مجله علمی- پژوهشی «الکترومغناطیس کاربردی»

سال دوم، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳؛ ص ۲۸-۱۵

تحلیل نرم‌افزاری کاهش نویز الکترومغناطیسی درایو موتور BLDC سرعت بالا

توحید رحیمی[1*]، همایون مشگین‌کلک[2]، علی شیرزادی[3]

۱- کارشناس ارشد، دانشکده مهندسی برق و اویونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر ۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تفرش

۳- مربی، دانشکده مهندسی برق و اویونیک، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(تاریخ دریافت: ۹۳/۰۴/۱۳، تاریخ پذیرش: ۹۳/۱۰/۲۱)

چکیده: به‌دلیل تزریق جریان نشتی به صفحه زمین و مولفه‌های فرکانس بالا به لینک DC در سیستم درایو موتور BLDC سرعت بالا و احتمال ایجاد تداخل در عملکرد سایر تجهیزات، ارائه روش مناسب جهت غلبه بر تداخل الکترومغناطیسی تولیدی ضروری به نظر می‌رسد. در این مقاله، مدل فرکانس بالای موتور با چند راه‌کار جدید به کمک تحلیل المان محدودِ به‌کار رفته در نرم‌افزار MAXWELL استخراج شده است. مدل فرکانس بالای کلید قدرت نیز به کمک مدل‌های ساده معرفی‌شده در مراجع مختلف و داده‌های برگه اطلاعات کلید مورد نظر به‌دست آمده است. در نهایت، روش پیشنهادی نیز جهت کاهش نویز بر اساس طیف فرکانسی جریان خط DC و جریان نشتی از موتور به شبکه زمین به کمک فیلترگذاری و مدار اسنابر پیشنهادی انجام گرفته است. روش پیشنهادی به خوبی توانسته است مقدار بیشینه جریان نشتی را به‌طور موثر کاهش دهد و مولفه‌های فرکانس بالای جریان لینک DC را به‌طور قابل توجه تضعیف نماید.

واژه‌های کلیدی: جریان نشتی، BLDC، تداخل الکترومغناطیسی، نرم‌افزار MAXWELL، فیلترگذاری.

۱- مقدمه

در کاربردهایی مانند هوافضا و اتوموبیل‌سازی به‌دلیل محدودیت فضای قابل اشغال و مسائل اقتصادی نیاز به تجهیزات با وزن و حجم کم مشهود است. در این میان موتورهای BLDC به‌دلیل مزایایی از قبیل نسبت گشتاور به وزن بالا، توانایی رسیدن به سرعت‌های بالا مورد توجه قرار گرفته‌اند. به‌دلیل عدم نیاز به هیچ‌گونه جاروبک مکانیکی یا حلقه‌های لغزان در این‌گونه موتورها نویز صوتی ایجاد شده، نسبت به دیگر موتورها کم می‌باشد. به‌دلیل نبود جاروبک و یا حلقه لغزان، طول عمر موتور فقط وابسته به طول عمر عایقی بلبرینگ‌ها و عمر مغناطیسی می‌باشد که سبب افزایش قابلیت اطمینان سیستم خواهد شد. رشد چشمگیر تکنولوژی ادوات نیمه هادی قدرت سبب شده‌است که فرکانس کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس (PWM) افزایش یابد بنابراین کلیدهای IGBT و MOSFET با سرعت کلیدزنی بالا وارد عرصه‌ی الکترونیک قدرت و صنعت شده‌اند. این افزایش سرعت کلیدزنی سبب‌شده که ولتاژ، جریان مبدل‌ها و درایوهای الکتریکی کنترل‌پذیری بهتری داشته باشند و از طرفی امکان افزایش سرعت چرخش موتورهای الکتریکی از قبیل موتور BLDC فراهم شده است. ولی افزایش فرکانس کلیدزنی سبب به وجود آمدن ولتاژ مد مشترک با بالا می‌گردد که به نوبه‌ی خود عامل ایجاد جریان نشتی و پدیده‌ی ولتاژ شفت موتور می‌گردد [۱]. از طرفی کلیدها با سرعت کلیدزنی بالا زمان خیزش و

* رایانامه نویسنده مسئول: rahimitohid@yahoo.com

نزول به‌مراتب کمتری نسبت به کلیدهای متداول دارند که این موضوع به‌نوبه‌ی خود سبب افزایش سطح نویز تولیدی می‌شود [۲].

جهت مطالعه نویز، ضروری است تا مسیرهای پارازیتی نشت جریان نویزی شناسایی شود. پژوهش‌های بسیاری برای استخراج مدل فرکانس بالای سیستم موتور- درایو جهت بررسی پدیده‌ی نویز الکترومغناطیسی از قبیل طیف نویز و انتشار نویز هدایتی انجام گرفته است [۷-۳]. در [۸] به کمک مدار معادل عناصر درایو که در فرکانس بالا به‌دست می آید، طیف نویز EMI هدایتی در کاربرد درایو ولتاژ پایین جریان بالا به کمک شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نشان داده شده است. طیف نویز شبیه سازی شده به کمک مدار معادل فرکانس بالای عناصر درایو، با نویز اندازه‌گیری در مدار عملی تا ۱۰MHz تفاوت اندکی دارد ولی وجود برخی پیک‌ها همچنان در شبیه‌سازی قابل رویت نیست. در [۹] مدار معادل‌های حجیم مدل فرکانس بالای اینورتر و سیستم سیم‌پیچ استاتور معرفی شده‌است. در [۱۰] مدل IGBT بر مبنای ساختار فیزیکی‌اش که توسط Hefner جهت به‌دست آوردن شکل موج‌های دقیق کلیدزنی به همراه dv/dt و di/dt ایجادشده در لحظات کلیدزنی، انتخاب شده است. در [۱۱] مدل فرکانس بالای به‌دست آمده از تحلیل المان محدود در نرم‌افزار Matlab-Simulink پیاده‌سازی شده است. در [۱۲]، مدل فرکانس بالای موتور با استفاده از تحلیل حالت گذرا و مگنتودینامیک موجود در تحلیل المان محدود، استخراج شده است تا نویز ناشی از اضافه ولتاژ در ترمینال موتور و جریان نشتی را بررسی کند. این مرجع نیز مدل به‌دست‌آمده را صرفا در نرم‌افزار Matlab-Simulink پیاده‌سازی کرده است و در نهایت نیز مدل به‌دست آمده را با استفاده از تطبیق حالت‌های گذرا صحت‌گذاری کرده است.

این روش صحت‌گذاری نمی‌تواند تاییدی بر صحت کامل مدل فرکانس بالای استخراج شده باشد. در مدل‌های یاد شده، مقادیر اندوکتانس‌های معادل اندوکتانس موتور، ثابت فرض شده‌اند. البته این فرض برای موتورهای آهن‌ربا دایم رتور بیرونی تا حدودی قابل قبول است. ولی در عمل، اندوکتانس‌های موتورهای آهن‌ربا دایم رتور بیرونی دارای نوسانات متناوب کوچکی هستند که در تولید نویز موثر هستند که این مساله در [۱۵-۱۳] نیز اصلا در نظر گرفته نشده‌است. یکی از علت‌های وجود اختلاف بین نویز اندازه‌گیری شده از نتایج عملی و نویز شبیه‌سازی‌شده از مدل فرکانس بالای استخراج شده، در نظر نگرفتن تغییرات اندوکتانس حتی در مقیاس کوچک است. درصورتی‌که موتور از نوع آهن‌ربا درونی باشد، اندوکتانس‌های موتور دارای تغییرات متناوب ولی با شکل موج پیچیده هستند. امکان مدل‌سازی اندوکتانس متغیر موتور با پروفایل تغییرات پیچیده نیز به خوبی انجام نخواهد گرفت. در این مقاله جهت اجتناب از مدل‌سازی اندوکتانس متغیر و اعمال تاثیر تغییرات اندوکتانس به‌صورت واقعی، بین Circuit Editor و نرم‌افزار MAXWELL ارتباط برقرار شده است.

با داشتن مدل فرکانس بالای سیستم مورد مطالعه، گام بعدی پیاده سازی روش‌های کاهش نویز است. تحقیقات زیادی روی کاهش نویز الکترومغناطیسی و جلوگیری از جریان نشتی به خصوص برای موتورهای مورد استفاده در صنایع با بهره‌گیری از فیلترهای پسیو و اکتیو متمرکز شده‌اند [۲۲-۱۶] برای پیاده‌سازی روش‌های ساده جهت غلبه بر نویز الکترومغناطیسی، فیلترهای پسیو با حجم بزرگ و وزن بالا جز جدایی‌ناپذیر از سیستم درایو خواهد بود. مراجع [۲۴ -۲۳]. روندی را برای طراحی فیلتر DC جهت غلبه بر نویز ارائه داده‌اند.

مشابه با روند طراحی فیلتر برای سمت DC، روندی برای طراحی فیلتر AC در سمت AC در مرجع [۲۵] ارائه شده است. مقالات ذکرشده روش‌های پیشنهادی را براساس مفاهیم ساده انتشار نویز بر روی نمونه‌های آزمایشگاهی یا مدل فرکانس بالای به‌دست آمده از آزمایشات عملی مورد بررسی قرار داده‌اند. در [۲۶]، عملکرد و اندازه فیلتر پسیو EMI با توجه به نوع ماده هسته اندوکتانس موجود در ساختار فیلتر بحث شده است. در [۲۷]، یک نوع فیلتر اکتیو مد مشترک جدید برای درایوهای موتور تغذیه شده با ولتاژ DC پیشنهاد شده است. ولی فیلترهای اکتیو عموما به منبع تغذیه جدا نیاز دارند.

