

# کاهش ضربان گشتاور در محرکه موتور BLDC بدون خازن الکترولیتی در لینک DC

احسان بلور کاشانی<sup>۱</sup> ابوالفضل حلوائی نیاسر<sup>۲</sup>

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه کاشان- کاشان- ایران  
[e.boloor.kashani@gmail.com](mailto:e.boloor.kashani@gmail.com)

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه کاشان- کاشان- ایران  
[halvaei@kashanu.ac.ir](mailto:halvaei@kashanu.ac.ir)

**چکیده:** موتورهای DC بدون جاروبک (یا BLDC) به دلایلی همچون بهره بالا، روش کنترل آسان و قابلیت اطمینان زیاد، امروزه در بسیاری از کاربردهای صنعتی و غیرصنعتی مورد استفاده قرار گرفته‌اند و روز به روز استفاده از آنها در کاربردهای تولید انبوه به-ویژه وسایل خانگی بیشتر می‌شود. مطابق آمار، خازن‌های الکترولیتی که برای کاهش ریپل ولتاژ یکسوسوده در ورودی اینورتر مورد استفاده قرار می‌گیرند هم دارای قیمت قابل توجهی هستند و هم به طور ذاتی، بالقوه بیشترین خرابی‌های درایو را به خود اختصاص داده‌اند. عواملی همچون دما و همچنین تغییرات ولتاژ بالا، ماده الکترولیت درون این خازن را می‌تواند بخار نموده و سبب ترکیدگی خازن بشود. در این مقاله با هدف کاهش ظرفیت خازن الکترولیتی و یا استفاده از خازن فیلم نازک سوئیچ شونده با ظرفیت پایین در لینک DC، یک روش کنترلی جدید بر مبنای کنترل همزمان سرعت و گشتاور ارائه می‌گردد که استفاده از آن به میزان قابل توجهی ریپل گشتاور ناشی از نوسانات ولتاژ در لینک DC را کاهش می‌دهد. اعتبار روش معرفی شده با استفاده از شبیه‌سازی در نرم‌افزار سیمولینک صحه‌گذاری شده و در ادامه یک نمونه آزمایشگاهی از این درایو ساخته می‌شود تا نتایج تئوری و شبیه‌سازی را صحه‌گذاری نمایند.

**واژه‌های کلیدی:** موتور بدون جاروبک BLDC، خازن الکترولیتی، ضربان گشتاور، کاهش هزینه، درایو بدون خازن الکترولیتی، ضربان جریان، خازن سرامیکی، خازن سوئیچ شونده، گشتاور لحظه‌ای، روئیتگر مود لغزشی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.4.117

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۹/۹/۲۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۰۵

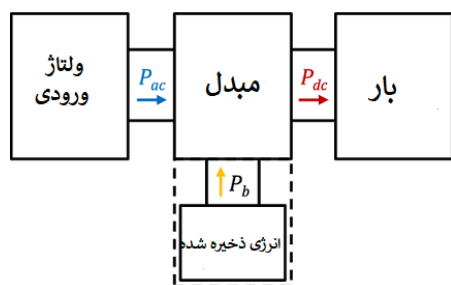
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۵/۲۵

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر ابوالفضل حلوائی نیاسر

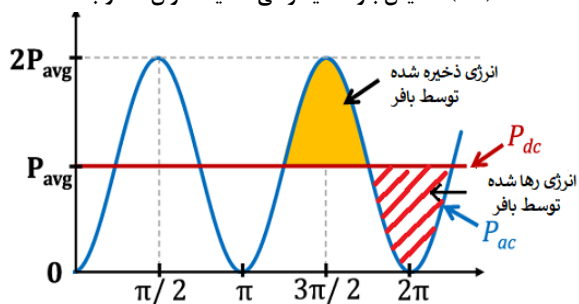
نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - کاشان - بلوار قطب راوندی - دانشگاه کاشان - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

باند مورد بررسی قرار گرفته است که در [۱۰] ارائه شده است. در روشی دیگر نیز از روش تزریق معکوس فرکانس  $2\omega$  به لینک تغذیه استفاده شده است که البته پیچیدگی و افزایش هزینه زیادی را به سیستم اضافه می‌کند. این روش نیاز به المان‌های اضافی همچون سوئیچ‌ها و همچنین سلف در جهت ایجاد اختلاف فاز  $180^\circ$  درجه‌ای تزریق آن به خط باید استفاده شود. همانطور که در شکل (۱) نمایش بلوک دیاگرام تفکیک توان ورودی مشخص شده است، توان خروجی  $P_{dc}$  از توان متغیر  $P_{ac} = P_0 \cos(\omega t)$  و همچنین انرژی خازن  $P_b$  تشکیل شده است که وظیفه خازن الکترولیتی یا همان بافر، شارژ در زمان پیک مثبت و دشارژ در زمان سیکل منفی و در نتیجه کاهش ریبیل است و چنانچه معکوس این توان متغیر به لینک DC تزریق شود می‌توان انتظار یا حذف این بخش را داشت که البته کاری بسیار پیچیده است که در [۱۲، ۱۱] به آن پرداخته شده است. روش دیگر با هدف کنترل ضریب قدرت و بهبود جریان ورودی، با دو حالت عملکردی قابلیت کنترل سرعت موتور و توانایی افزایش ولتاژ خروجی ارائه شده است که پیچیدگی کنترلی زیادی را ایجاد می‌کند [۱۳]. در روش‌های ذکر شده با توجه به دستیابی ضریب قدرت بالا، حذف هارمونیک‌های جریان و ریبیل توان در طرف منبع، نتوانسته‌اند ریبیل گشتاور موتور BLDC بدون خازن را به طور قابل ملاحظه‌ای بهبود ببخشند و یا با صرف هزینه بالا و استفاده از المان‌های متعدد صورت گرفته است. در جهت کاهش ریبیل گشتاور در موتورهای BLDC نیز روش‌هایی همچون روش کنترل تک‌سیکلی که یک روش بسیار ساده و کم هزینه می‌باشد و یا روش‌های کنترل فازی، کنترل مستقیم گشتاور و الگوریتم‌هایی همانند جستجوی جمعی، در مراجعی مانند [۱۴-۱۷] بحث شده‌اند که نکته مشترک در تمامی این روش‌ها وجود ولتاژ ثابت در لینک DC می‌باشد که در این مقاله با توجه به حذف خازن الکترولیتی نمی‌توان از این روش‌ها به سادگی استفاده نمود.



