بسم الله الرحمن الرحيم

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان‌نامه کارشناسی ارشد مهندسی الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی

طراحی و ساخت ترانسفورماتور فرکانس متوسط با منظور کردن مقدار اندوکتانس سری مشخص جهت استفاده در اینورتر

نگارنده: الهام جمال‌زاده

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

بهمن ۱۳۹۵

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان‌نامه کارشناسی ارشد مهندسی الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم الهام جمال‌زاده به شماره دانشجویی:۹۳۰۵۴۶۴

تحت عنوان: طراحی و ساخت ترانسفورماتور فرکانس متوسط با منظور کردن مقدار اندوکتانس سری مشخص جهت استفاده در اینورتر

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

اساتید راهنما	امضاء	اساتید مشاور	امضاء
نام و نام خانوادگی : **دکتر علی دستفان**		نام و نام خانوادگی :	

اساتید داور	امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء
نام و نام خانوادگی : **دکتر حسین مروی**		نام و نام خانوادگی : **دکتر امیر حسن‌نیا خیبری**	
نام و نام خانوادگی : **دکتر محسن اصیلی**			
نام و نام خانوادگی :			
نام و نام خانوادگی :			

تقدیم به

چشمان منتظر مادرم

دستان خسته پدرم

صبر و شکیبایی همسرم

و باران

به جبران قطره‌ای از دریای صبر و محبتشان.

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی شائبه ی او، با زبان قاصر و دست ناتوان، چیزی بنگاریم.

اما از آنجایی که تجلیل از معلم، سپاس از انسانی است که هدف و غایت آفرینش را تامین می کند و سلامت امانت هایی را که به دستش سپرده اند، تضمین؛ بر حسب وظیفه و از باب:

«**من لم یشکر المنعم من المخلوقین لم یشکر الخالق**» بسی شایسته است

از **پدر و مادر** عزیزم، این دو معلم بزرگوارم، که همواره بر کوتاهی و درشتی من، قلم عفو کشیده و کریمانه از کنار غفلت هایم گذشته اند و در تمام عرصه های زندگی یار و یاوری بی چشم داشت برای من بوده اند؛

از همسر مهربانم که در تمام طول تحصیل همراه و همگام من بوده است؛

همچنین از فرزند دلبندم که صبورانه من را همراهی نموده است تا بتوانم در کمال آرامش و آسایش به تهیه و تنظیم پایان نامه بپردازم؛

و از استاد ارجمند و شایسته؛ **جناب آقای دکتر علی دستفان** که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمت راهنمایی این پایان نامه را بر عهده گرفتند؛

کمال تشکر و قدردانی را دارم

باشد که این خردترین، بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید.

تعهد نامه

اینجانب الهام جمال‌زاده دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه

طراحی و ساخت ترانسفورماتور فرکانس متوسط با منظور کردن مقدار اندوکتانس سری مشخص جهت استفاده در اینورتر

تحت راهنمائی جناب آقای دکتر علی دستفان متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای 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 های رایانه ای، نرم افزار ها 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:

ترانسفورماتور در مبدل های الکترونیک قدرت معمول بزرگترین و حجیم ترین جز در مدار مبدل می باشد و در عین حال تاثیر بسیار مهمی بر عملکرد کلی و بازدهی سیستم دارند. تعیین اندوکتانس نشتی نقش حائز اهمیتی را در مدار های الکترونیک قدرت ایفا می کند. در مدار های رزونانس و یا در مدار هایی که لازم است اندوکتانس فیلتر و اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور به منظور کاهش هارمونیک های موجود در شکل موج خروجی با هم یکی شوند ، لازم است اندوکتانس نشتی مشخص باشد.

در این پایان نامه چگونگی طراحی ترانسفورماتور فرکانس متوسط مورد استفاده در اینورتر مورد بررسی قرار گرفته شده است . همچنین روابط تئوری اندوکتانس نشتی در چند ساختار بیان شده است. و یک روند طراحی ترانسفورماتور به منظور اندوکتانس نشتی مشخص بیان گردیده است. ساختار های بیان شده و محدودیت های آن به روش تحلیلی و نیز با استفاده از نرم افزار المان محدود (Magnet) مورد بررسی و مقایسه قرار گرفته است. در پایان دو ساختار ترانسفورماتور طراحی شده و نتایج تئوری و المان محدود و دو نمونه های ساخته شده مقایسه و تایید شده است.

کلمات کلیدی: ترانسفورماتور الکترونیک قدرت ، اندوکتانس نشتی ، ترانسفورماتور اینورتر

مقاله مستخرج از این پایان نامه:

- E.Jamalzadeh, Ali dastfan, “Design Of a 400 Hertz Inverter Transformer By Considering Specific Leakage Inductance “ *,8th Annual Internatinal Power electronics, Drive Systems and Technologies Conference 14-16 Februery 2017 , Mashhad, Iran***.**

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
۱-	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۱-۲ مرور کارهای گذشته	۸
۲- تعاریف و روابط برای طراحی ترانسفورماتور	۱۳
۲-۱ انتخاب جنس و شکل هسته	۱۴
۲-۱-۱ مواد فرومغناطیس	۱۵
۲ -۱-۱-۱هسته های مورق	۱۵
۲-۱-۱-۲ هسته آهن پودری وآهن کربنیل	۱۶
۲-۱-۱-۳ هسته های آمورف	۱۶
۲-۱-۱-۳-۱ مراحل ساخت و ویژگی های ساختاری	۱۷
۲-۱-۱-۳-۲ خواص مغناطیسی	۱۸
۲-۱-۱-۳-۳ موارد کاربرد	۱۸
۲-۱-۱-۳-۴ شکل هندسی	۱۹
۲-۱-۲ مواد فریت	۲۰
۲-۲ ضرب بهره پنجره Ku	۲۱
۲-۳ مقدار متوسط دور سیم پیچ(MLT)	۲۴
۲-۴ ضریب A_p	۲۵
۲-۵ رابطه بین چگالی شار و ولتاژ	۲۵
۲-۶ ثابت K_g	۲۷
۲-۷ ثابت K_e	۲۸
۲-۸ تنظیم ولتاژ (α)	۲۸
۲-۹ افزایش دما T_r و رابطه آن با سطح ترانسفورماتور A_t	۲۹
۲-۹-۱ سطح ترانسفورماتور : A_t	۳۰
۲-۱۰ سیم پیچی	۳۱
۲-۱۰-۱ تعیین تعداد دورهای سیم پیچی	۳۱
۲-۱۱ توان ظاهری P_t	۳۲
۲-۱۲ چگالی جریان	۳۳
۲-۱۲-۱ تاثیر فرکانس	۳۳
۲-۱۲-۱-۱ اثر پوستی	۳۳
۲-۱۲-۱-۲ اثر مجاورت	۳۴
۲-۱۳ تعیین سطح مقطع سیم پیچ ها	۳۵

۲-۱۴ مقاومت و تلفات اهمی سیم پیچ ها ۳۶
۲-۱۵ رابطه بین تنظیم ولتاژ و K_g و K_e ۳۷
۲-۱۶ تلفات هسته ۳۸
۲-۱۷ اندازه گیری ۴۰
۲-۱۷-۱ منحنی B-H ۴۰
۲-۱۷-۲ منحنی تلفات ۴۰
۲-۱۷-۳ آزمایش اتصال کوتاه ۴۱
۲-۱۷-۴ آزمایش مدار باز ۴۲
۳-اندوکتانس نشتی ۴۵
۳-۱ اندوکتانس نشتی ۴۶
۳-۲ محاسبه اندوکتانس در سیم پیچی لایه ای متمرکز ۴۸
۳-۳ محاسبه اندوکتانس در سیم پیچی مجزای هم محور ۴۸
۳-۴ افزایش اندوکتانس نشتی ۵۰
۳-۵ کاهش اندوکتانس نشتی ۵۱
۳-۶ بررسی اندوکتانس نشتی ساختارهای مختلف ۵۲
۳-۷ مقدار اندوکتانس نشتی مورد نیاز در خروجی اینورتر ۶۵
۴- طراحی و ساخت دو ترانسفورماتور ۴۰۰ هرتز با دو ساختارمتفاوت ۷۱
۴-۱ انتخاب هسته مناسب ومحاسبه ابعاد سیم پیچ ۷۲
۴-۲ دستیابی به مشخصات ترانسفورماتور بعد از انتخاب هسته ۷۸
۴-۳ بررسی محدودیت ها ۸۰
۴-۴ مشخصات ترانسفورماتور های طراحی شده و ساخته شده ۸۶
۴-۴-۱ مشخصات طراحی و ساخت ترانسفورماتور کورتایپ با سیم پیچی لایه ای ۸۶
۴-۴-۲ مشخصات طراحی و ساخت ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچی مجزا ۹۱
۵- نتیجه گیری و پیشنهادات ۹۷
مراجع ۱۰۱