ایجاد سطح ولتاژ جدا عموما با دشواری روبرو است. در [۲۸]، به مقایسه تداخل الکترومغناطیسی در سیستم موتور درایو در دو حالت استفاده از Si IGBT و Sic JFET پرداخته‌است. در واقع نویز تولیدی در دو نوع کلید با تکنولوژی ساخت جدید مقایسه شده است. در این مقاله، مدل فرکانس بالای موتور به‌کمک تحلیل المان محدود و با استفاده از نرم افزار MAXWELL استخراج شده است.

دو تحلیل Eddy Current و AC Conduction جهت استخراج اندوکتانس و مقاومت و خازن‌های خودی و متقابل به‌کارگرفته شده است. چند راه‌کار جدید جهت تحلیل و کاهش نویز انجام گرفته است.

راه‌کار اول پیاده‌سازی مدل فرکانس بالا درCircuit Editor و تحلیل نرم‌افزاری نویز در کنار کارکرد درایو است به‌طوری که هر مدل فرکانس بالای استخراجی از هر روش آزمایشگاهی یا تحلیلی با توجه به روش کوپل Circuit Editor و نرم‌افزار MAXWELL قابل پیاده‌سازی است. بحث بر روی تقسیم هر فاز به چند شیار یا چند کلاف جهت سهولت در استخراج مدل فرکانس بالا و امکان شبیه‌سازی کارکرد عادی سیستم موتور درایو با در نظر گرفتن مدل فرکانس بالا راه‌کار جدید دیگر مقاله است. مدل فرکانس بالای کلید قدرت نیز به کمک مدل‌های ساده‌ای معرفی شده در مراجع مختلف و اطلاعات برگه‌ی اطلاعات کلید مورد نظر به‌دست آمده است. مهم‌ترین بخش عنصر پارازیتی کلید که بر سطح نویز تاثیر غالب دارد، خازن بین درین و سورس کلید قدرت است [۲۹]. جهت کاهش سطح نویز، جریان نشتی جاری شده از موتور به سیستم زمین و طیف فرکانسی جریان لینک DC مورد مطالعه قرار گرفته است. در نهایت بر اساس فرآیند پیشنهادی، فیلتر و اسنابر مطلوب جای‌گذاری شده است.

۲- مشخصات موتور و درایو

در این مقاله موتور مورد مطالعه، یک موتور BLDC سرعت بالا با توان W ۳۳ و سرعت در زیر بار نامی برابر ۱۰۰۰۰دور بر دقیقه است. این موتور با هدف استفاده در ژیروسکوپ در محیط نرم‌افزار MAXWELL طراحی شده است. به‌دلیل این‌که موتور مورد مطالعه، از نوع آهن‌ربا بیرونی است، تغییرات اندوکتانس خودی و متقابل فازهای موتور، دارای تغییرات خیلی اندکی خواهد بود. درصورتی‌که هدف از مدل‌سازی موتور، بررسی انواع روش کنترلی باشد، می‌توان مقدارثابتی برای اندوکتانس فرض کرد. در جدول (۱) مقدار متوسط اندوکتانس فاز متوسط به‌کار گرفته شده است. بار این موتور بار ثابتی است و از همان ابتدای راه‌اندازی روی موتور قرار دارد.

جدول ۱: مشخصات نامی موتور

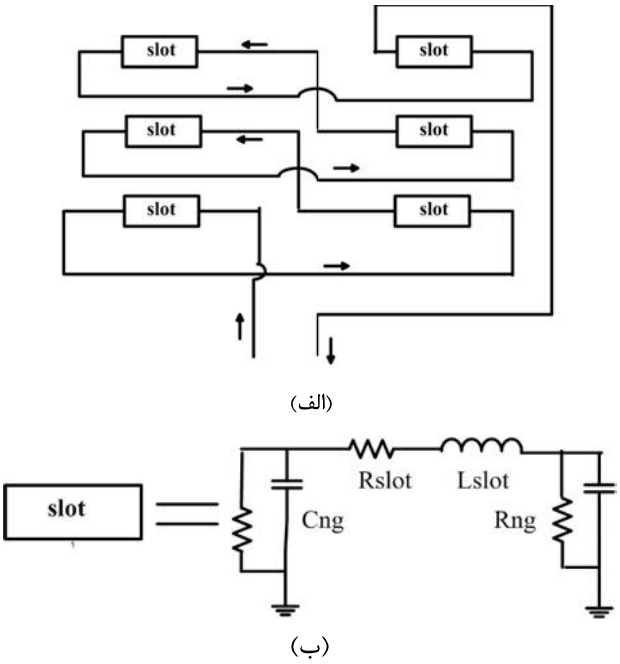
متغیر	مقدار	واحد
مقاومت فاز موتور	۲۳۳٫۳۷۳۰	mΩ
اندوکتانس فاز موتور	۱۱۹٫۴۷۵۱	μH
اندوکتانس نشتی انتهای سیم‌پیچی	۸۹٫۴۱۵۹	μH
ضریب ثابت ولتاژ برگشتی	۰٫۰۱۵۶	V.s/rad
ضریب ثابت گشتاور	۰٫۰۱۵۴	Nm/A
ولتاژ نامی	۱۸	V

در این‌جا هدف بررسی جریان نشتی از موتور است. با توجه به این هدف مناسب است که تغییرات اندوکتانس هم اعمال شود. در صورتی‌که در Circuit Editor نرم‌افزار MAXWELL، از سیم‌پیچ به جای اندوکتانس استفاده شود، این تغییرات خیلی کم هم اعمال می‌شود. مشخصات موتور به‌طور خلاصه در جدول (۱) آورده شده است.

۳- استخراج مدل فرکانس بالا

روش استخراج مدل فرکانس بالا به کمک نرم‌افزار MAXWELL و فرآیندی که در ادامه بیش‌تر تشریح خوهد شد در [۳۰]، ارائه شده است. در موتور مورد مطالعه، هر فاز شامل ۳ کلاف و ۶ شیار است. اگر ۶ شیار برای هر فاز را تفکیک شود چنان‌چه در شکل (۱-الف) مشاهده می‌شود.

هر کلاف با سطح استاتور دارای خاصیت خازنی پارازیتی است. این خاصیت در کل سطح شیار با استاتور وجود دارد. عموما این خاصیت خازنی به‌صورت دو خازن در ابتدا و انتهای کلاف مدل‌سازی می‌شود [۳۱]. به‌عبارت بهتر، خازن معادل بین استاتور و شیار محاسبه شده و به دو خازن تقسیم می‌شود. در کنار خاصیت خازنی، خاصیت هدایتی نیز وجود دارد. خاصیت هدایتی به‌صورت

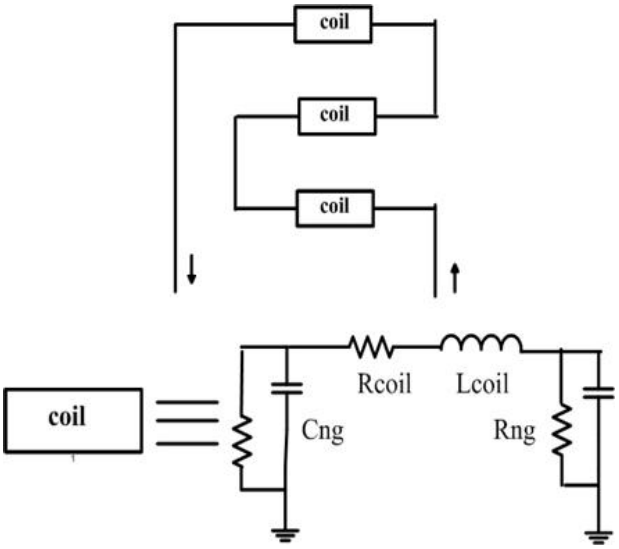


شکل ۱: (الف) مدار معادل حجیم موتور با تفکیک شش شیار از هم
(ب) مدل فرکانس بالای یک شیار

مقاومت‌هایی با مقادیر اهمی بسیار بالا نسبت به پارامترهای خود موتور مدل‌سازی می‌شود. در این‌جا به‌دلیل وجود فاصله هوایی میزان رسانایی در مقابل خاصیت خازنی صرف‌نظر می‌شود. مقاومت و اندوکتانس سیم‌پیچ هر شیار به دلیل تقارن سیم‌پیچی و استفاده از هادی یکسان در تمامی شیارها ۶/۱ مقاومت و اندوکتانس کل است. با توجه به مفاهیم گفته شده، سیم‌پیچ هر شیار همانند آن‌چه در شکل (۱-ب) دیده می‌شود، قابل مدل‌سازی است.

جهت بررسی کارکرد موتور و ارزیابی فیلترهای طراحی شده از تحلیل حالت گذرا استفاده می‌شود. در این میان، تفکیک ۶ شیار از هم‌دیگر، مستلزم این است که در Circuit Editor نرم‌افزار ماکسول، شش سیم پیچ مجزا برای هرفاز تعریف شود و در پی آن بایستی موتور به شکل کامل در تحلیل حالت‌گذرا اجرا شود.

