ sec با اعمال روش کنترلی، کاهش یافته است. خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانسی (سبز) و ξ برابر ولتاژ ضد محرکه (قرمز) (ξE) در شکل (۲۷) نشان داده شده است.



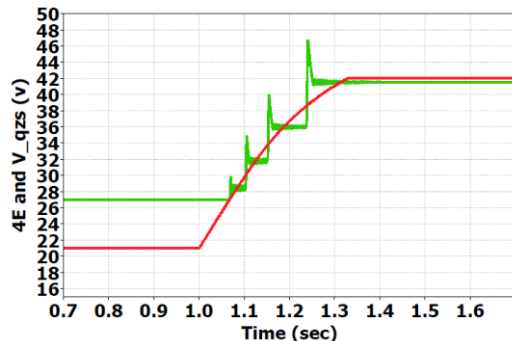
شکل (۲۵): دور مرجع (سبز) و دور واقعی (قرمز) موتور قبل

و بعد از اعمال روش کنترلی در سرعت 2000rpm



شکل (۲۶): جریان استاتور i_a قبل و بعد از اعمال روش

کنترلی در سرعت 2000rpm

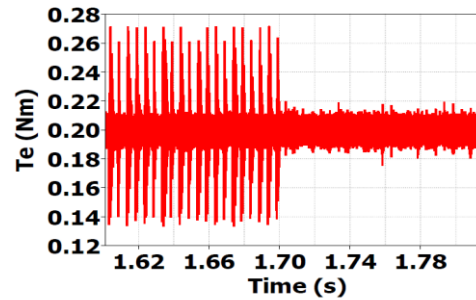
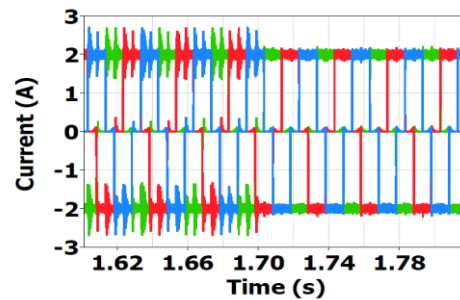


شکل (۲۷): خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانسی (رنگ سبز) و ξ

برابر ولتاژ ضد محرکه (ξE) (رنگ قرمز) در دور مرجع

1000rpm (قبل از زمان ۱s) و در دور مرجع 2000rpm (بعد

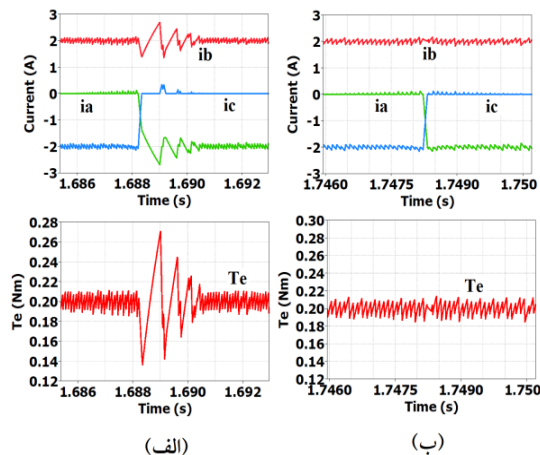
از زمان ۱s)