فهرست شکل‌ها

شکل (۲-۱) چگونگی ساخت آلیاژ آمورف ۱۸
شکل (۲-۲) هسته آمورف U شکل یا cut –core یاC-core ۲۰
شکل (۲-۳) مقایسه عایق در سیم ها با اندازه های متفاوت ۲۲
شکل (۲-۴) ساختار سیم پیچی مربعی و ابعاد سیم پیچ ۲۲
شکل (۲-۵) ساختار سیم پیچی شش گوشه ای و ابعاد سیم پیچ ۲۳
شکل (۲-۶) ابعاد و متوسط دور اولیه و ثانویه در سیم پیچ لایه ای ۲۵
شکل(۲-۷) نمایش سطح ترانسفورماتور ۳۰
شکل (۲-۸) نمودار AWG برحسب فرکانس که در آن قطر سیم با عمق نفوذ برابر است ۳۶
شکل (۲-۹) شکل کلی منحنی تلفات ۳۹
شکل (۳-۱)شار نشتی و توزیع میدان مغناطیسی در سیم پیچی لایه ای متمرکز ۵۰
شکل (۳-۲) شار نشتی و توزیع میدان در سیم پیچی مجزای هم محور ۵۱
شکل (۳-۴) متغییر های هندسی و مسیر شار نشتی در پنجره هسته الف) سیم پیچ لایه ای، ب) سیم پیچ مجزا ۵۳
شکل(۳-۵) ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ دارای دو بخش اولیه و یک بخش ثانویه ۵۴
شکل(۳-۶) نمای شبیه سازی شده ساختار شل تایپ شکل (۳-۴)توسط نرم افزار Magnet ۵۶
شکل (۳-۷) ساختار سیم پیچی لایه ای شل تایپ دارای دو بخش اولیه و یک بخش ثانویه ۵۶
شکل(۳-۸) نمای شبیه سازی شده ساختار شل تایپ شکل (۳-۷)توسط نرم افزار Magnet ۵۷
شکل (۳-۹) ساختار سیم پیچی لایه ای کور تایپ دارای دو بخش اولیه و دو بخش ثانویه ۵۸
شکل (۳-۱۰) نمای شبیه سازی شده در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ توسط نرم افزارMagnet ۵۹
شکل (۳-۱۱) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر ارتفاع سیم پیچ در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱، تئوری حالت ۲ ۵۹
شکل (۳-۱۲) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر تعداد دور سیم پیچ در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱، تئوری حالت ۲ ۶۰
شکل (۳-۱۳) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر مجموع ضخامت سیم پیچ ها در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با دو روش المان محدود ، تئوری ۶۱
شکل (۳-۱۴) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر ضخامت بین عایق در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با دو روش المان محدود ، تئوری ۶۲
شکل (۳-۱۵) نمای شبیه سازی شده در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ توسط نرم افزار Magnet ۶۳
شکل (۳-۱۶) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب مجموع ارتفاع سیم پیچ در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱ و حالت ۳ ۶۳
شکل (۳-۱۷) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضحامت عایق بین دو سیم پیچ در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱ و حالت ۳ ۶۴
شکل (۳-۱۸) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضحامت عایق بین دو سیم پیچ در ساختار سیم ۶۵

پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱ و حالت ۳
شکل (۳-۱۹) اینورتر و ترانسفورماتور خروجی شبیه سازی شده توسط نرم افزار متلب ۶۶
شکل (۳-۲۰) شکل موج خروجی اینورتر قبل از قرار دادن ترانسفورماتور با فرکانس سوییچینگ ۱۲ کیلوهرتز و فرکانس اصلی ۴۰۰ هرتز و ولتاژ (rms) ۲۲۰ ولت ۶۷
شکل (۳-۲۱) FFT شکل موج خروجی اینورتر قبل از قرار دادن ترانسفورماتور با فرکانس سوییچینگ ۱۲ کیلوهرتز و فرکانس اصلی ۴۰۰ هرتز و ولتاژ (rms) ۲۲۰ ولت ۶۷
شکل (۳-۲۲) نمودار THD شکل موج خروجی اینورتر بر حسب اندوکتانس با مشخصات جدول (۳-۳) ۶۹
شکل (۴-۱) هسته U شکل C-core ۷۳
شکل (۴-۲) نمایش مقادیر S_2 برحسب تعداد لایه ها ۷۷
شکل (۴-۳) نمودار مقدار K_g هسته انتخاب شده به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز ۸۱
شکل (۴-۴) نمودار تغییرات تعداد دور برای طراحی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف) ۸۱
شکل (۴-۵) نمودار تغییرات تلفات اهمی انتخاب شده به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز ۸۲
شکل (۴-۶) نمودار تغییرات درصد ولتاژ برحسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف) ۸۳
شکل (۴-۷) نمودار تغییرات تلفات آهن برای طراحی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف) ۸۴
شکل (۴-۸) نمودار تغییرات تلفات آهن و اهمی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف) ۸۴
شکل (۴-۹) نمودار تغییرات افزایش دما T_r بر حسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف) ۸۵
شکل(۴-۱۰) ساختار شبیه سازی شده ترانسفورماتور کورتایپ لایه ای جدول (۴-۲) توسط نرم افزار Magnet ۸۹
شکل(۴-۱۱) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور کور تایپ لایه ای با مشخصات جدول (۴-۱) و (۴-۲) ۹۰
شکل (۴-۱۲) ساختار شبیه سازی شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا جدول (۴-۵) توسط نرم افزارMagnet ۹۴
شکل(۴-۱۳) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا با مشخصات جدول (۴-۴) و (۴-۵) ۹۴

فهرست جدول‌ها

جدول (۲-۱) محدوده افزایش دمای سیم پیچ (با توجه جدول ۲ استاندارد IEC-6007611) ۳۲

جدول (۳-۱) مشخصات و نتایج محاسبه اندوکتانس نشتی مربوط به ساختار شکل(۳-۵) ۵۵

جدول (۳-۲) مشخصات و نتایج محاسبه اندوکتانس نشتی مربوط به ساختار شکل(۳-۷) ۵۷

جدول (۳-۳) THD و درصد دامنه مولفه اصلی شکل موج خروجی اینورتر شکل بعد از قرار دادن ترانسفورماتور و خازن به ازای مقادیر L و C با فرکانس قطع های متفاوت ۶۸

جدول (۴-۱) مشخصات مورد نظر ترانسفورماتور کور تایپ با سیم پیچ لایه ای ۸۶

جدول (۴-۲) مشخصات محاسبه شده ترانسفورماتور کور تایپ با سیم پیچ لایه ای ۸۷

جدول (۴-۳) بررسی نتایج تئوری، المان محدود و تجربی ۹۰

جدول (۴-۴) مشخصات مورد نظر ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا ۹۱

جدول (۴-۵) مشخصات محاسبه شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا ۹۲

جدول (۴-۶) بررسی نتایج تئوری، المان محدود و تجربی ۹۵

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

انواع مدل های ترانسفورماتور دارای کاربرد های گوناگون و نیاز های گوناگونی می‌باشند. و به دلیل نیاز های مختلف ازجمله محدوده فرکانسی ،درجه دقت مورد نیاز ،کاربرد ها و... استفاده از اصول مختلفی را می‌طلبد.

