

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

■ هست کلید در گنج حکیم ■



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی الکترونیک قدرت و ماشین های الکتریکی

طراحی، شبیه سازی و ساخت شبکه پایدار ساز امپدانس

خط (LISN)

نگارنده: محمدمهدی موحدی منفرد

اساتید راهنما

دکتر علی دستفان

دکتر مهدی بانژاد

استاد مشاور

دکتر جواد قالیبافان

بهمن ۱۳۹۵

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده: برق و رباتیک

گروه: قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای محمدمهدی موحدی منفرد

تحت عنوان: طراحی، شبیه‌سازی و ساخت شبکه پایدارساز امیدانس
خط (LISN)

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد
مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	استاد مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی:		نام و نام خانوادگی:

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی:		نام و نام خانوادگی:
			نام و نام خانوادگی:
			نام و نام خانوادگی:
			نام و نام خانوادگی:

تقدیم:

به ساحت مقدس لاله‌ای تنها، در دل دشت، در یکی از اردیبهشت‌هایی
که خواهند آمد، زیر بارانی نم نم، هر لاله‌ای، هر لاله‌ای در دل آن دشت، هر
لاله‌ای که روئیده باشد و این هدیه را دوست داشته باشد.

تشکر و قدردانی

می باید از تمام کسانی که به نحوی، مادی، معنوی و علمی مرا در انجام این پایان نامه یاری کردند تشکر و قدردانی نمایم. از پدر و مادرم، و دوستانم.

از اساتید گرانقدرم که راهنمایی مرا در تک تک مراحل بر عهده داشتند. آقای دکتر دستفان و آقای دکتر بانژاد، که انجام این پایان نامه بدون ارشادات و تشویق‌های آنان هرگز قابل انجام نبود.

از استاد مشاور گرانقدرم آقای دکتر قالیبافان نیز کمال امتنان و سپاسگزاری را دارم، کمک‌های بی‌شائبه او دشواری‌هایی را از مقابل قدم‌های من برداشت که هرگز به تنهایی قادر به پشت سر گذاشتن آن‌ها نبودم.

تعهد نامه

اینجانب محمدمهدی موحدی منفرد دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق / قدرت دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی، شبیه‌سازی و ساخت شبکه پایدارساز امیدانس خط تحت راهنمایی دکتر علی دستفان و دکتر مهدی بانژاد متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهش محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه رایانه ای، نرم افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

الزام استانداردهای اجرایی بین المللی به رعایت محدوده مجاز انتشارهای هدایتی و تشعشی تداخلات الکترومغناطیسی، اندازه‌گیری این تداخلات را ضرورتی اجتناب ناپذیر در فرایند تولید دستگاه‌های الکترونیکی می‌نماید. انجام این اندازه‌گیری‌ها بدون وجود شبکه پایدارساز امپدانس خط غیر ممکن می‌باشد. شبکه پایدارساز امپدانس خط دستگاه واسطی است که متشکل از عناصر غیر فعال مداری بوده و در گستره وسیعی از فرکانس‌ها امپدانس ثابتی از خود نشان داده و نویز را از دستگاه تحت آزمون به سمت سیستم اندازه‌گیری هدایت می‌نماید.

در این پایان نامه، مراحل کامل طراحی و شبیه‌سازی و ساخت شبکه پایدارساز امپدانس خط انجام گرفته است. برای انتخاب طراحی القاگر از معیار فرکانس تشدید خودی القاگر بهره گرفته شده و به منظور مشاهده اندوکتانس القاگر در شرایط واقعی، شبیه‌سازی المان محدود در نرم افزار COMSOL انجام گرفته است. به منظور انتخاب توان قابل تحمل مقاومت‌ها، سیگنال EMI در نرم افزار SIMULINK شبیه‌سازی شده و جریان مقاومت‌ها محاسبه شده است. در مرحله اندازه‌گیری مشخصه امپدانس LISN یک قطعه آداپتور به منظور تطبیق اتصالات برق صنعتی به کانکتور نوع N در دستگاه تحلیلیگر شبکه ساخته شده است. با استفاده از ماتریس انتقال، و تبدیل آن به پارامتر S، اثر آن در پارامتر SIP شبکه پایدارساز امپدانس خط حذف گردیده است. در نهایت، به منظور مشاهده عملکرد صحیح LISN مدار اندازه‌گیری EMI پیکربندی شده و EMI یک مبدل الکترونیک قدرت در سه حالت، کلید زنی تنها، کلید زنی و اعمال ولتاژ و همچنین کلیدزنی به همراه تأمین بار اندازه‌گیری شده و تفاوت این سه حالت ارائه گردیده است.

کلمات کلیدی: تداخلات الکترومغناطیسی، EMI، انتشار هدایتی، مدلسازی منبع EMI، شبکه پایدارساز امپدانس خط، LISN، شبیه‌سازی.

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه	۱
۱ - ۱ - مقدمه	۲
۲ - ۱ - اندازه‌گیری انتشارها به منظور بررسی تطابق	۳
۳ - ۱ - مروری بر فصول	۵
فصل ۲: مروری بر EMI و LISN	۷
۱ - ۲ - تعریف EMI:	۸
۲ - ۲ - تقسیم بندی EMI در الکترونیک قدرت	۹
۳ - ۲ - استانداردهای تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی	۱۵
۴ - ۲ - شبکه پایدارساز امیدانس خط	۱۷
۵ - ۲ - جریان‌های مد تفاضلی و مد مشترک	۲۲
۶ - ۲ - انواع شبکه پایدارساز امیدانس خط	۲۶
۷ - ۲ - ملاحظات استفاده از LISN برای مبدل‌های الکترونیک قدرت	۲۹
۸ - ۲ - روش‌های اندازه‌گیری مشخصه LISN	۳۷
فصل ۳: طراحی و شبیه‌سازی و ساخت	۴۱
۱ - ۳ - مقدمه	۴۲
۲ - ۳ - شبیه‌سازی مدار در SIMPLORER	۴۲
۳ - ۳ - طراحی القاگر	۴۳
۴ - ۳ - شبیه‌سازی القاگر	۵۲
۵ - ۳ - ساخت نمونه آزمایشگاهی	۶۰
۶ - ۳ - ساخت و پیاده سازی	۶۷
فصل ۴: اندازه‌گیری، ارائه و تحلیل نتایج	۷۲
۱ - ۴ - مقدمه	۷۳
۲ - ۴ - مدل سازی و ساخت آداپتور	۷۳
۳ - ۴ - روش تصحیح اندازه‌گیری	۸۰
۴ - ۴ - نتایج اندازه‌گیری	۸۱
۵ - ۴ - اندازه‌گیری سیگنال EMI واقعی	۸۸
فصل ۵: جمع بندی و پیشنهادات	۹۴
۱ - ۵ - جمع بندی	۹۵
۲ - ۵ - پیشنهادات	۹۶
مراجع	۹۷

فهرست شکل‌ها

- شکل (۲ - ۱): اجزای کلی EMC در یک سیستم ۹
- شکل (۲ - ۲): طبقه بندی پدیده‌های الکترومغناطیسی از لحاظ محدوده‌ی فرکانسی ۱۰
- شکل (۲ - ۳): مثال‌هایی از بخش‌های هدایتی و انتشاری EMI در یک محیط ۱۱
- شکل (۲ - ۴): (آ) مسیر جریان EMI مود مشترک (ب) مسیر جریان EMI مود تفاضلی ۱۲
- شکل (۲ - ۵): (آ) مسیر جریان نویز مود مشترک (ب) مسیر جریان نویز مود تفاضلی در یک سیستم درایو کنترل سرعت موتور ۱۳
- شکل (۲ - ۶): (آ) مدار داخلی یک LISN (ب) نحوه‌ی قرار گرفتن LISN در یک سیستم جهت اندازه‌گیری EMI هدایتی ۱۵
- شکل (۲ - ۷): (آ) محدوده‌ی تداخلات هدایتی تعیین شده در استاندارد CISPR 11 (ب) نویز تولیدی یک دستگاه منبع تغذیه خانگی نوعی و سطح استاندارد مرتبط به آن ۱۷
- شکل (۲ - ۸): قدرمطلق امپدانس دیده شده از خروجی ۳۶ منبع تغذیه تجاری ۱۸
- شکل (۲ - ۹): مدار معادل شبکه پایدارساز امپدانس خط ۲۰
- شکل (۲ - ۱۰): مدار معادل شبکه پایدارساز عبارت از مقاومت‌های 50Ω میان سیم فاز و زمین و میان سیم نول و زمین ۲۱
- شکل (۲ - ۱۱): مسیر جریانهای مود مشترک و تفاضلی در یک LISN نوعی ۲۴
- شکل (۲ - ۱۲): روش‌های مسدود کردن مسیر جریان نویز مود مشترک ۲۵
- شکل (۲ - ۱۳): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50 \Omega / 50 \mu H + 5 \Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی ۹ KHZ تا ۱۵۰ KHZ ۲۷
- شکل (۲ - ۱۴): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50 \Omega / 50 \mu H$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی ۱۵۰ KHZ تا ۳۰ MHz ۲۸
- شکل (۲ - ۱۵): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50 \Omega / 50 \mu H + 1 \Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی ۱۵۰ KHZ تا ۱۰۸ MHz ۲۸
- شکل (۲ - ۱۶): دو نوع مدار پیشنهادی استاندارد CISPR برای ساخت شبکه پایدارساز امپدانس ۳۰
- شکل (۲ - ۱۷): مشخصه امپدانس LISN نسبت به اتصال کوتاه خط ۳۱
- شکل (۲ - ۱۸): مشخصه امپدانس فاز به فاز LISN با در نظر گرفتن القاگر $L=0.1MH$ ۳۲
- شکل (۲ - ۱۹): مشخصه امپدانس فاز به زمین LISN با در نظر گرفتن القاگر $L=0.1MH$ ۳۲
- شکل (۲ - ۲۰): مشخصه امپدانس فاز به زمین LISN با در نظر گرفتن امپدانس بزرگی در طرف خط ۳۳
- شکل (۲ - ۲۱): بروز تشدید میان پایدارساز امپدانس و خازنهای ورودی ۳۴
- شکل (۲ - ۲۲): بروز مسیرهای جریان مود مشترک بزرگتر و متعدد در LISN ۳۵
- شکل (۲ - ۲۳): نمونه دستگاه تحلیلگر امپدانس تجاری ۳۸
- شکل (۲ - ۲۴): نمونه دستگاه تحلیلگر شبکه تجاری ۳۸
- شکل (۳ - ۱): مشخصه امپدانس مدار با المان‌های ایده آل ۴۳
- شکل (۳ - ۲): مدار معادل فرکانس بالا مربوط به القاگرهای تک لایه هسته هوا شامل شیلد ۴۵
- شکل (۳ - ۳): نحوه محاسبه میانگین میان دو ضریب دی الکتریک لوله و هوای داخل آن ۴۸
- شکل (۳ - ۴): ساختار القاگر برای طراحی مورد نظر ۵۱
- شکل (۳ - ۵): نمودار مقایسه انواع القاگرهای طراحی شده بر حسب قطر هسته القاگر و فرکانس تشدید خودی ۵۲

- شکل (۳ - ۶) : تأثیر بزرگی دامنه هوا در شبیه‌سازی بر روی محاسبه اندوکتانس به ازای شرایط مرزی مختلف ۵۵
- شکل (۳ - ۷) : میدان مغناطیسی شکل گرفته حول القاگر در محفظه بسته ۵۶
- شکل (۳ - ۸) : هندسه مربوط به شبیه‌سازی القاگر در حالت خیلی نزدیک به مرز دامنه هوا ۵۷
- شکل (۳ - ۹) : مدل القاگر با در نظر گرفتن حلقه‌ها به صورت مجزا ۵۸
- شکل (۳ - ۱۰) : نمایش اثر پوستی در القاگر طراحی شده ۵۹
- شکل (۳ - ۱۱) : نمایش نحوه توزیع شار مغناطیسی حول القاگر طراحی شده ۵۹
- شکل (۳ - ۱۲) : ساختار کلی خازن MKP استفاده شده در ساخت نمونه آزمایشگاهی ۶۲
- شکل (۳ - ۱۳) : مسیرهای غیر تماسی هدایت نویز از منابع ولتاژ نویز بر روی بوردهای مدار ۶۴
- شکل (۳ - ۱۴) : مدل مداری مسیرهای هدایت انتشاری غیر تماسی ۶۵
- شکل (۳ - ۱۵) : پالس ولتاژ اندازه‌گیری شده از دو سر IGBT در حالت عملکرد واقعی ۶۶
- شکل (۳ - ۱۶) : پالس ولتاژ شبیه‌سازی شده در محیط SIMULINK نرم افزار MATLAB ۶۶
- شکل (۳ - ۱۷) : سیگنال انتشار هدایتی شبیه‌سازی شده در محیط SIMULINK نرم افزار MATLAB ۶۷
- شکل (۳ - ۱۸) : مدل سه بعدی در نظر گرفته شده برای ساخت و پیاده سازی ۶۸
- شکل (۳ - ۱۹) : نمونه آزمایشگاهی ساخته شده مطابق مدل سه بعدی طراحی شده ۶۹
- شکل (۴ - ۱) : یک نمونه ساخته شده از آداپتور اندازه‌گیری مشخصه امپدانس ۷۵
- شکل (۴ - ۲) : مدل سه بعدی در نظر گرفته شده برای ساخت آداپتور متناسب با LISN ساخته شده ۷۷
- شکل (۴ - ۳) : مدل خط انتقال در نظر گرفته شده برای آداپتور اندازه‌گیری ۷۷
- شکل (۴ - ۴) : فرایند محاسبه ماتریس پارامترهای S آداپتور با استفاده از ماتریس‌های ABCD لایه‌ها ۸۰
- شکل (۴ - ۵) : نحوه قرارگیری آداپتور بر روی کانکتور EUT شبکه پایدارساز برای انجام کالیبراسیون ۸۲
- شکل (۴ - ۶) : پارامتر S_{1P} اندازه‌گیری شده از فاز A شبکه پایدارساز امپدانس خط ۸۲
- شکل (۴ - ۷) : پارامتر S_{1P} اندازه‌گیری شده از فاز B شبکه پایدارساز امپدانس خط ۸۲
- شکل (۴ - ۸) : پارامتر S_{1P} اندازه‌گیری شده از فاز C شبکه پایدارساز امپدانس خط ۸۳
- شکل (۴ - ۹) : پارامتر S_{1P} اندازه‌گیری شده از خط نول شبکه پایدارساز امپدانس خط ۸۳
- شکل (۴ - ۱۰) : مشخصه امپدانس اندازه‌گیری شده توسط تحلیلگر شبکه و مقدار تصحیح شده به ازای هر فاز و خط نول در مقایسه با محدوده تعیین شده در استاندارد CISPR ۸۴
- شکل (۴ - ۱۱) : مشخصه تشدید یک خازن MKP نوعی در گستره فرکانسی وسیع ۸۶
- شکل (۴ - ۱۲) : شبیه‌سازی LISN با احتساب رفتار غیر ایده آل خازن $0.1 \mu F$ ۸۶
- شکل (۴ - ۱۳) : شبیه‌سازی سیگنال EMI با در نظر گرفتن مدل دقیق LISN ساخته شده ۸۷
- شکل (۴ - ۱۴) : شبیه‌سازی سیگنال EMI با در نظر گرفتن مدل ساده LISN ۸۷
- شکل (۴ - ۱۵) : مجموعه اندازه‌گیری سیگنال EMI به صورت ساده برای کاربرد آزمایشگاهی ۸۹
- شکل (۴ - ۱۶) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالتی خاموش بودن مبدل و نبود فرمان سوئیچینگ ۹۰
- شکل (۴ - ۱۷) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت روشن بودن فرمان گیت و عدم اتصال بار به خروجی مبدل ۹۱
- شکل (۴ - ۱۸) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت روشن بودن فرمان گیت و اتصال بار به خروجی مبدل ۹۱
- شکل (۴ - ۱۹) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت عملکرد با موج مربعی ۹۲
- شکل (۴ - ۲۰) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت عملکرد با موج PWM سینوسی ۹۲

فهرست جدول‌ها

- جدول (۱ - ۲) گستره امیدانس المان‌های رایج مداری ۱۹
- جدول (۱ - ۳) مشخصات القاگر طراحی شده ۵۲
- جدول (۲ - ۳) مقادیر اندوکتانسهای محاسبه شده به ازای فرکانس‌های مختلف ۵۸

فصل ١ : مقدمه

۱-۱ - مقدمه

امروزه نهادهای وضع‌کننده‌ی مقررات، به دلیل وقوع پدیده تداخلات الکترومغناطیسی^۱ بر روی شبکه‌ی سیستم قدرت، و تأثیرات مخرب آن، محدوده‌هایی را برای انتشار هدایتی^۲ در نظر می‌گیرند. شبکه‌ی توزیع برق متشکل از آرایه‌ای عظیم از سیم‌هایی است که به خروجی‌های مختلف برق متصل هستند و تجهیزات الکترونیکی موجود، از طریق همین شبکه‌ی گسترده برق خود را تأمین می‌نمایند. بنابراین مجموعه‌ی این آرایه می‌تواند به عنوان یک آنتن بزرگ محسوب گردد که انتشارهای هدایتی از طریق آن قابلیت تشعشع می‌یابند، و این امر سبب تداخل در سایر سیستم‌های الکترونیکی می‌گردد.

به طور معمول، از آنجا که در انتشار هدایتی تداخل الکترومغناطیسی، مسیر انتشار تنها محدود به کابل‌ها و قسمت‌های هادی است، کاهش این نوع انتشار، ساده‌تر از انتشارهای تشعشعی^۳ است. به هر ترتیب، درک این مسئله که یک محصول با محدوده‌های وضع‌شده برای انتشارهای هدایتی تطابق دارد یا خیر، از این حیث اهمیت دارد که اگر در زمینه انتشار هدایتی عدم سازگاری موجود باشد، به طریق اولی می‌بایست در محدوده‌های انتشار تشعشعی نیز عدم سازگاری را انتظار داشت. بنابراین کنترل انتشارهای هدایتی در یک محصول، از اولوی‌تی برابر با کنترل انتشارهای تشعشعی برخوردار است.

از سوی دیگر، تولیدکنندگان محصولات الکترونیکی صرف سازگاری با مقررات محدوده‌های انتشارهای هدایتی و تشعشعی را به معنای یک طراحی بی‌عیب و نقص از نقطه نظر تداخلات الکترومغناطیسی تلقی نمی‌کنند. یک محصول به منظور تأمین قابلیت اطمینان در عملکرد، می‌بایست نسبت به اغتشاشات موجود در شبکه برق، آسیب‌پذیر نباشد. برخورد صاعقه با خطوط

1_Electromagnetic Interference (EMI)

2_Conductive emission

3_Radative emission

انتقال توان می‌تواند مثالی از اغتشاشات یادشده در شبکه برق محسوب گردد. این اغتشاشات می‌توانند آسیب‌هایی به شبکه وارد نمایند، که میان از دست دادن توان، و یا از دست دادن لحظه‌ای توان (به دلیل وجود کلیدهای قدرت با قابلیت وصل مجدد) که سبب ایجاد شکست در عملکردها و از دست رفتن داده‌ها می‌گردد، متغیر است.

۱ - ۲ - اندازه‌گیری انتشارها به منظور بررسی تطابق

اندازه‌گیری انتشارهای هدایتی و تشعشعی موضوعی پیچیده است به گونه‌ای که می‌توان گفت اگر شیوه‌ی اندازه‌گیری به وضوح مشخص نشده باشد و محل تفسیر و تأویل را برای پرسنل اندازه‌گیری باز گذاشته باشد، هر کسی می‌تواند در رد یا تأیید یک محصول، نتیجه مختلفی از آنچه دیگری بدست آورده است را استنتاج کند.

هر استاندارد که محدوده‌ای را برای انتشار تداخلات الکترومغناطیسی وضع می‌نماید (CISPR 22، FCC، MIL-STD-461) رویه‌ای را نیز به طور واضح برای اندازه‌گیری داده‌ها ارائه می‌دهد. این امر شامل شیوه‌ی انجام آزمون، تجهیزات مورد نیاز آزمون، پهنای باند و آنتن‌های آزمون می‌گردد. بار دیگر می‌بایست تأکید کرد که مشخص کردن شیوه‌ی گردآوری داده‌ها برای نهادهای وضع‌کننده‌ی مقررات چندان اهمیت دارد که بتوانند از صحت نتیجه‌ی یک آزمون در یک کارخانه، در مقایسه با نتیجه‌ی آزمون مشابهی که در یک کارخانه‌ی دیگر انجام می‌شود، مطمئن باشند. در غیر این صورت علم به سازگاری یک محصول با محدوده‌های ارائه شده در استاندارد نه برای تولیدکننده و نه برای نهادهای وضع‌کننده‌ی مقررات ممکن نیست. شیوه‌های اندازه‌گیری استاندارد (CISPR 22، BS EN 55022، MIL-STD-461F) در همان شماره استاندارد که محدوده‌های قابل قبول را ارائه داده است گنجانده شده، اما در استاندارد CISPR 22 به استاندارد CISPR 16 ارجاع

داده شده است.

در این پایان نامه، کلیه فعالیت‌ها محدود به انتشار هدایتی تداخلات الکترومغناطیسی می‌شود از این روی تنها به بیان و بررسی جنبه‌هایی از این موضوع می‌پردازیم که در زمینه انتشار هدایتی مطرح می‌گردند.

هدف از وضع محدودیت‌ها برای انتشار هدایتی تداخلات الکترومغناطیسی، محدود کردن جریان نویز عبوری از کابل‌های انتقال توان محصول است. دلیل این مسئله آن است که جریان‌های نویز پس از خروج از دستگاه بر روی شبکه توان قرار می‌گیرد. همانطور که گفته شد، شبکه‌ی برق کشی، آرایه‌ای متشکل از سیم‌های نصب شده در دیوارهاست که این مجموعه به صورت یک آنتن بزرگ عمل می‌نماید. از این رو، جریان‌های نویز که بر روی این آرایه قرار می‌گیرند به خوبی تشعشع نموده که می‌تواند تداخل ایجاد نماید.

برای انجام آزمون‌های انتشار هدایتی به شبکه پایدارساز امپدانس خط^۱ نیاز است که امپدانس تعریف‌شده‌ای را در فرکانس‌های رادیویی به دستگاه تحت آزمون^۲ نشان داده و نویزها از دستگاه تحت آزمون به دستگاه اندازه‌گیری هدایت کرده و در عین حال از ورود نویزهای شبکه برق به دستگاه تحت آزمون جلوگیری کند تا باعث ایجاد خطا در اندازه‌گیری نشوند.

استانداردهای EMI و EMC^۳ هر کدام شبکه‌های پایدارساز امپدانس خط مخصوص به خود را معرفی کرده‌اند که در عملکرد و مشخصه امپدانسی چندان تفاوتی با یکدیگر ندارند. در این میان CISPR 22 یک استاندارد اجرایی محسوب می‌شود که شبکه‌های پایدارساز معرفی شده در آن، بیشترین فراوانی در استفاده را توسط آزمایشگاه‌های EMI/EMC دارند.

در این استاندارد چند توپولوژی مختلف با بازه‌های فرکانسی متفاوت معرفی شده‌اند و یکی از آن‌ها برای ساخت در این پایان‌نامه انتخاب گردیده است که بازه فرکانس ۱۵۰kHz تا ۳۰MHz را

1_Line Impedance Stabilization Network (LISN)

2_Equipment Under Test (EUT)

3_Electromagnetic Compatibility (EMC)

پوشش می‌دهد. معیار این انتخاب کاربرد این بازه فرکانسی در اندازه‌گیری‌های تداخلات الکترومغناطیسی مبدل‌های الکترونیک قدرت است.

هدف از انجام این تحقیق، طراحی و ساخت و اندازه‌گیری مشخصه امپدانس یک شبکه پایدارساز امپدانس خط برای آزمایش‌های دانشگاهی در آزمایشگاه الکترونیک قدرت می‌باشد. از مراحل این پایان نامه می‌توان به طراحی القاگر، انتخاب قطعات مقاومت و خازن، طراحی جعبه و نحوه قرارگیری اجزاء مدار در جعبه و ارائه آداپتور اندازه‌گیری و نحوه اندازه‌گیری صحیح مشخصه LISN به عنوان نقاط مهم تحقیق اشاره نمود.

۱ - ۳ - مروری بر فصول

در این پایان نامه در فصل دوم به معرفی موضوع تداخل الکترومغناطیسی و بررسی اجمالی جوانب این موضوع پرداخته می‌شود. همچنین انواع استانداردهای اجرایی در زمینه سازگاری الکترومغناطیسی و تداخل الکترومغناطیسی معرفی گردیده و سپس به بررسی انواع شبکه پایدارساز امپدانس خط و توضیح چرایی استفاده از آن‌ها پرداخته می‌شود. در انتها جنبه‌های مشکل آفرین یا چالش‌های پیش رو در استفاده از این شبکه‌ها مورد مطالعه قرار خواهند گرفت.

در فصل سوم، به ارائه طراحی انجام گرفته برای شبکه پایدارساز امپدانس خط، شبیه‌سازی المان‌های مداری به کار رفته و ارائه روند ساخت دستگاه اشاره می‌گردد. شبیه‌سازی‌های انجام گرفته در این فصل توسط نرم افزارهای COMSOL MultiPhysics, ANSYS Electromagnetics و MATLAB SIMULINK انجام شده‌اند.

در فصل چهارم، به ارائه نتایج و روش اندازه‌گیری دقیق مشخصه امپدانس شبکه پایدارساز پرداخته می‌شود. در این فصل به ساخت یک آداپتور اندازه‌گیری اشاره می‌گردد و روشی برای حذف

اثر آن معرفی می‌شود. در نهایت سیگنال EMI یک مبدل بوست، با معادل مداری دقیق مبتنی بر LISN ساخته شده شبیه‌سازی خواهد شد.

فصل ۲: مروری بر EMI و LISN

۲-۱ - تعریف EMI:

تداخل الکترومغناطیسی (EMI) هرگونه اغتشاش یا نویز الکترومغناطیسی را شامل می‌شود که سبب قطع عملکرد، ممانعت یا به هر صورتی باعث تنزل یا محدود شدن رفتار موثر تجهیزات الکترونیکی یا الکتریکی شود. این تجهیزات می‌تواند مربوط به خود و یا مرتبط به خارج از سیستم باشد. با اتخاذ ملاحظات سازگاری الکترومغناطیسی (EMC) اثرات مخرب EMI کنترل می‌گردد. به گونه‌ای که طبق تعریف، یک تجهیز یا واحد و یا یک سیستم لازم است بتواند به طور رضایت بخشی در محیط الکترومغناطیسی خود بدون ایجاد تداخلات الکترومغناطیسی غیر قابل تحمل برای خود و یا هیچ یک از اجزای محیط، به وظیفه خود عمل کند [۱ و ۲]. لذا استانداردهای EMC برای حفاظت دستگاه‌های الکترونیکی و الکتریکی تدوین شده‌اند که به طور کلی می‌توان گفت در مورد یک دستگاه باید شرایط زیر تحقق یابد [۳].

۱ . ایجاد تداخل با اجزای دیگر سیستم نکند.

۲ . ایجاد تداخل در عملکرد خودش نکند.

۳ . نسبت به تداخلات الکترومغناطیسی اجزای دیگر سیستم تأثیرپذیر نباشد.

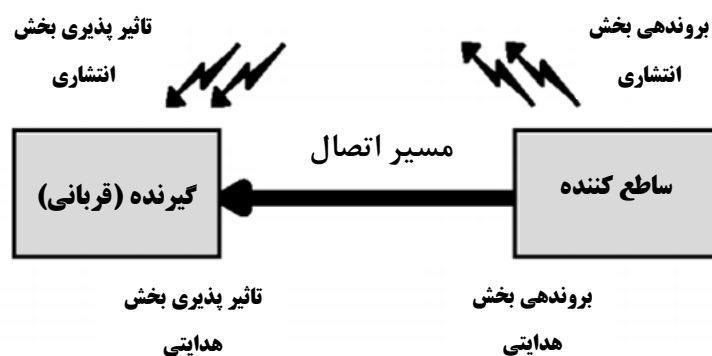
در الکترونیک قدرت، فرایند تبدیل انرژی سبب بوجود آمدن تداخلات الکترومغناطیسی فرکانس بالا خواهد شد که اغلب مربوط به لبه‌های تیز تغییرات ولتاژ (dv/dt) و جریان (di/dt) در فرایند کلیدزنی می‌شود. در نتیجه کلیدزنی یکی از اصلی‌ترین مکانیزم‌های تولید EMI است که باعث شده تا مبدل‌های الکترونیک قدرت، به یک منبع با پتانسیل بالا برای تولید EMI در مجاورت خود تبدیل شوند. البته از یکسو پیدایش ادوات نیمه هادی پر سرعت و از سوی دیگر حرکت کلی به سمت مجتمع سازی، مازولار سازی، استاندارد کردن و افزایش چگالی انرژی سبب شده تا مباحث مربوط به EMI بیش از قبل مورد توجه قرار گیرد. فرکانس کلید زنی بیشتر، به کاهش اندازه، وزن

و قیمت مبدل‌ها منجر خواهد شد اما از سوی دیگر اثرات EMI را نیز افزایش می‌دهد. بسته بندی و طراحی‌های پیشرفته و تکنولوژی‌های مجتمع سازی این امکان را فراهم آورده‌اند که اجزای مبدل در یک فضای کوچک فشرده شوند که در این حالت باید در طراحی مدارات الکترونیک قدرت، بسیار بیشتر از قبل ملاحظات الکترومغناطیسی مورد توجه قرار گیرد [۳ و ۴].

۲ - ۲ - تقسیم بندی EMI در الکترونیک قدرت

از منظر EMC، یک سیستم شامل یک (یا چند) ساطع کننده EMI، یک قربانی (گیرنده) و مسیر اتصال بین آن‌ها است. انرژی انتقالی بین آن‌ها، به دو بخش تقسیم می‌شود [۵]:

۱. بخش تشعشعی که گونه‌ای از انرژی الکترومغناطیس ناخواسته است که به فرم میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در فضا انتشار می‌یابد.
 ۲. بخش هدایتی که گونه‌ای از انرژی الکترومغناطیس ناخواسته است که از طریق مسیرهای هادی متصل کننده بین ساطع کننده و گیرنده EMI جریان می‌یابد.
- شکل (۱ - ۲): اجزای کلی EMC در یک سیستم را نمایش می‌دهد.

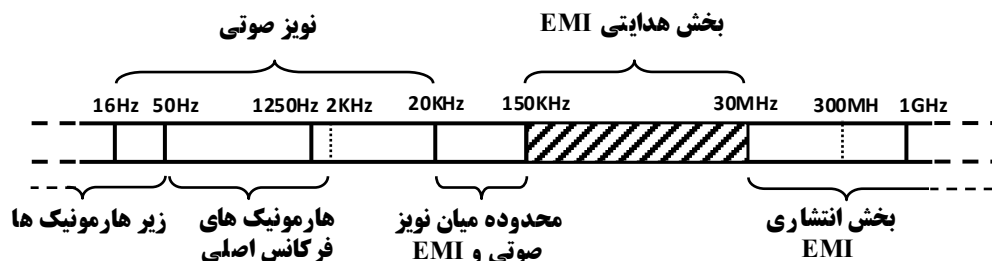


شکل (۱ - ۲): اجزای کلی EMC در یک سیستم

با توجه به انرژی الکترومغناطیسی انتقالی در شکل (۱ - ۲): چهار جنبه از موضوعات مورد

بحث در EMC مطرح است: انتشار تشعشی، انتشار هدایتی، تاثیرپذیری تشعشی^۱ و تاثیرپذیری هدایتی^۲. دو جنبه اول در مورد عملکرد سیستم بدون وجود آوردن EMI در سیستم‌های دیگر و دو جنبه بعدی توانایی کارکرد صحیح سیستم در یک محیط الکترومغناطیسی را شامل می‌شود [۶].

