

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

شهین مهدیون راد^۱، محمدرضا عزیزیان^{۲*}، محمد هجری^۳

^۱ دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

s_mahdiuonrad@sut.ac.ir

^۲ دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

azizian@sut.ac.ir

^۳ 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.

۱. مقدمه

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 کمو تاسیون واقعی ۳۰ درجه الکتریکی پیش فاز هستند. پس یک مدار شیفت دهنده فاز لازم است تا نقاط کمو تاسیون به درستی تعیین شوند. روش های متعددی برای بهبود کمو تاسیون بدون حسگر مبتنی بر آشکار سازی 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 هر چند 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 کمو تاسیون 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 کمو تاسیون 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 کمو تاسیون 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 کمو تاسیون تعیین شوند. علاوه بر اینکه پیاده سازی این روش ها پیچیده است، نیاز به شیفت فاز متغیر نیز وجود دارد؛ چون تأخیر فاز α متغیر و وابسته به سرعت موتور است. در مراجع [۱۲-۱۴] نیز روش هایی برای کمو تاسیون بدون حسگر موتور BLDC سه فاز با اینورتر چهار کلیدی ارائه شده است. لحظات کمو تاسیون 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 کمو تاسیون 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 کمو تاسیون 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 ضد محرکه الکتریکی (BEMF^۲)، 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. آشکار سازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF، ۲. آشکار سازی 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 آشکار سازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF برای موتورهای با BEMF دوزنقه ای متداول ترند. اولین روش کمو تاسیون بدون حسگر موتور BLDC در سال ۱۹۸۵ توسط ایزوکا و همکاران ارائه شد که در آن نقاط کمو تاسیون با آشکار سازی نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF و شیفت فاز به اندازه 30° 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^۳) و ریبیل های کمو تاسیون^۴ 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 تک قطبی استفاده شده است. ولتاژهای ترمینال به وسیله مبدل آنالوگ به دیجیتال و فقط زمانی که کلیدهای بالایی روشن هستند، نمونه برداری 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، نمونه برداری می‌شود. عیب این روش آن است که یک حداقل زمان خاموشی مشخص برای سیگنال PWM مورد نیاز است تا نمونه برداری از ولتاژها به درستی انجام شود. این امر موجب می‌شود که از ولتاژ منبع DC به طور 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 نمونه برداری از ولتاژها در وضعیت روشن سیگنال PWM فراهم شده است. به عبارت دیگر، روش‌های ارائه شده در مراجع [۱۷ و ۱۸] مکمل یکدیگرند. در مرجع [۱۹] از یک اینورتر منبع امپدانس برای تغذیه موتور استفاده شده و فقط در زمان اتصال کوتاه اینورتر منبع امپدانس از ولتاژ ترمینال فاز خاموش نمونه برداری 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 نمونه برداری 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. هر چند که نقاط کموتاسیون به دست آمده در مراجع [۱۵-۲۲] فاقد تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین گذر هستند، نیاز به مدار شیفت‌دهنده فاز هنوز وجود دارد و علاوه بر آن الگوی کلیدزنی خاصی برای نمونه برداری از ولتاژها مورد نیاز است. در مراجع [۲۳ و ۲۴] از مدارات شیفت‌دهنده دیجیتالی استفاده شده است که نقاط گذر از صفر ولتاژ BEMF را به اندازه دلخواه جابه‌جا می‌کنند تا نقاط کموتاسیون حاصل شوند.

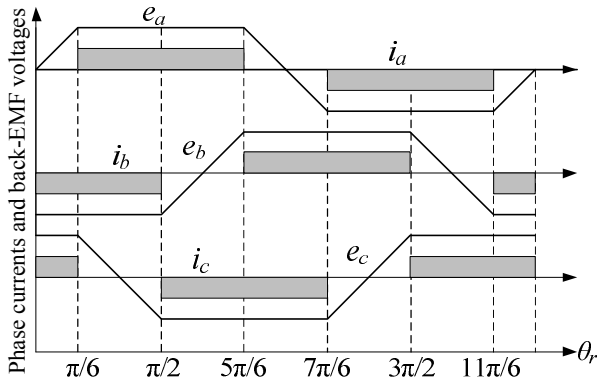
در مرجع [۲۵] یک روش فیلتر دیجیتال برای تعیین نقاط کموتاسیون معرفی شده که از ولتاژهای فیلتر نشده ترمینال‌ها نسبت به

نقطه خشی استفاده می‌کند. به دلیل استفاده از ولتاژهای فیلتر نشده، 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 به اندازه ۳۰ درجه نقاط کموتاسیون تعیین شده‌اند.

هدف از این مقاله، ارائه 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 بردارنده نقاط کموتاسیون است و با استفاده از نقاط گذر از صفر آن و توابع علامت ولتاژهای فیلتر نشده خط توالی‌های کلیدزنی تعیین می‌شوند. با این روش، دیگر نیازی به مدار شیفت‌دهنده فاز و ولتاژ نقطه خشی موتور که در اکثر روش‌ها از جمله روش مرجع [۲۵] مورد نیاز است، نخواهد بود. همچنین به دلیل 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 گستره 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^۱ استخراج می‌شود و در بخش ۳، ریپل‌های ولتاژ ناشی از کموتاسیون جریان به طور 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.