(الف): نمایش بلوک دیاگرامی تفکیک توان متناوب



(ب): نمایش لحظه‌ای توان متناوب

شکل (۱): توان ورودی متناوب

موتورهای آهنربای دائم بدون جاروبک شامل هر دو نوع سنکرون ( $PMSM^1$ ) و DC بدون جاروبک ( $BLDC^2$ )، از محبوب‌ترین موتورهای مورد استفاده در مصارف نیمه‌صنعتی و خانگی‌اند. پیشرفت‌های اخیر در مواد مغناطیسی باعث شده موتورهای آهنربای دائم بدون جاروبک با چگالی توان بالا طراحی شوند و انتخاب مناسبی برای کاربردهای هوافضا، سردکن‌های متحرک، وسایل نقلیه و... شوند. این موتورها در مقایسه با موتورهای القایی و جریان مستقیم مزایای زیادی از قبیل قابلیت اطمینان بالا، نگهداری کمتر، بهره و طول عمر بالا، و گشتاور نرم را دارا می‌باشند [۲، ۱]. در هر دو موتور آهنربای دائم بدون جاروبک، کلیدزنی سوئیچ‌های اینورتر، بر مبنای اطلاعات موقعیت رتور انجام می‌شود. اطلاعات موقعیت رتور توسط حسگرهای موقعیت یا با استفاده از پارامترهای موتور تخمین زده می‌شود [۳]. در ساختار متداول درایو آنها معمولاً خازن‌های الکترولیتی با ظرفیت بالا در لینک DC استفاده می‌شود که این خازن‌ها با توجه به مایع الکترولیتی و تاثیرپذیری از دمای محیط، پایداری مناسبی ندارند و عموماً اولین المانی که در درایوها دچار مشکلاتی همچون ترکیدگی، نشستی و... تحت دمای بالا می‌شوند، هستند. متأسفانه خازن‌های الکترولیتی در ۶۰٪ موارد عامل خطا در سیستم درایوهای الکتریکی هستند [۴]. همچنین وجود خازن‌های الکترولیتی سبب می‌شود در لحظه‌ی روشن شدن درایو، یک جریان بزرگ از طریق یکسوساز به داخل خازن هجوم آورد به همین دلیل در زمان راه‌اندازی به یک مدار شارژ اولیه احتیاج دارند [۵]. از این رو خازن‌های الکترولیتی قابلیت اطمینان درایو را کاهش و حجم زیادی از برد مدارچاپی را اشغال می‌کنند. از طرف دیگر، با کاهش ظرفیت این خازن‌ها، نه تنها از فضای برد مدارچاپی و حجم درایو کاسته می‌شود بلکه هزینه کلی درایو را پائین می‌آورد. از طرف دیگر، با کاهش ظرفیت خازن و یا عدم وجود آن، ریبیل ولتاژ لینک DC افزایش پیدا کرده که خود باعث مشکلاتی از قبیل ریبیل جریان و گشتاور شده و می‌تواند باعث ناپایداری مکانیکی موتور شود. روش‌های گوناگونی برای جایگزینی و یا به حداقل رساندن خازن الکترولیتی موجود در درایو موتور BLDC پیشنهاد و پیاده‌سازی شده‌اند که بر اساس فیلتر هارمونیک، روش کنترل تک‌سیکلی، کنترل مستقیم گشتاور و بهینه کردن روش‌های سوئیچینگ هستند [۶، ۷]. از جمله تکنیک‌هایی که برای حذف خازن درایو موتور BLDC ارائه شده، مبدل ماتریسی است که توان AC را به طور مستقیم بدون المان ذخیره کننده انرژی (سلف یا خازن) و با استفاده از تعداد سوئیچ‌های بالا به موتور می‌رساند [۸]. همچنین استفاده از مبدل‌های بدون المان‌های سلف و خازن در کاربردهای متفاوت در حال گسترش است [۹]. تغییر در ساختار درایو دومین تکنیکی است که پیشنهاد می‌شود، این تکنیک با استفاده از یک اینورتر تغذیه شده‌ی جریان، با یک سلف و خازن کوچک با اعمال روش کنترلی مدولاسیون پهنای

ریپل ولتاژ مورد نظر اعمال شده و میزان ظرفیت خازن مشخص می‌شود [۱۸]:

$$C_{DC} = \frac{P_o}{\omega V_o V_r} \quad (1)$$

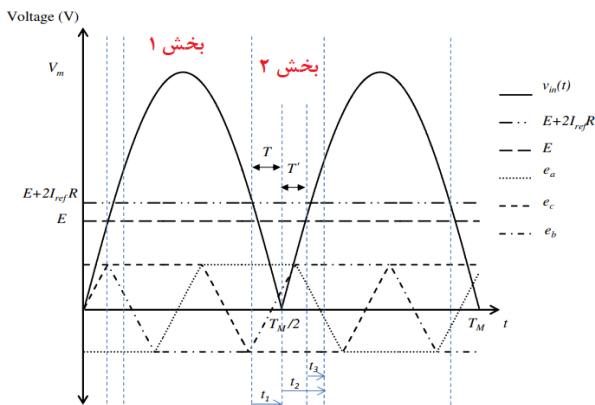
که در آن توان خروجی،  $V_o$  ولتاژ لینک DC،  $V_r$  حداکثر میزان ریپل ولتاژ DC می‌باشد که با توجه به توان موتور  $750 \text{ W}$ ، و ولتاژ لینک DC،  $48 \text{ V}$  و میزان ریپل ۸ درصدی میزان خازن  $6620 \mu\text{f}$  بدست می‌آید، که لزوماً خازن الکترولیتی است و محدودیت‌های دمایی و نگهداری را در کنار عمر مفید محدود نیاز دارد. می‌توان خازن الکترولیتی را به منظره یک سطل آب در نظر گرفت که در صورت تکان خوردن فقط ناحیه بالایی سطل دچار موج می‌شود و سطح زیر آن ثابت است و بر این اساس چنانچه بتوان در خروجی یکسوساز روشی را اتخاذ کرد تا فقط بصورت موثر از خازن استفاده شود می‌توان مقداری از ظرفیت خازن را کاهش داد. البته کاهش این خازن و استفاده از خازن با ظرفیت پایین مقداری ریپل گشتاور را افزایش خواهد داد که با توجه به مزایای این روش می‌توان از آن چشم‌پوشی کرد و در کاربردهای مناسب از آن بهره برد. در جهت کاهش میزان خازن، ریپل گشتاور و جریان باید تحت کنترل باشد

بنابراین جریان هر فاز موتور  $I_m$  باید در محدوده جریان مرجع  $I_{ref}$  قرار داشته باشد و در جهت تامین جریان هر فاز موتور ولتاژ اعمالی بر فاز با دامنه مناسب باید اعمال گردد. با در نظر گرفتن  $E = |e_a| + |e_b| + |e_c|$  و با توجه به برابر بودن دامنه‌های  $e_a, e_b, e_c$  می‌توان گفته E در هر زمان از نظر اندازه برابر با  $2e_a$  می‌باشد. همانطور که در شکل (۳) مشخص است در ناحیه قابل کنترل بخش ۱،  $V_{in} > E$  است پس در این صورت ولتاژ ورودی توانایی تغذیه و عمل جریان در سیم‌پیچ‌های موتور را دارد و گشتاور و جریان در محدوده مناسب و قابل کنترل قرار دارند، که در این محدوده خازن توسط  $V_{in}$  شارژ می‌شود. بخش ۲ که دلیل کاهش ولتاژ تغذیه شرط  $V_{in} > E$  برقرار نخواهد بود، بنابراین موتور در این ناحیه دچار کاهش جریان و افت گشتاور خواهد شد. به منظور جلوگیری از افت شدید گشتاور در این ناحیه، منبع ذخیره انرژی که همان خازن الکترولیتی است را در این ناحیه در زمان مناسب، باید دشارژ شود تا از افت شدید