شکل (۲ - ۲): طبقه بندی پدیده‌های الکترومغناطیسی را از لحاظ محدوده‌ی فرکانسی، نشان می‌دهد [۶]. تداخلات با محدوده‌ی فرکانس از ۱۵۰ KHz تا ۳۰ MHz که شامل تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی می‌باشد، بخش هدایتی EMI و تداخلات با فرکانس‌های بیشتر از 30MHz بخش انتشاری EMI را شامل می‌شود. البته گفتنی است در برخی مراجع تداخلات با محدوده‌ی فرکانس کمتر از ۱۵۰ KHz (بین ۲۰ KHz تا ۳۰ MHz) نیز جزء مطالعات EMI هدایتی قرار داده شده [۷] ولی طبقه‌بندی نشان داده شده در شکل (۲ - ۲): برای مطالعه رفتار EMC در مبدل‌های الکترونیک قدرت رایج‌تر است.

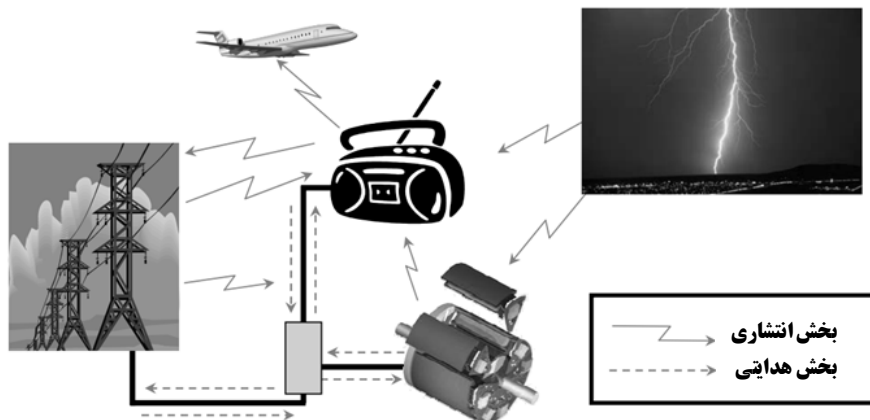


شکل (۲ - ۲): طبقه بندی پدیده‌های الکترومغناطیسی از لحاظ محدوده‌ی فرکانسی

ایجاد تداخلات (اعم از هدایتی و انتشاری) و حساسیت به آن، دو جهت متفاوت اثرات نویز EMI را مشخص می‌کنند. ایجاد تداخلات توسط استانداردهای دقیق، تنظیم و محدود شده در حالی که حساسیت به نویز بیرونی را باید خود دستگاه تنظیم کند و سطح مشخصی ندارد. البته چند استاندارد نظامی هم در مورد تعیین حساسیت یک تجهیز به EMI منتشر شده است. به طور مثال شکل (۲ - ۳): چند پدیده EMI را در یک محیط فرضی نشان می‌دهد. در شکل (۲ - ۳): خط

1_Radiative susceptibility
2_Conductive Susceptibility

چین‌ها جزء هدایتی EMI منتشر شده به یا از منابع را نشان داده و خط‌ها جزء انتشاری آن را نمایش می‌دهند [۴]. به عنوان جمع بندی می‌توان گفت همه اجزا بر روی یکدیگر تاثیر گذار هستند که باید تک تک اجزا بتوانند در محیط خود کار عادی خود را انجام داده و نویز زیادی تولید نکنند.



شکل (۲ - ۳) : مثال‌هایی از بخش‌های هدایتی و انتشاری EMI در یک محیط

۲ - ۲ - ۱ - EMI انتشاری

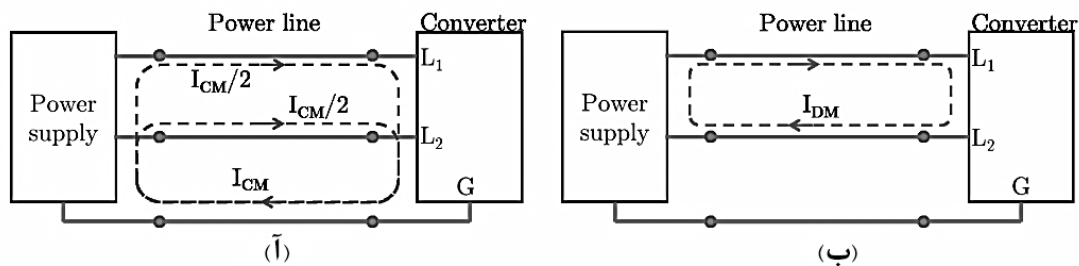
استانداردهای EMC، تداخلات با فرکانس بیش از ۳۰ MHz را جزء بخش انتشاری EMI تعیین کرده‌اند که در فضای آزاد محیط یا اتاقک‌های بدون انعکاس و توسط آنتن قابل اندازه‌گیری است. بسیاری از این پدیده‌ها به خوبی تدوین و استاندارد سازی شده‌اند [۷-۹].

در مبدل‌های الکترونیک قدرت این بخش از EMI بیشتر شامل میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی ناخواسته‌ای است که با فرایند کلید زنی در محیط منتشر می‌شود. مطالعات زیادی در بررسی و تخمین سطوح فرکانس بالای EMI در مبدل‌ها انجام پذیرفته است [۱۶-۱۰]. مطالعات صورت گرفته اغلب شامل اندازه‌گیری و دستیابی به مدل فرکانس بالای سیستم جهت شبیه‌سازی و در محدودی ارائه پیشنهاد برای کاهش EMI انتشاری است. در روش‌های عددی برای یافتن پارامترهای فرکانس بالا، اغلب روش تحلیل اجزای محدود به کار گرفته شده [۱۲، ۱۴ و ۱۵] که به طور کلی نسبت به بخش هدایتی EMI در مباحث الکترونیک قدرت کمتر مورد توجه و تحقیق بوده

است. در این پایان نامه این جزء از EMI خارج از حوزه مورد تحقیق می باشد.

۲ - ۲ - ۲ - EMI هدایتی

بخش هدایتی آن قسمت از EMI است که از بین بخش های بهم پیوسته در سیستم (در این جا مبدل الکترونیک قدرت) و شبکه اتصالات فیزیکی بین آنها، مسیر خود را می بندد. اگر سیستم را دارای سه بخش منبع، مبدل و مسیرهای اتصال هادی در نظر بگیریم، بخش هدایتی EMI آن قسمت از تداخلات است که از مسیرهای هادی عبور می کند. EMI هدایتی دارای دو مود متفاوت است: مود مشترک (CM) و مود تفاضلی (DM) که به طور مثال برای یک سیستم دو سیمه در شکل (۲ - ۴) نشان داده شده است [۳].

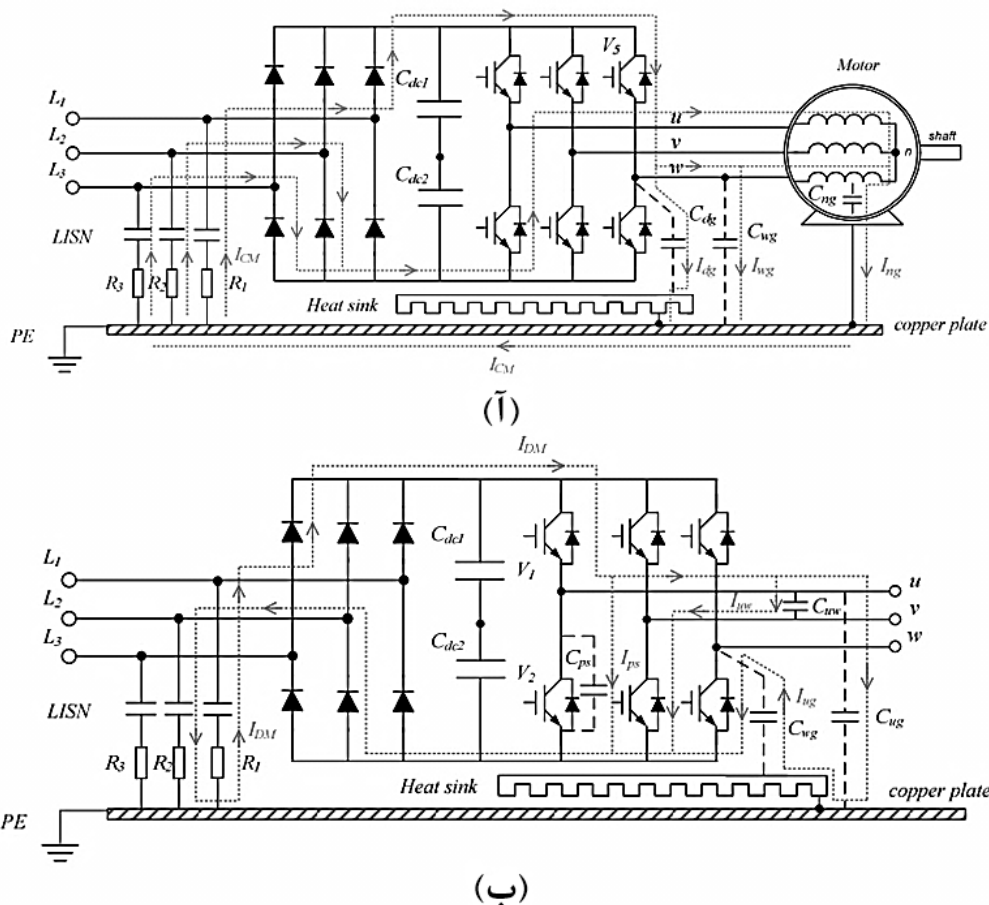


شکل (۲ - ۴): (آ) مسیر جریان EMI مود مشترک (ب) مسیر جریان EMI مود تفاضلی [۳۳]

EMI مود مشترک آن بخش از تداخلات است که از یک مسیر مشترک موجود در مبدل جریان می یابد که اغلب هیت سینک یا مسیر زمین است. مسیر مشترک از طریق امپدانس های ناشی در سیستم به آن ارتباط دارد به طور مثال خازن ناشی بین یک سوئیچ و هیت سینک آن، یک مسیر برای عبور جریان مود مشترک است. یک مثال از مسیر موجود برای EMI مود مشترک در شکل (۲)

1_Common Mode
2_Differential Mode

(۵ - a) در مورد یک سیستم درایو کنترل سرعت برای یک موتور نشان داده شده است. به طور مشابه EMI مود تفاضلی از طریق مدارات سیستم و از مسیر امپدانس‌های کوپلینگ مثل اندوکتانس خودی و اندوکتانس متقابل جریان می‌یابد که به طور مثال در شکل (۵ - ۲) (ب) برای یک اینورتر سه فاز نشان داده شده است [۱۷]. همان‌گونه که از شکل (۵ - ۲) مشخص است، مسیرهای متعددی برای مدهای مشترک و تفاضلی EMI می‌توان در نظر گرفت. مخصوصاً زمانی که سیستم دارای اجزای متعددی باشد. لذا تفکیک و مطالعه دقیق هر یک از مدهای EMI اغلب دارای پیچیدگی زیادی است.



شکل (۵ - ۲) : (آ) مسیر جریان نویز مود مشترک (ب) مسیر جریان نویز مود تفاضلی در یک سیستم درایو کنترل سرعت موتور [۱۷]

اندازه‌گیری بخش هدایتی EMI توسط دستگاهی بنام شبکه پایدارساز امپدانس خط (LISN)

که میان منبع تغذیه (ورودی) و تجهیز تحت تست (EUT) مانند شکل (۲ - ۶): (آ) قرار می‌گیرد، انجام می‌شود. LISN امپدانس ثابتی در حوزه گسترده‌ای از فرکانس‌ها از خود نشان می‌دهد و همچنین از ورود تداخلات خارجی نیز جلوگیری می‌نماید. یک LISN نوعی با امپدانس خروجی بر فاز 50Ω (ZLISN) در شکل (۲ - ۶): (ب) نشان داده شده که بین منبع و مبدل قرار گرفته است [۳]. در شکل (۲ - ۶): (ب) سه جریان تعریف می‌شود I_{L1} ، I_{L2} و I_G که این جریان‌ها تلفیقی از جریان‌های مود مشترک I_{CM} و تفاضلی I_{DM} است. افت ولتاژهای V_{L1} و V_{L2} روی امپدانس‌های خروجی LISN که توسط جریان‌های I_{L1} و I_{L2} پدید می‌آید، برای اندازه‌گیری بخش هدایتی EMI استفاده می‌شود.

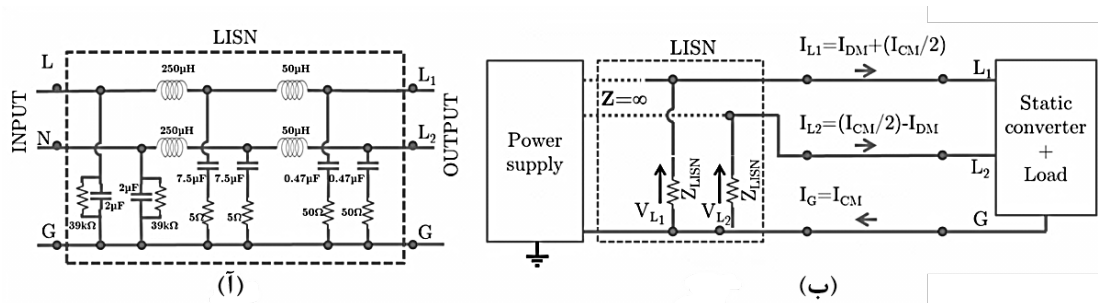
پس از آن که ولتاژ روی امپدانس‌های LISN اندازه‌گیری شد، نوبت آن است که تفکیک بخش هدایتی EMI از نویز احتمالی موجود در آن صورت پذیرد. این کار دارای پیچیدگی‌های خاصی است. به طور کلی دو تکنیک برای جداسازی نویز از EMI هدایتی اندازه‌گیری شده، مطرح است.

- استفاده از تکنیک‌های نرم افزاری جداسازی نویز [۱۹، ۱۸]

- به کاربردن یک دستگاه مجزاکننده نویز [۲۰]

به صورت کلی بحث تجزیه و تفکیک نویز از افت ولتاژ اندازه گرفته شده روی امپدانس‌های خروجی LISN بحثی است که می‌تواند موضوع تحقیقاتی قرار گیرد. همچنین گفتنی است مقدار ولتاژ اندازه‌گیری شده در خروجی LISN، هم شامل مود مشترک و هم شامل مود تفاضلی بوده و لازم است جهت مطالعه دقیق، این دو مود از هم جدا شوند که مستقیماً بستگی به توپولوژی مبدل مورد بررسی دارد. زمانی که سیستم دارای چند منبع تولید EMI با مودهای مختلف باشد و بررسی

اثر هر یک از منابع مطرح شود، تفکیک مودهای مختلف EMI پیچیده خواهد بود.



شکل (۲ - ۶) : (آ) مدار داخلی یک LISN (ب) نحوه ی قرار گرفتن LISN در یک سیستم جهت اندازه گیری EMI هدایتی [۳]

۲ - ۳ - استانداردهای تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی

استانداردهایی را که در بحث EMI هدایتی مطرح هستند، می توان به دو شاخه کلی نظامی و غیرنظامی تقسیم کرد و سپس براساس محیط کاربری به زیر شاخه های دیگر دسته بندی می شوند. چهار استاندارد اصلی مشهور در مورد EMI مطرح است: استاندارد IEC، استاندارد FCC در ایالات متحده، استاندارد CENELEC و استاندارد ETSI در کشورهای اروپایی [۱۷]. IEC دارای بزرگترین گروه ها و کمیته هایی است که در بیش از ۴۰ کشور گسترده شده است. این استاندارد دارای دو کمیته فنی مهم است: TC77 که با سری IEC 61000 مرتبط بوده و کمیته مخصوص بین المللی تداخلات رادیویی (CISPR) که به طور خاص روی تداخلات رادیویی تحقیق می کند. امروزه استاندارد CISPR دارای گستردگی فراگیری سراسر دنیا شده است. مثال هایی از چند استاندارد مهم برای تداخلات هدایتی به صورت زیر است.

- CISPR 11: محدوده هایی برای تجهیزات صنعتی فرکانس رادیویی، آزمایشگاهی و پزشکی تعیین می کند.
- IEC 61800-3: محدوده هایی برای سیستم های درایو الکتریکی سرعت متغیر مشخص می کند.

▪ EN 55011: محدوده و روش‌های اندازه‌گیری رادیو فرکانس‌های تجهیزات صنعتی،

آزمایشگاهی و پزشکی تعیین می‌کند.

همان گونه که قبلاً ذکر شد، گستره فرکانسی برای EMI هدایتی که توسط استاندارد تعیین گردیده از 150 KHz تا 30 MHz است. در این محدوده، استاندارد دو کلاس مشخص کرده که کلاس A برای دستگاه‌های تجاری و صنعتی و نیز کلاس B برای کاربردهای نظامی می‌باشد. همچنین استاندارد دو روش تشخیص شامل اندازه‌گیری نیمه پیک (QP) و تشخیص دهنده میانگین (AVG)، تعریف کرده است. در شکل (۲ - ۷): (آ) به طور نمونه سطوح استاندارد EMI هدایتی استاندارد CISPR 11 برای کلاس‌ها و روش‌های مختلف نشان داده شده است [۳]. روش QP به سیگنال‌ها بر اساس نرخ تکرارپذیری آنها وزن دهی می‌کند در حالی که تشخیص دهنده AVG از اجزای فرکانس بالایی میانگین‌گیری می‌کند که از قله سیگنال‌های عبوری از یک فیلتر، که پهنای باند آن کمتر از پهنای باند ریزنمایی است، حاصل می‌گردد.

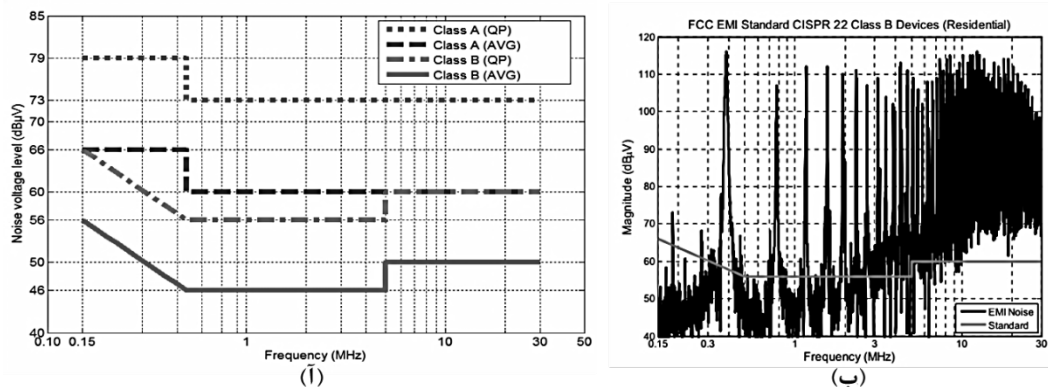
در اکثر موارد سطح استاندارد نویز تولیدی مبدل‌ها از سطوح تعیین شده در استاندارد فراتر می‌رود. لذا لازم است تمهیداتی جهت کاهش EMI در مبدل‌های الکترونیک قدرت به کار گرفته شود. مثلاً شکل (۲ - ۷): (آ) سطح استاندارد و نویز تولید شده توسط یک منبع تغذیه خانگی نوعی را نشان می‌دهد [۴]. البته پیشرفت‌های اخیر در الکترونیک قدرت چالش EMC را تشدید کرده از جمله استفاده از کلیدهای قدرت بر پایه SiC^3 که مزایای زیادی نسبت به Si دارا می‌باشد؛ به طور مثال محدوده شکست تقریباً ۱۰ برابر بیشتر، مقاومت گرمایی ۲,۸ برابر بیشتر، تقریباً ۳ برابر band-gap وسیع‌تر و همچنین جریان نشتی کمتر در دمای کاری بالا، کاربرد آن‌ها را بسیار مطلوب کرده است [۲۱-۲۳]. همه این مزایا سبب کاربرد آن در فرکانس‌های کلید زنی بالاتر شده که موضوع EMC را تشدید می‌کند. همچنین مطرح شدن موضوع مجتمع سازی و افزایش چگالی انرژی مبدل‌ها

1_ Quasi Peak

2_ Average

3_ Silicon Carbide

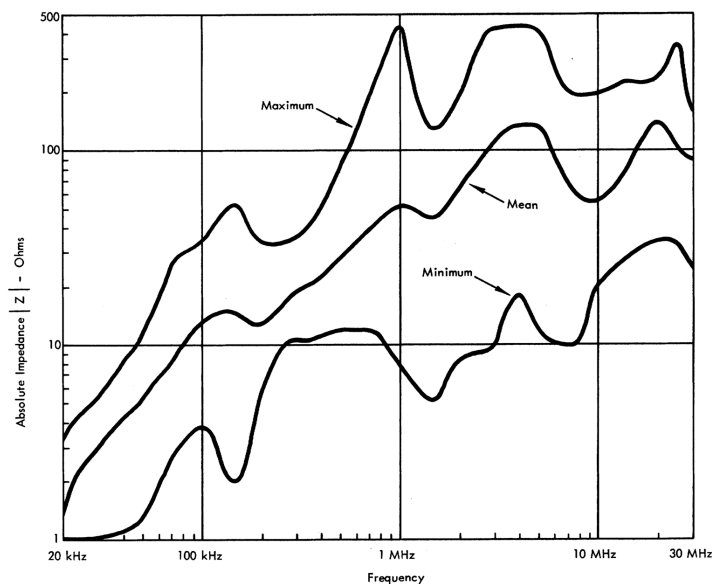
هم از دلایل دیگر مهمتر شدن چالش EMI است [۲۲-۳۱].



شکل (۲ - ۷) : (آ) محدوده‌ی تداخلات هدایتی تعیین شده در استاندارد CISPR 11 (ب) نویز تولیدی یک دستگاه منبع تغذیه خانگی نوعی و سطح استاندارد مرتبط به آن [۳۴]

۲ - ۴ - شبکه پایدار ساز امپدانس خط

هدف آزمون انتشار هدایتی، اندازه‌گیری جریان‌های نویز می‌باشد که از طریق هادی‌های کابل ورودی تأمین قدرت، از دستگاه خارج می‌گردند. این انتشارها به سادگی توسط یک پراب جریان قابل اندازه‌گیری هستند اما، از آنجا که نتایج آزمون میان آزمایشگاه‌ها و شرایط مختلف می‌بایست واجد ویژگی تکرارپذیری باشند نتایج آزمون به این شیوه غیر واقعی خواهد بود. دلیل این مسئله آن است که امپدانس دیده شده از پریزهای برق، بسته به موقعیت قرارگیری میان اتاق‌ها و ساختمان‌های مختلف، در گستره فرکانسی اندازه‌گیری، به طور قابل ملاحظه‌ای متغیر است. میزان این امپدانس و تغییرات آن، مقدار نویزی که از دستگاه خارج می‌گردد را تحت تأثیر قرار می‌دهد [۳۲]. شکل (۲ - ۸) : قدر مطلق امپدانس ۳۶ منبع تغذیه تجاری را که در ۲۵ فرکانس مختلف در بازه ۲۰ kHz تا ۳۰ MHz اندازه‌گیری شده‌اند نمایش می‌دهد. این اندازه‌گیری‌ها معیاری از امپدانس دیده شده توسط دستگاه‌هایی هستند که در نقاط مختلف شبکه‌ی نصب، به خروجی منابع تغذیه متصل می‌گردند.



شکل (۲ - ۸) : قدرمطلق امپدانس دیده شده از خروجی ۳۶ منبع تغذیه تجاری [۳۲]

به منظور تضمین تکرارپذیری^۱ و ایجاد شرایط یکسان در اندازه‌گیری‌های تداخلات الکترومغناطیسی، می‌بایست امپدانس دیده شده توسط دستگاه تحت آزمون را پایدار نمود تا اختلافی میان این امپدانس در مکان‌های مختلف انجام آزمون، به تنوع جغرافیا و موقعیت الکتریکی نصب، وجود نداشته باشد. بنابراین اولین وظیفه شبکه پایدارساز امپدانس خط این است که در گستره فرکانسی مورد نظر در آزمون انتشار هدایتی، امپدانس ثابتی را از خود نشان دهد. علاوه بر این میزان نویز موجود در شبکه سیستم قدرت از نقطه‌ای به نقطه دیگر متفاوت است. این نویز خارجی از طریق اتصالات هدایت برق، به داخل دستگاه تحت آزمون راه می‌یابد و میزان تداخلات الکترومغناطیسی اندازه‌گیری شده در دستگاه تحت آزمون را افزایش می‌دهد. مطلوب است که تنها تداخلات الکترومغناطیسی حاصل از دستگاه تحت آزمون اندازه‌گیری شود، از این رو دومین کارکرد شبکه پایدارساز امپدانس خط باید جلوگیری از انتقال نویز سیستم قدرت به دستگاه تحت آزمون باشد. دو ویژگی معرفی شده، لازم است در فرکانس مورد بررسی انتشار هدایتی یعنی kHz

¹ Repeatability

۱۵۰ تا ۳۰ MHz برقرار باشند و خارج از این بازه الزامی بر این مشخصه‌ها نیست. کارکرد سوم شبکه پایدارساز امپدانس خط که مانند دو کارکرد پیشین در اولین نگاه مشهود نیست، به سادگی، عبور توان الکتریکی در فرکانس ۵۰ Hz (۶۰ Hz) از منبع به دستگاه تحت آزمون است.

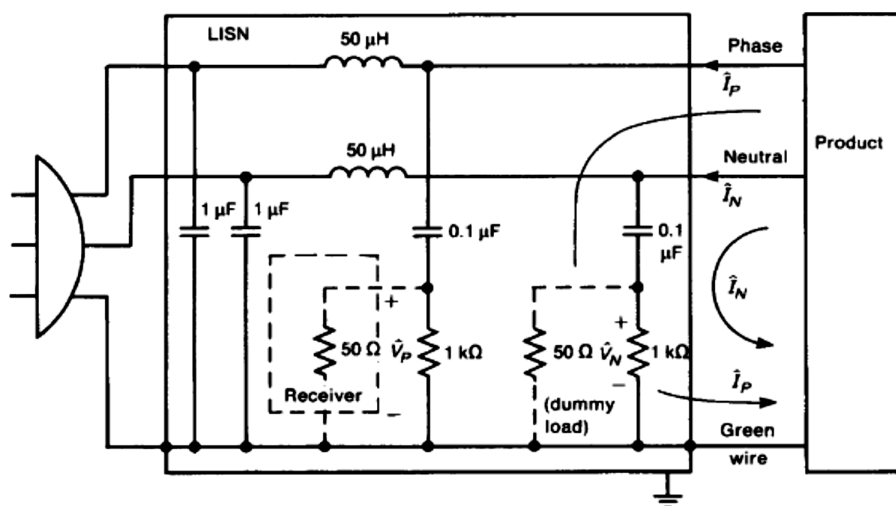
شبکه پایدارساز امپدانس خط که در اندازه‌گیری انتشار هدایتی مورد استفاده قرار می‌گیرد در شکل (۲ - ۹): نمایش داده شده است. وظیفه خازن $1 \mu F$ میان فاز و سیم سبز (ایمنی یا زمین) و میان نول و سیم سبز، انتقال نویز خارجی موجود در شبکه برق به زمین و جلوگیری از وارد شدن آن به سیستم اندازه‌گیری و از بین بردن داده‌های صحیح اندازه‌گیری جلوگیری می‌کند. به طور مشابه، القاگر $50 \mu H$ با هدف جلوگیری از عبور نویز تعبیه گردیده است.

کارکرد خازن دیگر با ظرفیت $0.1 \mu F$ نیز جلوگیری از ایجاد اضافه بار برای درگاه اندازه‌گیری توسط جریان‌های DC است که ممکن است در مجموعه سیستم آزمون وجود داشته باشند. محاسبه امپدانس‌های این المان‌ها در حد بالا و پایین بازه فرکانسی تحت مطالعه اطلاعات جالب توجهی به دست می‌دهد.

جدول (۲ - ۱) گستره امپدانس المان‌های به کار رفته در مدار را نشان می‌دهد. خازن‌ها در گستره فرکانس اندازه‌گیری، امپدانس کم و القاگرها امپدانس زیاد را از خود نشان می‌دهند. مقاومت‌های $1 k\Omega$ نقش مسیر برای تخلیه انرژی ذخیره شده در خازن $0.1 \mu F$ را در شرایطی که مقاومت‌های 50Ω در مدار نیستند بر عهده دارند [۳۱].

جدول (۲ - ۱) گستره امپدانس المان‌های رایج مداری

Element	$Z_{150 \text{ kHz}}$	$Z_{30 \text{ MHz}}$
$50 \mu H$	47.1Ω	9424.8Ω
$0.1 \mu F$	1.06Ω	0.053Ω
$1 \mu F$	1.06Ω	0.0053Ω



شکل (۲ - ۹): مدار معادل شبکه پایدارساز امپدانس خط [۳۱]

یکی از مقاومت‌های $50\ \Omega$ امپدانس داخلی دستگاه اندازه‌گیری (تحلیلگر اسپکتروم) است، و مقاومت $50\ \Omega$ دیگر، بار بدون استفاده است و برای متعادل کردن امپدانس دیده شده از طرف نویزهایی است که در هر یک از خطوط فاز و نول جریان دارند. ولتاژهای اندازه‌گیری شده که با \hat{V}_P و \hat{V}_N نشان داده شده‌اند، میان خط فاز و زمین و میان خط نول و زمین اندازه‌گیری شده‌اند. هر دو ولتاژ فاز و نول باید در سرتاسر بازه فرکانسی محدوده انتشار هدایتی اندازه‌گیری شده و در کل بازه، کمتر از محدوده مجاز معین شده باشند. محدوده انتشار هدایتی توسط ولتاژ بیان می‌گردد در حالیکه آنچه در عمل با آن مواجه می‌شویم، جریان‌های انتشار هدایتی هستند. رابطه میان ولتاژ و جریان انتشار هدایتی به صورت روابط (۲ - ۱) و (۲ - ۲) است.

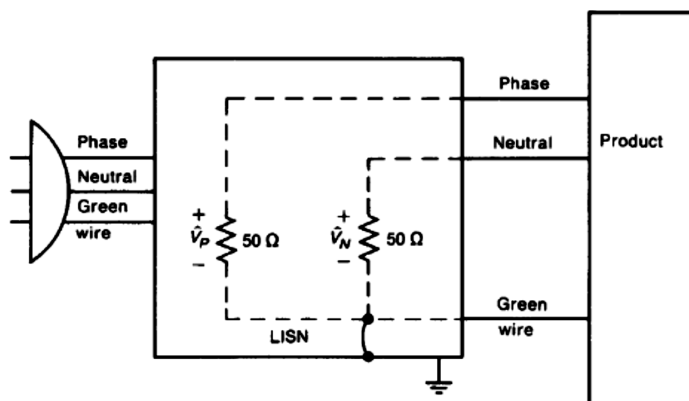
$$\hat{V}_P = 50\hat{I}_P \quad (۲ - ۱)$$

$$\hat{V}_N = 50\hat{I}_N \quad (۲ - ۲)$$

که در روابط فوق فرض بر آن بوده است که در گستره فرکانسی مورد مطالعه خازن‌های شبکه پایدارساز اتصال کوتاه و القاگرها مدار باز در نظر گرفته شوند. از این رو ولتاژها و جریان‌ها به طور مستقیم با یکدیگر ارتباط پیدا کرده و از طریق سیم‌های فاز و نول دستگاه تحت آزمون خارج

می‌گردند.

بنا بر فرض بالا مبنی بر نمایش اتصال کوتاه از طرف خازن‌ها و مدارباز از طرف القاگرها، مدار معادل شبکه پایدارساز عبارت از مقاومت‌های 50Ω میان سیم فاز و زمین و میان سیم نول و زمین خواهد بود که این وضعیت در شکل (۲ - ۱۰) به نمایش در آمده است.