اولین ترانسفورماتور در سال ۱۸۸۵ با نسبت تبدیل ۱۲۰ به ۷۲ ولت (۴۰ هرتز) در حالی که ۳۰ لامپ را تغذیه می‌کرد، اختراع شد. یک روش رایج برای ارزیابی شبکه برق در آن زمان بر اساس تعداد لامپ هایی که شبکه می‌توانست تغذیه کند انجام می‌گرفت [۱]. ارتقا ترانسفورماتور ها در صد سال اول پس از ساخت آنها بیشتر از علم بر اساس تجربه بنا شده بود. در اوایل قرن اخیر روشن شد که پاسخ ترانسفورماتور ها در مقابل موج ها ی کلیدزنی و یا رعد و برق کاملا متفاوت از عملکرد عادی آنها در فرکانس کاری است. بنابراین نیاز به مدلی کامل تر و علمی تر مطرح شد. ترانسفورماتور ها اجزای بسیار پیچیده ای هستند که بسیاری از جزئیات آنها ،حتی تا امروز به طور کامل درک نشده اند.

ترانسفورماتورها در حوزه های وسیعی از شاخه های مهندسی برق از ترانسفورهای عظیم با توان های چند صد مگاوات و وزن چند صد تن تا ترانسفورماتور های کوچک در تقویت کننده های الکترونیکی با وزنی در حدود چند گرم، مورد استفاده قرار می‌گیرند.

ترانسفورماتور یک ماشین الکتریکی ایستا می‌باشد ، که انرژی الکتریکی را از مداری به مدار دیگر از طریق میدان مغناطیسی انتقال می‌دهد. یک ترانسفورماتور شامل یک هسته و حداقل دو سیم پیچ است که بر روی هسته پیچیده می‌شوند. سیم پیچ اولیه، سیم پیچی است که ولتاژ منبع تغذیه به آن اعمال می‌گردد و سیم پیچ دیگر که به بار متصل می‌گردد، ثانویه نام دارد.

عبارت ترانسفورماتور قدرت معمولا برای ترانسفورماتور هایی استفاده می‌شود که توان آنها از چند صد وات بیشتر است. فرکانس کاری ترانسفورماتور های قدرت در حال حاضر از ۵۰ یا ۶۰ هرتز تا محدوده های فرکانس های کیلو هرتز فراتر رفته است. . پیشرفت سوییچ های نیمه رسانا در الکترونیک قدرت، کار در فرکانس های بالاتر را امکان پذیر ساخته است.

اخیرا طراحی بهینه ترانسفورماتور ها توجهات زیادی را به خود جلب کرده است. بازدهی ترانسفورماتور به طراحی بهینه هسته و سیم پیچی ترانسفورماتور مرتبط با کاربرد های آن بستگی دارد. طراحی ترانسفورماتور ها به منظور حداقل کردن هزینه و وزن بر اساس سه پیش فرض می‌باشد: تغذیه توان دارای شکل موج سینوسی باشد، فرکانس ثابت باشد، ولتاژ از ماکزیمم مقدار از پیش تعیین شده فراتر نرود. نگاه باریک بینانه در طراحی ترانسفورماتور، تنها با در نظر گرفتن فرض های فوق انجام نمی‌گیرد و ملاحظات مناسب دیگری نیز باید مد نظر قرارگیرد. بنابراین بهتر است یک طراحی با بازدهی و کارایی بالا انجام گیرد.

با ظهور ابزار های نیمه رسانا توان بالا ،ساختار های جدید تبدیل توان برای برآوردن نیاز های سیستم ها در نظر گرفته شده‌اند. منابع تغذیه کلیدزنی به سرعت جایگزین دیگر منابع تغذیه شده‌اند. این بازار در حال رشد نیازمند اجزایی است که در حوزه های فرکانسی بالا کار می‌کنند سیستم های تبدیل توان بر اساس مواردی مانند بازدهی بالا ،حجم کم ،وزن پایین و مقرون به صرفه بودن مورد ارزیابی قرار می‌گیرند.

در حقیقت افزایش فرکانس کاری حجم قطعات مغناطیسی را کاهش می‌دهد و این مطلب قبلا در کاربرد های با توان پایین به دلیل در دسترس بودن نیمه هادی هایی با کارایی بالا عملی شده بود. امروزه در کاربرد های توان بالا نیز از یک طرف به دلیل پیشرفت مواد مغناطیسی جدید با اشباع های مغناطیسی بالاتر و تلفات کمتر و از طرف دیگر دسترس پذیری قطعات الکتریکی با بازدهی و کارایی بالاتر و امکان کلیدزنی سریعتر و چگالی توان بالاتر، به واقعیت نزدیک می‌شود. این ترکیب جدید از اجزای با وزن و حجم تقلیل یافته می‌تواند در یک ac/dc/ac تجمع یابد و جایگزین ترانسفورماتور عظیم الجثه فرکانس پایین گردد.

به غیر از کاربرد های اساسی مانند تطبیق ولتاژ و ایزوله سازی که توسط ترانسفورماتور های معمول فرکانس پایین ایجاد می‌گردد، تبدیل از طریق ساختار های الکترونیک قدرت (PE) [1]ویژگی های دیگری از قبیل تنظیم پخش بار و بهبود کیفیت توان را به سیستم های ترانسفورماتوری می‌افزاید .بنابراین بر اساس ویژگی ها و کاربردشان با عنوان های ترانسفورماتور های حالت جامد(SST)[2] ، ترانسفورماتورهای الکترونیک قدرت، (PET) [3]ترانسفورماتور های الکترونیک قدرت توزیع (DEPT) [4]، e-Transformer ،ترانسفورماتور های الکترونیک dc-dc ،ترانسفورماتور های الکترونیک قدرت تراکشن (TT) [5]،یا به طور ساده ترانسفورماتور های فرکانس متوسط (MFT) [6]شناخته می شوند. هر چند این تراسفورماتور های فرکانس متوسط مزیت های جالب توجهی بر روش های متداول دارند، در حال حاضر کاربرد های توان بالا آنها با سه چالش اصلی روبه رو می‌باشد:۱)کارایی بالاتر، ۲)گسترش فنی و تجاری بیشتر اجزا کلیدی و ۳) سطح قابلیت اطمینان بالاتر [۱]

در طراحی ترانسفورماتور محدودیت هایی وجود دارد و نسبت به کاربرد ترانسفورماتور، برخی از این محدودیت ها از اهمیت بیشتری برخوردار می‌گردند تا به مطلوب ترین طراحی نائل گردد. در یک طراحی به دلیل وابستگی ها و تاثیر پارامتر ها بر یکدیگر، امکان بهینه سازی همه موارد وجود ندارد. برای مثال زمانی که کاهش حجم و وزن اهمیت داشته باشد مستلزم عملکرد در فرکانس های بالاتر می‌باشد که در این صورت بازدهی کاهش می‌یابد. اگر نتوان فرکانس را افزایش داد، هنوز هم می‌توان وزن و حجم را با انتخاب هسته ای با بازدهی بالاتر، کاهش داد ، اما این امر مستلزم هزینه بیشتر می‌باشد. بنابراین برای رسیدن به اهداف طراحی باید یک ارزیابی و سبک سنگین در موارد طراحی صورت گیرد.

---

[1] Power electronic
[2] Solid state transformer
[3] Power electronic transformer
[4] Distribution electronic power transformer
[5] Traction transformer
[6] Medium frequency transformer

افزایش فرکانس حجم مواد مغناطیسی را کاهش می‌دهد. استفاده از فرکانس بالا امکان استفاده از ترانسفورماتورهای کوچکتر را فراهم می‌آورد. انرژی کمتری در هر دوره در هسته ذخیره می‌گردد. هسته کوچکتر به معنای ترانسفورماتور با وزن کمتر می‌باشد. میزان توان با افزایش فرکانس به طور خطی افزایش می‌یابد.

برای یک ترانسفورماتور در چگالی مغناطیسی ثابتEMF، با افزایش فرکانس افزایش می‌یابد که تاثیر آن را می‌توان از معادله عمومی EMF محاسبه کرد. بنابراین با استفاده از ترانسفورماتورها در فرکانس بالاتر می‌توان بهره‌وری آنها را نسبت به وزن‌شان افزایش داد چراکه یک ترانسفورماتور با حجم هسته ثابت در فرکانس بالاتر می‌تواند میزان توان بیشتری را بین سیم‌پیچ‌ها جابجا کند و تعداد دور سیم‌پیچ کمتری نیز برای ایجاد یک امپدانس ثابت نیاز خواهد بود. با این حال افزایش فرکانس می‌تواند موجب به وجود آمدن تلفات مضاعف مانند تلفات هسته و اثر سطحی در سیستم شود. بنابراین مزیت ترانسفورماتور های فرکانس متوسط حجم و ابعاد کم می‌باشند بنابراین کاربرد های مناسبی در سیستم های حمل و نقل ریلی دارند که جایگزین ترانسفورماتور های قدیمی شوند. از میان این اجزا، بازدهی و کارایی ترانسفورماتور فرکانس متوسط بر ظرفیت انتقالی کل سیستم موثر است و نقش مهمی را در کارایی بالای سیستم الکترونیک قدرت ایفا می‌کند. در هواپیماها و برخی تجهیزات نظامی از فرکانس ۴۰۰ هرتز استفاده می‌شود چراکه با این کار گذشته از افزایش برخی تلفات می‌توان حجم تجهیزات را کاهش داد.