اجرای حالت کامل به جای حالت یک چهارم یا نصف، در تحلیل حالت گذرا علاوه بر افزایش زمان شبیه‌سازی، نیازمند تنظیمات بیش‌تر در نرم‌افزار بوده تا از نتایج شبیه‌سازی اطمینان حاصل شود. تحلیل گذرا در حالت نصف موتور، با دشواری خاصی روبرو نیست لذا تحلیل‌های انجام گرفته برای کلاف‌ها اجرا شده است (هر دو شیار یک کلاف را تشکیل می‌دهند). با توجه به این موضوع مدل فرکانس



شکل ۲: مدار معادل فرکانس بالای موتور با تفکیک
سه کلاف از هم برای یک فاز

بالای سیستم موتور به صورت آن‌چه که در شکل (۲) است، استخراج می‌شود. هر فاز شامل سه کویل می‌باشد. هر کویل دارای مقاومت و اندوکتانس معادل است. سطح هر کویل دارای خاصیت خازنی ورسانایی با سطح موتور است. این خاصیت خازنی به‌صورت دو خازن و دو مقاومت در ابتدا و انتهای هر کویل مدل شده است.

۳-۱- تحلیل Eddy Current

در این تحلیل این امکان وجود دارد که جریان‌های متغیر با زمان به هادی‌ها تخصیص داده شود. با تخصیص جریان‌های متغیر با زمان به هادی‌ها، اندوکتانس و مقاومت خودی و نشتی قابل استخراج خواهد بود که نتیجه به صورت ماتریس امپدانس و اندوکتانس نمایش داده می‌شود. در واقع این ماتریس، رابطه بین جریان‌ها و ولتاژهای القا شده را نشان می‌دهد. شکل (۳)، مدار معادل دو حلقه‌ی مجاور کنار همدیگر را نشان می‌دهد. این مدار با جریان سینوسی با فرکانس ω تحریک شده‌است. رابطه بین جریان‌ها و ولتاژ القایی با ماتریس امپدانس تعیین می‌شود.

$$\Delta V_1 = I_1 R_{11} + I_2 R_{12} + I_1 j\omega L_{11} + I_2 j\omega L_{12} \quad (۱)$$

$$\Delta V_2 = I_2 R_{22} + I_1 R_{12} + I_2 j\omega L_{22} + I_1 j\omega L_{12} \quad (۲)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (۳)$$

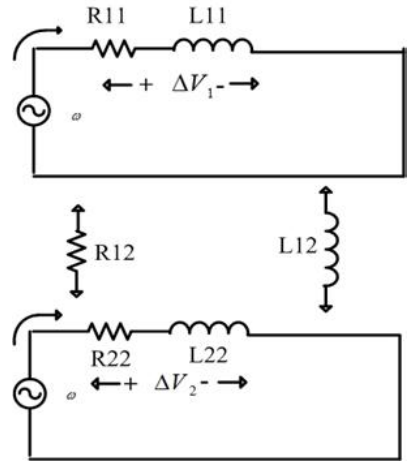
$$Z_{11} = R_{11} + j\omega L_{11}$$

$$Z_{12} = R_{12} + j\omega L_{12}$$

V_i و I_i فازور ولتاژ و جریان هستند.

$$Z_{21} = Z_{12}$$

$$Z_{22} = R_{22} + j\omega L_{22}$$



شکل ۳: امپدانس خودی و متقابل بین دو هادی

با انجام این تحلیل، دیده شد که می‌توان اندوکتانس و مقاومت هر کلاف را برابر $\frac{1}{3}$ اندوکتانس و مقاومت هر فاز به حساب آورد. البته با توجه به اهمیت تغییرات پارامترهای موتور در مطالعه ی نویز می‌بایستی، تاثیر تغییرات کوچک اندوکتانس موتور هم اعمال شود. در این مقاله هر کلاف هر فاز به صورت کوپل یا با Circuit Editor تحریک می شود که خود به خود تاثیر تغییرات اندوکتانس‌ها در مطالعه‌ی نویز اعمال می‌شود.

۳-۲- تحلیل Ac Conduction

این تحلیل میدان الکتریکی حالت دائم دو بعدی در اثر اعمال پتانسیل (ولتاژ) به آن‌ها را به‌دست می‌آورد. از این تحلیل جهت بررسی توزیع جریان، توزیع میدان الکتریکی، اختلاف پتانسیل، ادمیتانس و انرژی ذخیره‌شده استفاده می‌شود. برای مثال، در این تحلیل هر کلاف با ولتاژ سینوسی با دامنه مشخص تحریک می شود. در این تحلیل خازن های خودی کلاف ها، خازن متقابل شیارها و مقاومت های نشتی بین کلاف‌ها و خودی شیارها، قابل محاسبه است. ادمیتانس به‌عنوان عکس امپدانس به‌صورت رابطه (۴) تعریف می‌شود.

$$Y = G + j\omega C \qquad (۴)$$

در رابطه (۴)، ω معادل 2πf است که F فرکانس منبع ولتاژ است. مقدار ادمیتانس به‌دست آمده بر حسب متر داده می‌شود لذا لازم است تا ادمیتانس واقعی از ضرب ادمیتانس خروجی تحلیل AC Conduction در طول موتور بر حسب متر به‌دست آید.

نتایج حاصل از این تحلیل برای رسانایی خودی و متقابل بر حسب زیمنس بر متر و برای خازن خودی و متقابل برحسب پیکوفاراد بر متر به‌صورت جدول قابل نمایش هستند. لذا برای به‌دست آوردن مقادیر حقیقی بایستی، نتایج در طول موتور که ۰٫۰۲۱۹ m یا ۲۱٫۹ mm ضرب شود. مقدار خازن‌های متقابل هم خیلی کوچکتر از مقدار خازن‌های خودی هستند. مقادیر رسانش هم در بازه‌ی صد نانو زیمنس است. خازن متقابل بین کلاف‌ها و رسانایی نشتی بین کلاف‌ها خیلی کوچک هستند، لذا از آن ها صرف نظر شده‌است و روی خازن خودی محاسبه‌شده، تمرکز می‌شود.

خازن خودی موتور برابر است با:

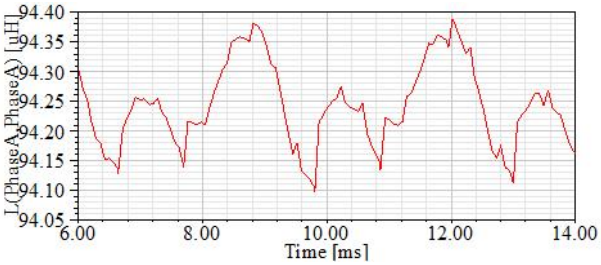
$$321.5\ (pf\ /\ m) \times 0.0219\ (m) = 7.04085\ pf \qquad (۵)$$

جهت مدل‌سازی خازن برای هر کلاف، خازن به‌دست آمده، به دو قسمت تقسیم شده و در ابتدا و انتهای هر کلاف یک خازن با مقدار pf ۳٫۵۲ قرار داده می‌شود.

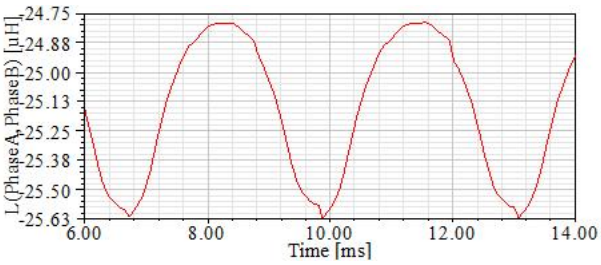
۳-۳- تحلیل حالت گذرا

در این تحلیل بایستی به منابع تحریک که کلاف ها هستند، ولتاژ و جریان با دامنه و فاز مناسب اعمال کرد. در ضمن می توان کلاف ها را با مدار خارجی تحریک نمود. در این تحقیق از تحلیل حالت گذرا برای محاسبه اندوکتانس‌های خودی و متقابل بین فازها استفاده شده‌است. در ضمن این تحلیل برای بررسی کارایی فیلترگذاری در مدار درایو نیز استفاده شده است. درایو موتور BLDC مورد مطالعه در Circuit editor پیاده‌سازی می‌شود. فیلترگذاری نیز در همین مدار خارجی انجام می‌گیرد.

چنان‌چه در اشکال (۴) و (۵) دیده می‌شود، اندوکتانس خودی و متقابل فازها دارای تغییرات متناوب هستند. پروفایل تغییرات اندوکتانس به راحتی قابل تقریب سازی با ترکیبی از موج های متناوب شناخته شده (سینوسی و مثلثی و..) نیست. فرض بر ثابت بودن اندوکتانس خودی و متقابل جهت مدل سازی موتور برای



شکل ۴: اندوکتانس خودی فاز A



شکل ۵: اندوکتانس متقابل فاز A, B

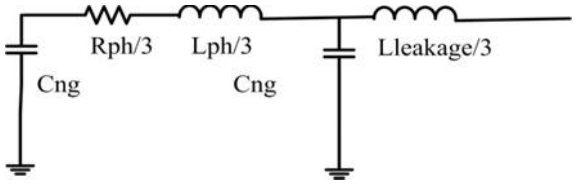
جدول ۲: تغییرات اندوکتانس خودی و متقابل (برحسب μH)

	اندوکتانس خودی	اندوکتانس متقابل
مقدار ماکزیمم	۹۴٫۳۸	-۲۴٫۸
مقدار مینیمم	۹۴٫۱	-۲۵٫۶۳

کاربردهای بررسی روش‌های کنترلی، فرض مناسبی خواهد بود ولی تغییرات اندک اندوکتانس بر جریان‌های نشتی تاثیرگذار خواهد بود.