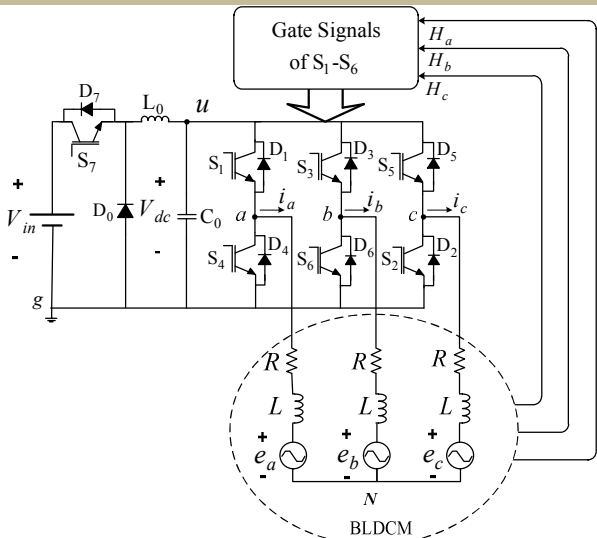
۲. مدل ریاضی موتور BLDC

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 سه فاز را می‌توان با دسته معادلات (۱) توصیف کرد [۲۶]:



شکل (۱): جریان‌های فاز و ولتاژهای ضدحرکت الکتریکی موتور BLDC

در مد هدایت ۱۲۰ درجه



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

۳. تحلیل تفصیلی کموتاسیون جریان

معمولاً برای کنترل درایوهای موتور BLDC از روش کلیدزنی PWM استفاده می‌شود. این روش موجب ایجاد ریبیل‌های با دامنه بزرگ و فرکانس بالا در گشتاور و جریان موتورهای BLDC می‌شود که تلفات مسی و تلفات آهن موتور را افزایش می‌دهند [۹-۱۱ و ۲۷-۳۰]. به‌علاوه در مرجع [۳۱] اثبات شده است که عملکرد بدون حسگر موتور BLDC در حالتی که از منبع تغذیه DC کنترل‌شده استفاده می‌شود، بسیار پایدارتر از کنترل PWM است. بنابراین در این مقاله نیز ولتاژ اعمالی به موتور از طریق مبدل باک کنترل می‌شود که طراحی آن در پیوست آمده است. به این ترتیب، کلیدهای S_6-S_1 اینورتر فقط برای انجام عمل کموتاسیون روشن و خاموش می‌شوند.

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

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

$$T_e = K_f \omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} + T_L$$

که V_{ab} ، V_{bc} و V_{ca} ولتاژهای خط i_a ، i_b و i_c جریان‌های فاز استاتور، R مقاومت استاتور، L اندوکتانس استاتور و e_a ، e_b و e_c ولتاژهای ضدحرکت فازهای استاتور هستند. برای یک موتور BLDC ولتاژهای BEMF دوزنقه‌ای و گشتاور الکترومغناطیسی به صورت روابط (۲) تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} e_a &= K_e \omega_m F(\theta_e) \\ e_b &= K_e \omega_m F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c &= K_e \omega_m F(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2)$$

$$T_e = K_t [F(\theta_e) i_a + F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_b + F(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) i_c]$$

که در آن K_e ثابت ولتاژ، K_e ثابت گشتاور، ω_m سرعت زاویه‌ای روتور و θ_e زاویه الکتریکی روتور بوده و F بیانگر یک تابع دوزنقه‌ای است که به صورت رابطه (۳) تعریف می‌شود.

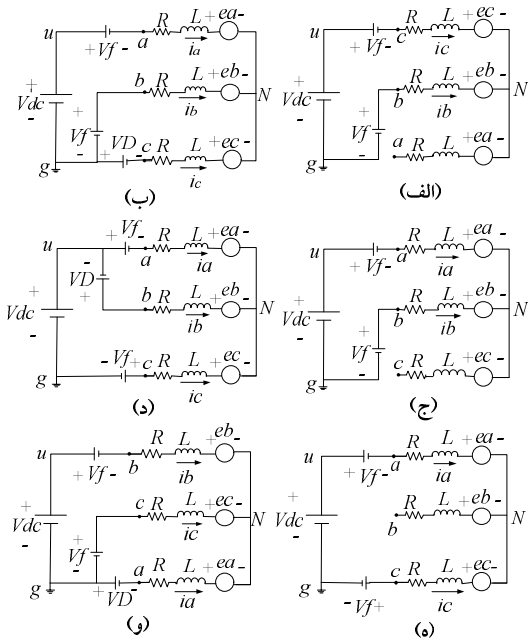
$$F(\theta_e) = \begin{cases} \left(\frac{1}{\pi/6}\right)\theta_e & 0 \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6} \\ 1 & \frac{\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{6} \\ 1 - \left(\frac{2}{\pi/3}\right)\left(\theta_e - \frac{5\pi}{6}\right) & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \frac{7\pi}{6}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

معادلات (۱) به صورت معادلات فضای حالت (۴) بازنویسی می‌شوند

تا شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب/سیمولینک به راحتی انجام شود.

$$\begin{pmatrix} i_a' \\ i_b' \\ \omega_m' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{pmatrix} + \quad (4)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ab} - e_{ab} \\ V_{bc} - e_{bc} \\ T_e - T_L \end{pmatrix}$$



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.

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

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

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

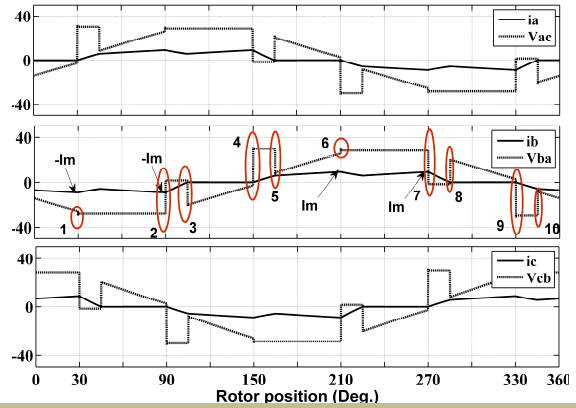
با حل دسته معادلات (۶) و تغییر متغیر $\theta_e = \omega t$ و $\tau = \frac{L\omega}{R}$ و با فرض اینکه در انتهای مرحله ۱، جریان فاز c به مقدار I_m که در شکل (۳) نشان داده شده رسیده است، رابطه i_c به صورت رابطه (۷) به دست می‌آید.

$$i_c(\theta_e) = I_m \exp\left(-\frac{(\theta_e - \pi/6)}{\tau}\right)$$

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

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) ریبیل‌های ولتاژ خط در یک دوره تناوب شماره‌گذاری و مشخص شده‌اند. به دلیل تقارن فقط ریبیل‌های 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) می‌شود. در انتهای این بازه، مقدار ولتاژ V_{ba} از رابطه (۱۲) به دست می‌آید 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 می‌افتد. کلید S_1 خاموش می‌شود و کلیدهای S_3 و S_2 روشن هستند و دیود D_4 نیز تا زمان صفر شدن جریان فاز a هدایت می‌کند. مدار معادل مربوط به این بازه در شکل (۴-و) 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 می‌شود 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 می‌آید.

