

## کموتاسیون بدون حسگر موتور BLDC بدون فیلتر پایین گذر و شیفت دهنده فاز

شهین مهدیون راد<sup>۱</sup>، محمدرضا عزیزیان<sup>۲\*</sup>، محمد هجری<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

s\_mahdiuonrad@sut.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

azizian@sut.ac.ir

<sup>۳</sup> استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

hejri@sut.ac.ir

**چکیده:** در این مقاله یک روش برای حذف توأم فیلتر پایین گذر و شیفت دهنده فاز برای کموتاسیون بدون حسگر موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک ارائه شده است. ابتدا یک مدل تحلیلی برای موتور ارائه شده و ریپل های ناشی از کموتاسیون جریان به صورت تفصیلی بررسی شده است. با آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژهای فیلتر نشده ترمینال های موتور نسبت به زمین و نیز نسبت به ترمینال مثبت لینک DC و با استفاده از یک سری عملیات منطقی پیشنهادی، سیگنال های کنترل گیت های اینورتر استخراج می شوند. به دلیل عدم استفاده از فیلتر پایین گذر، نقاط کموتاسیون آشکار شده فاقد تأخیر فاز نسبت به نقاط کموتاسیون واقعی هستند و لذا روش پیشنهادی در گستره سرعت وسیع تری کارایی مناسب دارد. به علاوه با کاهش خطای تخمین موقعیت توسط روش پیشنهادی، بازده موتور افزایش می یابد. با این روش به مدار شیفت دهنده فاز نیازی نیست که این امر موجب کاهش هزینه سیستم می شود. نتایج شبیه سازی و اجرای زمان-حقیقی کارایی روش پیشنهادی را نشان می دهند.

**واژه های کلیدی:** موتور جریان مستقیم بدون جاروبک، کموتاسیون بدون حسگر، موقعیت روتور، بدون فیلتر، شیفت دهنده فاز.

\* نویسنده مسئول

روتور انجام نشود و لذا گشتاور ماکزیمم و بازده موتور کاهش یابد. بنابراین روش هایی که از فیلتر پایین گذر استفاده می کنند، برای گستره سرعت کم مناسب هستند. به علاوه نقاط گذر از صفر آشکار شده در این روش نسبت به نقاط کموتاسیون واقعی ۳۰ درجه الکتریکی پیش فاز هستند. پس یک مدار شیفت دهنده فاز لازم است تا نقاط کموتاسیون به درستی تعیین شوند. روش های متعددی برای بهبود کموتاسیون بدون حسگر مبتنی بر آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF در مراجع مختلف ارائه شده اند که روش کار آن ها به دو دسته قابل تقسیم هستند: ۱. روش هایی که فقط مدار شیفت دهنده فاز را حذف کرده اند؛ ۲. روش هایی که فقط فیلتر پایین گذر را حذف کرده اند. در ادامه این دو روش به تفصیل بررسی می شوند.

در مراجع [۷-۵] از ولتاژهای فیلتر شده خط استفاده شده و به این ترتیب هرچند که مدار شیفت دهنده فاز حذف شده، تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر همچنان حل نشده باقی مانده است. برای مثال در مرجع [۵] یک ولتاژ خط متوسط معرفی شده است که با استفاده از فیلتر پایین گذر مناسب و مقایسه گرها به دست می آید. در مراجع [۶ و ۷] نیز از تفاضل ولتاژ ترمینال ها برای تولید سیگنال های کموتاسیون استفاده شده و برای حذف نویز از فیلتر پایین گذر استفاده شده است ولی راه حلی برای جبران این تأخیر فاز ارائه نشده است. در مرجع [۸] از مقایسه گره های هیستریزس برای جبران تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر استفاده شده است. در این روش، تأخیر فاز ناشی از فیلتر با تنظیم پنجره هیستریزس و فقط در سرعت نامی موتور جبران می شود ولی در سایر سرعت ها جبران فاز به خوبی صورت نمی گیرد. در مرجع [۹] نیز از ولتاژهای خط برای کموتاسیون بدون حسگر موتور BLDC استفاده شده ولی در این روش فیلتر کردن ولتاژها در دو مرحله انجام می گیرد و ولتاژ نقطه خشی مجازی نیز مورد نیاز است. در مراجع [۱۰ و ۱۱] ولتاژهای خط و ولتاژ فیلتر شده نقطه خشی مجازی برای تعیین نقاط کموتاسیون استفاده شده است. در این روش ها نقاط گذر از صفر آشکار شده ولتاژهای مذکور به اندازه  $90^\circ - \alpha$  یا  $150^\circ - \alpha$  درجه شیفت داده می شوند تا نقاط کموتاسیون تعیین شوند. علاوه بر اینکه پیاده سازی این روش ها پیچیده است، نیاز به شیفت فاز متغیر نیز وجود دارد؛ چون تأخیر فاز  $\alpha$  متغیر و وابسته به سرعت موتور است. در مراجع [۱۲-۱۴] نیز روش هایی برای کموتاسیون بدون حسگر موتور BLDC سه فاز با اینورتر چهار کلیدی ارائه شده است. لحظات کموتاسیون بر اساس نقاط گذر از صفر توابع خطای خاصی تعیین می شوند که از ولتاژهای فیلتر شده به دست می آیند. نقاط گذر از صفر توابع خطای تعریف شده منطبق بر نقاط کموتاسیون هستند و نیازی به مدار شیفت دهنده فاز

موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک (BLDC) به دلیل مزایایی مانند بازده بالا، هزینه نگهداری پایین، وزن کم، کنترل پذیری خوب در گستره وسیع سرعت و ساختار یکپارچه به طور گسترده در صنایع مورد استفاده قرار می گیرند [۱]. موتورهای BLDC برای انجام کموتاسیون جریان در سیم پیچ های استاتور نیاز به اطلاعات موقعیت روتور دارند که معمولاً به وسیله حسگرهای اثر هال به دست می آید. استفاده از حسگرهای موقعیت علاوه بر افزایش هزینه، ابعاد و پیچیدگی ساختار موتور، باعث کاهش استحکام و قابلیت اطمینان آن نیز می شود. از طرف دیگر، به دلیل حساسیت حسگرهای موقعیت نسبت به نویز، حرارت و ارتعاشات مکانیکی عملکرد موتور محدود می شود [۲ و ۳]. بنابراین روش های مختلفی برای درایو بدون حسگر موتور BLDC در مقالات ارائه شده است. این روش ها را می توان به سه دسته اصلی تقسیم کرد: روش های مبتنی بر ولتاژ ضدمحرکه الکتریکی (BEMF<sup>۲</sup>)، روش های مبتنی بر تخمین شار و روش های مبتنی بر رویت گرها. روش های مبتنی بر ولتاژ BEMF نسبت به سایر روش ها بیشتر مورد توجه قرار گرفته اند و به چهار زیرگروه تقسیم می شوند: ۱. آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF، ۲. آشکارسازی هدایت دیوهای چرخش آزاد، ۳. روش های مبتنی بر انتگرال گیری از ولتاژ BEMF، ۴. روش های مبتنی بر هارمونیک سوم ولتاژ BEMF [۲].

از میان روش های مختلف ذکر شده، روش های مبتنی بر آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF برای موتورهای با BEMF دوزنقه ای متداول ترند. اولین روش کموتاسیون بدون حسگر موتور BLDC در سال ۱۹۸۵ توسط ایزوکا و همکاران ارائه شد که در آن نقاط کموتاسیون با آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF و شیفت فاز به اندازه  $30^\circ$  درجه الکتریکی حاصل شدند [۴]. این روش با اندازه گیری ولتاژ ترمینال فاز خاموش نسبت به ولتاژ نقطه خشی انجام شده است. ولتاژ نقطه خشی و ولتاژ ترمینال های موتور شامل نویز و مؤلفه های فرکانس بالا هستند که ناشی از کلیدزنی مدولاسیون عرض پالس (PWM<sup>۳</sup>) و ریبیل های کموتاسیون<sup>۴</sup> جریان در سیم پیچ های استاتور هستند. بنابراین این روش برای حذف نویزهای مذکور نیاز به فیلتر پایین گذر دارد. از طرف دیگر، فیلتر پایین گذر موجب افزایش تأخیر فاز و خطای موقعیت به خصوص در سرعت های بالا می شود. تأخیر فاز سیگنال موقعیت تخمین زده شده موجب می شود که تحریک فازها همزمان با موقعیت

1. Brushless DC Motor
2. Back Electro-Motive Force
3. Pulse Width Modulation
4. Commutation ripples

نیست، ولی تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر وجود دارد. برخی دیگر از مراجع برای حذف فیلتر پایین گذر و اثر نامطلوب تأخیر فاز ناشی از آن راه‌حلهایی پیشنهاد داده‌اند ولی نیاز به مدار شیفت‌دهنده فاز در آن‌ها همچنان وجود دارد. برای مثال در مرجع [۱۵] از فیلتر پایین گذر آنالوگ استفاده نشده و از روش مدولاسیون عرض پالس تک‌قطبی استفاده شده است. ولتاژهای ترمینال به‌وسیلهٔ مبدل آنالوگ به دیجیتال و فقط زمانی که کلیدهای بالایی روشن هستند، نمونه‌برداری می‌شوند. در مرجع [۱۶] نیز از همین روش استفاده شده و علاوه بر آن مدولاسیون عرض پالس جدیدی ارائه شده است تا اثر اندوکتانس فاز خاموش را جبران کند. در مرجع [۱۷] ولتاژ ترمینال فاز خاموش فقط در زمان‌هایی که سیگنال PWM در وضعیت خاموش است، نمونه‌برداری می‌شود. عیب این روش آن است که یک حداقل زمان خاموشی مشخص برای سیگنال PWM مورد نیاز است تا نمونه‌برداری از ولتاژها به‌درستی انجام شود. این امر موجب می‌شود که از ولتاژ منبع DC به‌طور کامل استفاده نشود. بنابراین این روش در سرعت‌های بالا که زمان خاموشی سیگنال PWM خیلی کوتاه است، کارایی لازم را ندارد. برای رفع این مشکل در مرجع [۱۸] امکان نمونه‌برداری از ولتاژها در وضعیت روشن سیگنال PWM فراهم شده است. به‌عبارت دیگر، روش‌های ارائه‌شده در مراجع [۱۷ و ۱۸] مکمل یکدیگرند. در مرجع [۱۹] از یک اینورتر منبع امپدانس برای تغذیهٔ موتور استفاده شده و فقط در زمان اتصال کوتاه اینورتر منبع امپدانس از ولتاژ ترمینال فاز خاموش نمونه‌برداری شده است. در مراجع [۲۰ و ۲۱] نشان داده شده که تفاضل ولتاژهای خط (برای مثال  $V_{abbc}$ ) با ولتاژ BEMF موتور متناسب است و می‌توان با نمونه‌برداری از این ولتاژها در لحظات روشن بودن سیگنال PWM و آشکارسازی نقاط گذر از صفر آن‌ها برای تولید سیگنال کموتاسیون استفاده کرد. در مرجع [۲۲] نیز از همین روش استفاده شده ولی با این تفاوت که در آن جریان‌های دیویدهای چرخش آزاد فاز خاموش با اتخاذ روش PWM صحیح حذف شده‌اند. هرچند که نقاط کموتاسیون به‌دست‌آمده در مراجع [۱۵-۲۲] فاقد تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر هستند، نیاز به مدار شیفت‌دهندهٔ فاز هنوز وجود دارد و علاوه بر آن الگوی کلیدزنی خاصی برای نمونه‌برداری از ولتاژها مورد نیاز است. در مراجع [۲۳ و ۲۴] از مدارات شیفت‌دهندهٔ دیجیتالی استفاده شده است که نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF را به‌اندازهٔ دلخواه جابه‌جا می‌کنند تا نقاط کموتاسیون حاصل شوند.