شکل (۲۳): جریان استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی موتور

BLDC در سرعت 2000rpm قبل و بعد از اعمال روش

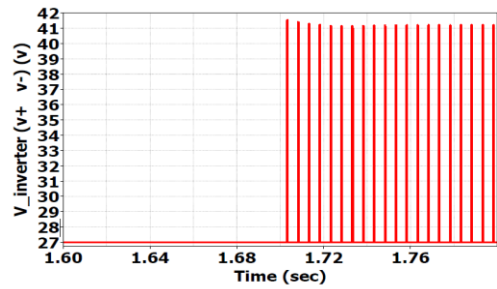
کنترلی - زمان $1/7$ ثانیه



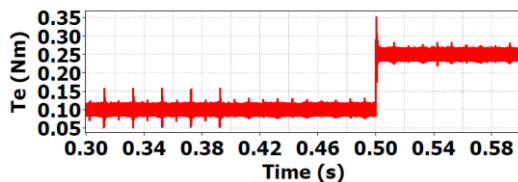
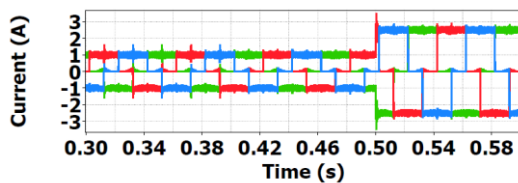
شکل (۲۴): (الف) ریپل گشتاور بدون اعمال سیستم کنترلی و

(ب) بعد از اعمال سیگنال کنترلی - سرعت 2000rpm - شیب جریان‌های ورودی و خروجی (رنگ سبز و آبی) برابر شده و ریپل جریان غیرکمو تاسیون (رنگ قرمز) و ریپل گشتاور کاهش یافته است.

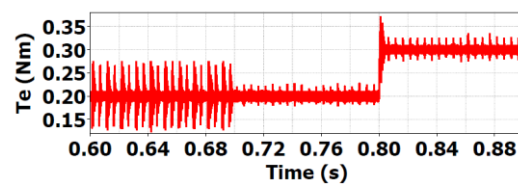
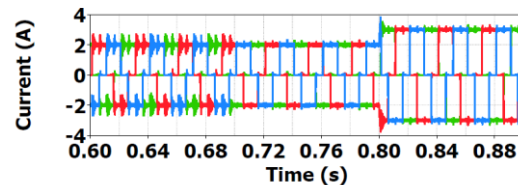
عملکرد کاهش ریپل گشتاور بر نوسان دور نیز تأثیرگذار است. شکل (۲۵) دور مرجع و دور واقعی موتور را قبل و بعد از اعمال روش کنترلی در سرعت بالا نشان می‌دهد. در شکل (۲۶)، با اعمال روش کنترلی در زمان $1/7\text{s}$ ، نوسان دور از مقدار 0.09rpm به کمتر از 0.01rpm کاهش یافته است. در این شکل، رنگ سبز، دور مرجع و



شکل (۲۸): ولتاژ ورودی اینورتر در دور ۲۰۰۰rpm و با فعال کردن سیستم کنترلی در زمان ۱/۷s برابر ولتاژ خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانسی (۴۲ ولت) می‌شود.



شکل (۲۹): عملکرد روش کنترلی در تغییرات گشتاور بار از ۰/۱ به ۰/۲۵ نیوتن-متر در دور ۱۰۰۰rpm



شکل (۳۰): عملکرد روش کنترلی در تغییرات گشتاور بار از ۰/۲ به ۰/۳ نیوتن-متر در دور ۲۰۰۰rpm

(۳۱) آورده شده‌اند. در این شکل، روش کنترلی در زمان ۱/۲ ثانیه و فرمان افزایش دور در زمان ۱/۳ ثانیه اعمال شده است. در این زمان، گشتاور اعمالی به موتور افزایش یافته و در زمان ۱/۵۲ ثانیه، دور به مقدار ۱۲۰۰rpm افزایش یافته و گشتاور اعمالی به موتور نیز با گشتاور بار برابر شده است.