شکل (۲ - ۱۰) : مدار معادل شبکه پایدارساز عبارت از مقاومت‌های 50Ω میان سیم فاز و زمین و میان سیم نول و زمین [۳۴]

در فرکانس قدرت 60 Hz القاگرها امپدانس $18,8 \text{ m}\Omega$ ، خازن‌های $0,1 \mu\text{F}$ ، امپدانس $26,5 \text{ k}\Omega$ و خازن‌های $1 \mu\text{F}$ امپدانس $2,7 \text{ k}\Omega$ دارند. بنابراین در فرکانس 60 Hz ، شبکه پایدارساز امپدانس خط اثری نخواهد داشت و توان مورد نیاز دستگاه از طریق شبکه پایدارساز تأمین می‌گردد. شایان ذکر است که هدف طراحی برای سازگاری با مقررات، محدود به جلوگیری از عبور جریان‌های محدوده فرکانسی مقررات از مقاومت 50Ω شبکه پایدارساز است. انتشارهای خارج از محدوده فرکانسی از حیث مطابقت با استانداردها حائز اهمیت نمی‌باشند ولی از نقطه نظر طراحی و افزایش کیفیت محصول نهایی اهمیت داشته و می‌توانند در نظر گرفته شوند. هر جریانی در محدوده فرکانسی معین شده در مقررات که بر روی کابل ورودی دستگاه وجود دارد توسط شبکه پایدارساز امپدانس خط اندازه‌گیری خواهد شد و می‌تواند به شکست دستگاه در تطابق با معیارهای استاندارد بیانجامد. به عنوان مثال می‌توان به وجود هارمونیک‌های کلاک اسیلاتورهای سیستم بر روی کابل تغذیه اشاره

کرد. با فرض فرکانس ۱۰ MHz برای اسپلاتور، اگر سیگنال نویز بر روی کابل تغذیه دستگاه قرار گیرد نویزی شامل فرکانس‌های ۱۰ MHz، ۲۰ MHz و ۳۰ MHz برای شبکه پایدارساز امپدانس خط ایجاد می‌نماید. بنابراین در صورت وجود بر روی کابل تغذیه، این نویزها توسط LISN اندازه‌گیری شده و ممکن است سبب عدم تطابق دستگاه با محدوده‌های مقررات گردند.

۲-۵ - جریان‌های مد تفاضلی و مد مشترک

نمایش شبکه پایدارساز امپدانس خط به صورت مقاومت‌های 50Ω بین سیم فاز و زمین و بین سیم نول و زمین (رفتار ایده آل LISN در فرکانس تحت مطالعه) تحلیل انتشارهای هدایتی را ساده‌سازی می‌کند. ولتاژهایی که می‌باید برای قضاوت درباره تطابق با محدوده‌های استاندارد مورد اندازه‌گیری قرار گیرند، همان ولتاژهایی هستند که دو سر مقاومت 50Ω قابل رؤیت هستند. این ولتاژها از طریق قانون اهم به جریانهای انتشار هدایتی مرتبط می‌گردند. شبیه به انتشار تشعشعی، این جریان‌ها را نیز می‌توان به مد تفاضلی و مد مشترک جداسازی کرد که مد تفاضلی از هادی فاز خارج شده و به هادی نول باز می‌گردد و مد مشترک از هادی‌های فاز و نول خارج شده و به هادی زمین باز می‌گردد.

$$\hat{I}_P = \hat{I}_C + \hat{I}_D \quad (۲-۳)$$

$$\hat{I}_N = \hat{I}_C - \hat{I}_D \quad (۲-۴)$$

با حل کردن معادلات (۲-۳) و (۲-۴) برای \hat{I}_C و \hat{I}_D خواهیم داشت [۲۳]

$$\hat{I}_D = \frac{1}{2}(\hat{I}_P - \hat{I}_N) \quad (۲-۵)$$

$$\hat{I}_C = \frac{1}{2}(\hat{I}_P + \hat{I}_N) \quad (۲-۶)$$

برای ولتاژهای اندازه‌گیری شده خواهیم داشت

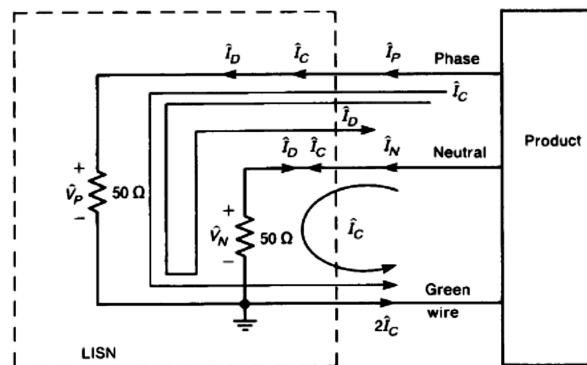
$$\hat{V}_P = 50(\hat{I}_C + \hat{I}_D) \quad (7-2)$$

$$\hat{V}_N = 50(\hat{I}_C - \hat{I}_D) \quad (8-2)$$

برخلاف آنچه در انتشار تشعشعی وجود دارد، در انتشار هدایتی جریان‌های مود مشترک می‌توانند با جریان‌های مود تفاضلی هم مرتبه و یا از آنها بیشتر باشند. علاوه بر این مناسب است یادآوری گردد که جریان‌های مود تفاضلی مد نظر در مقررات سازگاری انتشار هدایتی غیر از جریان‌های عملکردی ۶۰ Hz بر روی خط قدرت هستند. مشاهده می‌نماییم که جریان‌های مود تفاضلی از یک مقاومت $50\ \Omega$ پایین آمده و از مقاومت $50\ \Omega$ دیگر بالا می‌روند، در حالیکه جریان‌های مود مشترک از طریق هر دو مقاومت $50\ \Omega$ پایین می‌آیند، و بنابراین این جریان‌ها در \hat{V}_P جمع گردیده و در \hat{V}_N تفریق می‌شوند (شکل (۲-۱۱)؛ و از همین رو، اگر جریان‌های مود مشترک و مود تفاضلی از یک مرتبه باشند، ولتاژهای فاز و خنثی به یک مقدار نخواهند بود. معمولاً یک مؤلفه بر مؤلفه دیگر غالب است، و سبب می‌گردد برای ولتاژهای خط و خنثی به صورت‌های زیر در بیابند.

$$\hat{V}_P = 50\hat{I}_C \quad \hat{I}_C \gg \hat{I}_D \quad (9-2)$$

$$\hat{V}_N = 50\hat{I}_C \quad \hat{I}_C \gg \hat{I}_D \quad (10-2)$$



شکل (۲ - ۱۱) : مسیر جریان‌های مود مشترک و تفاضلی در یک LISN نوعی [۳۱]

و یا خواهیم داشت:

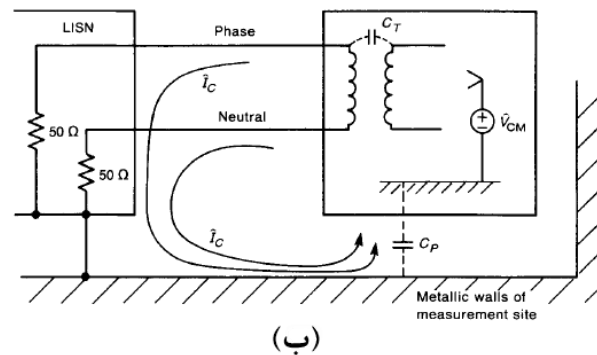
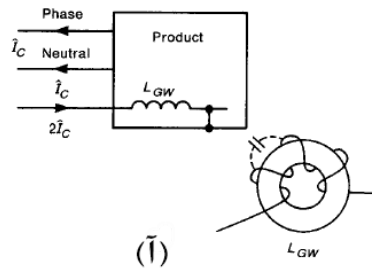
$$\hat{V}_P = 50\hat{I}_D \quad \hat{I}_D \gg \hat{I}_C \quad (۲ - ۱۱)$$

$$\hat{V}_N = -50\hat{I}_D \quad \hat{I}_D \gg \hat{I}_C \quad (۲ - ۱۲)$$

دو روش معمول برای مسدود کردن مسیر جریان مود مشترک در شکل (۲ - ۱۲): نشان داده شده است. در بسیاری از دستگاه‌های الکترونیکی، یک القاگر در مسیر سیم زمین در جایی که وارد دستگاه می‌گردد، قرار داده می‌شود. بدین طریق امپدانس بالایی در مسیر جریان‌های مود مشترک که در بازه فرکانسی مقررات هستند، قرار می‌گیرند و از سوی دیگر هنوز مسیری برای عبور جریان‌های خطا را تأمین می‌کند. از نقطه نظر ایمنی لحیم کاری یک سلف به طور فیزیکی در سیم زمین نامطلوب است چرا که مقاطع لحیم کاری شده می‌توانند دچار عیب شده و مسیر ایمنی زمین را باز کرده و احتمال شوک را ایجاد نمایند. برای جلوگیری از این خطر احتمالی، القاگر با پیچیدن چند دور از سیم زمین به دور یک هسته فریت توروئید که مشخصات مناسبی در محدوده فرکانسی انتشار هدایتی دارد ساخته می‌شود [۳۱]. معمولاً اندوکتانس القاگری که به این شیوه با سیم زمین ساخته می‌شود از مرتبه ۰,۵ mH بوده و امپدانس در حدود 471Ω در حد پایین فرکانس محدوده انتشار هدایت دارد (۱۵۰ kHz).

روش دیگری که برای حذف جریان مود مشترک به کار گرفته می‌شود، ساخت دستگاه به صورت دو سیمه است، که در این روش کابل توان ورودی به دستگاه تنها از دو سیم فاز و خنثی تشکیل شده و سیم ایمنی یا زمین در آن وجود ندارد. این محصولات به طور ذاتی احتمال شوک دارند. امکان اتصال سیم خنثی به بدنه دستگاه وجود ندارد، چرا که تضمینی وجود ندارد که کاربر دو شاخه محصول را به جهت صحیح به پریز برق متصل نماید، و اگر کاربر دو شاخه را به صورت

معکوس به پریز متصل نماید، در آن صورت بدنه دستگاه برقدار خواهد شد [۳۱].



شکل (۲ - ۱۲): روش‌های مسدود کردن مسیر جریان نویز مود مشترک [۳۵]

تمام دستگاه‌های دو سیمه، این چالش را توسط یک ترانسفورماتور ۶۰ Hz در ورودی توان رفع می‌کنند، به این صورت که بدنه دستگاه به ثانویه ترانسفورماتور بسته می‌شود و از این طریق به طور مستقیم با فاز یا خنثی در کابل قدرت دستگاه متصل نخواهد بود. باور کلی این است که با حذف سیم زمین جریان مود مشترک حذف می‌گردد، اما این انگاره لزوماً صحیح نیست و جریان مود مشترک می‌تواند از طریق خازن‌های پراکندگی میان بدنه دستگاه و دیوارهای فلزی محل انجام آزمون در مسیری که معادل با سیم زمین است جریان یابد و به شبکه پایدارساز امپدانس خط که به زمین اتصال داده شده بازگردد. هر ولتاژ مود مشترکی بین بخش‌های الکترونیک دستگاه و قاب یا بدنه دستگاه تمایل به برقراری جریان‌های مود مشترکی از این دست خواهد داشت.

۲ - ۶ - انواع شبکه پایدارساز امپدانس خط

نگاهی گذرا به کارکردهای شبکه پایدارساز امپدانس خط، نیاز به وجود انواع مختلف این شبکه را توجیه می‌کند. یکی از دلایل این است که شبکه پایدارساز امپدانس خط، در فرکانس‌های مختلف و آزمون‌های متفاوتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. به عنوان مثال، شبکه پایدارساز امپدانس با القاگر $50 \mu\text{H}$ برای تطابق با استانداردهای CISPR و FCC در بازه فرکانسی 150 kHz تا 30 MHz به کار می‌رود. اگر آزمون سازگاری الکترومغناطیسی نیاز به اندازه‌گیری از فرکانس 10 kHz داشته باشد، به نوع دیگر شبکه پایدارساز که علاوه بر القاگر $50 \mu\text{H}$ شامل قسمت L شکل حاوی القاگر $250 \mu\text{H}$ و خازن $8 \mu\text{F}$ است، احتیاج خواهیم داشت.

علاوه بر موارد فوق، انتخاب اندوکتانس القاگر بر اساس مقدار پیش بینی شده اندوکتانس خط قدرت در محل نصب دستگاه می‌باشد، به عنوان مثال، استاندارد نظامی مقدار $50 \mu\text{H}$ را بر این مبنا انتخاب می‌کند که این عدد نماینده یک شبکه سیم کشی توزیع برق به طول تقریبی 50 متر است، که چنین حالتی را می‌توان در هواپیمای باری یا کشتی مشاهده کرد. از سوی دیگر برای مبناهای کوچک‌تر همچون هواپیماهای جنگنده، مقادیر اندوکتانس به میزان قابل ملاحظه‌ای کوچکتر از $50 \mu\text{H}$ است و به همین دلیل از شبکه‌های پایدارساز با القاگر $5 \mu\text{H}$ استفاده می‌شود.

عامل دیگری که در ایجاد تعدد در نوع شبکه پایدارساز نقش دارد، جریان مصرفی دستگاه تحت آزمون است که به این شبکه متصل می‌گردد. این عامل از دو جنبه حرارتی و اشباع هسته القاگر، در شبکه پایدارساز اهمیت دارد. به طور طبیعی عامل دوم محدود به انواعی از شبکه پایدارساز امپدانس است که از القاگرهای با هسته آهنی استفاده می‌کنند. هسته‌های مغناطیسی که از نظر توانایی عبور جریان دچار عدم کفایت باشند به خوبی این عدم کفایت را در افزایش دمای شبکه پایدارساز امپدانس نشان خواهند داد.

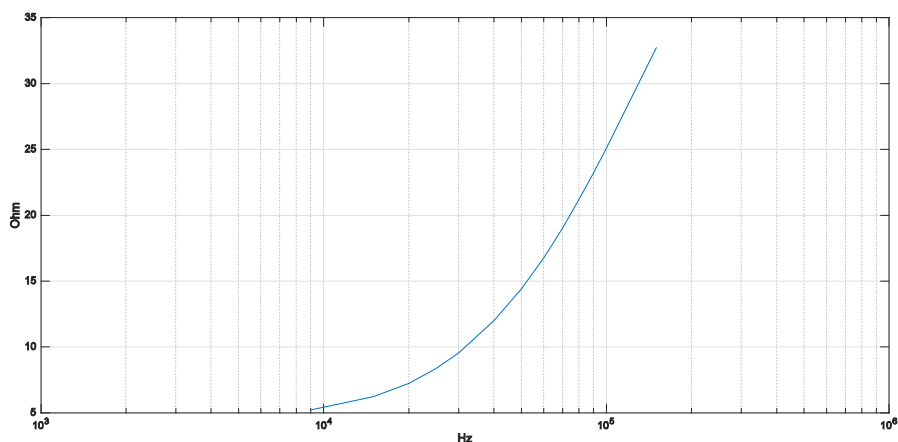
ولتاژ کاری نیز می‌تواند یکی از عوامل وجود انواع مختلف شبکه پایدارساز امپدانس خط باشد.

شبکه‌های پایدارساز امپدانس خط برای ولتاژهای مستقیم و متناوب و هم چنین سطوح ولتاژ مختلف و حتی برای تعداد فازهای مختلف ساخته می‌شوند. یکی از سوالاتی که در مواجهه با استانداردها به وجود می‌آید آن است که دلیل تعریف شبکه‌های مختلف پایدارساز امپدانس خط در استانداردهای مختلف چیست. پاسخ این سوال به دامنه کاربرد هر استاندارد و دستگاه‌هایی که هر استاندارد برای آزمون آن‌ها تعریف شده است بر می‌گردد. در اینجا برای معرفی انواع شبکه پایدارساز امپدانس خط، به دلیل عمومیت استفاده و دامنه کاربرد و اعتبار در سطح بین الملل، به استاندارد CISPR بسنده می‌نماییم.

به طور کلی در استاندارد CISPR دو نوع شبکه پایدارساز امپدانس به صورت شبکه V- (V) و شبکه Δ (AMN - Δ) وجود دارد که مورد دوم انتشار هدایتی مود مشترک و مود تفاضلی را جدا می‌کند [۳۴].

۱. شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega / 50\mu H + 5\Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی ۹ kHz تا ۱۵۰ kHz:

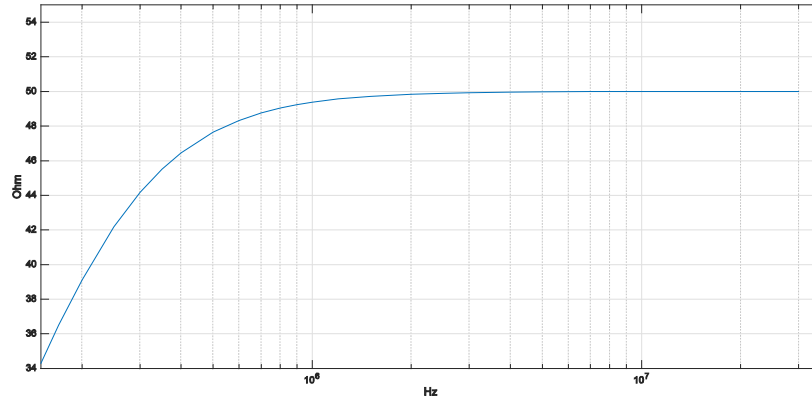
مشخصه امپدانس این شبکه در شکل (۲ - ۱۳) آمده است. برای امپدانس این شبکه مطابق استاندارد، تغییرات $\pm 20\%$ از دامنه مجاز است.



شکل (۲ - ۱۳): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega / 50\mu H + 5\Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی ۹ kHz تا ۱۵۰ kHz [۳۴]

۲. شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega/50\mu H$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی kHz تا ۱۵۰ MHz:

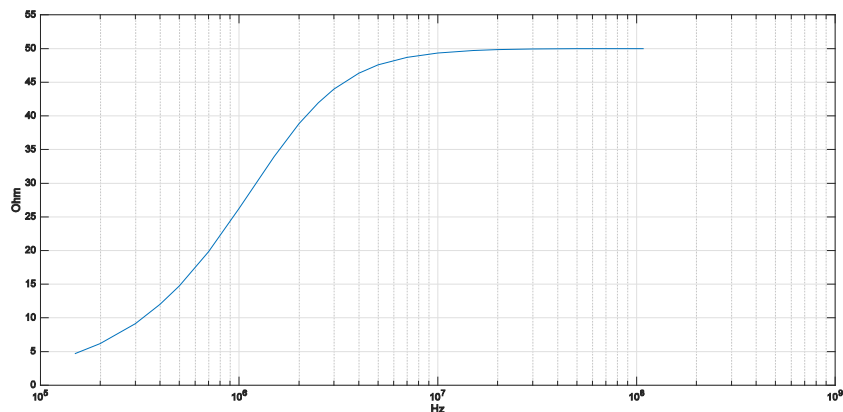
مشخصه امپدانس این شبکه پایدار ساز در شکل (۲ - ۱۴) به نمایش در آمده است.



شکل (۲ - ۱۴): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega/50\mu H$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی kHz تا ۱۵۰ MHz [۳۴]

۳. شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega/50\mu H + 1\Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی kHz تا ۱۵۰ MHz:

مشخصه امپدانس این شبکه پایدار ساز در شکل (۲ - ۱۵) به نمایش در آمده است.



شکل (۲ - ۱۵): مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط $50\Omega/50\mu H + 1\Omega$ از نوع شبکه V با گستره فرکانسی kHz تا ۱۵۰ MHz [۳۴]

۴. شبکه پایدارساز امپدانس خط 150Ω از نوع شبکه Δ با گستره فرکانسی 150 kHz تا

30 MHz

این شبکه می‌بایست دارای امپدانس 150Ω میان ترمینال‌های ورودی EUT و اتصال مشترک ترمینال‌های ورودی و زمین باشد. برای اندازه‌گیری ولتاژ مود مشترک به یک ترانسفورماتور شیلد شده و متعادل نیاز است. برای اینکه مشخصه امپدانس شبکه پایدارساز دستخوش تغییر نشود، باید که امپدانس ترانسفورماتور در تمامی فرکانس‌ها کمتر از 1000Ω نباشد. ولتاژ اندازه‌گیری شده توسط دریافت کننده (تحلیلگر اسپکتروم) به مقادیر المان‌های شبکه و نسبت ترانسفورماتور بستگی دارد.

شکل (۲ - ۱۶): دو مدار پیشنهادی استاندارد CISPR برای ساخت شبکه پایدارساز امپدانس

را نشان می‌دهند.

۲ - ۷ - ملاحظات استفاده از LISN برای مبدل‌های الکترونیک

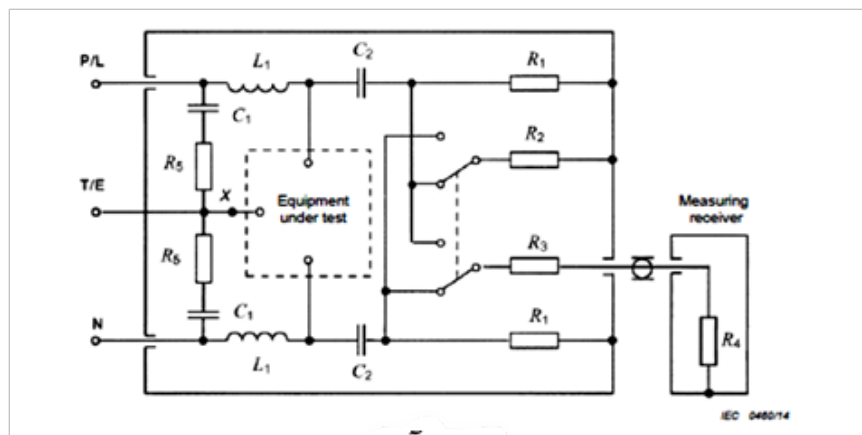
قدرت

در اکثر مواقع افرادی که در فرایند آزمون‌های اندازه‌گیری نقش دارند، در زمینه تداخل الکترومغناطیسی تخصص دارند و اطلاعات کمی از دستگاه تحت آزمون دارند. ممکن است دستگاه تحت آزمون بر بخش‌های دیگر مدار آزمون، تأثیر گذاشته و یا از آنها تأثیر بپذیرد. این مسئله بروز بیشتری در مورد مبدل‌های الکترونیک قدرت پیدا می‌کند. در حقیقت، برای برخی از کاربردها به نظر می‌رسد شبکه پایدارساز امپدانس خط سبب ایجاد خطاهایی در اندازه‌گیری گردد.

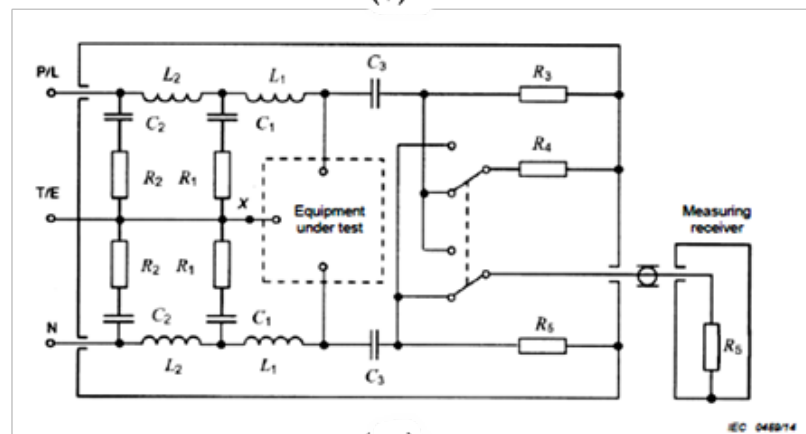
۲ - ۷ - ۱ - تأثیر امپدانس منبع توان

از زاویه دید مبدل الکترونیک قدرت، مشخصه امپدانس LISN به یکی از سه حالت ممکن

ختم می‌گردد. اولین حالت مربوط به وضعیتی است که منبع تغذیه اتصال کوتاه در نظر گرفته می‌شود ($Z_L=0$). در حالت دوم منبع تغذیه با یک الفاکر جایگزین می‌گردد که این حالت به آنچه که واقعیت دارد نزدیک‌تر است و در نهایت حالت امپدانس بالا در نظر گرفته می‌شود ($Z_L=\infty$).



(آ)



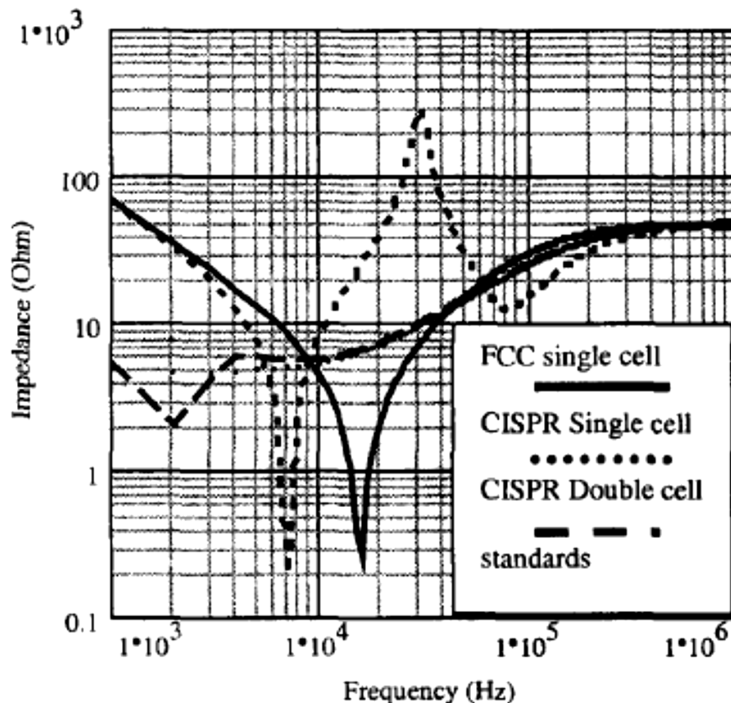
(ب)

شکل (۲ - ۱۶): دو نوع مدار پیشنهادی استاندارد CISPR برای ساخت شبکه پایدار ساز امپدانس [۳۴]

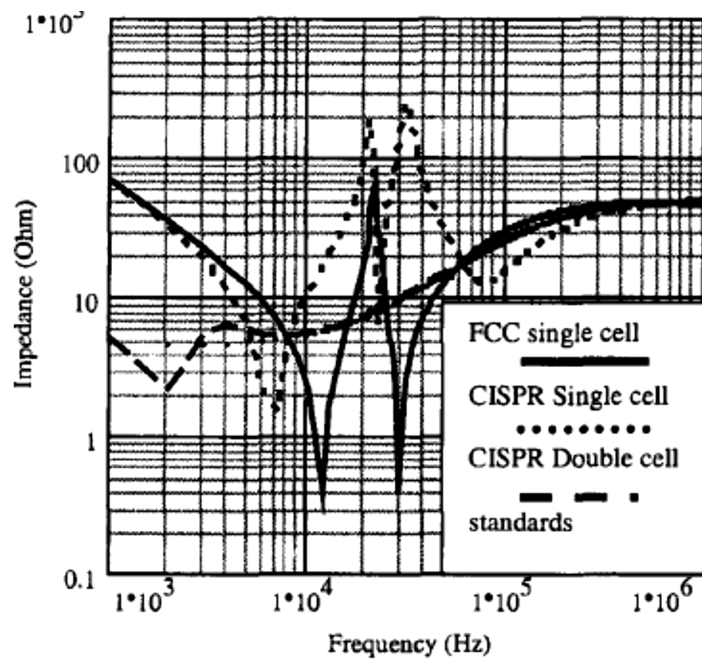
مادامی که مشخصه امپدانس شبکه پایدار ساز مد نظر است، می‌توان گفت این شبکه نسبت به اتصال کوتاه خط در طرف منبع تأثیر پذیر است که شکل (۲ - ۱۷): این تأثیر پذیری را نشان داده است. مطابق شکل، اتصال کوتاه طرف خط، اثری بر روی مشخصه امپدانس شبکه ارائه شده در استاندارد FCC ندارد ولی مشخصه امپدانس شبکه ارائه شده در CISPR تأثیری غیر قابل چشم

پوشی از اتصال کوتاه می‌بیند.

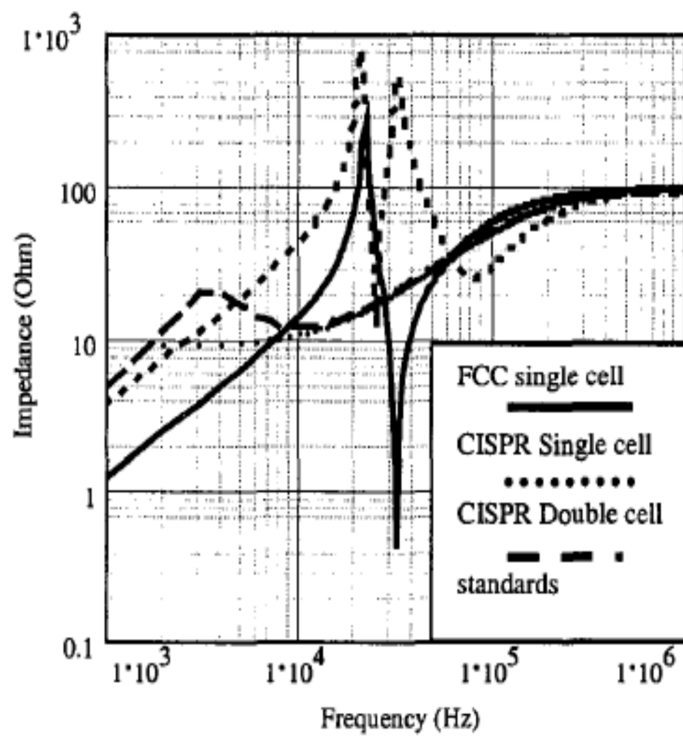
از سوی دیگر اگر امپدانس خط لحاظ گردد، رفتار دیگری از مشخصه امپدانس مشاهده می‌گردد. به عنوان اولین محاسبه اگر القاگر سمت خط ۰٫۱ میلی‌هائری محسوب گردد، تمامی توپولوژی‌های شبکه پایدارساز امپدانس خط، تحت تأثیر قرار می‌گیرند. شکل (۲ - ۱۸): مشخصه امپدانس فاز به فاز و شکل (۲ - ۱۹): مشخصه امپدانس فاز به زمین را در شبکه پایدارساز نشان داده‌اند. تشدیدهای بزرگی در شکل رخ داده‌اند و با توجه به اینکه فرکانس‌های سوئیچینگ در محدوده فرکانس‌های تشدید قرار دارند ممکن است رفتار مبدل را تحت تأثیر قرار دهند [۳۶]. در حالتی که امپدانس بزرگی در طرف خط وجود داشته باشد، امپدانس برای تمامی توپولوژی‌های شبکه پایدارساز تغییر می‌کند. چنین حالتی در وضعیت مدار باز رخ می‌دهد. این حالت نیز در شکل (۲ - ۱۹): نمودار شده است.