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

تا این مرحله، معادله ولتاژ خط V_{ba} برای یک نیم‌سیکل محاسبه شد. برای بقیه مراحل نیز روندی مشابه طی می‌شود. با استفاده از این تحلیل‌ها می‌توان نتیجه گرفت که وقتی از ولتاژ لینک DC کنترل شده استفاده می‌شود، ولتاژهای موتور فقط توسط ریپل‌های کموتاسیون دچار اعوجاج شده و در یک دوره تناوب فقط شش ریپل کموتاسیون ظاهر می‌شود.

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)، ریپل‌های ناشی از کموتاسیون جریان در شکل موج‌های ولتاژهای فیلتر نشده خط نشان داده شده‌اند. در هر شکل موج ریپل‌هایی وجود دارند که موجب گذر از صفر شکل موج ولتاژها می‌شوند و موجب می‌شوند که نتوان به‌طور مستقیم از نقاط گذر از صفر این ولتاژها برای تعیین نقاط کموتاسیون استفاده کرد. همان‌طور 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 می‌شود که با علامت T مشخص

جریان فاز c به صورت رابطه (۸) به دست می‌آید.

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

همان‌طور 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 می‌کنند 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 می‌شود 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 می‌شود و تا زمان صفر شدن جریان فاز b هدایت می‌کند. 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 می‌شود 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) می‌شود. 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 می‌آید.

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

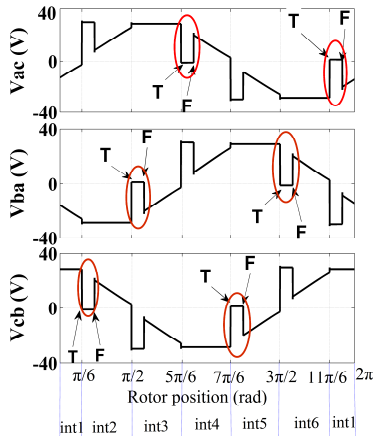
زمان اتمام عمل کموتاسیون متناظر با زمان صفر شدن جریان فاز b و خاموش شدن دیود D_3 است و با رابطه (۱۰) بیان می‌شود.

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

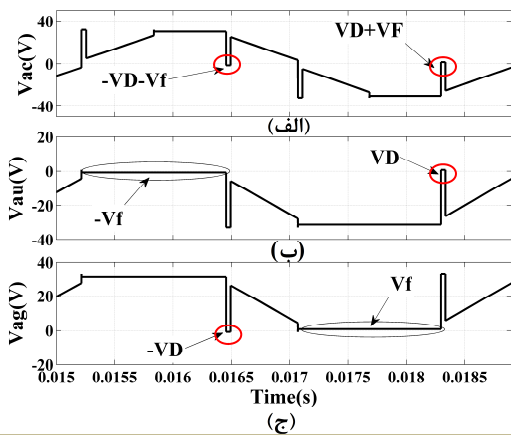
مرحله ۳: در این مرحله فقط فازهای a و c هدایت می‌کنند. کلیدهای S_1 و S_2 روشن هستند و مدار معادل مطابق شکل (۴-ه) است. جریان فاز b صفر است و ولتاژ خط V_{ba} در ابتدای این بازه به صورت رابطه (۱۱) بیان می‌شود.

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

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



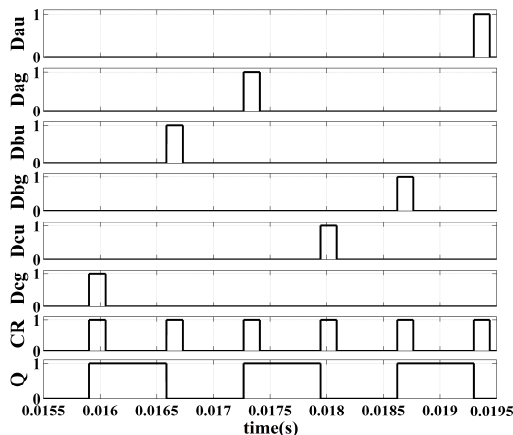
شکل (۵): ریپل‌های ناشی از کموتاسیون جریان



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.

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

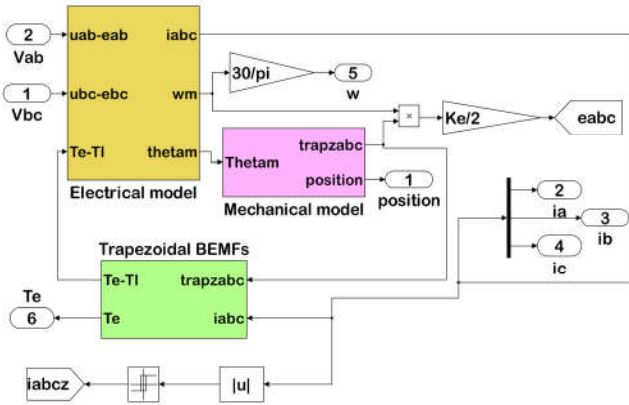


شکل (۷): از بالا به پایین: سیگنال‌های علامت ولتاژهای ترمینال‌های موتور حاصل از (۱۴)، ریپل‌های کموتاسیون حاصل از رابطه (۱۵) و بازه‌های شش‌گانه هدایت جریان Q

