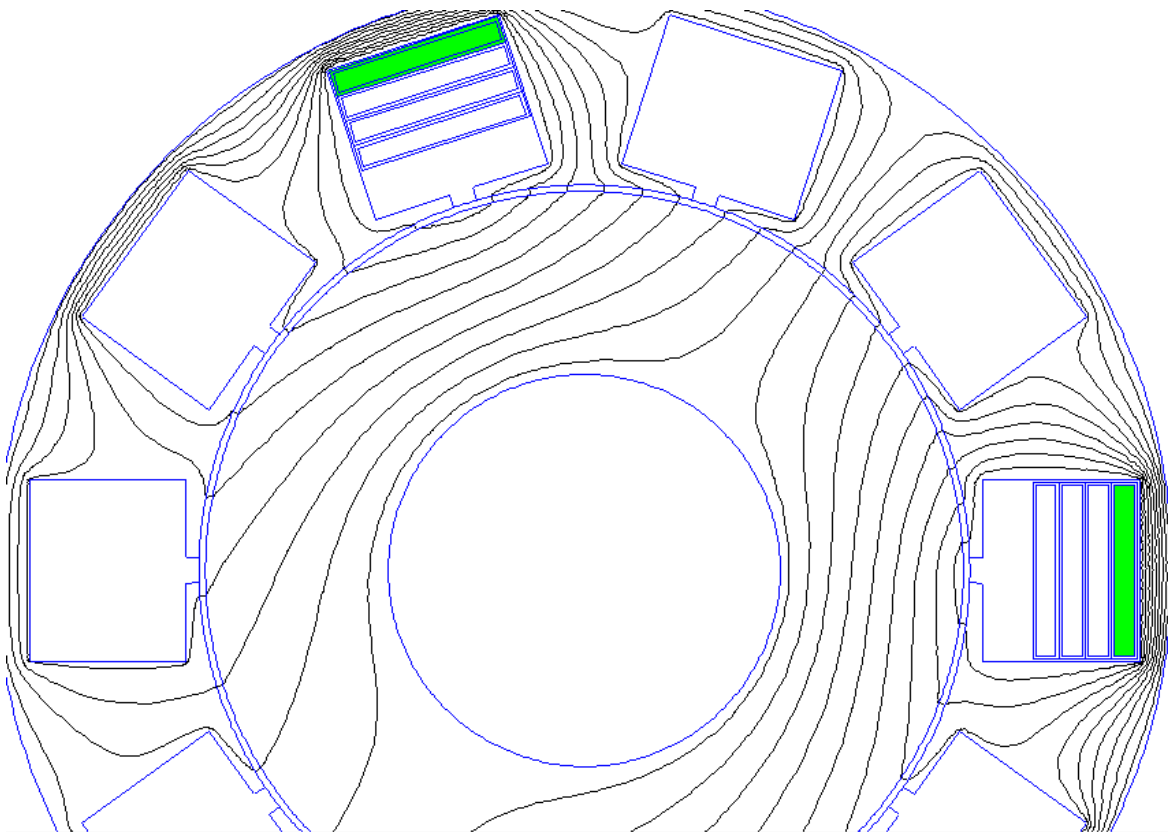




محاسبه پارامترهای فرکانس بالا به روش اجزای محدود و مدل سازی و شبیه سازی فرکانس بالای موتورهای سنکرون رلوکتانسی



نام مدیر پروژه: علیرضا قائم پناه
نام مجری: سهراب امینی ولاشانی

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

محاسبه پارامترهای فرکانس بالا به روش اجزای محدود و مدل سازی و شبیه سازی فرکانس بالای موتورهای سنکرون رلکتانسی

مدیر پروژه:

علیرضا قائم پناه

همکاران پروژه:

غلامرضا عرب مارکده

مجری:

سهراب امینی ولاشانی

انتشارات پژوهشگاه نیرو

۱۴۰۰

کد گزارش : NRI-ER-807-PETPN12-1-00-F

DOI: 10.30503/nripress.2020.320

ایران. وزارت نیرو. پژوهشگاه نیرو. طرح انتقال و توسعه دانش و فناوری الکتروموتورهای سنکرون رلوکتانسی و ابرسانا

استخراج مدل فرکانس بالای موتور سنکرون رلوکتانسی / مدیر پروژه: علیرضا قائم پناه. کارفرما: پژوهشگاه نیرو، ۱۴۰۰.

۱۴۳ ص: مصور، نمودار، جدول

۱. غلامرضا عرب مارکده، همکار پروژه: ۲. مجری پروژه: سهراب امینی ولاشانی
۳. محور/ محورهای اصلی پروژه: عیب‌یابی و تشخیص خطا در موتورهای الکتریکی



انتشارات پژوهشگاه نیرو
مرکز توسعه فناوری موتورهای الکتریکی پیشرفته

کلیه حقوق قانونی این اثر متعلق به پژوهشگاه نیرو است.

نشانی: تهران، شهرک غرب، انتهای بلوار شهید دادمان، پژوهشگاه نیرو، کدپستی: ۱۴۶۸۶۱۳۱۱۳

تلفن: ۸۸۰۷۹۴۰۱-۹

نمابر: ۸۸۰۷۸۲۹۶

وبگاه: www.nri.ac.ir

پست الکترونیک انتشارات: publications@nri.ac.ir

فرم تعهدنامه اصالت اثر

اینجانب علیرضا قائم پناه متعهد می‌شوم که مطالب مندرج در این گزارش حاصل کار پژوهشی اینجانب و همکاران به شرح زیر است و به دستاوردهای پژوهشی دیگران که در این پژوهش از آن استفاده شده است، مطابق مقررات ارجاع و در فهرست منابع و مأخذ ذکر گردیده است.

کلیه حقوق مادی و معنوی این اثر متعلق به پژوهشگاه نیرو است.

همکاران : غلامرضا عرب مارکده

پیشگفتار

در صنایع مختلف، درایوها وظیفه کنترل دور موتور را بر عهده دارند. این دستگاه‌ها قادرند به طور پیوسته دور موتور را از مقدار صفر تا چندین برابر دور نامی تغییر دهند. تنظیم دور در موتورها، علاوه بر منعطف نمودن پروسه‌های صنعتی، در کاربردهای زیادی منجر به صرفه جوئی در مصرف انرژی نیز می‌گردد. علاوه بر آن درایوها، جریان راه اندازی دریافتی از شبکه را به میزان زیادی کاهش می‌دهند.

از طرفی با توجه به شکل موج خروجی درایوها برای تغذیه موتورهای الکتریکی که به صورت پالس‌های PWM است، تغییرات ناگهانی ولتاژ در ترمینال موتورها ایجاد می‌شود. این شکل موج‌ها، حاوی مولفه‌های فرکانس بالا بوده که باعث تغییر رفتار مدل فرکانس پایین شناخته شده برای موتور می‌گردد. این تغییرات شامل پدیدار شدن خازن‌ها و سلف‌های ناشی مختلف در نقاط گوناگون اتصالات موتور می‌باشد. در مبدل‌های قدرت، جریان ناشی فرکانس بالا تولید شده توسط تغییرات ناگهانی ولتاژ نسبت به زمان ناشی از کلیدزنی‌های سخت و سریع، از طریق خازن‌های پراکنده به زمین جریان می‌یابد.

سازگاری الکترومغناطیسی (EMC) در حال حاضر یک مسئله مهم در الکترونیک قدرت است. از آن جا که بیش از ۶۰ درصد از انرژی جهان برای مصرف موتورها استفاده می‌شود، بررسی انتشار الکترومغناطیسی درایو موتور سیستم‌ها برای توصیف و پیش بینی اهمیت دارد. از زمانی که سرعت کلیدزنی دستگاه‌های قدرت مورد استفاده در مازول‌های قدرت افزایش یافته، تداخل الکترومغناطیسی (EMI) به یک مشکل اساسی برای مدارهای الکترونیک قدرت تبدیل شده است.

در این گزارش ضمن بررسی روش‌های موجود برای مدل‌سازی فرکانس بالای ماشین‌های الکتریکی، روش تعیین مقادیر پارامترهای مربوط به هر مدل نیز ارائه شده است که می‌تواند به طراحان در پیش بینی جریان ناشی و طراحی فیلترهای EMI کمک شایانی نماید.

این گزارش توسط آقای دکتر غلامرضا عرب مارکده در دانشگاه شهر کرد و با نظارت آقای دکتر حلوایی تهیه شده است.

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
پیشگفتار.....	أ
مقدمه.....	۱
۱- مدل های مختلف فرکانس بالای مجموعه درایو و موتور الکتریکی.....	۱
۱-۱- مقدمه.....	۴
۲-۱- مدل مدار معادل با عناصر فشرده (LCM).....	۴
۳-۱- مدار معادل فشرده n بعدی (NLCM).....	۵
۴-۱- مدار معادل با پارامترهای توزیع شده (DPEC).....	۵
۵-۱- روش خط انتقال چند سیمه (MTL).....	۶
۶-۱- مقایسه عملکرد روش های دسته بندی شده.....	۹
۲- روش های مختلف اندازه گیری پارامترهای به دست آوردن پارامترهای مختلف مدل های فرکانس بالا.....	۱۰
۱-۲- مقدمه.....	۱۱
۲-۲- مدل مدار فشرده (LCM).....	۱۱
۳-۲- مدار معادل فشرده n بعدی (NLCM).....	۱۴
۳-۲-۱- اندازه گیری امپدانس های وجه مشترک و تفاضلی.....	۱۵
۳-۲-۲- مدل فرکانس بالای ارائه شده برای موتور PMSM با روش NLCM و نحوه یافتن پارامترها.....	۱۷
۳-۲-۳-۱- تعیین پارامترهای امپدانس CM.....	۱۸
۳-۲-۳-۲- تعیین پارامترها در بازه فرکانس پایین و میانی (100Hz-100KHz).....	۱۹
۳-۲-۳-۳- تعیین پارامترها در بازه فرکانس بالای میانی (100KHz-1MHz) جهت محاسبه.....	
RT,LT,CT.....	۲۰
۳-۲-۴- یافتن پارامترها در بازه فرکانس بالا (1MHz-5MHz و 5MHz-10MHz).....	۲۰
۳-۲-۵- تعیین پارامترهای امپدانس DM.....	۲۱
۳-۲-۶- تعیین پارامترها در فرکانس پایین.....	۲۲
۳-۲-۷- تعیین پارامترها در بازه میانی پایینی.....	۲۳
۳-۲-۸- تعیین پارامترها در بازه فرکانسی بالا و میانی بالایی.....	۲۳
۳-۲-۹- نحوه محاسبه $ZU - VW$	۲۴
۴-۲- مدار معادل با پارامترهای توزیع شده (DPEC).....	۲۷
۴-۲-۱- مدل مداری با پارامترهای توزیع شده برای سیم پیچ موتور.....	۲۸
۴-۲-۲- محاسبه پارامترهای توزیع شده.....	۲۸
۴-۲-۳- آنالیز توزیع ولتاژ در دامنه زمانی.....	۳۰

- ۳۲-۴-۴-۲- شبیه سازی توزیع ولتاژ در سیم پیچی موتور..... ۳۲
- ۳۲-۴-۴-۱- توزیع ولتاژ میان حلقه ها..... ۳۲
- ۳۳-۴-۴-۲- توزیع ولتاژ میان سیم پیچ ها..... ۳۳
- ۳۴-۴-۴-۳- نتیجه گیری..... ۳۴
- ۳۴-۵-۲- مدل فرکانس بالای ارائه شده برای موتور PMSM با روش MTL..... ۳۴
- ۳۵-۵-۲-۱- مدل امواج سیار برای ماشین های الکتریکی با هدف بررسی ولتاژ شفت..... ۳۵
- ۳۶-۵-۲-۲- کاپاسیتانس و اندوکتانس در یک ماشین الکتریکی..... ۳۶
- ۳۷-۵-۲-۳- مدل خط انتقال سیم پیچ استاتور..... ۳۷
- ۳۷-۵-۲-۴- مدل امواج سیار خط انتقال چندسیمه..... ۳۷
- ۴۲-۵-۲-۵- شرایط مرزی..... ۴۲
- ۴۳-۵-۲-۶- نحوه به دست آوردن ماتریس های کاپاسیتانس و اندوکتانس..... ۴۳
- ۴۳-۵-۲-۱- ماتریس کاپاسیتانس هادی ها..... ۴۳
- ۴۶-۵-۲-۲- ماتریس اندوکتانس هادی ها..... ۴۶
- ۴۸-۳- شاخص ها و اثرات نامطلوب تغذیه موتورهای الکتریکی با اینورتر PWM..... ۴۸
- ۴۹-۳-۱- مقدمه..... ۴۹
- ۴۹-۳-۲- شاخص های مختلف ارزیابی عملکرد موتور الکتریکی تغذیه شونده با میدلهای الکترونیک قدرت..... ۴۹
- ۵۰-۳-۳- محرکه ی پایه با مبدل PWM..... ۵۰
- ۵۰-۳-۴- هارمونیک های جریان..... ۵۰
- ۵۵-۳-۵- بازتاب و تضعیف ولتاژ در کابل های طولانی تغذیه کننده ی موتور..... ۵۵
- ۶۰-۳-۶- مدل موتور در فرکانس های بسیار بالا..... ۶۰
- ۶۱-۳-۷- ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر): مدل موتور و مقادیر مؤلفه های ولتاژ..... ۶۱
- ۶۳-۳-۸- کاهش جریان نشتی حالت مشترک (توالی صفر) استاتور..... ۶۳
- ۶۴-۳-۹- جریان گردشی یاتاقان ها..... ۶۴
- ۶۵-۳-۱۰- کاهش جریان یاتاقان ها..... ۶۵
- ۶۶-۳-۱۱- تداخل الکترومغناطیسی..... ۶۶
- ۶۷-۳-۱۲- نویز صوتی..... ۶۷
- ۶۷-۳-۱۳- تلفات در محرکه های با مبدل PWM..... ۶۷
- ۶۸-۴- راهکار عملی جهت مدل سازی موتورهای الکتریکی با هدف بررسی ولتاژ شفت و تداخلات الکترومغناطیس..... ۶۸
- ۶۹-۴-۱- مقدمه..... ۶۹
- ۷۲-۴-۲- مدل سازی یک موتور الکتریکی برای آنالیز EMI و ولتاژ شفت..... ۷۲
- ۷۴-۴-۳- تست ۱: امپدانس ورودی میان سیم پیچ ها و استاتور (بدنه موتور) جهت استخراج CWS..... ۷۴
- ۷۵-۴-۴- تست ۲: امپدانس سیم پیچ ها جهت استخراج Cw، Rloss و L..... ۷۵
- ۷۶-۴-۵- تست ۳: امپدانس ورودی بین روتور و استاتور جهت استخراج CrS و CwR..... ۷۶

۷۷.....	۴-۶- تست ۴: امپدانس ورودی بین سیم پیچ‌ها و روتور جهت استخراج Cw و Cr
۷۸.....	۴-۷- تست ۵: امپدانس ورودی میان فازها جهت استخراج Cww
۷۸.....	۴-۸- نتایج تجربی.....
۸۲.....	۴-۹- بحث پیرامون ولتاژ شفت.....
۸۴.....	۵- نرم افزار محاسبه پارامترهای گسترده مدل فرکانس بالای یک موتور سنکرون مغناطیس دائم.....
۸۵.....	۵-۱- مقدمه.....
۸۵.....	۵-۲- راهنمای نصب و اجرای برنامه.....
۸۵.....	۵-۳- وظیفه برنامه.....
۸۷.....	۵-۴- محیط الکترومغناطیس.....
۸۷.....	۵-۴-۱- راهنمای فایل PRM.xlsx.....
۹۰.....	۵-۵- نحوه محاسبه اندوکتانس خودی و متقابل.....
۹۱.....	۵-۶- نحوه محاسبه خازن‌های خودی و متقابل.....
۹۲.....	۵-۷- خروجی‌های نرم افزار.....
۹۳.....	۵-۸- توضیحات تکمیلی.....
۹۴.....	۶- جریان یاتاقان در ماشین‌های الکتریکی.....
۹۵.....	۶-۱- مقدمه.....
۹۵.....	۶-۲- جریان‌های یاتاقان کلاسیک.....
۹۵.....	۶-۲-۱- جریان یاتاقان کلاسیک سلفی.....
۹۵.....	۶-۲-۲- جریان یاتاقان کلاسیک خازنی.....
۹۶.....	۶-۳- جریان یاتاقان در ماشین‌های تغذیه شده توسط اینورتر.....
۹۶.....	۶-۳-۱- جریان‌های یاتاقان وجه هدایتی.....
۹۷.....	۶-۳-۲- جریان یاتاقان خازنی.....
۹۷.....	۶-۳-۳- جریان‌های یاتاقان مربوط به تخلیه الکترواستاتیک یا EDM (Electrostatic Discharge Mode).....
۹۸.....	۶-۳-۴- جریان‌های شفت زمین شده.....
۹۹.....	۶-۳-۵- جریان یاتاقان فرکانس بالای گردشی توسط ولتاژ سلفی شفت.....
۱۰۱.....	۷- نرم افزار محاسبه کننده توزیع ولتاژ گذرا در دوره‌های مختلف و جریان بلبرینگ و جریان زمین و ولتاژ شفت مبتنی بر MATLAB/Simulink.....
۱۰۲.....	۷-۱- مقدمه.....
۱۰۲.....	۷-۲- تنظیمات اولیه برای بدست آوردن کلیه پارامترهای الکتریکی مدل فرکانس بالای موتور.....
۱۱۱.....	۷-۳- افزودن منبع ولتاژ و خازن‌های یاتاقان (بلبرینگ).....
۱۱۴.....	۷-۴- رسم مدل سیمولینکی فرکانس بالای موتور براساس پارامترهای بدست آمده از نرم افزار FEMM.....
۱۱۴.....	۷-۵- قراردادن خازن بلبرینگ و رسم جریان بلبرینگ و ولتاژ گذرای بین دوره‌های مختلف و ولتاژ شفت و ولتاژ وجه مشترک در مدل سیمولینکی.....
۱۲۰.....	۷-۶- نتایج توزیع ولتاژ میان سیم پیچ‌ها.....
۱۲۲.....	نتیجه گیری.....

منابع و مآخذ..... ۱۲۵

فهرست تصاویر

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱: مدل مدار فشرده.....	۴
شکل ۱-۲: مدل مدار فشرده n بعدی فرکانس بالا.....	۶
شکل ۱-۳: مدل فرکانس بالا با پارامترهای توزیع شده.....	۶
شکل ۱-۴: شماتیک یک ماشین جهت مدلسازی MTL.....	۷
شکل ۱-۵: مدل MTL یک ماشین القایی.....	۸
شکل ۲-۱: مدل فرکانس بالا با المانهای فشرده.....	۱۱
شکل ۲-۲: اندازه گیری امپدانس Z_{wn}	۱۱
شکل ۲-۳: اندازه گیری امپدانس Z_{wg}	۱۲
شکل ۲-۴: مدل فشرده فرکانس بالا.....	۱۳
شکل ۲-۵: مدل فشرده همراه با مدل dq موتور.....	۱۴
شکل ۲-۶: اندازه گیری امپدانس وجه مشترک.....	۱۵
شکل ۲-۷: اندازه گیری امپدانس وجه تفاضلی.....	۱۶
شکل ۲-۸: پاسخ فرکانسی موتور در بازه ۱۰۰ هرتز تا ۱۰ مگاهرتز.....	۱۶
شکل ۲-۹: مدل فرکانس بالای موتور سنکرون.....	۱۷
شکل ۲-۱۰: نمایش بازه های فرکانسی جهت تعیین پارامترهای هر بخش از مدل.....	۱۸
شکل ۲-۱۱: مدل ساده شده در بازه های مختلف فرکانسی.....	۱۸
شکل ۲-۱۲: دامنه و فاز پاسخ فرکانسی.....	۱۹
شکل ۲-۱۳: مدل سازی در فرکانس پایین.....	۲۲
شکل ۲-۱۴: دامنه و فاز پاسخ فرکانسی.....	۲۲
شکل ۲-۱۵: مدار معادل DM در بازه فرکانسی ۱ مگاهرتز الی ۱۰ مگاهرتز.....	۲۴
شکل ۲-۱۶: مدار معادل مدل فشرده n بعدی.....	۲۵
شکل ۲-۱۷: مدار ساده شده مدل n بعدی.....	۲۵
شکل ۲-۱۸: پارامترهای توزیع شده سیم پیچ موتور.....	۲۸
شکل ۲-۱۹: توزیع خطوط مغناطیسی.....	۲۹
شکل ۲-۲۰: مدار معادل سیم پیچ.....	۳۰
شکل ۲-۲۱: شبیه سازی ولتاژ توزیع شده.....	۳۲
شکل ۲-۲۲: توزیع ولتاژ میان حلقه ها با tr متفاوت.....	۳۳
شکل ۲-۲۳: توزیع ولتاژ و جریان درون سیم پیچ با کابل واسطه طولی.....	۳۴
شکل ۲-۲۴: ساختمان ماشین الکتریکی با اندوکتانس و خازن های پارازیتی.....	۳۶
شکل ۲-۲۵: سیم پیچی استاتور متصل شده به یک منبع وجه مشترک ولتاژ.....	۳۷
شکل ۲-۲۶: مدل خط انتقال سیم پیچ استاتور.....	۳۸
شکل ۲-۲۷: خط انتقال با P_k هادی در ناحیه k	۳۸
شکل ۲-۲۸: شماتیک هادی p ام در ناحیه k ام.....	۴۲
شکل ۲-۲۹: نمایش جابجایی محور روتور.....	۴۴

- شکل ۳۰-۲: ساختمان شیار..... ۴۵
- شکل ۳۱-۲: نمایش میدان مغناطیسی استاتور..... ۴۵
- شکل ۳۲-۲: نمایش میدان الکتریکی شیار..... ۴۵
- شکل ۳۱-۳: ساختار اساسی محرکه با مبدل PWM..... ۵۰
- شکل ۳۲-۳: فیلترهای خط..... ۵۱
- شکل ۳۳-۳: الف) ساختار مبدل، ب) ولتاژ و جریان ورودی، ج) یکسوساز PWM با قابلیت عبور دو طرفه توان و د) فیلتر نمودن هارمونیک پنجم جریان خط..... ۵۳
- شکل ۳۴-۳: دوره زمانی بازتاب موج..... ۵۶
- شکل ۳۵-۳: زمان خیز ولتاژ t_r بر حسب طول بحرانی کابل..... ۵۷
- شکل ۳۶-۳: فیلتر مرتبه اول، الف) در پایانه های موتور، ب) در خروجی مبدل PWM، ج) فیلتر LRC با دیود انبری..... ۵۸
- شکل ۳۷-۳: ولتاژ پایانه های موتور، الف) با فیلتر RC در پایانه های موتور، ب) با حضور فیلتر پایین گذر در اینورتر، ج) در موتور القایی 2.2kW با فیلتر پایین گذر با $C_f=1.4\mu F$, $L_f=2.6mH$ و د) در موتور القایی 2.2kW با فیلتر پایین گذر با $C_f=1.4\mu F$, $L_f=2.6mH$ و دیود انبری..... ۵۹
- شکل ۳۸-۳: مدار معادل RCL موتور در فرکانس های بسیار بالا (فقط استاتور در نظر گرفته شده است)..... ۶۱
- شکل ۳۹-۳: اینورتر PWM با موتور و حالت امپدانس مشترک (توالی صفر) Z_n (با نقطه نول ایزوله شده)..... ۶۱
- شکل ۳۱۰-۳: مدل موتور برای ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر) ورودی..... ۶۲
- شکل ۳۱۱-۳: مدل حالت مشترک (توالی صفر) موتور برای فرکانس های بالا..... ۶۲
- شکل ۳۱۲-۳: اندازه گیری جریان نشتی، الف) مدار آزمایش و ب) پاسخ جریان به ولتاژ پله..... ۶۳
- شکل ۳۱۳-۳: القاگر حالت مشترک الف) مدار معادل ب) جریان نشتی $i_1(t)$ ۶۳
- شکل ۳۱۴-۳: الف) ترانسفورمر حالت مشترک و ب) مدار معادل و پاسخ جریان نشتی..... ۶۴
- شکل ۳۱۵-۳: الف) جریان نامتعادل و ب) شار خالص و جریان گردشی یاتاقان ها..... ۶۴
- شکل ۳۱۶-۳: روش های کاهش جریان یاتاقان ها، الف) جداسازی های عایق کننده یاتاقان ها، ب) صفحه یا رنگ فلزی، ج) هادی نمودن نگاه دارنده شیار ها و د) عایق نمودن یاتاقان ها و محور با استفاده از جاروبک های زمین کننده روتور، زمین نمودن خوب روتور، بدنه، بار مکانیکی و محرکه در فرکانس های بالا..... ۶۶
- شکل ۳۱۷-۳: مدل موتور ac با خازن های سرگردان..... ۶۶
- شکل ۳۱۸-۳: کاهش EMI توسط ترانسفورمر حالت مشترک و فیلتر های معمولی در پایانه های اینورتر..... ۶۷
- شکل ۴-۱: سیستم موتور درایو متصل به شبکه..... ۷۰
- شکل ۴-۲: هشت بردار کلید زنی..... ۷۰
- شکل ۴-۳: دیاگرام مداری یک اینورتر..... ۷۱
- شکل ۴-۴: ولتاژ های ساق و وجه مشترک..... ۷۱
- شکل ۴-۵: مدل فرکانس بالای جامع از یک موتور..... ۷۳
- شکل ۴-۶: بخشی از مدل فرکانس بالای جامع از یک موتور..... ۷۳
- شکل ۴-۷: خازن نشتی بین استاتور و روتور..... ۷۳
- شکل ۴-۸: خازن بین سیم پیچی و بدنه استاتور..... ۷۴
- شکل ۴-۹: (a) سه فاز موازی شده، (b) مدار معادل سه فاز و (c) مدل فرکانس بالا d: مدل فرکانس پایین..... ۷۴
- شکل ۴-۱۰: الف) امپدانس ورودی بین T_1 و T_2 و ب) مدل فرکانس پایین ج: مدل فرکانس بالا..... ۷۵

- شکل ۴-۱۱: مدل با در نظر گرفتن Cwr و Crs ۷۶
- شکل ۴-۱۲: مدل ساده شده با در نظر گرفتن Cwr و Crs ۷۶
- شکل ۴-۱۳: مدل ساده تر ۷۷
- شکل ۴-۱۴: منحنی فاز شبیه سازی و تست ۷۹
- شکل ۴-۱۵: منحنی دامنه شبیه سازی و تست ۷۹
- شکل ۴-۱۶: منحنی دامنه ۷۹
- شکل ۴-۱۷: منحنی فاز ۷۹
- شکل ۴-۱۸: امپدانس ورودی بین ترمینال های T1 , T2 با مقادیر مختلف Rloss ۸۰
- شکل ۴-۱۹: الف) مقدار خازن میان روتور و استاتور و ب) اندازه فاز ۸۰
- شکل ۴-۲۰: الف) مقدار خازن بین سیم پیچ ها و روتور و ب) اندازه فاز ۸۱
- شکل ۴-۲۱: منحنی فاز امپدانس ورودی با دامنه فرکانس ۸۱
- شکل ۴-۲۲: ولتاژ شفت ۸۲
- شکل ۴-۲۳: ولتاژ وجه مشترک ۸۲
- شکل ۴-۲۴: شیار استاتور با پارامتر های مختلف مربوط به آن ۸۳
- شکل ۵-۱: مسیر شار مغناطیسی در موتور ۸۶
- شکل ۵-۲: میدان اطراف هادی ۸۶
- شکل ۵-۳: تعریف پارامتر های مورد استفاده در نرم افزار ۸۷
- شکل ۵-۴: شمای نرم افزار آنالیز اجزای محدود ۸۹
- شکل ۵-۵: توزیع تصادفی هادی ها ۸۹
- شکل ۵-۶: میدان در موتور با سیم پیچی منظم ۹۰
- شکل ۵-۷: میدان الکترواستاتیک در موتور با سیم پیچی منظم ۹۱
- شکل ۶-۱: الف) عدم تقارن مغناطیسی در موتور و ب) جریان یاتاقان ۹۶
- شکل ۶-۲: نمایش انواع مختلف جریان یاتاقان ۹۷
- شکل ۶-۳: مدار معادل جریان های هدایتی و خازنی ۹۷
- شکل ۶-۴: مدار معادل نشان دهنده ی جریان EDM ۹۸
- شکل ۶-۵: مدار معادل نشان دهنده ی موتور با شفت زمین شده ۹۹
- شکل ۶-۶: نمایش جریان گردشی یاتاقان و مسیر جریان وجه مشترک ۹۹
- شکل ۶-۷: مدار معادل توصیف کننده ترانسفورمر جریان گردشی یاتاقان ۱۰۰
- شکل ۷-۱: نمایش متغیر های مدل موتور ۱۰۳
- شکل ۷-۲: مدل سیمولینکی فرکانس بالای موتور الکتریکی ۱۱۴
- شکل ۷-۳: خازن بلبرینگ ۱۱۴
- شکل ۷-۴: مدل سیمولینکی فاز a ۱۱۵
- شکل ۷-۵: مدل سیمولینکی فاز b ۱۱۵
- شکل ۷-۶: مدل سیمولینکی فاز c ۱۱۵
- شکل ۷-۷: پالس ورودی برای تست میزان ولتاژ اعمالی روی دور های مختلف سیم پیچها ۱۱۶
- شکل ۷-۸: جریان یاتاقان (بلبرینگ) ۱۱۶

- شکل ۷-۹: جریان یاتاقان ها بزرگنمایی شده..... ۱۱۶
- شکل ۷-۱۰: ولتاژ میان حلقه اول و زمین..... ۱۱۷
- شکل ۷-۱۱: ولتاژ میان حلقه اول و دوم..... ۱۱۷
- شکل ۷-۱۲: ولتاژ میان حلقه اول و دوم بزرگنمایی شده..... ۱۱۷
- شکل ۷-۱۳: ولتاژ میان حلقه دوم و زمین..... ۱۱۸
- شکل ۷-۱۴: ولتاژ میان حلقه دوم و سوم..... ۱۱۸
- شکل ۷-۱۵: ولتاژ میان حلقه سوم و زمین..... ۱۱۸
- شکل ۷-۱۶: ولتاژ بین حلقه سوم و چهارم..... ۱۱۹
- شکل ۷-۱۷: ولتاژ حلقه هفتم و زمین..... ۱۱۹
- شکل ۷-۱۸: ولتاژ میان حلقه هفتم و هشتم..... ۱۱۹
- شکل ۷-۱۹: ولتاژ میان حلقه هشتم و زمین..... ۱۲۰

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
جدول ۱-۱: شاخص های مقایسه روش های مطرح شده.....	۹
جدول ۲-۱: مقادیر اندوکتانس خودی حلقه ها.....	۲۹
جدول ۲-۲: مقادیر خازن های بدست آمده.....	۳۰
جدول ۲-۳: مقایسه میان بیشینه ولتاژ در سیم پیچ استاتور برای روش های مختلف.....	۴۶
جدول ۲-۴: پارامتر های کابل کواکسیال.....	۴۶
جدول ۲-۵: پارامتر های یاتاقان های جلویی و پشتی.....	۴۷
جدول ۴-۱: حالت های کلیدزنی، ولتاژ های ساق و ولتاژ وجه مشترک.....	۷۱
جدول ۵-۱: راهنمای جستجوی متغیر های مورد استفاده در شکل های ارائه شده.....	۸۷
جدول ۵-۲: راهنمای جستجوی متغیر های مورد استفاده در شکل های ارائه شده.....	۸۸
جدول ۵-۳: توضیح متغیر ها.....	۹۰
جدول ۵-۴: خروجی های نرم افزار.....	۹۲
جدول ۵-۵: ماتریس خازن های خودی و متقابل برای موتور با ۸ هادی.....	۹۲
جدول ۵-۶: ماتریس اندوکتانس های خودی و متقابل برای موتور با ۸ هادی.....	۹۲
جدول ۷-۱: اطلاعات خروجی FEA.....	۱۰۲
جدول ۷-۲: متغیر های ورودی نرم افزار FEMM.....	۱۰۳

مقدمه

با پیشرفت تکنولوژی و ظهور توانمندی های نوین در بخش الکترونیک قدرت، اینورترهای مدولاسیون پهنای پالس، به دلیل ویژگی های منحصر به فرد خود، به طور گسترده ای جهت راه اندازی و کنترل موتور های دارای سرعت متغیر مورد استفاده قرار گرفته اند. باتوجه به استفاده از سوئیچ های سریع نظیر IGBT ها، Mosfet ها و Wide-Band-Gap-Mosfet ها در اینورترهای PWM جدید، نرخ تغییرات ولتاژ تغذیه ی ماشین های الکتریکی (یا همان $\frac{dV}{dt}$) افزایش یافته است.

از طرفی با وجود اینورترهایی با توانمندی بالا، برای داشتن سیستم های محرکه با نویز صوتی و هارمونیک کم، مهندسان بر آن شده اند تا اینورترهایی با فرکانس کلیدزنی بالا طراحی نمایند. این عمل می تواند منجر به بروز اشکالاتی در ماشین الکتریکی نظیر ولتاژ شفت در ماشین های با طول شفت زیاد، جریان های یاتاقان، تنش های الکتریکی در سیم پیچی موتور و ایجاد تداخلات الکترومغناطیسی [۱] و انتشار EMI^2 در محیط گردد [۲].

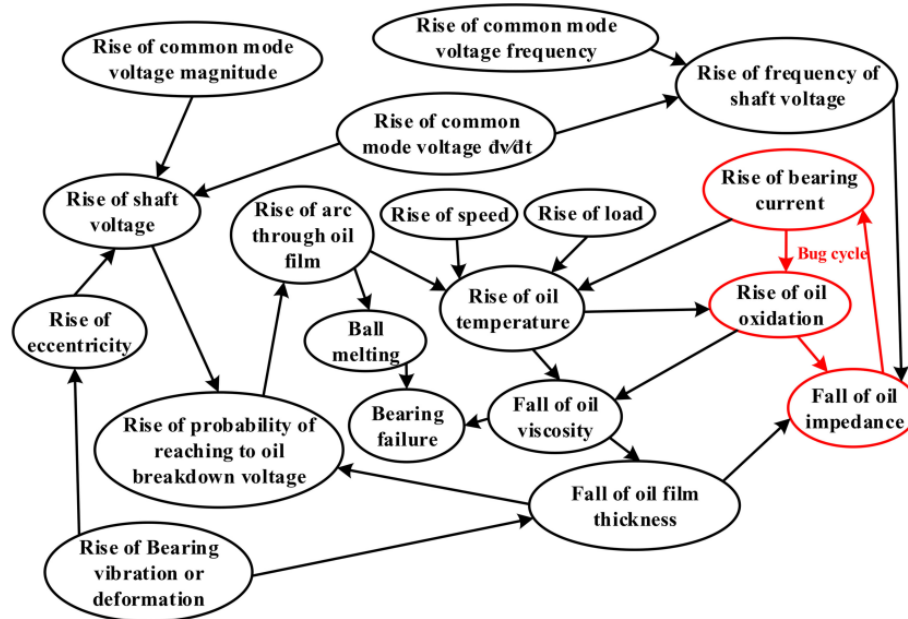
به بیان دقیق تر، کلید زنی فرکانس بالا در یک اینورتر، ولتاژ وجه مشترک (CMV^3) پالسی تولید می کند که دارای فرکانس بالایی می باشد. وجود مولفه های فرکانس بالا به معنی پدیدار شدن واکنش های جدیدی در موتور است. دلیل این واکنش ها تحریک شدن المان های فرکانس بالایی است که معمولاً در مدل های مورد استفاده مهندسی جهت تجزیه و تحلیل موتور مورد بررسی قرار نمی گیرند. وجود ولتاژ وجه مشترک و المان های پارازیتی ذکر شده، منجر به ایجاد خطای یاتاقان نظیر ولتاژ شفت و دیگر پیامدهای آن مانند جریان های یاتاقان می شود که برای جلوگیری از وقوع آنها، تجزیه و تحلیل فرکانس بالای مدل موتور الزامی است. به همین دلیل امروزه تکنیک های قابل استفاده برای مدل سازی و آنالیز اثرات پارازیتی فرکانس بالا که در درایوهای الکتریکی رخ می دهد، موضوع مهمی برای محققان فعال در زمینه موتور های الکتریکی می باشد.

در نمودار درختی شکل (آ)، شرایطی که منجر به خطای یاتاقان می گردند، به نمایش در آمده است. کاهش گرانروی روغن روانساز و یا ذوب شدن ساچمه ها (گوی های داخل یاتاقان) می تواند منجر به خطای یاتاقان گردیده و علاوه بر آن، ضخامت باریکه ی روغن را کاهش دهد. افزایش دمای روغن روانکاری و اکسیداسیون روغن، منجر به کاهش گرانروی روغن می گردد. با افزایش احتمال رسیدن به ولتاژ شکست روغن، وقوع جرقه در باریکه ی روغن نیز به شدت افزایش یابد که به نوبه ی خود باعث ذوب ساچمه ها و افزایش دمای روغن می شود.

افزایش سرعت شفت یا مقدار بار و افزایش جریان یاتاقان می تواند منجر به افزایش دمای روغن شود. افزایش جریان یاتاقان و دمای روغن، تقریباً به همان نسبتی اکسیداسیون روغن را افزایش می دهد، که امپدانس روغن را کاهش می دهد [۳].

همچنین با افزایش فرکانس ولتاژ شفت و کاهش ضخامت باریکه ی روغن، امپدانس کاهش می یابد [۳]. روشن است که با کاهش امپدانس روغن، جریان یاتاقان افزایش می یابد. افزایش فرکانس CMV یا $\frac{dV}{dt}$ باعث افزایش فرکانس ولتاژ شفت می شود [۴ و ۵]. افزایش در دامنه ی CMV ، یا عدم تقارن در موتور، می تواند دامنه ی ولتاژ شفت را افزایش دهد [۴ و ۵]. لرزش و تغییر شکل یاتاقان ها، می تواند باعث عدم تقارن و کاهش ضخامت باریکه ی روغن گردد.

¹ Pulse width modulation² Electromagnetic Interference³ Common mode voltage



شکل (آ): نموداردرختی علل ایجاد خطای یاتاقان

افزایش دامنه‌ی ولتاژ شفت یا کاهش ضخامت روغن، می‌تواند احتمال رسیدن به ولتاژ شکست روغن را افزایش دهد. در نمودار شکل بالا، حلقه‌های خطای^۱ بسیاری وجود دارد. یکی از این حلقه‌ها، توسط پدیده‌های افزایش جریان یاتاقان و کاهش امپدانس روغن تشکیل می‌شود که با رنگ قرمز در شکل (آ) نمایش داده شده است. حلقه‌ی خطا، بدان معنی است که شرایط خطا هنگام قرار گیری سیستم در آن حلقه تشدید می‌شود. با تعیین بیضی‌هایی که دارای هیچ ورودی نیستند، می‌توان علت خطای یاتاقان را یافت. به آسانی دیده می‌شود که ولتاژ وجه مشترک دلیل خطای یاتاقان می‌باشد. باتوجه به توضیحات داده شده و مشکلاتی که به دلیل استفاده از تکنیک کلیدزنی pwm ایجاد می‌شود، در ادامه برخی تکنیک‌های متداول جهت مدل‌سازی فرکانس بالای موتورهای الکتریکی گردآوری شده و علاوه برآن نحوه به دست آوردن مقادیر پارامترهای مدل نیز توضیح داده شده است.

¹ Bug cycle

مدلهای مختلف فرکانس بالای مجموعه درایو و موتور الکتریکی

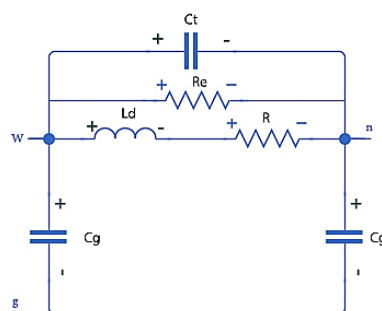
۱-۱- مقدمه

از آنجا که مدار معادل موتور ها که عموماً در کتب مربوط به ماشین های الکتریکی مطرح می شود برای فرکانس های قدرت سازماندهی شده اند، جهت بررسی اثرات پارازیتی در سیم پیچ موتور و مطالعه رفتار فرکانس بالا در کلاف های مختلف آن، ضروری است یک مدل فرکانس بالا از سیم پیچ داشته باشیم. لازم است این مدل توانایی آن را داشته باشد که رفتار فرکانسی کلاف ها را در بازه فرکانس مورد نیاز پژوهشگران تامین نماید. تاکنون برای این منظور، روش های گوناگونی مورد استفاده قرار گرفته است. مدار معادل با استفاده از عناصر فشرده (LCM)، مدلی است که با بهره گیری از ایده ی مدارات تشدید RLC که ترکیبی از سلف و خازن و مقاومت فشرده هستند ارائه شده است. به منظور ارتقای میزان دقت مدل، با افزایش تعداد المان های فشرده، مدل NLCM ارائه شده است که دارای پیچیدگی بیشتری است. مدل دیگری که جهت مدلسازی فرکانس بالا ارائه شده، روش مدار معادل با پارامترهای توزیع شده (DPEC) است. در این روش هر حلقه از سیم پیچ به طور جداگانه مدل شده است. بر خلاف دو مدل قبلی، در این روش اثرات متقابل میان دوره های مختلف سیم پیچ نیز لحاظ شده است. یکی دیگر از روش های مدلسازی، استفاده از مدل خط انتقال چندسیمه (MTL) است که در آن یک کلاف از سیم پیچ به سه ناحیه مجزا تقسیم شده است. در هر کدام از این نواحی اثرات متقابل میان هادی های سیم پیچ در نظر گرفته شده است و شرایط ولتاژ و جریان انتهای هر ناحیه، همان ولتاژ و جریان شروع برای حل معادلات مربوط به ناحیه بعدی است. در فصل حاضر به معرفی اینگونه مدل ها پرداخته شده و در انتهای فصل نیز مقایسه ای میان ویژگی ها و مزایا و معایب این مدل ها پرداخته شده است.

۱-۲- مدل مدار معادل با عناصر فشرده (LCM)^۱

برای آنالیز رفتار یک ماشین در فرکانس نامی، معمولاً به طور کلاسیک از یک مدار معادل استفاده می شود. همچنین در فرکانس بالا، رفتار یک ماشین الکتریکی را می توان با یک مدار معادل فشرده تقریب زد. این مدار معادل برای مطالعه ی اثرات پارازیتی CMV^2 در فرکانس بالا مناسب است. ایده اساسی این نوع از مدلسازی، مدار تشدید RLC می باشد. جهت تعیین پارامترهای مدل فشرده، یافتن پاسخ فرکانسی امپدانس وجه مشترک ماشین الکتریکی کار معقولی به نظر می آید. بنابراین پارامترهای مدار معادل ارائه شده می تواند با تعیین فرکانس تشدید به دست آید [۲۹]. روش LCM، یک مدل ساده مخصوصاً برای آنالیز اثرات پالس های PWM^۳ روی یاتاقان ها مهیا می کند.

در شکل ۱-۱، یکی از LCM های ممکن نشان داده شده است که در آن R مقاومت فاز روتور و استاتور، L_d اندوکتانس ناشی از فاز، C_g نمایشگر خاصیت خازنی حلقه به حلقه سیم پیچ، C_g بیانگر خازن توزیع شده ی سیم پیچ نسبت به زمین و R_e نمایانگر تلفات فوکو درون هسته مغناطیسی و بدنه ی ماشین است.



شکل ۱-۱: مدل مدار فشرده

¹ Lumped circuit model² Common mode voltage³ Pulse width modulation

۳-۱- مدار معادل فشرده n_ بعدی (NLCM)^۱

در مقابل LCM، مزیت اصلی این روش تجزیه و تحلیل ماشین الکتریکی در بازه‌ی وسیع فرکانسی است. دقت این روش در فرکانس‌های بالا و در رنج وسیعی از فرکانس، آن را تبدیل به یک انتخاب عملی برای بررسی سازگاری الکترومغناطیسی درایوهای الکتریکی کرده است. این روش همچنین برای بررسی چوک‌ها و کابل‌ها نیز قابل استفاده است. در این روش تعداد المان‌های سازنده‌ی مدار بیشتر است و تشکیل یک شبکه داده می‌شود. یک شبکه مداری معادل، می‌تواند با تطبیق یک تابع پسیو گویا^۲ با پاسخ‌های فرکانسی وجه مشترک و تفاضلی اندازه‌گیری شود و از یک ماشین الکتریکی به دست آید [۳۰].

مکان قطب‌ها و باقی مانده‌ها^۳ این تابع بر پایداری مدار تقریبی تاثیر می‌گذارد که همین موضوع، مشکل اساسی این روش می‌باشد. با وجود NLCM، LCM یک مدار معادل مرتبه 2 می‌باشد. بنابراین NCLM می‌تواند شامل بیشتر از ۲ قطب باشد. پس این روش می‌تواند بازه وسیع تری از فرکانس را در مقایسه با LCM به نمایش بگذارد.

مرجع [۳۱] مدلی بر پایه روش NLCM ارائه کرده است که به خوبی می‌تواند رفتار فرکانس بالای یک موتور را در رنج وسیعی از فرکانس به نمایش بگذارد که باعث می‌شود بتوان از این مدل در مطالعات EMI استفاده نمود. مدل‌های ساده تر به دلیل آن که قادر نیستند هر دو امپدانس وجه تفاضلی و وجه مشترک موتور را به خوبی نمایش دهند، برای مطالعات EMI به کار نمی‌روند ولی برای بررسی اضافه ولتاژهای ترمینال موتور (ناشی از تغذیه‌ی PWM و بازتاب امواج در کابل میان اینورتر و موتور)، ولتاژ یاتاقان، جریان یاتاقان و.... قابل استفاده هستند.

روشی که در مرجع [۳۱] جهت مدل‌سازی استفاده شده، به طور خلاصه از این قرار است که ابتدا امپدانس‌های وجه مشترک و تفاضلی موتور توسط امپدانس آنالایزر wk6500B و در بازه‌ی فرکانسی 100Hz-10MHz اندازه‌گیری می‌شود، سپس یک مدل مداری با مرتبه‌ی دلخواه و بسته به دقت مورد نیاز انتخاب می‌شود و سپس با توجه به صفر و قطب‌های اندازه‌گیری شده از پاسخ فرکانسی و فرکانس‌های گوشه‌ای موتور، پارامترهای این مدار معادل تعیین می‌شوند.

این روش برای یک موتور PMSM، 3 kw با اتصال ستاره و سیم پیچی سری انجام شده و شامل اثرات بین دورهای سیم پیچی و اثرات اندوکتانس‌های ناشی چند دور اول سیم پیچی، می‌باشد. همچنین این مدل می‌تواند امپدانس‌های CM و DM را در بازه 100Hz-10MHz به خوبی پیش بینی کند. شکل ۱-۲ نشانگر یک نمونه از مدل NLCM می‌باشد.

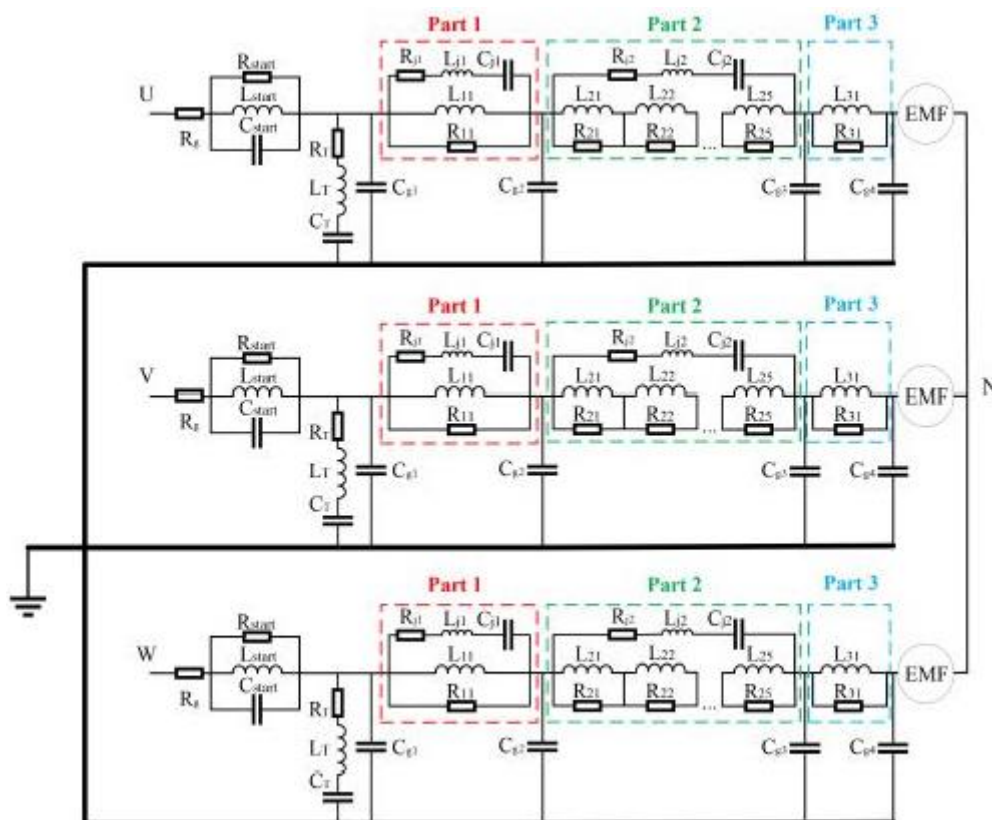
۱-۴- مدار معادل با پارامترهای توزیع شده (DPEC)

شکل ۱-۳، یک DPEC مربوط به یک کلاف n دوری را از یک ماشین الکتریکی نمایش می‌دهد. در شکل، c_{kp} ، l_{kp} ، r_{kp} به ترتیب خازن، اندوکتانس، و مقاومت متقابل بین دورها هستند. k و p ترکیباتی از اعداد ۱ تا n هستند. c_{kp} ، l_{kp} ، r_{kp} به ترتیب مقاومت دورها، اندوکتانس و خازن خودی هستند و c_{k0} ، l_{k0} ، r_{k0} خازن و اندوکتانس متقابل و مقاومت میان یک حلقه و زمین هستند (برای هر k از ۱ تا n) تلفات دی الکتریک میان دورها باعث مقاومت متقابل r_{kp} می‌شود. اثرات پوستی و مجاورتی باعث ایجاد مقاومت خودی r_k می‌شود. تلفات دی الکتریک میان یک دور و زمین باعث ایجاد مقاومت r_{k0} می‌شود. DPEC می‌تواند در مدل‌سازی کلاف‌های با سیم پیچی تصادفی (random-wound-coil) مورد استفاده قرار گیرد. برای مثال توزیع ولتاژ روی یک کلاف با سیم پیچی تصادفی در [۳۰] با روش DPEC مورد مطالعه قرار گرفته است.

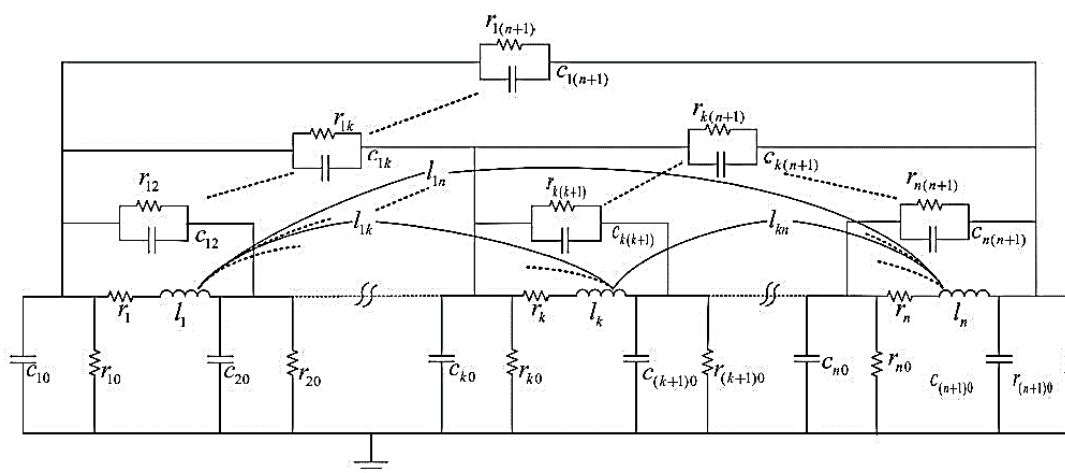
¹ N-dimensional Lumped circuit model

² rational passive function

³ residue



شکل ۲-۱: مدل مدار فشرده n بعدی فرکانس بالا



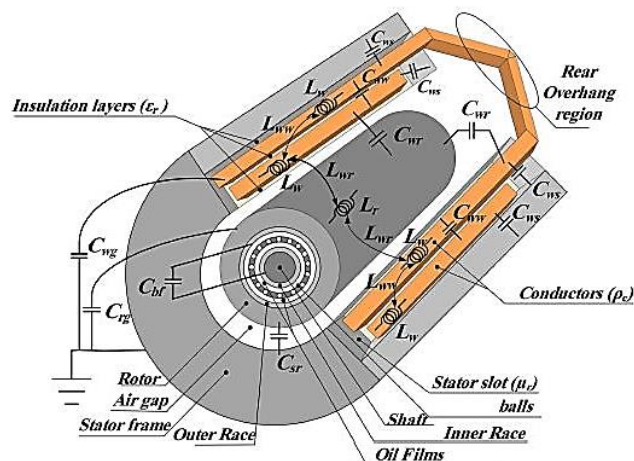
شکل ۳-۱: مدل فرکانس بالا با پارامترهای توزیع شده

۱-۵- روش خط انتقال چند سیمه (MTL)^۱:

در تجهیزاتی نظیر یک ماشین الکتریکی که ترکیبی از هسته‌های آهنی، هادی‌های مس یا آلومینیوم و مانند آن است، طول موج امواج الکترومغناطیس، کاملاً کوچکتر از طول موج در خلا می‌باشد. بنابراین آنالیز رفتار فرکانس بالای ماشین‌های الکتریکی، مخصوصاً با شفت طویل، نمی‌تواند در رنج فرکانسی ۱-۱۰ MHz بدون استفاده از روش‌های امواج سیار دقیق باشد.

^۱ multi-conductor transmission line

برای مدل سازی یک ماشین الکتریکی با روش های MTL، لازم است تا ماتریس های اندوکتانس و کاپاسیتانس ماشین محاسبه گردد. در شکل زیر ساختار هادی ها در شیارها و ناحیه پیشانی کلاف ها نشان داده شده است. خازن های پارازیتی عبارتند از: C_{ww} (هادی به هادی)، C_{ws} (هادی به هسته ی استاتور)، C_{wr} (هادی به روتور)، C_{wg} (هادی به زمین)، C_{sr} (هسته استاتور به روتور) و C_{bf} (یاتاقان به زمین). به ترتیب نشانگر اندوکتانس خودی سیم پیچ ها و اندوکتانس های متقابل هادی به هادی و هادی به روتور می باشند.

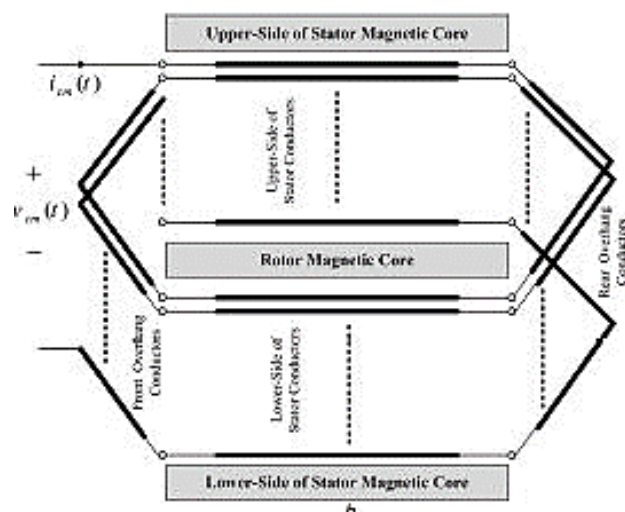


شکل ۴-۱: شماتیک یک ماشین جهت مدل سازی MTL

شکل ۴-۱: شماتیک یک ماشین جهت مدل سازی MTL. به ترتیب رسانایی، نفوذ پذیری مغناطیسی و ضریب گذردهی الکتریکی می باشند. یک ماشین الکتریکی با یک کلاف n دوری، می تواند به یک سری نواحی تقسیم شود که کوپلینگ خازنی و سلفی بین آن قسمت ها قابل صرف نظر کردن باشد. برای مثال، در شکل ۵-۱، یک ماشین القایی می تواند به سه ناحیه MTL، تقسیم گردد. ماتریس های اندوکتانس و کاپاسیتانس می تواند از پارامترهایی که در شکل معرفی شد، تشکیل گردد. پس، هر قسمت می تواند با حل معادلات MTL بر پایه ماتریس های اندوکتانس و کاپاسیتانس، بررسی گردد.

روش اجزای محدود تکنیکی شناخته شده برای تشخیص ماتریس های اندوکتانس و کاپاسیتانس، امپدانس هسته مورق استاتور و امپدانس نواحی پیشانی کلاف یک ماشین الکتریکی می باشد. مدل سازی فرکانس بالای یک ماشین الکتریکی، بستگی به امپدانس هسته استاتور، امپدانس نواحی پیشانی و امپدانس کوپلینگ متقابل هادی های داخل شیار دارد [۳۱]. مدل سازی MTL یک ماشین الکتریکی برای مطالعه ی اثرات گذرای فرکانس بالا، نیازمند آن است که در حوزه ی زمان فرمول بندی شود که به آن مدل موج سیار سیستم می گویند. روش های عددی مانند Scatter matrix و مدل Bergeron با مقاومت تلفاتی فشرده^۱ جهت حل مدل موج سیار سیستم وجود دارند.

¹ lumped



شکل ۵-۱: مدل MTL یک ماشین القایی

برخی روش‌های MTL، برای مثال برای آنالیز یک ترانسفورمر سه فاز با ورودی صاعقه یا پالس کلید زنی، از تلفات و اندوکتانس‌های متقابل جهت ساده شدن محاسبات صرف نظر می‌کنند [۳۲]. نتایج حاصل از تجزیه و تحلیل با نتایج تجربی در [۳۲] مقایسه شده اند و نشان داده شده است که نوسانات ولتاژ در نتایج محاسباتی وجود نداشته اند؛ در حالی که مقدار پیک ولتاژ ورودی به درستی نمایان شده است. این نوع از روش MTL ذکر شده در [۳۲]، برای آنالیز پالس‌های تولید شده توسط اینورتر معتبر نیست. علاوه بر آن روش (Scatter matrix) می‌تواند برای محاسبه ی توزیع ولتاژ روی یک کلاف ماشین الکتریکی به طور عددی مورد استفاده قرار گیرد. به عنوان مثال، این روش برای دوسری از کلاف‌ها مورد استفاده قرار گرفت و نتایج نشان داد که اضافه ولتاژهای روی کلاف به زمان انتشار و طول کلاف وابسته است [۳۳].

روش بدون تلفات موج سیار (Bergeron)، راهکار عددی دیگری است [۳۴] که نمی‌توان جهت بررسی اضافه ولتاژ کلاف‌های ماشین الکتریکی آن را اعمال کرد [۳۵ و ۳۶]. برای فائق آمدن بر این مشکل، مقاومت‌های فشرده ای در هر گره می‌توان در نظر گرفت [۴]. علاوه بر آن برای آنالیز ولتاژ شفت ماشین الکتریکی، مدل‌سازی روتور و یاتاقان‌ها لازم است. پالس‌های ورودی بازماند خیز کم، باعث تولید شار فرکانس بالا می‌شوند که به خاطر جریان eddy، نمی‌تواند عمیقاً در سطح روتور نفوذ کنند. بنابراین، روتور یک ماشین الکتریکی می‌تواند به عنوان یک هادی استوانه ای در مدل موج سیار در نظر گرفته شود. یاتاقان‌ها هم می‌توانند با خازن‌های فشرده مدل گردند [۴ و ۵].

گرچه امپدانس مشخصه کابل تغذیه ثابت است، به علت شیفت فاز موج برگشتی، با افزایش طول کابل، اضافه ولتاژها می‌توانند بیشتر شوند. در ترمینال‌ها، هنگامی که فرکانس ورودی کاهش می‌یابد، اضافه ولتاژهای بیشتری مشاهده می‌شود. افزایش نرخ رشد^۱ ولتاژ ورودی، باعث تزریق هارمونیک‌هایی با فرکانس بالاتر می‌شود که طول موج کمتری دارند و با رسیدن این هارمونیک‌ها به کلاف موتور، ممکن است شیفت فاز بر واحد طول و اعوجاجات شکل موج افزایش یابد [۴].