۳-۴- مدار نهایی یک فاز موتور

با در نظر گرفتن توضیحات داده شده، هر کلاف به‌ترتیب با یک مقاومت، سلف و دو خازن زمین شده و یک اندوکتانس نشتی معادل می‌شود (شکل (۶)). برای هر فاز سه کلاف با هم‌دیگر، سری می‌شود بـه ایـن ترتیـب مـدل فرکانس بالای هر فاز موتور موتور از اتصال



شکل ۶: مدار معادل فرکانس بالای یک کلاف

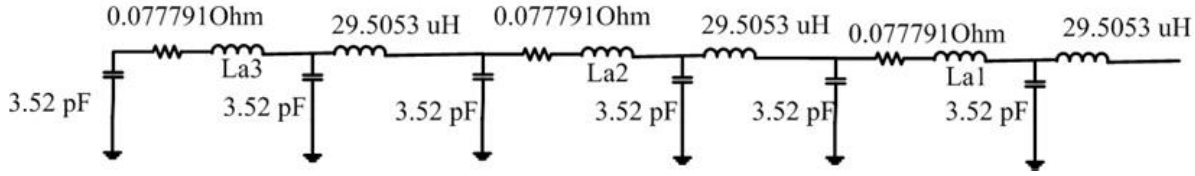
جدول ۳: مقادیر عناصر مدل فرکانس بالا

متغیر	مقدار	واحد
Cng	۳٫۵۲	pF
Lph	۱۱۹٫۴۷۵	μH
Rph	۰٫۲۳۳۳۷۳	Ω
Lendleakage	۸۹٫۴۱۵۹	μH

سه کلاف مربوط به آن فاز به‌صورت سری قابل حصول است. در شکل (۷)، مدل فرکانس بالای هر فاز موتور نشان داده شده است.

درصورتی که از تغییرات اندوکتانس خودی و متقابل صرف‌نظر شود، مقادیر عناصر مدل دیده شده در شکل (۶)، در جدول (۳) آورده شده است.

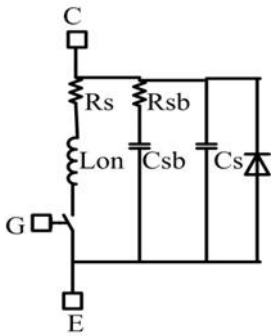
سیم‌پیچ‌هایی که با نام‌های La1، La2 و La3 در شکل (۱۰) دیده می‌شوند، ارتباط Circuit editor با نرم‌افزار MAXWELL را فراهم می‌کنند. ولتاژ BACK-EMF و اندوکتانس‌های متغیر با زمان، به‌وسیله سیم‌پیچ‌های یادشده بروز می‌کنند.



شکل ۷: مدل فرکانس بالای یک فاز

۳-۵- مدل‌سازی کلید قدرت

برای مدل‌سازی کلید قدرت، روش‌های مختلفی وجود دارد. این روش‌ها با توجه به پژوهش‌های صورت‌گرفته برپایه نتایج آزمایشگاهی روی کلید انتخابی و استفاده از تجهیزات پیشرفته استوار هستند. ولی می‌توان به کمک برگه اطلاعات کلید و مدل‌های ساده معرفی شده در مراجع مختلف، مدل مناسب برای کلید قدرت جای‌گذاری کرد تا اثرات پارازیتی کلید قدرت هم در نتایج شبیه‌سازی نمود پیدا کند. این مدل در شکل (۸) دیده می‌شود [۲۵].



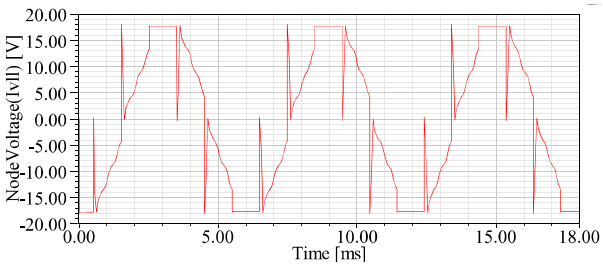
شکل ۸: مدل فرکانس بالای کلید

Rs مقاومت هدایتی کلید، Lon اندوکتانس پارازیتی کلید که می‌تواند با توجه به ثابت زمانی خیزش جریان کلید به‌دست آید. Cs خازن پیوندی کلید است که به کمک برگه اطلاعات کلید قابل حصول است. Rsb و Csb هم به‌ترتیب مقاومت و خازن اسنابر می‌باشد.

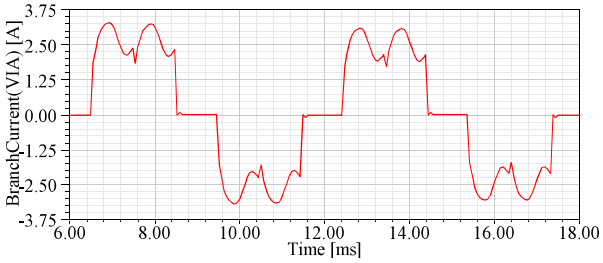
مهم‌ترین معیار در انتخاب کلید قدرت، جریان نامی هدایتی و ولتاژ معکوس قابل تحمل برای کلید است. با توجه به این‌که جریان موتور A ۲٫۱۳ و ولتاژ موتور V ۱۸ است، کلیدی باید انتخاب شود که این جریان و ولتاژ را تحمل کند از طرفی، طراحی موتور با این پیش‌فرض که افتی در مدار درایو رخ نمی‌دهد، انجام شده است و لذا بعد از وصل کلید واقعی، افت ولتاژ روی کلید قدرت سبب افت ولتاژ در ترمینال‌های موتور و به تبع آن گشتاور در سرعت ثابت یا سرعت در گشتاور ثابت افت می‌کند. برای کاهش اثر افت ولتاژ، بایستی از کلیدهایی با مقاومت هدایتی کمتر استفاده گردد لذا MOSFET با نام FD56574A انتخاب شده است که ولتاژ معکوس V ۲۰، مقاومت هدایتی mΩ ۶ دارد. مقدار خازن پارازیتی از برگه‌ی اطلاعات کلید برابر pF ۶۵۷ و مقدار اندوکتانس pH ۴۳٫۲ است.

۴- روش پیشنهادی جهت کاهش نویز

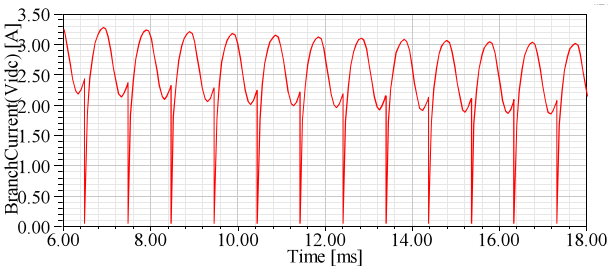
ابتدا، سیستم موتور- درایو بدون استفاده از فیلتر شبیه‌سازی شده است. هدف نشان دادن سطح اولیه‌ی نویز هدایتی از خط DC مشترک و دامنه‌ی جریان نشتی از فاز موتور به زمین است. سطح



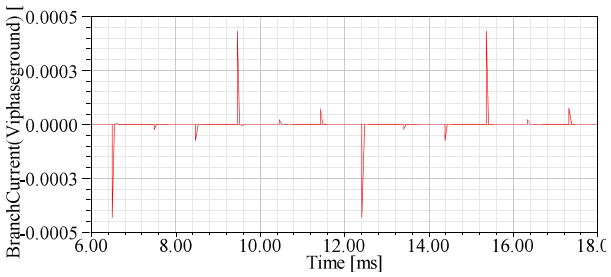
شکل ۹: شکل موج ولتاژ خط بدون حضور فیلتر



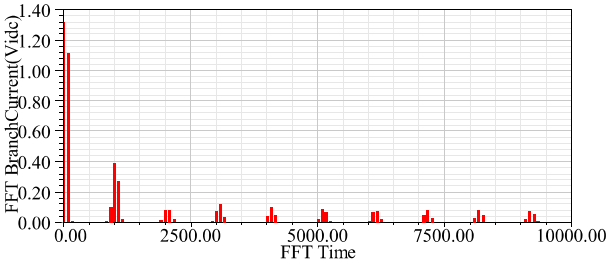
شکل ۱۰: جریان فاز موتور بدون حضور فیلتر



شکل ۱۱: جریان لینک DC بدون حضور فیلتر



شکل ۱۲: جریان نشتی از یک فاز به زمین بدون حضور فیلتر



شکل ۱۳: بسط فوریه‌ی جریان لینک DC بدون حضور فیلتر

بالای جریان نشتی، وجود جهش‌های ناگهانی در شکل موج ولتاژ ترمینال موتور و تغییرات شدید جریان لینک DC ضرورت استفاده از فیلتر را نشان می‌دهد. در اشکال (۹) تا (۱۳)، شکل موج ولتاژ ترمینال موتور، شکل موج جریان فاز موتور، جریان لینک DC، جریان نشتی از فاز موتور به زمین و بسط فوری جریان لینک DC به‌ترتیب نشان داده شده است.