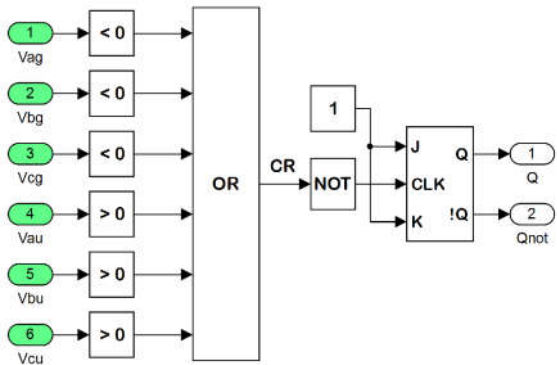
شده و منطبق بر شروع یک بازه از بازه‌های شش‌گانه هدایت است. دومین گذر از صفر در انتهای بازه کموتاسیون جریان ظاهر می‌شود که در آن لحظه، انتقال جریان به‌طور کامل بین دو فاز انجام شده و جریان فاز خاموش‌شونده به صفر می‌رسد. این نقاط گذر از صفر ناصحیح بوده و با علامت F نشان داده شده‌اند. اگر بتوان تابعی تعریف کرد که فقط شامل شش ریپل کموتاسیون نشان‌داده در شکل (۵) باشد، می‌توان نقاط گذر از صفر صحیح را استخراج کرده و بازه‌های شش‌گانه 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} ، V_{au} ، V_{ag} می‌تواند شش ولتاژ موتور یعنی V_{cu} ، V_{cg} ، V_{bu} ، V_{bg} ، V_{au} ، V_{ag} 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.

$$\begin{aligned} D_{au} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{ag} - V_{ug})) \\ D_{bu} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{bg} - V_{ug})) \\ D_{cu} &= \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(V_{cg} - V_{ug})) \\ D_{ag} &= \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{ag})) \\ D_{bg} &= \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{bg})) \\ D_{cg} &= \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(V_{cg})) \end{aligned} \quad (14)$$



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.

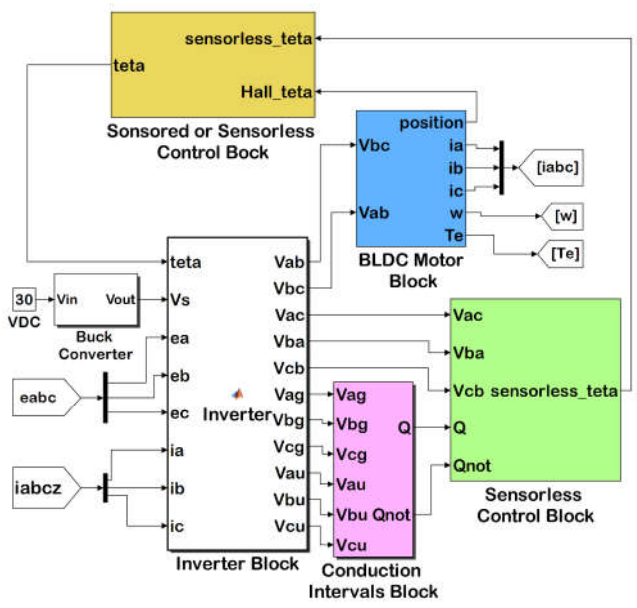
$$\begin{aligned} GS_2 &= (D_{ac} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot Q) + (D_{ba} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot \bar{Q}) \\ GS_3 &= (D_{ba} \cdot \bar{D}_{cb} \cdot \bar{Q}) + (D_{ba} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot Q) \\ GS_4 &= (D_{ba} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot Q) + (D_{cb} \cdot \bar{D}_{ac} \cdot \bar{Q}) \\ GS_5 &= (D_{cb}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

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

بلوک دیاگرام کلی درایو موتور BLDC که شامل موتور، اینورتر و سیستم کموتاسیون 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^۱ در شکل (۱۰) نشان داده شده است. این بلوک شش ریپل ناشی از کموتاسیون 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 کموتاسیون (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.

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

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^۱ 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.

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

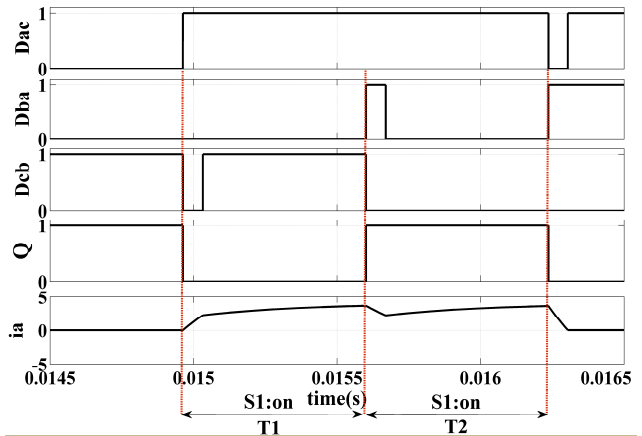
با تقسیم صورت و مخرج کسر معادله (۲۲) بر ولتاژ پایه، خطای تخمین نقاط کموتاسیون در اثر افت ولتاژ روی مقاومت استاتور برحسب مقادیر در-واحد پارامترهای موتور به صورت رابطه (۲۴) به دست می‌آید.

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

حال فرض کنید که کموتاسیون از فاز c به a با تأخیر فاز θ_0 انجام شود. در این حالت، بازه مرحله دوم به صورت رابطه (۲۵) تعریف می‌شود.

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

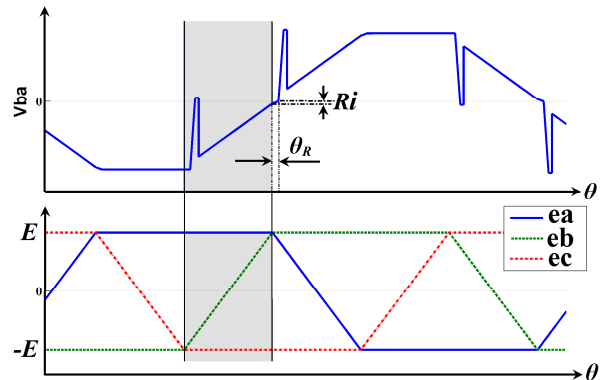
که در این بازه با صرف نظر کردن از حالت گذرای کموتاسیون می‌توان جریان فازها را به صورت رابطه (۲۶) بیان کرد.