مشتق زمان در قانون فاراده نشان می‌دهد که شار در یک سیم‌پیچ، برابر انتگرال ولتاژ ورودی است. در یک ترانسفورماتور ایده‌آل افزایش شار در سیم‌پیچ به طور خطی در نظر گرفته می‌شود اما در عمل شار مغناطیسی با سرعت نسبتا زیاد افزایش پیدا می‌کند این افزایش تا جایی ادامه دارد که شار به نقطه اشباع مغناطیسی هسته می‌رسد. به خاطر افزایش ناگهانی جریان مغناطیس کننده در یک ترانسفورماتور واقعی، همه ترانسفورماتورها باید همیشه با جریان متناوب سینوسی (نه پالسی) تغذیه شوند.

ترانسفورماتورها معمولا سنگین ترین وحجیم ترین اجزای یک مدار الکترونیک قدرت هستند و همچنین رویعملکرد و بازده کل سیستم موثرند بنابراین طراحی بهینه آنها تاثیرمهمی برحجم وزن بازده و قیمت کل سیستم دارد براین اساس هرچه جنس هسته ترانسفورماتور ایده آل تر باشد طراحی و کاربرد آن ترانسفورماتور بهینه تر خواهد بود زیرا تلفات کمتر و سایزکوچکتر درفرکانسهای کاری مختلف دارد. ترانسفورماتورهای معمول موجود درهواپیماهای مسافربری معمولا دارای وزن بالا تلفات بسیار زیاد و نویزهای مخابراتی هستند .

به طور کلی استفاده از یک ترانسفورماتور در ولتاژ نامی ولی فرکانس بیش از نامی موجب کاهش جریان مغناطیس کننده می‌شود و به این ترتیب در فرکانسی کمتر از فرکانس نامی جریان مغناطیس کننده می‌تواند در حد زیادی افزایش یابد. البته استفاده از ترانسفورماتورها در فرکانس‌های بیشتر یا کمتر از فرکانس نامی باید قبل از اقدام، مورد ارزیابی قرار گیرد تا شرایط ایمن برای کار ترانس مثل سنجش ولتاژها، تلفات و استفاده از سیستم خنک‌کننده خاص بررسی شود. برای مثال ترانسفورماتورها باید به وسیله رله‌های کنترل محافظتی ولتاژ به ازای فرکانس مجهز شوند تا در مقابل اضافه ولتاژهای ناشی از افزایش فرکانس محافظت شوند.

سیم پیچ های ترانسفورماتور تحت تاثیر اثر پوستی و مجاورت قرار دارند. توزیع جریان در یک هادی به جریان آن و هادی های مجاورش، نوع هادی ،شکل هندسی سیم پیچ ها و در نهایت فرکانس شکل موج دارد. در حالی که در توزیع های مغناطیسی ترکیبات سیم پیچی پیچیده تر، و به دنبال آن توزیع چگالی جریان، دو بعدی می‌باشند، و حل تحلیلی بسیار پیچیده است و معمولا نیازمند تحلیل به روش اجزای محدود می‌باشند.

در عمل مقاومت سیم پیچ ها یک امر ذاتی در ساختار ترانسفورماتور می باشد و با فرکانس و دما افزایش می‌یابد .بعلاوه حتی در سیم پیچی های مناسب و دقیق مقداری از شار از مسیر خود خارج شده و از سیم

پیچ دیگر عبور نمی‌کند و کیفیت پیوستگی شارها را کاهش می‌دهد. همچنین یک مقدار حداقل از جریان و یا به عبارت دیگر انرژی برای مغناطیس کردن هسته ترانسفورماتور به دلیل پرمابیلیته محدود آن وجود دارد.

این تلفات بازدهی ترانسفورماتور را کاهش می‌دهد. و نیازمند طراحی سیستم خنک کننده می‌باشد. بنابراین ضروری است که مشخصه ترانسفورماتور به گونه ای باشد که قطعات انتقال انرژی به صورت بهینه در هر دو حوزه مغناطیسی و گرمایی را ایجاد کند. در ترانسفورماتور های که در مبدل های الکترونیک قدرت به کار می‌رود، ترانسفورماتور ایزوله با جریان و ولتاژ غیرسینوسی تغذیه می‌شود که پیچیدگی های بیشتری را می‌طلبد. رفتار وابسته به فرکانس مواد مغناطیسی و توزیع میدان مغناطیسی با فرکانس، مانند استفاده از انواع مختلف هادی ها برای روبرو شدن اثرات مضر فرکانس باید به طور دقیق به منظور ایجاد ترانسفورماتورهای فرکانس متوسط بهینه مشخص گردد.

برای مکان های بادخیز ساحلی سیستم های مبدل مطرح شده است و ترانسفورماتورهای فرکانس متوسط جایگزین ترانسفورماتور های قبلی شده اند که انرژی الکتریکی را از ژنراتور توربین های بادی به ولتاژ بالا تبدیل می‌کنند. عملکرد در فرکانس متوسط باعث کاهش حجم و سایز ترانسفورماتور می‌گردد، بنابراین طراحی کارا و موثر آن هزینه های نصب و نگهداری را حداقل می‌کند. یک ترانسفورماتور توربین بادی که انرژی الکتریکی را از ژنراتور به سطح ولتاژ توزیع می رساند می‌بایست اضافه ولتاژ و هارمونیک های ولتاژ را تحمل کند و قابل اطمینان باشد و نصب و نگهداری آن ساده باشد. بعلاوه باید از موادی ساخته شود که به محیط زیست آسیبی نرسانند، امروزه ترانسفورماتور های خشک به ترانسفورماتورهای غوطه ور در روغن در توربین های بادی ترجیح داده می‌شود. مواد عایقی در ترانسفورماتور های خشک تاثیرات سو زیست محیطی را کاهش می‌دهد و دارای قابلیت اشتعال کمتر می باشد. بعلاوه ، استفاده از ترانسفورماتورهای خشک پیچیدگی ها و وزن تجهیزات خنک کننده می کاهد. هرچند تلفات سیم پیچ ها به دلیل اثر پوستی و

مجاورت، تلفات هسته مانند تلفات گردابی و هیستریزیس و تلفات دی الکتریک که وابستگی زیادی به فرکانس دارند ،در مقابل مزیت های افزایش فرکانس را بی اثر می‌کنند. بنابراین نه تنها چگالی توان بلکه چگالی تلفات نیز در سیستم های فرکانس متوسط افزایش می‌یابد، که این امر ضرورت طراحی دقیق گرمایی را می‌طلبد. زمانی که یک ترانسفورماتور در معرض ولتاژ بالا قرار می‌گیرد، خاصیت های خازنی نا خواسته ممکن اثرات نا مطلوبی بر جای گذارد. بنابراین طرح سیم پیچی مناسب نه تنها خازن های ناخواسته را حداقل، و خطر شکست عایقی ترانسفورماتور را حذف می‌کند، بلکه می‌بایست اندوکتانس نشتی را در یک محدوده خاص نگه دارد.

اندوکتانس نشتی در ترانسفورماتور به طور قابل ملاحظه ای بر عملکرد مدارهای الکترونیک قدرت تاثیر می‌گذارد. تزویج ناقص بین سیم پیچ اولیه و ثانویه ترانسفورماتور به شکل اندوکتانس نشتی در مدار معادل ظاهر می‌گردد. اگر ترانسفورماتور در مدار های الکترونیک قدرت مورد استفاده قرار گیرد، لازم است اندوکتانس نشتی یک مقدار مشخص و یا در بیشتر موارد مقدار کم به خاطر تاثیر آن بر فرکانس کاری و ادوات نیمه رسانا و ... داشته باشد.