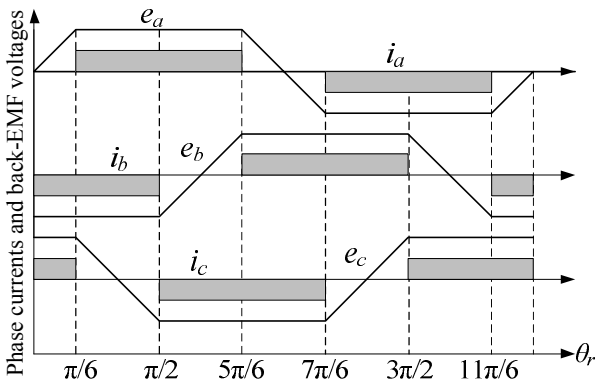
در مرجع [۲۵] یک روش فیلتر دیجیتال برای تعیین نقاط کموتاسیون معرفی شده که از ولتاژهای فیلترنشدهٔ ترمینال‌ها نسبت به

نقطهٔ خشی استفاده می‌کند. به‌دلیل استفاده از ولتاژهای فیلترنشده، ریپل‌های ناشی از کموتاسیون جریان در شکل موج‌های ولتاژهای موتور وجود خواهند داشت. بنابراین هم نقاط گذر از صفر صحیح و هم نقاط گذر از صفر ناصحیح آشکار خواهند شد. با استفاده از یک الگوریتم دیجیتالی پیچیده، نقاط گذر از صفر صحیح از ناصحیح تفکیک شده و با شیفت فاز به‌اندازهٔ ۳۰ درجه نقاط کموتاسیون تعیین شده‌اند.

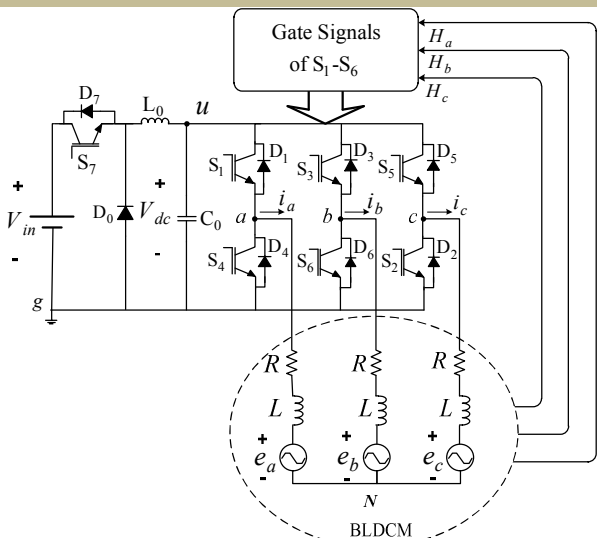
هدف از این مقاله، ارائهٔ روشی برای حذف فیلتر پایین گذر در کموتاسیون بدون حسگر موتور BLDC است که همزمان قادر به حذف مدار شیفت فاز نیز می‌باشد. برای این منظور، سیگنال جدیدی تعریف می‌شود که در بردارندهٔ نقاط کموتاسیون است و با استفاده از نقاط گذر از صفر آن و توابع علامت ولتاژهای فیلترنشدهٔ خط توالی‌های کلیدزنی تعیین می‌شوند. با این روش، دیگر نیازی به مدار شیفت‌دهندهٔ فاز و ولتاژ نقطهٔ خشی موتور که در اکثر روش‌ها از جمله روش مرجع [۲۵] مورد نیاز است، نخواهد بود. همچنین به‌دلیل عدم استفاده از فیلتر پایین گذر، نقاط گذر از صفر آشکار شده فاقد تأخیر فاز نسبت به نقاط کموتاسیون واقعی هستند و این روش می‌تواند در گسترهٔ وسیع سرعت به کار رود. ساختار مقاله به این صورت است که در بخش ۲ مدل ریاضی موتور BLDC برای شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب/سیمولینک<sup>۱</sup> استخراج می‌شود و در بخش ۳، ریپل‌های ولتاژ ناشی از کموتاسیون جریان به‌طور مفصل بررسی می‌شوند. سپس روش پیشنهادی مقاله برای تولید سیگنال‌های کلیدزنی در بخش ۴ شرح داده می‌شود. در بخش ۵ خطای تخمین موقیت روتور تحلیل شده و اثر آن بر بازده موتور بررسی شده است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی نیز در بخش ۶ نشان داده شده‌اند که کارایی روش پیشنهادی را تأیید می‌کنند. سرانجام در بخش ۷ نتیجه‌گیری ارائه شده است.

## ۲. مدل ریاضی موتور BLDC

در موتورهای BLDC تحریک فازها باید همزمان با موقعیت روتور انجام شود تا در سرعت ثابت، گشتاور ثابتی تولید کند. در غیر این صورت، گشتاور ماکزیمم و بازده موتور کاهش خواهد یافت. بنابراین، تعیین موقعیت زاویه‌ای روتور، یک امر اساسی برای کنترل درایو این موتورهاست. شکل (۱) شکل موج‌های ایدئال جریان‌ها و ولتاژهای BEMF موتور را نشان می‌دهد. در شکل (۲) مدار معادل یک موتور BLDC سه فاز با اتصال ستاره نشان داده شده که توسط یک اینورتر تمام پل متصل به یک مبدل باک تغذیه شده است. موتور BLDC سه‌فاز را می‌توان با دستهٔ معادلات (۱) توصیف کرد [۲۶]:



شکل (۱): جریان های فاز و ولتاژهای ضد محرکه الکتریکی موتور BLDC در مد هدایت ۱۲۰ درجه



شکل (۲): اینورتر و مدار معادل موتور BLDC سه فاز با اتصال ستاره

### ۳. تحلیل تفصیلی کمو تاسیون جریان

معمولاً برای کنترل درایوهای موتور BLDC از روش کلیدزنی PWM استفاده می شود. این روش موجب ایجاد ریبیل های با دامنه بزرگ و فرکانس بالا در گشتاور و جریان موتورهای BLDC می شود که تلفات مسی و تلفات آهن موتور را افزایش می دهند [۹-۱۱ و ۲۷-۳۰]. به علاوه در مرجع [۳۱] اثبات شده است که عملکرد بدون حسگر موتور BLDC در حالتی که از منبع تغذیه DC کنترل شده استفاده می شود، بسیار پایدارتر از کنترل PWM است. بنابراین در این مقاله نیز ولتاژ اعمالی به موتور از طریق مبدل باک کنترل می شود که طراحی آن در پیوست آمده است. به این ترتیب، کلیدهای S<sub>6</sub>-S<sub>1</sub> اینورتر فقط برای انجام عمل کمو تاسیون روشن و خاموش می شوند.

در حالت ایدئال عملکرد موتور BLDC با مد هدایت ۱۲۰ درجه با نام عملکرد شش مرحله ای شناخته می شود [۳۲]. با در نظر گرفتن کمو تاسیون جریان در فازهای استاتور، عملکرد موتور در یک دوره تناوب به دوازده مرحله تقسیم می شود که شماره، طول بازه و ادواتی که

$$\begin{aligned} V_{ab} &= R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_a - e_b \\ V_{bc} &= R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_b - e_c \\ V_{ca} &= R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_c - e_a \end{aligned} \quad (1)$$

که ولتاژهای ضد محرکه فازهای استاتور هستند. برای یک موتور BLDC ولتاژهای BEMF دوزنقه ای و گشتاور الکترومغناطیسی به صورت روابط (۲) تعریف می شوند.

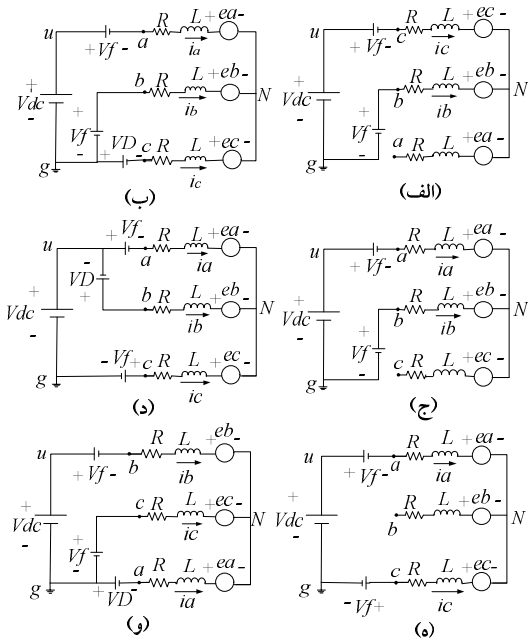
$$\begin{aligned} e_a &= K_e \omega_m F(\theta_e) \\ e_b &= K_e \omega_m F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c &= K_e \omega_m F(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ T_e &= K_t [F(\theta_e) i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_b + F(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) i_c] \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن ثابت ولتاژ،  $K_e$  ثابت گشتاور،  $\omega_m$  سرعت زاویه ای روتور و  $\theta_e$  زاویه الکتریکی روتور بوده و  $F$  بیانگر یک تابع دوزنقه ای است که به صورت رابطه (۳) تعریف می شود.

$$F(\theta_e) = \begin{cases} \left(\frac{1}{\pi/6}\right)\theta_e & 0 \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1 - \left(\frac{2}{\pi/3}\right)\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{11\pi}{6} \\ -1 + \left(\frac{1}{\pi/6}\right)\left(\theta_e - \frac{11\pi}{6}\right) & \frac{11\pi}{6} \leq \theta_e \leq 2\pi \end{cases} \quad (3)$$

معادلات (۱) به صورت معادلات فضای حالت (۴) بازنویسی می شوند تا شبیه سازی در نرم افزار متلب/سیمولینک به راحتی انجام شود.

$$\begin{pmatrix} i_a' \\ i_b' \\ \omega_m' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ab} - e_{ab} \\ V_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_L \end{pmatrix} \quad (4)$$



شکل (۴): مدار معادل موتور و اینورتر در مراحل (الف) ۱، (ب) کموتاسیون ۱ به ۲، (ج) ۲، (د) کموتاسیون ۲ به ۳، (ه) ۳، (و) کموتاسیون ۳ به ۴

کموتاسیون ۱ به ۲: در  $\theta_e = \frac{\pi}{6}$  کموتاسیون جریان بین فازهای  $a$  و  $c$  شروع می‌شود. در این مرحله، کلید  $S_5$  خاموش و کلید  $S_1$  روشن می‌شود و دیود  $D_2$  نیز به دلیل خاصیت سلفی سیم‌پیچی‌های موتور روشن شده و تا صفر شدن جریان  $i_c$  هدایت می‌کند. در این بازه مدار معادل مطابق شکل (۴-ب) است و ولتاژ خط  $V_{ba}$  با  $-V_{dc} + 2V_f$  برابر است. برای محاسبه مدت زمان کموتاسیون باید لحظه‌ای که جریان فاز  $c$  به صفر می‌رسد، محاسبه شود. با نوشتن KVL در دو حلقه داخلی مدار شکل (۴-ب) و KCL در نقطه  $N$  دسته معادلات (۶) حاصل می‌شود.

$$V_{dc} - V_f - R i_a - L \frac{di_a}{dt} - e_a + e_c + L \frac{di_c}{dt} + R i_c + V_D = 0$$

$$V_f - R i_b - L \frac{di_b}{dt} - e_b + e_c + L \frac{di_c}{dt} + R i_c + V_D = 0 \quad (۶)$$

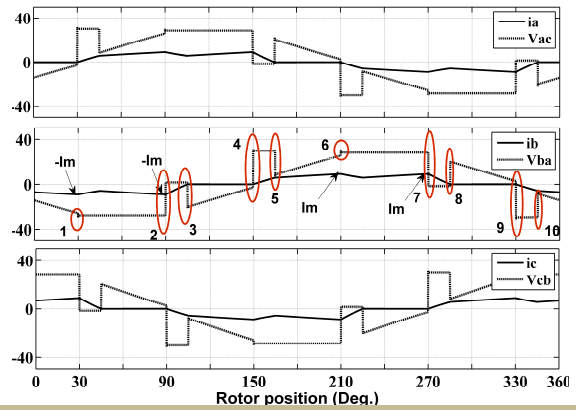
$$i_a + i_b + i_c = 0$$

با حل دسته معادلات (۶) و تغییر متغیر  $\theta_e = \omega t$  و  $\tau = \frac{L\omega}{R}$  و با فرض اینکه در انتهای مرحله ۱، جریان فاز  $c$  به مقدار  $I_m$  که در شکل (۳) نشان داده شده رسیده است، رابطه  $i_c$  به صورت رابطه (۷) به دست می‌آید.

$$i_c(\theta_e) = I_m \exp\left(-\frac{(\theta_e - \pi/6)}{\tau}\right) - \frac{1}{3R}(V_{dc} + 2V_D + 2e_c - e_a - e_b)(1 - \exp\left(-\frac{(\theta_e - \pi/6)}{\tau}\right)) \quad (۷)$$

زمان اتمام کموتاسیون و خاموش شدن دیود  $D_2$  با صفر شدن

در هر مرحله هدایت می‌کنند، در جدول (۱) آورده شده است. در شکل (۳) ریپل‌های ولتاژ خط در یک دوره تناوب شماره‌گذاری و مشخص شده‌اند. به دلیل تقارن فقط ریپل‌های ولتاژ  $V_{ba}$  در یک نیم‌سیکل بررسی می‌شوند. در تمام مراحل افت ولتاژ هدایت دیودها و ترانزیستورها به ترتیب  $V_D$  و  $V_f$  و به اندازه  $V/N$  ولت فرض شده‌اند.