لازم به‌ذکر است که در تمامی اشکال، محور عمودی شکل موج‌های ولتاژ، برحسب ولت و شکل موج‌های جریان برحسب آمپر می‌باشد. چنان‌چه در شکل (۹) دیده می‌شود، تغییرات شدید در ولتاژ خط ظاهر شده‌است که با توجه به مفاهیم گفته شده در مقدمه، عامل تحریک عناصر پارازیتی موتور و جاری شدن جریان نویز الکترومغناطیسی از سیم‌پیچ‌های موتور به بدنه‌ی موتور و زمین است.

با استفاده از فیلتر L-C می‌توان مولفه‌های فرکانس بالای جریان کشیده از منبع DC را کاهش داد. از طرفی بهتر است که جریان کشیده شده از منبع را به جریان مستقیم نزدیک کرد لذا فیلتر L-C برای فیلتر کردن مولفه ها با فرکانس دو کیلو هرتز بالاتر طراحی شده‌است. طراحی فیلتر L-C به کمک روابط (۶) تا (۸) انجام می‌شود.

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2000 \qquad (۶)$$

$$C = 10\mu F, L = 640\mu H \qquad (۷)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{640\mu H * 10\mu F}} = 1989.43Hz \qquad (۸)$$

از آن‌جایی که در نقطه‌ی رزونانس فیلتر L-C تابع تبدیل دارای پیک برآمدگی است، لذا تضعیف مولفه‌های فرکانس بالا، در فرکانس بالاتر از فرکانس قطع فیلتر L-C انجام می‌شود. در نتایج هم تضعیف بعد فرکانس ۲۰۰۰ Hz مشهود خواهد بود. در فیلتر L-C به میزانی که بتوان اندوکتانس سری را بزرگ قرار داد، تغییرات ریپل جریان کشیده شده از منبع کمتر خواهد بود. در حالت عملی ، سلف خود دارای مقاومت سری است که اگر اندازه اندوکتانس سلف بزرگ انتخاب شود در نتیجه آن مقاومت سلف هم بالا می‌رود و افت ولتاژ رخ خواهد داد.

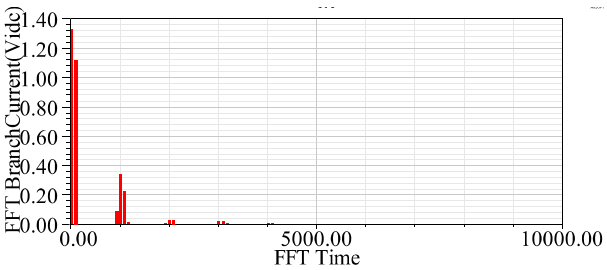
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2000 \qquad (۹)$$

$$C = 100\mu F, L = 64\mu H \qquad (۱۰)$$

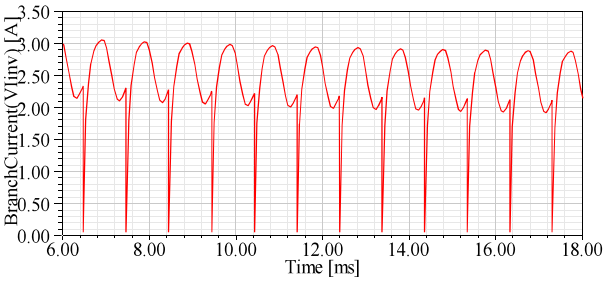
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{64\mu H * 100\mu F}} = 1989.43Hz \qquad (۱۱)$$

از آن‌جایی که موتور سرعت بالا و توان پایین است، هر گونه افت ولتاژ یا تلفات در فیلتر یا کلید قدرت، سبب افت سرعت خواهد شد. مثلا ۲۰۰rpm افت سرعت برای موتور مورد نظر یعنی کاهش توان خروجی به اندازه‌ی ۰٫۶۶ W وات است. این یعنی نسبت کاهش توان خروجی به کاهش سرعت عدد بالایی است. در ضمن سلفی که انتخاب می‌شود، دارای مقاومت داخلی است. سلف با مقدار ۶۴۰ μH که توانایی تحمل جریان درایو را داشته باشد، دارای مقاومت نسبی بالایی است. لذا از سلف SN203-640M-5.0AV که دارای اندوکتانس ۶۴ μH با مقاومت داخلی ۲۳ mΩ است، استفاده شده‌است. در این‌صورت فیلتر L-C به کمک رابطه (۹) تا (۱۱) طراحی می‌شود.

به‌دلیل این که موتور دارای ولتاژ کاری پایین است، حجم و وزن خازن، افزایش غیرقابل قبولی نخواهد داشت. با استفاده از فیلتر L-C، شکل موج ولتاژ خط به خط ترمینال‌های موتور، جریان فاز موتور و جریان نشتی از موتور به زمین تغییر نخواهدکرد. مولفه‌های فرکانس بالای جریان لینک DC تضعیف می شوند که در شکل (۱۴) نمایش داده شده است. در این حالت جریان ورودی به اینورتر هم‌چنان دارای تغییرات بالایی خواهدبود (شکل (۱۵)).



شکل ۱۴: بسط فوریه‌ی جریان لینک DC در حضور فیلتر L-C



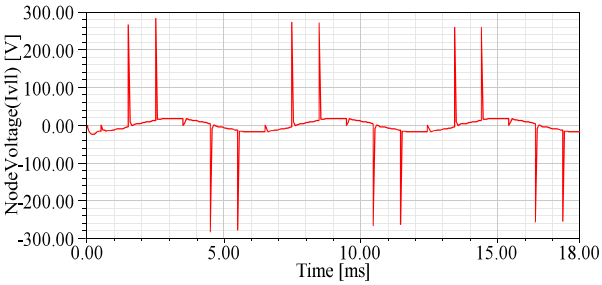
شکل ۱۵: جریان ورودی اینورتر در حضور فیلتر L-C (بر حسب آمپر)

جهت کاهش ریپل جریان ورودی اینورتر از سلف سری استفاده می‌شود. مقدار اندوکتانس سری باید به‌گونه‌ای انتخاب شود که ریپل جریان ورودی اینورتر را به‌کاهد و از افت موثر ناشی از مقاومت ذاتی سلف جلوگیری کند. جهت کاهش ریپل جریان ورودی اینورتر، از اندوکتانس ۱۴۰ μH با مقاومت ۲۴ mΩ و جریان نامی ۶ A (SN229-141M-6.0AH) استفاده کرد. اگر هدف کاهش بیشتر ریپل جریان ورودی باشد، می‌توان از سلف با اندوکتانس ۲۵ μH با مقاومت ۸ mΩ و جریان نامی ۱۵ A ((SN203-250M-15.0AV در کنار سلف ۱۴۰ μH استفاده کرد. البته هزینه سلف سری در این حالت بالا می‌رود. . در این‌جا اندوکتانس معادل ۱۶۵ μH با مقاومت ۳۲ mΩ انتخاب شده است. در این حالت ریپل جریان ورودی از ۲٫۵ A به ۰٫۷ A کاهش پیدا کرده است.

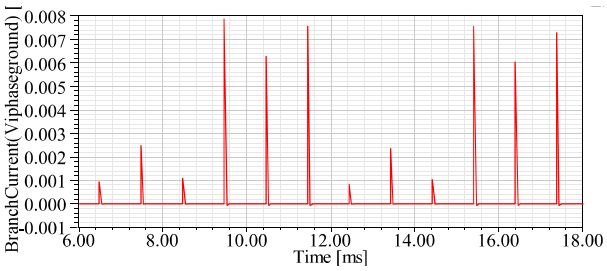
بهبود کمی در طیف فرکانسی جریان کشیده‌شده از منبع ایجاد شده است. البته افزایش اندوکتانس سری با ورودی اینورتر می‌تواند ریپل جریان ورودی را به‌شدت کاهش دهد ولی با افزایش اندوکتانس سلف، مقاومت هدایتی سلف بالا می رود و افت ولتاژ روی کلید افزایش پیدا خواهد کرد. شکل موج ولتاژ خط به خط ترمینال موتور، جریان نشتی از فاز موتور، بسط فوریه جریان لینک DC و جریان ورودی اینورتر به‌ترتیب در اشکال (۱۹ - ۱۶) دیده می‌شود.

سلف سری با ورودی اینورتر قابلیت اطمینان سیستم درایو را هم بالا می‌برد، چرا که اتصال کوتاهی در کلیدها، با جریان هجومی بالایی همراه نخواهد شد و آسیب به باس dc مشترک که انواع سیستم الکترونیکی و الکتریکی از آن تغذیه می‌شوند، کمتر خواهد شد.

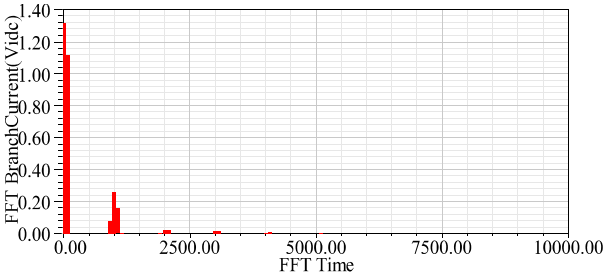
در حضور فیلتر LCL، به‌دلیل وجود اندوکتانس معادل با اندازه بالا، جهش‌های شکل موج ولتاژ خط افزایش چشمگیری داشته است که در نتیجه آن جریان نشتی به زمین، افزایش پیدا کرده است. (مقایسه شکل (۱۷) و (۱۲)). لازم است بانک خازنی با ترمینال‌های موتور موازی شود تا جهش‌ها را از شکل موج ولتاژ خط حذف کند.