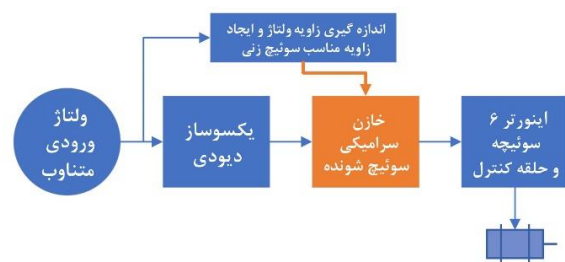
در ادامه مقاله و در بخش دوم، به بررسی میزان ظرفیت خازن در رایوهای مرسوم و محاسبات مربوط به حذف خازن الکترولیتی پرداخته شده و ظرفیت مناسب خازن سرامیکی با توجه به معادلات بدست آمده است. همچنین روش جدیدی را برای جبران‌سازی ریپل گشتاور در رایو بدون خازن موتور BLDC در کاربردهای اقتصادی ارائه می‌دهد که در روش پیشنهادی، در جهت کاهش ریپل گشتاور موتور، از کنترل همزمان گشتاور و سرعت در حلقه کنترلی استفاده می‌کند، با توجه به نیاز به تخمین گشتاور لحظه‌ای در بخش سوم، ابتدا دیاگرام کلی کنترلی نشان داده شده و در بخش چهارم روشی برای لغزشی برای تخمین شکل موج غیر سینوسی ولتاژ ضدمحرکه استفاده شده است و با کمک اندازه‌گیری سرعت از طریق حسگرهای اثرهال، گشتاور لحظه‌ای تخمین زده می‌شود که به تحلیل آن پرداخته شده است. سپس در بخش پنجم به سوئیچ‌زنی در سوئیچ‌های اینورتر بدون خازن الکترولیتی پرداخته شده و در نهایت در بخش‌های ششم و هفتم به محاسبات تحلیلی و آزمایشگاهی توان موتور  $750 \text{ W}$  با ولتاژ ضد محرکه (BEMF) دوزنقه‌ای پرداخته شده است که در جهت تأیید و تصدیق ادعای انجام شده شبیه‌سازی در نرم افزار متلب انجام شده و با نتایج آزمایشگاهی مقایسه شده است.

## ۲- تعیین ظرفیت خازن سرامیکی مناسب در لینک DC تغذیه

شکل (۲) دیاگرام کلی یا ساختار اصلی کنترل موتور با استفاده از روش پیشنهادی را نمایش می‌دهد. در این شکل و در مرحله اول لازم است تا میزان خازن سرامیکی مشخص شود و با توجه به اینکه این میزان ظرفیت خازن در حالت مرسوم با توجه به ظرفیت بسیار کم آن موجبات ناپایداری سیستم خواهد شد، بنابراین این خازن در زمان‌های مورد نیاز به کمک خواهد و در نتیجه بصورت سوئیچ شونده در روش ارائه شده، بکار می‌رود. لذا نیاز است تا زمان‌های سوئیچ‌زنی نیز معین گردد که توسط واحد اندازه‌گیری زاویه ولتاژ و سپس تصمیم‌گیری، این کار انجام می‌گردد. معمولاً در محاسبات خازن الکترولیتی در روش‌های مرسوم از رابطه (۱) استفاده می‌شود که با توجه به نوع کاربرد درصد



شکل (۳): نواحی قابل کنترل بخش ۱ و غیر قابل کنترل بخش ۲



شکل (۲): ساختار کلی روش ارائه شده

هدایت به حالت قطع می‌رود و در زاویه الکتریکی مناسب که با استفاده از حلقه قفل فاز از ولتاژ ورودی AC بدست می‌آید، سوئیچ در وضعیت هدایت قرار می‌گیرد و انرژی خازن به لینک DC تزریق می‌شود که این عمل در بخش ۲ اتفاق می‌افتد.

همانطور که مشخص است امپدانس ترانزیستور به خط مثبت لینک تغذیه متصل است و دلیل این است که زمانی که نیاز است تا خازن دشارژ شود، ولتاژ لحظه‌ای لینک DC در حال کاهش به سمت صفر می‌باشد، حال آنکه خازن شارژ شده در مرحله قبل آماده می‌باشد در این صورت میزان ولتاژ خازن از میزان ولتاژ لینک DC بالاتر است و بایاس ترانزیستور بصورت صحیح انجام شده است و در صورت اعمال پالس به گیت آن، هدایت انجام می‌شود. به در برخی مراجع از تشخیص نقاط عبور از صفر جهت سوئیچ‌زنی استفاده می‌کنند اما در صورت نوسانات بر روی شبکه ولتاژ ورودی تشخیص نقاط عبور از صفر با مشکل روبرو می‌شود که در جهت رفع این مشکل از حلقه قفل فاز SOGI<sup>+</sup> استفاده شده است. در ساختار درایو پیشنهادی از میکروکنترلر XMEGA64D3 استفاده شده است و همچنین جهت سوئیچ‌زنی اینورتر و سوئیچ خازن از ایزولاتور 6N137 به‌همراه تغذیه سوئیچینگ ایزوله استفاده شده است. نکته بسیار مهم در جهت اضافه شدن سوئیچ قدرت برای سوئیچ‌زنی خازن می‌باشد که در مقایسه با درایوهای مرسوم این قطعه اضافه شده است، اما با توجه به فرکانس سوئیچینگ

گشتاور جلوگیری شود. جهت بدست آوردن مقدار مورد نیاز خازن در بازه زمانی 2T در شکل (۱)، می‌توان از رابطه (۲) استفاده نمود:

$$C_{DC} = \frac{I_{cap} T_{break}}{V_{c(final)} - V_{c(initial)}} \quad (2)$$

که در آن ولتاژ خازن اولیه و نهایی بصورت  $V_{c(initial)}$  و  $V_{c(final)}$  نشان داده شده است، همچنین  $I_{cap}$  جریان خازن و  $T_{break}$  نیز مدت زمان تخلیه خازن می‌باشد. با استفاده از پارامترهای شکل (۳) رابطه (۲) بصورت رابطه (۳) بازنویسی می‌شود:

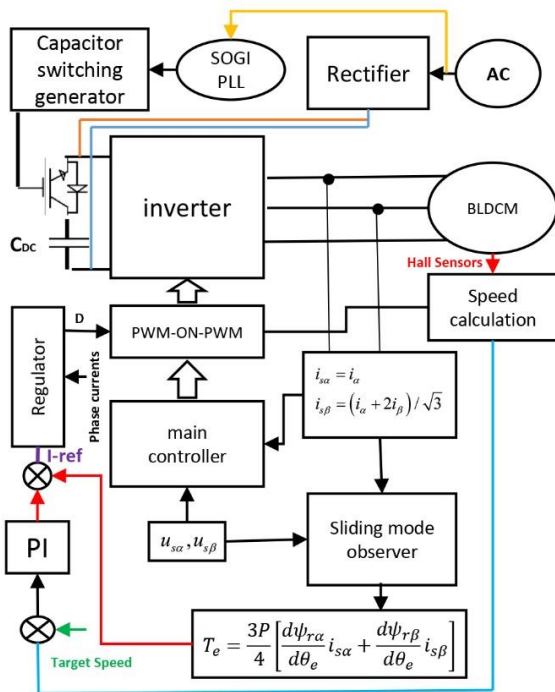
$$C_{DC} = \frac{I_{dc} \cdot 2T}{V_{in} - E} \quad (3)$$

برای محاسبه زمان  $T$  که در این زمان  $V_{in}$  به صفر و سپس به مقدار  $E$  می‌رسد و می‌توان از معادله (۴) استفاده نمود:

$$T = \frac{1}{2\pi f} \sin^{-1} \left( \frac{E}{V_{in}} \right) \quad (4)$$

با توجه به توان موتور ۷۵۰ W، و ولتاژ لینک DC، ۴۸ V و فرکانس ۱۰۰ Hz (خروجی یکسوساز پل) با استفاده از معادلات (۳) و (۴) میزان خازن مورد نیاز ۲۴  $\mu F$  بدست می‌آید که با توجه به انتخاب یک خازن استاندارد موجود در بازار میزان ۲۲  $\mu F$  جهت شبیه‌سازی و نسخه آزمایشگاهی استفاده شده است.

### ۳- دیگرام کنترلی



شکل (۴): بلوک دیگرام کلی ساختار درایو موتور BLDC بدون خازن الکترولیتی با روش کنترلی پیشنهادی

بسیار پایین ۱۰۰ Hz و عدم تاثیر مقاومت کانال درین سورس در

در روش‌های کنترلی متعددی که بمنظور تنظیم جریان موتورهای BLDC در اغلب مراجع مورد استفاده قرار گرفته‌اند، معمولاً از یک کنترلر PI ساده برای کنترل سرعت و یا گشتاور بصورت مجزا استفاده می‌شود. در شکل (۴) دیگرام کنترلی روش پیشنهادی نشان داده شده است. کنترلر PI اولیه، سرعت موتور را با سرعت مرجع مقایسه نموده و جریان مرجع اولیه را تولید می‌نماید. همچنین جریان فازها توسط حسگر جریان اندازه‌گیری شده و در محورهای ساکن  $\alpha$  و  $\beta$  به بلوک روتینگر مدل‌غزشی ارسال شده است و ولتاژ ضد‌محرکه نیز در دوج محور  $\alpha$  و  $\beta$  اندازه‌گیری شده و در روتینگر استفاده می‌شود. بلوک تخمین گشتاور الکترومغناطیسی با استفاده از ورودی‌های روتینگر و سرعت، گشتاور لحظه‌ای را تخمین زده که در حلقه کنترلی مربوطه مورد استفاده قرار می‌گیرد. خازن سرمیکی  $C_{DC}$  نشان داده شده در شکل (۴)، با استفاده از یک سوئیچ قدرت به لینک DC متصل شده است که این سوئیچ دارای دیود هرزگرد داخلی نیز می‌باشد و طبیعتاً زمانی که ولتاژ آند دیود بزرگتر از کاتد آن باشد اتصال برقرار خواهد شد. بنابراین زمانی که خازن تخلیه است و یا اینکه ولتاژ آن به حد کافی نیست و در زمانی که ولتاژ لحظه‌ای ورودی به سمت پیک حرکت می‌کند، در بخش ۱ که در شکل (۳) مشخص است، خازن شارژ شده و پس از آن باتوجه به اینکه خازن در بالاترین میزان اعمالی شارژ شده است، روند کاهشی ولتاژ لحظه‌ای لینک DC را خواهیم داشت که دیود از حالت

$$\dot{x} = A_e x + B_e u \quad (10)$$

$$y = C_e x$$

که در آن  $x = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, e_\alpha, e_\beta]^T$  بردار متغیرهای حالت،  $u = [u_\alpha, u_\beta]$  بردار ورودی کنترل و  $y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]$  بردار خروجی است. از معادله (9) داریم:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{u_\alpha}{L_s} \quad (11)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{u_\beta}{L_s}$$

با توجه به اینکه نمونه برداری در کسری از ثانیه انجام می شود و در همان لحظه خروجی اعمال می شود و این زمان در مقابل زمان چرخش الکتریکی و مکانیکی روتور بسیار ناچیز و قابل چشم پوشی است می توان گفت:

$$\frac{de_\alpha}{dt} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = 0$$

معادلات فضای حالت در دستگاه  $\alpha$  و  $\beta$  با توجه به معادلات (9)، (10) و (11) بصورت رابطه (13) بدست خواهد آمد:

$$A_e = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

با توجه به رابطه (13) رویتگر مد لغزشی با معادله (14) می تواند تعریف گردد:

$$\dot{x} = A_e x + B_e u + K_s \text{sign}(y - C_e x) \quad (14)$$

و با تعریف تابع علامت بصورت:

$$\text{sign}(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{if } \sigma > 0 \\ 0 & \text{if } \sigma = 0 \\ -1 & \text{if } \sigma < 0 \end{cases} \quad (15)$$

شایان ذکر است، هرچند که دو سطر انتهایی ماتریس های  $A_e$  و  $B_e$  صفر هستند، اما متغیرهای متناظر با این دو سطر صفر نیستند، چرا که ترم سوم از چپ به راست معادله (14) صفر نمی باشد. بنا بر تقارن اجزای ماتریس  $\alpha$  و  $\beta$  در معادله های متغیرهای حالت،  $K_s$  را می توان بصورت رابطه (16) فرض کرد:

$$K_s = \begin{bmatrix} K_{s1} & 0 \\ 0 & K_{s1} \\ K_{s2} & 0 \\ 0 & K_{s2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

جهت انتخاب ضرایب بهره رویتگر، اگر ضرایب بزرگ انتخاب شوند، ممکن است بخوبی نتوان ریپل گشتاور را کنترل کرد و سیستم

سوئیچ، بنابراین می توان از سوئیچ های بسیار ارزان قیمت در بازار استفاده کرد، این قیمت تمام شده سوئیچ بهمراه خازن سرامیکی در مقایسه با خازن الکترولیتی بسیار بزرگ، تقریباً یکسان می باشد و این نشان می دهد که از لحاظ اقتصادی این طراحی مقرون بصره می باشد.