شکل (۳): ولتاژهای فیلترنشده خط و جریان فازها

مرحله ۱: در این مرحله، فازهای  $b$  و  $c$  هدایت می‌کنند و فاز  $a$  خاموش است. بنابراین کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  روشن هستند و مدار معادل موتور و اینورتر مطابق شکل (۴-الف) است. در این بازه، مقدار ولتاژ خط به صورت رابطه (۵) به دست می‌آید.

$$V_{ba} = 2V_f - V_{dc} + k \omega \left(1 - \frac{6}{\pi} \theta_e\right) + R i_c + L \frac{di_c}{dt} \quad (۵)$$

از رابطه (۵) معلوم می‌شود که مقدار  $V_{ba}$  در  $\theta_e = \frac{\pi}{6} - \varepsilon$  یک عدد بسیار کوچک است (یک عدد منفی نزدیک به  $-V_{dc}$  است).

جدول (۱): هدایت دوازده مرحله‌ای با در نظر گرفتن کموتاسیون جریان

Step number	Interval	"on" devices
1	$0 < \theta_e < \pi/6$	$S_5, S_6$
Commutation from 1 to 2	$\pi/6 < \theta_e < \pi/6 + \omega t_{c1}$	$S_1, S_6, D_2$
2	$\pi/6 + \omega t_{c1} < \theta_e < \pi/2$	$S_1, S_6$
Commutation from 2 to 3	$\pi/2 < \theta_e < \pi/2 + \omega t_{c2}$	$S_1, S_2, D_3$
3	$\pi/2 + \omega t_{c2} < \theta_e < 5\pi/6$	$S_1, S_2$
Commutation from 3 to 4	$5\pi/6 < \theta_e < 5\pi/6 + \omega t_{c3}$	$S_3, S_2, D_4$
4	$5\pi/6 + \omega t_{c3} < \theta_e < 7\pi/6$	$S_3, S_2$
Commutation from 4 to 5	$7\pi/6 < \theta_e < 7\pi/6 + \omega t_{c4}$	$S_3, S_4, D_5$
5	$7\pi/6 + \omega t_{c4} < \theta_e < 3\pi/2$	$S_3, S_4$
Commutation from 5 to 6	$3\pi/2 < \theta_e < 3\pi/2 + \omega t_{c5}$	$S_5, S_4, D_6$
6	$3\pi/2 + \omega t_{c5} < \theta_e < 11\pi/6$	$S_5, S_4$
Commutation from 6 to 1	$11\pi/6 < \theta_e < 11\pi/6 + \omega t_{c6}$	$S_5, S_6, D_1$

و بزرگ دارد که منجر به ایجاد ریپل شماره ۳ در شکل (۳) می شود. در انتهای این بازه، مقدار ولتاژ  $V_{ba}$  از رابطه (۱۲) به دست می آید که تقریباً با افت ولتاژ روی مقاومت و اندوکتانس استاتور برابر و یک عدد منفی کوچک است.

$$V_{ba} = k \omega \left( -2 + \frac{6}{\pi} \left( \frac{2\pi}{6} - \varepsilon \right) \right) - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} \quad (12)$$

$$\approx -Ri_a - L \frac{di_a}{dt} < 0$$

**کموتاسیون ۳ به ۴:** در این مرحله، کموتاسیون جریان بین فازهای  $a$  و  $b$  اتفاق می افتد. کلید  $S_1$  خاموش می شود و کلیدهای  $S_3$  و  $S_2$  روشن هستند و دیود  $D_4$  نیز تا زمان صفر شدن جریان فاز  $a$  هدایت می کند. مدار معادل مربوط به این بازه در شکل (۴-ب) نشان داده شده است. ولتاژ  $V_{ba}$  برابر با  $V_{dc} - V_f + V_D$  است که در مقایسه با مقدار آن در مرحله قبل که یک عدد منفی کوچک بود، تغییر ناگهانی و بزرگ دارد که موجب ایجاد ریپل بزرگی در شکل موج ولتاژ می شود که در شکل (۳) با شماره ۴ مشخص شده است. زمان اتمام کموتاسیون نیز با صفر شدن جریان فاز  $a$  به صورت رابطه (۱۳) به دست می آید.

$$t_{c3} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{5\pi}{6} - \frac{L\omega}{R} \ln \left( \frac{1}{1 + 3RI_m / (V_{dc} + 2V_D + 2e_a - e_b - e_c)} \right) \right) \quad (13)$$

تا این مرحله، معادله ولتاژ خط  $V_{ba}$  برای یک نیم سیکل محاسبه شد. برای بقیه مراحل نیز روندی مشابه طی می شود. با استفاده از این تحلیل ها می توان نتیجه گرفت که وقتی از ولتاژ لینک DC کنترل شده استفاده می شود، ولتاژهای موتور فقط توسط ریپل های کموتاسیون دچار اعوجاج شده و در یک دوره تناوب فقط شش ریپل کموتاسیون ظاهر می شود.

#### ۴. روش پیشنهادی برای کموتاسیون بدون حسگر

برای عملکرد موتور BLDC با مد هدایت ۱۲۰ درجه که در شکل (۱) نشان داده شده است، باید در یک دوره تناوب شش بار کموتاسیون جریان انجام شود. در شکل (۵)، ریپل های ناشی از کموتاسیون جریان در شکل موج های ولتاژهای فیلتر نشده خط نشان داده شده اند. در هر شکل موج ریپل هایی وجود دارند که موجب گذر از صفر شکل موج ولتاژها می شوند و موجب می شوند که نتوان به طور مستقیم از نقاط گذر از صفر این ولتاژها برای تعیین نقاط کموتاسیون استفاده کرد. همان طور که در شکل (۵) مشخص شده است اولین گذر از صفر در هر کموتاسیون جریان منطبق بر نقطه کموتاسیون واقعی است و یک نقطه کموتاسیون صحیح محسوب می شود که با علامت T مشخص

جریان فاز  $c$  به صورت رابطه (۸) به دست می آید.

$$i_{c1} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\pi}{6} - \frac{L\omega}{R} \ln \left( \frac{1}{1 + 3RI_m / (V_{dc} + 2V_D + 2e_c - e_a - e_b)} \right) \right) \quad (8)$$

همان طور که از رابطه (۸) مشخص است، مدت زمان کموتاسیون به جریان بار، ولتاژ لینک DC، سرعت موتور و پارامترهای موتور ( $R$  و  $L$ ) بستگی دارد.

**مرحله ۲:** در این مرحله، فقط فازهای  $a$  و  $b$  هدایت می کنند و کلیدهای  $S_1$  و  $S_6$  روشن هستند. مدار معادل مطابق شکل (۴-ج) و  $V_{ba} = 2V_f - V_{dc}$  است.

**کموتاسیون ۲ به ۳:** در این مرحله، کموتاسیون جریان بین فازهای  $b$  و  $c$  انجام می شود و مدار معادل به صورت شکل (۴-د) است. با خاموش شدن  $S_6$  و روشن شدن  $S_2$  بلافاصله دیود  $D_3$  نیز روشن می شود و تا زمان صفر شدن جریان فاز  $b$  هدایت می کند. در این حالت  $V_{ba} = V_D + V_f$  است که با مقایسه آن با مقدار مرحله قبل ( $V_{ba} = 2V_f - V_{dc}$ ) مشخص می شود که یک تغییر ناگهانی و بزرگ در ولتاژ خط به وجود آمده است که منجر به ریپل شماره ۲ در  $\theta_e = \frac{\pi}{2}$  در شکل (۳) می شود. با نوشتن KVL در دو حلقه داخلی مدار شکل (۴-د) و KCL در نقطه N و حل معادلات، جریان فاز  $b$  به صورت رابطه (۹) به دست می آید.

$$i_b(\theta_e) = -I_m \exp\left(-\frac{(\theta_e - \pi/2)}{\tau}\right) + \frac{1}{3R} (V_{dc} + 2V_D - 2e_b + e_a + e_c) (1 - \exp\left(-\frac{(\theta_e - \pi/2)}{\tau}\right)) \quad (9)$$

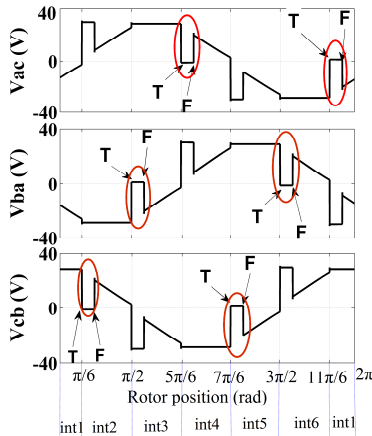
زمان اتمام عمل کموتاسیون متناظر با زمان صفر شدن جریان فاز  $b$  و خاموش شدن دیود  $D_3$  است و با رابطه (۱۰) بیان می شود.

$$t_{c2} = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\pi}{2} - \frac{L\omega}{R} \ln \left( \frac{1}{1 + 3RI_m / (V_{dc} + 2V_D - 2e_b + e_a + e_c)} \right) \right) \quad (10)$$

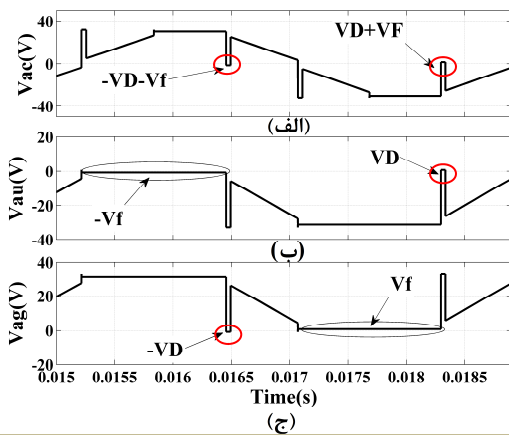
**مرحله ۳:** در این مرحله فقط فازهای  $a$  و  $c$  هدایت می کنند. کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  روشن هستند و مدار معادل مطابق شکل (۴-ه) است. جریان فاز  $b$  صفر است و ولتاژ خط  $V_{ba}$  در ابتدای این بازه به صورت رابطه (۱۱) بیان می شود.