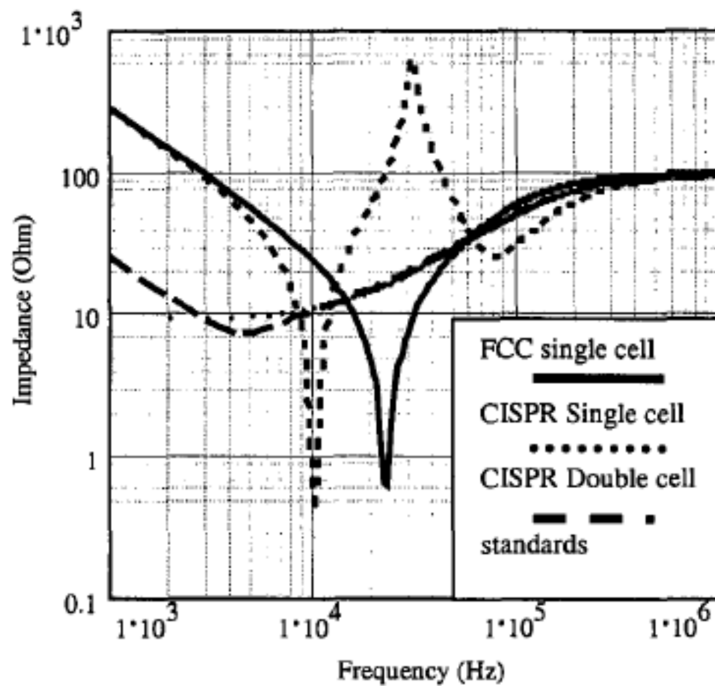
شکل (۲ - ۱۷): مشخصه امپدانس LISN نسبت به اتصال کوتاه خط [۳۵]



شکل (۲ - ۱۸): مشخصه امپدانس فاز به فاز LISN با در نظر گرفتن القاگر $L=0.1\text{mH}$ [۳۵]



شکل (۲ - ۱۹): مشخصه امپدانس فاز به زمین LISN با در نظر گرفتن القاگر $L=0.1\text{mH}$ [۳۵]



شکل (۲ - ۲۰) : مشخصه امپدانس فاز به زمین LISN با در نظر گرفتن امپدانس بزرگی در طرف خط [۳۵]

۲ - ۷ - ۲ - تأثیر دستگاه تحت آزمون

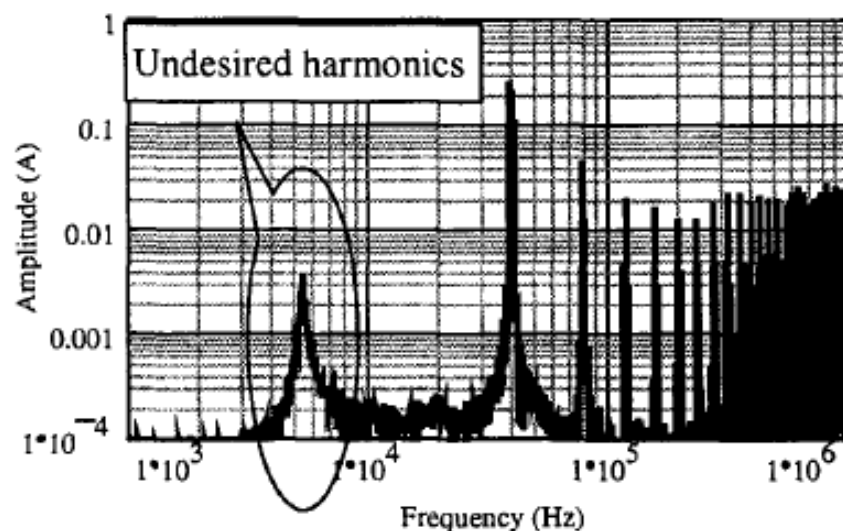
از سوی دیگر، امپدانس طرف مبدا نیز می‌تواند بر روی رفتار مبدا تأثیرگذار باشد، که این مسئله می‌تواند بسته به نوع امپدانس و مبدا تحت آزمون، متفاوت باشد. در این پارادایم، به طور کلی دو نوع مبدا الکترونیک قدرت وجود دارد، نوع اول مبدهایی هستند که ورودی از نوع ولتاژ دارند (به همراه یک خازن ورودی)، مانند مبدا باک و نوع دوم مبدهایی هستند که ورودی از نوع جریان دارند (به همراه یک القاگر در ورودی). به تناسب هر کدام از این انواع، تأثیر و تأثر متفاوتی در نسبت با شبکه پایدارساز امپدانس خط به وجود می‌آید.

مبدهایی که در ورودی خود خازن‌های بزرگ دارند، در معرض این احتمال هستند که میان القاگرهای شبکه پایدارساز امپدانس خط، با خازن‌های موجود در مبدا تشدید رخ دهد. از سوی دیگر به دلیل وجود القاگر در شبکه پایدارساز، ممکن است مشکلاتی نیز در مبدهایی با ورودی

جریان رخ نمایی کند. به عبارت دیگر این امکان وجود دارد که به دلیل وجود القاگرهای شبکه پایدارساز، نقطه کار مبدل جابجا شده و در نتیجه، خطا در اندازه‌گیری‌ها به وجود بیاید.

این مسئله باید همواره در ذهن طراح باشد که در مورد مبدل‌های با خازن‌های بزرگ در ورودی، نمی‌توان به خوبی از امپدانس خط بهره برداری کرد. در بازه فرکانس‌های پایین، شاخه‌های حسگر (50Ω) شبکه پایدارساز به عنوان یک مقسم جریان و نه به عنوان یک امپدانس القایی عمل می‌کند. این حالت می‌تواند اغتشاشات را بیشتر نماید. در شکل (۲ - ۲۱): حالتی از تشدید میان پایدارساز امپدانس و خازنهای ورودی نمودار شده است.

از طرف دیگر در مبدلهایی که در ورودی خود القاگر دارند، با اضافه شدن القاگر موجود در پایدارساز امپدانس، ریپل جریان تغییر می‌کند. این تغییر به سادگی با صرف نظر از خازن فیلتر ورودی، از رابطه (۲ - ۱۳) قابل مشاهده است.



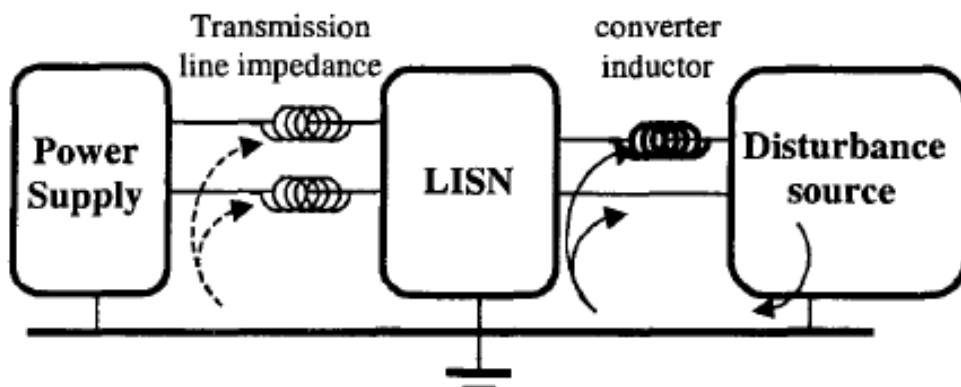
شکل (۲ - ۲۱): بروز تشدید میان پایدارساز امپدانس و خازنهای ورودی [۳۵]

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L_{total}} \cdot \alpha T \quad (۲ - ۱۳)$$

هر چه اندوکتانس القاگر بیشتر باشد، ریپل جریان کمتر شده و هارمونیک ها کاهش یافته و موجب کاهش دقت اندازه گیری در فرکانس های بالا می شود.

گذشته از موارد بالا، شبکه پایدارساز امپدانس خط با مسائل دیگری نیز در کاربرد روبروست. شاخه های حسگر شبکه پایدارساز (مقاومت 50Ω) باید در مقابل تلفات اهمی عملکرد مناسبی داشته باشد، می توان نشان داد، که در بعضی موارد مبدل ها نسبت به محدوده های استاندارد عملکرد مناسبی دارند، اما در هارمونیک های با فرکانس های پایین تر از محدوده انتشار هدایتی تلفاتی را المان های شبکه پایدارساز ایجاد می نمایند. بنا بر آزمایش های عملی که در این پایان نامه انجام شد، مقادیر مقاومت های شبکه پایدارساز به گونه ای انتخاب می گردند که توان نامی آنها کمتر از 1 W نباشد، در غیر این صورت، سوختن مقاومت ها در هنگام انجام آزمون، امری متوقع است.

مسئله دیگری که پیش روی شبکه پایدارساز امپدانس خط نمودار می گردد، الزام استانداردها به وجود صفحه زمین مرجع مسی است که این امر سبب می گردد تا مسیرهای جریان مود مشترک بزرگ تر و متعددی به وجود بیایند (شکل (۲ - ۲۲):). این مسئله به دلیل عبور جریان مود مشترک از زمین، می تواند سبب ایجاد اختلال در عملکرد مبدل گردد، و علاوه بر آن سبب می گردد اندازه گیری جریان مود مشترک بیش از حالت واقعی اندازه گیری شود، چرا که در حالت عملکرد واقعی، مسیرهای پراکندگی منتهی به زمین به این اندازه گسترده نیستند.



شکل (۲ - ۲۲): بروز مسیرهای جریان مود مشترک بزرگتر و متعدد در LISN [۳۶]

یکی از موارد دیگری که در استفاده از شبکه پایدارساز در نسبت با تحلیلگر اسپکتروم باید مورد توجه واقع گردد، حساسیت تحلیلگرهای اسپکتروم به حالات گذرای است که بعضی اوقات به حدود ۱ kV می‌رسند. متأسفانه پریزهای برق یک منبع ذاتی برای چنین حالات گذرای محسوب می‌شوند. این حالات گذرا، تا حدودی توسط خود LISN تضعیف می‌گردند، اما نمی‌توان تضمینی برای از بین رفتن آنها ارائه داد. از این گذشته، عمل کلید زنی در خود دستگاه تحت آزمون، به دلیل تقطیع جریان در القاگرهای شبکه پایدارساز سبب ایجاد حالات گذرای بزرگی می‌شود که اتفاقاً همین پدیده‌های گذرا به طور مستقیم و بدون تضعیف وارد تحلیلگر اسپکتروم می‌شوند.

بنابراین، ضروری است که از تجهیزاتی به منظور تضعیف حالات گذرا در مسیر کابل سیگنالی که از شبکه پایدارساز به تحلیلگر اسپکتروم می‌رود، استفاده شود. این محدود کننده حالات گذرا، تضعیفی برابر با ۱۰ dB در سیگنال تداخل الکترومغناطیسی به دام افتاده ایجاد می‌کند. این تضعیف به همراه تضعیف ذاتی شبکه پایدارساز در اندازه‌گیری تداخلات در تحلیلگر اسپکتروم به روش ریاضی جبران می‌شود. مدار این تضعیف کننده عموماً از اتصال پشت به پشت دو دیود و احتمالاً یک فیلتر بالاگذر تشکیل می‌شود. وظیفه فیلتر بالاگذر حذف هارمونیک‌های مرتبه پایین و همچنین مؤلفه اصلی جریان تغذیه است.

این محدود کننده الزامی بر آمده از استانداردها نیست اما اکیداً توصیه می‌گردد. محدود کننده در ذات خود خطری ندارد، اما در اثر سیگنال‌های فرکانس پایینی که دامنه آنها گاهی تا چند ولت می‌رسد، می‌تواند به وضعیت برشگر دائمی رفته و خود ایجاد تداخل الکترومغناطیسی کند و به طور بدیهی به افزایش سیگنال‌های موجود در محدوده مورد مطالعه بیفزاید.

۲ - ۸ - روش‌های اندازه‌گیری مشخصه LISN

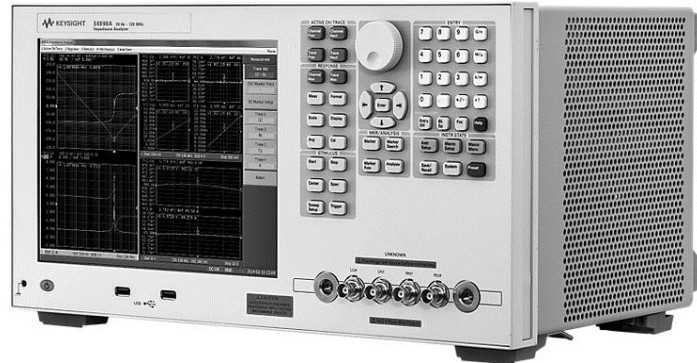
برای اندازه‌گیری مشخصه امپدانس شبکه پایدارساز امپدانس خط می‌بایست از دستگاه تحلیل‌گر امپدانس^۱ استفاده نمود (شکل (۲ - ۲۳) :). از این دستگاه برای اندازه‌گیری مشخصات حقیقی دستگاه‌ها، مواد و المان‌ها در شرایط واقعی، مانند فرکانس، سطح سیگنال، بایاس DC و دما بهره گرفته می‌شود.

دستگاه جایگزینی که در نبود تحلیلگر امپدانس می‌تواند مورد استفاده قرار بگیرد، تحلیلگرهای شبکه^۲ هستند (شکل (۲ - ۲۴) :). تحلیلگرهای شبکه به منظور تعیین کامل مشخصات یک دستگاه ناشناخته‌ی خطی دو پورت، اندازه‌گیری‌هایی تحت شرایط مختلف انجام داده و مجموعه‌ای از پارامترها را محاسبه می‌نمایند. این پارامترها قابلیت این را دارند که به طور کامل رفتار الکتریکی دستگاه (یا شبکه) را، در شرایط بار و منبع یعنی غیر از حالتی که تنها اندازه‌گیری انجام می‌گیرد، توضیح دهند. دستگاه‌ها یا شبکه‌های فرکانس پایین معمولاً توسط اندازه‌گیری ماتریس‌های Y ، H و Z مشخص می‌گردند. برای این کار، جریان و ولتاژ کل، در ورودی یا خروجی پورت‌های یک دستگاه، یا نودهای یک شبکه می‌بایست مورد اندازه‌گیری قرار گیرند. علاوه بر این، اندازه‌گیری‌ها می‌بایست در شرایط مدار باز یا اتصال کوتاه صورت گیرند.

از آنجایی که اندازه‌گیری ولتاژ و جریان کل، در فرکانس‌های بالاتر دشوار است، پارامترهای S به صورت جایگزین اندازه‌گیری می‌شوند. این پارامترها به اندازه‌گیری‌های نام‌آشنایی همچون بهره، تلفات و ضریب انعکاس مرتبط هستند. نسبتاً برای اندازه‌گیری راحت هستند و نیاز به اتصال بارهای نامطلوب به دستگاه تحت تست را ندارند. با استفاده از پارامترهای S مربوط به چند شبکه که قرار است به هم ملحق گردند، می‌توان رفتار مجموعه کلی را پیش‌بینی کرد. در حال حاضر، پارامترهای

1_Impedance Analyzer
2_Network Analyzer

S در ابزارهای شبیه‌سازی مدار با کمک کامپیوتر (CAE) خطی و غیر خطی مورد استفاده هستند، و پارامترهای H، Y و Z می‌توانند در صورت نیاز از پارامترهای S بدست بیایند.



شکل (۲ - ۲۳) : نمونه دستگاه تحلیلگر امپدانس تجاری



شکل (۲ - ۲۴) : نمونه دستگاه تحلیلگر شبکه تجاری

روش دیگری که برای اندازه‌گیری امپدانس مورد استفاده قرار می‌گیرد، استفاده از اصول اندازه‌گیری امپدانس و انجام آزمایش‌ها با دستگاه‌های ساده‌تر مانند مولد موج و اسیلوسکوپ است که در آزمایشگاه به راحتی یافت می‌شوند. روش‌های پل تعادل خودکار و RF I-V، از جمله همین

روش‌ها هستند که قابلیت اندازه‌گیری امپدانس را بر اساس اندازه‌گیری مشخصات حقیقی فراهم می‌کند.

بر اساس موارد بالا، استفاده از دستگاه تحلیلگر امپدانس مناسب‌ترین راه برای برآورده سازی نیاز این پایان‌نامه است که به دلیل عدم دسترسی به این دستگاه، در این پایان‌نامه از تحلیلگر شبکه استفاده نموده‌ایم.

فصل ۳: طراحی و شبیه‌سازی و ساخت

۳ - ۱ - مقدمه

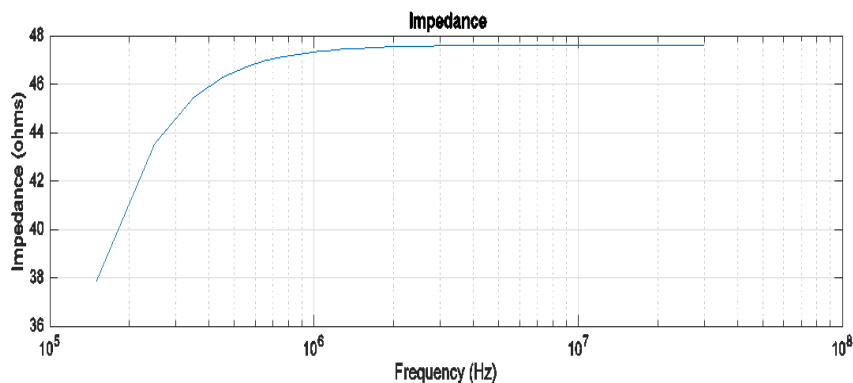
همانطور که قبل از این بیان گردید، شبکه پایدارساز امپدانس خط در انواع متعددی موجود است. دلیل این تعدد در محصولات تجاری، به عوامل مختلفی از جمله استاندارد مورد نظر، جریان بار کامل در کاربرد مورد نظر، گستره فرکانسی مورد مطالعه و نحوه انجام آزمون بر می‌گردد. از این رو، برای دستیابی به این شبکه در مرحله ساخت، می‌بایست متناسب با هر یک از موارد فوق، شبکه پایدارساز امپدانس خط را به گونه‌ای مناسب طراحی نمود.

در این فصل، با استفاده از اهرم قدرتمند شبیه‌سازی، به طراحی و انتخاب اجزاء مختلفی که در ساختار شبکه پایدارساز امپدانس خط وجود دارند پرداخته خواهد شد.

۳ - ۲ - شبیه‌سازی مدار در Simplorer

نخستین قدم در ساخت و پیاده‌سازی شبکه پایدارساز امپدانس، اطمینان حاصل کردن از مشخصه امپدانس مدار در تطابق با مشخصه استاندارد می‌باشد. برای این منظور می‌توان از بسیاری از نرم افزارهای تحلیل مدار استفاده نمود. یکی از نرم افزارهای تحلیل مدار که امکان جابجایی فرکانسی را فراهم می‌نماید، نرم افزار Simplorer از مجموعه الکترومغناطیس نرم افزار ANSYS است. با تنظیم گام‌های زمانی و مدت شبیه‌سازی برای تحلیل حالت گذرا به گونه‌ای که مدت شبیه‌سازی چندان طولانی باشد که در حد پایین فرکانس مدار به حالت دائم برسد و گام زمانی شبیه‌سازی باید چندان کوچک باشد که در حد بالای فرکانس شبیه‌سازی به درستی انجام شود. در این مورد به خصوص، حد پایین و حد بالای گام زمانی در شبیه‌سازی به ترتیب برابر 1 nS و 30 nS و طول دوره شبیه‌سازی برابر با $40\text{ }\mu\text{S}$ انتخاب گردید. مداری که برای ساخت و شبیه‌سازی انتخاب گردیده است، مطابق با شکل (۲ - ۹)؛ و با همان مقادیر نمایش داده شده در شکل می‌باشد. نتیجه شبیه‌سازی مدار در شکل

(۳ - ۱): نشان می‌دهد که مشخصه امپدانس مدار با المان‌های ایده آل، کاملاً منطبق با آن مشخصه‌ای است که در استاندارد معین گردیده است.



شکل (۳ - ۱): مشخصه امپدانس مدار با المان‌های ایده آل

نکته‌ای که می‌بایست به آن توجه داشت این است که نمودار فوق امپدانس را در حالتی نشان می‌دهد که المان‌ها ایده آل در نظر گرفته شده‌اند. به طور بدیهی وقتی المان‌ها واقعی می‌شوند، رسیدن به چنین مشخصه‌ای را دشوار می‌نمایند و در آن قسمت طراحی درست و انتخاب مناسب قطعات، نقش تعیین کننده‌ای ایفاء خواهد کرد.

۳ - ۳ - طراحی القاگر

رفتار القاگرهای با هسته‌ی هوا در فرکانس‌های بالا بسیار متفاوت از رفتاری است که در فرکانس‌های پایین از خود نشان می‌دهند. به دلیل اثر پوستی و اثر مجاورت، مقاومت اهمی سیم پیچ با نسبت تقریبی \sqrt{f} افزایش می‌یابد و از سوی دیگر اندوکتانس نیز به میزانی جزئی با افزایش فرکانس کاهش می‌یابد. علاوه بر این، اثر خازن پراکندگی سیم پیچ نیز در فرکانس‌های بالا قابل چشم پوشی نیست [۳۷].

در کاربردهای فیلترهای EMC گستره فرکانس‌های مورد مطالعه می‌تواند تا چند ده MHz

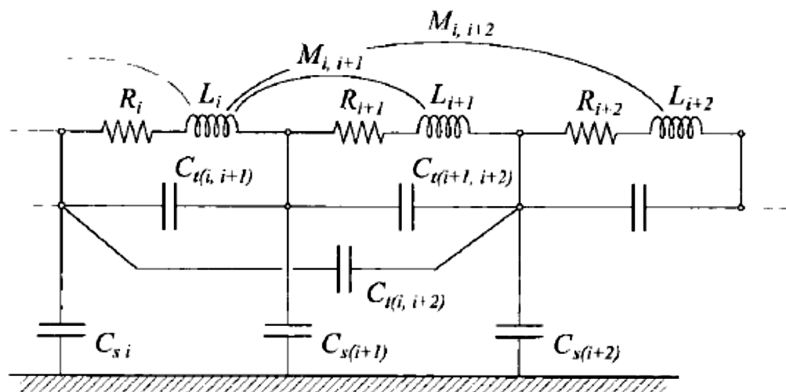
متغیر باشد. از این رو برای کاهش تأثیر خازن‌های پراکندگی، القاگرها را معمولاً به صورت یک سلنوئید یک لایه ساخته و از هسته فرومغناطیسی چشم‌پوشی می‌گردد. بنابراین در این القاگرها هم خازن‌های حلقه به حلقه از لایه‌های متفاوت، و هم خازن‌های حلقه به هسته حذف می‌گردند. علاوه بر این القاگر هسته هوا، تحت تأثیر اثرات نامطلوب هیستریزیس و تلفات جریان گردابی نیز قرار نمی‌گیرد. همچنین فاصله میان حلقه‌ها معمولاً به قدر کافی افزایش می‌یابد تا خازن‌های حلقه به حلقه را کاهش دهد.

۳ - ۳ - ۱ - محاسبه خازن سرگردان القاگرهای با هسته هوا

در مقالات علمی و کتب تا کنون به تفصیل و دقت، روشی تحلیلی برای محاسبه میزان خازن یک القاگر ارائه نشده است. برای اولین بار، در مقاله آقای پالرمو به محاسبه پارامتر خازن پراکندگی پرداخته شده است. اما مطالعه‌ای که تا به حال بیشترین مرجع دهی به آن صورت گرفته در سال ۱۹۴۷ توسط مدورست ارائه شد [۴۱]. مطالعات مدورست پس از آن برای مدت‌های طولانی تبدیل به یک باور عمومی گردیده بود و این بسیار فراتر از آن چیزی بود که مدورست از آن مطالعات انتظار داشت. در حقیقت او درگیر مطالعاتی بر روی مقاومت متناوب القاگرهای سلنوئید و دستیابی به جداول و فرمول‌هایی برای پیش‌بینی Q بود. برای این منظور نیاز به اصلاح اندازه‌گیری‌هایش برای در نظر گرفتن اثر خازن خودی القاگر داشت. برای همین امر، او به استفاده از فرمول‌ها و مطالعات پالرمو پرداخت. فرمولی که پالرمو درباره محاسبه خازن پراکندگی القاگر ارائه کرده بود، مبتنی بر این فرض بود که می‌توان خازن پراکندگی را با لحاظ کردن خازن میان حلقه‌های مجاور در نظر گرفت.

فرضیه‌ای که پالرمو برای محاسبه خازن ارائه داده بود [۴۰]، در آخرین مقاله علمی که در مجلات IEEE برای محاسبه خازن پراکندگی یک القاگر ارائه داده بود، مجدداً توسط محققین

فرانسوی به نام‌های رگیانی، ماسارینی، کازیمیرزوک و گراندی در سال ۱۹۹۹ مورد استفاده قرار گرفت که مبنای آن استفاده از فرمول‌های الکترومغناطیس برای محاسبه خازن حلقه‌های مجاور به صورت استوانه‌های موازی است [۳۷]. در این روش برای یک القاگر هسته هوا که شکل سولنوئید دارد، مدار معادلی به شکل (۲ - ۳) در نظر گرفته شده است.



شکل (۲ - ۳) : مدار معادل فرکانس بالا مربوط به القاگرهای تک لایه هسته هوا شامل شیلد [۳۹]

در شکل (۲ - ۳) ، R_i و L_i به ترتیب عبارتند از مقاومت اهمی و اندوکتانس خودی حلقه i و $M_{i,i+1}$ و $M_{i,i+2}$ نماینده‌ی اندوکتانس متقابل میان جفت حلقه‌هاست. به دلیل تقارن سیم‌پیچ خواهیم داشت:

$$C_{t(i,i+1)} = C_{t(i+1,i+2)} = \dots = C_{tt} \quad (۱ - ۳)$$

$$C_{si} = C_{s(i+1)} = \dots = C_{ts} \quad (۲ - ۳)$$

$$R_i = R_{i+1} = \dots = R_t = R/n \quad (۳ - ۳)$$

که در آن R برابر با مقاومت کلی القاگر، C_t خازن معادل حلقه، و C_{tt} خازن میان دو حلقه‌ی مجاور هستند. این مقاله با در نظر گرفتن خازن معادل دو حلقه مجاور و اضافه کردن حلقه جدید و محاسبه خازن معادل جدید، و استفاده از این رویکرد تکراری، خازن معادل یک القاگر با تعداد دوره‌های زوج را محاسبه می‌نماید. در صورتی که تعداد دوره‌ها فرد باشد نیز، ابتدا خازن معادل سه

حلقه مرکزی القاگر محاسبه شده و سپس بر اساس همان روش تکراری، با استفاده از رابطه زیر، خازن معادل کل بدست می آید.

(۳ - ۴)

$$C_{AB}(n) = \frac{C_{AB}(n-2) \cdot C_u / 2}{C_{AB}(n-2) + C_u / 2} + \frac{C_{ts}}{2}, \quad n > 3$$

$$C_u = \frac{\pi^2 D \epsilon_0}{\ln(p/2r + \sqrt{(p/2r)^2 - 1})} \quad \text{for } t \ll p - 2r \quad (۳ - ۵)$$

آنها در محاسبه خازن، فرض را بر صرف نظر کردن از خازن‌های میان حلقه‌های غیر مجاور، و در اندازه‌گیری خازن از مجموعه‌ای از حلقه‌های بسته در کنار هم استفاده کردند و اثر خمیدگی حلقه‌ها را لحاظ نکردند. موضوعی که درباره مطالعه آنها مد نظر قرار می‌گیرد آن است که حلقه‌های بسته، اثر حلقه‌های سولنوئید را از نظر انتشار الکترومغناطیسی ندارد که رابطه میان بردارهای الکتریکی و مغناطیسی را در تمام نقاط میدان الزام می‌نماید. از سوی دیگر این فرضیه همواره با این سوال روبروست که چگونه می‌توان خازن حلقه‌های مجاور را محاسبه نمود در حالیکه تمام اجزاء کوچک بر روی دو حلقه مجاور توسط خود حلقه اتصال کوتاه هستند.

مدورست در آزمایش‌های خود در استفاده از فرمول پالرمو به مشکل برخورد، و این سوال را ایجاد کرد که آیا فرمول پالرمو با نتایج آزمایش‌های عملی هیچ گونه مطابقتی دارند یا خیر. نتیجه گیری او آن بود که داده‌هایی که نظریه پالرمو را پشتیبانی می‌کردند مشکوک هستند و پالرمو را متهم به داده سازی برای نظریه اش دانست. راه حلی که مدورست برای یافتن نظریه‌ای قابل باور انتخاب کرد، انجام آزمایش و اندازه‌گیری بر روی تعداد زیادی پیچ بود که همه آنها بر روی میله‌های پلی استایرن پیچیده شده بودند. در نهایت او رابطه همبستگی زیر را برای تمام داده‌های به دست آمده برازش کرد [۴۱].

$$C_L/D = 0.1126(l/D) + 0.08 + 0.27\sqrt{(D/l)} \quad \frac{pF}{cm} \quad (۳ - ۶)$$

در (۳ - ۶) ضریب ۰,۱۱۲۶ مأخوذ از عبارت $\frac{4\varepsilon_0}{\pi}$ می‌باشد که در آخرین رقم آن خطایی در

نظر گرفته شده که در صورتی که سرعت نور را به جای 299792458 m/s برابر با 300 M m/s در نظر بگیریم رخ می‌دهد.

اگرچه مدورست هر چه محاسبه نموده بود، خازن‌های پراکندگی در بازه ۱ تا 10 pF بود، اما گزارش‌هایش را به صورت جدولی از C_L/D در مقابل l/D ارائه داد. در سال ۲۰۱۰ نایت، مطالعات گسترده‌ای را بر روی القاگرها انجام داد و با تغییراتی روی فرمول مدورست و برازش مجدد آن برای کسب پارامترهای بهتر، رابطه (۳ - ۷) را ارائه داد.

$$C_L = \left(\frac{4\varepsilon_0}{\pi}\right)l \left[1 + 0.8249\left(\frac{D}{l}\right) + 2.329\left(\frac{D}{l}\right)^{3/2}\right] F \quad r \gg p \quad (7 - 3)$$

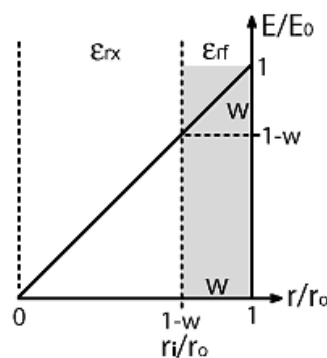
آنچه که مدورست انجام داده است، محدود به پیچیهایی است که بر روی میله‌های پلی استایرن پیچیده شده‌اند، اما از آن تاریخ تا کنون، عموم مهندسان فرمول مدورست را برای هر القاگری معتبر می‌شناسند و از آن بهره می‌گیرند. نایت با استفاده از اصول آمار و الکترومغناطیس اثر دی‌الکتریک شکل دهنده پیچه را در نظر گرفته است. او همچنین در ادامه مطالعات خود، فرمولی را برای محاسبه القاگرهایی که بر روی لوله دی‌الکتریک پیچیده شده‌اند، استخراج نموده است [۳۸].

مدورست در انتخاب هسته توپر پلی استایرن برای همه القاگرهایش خردمندی به خرج داده است، چرا که اگر انواع مختلفی از دی‌الکتریک را مورد استفاده قرار می‌داد، قادر نبود داده‌های بدست آمده را برای القاگرهای کوتاه برازش نماید. از این رو به نظر می‌رسد او در تحقیقات خود انتظار تأثیرگذاری نوع دی‌الکتریک را داشته است، اما رفتار تقریبی پیچه‌های بلند سبب شد تا از آن اثر چشم‌پوشی کند [۳۸].

در واقعیت برای پیچیدن القاگر، نه از یک دی‌الکتریک توپر، بلکه از دی‌الکتریک‌های لوله‌ای شکل استفاده می‌گردد. این حالت، نحوه انتخاب ضریب دی‌الکتریک داخلی لوله، ε_{ri} ، را با مشکل

مواجه می‌کند که راه حل آن استفاده از میانگین وزنی برای دی‌الکتریک جامد و هوای داخل آن است. اما برای این منظور دو ملاحظه مهم وجود دارد، نخست آنکه می‌باید نرخ کاهش میدان الکتریکی، از دیواره هادی تا محور سیم پیچ بدست آید، و دیگری آنکه اثر خمیدگی شار برای حلقه‌های انتهایی در پیچه‌های کوتاه تصحیح گردد.

آزمایش‌ها نشان داده‌اند، هرچه مقدار دی‌الکتریک مورد استفاده در مرکز سیم پیچ افزایش یابد، مقدار فرکانس تشدید خودی در سلف کاهش می‌یابد. با صرف نظر کردن از زاویه گام سیم‌پیچی، به دلیل کم اثر بودن، تنها میدان‌های عمود بر محور القاگر در نظر گرفته خواهند شد. از سوی دیگر با فرض کوتاه بودن محیط القاگر در مقابل طول موج، از یک حلقه تا حلقه دیگر جابجایی فاز در نظر گرفته نخواهد شد. همچنین فرض بر آن می‌گردد که میدان الکتریکی به طور شعاعی متقارن است و مقدار آن در دیواره هادی داخلی، ماکزیمم بوده و در محور القاگر کمترین مقدار را به خود می‌گیرد. در نتیجه زمانی که ماده درون القاگر همگن در نظر گرفته شود، کاهش میدان الکتریکی تقریباً خطی خواهد بود [۳۸].



شکل (۳ - ۳) : نحوه محاسبه میانگین میان دو ضریب دی‌الکتریک لوله و هوای داخل آن [۳۸]

در اغلب کاربردهای عملی، ماده داخل القاگر همان ماده بیرون القاگر، یعنی هوا می‌باشد. بنابراین ضریب دی‌الکتریک محیط داخل برابر با ϵ_{rx} در نظر گرفته خواهد شد و ضریب دی‌الکتریک

1_Fringing effect

لوله قالب القاگر، ε_{rf} و ضخامت نسبی آن w در نظر گرفته می‌شود.