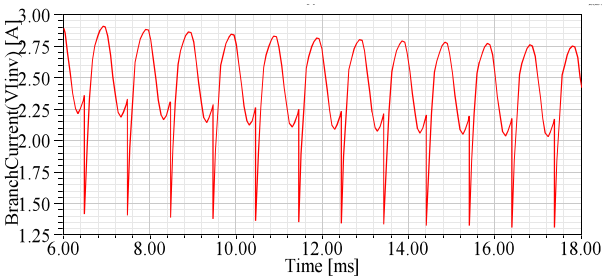
شکل ۱۶: شکل موج ولتاژ خط در حضور فیلتر LCL (برحسب ولت)



شکل ۱۷: شکل موج جریان نشتی فاز موتور در حضور فیلتر (برحسب آمپر)



شکل ۱۸: بسط فوریه جریان لینک DC در حضور فیلتر LCL

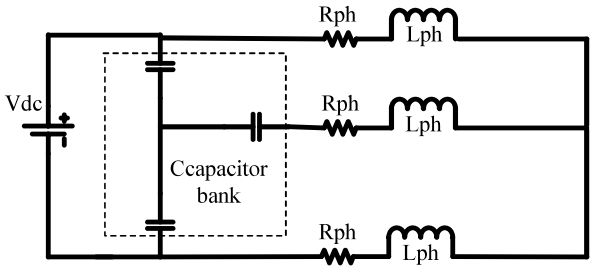


شکل ۱۹: جریان ورودی اینورتر در حضور فیلتر LCL

در واقع با اضافه کردن بانک خازنی، هنگام قطع جریان فاز موتور، جریان اندوکتانس از طریق بانک خازنی بسته می‌شود و تغییرات شدید ولتاژ در اثر عکس‌العمل اندوکتانس در برابر تغییرات جریان کاهش پیدا کرده یا از بین می‌رود.

مقدار خازن بانک‌های خازنی بایستی به‌گونه‌ای باشد که در فرکانس کاری موتور، تداخلی در عملکرد موتور ایجاد نکند (یعنی این که در فرکانس کاری موتور امپدانس بانک خازنی بسیار بزرگ‌تر از امپدانس موتور داشته باشد) و فرکانس رزونانس ناشی از وجود بانک خازنی با موتور، بایستی به اندازه کافی از فرکانس کلیدزنی دور باشد تا در اثر رزونانس، جریان زیادی توسط موتور و بانک خازنی کشیده نشود. مدار معادل سیستم موتور- بانک خازنی در هر لحظه در شکل (۲۵) دیده می‌شود. فازی که با خازن سری شده است، فازی است که قطع شده و تنها پل ارتباطی‌اش با سایر فازها خازن سری است. بایستی مقدار خازن به‌گونه ای باشد که امپدانس آن برای شاخه وسطی تا چندین مضرب هارمونیک موتور خیلی بزرگ باشد تا جریان نکشد و از طرفی امپدانس شاخه موازی متشکل از دو خازن سری به

اندازه کافی بزرگ باشد تا جریان موثری در فرکانس کاری موتور نکشد. از طرفی بایستی فرکانس رزونانس فازهای متصل و دو خازن سری به اندازه کافی از هارمونیک اصلی موتور به دور باشد تا در اثر رزونانس جریان زیادی کشیده نشود.



شکل ۲۰: مدار معادل سیستم موتور- بانک خازنی درهر لحظه

برای این که از شاخه موازی جریان موثری کشیده نشود، بایستی امپدانس شاخه موازی به اندازه کافی از امپدانس دو فاز متصل موتور به اندازه کافی بزرگ باشد.

$$\frac{1}{0.5*\pi*166.67*C} > 20\sqrt{\left(.233373^2\right)+\left(166.67*2\pi*119*10^{-6}\right)} \quad (۱۲)$$

$$C < 160\mu F \quad (۱۳)$$

از طرفی فرکانس رزونانس خازن‌ها با موتور به اندازه کافی از فرکانس کاری موتور دور باشد.

$$10*166.667 < \frac{1}{2\pi*\sqrt{(2*119*10^{-6})*.5C}} \quad (۱۴)$$

$$C < 76.6264\mu F \quad (۱۵)$$

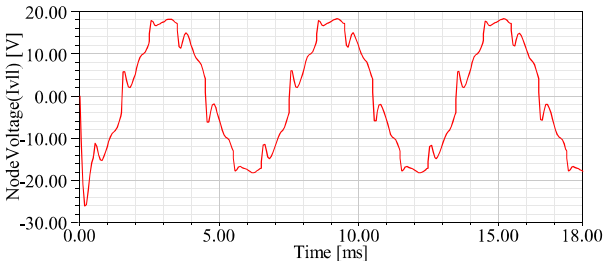
فرکانس رزونانس مسیر سری با بانک خازنی هم بایستی به اندازه کافی دور از هارمونیک اصلی اینورتر باشد.

$$10*166.667 < \frac{1}{2\pi*\sqrt{(119*10^{-6})*C}} \quad (۱۶)$$

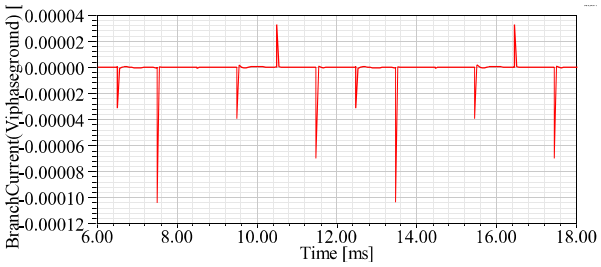
$$C < 76.6264\mu F \quad (۱۷)$$

وجود خازن سبب می‌شود که جریان ورودی اینورتر دارای جهش باشد. از طرفی کاهش مقدار خازن، امکان کاهش دامنه جهش‌ها از روی شکل موج ولتاژ را کاهش می‌دهد. لذا بایستی مقدار مناسبی برای بانک خازنی انتخاب شود. مقدار خازن‌ها برابر ۲۰ μF درنظر گرفته شده است.

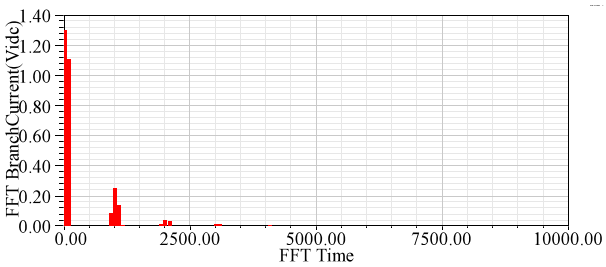
نتایج شبیه‌سازی برای شکل موج ولتاژ خط به خط موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی ، جریان نشتی از فاز موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی ، طیف فرکانسی جریان لینک DC، جریان ورودی اینورتر، جریان سه فاز موتور و جریان کلید قدرت در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی به‌ترتیب در اشکال (۲۱) تا (۲۶) نشان داده شده‌است. کاهش چشمگیر جهش های ولتاژی از شکل



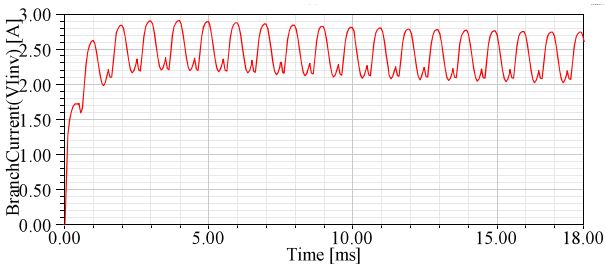
شکل ۲۱: ولتاژ خط به خط موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی



شکل ۲۲: جریان نشتی از فاز موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی



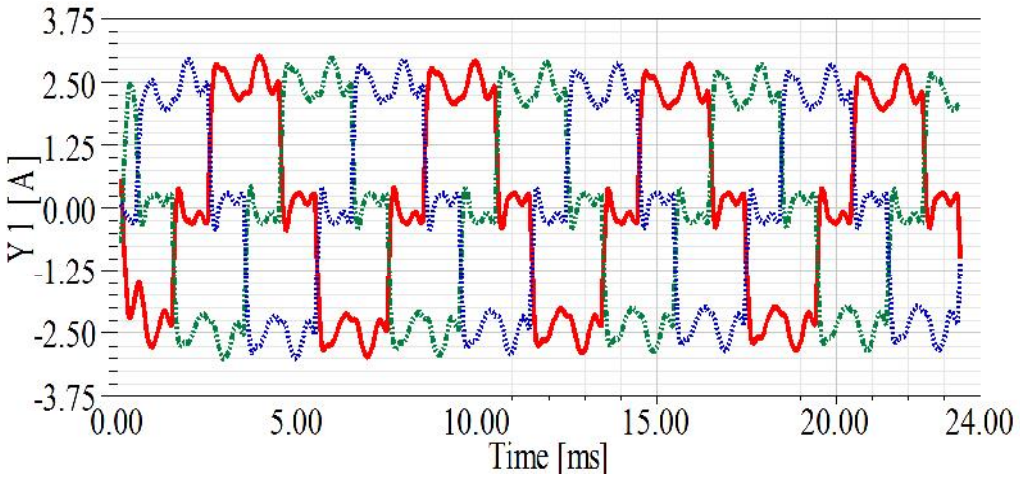
شکل ۲۳: طیف فرکانسی جریان لینک DCدر حضور فیلتر LCL و بانک خازنی