$$V_{ba} = k \omega \left( -2 + \frac{6}{\pi} (\omega t_{c2}) \right) - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} < 0 \quad (11)$$

در رابطه (۱۱) جمله اول بسیار بزرگتر از افت ولتاژ روی مقاومت و اندوکتانس است و مقدار ولتاژ  $V_{ba}$  منفی است و در مقایسه با مقدار آن در مرحله قبل ( $V_{ba} = V_D + V_f$ ) باز هم یک تغییر ناگهانی



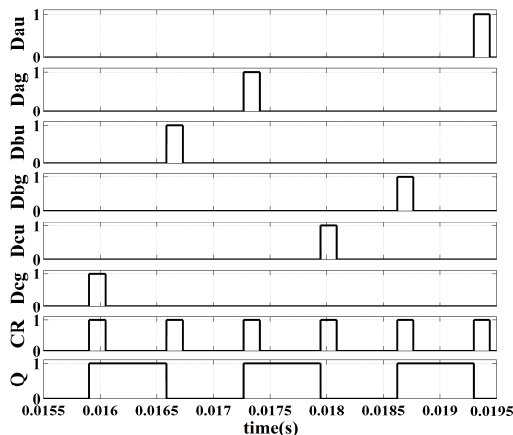
شکل (۵): ریپل‌های ناشی از کموتاسیون جریان



شکل (۶): (الف) ولتاژ خط  $ac$ ، (ب) ولتاژ ترمینال  $a$  نسبت به ترمینال مثبت لینک DC و (ج) ولتاژ ترمینال  $a$  نسبت به زمین

با استفاده از توابع علامت حاصل از (۱۴) سیگنال  $CR$  به صورت رابطه (۱۵) تعریف می‌شود که هر شش ریپل ناشی از کموتاسیون جریان را در بر دارد. در شکل (۷) نیز توابع علامت حاصل از رابطه (۱۴) و سیگنال  $CR$  نشان داده شده‌اند.

$$CR = D_{au} + D_{ag} + D_{bu} + D_{bg} + D_{cu} + D_{cg} \quad (15)$$



شکل (۷): از بالا به پایین: سیگنال‌های علامت ولتاژهای ترمینال‌های موتور حاصل از (۱۴)، ریپل‌های کموتاسیون حاصل از رابطه (۱۵) و بازه‌های شش گانه هدایت جریان  $Q$

شده و منطبق بر شروع یک بازه از بازه‌های شش گانه هدایت است. دومین گذر از صفر در انتهای بازه کموتاسیون جریان ظاهر می‌شود که در آن لحظه، انتقال جریان به طور کامل بین دو فاز انجام شده و جریان فاز خاموش‌شونده به صفر می‌رسد. این نقاط گذر از صفر ناصحیح بوده و با علامت  $F$  نشان داده شده‌اند. اگر بتوان تابعی تعریف کرد که فقط شامل شش ریپل کموتاسیون نشان‌داده در شکل (۵) باشد، می‌توان نقاط گذر از صفر صحیح را استخراج کرده و بازه‌های شش گانه هدایت را که در شکل (۵) با  $Int1-Int6$  مشخص شده‌اند، تولید کرد. برای این منظور در این مقاله ولتاژ ترمینال‌های موتور نسبت به زمین و نسبت به ترمینال مثبت لینک DC نیز رصد می‌شوند. شکل (۶) ولتاژ خط  $ac$ ، ولتاژ ترمینال  $a$  نسبت به زمین و همچنین نسبت به ترمینال مثبت لینک DC را نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که  $V_{ag}$  و  $V_{au}$  هرکدام دو ریپل ناشی از کموتاسیون جریان دارند، ولی فقط یکی از آن‌ها از صفر عبور می‌کند که منطبق بر ریپل‌های ولتاژ خط نیز هستند. با توجه به تقارن موتور و شبیه‌سازی‌های انجام‌شده می‌توان نتیجه گرفت که  $V_{cu}, V_{cg}, V_{bu}, V_{bg}$  نیز هرکدام یک ریپل ناشی از کموتاسیون جریان را در بر دارند که از صفر می‌گذرد. با استفاده از این شش ولتاژ موتور یعنی  $V_{cu}, V_{cg}, V_{bu}, V_{bg}, V_{au}, V_{ag}$  می‌توان سیگنالی تولید کرد که اطلاعات گذر از صفر شش ریپل کموتاسیون را دربرداشته و با استفاده از آن بتوان نقاط کموتاسیون را استخراج کرد.

از شکل (۶) مشاهده می‌شود که اولین ریپل ولتاژ خط  $ac$  در ولتاژ ترمینال  $a$  نسبت به زمین ظاهر نیز می‌شود. به عبارت دیگر، علامت ولتاژ  $V_{ag}$  فقط در ریپل نشان داده‌شده منفی می‌شود و در سایر لحظات مقدار مثبتی دارد. دومین ریپل ولتاژ خط  $ac$  نیز در ولتاژ ترمینال  $a$  نسبت به ترمینال مثبت لینک DC آشکار می‌شود. به عبارت دیگر، ولتاژ  $V_{au}$  در طول یک دوره تناوب به غیر از ریپل نشان داده‌شده در شکل (۶) مقدار منفی دارد. برای استخراج شش ریپل کموتاسیون در یک دوره تناوب، ابتدا سیگنال‌های علامت ولتاژهای موتور به صورت دسته معادلات (۱۴) تعریف می‌شوند.

$$D_{au} = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{ag} - V_{ug}))$$

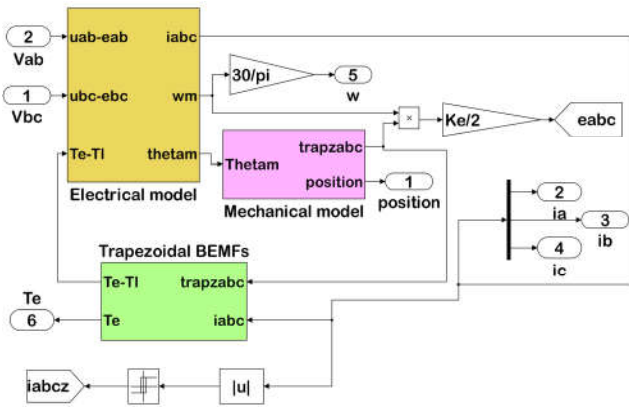
$$D_{bu} = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{bg} - V_{ug}))$$

$$D_{cu} = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{cg} - V_{ug})) \quad (14)$$

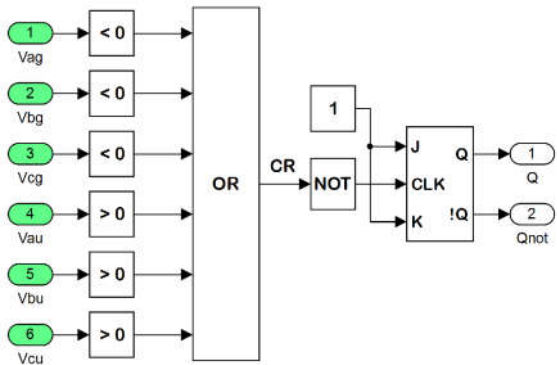
$$D_{ag} = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{ag}))$$

$$D_{bg} = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{bg}))$$

$$D_{cg} = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{cg}))$$



شکل (۹): زیر بلوک موتور BLDC در محیط سیمولینک



شکل (۱۰): نحوه تولید سیگنال CR و بازه‌های شش گانه در مولد بازه‌های هدایت

با دقت در تغییرات سیگنال‌های علامت می‌توان سیگنال کنترل کلیدهای اینورتر را استخراج کرد. برای مثال، پروسه تولید سیگنال کنترل کلید  $S_1$  را در نظر بگیرید. همان طور که در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود، زمانی که جریان فاز  $a$  مثبت است، این کلید باید هدایت کند. در بازه  $T_1$  سطح منطقی  $D_{ac}$  یک و  $D_{ba}$  و  $Q$  صفر است. در بازه  $T_2$  نیز سطح منطقی  $D_{ac}$  و  $Q$  یک و  $D_{cb}$  صفر است. بنابراین می‌توان از رابطه منطقی (۱۷) برای تولید سیگنال کنترلی کلید  $S_1$  استفاده کرد.

$$GS_1 = (D_{ac} \cdot \bar{D}_{ba} \cdot \bar{Q}) + (D_{ac} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot Q) \quad (17)$$

برای سایر کلیدها نیز به روش مشابه، دسته روابط منطقی (۱۸) برای کنترل کلیدزنی استخراج می‌شوند.

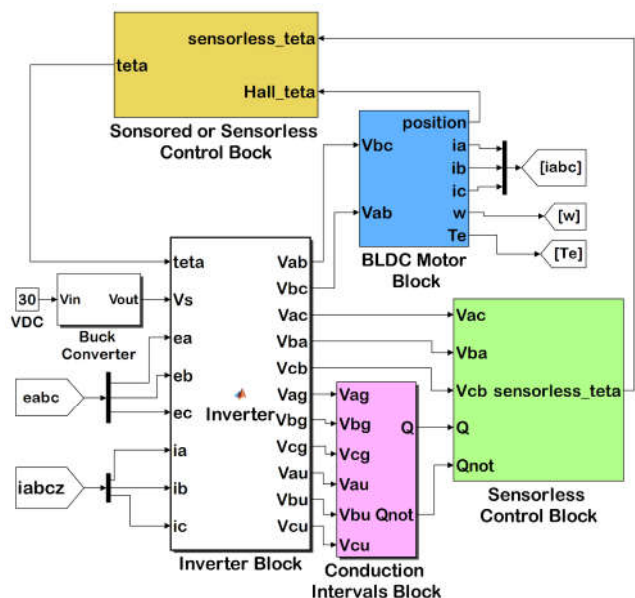
$$\begin{aligned} GS_2 &= (D_{ac} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot Q) + (D_{ba} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot \bar{Q}) \\ GS_3 &= (D_{ba} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot \bar{Q}) + (D_{ba} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot Q) \\ GS_4 &= (D_{ba} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot Q) + (D_{cb} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot \bar{Q}) \\ GS_5 &= (D_{cb} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot \bar{Q}) + (D_{cb} \cdot \bar{D}_{ba} \cdot Q) \\ GS_6 &= (D_{cb} \cdot \bar{D}_{ba} \cdot Q) + (D_{ac} \cdot \bar{D}_{ba} \cdot \bar{Q}) \end{aligned} \quad (18)$$

به این ترتیب، سیگنال‌های کنترل تمامی کلیدها و سیگنال موقعیت روتور بدون استفاده از حسگر موقعیت به دست می‌آیند.

بلوک دیاگرام کلی درایو موتور BLDC که شامل موتور، اینورتر و سیستم کمو تاسیون بدون حسگر است، در محیط سیمولینک در شکل (۸) نشان داده شده است. شبیه‌سازی موتور BLDC با استفاده از روابط (۱) تا (۴) در شکل (۹) نشان داده شده است. جزئیات بلوک مولد بازه‌های هدایت<sup>۱</sup> در شکل (۱۰) نشان داده شده است. این بلوک شش ریپل ناشی از کمو تاسیون جریان یعنی سیگنال  $CR$  را با استفاده از روابط (۱۴) و (۱۵) تولید می‌کند. سپس سیگنال  $CR$  با عبور از یک گیت NOT به کلاک فلیپ فلاپ JK اعمال می‌شود. با اتصال ترمینال‌های  $J$  و  $K$  به یکدیگر یک فلیپ فلاپ T حاصل می‌شود که حساس به لبه پایین‌رونده کلاک است و هر بار که نقیض سیگنال  $CR$  یک لبه پایین‌رونده تولید می‌کند، سطح منطقی خروجی فلیپ فلاپ تغییر می‌کند. سیگنال  $CR$  شامل شش ریپل در یک دوره تناوب است و به همین دلیل با انجام کارهای فوق بازه‌های شش گانه کمو تاسیون ( $Q$ ) تولید می‌شوند.