مساحت کلی زیر منحنی برابر با ۰,۵ است. ناحیه‌ای که ثابت دی‌الکتریک ε_{rx} دارد برابر با

$$\frac{(1-w)^2}{2} \text{ بوده و ناحیه‌ای که ثابت دی‌الکتریک } \varepsilon_{rf} \text{ دارد برابر با } \frac{(1-(1-w)^2)}{2} \text{ خواهد بود.}$$

بنابراین برای ε_{ri} خواهیم داشت

$$\varepsilon_{ri} = \varepsilon_{rx}(1-w)^2 + \varepsilon_{rf}(1-(1-w)^2) \quad (۸ - ۳)$$

و اگر r_o شعاع خارجی قالب القاگر و r_i شعاع درونی قالب القاگر باشند، بنابراین رابطه زیر

بدست خواهد آمد.

$$(۹ - ۳)$$

$$(1-w) = r_i/r_o$$

خواهیم داشت

$$\varepsilon_{ri} = \varepsilon_{rx}(r_i/r_o)^2 + \varepsilon_{rf}(1-(r_i/r_o)^2) \quad (۱۰ - ۳)$$

باید توجه داشت که در تعیین گذردهی الکتريکی به این طریق، فرض می‌شود که میان شعاع

خارجی قالب و شعاع مؤثر القاگر تفاوتی وجود ندارد. از آنجایی که در فرکانس‌های بالا شعاع مؤثر به

سمت شعاع داخلی سولنوئید گرایش دارد، این تقریب خطای مؤثری ایجاد نمی‌کند.

با استفاده از رابطه زیر و فرض بالا، رابطه کلی خازن پراکندگی القاگر محاسبه می‌گردد [۳۸].

$$\varepsilon_{ri}/\varepsilon_{rx} = (r_i/r_o)^2 + \varepsilon_{rf}/\varepsilon_{rx}(1-(r_i/r_o)^2) \quad (۱۱ - ۳)$$

$$C_L = (4\varepsilon_0\varepsilon_{rx}/\pi)l(1+k_c(1+\varepsilon_{ri}/\varepsilon_{rx})/2)/\cos^2\psi \quad \pm 2.1\% \quad (۱۲ - ۳)$$

$$k_c = 0.717439(D/l) + 0.933048(D/l)^{3/2} + 0.106(D/l)^2$$

اگرچه تقریب به کار رفته در محاسبه ضریب دی‌الکتریک کل در لوله قالب دهنده القاگر، یک

تقریب خام و ابتدایی است، اما همین تقریب ابتدایی و خام، بهتر از عدم استفاده از هیچ گونه تقریب

است.

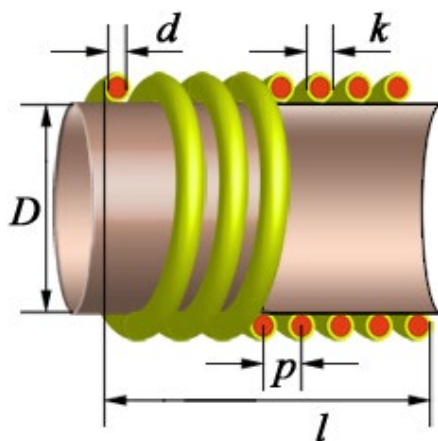
۳ - ۳ - ۲ - ارائه طراحی‌های متنوع القاگر

القاگرهای مرتبط با کاربردهای EMC، مانند آنچه در شبکه پایدارساز امپدانس خط (LISN) به کار می‌رود، عموماً در یک محفظه‌ی فلزی قرار داده می‌شوند، که حضور این محفظه در مجاورت حلقه‌های القاگر نیز در تشکیل خازن پراکندگی نهایی تأثیر دارد.

عموماً در شبکه پایدارساز امپدانس خط، القاگرها را به صورت سولنوئید تک لایه هسته هوا طراحی می‌نمایند. این نوع طراحی دو مزیت مهم دارد، نخست آنکه به دلیل خطی بودن هسته مشکل به اشباع رفتن القاگر به وجود نمی‌آید، مزیت دیگر این طراحی، کاهش خازن پراکندگی القاگر است که منجر به وقوع تشدید خودی القاگر در فرکانسی بالاتر می‌شود.

برای محاسبه اندوکتانس یک سولنوئید فرمولی عمومی و ساده وجود دارد که به راحتی در تمام کتب الکترومغناطیس یافت می‌شود. اما فرایند طراحی القاگر برای شبکه پایدارساز با انتخاب سطح مقطع برای سیم القاگر آغاز می‌شود که معیار انتخاب آن نیز جریانی است که شبکه پایدارساز بر مبنای آن ساخته می‌شود. در حالت عادی، معیار به خصوص دیگری در طراحی القاگر مد نظر نیست، اما در این پایان‌نامه، به طور خاص، معیار میزان خازن پراکندگی را در طراحی دخیل می‌گردد که درباره نحوه محاسبه آن بحث شد.

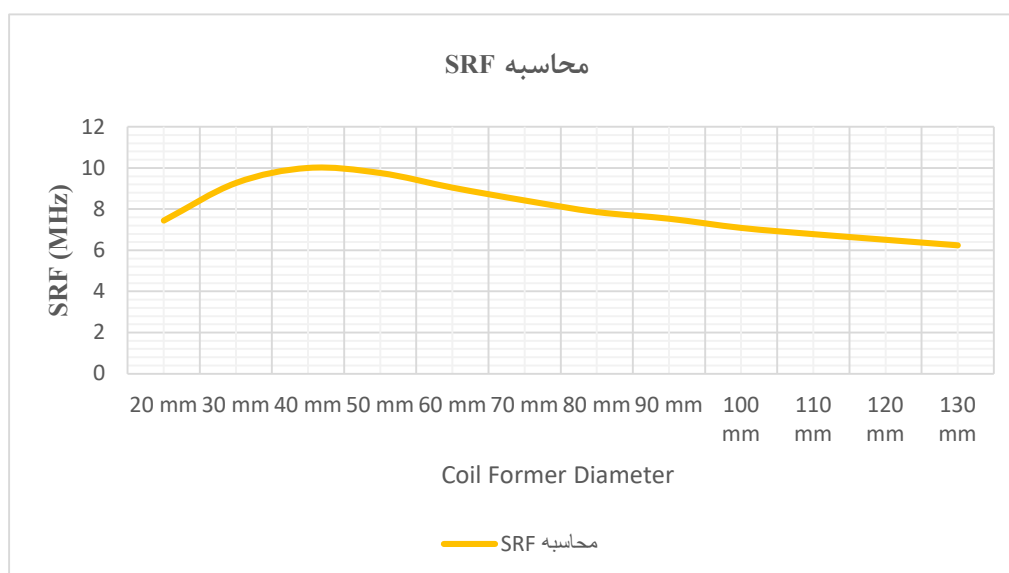
محاسبات نشان می‌دهند که فاصله میان حلقه‌ها، تأثیر چندانی در کاهش خازن پراکندگی ندارد، اما در شکل (۳ - ۵) دیده می‌شود که در یکی از حالات فرکانس تشدید کمی بالاتر است. برای نمایش راحت‌تر، حالات مختلف طراحی را با معیار قطر حلقه القاگر در نمودار نشان داده شده است. سیم انتخاب شده، دارای مقطع ۱,۵ و مطابق با استاندارد IEC 60228 و با عایق PVC مطابق استاندارد IEC 60502 است که ضخامت ۰,۶ mm را برای عایق در ولتاژ ۴۵۰-۷۵۰ ولت الزام



می دارد.

شکل (۳ - ۴) : ساختار القاگر برای طراحی مورد نظر

همانطور که در شکل (۳ - ۵) مشاهده می شود، در یک طراحی خاص، فرکانس تشدید مقدار بالاتری دارد و این می تواند یک حالت مطلوب محسوب گردد. بسیاری از حالات دیگر صرفاً جهت نمایش تغییرات محاسبه شده اند و در عمل برای پیاده سازی گزینه های معقولی به نظر نمی رسند. از میان حالات به نمایش در آمده در شکل (۳ - ۵) ، با توجه به قطر لوله های در دسترس در بازار حالتی را در اطراف قله نمودار انتخاب می کنیم و القاگر را بر آن مبنا طراحی می کنیم. با انتخاب قطر



لوله، و طراحی بر مبنای آن، فرکانس تشدید خودی القاگر، یا SRF آن برابر با ۹,۰۴۳ MHz محاسبه

می‌شود که اطلاعات کامل طراحی آن در جدول (۳ - ۱) آورده شده است.

شکل (۳ - ۵): نمودار مقایسه انواع القاگرهای طراحی شده بر حسب قطر هسته القاگر و فرکانس تشدید خودی

جدول (۳ - ۱) مشخصات القاگر طراحی شده

ویژگی	مقدار
قطر استوانه	۶۰ mm
قطر سیم	۱,۳۸۲ mm
طول القاگر	۱۲۰ mm
مقاومت کوئل	۰,۰۹۹ اهم
تعداد دور سیم پیچ	۴۴ دور
خازن خودی القاگر	۲,۲۹۳ pF
فرکانس تشدید خودی SRF	۹,۰۴۳ MHz

۳ - ۴ - شبیه‌سازی القاگر

برای شبیه‌سازی القاگر از بسیاری از نرم افزارهای المان محدود می‌توان استفاده کرد. شبیه‌سازی القاگر، بر خلاف آنچه به نظر می‌رسد، دارای جزئیاتی است که اگر رعایت نشود، به راحتی می‌تواند به نتایج نادرستی منجر شود. یکی از دشواری‌های شبیه‌سازی القاگر، هندسه نامتقارن آن است که به یکی از دو حالت می‌انجامد، حالت اول شبیه‌سازی دو بعدی یا سه بعدی، با صرف نظر از زاویه گام سیم پیچی است که نوعی تقریب محسوب می‌شود، و حالت دوم زمانی است که نسبت به شبیه‌سازی القاگر به طور سه بعدی پرداخته شود، در چنین حالتی، پیچیدگی مدل زیاد می‌شود. مش بندی‌ها ریزتر می‌گردند، و اگر انجام شبیه‌سازی در حوزه فرکانس مدنظر باشد، عملاً این مسئله از حوصله پژوهش‌های دانشگاهی خارج شده و انجام آن سخت افزارهای قدرتمند می‌طلبد که در مقابل روش‌های تحلیلی، برای این کاربرد چندان مقرون به صرفه نمی‌نماید.

در این پایان‌نامه برای شبیه‌سازی القاگر از نرم افزار کامسول مالتی فیزیک استفاده شده است.

در نرم افزار کامسول، برای ساده کردن شبیه‌سازی، چند فرض ممکن برای القاگر و سیم پیچ در نظر

گرفته شده است. در این نرم افزار می توان با استفاده از امکان القاگر تک هادی^۱ و القاگر چند هادی^۲ در دو فرض مختلف، القاگر را شبیه سازی نمود.

در حالت اول یا القاگر با یک هادی، همدسه مسئله به طور دقیق مدل سازی می شود، بنابراین نمی توان از این انتخاب برای تعداد دور بالا استفاده نمود، ولی مزیت این روش انتخاب هر شکل دلخواه برای سطح مقطع سیم پیچ است. در این حالت، میزان اندوکتانس را می توان از طریق انرژی مغناطیسی ذخیره شده در کل سیستم به دست آورد.

در حالت دوم یا شبیه سازی به صورت سیم پیچ چند هادی، همدسه مدل به صورت ساده شده رسم می شود، در نرم افزار کامسول ذیل همین حالت، چند فرض وجود دارند که شبیه سازی القاگرهای به شکل سولنوئید، توروئید و یا هادی های مستقیم را ممکن می نمایند. انتخاب چنین فرضی زمان شبیه سازی و تحلیل اجزاء محدود را بسیار کم می کند، اما مدل سازی به صورت مدل ساده شده چند هادی، در مواردی کاربرد دارد که اثر پوستی بزرگتر از قطر هادی باشد. یا به عبارت دیگر می توان گفت، در چنین حالتی از شبیه سازی، نمی توان اثر پوستی را در فرکانس های بالا بر روی مس تشکیل دهنده القاگر مشاهده نمود.

با تمام ساده سازی ها، این مدل سازی در شبیه سازی سیم پیچ ترانسفورماتور و تحلیل حوزه زمان، DC و حوزه فرکانس ترانسفورماتور و مطالعه شار مغناطیسی در هسته آن بسیار کاربرد دارد.

۳ - ۴ - ۱ - انتخاب شرایط مرزی

هنگام مدل سازی القاگر در نرم افزار کامسول، می بایست شرایط مرزی دامنه شبیه سازی را به دلیل معین کردن نحوه پایان بندی دامنه شبیه سازی نیز انتخاب نمود. اما انتخاب شرایط مرزی،

1_Single conductor coil
2_Multi conductor coil

خود تحت تأثیر عامل مهم دیگری است که شبیه‌سازی القاگر بدون تعریف آن ناممکن است.

برای شبیه‌سازی القاگر، مسیر جریان می‌بایست بسته باشد و این عامل به طور کامل می‌تواند نوع انتخاب را در تعریف شرایط مرزی دامنه شبیه‌سازی، تغییر دهد.

به طور کلی، در حل میدان مغناطیسی، شرایط مرزی می‌توانند به دو صورت عایق مغناطیسی^۱ (MI) و یا هادی کامل مغناطیسی^۲ (PMC) انتخاب شوند. عایق مغناطیسی را به طور فیزیکی می‌توان به صورت یک هادی الکتریکی کامل تعبیر کرد. در این حالت جریان‌ها می‌توانند بر روی مرز جاری شده و یا روی آن القا شوند. مسیر جریان القاگر نیز می‌تواند از طریق همین مرز بسته شود. به بیان ریاضی، عایق مغناطیسی متغیر میدان که مسئله برای آن حل می‌شود را بر روی مرز در صفر نگاه می‌دارد، این مرز یک شرایط مرزی دیریکله همگن است.

از سوی دیگر، شرایط مرزی هادی کامل مغناطیسی به صورت شرایط مرزی متضاد آنچه گفته شد در نظر گرفته می‌شود. به بیان ریاضی، این شرایط مرزی، شرط همگن نیومان را اعمال می‌کند. این شرط به این معناست که مشتق میدان حل در راستای بردار عمود بر مرز صفر است و نه جریانی بر روی مرز می‌تواند جاری شود و نه جریانی بر روی آن القا می‌شود. در این حالت، مسیر القاگر حتماً می‌بایست در داخل هندسه مدل بسته شده باشد.

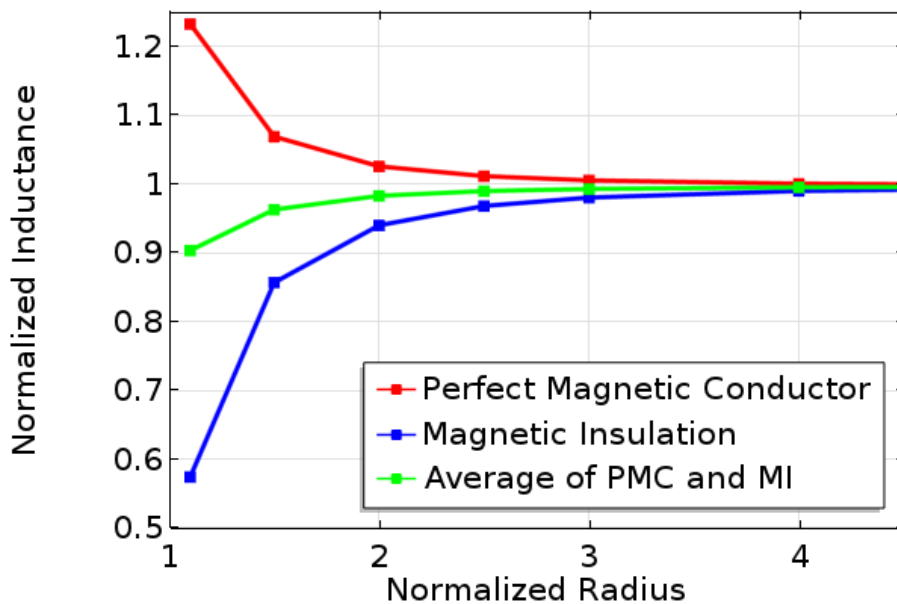
به دلیل اینکه شرایط فوق در تضاد با یکدیگرند، به مقتضای انتخاب هر کدام از روش‌های فوق، اندوکتانس محاسبه شده تفاوت پیدا می‌کند. اگر در یک شبیه‌سازی بر روی شعاع دامنه مدل‌سازی (القاگر و هوای پیرامون) جاروب پارامتری صورت گیرد، و این عمل برای هر دو شرایط مرزی مذکور تکرار شود، اندوکتانس محاسبه شده در طول جاروب، الگویی مطابق شکل (۳ - ۶) خواهد داشت.

آنچه می‌توان از شکل (۳ - ۶) برداشت کرد آن است که اگر شرایط مرزی هادی کامل

1_Magnetic Insulation

2_Perfect Magnetic Conductor

الکتریکی یا همان عایق مغناطیسی انتخاب شود، میزان اندوکتانس کمی پایین تخمین زده می‌شود. لازم به ذکر است چنین حالتی برای ما مطلوب است، چرا که القاگر ما نیز در نهایت در داخل یک محفظه از جنس هادی الکتریکی قرار خواهد گرفت و این حالت رفتار القاگر را در آن لحظه به خوبی می‌تواند پیش بینی کند.



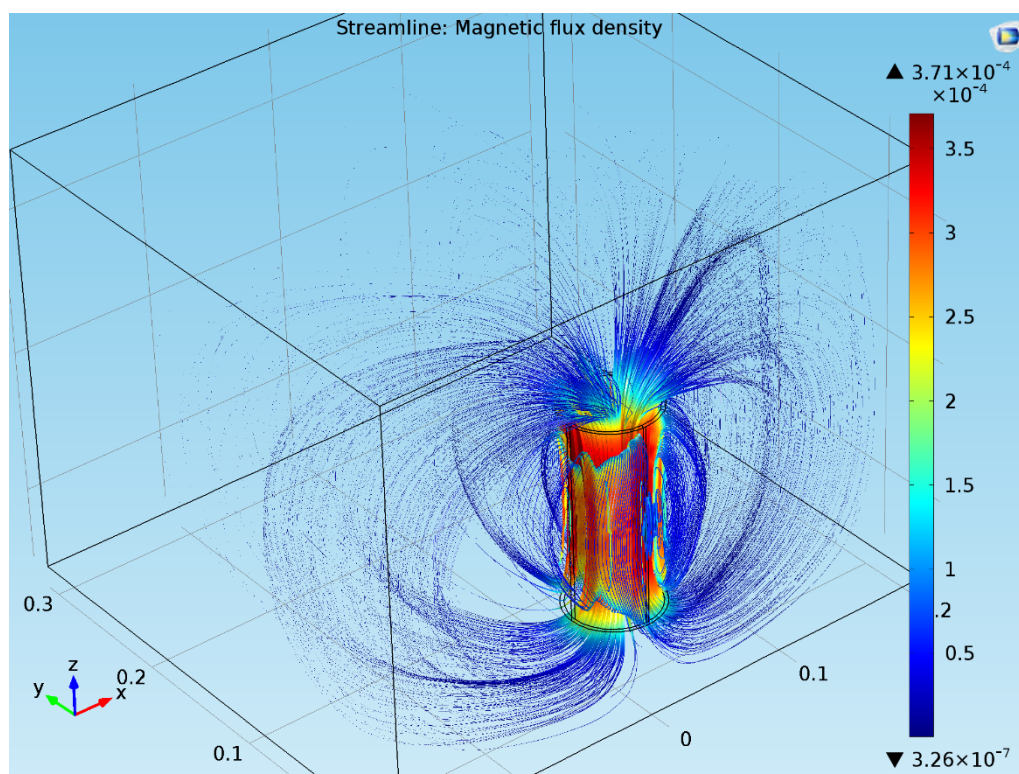
شکل (۳ - ۶) : تأثیر بزرگی دامنه هوا در شبیه‌سازی بر روی محاسبه اندوکتانس به ازای شرایط مرزی مختلف

۳ - ۴ - ۲ - نتایج شبیه‌سازی القاگر

در مرحله اول، القاگر را به صورت مدل ساده شده شبیه‌سازی می‌نماییم. برای مش بندی، نرم افزار مختار خواهد بود که به صورت چهارضلعی آزاد خود هندسه را مش بندی نماید. در این حالت، با توجه به اینکه نیاز داریم تا عمق پوستی از میزان ضخامت هادی بیشتر باشد، تحلیل و شبیه‌سازی را به حوزه DC و محاسبه اندوکتانس DC محدود می‌نماییم. شکل (۳ - ۷) : میدان مغناطیسی را به نمایش می‌گذارد.

میزان اندوکتانس محاسبه شده در نرم افزار کامسول در این حالت، به طور دقیق برابر با

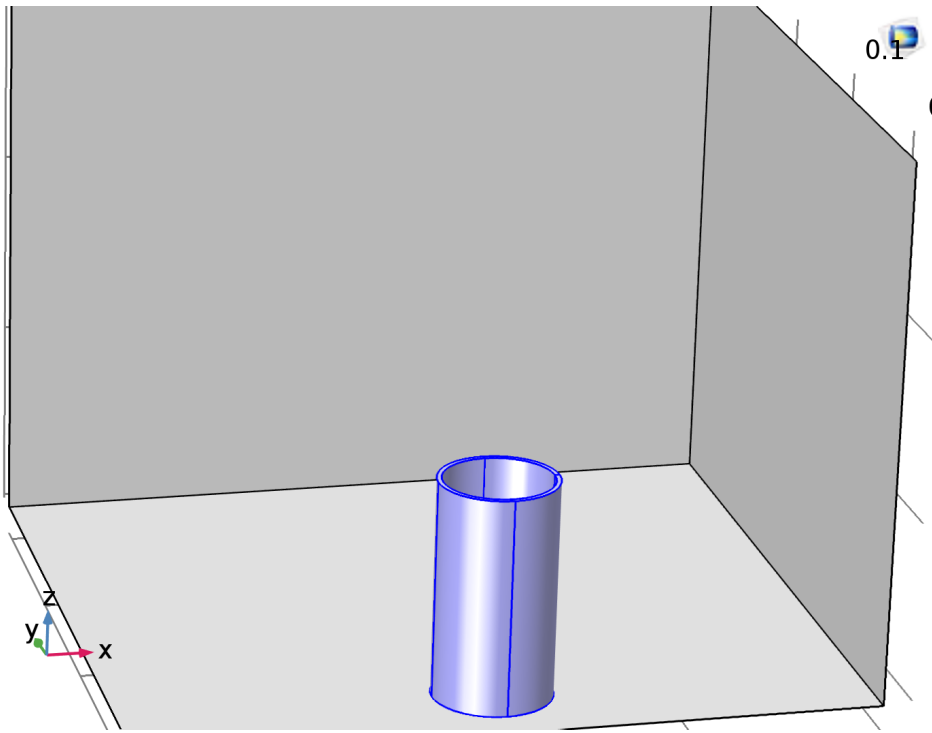
۵۰,۰۱۷ μ H می‌باشد که این نتیجه کاملاً منطبق بر طراحی است.



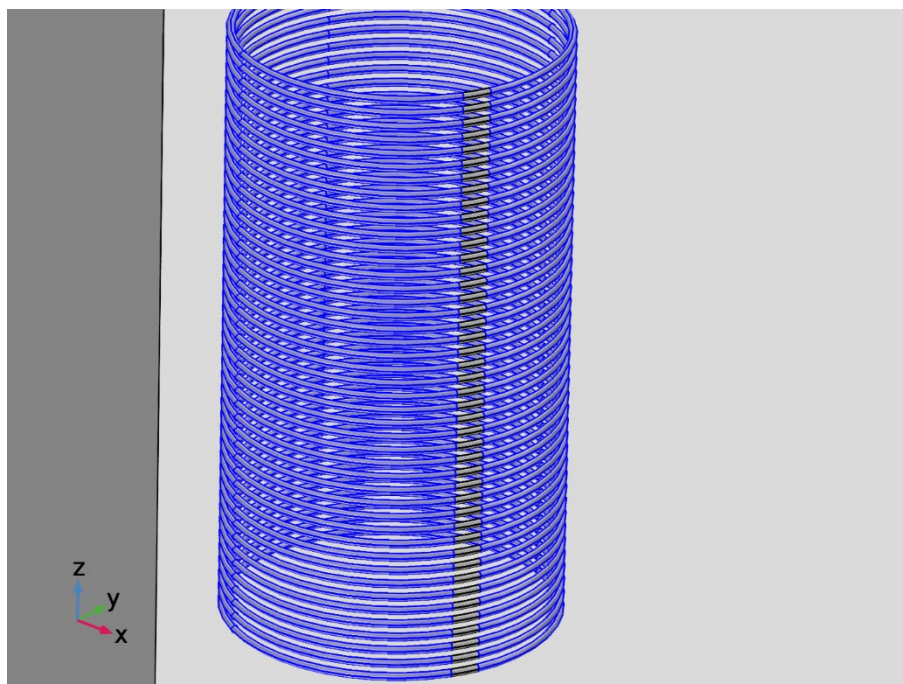
شکل (۳ - ۷) : میدان مغناطیسی شکل گرفته حول القاگر در محفظه بسته

از آنجائیکه تمام تحقیق جاری ناظر به ساخت و پیاده سازی نهایی می‌باشد، باید توجه داشت که نحوه جابجایی القاگرها در جعبه، بر میزان اندوکتانس تأثیر بسزایی دارد. به عنوان مثال نمی‌بایست القاگر خیلی نزدیک به دیواره آهنی جعبه دستگاه نزدیک باشد، نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد، نزدیک بودن القاگر به کف دستگاه، میزان اندوکتانس را به مقدار $45,675 \mu H$ کاهش داده است. نمایی از این حالت را می‌توان در شکل (۳ - ۸) مشاهده نمود.

در مرحله بعد، مدل به صورت حلقه‌های مجزا و موازی، یعنی با تقریب در نظر نگرفتن زاویه گام سیم پیچی ترسیم می‌گردد (شکل (۳ - ۹) :). با تعریف سیم پیچ برای هندسه مذکور، و انجام شبیه‌سازی در حوزه فرکانس، می‌توان درستی این گزاره را تحقیق کرد که با افزایش فرکانس، میزان اندوکتانس تغییر بسزایی نخواهد کرد. داده‌ها در جدول (۳ - ۲) آمده‌اند.



شکل (۳ - ۸) : هندسه مربوط به شبیه‌سازی القاگر در حالت خیلی نزدیک به مرز دامنه هوا



شکل (۳ - ۹) : مدل القاگر با در نظر گرفتن حلقه‌ها به صورت مجزا

جدول (۳ - ۲) مقادیر اندوکتانسهای محاسبه شده به ازای فرکانسهای مختلف

اندوکتانس (uH)	فرکانس (MHz)
33.3	1
33.6	5
33.6	9
33.6	13
33.6	17
33.5	21
33.5	25
33.5	29

شکل (۳-۱۰) اثر پوستی را در فرکانس ۹ MHz به نمایش می‌گذارد، همانطور که در شکل

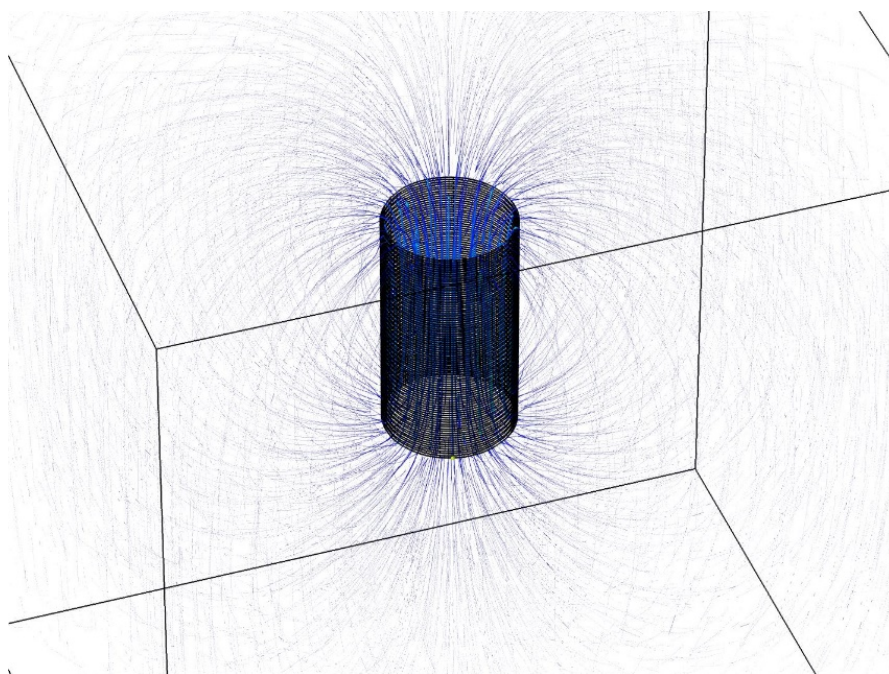
(۳ - ۱۰) : مشاهده می‌شود، چگالی جریان بیشتر بر روی سطح متمرکز است.

شکل (۳ - ۱۱) : توزیع میدان را در محفظه فلزی (هادی کامل الکتریکی) ارائه داده است.

همانطور که مشاهده می‌شود، میدان مغناطیسی حاصل از انرژی دار شدن القاگر درون محفظه محبوس شده است.



شکل (۳ - ۱۰): نمایش اثر پوستی در القاگر طراحی شده



شکل (۳ - ۱۱): نمایش نحوه توزیع شار مغناطیسی حول القاگر طراحی شده

۳ - ۵ - ساخت نمونه آزمایشگاهی

بعد از مرحله شبیه‌سازی و مطالعات، در مرحله ساخت، ابتدا با مدل سازی سه بعدی، تمامی اجزاء در ابعاد حقیقی رسم می‌شود و حل دقیق هر جزء مدار مشخص می‌گردد. ساخت شبکه پایدارساز امپدانس خط، تا حدود زیادی مبتنی بر تجربه و سعی و خطاست. به دلیل تجاری بودن این دستگاه و بازار مصرف به نسبت محدود آن، هیچ اطلاعاتی از نحوه ساخت آن در دسترس نیست. اما می‌توان با مطالعه گسترده کتب و برگه‌های مشخصات فنی انواع شبکه‌های پایدارساز، ارائه شده توسط تعدادی از تولید کنندگان، اصولی کلی را درباره ساخت شبکه پایدارساز استخراج نمود.

همانطور که قبل از این ذکر گردید، این شبکه پایدارساز برای انجام اندازه‌گیری‌های آزمایشگاهی و برای بررسی انتشارهای هدایتی ساخته می‌شود. این هدف ناظر به این معناست که هدف از ساخت این شبکه پایدارساز در درجه اول آن است تا با استفاده از این دستگاه بتوان دید خوبی نسبت به میزان انتشار هدایتی در مبدل‌های تولیدی درون آزمایشگاه الکترونیک قدرت بدست آورد و به مقایسه حالاتی همچون قبل از طراحی فیلتر EMI و بعد از طراحی فیلتر EMI پرداخت، و پس از آن بهبود دستگاه به صورتی است که توسط مراجع استاندارد به منظور تأیید یا رد محصولات از نظر میزان انتشار هدایتی مورد استفاده قرار گیرد.

در فرایند ساخت، روند کلی زیر را مد نظر داریم [۴۳].