مبدل های رزونانس از اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور به عنوان بخشی از شبکه خود استفاده می‌کنند بنابراین محاسبه دقیق اندوکتانس نشتی برای این مبدلهای قدرت امری ضروری است. در مبدل های کلیدزنی در هر دوره تناوب، انرژی ذخیره شده در پارامتر های پارازیتی، به شکل تلفات ظاهر می‌گردد. بنابراین لازم است مقدار اندوکتانس نشتی از قبل معلوم باشد. برای طراحی مدارهای اسنابر به منظور محدود کردن ولتاژ نیاز به تخمین مقدار اندوکتانس نشتی می‌باشد. بنابراین در اکثر موارد تعیین مقدار اندوکتانس نشتی در مرحله طراحی امری ضروری است.

۱-۲ مرور کارهای گذشته

در سیستم های الکتریکی جریان مستقیم مبدل های DC-DC نقش مهمی را ایفا می‌کنند. یکی از اجزای کلیدی در این مبدل ها ترانس های فرکانس متوسط می باشد که سطوح ولتاژ را به صورت ایزوله ایجاد می‌کنند. ویلار [۲] عبارات بسط داده شده ای برای تعیین تلفات هسته در مواردی که ولتاژ یک شکل موج مثلثی سه سطحی است، بیان می‌کند. و این عبارات و روابط با شبیه سازی و روش تجربی مقایسه شده است. نتایجی که در شرایط یکسان نشان می‌دهد که این روش ها می‌توانند تلفات را با دقت قابل ملاحظه ای کاهش دهد.

نظر به این که به دلیل تجهیزات بالای ایزوله سازی و اهمیت گرما، با کاهش حجم، طراحی بهینه ترانسفورماتور های فرکانس متوسط با چالش های زیادی رو به رو می‌باشد. شوای [۳] روش طراحی بهینه برای ترانس های فرکانس متوسط با تاکید بر طراحی گرمایی و عایقی را ارائه می‌دهد. مدل اصلاح شده ای برای سیم پیچی های چند لایه شامل سیم لیتز و محاسبه تحلیلی و توزیع میدان های الکتریکی قسمت پنجره هسته، که برای طراحی عایق ها ضروری می‌باشد، نیز از مراحل این بهینه سازی می باشد. با استفاده از این روش، طراحی بهینه یک ترانسفورماتور فرکانس متوسط با دو هسته از مواد رایج، مقایسه شده است.

به دلیل نقش مهم اندوکتانس نشتی در مدارهای الکترونیک قدرت، لازم است به طور ویژه ای به این پارامتر پرداخته شود. استدلر و همکاران [۴] ساختار الکترونیک قدرت مشخصی کرده اند که نیازمند به مقدار اندوکتانس نشتی مشخص می‌باشد. در [۵-۹] توپولوژی های مختلف مبدل های رزونانس که از عوامل پارازیتی ترانسفورماتور به عنوان بخشی از شبکه مبدل رزونانس استفاده شده است، مطرح شده است. در طراحی این مبدل ها تعیین دقیق مقدار اندوکتانس نشتی لازم و ضروری است. برای طراحی مدارهای اسنابر به منظور محدود کردن ولتاژ گذرا در زمان حالت خاموش نیاز به تعیین مقدار اندوکتانس نشتی می‌باشد [۱۰-۱۲]. این حالت گذرا در حالت خاموش معمولا به دلیل انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور می‌باشد. همچنین در مواردی که نیاز به شبیه سازی مدار می‌باشد [۱۳] لازم است در مرحله

طراحی مقدار اندوکتانس نشتی معلوم و مشخص باشد که در این موارد با استفاده از ابعاد هندسی ترانسفورماتور اندوکتانس نشتی محاسبه می‌گردد. روشی که برای تخمین اندوکتانس نشتی به کار گرفته می‌شود به ساختار سیم پیچ بستگی دارد. ساختاری از ترانسفورماتور کورتایپ[1] که هر دو سیم پیچ ترانسفورماتور بر روی هم و دو بازو قرار گرفته اند توسط دوابلین [۱۴] توضیح داده شده است. دوابلین [۱۵] کاربرد و تخمین روش لبدوف [۱۶] برای محاسبه اندوکتانس نشتی در ساختار کورتایپ و بسط این روش بر روی ساختار های سیم پیچی پای[2] ,مطرح کرده است. روش هایی که معمولا برای تعیین اندوکتانس نشتی استفاده می‌شوند، روش انرژی می‌باشد [۱۷-۲۱]. در[۲۲] وچند رابطه تحلیلی برای ساختار های مختلف سیم پیچی بیان شده است. مبدل های DAB[3] امروزه در موارد زیادی مانند صنعت اتومبیل و رابطهای ذخیره کننده های انرژی که در آنها مبدل های DC/DC دوطرفه ایزوله با کارایی بالا و فشرده مورد استفاده قرار می‌گیرند، کاربرد دارند. قسمت اصلی این مبدل ها یک ترانسفورماتور است که بهتر است برای کنترل انرژی انتقال داده شده و شکل موج جریان، دارای اندوکتانس نشتی باشد [۲۳]. در [۲۴] روش هایی برای کاهش تلفات هسته به دلیل شار های عمودی نشتی در این ترانسفورماتور ها به روش تحلیلی و تجربی ارائه شده است.

در ساختار ترانسفورماتور کورتایپ که توسط پاوالسکی مطرح شده است، هر دو سیم پیچ اولیه و ثانویه بر روی هر دو بازوی هسته مغناطیسی به صورت متمرکز پیچیده شده اند، اندوکتانس نشتی می‌تواند با تغییر فاصله بین سیم پیچ ها کنترل شود. در حالتی که دو سیم پیچ به صورت مجزا و هر کدام بر روی یک بازو از هسته مغناطیسی قرار گیرد، از نظر ساخت آسان است اما این ساختار دارای شار نشتی زیادی است که در خارج از هسته قرار ایجاد می‌گردد، به همین دلیل محاسبه اندوکتانس نشتی آن به سادگی امکان پذیر

[1] core-type
[2] pie
[3] Dual Active Bridge

نمی‌باشد این ساختار توسط لبدوف[۱۶] مورد بررسی قرار گرفته است این نوع ساختار سیم پیچی مقدار اندوکتانس نشتی را به طور قابل ملاحظه ای افزایش می‌دهد. در مواردی که نیاز به اندوکتانس نشتی بالا می باشد می‌توان از ساختار[۲۴] از یک مسیر شار نشتی در ترانسفورماتور استفاده کرد. یک بازوی مرکزی مغناطیسی در بین دو سیم پیچ در پنجره هسته قرار می‌گیرد. در حالتی که شار نشتی کمتر از شار مغناطیس کنندگی باشد(بیشتر در مورد ترانسفورماتو DAB) این بازوی مغناطیسی می‌تواند سطح مقطعی کوچکتر از سطح مقطع بازوهای بیرونی داشته باشد. این ساختار به دلیل استفاده از تنها یک هسته و دو سیم پیچ فشرده تر و کم حجم تر از استفاده از یک سلف خارجی است. دوابلین وهمکاران در [۲۵] مفهوم عبارت کلی استفاده شده برای ساختار های متقارن سیم پیچی. و جزئیات کاربرد آن برای سیم پیچی های لایه ای و متقارن مطرح کرده است. همچنین محدودیت آنها برای سیم پیچی های متقارن بیان گردیده است. کانتور [۲۶] یک رابطه دقیق و ساده برای تعیین مسیر نشتی سیم پیچی های متمرکز هم ارتفاع برای جایگزین شدن روابطی که در آن مقدار تقریبی متوسط تعداد دور برای محاسبه اندوکتانس نشتی استفاده می‌شود، ارائه داده است. و [۲۷] فرمول جدید بر اساس روش GMD[1] برای سیم پیچ های با اندازه های متغییر ساختار های متقابل مختلف بر روی هسته مغناطیسی بیان کرده است.

پوکونسکی و همکاران [۲۸] روشی را برای تعیین اندوکتانس نشتی در یک ترانسفورماتور تک فاز چند سیم پیچه بیان می‌کند. که در آن ماتریس اندوکتانس و تزویج متقابل در نظر گرفته شده است. و فرض شده است که یک شار مشترک در همه سیم پیچ ها و یک شار نشتی نسبت به سیم پیچ مشخصی وجود دارد. اندوکتانس نشتی با استفاده از نرم افزار المان محدود نیز محاسبه شده است.