به اختلاف پتانسیل میان سر تحریک شده و تحریک نشده یاتاقان در ماشین الکتریکی، ولتاژ شفت گویند. اختلاف ولتاژ شفت می‌تواند با افزایش انحراف و عدم تقارن فاصله هوایی بیشتر گردد. به همین دلیل اندازه‌گیری ولتاژ شفت می‌تواند به عنوان تکنیکی برای تشخیص انحراف از مرکز فاصله هوایی مورد استفاده قرار گیرد.

با افزایش نرخ رشد پالس‌های ولتاژ ورودی، افزایش ولتاژ سمت تحریک شده یاتاقان بیشتر از سمت تحریک نشده خواهد بود. بنابراین، افزایش نرخ رشد، باعث استرس بیشتری در سمت تحریک شده یاتاقان می‌شود. به هرحال استرس الکتریکی روی سر تحریک نشده یاتاقان با افزایش طول کابل تغذیه افزایش می‌یابد [۵].

¹ slew-rate

با وجود اینکه در DPEC یک دور از کلاف با یک LCM نشان داده می‌شود، در MTL، یک حلقه (دور) به چند ناحیه MTL (ناحیه سرکلاف‌ها یا پیشانی جلویی و پستی کلاف و ناحیه مربوط به هادی‌های درون شیار) تقسیم می‌گردد. نتایج عددی MTL و DPEC توسط ژانگ مطالعه شده است [۳۷]. به جهت در نظر گرفتن زمان انتشار موج سیار در طول هادی‌ها، نتایج عددی مدل MTL، انحراف (Distortion) بیشتری را نشان می‌دهد. به هر حال DPEC، به اندازه کافی برای در نظر گرفتن زمان انتشار در کلاف دقیق هست.

۱-۶- مقایسه عملکرد روش‌های دسته بندی شده

روش‌های مختلف جهت آنالیز اثرات فرکانس بالای درایوهای الکتریکی به چهار بخش تقسیم شد. تعریف چند شاخصه عملکرد، برای دسته بندی روش‌های ذکر شده در جدول ۱-۲، مفید به نظر می‌رسد. دو شاخص اول به ترتیب دقت و سرعت محاسبات عددی هستند. به دلیل آن که هر نوع هادی در کلاف مدل‌سازی شده است، به وضوح حجم محاسبات در MTL، بیشترین مقدار است. به جهت استفاده از تابع پسیو گویا در NLCLM، این روش می‌تواند ناپایدار باشد. روش‌های MTL و DPEC، روش‌هایی برای مدل‌سازی در سطح یک حلقه و یک هادی هستند. بنابراین، این روش‌ها گزینه‌ی مناسبی برای مدل‌سازی هر دو نوع سیم پیچی Form و Random با دقت بالا هستند. علاوه بر کلاف‌های Random wound، مکان هندسی هادی‌ها در شیار، در نوع Form wound، می‌تواند به راحتی تعیین شود و در نتیجه، محاسبه پارامترهای MTL یک فرآیند قطعی است. بنابراین، MTL بهترین گزینه برای مدل‌سازی نوع Form است در حالی که DPEC، بهترین گزینه برای Random است. آنالیز توزیع ولتاژ روی کلاف با مهیا بودن مدل آن قابل انجام است. بنابراین، این آنالیز در DPEC و MTL قابل انجام هستند. آنالیز ولتاژ شفت، جریان یا تاقان، EMI و CMC (جریان وجه مشترک) به مدل‌سازی کلاف بستگی ندارند. بنابراین، LCM و NLCLM می‌توانند نتایج قابل قبولی در حد همان MTL و DPEC ارائه کنند.

جدول ۱-۱: شاخص‌های مقایسه روش‌های مطرح شده

Index	CLM	NCLM	DPEC	MTL
precision of numerical calculation	weak	good	great	excellent
speed of numerical calculation	excellent	great	good	weak
model instability	no	yes	no	no
random-wound coil model	weak	weak	excellent	good
form-wound coil model	weak	weak	good	excellent
analysis of voltage distribution on coil	NA ^a	NA	great	excellent
terminal-over-voltage analysis	good	great	excellent	excellent
shaft voltage analysis	good	great	excellent	excellent
bearings current analysis	good	great	excellent	excellent
EMI analysis	good	excellent	excellent	excellent
CMC analysis	good	excellent	excellent	excellent

^aNot Applicable.

روش‌های مختلف اندازه‌گیری پارامترهای به
دست آوردن پارامترهای مختلف مدل‌های
فرکانس بالا

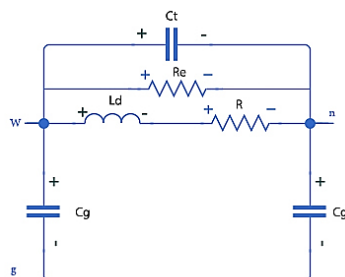
۱-۲- مقدمه

در فصل اول به بررسی انواع مدل های فرکانس بالا از سیم پیچ موتور پرداخته شد. در این فصل به روش های تعیین مقادیر عددی برای پارامترهای مختلف موجود در این مدل ها پرداخته شده است. در برخی از موارد برای تعیین پارامترها، مدل کلی بسته به فرکانس کاری مورد نظر ساده سازی شده است. در اینگونه موارد، مدار معادل مربوطه در یک شکل جداگانه ترسیم شده است. با دنبال کردن روش کار و استفاده از فرمول های ارائه شده، به راحتی می توان مقادیر مورد نیاز را تعیین نمود.

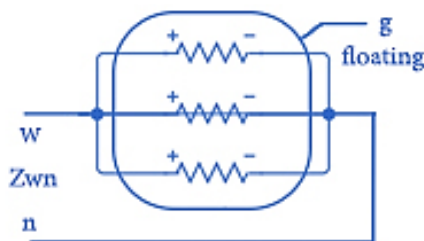
۲-۲- مدل مدار فشرده (LCM)

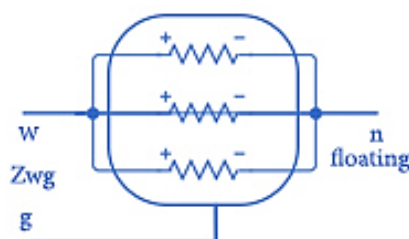
برای آنالیز رفتار یک ماشین در فرکانس نامی، معمولاً به طور کلاسیک از یک مدار معادل استفاده می شود. همچنین در فرکانس بالا، رفتار یک ماشین الکتریکی را می توان با یک مدار معادل فشرده تقریب زد. این مدار معادل برای مطالعه ای اثرات پارازیتی CMV در فرکانس بالا مناسب است. ایده ای اساسی این نوع از مدل سازی، مدار تشدید RLC می باشد. یافتن پاسخ فرکانسی امپدانس وجه مشترک ماشین الکتریکی کار معقولی به نظر می آید. بنابراین پارامترهای مدار معادل ارائه شده می تواند با تعیین فرکانس تشدید به دست آید [۶].

روش LCM، یک مدل ساده مخصوصاً برای آنالیز اثرات پالس های PWM روی یاتاقان ها مهیا می کند. در شکل ۱-۳، یکی از LCM های ممکن نشان داده شده است که در آن R مقاومت فاز روتور و استاتور، L_d اندوکتانس نشتی فاز، C_t نمایشگر خاصیت خازنی حلقه به حلقه سیم پیچ، C_g بیانگر خازن توزیع شده سیم پیچ نسبت به زمین و R_e نمایانگر تلفات فوکو درون هسته مغناطیسی و بدنه ای ماشین است. برای تعیین پارامترهای مدل بالا، دو آزمایش زیر توسط امپدانس آنالایزر HP4192A در رنج فرکانسی 1KHz-1MHz انجام شده و پاسخ فرکانسی (دامنه و فاز) ثبت شده است.



شکل ۱-۲: مدل فرکانس بالا با المان های فشرده

شکل ۲-۲: اندازه گیری امپدانس Z_{wn}

شکل ۳-۲: اندازه گیری امپدانس Z_{wg}

منظور از Z_{wn} ، امپدانس سیم پیچ به neutral و از Z_{wg} ، امپدانس سیم پیچ به ground می‌باشد. R و L_d مقادیر معمول 50-60Hz هستند که با آزمایش روتور قفل شده (BRT)^۱ به دست می‌آیند. توجه کنید که تمامی مقادیر در یک مدار با اتصال ستاره محاسبه می‌شوند ولی با اتصال مثلث نیز اعتبار مدل از دست نمی‌رود. در اندازه‌گیری‌ها مشاهده می‌شود که $R \ll L_d$ است بنابراین می‌توان در محاسبات آن را نادیده فرض کرد. بنابراین برای Z_{wn} و Z_{wg} می‌توان نوشت:

$$Z_{wn} = \frac{SL_d}{3[S^2L_d\left(C_t + \frac{C_g}{2}\right) + \frac{SL_d}{R_e} + 1]} \quad (2-1)$$

$$Z_{wg} = \frac{S^2L_d(C_t + C_g) + S\frac{L_d}{R_e} + 1}{6SC_g[S^2L_d\left(C_t + \frac{C_g}{2}\right) + \frac{SL_d}{R_e} + 1]} \quad (2-2)$$

Z_{wn} دارای یک صفر در مبدا و یک جفت قطب مختلط مزدوج با فرکانس طبیعی زیر است:

$$f_p(w_n) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d(C_t + \frac{C_g}{2})}} \quad (2-3)$$

امپدانس Z_{wg} ، یک قطب در مبدا، دو صفر مختلط مزدوج و دو قطب مختلط مزدوج دارد. فرکانس طبیعی صفرها (f_z) و قطب‌ها (f_p) به شکل زیر می‌باشد:

$$f_p(w_g) = f_p(w_n) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d(C_t + \frac{C_g}{2})}} \quad (2-4)$$

$$f_z(w_g) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d(C_t + C_g)}} \quad (2-5)$$

باتوجه به معادلات بالا و نتایج تجربی، می‌توان پارامترهای مدل فرکانس بالا را به دست آورد. همان طور که گفته شد معمولاً از R صرف نظر می‌شود و L_d را می‌توان با آزمایش روتور قفل شده (BRT) به دست آورد. برای یافتن C_g ، می‌توان فرض کرد که Z_{wg} در فرکانس‌های پایین 1KHz-10KHz کاملاً خازنی است و داریم:

$$C_g = \frac{1}{6(2\pi f Z_{wg})} \quad (2-6)$$

¹ Blocked rotor test

که به ازای یک فرکانس در بازه داده شده مشخص می‌شود. برای یافتن C_t ، بعد از دو قطب و دو صفر (100KHz-1MHz)، امپدانس Z_{wg} دوباره خازنی می‌شود. در فرکانس بالا ($f \cong 1MHz$) می‌توان L_d را مدار باز فرض کرد و مدار ساده تر خواهد شد که داریم:

$$6C_g \frac{C_t + \frac{C_g}{2}}{C_t + C_g} = \frac{1}{2\pi f Z_{wg}} \quad (2-7)$$

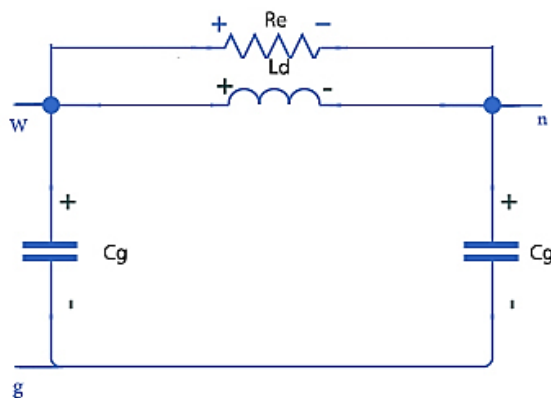
که با حل معادله‌ی بالا C_t به دست می‌آید. روش دیگر برای یافتن C_t آن است که نسبت فرکانسی قطب و صفر را در Z_{wg} در نظر بگیریم:

$$\frac{f_p(wg)}{f_z(wg)} = \sqrt{2} \sqrt{\frac{(1 + \frac{C_t}{C_g})}{(1 + \frac{2C_t}{C_g})}} \quad (2-8)$$

$$\text{if } C_t \ll C_g \text{ then } \frac{f_p}{f_z} \cong \sqrt{2} \quad (2-9)$$

$$\text{while if } C_t \gg C_g \text{ then } \frac{f_p}{f_z} \cong 1 \quad (2-10)$$

پس از انجام تست‌های فراوان، نشان داده شده که C_t بسیار کوچک است و می‌توان از آن طرف نظر نمود. لذا مدار معادل ما به شکل زیر خواهد شد:



شکل ۴-۲: مدل فشرده فرکانس بالا

با این مدل ساده شده می‌توان نوشت:

$$Z_{wn} = \frac{SL_d}{3[S^2L_d(\frac{C_g}{2}) + \frac{SL_d}{R_e} + 1]} \quad (2-11)$$

$$Z_{wg} = \frac{S^2L_d(C_g) + S\frac{L_d}{R_e} + 1}{6SC_g[S^2L_d(\frac{C_g}{2}) + \frac{SL_d}{R_e} + 1]} \quad (2-12)$$

$$f_p(w_g) = f_p(w_n) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{L_d C_g}} \quad (2-13)$$

$$f_z(w_g) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_d C_g}} \quad (2-14)$$

$$C_g = \frac{1}{6(2\pi f Z_{wg})} \quad , \quad R_e = 3Z_{wn} \rightarrow Z_{wn} = |Z_{wn}| \quad \text{if } s = j2\pi f_p(w_n) \quad (2-15)$$

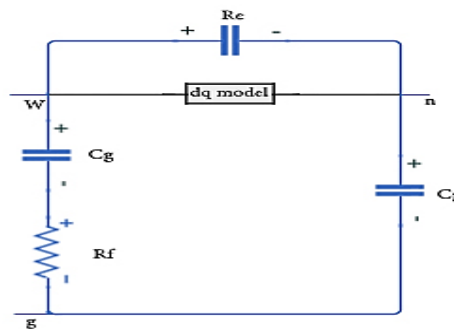
برای L_d در فرکانس‌های بالا، می‌توان از فرمول زیر هم استفاده کرد:

$$L_d(HF) = \frac{1}{(2\pi f(w_g))^2 C_g} \quad (2-16)$$

تفاوت مقادیر L_d در روش روتور قفل شده و فرمول بالا قابل ملاحظه است و نمی‌توان از آن صرف نظر نمود. دلیل این تفاوت به شرح زیر است:

- اندوکتانس ناشی روتور و استاتور به دلیل اثر پوستی به فرکانس وابسته هستند.
- در BRT، اندوکتانس ناشی روتور به شدت تحت تاثیر اشباع مغناطیسی است. (زمانی که دهانه‌ی شیارهای روتور بسته است).
- هنگام استفاده از مدل، بهتر است L_d از فرمول $L_d(HF)$ محاسبه شود چون دقیق تر بوده و با نتایج تجربی بیشتر منطبق است.

مدل شکل ۳-۵، این قابلیت را دارد که به مدل حالت گذرا dq موتور القایی متصل شود. مدل زیر در نرم افزار EMTP/ATP ثبت شده است.



شکل ۳-۵: مدل فشرده همراه با مدل dq موتور

باید در نظر داشت که در شبیه سازی فرکانس بالا، باید time-step روی مقادیر کوچک تنظیم شود که البته حجم محاسبات افزایش پیدا می‌کند.

۲-۳- مدار معادل فشرده n بعدی (NLCM)

در مقابل LCM، مزیت اصلی این روش تجزیه و تحلیل ماشین الکتریکی در بازه‌ی وسیع فرکانسی است. دقت این روش در فرکانس‌های بالا و در رنج وسیعی از فرکانس، آن را تبدیل به یک انتخاب عملی برای بررسی سازگاری الکترومغناطیسی درایوهای الکتریکی کرده است. این روش هم‌چنین برای بررسی چوک‌ها و کابل‌ها نیز قابل استفاده است.

در این روش تعداد المان‌های سازنده‌ی مدار بیشتر است و تشکیل یک شبکه داده می‌شود. یک شبکه مداری معادل، می‌تواند با تطبیق یک تابع پسیو گویا^۱ با پاسخ‌های فرکانسی وجه مشترک و تفاضلی اندازه‌گیری شود و از یک ماشین الکتریکی به دست آید [۳۰].

مکان قطب‌ها و باقی مانده‌ها^۲ این تابع بر پایداری مدار تقریبی تاثیر می‌گذارد که همین موضوع، مشکل اساسی این روش می‌باشد. با وجود NLCM، LCM یک مدار معادل مرتبه 2 می‌باشد. بنابراین NCLM می‌تواند شامل بیشتر از ۲ قطب باشد. پس این روش می‌تواند بازه‌ی وسیع تری از فرکانس را در مقایسه با LCM به نمایش بگذارد.

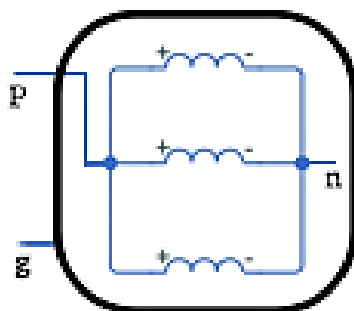
مرجع [۳۱] مدلی بر پایه‌ی روش NLCM ارائه کرده است که به خوبی می‌تواند رفتار فرکانس بالای یک موتور را در رنج وسیعی از فرکانس به نمایش بگذارد که باعث می‌شود بتوان از این مدل در مطالعات EMI استفاده نمود. مدل‌های ساده تر به دلیل آن که قادر نیستند هر دو امپدانس وجه تفاضلی و وجه مشترک موتور را به خوبی نمایش دهند، لذا برای مطالعات EMI به کار نمی‌روند ولی برای بررسی اضافه ولتاژهای ترمینال موتور (ناشی از تغذیه‌ی PWM و بازتاب امواج در کابل میان اینورتر و موتور)، ولتاژ یا تاقان، جریان یا تاقان و... قابل استفاده هستند.

روشی که در مرجع [۳۱] جهت مدل‌سازی استفاده شده، به طور خلاصه از این قرار است که ابتدا امپدانس‌های وجه مشترک و تفاضلی موتور توسط امپدانس آنالایزر 6500B wk و در بازه‌ی فرکانسی 10MHz-100Hz اندازه‌گیری می‌شود. سپس یک مدل مداری با مرتبه‌ی دلخواه و بسته به دقت مورد نیاز انتخاب می‌شود و سپس با توجه به صفر و قطب‌های اندازه‌گیری شده از پاسخ فرکانسی و فرکانس‌های گوشه‌ای موتور، پارامترهای این مدار معادل تعیین می‌شوند.

این روش برای یک موتور PMSM 3 kw با اتصال ستاره و سیم پیچی سری انجام شده و شامل اثرات بین دورهای سیم پیچی، اثرات اندوکتانس‌های ناشی چند دور اول سیم پیچی می‌باشد. همچنین این مدل می‌تواند امپدانس‌های CM و DM را در بازه 10MHz-100Hz به خوبی پیش بینی کند.

۲-۳-۱- اندازه‌گیری امپدانس‌های وجه مشترک و تفاضلی

با استفاده از دستگاه امپدانس آنالایزر اندازه‌گیری‌های امپدانس به شکل ۳-۶ و ۳-۷ انجام می‌شود. در اینجا فرض بر آن بوده که نقطه مرکز ستاره یا Neutral موتور در دسترس نیست لذا این روش برای چنین موتورهایی نیز قابل استفاده است، که می‌تواند به عنوان یک مزیت مطرح گردد. برای اندازه‌گیری امپدانس وجه مشترک (CM)، طبق شکل مقابل، پراب‌های دستگاه را به ترمینال‌های موتور (که به یک دیگر متصل شده اند) و محفظه موتور اتصال می‌دهیم.

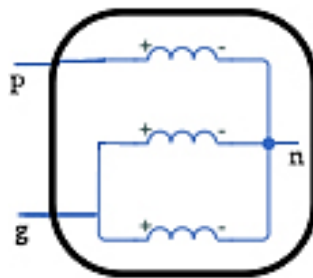


شکل ۳-۶: اندازه‌گیری امپدانس وجه مشترک

جهت اندازه‌گیری امپدانس وجه تفاضلی (DM)، طبق شکل ۳-۷، یکی از پراب‌های دستگاه را به یکی از فازها و دیگری را به دوفاز دیگر موتور (که به یک دیگر متصل شده اند) وصل می‌کنیم.

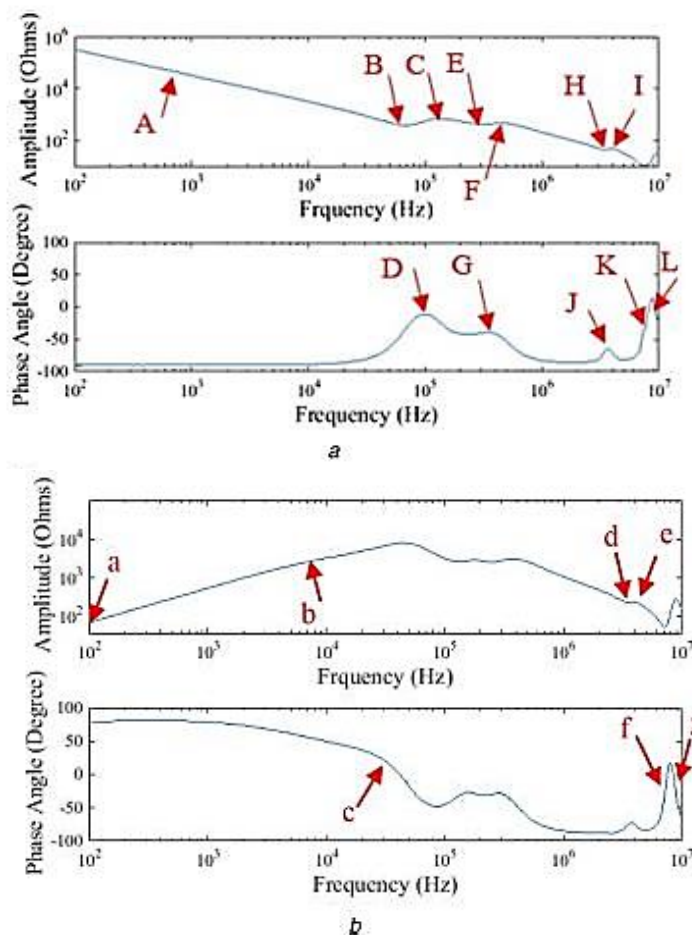
¹ rational passive function

² residue



شکل ۷-۲: اندازه‌گیری امپدانس وجه تفاضلی

در زمان اندازه‌گیری امپدانس‌ها، موتور تحت تست باید ساکن و نسبت به یاتاقان‌ها ایزوله باشد [۳۲]. همچنین باید موتور از هر وسیله‌ی دیگری نظیر کنترل کننده یا منبع ولتاژ دیگر، جدا شده باشد. نتایج اندازه‌گیری امپدانس‌های وجه مشترک (CM) و وجه تفاضلی (DM) در شکل زیر قسمت‌های a و b آمده است.



شکل ۸-۲: پاسخ فرکانسی موتور در بازه ۱۰۰ هرتز تا ۱۰ مگاهرتز

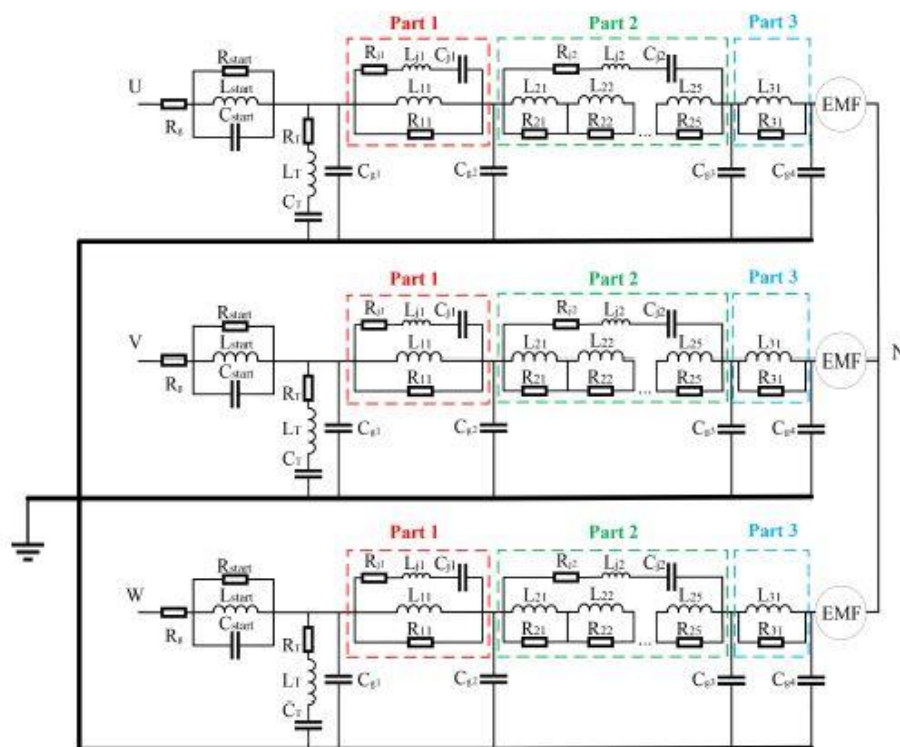
امپدانس CM در بازه فرکانس پایین (100Hz-10KHz) به صورت خازنی است چون فاز در این قسمت حدود -90° است. در بازه‌ی فرکانس میانی (10KHz-1MHz)، امپدانس CM دارای چهار فرکانس گوشه‌ای است که در نقاط B، C، E و F قرار دارند. فرکانس‌های گوشه‌ای نقاط H و I که در فاز آن‌ها نقطه K به عنوان نقطه رزونانس و نقطه L به عنوان نقطه آنتی رزونانس مشخص شده، در بازه‌ی فرکانسی (1MHz-10MHz) قرار دارند و به عنوان اثرات بین دوره‌های سیم پیچ در نظر گرفته می‌شوند.

امپدانس وجه تفاضلی (DM) در بازه‌ی (100Hz-10KHz) عموماً به شکل اندوکتانس ظاهر شده است چون زاویه آن مثبت است. در بازه‌ی میانی فرکانس (10KHz-1MHz) نمی‌توان به آسانی مدل را سلفی یا خازنی عنوان کرد و در نقطه آنتی رزونانسی 44.4 KHz (نقطه‌ی C در شکل ۳-۸ قسمت b) المان‌های زیادی جهت انجام مدل‌سازی نیاز است. به دلیل اثرات بین دوره‌های سیم پیچ در فرکانس بالا (1MHz-10MHz)، نقاط رزونانس f و آنتی رزونانس g پدید می‌آیند.

۲-۳-۲- مدل فرکانس بالای ارائه شده برای موتور PMSM با روش NLCM و نحوه یافتن پارامترها

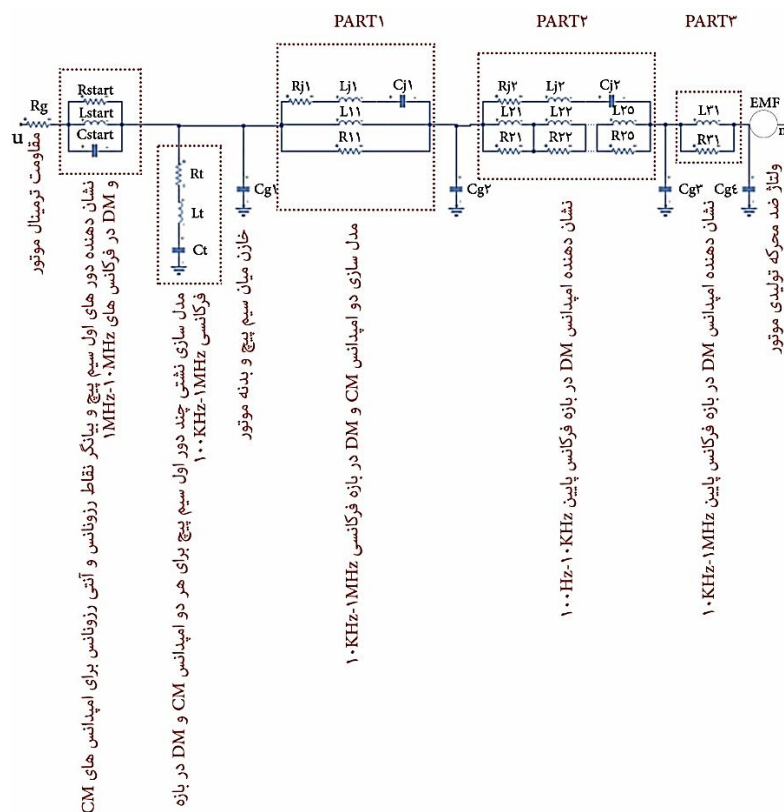
مدل فرکانس بالای ارائه شده در شکل ۳-۹، مربوط به یک موتور PMSM سه فاز با اتصال ستاره و سیم پیچی سری می‌باشد، و هر سیم پیچ فاز در آن به سه بخش ۱، ۲ و ۳ تقسیم شده است. بخش ۱ که شامل شاخه‌ی موازی و شاخه‌ی سری می‌باشد، در امپدانس‌های CM و DM در بازه میانی فرکانس (10KHz-1MHz) مشارکت می‌کند. بخش ۲ نقش مهمی در توضیح امپدانس DM در بازه‌ی فرکانسی پایین (100Hz-10KHz) ایفا می‌کند که با جزئیات در شکل ۳-۹ آمده است و در بخش‌های بعدی مورد بحث قرار خواهد گرفت. بخش ۳ شامل شاخه‌ی موازی $L_{31} - R_{31}$ می‌شود و نمایانگر امپدانس DM در بازه فرکانس میانی (10KHz-1MHz) می‌باشد. نیروی ضد متحرکه (EMF) نشان داده شده در شکل، بیانگر نیروی ضد محرکه تولیدی هر فاز در زمان چرخش موتور است.

خازن‌های پارازیتی بین سیم پیچ استاتور و بدنه موتور توسط C_{g1}, C_{g2}, C_{g3} و C_{g4} نشان داده شده‌اند. شاخه سری $R_T - L_T$ که با C_{g1} موازی شده است، نشان دهنده اثرات اندوکتانس ناشی از چند دور اول سیم پیچی است که اثر آن در بازه میانی (100KHz-1MHz) و در هر دو حالت DM و CM دیده می‌شود. L_T به عنوان اندوکتانس ناشی از چند دور اول سیم پیچ، R_T نمایانگر مقاومت میراساز و C_T بیانگر خازن پارازیتی می‌باشد. اثر میان دورها در بخش ۱ و ۲ به ترتیب با $R_{j1} - L_{j1}$ و $C_{j1} - R_{j2} - L_{j2}$ نشان داده شده‌اند. R_g مقاومت ترمینال موتور است.



شکل ۳-۹: مدل فرکانس بالای موتور سنکرون

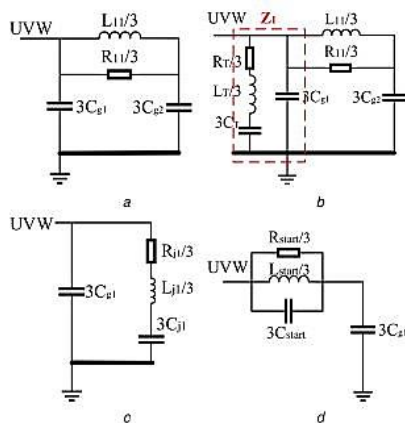
شاخه موازی $R_{start} - L_{start} - C_{start}$ که نمایانگر تشدید و آنتی رزونانس برای دو حالت DM و CM در بازه فرکانس بالای (1MHz-10MHz) است، برای نمایش دوره‌های اول سیم پیچ می‌باشد. شکل ۳-۱۰ به طور خلاصه اطلاعات بالا را نمایش می‌دهد که مربوط به یکی از فازهای موتور است.



شکل ۳-۱۰: نمایش بازه‌های فرکانسی جهت تعیین پارامترهای هر بخش از مدل

۲-۳-۲-۱- تعیین پارامترهای امپدانس CM

با توجه به توضیحات داده شده، می‌توان در بازه‌های فرکانسی مختلف، ساده‌سازی‌هایی در مدل انجام داد و به مدل ساده‌تری دست پیدا کرد. در ادامه مدل امپدانس CM برای بازه‌های فرکانسی مختلف ارائه شده است:

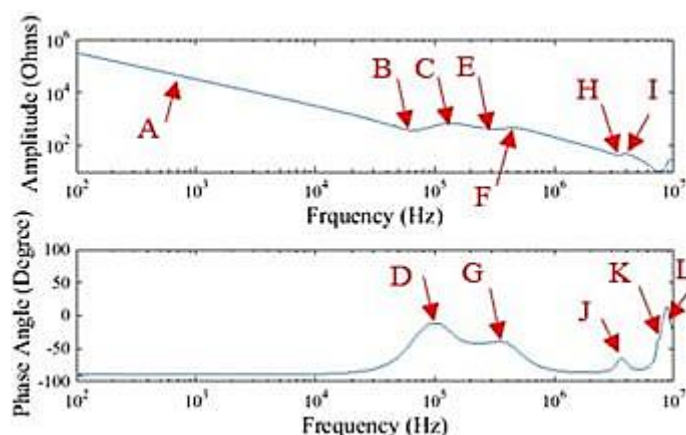


شکل ۳-۱۱: مدل ساده شده در بازه‌های مختلف فرکانسی

۲-۲-۳-۲- تعیین پارامترها در بازه فرکانس پایین و میانی (100Hz-100KHz)

در این بخش C_{g1} , C_{g2} , L_{11} و R_{11} محاسبه خواهند شد. C_{g1} , C_{g2} , C_{g3} و C_{g4} خازن های پارازیتی بین سیم پیچ استاتور و بدنه موتور هستند. مقدار C_{g3} و C_{g4} کوچک و در حد چند ده پیکو فاراد است. بنابراین بیشتر اثر خازنی در بازه فرکانسی 100Hz-100MHz با C_{g1} و C_{g2} نشان داده می شود. در شکل ۳-۱۲، در نقطه A از امپدانس CM داریم:

$$C_{g2} + C_{g1} = \frac{1}{3} + \frac{1}{2\pi f_A |Z_A|} \quad (2-17)$$



شکل ۳-۱۲: دامنه و فاز پاسخ فرکانسی

در بازه فرکانسی 100Hz-100KHz، امپدانس CM عموماً به شاخه موازی $L_{11} - R_{11}$ و همین طور نیز خازن های پارازیتی C_{g3} و C_{g4} منسوب می شود. شکل ۳-۱۱ بخش a نیز بیانگر همین مسئله است. در نتیجه طبق این مدل، می توان امپدانس میان سه فاز U, V, W و زمین را به شکل زیر محاسبه کرد:

$$Z_{(s)} = \frac{1}{3} \frac{\left(\frac{1}{C_{g1}}\right)(s^2 + \left(\frac{1}{R_{11}C_{g2}}\right)s + \left(\frac{1}{L_{11}C_{g2}}\right))}{s(s^2 + \left(\frac{C_{g1} + C_{g2}}{R_{11}C_{g1}C_{g2}}\right)s + \left(\frac{C_{g1} + C_{g2}}{L_{11}C_{g1}C_{g2}}\right))} \quad (2-18)$$

در معادله (۳-۱۸)، دو فرکانس گوشه ای f_B و f_C به صورت زیر یافت می شوند:

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{11}C_{g2}}} \quad (2-19)$$

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{g1} + C_{g2}}{L_{11}C_{g1}C_{g2}}} \quad (2-20)$$

با ترکیب معادلات (۳-۱۶)، (۳-۱۸) و (۳-۱۹) می توان مقادیر C_{g1} , C_{g2} و L_{11} را محاسبه کرد. طبق معادله (۳-۱۸)، زاویه فاز امپدانس در نقطه D می تواند با رابطه زیر بیان شود که در آن داریم:

$$\angle Z(j2\pi f_D) \quad (2-21)$$

f_D فرکانس در نقطه D و θ_D ، زاویه فاز امپدانس CM در نقطه D می‌باشند. با استفاده از معادله (۳-۲۱)، می‌توان R_{11} را بدست آورد.

۲-۳-۲-۳- تعیین پارامترها در بازه فرکانس بالای میانی (100KHz-1MHz) جهت محاسبه RT,LT,CT
 شکل ۳-۱۱ بخش b مدل مربوط به این بخش را نمایش می‌دهد. در این بازه فرکانسی شاخه سری $R_T - L_T - C_T$ باعث ایجاد فرکانس‌های گوشه ای می‌شود. نقاط F,E نشان دهنده این فرکانس‌ها هستند.
 در شکل، Z_1 امپدانس شاخه سری $R_T - L_T - C_T$ است که با C_{g1} موازی شده و داریم:

$$Z_{1(s)} = \frac{1}{3} \frac{L_T C_T S^2 + R_T C_T S + 1}{s(L_T C_T C_{g1} S^2 + R_T C_T C_{g1} S + C_T C_{g1})} \quad (2-22)$$

با توجه به معادله (۳-22)، می‌توان دو فرکانس گوشه ای زیر را یافت:

$$f_E = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_T C_T}} \quad (2-23)$$

$$f_F = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_T + C_{g1}}{L_T C_T C_{g1}}} \quad (2-24)$$

با توجه به آن که C_{g1} در بخش قبلی معلوم گردید، با این دو معادله، L_T ، C_T محاسبه می‌شوند. در این بازه فرکانسی، برای امپدانس میان U,V,W و زمین داریم:

$$Z_{(s)} = Z_{1(s)} \parallel \frac{1}{3} \left(\frac{R_{11} L_{11} s}{L_{11} s + R_{11}} + \frac{1}{C_{g2} s} \right) \quad (2-25)$$

لذا زاویه فاز به شکل زیر خواهد بود:

$$\angle Z(j2\pi f_G) = \theta_G$$

که از معادله (۳-۲۵)، مقدار R_T قابل محاسبه خواهد بود.

۲-۳-۲-۴- یافتن پارامترها در بازه فرکانس بالا (1MHz-5MHz و 5MHz-10MHz)

در این بخش پارامترهای R_{j1} ، L_{j1} ، C_{j1} و R_{start} ، L_{start} ، C_{start} تعیین می‌شوند. در بازه 1MHz-10MHz، امپدانس CM تحت تاثیر خازن پارازیتی C_{g1} می‌باشد شاخه $R_{j1} - L_{j1} - C_{j1}$ باعث ایجاد فرکانس‌های گوشه ای در نقاط H,I می‌شوند. همچنین شاخه‌ی موازی R_{start} ، L_{start} ، C_{start} باعث ایجاد رزونانس در نقطه K و آنتی رزونانس در نقطه L می‌شود. شکل ۳-۱۱ بخش c مربوط به بازه 1MHz-5MHz می‌باشد و داریم:

$$Z_{(s)} = \frac{1}{3} \frac{L_{j1} C_{j1} S^2 + R_{j1} C_{j1} S + 1}{s(L_{j1} C_{j1} C_{g1} S^2 + R_{j1} C_{j1} C_{g1} S + C_{j1} + C_{g1})} \quad (2-26)$$

طبق معادله (۳-۲۶)، فرکانس‌های گوشه ای H,I برابرند با :

$$f_H = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{j1}C_{j1}}} \quad (2-27)$$

$$f_I = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_{j1} + C_{g1}}{L_{j1}C_{j1}C_{g1}}} \quad (2-28)$$

با استفاده از معادلات (۲۷-۳) و (۲۸-۳)، می‌توان C_{j1} و L_{j1} را یافت. همچنین زاویه فاز CM در نقطه J می‌تواند به شکل زیر نوشته شود:

$$\angle Z(j2\pi f_J) = \theta_J \quad (2-29)$$

با استفاده از معادله (۲۹-۳)، R_{j1} نیز محاسبه می‌گردد. شکل ۳-۱۱ بخش d، نمایانگر مدار معادل LM در رنج فرکانسی 5MHz-10MHz می‌باشد که امپدانس آن را می‌توان طبق معادله (۳۰-۳) بیان نمود:

$$Z_{(s)} = \frac{1}{3} \frac{R_{start}L_{start}(C_{g1} + C_{start})s^2 + L_{start}s + R_{start}}{C_{g1}s(R_{start}L_{start}C_{start}s^2 + L_{start}s + R_{start})} \quad (2-30)$$

طبق معادله (۳۰-۳)، فرکانس‌های نقطه رزونانس K و آنتی رزونانس L به شکل زیر قابل دستیابی هستند:

$$f_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{start}(C_{g1} + C_{start})}} \quad (2-31)$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{start} + C_{start}}} \quad (2-32)$$

پارامترهای L_{start} و C_{start} از معادلات (۳۱-۳) و (۳۲-۳) قابل دستیابی هستند. همچنین زاویه فاز امپدانس در نقطه K، به شکل زیر قابل بیان است:

$$\angle Z(j2\pi f_K) = 0 \quad (2-33)$$

بنابر این R_{start} به وسیله معادله (۳۳-۳) قابل محاسبه است.

۲-۳-۵- تعیین پارامترهای امپدانس DM

در فرکانس‌های پایین 100Hz-10KHz، امپدانس وجه تفاضلی DM توسط شاخه‌های $L - R$ ($L_{21} - R_{21}$)، مشخص می‌شوند. رفتار DM در فرکانس 10KHz-100KHz عموماً تحت تاثیر خازن‌های C_{g1} و C_{g2} همراه با بخش ۲، بخش ۳ و شاخه موازی $L_{11} - R_{11}$ مربوط بخش ۱، می‌باشد. ضمناً شاخه سری $R_T - L_T - C_T$ و خازن C_{g1} پارازیتی نقش عمده ای در مشخصه DM در بازه 100KHz-1MHz دارند. همچنین در بازه فرکانس بالا 1MHz-1MHz، امپدانس DM عموماً تحت تاثیر خازن C_{g1} می‌باشد.

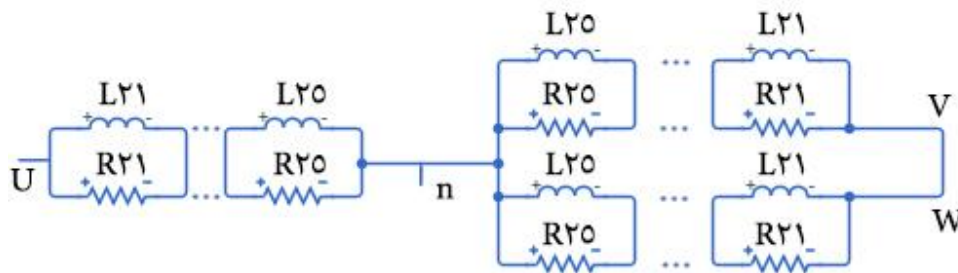
۲-۳-۲-۶- تعیین پارامترها در فرکانس پایین

در این بخش پارامترهای R_{2i}, L_{2i}, R_g ($i=1, 2, \dots, 5$) محاسبه می‌شوند. مقاومت ترمینال موتور R_g ، توسط یک امپدانس آنالایزر مدل WK6500B در فرکانس 20Hz (به شکل امپدانس وجه تفاضلی) اندازه‌گیری می‌شود. در این فرکانس داریم:

$$R_g \cong \frac{2}{3} |Z_{20}| \quad (2-34)$$

که Z_{20} نشانگر امپدانس در فرکانس 20Hz می‌باشد.

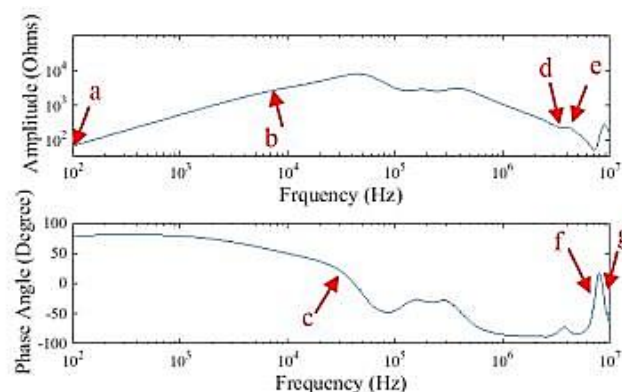
در فرکانس پایین 10KHz-100Hz، امپدانس DM به عنوان اندوکتانس استاتور و مقاومت تلفات آهن Eddy Current مدل می‌شوند که در بخش ۲ مدل، به شکل شاخه‌های $L-R$ موازی قابل مشاهده اند. شکل زیر بیانگر این بخش از مدل در حالت اتصال دیفرانسیلی می‌باشد:



شکل ۱۳-۲: مدل سازی در فرکانس پایین

برای تخمین منحنی a تا b شکل زیر از مدل مرتبه ۵ بالا با روش تطبیق برداری γ_i (VF) استفاده شده است، که در آن γ_i به معنی i امین باقی مانده و P_i به معنای i امین قطب از $H(s)$ می‌باشد:

$$H(s) = d + \sum_{i=1}^5 \frac{\gamma_i}{s - P_i} \quad (2-35)$$



شکل ۱۴-۲: دامنه و فاز پاسخ فرکانسی

طبق شکل ۳-۱۳، تابع انتقال آن برابر است با:

$$H'(s) = \frac{3}{2} \sum_{i=1}^5 \frac{R_{2i} L_{2i} s}{L_{2i} s - R_{2i}} = \frac{3}{2} \sum_{i=1}^5 R_{2i} + \sum_{i=1}^5 \frac{-\frac{R_{2i}}{L_{2i}}}{s + \frac{R_{2i}}{L_{2i}}} \quad (2-36)$$

با فرض $H(s) = H'(s)$ رابطه زیر حاصل می‌شود:

¹ Vector Fitting

$$R_{2i} = \frac{2 |\gamma_i|}{3 |P_i|}, \quad L_{2i} = \frac{2 |\gamma_i|}{3 P_i^2} \quad (2-37)$$

۲-۳-۲-۷- تعیین پارامترها در بازه میانی پایینی

در بازه فرکانس 10KHz-100KHz، امپدانس DM نه سلفی و نه خازنی است و برای نمایش آن نیاز به المان‌های زیادی می‌باشد. مدار معادل آن در شکل ۳-۹ رسم شده است:

در مقایسه با بقیه عناصر، شاخه سری $R_{j2} - L_{j2} - C_{j2}$ نقش کم اهمیت تری دارد. بنابراین ابتدا از اثر آن صرف نظر می‌کنیم. Z_a, Z_b, Z_c به ترتیب نقش PART1, PART2, PART3 را در این بازه‌های فرکانسی ایفا می‌کنند. آنتی رزونانس در فرکانس 44.4KHz با ترکیب Z_a, Z_b, Z_c به همراه خازن‌های پارازیتی C_{g1}, C_{g2} نشان داده شده است. به بیانی دیگر، مدار معادل بالا، قابلیت نمایش نقطه آنتی رزونانس در فرکانس یاد شده را دارد. با استفاده از نظریه مداری، امپدانس DM میان U, VW را محاسبه می‌کنیم و نام آن را Z_{U-VW} می‌گذاریم. دامنه و فاز DM در ناحیه آنتی رزونانس را می‌توان در نقطه C به شکل زیر نوشت:

$$|Z_{U-VW}(j2\pi f_c)| = |Z_{fc}| \quad (2-38)$$

$$\angle Z_{U-VW}(j2\pi f_c) = 0 \quad (2-39)$$

نحوه محاسبه Z_{U-VW} در آینده بررسی خواهد شد.

با استفاده از معادله‌های (۳۷-۳) و (۳۸-۳)، پارامترهای R_{31}, L_{31} قابل محاسبه هستند. علاوه بر آن، اثرات بین حلقه‌های PART2، به عملکرد مدل حول فرکانس آنتی رزونانس کمک می‌کند. بنابراین فرض می‌کنیم که فرکانس تشدید شاخه سری $R_{j2} - L_{j2} - C_{j2}$ در نزدیکی 44.4KHz رخ دهد. پس داریم:

$$f_c \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{j2}C_{j2}}} \quad (2-40)$$

چون تنه‌ایک رابطه داریم، برای یافتن $R_{j2} - L_{j2} - C_{j2}$ باید از روش سعی و خطا استفاده کرد. شاخه $R_{j2} - L_{j2} - C_{j2}$ اثر کمتری در فرکانس‌های بالاتر یا پایین تر از نقطه آنتی رزونانس C دارد. پس می‌توان نوشت:

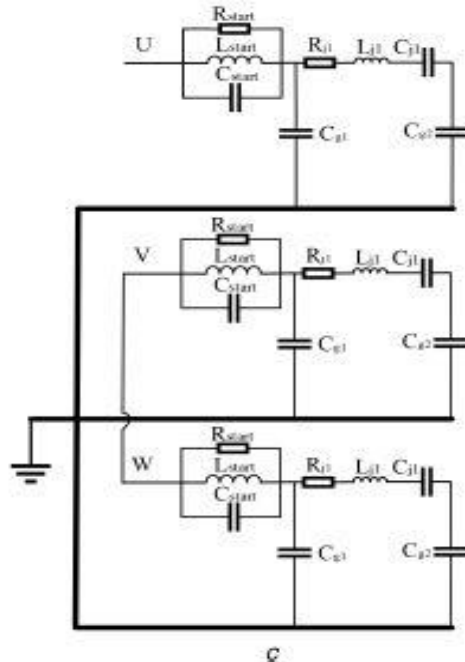
$$\left| R_{j2} + j2\pi f L_{j2} + \frac{1}{j2\pi f C_{j2}} \right| \gg |Z_m(j2\pi f)| \quad f \ll f_c \quad \text{و} \quad f \gg f_c \quad (2-41)$$

که در آن Z_m امپدانس شاخه موازی $L - R$ بخش ۲ (PART2) است. به کمک شبیه سازی با دامنه فرکانسی و روش سعی و خطا، از (۳۹-۳) و (۴۰-۳) نتایج مقبولی گرفته شد.

۲-۳-۲-۸- تعیین پارامترها در بازه فرکانسی بالا و میانی بالایی

در فرکانس میانی بالایی (100KHz-1MHz)، مشخصه امپدانس DM توسط شاخه $R_T - L_T - C_T$ و یا خازن پارازیتی C_{g1} نشان داده شده است. پارامترهای این شاخه در قبلا محاسبه شده است (مربوط به محاسبات CM). در بازه فرکانس بالا 1MHz-10MHz، امپدانس DM عموماً متأثر از خازن پارازیتی C_{g1} است. شاخه سری $L_{j1} - R_{j1} - C_{j1}$ دلیل وجود فرکانس‌های گوشه ای در نقاط d و e است و نقطه رزونانس f و آنتی رزونانس g توسط شاخه موازی $R_{start}, L_{start}, C_{start}$

نمایش داده می‌شوند. مدار معادل DM در این بازه فرکانسی (1MHz-10MHz) در شکل ۳-۱۵ رسم شده و پارامترهای آن نیز در بخش‌های قبل محاسبه شده است.



شکل ۳-۱۵: مدار معادل DM در بازه فرکانسی ۱ مگاهرتز الی ۱۰ مگاهرتز

برای این موتور خاص، تمامی پارامترهایی که از روش بیان شده محاسبه گردیده است. هر دو امپدانس وجه مشترک CM و وجه تفاضلی DM توسط متلب محاسبه شده و با مقادیر اندازه‌گیری شده مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که تطبیق خوبی میان پاسخ فرکانسی واقعی و مقدار محاسبه شده توسط مدل وجود دارد و تنها در بازه 100KHz-1MHz مربوط به امپدانس DM، اختلافی بین مقادیر محاسبه شده و اندازه‌گیری شده وجود دارد که این اختلاف از آنجا ناشی می‌شود که اثرات اندوکتانس ناشی که توسط سیم پیچ استاتور تولید می‌شوند، به اندازه کافی در نظر گرفته نشده است. عناصر فشرده R - L - C برای نمایش دقیق امپدانس DM در این بازه کافی نیستند. به هر حال مدل هنوز هم برای پیش بینی EMI انتشار یافته از موتور مناسب است. همچنین برخی خطاهای جزئی در فاز وجود دارد که در عملکرد مدل نقش مهمی ندارد و برای EMI، دامنه اهمیت دارد.

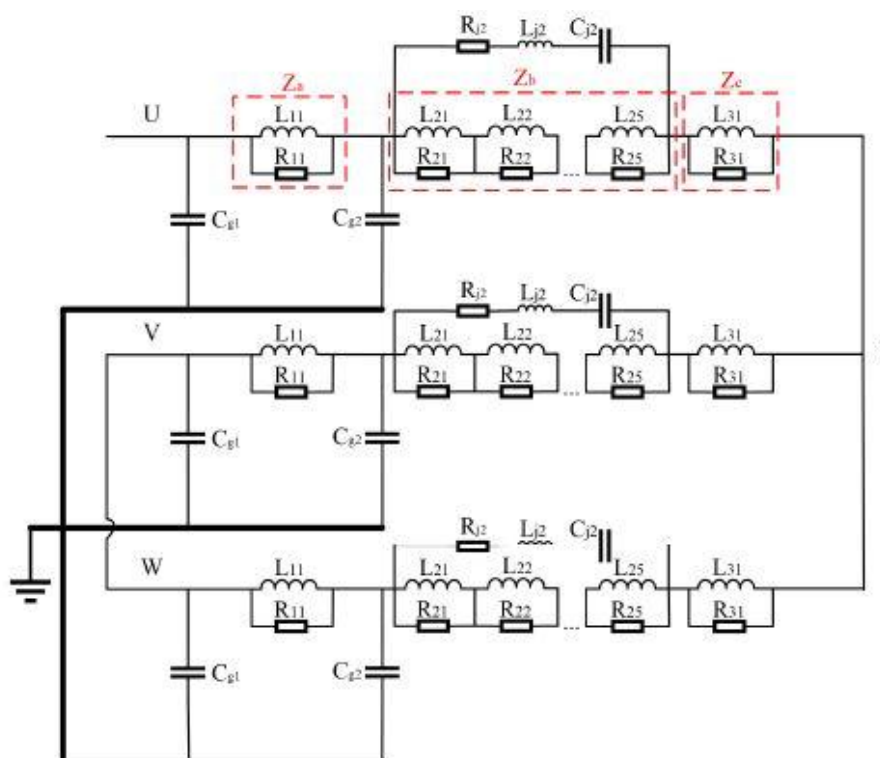
۲-۳-۲-۹- نحوه محاسبه Z_{U-VW}

مطابق با شکل ۲-۱۶، امپدانس‌های معادل Z_a, Z_b, Z_c را می‌توان به شکل زیر بیان کرد:

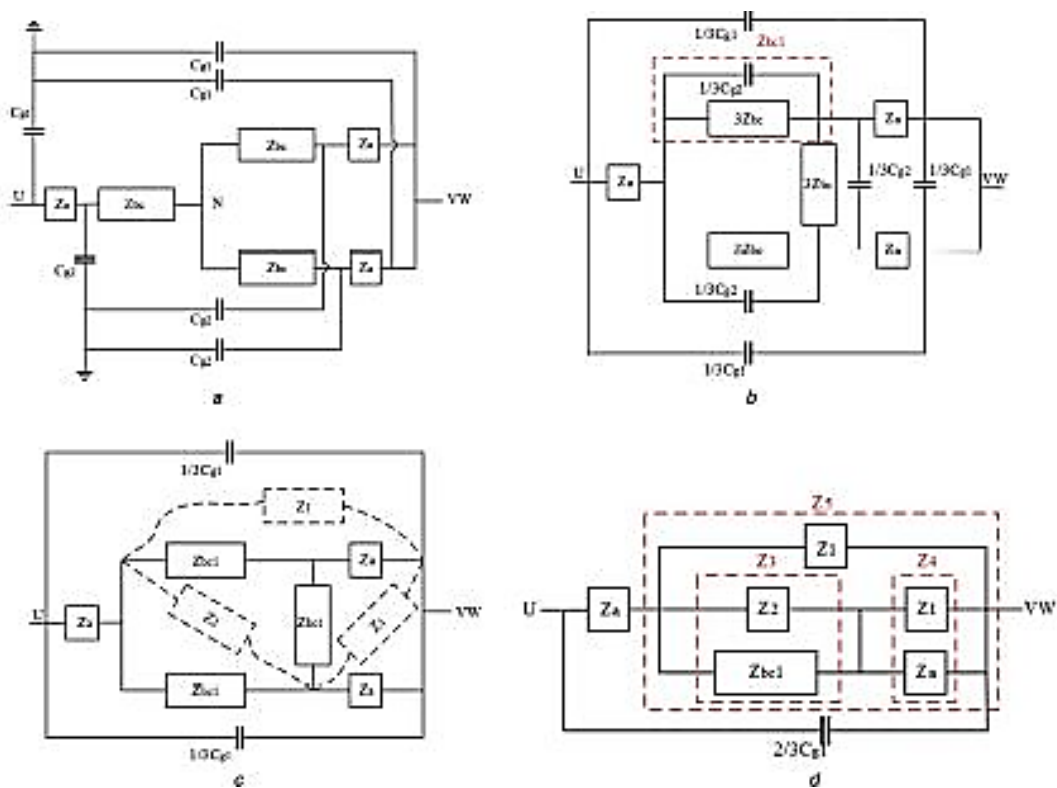
$$Z_{a(s)} = \frac{R_{11}L_{11}s}{L_{11}s + R_{11}}$$

$$Z_{b(s)} = \sum_{i=1}^5 \frac{R_{2i}L_{2i}s}{L_{2i}s + R_{2i}} \quad (2-42)$$

$$Z_{c(s)} = \frac{R_{31}L_{11}s}{L_{31}s + R_{31}}$$



شکل ۱۶-۲: مدار معادل مدل فشرده n بعدی



شکل ۱۷-۲: مدار ساده شده مدل n بعدی

که s دلالت بر $j2\pi f$ دارد. پس مدار معادل شکل را می‌توان به شکل ساده شده 3-17 a نشان داد. در این شکل Z_{bc} امپدانس معادل بخش ۲ متصل شده به بخش ۳ می‌باشد که به طور سری متصل شده اند. همچنین امپدانس معادل Z_{bc} می‌تواند به شکل زیر نوشته شود:

$$Z_{bc(s)} = Z_{b(s)} + Z_{c(s)} \quad (2-43)$$

بر اساس شکل a متوجه می‌شویم که C_{g1}, C_{g2}, Z_{bc} به شکل اتصال ستاره متصل شده اند. بنابراین مدار می‌تواند به شکل b ساده شود. در شکل b ، Z_{bc1} به امپدانس معادل Z_{bc}, C_{g2} که با هم موازی شده اند اشاره می‌کند. عبارت Z_{bc1} به شکل زیر نوشته می‌شود:

$$Z_{bc1(s)} = 3Z_{bc(s)} \parallel 3Z_{cg2(s)} \quad (2-44)$$

مطابق با شکل b ، Z_a, Z_{bc1} به شکل ستاره متصل شده اند. بنابراین مدار شکل b می‌تواند به مدار نشان داده شده در شکل c تبدیل شود. همچنین امپدانس‌های معادل Z_2, Z_1 به شکل زیر بیان می‌شوند:

$$Z_{1(s)} = Z_{bc1(s)} + 2Z_{a(s)} \quad (2-45)$$

$$Z_{2(s)} = 2Z_{bc1(s)} + \frac{Z_{bc1(s)}^2}{Z_{a(s)}} \quad (2-46)$$

همچنین مدار نشان داده شده در شکل c می‌تواند به شکل d ساده شود. طبق شکل d ، امپدانس‌های معادل Z_4, Z_3 به شکل زیر محاسبه می‌شوند:

$$Z_{3(s)} = Z_{bc1(s)} \parallel Z_{2(s)} \quad (2-47)$$

$$Z_{4(s)} = Z_{a(s)} \parallel Z_{1(s)}$$

بنابراین، امپدانس معادل Z_5 (شکل d) به شکل زیر قابل بیان است:

$$Z_{5(s)} = [Z_{3(s)} + Z_{4(s)}] \parallel Z_{1(s)} \quad (2-48)$$

بنابراین، امپدانس میان U, VW به شکل زیر قابل به دست می‌آید:

$$Z_{U-VW(s)} = [Z_{a(s)} + Z_{5(s)}] \parallel \frac{3}{2}Z_{cg1(s)} \quad (2-49)$$

۲-۴- مدار معادل با پارامترهای توزیع شده ($DPEC^1$)

با بهبود در ادوات الکترونیک قدرت جدید، روش‌های با فرکانس متغیر همراه با مدولاسیون پهنای پالس برای سیستم‌های سرعت متغیر به شکل گسترده‌ای مورد استفاده قرار گرفته است. به هر حال، به کارگیری اینورترهای فرکانس بالا معمولاً منجر به فرسودگی زودهنگام مواد عایقی موتور می‌شوند و تنها طی یک یا دو سال (و حتی گاهی هنگام تست) عایق سیم پیچ موتور تخریب می‌گردد.

دلیل این امر آن است که استرس ولتاژ عایقی یک موتور القایی تحت ولتاژ PWM با ولتاژ سینوسی دارای فرکانس قدرت متفاوت است. در مواردی که موتور با ولتاژ PWM اینورتر تغذیه می‌شود، قطاری از پالس‌های ولتاژی فرکانس بالا به سیم پیچ‌ها ارسال می‌شود که در این شرایط پارامترهای توزیع شده دیگر قابل صرفنظر کردن نیستند. به دلیل وجود این پارامترها، پالس‌های ولتاژ در سیم پیچ به شکل نامساوی توزیع می‌شوند که منجر به شکست عایقی ناشی از اضافه ولتاژ در در سیم پیچ می‌گردد. این پدیده توجه محققین و پژوهشگران را به خود جلب کرده است.