- محفظه فلزی دستگاه می‌بایست امپدانس اتصال کمی به زمین مرجع در اندازه‌گیری داشته باشد
- فاصله گذاری میان اتصالات زمین مرجع و کف دستگاه حداقل باشد، به طور مشخص، تعبیه کردن پایه برای جعبه توصیه نمی‌شود
- کانکتور دستگاه تحت آزمون (خروجی شبکه پایدارساز) می‌بایست در نیمه بالای صفحه جلوی دستگاه جایی باشد، به گونه‌ای که اتصال زمین کانکتور به سمت صفحه زمین

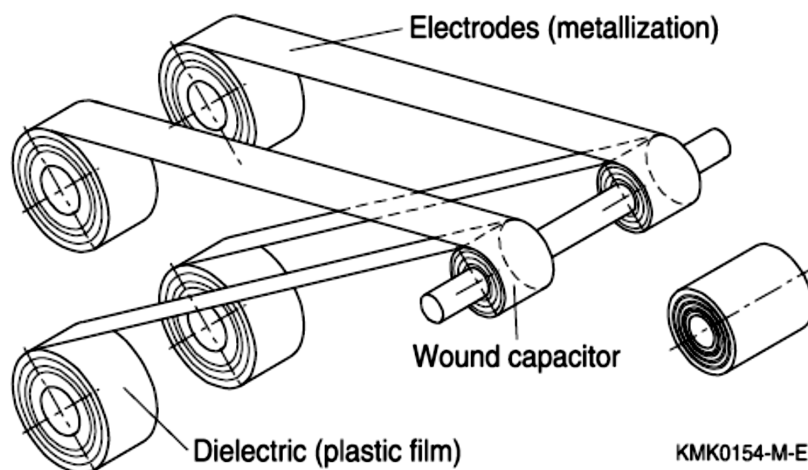
مرجع (پایین) قرار گیرد تا طول اتصال کوتاه ترین حالت ممکن باشد، خواه کانکتور به

طور مستقیم نصب شود و خواه بنا به ساختار آن، احتیاج به نصب معکوس آن باشد

▪ حفره‌ای برای زمین درست در کنار کانکتور برای انجام کالیبراسیون باید در نظر گرفته شود

▪ ترجیحا امپدانس 50Ω از قبل به صورت مقاومتی در شبکه پایدارساز تعبیه شده باشد تا نیاز به پایانه‌های فرکانس رادیویی بیرونی نباشد

۳ - ۵ - ۱ - انتخاب اجزاء مدار



از میان اجزاء مدار که می‌بایست در ساخت دستگاه به کار روند، القاگر به طور کامل مورد

بحث قرار گرفت و شبیه‌سازی شد. برای مقاومت‌های مدار از قطعات مقاومت دقیق استفاده می‌شود.

عامل تعیین کننده در انتخاب مقاومت از میان مقاومت‌های موجود در بازار، توان مصرفی مقاومت

است. به عنوان یک تجربه تحقیق شده در آزمایشگاه، مقاومت‌ها می‌بایست از مرتبه $1 W$ باشند و

خازن‌ها بر اساس ولتاژ کاری انتخاب می‌گردند.

در این پایان نامه، مهم ترین دغدغه موجود در مراحل ابتدایی از بین نرفتن سیگنال فرکانس

بالا در مقاومت معادل سری خازن‌های $0.1 \mu F$ بوده است. از این رو، از میان خازن‌های موجود در بازار، خازن MKP انتخاب گردیده است که مقاومت^۱ ESR کمی دارد. تکنولوژی ساخت خازن‌های MKP به صورت فویل‌هایی است که در یک طرف الکتروود و در طرف دیگر دی الکتریک دارند. این فویل‌ها مطابق شکل (۳ - ۱۲)؛ در طول بلند به صورت یک استوانه با لایه‌های به شدت فشرده پیچیده می‌شوند و همین عامل سبب تشدید خاصیت اندوکتانس معادل سری^۲ در خازن‌های MKP می‌گردد.

شکل (۳ - ۱۲) : ساختار کلی خازن MKP استفاده شده در ساخت نمونه آزمایشگاهی

اگرچه نتایج ساخت و اندازه‌گیری که در فصل آینده ارائه خواهند شد، به درستی نشان دادند که پارامتر ESL یا همان اندوکتانس سری معادل، از پارامتر ESR در خازن‌ها مهم‌تر است، ولی اولویت ندادن به ESL در مقابل ESR ضربه‌ای به تحصیل معیار استاندارد از سوی دستگاه ساخته شده در این پایان نامه وارد نکرد.

۳ - ۵ - ۲ - شبیه‌سازی EMI

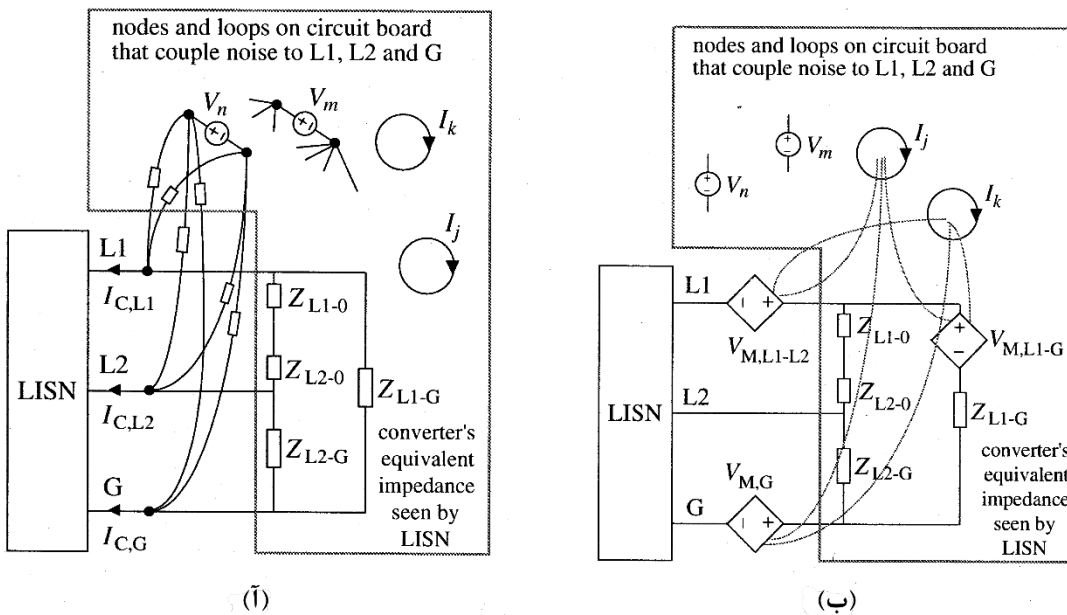
تا این نقطه، تقریباً مشخصه قطعات مورد نیاز در مدار روشن شده است و می‌توان مرحله ساخت را آغاز نمود، اما بهتر آن است که برای نمایش میزان جریان یا ولتاژ سیگنال EMI در مدار LISN یک شبیه‌سازی نیز انجام گیرد تا نسبت به توان مصرفی توسط مقاومت‌ها اطمینان حاصل گردد.

برای شبیه‌سازی سیگنال انتشار هدایتی مدلی خطی در نظر می‌گیریم. با توجه به عدم امکان اندازه‌گیری پارامترهای پراکندگی مبدل‌های موجود در آزمایشگاه، برای شبیه‌سازی یک سیگنال

¹ Equivalent Series Resistance (ESR)
² Equivalent Series Inductance (ESL)

EMI نوعی و مشاهده سطح سیگنال و توانی که در مقاومت‌های مدار تلف می‌کند، از اطلاعات اندازه‌گیری شده در مقالات پژوهشی گذشته استفاده می‌نماییم.

مطالعات گذشته نشان داده است که مدل‌های مداری فشرده برای تحلیل و پیش‌بینی رفتار انتشارهای هدایتی در فرکانس‌های تا ۳۰ MHz دقیق هستند. در چنین مدل‌سازی‌هایی داشتن دانش کافی نسبت به مسیرهای اصلی انتشارهای هدایتی حیاتی است. در مرجع [۴۵] مدل مداری فشرده‌ای برای تحلیل مسیرهای غیر تماسی که انتشار هدایتی را از خود عبور می‌دهند ارائه شده است. در این مدل که مربوط به یک مبدل افزایشی بوست می‌باشد، مسیرهای اصلی، از منابع انتشار هدایتی به پایانه‌های شبکه پایدارساز خط، به دو دسته خازنی و القایی تقسیم شده‌اند.



شکل (۳ - ۱۳)؛، مسیرهای غیر تماسی هدایت نویز را از منابع ولتاژ نویز بر روی بوردهای مدار به سمت پایانه‌های ورودی شبکه پایدارساز امپدانس خط نشان می‌دهد. در شکل (۳ - ۱۳): (آ)، نویزهایی که از منابع ولتاژ نویز از طریق یک مسیر خازنی به سمت پایانه‌های شبکه پایدارساز هدایت می‌شوند را به نمایش می‌گذارد. جریان‌های نویز که در آن به صورت $I_{C,L1}$ ، $I_{C,L2}$ و $I_{C,G}$ نمایش داده شده‌اند به دلیل عبور از مسیر خازنی با پانویس C مشخص شده‌اند.

در حالت (ب) که دوگان حالت (آ) محسوب می‌شود، نویزهایی که از طریق مسیرهایی تزویج

مغناطیسی بر روی پایانه‌های شبکه پایدارساز قرار می‌گیرند نمایش داده شده‌اند. در این حالت، منابع نویز مناسب، به صورت منابع ولتاژ وابسته هستند که در حلقه‌های تشکیل شده میان امپدانس‌های معادل مبدل الکترونیک قدرت و پایانه‌های شبکه پایدارساز قرار می‌گیرند. انتخاب مشخصی درباره مدل قرارگیری این منابع در معادل مداری وجود ندارد و می‌توان آن را انتخابی دلخواه تلقی نمود. ولتاژهای القاشده وابسته در شکل، با نماد $V_{M,L1-L2}$ ، $V_{M,L1-G}$ و $V_{M,G}$ نشان داده شده‌اند که حرف M در آن‌ها اشاره به تزویج مغناطیسی دارد.

شکل (۳ - ۱۳) : مسیره‌های غیر تماسی هدایت نویز از منابع ولتاژ نویز بر روی بوردهای مدار [۴۵]

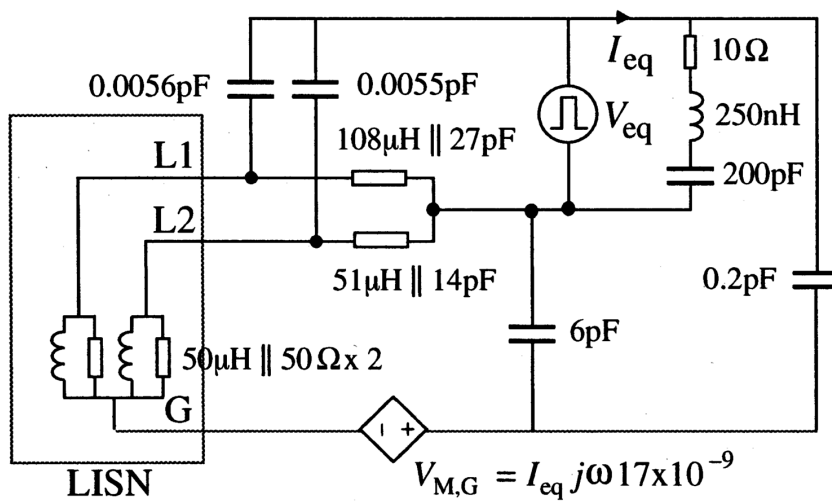
با صرف نظر از جزئیات مدل سازی مدار و اندازه‌گیری‌های انجام شده بر روی دستگاه تحت آزمون مورد نظر، مدل مداری نهایی بدست می‌آید که به همراه مقدار اجزاء مدار در شکل (۳ - ۱۴) به نمایش در آمده است. به عنوان یک توضیح کلی، مسیره‌های غیر تماسی انتشار هدایتی، شامل خازن میان نقطه دارای ولتاژ که عمل کلیدزنی در آن انجام می‌شود و بدنه دستگاه، اندوکتانس میان دو مسیر روی برد مدار که به پایانه‌های شبکه پایدار ساز ختم می‌شوند، و همچنین خازن پراکندگی میان مسیره‌های روی برد و بدنه دستگاه در نظر گرفته شده‌اند.

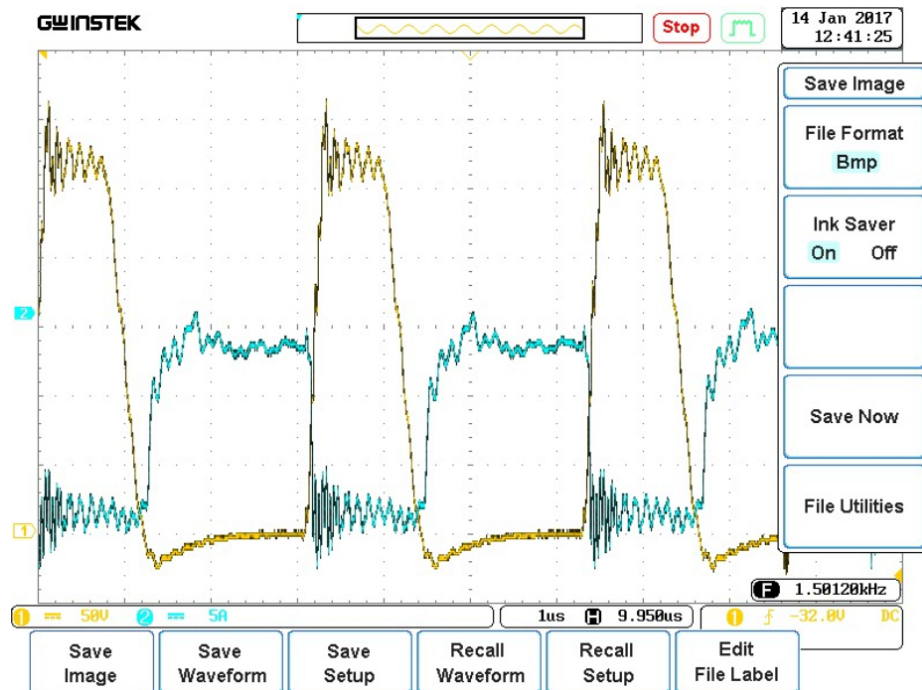
شبیه‌سازی مدار بالا با یک منبع ولتاژ پالس، شبیه‌سازی ساده‌ای از سیگنال انتشار هدایتی را به دست می‌دهد، اما در این تحقیق، برای دست یابی با یک شبیه‌سازی هر چه دقیق تر، به جای آنچه در مرجع [۴۵] به وسیله یک پالس ساده با زمان خیز و زمان افت انجام گرفته است، از منحنی و رفتار کلید زنی واقعی IGBT استفاده می‌کنیم (شکل (۳ - ۱۵) :). برای این منظور ابتدا شکل موج کلید زنی یک IGBT را که ساخت شرکت LS کره می‌باشد را به دست آورده و با استفاده از آن در شبیه‌سازی، سیگنال EMI را به دست می‌آوریم (شکل (۳ - ۱۶) :).

شکل (۳- ۱۴) : مدل مداری مسیرهای هدایت انتشاری غیر تماسی [۴۵]

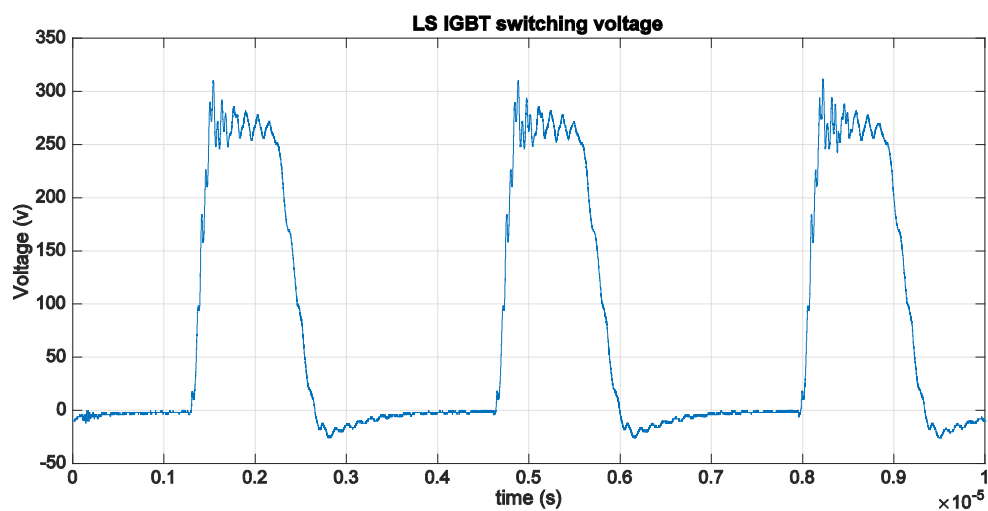
با قرار دادن پالس سوئیچینگ در سیمولینک متلب، و شبیه‌سازی مدار مدل سازی مسیرهای

پراکندگی انتشار هدایتی سیگنال EMI بدست می‌آید.





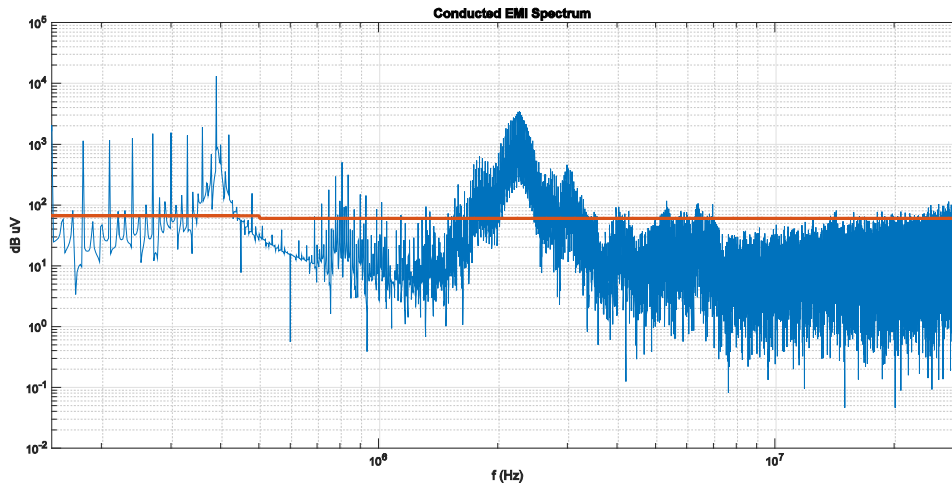
شکل (۳ - ۱۵) : پالس ولتاژ اندازه‌گیری شده از دو سر IGBT در حالت عملکرد واقعی



شکل (۳ - ۱۶) : پالس ولتاژ شبیه‌سازی شده در محیط SIMULINK نرم افزار MATLAB

شکل (۳ - ۱۷) : تبدیل فوریه سیگنال ولتاژی است که بر روی مقاومت 50Ω موجود در ساختار ساده شده شبکه پایدار ساز امپدانس خط قرار می‌گیرد. مقدار این ولتاژ مطابق شکل زیر از مقدار $0.2 V$ تجاوز نمی‌کند.

خط مستقیم موجود در میان نمودار، معیار استاندارد CISPR 22 است که مطابق آن تعیین می‌شود یک دستگاه قابل تأیید است و یا مردود است.

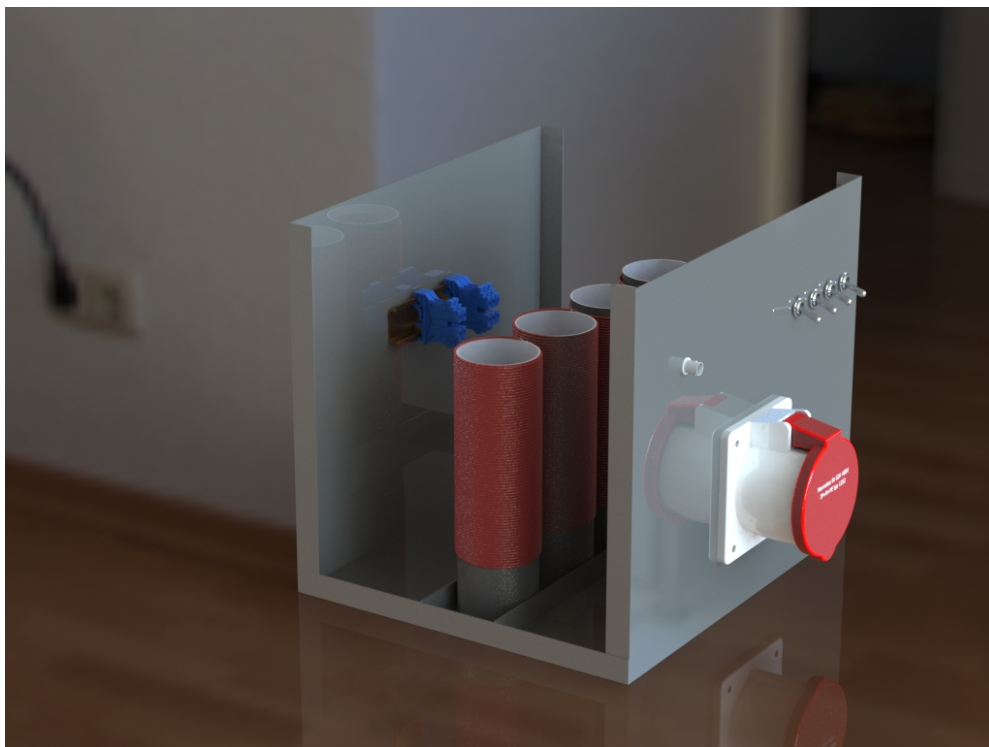


شکل (۳ - ۱۷) : سیگنال انتشار هدایتی شبیه‌سازی شده در محیط SIMULINK نرم افزار MATLAB

اگرچه بر طبق شبیه‌سازی، ولتاژ چندانی بر روی مقاومت 50Ω نمی‌افتد و توان اتلافی بر روی آن ناچیز است، اما با توجه به اینکه مقادیر DC یا حالات گذرای مدار قدرت ممکن است روی شبکه پایدار ساز بیفتند، برای جلوگیری از تخریب حرارتی مقاومت‌ها، آن‌ها را از بازه توانی حداقل 1 W انتخاب می‌کنیم. در غیر این صورت به راحتی باید انتظار داشت مقاومت‌ها آسیب دیده و بسوزند که این مسئله به طور عملی در آزمایشگاه، تحقیق گردیده است.

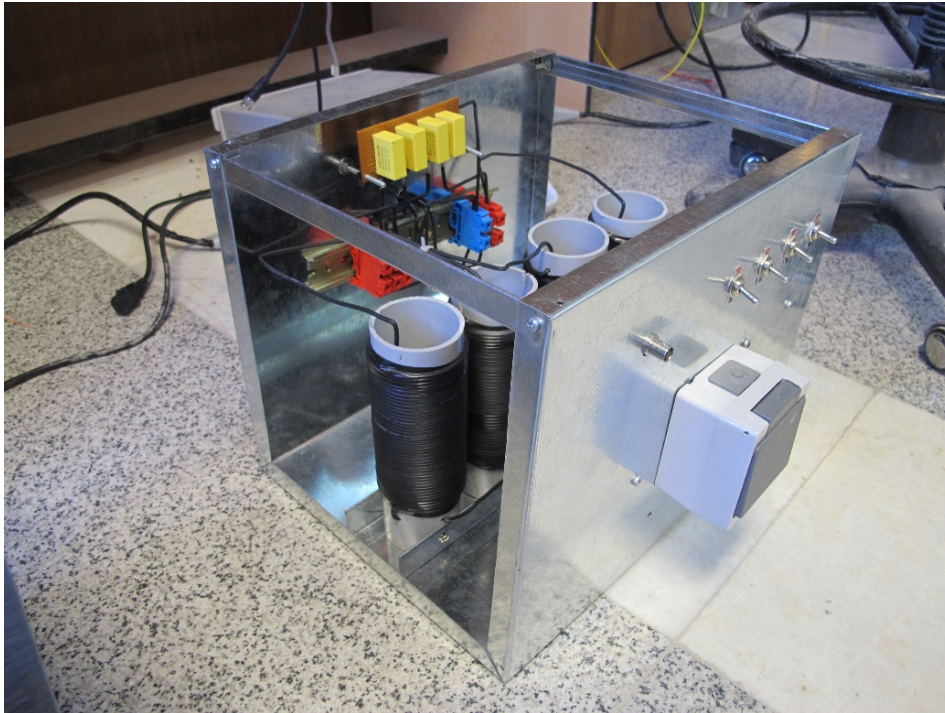
۳ - ۶ - ساخت و پیاده سازی

همانطور که در ابتدای این فصل گفته شد، برای ساخت شبکه پایدار ساز امپدانس، بعد از مراحل اولیه شبیه‌سازی، به طراحی مدل سه بعدی این دستگاه می‌پردازیم که تصویر آن در شکل (۳ - ۱۸) قابل مشاهده است.



شکل (۳ - ۱۸) : مدل سه بعدی در نظر گرفته شده برای ساخت و پیاده سازی

در مدل فوق تقریباً سعی شده است تا نکات طراحی رعایت گردند. همانطور که مشاهده می‌شود، برای هدایت انتشار الکترومغناطیسی هر یک از فازها به خروجی فرکانس رادیویی BNC یک کلید روشن و خاموش استفاده شده است. هر فاز یا نول که تحت اندازه‌گیری نیست، به طور مقاومتی به بار 50Ω ختم می‌گردد. القاگرها از کف دستگاه فاصله دارند، و همچنین به سقف دستگاه نیز نزدیک نیستند تا اندوکتانس آنها کمتر دستخوش تغییر شود. از کانکتور صنعتی سه فاز برای خروجی به سمت دستگاه تحت آزمون استفاده شده است. برای دستگاه پایه در نظر گرفته نشده است تا به درستی در هنگام انجام آزمون EMI به صفحه افقی زمین مرجع اتصال یابد. در سمت راست کانکتور خروجی از شبکه پایدارساز به سمت دستگاه تحت آزمون، حفره زمین تعبیه شده است تا از آن برای کالیبراسیون و اندازه‌گیری مقدار امپدانس شبکه پایدارساز استفاده گردد.



شکل (۳- ۱۹): نمونه آزمایشگاهی ساخته شده مطابق مدل سه بعدی طراحی شده

نمونه آزمایشگاهی ساخته شده مطابق مدل سه بعدی طراحی شده در شکل (۳ - ۱۹): قابل مشاهده است. قیمت این شبکه پایدار ساز در حدود ۶۰۰ پوند می باشد، که در مقایسه با دستگاههایی نظیر اینورترهای سینوسی کامل برای مصارف خانگی که تکنولوژی بالایی نیز دارند، قیمت بالاتری دارد. دلیل این مسئله می تواند بازار خاص این محصول و استفاده آن در امر حساس اندازه گیری باشد. در ساخت شبکه پایدار ساز امیدانس سعی شد تا نکات زیر رعایت گردد.

- برای مقاومت های 50Ω از مقاومت نوع سیم پیچیده شده استفاده نشود
- طول پایه همه قطعات بسیار کوتاه انتخاب شود
- از بدنه آهنین دستگاه به عنوان اتصال زمین استفاده گردد و از استفاده از سیم اضافی برای اتصالات زمین اجتناب گردد
- تمام سیم های اتصالات زمین که غیر قابل اجتناب هستند طولی کوتاه تر از ۵۰ mm میلیمتر داشته باشند، و از نوع سیم بافته شده باشند و یا صفحه ای باشند که حداقل ۵۰ mm

۱۰ عرض داشته باشد

اگر تصمیم بگیریم برای ساخت شبکه پایدارساز از القاگرهای با هسته فریت استفاده کنیم، از مزیت کاهش بسیار در حجم برخوردار خواهیم شد. اما باید توجه داشت بعضی از منابع تغذیه، جریانی منطبق بر موج سینوسی ندارند، و اگر اندازه هسته به خوبی انتخاب نشده باشد این مسئله می‌تواند باعث اشباع هسته در پیک‌های جریان شده و نتایج غلطی در اندازه‌گیری ایجاد کند.

در برخی از LISN‌های تجاری ممکن است طراحی مداری کمی تفاوت پیدا کرده باشد. به عنوان مثال فیلتر پایین‌گذر در ورودی شبکه پایدارساز و فیلتر بالاگذر قبل از خروجی فرکانس رادیویی در شبکه پایدارساز برای حذف کردن بخش عمده فرکانس برق اصلی مورد استفاده قرار می‌گیرند.

۳ - ۶ - ۲ - محدودکننده حالات گذرا

محدودکننده‌های حالات گذرا میان شبکه پایدارساز امپدانس خط و دستگاه اندازه‌گیری قرار می‌گیرند تا دستگاه اندازه‌گیری را از حالات گذرای برق شهر محافظت نمایند. شبکه پایدارساز به خودی خود بخش اعظمی از حالات گذرا را تضعیف می‌نماید اما مشکل اصلی، هنگام قطع و وصل کردن دستگاه تحت آزمون EUT است که سبب می‌گردد حالات گذرای با دامنه تا ۴۰۰ ولت بر سر خروجی فرکانس رادیویی شبکه پایدارساز قرار بگیرند.

محدودکننده‌های حالات گذرا از دو بخش تشکیل شده‌اند، یکی تضعیف‌کننده ۱۰ dB و دیگری اتصال پشت به پشت دو دیود که باعث می‌شوند ولتاژ خروجی میان +۱ تا -۱ محدود بماند. بعضی از تحلیلگرهای اسپکتروم در خود محدودکننده حالات گذرا را به صورت تعبیه شده دارند، که در این صورت اثر آنها در خود دستگاه محسوب شده و در اندازه‌گیری‌ها جبران شده است.

فصل ۴: اندازه‌گیری، ارائه و تحلیل نتایج

۴ - ۱ - مقدمه

فرایند اندازه‌گیری مشخصه امپدانس LISN مستلزم رعایت دقت بالایی است زیرا هر گونه عدم پیوستگی امپدانس در اتصالات میان دستگاه اندازه‌گیری (در اینجا تحلیلگر شبکه) و LISN می‌تواند منجر به انحراف بزرگی از مقدار واقعی پارامترها گردد. از این رو، در اندازه‌گیری امپدانس شبکه پایدارساز، نیاز به تطبیق‌دهنده‌هایی^۱ مکانیکی-الکتریکی در بین اتصالات فرکانس رادیویی تحلیلگر شبکه و LISN وجود دارد که طراحی این آداپتورها نیز باید کمترین اثر را بر روی اندازه‌گیری بگذارد.

مطالب این فصل به اندازه‌گیری مشخصه امپدانس شبکه پایدارساز امپدانس خط، بررسی و تحلیل نتایج و ارائه روشی برای زدودن عدم قطعیت‌ها، تا حد ممکن، در اندازه‌گیری اختصاص دارد. اندازه‌گیری‌های موجود در این فصل با تحلیلگر شبکه مدل N9914A از شرکت اجیلنت انجام گرفته است.

۴ - ۲ - مدل سازی و ساخت آداپتور

اگر چه در میزان عدم قطعیت اندازه‌گیری انتشارهای هدایتی عوامل مختلفی دخیل هستند، اما در این میان تأثیر سه عامل، از بقیه عوامل بسیار بیشتر است. این سه عامل عبارتند از امپدانس شبکه پایدار ساز، دامنه پاسخ پالس گیرنده سیگنال^۲ و پاسخ نرخ تکرار پالس گیرنده سیگنال^۳. بر اساس مطالعاتی که تا کنون بر روی منابع عدم قطعیت در اندازه‌گیری انتشار هدایتی انجام گرفته است، نقش امپدانس شبکه پایدارساز از بقیه منابع بیشتر است [۵۰]. در حقیقت، نقش شبکه پایدار

1_Adapter

2_Receiver Pulse Amplitude Response

3_Receiver Pulse Repetition Response

ساز از عدم قطعیت ترکیبی کل مجاز استاندارد که برابر با ۲ dB است حدود ۵۰ درصد (۱ dB) را به خود اختصاص می‌دهد [۴۹].

در کالیبراسیون شبکه پایدارساز امپدانس خط، مشخصه امپدانس نقش تعیین کننده‌ای دارد، اما با توجه به ماهیت فرکانس بالا و الکترومغناطیسی این اندازه‌گیری، کوچکترین عدم قطعیت‌ها می‌توانند نتایج را تا حد بسیار زیادی دستخوش تغییر کرده و مشخصه امپدانس شبکه مورد تأیید را از محدوده مجاز خارج نمایند.