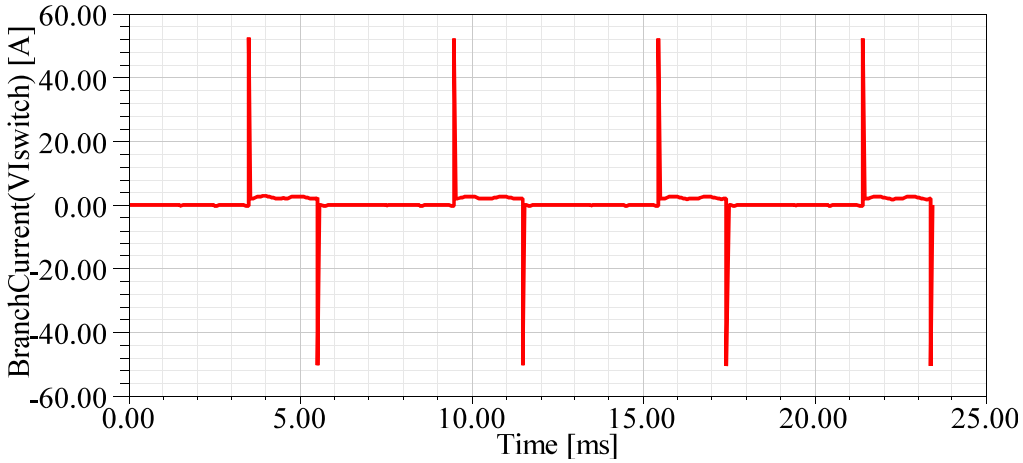
شکل ۲۴: جریان ورودی اینورتر در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی

موج ولتاژ خط کاملا مشهود است. به‌دنبال کاهش دامنه جهش‌های ولتاژی از شکل موج ولتاژ خط، جریان نشتی از موتور به زمین کاهش چشمگیری پیدا خواهد کرد که در شکل (۲۲) دیده می‌شود.

دامنه بیشینه مقدار جریان نشتی از ۴۰۰ μA در حالت بدون فیلتر به ۸۰ μA کاهش پیدا کرده‌است. مولفه‌های فرکانس بالای جریان کشیده شده از منبع DC نیز وجود ندارد و این یعنی نویز در باس DC مشترک وارد نمی‌شود. وجود سلف سری با اینورتر، ریپل جریان ورودی اینورتر را در وضعیت مناسبی حفظ کرده است که در شکل (۲۹) دیده می‌شود. شکل موج جریان سه‌فاز موتور در شکل (۲۵) دیده می‌شود که از حالت مربعی فاصله زیادی نگرفته است.



شکل ۲۵: جریان سه فاز موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی

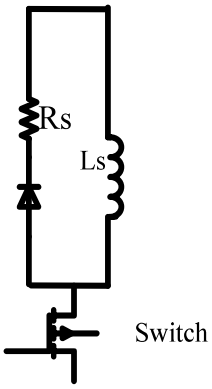


شکل ۲۶: جریان کلید در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی

دامنه بالای جهش‌های جریان کلید در زمان فرمان آتش به کلید در شکل (۲۶) نشان داده شده است. جهش بالای جریان کلید ممکن است سبب آسیب رساندن به خود کلید شود لذا لازم است کلید در هنگام دریافت فرمان آتش محافظت شود. مدارات اسنابر برای محافظت کلیدها در برابر تغییرات جریان و ولتاژ، معرفی و طراحی شده‌اند.

اسنابر انتخابی از نوع RLD است (شکل (۲۷)). اگر از اسنابر به تنهایی استفاده شود، تاثیر خود را در کاهش جریان نشتی از موتور به زمین نشان می‌دهد ولی در اینجا به‌دلیل عملکرد غالب فیلتر در کاهش نویز، تاثیر خود را در کاهش جریان نشتی به‌صورت برجسته نشان نمی‌دهد.

با جای‌گذاری اسنابر، دامنه‌ی جهش‌های جریان کلید از ۵۲ A به ۱۰٫۵ A رسیده است. نمای کلی اسنابر در شکل (۲۷) نشان داده شده است. برای طراحی اسنابر از روابط (۱۷-۱۳) استفاده شده‌است. اندوکتانس اسنابر نبایستی بیش از مقدار معینی بزرگ باشد.



شکل ۲۷: نمای کلی اسنابر RLD

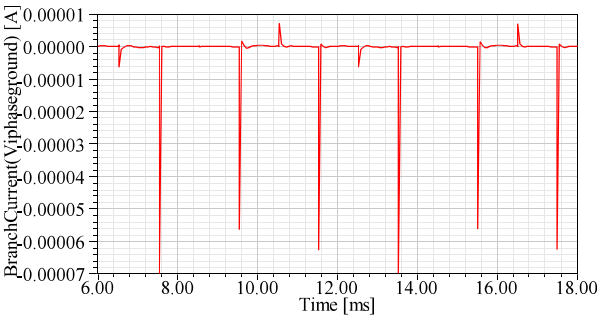
$$Ls < \frac{Pn(=33w)}{8000*(2\pi*166.67)*2.2^2} = 814nH \quad (۱۸)$$

$$Ls = 100nH \quad (۱۹)$$

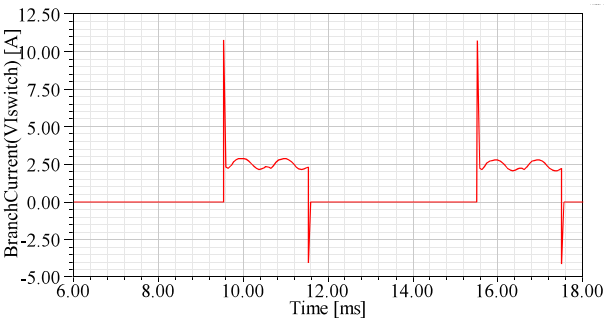
$$\frac{Ls}{Rs} < 2Ts \quad (۲۰)$$

$$Rs > 0.5*\frac{100*10^{-9}}{5*10^{-6}} = 0.01ohm \quad (۲۱)$$

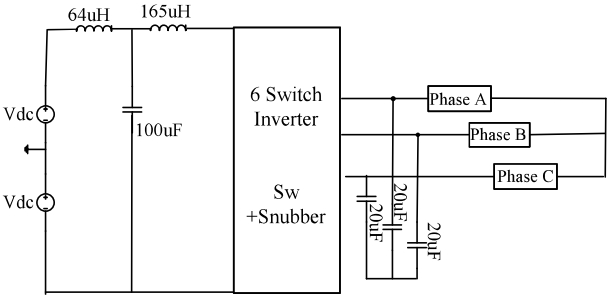
$$Rs = 200mohm \quad (۲۲)$$



شکل۲۸: جریان نشتی از فاز موتور در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی و اسنابر RLD



شکل ۲۹: جریان کلید در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی و اسنابر RLD



شکل ۳۰: ساختار موتور درایو در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی و اسنابر RLD

جدول ۳: مقادیر پیک جریان نشتی در حالات مختلف استراتژی کاهش نویز

مقدار پیک جریان نشتی	استراتژی پیشنهادی
۴۵۰μA	بدون فیلتر
۸mA	فیلتر LCL
۱۰۰μA	فیلتر LCLو بانک خازنی
۷۰μA	فیلتر LCLو بانک خازنی و اسنابر RLD

اندوکتانس بالا، سبب ایجاد تلفات بالا خواهد شد. از طرفی مقدار مقاومت بایستی به گونه‌ای تنظیم شده است که حل محاسبات عددی توسط نرم‌افزار پایدار بماند لذا بایستی ثابت زمانی مدار RL بیشتر از دو برابر دوره نمونه‌برداری یا همان گام زمانی باشد.

شکل موج جریان نشتی از فاز موتور و جریان کلید در حضور فیلتر LCL و بانک خازنی و اسنابر RLD به‌ترتیب در اشکال (۲۹) و (۳۰) نشان داده شده است. از مقایسه شکل (۲۲) و شکل (۲۸) می‌توان گفت که تاثیر اسنابر بر کاهش سطح جریان نشتی، در خور توجه بوده است. بیشینه مقدار دامنه جریان نشتی از ۱۰۰ μA به ۷۰ μA رسیده است.

مقدار بیشینه جریان نشتی درحالات مختلف در جدول (۳) زیر جهت نمایش بهتر میزان کاهش ، بیان شده است.

در نهایت ساختار سیستم موتور- درایو در حضور حضور فیلتر LCL و بانک خازنی و اسنابر RLD به‌صورت شکل (۳۰) قابل پیاده‌سازی است. هر کلید (SW) با یک اسنابر سری است. بانک خازنی موازی با ترمینال‌های موتور نصب شده است. فیلتر LCL نیز در لینک DC قرار گرفته است.