پس از تولید سیگنال بازه‌های شش گانه می‌توان برای کنترل هر کلید اینورتر یک رابطه منطقی استخراج کرد. سیگنال‌های علامت ولتاژهای خط به صورت رابطه (۱۶) تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} D_{ac} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{ag} - V_{cg})) \\ D_{ba} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{bg} - V_{ag})) \\ D_{cb} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{cg} - V_{bg})) \end{aligned} \quad (16)$$



شکل (۸): مدل‌های فشرده موتور، اینورتر و سیستم تخمین موقعیت در محیط نرم‌افزار متلب/سیمولینک

### 1. Conduction Intervals Generator



$e_{ba} = 0$  می‌شود، ولتاژ خط به صورت رابطه (۱۹) بیان می‌شود.

$$V_{ba} = -Ri \quad (19)$$

به این معنا که نقاط گذر از صفر ولتاژهای خط منطبق بر نقاط گذر از صفر ضدمحرکه‌های فاز به فاز نیستند و مقداری اختلاف وجود دارد. چون ولتاژ خط هنوز از صفر عبور نکرده است، وضعیت هدایت کلیدهای اینورتر بدون تغییر می‌ماند تا وقتی که ولتاژ خط از صفر عبور کند. به عبارت دیگر، کموتاسیون جریان بین فازها با برقراری رابطه (۲۰) انجام می‌شود.

$$V_{ba} = e_b - e_a - Ri = 0 \quad (20)$$

با جاگذاری مقادیر ضدمحرکه‌ها که در روابط (۲) و (۳) تعریف شده‌اند، رابطه (۲۱) به دست می‌آید.

$$V_{ba} = E - E(1 - \frac{6}{\pi}\theta) - Ri = \frac{6}{\pi}\theta - Ri = 0 \quad (21)$$

پس با استفاده از رابطه (۲۱) خطای تخمین نقاط کموتاسیون به صورت رابطه (۲۲) استخراج می‌شود.

$$\theta_R = \left(\frac{Ri}{E}\right)\frac{\pi}{6} \quad (22)$$

معادلات سیستم در-واحد<sup>۱</sup> برای موتور BLDC در مرجع [۳۱] توصیف شده است. رابطه میان ولتاژ پایه، جریان پایه، امپدانس پایه و سرعت پایه به صورت رابطه (۲۳) تعریف می‌شود.

$$V_b = I_b Z_b = K_e \omega_b \quad (23)$$

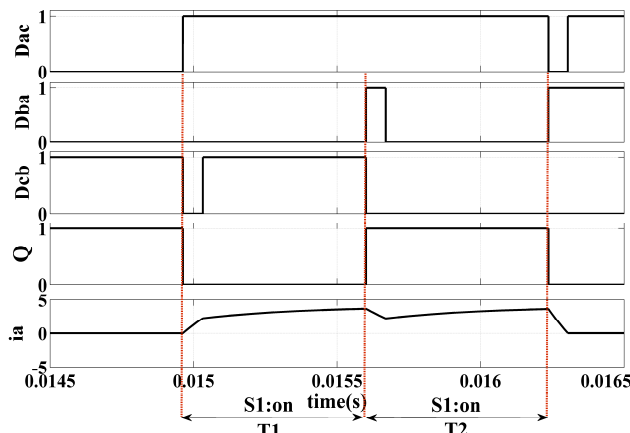
با تقسیم صورت و مخرج کسر معادله (۲۲) بر ولتاژ پایه، خطای تخمین نقاط کموتاسیون در اثر افت ولتاژ روی مقاومت استاتور برحسب مقادیر در-واحد پارامترهای موتور به صورت رابطه (۲۴) به دست می‌آید.

$$\theta_R = \left(\frac{Ri}{V_b}\right)\frac{\pi}{6} = \left(\frac{R}{Z_b}\frac{i}{I_b}\right)\frac{\pi}{6} = \left(\frac{R_{pu} i_{pu}}{\omega_{pu}}\right)\frac{\pi}{6} \quad (24)$$

حال فرض کنید که کموتاسیون از فاز  $c$  به  $a$  با تأخیر فاز  $\theta_0$  انجام شود. در این حالت، بازه مرحله دوم به صورت رابطه (۲۵) تعریف می‌شود.

$$\frac{\pi}{6} + \theta_0 < \theta_e < \frac{\pi}{2} + \theta_0 \quad (25)$$

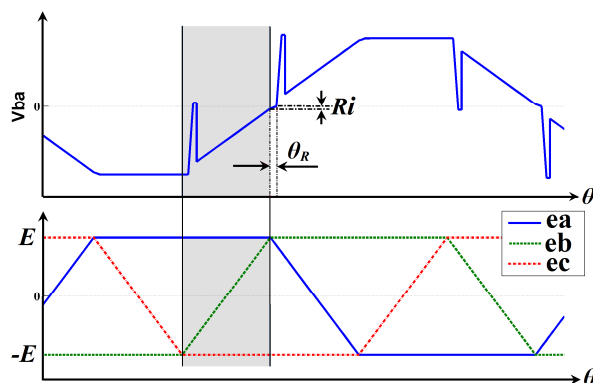
که در این بازه با صرف نظر کردن از حالت گذرای کموتاسیون می‌توان جریان فازها را به صورت رابطه (۲۶) بیان کرد.



شکل (۱۱): بررسی سیگنال‌ها برای استخراج سیگنال کنترلی کلید  $S_1$

## ۵. تحلیل خطای تخمین موقعیت روتور و تأثیر آن بر بازده موتور

روش پیشنهادی از توابع علامت ولتاژهای خط برای تولید سیگنال‌های کلیدزنی کلیدهای اینورتر استفاده کرده است. به عبارت دیگر، ولتاژهای خط برای آشکارسازی غیرمستقیم نقاط گذر از صفر ولتاژهای ضدمحرکه فاز به فاز استفاده شده است. با اینکه هر ولتاژ خط ولتاژ ضدمحرکه فاز به فاز مربوطه را در بر دارد، به دلیل افت ولتاژ روی مقاومت سیم پیچی‌های استاتور تخمین موقعیت روتور با خطا همراه است. فرض کنید فاز  $a$  و  $c$  هدایت می‌کنند و فاز  $b$  خاموش است. ناحیه‌ای که در شکل (۱۲) نشان داده شده، مربوط به این بازه است.



شکل (۱۲): خطای تخمین موقعیت ناشی از افت ولتاژ مقاومت استاتور

ملاحظه می‌شود که ضدمحرکه فاز  $b$  از  $-E$  به حداکثر مقدار خود یعنی  $E$  افزایش می‌یابد. نقطه کموتاسیون ایدئال برای کموتاسیون جریان از فاز  $a$  به فاز  $b$  لحظه‌ای است که در آن ضدمحرکه  $e_b$  با  $e_a$  برابر می‌شود. به هر حال، ولتاژ ضدمحرکه فازها به طور مستقیم در دسترس نیستند و در عمل از نقاط گذر از صفر ولتاژهای خط برای تخمین نقاط کموتاسیون استفاده می‌شود. فرض کنید که اندوکتانس فازها کوچک و قابل صرف نظر کردن هستند؛ در این صورت، زمانی که

1. Per-unit system

شکل (۱۳-ب) مشخص است، ریپل جریان فاز حاصل از روش پیشنهادی کمتر از روش معمول است؛ زیرا مقدار پیک تا پیک جریان در روش پیشنهادی ۸ آمپر و در روش معمولی ۱۳ آمپر است. با توجه به شکل (۳-ج) نیز خطای موقعیت در روش پیشنهادی ۸ درجه است که در مقایسه با خطای ۲۰ درجه ای روش معمولی کمتر است. شکل (۱۴) ولتاژ خط، جریان فاز و سیگنال گیت حاصل از روش پیشنهادی و روش معمول را تحت بار متوسط و در سرعت ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه نشان می دهد. در این مورد نیز همان طور که از شکل (۱۴-ب) مشخص است، ریپل جریان فاز حاصل از روش پیشنهادی کمتر از روش معمول است. مقدار پیک تا پیک جریان در روش پیشنهادی، ۵ آمپر و در روش معمولی ۱۰ آمپر است. با توجه به شکل (۱۴-ج) نیز خطای موقعیت در روش پیشنهادی ۶ درجه است که در مقایسه با خطای ۱۹ درجه ای روش معمولی کمتر است. علاوه بر این همان طور که در شکل موج جریان های فاز در شکل (۱۳) و (۱۴) علامت گذاری و بزرگ نمایی شده، تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر در روش های مبتنی بر فیلتر پایین گذر تا حدی است که موجب تأخیر در تحریک فاز خاموش شده و لذا فاز خاموش از طریق دیود چرخش آزاد شروع به هدایت می کند و موجب می شود که شکل موج جریان دچار اعوجاج بیشتری شود. در حالی که در روش پیشنهادی مقاله چون خطای موقعیت کوچک است، این مشکل اعوجاج جریان دیگر وجود ندارد.

جدول (۲): مشخصات موتور BLDC مکسون (EC-22-167129)

توان نامی	50 [W]
ثابت سرعت	۷۰۲ [rpm/V]
ثابت گشتاور	۱۳/۶ [mNm/A]
تعداد جفت قطبها	۱
ولتاژ نامی	۳۲ [V]
اینرسی روتور	$۴/۲ \times ۱۰^{-۷}$ [kg.m <sup>2</sup> ]
مقاومت استاتور	۰/۴۹۸۵ [Ω]
اندوکتانس استاتور	۰/۰۷۳۵ [mH]
سرعت نامی	۲۰۲۰۰ [rpm]
جریان نامی	۲/۸۲ [A]

در شکل (۱۵)، ولتاژ خط و سیگنال های گیت حاصل از روش پیشنهادی و روش معمولی در بی باری و در سرعت ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه نشان داده شده است. خطای موقعیت تخمین زده شده در روش پیشنهادی ۳ درجه است که در مقایسه با خطای ۱۸ درجه ای روش معمولی مبتنی بر فیلتر پایین گذر ناچیز است. چون شبیه سازی در بی باری انجام شده است، شکل موج جریان فاز در این حالت نشان داده نشده است. در شکل های (۱۶) و (۱۷) خطای سیگنال های گیت

$$i_a = I, \quad i_b = -I, \quad i_c = 0 \quad (26)$$

با جاگذاری رابطه (۲۶) در رابطه گشتاور که در رابطه (۲) تعریف شده، رابطه جدیدی برای گشتاور موتور به صورت رابطه (۲۷) به دست می آید.

$$T_e = K_t I \begin{cases} 2 & \frac{\pi}{6} + \theta_0 < \theta_e < \frac{\pi}{2} \\ 5 - \frac{6\theta_e}{\pi} & \frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{\pi}{2} + \theta_0 \end{cases} \quad (27)$$

توان خروجی موتور توسط گشتاور متوسط آن تعیین می شود. مقدار متوسط گشتاور تعریف شده در رابطه (۲۷) در بازه ۶۰ درجه به صورت رابطه (۲۸) به دست می آید.

$$T_e = \frac{3}{\pi} K_t I \left( \int_{\frac{\pi}{6} + \theta_0}^{\frac{\pi}{2}} 2d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \theta_0} \left( 5 - \frac{6\theta_e}{\pi} \right) d\theta_e \right) \quad (28)$$