برای اندازه‌گیری امپدانس شبکه پایدارساز از درگاه توان خروجی به سمت دستگاه تحت آزمون، از تحلیلگر شبکه با مقاومت داخلی $50\ \Omega$ استفاده می‌گردد که مجهز به ورودی کواکسیال است. از دیگر سو، شبکه پایدارساز امپدانس خط در محل درگاه خروجی اش، مجهز به پریز یا کانکتورهای الکتریکی معمول برای مصارف خانگی یا صنعتی هستند که در قسمت جلوی دستگاه پایدارساز نصب گردیده‌اند. در اولین نگاه به این وضعیت، تفاوت اساسی میان کانکتورهای تحلیلگر شبکه و شبکه پایدارساز مشاهده می‌گردد.

به دلیل تفاوت موجود میان دو کانکتور موجود در تحلیلگر شبکه و شبکه پایدارساز، ناگزیر از در نظر گرفتن تطبیق دهنده یا آداپتوری به منظور برقراری اتصال میان این دستگاه‌ها هستیم (شکل (۴ - ۱):). معمولاً در آزمایشگاه‌های اندازه‌گیری آداپتورها توسط خود آزمایشگاه‌ها ساخته شده و در آزمون‌ها و اندازه‌گیری‌ها و فرایندهای سالیانه کالیبراسیون مورد استفاده قرار می‌گیرند. اما هیچ‌گاه اثر این آداپتورها در نظر گرفته نمی‌شود. در محاسبه اثر آداپتور، از اثر کابل‌های اتصال دهنده به این دلیل که بستگی به عوامل غیر قابل کنترلی مانند هندسه یا جهت کابل‌ها دارند صرف نظر می‌شود [۴۸].

در بررسی‌های به عمل آمده از شبکه‌های پایدارساز امپدانس خط که توسط چند تولید کننده مختلف ارائه شده‌اند، تغییرات ۱۰ الی ۲۰ dB در اندازه‌گیری انتشارهای هدایتی مشاهده شده است.

این امر به چند عامل زیر نسبت داده می‌شود.

- تغییرات زیاد در اندازه‌گیری امپدانس شبکه پایدارساز به دلیل استفاده از آداپتورهای مختلف رخ می‌دهد.
- دقت در اندازه‌گیری، وابسته به امپدانس نقطه اتصال حفره زمین روی صفحه جلویی شبکه پایدارساز به زمین داخلی شبکه پایدارساز است [۴۹].
- تکرارپذیری نتایج اندازه‌گیری انتشارهای هدایتی، تابع شرایط کابل قدرت مورد استفاده در تغذیه دستگاه تحت آزمون است.

اثرات آداپتورها بر روی امپدانس ورودی شبکه پایدارساز، قابل نظر کردن نیست. اثرات پراکندگی که در اندازه‌گیری امپدانس ورودی شبکه پایدارساز رخ می‌دهد، مربوط به خازن پراکندگی، اندوکتانس و مقاومت پایه‌های داخلی کانکتور شبکه پایدارساز و همچنین پایه‌های آداپتور می‌باشد [۴۶-۴۹]. یکی از مهم‌ترین اثرات از اندوکتانس کلی کانکتور شبکه پایدارساز و آداپتور ناشی می‌شود. در فرایند کالیبراسیون شبکه پایدارساز امپدانس، تا بحال راهی به جز استفاده از آداپتور در اندازه‌گیری وجود نداشته است، در نتیجه فرایند کالیبراسیون شبکه پایدارساز، همواره از فقدان ردگیری رنج می‌برد، با این حال، برای حداقل نمودن پیامدهای این مسئله، ایده اصلی آن است که بتوان اثر آداپتور را در اندازه‌گیری امپدانس حذف کرد.



شکل (۴ - ۱) : یک نمونه ساخته شده از آداپتور اندازه‌گیری مشخصه امپدانس [۴۹]

برای اندازه‌گیری امپدانس ورودی، نسبت به ساخت یک آداپتور قابل محاسبه اقدام گردید. برای محاسبه تغییرات فرکانس آن‌ها، از روشی تحلیلی استفاده شده است که با بهره‌گیری از مدل سازی مداری آداپتور، اثر آن در امپدانس ورودی شبکه پایدار ساز حذف می‌گردد. نتایج اندازه‌گیری‌ها نشان می‌دهد که آداپتورها و تصحیح اثر آنها، تأثیری به نسبت زیاد بر فرایند کالیبراسیون شبکه پایدارساز می‌گذارند.

در ساخت آداپتور برای اندازه‌گیری‌های مورد نظر، عوامل زیر مورد توجه بوده‌اند.

- آداپتور از نظر مکانیکی محکم و با استقامت باشد
- با شبکه پایدارساز امپدانس خط، اتصال الکتریکی خوبی داشته باشد
- کمترین تأثیر را بر اندازه‌گیری‌ها بگذارد
- طراحی ساده داشته باشد تا اثر آن به راحتی قابل محاسبه باشد

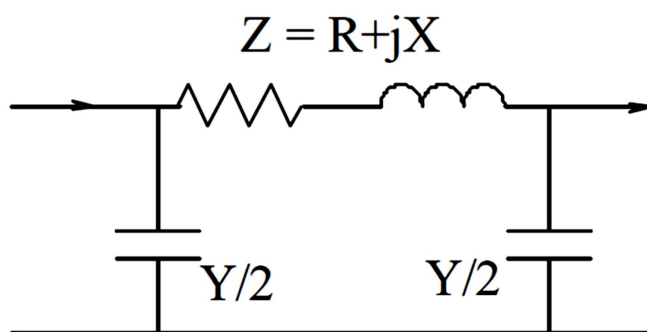
آداپتور مورد نظر برای ساخت از دو بخش اصلی، کانکتور کواکسیال نوع N و یک خط انتقال متشکل از دو مسیر تشکیل شده است. فاصله میان دو مسیر خط انتقال بر اساس مشخصه کانکتور ورودی شبکه پایدارساز تعیین می‌گردد. طول قسمت خط انتقال، به دلیل کاهش هرگونه اثرگذاری بر اندازه‌گیری، به کوتاه‌ترین اندازه ممکن انتخاب شده است. شکل (۴ - ۲) مدل سه بعدی آداپتور را قبل از ساخت نمایش می‌دهد.

قبل از اقدام به اندازه‌گیری مشخصه شبکه پایدارساز امپدانس خط، ابتدا به مدل سازی آداپتور با استفاده از روش تحلیلی پرداخته می‌شود. مدل سازی آداپتور شامل قسمت کانکتور فرکانس رادیویی نوع N و محاسبه میزان اندوکتانس و خازن آن به صورت ساختار کواکسیال و محاسبه اندوکتانس و خازن مرتبط با پایه‌های آداپتور به صورت خط انتقال می‌باشد. با توجه به یکسان نبودن بلندی پایه‌ها که به دلیل ساختار کانکتور ورودی شبکه پایدارساز ناگزیر از پذیرش آن هستیم، قسمتی از پایه بلندتر نیز به صورت یک اندوکتانس تنها در نظر گرفته می‌شود.



شکل (۴ - ۲) : مدل سه بعدی در نظر گرفته شده برای ساخت آداپتور متناسب با LISN ساخته شده

ساختار مکانیکی آداپتور را می‌توان به سه قسمت اصلی، هر یک به صورت شکل (۴ - ۳) : تقسیم کرد. برای هر قسمت ماتریس ABCD محاسبه شده و برای آن مدل خط متوسط در نظر گرفته می‌شود. مدل سازی با صرف نظر از تلفات انجام می‌گیرد یعنی بخش مقاومتی آداپتور در نظر گرفته نشده و از این رو مدل خط انتقالی مانند شکل زیر انتخاب می‌شود [۴۹]. ظرفیت خازنی و اندوکتانس لایه کواکسیال از طریق فرمول‌های زیر محاسبه می‌شود.



شکل (۴ - ۳) : مدل خط انتقال در نظر گرفته شده برای آداپتور اندازه‌گیری

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \cdot len \quad (۱ - ۴)$$

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \cdot len \quad (۲ - ۴)$$

که در آن

ϵ_r گذردهی الکتریکی نسبی ماده دی الکتریک،

ϵ_0 گذردهی الکتریکی فضای آزاد،

μ_0 نفوذپذیری مغناطیسی فضای آزاد،

b قطر خارجی خط کواکسیال،

a قطر داخلی خط کواکسیال،

و len طول لایه می‌باشند. همچنین برای قسمتی که به صورت خط انتقال دو سیمی در نظر

گرفته شده، مقادیر خازن و مقاومت با روابط زیر محاسبه می‌گردند [۴۹].

$$C_{bifilar} = \frac{\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln\left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1}\right)} \cdot len \quad (۳ - ۴)$$

$$L_{bifilar} = \frac{\mu_0\mu_r}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1}\right) \cdot len \quad (۴ - ۴)$$

که در آن d قطر هادی‌ها و D فاصله میان دو هادی در خط دو سیم است. با توجه به اینکه

مدل خط ABCD محیط بدون تلفات در نظر گرفته شده است، امپدانس و ادمیتانس مطابق روابط

زیر محاسبه می‌شوند.

$$\begin{aligned} Z &= j2\pi fL \\ Y &= j2\pi fC \end{aligned} \quad (۵ - ۴)$$

برای هر لایه و هر فرکانس تا ۳۰ MHz، ماتریس ABCD توسط روابط زیر بدست می‌آید.

$$A = 1 + \frac{ZY}{2} \quad (۴ - ۶)$$

$$B = Z \quad (۴ - ۷)$$

$$C = Y \left(1 + \frac{ZY}{4} \right) \quad (۴ - ۸)$$

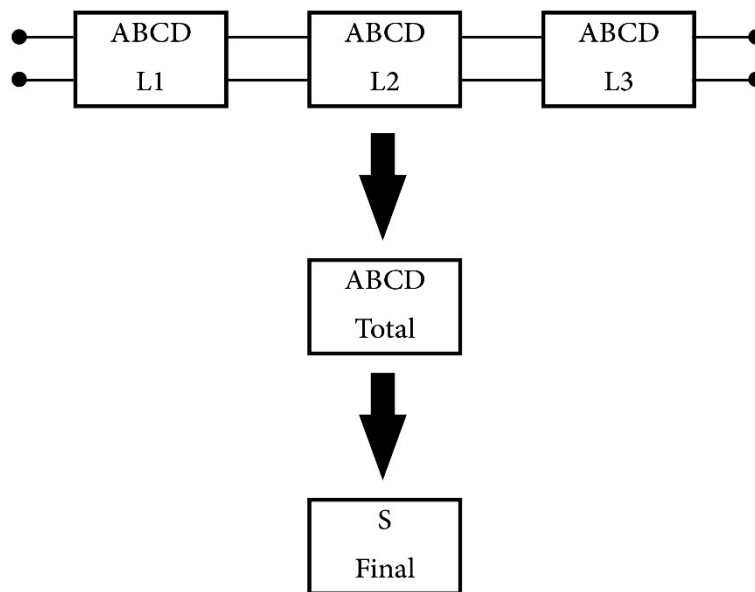
$$D = 1 + \frac{ZY}{2} \quad (۴ - ۹)$$

برای اینکه ماتریس ABCD کل محاسبه شود، تمامی ماتریس‌ها را در زنجیره‌ای مطابق آنچه در شکل فوق به نمایش در آمده است به یکدیگر اضافه می‌کنیم. مطابق شکل، هر بلوک ABCD یک شبکه دو پورت است که یک لایه را نمایندگی می‌کند. مزیت ماتریس‌های ABCD آن است که اضافه شدن آن‌ها به یکدیگر، با یک عمل ساده ضرب ماتریسی انجام می‌شود. پارامترهای ABCD پارامترهای تبدیل می‌باشند که مستقل از امپدانس‌های منبع و بار هستند. برای ترتیب اثر نهایی آداپتور در امپدانس شبکه پایدارساز، می‌بایست با استفاده از تبدیل ماتریس ABCD به ماتریس S (شکل (۴ - ۴) : آن را از پارامتر S شبکه پایدارساز خارج کرد. در انجام این تبدیل از ABCD به S نیاز به لحاظ کردن یک امپدانس مشخصه می‌باشد، با توجه به اینکه تحلیلگر شبکه مورد استفاده، پارامترهای S را با امپدانس مشخصه 50Ω بدست می‌دهد، نیز در این تبدیل از امپدانس مشخصه 50Ω استفاده می‌گردد.

پس از محاسبه ماتریس S لایه‌ها، اندوکتانس هادی تنها را در ادامه پایه بلندتر محاسبه می‌نماییم. برای محاسبه اندوکتانس این هادی تنها، از رابطه زیر بهره می‌گیریم [۵۲].

$$L = 2 \left[l \times \log \left(\frac{l + \sqrt{l^2 + \rho^2}}{\rho} \right) - \sqrt{l^2 + \rho^2} + \frac{l}{4} + \rho \right] \quad (۴ - ۱۰)$$

که در آن l طول هادی به مقیاس سانتی متر، ρ شعاع هادی به مقیاس سانتی متر و L اندوکتانس خودی هادی بر حسب نانوهرنی است.



شکل (۴ - ۴): فرایند محاسبه ماتریس پارامترهای S آداپتور با استفاده از ماتریس‌های ABCD لایه‌ها

۴ - ۳ - روش تصحیح اندازه‌گیری

برای انجام اندازه‌گیری‌ها از تحلیلگر شبکه مدل N9914 محصول شرکت Agilent Technologies استفاده شده است. امیدانس ورودی شبکه پایدارساز، عموماً بعد از تبدیل ضریب انعکاس ورودی Γ_{in} از طریق رابطه زیر بدست می‌آید.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (۴ - ۱۱)$$

که در آن Z_0 امیدانس مرجع تحلیلگر شبکه است.

قبل از تمام اندازه‌گیری‌ها، تحلیلگر شبکه تا سر ورودی آداپتور، با استفاده از روش کالیبراسیون اتصال کوتاه-مدار باز- بار کالیبره می‌گردد. پایانه‌های نوع N که در فرایند کالیبراسیون تحلیلگر شبکه مورد استفاده واقع شدند، بسیار دقیق بوده و از قطعات مرجع محسوب می‌گردند.

معمولاً برای این بازه فرکانسی، از بار $50\ \Omega$ برای کالیبراسیون تحلیلگر شبکه استفاده می‌شود

زیرا به عنوان یک بار ایده آل، بدون انعکاس در نظر گرفته شده و امپدانس مشخصه سیستم خط کواکسیالی را نشان می‌دهد که Γ_{in} در آن اندازه‌گیری می‌شود.

هدف از تصحیح اندازه‌گیری‌های امپدانس، حذف اثر آداپتوری است که در هنگام اندازه‌گیری از آن استفاده شده است. روش تصحیح امپدانس مبتنی بر ماتریس S آداپتور و ضریب انعکاس ورودی شبکه پایدارساز است. ضریب انعکاس واقعی شبکه پایدارساز (Γ_{LISN}) از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$\Gamma_{LISN} = \frac{\Gamma_{in} - S_{11}}{S_{22}(\Gamma_{in} S_{11}) - S_{12} S_{21}} \quad (۴ - ۱۲)$$

بنابراین امپدانس درست شبکه پایدارساز از طریق رابطه زیر بدست می‌آید.

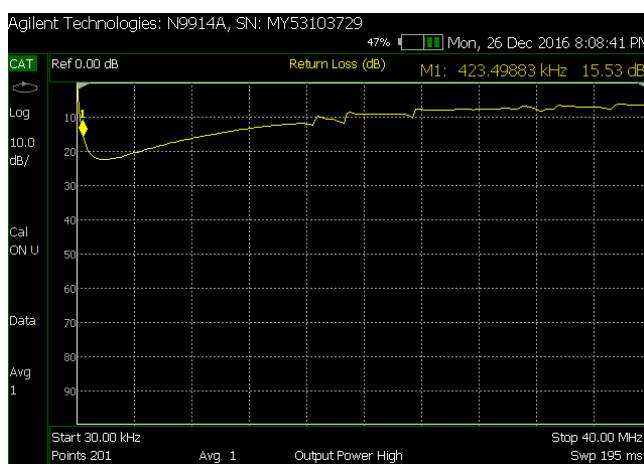
$$Z_{LISN} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{LISN}}{1 - \Gamma_{LISN}} \quad (۴ - ۱۳)$$

۴ - ۴ - نتایج اندازه‌گیری

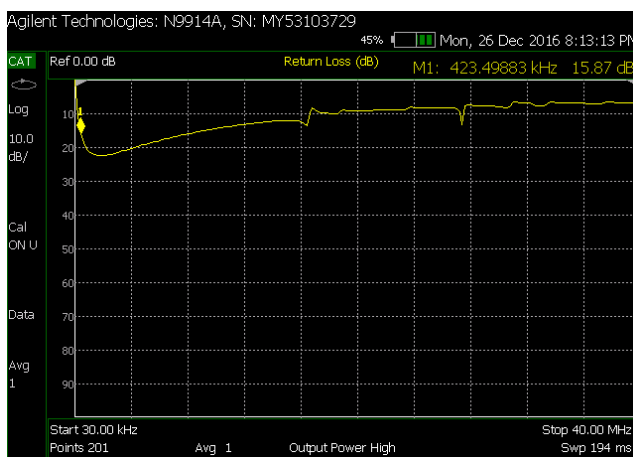
در این بخش، ارائه نتایج اندازه‌گیری در دو حالت بدون تصحیح و با تصحیح ارائه می‌گردد. با توجه به اینکه شبکه پایدارساز امپدانس خط که ساخته شده سه فاز است، به چهار اندازه‌گیری برای چهار مدار موجود در شبکه پایدارساز امپدانس نیاز است (شکل (۴ - ۵):). چهار تصویر نمایش داده در شکل (۴ - ۶)، شکل (۴ - ۷)، شکل (۴ - ۸) و شکل (۴ - ۹): نتایج پارامتر S حاصل از تحلیلگر شبکه را نشان می‌دهند.



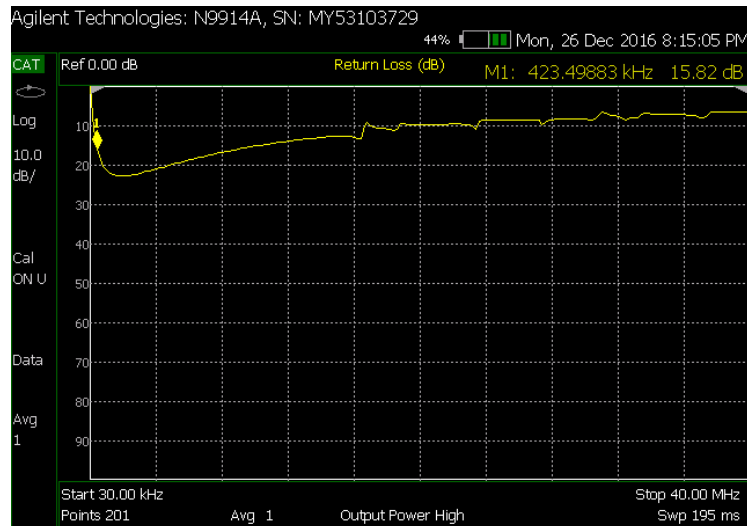
شکل (۴ - ۵) : نحوه قرارگیری آداپتور بر روی کانکتور EUT شبکه پایدارساز برای انجام کالیبراسیون



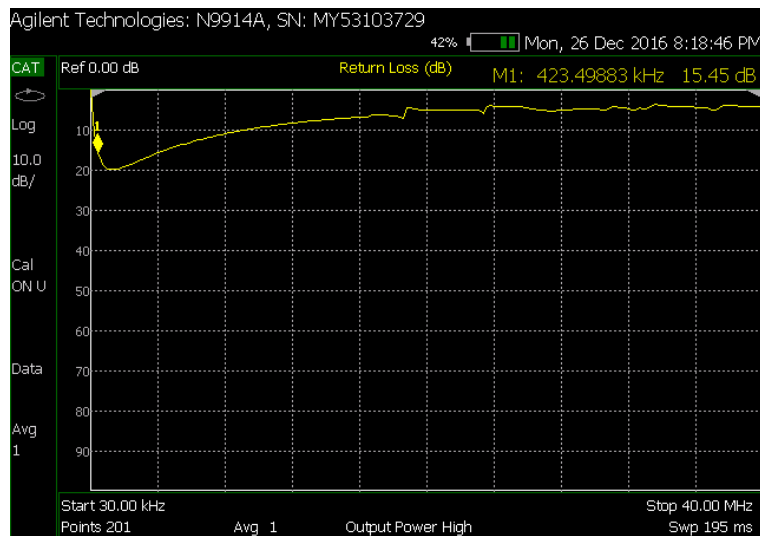
شکل (۴ - ۶) : پارامتر s1p اندازه‌گیری شده از فاز a شبکه پایدارساز امیدانس خط



شکل (۴ - ۷) : پارامتر s1p اندازه‌گیری شده از فاز b شبکه پایدارساز امیدانس خط



شکل (۴ - ۸) : پارامتر s1p اندازه‌گیری شده از فاز c شبکه پایدار ساز امپدانس خط



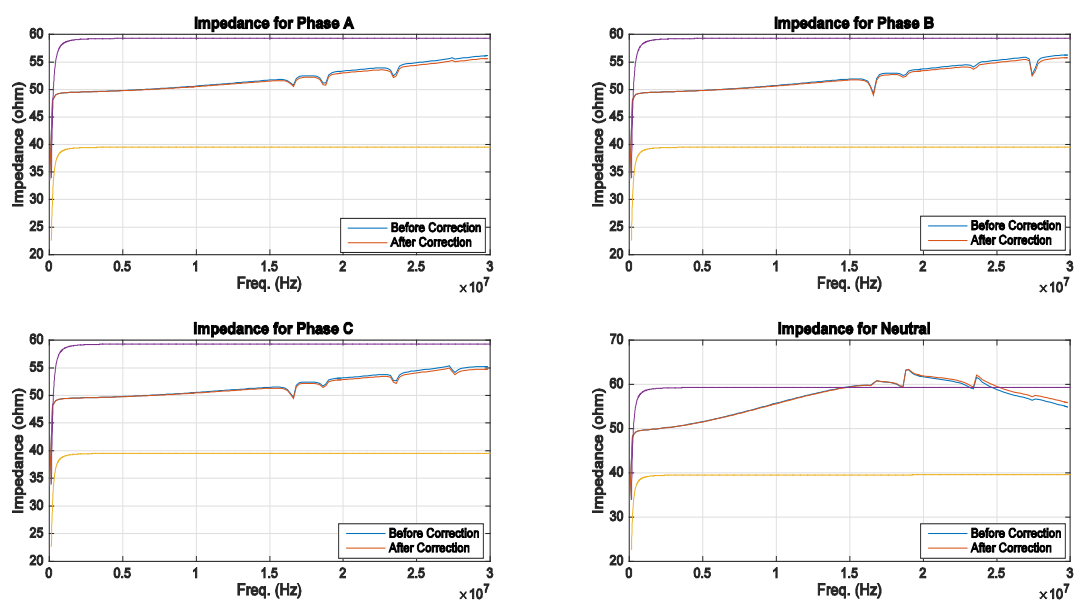
شکل (۴ - ۹) : پارامتر s1p اندازه‌گیری شده از خط نول شبکه پایدار ساز امپدانس خط

نمودارهای نمایش داده شده در شکل (۴ - ۱۰) مقادیر امپدانس محاسبه شده را قبل از تصحیح و بعد از تصحیح برای هر فاز نمایش می‌دهند. در هر یک از حالات، بهبودی برابر با حداقل 2Ω در مقدار امپدانس برای فرکانس‌های بالا پدید آمده است. مطابق با آزمایشات انجام گرفته و گزارش‌های علمی ارائه شده در مقالات، میزان تأثیر آداپتور در بیشترین حالت از 9Ω تجاوز نمی‌کند [۴۹]. اما تأثیر عدم استفاده از آداپتور، نتایج اندازه‌گیری‌های تحلیلگر شبکه را به شدت تحت تأثیر قرار می‌دهد. تأثیر عدم استفاده از آداپتور در اندازه‌گیری‌هایی که از طریق تحلیل گر امپدانس

انجام می‌شوند، بسیار کم‌تر است که علت آن به تفاوت موجود در ماهیت عمل اندازه‌گیری در دو دستگاه تحلیلگر شبکه و تحلیل گر امپدانس بر می‌گردد.

۴ - ۴ - ۱ - تحلیل نتایج

همانطور که در شکل (۴ - ۱۰) مشاهده می‌شود، نتایج اندازه‌گیری امپدانس از ورودی درگاه اتصال به دستگاه تحت آزمون، نشان می‌دهد که نتایج مطابق با استاندارد CISPR 16-1-2 مورد تأیید می‌باشند. مطابق با استاندارد CISPR 16-1-2 دامنه امپدانس ورودی شبکه پایدار ساز امپدانس خط، می‌بایست در بازه فرکانسی ۱۵۰ kHz تا ۳۰ MHz در محدوده خطای $\pm 20\%$ درصد و $\pm 20\%$ درصد از مقادیر مشخص شده برای هر فرکانس قرار گیرد، که بر طبق این بیان، شبکه پایدارساز امپدانس خط ساخته شده در این تحقیق، واجد معیارهای استاندارد می‌باشد.



شکل (۴ - ۱۰) : مشخصه امپدانس اندازه‌گیری شده توسط تحلیلگر شبکه و مقدار تصحیح شده به ازای هر فاز و خط نول در مقایسه با محدوده تعیین شده در استاندارد CISPR

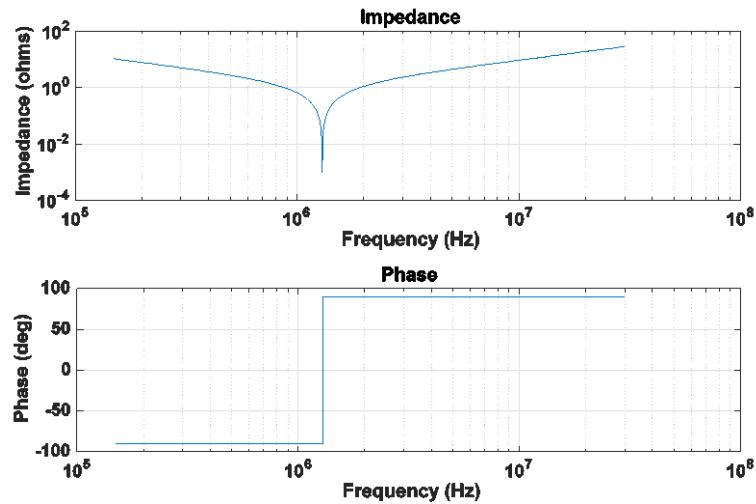
بار دیگر با مشاهده نمودارهای موجود در شکل بالا، تفاوت آشکاری میان امپدانس اندازه‌گیری شده در مسیر نول و سه مسیر فاز وجود دارد. با توجه به اینکه ساختار هر چهار مدار کاملاً مشابه یکدیگر انتخاب شده است، پاسخ این سوال اهمیت فراوانی می‌یابد. دلیل این امر، به طور مستقیم به عدم استفاده از آداپتور در اندازه‌گیری مسیر نول بر می‌گردد. انتخاب کانکتور صنعتی سه فاز به گونه‌ای بوده است که برای نول، حفره جداگانه‌ای تعبیه نشده است، بلکه اتصال نول به مصرف‌کننده، از طریق دو پایه فلزی کوچک در پایین کانکتور صورت می‌گیرد. به همین دلیل در فرآیند اندازه‌گیری، ناچار به استفاده از کابل کواکسیال هستیم که از یک طرف به کانکتور فرکانس رادیویی BNC و از طرف دیگر دارای اتصال سوسماری می‌باشند. این کار به شدت امپدانس اندازه‌گیری شده را تحت تأثیر قرار داده است.

نکته دیگری که در نتایج ساخت با آن روبرو هستیم، سیر صعودی نمودار امپدانس از فرکانس ۱ MHz به بالا است که نمودار را از محوریت 50Ω جدا می‌نماید. این موضوع اگر چه در کسب معیار استاندارد توسط دستگاه آسیبی ایجاد نکرده است، به طور کامل ریشه‌یابی شده است.

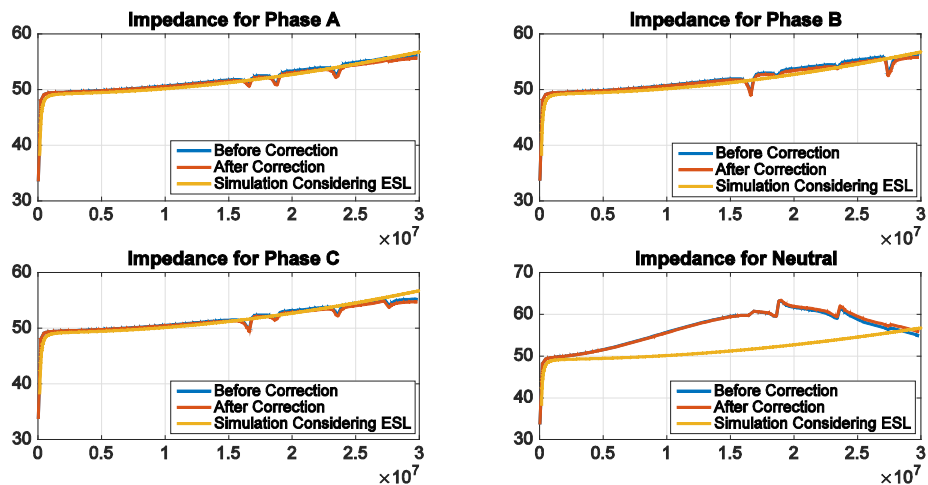
در فرایند ساخت شبکه پایدارساز امپدانس خط، برای خازن‌های $0.1\mu F$ که وظیفه عبور سیگنال به درگاه اندازه‌گیری را به عهده دارند، به دلیل آنکه مقاومت سری خازن مقدار کمتری داشته باشد، از خازن MKP استفاده شد چرا که در میان خازن‌های مختلف موجود در بازار، این خازن‌ها مقاومت سری کمی دارند و در مدارهای اسنابر کلیدهای نیمه هادی نیز مورد استفاده قرار می‌گیرند.

ویژگی منفی این خازن‌ها که در فرکانس‌های بالا خود را نشان می‌دهند وقوع تشدید است. عموماً خازن‌های MKP در فرکانس‌های در حدود ۱ MHz به تشدید می‌روند و از آن به بعد از خود رفتار القایی نشان می‌دهند. پاسخ فرکانسی یک چنین خازنی را می‌توان در شکل (۴ - ۱۱) مشاهده نمود.

در شکل (۴ - ۱۱): شبکه پایدارساز امیدانس خط ساخته شده در این پایان نامه با در نظر گرفتن رفتار غیر ایده آل خازن شبیه‌سازی شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد، مشخصه شبکه پایدارساز شبیه‌سازی شده با خازن غیر ایده آل، دقیقاً منطبق بر مشخصه شبکه پایدارساز ساخته شده است.