مقالات ۵ و ۶ توزیع ولتاژ پالسی در سیم پیچ را با استفاده از شبیه سازی و روش خط انتقال چندسیمه مطالعه کرده اند. موضوعی که مدنظر آنها بوده این است که دلیل اولیه تخریب عایق سیم پیچی موتور، نرخ تغییرات سریع ولتاژ (dv/dt) است و بیشترین خطاهای عایقی در حلقه اول سیم پیچ اتفاق می‌افتد. اما در مقالات ذکر شده مشخصات پارامترهای توزیع شده سیم پیچ موتور برای زمانی که ورودی موتور پالس‌های فرکانس بالا هستند، مورد بررسی قرار نگرفته است. مقاله ۹ رابطه میان پارامترهای توزیع شده و فرکانس ولتاژ ورودی را با آنالیز جریان eddy بررسی می‌کند. به هر حال روش‌های محاسبه مستقیم عددی بسیار پیچیده تر از آن است که به شکل مناسبی در پروژه‌ها به کار گرفته شوند. این مقاله تنها می‌تواند در زمینه‌های خاصی مورد استفاده قرار بگیرد.

مقاله حاضر، میدان الکترومغناطیس را در شیارهای استاتور موتور با استفاده از نرم افزار ANSYS برای آنالیز اجزاء محدود بررسی می‌کند. با استفاده از این روش، پارامترهای توزیع شده در سیم پیچ می‌توانند به دست آورده شوند و تاثیرات پالس‌های ولتاژ فرکانس بالای ورودی بر پارامترهای سیم پیچ موتور (مخصوصاً اثرات گذرای پالس‌های ورودی) مورد بررسی قرار گیرند. با در نظر گرفتن خواص مواد سازنده موتور و موقعیت سیم پیچ در شیار، این روش بسیار دقیق تر و موثرتر خواهد شد. علاوه بر آن یک مدل مداری با پارامترهای توزیع شده برای سیم پیچ موتور ساخته می‌شود.

شبیه سازی متلب جهت آنالیز توزیع ولتاژ در سیم پیچ موتور برای پالس‌های PWM فرکانس بالا مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج نشان می‌دهند که توزیع ولتاژ سیم پیچ‌های موتور تنها به پارامترهای توزیع شده بستگی ندارد بلکه به زمان خیز ($Rising Time$) پالس‌های ولتاژ PWM و خط انتقال (کابل واسط) نیز بستگی دارد.

بر اساس مدل مداری سیم پیچی موتور با پارامترهای توزیع شده، روش آنالیز با دامنه زمانی جهت دستیابی به تابع ولتاژ سیم پیچ اعمال شده است. این تابع به زمان، ولتاژ ورودی و موقعیت هر حلقه بستگی دارد. نرم افزار ANSYS برای آنالیز اجزاء محدود (FEA^2) مربوط به میدان الکترومغناطیس درون شیارهای استاتور موتور، مورد استفاده قرار گرفته است. یک مدل از یک شیار ساخته شده است که با استفاده از آن اندوکتانس و کاپاسیتانس توزیع شده هر حلقه درون شیار قابل دستیابی است. نتایج شامل قواعد موثر بر پارامترهای توزیع شده سیم پیچ در موقعیت‌های مختلف هر حلقه را شامل می‌شود. نهایتاً با استفاده از شبیه سازی متلب این مقاله بررسی می‌کند که توزیع ولتاژ در حلقه‌ها و سیم پیچ هنگام تحریک موتور با ولتاژهای پالسی PWM چگونه خواهد بود و دلیل خطاهای زود هنگام عایق سیم پیچ کدام است.

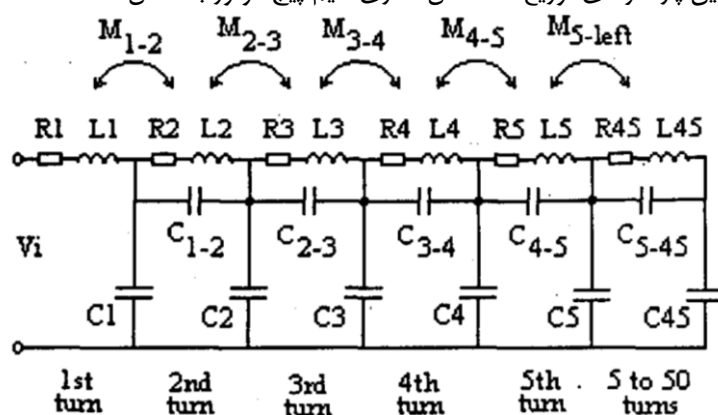
¹ Distributed parameters equivalent circuit

² Finite Element Analysis

۲-۴-۱- مدل مداری با پارامترهای توزیع شده برای سیم پیچ موتور

براساس آنالیز تبدیل فوریه، جبهه موج با زمان خیز سریع، حاوی هارمونیک‌های فراوانی است. جهت تخمین توزیع ولتاژ روی سیم پیچی استاتور تحت پالس‌های PWM معمول، باید یک مدل مداری با پارامترهای توزیع شده شکل بگیرد تا به کمک آن سیم پیچی موتور مورد ارزیابی قرار گیرد. پارامترهای توزیع شده سیم پیچ موتور شامل اندوکتانس خودی، مقاومت، اندوکتانس متقابل میان حلقه‌ها، خازن حلقه به حلقه و خازن حلقه به زمین می‌شود.

هرچند در عمل ممکن است یک حلقه درون شیار بیش از دو حلقه در همسایگی خود داشته باشد، بیفان تانگ (۱۰) به این موضوع اشاره می‌کند که اندوکتانس متقابل، تنها میان دو حلقه ای وجود دارد که مستقیماً در همسایگی یکدیگر باشند، که بدان معنی است که یک حلقه نهایتاً دو اندوکتانس متقابل دارد. در این بخش، اندوکتانس‌های متقابل میان حلقه‌ها طبق ترتیب آنها در نظر گرفته شده است. بنابراین پارامترهای توزیع شده مدل مداری سیم پیچ موتور به شکل ۳-۱۸ ساده شده است:



شکل ۳-۱۸: پارامترهای توزیع شده سیم پیچ موتور

۲-۴-۲- محاسبه پارامترهای توزیع شده

لازمه آنالیز توزیع ولتاژ در سیم پیچ استاتور، به دست آوردن پارامترهای موجود در مدل شکل ۲-۱۸ می‌باشد. به دلیل عدم قطعیت موقعیت حلقه‌ها، به دست آوردن پارامترها به روش محاسبه مستقیم کار دشواری است اما به کمک روش اجزاء محدود (FEM) میدان الکترومغناطیسی می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد و پارامترهای توزیع شده به دقت تخمین زده شوند. در این مقاله پارامترهای مدل با استفاده از یک موتور JO2-32-4 استخراج شده اند که مشخصات آن به شرح زیر است:

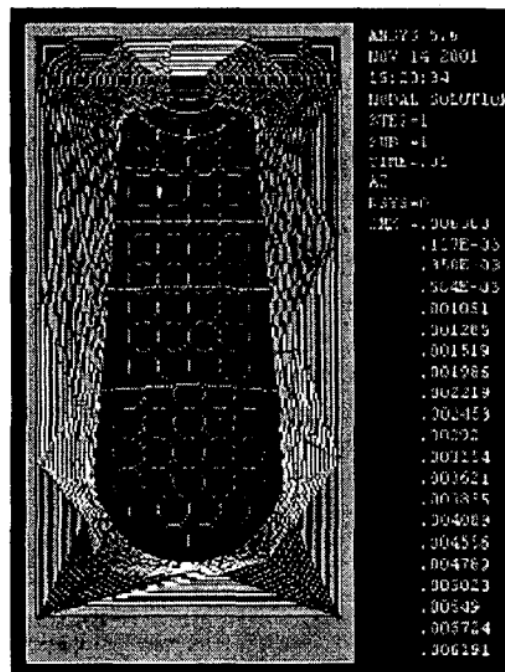
3KW , 1430 r/m , 380v , 6.5 A , 50Hz , Ins.class E

قطر هادی : ۰.۸ میلی متر تعداد هادی در شیار : ۶۲ مسیرهای موازی : ۲

از نرم افزار ANSYS جهت آنالیز اجزاء محدود استفاده شده است. به دلیل آنکه مقاومت هادی‌ها به فرکانس یا تحریک بستگی ندارد، لازم نیست مقاومت توسط ANSYS محاسبه شود. برای محاسبه اندوکتانس، ابتدا باید یک شیار تنها از موتور شکل بگیرد. سپس ۵ نوع ماده موجود در مدل تعریف گردد (شامل فاصله هوایی، هسته، هادی‌ها، روتور و عایق) و نهایتاً جنس هر قسمت در مدل تعیین گردد و بارگذاری انجام شود. با انجام آنالیز روی میدان الکترومغناطیسی موجود، پارامترها به دست می‌آیند. برخی از مقادیر مربوط به اندوکتانس خودی حلقه‌ها در جدول ۳-۱ آورده شده است. همانطور که در شکل ۲-۱۹ نشان داده شده است، خطوط مغناطیسی در زیر شیار بسیار متراکم هستند. با حرکت به سمت بالای شیار، این خطوط از هم فاصله گرفته و بالطبع اندوکتانس هر حلقه نیز کاهش می‌یابد.

جدول ۲-۱: مقادیر اندوكتانس خودی حلقه ها

Turn	Induc. (H)	Turn	Induc. (H)
1	0.4758E-4	21	0.5302E-4
2	0.4698E-4	22	0.5303E-4
3	0.4698E-4	23	0.5303E-4
4	0.4758E-4	24	0.5302E-4
42	0.5581E-4	46	0.5581E-4
43	0.5585E-4	61	0.5641E-4
44	0.5586E-4	62	0.5641E-4
45	0.5585E-4		



شکل ۲-۱۹: توزیع خطوط مغناطیسی

اندوكتانس هر حلقه توسط معادله 3-49 قابل دستیابی است :

$$M_{1-2} = k\sqrt{(L_1 * L_2)} \quad (2-50)$$

که در معادله ۳-۴۹، K ضریب کوپلینگ است که در بازه [0.8-0.9] قرار دارد. برای محاسبه ی خازن های موجود در مدل، تنها نیاز به آنالیز میدان الکترواستاتیک می باشد. بخشی از نتایج محاسبه شده در جدول ۲-3 آورده شده است. تمامی مقادیر برای هادی با طول واحد محاسبه شده اند. عمق شیار نیز 0.1m تنظیم شده است. بنابراین تمامی مقادیر جدول ۲-3 باید بر 10 تقسیم شوند تا مقادیر واقعی خازن به دست آید.

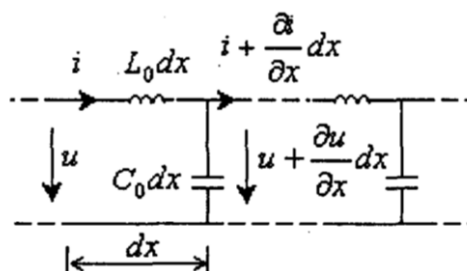
جدول ۲-۲: مقادیر خازن های بدست آمده

	Turn1	Turn2	Turn3	Turn4
Turn1	0.31810 E-09	0.15364 E-11	0.20097 E-12	0.12643 E-13
Turn2		0.63426 E-10	0.15442 E-11	0.20021 E-12
Turn3			0.63660 E-10	0.15363 E-11
Turn4				0.32260 E-09

همانطور که در جدول ۲-۲ نشان داده شده است، خازن توزیع شده به موقعیت هادی بستگی دارد. خازن ها در نزدیکی دیواره شیار بزرگتر هستند. کوچکترین خازن در وسط شیار می باشد و از نظر اندازه یک تا دو مرتبه از خازن در نزدیکی دیواره کوچکتر است. کوپلینگ خازنی حلقه به حلقه به موقعیت دو حلقه بستگی دارد. به طور معمول، خازن کوپلینگ از خازن خودی کوچکتر است. در ورای دو حلقه، خازن کوپلینگ کوچکتر نیز خواهد بود.

۲-۴-۳- آنالیز توزیع ولتاژ در دامنه زمانی

زمانی که موج پالسی درون سیم پیچ ها ارسال می شود، بخشی از جریان از طریق هادی سیم پیچ ها برقرار می شود. بخشی از آن از طریق خازن میان حلقه ها جریان می یابد و بخش دیگر از طریق خازن حلقه به زمین مسیر خود را می بیند. لذا در هر بخش از سیم پیچ، جریان متفاوتی برقرار می شود. جهت سهولت در محاسبه، مقاومت سیم پیچ، خازن و اندوکتانس متقابل در نظر گرفته نشده اند. همچنین فرض شده پارامترها به شکل یکنواخت توزیع شده اند. مدار معادل می تواند مانند شکل ۳-۲۰ ساده گردد. در این مدل، L_0 و C_0 به ترتیب اندوکتانس و خازن واحد طول سیم پیچ هستند. ولتاژ سیم پیچ است که x متر از انتهای خط فاصله دارد. ولتاژ در $x+dx$ برابر $u + \frac{\partial u}{\partial x} dx$ می باشد. بدون توجه به تلفات سیم پیچ، توزیع ولتاژ در سیم پیچ ها می تواند به عنوان انتقال موج پالسی ولتاژ در یک خط بدون تلفات در نظر گرفته شود.



شکل ۲-۲۰: مدار معادل سیم پیچ

براساس تئوری خط انتقال، معادلات می توانند به شکل زیر به دست آیند:

$$\begin{cases} -\left(\frac{\partial u}{\partial x}\right) = L_0 \left(\frac{\partial i}{\partial t}\right) \\ -\left(\frac{\partial i}{\partial x}\right) = C_0 \left(\frac{\partial u}{\partial t}\right) \end{cases} \quad (2-51)$$

با دیفرانسیل گیری از معادله ۵۱-۲ بر حسب x و جایگذاری نتایج داریم:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -L_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial i}{\partial x} \right) = L_0 C_0 \left(\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \right) \quad (2-52)$$

به همین ترتیب :

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = L_0 C_0 \left(\frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \right) \quad (2-53)$$

با بازنویسی 3-53 در محاسبات اپراتوری داریم :

$$u(x, t) \Leftrightarrow U(x, p) \quad , \quad i(x, t) \Leftrightarrow I(x, p)$$

که در اینجا p یک اپراتور است.

$$\frac{d}{dx^2} U(x, p) = \gamma^2(p) U(x, p) \quad (2-54)$$

که در آن :

$$\gamma^2(p) = L_0 C_0 p^2$$

پاسخ عمومی معادله 3-54 عبارت است از :

$$U(x, p) = A e^{\gamma x} + B e^{-\gamma x} \quad (2-55)$$

A و B ضرایب نامعینی هستند که به شرایط اولیه و شرایط مرزی بستگی دارند. برای موتور سه فاز با اتصال ستاره، در یک زمان مشخص، ولتاژ پالسی تنها از طریق یک فاز به داخل موتور ارسال می‌شود. در حقیقت، سیم پیچ دو فاز به طور سری در معرض ولتاژ هستند که مرکز ستاره، نقطه میانی دو فاز خواهد بود.

از آنجا که امپدانس موتور بسیار بزرگتر از کابل رابط است، مرکز سیم پیچی می‌تواند به عنوان یک نقطه مرجع جهت آنالیز توزیع ولتاژ روی سیم پیچ هرفاز گردد. با این فرض که ولتاژ اعمالی به موتور به شکل موج مربعی با دامنه U_0 است و طول کلاف یک فاز نیز l متر است، شرایط مرزی به شکل زیر می‌باشد:

$$x = 0, u = U_0, x = l, i = 0$$

لذا می‌توان نوشت :

$$\left. \frac{dU}{dx} \right|_{x=l} = 0$$

با قرار دادن شرایط مرزی در ۵۵-۲ و مشتق آن داریم:

$$A = \frac{U_0 e^{-\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} \quad , \quad B = \frac{U_0 e^{\gamma l}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}} \quad (2-56)$$

$$U(x, p) = U_0 e^{\gamma(l-x)} + \frac{e^{-\gamma(l-x)}}{e^{\gamma l} + e^{-\gamma x}} = U_0 \frac{\cosh(\gamma(l-x))}{\cosh(\gamma l)}$$

با تابع معکوس گیری، عبارت با دامنه زمانی برای پتانسیل الکتریکی در هر نقطه به دست می‌آید:

$$u(x, t) = U_0 \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin \mu_k x \cos \omega_k t \right] \quad (2-57)$$

$$A_k = \frac{4}{(2k-l)\pi} \quad , \quad \mu_k = \frac{(2k-l)\pi}{2l} \quad , \quad \omega_k = -\frac{(2k-l)\pi}{2\sqrt{L_0 C_0}} \quad (k = 1, 2, 3, \dots)$$

ω_k فرکانس زاویه ای نوسان و μ_k دامنه ی هارمونیک فضایی می باشد. همانطور که در 3-57 نشان داده شد، ولتاژ هر نقطه در سیم پیچ، تابعی از ولتاژ ورودی، موقعیت نقطه مورد نظر و زمان می باشد.

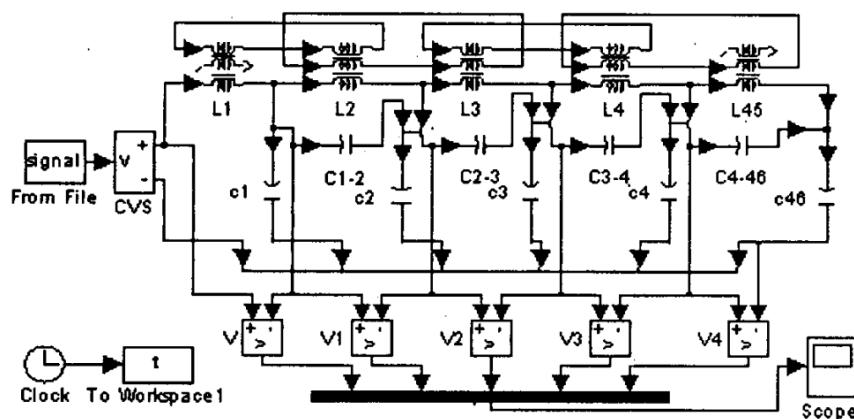
توزیع ولتاژ یک مسیر نوسانی است که وابسته به شکل ولتاژ ایمپالسی است. هرچه تغییرات جبهه موج بزرگتر باشد، نوسانات بزرگتر خواهند بود. به دلیل اندوکتانس شنت موجود در مدل، هرچه تغییرات کمتر باشد، توزیع دائمی ولتاژ به حالت اولیه نزدیکتر خواهد بود. بدین گونه نوسانات نرم تر می شوند و در نتیجه بیشینه ولتاژ و تغییرات ولتاژ نیز در سیم پیچ کاهش می یابد.

۲-۴-۴- شبیه سازی توزیع ولتاژ در سیم پیچی موتور

جهت اثبات توزیع نامتقارن ولتاژ روی سیم پیچ موتور، مدل مداری با پارامترهای توزیع شده توسط نرم افزار متلب تشکیل گردید. با آنالیز توزیع ولتاژ پالسی در سیم پیچ، دلیل اساسی خطای زود هنگام در عایق موتور قابل دستیابی است.

۲-۴-۴-۱- توزیع ولتاژ میان حلقه ها

یک مدار دارای پارامترهای توزیع شده با ۵۰ حلقه به فرم شکل 2-21 تشکیل شده است. توزیع غیریکنواخت ولتاژ غالباً در چند حلقه ی ابتدایی رخ می دهد. بنابراین در این مدل تنها پارامترهای مربوط به ۴ دور اولیه جایگذاری شده و ۴۶ حلقه دیگر در یک مدار معادل خلاصه شده اند.



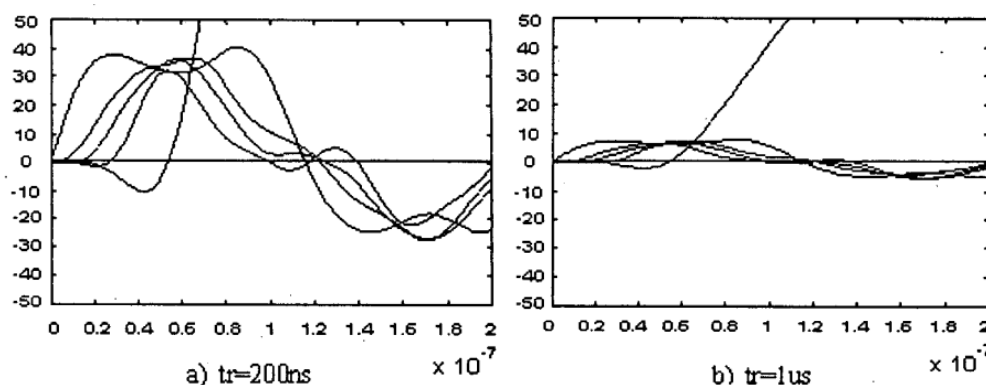
شکل ۲-۲۱: شبیه سازی ولتاژ توزیع شده

اندوکتانس متقابل میان حلقه ها توسط حلقه های توزیع شده پیاده سازی شده اند. سیگنالهای ورودی توسط یک فایل جداگانه تشکیل شده اند که می تواند پالس تنها یا PWM تولید نماید. ولتاژ هر حلقه نیز به عنوان خروجی نمایش داده می شود. نتایج زیر با آنالیز یک پالس تنها به عنوان ورودی می توانند حاصل شوند:

- هرچه زمان خیز پالس ورودی کاهش می یابد (پالس نوک تیزتر می شود)، ولتاژ در هر حلقه به شدت کاهش می یابد و توزیع ولتاژ با غیریکنواختی بیشتری انجام می شود. دلیل آن می تواند از آنالیز با دامنه زمانی در بخش گذشته به دست بیاید. هرچه زمان خیز کاهش پیدا می کند، تغییرات جبهه موج سریعتر می شود و نوسانات ولتاژ در سیم پیچ شدیدتر می شود. در نتیجه توزیع ولتاژ غیریکنواخت تر می شود.
- هرچه اندوکتانس هر حلقه بزرگتر می شود، توزیع ولتاژ غیریکنواخت تر می شود و نوسان ولتاژ در سیم پیچ شدیدتر می شود. در مقابل، هرچه اندوکتانس متقابل حلقه ها بزرگتر می شود، ولتاژ به شکل یکنواخت تر توزیع می شود. از منظر تئوری، اندوکتانس می تواند در مقابل ایجاد جریان مقاومت کند. بنابراین هرچه اندوکتانس بیشتر شود، برای جریان مشکل تر است که شارش پیدا کند. لذا ولتاژ روی چند حلقه ابتدایی بزرگتر است. به دلیل آنکه جریان های حلقه ها در جهت یکسان حرکت می کنند، بخشی از جریان با حلقه های پشتی (قبلی) خود از طریق اندوکتانس متقابل کوپلینگ دارند که ولتاژ را در حلقه های پشتی افزایش می دهد. بنابراین این امر برای توزیع یکنواخت ولتاژ مفید است.

– خازن حلقه به زمین C1 در حلقه ی اول اثرات مشهودی بر توزیع ولتاژ دارد. خازن C1 بزرگتر باعث ولتاژ بزرگتر بر روی حلقه ی ابتدایی می گردد. به دلیل آنکه خازن حلقه به حلقه بسیار کوچکتر از خازن حلقه به زمین است، تاثیر کمی در توزیع ولتاژ دارد. اگر خازن حلقه به حلقه بسیار بزرگتر بود، این امر جهت توزیع یکنواخت ولتاژ مفید می بود زیرا خازن حلقه به حلقه می تواند ولتاژ را به حلقه پستی انتقال دهد، بنابراین خازن حلقه به حلقه بزرگتر باعث یکنواختی بیشتر در توزیع ولتاژ می گردد.

همانطور که در شکل 2-22 نمایش داده شده است، منحنی ها نمایشگر ولتاژ حلقه های ۱ تا ۴ هستند. t_r به معنی زمان خیز جبهه موج است. زمانی که رشته پالس های PWM وارد می شوند، توزیع ولتاژ همانند یک پالس تنها می باشد و به پارامترهای توزیع شده بستگی دارد با این تفاوت که دامنه ولتاژ به دلیل هم پوشانی های ناشی از تکرار مداوم پالس ها متفاوت است.



شکل ۲-۲۲: توزیع ولتاژ میان حلقه ها با t_r متفاوت

۲-۴-۴-۲- توزیع ولتاژ میان سیم پیچ ها

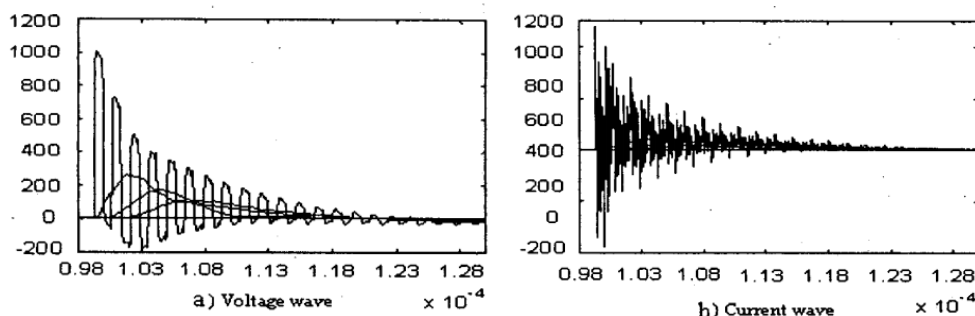
همانطور که در شکل 2-21 نشان داده شده است، ۴ حلقه سیم پیچ به شکل سری ایجاد شده است. با بررسی ولتاژها و جریان می توان به قواعد زیر دست پیدا کرد:

– ولتاژ در سیم پیچ ها به شکل غیر یکنواخت توزیع می شود. ولتاژ در دور اول (نزدیک به انتهای خط) بیشترین مقدار را دارد و در دورهای بعدی کاهش می یابد. دلیل این پدیده آن است که گرادیان ولتاژ پالس ورودی بسیار بزرگ است و به این دلیل، خازن های حلقه به زمین باعث ایجاد ولتاژ بزرگی روی حلقه ابتدایی می شوند.

– زمانی که ولتاژ پالسی به حلقه بعدی منتقل می شود، به دلیل اثر تاخیر در دور اول، جبهه موج نرم تر می شود. بنابراین ولتاژهای سیم پیچ های پستی یکنواخت تر هستند. این مقاله همچنین توزیع ولتاژ و جریان با زمان های خیز متفاوت و کابل طویل میان اینورتر و موتور را مورد بررسی قرار داده است. در غیاب کابل رابط طویل میان اینورتر و موتور، زمان خیز پالس ها تاثیر چندانی بر توزیع ولتاژ ندارد و تنها اثر آن بر میزان جریان در حلقه اولیه است. هرچه زمان خیز کمتر می شود (پالس تیز تر شده) و جریان حلقه اول بزرگتر می شود. همچنین زمان خیز بر نوسانات ایجاد شده نیز همین اثر را دارد.

– زمانی که یک کابل طویل اینورتر و موتور را به هم متصل می کند، یک اضافه ولتاژ نوسانی در ترمینال موتور رخ می دهد که استرس ولتاژ را بر سیم پیچ ها افزایش می دهد. همانطور که در شکل 2-23 نمایش داده شده است، شبیه سازی نشانگر این است که با وجود آنکه پس از اتصال اینورتر به موتور با یک کابل بلند ولتاژ در سیم پیچ اول به طرز مشهودی افزایش می یابد، ولتاژ دورهای بعدی افزایش زیادی پیدا نمی کند.

– ولتاژ نوسانی ترمینال باعث نوسان ولتاژ در سیم پیچ اول می شود و فرکانس آن نیز به طول کابل بستگی دارد. هرچه کابل طویل تر باشد، فرکانس نوسان کمتر خواهد بود. نوسان ولتاژ در دور اول باعث بدتر شدن وضعیت عایقی و افزایش احتمال خطا می گردد.



شکل ۲۳-۲: توزیع ولتاژ و جریان درون سیم پیچ با کابل واسطه طولی

۲-۴-۳- نتیجه گیری

- به دلیل dv/dt بزرگ در تحریک موتور، توزیع ولتاژ نامتقارن ایجاد می‌شود که باعث به وجود آمدن اضافه ولتاژهای بزرگ مخصوصا در حلقه‌های ابتدایی کلاف سیم پیچی می‌شود.
- هرچه اندوکتانس یا خازن حلقه به زمین افزایش یابد، توزیع ولتاژ غیر یکنواخت تر می‌شود. در مقابل، اندوکتانس میان حلقه‌ها یا خازن متقابل برای توزیع یکنواخت ولتاژ مفید هستند.
- با استفاده از نرم افزار جهت آنالیز میدان مغناطیسی در شیار، پارامترهای توزیع شده هر حلقه قابل دستیابی هستند.
- نتایج بیان می‌کند که پارامترهای توزیع شده نه تنها به ویژگی‌های ذاتی حلقه موردنظر، بلکه به موقعیت آن نیز بستگی دارد.
- در مورد اندوکتانس‌ها نیز باید گفت که اندوکتانس هر حلقه در پایین شیار بسیار بزرگتر از حلقه‌های بالایی است و در مورد خازن‌ها، خازن‌های مربوط به حلقه‌های نزدیک به دیواره‌های شیار بسیار بزرگتر از حلقه‌های وسط شیار هستند.
- اندوکتانس متقابل و خازن میان حلقه‌ها به فاصله میان حلقه‌ها بستگی دارد.

۲-۵- مدل فرکانس بالای ارائه شده برای موتور PMSM با روش MTL

ماشین‌های الکتریکی گردان همراه با درایوهای الکترونیکی قدرت تجهیزات معمول در سیستم‌های محرکه الکتریکی هستند. وجود ولتاژ شفت ماشین‌های الکتریکی با شکل موج سینوسی در میان پژوهشگران یک معضل شناخته شده است. به دلیل وجود این ولتاژ جریان‌های شفت از طریق سطح یاتاقان مسیر خود را کامل می‌کنند. ولتاژ و جریان شفت می‌تواند با توجه به رنگ روغن درون یاتاقان‌ها، سوراخ شدگی‌های داخل یاتاقان و تغییر شکل شفت مشخص گردند. جهت جلوگیری از تنش مکانیکی و خطای احتمالی، چگالی جریان در سطح یاتاقان نباید از مقدار 1 Amp/in^2 تجاوز نماید. یک اینورتر منبع ولتاژ با روش‌های کنترل PWM می‌تواند جریان یاتاقان بیشتری در ماشین الکتریکی ایجاد نماید. اینورتر، ولتاژهای وجه مشترک بر روی سیم پیچ‌های استاتور ایجاد می‌کند و جریانی ناشی از کوپلینگ خازنی بر روی یاتاقان‌ها جاری می‌شود.

اگر یک ماشین توسط ورقه‌های فلزی و لایه‌های عایق در فاصله هوایی میان روتور و استاتور شیلد شده باشد و یا صفحات مسی بر روی سطح داخلی شیارهای استاتور قرار گرفته باشد، جریان‌ها و ولتاژ شفت کاهش یافته و یا ناپدید می‌شوند. رابطه میان جریان و ولتاژ شفت، می‌تواند توسط خازن‌های پارازیتی در ماشین تحت تاثیر قرار بگیرند. این امکان وجود دارد که اثرات سوء جریان‌های ایجاد شده توسط یک اینورتر PWM منبع ولتاژ را کاهش داد. روش‌های کلیدزنی سخت و نرم و تکنیک‌های محدود کننده کلیدزنی در اینورترهای سه سطحی برای کاهش جریان و ولتاژ شفت ارائه شده اند.

طول کابل و عایق یاتاقان به ترتیب می‌توانند بر دامنه ولتاژ و جریان شفت تاثیرگذار باشند. عدم تقارن در اندوکتانس و کاپاسیتانس هادی‌ها در یک ماشین الکتریکی با فاصله هوایی نامتقارن می‌تواند ولتاژ و جریان شفت را افزایش دهد. فیلترهای تفاضلی و وجه مشترک برای سیستم‌های موتور-اینورتر می‌توانند با افزودن یک مدار امپدانس میان ماشین و اینورتر، دامنه ولتاژ

شفت را کاهش دهند. قرار دادن مواد عایق میان سطح خارجی یاتاقان و بدنه ماشین، می‌تواند از برقراری جریان‌های یاتاقان ناشی از ولتاژ شفت جلوگیری کند.

مرجع [۳۸]، یک مدل مداری با عناصر فشرده را برای ماشین الکتریکی با هدف بررسی تداخلات الکترومغناطیسی (EMI^1) و ولتاژ شفت ارائه کرده است. در مدل آنها، کاپاسیتانس‌های هادی‌های استاتور و بدنه موتور برپایه آنالیز نظری و نتایج حاصل از اندازه‌گیری به دست آمده اند. به هرحال مدل ارائه شده قادر نبوده است که ولتاژ شفت و EMI را در فرکانس‌های بالا مورد بررسی قرار دهد. کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ استاتور و بدنه روتور به طرز موثری باعث ایجاد ولتاژ شفت می‌گردد.

در مرحله طراحی یک ماشین الکتریکی، استفاده از ابعاد صحیح برای شیار استاتور، فاصله هوایی میان دندانه شیار و سیم پیچی استاتور و ارتفاع دندانه شیار، ولتاژ القاء شده روی شفت و اثرات مخرب جریان روی یاتاقان‌ها را کاهش می‌دهد. سیم پیچی استاتور می‌تواند (با استفاده از ترکیبی از تبدیلات کلارک و ماکسول) به شکل یک خط انتقال چند سیمه سه فاز مدل گردد.

به دلیل عمق نفوذ کم هسته‌های مغناطیسی در ماشین‌های دوار تحت شرایط تحریک فرکانس بالا، لازم است بدنه روتور و هادی‌های استاتور، با استفاده از تئوری انتشار امواج توصیف شود. کاپاسیتانس و اندوکتانس هادی‌ها و بدنه روتور، می‌تواند با استفاده از روش اجزاء محدود (FEM) مدل گردند.

Mc.Laren و Oraee [۳۹] جهت یافتن کاپاسیتانس و اندوکتانس سیم پیچ‌های نواحی شیار و پیشانی کلاف‌های سیم پیچ استاتور از یک مدل دوبعدی FEM استفاده کرده اند. در مطالعه آنها، هادی‌های استاتور به عنوان یک خط انتقال چندسیمه متصل شده به صورت سری نشان داده شده اند. Wang [۴۰] با استفاده از مدل‌سازی کابل رابط میان ماشین و اینورتر به عنوان یک خط انتقال و در نظر گرفتن ماشین القائی به عنوان یک عنصر فشرده، تخمین دقیقی از ولتاژ هادی به دست آورده است. در این روش سیم پیچ استاتور و بدنه روتور به شکل توزیع شده مدل نشده اند و نمی‌توان از آن جهت به دست آوردن توزیع داخلی ولتاژ و همچنین ولتاژ شفت به شکل دقیق استفاده کرد. چندین مورد پژوهشی، سعی بر آن داشته اند تا EMI جریان یاتاقان و تلفات را مدل‌سازی کنند. Vivo [۴۱]، یک خط انتقال چندسیمه برای کلاف‌های استاتور و آن قسمت از شفت روتور که نزدیک به یک شیار است، معرفی کرد.

در این مدل، قسمت شفت روتور توسط یک هادی به ازای هر شیار نشان داده شده است. به هرحال شفت روتور به ازای هر کلاف چندین بار در معادلات سیستم مورد استفاده قرار گرفته است. بنابراین لازم است تا یک روش با دقت و بهره وری بالاتر جهت مدل‌سازی و شبیه سازی EMI جریان یاتاقان و ولتاژ مبدل و ماشین‌های الکتریکی ارائه گردد.

این مقاله یک مدل گسسته جهت مطالعه ی توزیع ولتاژ در سیم پیچ استاتور، شفت روتور و یاتاقان‌های ماشین‌های الکتریکی معرفی می‌کند. سیم پیچ استاتور و شفت روتور بر پایه ی تئوری خط انتقال چندسیمه در modal domain مدل‌سازی گردیده اند. در این domain، یک خط انتقال با n هادی به n هادی مجزا همراه با n تا system mode تبدیل شده است. ماتریس‌های تبدیل مودال، با استفاده از بردارهای ویژه ماتریس‌های کاپاسیتانس و اندوکتانس سیستم به دست آمده اند.

توزیع جریان ولتاژ روی هادی‌های استاتور و شفت روتور، شبیه سازی شده و نتایج ارائه شده است. طول کابل، زمان خیز ولتاژ منبع و عدم تقارن فاصله ی هوایی که بر توزیع جریان و ولتاژ در ماشین الکتریکی تاثیرگذار هستند نیز مورد بررسی قرار گرفته اند.

۲-۵-۱- مدل امواج سیار برای ماشین‌های الکتریکی با هدف بررسی ولتاژ شفت

این بخش یک مدل گسسته برای شفت روتور و سیم پیچ استاتور یک موتور الکتریکی ارائه می‌کند. نظریه خط انتقال چند سیمه جهت مدل‌سازی کابل رابط، سیم پیچ استاتور و شفت روتور مورد استفاده قرار گرفته است. هادی‌های استفاده شده در سیم پیچ استاتور شبیه به یک خط انتقال چندسیمه همراه با کوپلینگ‌های الکتریکی و مغناطیسی هستند. نظریه مودال (modal theory) بر معادلات امواج سیم پیچ اعمال شده تا مدل گسسته برای سیم پیچ ماشین الکتریکی به دست آید. توزیع ولتاژ در سیم

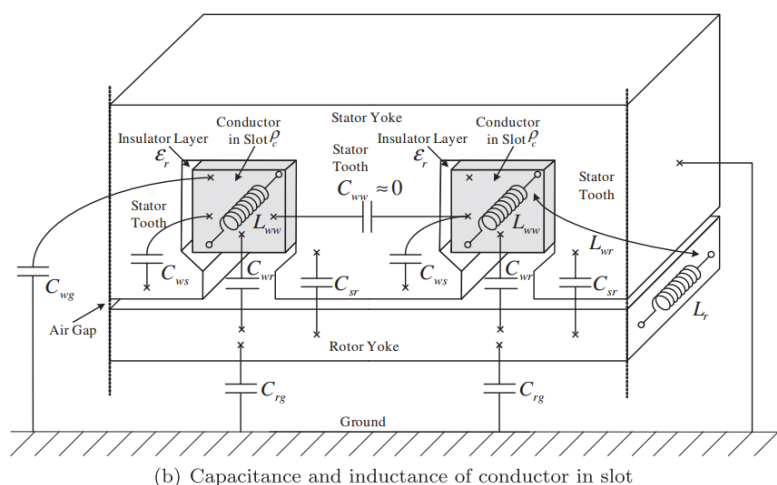
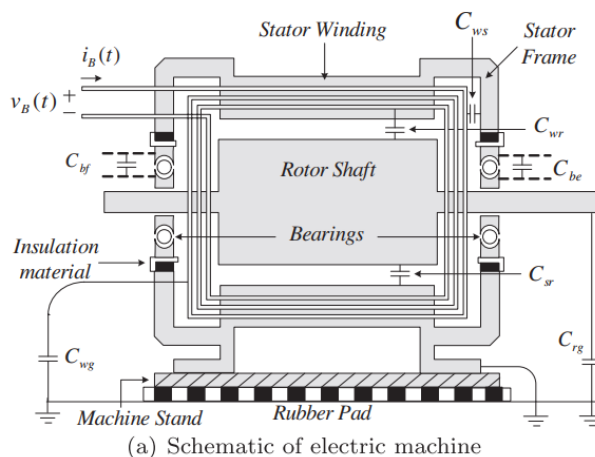
¹ Electromagnetic Interference

پیچ، شفت روتور و یاتاقان‌ها به وسیله شبیه سازی عددی و تحت شرایط متقارن به دست آمده و با نتایج انتشار یافته مربوط به روش دامنه زمانی مقایسه گردیده است.

۲-۵-۲- کاپاسیتانس و اندوکتانس در یک ماشین الکتریکی

ولتاژ توزیع شده روی یک کلاف به ویژگی‌های عایق الکتریکی به ابعاد شیار ماشین الکتریکی بستگی دارد. زمانی که یک ماشین الکتریکی توسط یک اینورتر منبع ولتاژ سوئیچینگ تغذیه می‌شود، ولتاژ وجه مشترک با دامنه و فرکانس بالا بر روی کلاف‌های استاتور تولید می‌شوند.

یک پروفیل ناخواسته برای ولتاژ توزیع شده می‌تواند منجر به تخلیه ی جزئی درون مواد عایق گردد. برای مدل‌سازی این پدیده لازم است کاپاسیتانس و اندوکتانس پارازیتی کوپلینگ میان تمام اجزای یک ماشین الکتریکی معین شود. خازن‌های میان‌هادی‌های استاتور و بدنه ی استاتور (CWS)، و بدنه ی روتور (CWR) در شکل (2-24) نمایش داده شده اند. این خازن‌ها می‌توانند در فرکانس‌های بالا اثرات ناخواسته ی قابل توجهی داشته باشند. Crg، Csg و Cwg به ترتیب خازن‌های مربوط به استاتور، روتور و هادی‌ها نسبت به زمین هستند. زمانی که مشخصات مواد و ابعاد موتور با جزئیات در دسترس باشند، این خازن‌ها می‌توانند توسط FEM به دست آیند. خازن فاصله هوایی (Csr)، کوپلینگ الکتریکی میان استاتور و روتور را ایجاد می‌کند. بخش‌های ثابت و گردان برخی یاتاقان‌ها ممکن است مانند آنچه در شکل 2-24 a برای خازن‌های یاتاقان (Cbe و Cbf) نشان داده شد، عایق باشند.



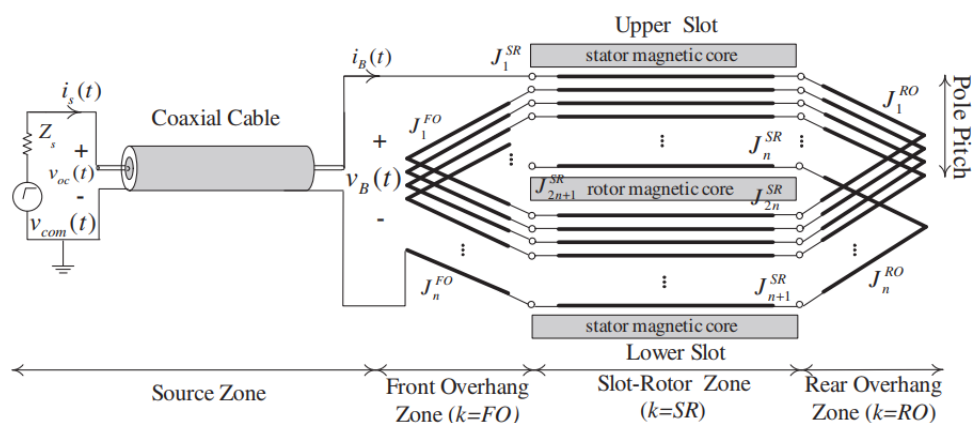
شکل ۲-۲۴: ساختمان ماشین الکتریکی با اندوکتانس و خازن‌های پارازیتی

شکل ۲-۲۴ برش عرضی از یک هادی درون یک شیار با مقاومت مفروض ρ_b است که توسط لایه ای با گذردهی نسبی ϵ_r عایق شده است. هادی می‌تواند در مجاورت چندین عایق با ضخامت‌ها و ثوابت دی الکتریک متفاوت باشد. جزئیات ساختمان هادی‌های درون شیار در شکل 2-25 نشان داده شده اند. دی الکتریک‌ها به فرم خطی، همسان و همگن داده شده اند. زمانی که از تلفات دی الکتریک عایق صرف‌نظر می‌شود، خطای محاسباتی کمتر از یک درصد است [۴۲].

هادی‌های درون شیار، استاتور و بدنه روتور می‌توانند جریان‌های بزرگی را تجربه کنند. اندوکتانس‌های خودی و متقابل تمام اجزای یک ماشین الکتریکی در شکل 2-24 b نمایش داده شده است. L_{ww} و L_r به ترتیب اندوکتانس‌های خودی هادی‌ها و بدنه موتور است. L_{wr} اندوکتانس متقابل میان هادی استاتور و بدنه روتور است. ماتریس‌های کاپاسیتانس (C_k) و اندوکتانس (L_k) می‌توانند در بخش‌های مختلف یک ماشین الکتریکی با استفاده از ساختار شکل 2-24 b به دست آیند. این ماتریس‌ها مقارن هستند و می‌توانند جهت یافتن مدل انتشار موج ماشین الکتریکی در فرکانس‌های بالا استفاده شوند.

۲-۵-۳- مدل خط انتقال سیم پیچ استاتور

کوپلینگ میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی بر ولتاژ و جریان تمامی هادی‌های یک ناحیه (zone) تاثیر می‌گذارد. شکل 25-2 مدل ساده ای از سیم پیچ استاتور با n کلاف در نواحی مختلف است. این کلاف‌ها به وسیله چهار هادی در نواحی پیشانی جلویی کلاف (FO)، شیار-روتور (SR) و پیشانی پشتی کلاف (RO) شکل یافته اند. آنها می‌توانند به چهار بخش با اتصال سری تقسیم شوند.



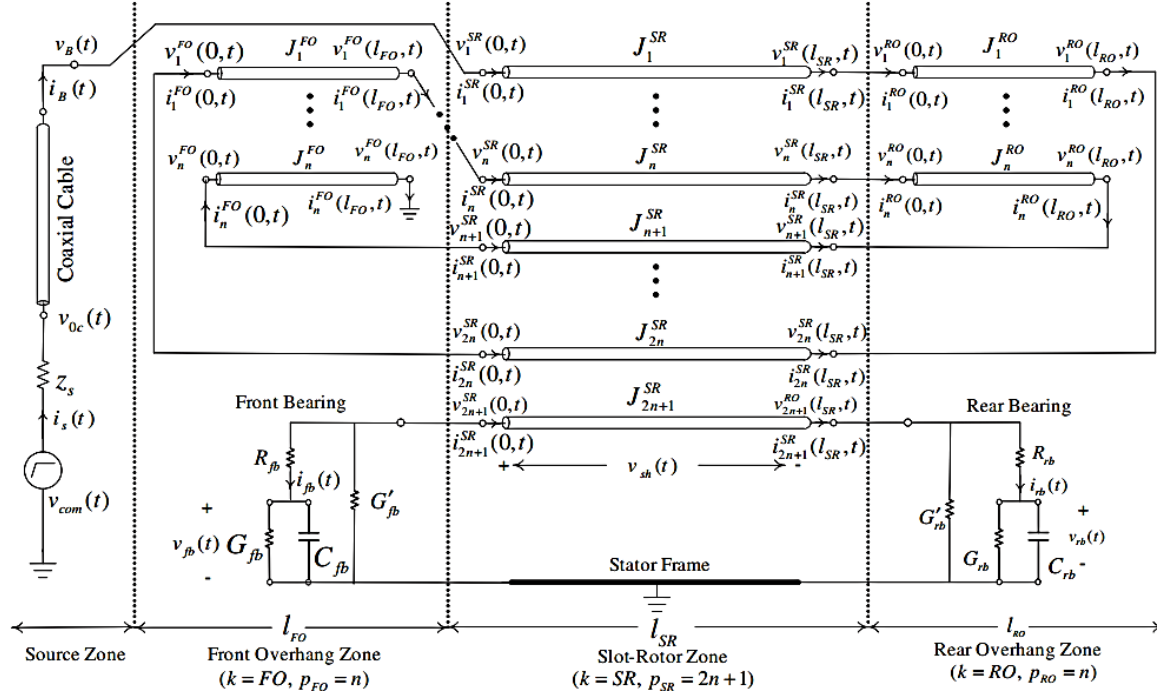
شکل ۲۵-۲: سیم پیچی استاتور متصل شده به یک منبع وجه مشترک ولتاژ

ناحیه SR، هسته مغناطیسی یک ماشین الکتریکی است. در این ناحیه، هادی‌ها درون شیارهای استاتور قرار گرفته اند. نواحی FO و RO بیرون از شیارها و در قسمت‌های پیشانی کلاف هستند. شکل 25-2 به ترتیب نشان دهنده J_n^{FO} ، J_n^{SR} و J_n^{RO} داخل n امین هادی از هسته استاتور، در نواحی FO، SR و RO می‌باشد. هادی‌های درون یک ناحیه می‌توانند کوپلینگ داشته باشند؛ بنابراین آن بخش از سیم پیچ که درون ناحیه مدنظر است، می‌تواند به عنوان یک خط انتقال چندسیمه با شرایط مرزی مشخص فرض شود. هادی‌ها درون نواحی مختلف (با اندیس‌های مختلف k)، نمی‌توانند مستقیماً با یکدیگر کوپلینگ داشته باشند. شکل 26-2، مدل خط انتقال چندسیمه مربوط به سیم پیچی ماشین الکتریکی شکل 25-2 را در سه ناحیه نشان می‌دهد. ماتریس‌های اندوکتانس و کاپاسیتانس هادی‌های درون یک ناحیه با استفاده از FEM قابل دستیابی هستند.

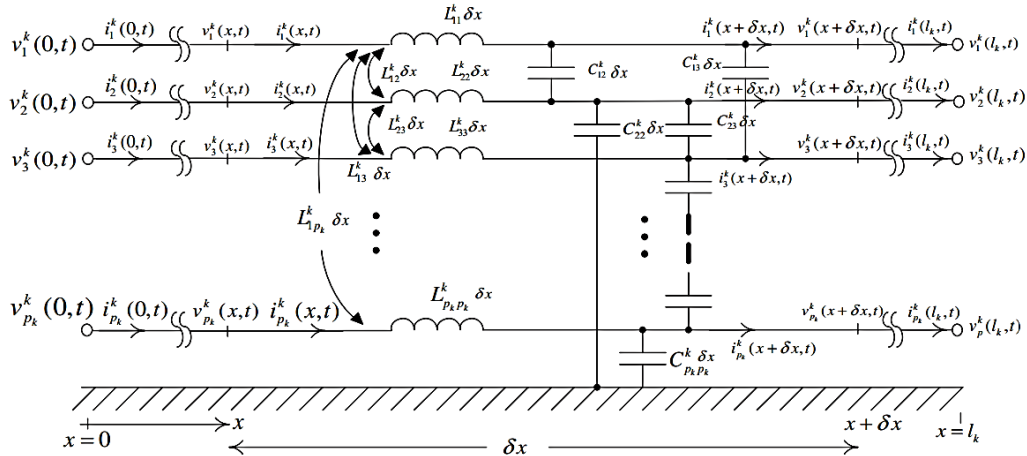
۲-۵-۴- مدل امواج سیار خط انتقال چندسیمه

مدل امواج سیار مربوط به یک خط انتقال چندسیمه با سه ناحیه، جهت تست رفتار فرکانس بالای سیم پیچ استاتور یک ماشین الکتریکی مورد استفاده قرار گرفت. شکل 26-2، سه خط انتقال با p_k هادی در نواحی FO، SR و RO نشان می‌دهد. تعداد

هادی‌ها (p_k) در نواحی FO، SR و RO به ترتیب n ، $2n+1$ و n می‌باشد. هادی‌های نواحی مختلف دارای کوپلینگ نیستند. شکل 2-27، خطوط انتقال چندسیمه را برای نواحی FO، SR و RO نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲۶: مدل خط انتقال سیم پیچ استاتور



شکل ۲-۲۷: خط انتقال با P_k هادی در ناحیه k

معادلات امواج سیار در ناحیه k ($k=FO, SR, RO$) می‌توانند به شکل 2-58 نوشته شوند:

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_k(x, t)}{\partial x} &= -L_k \frac{\partial i_k(x, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i_k(x, t)}{\partial x} &= -C_k \frac{\partial v_k(x, t)}{\partial t} \end{aligned} \quad k = FO, SR \text{ and } RO \quad (2-58)$$

که در آن‌ها، C_k و L_k به ترتیب ماتریس‌های کاپاسیتانس و اندوکتانس واحد طول برای تعداد p_k عدد هادی می‌باشند. همچنین $i_k(x, t)$ و $v_k(x, t)$ بردارهای جریان و ولتاژ خط انتقال در ناحیه k در x و t هستند. این بردارها به شکل زیر تعریف شده‌اند:

$$v_k(x, t) = (v_1^k(x, t) \quad v_2^k(x, t) \quad \dots \quad v_{p_k}^k(x, t))^T \quad (2-59)$$

$$i_k(x, t) = (i_1^k(x, t) \quad i_2^k(x, t) \quad \dots \quad i_{p_k}^k(x, t))^T$$

بالانویس T به معنی ترانهاده ماتریس یا بردار است. LFO، LRO، CFO و CRO ماتریس‌های متقارن $n \times n$ پریونیت هستند.

این ماتریس‌ها، اندوکتانس و خازن شنت توزیع شده متعلق به n هادی خط انتقال در نواحی FO و RO را نمایش می‌دهند. LSR و CSR ماتریس‌های متقارن $(2n+1) \times (2n+1)$ هستند که اندوکتانس و کاپاسیتانس توزیع شده خط انتقال با $(2n+1)$ هادی را به شکل پریونیت نمایش می‌دهد. این ماتریس‌ها می‌توانند به شکل زیر پیشنهاد گردند:

$$L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{us} & L_{uls} & L_m \\ L_{uls}^T & L_{ls} & \\ L_m^T & & L_r \end{bmatrix} \quad (2-60)$$

$$C_{sr} = \begin{bmatrix} C_{us} & 0_n & C_m \\ 0_n & C_{ls} & \\ C_m^T & & c_r \end{bmatrix} \quad (2-61)$$

که در آن L_{us} ، L_{ls} و L_{uls} به ترتیب ماتریس‌های $n \times n$ مربوط به اندوکتانس‌های بالایی، پایینی و متقابل شیارها هستند. C_{us} و C_{ls} نیز ماتریس‌های کاپاسیتانس بالایی و پایینی متعلق به n هادی در شیارهای بالایی و پایینی هستند. L_m و C_m بردارهای $2n \times 1$ ستونی جهت نمایش اندوکتانس و خازن کوپلینگ میان روتور و تعداد 2n هادی و L_r و C_r ، دو مقدار اسکالر از اندوکتانس خودی و خازن روتور هستند. 0_n نشان دهنده ی یک ماتریس قطری صفر است. معادلات موج سیار در (2-58)، به شکل زیر حوزه دامنه فرکانسی تبدیل یافته اند:

$$\frac{d^2}{dx^2} V_k(x, s) = s^2 \Gamma_k^2 V_k(x, s) \quad (2-62)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} I_k(x, s) = s^2 (\Gamma_k^2)^T I_k(x, s)$$

که در آن $V_k(x, s)$ و $I_k(x, s)$ به ترتیب تبدیلات لاپلاس $v_k(x, t)$ و $i_k(x, t)$ هستند. Γ_k ماتریس ثابت انتشار خط انتقال چندسیمه است. با استفاده از (2-58) و (2-62)، می‌توان نوشت:

$$\Gamma_k^2 = L_k C_k \quad (2-63)$$

یک خط انتقال چندسیمه می‌تواند با تکنیک مودال مورد بررسی قرار بگیرد. سرعت و امپدانس هر مود، با استفاده از ماتریس ثابت انتشار به فرم قطری (Λ_k^2) تعیین می‌گردند:

$$\Lambda_k^2 = T_k^{-1} \Gamma_k^2 T_k = T_k^T (\Gamma_k^2)^T (T_k^{-1})^T \quad (2-64)$$

که T_k یک تبدیل همسان^۱ است و از ویژه بردارهای Γ_k^2 به دست آمده است. p امین درایه قطری Λ_k^2 توسط $\lambda_p^{k^2}$ نشان داده شده است. فرم قطری معادلات موج سیار با به کارگیری معادلات (2-62) تا (2-64) به دست آمده اند:

$$\frac{d^2}{dx^2} E_k(x, s) = s^2 \Lambda_k^2 E_k(x, s) \quad (2-65)$$

$$\frac{d^2}{dx^2} J_k(x, s) = s^2 \Lambda_k^2 J_k(x, s)$$

¹ similarity transformation

که در آن $E_k(x,s)$ و $J_k(x,s)$ بردارهای ولتاژ و جریان خط انتقال چندسیمه به عنوان مقادیر مودال هستند. این بردارها به شکل زیر تعیین می گردند:

$$\begin{aligned} E_k(x,s) &= T_k^{-1} V_k(x,s) \\ J_k(x,s) &= T_k^{-1} I_k(x,s) \end{aligned} \quad (2-66)$$

با استفاده از معادلات (2-68) و (2-66) می توان نوشت:

$$\begin{aligned} L'_k &= T_k^{-1} L_k (T_k^{-1})^T \\ C'_k &= T_k^T C_k T_k \end{aligned} \quad (2-67)$$

که در آن L'_k و C'_k ماتریس های قطری $p_k \times p_k$ اندوکتانس و کاپاسیتانس به عنوان مقادیر مودال هستند. L'_k و C'_k به ترتیب، درایه قطری p از L'_k و C'_k هستند. رابطه p ام از معادله (2-65) به شکل زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dx^2} e_p^k(x,s) &= s^2 \lambda_p^{k^2} e_p^k(x,s) & p = 1, \dots, p_k \\ \frac{d^2}{dx^2} j_p^k(x,s) &= s^2 \lambda_p^{k^2} j_p^k(x,s) & k = FO, SR \text{ and } RO \end{aligned} \quad (2-68)$$

که $e_p^k(x,s)$ و $j_p^k(x,s)$ ولتاژ و جریان هادی p ام به شکل مقدار مودال برای ناحیه k ام هستند. این روابط، یک خط انتقال تکفاز بدون تلفات بدون هیچگونه کوپلینگ با دیگر هادی ها را نشان می دهد. ولتاژ و جریان هادی در حالت مقادیر مودال با استفاده از معادلات موج سیار به شکل زیر معرفی شده اند [25]:

$$\begin{aligned} e_p^k(x,t) + Z_p^k j_p^k(x,t) &= 2e_p^{k+} \left(t - \frac{x}{v_p^k} \right) \\ e_p^k(x,t) - Z_p^k j_p^k(x,t) &= 2e_p^{k-} \left(t - \frac{x}{v_p^k} \right) \end{aligned} \quad (2-69)$$

که در آن :

$$Z_p^k = \sqrt{\frac{L'_p{}^k}{C'_p{}^k}}, \quad v_p^k = \frac{1}{\sqrt{L'_p{}^k C'_p{}^k}} \quad (2-70)$$

Z_p^k و v_p^k امپدانس مشخصه و سرعت موج p امین هادی از خط انتقال در ناحیه k هستند. $e_p^{k+}(t - \frac{x}{v_p^k})$ و $e_p^{k-}(t + \frac{x}{v_p^k})$ امواج سیار پیشرو و پسرو هستند. ولتاژ ترمینال ورودی ($e_p^k(0,t)$) با استفاده از رابطه اول از معادله (2-69) تعیین شده است :

$$e_p^k(0,t) + Z_p^k j_p^k(0,t) = 2e_p^{k+}(t) \quad (2-71)$$

موج سیار پیشرو $e_p^{k+}(t)$ پس از زمان $\tau_p^k = \frac{l_k}{v_p^k}$ به ترمینال خروجی $x = l_k$ می رسد. بنابراین ولتاژ ترمینال خروجی $e_p^k(l_k,t)$ از معادله (2-71) تعیین می شود:

$$e_p^k(l_k,t) + Z_p^k j_p^k(l_k,t) = 2e_p^{k+}(t - \tau_p^k) \quad (2-72)$$

با ترکیب (2-71) و (2-72)، داریم :

$$e_p^k(0,t - \tau_p^k) + Z_p^k j_p^k(0,t - \tau_p^k) = e_p^k(l_k,t) + Z_p^k j_p^k(l_k,t) \quad (2-73)$$

با استفاده از رابطه دوم در (2-69)، نتیجه مشابهی پیدا می شود:

$$e_p^k(l_k, t - \tau_p^k) - Z_p^k j_p^k(l_k, t - \tau_p^k) = e_p^k(0, t) - Z_p^k j_p^k(0, t) \quad (2-74)$$

روابط (2-73) و (2-74)، یک مدل گسسته از یک خط انتقال تک سیمه با متغیرهای مودال ($p=1, \dots, p_k$ $k=FO, SR, RO$) را ارائه می‌کنند. این روابط می‌توانند به فرم برداری ارائه شوند:

$$\begin{aligned} e_k(0, t - \tau_k) + Z_k j_k(0, t - \tau_k) &= e_k(l_k, t) + Z_k j_k(l_k, t) \\ e_k(l_k, t - \tau_k) + Z_k j_k(l_k, t - \tau_k) &= e_k(0, t) + Z_k j_k(0, t) \end{aligned} \quad (2-75)$$

که در آن:

$$e(x, t) = (e_1^k(x, t) \quad e_2^k(x, t) \quad \dots \quad e_{p_k}^k(x, t))^T \quad (2-76)$$

$$j_k(x, t) = (j_1^k(x, t) \quad j_2^k(x, t) \quad \dots \quad j_{p_k}^k(x, t))^T$$

Z_k ماتریس امپدانس قطری $p_k \times p_k$ است که به شکل (2-77) نشان داده شده است:

$$Z_k = \text{diag}(Z_1^k \quad Z_2^k \quad \dots \quad Z_{p_k}^k) \quad (2-77)$$

رابطه میان بردارهای ولتاژ و جریان با دامنه زمان حقیقی با ترکیب (2-76) و (2-75) تعیین می‌گردد:

$$\begin{aligned} v_k(0, t - \tau_k) + Z_k' i_k(0, t - \tau_k) &= v_k(l_k, t) + Z_k' i_k(l_k, t) \\ v_k(l_k, t - \tau_k) - Z_k' i_k(l_k, t - \tau_k) &= v_k(l_k, t) - Z_k' i_k(0, t) \end{aligned} \quad (2-78)$$

که:

$$Z_k' = T_k Z_k T_k^{-1} \quad (2-79)$$

از کاندوکتانس و مقاومت سری در مدل گسسته صرفنظر شده است. یک روش مرسوم جهت افزودن مقاومت سری و کاندوکتانس در شکل 2-28 نشان داده شده است. کل مقاومت سری و شنت هادی p ام (g_p^k و r_p^k) به دو بخش مساوی تقسیم شده و به ترمینال‌ها افزوده شده است. بردارهای جریان ورودی ($i_k'(0, t)$) و خروجی ($i_k'(l_k, t)$) به شکل زیر تعیین می‌گردند:

$$\begin{aligned} i_k'(0, t) &= i_k(0, t) + \frac{1}{2} G_k v_k(0, t) \\ i_k'(l_k, t) &= i_k(l_k, t) + \frac{1}{2} G_k v_k(l_k, t) \end{aligned} \quad (2-80)$$

که $i_k'(x, t)$ و G_k ماتریس‌های $p_k \times 1$ و $p_k \times p_k$ هستند:

$$i_k'(x, t) = (i_1'^k(x, t) \quad i_2'^k(x, t) \quad \dots \quad i_{p_k}'^k(x, t))^T \quad (2-81)$$

$$G_k = \text{diag}(g_1^k \quad g_2^k \quad \dots \quad g_{p_k}^k) \quad (2-82)$$

به شکل مشابه، ولتاژهای ورودی ($v_k'(0, t)$) و خروجی ($v_k'(l_k, t)$) نیز به دست می‌آیند:

$$\begin{aligned} v_k'(0, t) &= v_k(0, t) + \frac{1}{2} R_k i_k'(0, t) \\ v_k'(l_k, t) &= v_k(l_k, t) - \frac{1}{2} R_k i_k'(l_k, t) \end{aligned} \quad (2-83)$$

که در آن $v_k'(x, t)$ و R_k ماتریس‌های $p_k \times 1$ و $p_k \times p_k$ هستند:

$$v_k'(x, t) = (v_1'^k(x, t) \quad v_2'^k(x, t) \quad \dots \quad v_{p_k}'^k(x, t))^T \quad (2-84)$$

$$R_k = \text{diag}(r_1^k \quad r_2^k \quad \dots \quad r_{p_k}^k) \quad (2-85)$$

اگر بردارهای $v_k(0, t)$ ، $i_k(l_k, t)$ ، $i_k(0, t)$ و $v_k(l_k, t)$ از (80-2) و (81-2) حل گردند و نتایج در (78-2) جایگذاری شوند، روابط گسسته برای ولتاژ و جریان ترمینال در ناحیه k ام به شکل زیر خواهد شد:

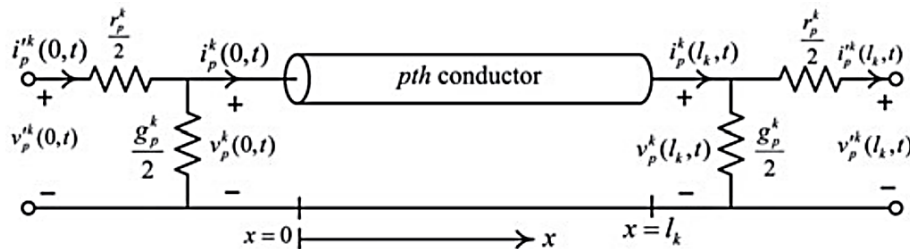
$$\begin{aligned}\hat{\sigma}_k v'_k(0, t - \tau_k) + \hat{Z}_k i'_k(0, t - \tau_k) &= \hat{\sigma}'_k v'_k(l_k, t) + \hat{Z}'_k i'_k(l_k, t) \\ \hat{\sigma}_k v'_k(l_k, t - \tau_k) - \hat{Z}_k i'_k(l_k, t - \tau_k) &= \hat{\sigma}'_k v'_k(0, t) + \hat{Z}'_k i'_k(0, t)\end{aligned}\quad (2-86)$$

که :

$$\hat{\sigma}_k = I - \frac{1}{2} Z'_k G_k, \hat{\sigma}'_k = I + \frac{1}{2} Z'_k G_k, \hat{Z}_k = Z'_k - \frac{1}{2} R_k + \frac{1}{4} Z'_k G_k R_k \quad (2-87)$$

$$\hat{Z}'_k = Z'_k + \frac{1}{2} R_k + \frac{1}{4} Z'_k G_k R_k$$

روابط گسسته در (86-2) به تمامی هادی‌های سه ناحیه (k=FO, SR, RO) تعمیم یافته و برای تعیین جریان و ولتاژ هادی‌ها براساس شرایط مرزی مناسب که در بخش بعدی ارائه شده، مورد استفاده قرار می‌گیرند.