توسط مارینو یک مدار معادل برای اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور های چند سیم پیچ بیان شده است [۲۹]. در این روش با مدلی بر اساس دوگان مدار های معادل الکتریکی و مغناطیسی ، ترمینال ها یکی

[1] geometric mean distance

می‌گردد. و به روش TDM [1] مشهور می باشد. المان های مدار همراه با خصوصیاتی که بیانگر رفتار ترانسفورماتور در ترمینال ها می باشد با مسیر شار در پنجره ترانسفورماتور مدل می‌گردد. مدار TDM شامل سلف هایی می‌باشد که به صورت متقابل با یکدیگر تزویج می‌گردند. در[۳۰] یک عبارت ساده برای تخمین اندوکتانس نشتی برای هسته E شکل که پر کاربردترین نوع هسته می‌باشد بیان شده است.

در این پایان نامه عوامل و روابط لازم برای طراحی یک ترانسفورماتور ایده آل مورد بررسی قرار می گیرد. همچنین روابط اندوکتانس نشتی در چند ساختار بررسی می‌شود ساختار های مختلف بررسی می‌شوند.

در فصل دوم به تعاریف و روابط لازم برای طراحی ترانسفورماتور پرداخته شده است. در فصل سوم روابط اندوکتانس نشتی و تعیین آن برای چند ساختار پر کاربرد در الکترونیک قدرت بررسی شده است همچنین پارامتر های موثر در مقدار اندوکتانس نشتی و محدودیت های آن مطرح شده است. در فصل چهار روند طراحی بر ترانسفورماتور بر اساس دارا بودن اندوکتانس مشخص مطرح شده و دو ساختار مختلف ترانسفورماتور کورتایپ و شل تایپ طراحی شده و نتایج با نرم افزار المان محدود Magnet مقایسه و تحلیل شده است. نتایج تجربی از ساخت این دو ساختار نیز در همین فصل بیان شده است. و در پایان در فصل پنجم به نتیجه گیری پایان نامه پرداخته شده است.

[1] terminal duality model

فصل دوم

تعاریف و روابط برای طراحی ترانسفورماتور

ترانسفورماتور از دو قسمت اصلی، هسته و سیم پیچ تشکیل شده است. مشخصات هر دو قسمت در سطح وسیع در مقالات و مراجع مورد بررسی قرار گرفته است. اگرچه پیدا کردن اطلاعات منسجم و معتبر از میان اطلاعات مختلف آسان نمی‌باشد. در این فصل خصوصیات و روابط و عوامل مهم به منظور یافتن روش کلی و روشن در طراحی ترانسفورماتور فرکانس متوسط با ویژگی های مورد نظر گردآوری شده است.

۲-۱ انتخاب جنس و شکل هسته

در طراحی اجزای المان های مغناطیسی ، مواد مغناطیسی نقش بسیار مهمی را ایفا می‌کنند. در طراحی متداول این اجزا سه مورد برای اولویت بندی و ارزیابی مورد توجه قرار می‌گیرد که این سه مورد عبارت است از: هزینه، اندازه و بازدهی. اگر دو مورد از سه مورد مذکور در طراحی محقق گردد یک طراحی نسبتا مناسب صورت گرفته است. در طراحی باید اولویت بندی و سبک سنگین برای خواص مغناطیسی موردنظر صورت پذیرد. این خواص مغناطیسی عبارت است از: چگالی شار اشباع B_s ، گذردهی مغناطیسی μ ، مقاومت الکتریکی ρ (تلفات هسته)، چگالی شار پسماند B_r و نیروی ضد مغناطیس کنندگی H_c.

در ترانسفورماتور القای زیاد وقتی حاصل می‌گردد که هسته دارای ماده ای با پرمابیلیته موثر بالا و شکل مناسب باشد. مواد مغناطیسی که در فرکانس های متوسط و بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند لازم است که دارای چگالی شار اشباع بالا و تلفات کم باشند. برای انتخاب شکل هسته می‌بایست ملاحظاتی چون هزینه ، نوع و چگونگی سیم پیچی و پرمابیلیته موثر در نظر گرفته شوند. در اکثر ترانسفورماتور ها یک عامل مشترک وجود دارد که آن نیاز به چگالی شار اشباع بالا تا حد امکان و تلفات کم می باشد. در فرکانس های پایین به دلیل تلفات ادی نسبتا پایین موادی که دارای چگالی شار اشباع بالاتر هستند بیشتر مورد توجه

قرار می‌گیرند. و کمتر در الکترونیک قدرت مورد توجه قرار می گیرند. در فرکانس های بالاتر موادی مورد استفاده قرار می‌گیرند که دارای تلفات کمتر باشند.

دو طبقه از مواد برای ترانسفورماتور ها و سلف ها در الکترونیک قدرت استفاده می‌گردد.

- آلیاژهای آهن که شامل موادی چون سیلیکون (Si)، نیکل (Ni)، کروم(Cr) و کبالت (Co) می باشد. این مواد فرومغناطیس نام دارد. مقدار چگالی شار اشباع در این مواد از حدود T ۱/۴ شروع می‌شود و در برخی مواد حدود نزدیک T۱/۹ می‌باشد. مقاومت الکتریکی این آلیاژها تنها مقدار کمی از هادی های خوب مانند مس و آلومینیوم بیشتر است.
- مواد فریت (فریمگنتیک).این مواد، مواد سرامیکی هستند که اساس آنها مغناطیسی نرم از ترکیب اکسیدی آهن و مواد دیگر مثل منگنز (Mn)، روی (Zn)، نیکل و کبالت است. این مواد با مقاومت الکتریکی بالا(حداقل $۱۰^{۶}$ برابر گروه اول) شناخته می‌شوند.

استفاده از ویژگیهای مورد نظر از مواد مغناطیسی بستگی به کاربرد آنها دارد. در بیشتر مواد مغناطیسی نرم چگالی شار و پرمابیلیته بالا و نیروی ضد مغناطیسی و تلفات پایین مطلوب می‌باشد. [۳۳]

۲-۱-۱ مواد فرومغناطیس

۲ -۱-۱-۱هسته های مورق

هسته مغناطیسی با رسانایی الکتریکی بالا، به منظور کاهش جریان های فوکو در کاربرهای با جریان AC و کاربرد های DC با مولفه های AC ناخواسته، از ورقه های نازک که از لحاظ الکتریکی عایق شده اند ساخته می‌شوند. در کاربردهای DC خالص، مورق سازی به منظور کاهش هزینه انجام می‌پذیرد. این طبقه شامل آلیاژ آهن-سیلیکون، فولاد سیلیکونی دانه ای جهت دارا[1]، آلیاژ

[1] Grain oriented

کبالت، آلیاژ اومینیوم و آلیاژ نیکل می‌باشد. تولید کنندهای آلیاژهای مغناطیسی Magnetics، Vacuumschmelze [۳۲]، NKK[1] و TDK[2] می‌باشند. آلیاژ آهن جزو اولین آلیاژهایی است که در ترانسفورماتور و سلف مورد استفاده قرار می‌گرفته است و در طی سال ها پیشرفت زیادی کرده است و در سطح وسیع مورد استفاده قرار می‌گیرد . یکی از معایب فولاد، افزایش تلفات در طی افزایش عمر مواد بوده است. با افزودن سیلیکون به فولاد مقاومت الکتریکی افزایش می‌یابد در نتیجه تلفات کاهش می‌یابد همچنین پایداری ماده با افزایش عمر آن بهبود میابد. فولاد سیلیکونی چگالی شار ماکزیمم بالا، پرمابیلیته نسبتا خوب در چگالی شار بالا و تلفات متوسط از خود نشان می‌دهد[۳۳]

.

۲-۱-۱-۲ هسته آهن پودری وآهن کربنیل

آهن پودری مستقیما از آهن و مقدار کمی کربن تشکیل شده است. آهن پودری از اجزای کوچکی از آهن تشکیل شده است که از لحاظ الکتریکی نسبت به هم عایق شده اند. اندازه این اجزا به گونه ایست که باعث مقاومت بالا و به دنبال آن کاهش جریان فوکو می‌گردد. این مواد دارای چگالی شار اشباع بین ۱ تا ۱/۳ T و پرمابیلیته اولیه حدود ۱ تا ۲۰۰ می‌باشند. تولیدکنندگان آهن پودری[۳۳] Magnetics و Micrometals می‌باشند. آهن کربنیل دارای پررمابیلیته پایین(۱تا ۵۰) می‌باشد. مزیت های خاص آهن کربنیل پرمابیلیته تقریبا ثابت آن نسبت به تغییرات میدان مغناطیسی و فرکانس، و پایداری دمایی آن ($+۱۵۰c^{\circ}$ ، $-۵۰c^{\circ}$) است. چگالی شار اشباع آن بالا می‌باشد (بالاتر از ۱/۹T) .