در زمان‌های کمتر از ۱s دور موتور ۱۰۰۰rpm است و E برابر ۲۱ ولت است که از ولتاژ U_{dc} کمتر است؛ بنابراین، ولتاژ خروجی مبدل شبه‌امپدانسی ۲۷ ولت باقی می‌ماند و به اینورتر اعمال می‌شود. در زمان ۱s، دور مرجع ۲۰۰۰rpm می‌شود. دور موتور در ۱/۳s به مقدار ۲۰۰۰rpm می‌رسد و E به ۴۲ ولت رسیده است که از U_{dc} بیشتر است. مشاهده می‌شود ولتاژ مبدل شبه‌منبع امپدانسی افزایش یافته و به مقدار حدود ۴۲ ولت رسیده است. با توجه به افزایش ولتاژ ضد محرکه با یک شیب مشخص (به دلیل افزایش دور موتور با شیب مشخص) در فاصله زمانی ۱ تا ۱/۳ ثانیه، خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانسی افزایش یافته و به مقدار ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه (۴۲ ولت) رسیده است. در زمان ۱/۷s سیستم کنترلی به موتور اعمال شده است. با وصل کردن کلید K در زمان‌های کموتاسیون، ولتاژ ورودی اینورتر برابر خروجی مبدل شبه‌منبع امپدانسی خواهد شد؛ بنابراین، در زمان‌های بزرگ‌تر از ۱/۷s و در زمان‌های کموتاسیون، ولتاژ ورودی اینورتر به مقدار حدودی ۴۲ ولت خواهد رسید. این موضوع در شکل (۲۸) نشان داده شده است.

عملکرد روش کنترلی در تغییرات گشتاور بار (تغییر از ۰/۱ به ۰/۲۵ نیوتن-متر) در سرعت ۱۰۰۰rpm در شکل (۲۹) نشان داده شده است. در این شکل، روش کنترلی در زمان ۰/۴ ثانیه اعمال شده است. در زمان ۰/۵ ثانیه گشتاور بار از مقدار ۰/۱ به ۰/۲۵ نیوتن-متر تغییر کرده است. عملکرد روش کنترلی در کاهش رپیل در هر دو سطح گشتاور مشهود است.

عملکرد روش کنترلی در تغییرات گشتاور بار (تغییر از ۰/۲ به ۰/۳ نیوتن-متر) در سرعت ۲۰۰۰rpm در شکل (۳۰) نشان داده شده است. در این شکل، روش کنترلی در زمان ۰/۷ ثانیه اعمال شده است. در زمان ۰/۸ ثانیه گشتاور بار از مقدار ۰/۲ به ۰/۳ نیوتن-متر تغییر کرده است. عملکرد روش کنترلی در کاهش رپیل در هر دو سطح گشتاور مشاهده می‌شود.

عملکرد روش کنترلی در دو دور مختلف در سرعت‌های پایین (شامل ۱۰۰۰rpm و ۱۲۰۰rpm) و گشتاور بار ۰/۲Nm نیز بررسی شد و نتایج آن در شکل

نتیجه‌گیری

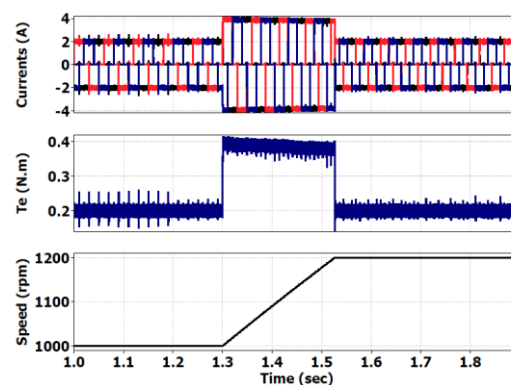
در این مقاله یک روش ترکیبی جدید برای کاهش ریبیل گشتاور موتور BLDC با ولتاژ ضد محرکه دوزنقه‌ای و با کموتاسیون شبه‌مربعی ارائه شد. این روش ترکیبی در سرعت‌های پایین و بالا قابلیت کاهش ریبیل گشتاور حاصل از کموتاسیون شبه‌مربعی را دارد. علل کاهش ریبیل گشتاور، بررسی و در سرعت‌های پایین، روش کنترلی با استفاده از دوره کاری جدید در زمان کموتاسیون اعمال شده است. با این روش، شیب جریان قطع‌شونده از موتور و شیب جریان وصل‌شونده به موتور برابر شده و در نتیجه، با کاهش نوسان جریان غیر کموتاسیون، ریبیل گشتاور موتور کاهش یافته است. در سرعت‌های بالا روش کنترلی افزایش ولتاژ ورودی اینورتر در زمان کموتاسیون، با استفاده از مبدل افزایش‌دهنده شبه‌منبع امپدانس بررسی و تحلیل شد. نتایج تئوری بیان‌شده نیز با نرم‌افزار PLECS شبیه‌سازی شدند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهند استفاده از روش تغییر دوره کاری در زمان‌های کموتاسیون و در سرعت‌های پایین (سرعت‌هایی که ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه از ولتاژ گذرگاه dc کمتر است)، ریبیل گشتاور را از مقدار ۵۵ درصد مقدار نامی تا ۲۵ درصد مقدار نامی کاهش می‌دهد. همچنین، مقدار ریبیل گشتاور در سرعت‌های بالا (سرعت‌هایی که ۴ برابر ولتاژ ضد محرکه از ولتاژ گذرگاه dc بیشتر است)، از مقدار ۶۵ درصد مقدار نامی به ۱۰ درصد مقدار نامی کاهش می‌یابد؛ بنابراین، نتایج شبیه‌سازی، صحت روش‌های ارائه شده را تأیید می‌کنند.