شکل ۲۸-۲: شماتیک هادی p ام در ناحیه k ام

۲-۵-۵- شرایط مرزی

ترمینال‌های ورودی و خروجی یک هادی در شکل ۲-۲۶، مستقیماً به هادی‌های دیگر نواحی متصل شده اند. شرایط مرزی ولتاژهای ترمینال می‌توانند به شکل زیر توصیف شوند:

$$\begin{aligned}v_1^{SR}(0, t) &= v_B(t) & v_{p+1}^{SR}(0, t) &= v_p^{FO}(l_{FO}, t) \\ i_1^{SR}(0, t) &= i_B(t) & i_{p+1}^{SR}(0, t) &= i_p^{FO}(l_{FO}, t)\end{aligned} \quad p = 1, \dots, n-1 \quad (2-88)$$

علاوه بر آن، انتهای n امین هادی از پیشانی کلاف، به زمین متصل شده است ($v_k^{FO}(l_{FO}, t) = 0$). دیگر شرایط مرزی عبارتند از:

$$\begin{aligned}v_p^{SR}(l_{SR}, t) &= v_p^{RO}(0, t) & i_p^{SR}(l_{SR}, t) &= i_p^{RO}(0, t) \\ v_{2n+1-p}^{SR}(l_{SR}, t) &= v_p^{RO}(l_{RO}, t) & i_{2n+1-p}^{SR}(l_{SR}, t) &= -i_p^{RO}(l_{RO}, t) \\ v_{2n+1-p}^{SR}(0, t) &= v_p^{FO}(0, t) & i_{2n+1-p}^{SR}(0, t) &= -i_p^{FO}(0, t)\end{aligned} \quad p = 1, \dots, n \quad (2-89)$$

در برخی از موارد مانند شکل 2-26، ممکن است در ترمینال‌های ورودی یا خروجی، یک خازن خطی فشرده به یک خط انتقال متصل شده باشد. یاتاقان‌های جلویی و پشتی با مقاومت و خازن فشرده به ترمینال‌های ورودی و خروجی بدنه روتور ((2n+1) امین هادی در ناحیه ی SR) متصل شده اند. معادله دیفرانسیلی مرتبه اول برای ولتاژ یاتاقان جلویی ($v_{fb}(t)$) عبارت است از:

$$R_{fb} C_{fb} \frac{d}{dt} v_{fb}(t) + (G_{fb} R_{fb} + 1) v_{fb}(t) = v_{2n+1}^{FO}(0, t) \quad (2-90)$$

که C_{fb} و G_{fb} ، R_{fb} به ترتیب مقاومت سری، کاندوکتانس موازی و خازن یاتاقان جلویی هستند. با انتگرال گیری از (5-40) بین t و $t-\tau$ و اعمال لم انتگرال گیری دوزنقه ای، یک رابطه گسسته میان ورودی و ولتاژ خازن به شکل زیر می تواند تعیین شود:

$$\left(G_{fb}R_{fb} + \frac{2}{\tau}R_{fb}C_{fb} + 1\right)v_{fb}(t) + \left(G_{fb}R_{fb} - \frac{2}{\tau}R_{fb}C_{fb} + 1\right)v_{fb}(t-\tau) \\ = v'_{2n+1}{}^{SR}(0, t) + v'_{2n+1}{}^{SR}(0, t-\tau) \quad (2-91)$$

به طور مشابه، رابطه گسسته برای ولتاژ یاتاقان پشتی (v_{rb}) برابر است با:

$$\left(G_{rb}R_{rb} + \frac{2}{\tau}R_{rb}C_{rb} + 1\right)v_{rb}(t) + \left(G_{rb}R_{rb} - \frac{2}{\tau}R_{rb}C_{rb} + 1\right)v_{rb}(t-\tau) \\ = v'_{2n+1}{}^{SR}(l_{SR}, t) + v'_{2n+1}{}^{SR}(l_{SR}, t-\tau) \quad (2-92)$$

که C_{rb} و G_{rb} ، R_{rb} به ترتیب مقاومت سری، کاندوکتانس موازی و خازن یاتاقان پشتی هستند. شرایط مرزی شفت روتور برای یاتاقان های جلویی و پشتی عبارتند از:

$$\frac{R_{fb} + R'_{fb}}{R_{fb}}v'_{2n+1}{}^{SR}(0, t) + R_{fb}i'_{2n+1}{}^{SR}(0, t) = v_{fb}(t) \\ \frac{R_{rb} + R'_{rb}}{R_{rb}}v'_{2n+1}{}^{SR}(l_{SR}, t) + R_{rb}i'_{2n+1}{}^{SR}(l_{SR}, t) = v_{rb}(t) \quad (2-93)$$

۲-۵-۶- نحوه به دست آوردن ماتریس های کاپاسیتانس و اندوکتانس

جهت اعمال تئوری خط انتقال چندسیمه به سیم پیچ استاتور، لازم است ماتریس های اندوکتانس و کاپاسیتانس و رسانایی سیم پیچ استاتور محاسبه گردد. روش های تحلیلی جهت محاسبه این پارامترها می توانند مورد استفاده قرار گیرند. ده هادی در هر شیار قرار داده شده اند و مقاومت ویژه هادی های استاتور (ρ_b) فرض شده است. این هادی ها توسط مواد دی الکتریک با پرمابلیته نسبی ($\epsilon r1$) و ضخامت ($\delta 1$) عایق شده اند. پوشش کلاف ها نیز از یک عایق با پرمابلیته نسبی $\epsilon r2$ و ضخامت $\delta 2$ است. هادی های درون شیار، نهایتاً با ماده عایقی دیگری با پرمابلیته نسبی $\epsilon r3$ و ضخامت $\delta 3$ پوشانده می شوند.

شکل 2-30 ساختار هادی های درون شیار را نشان می دهد. سیم پیچ استاتور توسط کابلی با مشخصات جدول A2 به منبع ولتاژ متصل شده است. جداول A3 و A4 پارامترهای ماشین و یاتاقان ها را نمایش می دهند. این ماشین القایی دارای ۳۶ شیار و ۱۰ دور بر شیار می باشد. شکل 2-29 ساختمان روتور و استاتور با جابجایی مرکز روتور به اندازه d را نشان می دهد. $d=0$ به معنی هم مرکز بودن روتور و استاتور (هم محوری) است.

۲-۵-۶-۱- ماتریس کاپاسیتانس هادی ها

درایه (r, s) ام از ماتریس کاپاسیتانس در ناحیه k برابر است با :

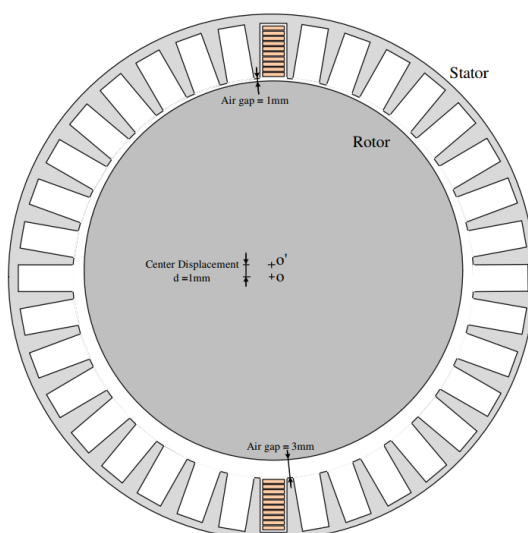
$$c_{r,s}^k = \frac{q_r^k(x, t)}{v_r^k(x, t)} \Big|_{v_1^k(x, t)=\dots=v_{rk}^k(x, t)=0, v_s^k(x, t) \neq 0} \quad r, s = 1, \dots, p_k \quad k = FO, SR \text{ and } RO$$

که در آن $q_r^k(x, t)$ مقدار بار هادی r ام در ناحیه k است. از روش عامل محدود شده (limited factor) برای محاسبه ماتریس کاپاسیتانس در (4-11) استفاده شده است. هادی s ام کلاف در ناحیه k توسط ولتاژ ۱ پریونیت ($v_s^k(x, t) = 1 pu$) فعال شده است؛ ولتاژ دیگر هادی ها در این ناحیه در مقدار صفر تنظیم شده است. FEM می تواند میدان الکتریکی را برای هادی های ناحیه k تعیین کند. 2-29 میدان الکتریکی ماشین پیشین هادی را تحت شرایط متقارن ($d=0$) نشان می دهد. ماتریس های کاپاسیتانس نواحی پیشانی جلویی و پشتی کلاف تحت شرایط متقارن یکسان هستند (CFO=CRO). ماتریس های کاپاسیتانس سیم پیچ برای ناحیه پیشانی و داخل شیار برحسب Nf می تواند به شکل زیر تعیین شود:

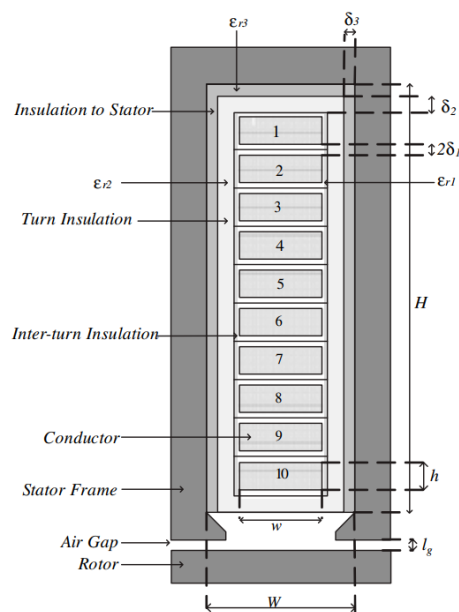
$$C_{FO} = \begin{bmatrix} 0.541 & -0.5362 & -0.004 & -0.0006 & -0.0001 & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. \\ -0.5362 & 1.0741 & -0.5339 & -0.0034 & -0.0005 & -0.0001 & 0. & 0. & 0. & 0. \\ -0.004 & -0.5339 & 1.0755 & -0.5337 & -0.0033 & -0.0006 & -0.0001 & 0. & 0. & 0. \\ -0.0006 & -0.0034 & -0.5337 & 1.075 & -0.5333 & -0.0034 & -0.0006 & -0.0001 & 0. & 0. \\ -0.0001 & -0.0005 & -0.0033 & -0.5333 & 1.0745 & -0.5332 & -0.0034 & -0.0006 & -0.0001 & 0. \\ 0. & -0.0001 & -0.0006 & -0.0034 & -0.5332 & 1.0745 & -0.5332 & -0.0033 & -0.0006 & -0.0001 \\ 0. & 0. & -0.0001 & -0.0006 & -0.0034 & -0.5332 & 1.075 & -0.5337 & -0.0034 & -0.0007 \\ 0. & 0. & 0. & -0.0001 & -0.0006 & -0.0033 & -0.5337 & 1.0754 & -0.5338 & -0.004 \\ 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0001 & -0.0006 & -0.0034 & -0.5338 & 1.075 & -0.5372 \\ 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0001 & -0.0007 & -0.004 & -0.5372 & 0.5419 \end{bmatrix}$$

در شرایط متقارن، ماتریس‌های کاپاسیتانس هادی‌های مربوط به شیارهای بالایی و پایینی (۴) یکسان هستند ($C_{us}=C_{ls}$).
ماتریس خازن هادی‌های درون شیار بالایی برحسب nF برابر است با:

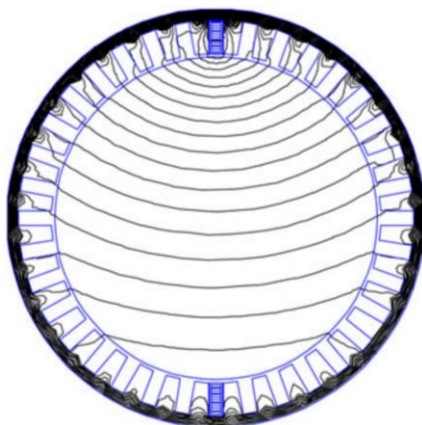
$$C_{us} = \begin{bmatrix} 0.6328 & -0.5194 & -0.0002 & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. \\ -0.5194 & 1.1008 & -0.5198 & -0.0002 & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. \\ -0.0002 & -0.5198 & 1.1012 & -0.5197 & -0.0002 & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. \\ 0. & -0.0002 & -0.5197 & 1.1007 & -0.5193 & -0.0002 & 0. & 0. & 0. & 0. \\ 0. & 0. & -0.0002 & -0.5193 & 1.1004 & -0.5193 & -0.0002 & 0. & 0. & 0. \\ 0. & 0. & 0. & -0.0002 & -0.5193 & 1.1004 & -0.5193 & -0.0002 & 0. & 0. \\ 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0002 & -0.5193 & 1.1006 & -0.5196 & -0.0002 & 0. \\ 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0002 & -0.5196 & 1.101 & -0.5196 & -0.0002 \\ 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0002 & -0.5196 & 1.1008 & -0.5194 \\ 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & 0. & -0.0002 & -0.5194 & 0.7054 \end{bmatrix}$$



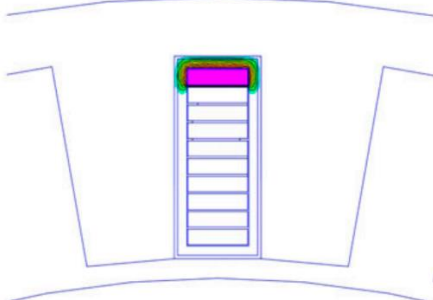
شکل ۲۹-۲: نمایش جابجایی محور روتور



شکل ۳۰-۲: ساختمان شیار



شکل ۳۱-۲: نمایش میدان مغناطیسی استاتور



شکل ۳۲-۲: نمایش میدان الکتریکی شیار

ماتریس خازن متقابل C_m و C_r برحسب nF برابرند با:

$$C_m = \begin{bmatrix} -0.0202 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0202 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_r = 2.1945$$

شکل 2-32 میدان الکتریکی پیرامون یک هادی درون شیار را نشان می‌دهد که وارد فاصله هوایی نشده است. بنابراین، میدان الکتریکی از جابجایی محور روتور (d) تاثیر نمی‌پذیرد. یعنی ماتریس‌های کاپاسیتانس تحت شرایط متقارن و نامتقارن فاصله هوایی تقریباً یکسان هستند.

جدول ۳-۲: مقایسه میان بیشینه ولتاژ در سیم پیچ استاتور برای روش‌های مختلف

Method	$t_s = 400 \text{ ns}$			$l_c = 10 \text{ m}$		
	$l_c = 5 \text{ m}$	$l_c = 10 \text{ m}$	$l_c = 20 \text{ m}$	$t_s = 50 \text{ ns}$	$t_s = 200 \text{ ns}$	$t_s = 600 \text{ ns}$
Proposed model (pu)	1.18	1.37	1.63	1.86	1.80	1.10
Time-domain model (pu) [26]	1.19	1.37	1.63	1.79	1.55	1.15

جدول ۴-۲: پارامترهای کابل کوکسیال

Quantity	Values
Capacitance	600 pf
Inductance	$0.3 \mu \text{ H/m}$
Resistance (50 Hz)	$0.2 \text{ m}\Omega/\text{m}$
Diameter	20 mm
Conductor diameter	13.7 mm

۲-۶-۵-۲- ماتریس اندوکتانس هادی‌ها

درایه (r,s) ام از ماتریس اندوکتانس در ناحیه k برابر است با :

$$L_{r,s}^k = \frac{\Psi_r^k(x,t)}{i_s^k(x,t)} \bigg|_{i_1^k(x,t)=\dots=i_r^k(x,t)=0, i_s^k(x,t) \neq 0} \quad r, s = 1, \dots, p_k \quad k = FO, SR \text{ and } RO$$

که در آن $\Psi_r^k(x,t)$ شار پیوندی هادی r ام در ناحیه k است. از روش عامل محدود شده برای محاسبه ماتریس اندوکتانس در (۳) استفاده شده است. هادی s ام کلاف در ناحیه k توسط ولتاژ ۱ پروینیت ($i_s^k(x,t) = 1 \text{ pu}$) فعال شده است و جریان دیگر هادی‌های این ناحیه به مقدار صفر تنظیم شده است. از FEM جهت تعیین شار پیوندی هادی‌ها در ناحیه k استفاده شده است. شکل 2-31 نتایج شبیه سازی با استفاده از FEM برای ماشین پیش هادی را نمایش می‌دهد. رابطه (A5) ماتریس اندوکتانس را برای پیشانی کلاف برحسب μH نمایش می‌دهد:

ماتریس اندوکتانس

in which $\Psi_r^k(x,t)$ is the flux linkage of the r th conductor in the k th zone. The limited factor method is used to calculate the inductance matrix in (3). The s th conductor of the coil in the k th zone is activated by 1 per unit current ($i_s^k(x,t) = 1 \text{ pu}$) and the other conductors in this zone are adjusted to zero current. FEM is used to determine the linkage flux for the conductors in the k th zone. Figure A2(c) shows the simulation results using FEM for the proposed machine. Relation (A5) calculates the inductance matrix for a front overhang in μH as:

$$\mathbf{L}_{FO} = \begin{bmatrix} 0.5963 & 0.4567 & 0.3691 & 0.307 & 0.2599 & 0.2226 & 0.1922 & 0.1669 & 0.1453 & 0.1267 \\ 0.4567 & 0.6022 & 0.4619 & 0.3735 & 0.3106 & 0.2629 & 0.2251 & 0.1942 & 0.1683 & 0.1462 \\ 0.3691 & 0.4619 & 0.6066 & 0.4656 & 0.3765 & 0.313 & 0.2648 & 0.2265 & 0.1951 & 0.1688 \\ 0.307 & 0.3735 & 0.4656 & 0.6096 & 0.4681 & 0.3784 & 0.3144 & 0.2657 & 0.227 & 0.1951 \\ 0.2599 & 0.3106 & 0.3765 & 0.4681 & 0.6115 & 0.4695 & 0.3792 & 0.3148 & 0.2657 & 0.2265 \\ 0.2226 & 0.2629 & 0.313 & 0.3784 & 0.4695 & 0.6124 & 0.4697 & 0.3791 & 0.3142 & 0.2646 \\ 0.1922 & 0.2251 & 0.2648 & 0.3144 & 0.3792 & 0.4697 & 0.6122 & 0.4691 & 0.378 & 0.3126 \\ 0.1669 & 0.1942 & 0.2265 & 0.2657 & 0.3148 & 0.3791 & 0.4691 & 0.6109 & 0.4674 & 0.3758 \\ 0.1453 & 0.1683 & 0.1951 & 0.227 & 0.2657 & 0.3142 & 0.378 & 0.4674 & 0.6086 & 0.4645 \\ 0.1267 & 0.1462 & 0.1688 & 0.1951 & 0.2265 & 0.2646 & 0.3126 & 0.3758 & 0.4645 & 0.6051 \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

The inductance matrices of the front and rear overhangs are equal ($\mathbf{L}_{FO} = \mathbf{L}_{RO}$) for the symmetrical structure of the winding in the proposed machine. Moreover, if the conductors in the upper and lower slots are symmetric ($d = 0$), the inductance matrices for these conductors will be equal ($\mathbf{L}_{ux} = \mathbf{L}_{dx}$). The inductance matrix in μH becomes:

ماتریس‌های اندوکتانس نواحی جلویی و پشتی پیشانی کلاف، برابر هستند (LFO=LRO). همچنین به دلیل شرایط متقارن موتور، ماتریس‌های اندوکتانس مربوط به شیارهای بالایی و پایینی استاتور یکسان خواهند بود (Lus=Lls). ماتریس اندوکتانس برحسب μH برابر است با:

$$\mathbf{L}_{us|d=0} = \begin{bmatrix} 43.3835 & 43.3856 & 43.3632 & 43.348 & 43.3348 & 43.3223 & 43.3103 & 43.2987 & 43.2877 & 43.2776 \\ 43.3856 & 43.5953 & 43.6046 & 43.5838 & 43.5691 & 43.5562 & 43.544 & 43.5322 & 43.5211 & 43.511 \\ 43.3632 & 43.6046 & 43.8208 & 43.8316 & 43.8114 & 43.797 & 43.7843 & 43.7723 & 43.7611 & 43.7509 \\ 43.348 & 43.5838 & 43.8316 & 44.0498 & 44.0609 & 44.0411 & 44.0268 & 44.0144 & 44.003 & 43.9927 \\ 43.3348 & 43.5691 & 43.8114 & 44.0609 & 44.2797 & 44.2911 & 44.2715 & 44.2576 & 44.2457 & 44.2352 \\ 43.3223 & 43.5562 & 43.797 & 44.0411 & 44.2911 & 44.51 & 44.5218 & 44.5025 & 44.4892 & 44.4782 \\ 43.3103 & 43.544 & 43.7843 & 44.0268 & 44.2715 & 44.5218 & 44.741 & 44.7531 & 44.7344 & 44.722 \\ 43.2987 & 43.5322 & 43.7723 & 44.0144 & 44.2576 & 44.5025 & 44.7531 & 44.9727 & 44.9854 & 44.9676 \\ 43.2877 & 43.5211 & 43.7611 & 44.003 & 44.2457 & 44.4892 & 44.7344 & 44.9854 & 45.2054 & 45.2195 \\ 43.2776 & 43.511 & 43.7509 & 43.9927 & 44.2352 & 44.4782 & 44.722 & 44.9676 & 45.2195 & 45.4419 \end{bmatrix}$$

جدول ۵-۲: پارامترهای یاتاقان‌های جلویی و پشتی

Quantity	Symbol	Values
Capacitance	$C_{fb} = C_{rb}$	5 pf
Series resistance	$R_{fb} = R_{rb}$	0.65 m Ω
Capacitor conductance	$G_{fb} = G_{rb}$	$10^{-3} \text{ } \Omega$
Conductance	$G'_{fb} = G'_{rb}$	neglected

ماتریس‌های اندوکتانس کوپلینگ عبارتند از:

$$\mathbf{L}_{uls} = \begin{bmatrix} 15.4339 & 15.4299 & 15.4257 & 15.4216 & 15.4174 & 15.4133 & 15.4093 & 15.4053 & 15.4015 & 15.398 \\ 15.4299 & 15.4258 & 15.4217 & 15.4176 & 15.4134 & 15.4093 & 15.4052 & 15.4013 & 15.3975 & 15.394 \\ 15.4257 & 15.4217 & 15.4176 & 15.4134 & 15.4093 & 15.4052 & 15.4011 & 15.3972 & 15.3934 & 15.3899 \\ 15.4216 & 15.4176 & 15.4134 & 15.4093 & 15.4051 & 15.401 & 15.397 & 15.393 & 15.3892 & 15.3857 \\ 15.4174 & 15.4134 & 15.4093 & 15.4051 & 15.401 & 15.3969 & 15.3928 & 15.3889 & 15.3851 & 15.3816 \\ 15.4133 & 15.4093 & 15.4052 & 15.401 & 15.3969 & 15.3928 & 15.3887 & 15.3848 & 15.381 & 15.3775 \\ 15.4093 & 15.4052 & 15.4011 & 15.397 & 15.3928 & 15.3887 & 15.3847 & 15.3807 & 15.3769 & 15.3734 \\ 15.4053 & 15.4013 & 15.3971 & 15.393 & 15.3889 & 15.3848 & 15.3807 & 15.3767 & 15.3729 & 15.3695 \\ 15.4015 & 15.3975 & 15.3933 & 15.3892 & 15.3851 & 15.381 & 15.3769 & 15.3729 & 15.3692 & 15.3657 \\ 15.398 & 15.394 & 15.3898 & 15.3857 & 15.3816 & 15.3774 & 15.3734 & 15.3694 & 15.3657 & 15.3622 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_m = \begin{bmatrix} 23.8827 & 23.8763 & 23.8699 & 23.8634 & 23.857 & 23.8506 & 23.8443 & 23.8381 & 23.8322 & 23.8268 \\ 23.8441, 23.8377, 23.8313, 23.8248, 23.8184, 23.812, 23.8058, 23.7996, 23.7937, 23.7883 \end{bmatrix}^T$$

$$L_r = 123.492$$

شاخص‌ها و اثرات نامطلوب تغذیه موتورهای الکتریکی با اینورتر PWM

۳-۱- مقدمه

در این فصل ابتدا جهت مقدمه، یک محرکه ی پایه تغذیه شده توسط مبدل PWM معرفی شده و هارمونیک های جریان آن مورد بررسی قرار گرفته است. پس از آن به پدیده بازتاب و تضعیف ولتاژ در کابل های طولانی تغذیه کننده موتور پرداخته شده است. در ادامه نگاهی مجدد به ولتاژ وجه مشترک انجام شده و روش های کاهش جریان های ناشی وجه مشترک مورد بررسی قرار گرفته اند. همچنین جریان های گردشی یاتاقان ها نیز با دقت بیشتری نسبت به فصل اول معرفی شده و راهکارهایی برای تضعیف آنها ارائه شده است. موضوع بعدی تداخلات الکترومغناطیسی است که موضوع مهمی در کاربردهای امروزی به شمار می رود. نهایتاً به نویز صوتی ایجاد شده در سیستم موتور- درایو پرداخته شده و به عنوان خاتمه بحث نیز بحث تلفات در محرکه های الکتریکی بیان شده است.

موتورهای القایی (IM)، سنکرون مغناطیس دایم (PMSM)، سنکرون رلوکتانسی (RSM) و موتورهای سویچ رلوکتانس (SRM) موتورهای چند فازه ای می باشند که توسط مبدل های الکترونیک قدرت منبع ولتاژ PWM با قابلیت جریان دو جهته و یا در موتور SRM با جریان یک جهته تغذیه می شوند. در تمام این محرکه ها عموماً در طرف ورودی مبدل یک یکسوساز دیودی با لینک dc و فیلتر خازنی وجود دارد. همچنین در بعضی موارد موتورها توسط کابل های با طول قابل توجه (در بعضی موارد در حدود چند صد متر) و ولتاژهای پالسی فوق سریع (۱ تا ۳ میکروثانیه و حتی کمتر) تغذیه می شوند. موارد زیر تعدادی از اثرات چنین محرکه ای بر روی موتور و محیط اطراف آن می باشند.

- ایجاد تلفات اضافی موتور به دلیل هارمونیک های شار و جریان
- ترزریق هارمونیک های جریان به منبع توان ac و شبکه (به همین دلیل وجود فیلتر ورودی ضروری می باشد).
- ایجاد تداخل الکترومغناطیسی به دلیل فرکانس نسبتاً بالای کلیدزنی قطعات الکترونیک قدرت (مثلاً کلیدهای IGBT در کاربردهای با چگالی توان چند صدکیلووات در واحد حجم، فرکانس کلیدزنی به حدود ۲۰kHz نیز می رسد).
- ایجاد اثرات ناشی از جریان های ناشی فرکانس بالا بر روی کنترلر جریان موتور و همچنین بروی کلیدها.
- ایجاد اضافه ولتاژهای ناشی از بازتاب موج مبدل PWM بر روی دورهای ابتدایی سیم بندی استاتور. این اضافه ولتاژها در کابل های بلند دارای دامنه ی بیشتری می باشند (بنابراین برای حذف این اضافه ولتاژها نیاز به فیلترهای ویژه ای می باشد).

پیش موج مربوط به پالس های ولتاژ در صورت عدم استفاده از روش های پیشگیرنده خاص باعث ایجاد جریان های (و ولتاژهای) سرگردان الکترومغناطیسی و الکترواستاتیکی در یاتاقان ها می شود. برای حذف این جریان های سرگردان باید روش های ویژه ای به کار گرفته شوند. تمام این موارد کاربردی در محرکه های صنعتی که برای ساعت های زیادی در طول روز به کار گرفته می شوند وجود دارد.

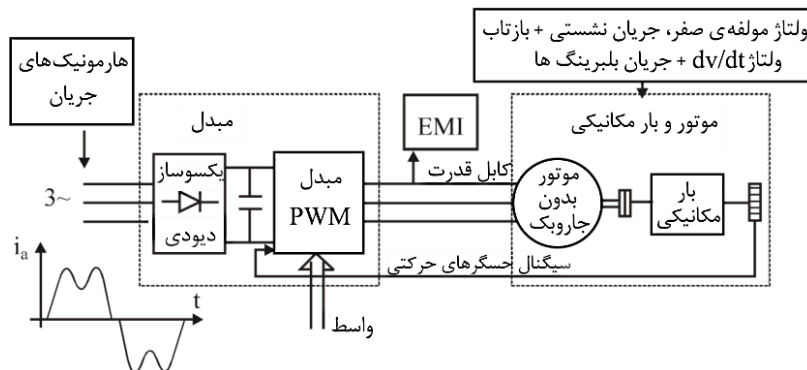
۳-۲- شاخصهای مختلف ارزیابی عملکرد موتور الکتریکی تغذیه شونده با مبدلهای الکترونیک قدرت

برای ارزیابی عملکرد موتور الکتریکی که با مبدلهای الکترونیک قدرت تغذیه می شوند شاخصهای بسیار زیادی وجود دارد که به برخی از آنها اشاره می شود:

ضریب توان هارمونیک اول (ضریب جابجایی Displacement Factor)، ضریب توان هارمونیک ورودی (Harmonic Power Factor)، راندمان، نویز صوتی، THD جریان استاتور در گشتاور بارهای مختلف، ولتاژ تخلیه جزئی، ارتباط فرکانس کلیدزنی بر روی طول کابل، نرخ مجاز افزایش ولتاژ در خروجی اینورتر، شاخصه های استانداردهای EMC و ... لازم به ذکر است از نظر حفاظتی هم شاخصه هایی برای ارزیابی موتورهای تغذیه شده با اینورتر وجود دارد که به برخی از آنها اشاره می شود: حفاظت اضافه ولتاژ ترمینال AC و DC، حفاظت افت ولتاژ ترمینال AC و DC، حفاظت خطای زمین خروجی، حفاظت اضافه دمای گرماگیر، حفاظت دمایی اضافه بار موتور، حفاظت و بروز خطا و ...

۳-۳- محرکه‌ی پایه با مبدل PWM

ساختار اصلی پایه یک محرکه با اینورتر PWM و موتور ac (یا موتور SRM)، از مبدل الکترونیک قدرت، کابل‌ها و موتور تشکیل شده است. این ساختار در شکل ۱-۳ نمایش داده شده است.



شکل ۱-۳: ساختار اساسی محرکه با مبدل PWM

یک محرکه سرعت متغیر می‌تواند در صنایع گوناگونی مورد استفاده قرار گیرد. شرایط محیطی (گرمایی و شیمیایی)، فاصله بین مبدل الکترونیک قدرت و موتور و تناوب بار (مدت زمان به کارگیری بار) در هر کدام از کاربردها متفاوت می‌باشد. موتورهای محرکه‌های الکتریکی سرعت متغیر همان موتورهای محرکه‌های قدیمی (مانند موتورهای القایی و سنکرون که برای ورودی سینوسی طراحی شده‌اند) می‌باشند که برای تطبیق با مبدل‌های الکترونیک قدرت امروزی و همچنین ایجاد گستره کنترل سرعت مورد نظر، بازنگری شده و در طراحی آن‌ها تغییراتی ایجاد شده است. زمان بسیار کوتاه وقوع پالس‌های ولتاژ در مبدل PWM باعث ایجاد جریان‌های ناشی، ایجاد جریان عبوری از یاتاقان‌های موتور، اثرگذاری طول کابل در تغذیه موتور، ایجاد افت ولتاژ (dv/dt) و تأثیرات ناشی از بازتاب ولتاژ در پایانه‌های موتور و نهایتاً ایجاد هارمونیک‌های جریان (در صورت اتصال منبع تغذیه به پل دیود یکسوساز) می‌شود.

۳-۴- هارمونیک‌های جریان

استفاده گسترده‌ی مبدل‌های PWM در محرکه‌های پنکه‌ها، پمپ‌ها، دمنده‌ها و سایر کاربردهای صنعتی باعث تزریق هارمونیک‌های جریان زیادی در سیستم‌های برق‌رسانی صنعتی می‌شود. از جمله مواردی که در این زمینه مطرح می‌باشند عبارتند از:

- آیا نیاز به فیلتر نمودن هارمونیک‌ها وجود دارد؟
 - چه نوع فیلتر یا فیلترهایی باید به کار گرفته شوند؟ (فیلترهای هارمونیک‌های ۵، ۷، ۱۱ و ۸ یا ترکیبی از آن‌ها)
 - چگونه می‌توان چنین فیلترهایی را طراحی نمود؟
- جریان مصرفی مبدل‌های PWM ۶ پالسه با یکسوساز دیودی دارای هارمونیک‌های مرتبه ۵، ۷، ۱۱، ۸ و ۱۷ می‌باشد. در واقع هر مبدل الکترونیک قدرت دارای خصوصیات هارمونیکی منحصر به خود می‌باشد. متغیری که این خصوصیت را به صورت کمی بیان می‌نماید ضریب هارمونیک^۲ می‌باشد و عبارت است از:

$$HF = \frac{\sqrt{\sum_{v=5,7,11,\dots} v^2 I_v^2}}{I_1} \quad (3-1)$$

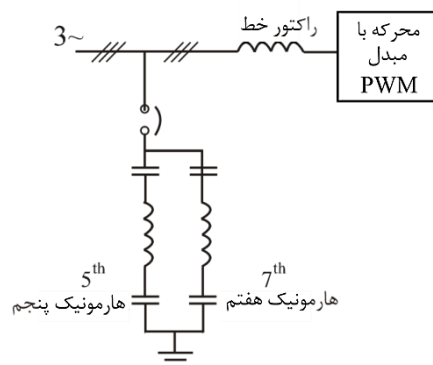
¹. Load Cycle

² Harmonic Factor

چگونگی تغذیه مبدل PWM، تغذیه از منبع سه فاز یا تکفاز، با یا بدون راکتانس خط و با یا بدون ترانسفورمر مجزا کننده، بر مقدار HF تأثیرگذار می باشد. مقدار HF در منابع سه فاز تغذیه کننده مبدل های الکترونیک قدرت با کلیدهای IGBT و SRC و برای بارهای بیشتر از ۴۰۰kW بین ۲ تا ۴ درصد تغییر می کند و در صورتی که منبع تغذیه تکفاز باشد مقدار HF آن حداکثر به مقدار ۱۲ درصد می رسد. ضریب هارمونیک HF توسط رابطه ی زیر به ضریب اعوجاج هارمونیک^۱ محل (THD) مربوط می شود:

$$THD = HF \times \frac{kVA \text{ محرکه}}{SC \text{ kVA}} \times 100\% \quad (3-2)$$

منظور از kVA محرکه، kVA نامی آن محرکه است. همچنین SC kVA، سطح اتصال کوتاه سیستم قدرت در محل اتصال به محرکه برحسب kVA می باشد. در حالت کلی طبق استانداردهای IEEE-۵۱۹-۱۹۹۲ و IEC ۱۰۰۰-۲-۲(۳) و THD با مقدار ۵٪ قابل قبول است. در صورتی که مقدار THD کمتر از ۵٪ باشد نیاز به استفاده از فیلتر نمی باشد. البته در بسیاری از کاربردها مقدار THD بیشتر از ۵٪ بوده و نیاز به استفاده از فیلتر می باشد. فیلترهای هارمونیک شامل مدارهای تشدید سری تنظیم شده ی LC می باشد که می توانند به صورت تکی یا دوگانه باشند. شکل ۲-۳ ساختار یک فیلتر هارمونیک را نمایش می دهد.



شکل ۲-۳: فیلتر های خط

برای هر محرکه با توان بالاتر از ۱۵kW استفاده از فیلترهای جداگانه پیشنهاد می شود. ولی در صورتی که چند محرکه دارای نقاط تغذیه مشترک بوده، و به ویژه همه آن ها در بازه زمانی طولانی به صورت همزمان در بار کامل کار نکنند، می توان از فیلترهای مجتمع^۲ استفاده نمود. کمی پایین تر از فرکانس تشدید (۹۵ درصد آن) فیلتر LC سری مانند یک خازن رفتار می نماید. طراحی این فیلترها باید به گونه ای انجام شود که در این فرکانس از تشدید موازی احتمالی ناشی از تغییر پارامترهای فیلتر در اثر تغییرات دمایی و غیره جلوگیری شود. فرکانس تشدید فیلتر برابر است با:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \quad \alpha = \frac{f_r}{f_n} \quad (3-3)$$

که α به ضریب عدم تنظیم^۳ معروف بوده و f_n فرکانس نامی تشدید فیلتر است ($f_n = \nu f_1$). امپدانس فیلتر در هارمونیک ν ام، $Z_f(\nu)$ برابر است با:

$$Z_f(\nu) = R_f + j[2\pi f_1 \nu L - 1/(2\pi f_1 \nu C)] \quad (3-4)$$

¹ Total Harmonic Distortion

² Aggregate Filter

³ Detuning Factor

مقدار توان راکتیو خازن فیلتر برحسب kVAR (سه فاز) در فرکانس ۶۰ هرتز برابر است با:

$$kVAF = 2\pi f_1 \cdot 10^{-3} CV_{LL}^2 = 0.377 CV_{LL}^2 \quad (3-5)$$

که V_{LL} ولتاژ مؤثر خط و مقدار خازن C برحسب فاراد می‌باشد. ظرفیت kVA خازن فیلتر حدود ۲۵ تا ۳۰ درصد ظرفیت (kVA) محرکه می‌باشد. فیلتر هارمونیک باعث تضعیف هارمونیک‌های ولتاژ در نقطه اتصال محرکه به شبکه می‌شود. حداکثر تضعیف هارمونیک‌ها در فرکانس‌های نزدیک به فرکانس تشدید اتفاق می‌افتد. ضریب تضعیف $a_v(h)$ برابر است با:

$$a_v(h) = \frac{V(h)}{V_f(h)} \quad (3-6)$$

$$V(h) = \%I(h) \times h \times (\text{Drive kVA} / \text{SC kVA}) \quad (3-7)$$

$V(h)$ ولتاژ هارمونیک مرتبه h ام بدون حضور فیلتر و $V_f(h)$ دامنه این ولتاژ هارمونیک در حضور فیلتر مرتبه h ام می‌باشد. با صرف نظر نمودن از مقاومت فیلتر داریم:

$$a_v(h) = \left(1 + \frac{(v\alpha)^2}{1 - (v\alpha/h)^2} \right) \frac{kVAF}{SC \text{ kVA}} \quad (3-8)$$

در حالت کلی برای داشتن تضعیف مناسب مقدار $a_v(h)$ باید بزرگتر ۱ باشد. با استفاده از مقدار محدود کننده THD مربوط به هارمونیک‌های ولتاژ می‌توان از مقدار $V(h)$ و رابطه‌ی ۷-۸، $V_f(h)$ را تعیین نمود. فیلتر به نحوی طراحی می‌شود که THD کمتر از ۵ درصد باشد. با افزایش نسبت اتصال کوتاه^۱ R_{SC} در محل اتصال محرکه به شبکه، مقدار مجاز THD جریان از ۵٪ در $R_{SC} < 20$ به مقدار ۲۰٪ در $R_{SC} > 100$ افزایش می‌یابد.

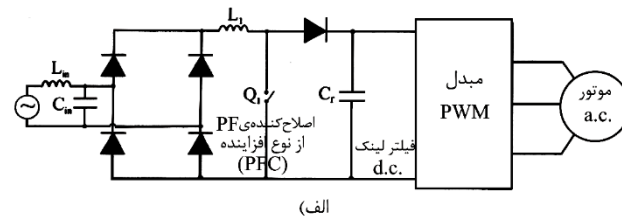
$$R = \frac{\text{حداکثر جریان اتصال کوتاه شبکه}}{\text{حداکثر مولفه اصلی جریان بار}} \quad (3-9)$$

همان‌طور که در شکل ۳-۲ مشخص است در حضور فیلتر هارمونیک مرتبه ۵ام جریان، جریان محرکه تغییر قابل توجهی می‌نماید. در این شکل حداکثر مقدار جریان افزایش یافته اما هارمونیک مرتبه پنجم آن حذف شده است. طراحی فیلترهای کافی برای خط تغذیه در یک شبکه صنعتی محلی^۲ که شامل چندین محرکه با مبدل PWM باشد کار پیچیده‌ای است. دلیل این دشواری در وابسته بودن فیلترها به امپدانس سیستم قدرت از طریق نسبت جریان اتصال کوتاه R_{SC} یا از طریق نسبت kVA محرکه به kVA اتصال کوتاه در محل محرکه می‌باشد. از آنجایی که استفاده از مبدل‌های توان PWM در محرکه‌ها در حال توسعه است و از طرف دیگر استانداردها و مباحث کیفیت توان به صورت روز افزون مورد بررسی و بحث قرار می‌گیرند، به نظر می‌رسد که باید برای هر محرکه و فیلتر مربوط به آن، قوانین و استانداردهای دقیق مخصوص آن را مشخص و معین نمود. اتصال فیلتر می‌تواند در نزدیک‌ترین ناحیه‌ی اتصال مبدل PWM محرکه به شبکه منابع قدرت محلی ضعیف^۳ انجام شود. مبدل‌های PWM شامل اینورترهای منبع ولتاژ مخصوص محرکه‌ی موتورهای ac و برشگرهای چند فاز محرکه‌های SRM می‌باشند.

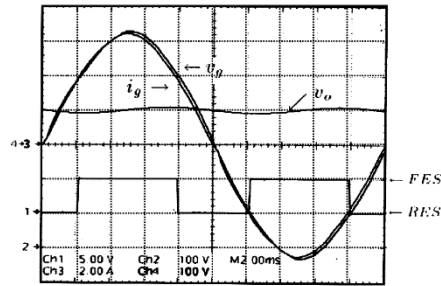
¹. Short-Circuit Ratio

². Local Power Industrial

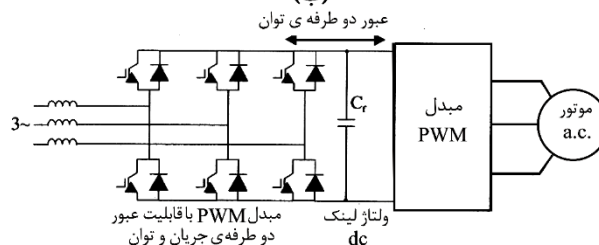
³. Weak Local Power Supplies



(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۳-۳: (الف) ساختار مبدل، (ب) ولتاژ و جریان ورودی، (ج) یکسوساز PWM با قابلیت عبور دو طرفه توان و (د) فیلتر نمودن هارمونیک پنجم جریان خط

بعضی از گزارشات گویای بروز ناپایداری های ولتاژ خط در استفاده از فیلترهای خط می باشند. در [۳] این ناپایداری ها در سیستم های کنترل محرکه ی موتورهای ac با استراتژی DTFC و در [۴] ناپایداری های مربوط به کارگیری برشگرهای dc در تغذیه موتورهای SRM گزارش شده است. این ملاحظات حتماً باید در هنگام طراحی و استفاده همزمان محرکه و فیلتر خط مورد توجه قرار گیرند.

مثال: تعیین فیلتر خط

یک مبدل PWM مربوط به محرکه ی IM با ظرفیت ۱۰۰kVA را در نظر بگیرید. این مبدل توسط یک شبکه ی قدرت محلی با قدرت اتصال کوتاه $SC\ kVA = 1000kVA$ تغذیه می شود. مقادیر هارمونیک های ۵، ۷ و ۱۱ جریان خط عبارتند از $I_{11} = 0.15I_1$ ، $I_7 = 0.03I_1$ ، $I_5 = 0.01I_1$ ، فرکانس منبع ۶۰ هرتز و ولتاژ مؤثر خط برابر $V_{LL} = 440V$ می باشد. مطلوب است:

(الف) ضریب هارمونیک جریان خط (HF).

(ب) ضریب اعوجاج هارمونیک جریان (THD).

(پ) محاسبه خازن C و اندوکتانس فیلتر L_f برای ایجاد ضریب تضعیف $\alpha = 0.95$ در هارمونیک پنجم جریان.

(ت) ضریب تضعیف جریان $a_h(h)$ برای هارمونیک های ۵، ۷ و ۱۱.

ث) ضریب اعوجاج هارمونیک کل برای ولتاژ با و بدون حضور فیلتر.

حل: باتوجه به رابطه‌ی ۳-۱ داریم:

$$HF = \frac{\sqrt{\sum_{\Delta, \gamma, 11} v^2 I_v^2}}{I_1} = \sqrt{(\Delta \times 0.15)^2 + (\gamma \times 0.3)^2 + (11 \times 0.1)^2} = 0.7865 \quad (3-10)$$

از رابطه 2-3، THD جریان برابر است با:

$$THD = HF \times \frac{kVA}{SC \text{ kVA}} \times 100\% = 0.7865 \times \frac{100}{1000} \times 100\% = 7.865\% \quad (3-11)$$

از آنجایی که نسبت kVA محرکه به kVA اتصال کوتاه برابر ۰/۱ می‌باشد و THD بزرگتر از ۵٪ است نیاز به استفاده از فیلتر می‌باشد. از رابطه‌ی ۳-۳ برای فیلتر حذف هارمونیک ۵ ام با ضریب تضعیف $\alpha = 0.95$ داریم:

$$LC = \frac{1}{4\pi^2 (f_n \alpha v)^2} = \frac{1}{4\pi^2 (60 \times 0.95 \times 5)^2} = \frac{0.1308 \times 10^{-6}}{25} s^2 \quad (3-12)$$

همچنین ظرفیت kVA خازن برابر است با:

$$kVAF = 0.3 \times \text{Drive kVA} = 0.3 \times 100 = 30 \text{ kVA} \quad (3-13)$$

از رابطه‌ی ۳-۵ ظرفیت خازن برابر مقدار زیر بدست می‌آید:

$$C = \frac{kVAF}{0.377 \times V_{LL}^2} = \frac{30}{0.377 \times 440^2} = 411 \times 10^{-6} F = 411 \mu F \quad (3-14)$$

هارمونیک ولتاژ $V(h)$ بدون حضور فیلتر در منبع قدرت توسط رابطه‌ی 7-8 برحسب درصد به صورت زیر به دست می‌آید.

$$V(\Delta) = \% (I(\Delta)) \times \Delta \times \frac{100}{1000} = 15.5 \times \frac{100}{1000} = 1.55\%$$

$$V(\gamma) = \% (I(\gamma)) \times \gamma \times \frac{100}{1000} = 3.0 \times \frac{100}{1000} = 0.3\% \quad (3-15)$$

$$V(11) = \% (I(11)) \times 11 \times \frac{100}{1000} = 1.1 \times \frac{100}{1000} = 0.11\%$$

مقدار THD ولتاژ قبل از به کارگیری فیلتر برابر است با:

$$THD(\%) = \sqrt{(\Delta \times V(\Delta))^2 + (\gamma \times V(\gamma))^2 + (11 \times V(11))^2} = \sqrt{(\Delta \times 1.55)^2 + (\gamma \times 0.3)^2 + (11 \times 0.11)^2} = 42.056\% \quad (3-16)$$

ضرایب تضعیف ولتاژ با به کارگیری فیلتر برابرند با:

$$a_{\Delta}(\Delta) = \left(1 + \frac{(\Delta \times 0.95)^2}{1 - (\Delta \times 0.95 / \Delta)^2} \right) \frac{0.3}{10} = 6.942$$

$$a_{\Delta}(\gamma) = \left(1 + \frac{(\Delta \times 0.95)^2}{1 - (\Delta \times 0.95 / \gamma)^2} \right) \frac{0.3}{10} = 1.2845 \quad (3-17)$$

$$a_{\Delta}(11) = \left(1 + \frac{(\Delta \times 0.95)^2}{1 - (\Delta \times 0.95 / 11)^2} \right) \frac{0.3}{10} = 0.862$$

طبق تعریف $av(h)$ در رابطه ی ۳-۶، می توان مقادیر $V_f(\delta)$, $V_f(\gamma)$, $V_f(11)$ را محاسبه نمود و از رابطه ی ۳-۱۱ مقدار جدید THD_f ولتاژ در حضور فیلتر را به دست آورد.

$$THD_f = \sqrt{\left(\frac{\delta \times V(\delta)}{a_\delta(\delta)}\right)^2 + \left(\frac{\gamma \times V(\gamma)}{a_\delta(\gamma)}\right)^2 + \left(\frac{11 \times V(11)}{a_\delta(11)}\right)^2} = \quad (3-18)$$

$$= \sqrt{\left(\frac{5 \times 7.5}{6.942}\right)^2 + \left(\frac{7 \times 2.1}{1.284}\right)^2 + \left(\frac{11 \times 1.1}{0.862}\right)^2} = 18.66\%$$

یک مزیت روشن استفاده از فیلتر هارمونیک پنجم کاهش THD ولتاژ از ۴۲٪ به مقدار ۱۸٫۶۶٪ می باشد. یادآور می شود که در این مثال مقادیر هارمونیک های ۱۱ و ۷ خیلی مبالغه آمیز در نظر گرفته شده اند و به همین دلیل مقدار نهایی THD_f ولتاژ چندان کوچک به دست نیامد (در عمل مقدار آن کمتر از ۸ درصد می شود). همچنین سطح اتصال کوتاه شبکه محلی قدرت نیز کوچک در نظر گرفته شده است. با افزایش مقدار سطح اتصال کوتاه مربوط به شبکه محلی قدرت نتایج بهتری حاصل می شوند. جدای از فیلترهای ورودی غیرفعال^۱، فیلترهای ترکیبی (فعال و غیرفعال)^۲ نیز برای حذف و جبران سازی هارمونیک های ولتاژ و جریان به کار گرفته می شوند. همچنین این فیلترها کاهش های کوتاه مدت ولتاژ^۳ ناشی از منبع تغذیه را حذف می کنند. در منابع ولتاژ تکفاز از یک بهبود دهنده ی ضرب توان (افزایش دهنده ی ضریب توان) PFC^۴ نیز در ساختار مبدل محرکه ها استفاده می شود. این ساختار در شکل ۳-۳ الف نمایش داده شده است [۲۰ و ۱۸]. مبدل الکترونیک قدرت افزاینده ی ضریب توان (PFC) در حالت کاری هدایت پیوسته کار می کند. با کنترل صحیح PFC، جریان فاز منبع ac مطابق شکل ۳-۳ ب سینوسی خواهد بود [۱۸]. همچنین به منظور فیلتر نمودن جریان ورودی و ایجاد ضریب توان واحد می توان به جای یکسوساز شکل ۳-۳ ج از یک یکسوساز دیودی و یک فیلتر ورودی غیرفعال استفاده نمود [۲۱-۲۳]. مزایای استفاده از این یکسوساز کننده PWM فعال عبارتند از:

- باعث پایدارسازی ولتاژ لینک dc در مقابل بروز اضافه بارهای محدود یا ایجاد کاهش های ولتاژ منبع (سه فاز، دوفاز و تکفاز) می شود.
- باعث سینوسی شدن نسبی جریان ورودی، محدودسازی آن و کنترل زاویه ی ضریب توان می شود.
- امکان تبادل دوطرفه ی توان را فراهم می نماید. و به همین دلیل در کاربردهایی که نیاز به ایجاد حالت ترمزی سریع دارند مانند آسانسورها کاربرد آنها الزامی است.

۳-۵- بازتاب و تضعیف ولتاژ در کابل های طولانی تغذیه کننده ی موتور

در بسیاری از صنایع جدید، مبدل PWM و موتور در مکان های جداگانه ای قرار می گیرند. در این شرایط تغذیه موتور توسط کابل های واسط بین موتور و مبدل PWM انجام می شود. نرخ بالای خیز بالای ولتاژ در مبدل های PWM (حداکثر dV/dt در اینورترهای با کلیدهای IGBT $600V/\mu s$) باعث ایجاد اثرات نامطلوب و مضر بر عایق موتور و تولید جریان های خازنی (الکترواستاتیکی) در یاتاقان ها می شود. همچنین به دلیل اینکه در فرکانس های بالا کابل دارای مدل LC با المان های گسترده می باشد، عبور موج ولتاژ از کابل باعث ایجاد اضافه ولتاژهایی می شود. این اضافه ولتاژها باعث آسیب رساندن به عایق بندی موتور می شوند. همچنین در کابل های طولانی پدیده ی بازتاب موج ولتاژ اتفاق می افتد. این بازتاب به زمان خیز پالس اینورتر^۵ تا $t_r=0.1$ و طول کابل بستگی خواهد داشت. در صورت طولانی بودن کابل عملکرد آن مانند یک خط انتقال خواهد بود. پالس ولتاژ PWM طول کابل را با سرعتی حدود نصف سرعت نور ($U^*=150-200m/s$) طی می نمایند و در صورتی که طول پالس

¹ Passive Input Filter

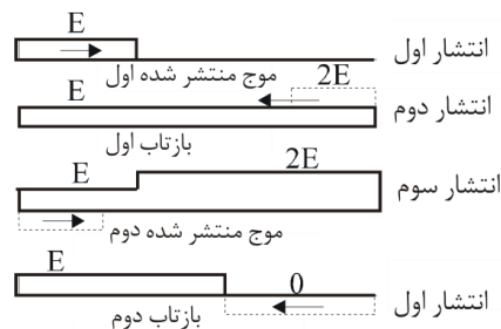
² Hybrid (Active-Passive) Filter

³ Short Voltage Sag

⁴ Power Factor Correction

⁵ Inverter Pulse Rise-Time

بیشتر از یک سوم زمان طی فاصله‌ی مبدل تا موتور^۱ باشد بازتاب کامل موج اتفاق می‌افتد و دامنه‌ی پالس ولتاژ در پایانه‌های موتور دوبرابر می‌شود.