۲-۱-۱-۳هسته های آمورف

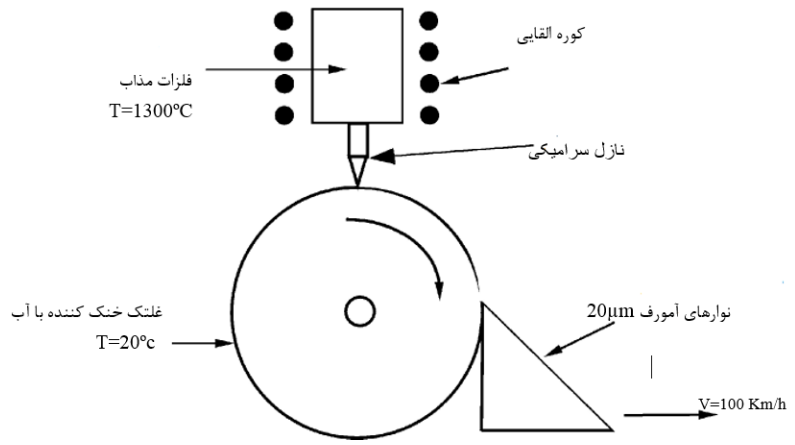
[1] NKK corporation
[2] TDK corporation of america

مواد مغناطیسی آمورف، آلیاژهایی از آهن و دیگر مواد مغناطیسی یا فلزات واسط مانند کبالت، نیکل، برون، سیلیکون، نئوبیوم و منگنز می‌باشند که عموما با نام های تجاری VITROVAC® و METGLAS® [۳۳]شناخته می‌شوند.

۲-۱-۱-۳-۱ مراحل ساخت و ویژگی های ساختاری

آلیاژ های آمورف به دلیل ساختار نامنظم خود، ویژگی های شیمیایی، مکانیکی و مغناطیسی خاصی را از خود نشان می‌دهند. اتم ها در ساختار آمورف کاملا نامنظم اند و هیچ گونه شکل کریستالی در آنها یافت نمی شود. این ساختار معمولا برای مایعات، فلزات مذاب و شیشه وجود دارد. بنابراین به این مواد متالیک گلس[1] نیز گفته می‌شود. در فرکانس های بالا قسمت اعظم تلفات هسته را تلفات ادی تشکیل می‌دهد نوار های نازک و مقاومت بالا روشی است که این تلفات را محدود می‌کند. آلیاژهای آمورف به شکل نوارهای نازک که مستقیما از حالت ذوب بدست می‌آیند، ساخته می‌شوند. فلز ذوب شده داغ با دمایی حدود $^{\circ c}$ ۱۳۰۰ بر روی یک غلتک خنک کننده که با سرعت بالا (Km/h ۱۰۰) می‌چرخد، متراکم می‌شود. زمانی که فلز مذاب بسیار سریع سرد و خاموش گردد، ساختار آمورف (نامنظم) تا حد مشخصی شکل می‌گیرد. در طی فرایند ساخت، سرعت بالای خنک کنندگی حدود 10^{6} K/s، از تشکیل کریستال جلوگیری کرده و ساختار نامنظم برای طیف دمایی زیاد باقی خواهد ماند. این مراحل در شکل(۲-۱) نشان داده شده است.

[1] Metalic glasses



شکل (۲-۱) چگونگی ساخت آلیاژ آمورف [۳۳]

۲-۱-۱-۳-۲ خواص مغناطیسی

مواد آمورف دارای حلقه هیستریزیس خطی با نیروی ضد مغناطیسی پایین و چگالی اشباع بین T ۰/۷ تا T ۱/۸ می‌باشد[۳۳] . این مقادیر چگالی شار اشباع تقریبا به طور کامل در فرکانس بالا حفظ می‌گردد. پرمابیلیته اولیه ماده بالا می‌باشد (برای برخی آلیاژها تا حد ۱۵۰۰۰۰) . اگرچه پرمابیلیته در فرکانس های بالا کاهش میابد، پرمابیلیته نسبی حدود ۱۰۰۰ حتی در فرکانس ۱ MHz قابل دستیابی است. آلیاژهای با پرمابیلیته پایین دارای محدوده فرکانسی بالاتری می‌باشند و برخی از آنان در در فرکانس های بالاتر از ۱MHz نیز کاربرد دارند. مواد آمورف دارای تلفات نسبتا کم می‌باشند و وابستگی دمایی آنها کوچک (حتی گاهی ضریب دمایی منفی) است. دمای کوری[1] (دمایی که در آن مواد خواص مغناطیسی خود را از دست می‌دهند) مواد آمورف در حدود $۳۵۰^{c°}$-$۴۵۰^{c°}$ می‌باشد.

۲-۱-۱-۳-۳ موارد کاربرد

[1] curie temperature

ضخامت کم حدود ۱۰μm -۵۰μm و مقاومت نسبتا بالای حدود ۲ μΩm -۱/۲ μΩm(برای مقایسه ، مقاومت آهن خالص حدود ۰/۰۸ μΩm می‌باشد) ، مواد آمورف را برای کاربرد های فرکانس بالا مناسب می‌سازد. برای فرکانس های بالا هسته های با ترکیبات آهن، مانند MicroLite® و Powerlite® (بر اساس مواد Metglas)، و هسته های با ترکیبات کبالت، مانند VITROVAC® و MagnaPerm® مورد استفاده قرار می‌گیرند. از دیگر کاربرد های فرکانس بالا هسته های آمورف استفاده از آنها برای سلف های RFI ، ترانسفورماتور های مورد استفاده در مبدل های پوش پول و فلای بک، چوک های حالت مشترک تصحیح ضریب توان، راکتور های قابل اشباع و سلف های منبع تغذیه اضطراری، بالاست های صنعتی توان بالا و منابع تغذیه جوش کاری است. کاربرد های فرکانس پایین هسته های با ترکیبات آهن آمورف به دلیل اینکه دارای تلفات کم (حدود ۰/۲۵ W/kg در ۱/۴ T) می‌باشند در ترانسفورماتورهایی است که با هدف صرفه جویی انرژی مورد استفاده قرار می‌گیرند. هسته های آمورف تلفات بی باری بسیار کمی را از خود نشان می‌دهند. بازدهی ترانسفورماتور های نوع خشک با هسته های امورف با ترکیب آهن تا حدود ٪ ۹۹/۵ نیز می‌رسد. پرمابیلیته بالای این مواد، مناسب برای استفاده از آنها برای سنسور های جریان در آشکار سازهای جریان های نشتی است.

۲-۱-۱-۳-۴ شکل هندسی

آلیاژ های آمورفی که به شکل هسته های حلقه ای در دسترس هستند و معمولا با عایق اپوکسی پوشانده شده اند برای اینکه مستقیما سیم پیچی گردند مناسب می‌باشند. هسته های U شکل با فاصله هوایی نیز در بازار موجود است. هسته های U شکل که به آنها، هسته C شکل و یا کات

کور[1] (Cut Core) شکل (۲-۲) هم گفته می‌شود، دارای بوبین می‌باشند و دارای K_{sf}[2] (نسبت بین سطح مقطع موثر به سطح مقطع واقعی) حدود ۰/۸ است. [۳۳]

۲-۱-۲ مواد فریت

مهمترین ویژگی مواد فریت، در مقایسه با مواد مغناطیسی دیگر، مقدار بالای مقاومت الکتریکی آن می‌باشد. در فرکانس های بالا، تلفات ادی بخش اعظم تلفات را تشکیل می دهد و تقریبا با توان دوم فرکانس افزایش می‌یابد. تلفات با مقدار مقاومت الکتریکی به طور معکوس رابطه دارد. بنابراین مقاومت الکتریکی بالای مواد فریت در کاربرد وسیع آنها در فرکانس های بالا نقش اساسی دارد.