مراجع

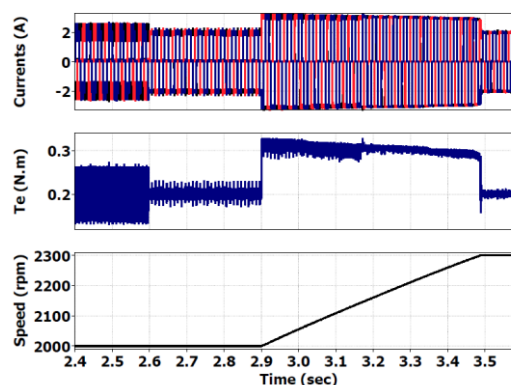
- [1] K. Xia, J. Lu, C. Bi, Y. Tan, and B. Dong, "Dynamic commutation torque-ripple reduction for brushless DC motor based on quasi-Z-source net." IET Electr. Power Appl., Vol. 10, pp. 819–826, Nov. 2016.
- [2] G.-J. Su and J. W. McKeever, "Low-cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 19, No. 2, pp. 296–302, Mar. 2004.
- [3] Y.-C. Son, K. Y. Jang, and B.-S. Suh, "Integrated MOSFET inverter module for low-power drive system," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 44, No. 3, pp. 878–886, May/Jun. 2008.
- [4] K. Xia, Z. Li, J. Lu, B. Dong, and C. Bi, "Acoustic noise of brushless DC motors induced by

مشاهده می‌شود در هر یک از دورهای ۱۰۰۰rpm و ۱۲۰۰rpm، ریبیل گشتاور کاهش یافته است.

در ادامه، عملکرد روش کنترلی فوق در دو دور مختلف در سرعت‌های بالا (شامل ۲۰۰۰rpm و ۲۳۰۰rpm) و گشتاور بار ۰/۲N.m نیز بررسی شد و نتایج آن در شکل (۳۲) ارائه شده‌اند. در این شکل، روش کنترلی در زمان ۲/۶ ثانیه و فرمان افزایش دور در زمان ۲/۹ ثانیه اعمال شده است. در این زمان، گشتاور اعمالی به موتور افزایش یافته و در زمان ۳/۴۸ ثانیه دور به مقدار ۲۳۰۰rpm افزایش یافته و همچنین، گشتاور اعمالی به موتور با گشتاور بار برابر شده است. ملاحظه می‌شود در هر یک از دورهای ۲۰۰۰rpm و ۲۳۰۰rpm، ریبیل گشتاور کاهش یافته است.