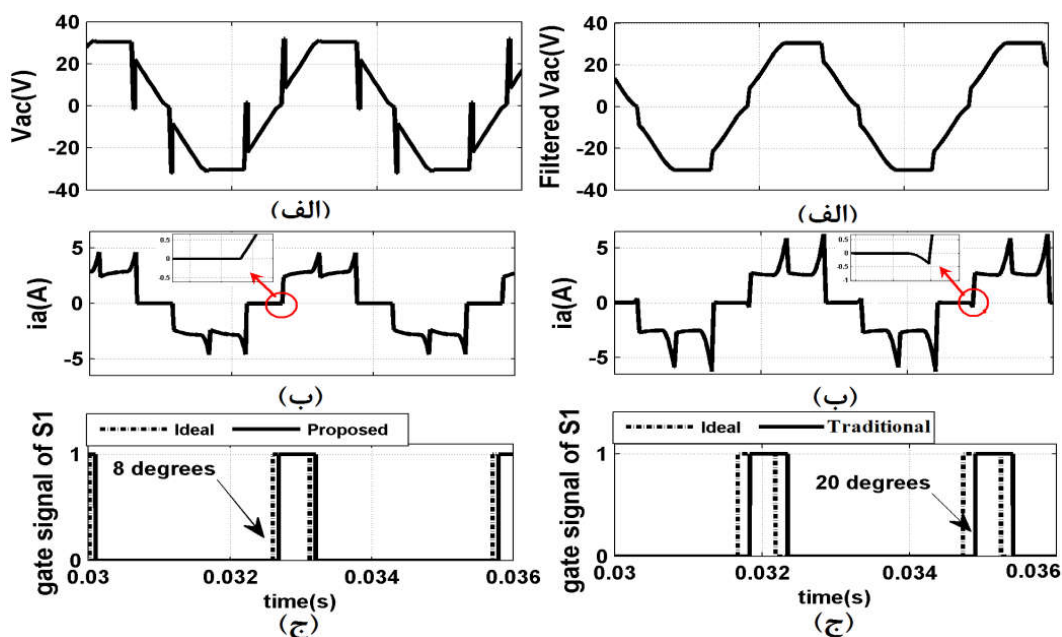
$$= K_t I \left( 2 - \left( \frac{3}{\pi} \theta_0 \right)^2 \right)$$

از رابطه (۲۸)، واضح است که با افزایش تأخیر در کمو تاسیون جریان، گشتاور متوسط تولید شده توسط موتور کاهش می یابد. به عبارت دیگر، هرچه خطای تخمین موقعیت روتور بیشتر باشد، متوسط گشتاور تولید شده توسط موتور و بازده آن کاهش می یابد. خطای تخمین موقعیت روتور در روش پیشنهادی فقط ناشی از افت ولتاژ مقاومت استاتور است. ولی در روش هایی که از ولتاژ های فیلتر شده خط استفاده می کنند، علاوه بر افت ولتاژ مقاومت استاتور، فیلتر پایین گذر نیز موجب تأخیر فاز و خطا در تخمین موقعیت روتور می شود که در مقایسه با خطای ناشی از مقاومت استاتور بزرگ تر است. بنابراین می توان گفت که روش پیشنهادی با حذف خطای ناشی از فیلتر پایین گذر باعث بهبود بازده و عملکرد موتور می شود.

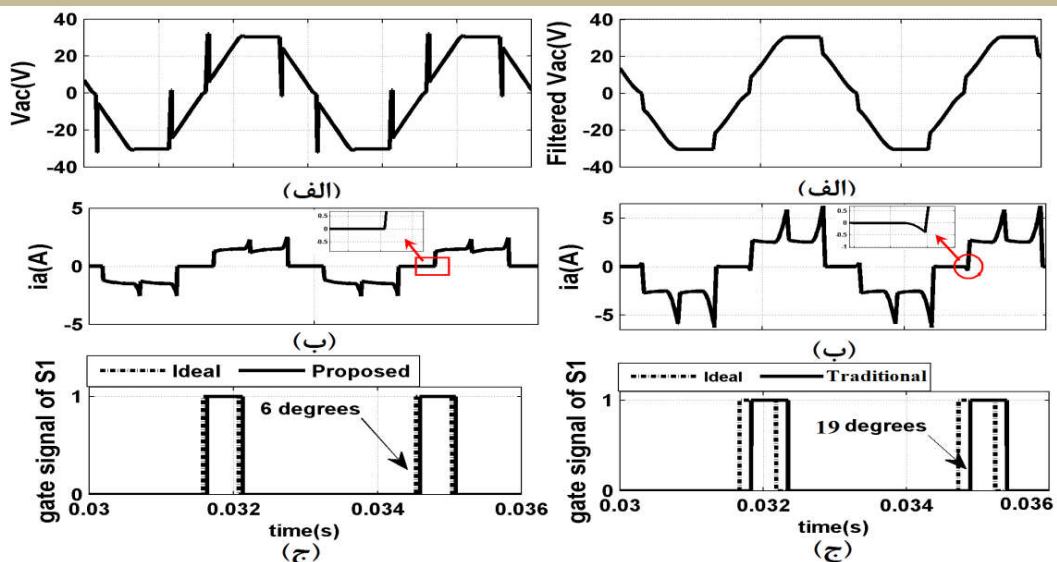
## ۶. نتایج شبیه سازی و عملی

مشخصات موتور مکسون<sup>۱</sup> EC-22-167129 که برای شبیه سازی و اجرای زمان حقیقی روش پیشنهادی به کار رفته، در جدول (۲) آورده شده است. نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی تحت بارها و سرعت های مختلف با نتایج روش های معمولی که از فیلتر پایین گذر استفاده می کنند در شکل های (۱۳) تا (۱۷) با یکدیگر مقایسه شده اند. در شکل (۱۳) ولتاژ خط، جریان فاز و سیگنال گیت حاصل از روش پیشنهادی و روش معمول تحت بار نامی و در سرعت ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه نشان داده اند. برای خلاصه شدن شکل ها از میان شش سیگنال کنترلی گیت های اینورتر فقط سیگنال کنترلی S<sub>1</sub> برای مقایسه آورده شده است. همان طور که از

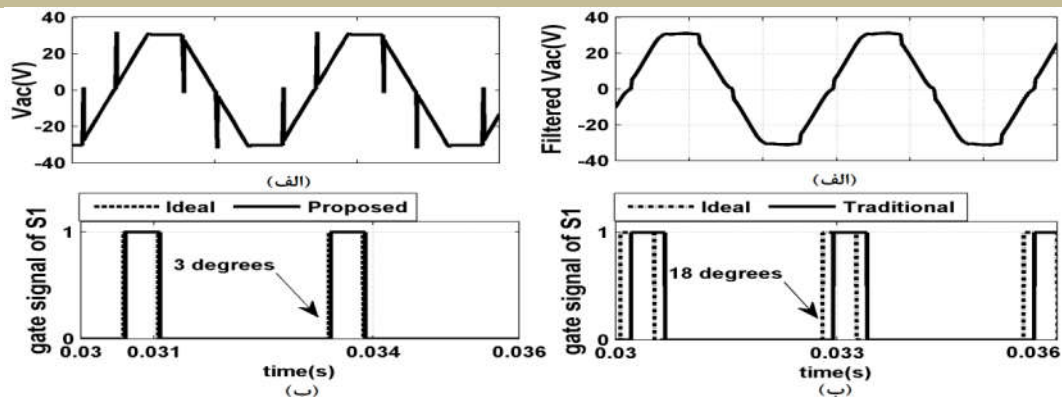
1. Maxon



شکل (۱۳): (الف) ولتاژ خط، (ب) جریان فاز و (ج) سیگنال‌های گیت ایدئال و حاصل از روش پیشنهادی (چپ) و روش مرسوم با فیلتر پایین گذر (راست) در سرعت نامی ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه و تحت بار نامی

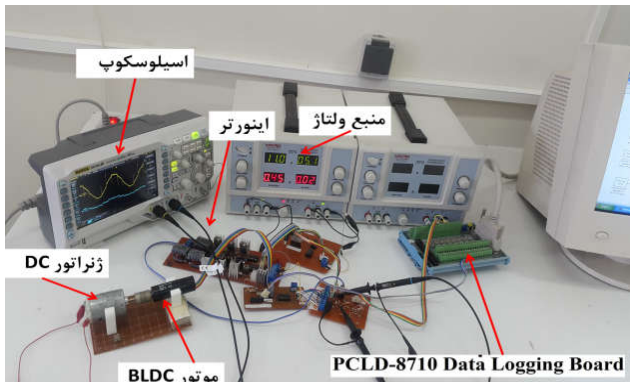


شکل (۱۴): (الف) ولتاژ خط، (ب) جریان فاز و (ج) سیگنال‌های گیت ایدئال و حاصل از روش پیشنهادی (چپ) و روش مرسوم با فیلتر پایین گذر (راست) در سرعت نامی ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه و تحت بار متوسط

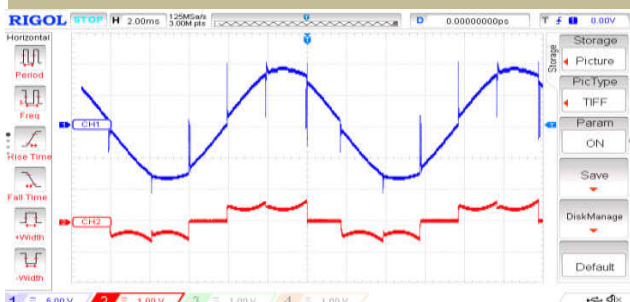


شکل (۱۵): (الف) ولتاژ خط و (ب) سیگنال‌های گیت ایدئال و حاصل از روش پیشنهادی (چپ) و روش مرسوم با فیلتر پایین گذر (راست) در سرعت نامی ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه و تحت بی‌باری

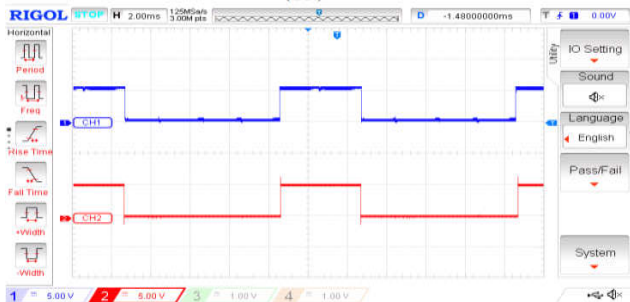
به ترتیب در شکل‌های (۱۹) و (۲۰) نشان داده شده‌اند. نتایج نشان می‌دهند که سیگنال‌های کلیدزنی حاصل از روش پیشنهادی با سیگنال‌های کلیدزنی حاصل از سنسورهای هال تطابق خوبی دارد.



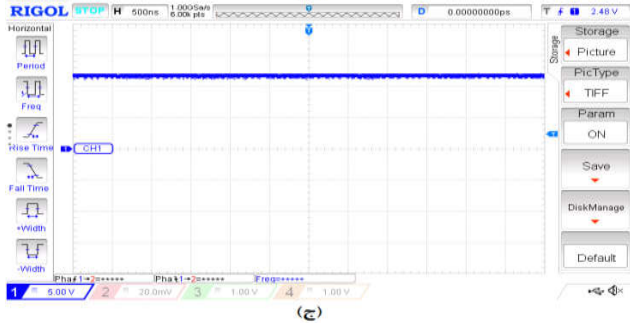
شکل (۱۸): نمای کلی اجرای زمان-حقیقی روش پیشنهادی



(الف)



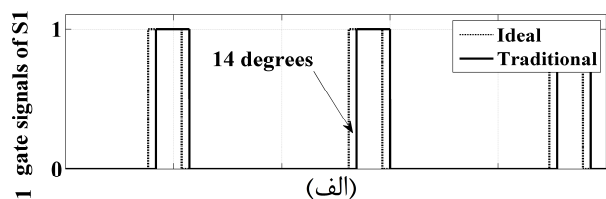
(ب)



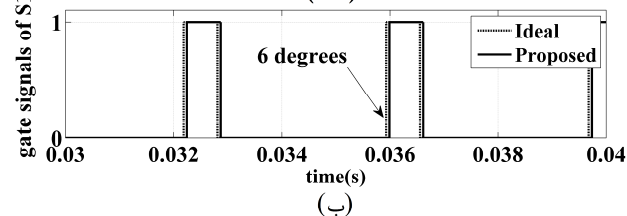
(ج)

شکل (۱۹): شکل موج‌های عملی (الف) ولتاژ خط و جریان فاز، (ب) سیگنال‌های اصلی (CH1) و مجازی حاصل از روش پیشنهادی (CH2) و (ج) ولتاژ لینک DC در سرعت ۵۰۰۰ دور بر دقیقه

حاصل از روش پیشنهادی و روش معمولی به ترتیب در سرعت ۱۵۰۰۰ و ۱۰۰۰۰ دور بر دقیقه با یکدیگر مقایسه شده‌اند. طبق نتایج شبیه‌سازی می‌توان نتیجه گرفت که روش پیشنهادی نسبت به روش‌های معمول که از فیلتر پایین‌گذر استفاده می‌کنند، عملکرد بهتری دارد. این روش در سرعت‌های بالا نیز کارایی دارد؛ زیرا به دلیل عدم استفاده از فیلتر پایین‌گذر و عدم وجود تأخیر فاز ناشی از آن، خطای موقعیت سیگنال‌های تخمین زده شده کاهش می‌یابد.