شکل ۳-۴: دوره زمانی بازتاب موج

فرض کنید که طول کابل محدود و یک موج ولتاژ با dV/dt بسیار بزرگ فاصله‌ی بین مبدل تا موتور را در کابل طی می‌کند. موتور اندوکتانس بسیار بزرگی در مقابل چنین پالس ولتاژی از خود نشان می‌دهد. از طرف دیگر موتور مانند یک خازن خالی از بار در مقابل از پالس ولتاژ رفتار می‌کند. به محض رسیدن موج به موتور عمل بازتاب موج انجام شده و خازن معادل موتور شارژ می‌شود. موج بازتابی ناشی از موج اعمال شده به ترمینال‌های موتور باعث دو برابر شدن ولتاژ ($2E$) در پایانه‌های موتور می‌شود. انتهای خط با ولتاژ $2E$ شارژ می‌شود درحالی‌که خروجی اینورتر در مقدار E می‌باشد. بنابراین موج ولتاژ E (بازتاب منفی) از سمت اینورتر به سوی موتور انتقال می‌یابد و بار دیگر ولتاژ پایانه‌های موتور بعد از ۳ رفت و برگشت موج در طول کابل مطابق شکل ۳-۴ به مقدار E می‌رسد. دقیقاً به همین دلیل است که اگر طول پالس ولتاژ بیشتر از یک سوم زمان طی نمودن موج در فاصله‌ی بین موتور و اینورتر باشد، ولتاژ بازتاب شده از پایانه‌های موتور برابر $2E$ می‌شود. بنابراین می‌توان مقدار ایده‌آل حداکثر ولتاژ خط به خط V_{LL} را در پایانه‌های موتور به صورت زیر محاسبه نمود [۵ و ۶].

$$V_{LL} = \begin{cases} \frac{3I_c \times E}{U^* \times t_r} \times \Gamma_m + E; & t_{travel} < t_r / 3 \\ E \times \Gamma_m + E; & t_{travel} > t_r / 3 \end{cases} \quad (3-19)$$

در این رابطه Γ_m ضریب بازتابش ایده‌آل موتور بوده و طبق تئوری خطوط انتقال برابر است با:

$$\Gamma_m = \frac{Z_{motor} - Z_{.c}}{Z_{motor} + Z_{.c}} \quad (3-20)$$

در این رابطه Z_{motor} امپدانس معادل موتور و Z_{oc} امپدانس مشخصه (ضربه‌ای)^۲ کابل با طول l_c می‌باشد.

$$Z_{.c} = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad (3-21)$$

یک ضریب بازتابش مشابه، Γ_c نیز می‌توان برای خروجی مبدل PWM تعریف نمود. در شکل ۳-۴ یک تحلیل کیفی برای حالت $Z_{motor} = \infty$ (یا $\Gamma_m = 1$) انجام شده است. در حالت ایده‌آل امپدانس موتور ۱۰ تا ۱۰۰ برابر بزرگتر از امپدانس Z_{oc} بوده و $\Gamma_m \cong 1$ می‌باشد. در $\Gamma_m \cong 1$ به منظور کاهش اضافه ولتاژها به مقدار تقریباً صفر باید $t_{travel} < t_r / 3$ باشد. بنابراین:

$$\frac{3I_c \times E}{U^* \times t_r} \times \Gamma_m \leq 0.2E \quad (3-22)$$

¹ Rise Time to Travel From Converter to Motor

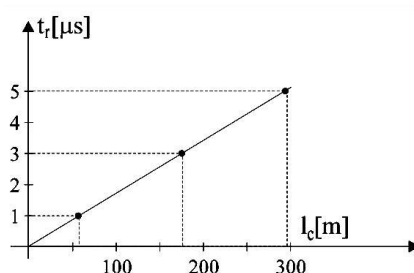
² Surge Impedance

از رابطه‌ی 22-3 می‌توان طول بحرانی^۱ کابل را محاسبه نمود. برای طول‌های بیشتر از طول بحرانی، ولتاژ مجازی دو برابر ولتاژ ابتدای خط در انتهای خط ظاهر می‌شود. برای $E=650\text{Vdc}$ (ولتاژ 480V برای شبکه‌ی ac)، مقدار $\Gamma_m = 0.9$ و $U^* = 165\text{m}/\mu\text{s}$ طول بحرانی کابل طبق رابطه‌ی 22-3 برابر است با:

$$\frac{3l_c \times E}{U^* \times t_r} \times \Gamma_m = E \quad (3-23)$$

$$l_c = \frac{U^* \times t_r}{3\Gamma_m} = \frac{165}{3 \times 0.9} \times t_r = (61/11 \times t_r [\mu\text{s}]) \quad (3-24)$$

برای کاهش اضافه ولتاژهای موتور به ۲۰ درصد (رابطه‌ی ۲۲-۳) باید طول کابل یک پنجم طول بحرانی آن باشد. این موضوع در شکل ۳-۵ نمایش داده شده است. این کاهش طول در بسیاری از کاربردها امکان‌پذیر نمی‌باشد.



شکل ۳-۵: زمان خیز ولتاژ t_r بر حسب طول بحرانی کابل

برای کابل‌های طولانی می‌توان از راه حل کاهش ضریب بازتاب در سمت موتور $\Gamma_m (Z_m)$ مربوط به رابطه‌ی ۳-۲۰ و ضریب بازتاب سمت خروجی مبدل $\Gamma_c (Z_c)$ استفاده نمود. این کار با اضافه نمودن فیلتر در پایانه‌های موتور انجام می‌شود. به عنوان مثال برای کاهش Z_m در شکل ۳-۶ از فیلتر استفاده شده است. بنابراین استفاده از یک فیلتر پایین گذر در خروجی مبدل باعث افزایش زمان خیز پالس ولتاژ^۲ می‌شود و می‌توان از کابل‌هایی با طول بیشتر استفاده نمود. شکل ۳-۶ ب نحوی به کارگیری این روش را نمایش می‌دهد.

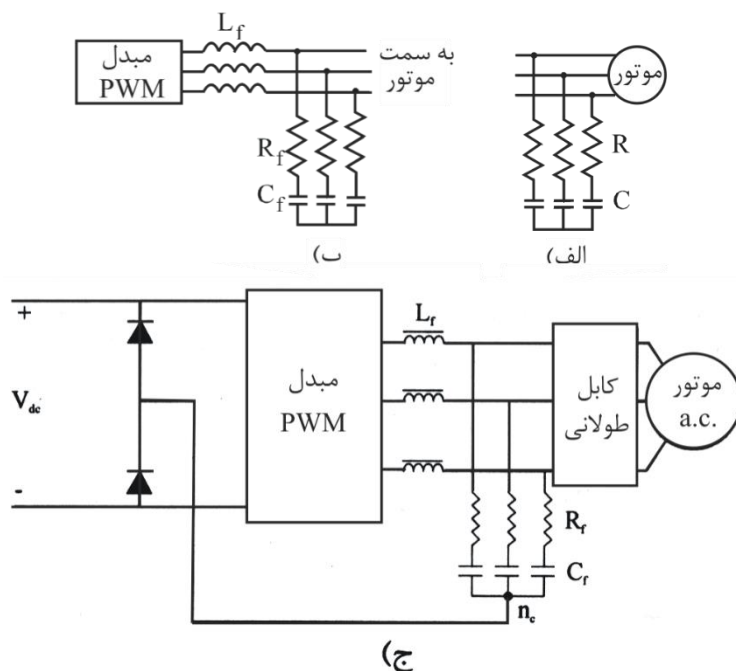
یادآوری: افزایش زمان خیز ولتاژ پایانه‌ها باعث جلوگیری از عملکرد سیستم کنترل در هنگام شناسایی پارامترهای موتور و تنظیم مقادیر کنترل‌کننده‌ها می‌شود (عمل شناسایی و تنظیم پارامترها قبل از بهره‌برداری و بعد از نصب سیستم محرکه انجام می‌شود). بنابراین در هنگام طراحی سیستم محرکه برای در نظر گرفتن این موضوع باید دقت لازم به عمل آید. اخیراً گزارش‌هایی مبنی بر مشاهده‌ی اضافه ولتاژهایی تا ۳ برابر ولتاژ لینک dc، در اتصال بعضی از انواع مبدل‌های PWM ارایه شده است (اضافه ولتاژ در حالت بازتاب ایده‌آل دو برابر E می‌باشد). این اضافه ولتاژ به صورت مناسب توسط روش‌های حذف پالس^۳ تعدیل می‌شوند. در واقع استفاده از این روش‌ها باعث کاهش اضافه ولتاژهای حالت ایده‌آل به کمتر از ۲ برابر مقدار E می‌شود [۷]. ولتاژ کل دو سر فیلتر RC موتور، E_r برابر است با [۶]:

$$E_r = 2E \left(1 - \frac{Z_{c,c}}{R + Z_{c,c}} e^{-\frac{t}{(R+Z_{c,c})C}} \right); \quad R = Z_{c,c} \quad (3-25)$$

¹ Critical Length

² Voltage Pulse Rise Time

³ Pulse Elimination



شکل ۳-۶: فیلتر مرتبه اول، (الف) در پایانه های موتور، (ب) در خروجی مبدل PWM، (ج) فیلتر LRC با دیود انبری

برای طراحی فیلتر می توان E_r را به مقدار $E_r = 1/2 E$ (برای تحمل ۲۰ درصد اضافه ولتاژ) برای مدت زمان خیز $t = t_r$ محدود نمود:

$$1.2E = 2E \left(1 - \frac{Z_{c,c}}{R + Z_{c,c}} e^{-\frac{t_r}{2Z_{c,c}C}} \right) \quad (3-26)$$

بنابراین مقدار خازن فیلتر C برای $R = Z_{OC}$ به دست می آید (Z_{OC} امپدانس موجی کابل می باشد). از طرف دیگر فیلتر پایین گذر خروجی اینورتر باعث ایجاد تأخیر ولتاژ می شود.

$$V(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t_r}{\tau}} \right) \quad (3-27)$$

$$\tau = \sqrt{L_f C_f} \quad (3-28)$$

که در آن τ ثابت زمانی فیلتر می باشد. واضح است که:

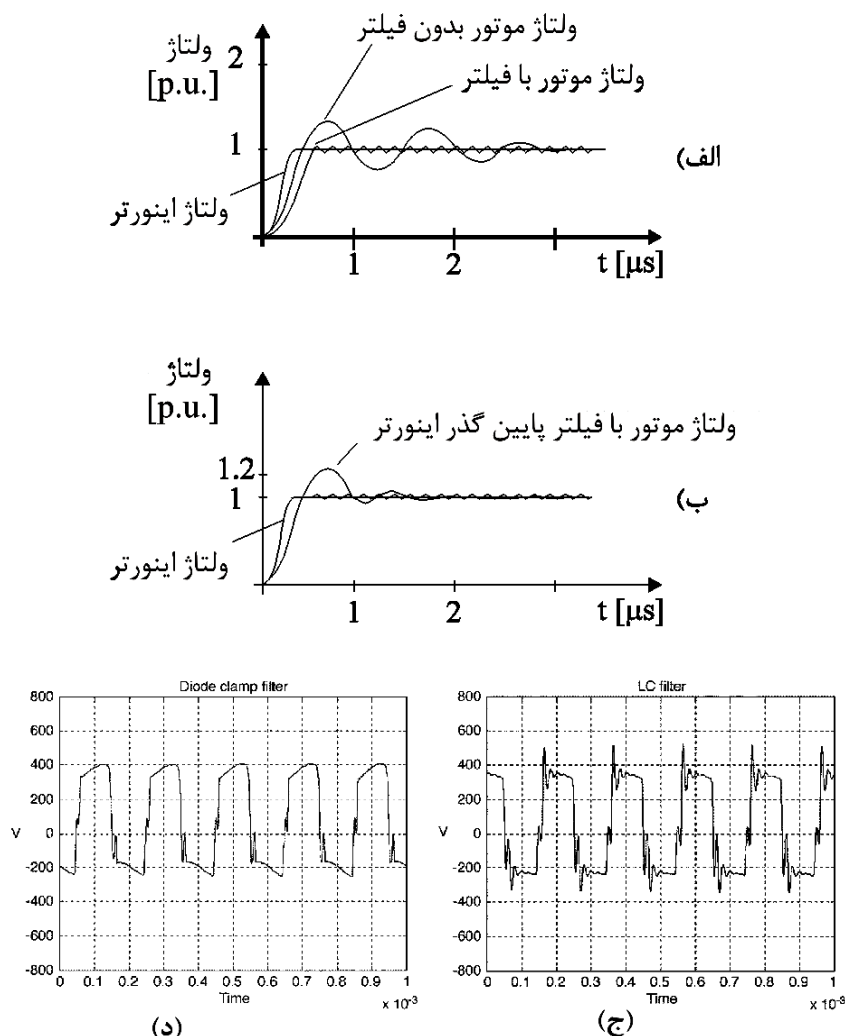
$$\tau \geq t_r \quad (3-29)$$

خازن باید بزرگتر از $(F) 10^{-1} \times I_c > C_f$ انتخاب شود. L_f نیز از رابطه ی ۳-۲۸ با قرار دادن τ و مقاومت R_f محاسبه می شود. البته در این محاسبه مدار فوق میرا^۱ در نظر گرفته شده است.

$$R_f \geq \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad (3-30)$$

در شکل های ۳-۷ و ۳-۸ ب نتایج نمونه به ترتیب برای فیلتر پایانه های موتور و فیلتر خروجی اینورتر نشان داده شده است.

¹ Over Damped



شکل ۷-۳: ولتاژ پایانه های موتور، الف) با فیلتر RC در پایانه های موتور، ب) با حضور فیلتر پایین گذر در اینورتر، ج) در موتور القایی 2.2kW با فیلتر پایین گذر با $L_f=2.6\text{mH}$ و $C_f=1.4\mu\text{F}$ د) در موتور القایی 2.2kW با فیلتر پایین گذر با $L_f=2.6\text{mH}$ و $C_f=1.4\mu\text{F}$ و دیود انبری

یک راه حل کم هزینه برای کاهش چشم گیر اضافه ولتاژهای موتور ناشی از dV/dt زیاد و انتشار آن در طول کابل موتور (مانند آنچه در بخش قبل نشان داده شد) اضافه نمودن دو دیود در لینک dc فیلترهای تفاضلی^۱ LCR می باشد. این ساختار در شکل ۳-۶ ج نشان داده شده است. نقطه ی وسط دو دیود به نقطه نول خازن ها متصل می شود [۲۴]. فیلتر LC در این حالت نیز به صورت تفاضلی dV/dt را کاهش می دهد اما در هنگام بروز اضافه ولتاژ دیودهای انبری هدایت نموده و اضافه ولتاژ حذف می شود. در واقع با بزرگتر شدن ولتاژ نقطه ی نول خازن ها n_c از مقدار $\pm V_{dc}/2$ دیود مربوطه (دیود بالایی یا پایینی) شروع به هدایت می کند. با هدایت دیود ولتاژ به مقدار ولتاژ لینک dc محدود می شود. برای یک محرکه ی ۲/۲kW مقادیر $C_f = 1/4 \mu\text{F}$, $L_f = 2/6 \text{mH}$ مناسب می باشند [۲۴]. در این شبیه سازی ولتاژ پایانه موتور دارای فرکانس مؤلفه ی اصلی ۸ کیلوهرتز و فرکانس کلیدزنی $f_{sw}=4.5\text{kHz}$ می باشد. برای بررسی اثر استفاده از دیودها دو حالت سیستم با و بدون دیود برشگر

¹ Differential LRC Filter

(diode-clamp) شبیه‌سازی شده است. در این شبیه‌سازی با حضور دیودها برشگر مقدار اضافه ولتاژ نسبت به حالتی که دیودها وجود ندارند ۱۵ تا ۲۰ درصد کاهش یافته است.

نتایج این شبیه‌سازی در شکل ۳-۷ ج و د آورده شده است. نتایج عملی نیز این نتایج شبیه‌سازی را تأیید می‌نمایند. [۲۴]. هم‌اکنون نیز به دلیل اضافه ولتاژهای ناشی از dV/dt زیاد در محرکه‌های القایی بزرگ و متوسط خرابی عایق سیم‌بندی موتورهای مشاهده شده است [۲۵]. نحوه‌ی نسبت دادن علت ایجاد این آسیب‌ها به موارد ضعف عایق سیم‌بندی، طول یا نوع کابل (کابل حفاظ دار^۱ یا فقط باندل شده) و یا استراتژی PWM مبدل هنوز به صورت دقیق و روشن مشخص نمی‌باشد. در این زمینه مطالعات پایه و ابتدایی برای یافتن علت واقعی این آسیب‌ها در حال انجام می‌باشد. استفاده از دیودهای برشگر^۲ در ساختار فیلترهای LC یک روش عملی برای حل این چنین مسایل و مشکلات می‌باشد. به ویژه هنگامی که در سیستم محرکه فقط تعویض اینورتر امکانپذیر باشد (نه تعویض موتور) این راه حل ارزش بیشتری پیدا می‌کند.

۳-۶- مدل موتور در فرکانس‌های بسیار بالا^۳

در هنگام ایجاد پالس‌های ولتاژ با زمان خیز بسیار سریع توسط PWM در پایانه‌های موتور، موتور مانند یک شبکه‌ی پیچیده‌ی شامل اندوکتانس‌های خودی و متقابل و خازن‌های بین سیم‌بندی‌های C_s و همچنین خازن بین سیم‌بندی‌ها و زمین C_p رفتار می‌نماید.

در واقع خازن‌ها به صورت سری- موازی می‌باشند. چنین شبکه‌ی در شکل ۳-۸ نشان داده شده است. در صورت وجود سیم‌بندی روتور در کنار مدل استاتور (شکل ۳-۸) مدل روتور نیز باید در نظر گرفته شود. به دلیل حضور خازن‌های موازی C_p و C_{p12} ، در زمان‌های اولیه (چند نانو ثانیه‌ی نخست) اعمال پالس ولتاژ به پایانه‌های موتور (a,b,c) ولتاژ به صورت یکنواخت روی سیم‌بندی استاتور توزیع نمی‌شود. بنابراین حتی اگر نقطه‌ی خنثی n سیم‌بندی استاتور مجزا^۴ شده باشد، اولین کلاف سیم‌بندی باید قابلیت تحمل عایقی ۶۰ تا ۷۰ درصد پالس ولتاژ را داشته باشد. بعد از توزیع غیر یکنواخت ولتاژ و اعمال فشار شدید بر عایق‌بندی کلاف اول سیم‌بندی، سریعاً توزیع ولتاژ یکنواخت شده و فشار عایقی بر روی کلاف اول میرا می‌شود.

با افزایش زمان خیز ولتاژ پایانه‌های موتور، فشارهای الکترواستاتیکی روی سیم‌بندی موتور کاهش می‌یابد و حتی در چنین حالتی موتورهایی که با ولتاژ خط راه‌اندازی می‌شوند را می‌توان در زمان طولانی در محرکه‌های با مبدل PWM به کار برد. همچنین می‌توان با استفاده از یک لایه عایق مخصوص برای سیم‌بندی‌ها حد تحمل سیم‌بندی در مقابل اعمال dV/dt زیاد را افزایش داد. در روش دیگر کاهش فشار ولتاژ اعمالی، با توزیع سیم‌بندی‌ها به صورت تصادفی^۵ پالس ولتاژ اولیه به صورت تصادفی در طول سیم‌بندی‌ها توزیع می‌شود.

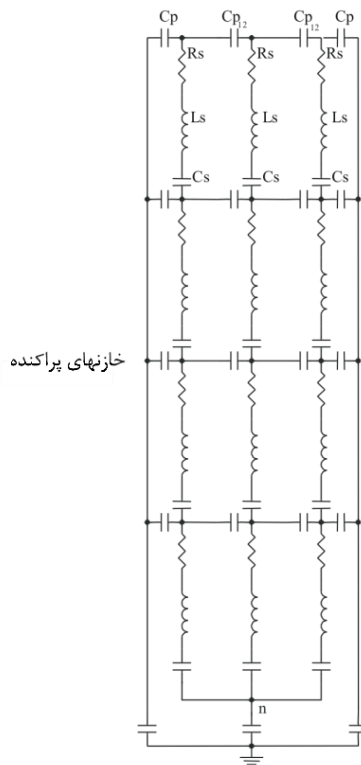
¹ Fully Shielded

² Active Clamp

³ Ultrahigh Frequency

⁴ Isolated

⁵ Random



شکل ۸-۳: مدار معادل RCL موتور در فرکانس های بسیار بالا (فقط استاتور در نظر گرفته شده است).

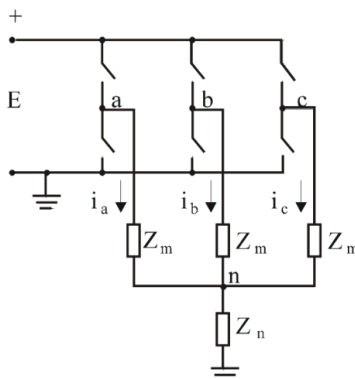
۷-۳- ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر)^۱: مدل موتور و مقادیر مؤلفه های ولتاژ

ساختار یک محرکه ی با اینورتر PWM در شکل ۳-۹ نمایش داده شده است. فرض کنید که امپدانس مؤلفه ی صفر موتور Z_0 باشد. ولتاژ مؤلفه ی صفر برابر است با:

$$V_0 = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} - V_n \quad (3-31)$$

و برای جریان مؤلفه ی صفر داریم:

$$i_0 = \frac{i_a + i_b + i_c}{3} \quad (3-32)$$



شکل ۳-۹: اینورتر PWM با موتور و حالت امپدانس مشترک (توالی صفر) Z_n (با نقطه نول ایزوله شده)

¹ Common Mode Voltage

رابطه بین V_n و i_n عبارت است از:

$$V_n = Z_n i_n \quad (3-33)$$

بنابراین جریان حالت مشترک (توالی صفر) i_n و ولتاژ نقطه‌ی خنثی V_n برابرند با:

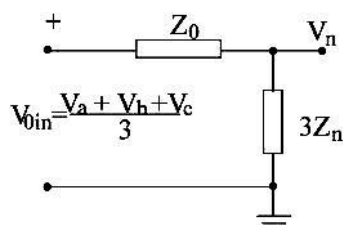
$$i_n = i_a + i_b + i_c = \frac{3}{Z_n + 3Z_n} \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (3-34)$$

$$V_n = \frac{3Z_n}{Z_n + 3Z_n} \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (3-35)$$

همان‌گونه که می‌دانیم جریان حالت مشترک از جریان حالت تفاضلی مجزا می‌باشد (امپدانس فازهای متعادل Z_m را دربرنمی‌گیرد). بنابراین ولتاژ ورودی معادل حالت مشترک V_{oin} برابر است با:

$$V_{in} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad (3-36)$$

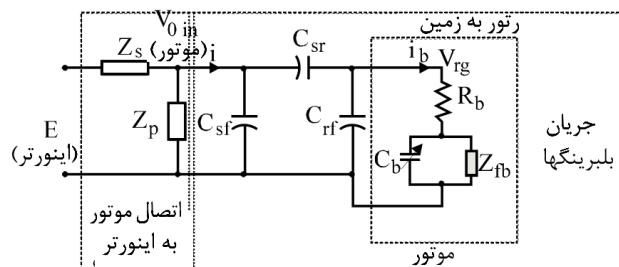
امپدانس ماشین در رابطه‌ی ۳-۳۴ و شکل ۳-۱۰ آورده شده است.



شکل ۳-۱۰ مدل موتور برای ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر) ورودی

در هر دوره‌ی کموتاسیون مبدل، ولتاژ ورودی حالت مشترک V_{oin} تقریباً به اندازه‌ی $E/3$ (ولتاژ لینک dc می‌باشد) تغییر می‌کند. برای پالس‌های ولتاژ مشترک سریع موتور مانند یک خازن سرگردان^۱ عمل می‌کند. این خازن شامل خازن‌های بین سیم‌بندی استاتور و ورقه‌های آن، خازن‌های بین سیم‌بندی و محور موتور (که از فاصله‌ی هوایی عبور می‌کند) و خازن‌های بین سیم‌بندی استاتور و نقطه خنثی (که از مسیر باتاقان‌ها و نقطه زمین مشترک^۲ می‌گذرد) می‌باشد. تمام این خازن‌ها به صورت موازی با یکدیگر در مدار قرار می‌گیرند [۸ و ۹]. در شکل ۳-۱۱ این خازن‌ها نمایش داده شده‌اند.

یادآور می‌شود که اندوکتانس حالت مشترک، کابل قدرت و راکتورهای خط می‌توانند به صورت ولتاژ مشترک سری و امپدانس‌های موازی Z_P و Z_S بین موتور و اینورتر در نظر گرفته شوند. همچنین امپدانس $3Z_n$ می‌تواند با خازن‌ها و مدار معادل ولتاژ محور روتور نسبت به زمین (V_{rg}) مطابق شکل ۳-۱۱ جایگزین شود.



شکل ۳-۱۱ مدل حالت مشترک (توالی صفر) موتور برای فرکانس‌های بالا

¹ Stray Capacitor

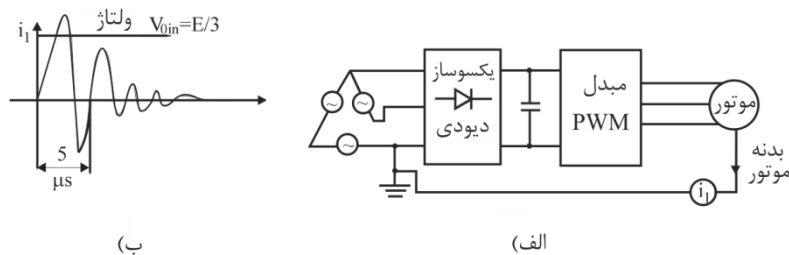
² Common Grounding Point

در این شکل یاتاقان‌ها به صورت یک مقاومت R_b به صورت سری با ترکیب موازی خازن C_b و یک امپدانس غیرخطی Z_{fb} مدل شده است. در واقع Z_{fb} برای مدل نمودن اتصال کوتاه شدن خازن C_b است. این اتصال کوتاه شدن به صورت متناوب و برآثر شکسته شدن فیلم بلبرینگ در اثر اعمال پالس ولتاژ ایجاد می‌شود. C_{sf} خازن معادل بین روتور و استاتور، C_{sf} خازن معادل بین استاتور و بدنه موتور و C_{rf} خازن معادل بین ورقه‌های روتور و بدنه موتور می‌باشد.

اکنون مشخص است که در هنگام کلیدزنی اینورتر پالس‌های ولتاژ منجر به تولید ولتاژ حالت مشترک V_{oin} برابر $E/3$ می‌شوند. این پالس ولتاژ حالت مشترک باعث تولید جریان نشتی حالت مشترک i_n خواهد شد. در صورتی که این جریان بزرگ باشد باعث تأثیرگذاری در حفاظت نول سیستم می‌شود. کاهش جریان i_n به معنای کاهش ولتاژ محور V_{rg} و کاهش جریان غیرگردشی یاتاقان‌ها i_b می‌باشد [۹]. اگر چه $i_b < i_n$ است ولی به دلیل شکست فیلم‌های روغن یاتاقان‌ها دچار آسیب می‌شوند. در ادامه ابتدا به بررسی جریان نشتی (i_n) حالت مشترک استاتور که در بعضی مواقع به بزرگی جریان نامی است می‌پردازیم.

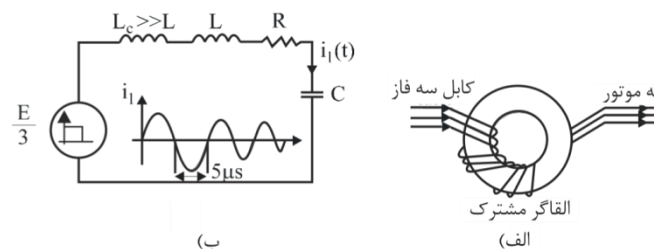
۳-۸- کاهش جریان نشتی حالت مشترک (توالی صفر) استاتور

از آنجایی که هدف مشخص نمودن جریان نشتی $i_1(t)$ می‌باشد می‌توان موتور و کابل به صورت یک مدار فشرده‌ی RLC در نظر گرفت. مقادیر این پارامترهای فشرده توسط آزمایش و با اعمال پالس ولتاژ مبدل و اندازه‌گیری جریان i_1 مطابق شکل ۳-۱۲ انجام می‌شود.



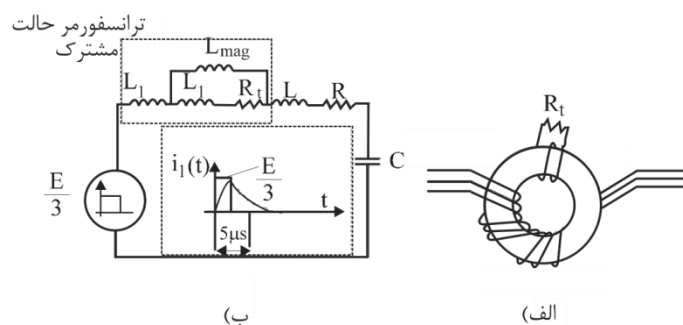
شکل ۳-۱۲: اندازه‌گیری جریان نشتی، (الف) مدار آزمایش و (ب) پاسخ جریان به ولتاژ پله

پاسخ جریان نشتی اندازه‌گیری شده شباهت زیادی به پاسخ جریان مدار RLC دارد. اندوکتانس کابل تعیین کننده‌ی مقدار L_c ، C مدل کننده‌ی خازن‌های سرگردان بین سیم‌بندی و بدنه، و R فقط مربوط به موتور می‌باشد. بعد از اضافه نمودن القاگر حالت مشترک (توالی صفر) L_c در پایانه‌های موتور (مطابق شکل ۳-۸ الف) می‌توان مدار معادل کلی را به صورت شکل ۳-۸ ب ارایه نمود.



شکل ۳-۱۳: القاگر حالت مشترک (الف) مدار معادل (ب) جریان نشتی $i_1(t)$

با استفاده از القاگر حالت مشترک، مقدار حداکثر جریان نشتی (شکل ۳-۸ ب) کاهش قابل توجهی می‌یابد ولی مقدار مؤثر جریان کاهش چشم‌گیری نخواهد داشت. می‌توان با به کارگیری یک سیم‌بندی ثانویه که با یک مقاومت R_t سری شده است (شکل ۳-۱۴ الف) مقدار مؤثر و حداکثر جریان نشتی را به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش داد [۱۰]. شکل ۳-۱۴ ب مدار معادل این حالت را نمایش می‌دهد.

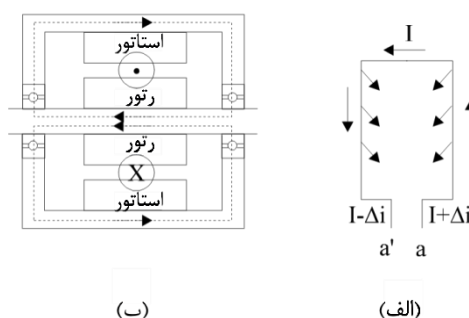


شکل ۱۴-۳: الف) ترانسفورمر حالت مشترک و ب) مدار معادل و پاسخ جریان ناشی

ترانسفورمر حالت مشترک با ثانویه‌ی مقاومتی R_t و اندوکتانس‌های ناشی و مغناطیس‌کنندگی L_{mag} ، L_l در مقایسه با اندوکتانس حالت مشترک شار اصلی را به مقدار بیشتری کاهش می‌دهد و به همین دلیل حجم هسته‌ی فریت^۱ آن به مقدار زیادی کاهش می‌یابد [۱۰]. کاهش قابل ملاحظه‌ای مقدار مؤثر جریان ناشی باعث کاهش احتمال خطای عملکرد کلید به دلیل وجود جریان باقیمانده می‌شود. در واقع با کاهش جریان ناشی مقدار ولتاژ محور V_{rg} و جریان یاتاقان‌ها به یک مقدار کوچک محدود می‌شود. البته با این وجود باید به منظور جلوگیری از شکست الکترواستاتیکی فیلم‌های روغن یاتاقان و خرابی زود هنگام آن‌ها، جریان یاتاقان‌ها را تا حد ممکن کاهش داد.

۳-۹- جریان گردش یاتاقان‌ها

در بخش قبل جریان غیرگردشی حالت مشترک (توالی صفر) یاتاقان‌ها ناشی از اعمال پالس‌های ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر) معرفی و در شکل ۳-۱۱، نمایش داده شد. اخیراً محققین به حضور یک مؤلفه دیگر جریان در یاتاقان‌ها پی برده‌اند. این مؤلفه‌ی اضافی جریان یاتاقان‌ها مؤلفه‌ی جریان چرخشی بوده و در اثر نشت جریان الکترواستاتیکی سیم‌بندی استاتور درون ورقه‌های هسته در طول بدنه‌ی ماشین ایجاد می‌شود. این جریان ناشی سیم‌بندی فازهای a ، b و c را با $2\Delta i_a$ ، $2\Delta i_b$ و $2\Delta i_c$ نشان می‌دهیم. شکل ۳-۱۵ نحوه‌ی توزیع این جریان‌ها را نمایش می‌دهد [۹]. این جریان‌های نامتعادل در طول محور باعث تولید شاری می‌شوند که موجب ایجاد جریان‌های اضافی گردشی بین بدنه و یاتاقان‌ها می‌شوند.



شکل ۱۵-۳: الف) جریان نامتعادل و ب) شار خالص و جریان گردشی یاتاقان‌ها

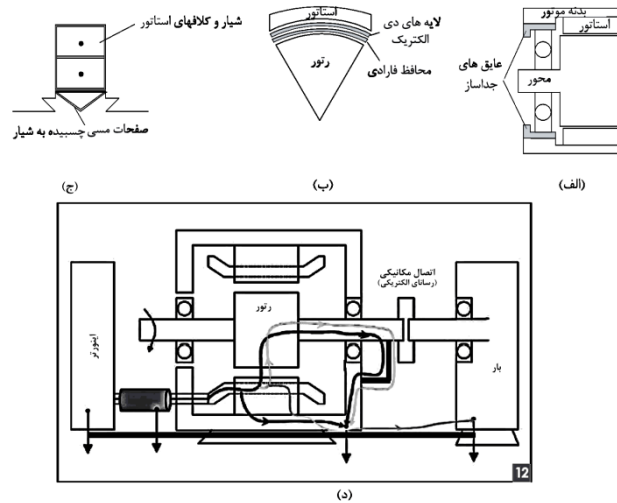
¹ Ferrite Core Size

۳-۱۰- کاهش جریان یاتاقان‌ها

در بعضی از محرکه‌های با مبدل PWM تنها بعد از چند ماه عملکرد یاتاقان‌ها دچار آسیب شده‌اند. آسیب دیدن یاتاقان‌ها به صورت ایجاد شیارها یا حفره‌هایی در آن‌ها مشهود می‌باشد. این حفره‌ها و شیارها به دلیل ایجاد تخلیه الکتریکی EDM^۱ در اجزای یاتاقان‌ها به وجود می‌آید. دلیل اصلی ایجاد جریان در یاتاقان‌ها، ولتاژ محور موتور می‌باشد. در صورتی که میدان الکتریکی لایه‌ی روغن دارای دامنه بیشتر از $15 \text{ V(peak)} / \mu\text{m}$ شود تخلیه الکتریکی (EDM) ایجاد می‌شود. از آنجایی که ضخامت صفحات لایه‌ی روغن بین $0.2 \mu\text{m}$ تا $2 \mu\text{m}$ است در صورت ایجاد ولتاژ V_{rg} بین ۳ تا ۳۰ ولت (مقدار حداکثر) تخلیه الکتریکی در لایه روغن اتفاق می‌افتد. در زیر تعدادی از روش‌های موجود ارائه شده برای کاهش ولتاژ محور و یاتاقان‌ها نام برده شده است.

- روش عایق‌سازی لایه خارجی یاتاقان^۲: (شکل ۳-۱۶ الف)
 - رنگ زدن لایه داخلی استاتور به صورت کامل یا استفاده از دی‌الکتریک‌های فلزدار فارادی^۳ یا ورقه‌های نازک فلزی کامل^۴ در فاصله‌ی هوایی: شکل ۳-۱۶ ب این طرح را نمایش می‌دهد.
 - استفاده از پوشش‌های مسی برای شیارها: (شکل ۳-۱۶ ج)
 - زمین نمودن موتور (حتی در فرکانس‌های بالا)، بار مکانیکی، محرکه و اینورتر و همچنین عایق‌سازی محور و یاتاقان‌ها و استفاده از جاروهای زمین کننده محور: (شکل ۳-۱۶ د) [۲۵].
- در واقع تمام روش‌های ارائه شده در شکل ۳-۱۱ یک خازن کوچک به صورت سری در مدار یاتاقان‌ها اضافه نموده و در نهایت جریان عبوری از یاتاقان‌ها را کاهش می‌دهند.
- به نظر می‌رسد که مرسوم‌ترین روش عایق‌سازی یاتاقان‌ها توسط جداسازها باشد. در صورتی که از محافظ‌های استاتور و سیم‌بندی آن استفاده شود (توسط صفحات نازک فلزی و یا رنگ) ولتاژ محور به کمتر از ۵ درصد ولتاژ اولیه آن کاهش یافته و به مقدار حداکثر ۱ تا ۲ ولت می‌رسد. همچنین دمای استاتور به دلیل جریان گردابی دورن صفحه‌ی فلزی تغییر قابل توجهی نمی‌کند. بنابراین این روش یک روش مطمئن برای کاهش ولتاژ محور می‌باشد [۸]. در صورت استفاده از القاگر حالت مشترک (بخش ۳-۸) ولتاژ محور حدود ۳۰ ولت می‌باشد. بعد از به کارگیری محافظ‌های فارادی (شکل ۳-۱۶ ب) ولتاژ محور به مقدار کمتر از ۱/۵ ولت کاهش می‌یابد [۸]. در عمل مشاهده شده است که در صورت استفاده از ترانسفورمر حالت مشترک احتمال آسیب دیدن یاتاقان‌ها کاهش می‌یابد. این کاهش دست کم به اندازه مقدار کاهش یافته در روش استفاده از محافظ‌های فارادی می‌باشد.

¹ Electrical Discharge Machining² Outer-Race³ Dielectric-Metallic Faraday Complete Foil⁴ Complete Foil

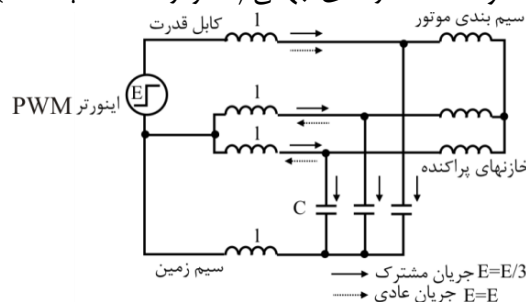


شکل ۳-۱۶: روش های کاهش جریان یاتاقان ها، الف) جداسازی های عایق کننده یاتاقان ها، ب) صفحه یا رنگ فلزی، ج) هادی نمودن نگاه دارنده شیار ها و د) عایق نمودن یاتاقان ها و محور با استفاده از جاروبک های زمین کننده روتور، زمین نمودن خوب روتور، بدنه، بار مکانیکی و محرکه در فرکانس های بالا

۳-۱۱- تداخل الکترومغناطیسی

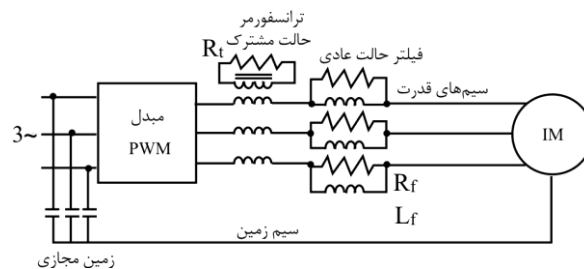
تغییرات پله ای ولتاژ که توسط کلیدزنی سریع تجهیزات IGBT در فرکانس های بالا انجام می شود و باعث ایجاد جریان های حالت مشترک فرکانس بالا (بخش ۳-۷) و جریان عادی (توالی مثبت و منفی) در خازن های سرگردان موتور می گردد. این جریان ها دارای مؤلفه های با فرکانس 100 kHz تا چند MHz می باشند که باعث تشعشع نویز و میدان های EMI در محیط می شوند. این تشعشعات صادر شده در محیط در عملکرد تجهیزات الکترونیکی مانند گیرنده های رادیویی AM، تجهیزات پزشکی و غیره تأثیر می گذارد.

در شکل ۳-۱۷ مدل موتور با خازن های سرگردان مربوط به حالت های جریان مشترک و جریان عادی نشان داده شده است. همانطور که انتظار می رود استفاده از کابل های سه هسته محافظ دار (سیم محافظ به عنوان سیم زمین استفاده می شود) معمولاً نویز EMI را به مقادیر قابل مجاز تعیین شده توسط استانداردهای جهانی (کمتر از $40\text{ dB}\mu\text{V/m}$) محدود می کند.



شکل ۳-۱۷: مدل موتور ac با خازن های سرگردان

در یک روش دیگر می توان با استفاده از ترانسفورمر حالت مشترک (شکل ۳-۷) و فیلترهای معمولی R_{FLF} (شکل ۳-۱۸) حتی در صورت استفاده از کابل های قدرت معمولی، نویز EMI تولید شده توسط جریان های حالت نرمال را محدود نمود. کابل های معمولی از باندل نمودن ۳ سیم تغذیه و یک سیم زمین تشکیل شده اند [۱۱].



شکل ۱۸-۳: کاهش EMI توسط ترانسفورمر حالت مشترک و فیلترهای معمولی در پایانه‌های اینورتر

۳-۱۲- نویز صوتی

در واقع نویز صوتی قسمتی از طیف نویز EMI (از ۵ هرتز تا ۱۸ کیلوهرتز) و از مشخصه‌های اصلی عملکرد محرکه‌های الکتریکی می‌باشد. استانداردهای نویز صوتی، روش‌های کاهش آن در محرکه‌های الکتریکی با مبدل PWM و روش‌های اندازه‌گیری آن از موضوعات رایج، پرتعداد و بحث برانگیز می‌باشد (یک روش اندازه‌گیری آن در استاندارد ISO۳۳۴۰-۴۶ ارائه شده است [۱۲]). معمولاً منبع PWM تغذیه کننده‌ی محرکه‌ی الکتریکی باعث افزایش سطح نویز شبکه‌ی الکتریکی متصل به موتور می‌شود. استفاده از فیلتر LC در پایانه‌های موتور، تغییر فرکانس کلیدزنی و استفاده از PWM تصادفی در فرکانس‌های بالاتر از ۱۸kHz از روش‌های کاهش نویز سیستم‌های تغذیه شده توسط مبدل PWM می‌باشند [۸]. برخی استانداردهای موجود برای انتشار نویز موتورهای القایی عبارتند از: ISOR ۱۶۸۰، IEC-۳۴-۹ و NEMA M ۶۱-۱۲/۴۹.

۳-۱۳- تلفات در محرکه‌های با مبدل PWM

تلفات محرکه‌های با مبدل PWM شامل تلفات موتور و تلفات مبدل الکترونیک قدرت می‌باشد. هارمونیک‌های تولید شده توسط مبدل الکترونیک قدرت باعث ایجاد هارمونیک جریان و شار در موتور و تلفات اضافی سیم‌بندی و هسته در محرکه می‌شود [۱۴]. تلفات مبدل PWM شامل تلفات هدایت و تلفات کلیدزنی می‌باشد [۱۵]. اگرچه در زمینه‌ی مدلسازی تلفات موتورها و تلفات مبدل‌های الکترونیک قدرت مقالات زیاد پرباری موجود می‌باشد، ولی به دلیل پیچیدگی پدیده‌ها نتایج آزمایشگاهی و تجربی نیز بسیار مهم و راه‌گشا می‌باشند. با افزایش فرکانس کلیدزنی تلفات مبدل الکترونیک قدرت زیادتر شده درحالی‌که تلفات موتور به اندازه‌ی جزیی کمتر می‌شود. به طور نمونه در یک موتور ۲kW با افزایش فرکانس از ۲kHz به ۱۰kHz مقدار تلفات کل محرکه به اندازه جزیی افزایش می‌یابد. در محرکه‌های با توان بالاتر، فرکانس کلیدزنی کمتر بوده و همچنین به دلیل بازدهی بالاتر موتور، بازده مبدل الکترونیک قدرت هم بالاتر می‌باشد.

در سیستم‌های محرکه در صورتی‌که با افزایش گشتاور، شار نیز افزایش یابد بازده ماکزیمم برای محرکه حاصل می‌شود. برای پیاده‌سازی این روش تعداد اندکی روش کنترلی وجود دارد. در کنترل برداری یا DTFC این مسئله را با ایجاد یک وابستگی بین مقادیر فرمان شار و گشتاور ایجاد می‌نمایند. البته در این روش‌های حداکثر نمودن بازده، در چند میلی ثانیه اول بعد از اعمال گشتاور فرمان، پاسخ سرعت نسبتاً کند می‌باشد. بعد از رسیدن شار موتور به مقدار بالاتر متناسب با گشتاور فرمان پاسخ سرعت دارای دینامیک مناسب می‌شود.

راهکار عملی جهت مدل سازی موتورهای
الکتریکی با هدف بررسی ولتاژ شفت و
تداخلات الکترومغناطیس

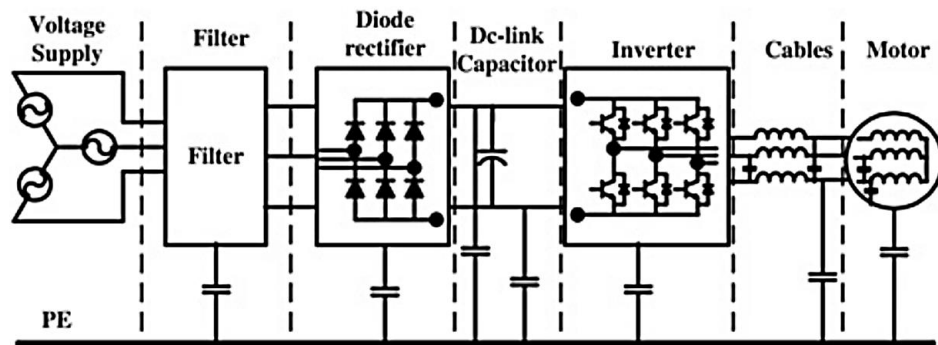
۴-۱- مقدمه:

در فصل اول به مشکلات ناشی از ولتاژ شفت پرداخته شد. در آن جا بیان شد که جریان های پارازیتی ناشی از ولتاژ شفت که در یاتاقان ها جاری می شوند عامل ایجاد خطاهای زیادی در یاتاقان هستند. پس از آن نیز تاریخچه جریان های یاتاقان بررسی گردید و مورد دسته بندی قرار گرفتند. در فصل حاضر راهکاری جهت مدلسازی ولتاژ شفت و یافتن پارامترهای مختلف مدل ارائه شده است. برای این منظور، مدل مربوط به هر فاز از موتور با استفاده از المان های فشرده ایجاد شده است و نهایتاً سه مدل مشابه به یکدیگر متصل شده تا تشکیل یک موتور کامل را بدهند. توجه کنید به دلیل آنکه شار مربوط به جریان های فرکانس بالا، پیوند قابل ملاحظه ای با قسمت رتور برقرار نمی کند، در کلیه تحلیل ها می توان رتور را به عنوان یک استوانه توخالی در نظر گرفت که تنها می تواند در مدل، رفتار خازنی از خود نشان بدهد. این خازن ها مسیر عبور جریان های پارازیتی را میان سیم پیچ و شفت تکمیل می کنند. هدف دیگر از توسعه این مدل، بهره گیری از آن برای بررسی اثرات مربوط به تداخلات الکترومغناطیس (EMI) می باشد. پژوهشگران می توانند میزان جریان های فرکانس بالا را اندازه گیری نمایند و با استفاده از راهکارهای مختلف، مقدار آلودگی هارمونیک را کاهش دهند.

سازگاری الکترومغناطیسی در سیستم های الکترونیک قدرت امروزی موضوع مهمی به شمار می رود. هرچه سرعت کلید زنی ادوات الکترونیک قدرت مورد استفاده در مبدل های قدرت افزایش می یابد، تداخلات الکترومغناطیسی به مشکل بزرگ تری در مدارات الکترونیک قدرت تبدیل می شوند. از آن جایی که بیش از ۶۰ درصد انرژی الکتریکی در جهان جهت راه اندازی موتور ها مصرف می شود، مشخصه بندی و پیش بینی انتشار امواج الکترومغناطیس توسط سیستم های موتور-درایو اهمیت ویژه ای دارد.

این فصل، روشی عملی جهت یافتن یک مدل فرکانس بالا از ماشین AC جهت پیش بینی جریان نشتی و ولتاژ شفت ارائه می کند. یک اینورتر منبع ولتاژ با کلید زنی سخت، باعث تولید ولتاژهای PWM با نرخ تغییرات بالا و ولتاژ وجه مشترک می گردد که به دلیل وجود خازن های نشتی در ماشین الکتریکی، باعث ایجاد جریان های نشتی و ولتاژ شفت می گردد. در فرکانس پایه (چندصد هرتز)، یک مدار معادل از ماشین الکتریکی تنها شامل اندوکتانس و مقاومت است و در آن به خازن های نشتی توجهی نمی شود. بخش پیش رو، راهکاری عملی جهت استخراج پارامترهای فرکانس بالای یک موتور الکتریکی با هدف بررسی جریان نشتی و ولتاژ شفت ارائه می کند. امپدانس ورودی (مقادیر دامنه و فاز) چندین ساختار مختلف از یک موتور AC مورد اندازه گیری قرار گرفته است. کلیه کوپلینگ های خازنی میان سیم پیچ ها، استاتور و روتور برپایه آنالیز تئوری و نتایج حاصل از اندازه گیری استخراج شده است. شبیه سازی ها با نتایج تجربی مقایسه گردیده و روش و مدل پیشن هادی اعتبارسنجی شده است.

همانطور که در شکل 4-۱ نشان داده شده، درایوهای مدرن الکترونیک قدرت، سیستم های بزرگ و پیچیده ای هستند که شامل منبع تغذیه، فیلتر، یکسوساز، اینورتر، و موتور می شوند. در این سیستم های موتور-درایو، جریان های نشتی فرکانس بالایی که به خاطر dv/dt بزرگ در کلیدزنی سخت به وجود می آیند، از طریق خازن های نشتی بین سیم پیچ و بدنه موتور، به زمین منتقل می شوند. شکل 4-3 یک اینورتر سه فاز را نمایش می دهد که در آن V_{ao}, V_{bo}, V_{co} و V_{an}, V_{bn}, V_{cn} به ترتیب ولتاژهای ساق نسبت به زمین (یا سروسط لینک dc) و ولتاژهای فاز اینورتر سه فاز هستند. V_{no} ولتاژ میان نقطه نوترال و زمین است (ولتاژ وجه مشترک).



شکل ۱-۴: سیستم موتور درایو متصل به شبکه

ترکیب شش سوئیچ از این اینورتر هشت بردار مجاز کلیدزنی فراهم می‌کند که در شکل ۲-۴ نمایش داده شده اند. مطابق با شکل ۲-۴، ولتاژهای سه ساق اینورتر به شکل زیر قابل محاسبه هستند:

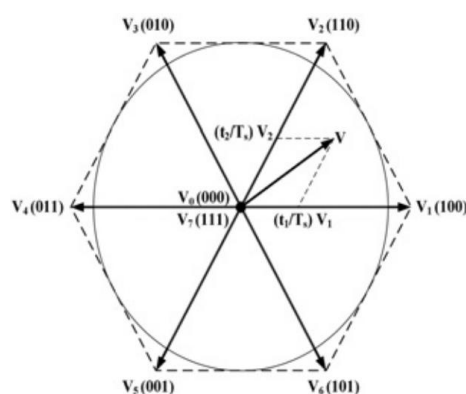
$$\begin{cases} V_{ao}(t) = V_{an}(t) + V_{no}(t) \\ V_{bo}(t) = V_{bn}(t) + V_{no}(t) \\ V_{co}(t) = V_{cn}(t) + V_{no}(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

با جمع کردن دو طرف معادلات (۱-۴) با یکدیگر:

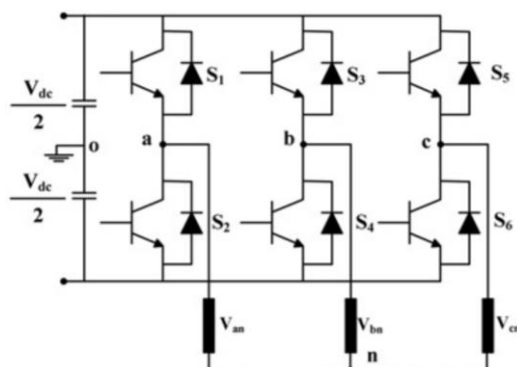
$$V_{ao}(t) + V_{bo}(t) + V_{co}(t) = V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) + 3 * V_{no}(t) \quad (4-2)$$

واضح است که جمع ولتاژهای سه فاز برابر صفر می‌باشد ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$). بنابراین ولتاژ وجه مشترک به شکل ۳-۴ قابل محاسبه است:

$$V_{no}(t) = \frac{V_{ao}(t) + V_{bo}(t) + V_{co}(t)}{3} \quad (4-3)$$



شکل ۲-۴: هشت بردار کلید زنی

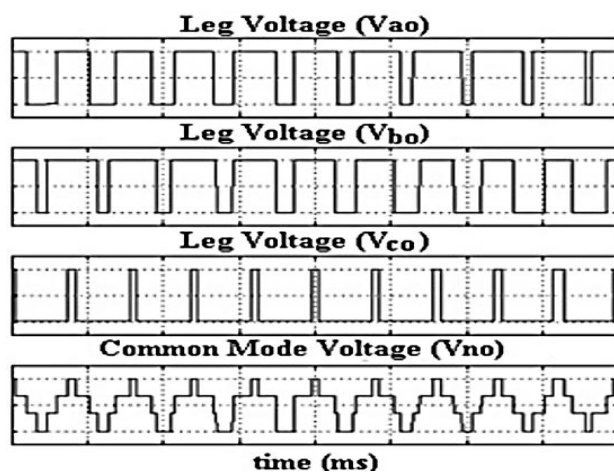


شکل ۳-۴: دیاگرام مداری یک اینورتر

یکی از مشخصات ذاتی تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، ولتاژ وجه مشترکی (CM) است که توسط الگوی کلیدزنی تعریف شده است. با استفاده از یک الگوی کلیدزنی مناسب، سطح ولتاژ وجه مشترک می‌تواند کنترل شود. حالت‌های کلیدزنی اینورتر، ولتاژهای ساق و ولتاژ وجه مشترک در شکل 4-4 به نمایش گذاشته شده و مقادیر آنها نیز در جدول 4-1 آورده شده است. در یک سیستم موتور-موتور سه فاز، ولتاژ وجه مشترک تولید شده توسط اینورتر، دلیل اصلی ولتاژ شفت است که باعث ایجاد جریان یاتاقان می‌شود.

جدول ۴-۱: حالت‌های کلیدزنی، ولتاژهای ساق و ولتاژ وجه مشترک

Vector	S_1	S_3	S_5	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{no}
V_1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V_4	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V_7	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V_0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$



شکل ۴-۴: ولتاژهای ساق و وجه مشترک

ولتاژ شفت متأثر از عوامل متعددی از قبیل کوپلینگ خازنی میان قسمت‌های مختلف ساختمان ماشین، ساختار منبع تغذیه و حالت‌های کلیدزنی در الگوی PWM می‌باشد [۴۳ و ۴۴]. تکنیک‌های مختلفی بر پایه روش کلیدزنی PWM برای کاهش ولتاژ وجه مشترک در اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز ارائه شده است. در [۴۵]، تکنیک‌های نوین مدولاسیون (نظیر اعمال روشهای بردار صفر فعال)، با در نظر گرفتن مزایا و معایب روش‌های مدولاسیون مورد بررسی قرار گرفته است. این بخش به انتخاب و کاربرد روش مدولاسیون مناسب برای اینورترهایی که نیاز به ولتاژ وجه مشترک کوچک دارند کمک شایانی می‌کند. در [۴۶]، روش ساده ای ارائه شده تا بتوان حالت‌های کلیدزنی مربوط به اینورترهای چندسطحی را به نحوی تعیین کرد که ولتاژ وجه مشترک کاهش پیدا کند. فهم موضوعات مربوط به تداخلات الکترومغناطیس وجه مشترک، مانند تولید و انتشار EMI، مدل‌سازی و روش‌های تست در [۴۷] تشریح گردیده است. رفتار فرکانس بالای یک موتور القایی با توجه به تاثیر انتخاب هسته، اثرات پارازیتی بین دوره‌های مختلف کلاف و اثرات پوستی سیم پیچ در [۴۸] بررسی شده است.

در اولین گام از طراحی، یافتن یک مدل فرکانس بالا از یک موتور AC برای پیش بینی جریان نشتی و ولتاژ شفت با هدف تخمین اندازه فیلتر EMI اهمیت بسزایی دارد. انتخاب یک تکنیک PWM خوب و سرعت کلیدزنی مناسب و البته سریع به ترتیب می‌تواند هارمونیک‌های ولتاژ/جریان و تلفات کلیدزنی را کاهش دهد. از سویی دیگر، این کار ممکن است به دلیل کوپلینگ خازنی در موتور AC، ولتاژ شفت و/یا جریان نشتی را افزایش دهد. بنابراین، برای انتخاب زمان کلیدزنی مناسب و روش PWM، تخمین ولتاژ شفت و جریان نشتی اهمیت دارد که آن نیز خود نیازمند یک مدل فرکانس بالای خوب جهت آنالیز موتور می‌باشد. راهکارهای مختلفی برای مدل‌سازی موتور AC با روش اندازه‌گیری کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ و استاتور در جهت بررسی جریان نشتی وجه مشترک ارائه شده است. در [۴۹ و ۵۰]، چندین راهکار جهت استخراج این نوع کوپلینگ خازنی ارائه شده است. در [۵۱ و ۵۲] یک مدل فرکانس بالا از یک موتور القایی جهت بررسی انتشار نویزهای وجه مشترک و وجه تفاضلی پیشنهاد شده است. در این بررسی‌ها، کوپلینگ خازنی میان فازها و بین فازها و روتور هنگام مطالعه نویز وجه تفاضلی و ولتاژ شفت در نظر گرفته نشده است. یک سیستم موتور-درایو AC ولتاژ پایین جهت بررسی EMI بدون در نظر گرفتن پارامترهای فرکانس بالا موتور در [۵۳] ارائه شده است.

۴-۲- مدل‌سازی یک موتور الکتریکی برای آنالیز EMI و ولتاژ شفت

یک مدل کلاسیک از موتور الکتریکی تنها می‌تواند برای آنالیزهای حالت دائمی و دینامیکی در فرکانس‌های قدرت (تا چند صد هرتز) مورد استفاده قرار بگیرد و به دلیل وجود خازن‌های پارازیتی میان سیم پیچ‌ها، روتور و استاتور، برای بررسی ولتاژ شفت و EMI (در حد کیلوهرتز یا مگاهرتز) مناسب نیست. این مقاله راهکاری عملی بر اساس اندازه‌گیری امپدانس ورودی از دید ترمینال‌های مختلف در رنج وسیعی از فرکانس جهت استخراج تمامی پارامترهای مربوط به موتور AC (از جمله خازن‌های کوپلینگ) ارائه می‌کند.

شکل 4-5 یک مدل فرکانس بالای جامع از یک موتور AC ارائه می‌کند که شامل موارد زیر است:

CWS : کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ و استاتور

Crs : کوپلینگ خازنی میان روتور و استاتور

CWT : کوپلینگ خازنی بین سیم پیچ و روتور

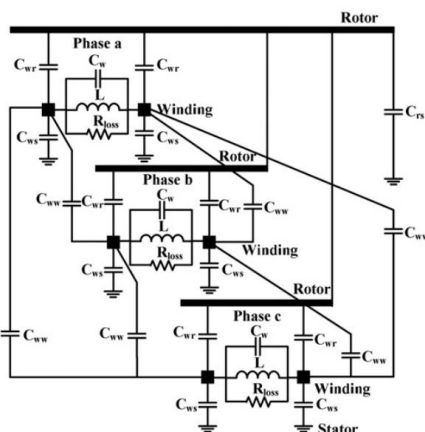
CW : کوپلینگ خازنی بین حلقه‌های سیم پیچ

CWW : کوپلینگ خازنی بین سیم پیچ‌ها

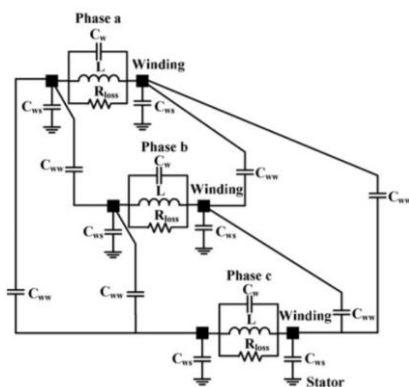
L : اندوکتانس سیم پیچ

Rloss : مقاومت جهت مدل کردن تلفات

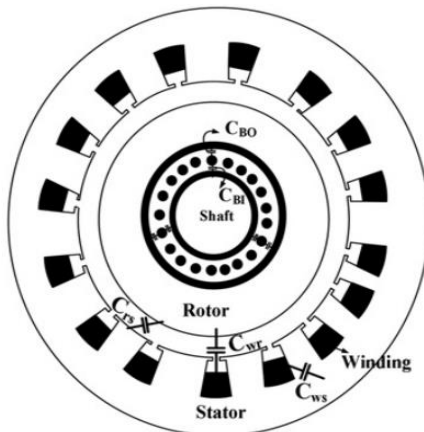
شکل 4-6 نمایشگر یک دیگرام مداری شبیه به شکل 4-5 اما فاقد روتور است که ساختار بهتری برای یافتن C_w ، C_{ws} ، L و R_{loss} می‌باشد. شکل‌های 4-7 و 4-8 به ترتیب یک برش عرضی از موتور AC با و بدون روتور را نمایش می‌دهند. امپدانس ورودی پنج ساختار مختلف از یک موتور AC در رنج وسیع فرکانسی با هدف اندازه‌گیری پارامترهای فرکانس بالا براساس دامنه و فاز پاسخ فرکانسی اندازه‌گیری شده است.