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

۵. تحلیل خطای تخمین موقعیت روتور و تأثیر آن بر بازه 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

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 درجه‌ای 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 می‌دهد. 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 درجه‌ای روش معمولی کمتر است. علاوه بر این همان طور که در شکل موج جریان‌های فاز در شکل (۱۳) و (۱۴) علامت‌گذاری و بزرگ‌نمایی شده، تأخیر فاز ناشی از فیلتر پایین‌گذر در روش‌های مبتنی بر فیلتر پایین‌گذر تا حدی است که موجب تأخیر در تحریک فاز خاموش شده و لذا فاز خاموش از طریق دیود چرخش آزاد شروع به هدایت می‌کند و موجب می‌شود که شکل موج جریان دچار اعوجاج بیشتری شود. درحالی‌که 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 ²]
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 سیگنال‌های گیت حاصل از روش پیشنهادی و روش معمولی در بی‌باری 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 درجه‌ای روش معمولی مبتنی بر فیلتر پایین‌گذر ناچیز است. چون شبیه‌سازی در بی‌باری انجام شده است، شکل موج جریان فاز در این حالت نشان داده نشده است. در شکل‌های (۱۶) و (۱۷) خطای سیگنال‌های 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 می‌آید.

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

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

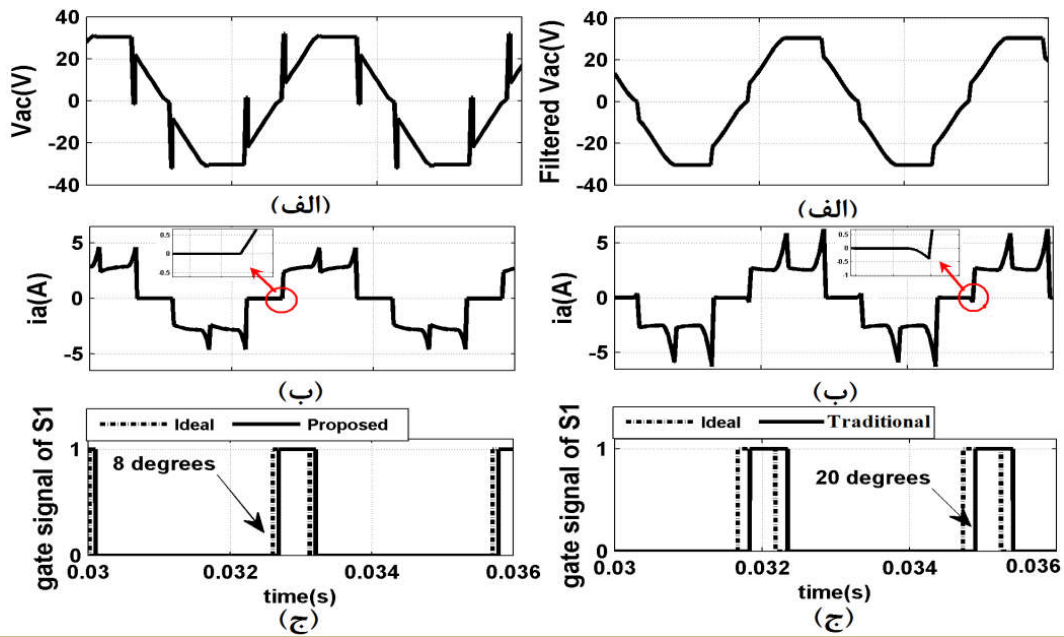
$$T_e = \frac{3}{\pi} K_t I \left(\int_{\frac{\pi}{6} + \theta_0}^{\frac{\pi}{2}} 2 d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \theta_0} \left(5 - \frac{6\theta_e}{\pi} \right) d\theta_e \right) \quad (28)$$

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

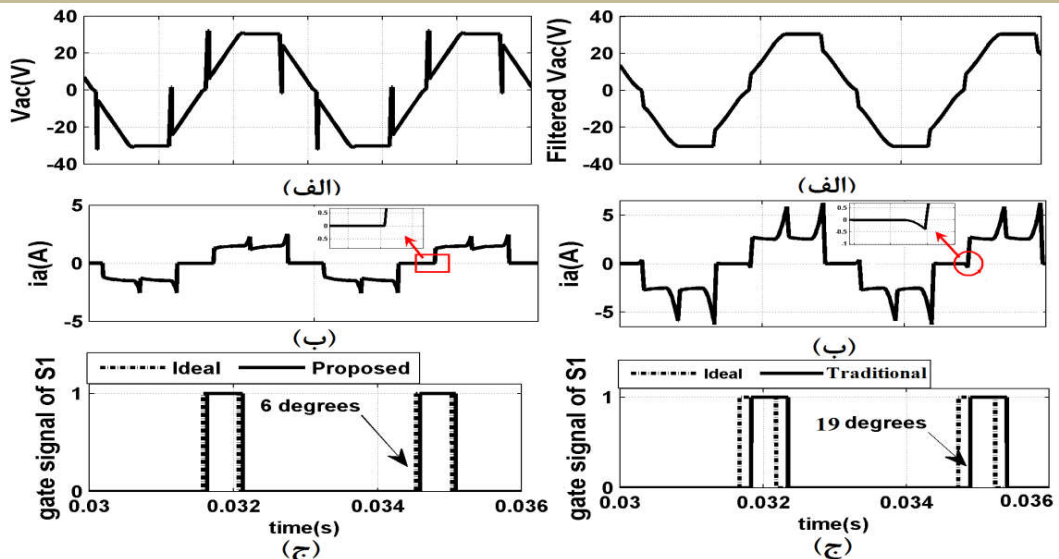
از رابطه (۲۸)، واضح است که با افزایش تأخیر در کموتاسیون جریان، گشتاور متوسط تولیدشده توسط موتور کاهش می‌یابد. به عبارت دیگر، هرچه خطای تخمین موقعیت روتور بیشتر باشد، متوسط گشتاور تولیدشده توسط موتور و بازده آن کاهش می‌یابد. خطای تخمین موقعیت روتور در روش پیشنهادی فقط ناشی از افت ولتاژ مقاومت استاتور است. ولی در روش‌هایی که از ولتاژ‌های فیلترشده خط استفاده می‌کنند، علاوه بر افت ولتاژ مقاومت استاتور، فیلتر پایین‌گذر نیز موجب تأخیر فاز و خطا در تخمین موقعیت روتور می‌شود که در مقایسه با خطای ناشی از مقاومت استاتور بزرگ‌تر است. بنابراین می‌توان گفت که روش پیشنهادی با حذف خطای ناشی از فیلتر پایین‌گذر باعث بهبود بازده و عملکرد موتور می‌شود.