۵- نتیجه‌گیری

مطالعه نویز الکترومغناطیسی نیازمند مدل‌سازی فرکانس بالای سیستم مورد بررسی است. در این مقاله با توجه به این که موتور سرعت بالا و کلید قدرت در ایجاد نویز الکترومغناطیسی نقش مهمی دارند، این دو عنصر مورد توجه قرار گرفته‌اند. با استفاده از تحلیل‌های AC Conduction، Eddy Current و Transient مدل فرکانس بالای موتور قابل استخراج است. مدل فرکانس بالای کلید

نیز به کمک مدل ساده فرکانس بالا و داده‌های برگه‌ی اطلاعات کلید قدرت انتخابی قابلیت پیاده‌سازی دارد.

در این مقاله، فرآیند روش پیشنهادی جهت غلبه بر نویز الکترومغناطیسی، براساس مدل فرکانس بالای سیستم موتور- درایو سرعت بالا با استفاده از بسته‌ی نرم‌افزاری MAXWELL و مفاهیم نویز الکترومغناطیسی، پی‌ریزی‌شده و ساختار و مقادیر فیلتر پسیو پیشنهادی استخراج شده است. در واقع به‌صورت گام به گام نوع و مقدار عناصر پسیو و محل جای‌گیری آن‌ها مورد بررسی قرار گرفته است. در هرگام، طیف فرکانسی جریان کشیده‌شده از منبع DC و جریان نشتی از موتور به زمین، معیار ارزیابی تاثیرگذاری تدابیر اندیشیده‌شده در کاهش نویز بوده است. با توجه به این دو مولفه، نوع عناصر، محل جای‌گذاری و مقادیر عناصر پسیو انتخاب‌شده، در هر مرحله تعیین می‌شوند. ساختار فیلتر پسیو به‌دست‌آمده مطابق با نتایج به‌دست‌آمده، توانایی مناسبی در کاهش نویز الکترومغناطیسی دارد. به‌طور خلاصه می‌توان گفت:

- فیلتر LCL و بانک خازنی ، نویز هدایتی و جریان نشتی را به طور مناسب کنترل کرده است.
- اسنابر RLD به‌خوبی از کلید قدرت محافظت می‌کند.

۵- مراجع

[1] G. L. Skibinski, R. J. Kerkman, and D. W. Schlegel, "EMI emissions of modern PWM ac drives," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 5, no. 6, pp. 47–81, 1999.

[2] J. S. Lai, X. Huang, P. Elton, S. Chen, and T. W. Nehl, "Inverter EMI modeling and simulation methodologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 734-744, 2006.

[3] J. S. Lai, X. Huang, S. Chen, and T.W. Nehl, "EMI characterization and simulation with parasitic models for a low-voltage high current ac motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no.1, pp. 178-185,2004.

[4] L. Ran, S. Gkani, et al, "Conducted electromagnetic emission in induction motor drive systems Part 1: Time domain analysis and identification of dominant modes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no.4, pp. 757-767, 1998.

[5] E. Zhong, T. A. Lipo, "Improvements in EMC performance of inverter fed motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Applications,* vol. 31, no.6, pp. 1247-1256, 1995.

[6] Q. Liu, W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, V. Stefanovic, and Arpilliere, "Experimental evaluation of IGBT's for characterizing and modeling conducted EMI emissions in PWM inverters," *Power Electronic Specialists Conference*, vol. 4, pp. 1951 -1956, 2003.

[7] Q. Liu, F. Wang, and D. Boroyevich, "Model conducted EMI emission of switching modules for converter system EMI characterization," *Industry Applications Conference*, 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, vol. 3, pp. 1817 – 1823, 2004.

[8] J. E. Makaran and J. L. Vetri, "BLDC Motor and Drive Conducted RFI Simulation for Automotive Applications," *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, no.2, pp. 316-329, 2003.

[9] G. Grandi and D. Casadei, "Analysis of Common and Differential Mode HF Current Components in PWM Inverter-Fed AC Motors," *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC 98 Record, pp.1146-1151, 1998.

[10] H. Zhu, J. S. Lai, Y. Tang, A. Hefner, D. Berning, and C. Chen, "Analysis of conducted EMI emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments," *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC 99, pp. 861-867, 1999.

[11] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed ac motor drive systems," *IEEE Transactions on industrial applications*. vol. 32, pp. 1105–1114, 1996.

[12] O. A. Mohammed, S. Ganu, Z. Liu, and N. Abed "High Frequency Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," *In Electric Machines & Drives Conference*, vol. 1, pp. 318-321, 2007.

[13] O. A. Mohammed and S. Ganu. "FE-circuit coupled model of electric machines for simulation and evaluation of EMI issues in motor drives," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3389-3392, 2010.

[14] M. Degano, P. Zanchetta, L. Empringham, E. Lavopa, and J. Clare, "HF induction motor modeling using automated experimental impedance measurement matching, " *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 10, pp. 3789-3796, 2012.

[15] F. Luo, S. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, N. Gazel, Y. Kang, and A. C. Baisden, "Analysis of CM volt-second influence on CM inductor saturation and design for input EMI filters in three -phase DC-fed motor drive systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1905-1914, 2010.

[16] D. Piazza, M. Carmela, A. Ragusa, and G. Vitale, "Effects of common-mode active filtering in induction motor drives for electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2664-2673, 2010.

[17] F. Wang, "Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multilevel medium-voltage PWM voltage-source-inverter drive applications," *IEEE Transactions on industrial applications*. vol. 36, pp. 1336–1341, 2000.

[18] M. M. Swamy, K. Yamada, and T. Kume, "Common mode current attenuation techniques for use with PWM drives," *IEEE Transactions on Power Electron*, vol. 16, pp. 248–255, 2001.

[19] T. G. Habetler, R. Naik, and T. A. Nondahl, "Design and implementation of an inverter output LC filter for dv/dt reduction," *IEEE Transactions on Power Electron*, vol. 17, pp. 327–331, 2002.

[20] H. Akagi, H. Hasegawa, and T. Doumoto, "Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage," *IEEE Transactions on Power Electron*, vol. 19, pp. 1069–1076, 2004.

[21] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi, "An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter," *IEEE Transactions on Power Electron*, vol. 13, pp. 835–841, 1998.

[22] S. Wang, "Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications", Ph.D. dissertation, Dept. of Elect. Eng., Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2005.

[23] Y. M. Yoann, " High-Density Discrete Passive EMI Filter Design for Dc-Fed Motor Drives", Master Thesis, Dept. of Elect. Eng., Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 2008.

[24] R. Lai, "Analysis and Design for a High Power Density Three-Phase AC Converter Using SiC Devices", Ph.D. dissertation, Dept. of Elect. Eng., Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA 2008.

[25] A. Carrubba, M. C. DiPiazza, G. Tine, and G. Vitale, "Evaluation of Common Mode Disturbance Mitigation Devices in AC Motor Drives through HF Modeling," *IEEE International Symposium on Industrial Electron*, pp. 2315-2320, 2006.

[26] Y. Y. Maillet , R. Lai , S. Wang , F. Wang , R. Burgos, and D. Boroyevich, "High-density EMI filter design for DC-fed motor drives," *IEEE Transactions on Power Electron*, vol. 25, no. 5, pp.1163 -1172, 2010.

[27] D. Piazza, M. Carmela, M. Luna, and G. Vitale, "EMI Reduction in DC-Fed Electric Drives by Active Common-Mode Compensator," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp.1-10, 2014.

[28] X. Gong and J. A. Ferreira, "Comparison and Reduction of Conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT Based Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1757 – 1767, 2013.

[29] O. A. Mohammed, S. Ganu, S. Liu, Z. Liu, and N. Abed, "Study of High Frequency Model of Permanent Magnet Motor," *In International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005 IEEE, pp. 622-627, 2005.

[30] T. Rahimi, "Design of low noise high speed brushless DC motor drive", Master Thesis, Dept. of Electrical and Avionic Eng., Malek-e-Ashtar University of Technology, Iran, 2013.

[31] A. Carrubba, M. C. DiPiazza, G. Tine, and G. Vitale, " Evaluation of Common Mode Disturbance Mitigation Devices in AC Motor Drives through HF Modeling," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 2315-2320, 2006.

Journal of Applied Electromagnetics

Vol. 2, No. 1, 2014 (Serial No. 2)

Software Based Analysis of Electromagnetic Noise Reduction of a High-Speed BLDC Motor Drive

T. Rahimi*, H. Meshgin Kelk, A. Shirzadi

*Malek-e-Ashtar University of Technology.

(Received: 04/07/2014 , Accepted: 11/01/2015)

Abstract

Due to leakage current injection to the system ground and high frequency components in DC link resulted from High-speed BLDC motors performance, there are interference with the other equipment performance. Hence it is necessary to overcome electromagnetic interference. In this paper, high-frequency model of BLDC motor is extracted using finite element analysis in the MAXWELL software based on some new solutions. The parameters of high frequency simple model of power switch are valuated using the switch datasheet. A method that uses the filtering method and snubber circuits is proposed to reduce the generated noise. We calculate the frequency spectrum of the DC link current and the leakage current from motor to ground network. The proposed method is effectively capable to reduce the amplitude of the leakage current and weaken considerably the high frequency components of DC link current.

Keywords: Leakage current, BLDC, electromagnetic interference, MAXWELL Software, Filtering method

* Corresponding Author Email: rahimitohid@yahoo.com