## ۴- تخمین گشتاور لحظه ای

### ۴-۱- گشتاور الکترومغناطیسی

گشتاور لحظه ای در موتورهای BLDC با ولتاژ ضدمحرکه غیر سینوسی از رابطه (5) بدست می آید:

$$T_e = \frac{3P}{4} \left[ \frac{d\Psi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} \right] \quad (5)$$

که در آن  $\Psi_{r\alpha}$  و  $\Psi_{r\beta}$  مولفه های شار روتور در راستای  $\alpha$  و  $\beta$ ،  $\theta_e$  زاویه الکتریکی روتور،  $i_{s\alpha}$  و  $i_{s\beta}$  مولفه های جریان فازهای استاتور در محورهای  $\alpha$ ،  $\beta$  و  $P$  تعداد قطب های موتور هستند. با توجه به مشکلات اندازه گیری شار، از روابط (6) و (7) جهت تبدیل ترم شار به ترمی از ولتاژ ضدمحرکه که قابل اندازه گیری است استفاده شده است:

$$\frac{d\Psi_m}{d\theta_e} = \frac{1}{\omega} \frac{d\Psi_m}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{1}{\omega_e} \frac{d\Psi_m}{dt} = \frac{e_\alpha}{\omega_e} \quad (6)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{d\theta_e} = \frac{1}{\omega} \frac{d\Psi_{r\beta}}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{1}{\omega_e} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \frac{e_\beta}{\omega_e} \quad (7)$$

که در آن  $\omega_e = d\theta_e / dt$  سرعت زاویه ای الکتریکی روتور و  $e_\alpha$  و  $e_\beta$  نیز ولتاژ ضدمحرکه دستگاه دو محوری ساکن  $\alpha$  و  $\beta$  می باشند. استفاده از معادلات (5) و (6) و (7) نیازمند تخمین ولتاژ ضدمحرکه می باشد؛ تکنیک های مختلفی می توان استفاده نمود که بیشتر آن ها نیاز به اطلاعات دقیقی از پارامترهای موتور دارند، جهت بدست آوردن ولتاژ ضدمحرکه در این مقاله از رویتگر مد لغزشی استفاده شده است. جهت تخمین ولتاژ ضدمحرکه با استفاده از رویتگر مد لغزشی با در نظر گرفتن:

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + \bar{\Psi}_r \quad (8)$$

که در آن  $\bar{\Psi}_s$ ،  $\bar{\Psi}_r$  و  $\bar{i}_s$  به ترتیب بردارهای شار استاتور، روتور و جریان استاتور هستند، معادلات ولتاژ برای موتور در دستگاه دو محوری ساکن  $\alpha$  و  $\beta$  بصورت ذیل می باشد:

$$u_\alpha = i_{s\alpha} R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_\alpha \quad (9)$$

$$u_\beta = i_{s\beta} R_s + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_\beta$$

که در آن  $R_s$  و  $L_s$  مقاومت و اندوکتانس پیوندی استاتور می باشند. با در نظر گرفتن جریان در دستگاه دو محوری ساکن  $\alpha$  و  $\beta$  و ولتاژ ضدمحرکه بعنوان متغیرهای حالت، می توان معادلات حالت متناظر را در یک سرعت ثابت بصورت رابطه (10) بیان کرد:

استفاده از ضریب  $D_h$  در حالت A و  $D_h - 1$  در حالت B در معادله (۱۷) و پس از ساده‌سازی داریم:

$$\frac{[V_m |\sin(2\pi f_s t)| - 2I_{ref}(t)R_s - E] D_h(t)}{f_s} \quad (19)$$

$$= \frac{[2I_{ref}(t)R_s + E [1 - D_h(t)]]}{f_s}$$

که با ساده‌سازی معادله بالا خواهیم داشت:

$$D_h(t) = \frac{2I_{ref}R_s + E}{V_m |\sin(2\pi f_s t)|} \quad (20)$$

در بخش ۲ در صورتی که  $D_h$  بر روی مقدار حداکثر خود که همان ۱۰۰ درصد است قرار گیرد باز  $i_m$  غیر قابل کنترل است و این درست زمانی است که سوئیچ‌زنی خازن سرامیکی و دشارژ آن  $D_h$  را تحت تاثیر خود قرار خواهند داد. مقدار  $D_h$  را می‌توان در دو بخش ۱ و ۲ بصورت رابطه (۲۱) نشان داد:

$$D_h(t) = \begin{cases} \frac{2I_{ref}R_s + E}{V_m |\sin(2\pi f_s t)|} & \text{---> Area1} \\ 1 & \text{---> Area2} \end{cases} \quad (21)$$

پارامتر  $D_h$  در صورت عدم وجود خازن الکترولیتی و فقط در محدوده بخش ۱ قابل کنترل می‌باشد چرا که اندازه ولتاژ ورودی این اجازه را به کنترلر می‌دهد تا بتواند جریان موتور را در محدوده جریان مرجع قرار دهد، اما در بخش ۲ ولتاژ ورودی صفر می‌باشد و عملاً پارامتر  $D_h$  هیچ کمکی به کنترل جریان نخواهد داشت، و در این بخش خازن سرامیکی که در محدوده بخش ۱ شارژ شده بود، در زمان افت ولتاژ تغذیه باید دشارژ شود و با توجه به ظرفیت و مدت زمان تخلیه اندازه آن مشخص خواهد شد.

## ۶- نتایج شبیه‌سازی

شبیه‌سازی در نرم افزار متلب انجام شده و از موتور بدون جاروبک DC با توان ۷۵۰ W با ولتاژ کاری ۴۸ V استفاده شده است. پارامترهای داخلی موتور استفاده شده در شبیه‌سازی در جدول (۱) آورده شده است و موتور دارای حسگر موقعیت اثر هال می‌باشد که از آن در جهت تشخیص سرعت استفاده شده است. جهت شبیه‌سازی درایو، از یک خازن ۲۲  $\mu F$  در لینک DC استفاده شده، سپس در مرحله اول، شبیه‌سازی با وجود این خازن بصورت ثابت انجام شده است و در مرحله بعد خازن لینک DC با یک سوئیچ قدرت به لینک DC متصل شده و با اعمال روش کنترلی پیشنهادی نتایج در شکل (۶) نشان داده شده است. در شکل (۶) (الف) روش کنترل به روش مرسوم و با خازن ۲۲  $\mu F$  بصورت اتصال مستقیم به لینک DC انجام شده است که در این حالت ریبیل گشتاور بسیار می‌باشد و شکل موج جریان نیز در وضعیت ناپایدار قرار دارد در این صورت نمی‌توان از موتور استفاده مناسبی نمود و ضریب‌های گشتاور آسیب‌های مکانیکی قابل توجهی بر موتور وارد خواهد شد. اما سیستم کنترلی پیشنهادی با خازن ۲۲  $\mu F$

ناپایدار شود. بنابراین با روش صحیح و خطا می‌توان ضرایب مناسبی را در جهت پایداری این روئیتگر انتخاب نمود.