۶. نتایج شبیه‌سازی و عملی

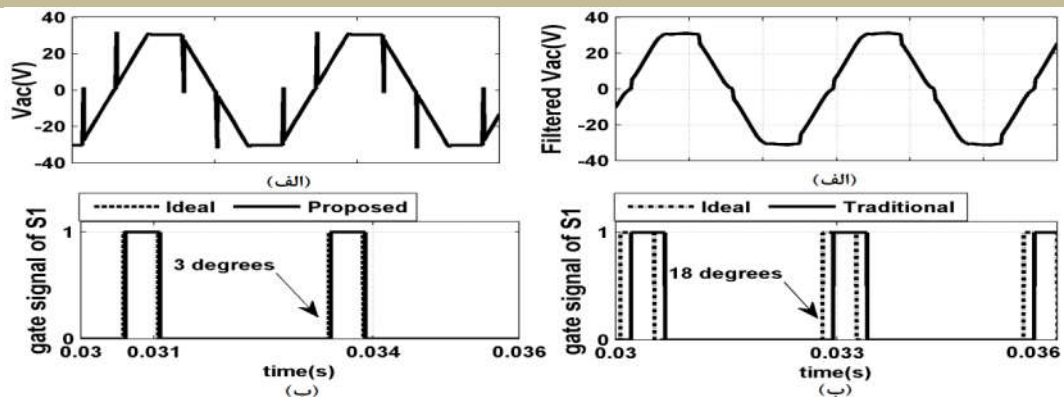
مشخصات موتور مکسون^۱ EC-22-167129 که برای شبیه‌سازی و اجرای زمان‌حقیقی روش پیشنهادی به کار رفته، در جدول (۲) آورده شده است. نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی تحت بارها و سرعت‌های مختلف با نتایج روش‌های معمولی که از فیلتر پایین‌گذر استفاده می‌کنند در شکل‌های (۱۳) تا (۱۷) با یکدیگر مقایسه شده‌اند. در شکل (۱۳) 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 داده‌اند. برای خلاصه شدن شکل‌ها از میان شش سیگنال کنترلی گیت‌های اینورتر فقط سیگنال کنترلی S₁ برای مقایسه آورده شده است. همان طور که از



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

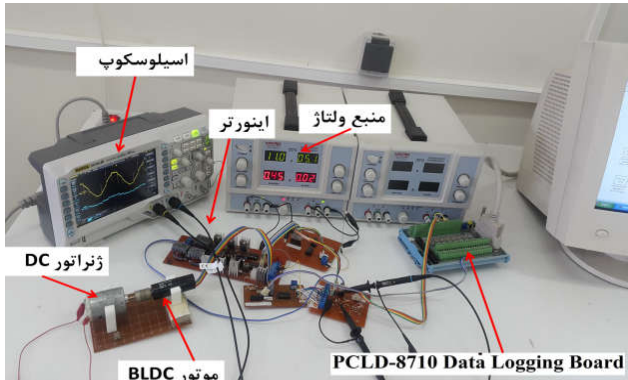


شکل (۱۴): (الف) ولتاژ خط، (ب) جریان فاز و (ج) سیگنال‌های گیت ایدئال و حاصل از روش پیشنهادی (چپ) و روش مرسوم با فیلتر پایین گذر (راست) در سرعت نامی ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه و تحت بار متوسط

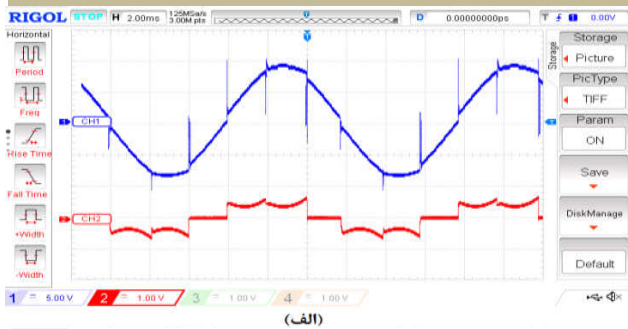


شکل (۱۵): (الف) ولتاژ خط و (ب) سیگنال‌های گیت ایدئال و حاصل از روش پیشنهادی (چپ) و روش مرسوم با فیلتر پایین گذر (راست) در سرعت نامی ۲۰۰۰۰ دور بر دقیقه و تحت بی‌باری

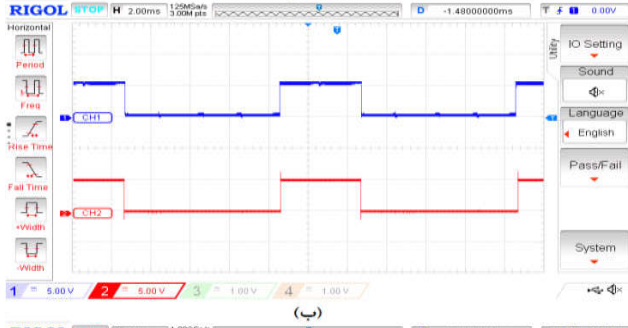
به ترتیب در شکل های (۱۹) و (۲۰) نشان داده شده اند. نتایج نشان می دهند که سیگنال های کلیدزنی حاصل از روش پیشنهادی با سیگنال های کلیدزنی حاصل از سنسورهای هال تطابق خوبی دارد.