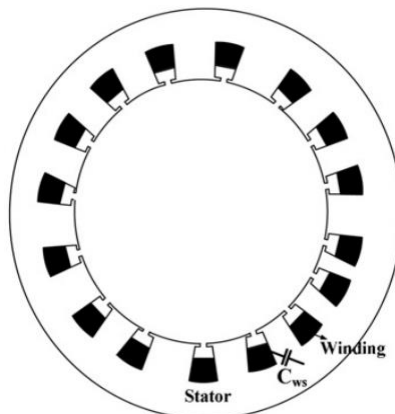
شکل 4-5: مدل فرکانس بالای جامع از یک موتور



شکل 4-6: بخشی از مدل فرکانس بالای جامع از یک موتور



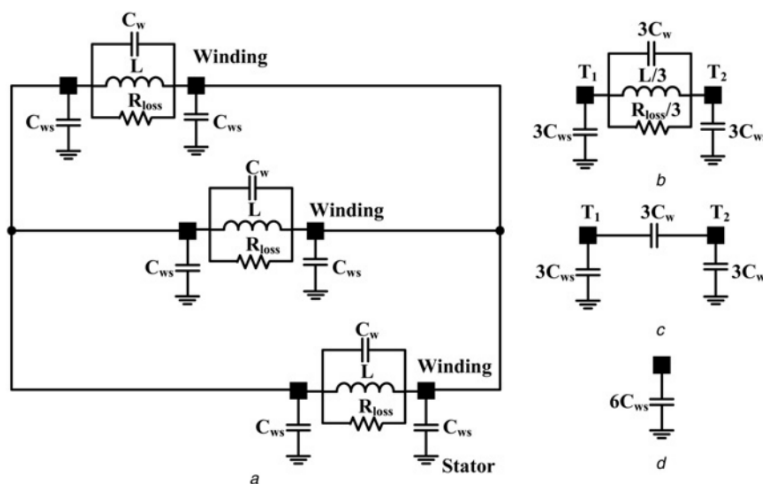
شکل 4-7: خازن نشتی بین استاتور و روتور



شکل ۸-۴: خازن بین سیم پیچی و بدنه استاتور

۴-۳- تست ۱: امپدانس ورودی میان سیم پیچها و استاتور (بدنه موتور) جهت استخراج C_{ws}

این تست جهت استخراج کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ فاز و استاتور براساس ساختار نمایش داده شده در شکل ۴-۶ انجام گرفته است.



شکل ۹-۴: (a) سه فاز موازی شده، (b) مدار معادل سه فاز و (c) مدل فرکانس بالا d: مدل فرکانس پایین

برای ساده سازی ساختار، سه فاز موتور به شکل موازی قرار گرفته اند و فرض شده که موتور اتصال ستاره دارد (شکل ۹-۴ a). در این مورد، خازنهای C_{ww} به دلیل اتصال کوتاه میان فازها حذف شده اند. امپدانس ورودی (مقادیر دامنه و فاز) میان ترمینال یک فاز (T_1 یا T_2) و استاتور (بدنه موتور) مورد اندازه گیری قرار گرفته است. در رنج پایین فرکانسی، زیر فرکانس رزونانس (طبق شکل ۴-۱۰ برای فرکانس کمتر از ۷۰kHz)، زمانی که یک امپدانس معادل از R_{loss} و L کمتر از امپدانسهای C_w و C_{ws} است، امپدانس میان T_1 و T_2 در مقایسه با امپدانسهای خازنی دیگر بسیار کوچک است و ما فرض می کنیم این ترمینالها به یکدیگر متصل شده اند. در این شرایط، امپدانس ورودی این ساختار خازنی خواهد بود (شکل ۹-۴ d) که در آن اندازه فاز نزدیک منفی ۹۰ درجه بوده و C_{ws} می تواند به شکل زیر محاسبه شود:

$$C_{test1-low} = 3C_{ws} + 3C_{ws} = 6C_{ws} \quad (۴-۴)$$

همچنین زمانی که امپدانس R_{loss} و L بسیار بزرگتر از امپدانس C_w (شکل ۹-۴ c) و اندازه فاز نزدیک منفی ۹۰ درجه (شکل ۹-۴ b) است، می توانیم مقدار خازن را در رنج فرکانسی بالا به دست آوریم (برای فرکانس بالای ۳۰۰ کیلوهرتز). از آنجا که $C_{ws} \gg C_w$:

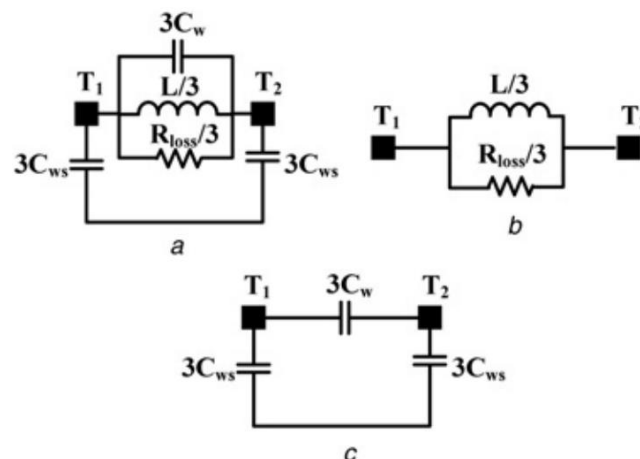
$$C_{test1-high} = 3C_{ws} + \frac{3C_w \times 3C_{ws}}{3C_w + 3C_{ws}} \cong 3C_{ws} + 3C_w \cong 3C_{ws} \quad (4-5)$$

این بررسی نشان می‌دهد که کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ و استاتور می‌تواند به دو روش مختلف محاسبه شود ولی توصیه می‌شود که C_{ws} طبق معادله (4-4) محاسبه شود زیرا از معادله (4-5) دقیق تر می‌باشد.

4-4- تست ۲: امپدانس سیم پیچ‌ها جهت استخراج C_w ، R_{loss} و L

اندازه‌گیری دوم براساس شکل (4-۱۰ الف) است ولی امپدانس بین ترمینال‌های T_1 و T_2 اندازه‌گیری می‌شود. ساختار مربوطه در شکل (4-۱۰ الف) نشان داده شده است. در رنج پایین فرکانسی (برای فرکانس کمتر از ۷۰ کیلوهرتز)، امپدانس C_w و C_{ws} بسیار بزرگتر از امپدانس L و R_{loss} می‌باشد و مدار می‌تواند طبق شکل (4-۱۰ ب)، به یک بار سلفی و مقاومتی ساده شود.

در این رنج فرکانسی زمانی که مقدار فاز به ۹۰ درجه نزدیک است، می‌توانیم مقدار اندوکتانس را براساس مقادیر دامنه و فاز به دست آوریم. مقدار اندوکتانس با تغییرات تقریباً ثابت است و در حالی که مقدار مقاومت به دلیل تلفات دارای تغییرات است.



شکل ۱۰-۴: الف) امپدانس ورودی بین T_1 و T_2 ب) مدل فرکانس پایین ج: مدل فرکانس بالا

نکته اصلی این است که R_{loss} تابعی از فرکانس است و می‌تواند به عنوان یک بار غیرخطی مدل شود اما این کار مدل را بسیار پیچیده می‌کند. راهکار دیگر انتخاب مقدار صحیحی برای R_{loss} با رفتاری نزدیک به اندازه‌گیری‌های تجربی است. برای تعریف یک مدار ساده و خطی جهت مدل‌سازی یک موتور AC با هدف آنالیز EMI و ولتاژ شفت، توصیه می‌شود که اندازه R_{loss} در اولین فرکانس رزونانس محاسبه شود.

در رنج فرکانسی بالا (برای فرکانس بالای ۳۰۰ کیلوهرتز)، اندازه فاز نزدیک منفی ۹۰ درجه است که بیانگر یک بار خازنی است. در این مورد (4-۱۰ ج) امپدانس L و R_{loss} بسیار بزرگتر از امپدانس معادل C_w و C_{ws} است. لذا مقدار امپدانس خازنی می‌تواند به شکل زیر محاسبه گردد:

$$C_{test2} = 3C_w + \frac{3C_{ws} \times 3C_{ws}}{3C_{ws} + 3C_{ws}} = 3C_w + \frac{3}{2}C_{ws} \quad (4-6)$$

همانطور که C_{ws} را به کمک معادله (4-4) محاسبه کردیم، C_w نیز طبق معادله (4-6) به شکل زیر قابل محاسبه است:

$$C_w = \frac{C_{test2} - \left(\frac{3}{2}\right)C_{ws}}{3} \quad (4-7)$$

همچنین مقدار اندوکتانس L نیز می‌تواند براساس فرکانس رزونانس L و C_{test2} محاسبه شود:

$$L = \frac{3}{(2\pi f)^2 C_{tes2}} \quad (4-8)$$

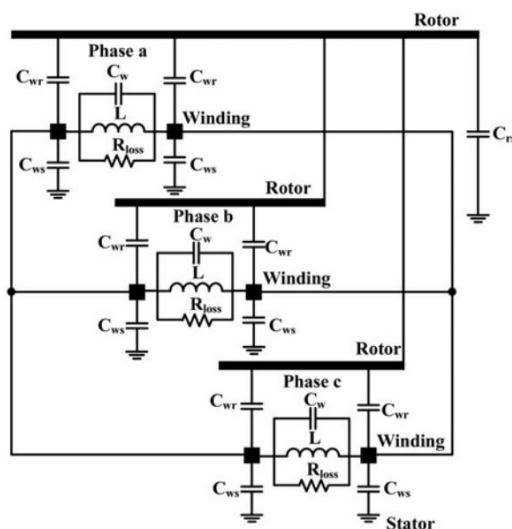
۴-۵- تست ۳: امپدانس ورودی بین روتور و استاتور جهت استخراج C_{wr} و C_{rs}

ساختار بعدی براساس شکل 4-5 (موتور ac به همراه روتور) می‌باشد و با این فرض که موتور اتصال ستاره دارد، هر سه فاز به شکل موازی متصل شده اند. همانطور که در شکل 4-11 نشان داده شده است، مشابه دیاگرام مداری قبل، خازن‌های C_{ww} به دلیل ایجاد اتصال کوتاه میان فازها حذف گردیده اند. یک مدل ساده شده از این ساختار در شکل 4-12 نمایش داده شده است. در رنج پایین فرکانسی (برای فرکانس‌های کمتر از ۷۰ کیلوهرتز) زمانی که امپدانس L و R_{loss} خیلی کمتر از دیگر امپدانس‌های خازنی است، این ساختار طبق شکل 4-13 می‌تواند به سه عدد خازن ساده شود. بنابراین این مدار جهت اندازه‌گیری امپدانس میان استاتور و روتور و همچنین روتور و سیم پیچ‌ها به ترتیب به منظور استخراج C_{rs} و C_{wr} قابل استفاده است. داریم :

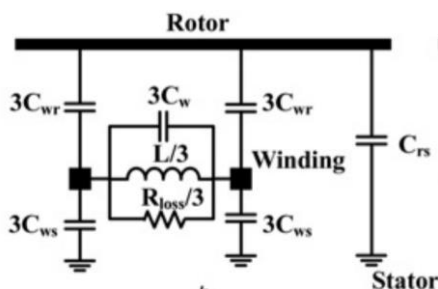
$$C_{test3} = C_{rs} + \frac{6C_{wr} \times 6C_{ws}}{6C_{wr} + 6C_{ws}} \quad (4-9)$$

از آنجا که $C_{ws} \gg C_{wr}$ ، لذا :

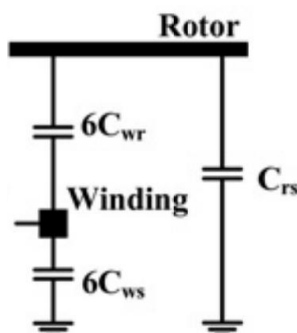
$$C_{test3} \cong C_{rs} + 6C_{wr} \quad (4-10)$$



شکل ۴-۱۱: مدل با در نظر گرفتن C_{wr} و C_{rs}



شکل ۴-۱۲: مدل ساده شده با در نظر گرفتن C_{wr} و C_{rs}



شکل ۱۳-۴: مدل ساده تر

در این ساختار، نیاز داریم جهت اندازه گیری C_{rs} ، روتور را از بدنه موتور به شکل الکتریکی ایزوله کنیم. در وضعیت ایستا، شفت روتور که در دو طرف به دو یاتاقان متصل شده، از طریق حلقه‌های خارجی، ساچمه‌ها و حلقه‌های داخلی یاتاقان، با استاتور اتصال الکتریکی دارد. بنابراین استفاده از یک عایق به منظور جدا کردن حداقل یکی از دو حلقه داخلی یا خارجی یاتاقان از استاتور (بدنه موتور)، می‌تواند به اندازه‌گیری امپدانس میان روتور و استاتور کمک کند. اگرچه C_{wr} در مقایسه با C_{rs} بسیار کوچک است و معادله (۶-۱۰) خود تخمینی از مقدار C_{rs} است، لازم است در این معادله هر دو این پارامترها را در نظر بگیریم و معادله دیگری جهت استخراج C_{wr} با دقت بالا پیدا کنیم. بنابراین تست بعدی جهت اندازه‌گیری امپدانس ورودی بین سیم پیچ‌ها و روتور طبق دیاگرام مداری شکل ۴-۱۳ می‌باشد.

۴-۶- تست ۴: امپدانس ورودی بین سیم پیچ‌ها و روتور جهت استخراج C_{rs} و C_{wr}

در این آزمایش، امپدانس ورودی میان ترمینال یکی از سیم پیچ‌ها و روتور اندازه‌گیری می‌شود. همانطور که در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده است، خازن $6C_{ws}$ با C_{rs} به شکل سری قرار دارد و کل آنها نیز به شکل موازی با $6C_{wr}$ قرار دارند. لذا خازن معادل به شکل زیر قابل محاسبه است:

$$C_{test4} = 6C_{wr} + \frac{C_{rs} \times 6C_{ws}}{C_{rs} + 6C_{ws}} \quad (4-11)$$

طبق آن چه ما از تست قبلی و معادله (۴-۴) دریافتیم، می‌توانیم دو پارامتر مجهول (C_{rs} و C_{wr}) را بر اساس (۴-۱۰) و (۴-۱۱) به دست آوریم.

از معادله (۴-۱۰) می‌توانیم C_{wr} را بر اساس C_{test3} و C_{rs} پیدا کنیم:

$$6C_{wr} = C_{test3} - C_{rs} \quad (4-12)$$

با قرار دادن (۴-۱۲) در (۴-۱۱) نتیجه می‌شود:

$$C_{test4} = C_{test3} - C_{rs} + \frac{C_{rs} \times 6C_{ws}}{C_{rs} + 6C_{ws}} \quad (4-13)$$

بنابراین می‌توانیم معادله بالا را بر اساس C_{rs} مرتب کنیم:

$$C_{test4} - C_{test3} = \frac{-C_{rs}^2 - C_{rs} \times 6C_{ws} + C_{rs} \times 6C_{ws}}{C_{rs} + 6C_{ws}} \quad (4-14)$$

بنابراین:

$$C_{rs}^2(-C_{test3} - C_{test4})C_{rs} - 6(C_{test3} - C_{test4})C_{ws} = 0 \quad (4-15)$$

از (۴-۱۵)، می‌توانیم C_{rs} را برپایه نتایج حاصل از اندازه‌گیری و C_{ws} به شکل زیر به دست آوریم:

$$C_{rs} = (C_{test3} - C_{test4}) \pm \left(\frac{\sqrt{(C_{test3} - C_{test4})^2 + 24(C_{test3} - C_{test4})C_{ws}}}{2} \right) \quad (4-16)$$

واضح است که C_{rs} مقداری مثبت دارد بنابراین تنها پاسخ برای C_{rs} به شکل زیر خواهد بود:

$$C_{rs} = (C_{test3} - C_{test4}) + \left(\frac{\sqrt{(C_{test3} - C_{test4})^2 + 24(C_{test3} - C_{test4})C_{ws}}}{2} \right) \quad (4-17)$$

۴-۷- تست ۵: امپدانس ورودی میان فازها جهت استخراج C_{ww}

این تست جهت استخراج خازن کوپلینگ میان فازها اهمیت دارد. این خازن به دلیل dv/dt تولید شده توسط ولتاژ PWM، تأثیر مهمی بر نویز هدایتی منتشر شده (وجه تفاضلی) دارد. در یک مورد واقعی، جهت انجام سیم پیچی موتور، یک طرف سیم پیچ درون یک شیار قرار می‌گیرد و برای قرار دادن سمت دیگر کلاف داخل شیار، کلاف در دوطرف روتور با سیم پیچ‌های دیگر در هم تنیده می‌شود. این ساختار به دلیل شکل انتهایی سیم پیچ‌ها حتی در موتورهای AC با یک کلاف به ازای هر شیار، کوپلینگ خازنی میان فازها ایجاد می‌کند.

برای آنکه قادر باشیم این خازن‌های کوپلینگ را استخراج کنیم، روتور حذف شده و دو فاز a و b به شکل موازی متصل شده اند (شکل 4-14) و امپدانس میان فاز c (T_c) و دوفاز دیگر (T_{ab}) به شکل 4-15 اندازه‌گیری شده است. این موضوع اهمیت دارد که در نظر بگیریم سمت دیگر فازها به یکدیگر متصل نشده است و این بدان معنی است که C_{ww} میان فازهای a و b و فاز c در دوطرف سیم پیچ وجود دارد. در رنج فرکانسی پایین (فرکانس‌های زیر ۸۰ کیلوهرتز)، زمانی که امپدانس R_{loss} و L بسیار کمتر از دیگر امپدانس‌های خازنی است، مدل می‌تواند به شکل 4-16 ساده گردد. در این مورد، $4C_{ws}$ با $2C_{ws}$ سری شده اند که آنها نیز به شکل موازی با $4C_{ww}$ قرار گرفته اند.

$$C_{test5} = 4C_{ww} + \frac{4C_{ws} \times 2C_{ws}}{4C_{ws} + 2C_{ws}} = 4C_{ww} + \frac{4}{3}C_{ws} \quad (4-18)$$

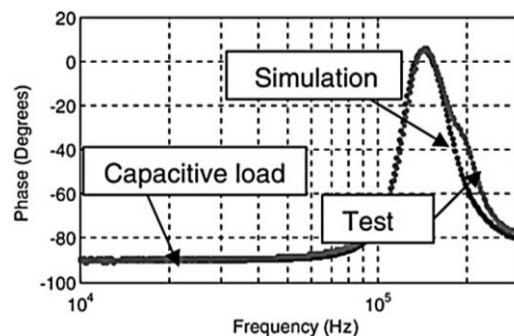
۴-۸- نتایج تجربی

طبق روند انجام شده در قسمت‌های پیشین، پنج تست جهت اندازه‌گیری مقادیر اندازه و فاز امپدانس ورودی از منظر ترمینال‌های مختلف جهت استخراج پارامترهای فرکانس بالا انجام پذیرفت. بر اساس تست‌های یاد شده و معادلات ذکر شده، طبق شکل‌های 4-5 و 4-6، پارامترهای فرکانس بالا برای یک موتور القایی 5.5kw به شرح زیر به دست آمدند:

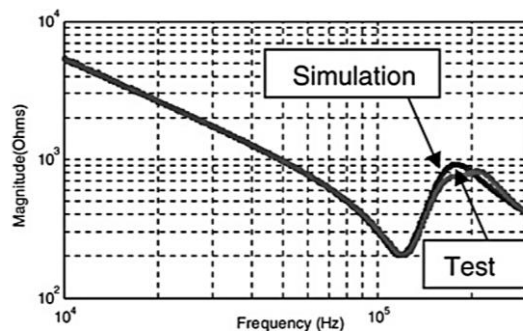
$$\begin{aligned} C_{ws} &= 495 \text{ pF} \\ R_{loss} &= 10 \text{ k}\Omega \\ L &= 3.54 \text{ mH} \\ C_w &= 15 \text{ pF} \\ C_{rs} &= 760 \text{ pF} \\ C_{wr} &= 11.5 \text{ pF} \\ C_{ww} &= 155 \text{ pF} \end{aligned}$$

امپدانس‌های ورودی (مقادیر اندازه و فاز) دو ساختار (شکل‌های 4-5 و 4-6) با نتایج تست‌ها مقایسه شده اند. شکل 4-14 نتایج مربوط به اندازه‌گیری دامنه امپدانس ورودی بین ترمینال T_1 و استاتور (بدنه موتور) و شبیه سازی را در دامنه فرکانسی نمایش می‌دهد. مطابق شکل 4-15، اندازه فاز برای رنج پایین فرکانسی (کمتر از ۷۰ کیلوهرتز) منفی ۹۰ درجه است و کوپلینگ خازنی طبق معادله (4-۶) استخراج شده است. امپدانس معادل R_{loss} و L بر امپدانس ورودی در رنج ۷۰ تا ۲۰۰ کیلوهرتز تأثیر می‌گذارد.

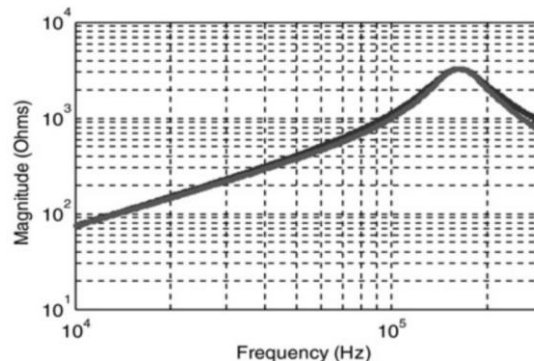
همانطور که در قبال بحث گردید، مقدار مقاومت در فرکانس رزونانس استخراج شده است. بدین ترتیب در رنج فرکانسی بالاتر، مقداری خطا بین نتایج تجربی و حاصل از شبیه سازی (مقادیر فاز) وجود دارد ولی اهمیت چندانی ندارد. در حقیقت در آنالیز EMI و ولتاژ شفت، پارامترهای مهم خازن های کوپلینگ هستند.



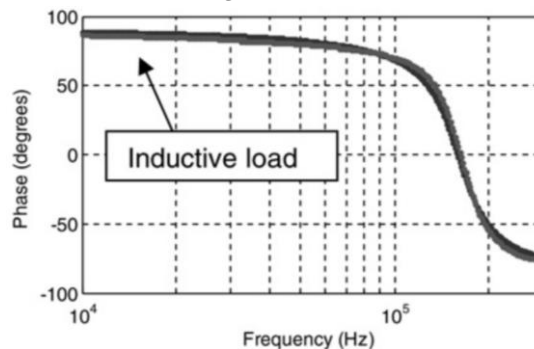
شکل ۴-۱۴: منحنی فاز شبیه سازی و تست



شکل ۴-۱۵: منحنی دامنه شبیه سازی و تست



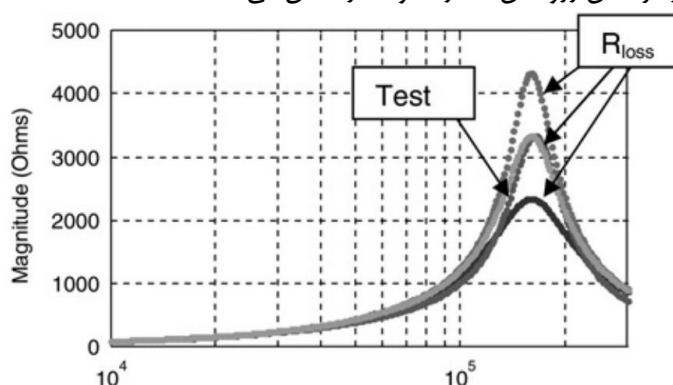
شکل ۴-۱۶: منحنی دامنه



شکل ۴-۱۷: منحنی فاز

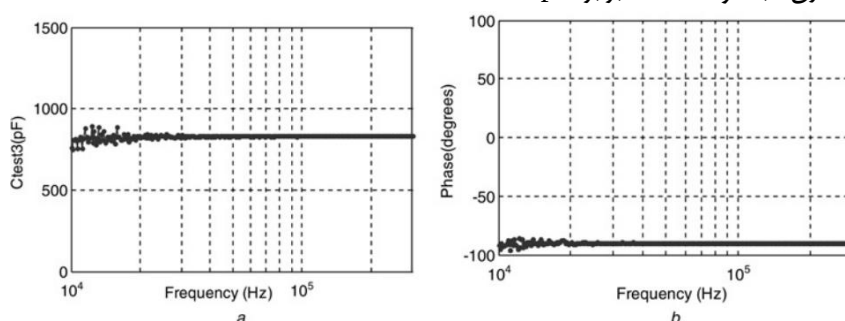
شکل 4-16 نتایج تجربی و شبیه سازی را برای اندازه امپدانس ورودی میان ترمینال T1 و T2 با دامنه فرکانسی نمایش می دهد. با توجه به اندازه فاز در شکل 4-17، در رنج پایین فرکانسی (کمتر از ۷۰ کیلوهرتز) مقدار فاز حدود ۹۰ درجه است که نشان دهنده بار سلفی است و مقدار اندوکتانس بر اساس اندازه های دامنه و فاز استخراج شده است. نتایج حاصل از اندازه گیری و شبیه سازی شده در شکل 4-10 روش آنالیز پیشنهاد شده را به عنوان راهکاری قابل اعتماد جهت یافتن مدلی دقیق برای بررسی EMI و ولتاژ شفت تصدیق می کند.

از نتایج حاصل از تست، مقدار L براساس اندازه و فاز برابر با 3.54mH و بر اساس معادله (۶-۸) برابر 3.6mH می باشد. اختلاف میان این دو کمتر ۱.۷ درصد است که نشانگر اعتبار خوب مدل در محاسبه L براساس روش های مختلف می باشد. همانطور که در بخش های قبل اشاره شد، Rloss بسته به فرکانس تغییر می کند و انتخاب مقدار مناسبی برای Rloss اهمیت دارد. شکل 4-18 امپدانس ورودی میان ترمینال های T1 و T2 سه مقدار مختلف Rloss را نمایش می دهد و نتایج شبیه سازی نشان می دهد که بهترین مقدار برای مقاومت مدل کننده تلفات با کمترین میزان خطا را، در فرکانس رزونانس می توان محاسبه کرد. این بدان معنی است که اندازه امپدانس در فرکانس رزونانس مقدار مقاومت را نشان می دهد.



شکل ۱۸-۴: امپدانس ورودی بین ترمینال های T1, T2 با مقادیر مختلف Rloss

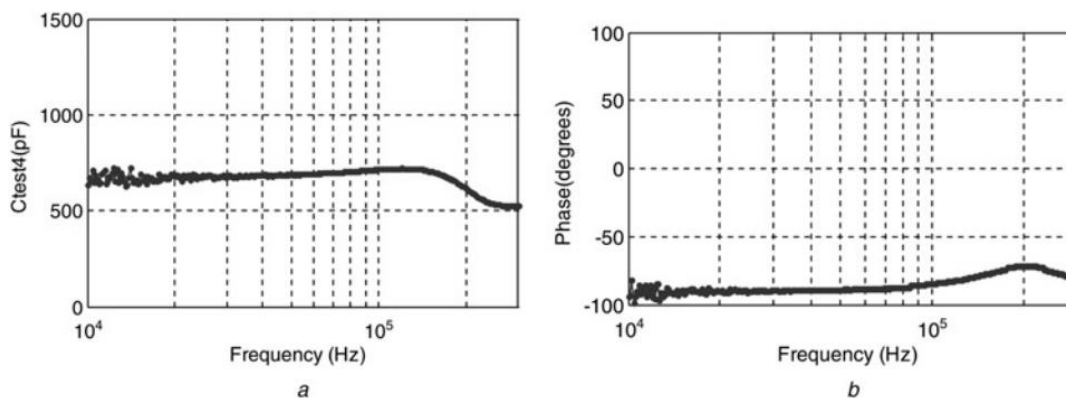
شکل (۴-۱۹ الف) نتایج تست (اندازه خازن ها میان استاتور و روتور با دامنه فرکانسی) را نشان می دهد که در آن اندازه فاز در رنج وسیعی از فرکانس نزدیک منفی ۹۰ درجه است (۴-۱۹ ب) و نمایشگر یک بار خازنی برای آن بازه فرکانسی است. نتیجه نشان می دهد که مقدار خازن ثابت و Ctest3 برابر 829pF است.



شکل ۱۹-۴: الف) مقدار خازن میان روتور و استاتور و ب) اندازه فاز

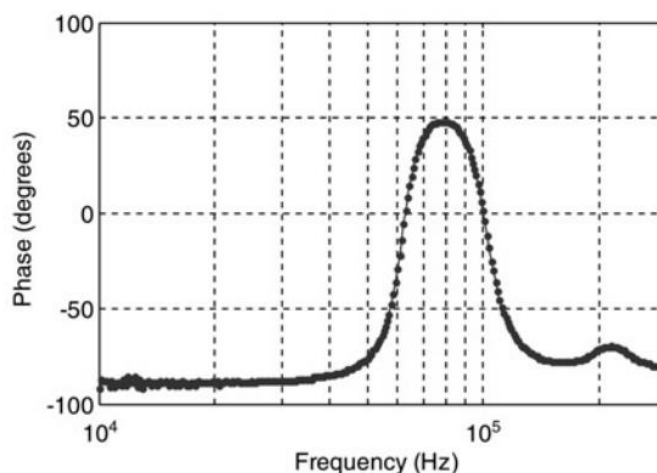
شکل (۴-۲۰ الف) مقادیر خازن میان سیم پیچ و روتور را با دامنه فرکانسی نمایش می دهد. در رنج پایین فرکانسی (کمتر از ۱۰۰ کیلوهرتز)، مقدار فاز نزدیک به منفی ۹۰ درجه است (۴-۲۰ ب) و امپدانس ورودی نمایشگر یک بار خازنی در این بازه فرکانسی است. با استفاده از نتایج تست (Ctest3, Ctest4) و Cws که از تست قبلی به دست آمد، Cws و Cws طبق (۶-۱۷) و (۱۲-۶) می توانند محاسبه شوند که مقادیر آنها به ترتیب 760 و 11.5 پیکوفارد می باشد.

در آخرین تست، فازهای a و b به شکل موازی متصل شده اند و امپدانس ورودی بین یک ترمینال از فازهای a و b و یک ترمینال از فاز c با دامنه فرکانسی اندازه گیری شده است. با استفاده از نتایج تست و شکل 4-21، برای فرکانسهای پایین (زیر ۴۰ کیلوهرتز)، مقدار فاز نزدیک منفی ۹۰ درجه است که نشانگر رفتار خازنی است. در این اندازه گیری، C_{test5} برابر با 1280pF و C_{ww} با استفاده از (۶-۱۸) برابر با 155pF محاسبه شده است.



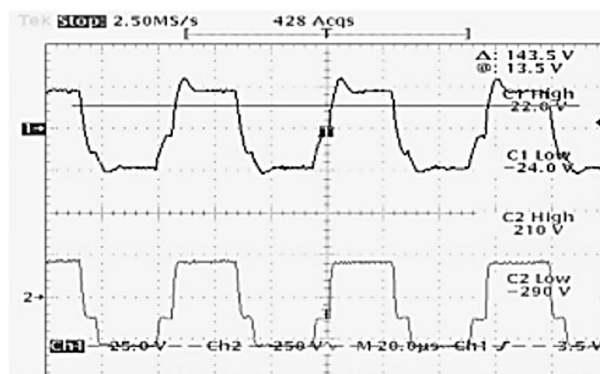
شکل ۲۰-۴: الف) مقدار خازن بین سیم پیچ ها و روتور و ب) اندازه فاز

در این بخش یک مدل جامع فرکانس بالا از یک موتور 5.5KW AC با استفاده از روش پیشنهادی جهت آنالیز ولتاژ شفت مورد استفاده قرار گرفته است. در این مورد، ولتاژ وجه مشترک و ولتاژ شفت برای موتور مذکور اندازه گیری شده اند. مطابق با نتایج حاصل از آزمایش شکل 4-22، ولتاژ لینک DC برابر ۵۰۰ ولت و ولتاژ شفت ۴۶ ولت می باشد.

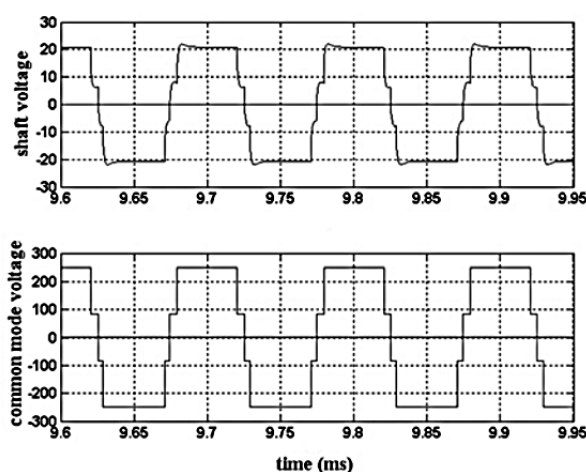


شکل ۲۱-۴: منحنی فاز امپدانس ورودی با دامنه فرکانس

به منظور اعتبارسنجی مدل فرکانس بالای پیشنهادی، یک اینورتر سه فاز با $V_{dc}=500V$ به مدل کامل فرکانس بالا (شکل 4-22) متصل شده است. برای یافتن ولتاژ شفت و ولتاژ وجه مشترک، شبیه سازی یک مبدل قدرت متصل به موتور با اعمال یک روش مدولاسیون پهنای پالس به اینورتر انجام شده است. نتایج در شکل 4-23 نشان داده شده اند. خطای میان شبیه سازی و نتایج حاصل از تست بسیار اندک است که این امر، روش پیشنهادی جهت استخراج پارامترها (نظیر خازنهای کوپلینگ) را تایید می کند.



شکل ۲۲-۴: ولتاژ شفت



شکل ۲۳-۴: ولتاژ وجه مشترک

۹-۴- بحث پیرامون ولتاژ شفت

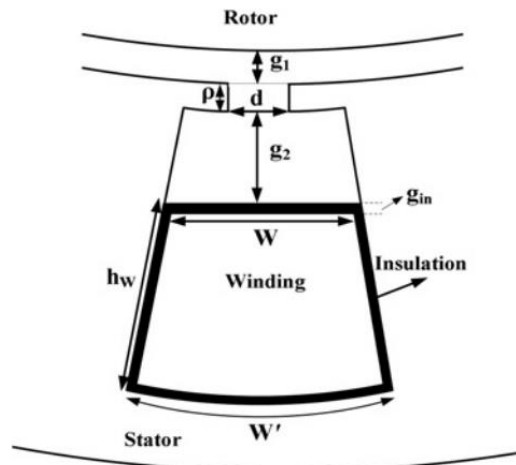
طبق آنالیز صورت گرفته و نتایج حاصل تست و شبیه سازی، دیاگرام شکل ۴-۵ می‌تواند به آنالیزهای مختلف زیر ساده شود: برای آنالیز ولتاژ شفت، از آنجا که فرکانس ولتاژ وجه مشترک حدوداً سه برابر فرکانس شکل موج ولتاژ ساق است، بنابراین فرکانس ولتاژ وجه مشترک برای فرکانس کلید زنی ۲۰ کیلوهرتز ساق در حدود ۶۰ کیلوهرتز است. این بدان معنی است که برای آنالیز ولتاژ شفت، می‌توانیم مدل ساده نشان داده شده در شکل ۶-۵-۷ را استفاده کنیم که برای فرکانس‌های کمتر از ۱۰۰ کیلوهرتز معتبر است. مدل ساده ی فرکانس بالای موتور در شکل نشان داده شده است و ولتاژ شفت به شکل زیر قابل محاسبه است:

$$V_{\text{shaft}} = \frac{6 \times C_{wr}}{6 \times C_{wr} + C_{rs}} \times V_{no} \quad (4-19)$$

در این مورد، اندازه ولتاژ شفت می‌تواند بر اساس کوپلینگ‌های خازنی C_{wr} و C_{rs} و ولتاژ وجه مشترک V_{no} محاسبه شود. اگر کوپلینگ خازنی میان سیم پیچ و روتور (C_{wr}) بسیار کمتر از کوپلینگ خازنی میان روتور و استاتور است (C_{rs})، معادله (۶-۱۹) می‌تواند به شکل ساده شود:

$$V_{\text{shaft}} = \frac{6 \times C_{wr}}{C_{rs}} \times V_{no} \quad (4-20)$$

اندازه ولتاژ وجه مشترک به ولتاژ لینک DC و الگوی کلیدزنی دارد. Crs به سطح موثر بین روتور و استاتور و اندازه فاصله هوایی دارد. همانطور که در شکل 4-24 نشان داده شده است، طراحی و شکل شیار تأثیر زیادی بر CWT و ولتاژ شفت دارد.



شکل ۲۴-۴: شیار استاتور با پارامترهای مختلف مربوط به آن

برای بررسی نویز هدایتی منتشر شده (هر دو نوع نویز وجه مشترک و وجه تفاضلی)، مدار شکل 4-23 می‌تواند مورد استفاده قرار بگیرد. دلیل اصلی آن این است که CWT بسیار کوچک است و اثر کمی بر جریان نشتی تولید شده توسط ولتاژ PWM و dv/dt دارد. فقط برای تخمین دامنه جریان وجه مشترک (جریان نشتی)، مدار شکل 4-23 می‌تواند مورد استفاده قرار بگیرد و جهت بررسی اثر زمان گذرای کلیدزنی بر دامنه جریان نشتی، ولتاژ PWM با زمان‌های گذرای کلید زنی مختلف به آن اعمال شود.

نرم افزار محاسبه پارامترهای گسترده مدل
فرکانس بالای یک موتور سنکرون مغناطیس
دائم

۱-۵- مقدمه

در فصول قبل، انواع روش های مدل سازی فرکانس بالا برای سیم پیچ موتور مورد مطالعه قرار گرفت. با انتخاب روش مطلوب جهت مدل سازی، می توان نرم افزاری تهیه کرد تا امکان آن وجود داشته باشد که برای هر موتور با پارامترهای فیزیکی و الکتریکی دلخواه، پارامترهای مربوط به مدل فرکانس بالا محاسبه شود. نکاتی که لازم است به آن ها توجه شود به شرح زیر است:

موتور های با سیم پیچی مشابه، مدل فرکانس بالای مشابه دارند. همچنین به دلیل آنکه شار مغناطیسی مربوط به جریان های پارازیتی فرکانس بالا قادر نیست با هسته رتور پیوند قابل ملاحظه ای ایجاد کند، میتوان رتور را مانند یک استوانه فلزی در نظر گرفت که تنها رفتار خازنی دارد و با استفاده از این خازن ها، مسیر جریان های ناشی را میان سیم پیچ و شفت موتور برقرار می کند. لذا با مدنظر قرار دادن این نکات، به این نتیجه می رسیم که مدل فرکانس بالای مربوط به موتور القایی و PMSM و سنکرون رلوکتانسی، به شرط داشتن سیم پیچی یکسان در استاتور، دقیقاً مشابه یکدیگر است و تفاوت ها تنها به علت تفاوت در سائز موتور و مواد مورد استفاده در آن خواهد بود.

همچنین نکته دیگر، مربوط به موتور های با توان بالا است که عمدتاً در آن ها از شمش های مسی به جای سیم لاکی استفاده می شود. این شمش ها بر خلاف هادی های سیم لاکی که سطح مقطع گرد داشته و به شکل تصادفی در جای جای شیار استاتور قرار می گرفتند، دارای سطح مقطع مستطیلی شکل هستند و به شکل منظم در شیار ها قرار می گیرند که لازم است در مدل سازی فرکانس بالا این مورد نیز بررسی گردد.

پس از بررسی مدل های مختلف مدل سازی و مقایسه آن ها در فصل دوم، مدل DPEC به دلیل دقت بالا و زمان اجرای مناسب انتخاب گردید. این مدل برای کلاف های سیم پیچ هر سه فاز اعمال شده و نهایتاً مدل خازن های یاتاقان نیز به آنها اضافه می گردد.

در فصل حاضر، نرم افزاری بر پایه روش آنالیز اجزاء محدود توسعه داده شده و قادر است پارامترهایی نظیر مقاومت، اندوکتانس و کاپاسیتانس خودی و متقابل کلیه هادی های سیم پیچ موتور و همچنین خازن های یاتاقان موتور را محاسبه نماید. علاوه بر آن کلیه پارامترهای مربوط به ابعاد فیزیکی موتور قابل تعیین بوده و همچنین می توان تعیین نمود که از روش سیم پیچی تصادفی یا منظم استفاده گردد.

همراه با متن گزارش، یک سری فایل نرم افزاری ارائه گردیده است که لازم است کاربر آشنایی کاملی با نحوه کار با آن ها داشته باشد. در این قسمت نحوه عملکرد و اجرای فایل مربوط به محاسبه پارامترهای مدل فرکانس بالا ارائه شده است.

۲-۵- راهنمای نصب و اجرای برنامه

الف: تمامی فایل های برنامه را در پوشه ای با نام PROGRAM قرار دهید، بدون تغییر نام این پوشه را درون درایو C کپی شود.

ب: femm42bin_x64 را نصب کنید. توجه: مسیر نصب را تغییر ندهید. این فایل به طور خودکار در مسیر c:\femm42 نصب می گردد. <http://www.femm.info/wiki/Download>

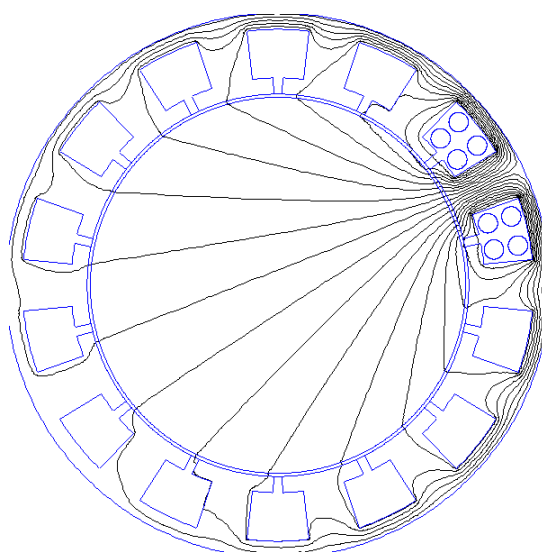
ج: از پوشه PROGRAM فایل AHOME.m را در نرم افزار متلب باز کنید.

د: از پوشه PROGRAM فایل PRM.xlsx را باز کنید و پارامترهای مورد نظر خود را وارد کنید. (توضیحات این فایل در ادامه آورده شده است). پس از اعمال تغییرات ابتدا آن را ذخیره کنید. سپس درون متلب، برنامه را اجرا کنید.

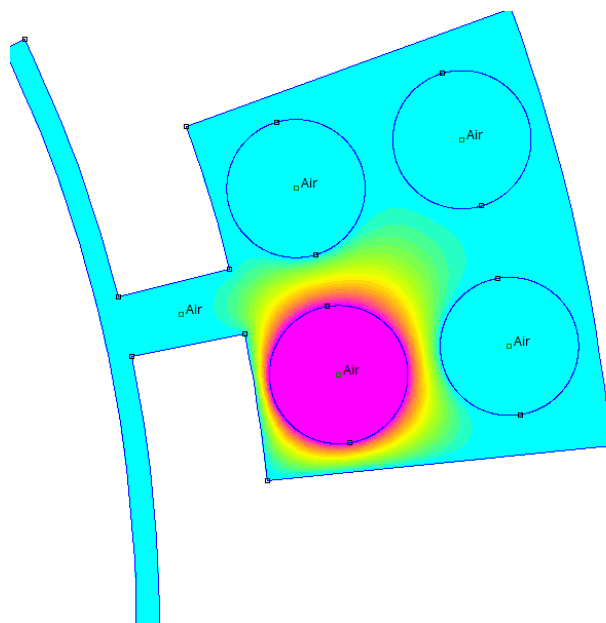
۳-۵- وظیفه برنامه

هدف از اجرای این برنامه بدست آوردن اندوکتانس های خودی و متقابل به علاوه خازن های خودی و متقابل یاتاقان است. این برنامه قابلیت در نظر گرفتن عایق سیم ها را نیز داد. همچنین سیم بندی در دو حالت منظم و نامنظم در دو شکل دایره ای و شمش قابل اجرا است.

توصیف نرم افزار: این نرم افزار شامل ۷۵۰ خط کد در نرم افزار متلب می باشد. کدهای نوشته شده در نرم افزار متلب با نرم افزار اجزا محدود (FEMM) ارتباط برقرار کرده و ماشین مورد نظر را ابتدا در محیط الکترومغناطیس برای بدست آوردن اندوکتانس و سپس در محیط الکترواستاتیک برای بدست آوردن خازن موجود بین سیم های ماشین شبیه سازی می کند. کلیه مشخصات ماشین شامل ابعاد، تعداد هادی بر شیار و سایر پارامترها بوسیله کاربر مشخص می شود. این نرم افزار در محیط الکترومغناطیس ابتدا به هر سیم یک جریان ثابت تزریق کرده و جریان سایر سیم ها را صفر می کند. در این حالت اندوکتانس متقابل بین سیم مورد نظر و سایر سیم ها به همراه اندوکتانس خودی سیم محاسبه می گردد. بنابراین برای هر سیم نیاز به یک آنالیز داریم. در شکل ۵-۱ چهار سیم درون شیار ماشین موجود است و لذا چهار بار آنالیز عددی صورت خواهد گرفت. لازم به ذکر است که این نرم افزار قابلیت محاسبه اندوکتانس سیم پیچ را برای دو حالت منظم و نامنظم دارد.



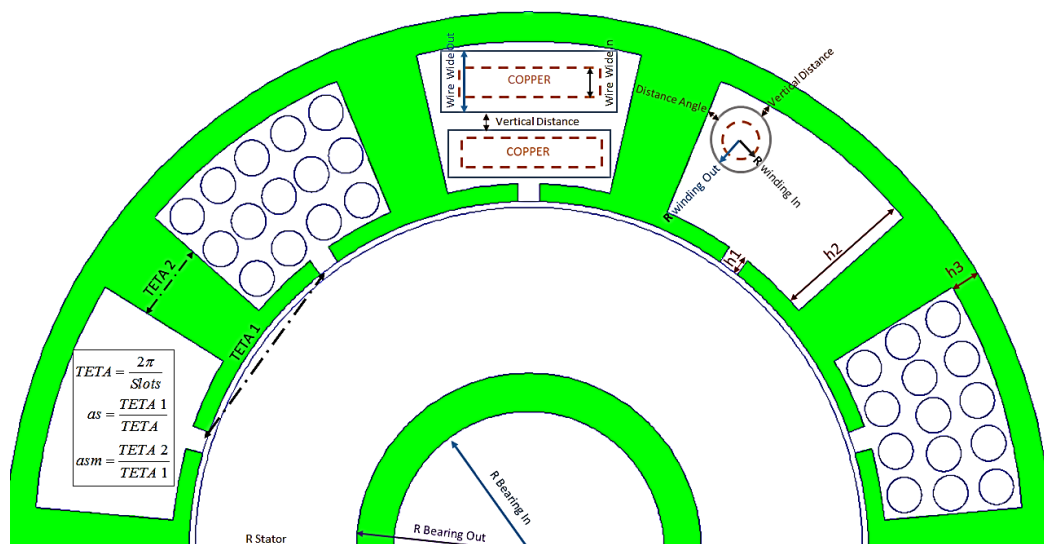
شکل ۵-۱: مسیر شار مغناطیسی در موتور



شکل ۵-۲: میدان اطراف هادی

۵-۴- محیط الکترومغناطیس

در این محیط ابتدا به یکی از سیم‌ها ولتاژ ۱۰۰ ولت اعمال کرده و ولتاژ سایر سیم‌ها را صفر می‌کنیم. در این مرحله ظرفیت خازنی خودی و متقابل را برای سیم مربوطه بدست آورده و سپس همین عمل را برای سایر سیم‌ها ادامه می‌دهیم. تمامی مراحل رسم و آنالیز به وسیله نرم افزار به صورت خودکار انجام می‌شود و کاربر تنها مشخصات مورد نیاز خود را وارد می‌کند.



شکل ۳-۵: تعریف پارامترهای مورد استفاده در نرم افزار

۵-۴-۱- راهنمای فایل PRM.xlsx

الف: MACHINE

در این قسمت پارامترهای اصلی ماشین تعیین می‌شود.

جدول ۵-۱: راهنمای جستجوی متغیرهای مورد استفاده در شکل‌های ارائه شده

MACHINE	توضیحات
Slots	تعداد شیارهای استاتور
R Stator	شکل ۳-۵
Air Gap	فاصله هوایی
Depth	عمق شیار
h1	شکل ۳-۵
h2	شکل ۳-۵
h3	شکل ۳-۵
R Bearing In	شکل ۳-۵
R Bearing Out	شکل ۳-۵
as	شکل ۳-۵
asm	شکل ۳-۵
Gam	گام شیار

ب: WINDING

جدول ۲-۵: راهنمای جستجوی متغیرهای مورد استفاده در شکل های ارائه شده

WINDING	توضیحات
Wire Number Circ	تعداد هادی ها در حالت سیم بندی دایره ای
Wire Number Rect	تعداد هادی ها در حالت سیم بندی شمش
R Winding In	شکل ۳-۵
R Winding Out	شکل ۳-۵
Distance Angel	شکل ۳-۵
Vertictical Distance	شکل ۳-۵
Irregular Winding	اجازه برای اجرای سیم بندی نا منظم
Insulator	اجازه برای در نظر گرفتن عایق دور هادی ها
Wire Wide In	شکل ۳-۵
Wire Wide Out	شکل ۳-۵

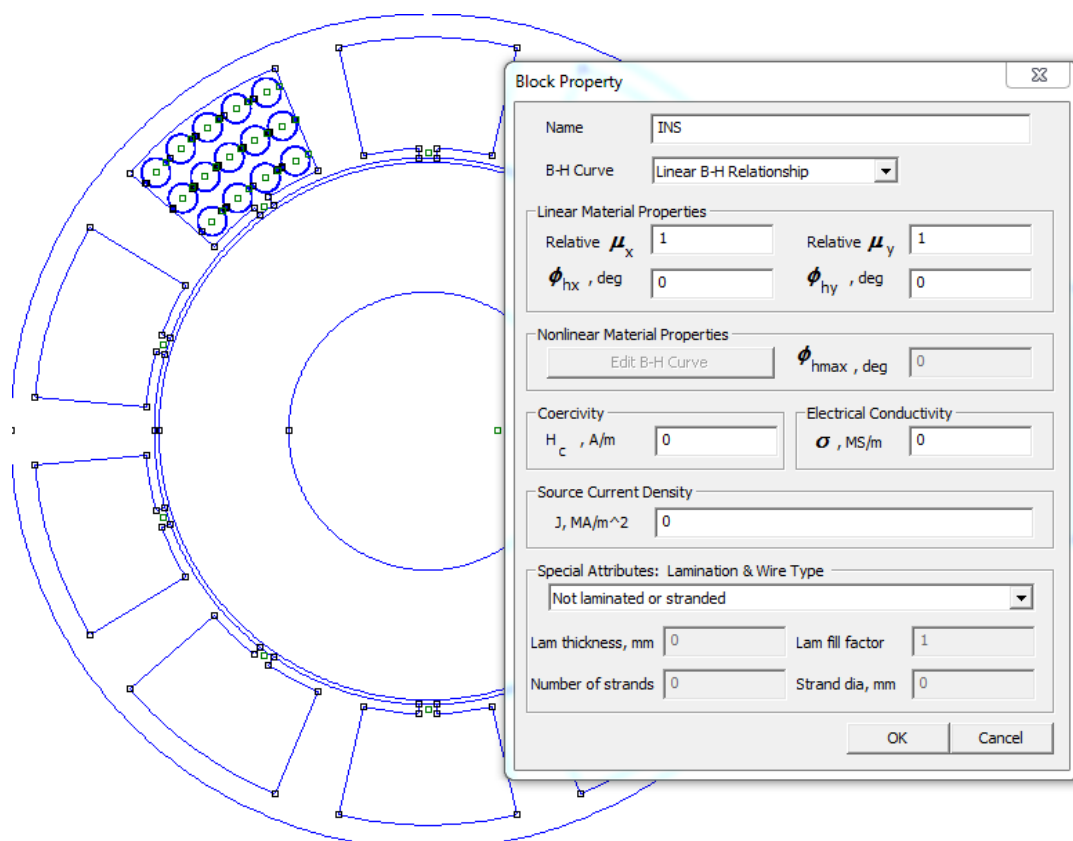
عدد یک به معنای دادن اجازه و عدد صفر به معنای عدم اجازه در این برنامه تعریف شده است. رنگ سفید نشان دهنده پارامترهایی است که در سیم بندی به صورت شمش تاثیر گذار هستند و رنگ مشکی نشان دهنده ی پارامترهای است که در سیم بندی به صورت دایره ای اثر می گذارند. عباراتی که نیمی به رنگ سفید و نیمی به رنگ مشکی هستند در هر دو حالت شمش و دایره اثر می گذارند. در صورت اجازه دادن به عایق، نرم افزار پارامتری به نام INS را به عنوان عایق در نظر می گیرد که کاملاً ویژگی های هوا را دارد. سپس در قسمت COMMAND WINDOW از شما سوال زیر پرسیده می شود.

is insulator ok?

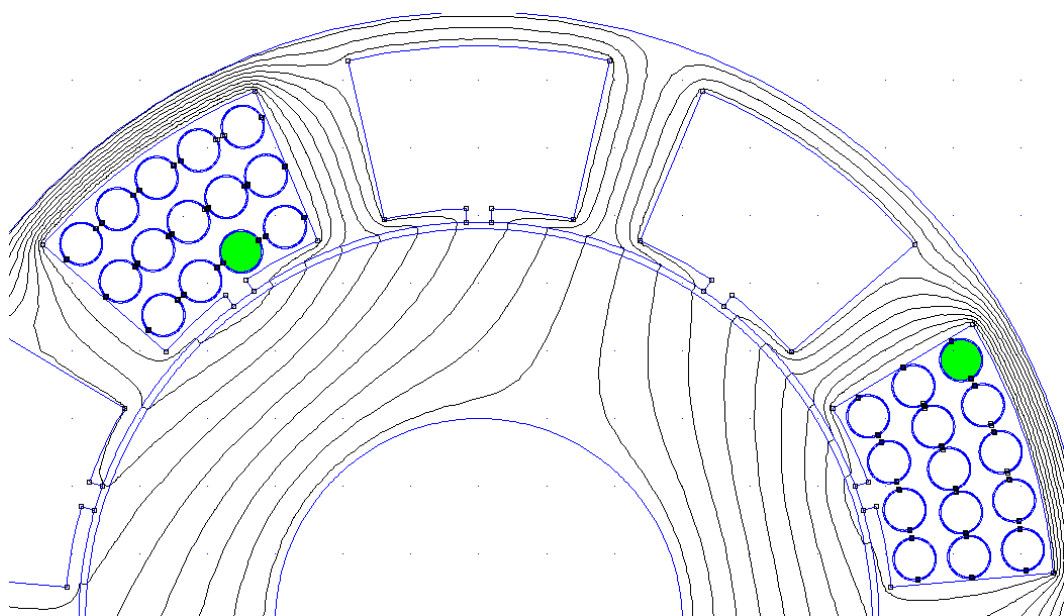
after change press enter

پس از مشاهده پیغام، مشخصات دلخواه عایق مورد نظر خود را درون نرم افزار femm تعیین کرده و سپس به نرم افزار متلب برگردید و دکمه enter را فشار دهید تا نرم افزار به آنالیز خود ادامه دهد. اگر بدون هیچ تغییری دکمه enter را فشار دهید عایق شما از جنس هوا خواهد بود.

برای اعمال تغییرات بر روی عایق، در نرم افزار femm گزینه properties، سپس بر روی گزینه Material و سپس modify کلیک کنید تا صفحه زیر (شکل ۴-۵) نمایش داده شود و سپس تغییرات مورد نظر خود را انجام دهید. در صورت اجازه سیم بندی به صورت نامنظم یا تصادفی دیگر هادی برگشت متقارن با هادی رفت ظاهر نخواهد شد. (شکل ۵-۵)



شکل ۴-۵: شمای نرم افزار آنالیز اجزای محدود

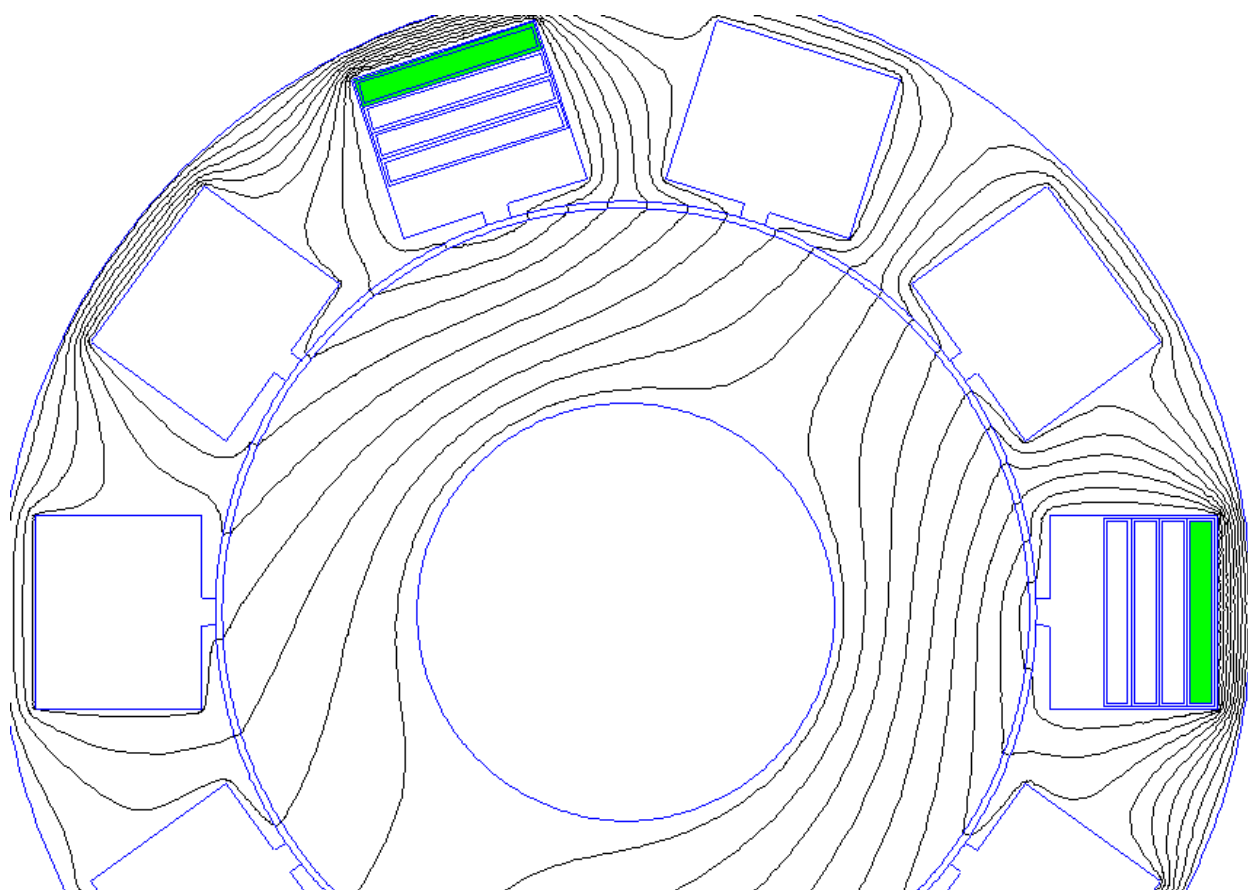


شکل ۵-۵: توزیع تصادفی هادی ها

ج: PROCSS TYPE

جدول ۳-۵: توضیح متغیر ها

PROCESS TYPE	
Start Permit IND	اجازه برای فعال سازی آنالیز اندوکتانس ها
Start Permit CAP	اجازه برای فعال سازی آنالیز خازن ها
Start Permit CIRC	اجازه برای سیم بندی به صورت دایره ای
Start Permit RECT	اجازه برای سیم بندی به صورت مربعی
Post Processor Hide	اجازه برای مخفی کردن شارها برای افزایش سرعت برنامه
Wi_grid	دقت مش بندی را اطراف سیم ها افزایش می دهد، باید بین صفر و یک باشد.
R_grid	دقت مش بندی را در فاصله هوایی افزایش می دهد،(هرچه به صفر نزدیک باشد دقیق تر)



شکل ۵-۶: میدان در موتور با سیم پیچی منظم

۵-۵- نحوه محاسبه اندوکتانس خودی و متقابل

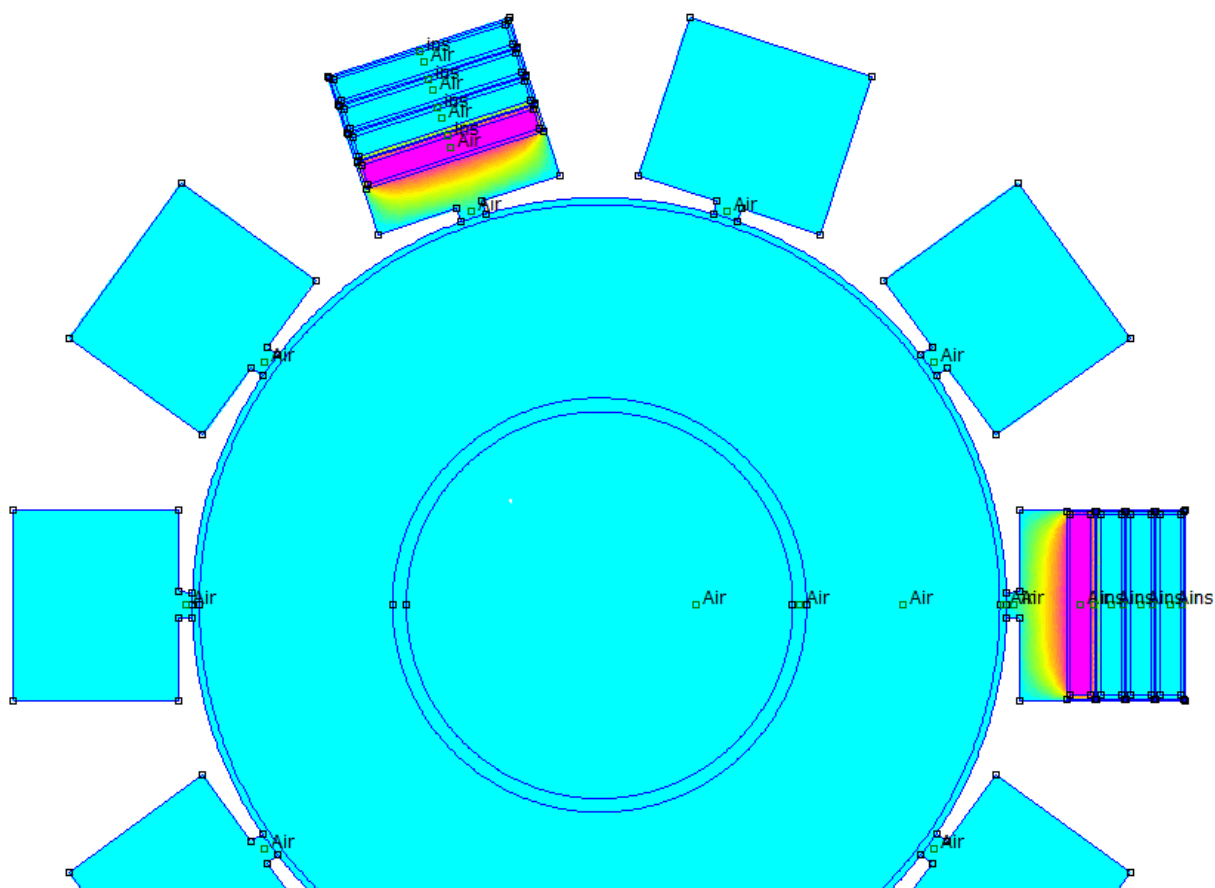
برای محاسبه شار در برگیرنده هر سیم پیچ از انتگرال $\int \vec{A} \cdot d\vec{l}$ استفاده می کنیم، که A بردار پتانسل مغناطیسی می باشد، برای ساده تر شدن، متوسط A را روی سطح مقطع هر سیم پیچ با استفاده از امکانات برنامه محاسبه می کنیم، و در طول پشته ماشین ضرب می کنیم. به عنوان مثال ۳ شار در برگیرنده برای هر دور سیم از سیم پیچ (سیم پیچ رفت) $S1$ ، (سیم پیچ برگشت) $S2$ با رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\phi = \int \vec{A} \cdot d\vec{l} = \left(\frac{\iint_{S_1} A \cdot ds}{S_1} - \frac{\iint_{S_2} A \cdot ds}{S_2} \right) \times l \quad (5-1)$$

بنابراین با دادن جریان به کلاف اول، شار ناشی از این جریان را بر روی خود کلاف و سایر کلاف بدست آورده و با تقسیم این شار بر جریان تزریقی اندوکتانس‌های خودی و متقابل بدست می‌آید.