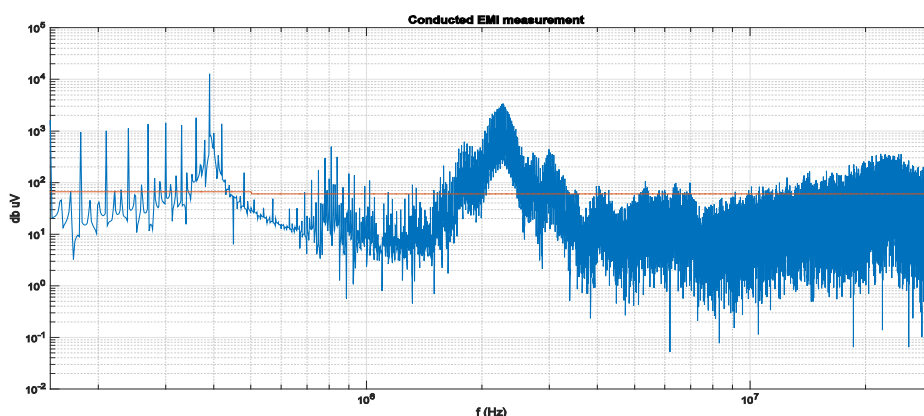
شکل (۴ - ۱۱): مشخصه تشدید یک خازن MKP نوعی در گستره فرکانسی وسیع



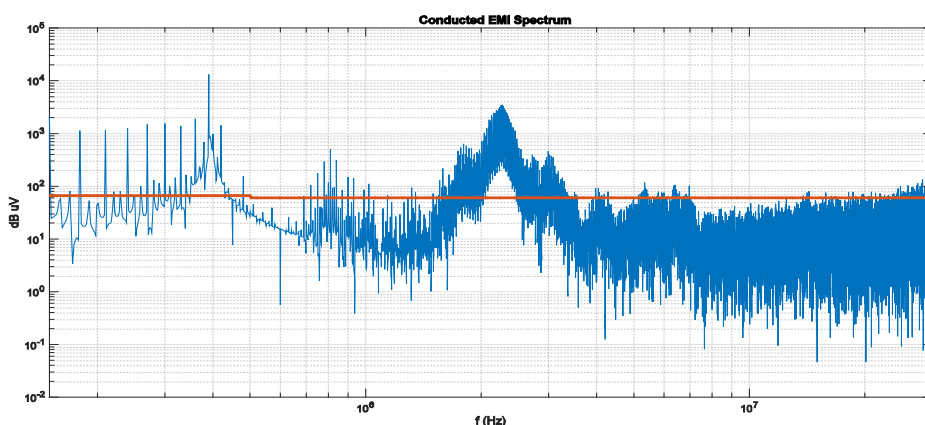
شکل (۴ - ۱۲): شبیه‌سازی LISN با احتساب رفتار غیر ایده آل خازن $0.1 \mu F$

۴ - ۴ - ۲ - شبیه‌سازی انتشارهای هدایتی با مشخصه LISN ساخته شده

به عنوان تحلیل دیگر و نشان دادن تأثیر اندازه‌گیری با مشخصه واقعی شبکه پایدارساز امپدانس خط، شبیه‌سازی انتشارهای هدایتی که فصل قبل انجام شد را، بار دیگر اما این بار با مشخصه واقعی شبکه پایدارساز ساخته شده شبیه‌سازی نموده و نتیجه جدید با نتیجه قبلی مقایسه می‌گردد (شکل (۴ - ۱۳) : و شکل (۴ - ۱۴) :).



شکل (۴ - ۱۳) : شبیه‌سازی سیگنال EMI با در نظر گرفتن مدل دقیق LISN ساخته شده



شکل (۴ - ۱۴) : شبیه‌سازی سیگنال EMI با در نظر گرفتن مدل ساده LISN

مقایسه دو شکل فوق، نشان می‌دهد، نتایج حاصل از اندازه‌گیری با شبکه پایدارساز امپدانس خط ساخته شده با نتایج حاصل از مدل مداری مختصر LISN، در فرکانس‌های بالاتر از ۱۰ MHz با هم متفاوت است. به طور عکس در فرکانس‌های پایین‌تر از ۱۰ MHz شبیه‌سازی‌ها تفاوت چندانی با یکدیگر ندارند. اگر چه سطوح تداخلات الکترومغناطیسی در هر دو شبیه‌سازی، به لحاظ ارضای معیارهای استاندارد CISPR22 مردود هستند، اما تفاوت آنها در نمایش انتشارهای هدایتی در فرکانس‌های بالا، می‌تواند منجر به دید عمیق‌تری در شبیه‌سازی EMI برای مبدل‌های الکترونیک قدرت گردیده، و سبب حصول نتایج دقیق‌تر، و به تبع آن کاهش هزینه‌ها با اتخاذ تدابیر لازم قبل از مراحل ساخت گردد.

۴ - ۵ - اندازه‌گیری سیگنال EMI واقعی

در نهایت برای سنجش عملکرد شبکه پایدارساز امپدانس خط، مجموعه اندازه‌گیری EMI، متشکل از منبع توان (شبکه)، LISN، تحلیلگر اسپکتروم و دستگاه تحت تست یا EUT پیکربندی شده و انتشار هدایتی بر اینورتر ۵ کیلوولت آمپر، در سه حالت خاموش، دارای فرمان سیچینگ بر روی سیوئیچ‌ها اما بدون بار، و حالت پایانی که مبدل دارای فرمان سوئیچینگ و دارای بار باشد اندازه‌گیری شده است. در تصویر شکل (۴ - ۱۵): مجموعه اندازه‌گیری EMI به طور ساده و آزمایشگاهی فراهم آمده است.

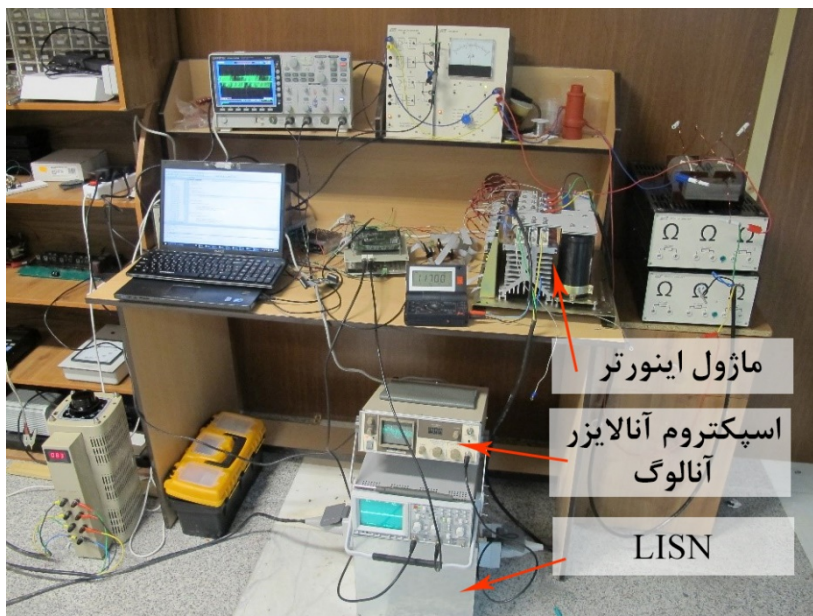
توان ورودی از برق شهر تأمین شده و توسط اتوترانسفورماتور سه فاز به شبکه پایدارساز امپدانس خط منتقل شده و با عبور از آن به پل سه فاز یکسوکننده در ورودی ماژول اینورتر وارد می‌شود، خروجی سوئیچ‌های اینورتر به بار متصل می‌گردند. در این حالت انتظار می‌رود که سیگنال EMI حاصل از ماژول اینورتر در پورت اندازه‌گیری LISN توسط تحلیلگر اسپکتروم قابل رؤیت باشد. تصاویری که در ادامه می‌آیند، انتشار هدایتی اندازه‌گیری شده توسط تحلیلگر اسپکتروم آنالوگ مدل

MSA4901 محصول MEGURO و LISN ساخته شده در این پایان نامه را در حالات مختلفی نشان می‌دهند. با توجه به قدمت این دستگاه اسپکتروم آنالایزر، صفحه نمایش آن مدرج نبوده، اما تنظیمات دستگاه به گونه‌ای انجام گرفته است که خط عمودی در مرکز صفحه نمایشگر ۲۵ مگاهرتز بوده، هر تقسیم بندی عمودی برابر با ۵ مگاهرتز، و هر خط افقی نشان دهنده ۱ dB می‌باشد.

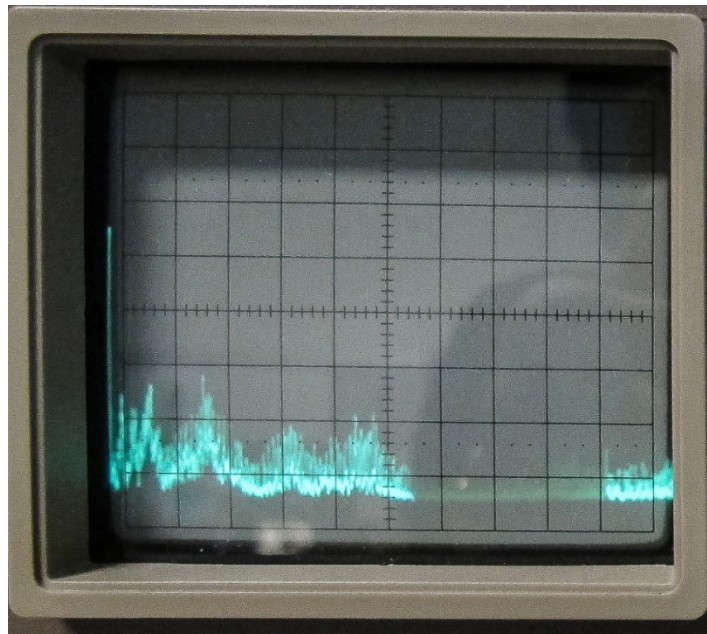
در تصویر شکل (۴ - ۱۶): انتشار هدایتی در حالتی که درایورهای سوئیچ‌ها خاموش هستند و هیچ فرمان کلید زنی صادر نمی‌کنند نمایش داده شده است.

در تصویر شکل (۴ - ۱۷): انتشار هدایتی را برای حالتی که فرمان سوئیچینگ برای کلیدهای IGBT ارسال شده است اما بار به خروجی مبدل متصل نیست، به نمایش در آمده است.

تصویر نمایش داده شده در شکل (۴ - ۱۷): تفاوت آشکار میان دو حالت نبود فرمان گیت و وجود فرمان گیت را نشان می‌دهد. وجود فرکانس‌های بالا سبب جاری شدن جریان نویز در المان‌های پراکندگی گردیده است. این سیگنال‌های فرکانس بالا که عموماً در مسیرهای پراکندگی خازنی جاری شده‌اند در شبکه پایدارساز امپدانس خط به دام افتاده‌اند و به سمت تحلیلگر اسپکتروم هدایت گردیده‌اند.



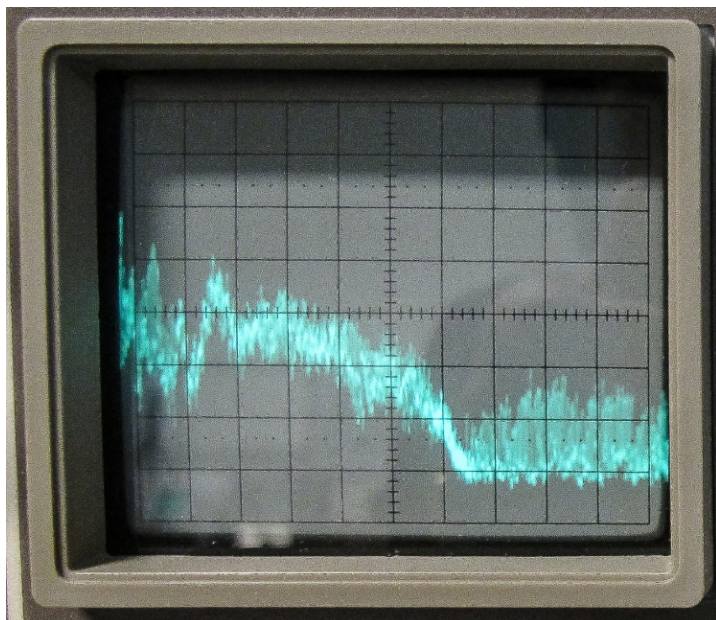
شکل (۴ - ۱۵): مجموعه اندازه‌گیری سیگنال EMI به صورت ساده برای کاربرد آزمایشگاهی



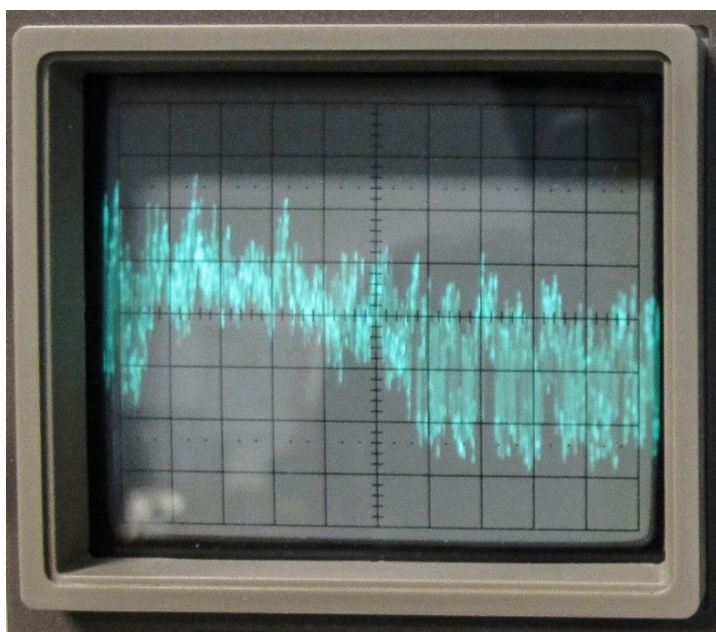
شکل (۴ - ۱۶): اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالتی خاموش بودن مبدل و نبود فرمان سوئیچینگ

در تصویر نمایش داده شده در شکل (۴ - ۱۸): اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالتی که مبدل در حال کار است و بار نیز به خروجی آن متصل است و جریان وجود دارد، نشان داده است. افزایش سیگنال EMI نسبت به تصویر شکل (۴ - ۱۷): به دلیل جاری شدن جریان‌های نویز در مسیرهایی است که تزویج القایی دارند. در حالت قبل، عمل فقط پالس‌های سوئیچینگ وجود داشتند اما در حالت بارداری، به دلیل وجود جریان، سیگنال‌های نویز از طریق مسیرهای تزویج القایی نیز جاری می‌شوند. و افزایش سیگنال‌ها را نیز می‌توان به وضوح در تحلیلگر اسپکتروم مشاهده نمود.

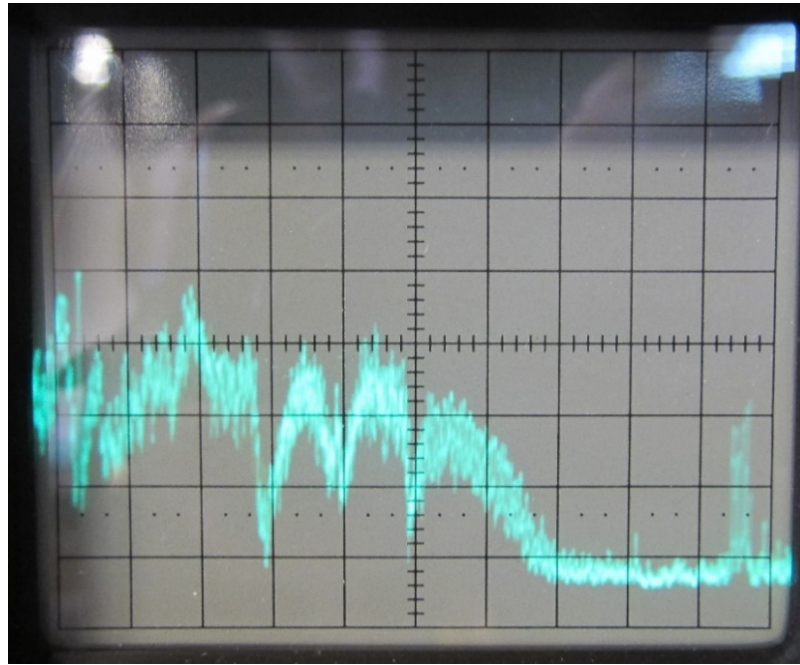
در ادامه اندازه‌گیری‌ها انتشارهای هدایتی در دو حالت عملکردی موج مربعی (شکل (۴ - ۱۹) و PWM سینوسی (شکل (۴ - ۲۰):) مقایسه شدند. این اندازه‌گیری و مقایسه نیز نتایج بسیار جالب توجهی ارائه می‌نماید. با توجه به وجود کلیدزنی‌های بیشتر و افزایش لبه‌های بالارونده در پالس سوئیچینگ در می‌یابیم میزان انتشار هدایتی در اثر عملکرد PWM سینوسی مقداری بسیار بیشتر از حالتی دارد که مبدل با موج مربعی کار می‌کند.



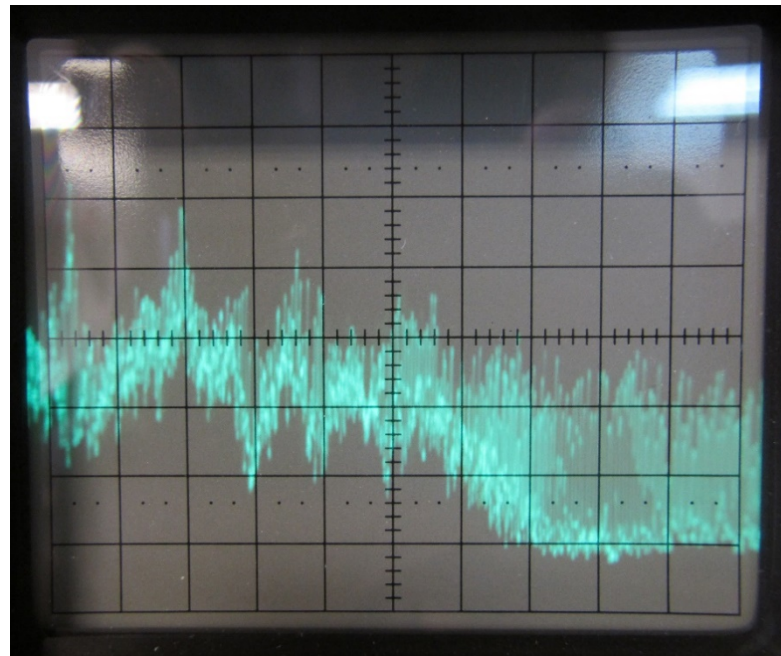
شکل (۴ - ۱۷) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت روشن بودن فرمان گیت و عدم اتصال بار به خروجی مبدل



شکل (۴ - ۱۸) : اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت روشن بودن فرمان گیت و اتصال بار به خروجی مبدل



شکل (۴ - ۱۹): اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت عملکرد با موج مربعی



شکل (۴ - ۲۰): اندازه‌گیری سیگنال انتشار هدایتی در حالت عملکرد با موج PWM سینوسی

فصل ۵: جمع بندی و پیشنهادات

۵-۱- جمع بندی

در این پایان نامه به طراحی، شبیه‌سازی و ساخت یک شبکه پایدارساز امپدانس خط پرداخته شد. در فصل دوم به مطالعه‌ای مختصر بر روی موضوع سازگاری الکترومغناطیسی و معرفی استانداردهای مربوط به آن پرداخته شد، شبکه پایدارساز امپدانس خط با بیان دلیل استفاده از آن و فلسفه حضورش در سیستم اندازه‌گیری معرفی گردید و مسائل محتمل در استفاده از شبکه پایدارساز برای اندازه‌گیری انتشارهای هدایتی مورد بررسی واقع شد.

فصل سوم به طراحی و شبیه‌سازی و انتخاب اجزاء برای مدار اختصاص داشت. شبیه‌سازی القاگر در نرم افزار اجزاء محدود COMSOL انجام شد و برای شبیه‌سازی در این نرم افزار، از دو مدل ساده شده و حلقه‌های متصل به هم استفاده شد و نتایج مرتبط با هر مدل مورد بررسی واقع گردید. نتایج شبیه‌سازی‌ها به طور کامل با مقدار $50 \mu\text{H}$ که انتظار می‌رفت، مطابقت داشت. همچنین اندوکتانس القاگر ساخته شده نیز در اندازه‌گیری با طراحی‌ها و شبیه‌سازی‌ها مطابقت داشت. در این فصل جنبه‌های مورد توجه در ساخت و پیاده‌سازی شبکه پایدارساز بیان شدند. عوامل مهم در جابجایی کانکتور، BNC و دیگر اجزا بر روی صفحه جلوی دستگاه ارائه شد.

در فصل پنجم نتایج اندازه‌گیری مرتبط با دستگاه ساخته شده، ارائه شدند که نشان از مورد تأیید بودن شبکه پایدارساز امپدانس خط با معیار استاندارد CISPR 16-1-2 داشت. برای اندازه‌گیری یک نمونه آداپتور متشکل از کانکتور N و یک صفحه زمین مرجع ساخته شد و نشان داده شد که حصول نتیجه قابل اطمینان بدون استفاده از این آداپتور عملاً ممکن نیست. اثر حضور آداپتور در اندازه‌گیری به صورت تحلیلی با محاسبه اندوکتانس‌ها و ظرفیت‌های خازنی پراکندگی در آداپتور محاسبه شده و با تبدیل این پارامترها به ماتریس S اثر آن‌ها در امپدانس حذف گردید. عموماً در چهار اندازه‌گیری صورت گرفته این آداپتور تأثیری برابر با حدوداً 2Ω داشته است.

۵ - ۲ - پیشنهادات

الف - در این پایان نامه شبکه پایدارساز امپدانس خط از نوع V با گستره فرکانسی از kHz ۱۵۰ تا ۳۰ MHz ساخته شد و پیشنهاد می‌گردد برای پژوهش‌های آینده شبکه پایدارساز امپدانس نوع Δ نیز ساخته شود چرا که یکی از مزیت‌های آن شبکه، جدا سازی نویزهای مود مشترک و مود تفاضلی است.

ب - محاسبه عدم قطعیت‌هایی که در اندازه‌گیری‌های انتشارهای هدایتی از LISN ساخته شده منشاء می‌گیرند یکی از مواردی که بود که در این پایان نامه نمی‌گنجید و می‌تواند به عنوان پیشنهاد در پژوهش‌های آینده مد نظر قرار گیرد.

ج - محاسبه تلفات قرارگیری شبکه پایدارساز در مدار و بدست آوردن آن با آزمایش عملی از پیشنهادات مهمی است که باید بخشی از تحقیقات آینده باشد.

مراجع

- [1] Q. Liu, "Modular approach for characterizing and modeling conducted EMI emissions in power converters," 2005.
- [2] X. Huang, "Frequency domain conductive electromagnetic interference modeling and prediction with parasitics extraction for inverters," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [3] C. Cuellar, "HF characterization and modeling of magnetic materials for the passive components used in EMI filters," *PhD Doctoral, Electrical Engineering, University of Lille*, vol. 1, 2013.
- [4] A. C. Baisden, D. Boroyevich, and F. Wang, "Generalized terminal modeling of electromagnetic interference," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 2068-2079, 2010.
- [5] K. L. Kaiser, *Electromagnetic compatibility handbook*: CRC press, 2004.
- [6] T. Laszio, "Electromagnetic compatibility in power electronics," ed: New York: IEEE Press, 1995.
- [7] A. Ogunsola and A. Mariscotti, *Electromagnetic Compatibility in Railways: Analysis and Management* vol. 168: Springer Science & Business Media, 2012.
- [8] D. Morgan, *A Handbook for EMC Testing and Measurement* vol. 8: Iet, 1994.
- [9] M. I. Montrose and E. M. Nakauchi, *Testing for EMC compliance: approaches and techniques*: John Wiley & Sons, 2004.
- [10] M. Barzegaran, A. Mohamed, T. Youssef, and O. A. Mohammed, "Electromagnetic signature study of a power converter connected to an electric motor drive," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, pp. 201-204, 2014.
- [11] A. Nejadpak, A. Sarikhani, and O. A. Mohammed, "Analysis of radiated EMI and noise propagation in three-phase inverter system operating under different switching patterns," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, pp. 2213-2216, 2013.
- [12] A. Rosales, A. Sarikhani, and O. A. Mohammed, "Evaluation of radiated electromagnetic field interference due to frequency swithcing in PWM motor drives by 3D finite elements," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, pp. 1474-1477, 2011.
- [13] S. Ogasawara, H. Ayano, and H. Akagi, "Measurement and reduction of EMI radiated by a PWM inverter-fed AC motor drive system," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 1019-1026, 1997.
- [14] Y. Koyama, M. Tanaka, and H. Akagi, "Modeling and analysis for simulation of common-mode noises produced by an inverter-driven air conditioner," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 2166-2174, 2011.
- [15] O. Martins, S. Guedon, and Y. Marechal, "A new methodology for early stage magnetic modeling and simulation of complex electronic systems," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, pp. 319-322, 2012.
- [16] V. Ardon, J. Aime, O. Chadebec, E. Clavel, J.-M. Guichon, and E. Vialardi, "EMC modeling of an industrial variable speed drive with an adapted PEEC method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, pp. 2892-2898, 2010.

- [17] X. Gong, *Conducted EMI in inverters with SiC Transistors*: TU Delft, Delft University of Technology, 2013.
- [18] P.-S. Chen and Y.-S. Lai, "Effective EMI filter design method for three-phase inverter based upon software noise separation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 2797-2806, 2010.
- [19] P. Musznicki, J.-L. Schanen, P. Granjon, and P. J. Chrzan, "The Wiener filter applied to EMI decomposition," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 3088-3093, 2008.
- [20] S. Wang, F. Luo, and F. C. Lee, "Characterization and design of three-phase EMI noise separators for three-phase power electronics systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 2426-2438, 2011.
- [21] R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, *et al.*, "Recent progress in SiC DMOSFETs and JBS diodes at Cree," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 2885-2890.
- [22] X. Gong and J. A. Ferreira, "Comparison and reduction of conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT-based motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1757-1767, 2014.
- [23] X. Gong, I. Josifović, and J. A. Ferreira, "Modeling and reduction of conducted EMI of inverters with SiC JFETs on insulated metal substrate," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3138-3146, 2013.
- [24] M. H. Hedayati and V. John, "Filter configuration and PWM method for single-phase inverters with reduced conducted EMI noise," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, pp. 3236-3243, 2015.
- [25] M. C. Di Piazza, A. Ragusa, and G. Vitale, "Design of grid-side electromagnetic interference filters in AC motor drives with motor-side common mode active compensation," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 51, pp. 673-682, 2009.
- [26] D. Barater, G. Buticchi, E. Lorenzani, and C. Concari, "Active common-mode filter for ground leakage current reduction in grid-connected PV converters operating with arbitrary power factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 3940-3950, 2014.
- [27] D. Hamza, M. Qiu, and P. K. Jain, "Application and stability analysis of a novel digital active EMI filter used in a grid-tied PV microinverter module," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2867-2874, 2013.
- [28] M. Hartmann, H. Ertl, and J. W. Kolar, "EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010, pp. 986-993.
- [29] V. Tarateeraseth, K. Y. See, F. G. Canavero, and R. W.-Y. Chang, "Systematic electromagnetic interference filter design based on information from in-circuit impedance measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, pp. 588-598, 2010.
- [30] X. Wu, D. Xu, Z. Wen, Y. Okuma, and K. Mino, "Design, modeling, and improvement of integrated EMI filter with flexible multilayer foils," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, pp. 1344-1354, 2011.
- [31] C. R. Paul, *Introduction to electromagnetic compatibility* vol. 184: John Wiley & Sons, 2006.

- [32] J. Nicholson and J. Malack, "RF impedance of power lines and line impedance stabilization networks in conducted interference measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, pp. 84-86, 1973.
- [33] S. Maniktala, *Switching Power Supplies A-Z*: Elsevier, 2012.
- [34] I. CISPR, "16-1," *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods—Part*, vol. 1, 1997.
- [35] J. C. Crebier, J. Roudet, and J. L. Schanen, "Problems using LISN in EMI characterization of power electronic converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*, 1999, pp. 307-312.
- [36] A. de Beer, G. Wooding, and J. Van Wyk, "Problematic aspects when using a LISN for converter EMI characterisation," in *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, pp. 633-637.
- [37] G. Grandi, M. Kazimierczuk, A. Massarini, and U. Reggiani, "Stray capacitances of single-layer air-core inductors for high-frequency applications," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE*, 1996, pp. 1384-1388.
- [38] D. W. Knight, "The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils," Available Online: <http://www.g3ynh.info/zdocs>, 2010.
- [39] A. Massarini and M. K. Kazimierczuk, "Self-capacitance of inductors," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 12, pp. 671-676, 1997.
- [40] A. Palermo, "Distributed capacity of single-layer coils," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 22, pp. 897-905, 1934.
- [41] R. Medhurst, "HF resistance and self-capacitance of single-layer solenoids," *Wireless Engineer*, vol. 24, 1947.
- [42] E. Magnus, R. Tonkoski Jr, J. Lima, V. Canalli, and F. Dos Reis, "Building a Low Cost Line Impedance Stabilization Network for EMI Tests," in *29th Annual Conference of the IEEE Industrial, Electronics Society, 2003. IECON'03*, 2003.
- [43] T. Williams and G. Orford, "Calibration and use of artificial mains networks and absorbing clamps," *ELMAC Services Co. UK.[cit. 20. března 2012]*. Available Online: www.elmac.co.uk/pdfs/ff26_report.pdf, 1998.
- [44] Y. Sun, X. Zhang, W. Chien, C. Sun, and C. Chiu, "Development of a new line impedance stabilization network system," in *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on*, 2009, pp. 363-366.
- [45] N. Poon, B. M. Pong, C. Liu, and C. K. Tse, "Essential-coupling-path models for non-contact EMI in switching power converters using lumped circuit elements," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 18, pp. 686-695, 2003.
- [46] M. Borsero, C. Pravato, A. Sona, M. Stellini, and A. Zuccato, "Improved adapters for the accurate calibration of LISN input impedance," in *Proc. 18th Int'l Zurich Symp. on EMC (EMC Zurich 2007)*, 2007, pp. 489-492.
- [47] F. Ziadé, M. Ouameur, D. Bélières, A. Polétaeff, D. Allal, M. Kokalj, *et al.*, "Adapter and method for improving the LISN input impedance measurement accuracy," in *2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2015, pp. 1254-1259.

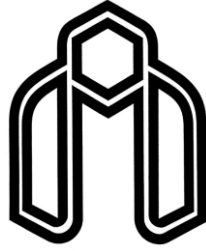
- [48] T. Shinozuka, K. Fujii, A. Sugiura, and O. Wada, "Calibration Methods for AC-Coaxial Adapter Used in AMN Impedance Measurements," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 58, pp. 1388-1397, 2016.
- [49] F. Ziadé, M. Kokalj, M. Ouameur, B. Pinter, D. Bélières, A. Poletaeff, *et al.*, "Improvement of LISN Measurement Accuracy Based on Calculable Adapters," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, pp. 365-377, 2016.
- [50] S. Chakrabarti, D. Dan, and G. Suresh, "Uncertainty analysis for conducted emission measurement," in *Proc. 10th Int. Conf. Electromagn. Interf. Compat.*, Bengaluru, India, Nov. 2008, pp. 251–254

Abstract

Development of electronic devices based on power electronic converters and side effects such as electromagnetic interference is a major subject nowadays and manufacturing products is to some extent impossible without satisfying standard limits. Electromagnetic Interference (EMI) is any noise or signal which causes either interruption in the operation, or degradation of the effective behavior of other installed devices. In order to measure the EMI and noise signals a device is needed to couple the high frequency components of noise signal to the measurement devices.

Line impedance stabilization network (LISN) is a passive network by which the EMI signals are coupled to the measuring system. In order to ensure repeatability and reproducibility in EMI measurement tests, the EUT should observe an approximately constant impedance in a wide range of frequency. In this thesis the complete procedure of design and construction of LISN is presented. SRF of the inductors have been considered as criteria for selection of the suitable design of inductors. Finite element analysis is used for best locating of inductors in the metal enclosure of LISN and to obtain a clear vision toward its behavior in a wide range of frequency. Wattage selection of the resistors has been done based on simulating EMI signal of a converter in SIMULINK environment and ANSYS SIMPLORER is used to ensure the right impedance characteristic of the proposed circuit for LISN. Measurement of the impedance characteristic of LISN was performed by a VNA. Unless otherwise using an adapter, the measurement couldn't be possible and the test would lead to false results. Finally, the effect of the adapter in the measured impedance of the LISN was eliminated using analytical calculated ABCD matrix of the adapter and extracting its impact from the S1P parameter of the LISN. Correct performance of the LISN is guaranteed by measurements of EMI in several states of non-switching, switching and applying voltage, and normal operation of a power electronic converter (inverter module) in nominal conditions.

Keywords: Line Impedance Stabilization Network (LISN), EMI, SIMULINK, EMC, EMI Source Modelling, Conductive emission



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

Desing, Simulation and Construction of a Line Impedance Stabilization Network (LISN)

By:
Muhammad Mahdi Movahedi Monfared

Supervisors:
Dr. Ali Dastfan
Dr. Mahdi Banejad

Advisor:
Dr. Javad Ghalibafan

February 2017