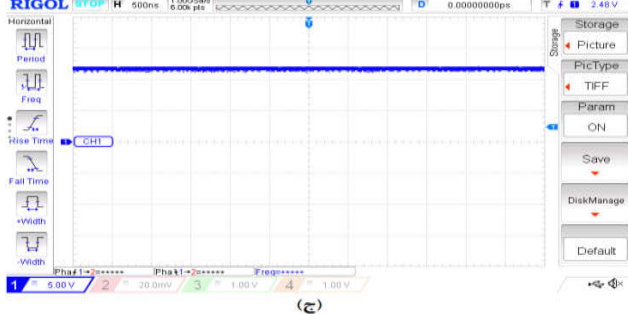
شکل (۱۸): نمای کلی اجرای زمان-حقیقی روش پیشنهادی



(الف)



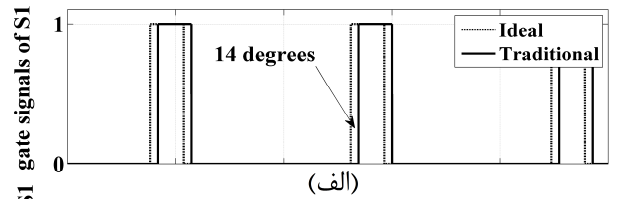
(ب)



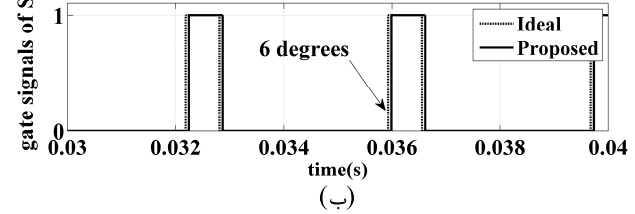
(ج)

شکل (۱۹): شکل موج های عملی (الف) ولتاژ خط و جریان فاز، (ب) سیگنال های 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 شده اند. طبق نتایج شبیه سازی می توان نتیجه گرفت که روش پیشنهادی نسبت به روش های معمول که از فیلتر پایین گذر استفاده می کنند، عملکرد بهتری دارد. این روش در سرعت های بالا نیز کارایی دارد؛ زیرا به دلیل عدم استفاده از فیلتر پایین گذر و عدم وجود تأخیر فاز ناشی از آن، خطای موقعیت سیگنال های تخمین زده شده کاهش می یابد.

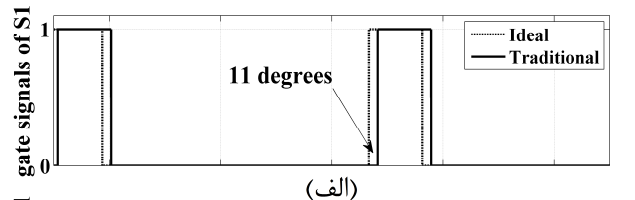


(الف)

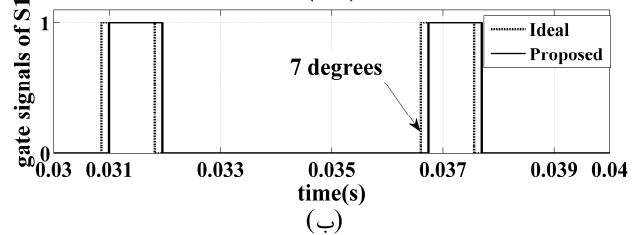


(ب)

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



(الف)



(ب)

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

برای پیاده سازی روش پیشنهادی به صورت زمان-حقیقی از کارت های Advantech PCLD-8710 و Advantech PCI-1716 استفاده شده است. شکل (۱۸) نمای کلی موتور و درایور آن را نشان می دهد که شامل مدارات طراحی شده برای اینورتر، مدارات اندازه گیری، کامپیوتر، کارت زمان-حقیقی و یک ژنراتور DC به عنوان بار است. شکل موج های عملی ولتاژ خط، جریان فاز و سیگنال های کلیدزنی برای S_1 در سرعت های 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

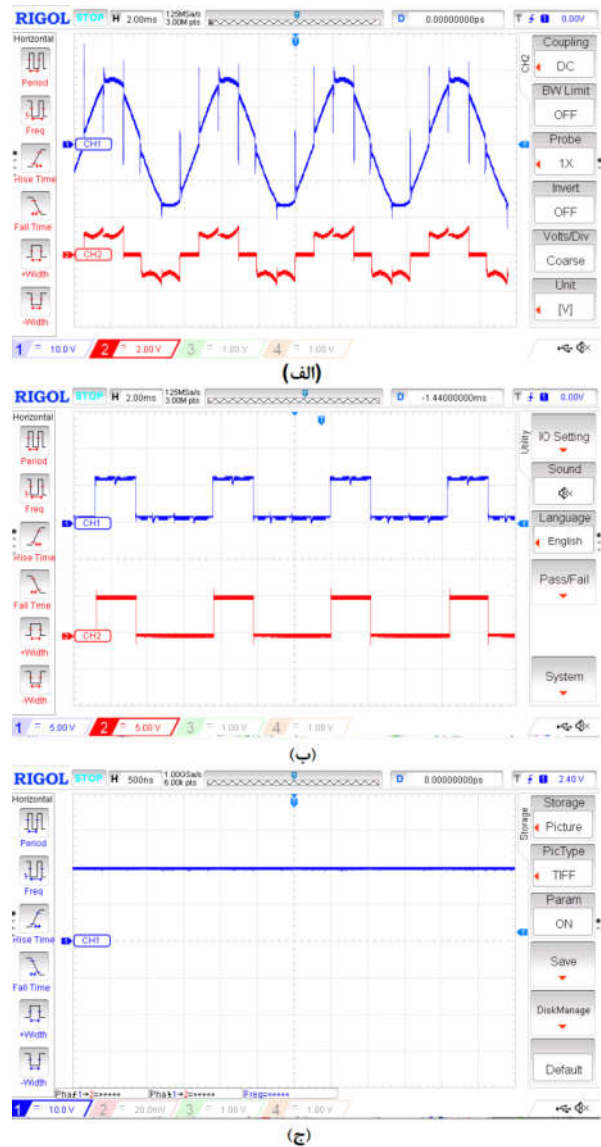
ولتاژ خروجی مبدل باک نشان داده شده در شکل (۲) با استفاده از تقریب سیگنال کوچک^۱ به صورت رابطه (۲۹) بیان می‌شود [۳۳].