۵-۶- نحوه محاسبه خازن‌های خودی و متقابل

برای محاسبه خازن بین چند هادی می‌توان به یکی از هادی‌ها ولتاژ مشخصی داد و سپس سایرین را زمین نمود. در این هنگام با محاسبه بار روی هر هادی می‌توان خازن خودی و متقابل را از تقسیم بار بر ولتاژ بدست آورد. البته راه حل دیگری هم دارد که به یک هادی بار مشخصی داده شود و ولتاژ روی سایر هادی‌ها محاسبه شود. شکل (۵-۷)



شکل ۵-۷: میدان الکترواستاتیک در موتور با سیم پیچی منظم

۷-۵- خروجی های نرم افزار

جدول ۴-۵: خروجی های نرم افزار

Ccircle	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت دایره ای)
Bearing Ccircle	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت دایره ای)
Lcircle	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت دایره ای
Crect	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت شمش)
Bearing Crect	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت شمش)
Lrect	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت شمش

جدول ۵-۵: ماتریس خازن های خودی و متقابل برای موتور با ۸ هادی

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	3.93E-11	-4.24E-12	-4.03E-20	-8.01E-12	-3.86E-13	-4.06E-20	-6.48E-19	-7.74E-21	-4.43E-23
2	-4.24E-12	3.50E-11	-4.24E-12	-3.87E-13	-8.39E-12	-3.85E-13	-6.61E-19	-6.67E-19	-8.79E-23
3	-3.92E-20	-4.24E-12	3.82E-11	-3.84E-20	-3.87E-13	-8.06E-12	-7.63E-21	-6.57E-19	-3.97E-23
4	-8.01E-12	-3.87E-13	-4.00E-20	3.88E-11	-7.21E-12	-8.28E-17	-6.55E-12	-6.58E-15	-3.84E-17
5	-3.86E-13	-8.39E-12	-3.87E-13	-7.21E-12	2.85E-11	-7.21E-12	-2.44E-12	-2.45E-12	-3.11E-15
6	-3.89E-20	-3.85E-13	-8.06E-12	-8.29E-17	-7.21E-12	3.63E-11	-6.58E-15	-6.59E-12	-3.84E-17
7	-6.44E-19	-6.55E-19	-6.91E-21	-6.55E-12	-2.44E-12	-6.58E-15	3.61E-11	-1.69E-12	-1.25E-13
8	-7.20E-21	-6.67E-19	-6.56E-19	-6.58E-15	-2.45E-12	-6.59E-12	-1.69E-12	3.59E-11	-1.33E-13
9	-4.26E-23	-8.13E-23	-4.12E-23	-3.84E-17	-3.11E-15	-3.84E-17	-1.25E-13	-1.33E-13	3.20E-10
10	Ccircle for machine with 8 wire								
11									

جدول ۵-۶: ماتریس اندوکتانس های خودی و متقابل برای موتور با ۸ هادی

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	9.31E-07	9.21E-07	9.16E-07	9.19E-07	9.15E-07	9.13E-07	9.09E-07	9.07E-07	
2	9.21E-07	9.26E-07	9.21E-07	9.16E-07	9.16E-07	9.16E-07	9.08E-07	9.08E-07	
3	9.16E-07	9.21E-07	9.30E-07	9.13E-07	9.15E-07	9.19E-07	9.06E-07	9.09E-07	
4	9.19E-07	9.16E-07	9.13E-07	9.21E-07	9.14E-07	9.11E-07	9.10E-07	9.06E-07	
5	9.15E-07	9.16E-07	9.15E-07	9.14E-07	9.17E-07	9.14E-07	9.07E-07	9.08E-07	
6	9.13E-07	9.16E-07	9.19E-07	9.11E-07	9.14E-07	9.21E-07	9.06E-07	9.10E-07	
7	9.09E-07	9.08E-07	9.06E-07	9.10E-07	9.07E-07	9.06E-07	9.12E-07	9.03E-07	
8	9.07E-07	9.08E-07	9.09E-07	9.06E-07	9.08E-07	9.10E-07	9.03E-07	9.12E-07	
9									
10	Lcircle for machine with 8 wire								
11									

۵-۸- توضیحات تکمیلی

در سیم بندی به حالت شمش شکل فیزیکی شیارها به صورت یک چهار گوش تغییر کرده که باعث تغییر جزئی در پارامتر asm می شود. مقدار تصحیح شده این پارامتر در command window پس از اتمام آنالیزها نشان داده خواهد شد. در هنگام اجرای برنامه زمان تقریبی باقیمانده هر قسمت در command window به صورت زنده نشان داده می شود. همچنین در صورتی که تعداد سیم های وارد شده با فضای شیار تطابق نداشته باشد نرم افزار تعداد سیم اضافی یا کم را به شما در محیط command window نشان می دهد.

جریان یاتاقان در ماشین‌های الکتریکی

۶-۱- مقدمه

جریان های ناشی موجود در موتور می توانند مسیر خود را از راه یاتاقان ها برقرار نمایند. از سال ۱۹۲۰ جریان های ناشی موجود در موتور با منشاء سلفی و خازنی شناخته شده بوده اند که امروزه آن ها را تحت عنوان جریان های یاتاقان کلاسیک می شناسیم. پس از استفاده از اینورتر های PWM جهت تغذیه موتورهای متناوب، دیگر جریان های ناشی در یاتاقان شناسایی شد و مورد مطالعه محققین قرار گرفت. این جریان ها تحت عناوین زیر در منابع علمی مورد بحث قرار گرفته اند: جریان وجه هدایتی، جریان وجه خازنی، جریان های مربوط به تخلیه الکترواستاتیک، جریان موتور با شفت زمین شده و جریان فرکانس بالای گردشی ناشی از ولتاژ سلفی شفت. در این فصل به معرفی هر کدام از جریان های نامبرده پرداخته شده و مدار معادلی جهت مدلسازی پارامترهای پارازیتی دخیل در شارش هر کدام از این جریان ها ارائه شده است. بعداً در فصل چهارم نحوه به دست آوردن مقادیر پارامترهای مورد نیاز جهت مدلسازی ولتاژ شفت توضیح داده خواهد شد.

جریان یاتاقان در ماشین های الکتریکی را می توان به دو شاخه ی اصلی تقسیم بندی کرد: جریان های یاتاقان کلاسیک و جریان های ناشی از وجود اینورتر [۶]. جریان یاتاقان کلاسیک تحت عنوان جریان های سلفی و خازنی مطرح می گردد. جریان یاتاقان ناشی از اینورتر، می تواند به پنج زیرشاخه تقسیم شود: هدایتی، خازنی، تخلیه الکترواستاتیکی، گردشی فرکانس بالا و روتور زمین شده [۷]. در ادامه انواع مختلف جریان یاتاقان دسته بندی گردیده و با دقت بررسی شده است.

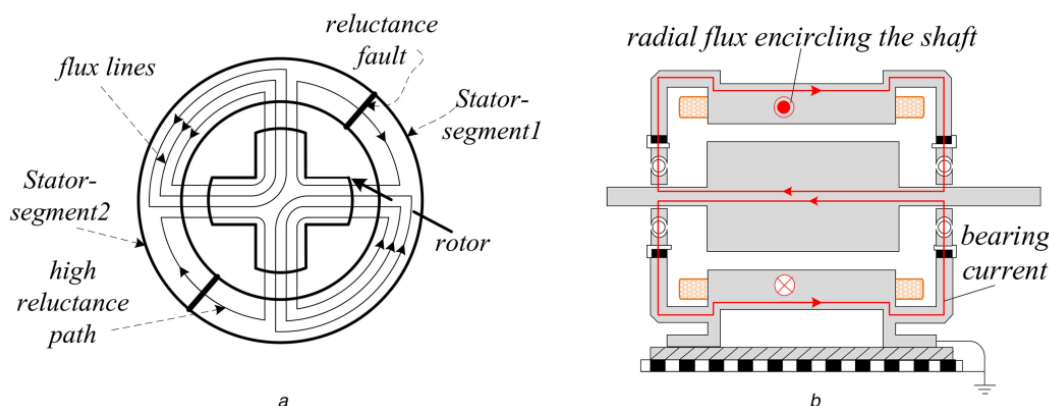
۶-۲- جریان های یاتاقان کلاسیک

۶-۲-۱- جریان یاتاقان کلاسیک سلفی

این جریان در ماشین های AC که با جریان سینوسی کار می کنند برقرار می شود و از سال ۱۹۲۰ شناخته شده است [۸]. در دهه های گذشته، این جریان تنها در ماشین های بزرگ ایجاد مشکل می کرد. پدیده ولتاژ شفت در ماشین الکتریکی، جریان گردشی شفت با ماهیت سلفی برقرار می کند. جریان یاتاقان سلفی کلاسیک غالباً هنگام عدم تقارن مغناطیسی نظیر خطای رلوکتانس ظاهر می شود [۹] که در شکل ۱-۱ الف خطای رلوکتانس نشان داده شده است. عدم تقارن مغناطیسی باعث تولید شار مغناطیسی متغیر یوغ در سیم پیچ استاتور می گردد (شکل ۱-۱ ب) و این شار باعث القای ولتاژ و جریان روی شفت ماشین الکتریکی می گردد [۸] و [۱۰] که در شکل ۱-۱ ب نشان داده شده است. ولتاژ القا شده روی شفت می تواند برای شکست عایقی باریکه روغن یاتاقان ماشین کافی باشد [۶]. به دلیل روش های تولید اتوماتیک ماشین های الکتریکی و خواص ناهمگون مواد مغناطیسی مورد استفاده، رسیدن به یک تقارن عالی در شار مغناطیسی مشکل است [۱۰]. با این حال، جریان یاتاقان کلاسیک، به شرط وجود طراحی مناسب و ساخت خوب، مشکل خاصی به شمار نمی رود.

۶-۲-۲- جریان یاتاقان کلاسیک خازنی

نوع دوم جریان کلاسیک یاتاقان، ناشی از ولتاژ شفت است که توسط شارژ الکترواستاتیکی تولید می شود و در [۱۱] نشان داده شده است. یک مثال برای این مکانیزم، تیغه های توربین ژنراتورهاست که می توانند ولتاژهای شفت بزرگی را تولید نمایند. دمای بخار وارد شده به توربین نمی تواند ثابت بماند. مثلاً از ۵۲۱ تا ۵۱۰ درجه سلسیوس تغییر می کند [۱۲]. زمانی که دمای بخار کاهش می یابد، متراکم شده و قطرات کوچک آب یک میدان الکترواستاتیک تولید می کنند [۱۲]. این ذرات آب، نفوذپذیری نسبی الکتریکی بسیار متفاوتی نسبت به پره های توربین دارند. این تفاوت و اصطکاک میان آن دو باعث ایجاد بار مالشی روی شفت ماشین می شود. همچنین تحریک استاتیک روتور می تواند باعث تولید ولتاژ خارجی روی سیم پیچی روتور در ژنراتورهای سنکرون بزرگ شود [۱۱]. در این دسته، جریان های یاتاقان بزرگی نمی تواند ایجاد شود. به هر حال ولتاژ الکترواستاتیک شفت به اندازه کافی بزرگ است. بنابراین باعث تشدید خوردگی گالوانیک در یاتاقان ها می شود.



شکل ۱-۶: الف) عدم تقارن مغناطیسی در موتور و ب) جریان یاتاقان

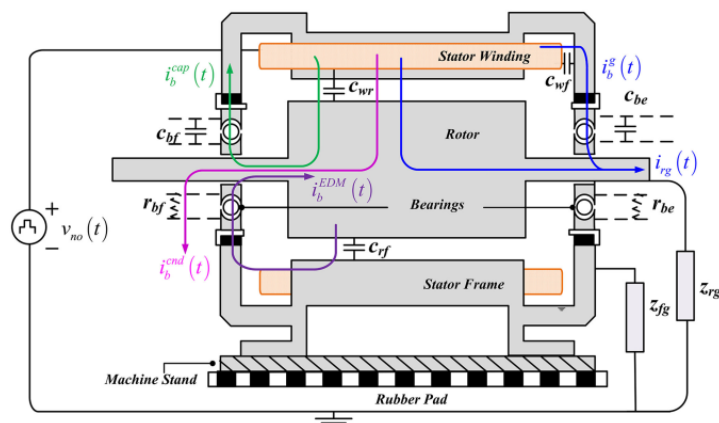
۳-۶- جریان یاتاقان در ماشین‌های تغذیه شده توسط اینورتر

در اواسط ۱۹۹۰، با ارائه‌ی یکسری از گزارشات پیرامون پدیده‌ی جریان یاتاقان، دوره تحقیقاتی جدیدی آغاز گردید [۷ و ۱۳]. بررسی‌ها نشان دادند که جریان‌های یاتاقان تولید شده توسط اینورتر، می‌تواند طی زمان کاری کوتاهی، باعث آسیب رسیدن به یاتاقان‌ها گردند. برای مثال، طبق گزارش [۱۴]، یاتاقان‌های یک موتور تغذیه شده با اینورتر تنها پس از شش ماه کار دچار آسیب گردید در حالی که موتور مشابه ولی بدون اینورتر PWM، توانست هفت برابر بیشتر به کار خود ادامه دهد. جریان‌های یاتاقان مربوط به یک موتور، ممکن است از یاتاقان‌های همان موتور عبور نکنند و باعث تخریب یاتاقان‌ها در قسمت بار یا خرابی سنسورهای متصل به شفت موتور گردند [۱۵]. واضح است کاهش جریان یاتاقان می‌تواند متوسط زمان بین دو خرابی متوالی در یاتاقان را افزایش دهد و بدین گونه ضریب اطمینان کارکرد موتور بالا می‌رود. به عنوان یک تکنیک جهت کاهش جریان یاتاقان، می‌توان از محافظ‌های الکترواستاتیک که درون شیارهای استاتور جایگذاری شده اند استفاده نمود و یا از یاتاقان‌های با سطح داخلی عایق شده بهره برد [۱۹].

خوردگی شیمیایی، لرزش، روغنکاری نامناسب، نصب غیرصحیح یاتاقان‌ها و تنش‌های دمایی جزء دلایل مکانیکی خطای یاتاقان در یک ماشین الکتریکی هستند. با وجود جریان‌های یاتاقان، مشکلات مکانیکی با نگهداری و پایش خوب قابل اجتناب هستند. به هر حال ولتاژ شفت، دلیل اصلی جریان یاتاقان در درایوهای الکتریکی همراه با اینورتر است. ولتاژ شفت توسط ولتاژ وجه مشترک (CMV) هنگام به کارگیری یک اینورتر با زمان‌های خیز و نشست کم ($\frac{dv}{dt}$ بالا) در ترمینال‌های موتور ایجاد می‌شود. جریان‌های فرکانس بالا ناشی از CMV، می‌توانند منجر به پیدایش انواع مختلفی از جریان‌های یاتاقان شوند که در ادامه مورد بحث قرار گرفته اند.

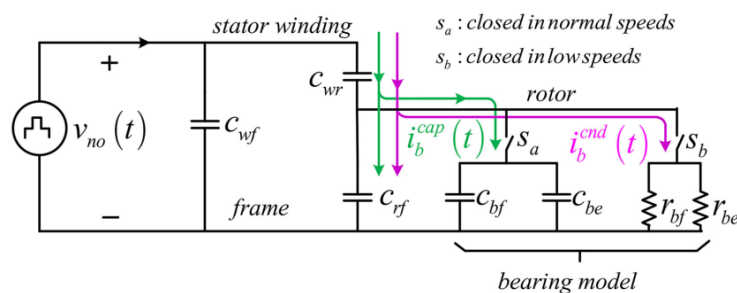
۳-۶-۱- جریان‌های یاتاقان وجه هدایتی

خازن‌های پارازیتی و مقسم‌های ولتاژ، عوامل مهمی در برقراری جریان یاتاقان ماشین الکتریکی هستند [۲۰]. جریان‌های وجه هدایتی زمانی ظاهر می‌شوند که یاتاقان‌ها اتصال فلزی پیدا می‌کنند، یعنی دو بخش فلزی مستقیماً به یکدیگر متصل می‌شوند. این اتفاق در سرعت‌های پایین چرخش موتور رخ می‌دهد. شکل ۱-۳ در زمانی که Sa باز و Sb بسته است، نمایشگر این حالت می‌باشد.



شکل ۲-۶: نمایش انواع مختلف جریان یاتاقان

اتصال فلزی اجازه می‌دهد بدون آن که ولتاژ بزرگی روی یاتاقان ایجاد شود، جریان برقرار شود. مسیر جریان در شکل ۲-۱ و ۳-۱ نشان داده شده است. این جریان از طریق سیم پیچی استاتور به خازن روتور (C_{wr}) رفته و سپس از مقاومت جلویی (r_{bf}) و پستی (r_{be}) یاتاقان عبور می‌کند. $V_{no}(t)$ و $i_b^{cnd}(t)$ به ترتیب مشخص کننده‌ی CMV و جریان وجه هدایتی یاتاقان هستند.



شکل ۳-۶: مدار معادل جریان های هدایتی و خازنی

۲-۳-۶- جریان یاتاقان خازنی

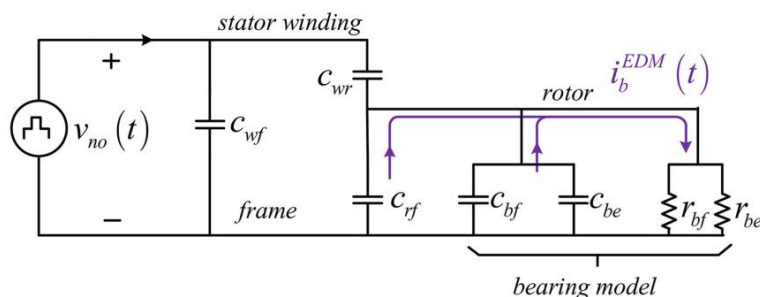
مقدار بزرگ $\frac{dV_{no}}{dt}$ مربوط به CMV باعث ایجاد جریان فرکانس بالای $i_{bcap}(t)$ می‌شود که از سیم پیچ به روتور (از طریق خازن پارازیتی C_{wr}) جاری می‌شود و سپس از طریق خازن های یاتاقان (C_{be} و C_{bf}) به قاب موتور انتقال پیدا می‌کنند (شکل ۳-۱ و ۲-۱). جریان خازنی یاتاقان در سرعت چرخش معمولی افزایش می‌یابد (S_a بسته و S_b باز می‌شود). این جریان در هر لحظه که یک IGBT روشن یا خاموش می‌شود رخ می‌دهد [۲۱].

۳-۳-۶- جریان های یاتاقان مربوط به تخلیه الکترواستاتیک یا EDM (Electrostatic Discharge Mode)

زمانی که در سرعت های بالا، ساچمه های یاتاقان بر روی یک لایه از روغن در حال چرخش هستند، بین ساچمه ها و سطح یاتاقان یک لایه نازک عایقی ساخته می‌شود. این روغن عایق خازن های C_{be} و C_{bf} را بین شفت و بدنه موتور تشکیل می‌دهد. مولفه های فرکانس پایین جریان وجه مشترک (CMC)، خازن های بین روتور و بدنه (C_{be} ، C_{bf} و C_{rf}) را شارژ می‌کنند. زمانی که این ولتاژ از ولتاژ شکست لایه روغن بیشتر شود، انرژی درون خازن از طریق مقاومت یاتاقان تخلیه می‌شود و منجر به جاری شدن جریان EDM (i_{bEDM}) می‌شوند که در شکل ۲-۱ و ۳-۱ نشان داده شده است.

مسیر EDM، از شفت به لایه داخلی یاتاقان، سپس از طریق ساچمه ها به لایه خارجی و به بدنه ی ماشین الکتریکی می‌باشد.

خازن‌های یاتاقان و ولتاژ شکست باریکه‌ی روغن ثابت نیستند زیرا ضخامت لایه‌ی روغن به فاکتورهای متعددی مانند سرعت یاتاقان، گرانیوی روغن، اثر بار بر یاتاقان‌ها، دما، میزان تحمل دی الکتریک روغن، ناخالصی‌های موجود در روغن و ناهمواری‌های سطح یاتاقان وابسته است [۲۲]. بنابر این دلایل، تخلیه‌های الکتریکی می‌توانند به صورت نامنظم و تصادفی رخ دهند و مستقیماً به لحظات کلید زنی IGBT وابسته نیستند. بنابراین، EDM به زمان خیزپالس‌های CMV وابسته نیست [۲۳]. براساس مرجع [۲۴]، بیشترین EDM تقریباً در سرعت نامی رخ می‌دهد. در بالای سرعت نامی، ضخامت لایه روغن بیشتر است که این امر سبب کاهش EDM می‌گردد. در سرعت‌های پایین، تماس فلزی در یاتاقان‌ها از EDM جلوگیری می‌کند.



شکل ۴-۶: مدار معادل نشان دهنده ی جریان EDM

رنج ضخامت لایه روغن از ۰.۲ تا ۲ میکرومتر در یاتاقان‌ها متغیر است و تحمل عایق دی الکتریک روغن $15 \text{ V}/\mu\text{m}$ می‌باشد [۲۲]. لذا می‌توان گفت که ولتاژ شفت بین ۳ تا ۳۰ ولت برای تخلیه درون یاتاقان کافی است. دامنه ولتاژ شفت به CMV بستگی دارد زیرا که ولتاژ شفت، توسط یک مقسم ولتاژ خازنی از CMV ساخته می‌شود. در مرجع [۲۲] که مربوط به این مقسم ولتاژ است، ولتاژ خازنی به عنوان نرخ ولتاژ یاتاقان (BVR^1) تعریف شده است. با BVR و CMV، ولتاژ روی یاتاقان با فرمول (۱-۱) قابل تخمین است:

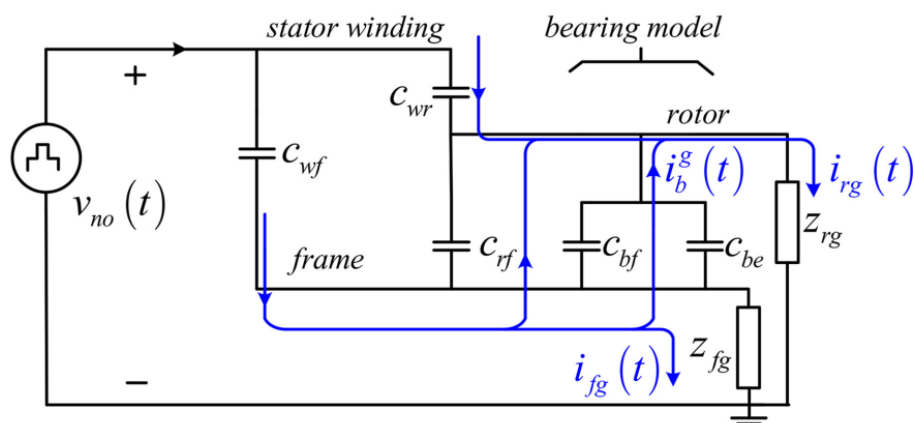
$$V_b^{EDM}(t) = BVR V_{no}(t) = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rf} + 2C_b} V_{no}(t) \quad (۶-۱)$$

بر اساس [۲۵]، BVR معمولاً در رنج ۳ تا ۱۰ درصد است. به عنوان نمونه با یک منبع AC 400، امکان آن وجود دارد که ولتاژ شفت به مقدار پیک ۴۰ ولت برسد. این مقدار بیشتر از ولتاژ شکست باریکه‌ی روغن است، بنابراین احتمال ایجاد تخلیه الکترواستاتیکی وجود دارد.

۶-۳-۴- جریان‌های شفت زمین شده

در این مورد، مانند توربین ژنراتورها یا ایستگاه‌های پمپاژ، شفت یک ماشین الکتریکی از طریق بار Zrg که در شکل ۱-۲ و ۱-۵ نشان داده شده، زمین می‌شود. اگر بدنه‌ی ماشین به شکل ضعیفی زمین شده باشد، امپدانس زمین بین بدنه و زمین (Zfg) وجود خواهد داشت [۲۶]. در این شرایط، جریان زمین شفت (یا روتور) قابل توجهی جاری خواهد شد (جریان irg در شکل ۱-۵). irg بسیار بزرگتر از ifg و ibg می‌باشد.

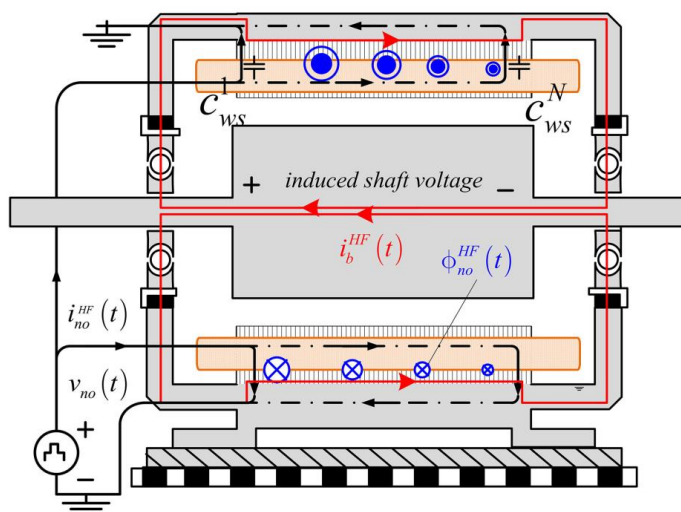
¹ Bearing voltage ratio



شکل ۵-۶: مدار معادل نشان دهنده ی موتور با شفت زمین شده

۶-۳-۵- جریان یاتاقان فرکانس بالای گردشی توسط ولتاژ سلفی شفت

ولتاژ وجه مشترک (CMV) با زمان خیز کم و خازن‌های پارازیتی میان دورهای مختلف سیم پیچ و ورقه‌های استاتور، با هم سبب ایجاد جریان وجه مشترک (CMC) دیگری با فرکانس بالا در حدود چندین مگاهرتز می‌شوند. ساختار یک ماشین الکتریکی که این اثر را به نمایش می‌گذارد در شکل ۶-۱ آمده است. همچنین خازن‌های پارازیتی با $k=1,2,\dots,N$ ، C_{wsk} نشان داده شده اند که N تعداد لایه‌های مورق است.

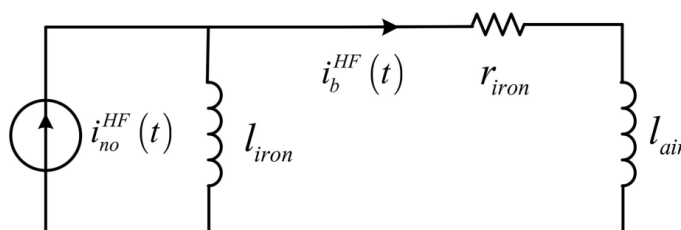


شکل ۶-۶: نمایش جریان گردشی یاتاقان و مسیر جریان وجه مشترک

همان طور که در شکل ۶-۱ نشان داده شده است، جریان وجه مشترک i_{no}^{HF} از طریق سیم پیچ‌ها وارد ماشین الکتریکی شده و از طریق لایه‌های مورق و بدنه ماشین آن را ترک می‌کند. جریان وارد شده به یک هادی بیشتر از جریانی است که از آن هادی خارج می‌شود و به طور خطی در طول هادی کاهش می‌یابد. علاوه بر آن، این جریان محوری، باعث تولید یک شار مماسی فرکانس بالا حول شفت می‌گردد. این شار مماسی، ولتاژ شفت را روی شفت ماشین الکتریکی القاء می‌کند. این ولتاژ القاء شده می‌تواند سطح ولتاژ شکست باریکه روغن را افزایش دهد و باعث ایجاد یک جریان گردشی شود که درون حلقه شکل گرفته توسط استاتور، روتور، شیلدهای انتهایی، شفت و یاتاقانها برقرار می‌شود و توسط i_b^{HF} در شکل ۶-۱ نشان داده شده است. این پدیده

ابتدا در [۲۷ و ۲۸] گزارش گردید که بر اساس آنها، این نوع از جریان یاتاقان می‌تواند تا ۲۰ آمپر برای یک ماشین الکتریکی ۵۰۰ کیلو وات افزایش یابد.

در شکل ۷-۱، یک مدار معادل فشرده با استفاده از اصل ترانسفورمری پدیده ذکر شده را توصیف می‌کند. CMC و جریان گردشی یاتاقان به ترتیب به عنوان جریان اولیه و ثانویه یک ترانسفورمر داده شده اند. شار مماسی مغناطیسی در لایه‌های تشکیل دهنده استاتور، همان شار پیوندی ترانسفورماتور است. اندوکتانس مغناطیس کننده برای این شار پیوندی (i_{iron}) در شکل ۷-۱ نشان داده شده است. اندوکتانس و مقاومت مسیر جریان گردشی یاتاقان توسط r_{iron} و l_{air} داده شده اند. در مقایسه با دیگر انواع جریان یاتاقان، EDM بزرگترین مقدار را داشته و بالطبع می‌تواند بیشترین آسیب را نیز وارد نماید.



شکل ۷-۶: مدار معادل توصیف کننده ترانسفورمر جریان گردشی یاتاقان

**نرم افزار محاسبه کننده توزیع ولتاژ گذرا در
دوره‌های مختلف و جریان بلبرینگ و جریان
زمین و ولتاژ شفت مبتنی بر MATLAB/Simulink**

۱-۷- مقدمه

امروزه درایوهای الکترونیک قدرت، جهت کنترل سرعت متغیر موتورهای الکتریکی به شکل گسترده ای مورد استفاده صنایع قرار می گیرند؛ تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، روش معمول مورد استفاده در این درایوها می باشد. با رشد روزافزون تکنولوژی و ظهور انواع سوئیچ های سریع الکترونیک قدرت سریع، تغییرات ولتاژ (dv/dt) پالس های ورودی به ترمینال موتور بسیار بزرگ گردیده اند. با توجه به آنالیز فوریه این سیگنال ها، با افزایش نرخ رشد پالس های PWM، ولتاژ ورودی به موتور، حاوی هارمونیک های فرکانس بالای بیشتری خواهد بود و باعث تحریک المان های فرکانس بالای مدل نشده موتور می شود. بدین ترتیب مدل معمولی که در مقالات، جهت مدل سازی موتورهای الکتریکی ارائه می شود، دیگر معتبر نخواهد بود.

با توجه به توضیحات داده شده، جهت تحلیل رفتار فرکانس بالای موتور الکتریکی، نیاز به یک مدل فرکانس بالا می باشد. این مدل می تواند جهت بررسی ولتاژ توزیع شده روی دورهای مختلف سیم پیچ موتور، ولتاژ شفت و جریان یاتاقان مورد استفاده قرار گیرد. بدین منظور، با استفاده از نرم افزارهای متلب و سیمولینک، مدل فرکانس بالای دورهای مختلف سیم پیچ یک موتور سه فاز مدل گردیده است. هر حلقه از سیم پیچ، دارای مقاومت و اندوکتانس مشخصی می باشد. همچنین تزویج سلفی و خازنی میان دورهای مختلف سیم پیچ نیز در این مدل لحاظ گردیده است. با استفاده از این مدل، ولتاژ تمامی حلقه های کلاف و جریان یاتاقان ها قابل بررسی می باشد.

۲-۷- تنظیمات اولیه برای بدست آوردن کلیه پارامترهای الکتریکی مدل فرکانس بالای موتور

پارامترهای مورد نیاز مدل مذکور، قبلاً با استفاده از تحلیل اجزای محدود (FEA) به دست آمده و در مدل جایگذاری شده است. پس از اجرای نرم افزار آنالیز اجزای محدود، اطلاعات جدول ۷-۱ در اختیار ما قرار می گیرد. تمامی این متغیرها در Workspace نرم افزار متلب ذخیره می شوند:

جدول ۷-۱: اطلاعات خروجی FEA

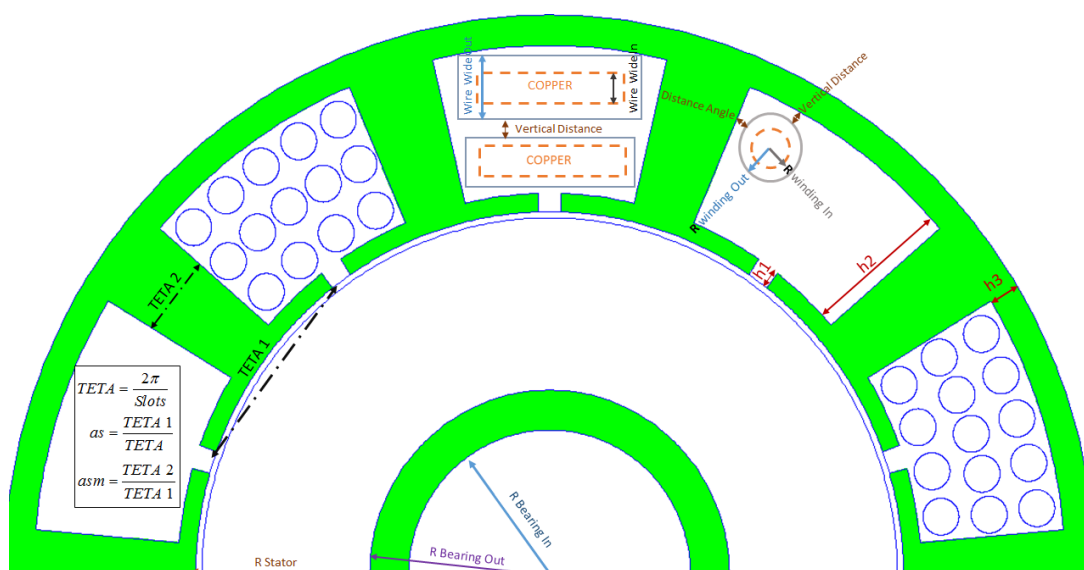
Ccircle	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت دایره ای)
CcircleBearing	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت دایره ای)
Lcircle	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت دایره ای
Crect	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت شمش)
CrectBearing	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت شمش)
Lrect	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت شمش

همچنین دیگر پارامترهای مورد نیاز جهت مدل سازی نیز در متغیر prm ذخیره شده است. این پارامترها در جدول ۷-۲ و شکل ۷-۱ نمایش داده شده اند. در این بخش، کد M_File به نام run_mutual را اجرا می نماییم. قبل از اجرا می توان پارامترهای موجود در این بخش را به دلخواه تغییر داد.

```
% put circular=1 if your conductors are circular
% put circular=0 if your conductors are rectangular
circular=1;
```

جدول ۲-۷: متغیرهای ورودی نرم افزار FEMM

MACHINE	توضیحات
Slots	تعداد شیارهای استاتور
R Stator	شکل ۱-۷
Air Gap	فاصله هوایی
Depth	عمق شیار
h1	شکل ۱-۷
h2	شکل ۱-۷
h3	شکل ۱-۷
R Bearing In	شکل ۱-۷
R Bearing Out	شکل ۱-۷
As	شکل ۱-۷
asm	شکل ۱-۷
Gam	گام شیار



شکل ۱-۷: نمایش متغیرهای مدل موتور

اگر موتور مورد نظر دارای سیم پیچی با هادی‌های با مقطع گرد است، لازم است متغیر circular را برابر ۱ و اگر هادی‌ها دارای مقطع مستطیلی هستند، برابر صفر قرار داد.

% tedade kalaf ha

skeinnumber=1;

متغیر skeinnumber تعداد کلاف‌های سری شده در هر فاز را نمایش می‌دهد. متغیر epsilon، ثابت دی الکتریک داخل یاتاقان را در خود ذخیره می‌کند. همچنین bearingdepth مربوط به عرض یاتاقان می‌باشد که در واحد میلی متر ذخیره می‌شود.

% bearing parameters

epsilon=1000;%% relative dielectric constant

bearingdepth=10;%% in millimeter

تابع `mutual_function` با فراخوانی کد `M_File` دیگری به همین نام، یک فایل سیمولینک حاوی مدل فرکانس بالای موتور الکتریکی ایجاد نموده و کلیه پارامترهای مورد نیاز آن را نیز جایگذاری می‌نماید.

```
mutual1_function('mymotor',prm,circular,Ccircle,Crect,Lcircle,Lrect,skeinnumber,Ccircle
Bearing,epsilon,bearingdepth);
```

متغیرهای داخل پرانتز، نشان دهنده ی ورودی‌های این تابع هستند که درون برنامه مورد استفاده قرار گرفته اند.

بررسی کد `mutual1_function`:

`M_file` با نام `mutual1_function` وظیفه ساخت مدل فرکانس بالای موتور الکتریکی با روش مدل سازی حلقه به حلقه را بر عهده دارد. این تابع ابتدا اطلاعات ورودی را از `workspace` فراخوانی می‌کند:

```
function
mutual1_function(modelname,prm,circular,Ccircle,Crect,Lcircle,Lrect,skeinnumber,CcircleB
earing,epsilon,bearingdepth)
```

این اطلاعات به ترتیب شامل نام فایل سیمولینک، پارامترهای ماشین الکتریکی، انتخاب نوع هادی (با مقطع گرد یا مستطیلی)، ماتریس خازن‌های با مقطع گرد، ماتریس خازن‌های با مقطع مستطیلی، ماتریس اندوکتانس هادی با مقطع دایره، ماتریس اندوکتانس هادی با مقطع مستطیلی، تعداد کلاف‌های سری، خازن یاتاقان و روتور، ثابت دی الکتریک میان یاتاقان و عرض یاتاقان می‌باشند.

```
if nargin == 0
    modelname = 'my_untitled';
end
```

چنانچه نامی برای فایل شبیه سازی انتخاب نشده باشد، نام آن توسط کد، `my_untitled` تعیین خواهد شد.

```
% create and open the model
open_system(new_system(modelname));
% set default screen color
set_param(modelname,'ScreenColor','white');
```

یک فایل با نام تعیین شده ایجاد می‌شود. رنگ پس زمینه، سفید انتخاب شده است.

```
% Set Stop time
stoptime='0.00001'; % in second
```

```
% Set Stop time
set_param(modelname,'StopTime',stoptime);% set simulation time in second
```

زمان انجام شبیه سازی تعیین می‌گردد.

```
%% parameters from prm matrix
if circular==1
    turns=prm(14);% number of circular turns
    Cmatrix=Ccircle;
    Lmatrix=Lcircle;
elseif circular==0
    turns=prm(15);% number of rectangular turns
    Cmatrix=Crect;
    Lmatrix=Lrect;
else
    disp('please determine conductor type , circular or rectangular ? ');
end
```

در این بخش با توجه به آنکه کاربر دستور ساخت مدل با هادی‌های دارای مقطع دایره ای یا مستطیلی را انتخاب کرده باشد، متغیرهای تعداد دور، ماتریس کاپاسیتانس و ماتریس اندوکتانس تعیین می‌گردند.

```
strturns=num2str(turns);%convert turns to string
```

```
slot=prm(1);
```

```
asm=prm(11);
```

```
as=prm(10);
```

```
statorRadius=prm(2);
```

```
h1=prm(5);
```

```
h2=prm(6);
```

```
Gam=prm(12);
```

```
depth=prm(4);
```

```
radius=prm(16);
```

```
widthrect=prm(22);
```

```
rect_insulator=prm(23)-prm(22);
```

در این بخش ابتدا متغیر turns که حاوی تعداد دور هادی‌ها در کلاف است، از حالت عددی به حالت رشته تبدیل می‌شود تا در توابع بعدی قابل استفاده باشد. همچنین تک تک پارامترهای موردنیاز درون ماتریس prm، درون متغیرهای مربوطه ریخته شده است. تعریف این متغیرها در بخش ۱-۱ بیان گردید.

```
% single turn resistance calculation
```

```
% radius and depth are in milimeter
```

```
theta=(2*pi)/slot;
```

```
theta2=asm*as*theta;
```

```
Lengthrectrad=theta-theta2;
```

```
Lengthrect=((statorRadius+h1)*Lengthrectrad)-rect_insulator;
```

```
rou=1.77e-8; % special resistance of copper (ohm.meter)
```

```
headradius=statorRadius+h1+(h2/2); %calculate radius of slots
```

```
head=(Gam*(2*pi)/slot)*headradius;
```

```
length=((head+depth)*2)*1e-3; %converted to meter
```

```
if circular==1
```

area=pi*(radius*radius)*1e-6; % 'radius' is inner radius of conductor in milimeter and area is converted to meter

```
elseif circular==0
```

```
area=pi*(Lengthrect*widthrect)*1e-6;
```

```
end
```

```
singleres=rou*length/area;
```

```
R_turn=singleres; % single turn resistance in ohm
```

در این بخش با توجه به ابعاد ماشین، طول یک دور از هادی درون شیار محاسبه شده است. بسته به نوع هادی، سطح مقطع آن نیز محاسبه گردیده است. با توجه به جنس هادی‌ها (در اینجا مس)، مقاومت هر حلقه از هادی به دست آمده و در متغیر R_turn ذخیره شده است.

```
% % % crate Resistance Matrix % % %
```

```
% matrix components should be string
```

```

% R_turn=0.1;
Resistance=zeros(turns);
for q=1:turns
    Resistance(q,q)=R_turn;
end
res=['',num2str(Resistance(1,:))];
for q=2:turns
    res=[res,',',num2str(Resistance(q,:))];
end
res=[res,'];

```

ماتریس قطری مربوط به مقاومت دورهای هرکلاف ایجاد شده است. سپس جهت استفاده در توابع مربوط به سیمولینک، ماتریس متغیرها به رشته تبدیل شده و به شکل یک ماتریس سطری تغییر داده شده است.

```

%% % crate Inductance Matrix % % %
% matrix components should be string
for i=1:turns-1
    for j=i+1:turns
        Lmatrix(j,i)=Lmatrix(i,j); % make Lmatrix symmetrical
    end
end
L_MATRIX=['',num2str(Lmatrix(1,:))];
for q=2:turns
    L_MATRIX=[L_MATRIX,',',num2str(Lmatrix(q,:))];
end
L_MATRIX=[L_MATRIX,'];

```

مشابه ماتریس قبل، متغیرهای اندوکتانس را نیز به رشته تغییر می‌دهیم.

ساخت هر فاز از مدل ماشین:

از آن جا که ماشین مورد نظر به شکل کاملاً متقارن فرض شده است، جهت ساخت مدل ماشین، متغیرهای هر سه فاز یکسان هستند. لذا تنها نحوه مدل سازی یک فاز بررسی شده است.

```

% *****PHASE A*****
%% block's name
% join two strings together

RLname=[modelname,'/RL1-a'];
gndcg=[modelname,'/gndCg1-a'];
labelCwr=[modelname,'/rotor1-a'];

gndcap=[modelname,'/Cg1-0-a'];
VoltageMeasurement1=[modelname,'/VoltageMeasurement1-0-a'];
Scope1=[modelname,'/Scope1-0-a'];
gndvm1=[modelname,'/gndvm1-0-a'];
wrcap=[modelname,'/Cwr1-0-a'];

```

متغیرهای مربوط به فاز A، با پسوند a- نشان داده شده است. در این بخش، نام هر کدام از المان‌های مورد نیاز در مدل سازی سیمولینک تعیین شده است. ابتدا نام مدل و سپس نام المان موردنظر به شکل رشته به یکدیگر متصل می‌شوند.

```

%% multi skein

```

```

for skein=1:skeinnumber
    skeinchar=num2str(skein);
    gap0=40;
    skeindistance=480+((gap0+10)*turns)+60+60; %% distance between skeins
    realskeindistance=(skein-1)*skeindistance;
    .
    .
    .
end

```

یک حلقه for جهت تکرار مدل هر کلاف تا تعداد موردنظر وجود دارد. متغیر skeindistance فاصله میان هر دو کلاف متوالی را تعیین می کند.

```

%% Positions

```

```

% position of RL block
x1=200+realskeindistance;
y1=85;
x2=240+realskeindistance;
gap=gap0;
y2=85+(gap*turns);

```

```

%distance for adding winding turns
dist=((gap+10)*turns);

```

```

% position of grounded C block
x1cg=300+dist+60+realskeindistance;
y1cg=95;
x2cg=320+dist+60+realskeindistance;
y2cg=115;

```

```

% position of winding to rotor C block ( Cwr )
x1cwr=280+dist+realskeindistance;
y1cwr=105;
x2cwr=300+dist+realskeindistance;
y2cwr=125;
% position of VoltageMeasurement
x1VoltageMeasurement=420+dist+60+realskeindistance;
y1VoltageMeasurement=85;
x2VoltageMeasurement=440+dist+60+realskeindistance;
y2VoltageMeasurement=105;

```

```

% position of first scope
x1Scope=460+dist+60+realskeindistance;
y1Scope=85;
x2Scope=480+dist+60+realskeindistance;
y2Scope=105;

```

```

% position of gnd for voltage measurement

```

```
x1gndvm=378+dist+60+realskeindistance;
y1gndvm=90;
x2gndvm=398+dist+60+realskeindistance;
y2gndvm=110;
```

موقعیت اولیه هر کدام از المان‌های مورد استفاده تعیین شده است. موقعیت بقیه المان‌های مشابه نیز با توجه به موقعیت اولیه تعیین می‌شود.

```
% add mutual RL block
RLname0=strrep(RLname,'1',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Mutual Inductance',RLname0);
set_param(RLname0,'position',[x1,y1,x2,y2]);
set_param(RLname0,'TypeOfMutual','Generalized mutual
inductance','NumberOfWindings',strturns);
set_param(RLname0,'ResistanceMatrix',res,'InductanceMatrix',L_MATRIX);
handleRL = get_param(RLname0,'PortHandles');
handleRL_A=handleRL; %% using for neutral point
```

در این بخش، اولین بلوک اندوکتانس اضافه شده است. این بخش شامل مقاومت، اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل هر حلقه از یک کلاف است. برای اضافه کردن این المان، ابتدا نامی برای آن تعیین می‌کنیم و در متغیر RLname قرار می‌دهیم. سپس آدرس کتابخانه مورد نظر سیمولینک را تعیین می‌کنیم. با استفاده از تابع set_param() می‌توان پارامترهای مختلف مربوط به هر بلوک را تعیین نمود. موقعیت بلوک که قبلاً تعریف شده بود، اضافه شده است. همچنین نوع بلوک به Generalized mutual inductance تغییر داده شده است. تعداد حلقه‌های هر کلاف نیز تعیین شده است. در ادامه ماتریس‌های مقاومت و اندوکتانس به بلوک اضافه شده است.

برای هر بلوک، یک سری متغیر handle یا دستگیره تعریف می‌شود. متغیر porthandles حاوی اطلاعات ورودی‌ها و خروجی‌های هر بلوک می‌باشد. تابع get_param() جهت دریافت اطلاعات بلوک استفاده می‌شود. بنابراین اطلاعات پورت‌های ورودی و خروجی هر بلوک، در متغیر handleX ذخیره می‌گردد که X، نشانگر نام بلوک مورد نظر است.

```
% add first grounded C Block
gndcap0=strrep(gndcap,'0',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',gndcap0);
set_param(gndcap0,'position',[x1cg,y1cg,x2cg,y2cg]);
C=num2str(Cmatrix(1,1));
set_param(gndcap0,'BranchType','C','Capacitance',C,'Setx0','on','InitialVoltage','0');
handlegndcap1 = get_param(gndcap0,'PortHandles');
```

بلوک خازن حلقه به زمین توسط این بخش اضافه شده است و اطلاعات پورت‌های خازن در متغیر handlegndcap1 ذخیره شده است.

```
add_line(modelname,handleRL.RConn(1),handlegndcap1.LConn(1));
```

با استفاده از تابع add_line() و اطلاعات مربوط به پورت‌های هر بلوک، می‌توان هر دو پورت دلخواه را به یکدیگر متصل نمود. به عنوان نمونه، کد بالا، پورت شماره ۱ سمت راست از بلوک RL (handleRL.RConn(1)) را به پورت شماره ۱ سمت چپ بلوک gndcap1 (handlegndcap1.LConn(1)) متصل می‌کند.

```
% add first winding to rotor C Block
wrcap0=strrep(wrcap,'0',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',wrcap0);
```

```

set_param(wrcap0,'position',[x1cwr,y1cwr,x2cwr,y2cwr]);
C=num2str(-Cmatrix(1,turns+1));
set_param(wrcap0,'BranchType' , 'C', 'Capacitance' , C);
handlewrcap1 = get_param(wrcap0,'PortHandles');

add_line(modelname,handlewrcap1.LConn(1),handleRL.RConn(1), 'autorouting','on');

% add label (for Cwr)
labelCwr0=strrep(labelCwr,'1',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Neutral',labelCwr0);
set_param(labelCwr0,'position',[x1cwr+50,y1cwr-30,x2cwr+50,y2cwr-
30],'Orientation','right');
handlelabelCwr0 = get_param(labelCwr0,'PortHandles');

add_line(modelname,handlelabelCwr0.LConn(1),handlewrcap1.RConn(1));

% add ground (for Cg)
gndcg0=strrep(gndcg,'1',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Ground',gndcg0);
set_param(gndcg0,'position',[360+dist+60+realskeindistance,95,380+dist+60+realskeindist
ance,115],'Orientation','right');
handlegndcg = get_param(gndcg0,'PortHandles');

add_line(modelname,handlegndcg.LConn(1),handlegndcap1.RConn(1));

% add first voltage measurement block
VoltageMeasurement10=strrep(VoltageMeasurement1,'0',skeinchar);
add_block('powerlib/Measurements/Voltage Measurement',VoltageMeasurement10);
set_param(VoltageMeasurement10,'ShowName','off');
set_param(VoltageMeasurement10,'position',[x1VoltageMeasurement,y1VoltageMeasure
ment,x2VoltageMeasurement,y2VoltageMeasurement]);
handleVoltageMeasurement1 = get_param(VoltageMeasurement10,'PortHandles');

% add first scope
Scope10=strrep(Scope1,'0',skeinchar);
add_block('simulink/Commonly Used Blocks/Scope',Scope10);
set_param(Scope10,'ShowName','off');
set_param(Scope10,'position',[x1Scope,y1Scope,x2Scope,y2Scope]);
handleScope1 = get_param(Scope10,'PortHandles');

% add first ground (for voltage measurement)
gndvm10=strrep(gndvm1,'0',skeinchar);
add_block('powerlib/Elements/Ground',gndvm10);
set_param(gndvm10,'position',[x1gndvm,y1gndvm,x2gndvm,y2gndvm],'Orientation','left','
ShowName','off');
handlegndvm1 = get_param(gndvm10,'PortHandles');

```



```
% create measurements connections
add_line(modelname,handleVoltageMeasurement1.Outport(1),handleScope1.Inport(1));
add_line(modelname,handleVoltageMeasurement1.LConn(1),handlegndcap1.LConn(1),
'autorouting','on');
add_line(modelname,handlegndvm1.LConn(1),handleVoltageMeasurement1.LConn(2));
```

مشابه بلوک قبل، بلوک‌های دیگر نیز اضافه شده و اطلاعات پورت‌های آنها نیز ذخیره شده است. همچنین اتصالات لازم میان آنها نیز صورت گرفته است.

```
%% for loop
for num2=2:turns
    char2=num2str(num2);
    gndcap2=strrep(gndcap,char1,char2);% replace char 2 with char 1 in a string
    gndcap2=strrep(gndcap2,'0',skeinchar);
```

```
.
.
.
end
```

در قسمت قبل، اولین بلوک از هر نوع اضافه گردید. در حلقه for، بلوک‌هایی مشابه بلوک‌های موجود اضافه می‌شوند. توضیح اینکه برای افزودن هر بلوک جدید، لازم است نام آن تغییر داده شود تا از بلوک مشابه قبلی متمایز باشد. همچنین باید موقعیت بلوک جدید تعیین شود که با استفاده از شیفت موقعیت بلوک اولیه، این کار انجام شده است:

```
%% Shift blocks
% shift Cg block
y1cg=y1cg+gap;
y2cg=y2cg+gap;
```

به عنوان مثال، موقعیت بلوک Cg، به اندازه gap=40، شیفت داده شده است.

```
for i=1:turns-1
    x1cg=270+10*turns-10*(i-1)+realskeindistance;
    x2cg=280+10*turns-10*(i-1)+realskeindistance;
```

```
k=1;
```

```
for j=i+1:turns
```

```
    andices=[num2str(i),num2str(j)];%create mutual caps andices
    mutualcap=[modelname,'/C',andices,'-',skeinchar,'-a'];
```

```
% add mutual cap
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',mutualcap);
set_param(mutualcap,'position',[x1cg,y1cg,x2cg,y2cg]);
C=num2str(-Cmatrix(i,j));
set_param(mutualcap,'BranchType' , 'C', 'Capacitance' , C,'Orientation','down');
```

```
% set_param(mutualcap,'BranchType' , 'C', 'Capacitance' , '1e-6','Setx0','on','InitialVoltage','0');
    handlemutualcap = get_param(mutualcap,'PortHandles');
```

```

add_line(modelname,handlemutualcap.LConn(1),handleRL.LConn(i),
'autorouting','on');
add_line(modelname,handlemutualcap.RConn(1),handleRL.RConn(k),
'autorouting','on');

x1cg=x1cg+gap;
x2cg=x2cg+gap;

k=k+1;
end

y1cg=y1cg+gap;
y2cg=y2cg+gap;

end

```

در این بخش، خازن‌های متقابل میان حلقه‌ها افزوده شده است. در مورد بلوک خازن، می‌توان ولتاژ اولیه خازن‌ها را نیز تعیین نمود. این مقدار جهت حل مسئله مداری در سیمولینک مورد استفاده قرار می‌گیرد. هنگام اتصال خازن‌های متقابل، ویژگی 'autorouting' بر روی 'on' تنظیم شده است. بدین ترتیب اتصالات با مسیرهای مستقیم افقی یا عمودی ترسیم می‌گردد و شکل مسیر به انتخاب سیمولینک خواهد بود. اگر این ویژگی خاموش باشد، سیستم به شکل اتوماتیک برای اتصال پورت‌ها، نزدیکترین مسیر را انتخاب می‌کند و این مسیر می‌تواند مورب یا مستقیم باشد. در ادامه این بخش، فازهای B و C دقیقاً مشابه فاز A رسم می‌گردند.

۷-۳- افزودن منبع ولتاژ و خازن‌های یاتاقان (بلبرینگ):

پس از افزودن مدل سیم پیچ موتور، یک منبع ولتاژ به مدل اضافه می‌گردد که نقش منبع ولتاژ وجه مشترک را ایفا می‌کند:

```

%% Voltage Source and powergui placement
%blocks name
% join two strings together
powergui=[modelname,'powergui'];
voltageSource=[modelname,'voltageSource'];
Rin=[modelname,'Rin'];
sourceGnd=[modelname,'sourceGnd'];

% add blocks

% add powergui
add_block('powerlib/powergui',powergui);
set_param(powergui,'position',[30,-60,90,-20]);

% add AC Voltage Source
add_block('powerlib/Electrical Sources/AC Voltage Source',voltageSource);
set_param(voltageSource,'position',[0,120,20,165]);
set_param(voltageSource,'Amplitude','1','Frequency','1000000');
handleVoltageSource = get_param(voltageSource,'PortHandles');

```

```
% add Resistor between voltage source and Model
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',Rin);
set_param(Rin,'position',[30,90,60,120]);
set_param(Rin,'BranchType','R','Resistance','0.00001');
handleRin = get_param(Rin,'PortHandles');
```

ولتاژ، فرکانس کاری و فاز منبع قابل تنظیم هستند.

از آنجا که در این شبیه سازی از کتابخانه powerlib استفاده شده است، لازم است تا بلوک powergui نیز اضافه گردد.