## ۵- کلیدزنی سوئیچ‌های اینورتر

بنظر کلیدزنی سوئیچ‌های اینورتر، روش‌های بسیاری مورد استفاده قرار می‌گیرند که در اغلب این روش‌ها، ولتاژ لینک DC ثابت فرض می‌شود. معمولاً سوئیچ‌ها با روش مدولاسیون پهنای پالس یا هیستریزس کنترل می‌شوند، که در روش مدولاسیون هیستریزس، جهت بدست آوردن عرض یک بودن پالس که با  $D_h$  نشان داده می‌شود، از مقایسه جریان مرجع با جریان هر فاز موتور استفاده می‌شود. با توجه به اینکه در این مقاله خازن الکترولیتی با ظرفیت بالا وجود ندارد بنابراین ولتاژ لینک DC ثابت نمی‌باشد، و در نتیجه جریان فاز موتور نیز دچار تغییر می‌شود، نیاز است تا سوئیچ‌زنی کلیدهای اینورتر مورد بررسی قرار بگیرد تا در جهت بهبود گشتاور موتور بهترین روش سوئیچ‌زنی انتخاب شود. جهت بررسی دقیق‌تر ابتدا معادله دینامیکی موتور BLDC در مدار معادل شکل (۵) بررسی می‌شود. همانطور که مشخص است ۲ فاز از موتور در هر زمان به لینک DC متصلند و فاز دیگر آزاد است.

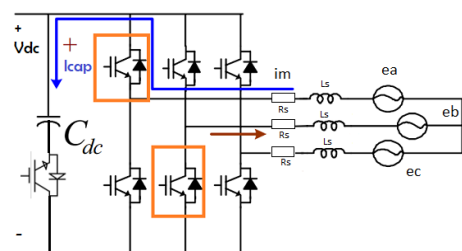
معادله دینامیکی مربوط به این حالت بصورت رابطه (۱۷) بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} A) \quad v_{in}(t) &= 2R_s i_m + 2(L_s - M) \frac{di_m(t)}{dt} + e(t) \\ B) \quad 0 &= 2R_s i_m + 2(L_s - M) \frac{di_m(t)}{dt} + e(t) \end{aligned} \quad (17)$$

که در آن  $i_m$  جریان فاز موتور،  $M$  اندوکتانس پیوندی  $L_s$ ،  $R_s$  اندوکتانس و مقاومت سیم پیچ که در دو حالت A و B نمایش داده شده است، حالت A زمانی است که ولتاژ ورودی یا  $V_{in} > E$  است که در شکل (۳) نیز این ناحیه به نام محدوده قابل کنترل نام‌گذاری شده است، پس می‌توان معادله (۱۷) و حالت A را با در نظر گرفتن  $V_{in}$  نشان داد. حالت B در معادله (۱۷) نمایانگر محدوده غیر قابل کنترل می‌باشد که در شکل (۳) آن را با بخش ۲ نشان داده است. در این ناحیه ولتاژ ورودی  $E < V_{in}$  است، در این محدوده ولتاژ ورودی کاهش شدیدی را دارد و می‌توان ولتاژ ورودی را صفر در نظر گرفت که در معادله (۱۷) و حالت B نشان داده شده است. همچنین داریم:

$$v_{in}(t) = V_m |\sin(2\pi f_s t)| \quad (18)$$

با استفاده از رابطه (۱۸) در دو حالت معادله (۱۷) و همچنین



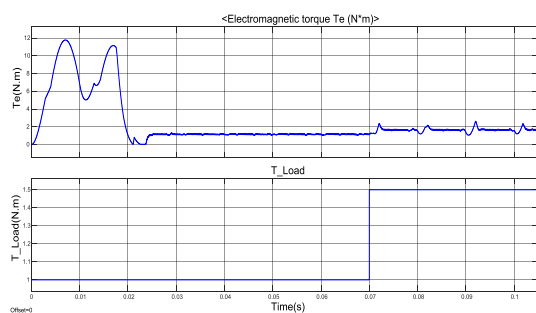
شکل (۵): یکی از حالت‌های کاری شش‌گانه موتور BLDC

۱٫۵ نیوتن متر، میزان نوسانات بیشتر می‌شود و این نشان دهنده این است که این روش در مصارف با توان پایین و زیر یک kW موثر است و در توان‌های بالا قطعاً مشکلاتی را ایجاد می‌کند. اما با توجه به میزان مصرف بسیار بالا از این موتور در توان‌های متوسط به پایین در مصارف خانگی، این روش می‌تواند مناسب این دسته از کاربرد باشد.

## ۷- نتایج آزمایشگاهی

جهت اجرای این روش از یک اینورتر ۶ سوئیچ با تغذیه گیت ایزوله برای هر سوئیچ و بدون خازن‌های الکترولیتی لینک DC، یک عدد اتوترانس جهت کاهش سطح ولتاژ AC به ولتاژ کاری موتور، برد کنترل به همراه ماسفت برای سوئیچ‌زنی خازن سرامیکی  $22 \mu F$  و یک موتور BLDC با توان ۷۵۰ W استفاده شده است. همچنین جهت اعمال گشتاور به موتور از یک موتور جریان مستقیم با توان ۱ kW بصورت ژنراتور و یک بار مقاومتی رثوستایی نیز استفاده شده است. ولتاژ اتوترانس بر روی ۴۸ V تنظیم شده است. فرکانس سوئیچ‌زنی خازن برابر با ۱۰۰ Hz می‌باشد و بنابراین حداقل تلفات سوئیچ‌زنی را شاهد هستیم بر این اساس در سخت‌افزار پیشنهادی از سوئیچ FGH60N60SFD استفاده شده است. سخت‌افزار پیشنهادی در شکل (۸) نمایش داده شده است. برای انجام آزمایش از اینورتر بدون خازن‌های الکترولیتی لینک DC استفاده شده است همان طور که در شکل (۸) مشخص شده است خازن‌های الکترولیتی از روی برد اینورتر جدا شده‌اند. ابتدا آزمایش با وجود خازن  $22 \mu F$  که بصورت مستقیم و موازی با لینک DC متصل شده، انجام شده است.

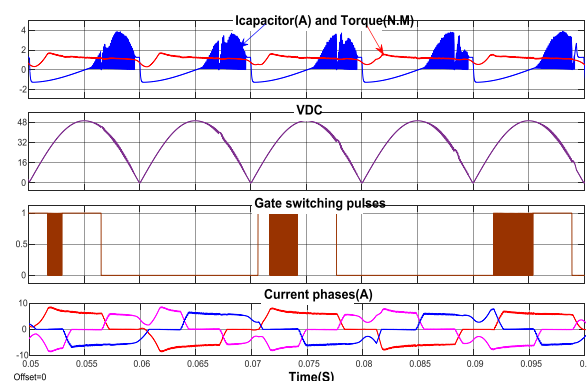
شکل (۹) (الف) تست آزمایشگاهی متناظر با شبیه‌سازی و در بار یکسان و بدون روش کنترل پیشنهادی، را نشان می‌دهد که در آن شکل موج جریان‌های سه فاز موتور به همراه ولتاژ لینک DC نشان داده شده است. همانطور که مشخص است نوسانات شدیدی در شکل موج جریان پدیدار شده است این شکل نشان می‌دهد نوسانات شدیدی بر روی گشتاور موتور اعمال می‌شود. در شکل (۹) (ب)، جهت سوئیچ‌زنی خازن سرامیکی با ظرفیت  $22 \mu F$ ، از یک سوئیچ ماسفت که دارای دیود موازی داخلی استفاده شده که پس از تشخیص زاویه مناسب توسط واحد PLL، سوئیچ‌زنی در زمان‌های افت ولتاژ تغذیه انجام می‌شود. همچنین با اعمال روش کنترلی پیشنهادی مشاهده می‌شود که نوسانات در شکل موج جریان کاسته شده است و این به آن