شکل (۳۱): عملکرد روش کنترلی در تغییر سرعت ۱۰۰۰rpm به ۱۲۰۰rpm و گشتاور بار ۰/۲N.m



شکل (۳۲): عملکرد روش کنترلی در تغییر سرعت ۲۰۰۰rpm به ۲۳۰۰rpm و گشتاور بار ۰/۲N.m

- level NPC inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 33, No. 1, pp. 535–546, Jan. 2018.
- [13] A. G. Castro and et al., "Finite control-set predictive power control of BLDC drive for torque ripple reduction," *IEEE Latin Amer. Trans.*, Vol. 16, No. 4, pp. 1128–1135, Apr. 2018.
- [14] J. Rodriguez and et al., "Predictive control of three-phase inverter," *Electron. Lett.*, Vol. 40, No. 9, pp. 561–563, Apr. 2004.
- [15] P. Lezana, R. Aguilera, and D. E. Quevedo, "Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1839–1846, Jun. 2009.
- [16] S. Müller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 6, pp. 1607–1615, Dec. 2005.
- [17] Anderson, J. and Peng, F.Z. "Four quasi-Z-source inverters". *Power Electronics Specialists Conf.*, IEEE, pp. 2743–2749, June 2008.
- [18] C. Bi, Q. Jiang, S. Lin, T. S. Low, and A. A. Mamun, "Reduction of acoustic noise in FDB spindle motors by using drive technology," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 39, No. 2, pp. 800–805, Mar. 2003.
- [19] Zhou, M.L., Li, Zh., Gu, Q. and et al., "Influence of PWM modes on non-commutation torque ripple in brushless DC motor control system". *Proc. Int. Conf. ICMIC. Measurement*, Harbin, China, pp. 16–18, August 2013.
- [20] Liu, H., Liu, P. and Zhang, Y., "Design and digital implementation of voltage and current mode control for the quasi-Z-source converters". *IET Power Electron.*, Vol. 6, No. 5, pp. 990–998, May 2013.
- [21] Liu, Y., Ge, B. and Abu-Rub, H. "Theoretical and experimental evaluation of four spacevector modulations applied to quasi-Z-source inverters", *IET Power Electron.*, Vol. 6, No. 7, pp. 1257–1269, August 2013.
- electromagnetic torque ripple," *J. Power Electron.*, Vol. 17, No. 4, pp. 963–971, 2018.
- [5] D.-K. Kim, K.-W. Lee, and B.-I. Kwon, "Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1762–1768, Nov. 2006.
- [6] Bi, C., Jiang, Q., Lin, S. and et al, "Reduction of acoustic noise in FDB spindle motors by using drive technology", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 39, No. 2, pp. 800–805, March 2003.
- [7] Shakouhi, S.M., Mohamadian, M. and Afjei, E, "Torque ripple minimization control method for a four phase brushless DC motor with non-ideal back-electromotive force", *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 7, No. 5, pp. 360–368, May 2013.
- [8] in, Y.K. and Lai, Y.Sh, "Pulsewidth modulation technique for BLDCM drives to reduce commutation torque ripple without calculation of commutation time", *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 47, No. 4, pp. 1786–1793, September 2010.
- [9] Chen, W., Xia, C. and Xue, M, "A torque ripple suppression circuit for brushless DC motors based on power DC/DC converters". *IEEE Third Int. Conf. on Industrial Electronics and Applications*, Singapore, pp. 1453–1457, June 2008.
- [10] Kun, X., Linling, Z., Yanneng, Z. and et al. "Researches on the method of suppressing commutation torque ripple for brushless DC motors based on a Quasi-Z-Source net", *Proc. CSEE*, Vol. 35, No. 4, pp. 971–978, February 2015.
- [11] Shi, T.N., Guo, Y.T., Song, P. and et al. "A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor Based on DC–DC converter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 10, pp. 3483–3490, October 2010.
- [12]. Viswanathan and J. Seenithangom, "Commutation torque ripple reduction in the BLDC motor using modified SEPIC and three-

¹ Neutral Point Clamped

² Finite Control Set Model Predictive Control

³ Pulse Width Modulation

⁴ Shoot-through

⁵ Non Shoot-through

⁶ Revolution per minute