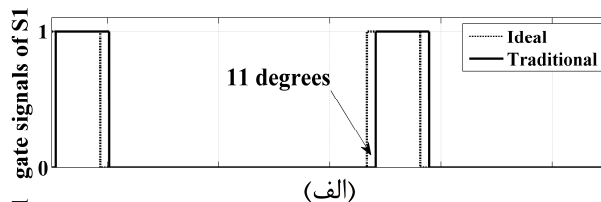


(الف)

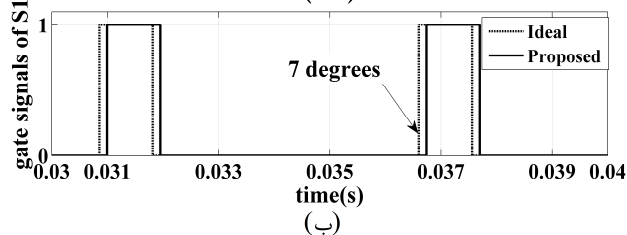


(ب)

شکل (۱۶): مقایسه سیگنال‌های گیت  $S_1$  (الف) حاصل از روش معمولی (ب) حاصل از روش پیشنهادی در سرعت ۱۵۰۰۰ دور بر دقیقه



(الف)



(ب)

شکل (۱۷): مقایسه سیگنال‌های گیت  $S_1$  (الف) حاصل از روش معمولی (ب) حاصل از روش پیشنهادی در سرعت ۱۰۰۰۰ دور بر دقیقه

برای پیاده‌سازی روش پیشنهادی به صورت زمان-حقیقی از کارت‌های Advantech PCLD-8710 و Advantech PCI-1716 استفاده شده است. شکل (۱۸) نمای کلی موتور و درایور آن را نشان می‌دهد که شامل مدارات طراحی شده برای اینورتر، مدارات اندازه‌گیری، کامپیوتر، کارت زمان-حقیقی و یک ژنراتور DC به عنوان بار است. شکل موج‌های عملی ولتاژ خط، جریان فاز و سیگنال‌های کلیدزنی برای  $S_1$  در سرعت‌های ۵۰۰۰ و ۱۰۰۰ دور بر دقیقه

عملی نشان می‌دهند که سیگنال‌های کلیدزنی حاصل از این روش با سیگنال‌های کلیدزنی حاصل از حسگرهای حال تطابق خوبی دارند؛ زیرا به دلیل حذف فیلتر پایین‌گذر خطای تخمین کاهش می‌یابد که این امر موجب می‌شود که این روش در گستره وسیع سرعت قابل استفاده باشد. به علاوه نشان داده شد که با کاهش خطای تخمین موقعیت روتور بازده موتور بهبود می‌یابد. از طرف دیگر، این روش برخلاف سایر روش‌های معمول، نیازی به ولتاژ نقطه خنثای موتور و مدار شیف‌دهنده فاز ندارد و همین امر موجب کاهش هزینه کنترل می‌شود. جدول (۳) روش پیشنهادی را با برخی از روش‌های مبتنی بر آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژهای موتور مقایسه می‌کند. مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی با چهار حسگر ولتاژ و ولتاژ کنترل‌شده لینک DC وضعیت مطلوبی در میان روش‌های کموتاسیون بدون حسگر موتورهای BLDC دارد.

جدول (۳): مقایسه روش پیشنهادی با برخی از روش‌های مبتنی بر آشکارسازی نقاط گذر از صفر ولتاژهای موتور

روش پیشنهادی	[۲۱-۱۴]	[۱۰]	[۹]	[۸]	[۷-۴]	
حسگر ولتاژ	۳	۱	۳	۴	۳	حسگر ولتاژ
حسگر جریان	×	×	×	×	×	حسگر جریان
نقطه خنثی	×	√	×	√	×	نقطه خنثی
شیفت فاز	×	√	√	×	×	شیفت فاز
فیلتر	×	×	√	√	√	فیلتر
پایین‌گذر	×	×	√	√	√	پایین‌گذر
ولتاژ DC کنترل‌شده	باک	یکسوساز کنترل‌شده	باک	باک	×	ولتاژ DC کنترل‌شده
نمونه‌برداری در لحظات خاص	×	√	×	×	×	نمونه‌برداری در لحظات خاص

√ ضروری، × غیرضروری

### پیوست: طراحی مبدل باک

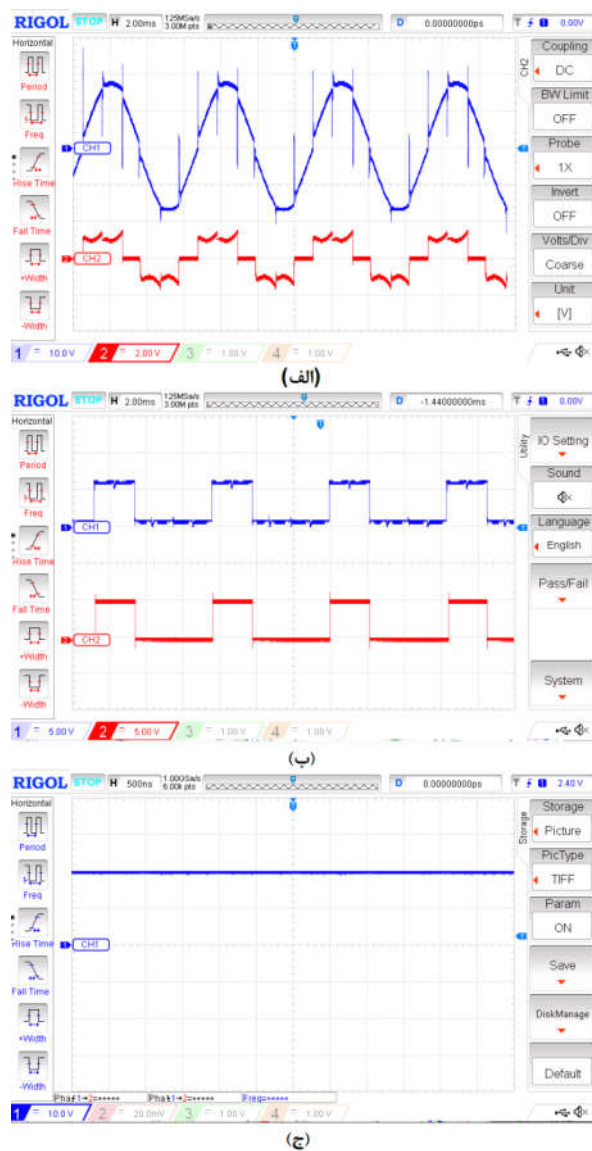
ولتاژ خروجی مبدل باک نشان داده شده در شکل (۲) با استفاده از تقریب سیگنال کوچک<sup>۱</sup> به صورت رابطه (۲۹) بیان می‌شود [۳۳].

$$V_{dc} = DV_{in} \quad (29)$$

که  $D$  چرخه کار کلید  $S_7$  است. زمانی که کلید  $S_7$  هدایت می‌کند، مدار معادل کلی سیستم به صورت شکل (۲۱-الف) است که در آن اینورتر و موتور به صورت یک بار الکتریکی نشان داده شده است. در این حالت ولتاژ سلف  $L_0$  به صورت رابطه (۳۰) بیان می‌شود.

$$V_L = V_{in} - V_{dc} \quad (30)$$

و تغییرات جریان سلف  $L_0$  به صورت رابطه (۳۱) تقریب زده می‌شود.



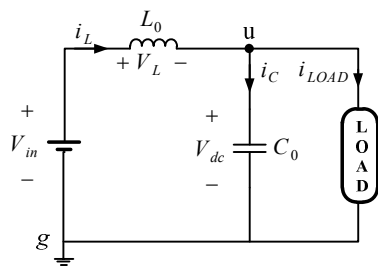
شکل (۲۰): شکل موج‌های (الف) ولتاژ خط و جریان فاز، (ب) سیگنال حال اصلی (CH1) و مجازی حاصل از روش پیشنهادی (CH2) و (ج) ولتاژ لینک DC در سرعت ۱۰۰۰۰ دور بر دقیقه

### ۷. نتیجه‌گیری

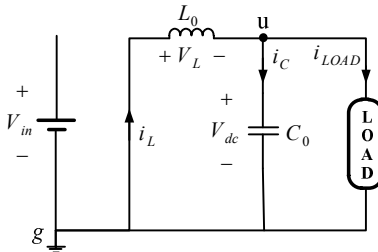
در این مقاله، یک روش کموتاسیون بدون حسگر برای موتور BLDC پیشنهاد شده است که فیلتر پایین‌گذر و شیف‌دهنده فاز را به طور هم‌زمان حذف می‌کند. روش کموتاسیون بدون حسگر پیشنهادی بر اساس نقاط گذر از صفر ولتاژ ترمینال‌های موتور نسبت به زمین و نیز نسبت به ترمینال مثبت لینک DC است. برای به دست آوردن سیگنال‌های کلیدزنی، سیگنالی تعریف شده که در بردارنده همه ریبیل‌های کموتاسیون جریان است. با استفاده از نقاط گذر از صفر این سیگنال و یک مدار منطقی بازه‌های شش‌گانه هدایت تولید شدند. برای کنترل کلیدهای اینورتر نیز روابط منطقی خاصی تعریف شده است. نتایج شبیه‌سازی و

1. Small-signal approximation

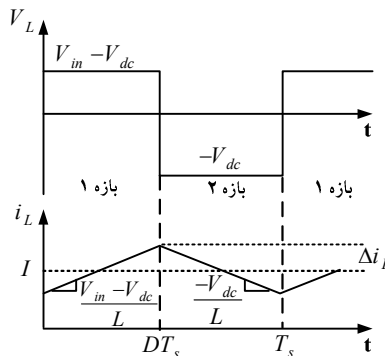
میکروفاراد انتخاب شده است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۲۱): (الف) مدار معادل در حالت وصل کلید، (ب) مدار معادل در حالت قطع کلید و (ج) ولتاژ و جریان سلف  $L_0$

تابع تبدیل ولتاژ خروجی مبدل باک نسبت به سیگنال کنترلی یعنی  $D$  به صورت رابطه (۳۸) بیان می شود [۳۲].

$$G_{vd}(s) = V_{in} \left( \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2} \right) \quad (38)$$

از تابع تبدیل مبدل باک مشخص است که دو قطب در نیم صفحه سمت چپ دارد و برخلاف مبدل های بوست و باک-بوست صفری در نیم صفحه سمت راست ندارد. پس مبدل باک یک سیستم مینیمم فاز است که کنترل آن می تواند به آسانی صورت گیرد. شکل (۲۲) دیاگرام های بود بهره و فاز پاسخ فرکانسی تابع تبدیل مبدل باک را نشان می دهد. از این شکل مشاهده می شود که حاشیه فاز سیستم در حدود ۴۵ درجه است که برای ارضای شرط پایداری یک سیستم مطلوب است. در صورتی که سیستم شرط حاشیه فاز لازم را برآورده نکند، می توان به

$$\frac{di_L}{dt} \approx \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - V_{dc}}{L_0} \quad (31)$$