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

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.

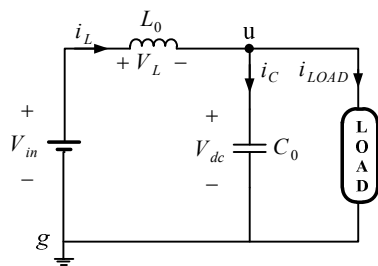


شکل (۲۰): شکل موج‌های (الف) ولتاژ خط و جریان فاز، (ب) سیگنال حال اصلی (CH1) و مجازی حاصل از روش پیشنهادی (CH2) و (ج) ولتاژ لینک DC در سرعت ۱۰۰۰۰ دور بر دقیقه

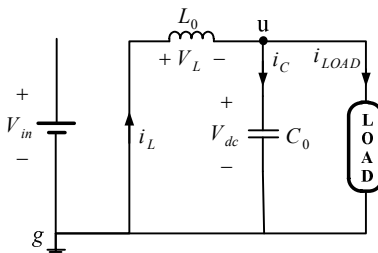
۷. نتیجه‌گیری

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

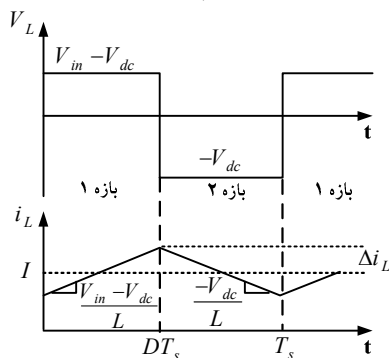
میکروفاراد انتخاب شده است.



(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 می‌شود [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 نیم‌صفحه سمت چپ دارد و برخلاف مبدل‌های بوست و باک-بوست صفری در نیم‌صفحه سمت راست ندارد. پس مبدل باک یک سیستم مینیمم فاز است که کنترل آن می‌تواند به‌آسانی صورت گیرد. شکل (۲۲) دیاگرام‌های بود بهره و فاز پاسخ فرکانسی تابع تبدیل مبدل باک را نشان می‌دهد. از این شکل مشاهده می‌شود که حاشیه‌ی فاز سیستم در حدود ۴۵ درجه است که برای ارضای شرط پایداری یک سیستم مطلوب است. در صورتی که سیستم شرط حاشیه‌ی فاز لازم را برآورده نکند، می‌توان 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 می‌شوند.

$$V_L = -V_{dc} \quad (32)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{-V_{dc}}{L_0}$$

شکل موج‌های ولتاژ سلف، جریان سلف، شیب جریان سلف و طول هر بازه در شکل (۲۱-ج) نشان داده شده‌اند. تغییرات جریان سلف برابر است با حاصلضرب شیب در طول بازه ۱ که به صورت رابطه (۳۳) به دست می‌آید.

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

که T_s دوره تناوب کلیدزنی S_7 است. با استفاده از رابطه (۳۳) می‌توان معادله‌ای 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 Δi_L در حالت $D = 0.5$ رخ می‌دهد. بنابراین با فرض بدترین حالت، یعنی بیشینه مقدار برای ریبیل جریان سلف، مقدار سلف باید محاسبه شود. معمولاً مقدار Δi_L در حدود ۱۰ یا ۲۰ درصد جریان بار کامل در نظر گرفته می‌شود. 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 می‌آید.

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

در یک مبدل باک با طراحی خوب، مقدار خازن طوری انتخاب می‌شود که امپدانس آن در فرکانس کلیدزنی بسیار کوچک‌تر از امپدانس بار باشد. در نتیجه، تقریباً تمام ریبیل جریان سلف از خازن می‌گذرد و مقدار ناچیزی از آن از بار عبور می‌کند و جریان بار DC خواهد بود. با هدایت ۱۲۰ درجه، فقط دو فاز از سه فاز موتور هدایت می‌کنند و امپدانس بار با توجه به مقادیر پارامترهای موتور با رابطه (۳۶) به دست می‌آید.

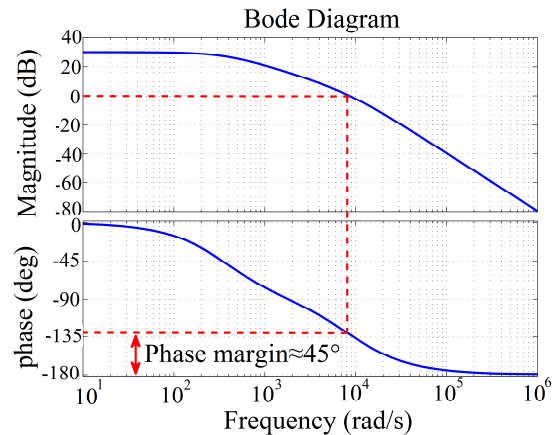
$$|Z_{LOAD}| = 2\sqrt{R^2 + (L\omega)^2} = 9.3 \Omega \quad (36)$$

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] حلوایی 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., Xinxu, 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., Xinxu, 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.