%% Crf , Cbf and Cbe Calculation

```
Crf=Cmatrix(turns+1,turns+1);
depth=prm(4);
newCcircleBearing=CcircleBearing*(epsilon)*(bearingdepth/depth);
Cbf=newCcircleBearing;
Cbe=newCcircleBearing;
```

در این بخش با توجه به اطلاعات داده شده و شکل ۷-۱، خازن های یاتاقان محاسبه شده اند.

```
% add capacitors
%add crf
rotorframecap=[modelname,'/Crf'];
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',rotorframecap);
set_param(rotorframecap,'position',[200,-80,215,-70]);
C=num2str(Crf);
set_param(rotorframecap,'BranchType','C','Capacitance',
C,'Setx0','on','InitialVoltage','0','Orientation','down');
handleCrf = get_param(rotorframecap,'PortHandles');
```

```
%add cbf
frontbearingcap=[modelname,'/Cbf'];
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',frontbearingcap);
set_param(frontbearingcap,'position',[270,-80,285,-70]);
C=num2str(Cbf);
set_param(frontbearingcap,'BranchType','C','Capacitance',
C,'Setx0','on','InitialVoltage','0','Orientation','down');
handleCbf = get_param(frontbearingcap,'PortHandles');
```

```
%add cbe
endbearingcap=[modelname,'/Cbe'];
add_block('powerlib/Elements/Series RLC Branch',endbearingcap);
set_param(endbearingcap,'position',[300,-80,315,-70]);
C=num2str(Cbe);
set_param(endbearingcap,'BranchType','C','Capacitance',
C,'Setx0','on','InitialVoltage','0','Orientation','down');
```

```
handleCbe = get_param(endbearingcap,'PortHandles');
```

```
%add rotor point
rotorlabel=[modelname,'/label'];
add_block('powerlib/Elements/Neutral',rotorlabel);
set_param(rotorlabel,'position',[180,-150,190,-140],'Orientation','left');
handlerotorlabel = get_param(rotorlabel,'PortHandles');
```

```
%add ground for bearing
bearinggnd=[modelname,'/bearinggnd'];
add_block('powerlib/Elements/Ground',bearinggnd);
set_param(bearinggnd,'position',[200,-35,215,-25]);
handlebearinggnd = get_param(bearinggnd,'PortHandles');
```

```
%add bearing ammpere meter
ammper=[modelname,'/ammper'];
add_block('powerlib/Measurements/Current Measurement',ammper);
set_param(ammper,'position',[270,-165,285,-140]);
handleammper = get_param(ammper,'PortHandles');
```

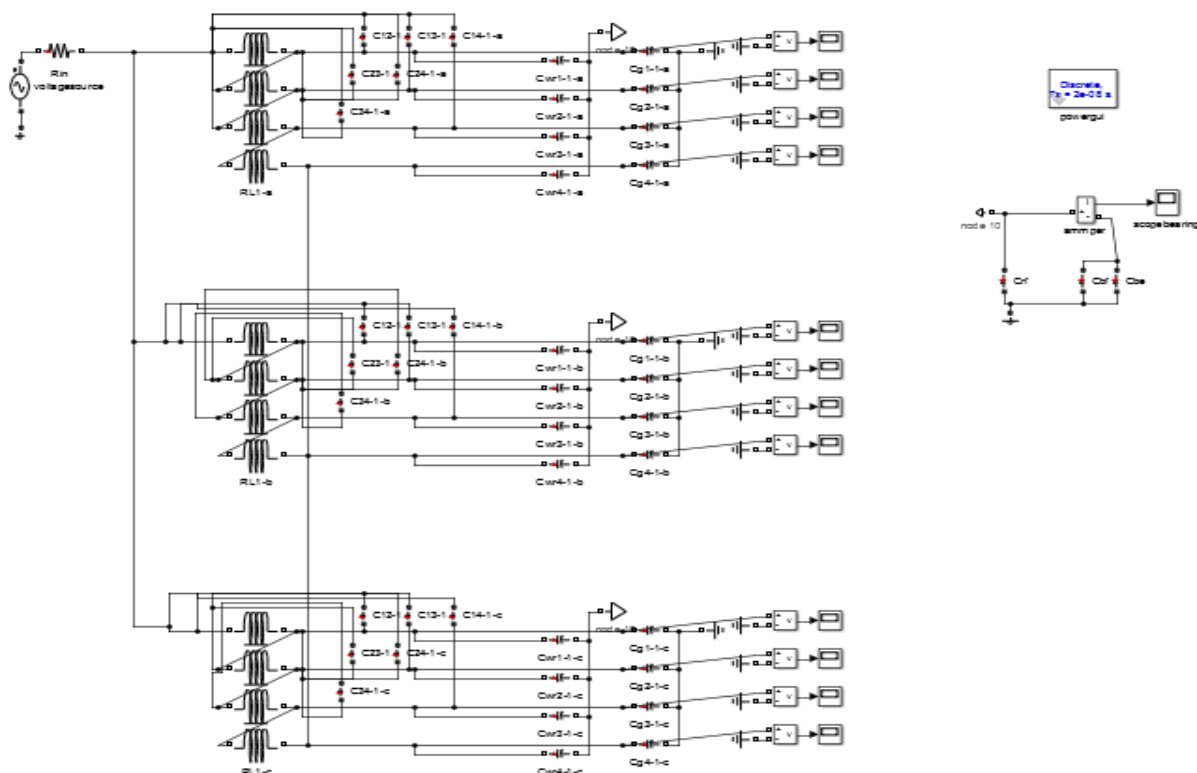
```
%add bearing ammpere meter scope
scopebearing=[modelname,'/scopebearing'];
add_block('simulink/Commonly Used Blocks/Scope',scopebearing);
set_param(scopebearing,'position',[340,-170,360,-145]);
handlescopebearing = get_param(scopebearing,'PortHandles');
```

```
% adding lines
add_line(modelname,handleCrf.LConn(1),handlerotorlabel.LConn(1), 'autorouting','on');
add_line(modelname,handleammper.LConn(1),handlerotorlabel.LConn(1),
'autorouting','on');
add_line(modelname,handleCrf.RConn(1),handlebearinggnd.LConn(1), 'autorouting','on');
add_line(modelname,handleCbf.RConn(1),handleCrf.RConn(1), 'autorouting','on');
add_line(modelname,handleCbe.RConn(1),handleCbf.RConn(1));
add_line(modelname,handleCbe.LConn(1),handleCbf.LConn(1));
add_line(modelname,handleCbe.LConn(1),handleammper.RConn(1));
add_line(modelname,handleammper.Outport(1),handlescopebearing.Inport(1));
```

نهایتاً خازن‌های محاسبه شده به موتور متصل شده و یک آمپر متر جهت اندازه‌گیری جریان یاتاقان افزوده شده است. همچنین خطوط اتصال نهایی میان بلوک‌ها اضافه شده است.

۷-۴- رسم مدل سیمولینکی فرکانس بالای موتور براساس پارامترهای بدست آمده از نرم افزار FEMM

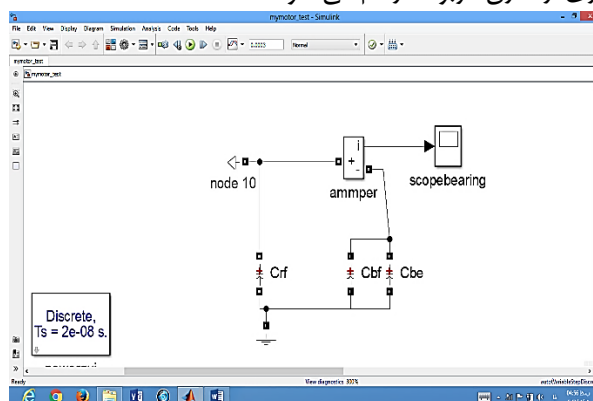
نهایتاً مدل ساخته شده در محیط نرم افزار متلب/سیمولینک به شکل زیر خواهد بود.



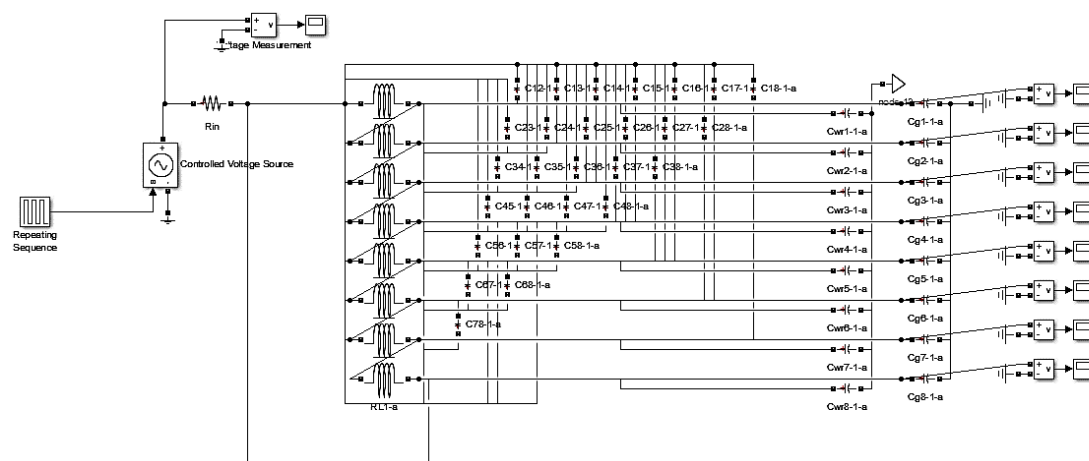
شکل ۷-۲: مدل سیمولینکی فرکانس بالای موتور الکتریکی

۷-۵- قراردادن خازن بلبرینگ و رسم جریان بلبرینگ و ولتاژ گذرای بین دوره‌های مختلف و ولتاژ شفت و ولتاژ وجه مشترک در مدل سیمولینکی

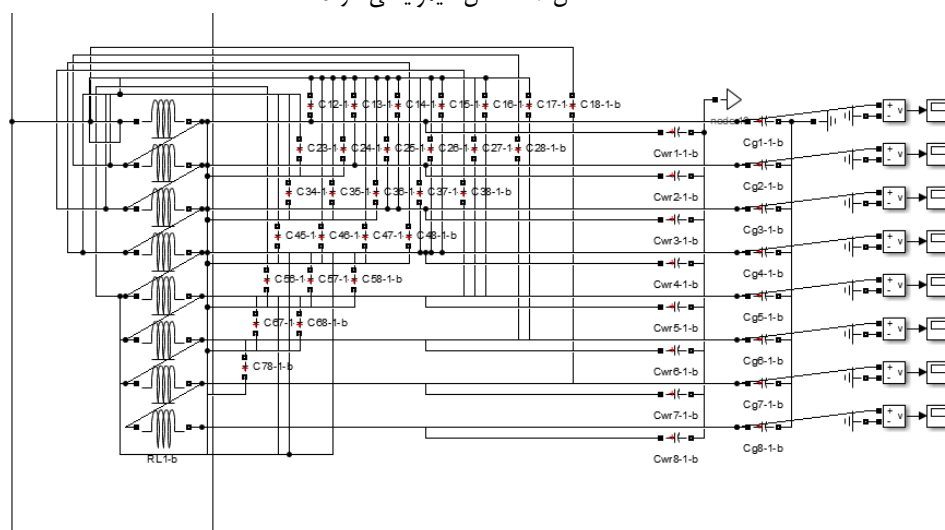
برای رسم جریان بلبرینگ در مدل سیمولینکی شکل ۷-۲ خازن بلبرینگ را بین گره آخر و زمین قرار داده و با استفاده از یک اندازه گیر جریان منحنی جریان عبوری از خازن مربوطه رسم می شود.



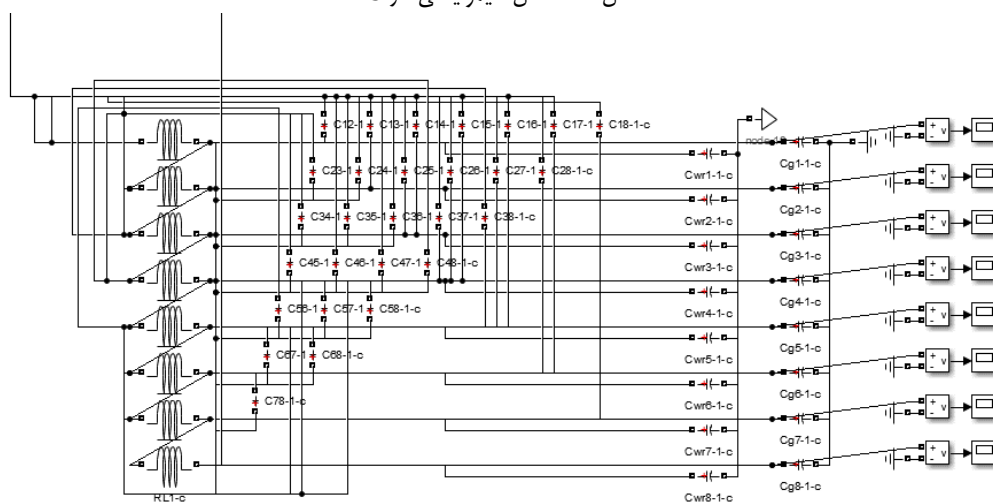
شکل ۷-۳: خازن بلبرینگ



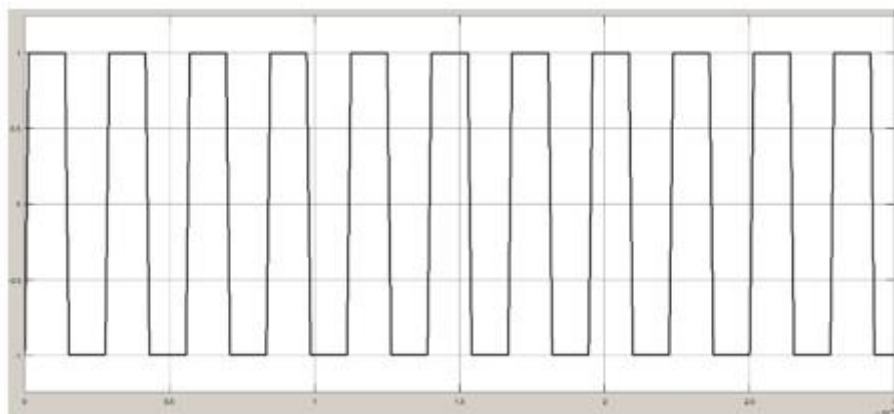
شکل ۴-۷: مدل سیمولینکی فاز a



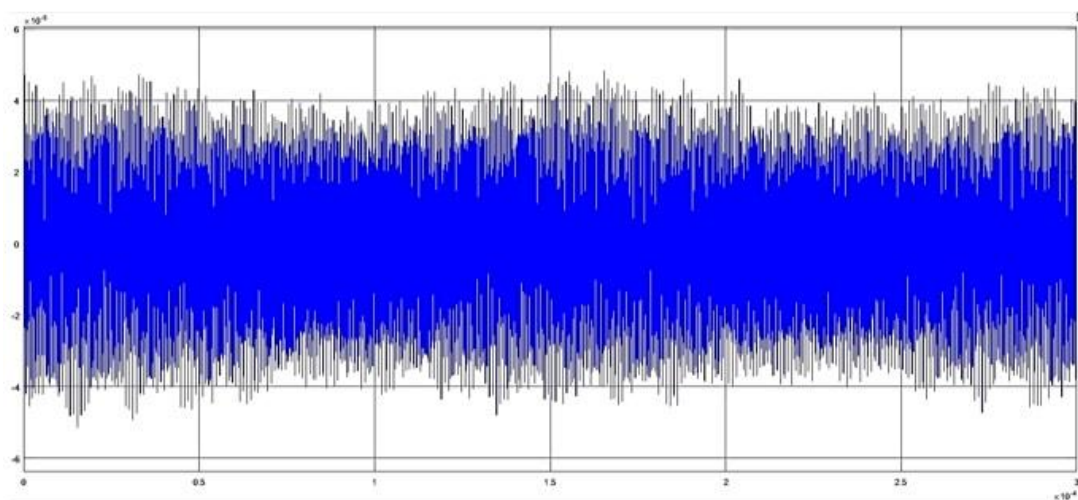
شکل ۵-۷: مدل سیمولینکی فاز b



شکل ۶-۷: مدل سیمولینکی فاز c

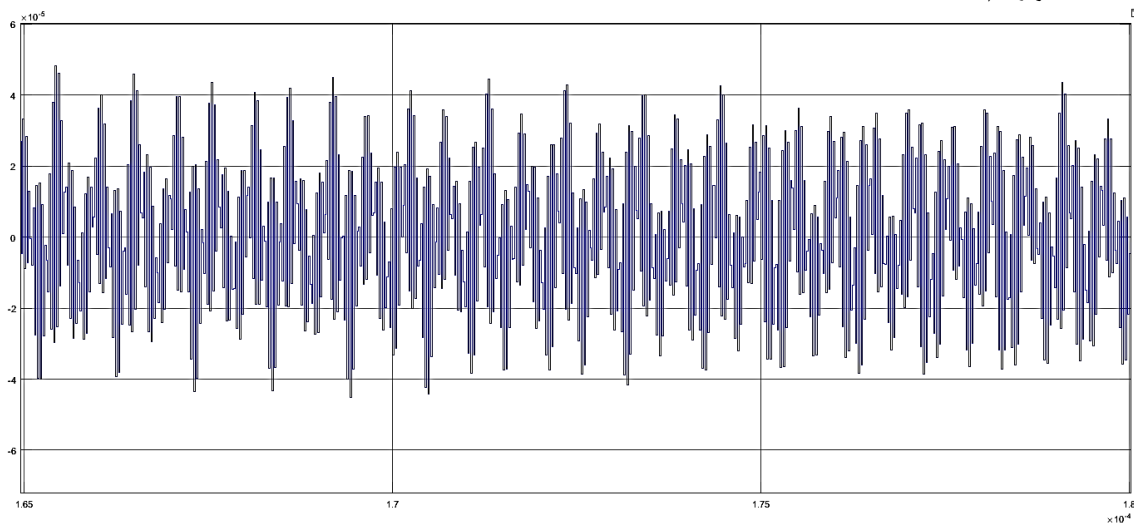


شکل ۷-۷: پالس ورودی برای تست میزان ولتاژ اعمالی روی دورهای مختلف سیم پیچها

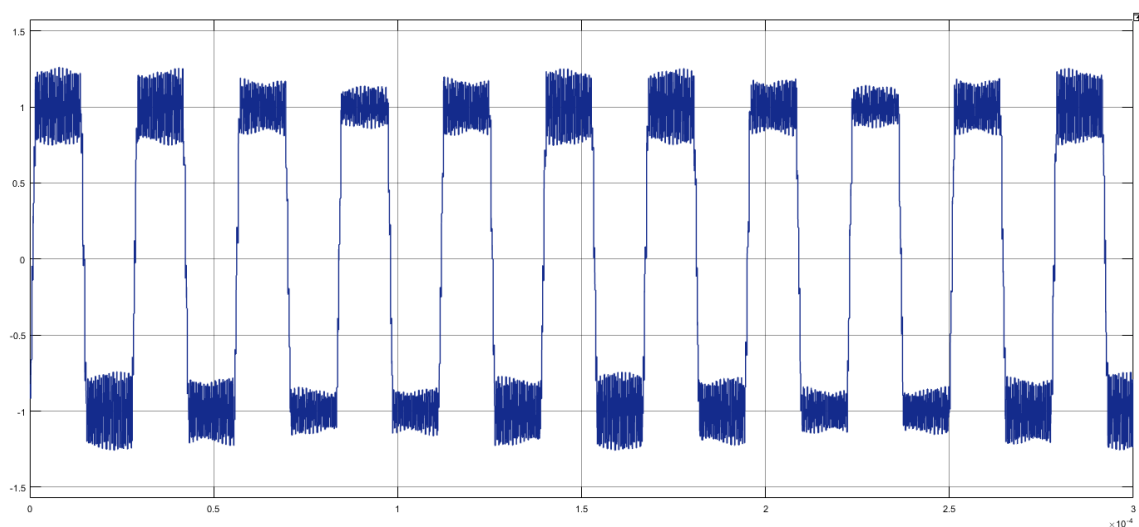


شکل ۷-۸: جریان یاتاقان (بلبرینگ)

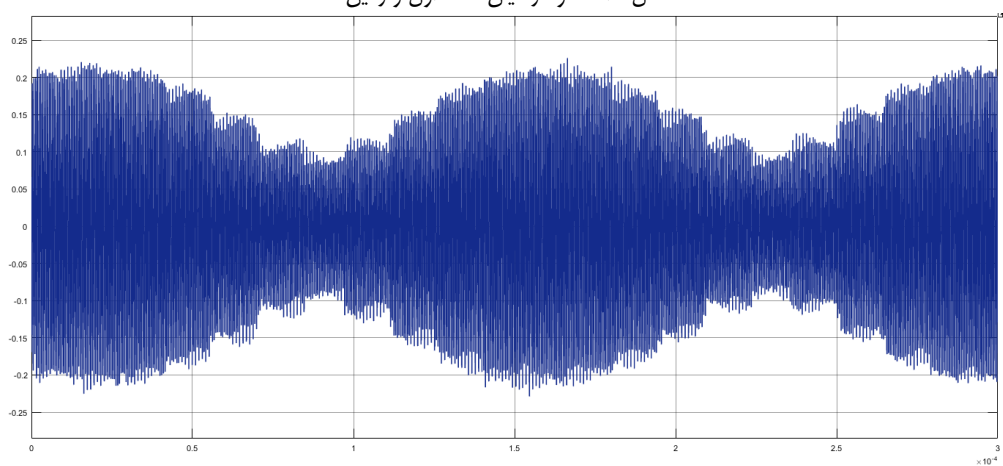
برای رسم ولتاژ ایجاد شده بین دورهای مختلف ناشی از اعمال یک ولتاژ پالسی PWM در ترمینال موتور، یک پالس با فرکانس 100kHz به ترمینال مدل سه فاز اعمال می شود و ولتاژ نقاط مختلف نسبت به بدنه و همچنین ولتاژ دورهای مختلف نسبت به همدیگر رسم شده اند.



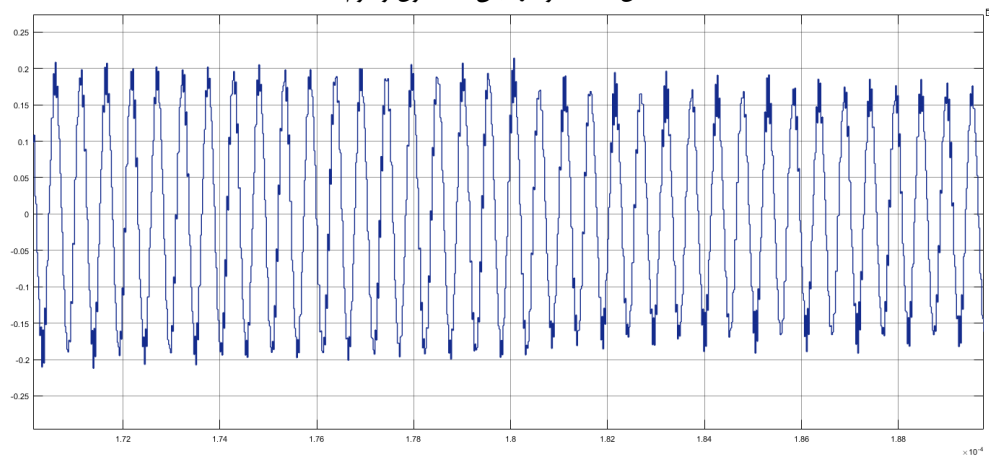
شکل ۷-۹: جریان یاتاقان ها بزرگنمایی شده



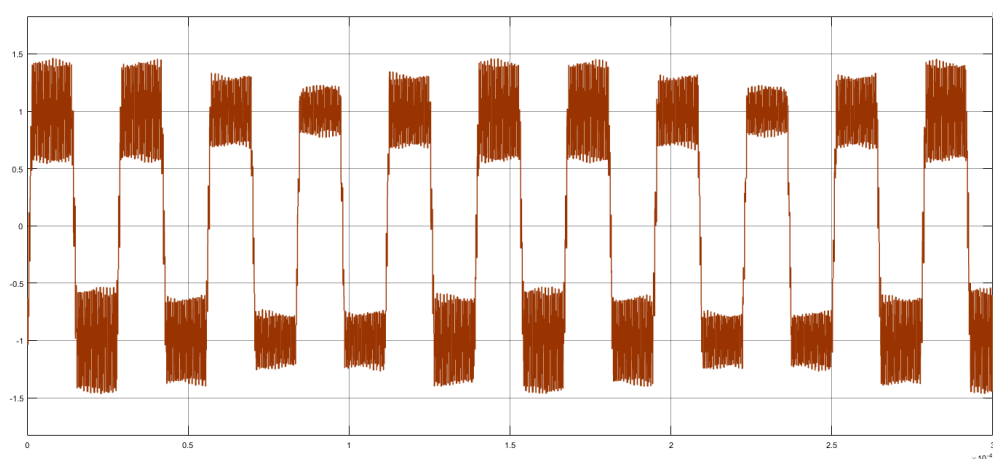
شکل ۷-۱۰: ولتاژ میان حلقه اول و زمین



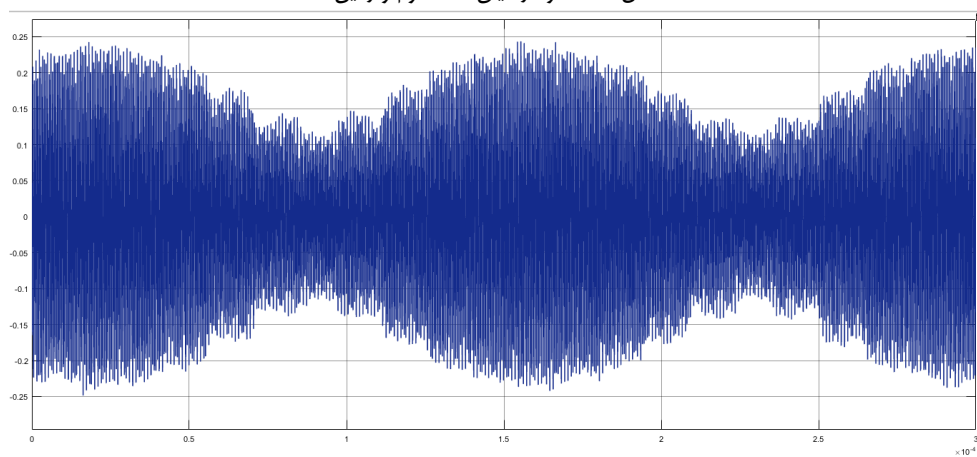
شکل ۷-۱۱: ولتاژ میان حلقه اول و دوم



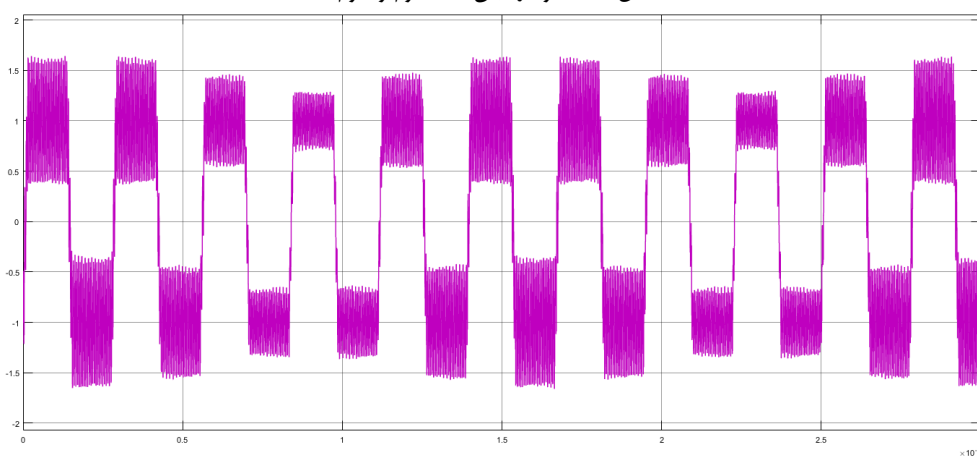
شکل ۷-۱۲: ولتاژ میان حلقه اول و دوم بزرگنمایی شده



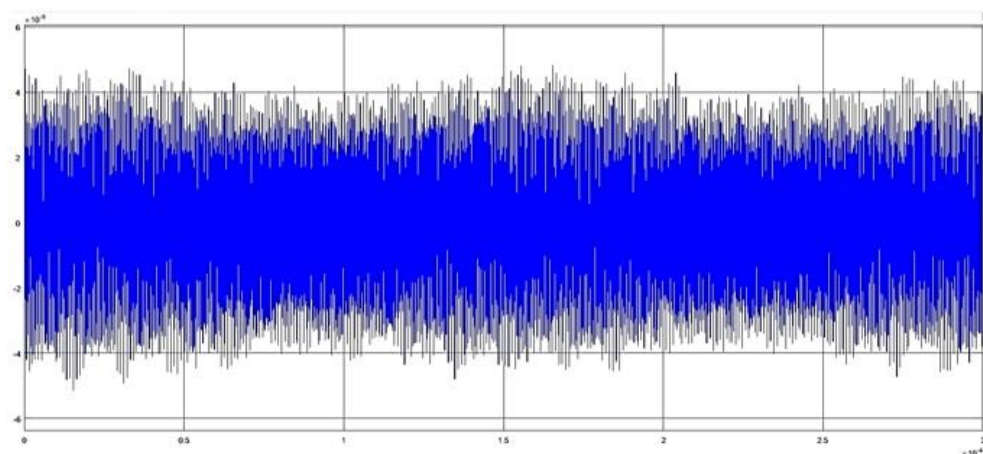
شکل ۷-۱۳: ولتاژ میان حلقه دوم و زمین



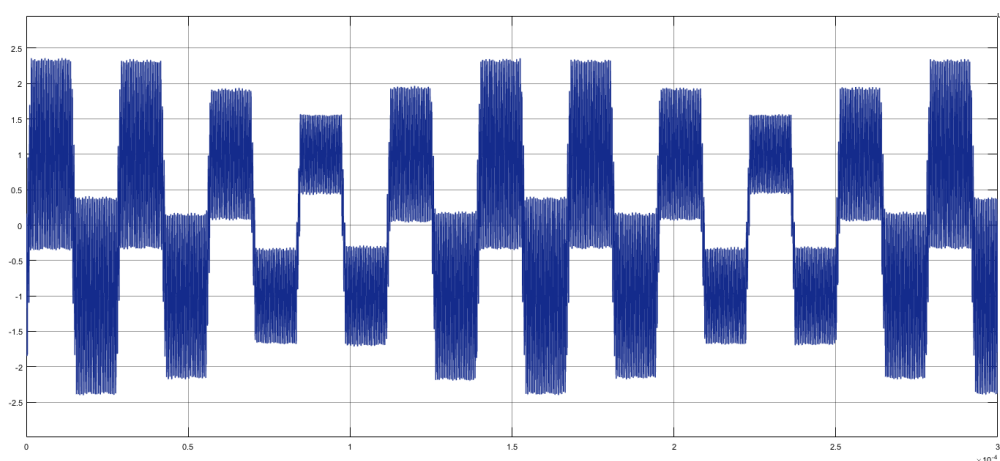
شکل ۷-۱۴: ولتاژ میان حلقه سوم و سوم



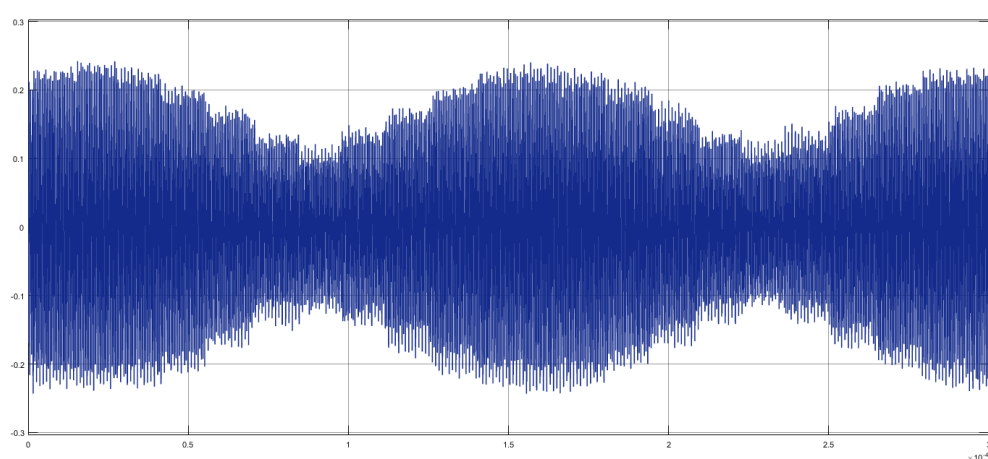
شکل ۷-۱۵: ولتاژ میان حلقه سوم و زمین



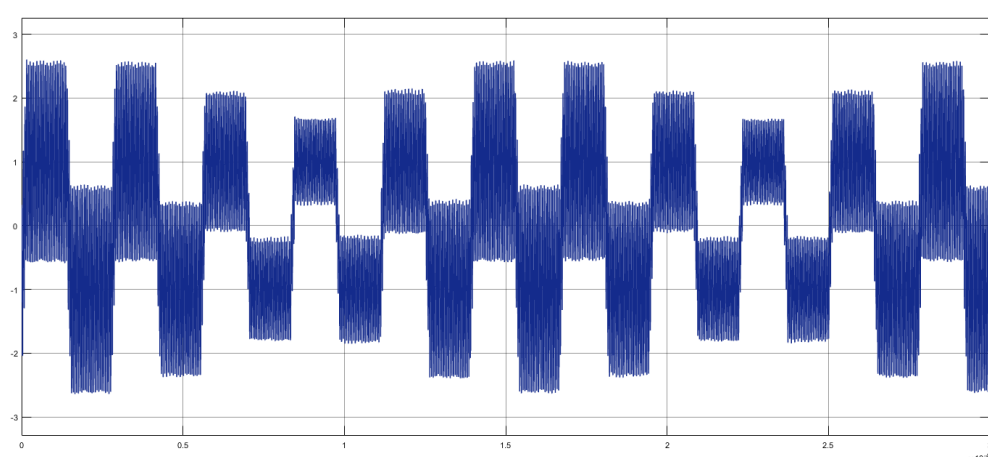
شکل ۱۶-۷: ولتاژ بین حلقه سوم و چهارم



شکل ۱۷-۷: ولتاژ حلقه هفتم و زمین



شکل ۱۸-۷: ولتاژ میان حلقه هفتم و هشتم



شکل ۱۹-۷: ولتاژ میان حلقه هشتم و زمین

یک مدار دارای پارامترهای توزیع شده با ۸ حلقه به فرم شکل ۷-۴ تشکیل شده است. توزیع غیریکنواخت ولتاژ غالباً در چند حلقه ی ابتدایی رخ می‌دهد.

اندوکتانس متقابل میان حلقه‌ها توسط حلقه‌های تزویج شده پیاده سازی شده اند. سیگنالهای ورودی توسط یک فایل جداگانه تشکیل شده اند که می‌تواند پالس تنها یا PWM تولید نماید. ولتاژ هر حلقه نیز به عنوان خروجی نمایش داده می‌شود. نتایج زیر با آنالیز یک پالس تنها به عنوان ورودی حاصل می‌شوند:

الف) هرچه زمان خیز پالس ورودی کاهش می‌یابد (پالس نوک تیزتر می‌شود)، ولتاژ در هر حلقه به شدت کاهش می‌یابد و توزیع ولتاژ با غیریکنواختی بیشتری انجام می‌شود. دلیل آن می‌تواند از آنالیز با دامنه زمانی در بخش گذشته به دست بیاید. هرچه زمان خیز کاهش پیدا می‌کند، تغییرات جبهه موج سریعتر می‌شود و نوسانات ولتاژ در سیم پیچ شدیدتر می‌شود. در نتیجه توزیع ولتاژ غیریکنواخت تر می‌شود.

ب) هرچه اندوکتانس هر حلقه بزرگتر می‌شود، توزیع ولتاژ غیریکنواخت تر می‌شود و نوسان ولتاژ در سیم پیچ شدیدتر می‌شود. در مقابل، هرچه اندوکتانس متقابل حلقه‌ها بزرگتر می‌شود، ولتاژ به شکل یکنواخت تر توزیع می‌شود. از منظر تئوری، اندوکتانس می‌تواند در مقابل ایجاد جریان مقاومت کند. بنابراین هرچه اندوکتانس بیشتر شود، برای جریان مشکل تر است که شارش پیدا کند. لذا ولتاژ روی چند حلقه ابتدایی بزرگتر است. به دلیل آنکه جریان‌های حلقه‌ها در جهت یکسان حرکت می‌کنند، بخشی از جریان با حلقه‌های پشتی (قبلی) خود از طریق اندوکتانس متقابل کوپلینگ دارند که ولتاژ را در حلقه‌های پشتی افزایش می‌دهد. بنابراین این امر برای توزیع یکنواخت ولتاژ مفید است.

ج) خازن حلقه به زمین C1 در حلقه ی اول اثرات مشهودی بر توزیع ولتاژ دارد. خازن C1 بزرگتر باعث ولتاژ بزرگتر بر روی حلقه ی ابتدایی می‌گردد. به دلیل آنکه خازن حلقه به حلقه بسیار کوچکتر از خازن حلقه به زمین است، تاثیر کمی در توزیع ولتاژ دارد. اگر خازن حلقه به حلقه بسیار بزرگتر بود، این امر جهت توزیع یکنواخت ولتاژ مفید می‌بود زیرا خازن حلقه به حلقه می‌تواند ولتاژ را به حلقه پشتی انتقال دهد، بنابراین خازن حلقه به حلقه بزرگتر باعث یکنواختی بیشتر در توزیع ولتاژ می‌گردد.

زمانی که رشته پالس‌های PWM وارد می‌شوند، توزیع ولتاژ همانند یک پالس تنها می‌باشد و به پارامترهای توزیع شده بستگی دارد با این تفاوت که دامنه ولتاژ به دلیل هم پوشانی‌های ناشی از تکرار مداوم پالس‌ها متفاوت است.

۷-۶- نتایج توزیع ولتاژ میان سیم پیچ‌ها

الف) ولتاژ در سیم پیچ‌ها به شکل غیر یکنواخت توزیع می‌شود. ولتاژ در دور اول (نزدیک به انتهای خط) بیشترین مقدار را دارد و در دوره‌های بعدی کاهش می‌یابد. دلیل این پدیده آن است که گرادیان ولتاژ پالس ورودی بسیار بزرگ است و به این دلیل، خازن‌های حلقه به زمین باعث ایجاد ولتاژ بزرگی روی حلقه ابتدایی می‌شوند.

ب) زمانی که ولتاژ پالسی به حلقه بعدی منتقل می‌شود، به دلیل اثر تاخیر در دور اول، جبهه موج نرم تر می‌شود. بنابراین ولتاژهای سیم پیچ‌های پشتی یکنواخت تر هستند. این مقاله همچنین توزیع ولتاژ و جریان با زمان‌های خیز متفاوت و کابل طولی میان اینورتر و موتور را مورد بررسی قرار داده است. در غیاب کابل رابط طولی میان اینورتر و موتور، زمان خیز پالس هه تاثیر چندانی بر توزیع ولتاژ ندارد و تنها اثر آن بر میزان جریان در حلقه اولیه است. هرچه زمان خیز کمتر می‌شود (پالس تیز تر شده) و جریان حلقه اول بزرگتر می‌شود. همچنین زمان خیز بر نوسانات ایجاد شده نیز همین اثر را دارد.

ج) زمانی که یک کابل طولی اینورتر و موتور را به هم متصل می‌کند، یک اضافه ولتاژ نوسانی در ترمینال موتور رخ می‌دهد که استرس ولتاژ را بر سیم پیچ‌ها افزایش می‌دهد. همانطور که در شکل 2-23 نمایش داده شده است، شبیه سازی نشانگر این است که با وجود آنکه پس از اتصال اینورتر به موتور با یک کابل بلند ولتاژ در سیم پیچ اول به طرز مشهودی افزایش می‌یابد، ولتاژ دوره‌های بعدی افزایش زیادی پیدا نمی‌کند.

د) ولتاژ نوسانی ترمینال باعث نوسان ولتاژ در سیم پیچ اول می‌شود و فرکانس آن نیز به طول کابل بستگی دارد. هرچه کابل طولی تر باشد، فرکانس نوسان کمتر خواهد بود. نوسان ولتاژ در دور اول باعث بدتر شدن وضعیت عایقی و افزایش احتمال خطا می‌گردد.

نتیجه گیری

استفاده از محرکه‌های با مبدل PWM با ابعاد بزرگ، یکسوساز دیودی سمت خط و توان‌های تا ۵۰۰kW (توان امروزی یک واحد محرکه) و بالاتر، باعث پیشرفت قابل ملاحظه‌ای در مصرف انرژی و افزایش تولید کارخانجات به واسطه‌ی به کارگیری محرکه‌های سرعت متغیر شده است.

- در بعضی از کاربردها پالس‌های ولتاژ با زمان خیز بسیار سریع توسط مبدل‌های PWM با فرکانس کلیدزنی حدود ۲۰kHz و بالاتر، در کابل‌های قدرت طولانی منتقل می‌شوند. در این تحقیق بعضی اثرات ناشی از فرکانس کار بالا و طولانی بودن کابل مطرح شد.
- تشعشعات الکترومغناطیسی ولتاژ و جریان (عبوری از منبع) در فرکانس‌های ۱۰۰kHz تا چند مگاهرتز باعث ایجاد تداخلات الکترومغناطیسی (EMI) می‌شود. این تداخلات الکترومغناطیسی باعث ایجاد اختلالات مخابراتی یا ایجاد نویز در دستگاه‌های الکترونیکی هم‌جوار می‌شوند. این موضوع به صورت کامل در کتاب‌های الکترونیک قدرت مورد بررسی قرار گرفته و یک زمینه تخصصی جداگانه می‌باشد.
- در خط متصل به مبدل، هارمونیک‌های جریان نوع ۵، ۷ و ۱۱ و... تزریق می‌شوند. باتوجه به استانداردهای ملی یا بین‌المللی مقدار مجاز ضریب اعوجاج هارمونیک کل THD مربوط به هارمونیک‌های ولتاژ تزریق شده به شبکه قدرت تعیین می‌شود. با استفاده از فیلترهای غیرفعال خط می‌توان THD را کاهش داد ولی باید به مسئله‌ی ناپایداری ولتاژ که در هنگام به کارگیری همزمان این فیلترها و محرکه‌ها با مبدل PWM با عملکرد بالا اتفاق می‌افتد توجه لازم را مبذول نمود.
- در صورتی که طول کابل قدرت واسط بین موتور و مبدل طولانی‌تر از طول بحرانی L_c باشد به دلیل پدیده‌ی بازتاب ولتاژ، ولتاژ پایانه‌ی موتور دو برابر ولتاژ ابتدای کابل می‌شود. طول بحرانی برابر با مسافتی از کابل است که موج با سرعت تقریباً برابر سرعت نور در مدت زمان یک سوم زمان خیز ولتاژ $t_r \approx 0.1 - 0.5 \mu s$ طی می‌نماید. این پالس ولتاژ سریع و زیاد می‌تواند باعث آسیب رساندن به عایق سیم‌بندی موتور شود. بیشترین فشار ناشی از این پالس ولتاژ بر روی اولین کلاف سیم‌بندی استاتور ظاهر می‌شود. این اضافه ولتاژها در طول کابل‌های بیشتر از طول بحرانی $L_c > l$ توسط فیلترهای سمت موتور یا فیلترهای پایین گذر سمت اینورتر کاهش می‌یابند.
- افزایش زمان خیز پالس‌های ولتاژ مانع از انجام عملیات خود تنظیمی اولیه (self tuning) بر روی محرکه‌ها می‌شود. عملیات خود تنظیمی در ابتدای بهره‌برداری از محرکه انجام شده و براساس اعمال ولتاژ پله، متغیرهای محرکه را تنظیم می‌کند. این روند در تمام محرکه‌های تجاری معتبر وجود دارد.
- در بعضی از تکنیک‌های PWM، ولتاژ پایانه‌های موتور ۳ برابر ولتاژ اینورتر می‌شود. با توجه به مسائلی که در بالا شرح داده شد توسط روش‌های ویژه‌ی حذف پالس می‌توان این اضافه ولتاژها را تا ۲ برابر ولتاژ اینورتر کاهش داد.
- پالس‌های ولتاژ حالت مشترک (توالی صفر) باعث ایجاد جریان الکترواستاتیک نشی و عبور این جریان‌ها از بدنه‌ی موتور می‌شود. برای تحلیل چنین شرایطی باید از مدل فرکانس بالای موتور با خازن‌های توزیع شده استفاده نمود. در این حالت یاتاقان‌های ماشین نیز قسمتی از مدار جریان نشی می‌باشند. در بعضی حالت‌ها دامنه مؤلفه‌ی حالت مشترک جریان استاتور تا حد دامنه‌ی جریان نامی استاتور بزرگ می‌شود، این جریان مانع عملکرد جریان باقیمانده^۱ کلیدها شده و همچنین جریان قابل توجهی را در یاتاقان‌ها و ولتاژ قابل ملاحظه‌ای در محور موتور القا می‌نماید.

¹ Residual Current

- برای کاهش جریان ناشی می‌توان از القاگرها یا ترانسفورمرهای حالت مشترک استفاده نمود. در این حالت‌ها ولتاژ محور و جریان یاتاقان‌ها نیز کاهش می‌یابند. البته استفاده از این تجهیزات برای تضمین کارکرد طولانی مدت یاتاقان‌ها کافی نمی‌باشد.
 - جریان یاتاقان‌ها متناسب با ولتاژ روی محور می‌باشد (در حالت بدون جبران‌سازی حداکثر این ولتاژ بین ۵ تا ۳۰ ولت است). با کاهش این ولتاژ به حدود ۱ تا ۲ ولت می‌توان از خرابی یاتاقان‌ها تا حدود زیادی جلوگیری نمود. آسیب دیدن یاتاقان‌ها به دلیل شکست عایقی لایه نازک $2\mu\text{m}$ روغن درون آن‌ها می‌باشد. ولتاژ محور می‌تواند توسط به کارگیری ورقه‌های محافظ فارادی (یا رنگ‌های فلزی) در طول محیط درونی استاتور و در محل اتصالات سیم‌بندی‌های استاتور و یا توسط روش‌های دیگر کاهش داده شود.
 - انتظار می‌رود روش‌های موجود برای برطرف نمودن اثرات ناشی از مبدل PWM بهبود یابند و سیگنال‌های ورودی-خروجی مبدل‌ها به شکل سینوسی نزدیک‌تر شوند. با این تغییر شکل (سینوسی شدن) سیگنال‌ها، مشکلات ناشی از ماهیت مبدل‌ها به قیمت به کارگیری الگوریتم‌های کنترلی پیچیده‌تر و هزینه‌ی سخت‌افزار بالاتر برطرف می‌شوند.
 - به دلیل dv/dt بزرگ در تحریک موتور، توزیع ولتاژ نامتقارن ایجاد می‌شود که باعث به وجود آمدن اضافه ولتاژهای بزرگ مخصوصاً در حلقه‌های ابتدایی کلاف سیم پیچی می‌شود.
 - هرچه اندوکتانس یا خازن حلقه به زمین افزایش یابد، توزیع ولتاژ غیر یکنواخت تر می‌شود. در مقابل، اندوکتانس میان حلقه‌ها یا خازن متقابل برای توزیع یکنواخت ولتاژ مفید هستند.
 - با استفاده از نرم افزار نوشته شده با FEMM جهت آنالیز میدان مغناطیسی در شیار، پارامترهای توزیع شده هر حلقه قابل دستیابی هستند.
 - نتایج بیان می‌کند که پارامترهای توزیع شده نه تنها به ویژگی‌های ذاتی حلقه موردنظر، بلکه به موقعیت آن نیز بستگی دارد.
 - در مورد اندوکتانس‌ها نیز باید گفت که اندوکتانس هر حلقه در پایین شیار بسیار بزرگتر از حلقه‌های بالایی است و در مورد خازن‌ها، خازن‌های مربوط به حلقه‌های نزدیک به دیواره‌های شیار بسیار بزرگتر از حلقه‌های وسط شیار هستند.
 - اندوکتانس متقابل و خازن میان حلقه‌ها به فاصله میان حلقه‌ها بستگی دارد.
- برای مدل‌سازی فرکانس بالای موتور مدل‌های زیر مطرح گردید:
- مدل مدار معادل با عناصر فشرده (LCM)
 - مدار معادل فشرده n بعدی (NLCM)
 - مدار معادل با پارامترهای توزیع شده (DPEC)
 - روش خط انتقال چند سیمه (MTL)
- به دلیل آن‌که هر نوع هادی در کلاف مدل‌سازی شده است، حجم محاسبات در MTL، بیشترین مقدار است. به جهت استفاده از تابع پسیو گویا در NLCM، این روش می‌تواند ناپایدار باشد. روش‌های MTL و DPEC، روش‌هایی برای مدل‌سازی در سطح یک حلقه و یک هادی هستند. بنابراین، این روش‌ها گزینه‌ی مناسبی برای مدل‌سازی هر دو نوع سیم پیچی Form و Random با دقت بالا هستند.
- علاوه بر کلاف‌های Random wound، مکان هندسی هادی‌ها در شیار، در نوع Form wound، می‌تواند به راحتی تعیین شود و در نتیجه، محاسبه پارامترهای MTL یک فرآیند قطعی است. بنابراین، MTL بهترین گزینه برای مدل‌سازی نوع Form است در حالی که DPEC، بهترین گزینه برای Random است.

آنالیز توزیع ولتاژ روی کلاف با مهیا بودن مدل آن قابل انجام است. بنابراین، این آنالیز در DPEC و MTL قابل انجام هستند. آنالیز ولتاژ شفت، جریان یاتاقان، EMI و CMC (جریان وجه مشترک) به مدل سازی کلاف بستگی ندارند. بنابراین، LCM و NLCM می توانند نتایج قابل قبولی در حد همان MTL و DPEC ارائه کنند.

در پایان نرم افزار لازم برای بدست آوردن پارامترهای سلف خازن نشتی و مقاومت بین کلیه حلقه ها و همچنین بدنه و شافت با FEMM نوشته شد و ماتریس ضرایب به شرح زیر به دست آمد:

Ccircle	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت دایره ای)
CcircleBearing	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت دایره ای)
Lcircle	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت دایره ای
Crect	در این ماتریس خازن خودی و متقابل بین هادی ها و هادی ها با روتور نمایش داده شده است. آخرین سطر و ستون آن مربوط روتور می باشد. (حالت شمش)
CrectBearing	خازن یاتاقان در این پارامتر ذخیره شده است. (حالت شمش)
Lrect	اندوکتانس خودی و متقابل بین هادی ها در حالت شمش

و سپس با برنامه سیمولینک متلب ولتاژ توزیع شده روی دورهای مختلف سیم پیچ موتور، ولتاژ شفت و جریان یاتاقان بدست آمد.

منابع و مآخذ

- [1] Mukherjee, R., Patra, A., Banerjee, S.: 'Impact of a frequency modulated pulse width modulation (PWM) switching converter on the input power system quality', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2010, 25, (6), pp. 1450–1459.
- [2] Ahola, J., Sarkimaki, V., Muetze, A., *et al.*: 'Radio-frequency-based detection of electrical discharge machining bearing currents', *IET Electr. Power Appl.*, 2011, 5, (4), pp. 386–392.
- [3] Lvovich, V.F., Smiechowski, M.F.: 'Impedance characterization of industrial lubricants', *Electrochim. Acta*, 2006, 51, (8), pp. 1487–1496.
- [4] Abbasi, A., Nazarzadeh, J.: 'A traveling-wave model of electric machines with eccentricity for shaft voltage analysis', *J. Electromagn. Waves Appl.*, 2014, 28, (18), pp. 2290–2307.
- [5] DeVivo, B., Lamberti, P., Tucci, V., *et al.*: 'Simulation of the bearing voltage in an inverter-FED induction motor by a full three phase multi conductor transmission line model', *Prog. Electromagn. Res. B*, 2013, 46, pp. 233–250.
- [6] Link, P.J.: 'Minimizing electric bearing currents in ASD systems', *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 1999, 5, (4), pp. 55–66.
- [7] Muetze, A.: 'Thousands of hits: on inverter-induced bearing currents, related work, and the literature', *Elektrotech. Inf.tech.*, 2011, 128, (11-12), pp. 382–388.
- [8] Alger, P., Samson, H.: 'Shaft currents in electric machines', *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, 1924, 43, pp. 235–245.
- [9] Torlay, J., Foggia, A., Corenwinder, C., *et al.*: 'Analysis of shaft voltages and circulating currents in the parallel-connected windings in large synchronous generators', *Electr. Power Compon. Syst.*, 2002, 30, (2), pp. 135–149.
- [10] Schiferl, R.F., Melfi, M.J., Wang, J.S.: 'Inverter driven induction motor bearing current solutions'. Industry Applications Society 49th Annual Petroleum and Chemical Industry Conf., 2002, pp. 67–75.
- [11] Ammann, C., Reichert, K., Joho, R., *et al.*: 'Shaft voltages in generators with static excitation systems-problems and solution', *IEEE Trans. Energy Convers.*, 1988, 3, (2), pp. 409–419.
- [12] Nippes, P.I.: 'Early warning of developing problems in rotating Machinery as provided by monitoring shaft voltages and grounding currents', *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2004, 19, (2), pp. 340–345.
- [13] Chen, S., Lipo, T.A., Fitzgerald, D.: 'Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1996, 32, (6), pp. 1365–1370.
- [14] Bell, S., Cookson, T.J., Cope, S.A., *et al.*: 'Experience with variable frequency drives and motor bearing reliability', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2001, pp. 1438–1446.
- [15] Dahl, D., Sosnowski, D., Schlegel, D., *et al.*: 'Gear up your bearings', *IEEE Ind. Appl. Mag.*, 2008, 14, (4), pp. 45–53.
- [16] Tavner, P.J.: 'Review of condition monitoring of rotating electrical machines', *IET Electr. Power Appl.*, 2008, 2, (4), pp. 215–247.
- [17] Ferreira, F., Pereirinha, P., de Almeida, A.: 'Study on the bearing currents activity in cage induction motors using finite-element method'. Proc. 17th Int. Conf. Electric Machine, September 2006.

- [18] Ferreira, F., Baoming, G., de Almeida, A.: 'Reliability and operation of high efficiency induction motors'. IEEE/IAS 51st Industrial Commercial Power Systems Technical Conf., May 2015, pp. 1–13.
- [19] Ferreira, F., Cistelecan, M.V., de Almeida, A.: 'Evaluation of slot-embedded partial electrostatic shield for high-frequency bearing current mitigation in inverter-fed induction motors', IEEE Trans. Energy Convers., 2012, 27, pp. 382–390.
- [20] Chen, S., Lipo, T.A.: 'Bearing currents and shaft voltages of an induction motor under hard-and soft-switching inverter excitation', IEEE Trans. Ind. Appl., 1998, 34, (5), pp. 1042–1048.
- [21] Wang, F.: 'Motor shaft voltages and bearing currents and their reduction in multilevel medium-voltage PWM voltage-source-inverter drive applications', IEEE Trans. Ind. Appl., 2000, 36, (5), pp. 1336–1341.
- [22] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R., et al.: 'System electrical parameters and their effects on bearing currents', IEEE Trans. Ind. Appl., 1997, 33, (2), pp. 577–584.
- [23] Maki-Ontto, P.: 'Modeling and reduction of shaft voltages in AC motors fed by frequency converters'. PhD thesis, Helsinki University of Technology, 2006.
- [24] Binder, A., Muetze, A.: 'Scaling effects of inverter-induced bearing currents in AC machines', IEEE Trans. Ind. Appl., 2008, 44, (3), pp. 769–776.
- [25] Muetze, A., Binder, A.: 'Calculation of motor capacitances for prediction of the voltage across the bearings in machines of inverter-based drive systems', IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 43, (3), pp. 665–672.
- [26] Ollila, J., Hammar, T., Iisakkala, J., et al.: 'A new reason for bearing current damages in variable speed AC drives'. European Conf. on Power Electronics and Applications, 1997, vol. 2, pp. 2–539.
- [27] Maki-Ontto, P., Luomi, J.: 'Induction motor model for the analysis of capacitive and induced shaft voltages'. IEEE Int. Conf. Electric Machines and Drives, May 2005, pp. 1653–1660.
- [28] Muetze, A., Binder, A.: 'Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems', IEEE Trans. Ind. Electron., 2007, 54, (2), pp. 932–938.
- [29] Magdun, O., Binder, A.: 'High-frequency induction machine modelling for common mode current and bearing voltage calculation', IEEE Trans. Ind. Appl., 2014, 50, (3), pp. 1780–1790.
- [30] Boglietti, A.: 'An Accurate Induction Motor High-frequency Model for Electromagnetic Compatibility Analysis', 2001 pp. 116–122.
- [31] Keli, J., Georg, B., Enohnyaket, M., et al.: 'Modelling an AC motor with high accuracy in a wide frequency range', IET Electr. Power Appl., 2013, 7, pp. 116–122.
- [32] Yingzhe Wu, Chuang B.: 'High-frequency modelling of permanent magnet synchronous motor with star connection', IET Electr. Power Appl., 2018, 7, pp. 539–546.
- [33] Vidmar, G., Miljavec, D.: 'A universal high-frequency three phase electronic motor model suitable for the delta and star winding connections' IEEE Trans. Power Electron., 2015, pp. 4365–4376.
- [34] Mukherjee, R., Patra, A., Banerjee, S.: 'Impact of a frequency modulated pulse width modulation (PWM) switching converter on the input power system quality', IEEE Trans. Power Electron., 2010, 25, (6), pp. 1450–1459.

- [35] Ahola, J., Sarkimaki, V., Muetze, A., *et al.*: 'Radio-frequency-based detection of electrical discharge machining bearing currents', *IET Electr. Power Appl.*, 2011, 5, (4), pp. 386–392.
- [36] Lvovich, V.F., Smiechowski, M.F.: 'Impedance characterization of industrial lubricants', *Electrochim. Acta*, 2006, 51, (8), pp. 1487–1496.
- [37] Abbasi, A., Nazarzadeh, J.: 'A traveling-wave model of electric machines with eccentricity for shaft voltage analysis', *J. Electromagn. Waves Appl.*, 2014, 28, (18), pp. 2290–2307.
- [38] DeVivo, B., Lamberti, P., Tucci, V., *et al.*: 'Simulation of the bearing voltage in an inverter-FED induction motor by a full three phase multi conductor transmission line model', *Prog. Electromagn. Res. B*, 2013, 46, pp. 233–250.
- [39] Magdun, O., Binder, A.: 'High-frequency induction machine modelling for common mode current and bearing voltage calculation', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2014, 50, (3), pp. 1780–1790.
- [40] Boglietti, A., 'An Accurate Induction Motor High-frequency Model for Electromagnetic Compatibility Analysis', 2001 pp. 116–122.
- [41] Kelin, J., Georg, B., Enohnyaket, M., *et al.*: 'Modelling an AC motor with high accuracy in a wide frequency range', *IET Electr. Power Appl.*, 2013, 7, pp. 116–122.
- [42] Yingzhe Wu, Chuang B., 'High-frequency modelling of permanent magnet synchronous motor with star connection', *IET Electr. Power Appl.*, 2018, 7, pp. 539–546.
- [43] Vidmar, G., Miljavec, D, 'A universal high-frequency three phase electronic motor model suitable for the delta and star winding connections' *IEEE Trans. Power Electron.*, 2015, pp. 4365–4376.
- [44] Zare F. Practical approach to model electric motors for *Appl.* 2010;4:727–738.
- [45] McLaren PG, Oraee H. Multi conductor transmission-line model for the line-end coil of large ac machines. *IEE Proc. B (Elec. Power Appl.)*. 1985;132:149–155.
- [46] Wang L, Ho CNM, Canales F, Jatskevich J. High-frequency modeling of the long-cable-fed induction motor drive system using TLM approach for predicting over voltage transients. *IEEE Trans. Power Elec.* 2010; 25:2653–2664.
- [47] Vivo BD, Tucci V, Petrarca C. Simulation of the bearing voltage in an inverter-fed induction motor by a full three phase multi conductor transmission line model. *Prog. Electromagn. Res.B*. 2013; 46:233–250.
- [48] Wedepohl LM, Nguyen HV, Irwin GD. Frequency dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method. *IEEE Trans. Power Syst.* 1996; 11:1538–1546.
- [49] ALEXANDER L.J., ORITI G., LIPO T.A.: 'Elimination of commonmode voltage in three-phase sinusoidal power converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 1999, 14, (5), pp. 982–989.
- [50] MEI C., BALDA J.C., WAITE W.P., CARR K.: 'Minimization and cancellation of common-mode currents, shaft voltages and bearing currents for induction motor drives'. *IEEE 34th Annual, PESC'03*, 2003.
- [51] HAVAM.A., UNE.: 'Performance analysis of reduced commonmode voltage PWM methods and comparison with standard PWM methods for three-phase voltage-source inverters', *IEEE Trans. Power Electron.*, 2009, 24, (1), pp. 241–252.

- [52] MOHAN M.R., HIRALAL M.S.: 'Five-level diode clamped inverter to eliminate common mode voltage and reduce dv/dt in medium voltage rating induction motor drives', IEEE Trans. Power Electron., 2008, 23, (4), pp. 1598–1607.
- [53] SKIBINSKI G.L., KERKMAN R.J., SCHLEGEL .D.: 'EMI emissions of modern PWM AC drives', IEEE Ind. Appl. Mag., 1999, 5, pp. 47–80.
- [54] MIRAFZAL B., SKIBINSKI G.L., TALLAM R.M.: 'Determination of parameters in the universal induction motor model', IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 45, (1), pp. 1207–1216.
- [55] BOGLIETTI A., CARPANETO E.: 'An accurate high frequency model of AC PWM drive systems for EMC analysis'. 36th IAS Annual Meeting, Conf. Record 2001 IEEE Industry Applications Conf., 2001, vol. 2, pp. 1111–1117.
- [56] ZARE F.: 'A high frequency modelling of electric motors for fast switching applications'. Tenth European Conf. on Power Electronics and Applications, September 2003.
- [57] CONSOLI G.O., TESTA A., JULIAN A.L.: 'Induction motor modelling for common mode and differential mode emission evaluation'. 31st IAS Annual Meeting, Industry Applications Conf., 1996, vol. 1, pp. 595–599.
- [58] MUETZE A., BINDER A.: 'Techniques for measurement of parameters related to inverter-induced bearing currents', IEEE Trans. Ind. Appl., 2007, 43, (5), pp. 1274–1283.
- [59] LAI J.S., HUANG X., CHEN S., NEHL T.W.: 'EMI characterization and simulation with parasitic models for a low-voltage high-current AC motor drive', IEEE Trans. Ind. Appl., 2004, 40, (1), pp. 178–185.