زمانی که کلید  $S_7$  خاموش است، مدار معادل به صورت شکل (۲۱-ب) است. ولتاژ و تغییرات جریان سلف  $L_0$  در این بازه به صورت دسته روابط (۳۲) بیان می شوند.

$$\begin{aligned} V_L &= -V_{dc} \\ \frac{\Delta i_L}{\Delta t} &= \frac{-V_{dc}}{L_0} \end{aligned} \quad (32)$$

شکل موج های ولتاژ سلف، جریان سلف، شیب جریان سلف و طول هر بازه در شکل (۲۱-ج) نشان داده شده اند. تغییرات جریان سلف برابر است با حاصل ضرب شیب در طول بازه ۱ که به صورت رابطه (۳۳) به دست می آید.

$$2\Delta i_L = \left( \frac{V_{in} - V_{dc}}{L_0} \right) (DT_s) = \frac{V_{in}}{L_0} (1-D)DT_s \quad (33)$$

که  $T_s$  دوره تناوب کلیدزنی  $S_7$  است. با استفاده از رابطه (۳۳) می توان معادله ای را که برای استخراج مقدار سلف مبدل باک لازم است، به صورت رابطه (۳۴) بیان کرد.

$$L_0 = \frac{V_{in}}{2\Delta i_L} (1-D)DT_s \quad (34)$$

با توجه به رابطه (۳۳) بیشینه مقدار  $\Delta i_L$  در حالت  $D = 0.5$  رخ می دهد. بنابراین با فرض بدترین حالت، یعنی بیشینه مقدار برای ریبیل جریان سلف، مقدار سلف باید محاسبه شود. معمولاً مقدار  $\Delta i_L$  در حدود ۱۰ یا ۲۰ درصد جریان بار کامل در نظر گرفته می شود. با فرکانس کلیدزنی ۱۰ کیلو هرتز و با جاگذاری مقادیر نامی موتور بدون جاروبک مکسون که در جدول (۲) لیست شده است، مقدار سلف به صورت رابطه (۳۵) به دست می آید.

$$L_0 = \frac{32}{2(0.1 \times 2.82)} (1-0.5) \times 0.5 \times 10^{-4} = 1.4 \text{ mH} \quad (35)$$

در یک مبدل باک با طراحی خوب، مقدار خازن طوری انتخاب می شود که امپدانس آن در فرکانس کلیدزنی بسیار کوچک تر از امپدانس بار باشد. در نتیجه، تقریباً تمام ریبیل جریان سلف از خازن می گذرد و مقدار ناچیزی از آن از بار عبور می کند و جریان بار DC خواهد بود. با هدایت ۱۲۰ درجه، فقط دو فاز از سه فاز موتور هدایت می کنند و امپدانس بار با توجه به مقادیر پارمترهای موتور با رابطه (۳۶) به دست می آید.

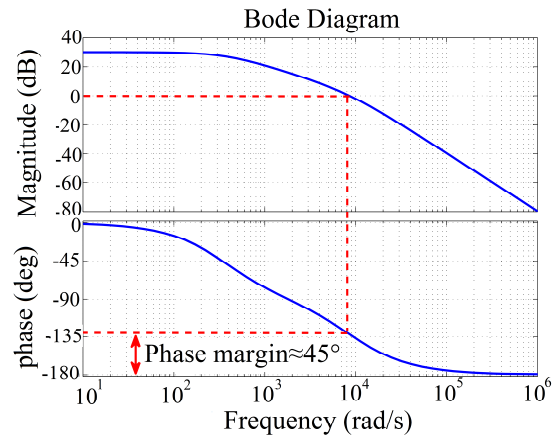
$$|Z_{LOAD}| = 2\sqrt{R^2 + (L\omega)^2} = 9.3 \Omega \quad (36)$$

بنابراین مقدار خازن باید با استفاده از رابطه (۳۷) انتخاب شود.

$$\frac{1}{C\omega} \ll 9.3 \Omega \Rightarrow C \gg 1.7 \mu\text{F} \quad (37)$$

که برای دستیابی به ولتاژ خروجی صاف مقدار خازن در حدود ۲۲۰

تناسب از انواع جبرانگرهایی که در مرجع [۳۲] آورده شده است، استفاده کرد.



شکل (۲۲): دیاگرام بود بهره و فاز پاسخ فرکانسی تابع تبدیل مبدل باک

## مراجع

- [۱] حلویی نیاسر، ابوالفضل، «مروری بر روش‌های تحلیل، کنترل، پیاده‌سازی و ارزیابی درایوهای موتورهای DC بدون جاروبک»، مهندسی و مدیریت انرژی، دوره پنجم، شماره ۲، صفحه ۲۴-۴۱، ۱۳۹۴.
- [2] Kim, T., Lee, H. W., and Ehsani, M., "Position Sensorless Brushless DC Motor/Generator Drives: Review and Future Trends", IET Electric Power Applications, Vol. 1, No. 4, pp. 557-564, 2007.
- [3] Lee, A. C., Wang, S., and Fan, C. J., "A Current Index Approach to Compensate Commutation Phase Error for Sensorless Brushless DC Motors With Nonideal Back EMF", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 6, pp. 4389-4399, 2016.
- [4] Iizuka, K., Uzuhashi, H., Kano, M., Endo, T., and Mohri, K., "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1A-21, No. 3, pp. 595-601, 1985.
- [5] Cheng-Hu, C., and Ming-Yang, C., "A New Cost Effective Sensorless Commutation Method for Brushless DC Motors Without Phase Shift Circuit and Neutral Voltage", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, pp. 644-653, 2007.
- [6] Kim, T. Y., and Lyou, J., "Commutation Instant Detector for Sensorless Drive of BLDC Motor", Electronics Letters, Vol. 47, No. 23, pp. 1269-1270, 2011.
- [7] Mahdiun-Rad, S., Azizian, M. R., and Soleimanpour, S., "Modeling, Simulation and Implementation of a Sensorless Commutation Method for Brushless DC Motors without Phase Shifter", Power Electronics, Drives Systems & Technologies Conference (PEDSTC), pp. 228-233, 2015.
- [8] Tae-Won, C., Quang-Vinh, T., Hong-Hee, L., and Heung-Geun, K., "Sensorless Control of BLDC Motor Drive for an Automotive Fuel Pump Using a Hysteresis Comparator", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 3, pp. 1382-1391, 2014.
- [9] Li, W., Fang, J., Li, H., and Tang, J., "Position Sensorless Control Without Phase Shifter for High-Speed BLDC Motors With Low Inductance and Nonideal Back EMF", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 2, pp. 1354-1366, 2016.
- [10] Liu, G., Cui, C., Wang, K., Han, B., and Zheng, S., "Sensorless Control for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Line-to-Line Back EMF", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 7, pp. 4669-4683, 2016.
- [11] Chenjun, C., Gang, L., Kun, W., and Xinda, S., "Sensorless Drive for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Virtual Neutral Voltage", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 6, pp. 3275-3285, 2015.
- [12] Halvaei Niasar, A., Vahedi, A., and Moghbelli, H., "Low-Cost Sensorless Control of Four-Switch, Brushless DC Motor Drive With Direct Back-EMF Detection", Journal of Zhejiang University SCIENCE A, Vol. 10, No. 2, pp. 201-208, 2009.
- [13] Niasar, A. H., Moghbelli, H., and Vahedi, A., "A Low-Cost Sensorless Control for Reduced-Parts, Brushless DC Motor Drives", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 662-667, 2008.
- [14] Halvaei Niasar, A., Vahedi, A., and Moghbelli, H., "A Novel Position Sensorless Control of a Four-Switch, Brushless DC Motor Drive Without Phase Shifter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 6, pp. 3079-3087, 2008.
- [15] Hyeong-Gee, Y., Chang-Seok, H., Ji-Yoon, Y., Hyeon-Gil, J., Yeong-Don, B., and Yoon-Seo, P., "Sensorless Drive for Interior Permanent Magnet Brushless DC Motors", IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, pp. TD1/3.1-TD1/3.3, 1997.
- [۱۶] بهرامی، مهدی، افجه‌ای، سید ابراهیم، سیادتان، علیرضا، ترکمن، حسین، «روشی نوین در راه‌اندازی بدون سنسور موتور DC بدون جاروبک با کمک روش مدولاسیون پالسی برای جبران اندوکتانس فاز»، شانزدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران، تهران، ایران، ۱۳۸۷.
- [17] Jianwen, S., Nolan, D., Teissier, M., and Swanson, D., "A Novel Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Fuel Pumps", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 6, pp. 1734-1740, 2003.
- [18] Jianwen, S., "An Improved Microcontroller-Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for

- Automotive Applications*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 5, pp. 1216-1221, 2006.
- [19] Changliang, X. and Xinmin, L., "Z-Source Inverter-Based Approach to the Zero-Crossing Point Detection of Back EMF for Sensorless Brushless DC Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 3, pp. 1488-1498, 2015.
- [20] Damodharan, P., and Vasudevan, K., "Sensorless Brushless DC Motor Drive Based on the Zero-Crossing Detection of Back Electromotive Force (EMF) From the Line Voltage Difference", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 3, pp. 661-668, 2010.
- [21] Damodharan, P., Sandeep, R. Sandeep, and Vasudevan, K., "Simple Position Sensorless Starting Method for Brushless DC Motor", IET Electric Power Applications, Vol. 2, No. 1, pp. 49-55, 2008.
- [22] Zhang, X. Z., and Wang, Y. N., "A Novel Position-Sensorless Control Method for Brushless DC Motors", Energy Conversion and Management, Vol. 52, No. 3, pp. 1669-1676, 3// 2011.
- [23] Doo-Hee, J., and In-Joong, H., "Low-Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors Using a Frequency-Independent Phase Shifter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, pp. 744-752, 2000.
- [24] Azizian, M. R., "A Sensorless Control for Brushless DC Motor Drives in Wide Range of Speed Variations", 16th Iranian Conference on Electrical Engineering, Tehran, Iran, 2008.
- [25] Quan, J., Chao, B., and Huang, R., "A New Phase-Delay-Free Method to Detect Back EMF Zero-Crossing Points for Sensorless Control of Spindle Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 7, pp. 2287-2294, 2005.
- [26] Tashakori, A., Ektesabi, M., and Hosseinzadeh, N., "Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive Applications", Proceedings of the World Congress on Engineering, London, U.K., pp. 570-574, 2011.
- [27] Jiancheng, F., Wenzhuo, L., and Haitao, L., "Self-Compensation of the Commutation Angle Based on DC-Link Current for High-Speed Brushless DC Motors with Low Inductance", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 1, pp. 428-439, 2014.
- [28] Jiancheng, F., Xinxiu, Z., and Gang, L., "Instantaneous Torque Control of Small Inductance Brushless DC Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 12, pp. 4952-4964, 2012.
- [29] Jiancheng, F., Xinxiu, Z., and Gang, L., "Precise Accelerated Torque Control for Small Inductance Brushless DC Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 3, pp. 1400-1412, 2013.
- [30] Iwasaki, S., Deodhar, R. P., Yong, L., Pride, A., Zhu, Z. Q., and Bremner, J. J., "Influence of PWM on the Proximity Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 4, pp. 1359-1367, 2009.
- [31] Kyeong-Hwa, K., and Myung-Joong, Y., "Performance Comparison of PWM Inverter and Variable DC Link Inverter Schemes for High-Speed Sensorless Control of BLDC Motor", Electronics Letters, Vol. 38, No. 21, pp. 1294-1295, 2002.
- [32] Krishnan, R., *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*: Taylor & Francis, 2009.
- [33] Erickson, R. W., and Maksimovic, D., *Fundamentals of Power Electronics*: Springer US, 2001.