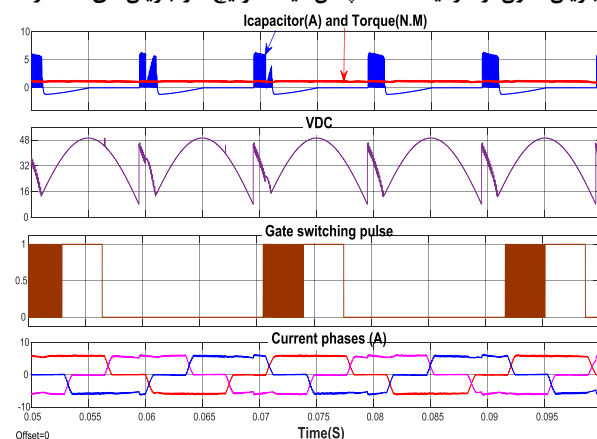
شکل (۷): اعمال گشتاور متغیر بار با اعمال روش پیشنهادی

بهمراه سوئیچ، پیاده‌سازی شده و همانطور که مشخص است میزان خطا در خروجی حلقه کنترل سرعت گشتاور در شکل (۶) (ب) بصورت مناسب و با پایداری مناسب، کنترل شده است و در نتیجه میزان ریپل گشتاور با وجود خازن سرامیکی حدوداً ۱۰ برابر ریپل کمتری را به نسبت روش مرسوم داراست.

همانطور که مشخص است سوئیچ‌زنی خازن در بخش ۲ باعث شده تا افت ولتاژ توسط سوئیچ‌زنی در زمان مناسب جبران شده و با کنترل همزمان سرعت و گشتاور، سرعت رفتار مکانیکی جریان مرجع به سرعت در جهت رفع ناپایداری گشتاور عمل می‌کند و در نتیجه درایو با وجود ظرفیت خازن بسیار پایین در محدوده مناسب عمل می‌نماید. در مقایسه این دو شکل موج تاثیر مثبت روش کنترلی و همچنین سوئیچ‌زنی در شرایط مناسب، کاملاً واضح است. همچنین تغییرات بسیار زیاد جریان مرجع هم نمی‌تواند کمکی به جبران‌سازی گشتاور در بخش ۲ نماید چرا که هیچگونه منبع انرژی در آن زمان وجود ندارد. رفتار موتور نسبت به اعمال تغییر در اعمال گشتاور در شکل (۷) نشان داده شده است و مشخص است در گشتاورهای بالاتر از



الف): عملکرد درایو و گشتاور بار ۱ N.m با خازن سرامیکی  $22 \mu F$  دائمی در لینک DC بدون اعمال روش کنترلی، (شکل موج‌ها از بالا به پایین: گشتاور و جریان خازن، ولتاژ لینک DC، پالس گیت سوئیچ a و جریان‌های سه فاز)



ب): عملکرد درایو و گشتاور بار ۱ N.m با خازن سرامیکی  $22 \mu F$  سوئیچ‌شونده در لینک DC با اعمال روش کنترل همزمان سرعت و گشتاور جدید، (شکل موج‌ها از بالا به پایین: گشتاور و جریان خازن، ولتاژ لینک DC، پالس گیت سوئیچ a و جریان‌های سه فاز)

شکل (۶): شکل موج‌های جریان، ولتاژ، گشتاور و جریان مرجع و مقایسه آن در دو روش مرسوم و روش پیشنهادی

می شود که در این قسمت با توجه به پیک ولتاژ انتخاب سوئیچ با مقاومت درین سورس بالاتر حتی به رفع این بالازدگی کمک بیشتری می کند و در نتیجه سوئیچ با قیمت پایین تر برای نتیجه گیری بهتر، مناسب می باشد. در مقایسه نتایج شبیه سازی و سخت افزاری، جریان هر فاز می تواند مقایسه شود و در زمان های وجود روش کنترلی و یا بدون آن، تاثیر روش کنترلی مشخص است که در شکل های (۶) و (۹) امکان مقایسه نتایج سخت افزاری و نرم افزاری را فراهم می آورد و نشان می دهد روش کنترلی پیشنهادی باعث می شود تا جریان فاز به جریان ایده آل نزدیک شود و نوسانات کاهش یابد.



شکل (۸): سیستم تست آزمایشگاهی درایو موتور BLDC

## ۸- نتیجه گیری

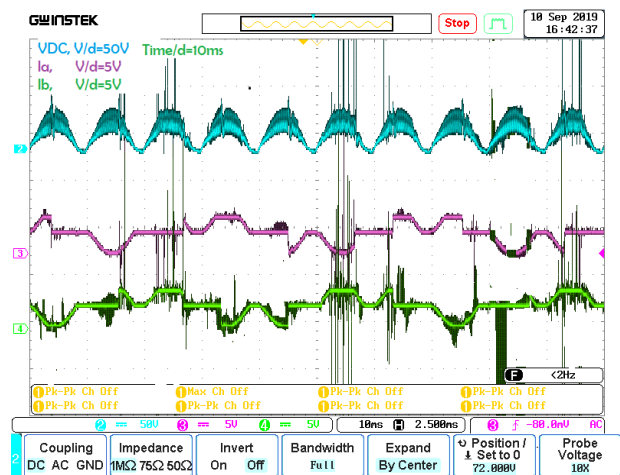
در این مقاله به منظور کاهش ضریب گشتاور ناشی از عدم حضور خازن پرفرفیت و حجیم در لینک DC در درایو BLDC با ولتاژ ضدمحرکه دوزنقه ای، روشی بر مبنای کنترل همزمان گشتاور و سرعت موتور ارائه گردید. این روش با شبیه سازی و تست آزمایشگاهی، صحت گذاری گردید. روش ارائه شده نشان می دهد با استفاده از خازن فیلم نازک و استفاده از کنترل گشتاور و سرعت و با استفاده از سوئیچ زنی هوشمند خازن لینک DC به نسبت روش های مرسوم تا ۱۰ برابر از نوسانات گشتاور کاسته شده و با توجه به عدم استفاده از قطعات متعدد و تنها اضافه کردن یک سوئیچ با هزینه بسیار پایین و تعویض خازن الکترولیتی با محدودیت های دمایی و قیمت بالا، با خازن فیلم نازک ارزان قیمت و دارای طول عمر بالا، یک درایو با طول عمر بالا و بدون تاثیر پذیری خازن از دمای محیط و کاملاً اقتصادی پدید آید که می تواند در کاربردهای با استفاده از انبوه خانگی نظیر موتورهای کمپرسورهای یخچال، کولرهای آبی و گازی و ... مورد استفاده قرار گیرد. همچنین این روش در مورد بارهای با توان پایین مناسب است و ممکن است در توان های بالا موجب لرزش در موتور و آسیب های مکانیکی گردد. همچنین پیشنهاد می شود تا این روش بر روی موتورهای بدون حسگر اثر حال نیز اجرا شود در این صورت می توان درایو مناسبی برای انواع پهپادها به شماره آید و اثر پذیری گرما بر روی بهره این موتورها با دور بالا را به طور چشمگیری کاهش داد.

## پیوست

جدول (۱): پارامترهای موتور استفاده شده در شبیه سازی

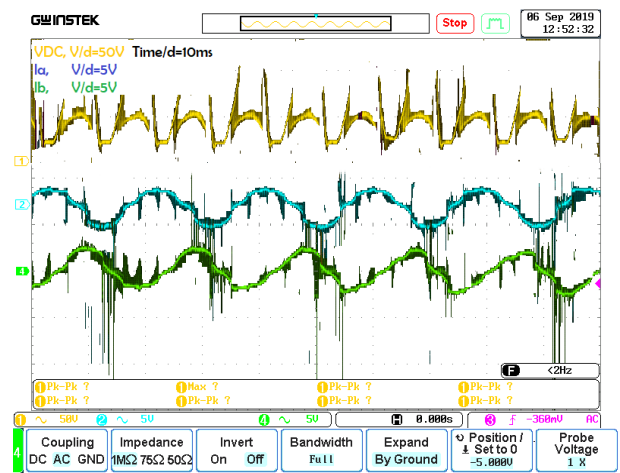
واحد	مقدار	کمیت های موتور
$\Omega$	۲	مقاومت سیم پیچی هر فاز
mH	۵	اندوکتانس سیم پیچی هر فاز
Nm/A	۰/۲	ثابت گشتاور
Kg.m <sup>2</sup>	۰/۰۰۰۸	ممان اینرسی
Nm.s	۰/۰۰۱	ضریب چسبندگی
p	۴	تعداد قطب
$\mu$ F	۲۲	خازن لینک DC
V	۴۸	ولتاژ منبع ورودی تکفاز

معناست که گشتاور با نوسانات کوچکتری مواجه خواهد شد. در زمان های اتصال خازن که در شکل (۷) (ب) مشخص است ولتاژ لینک DC با پیک های با دامنه تقریباً دو برابر ولتاژ تغذیه روبرو



شکل موج ولتاژ لینک DC به همراه جریان های دو فاز موتور بدون

اعمال روش کنترلی و با خازن ثابت در لینک DC



شکل موج ولتاژ لینک DC به همراه جریان های دو فاز موتور با اعمال

روش کنترلی و خازن سوئیچ شونده در لینک DC

شکل (۹): سیستم تست آزمایشگاهی درایو موتور BLDC بدون

خازن الکترولیتی در لینک DC



مراجع

- [15]. Halvaei Niasar, A., and Bloor Kashani, E., "Implementation of a Novel Brushless DC Motor Drive based on One-Cycle Control Strategy", Iranian Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 10, No. 3, pp. 244-249, 2014.
- [16]. Song, J.H., and Choy, I., "Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, pp. 312-319, March 2004.
- [۱۷]. حسام فلاح قویدل، سید محمد موسوی گزافرودی، روزبه اسد، کنترل تراستر موتورهای بدون جاروبک BLDC بوسیله کنترل فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویبگر، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۱۷ شماره ۳ صفحات ۱۰۹-۱۱۸، ۱۳۹۹.
- [18]. Sehwa, C., et al. "Electolytic capacitorless 3-level inverter with diode front end for PMSM drive", Proc. of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1603-1610, 2015.
- [1]. Derammelaere, S., et al. "A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies", 19th IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2016.
- [2]. Halvaei Niasar, A., and NikKhah, H., "Performance Enhancement of Evaporative Water Cooler Equipped with Permanent Magnet Brushless Motor Drive Based on Power Control Strategy", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (JESTPE), Vol. 8, No. 2, pp. 1268-1275, 2019.
- [3]. Ding, D., et al. "Dual Antiovervoltage Control Scheme for Electrolytic Capacitorless IPMSM Drives with Coefficient Auto regulation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 35, No. 3, pp. 2895-2907, 2020
- [4]. Haga, H., et al. "High Power Factor Control of Electrolytic Capacitor Less Current-Fed Single-Phase to Three-Phase Power Converter", Power Electronics Conf. (IPEC), pp. 443-448, 2010.
- [5]. Hiraide, T., et al. "Current Harmonics Reduction Method of Electrolytic Capacitor-Less Diode Rectifier Using Inverter-Controlled IPM Motor", 39<sup>th</sup> Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2697-2702, 2013.
- [6]. Hyun, S. J., et al., "Control of Three-Phase Inverter for AC Motor Drive with Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase AC Source", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 50, No. 2, pp. 1074-1081, March-April 2014.
- [7]. Bala, S., and Venkataramanan, G., "Matrix converter BLDC drive using reverse blocking IGBTs," Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (APEC), pp. 19-23, 2006.
- [8]. Huang, X., et al. "A single sided matrix converter drive for a brushless DC motor in aerospace applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 9, pp. 3542-3552, Sep. 2012.
- [۹]. کارشناس حمیدرضا، موسوی سید جواد. بررسی و ساخت یک مبدل مستقیم فرکانس بدون نیاز به خازن و سلف در مدار واسط DC نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۸، شماره ۱ صفحات ۱۱-۱۹، ۱۳۹۰.
- [10]. Yoo, J.W., et al. "Third harmonic injection circuit to eliminate electrolytic capacitors in light-emitting diode drivers" Journal of Electrical Engineering and Technology, Vol. 7, No. 3, pp. 358-365, 2012.
- [11]. Krein, P. T., et al. "Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port" IEEE Trans. on Power Electronics, pp. 4690-4698, Vol. 27, No. 1, Nov. 2012.
- [12]. Xiaoyu, J., et al. "High power factor control of brushless DC motor drive system without electrolytic capacitor", Proc. of the 20<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017.
- [13]. Zhao, N., et al. "Inverter power control based on DC-link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors" IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 33, No. 1, pp. 558-571, Jan. 2018.
- [14]. Aghashabani M, Milimonfared J, Kashefi Kaviani A, Ashabani M. "A Neural Network-PSO Based Control for Brushless DC Motors for Minimizing Commutation Torque Ripple", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 7, No. 2, pp. 15-22, 2010.

<sup>1</sup> Permanent magnet DC motor  
<sup>2</sup> Brushless DC motor  
<sup>3</sup> Back electromotive force  
<sup>4</sup> Second-order generalized integrator