شکل(۲-۲) هسته آمورف U شکل یا cut –core یا C-core

[1] Cut core
[2] Stacking factor

۲-۲ ضرب بهره پنجره K_u

ضریب بهره پنجره ، برابر نسبت سطح اشغالی توسط سیم (مس) از سطح پنجره ترانسفورماتور به کل مساحت پنجره ترانسفورماتور می‌باشد. ضریب بهره پنجره تحت تاثیر پنج عامل می‌باشد:

۱. عایق سیم ها
۲. ضریب پر شوندگی لایه ها (لایه ای یا نامنظم بودن)
۳. سطح موثر پنجره
۴. عایق مورد نیاز در سیم پیچی های چند لایه
۵. کیفیت پیچیدن سیم پیچ

ضریب بهره پنجره از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$K_u = S_1 S_2 S_3 S_4 \qquad (۱-۲)$$

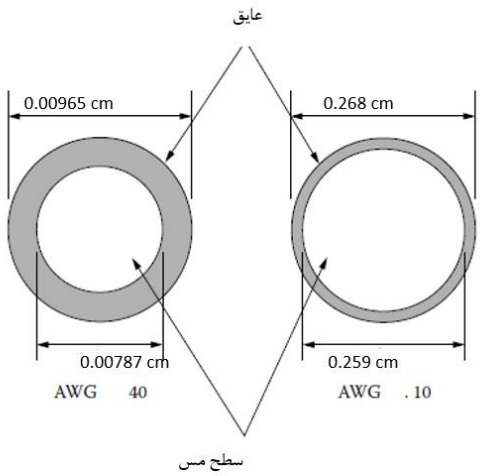
که :

$$S_1 = \frac{\text{سطح هادی}}{\text{سطح سیم}} \qquad (۲-۲)$$

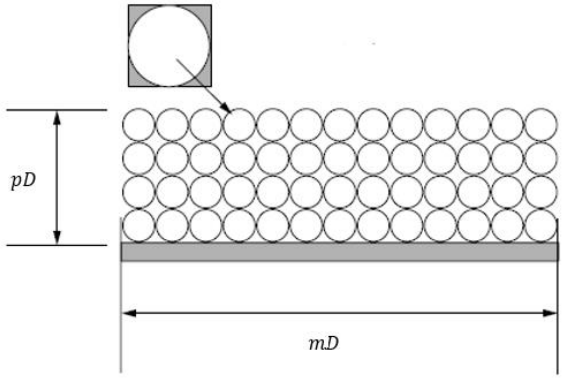
که مقدار آن با توجه به سایز سیم بین ۰/۹۴۱ تا ۰/۶۷۳ متغییر است. شکل(۲-۳) تاثیر عایق برکل سطح سیم را نشان می‌دهد. مقدار S_1 به اندازه سیم و به عایق سیم بستگی دارد. S_2 یا ضریب پر کنندگی است و به شکل سیم پیچی بستگی دارد .

$$S_2 = \frac{\text{سطح سیم پیچ}}{\text{سطح قابل استفاده پنجره}} \qquad (۳-۲)$$

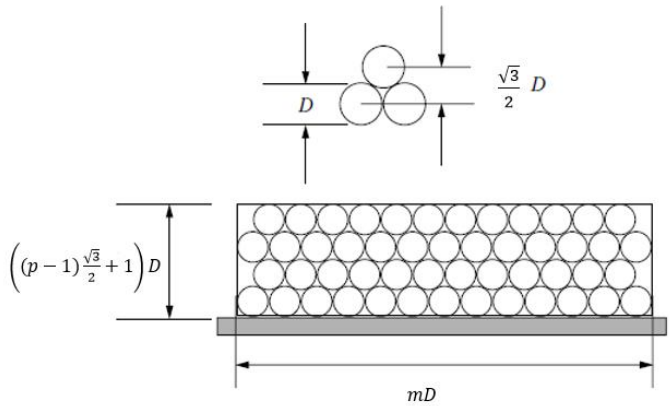
شکل سیم پیچی مربعی و شش گوشه ای به ترتیب در شکل های(۲-۴) و(۲-۵) نشان داده شده است. مقدار ضریب S_2 برای سیم پیچی مربعی برابر ۰/۷۸۵ و برای سیم پیچی شش گوشه ای برابر ۰/۹۰۷ می‌باشد. محاسبه دقیق تر این ضریب در فصول بعد مورد بررسی قرار گرفته است.



شکل (۲-۳) مقایسه عایق در سیم ها با اندازه های متفاوت



شکل (۲-۴) ساختار سیم پیچی مربعی و ابعاد سیم پیچ



شکل (۲-۵) ساختار سیم پیچی شش گوشه ای و ابعاد سیم پیچ

S_3 یا ضریب پنجره موثر مقدار فضایی قابل دسترس از پنجره که در سیم پیچی استفاده می‌گردد را تعیین می‌کند او مقدار آن بستگی به ساختار بوبین و سیم پیچی دارد.

$$S_3 = \frac{\text{سطح قابل استفاده پنجره}}{\text{سطح پنجره}} \qquad (۴-۲)$$

S_4 یا ضریب عایقی به صورت زیر محاسبه می‌گردد. این ضریب معمولا بر اساس مرجع [۱۸] برابر ۱ در نظر گرفته می‌شود ولی اگر ترانسفورماتور دارای چند سیم پیچ ثانویه و عایق باشد این مقدار ۵ الی ۱۰ درصد کاهش می‌یابد.

$$S_4 = \frac{\text{سطح قابل استفاده پنجره}}{\text{عایق} + \text{سطح قابل استفاده پنجره}} \qquad (۵-۲)$$

که در روابط (۲-۲) تا (۲-۵)

سطح مقطع هادی = سطح مقطع مس

سطح مقطع سیم = سطح مقطع مس+ سطح مقطع عایق

سطح مقطع سیم پیچی= تعداد دور × سطح مقطع یک سیم

سطح قابل استفاده پنجره = سطح قابل استفاده پنجره (سطح باقیمانده از روش خاص سیم پیچی)

با محاسبه مقدار K_u به عنوان یک عامل مهم در طراحی های ترانسفورماتور، روشن می‌گردد که یک تقریب و مفید برای طراحی ترانسفورماتور مقدار ۰/۴ می‌باشد، که می‌تواند برای اکثر طراحی ها مورد استفاده قرار گیرد.[۱۸]

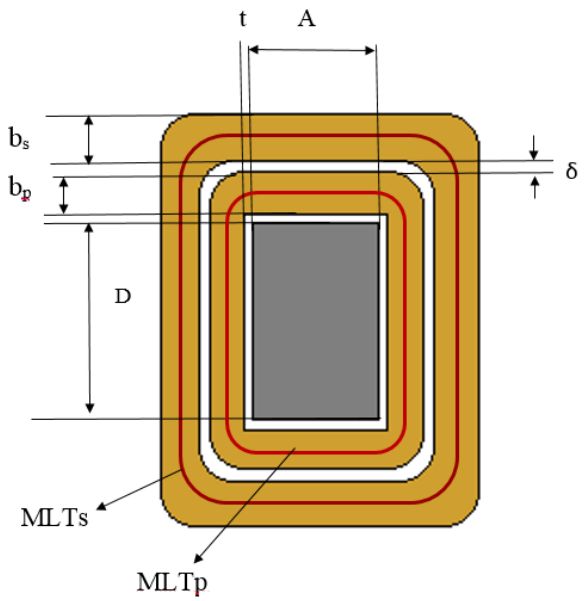
۲-۳ مقدار متوسط دور سیم پیچ (MLT)

مقدار متوسط دور سیم پیچی در محاسبه مقاومت سیم پیچ ها ، وزن سیم پیچ ها و اندوکتانس نشتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. نحوه محاسبه مقدار متوسط دور سیم پیچ برای سیم پیچ اولیه و ثانویه به صورت روی هم بر روی بوبین بر طبق ابعاد مشخص شده در شکل ۲-۶ به صورت زیر است:

$$MLT_P = 2(D+A)+8(t)+\pi b_P \qquad (۶-۲)$$

$$MLT_s = 2(D+A)+8(t)+(\delta+b_P+b_s)\pi \qquad (۷-۲)$$

که در آن D و A ابعاد سطح مقطع هسته، t ضخامت عایق بین سیم پیچ و هسته، δ ضخامت عایق بین سیم پیچ ها b_p ضخامت سیم پیچ اولیه و b_s ضخامت سیم پیچ ثانویه می‌باشد. نحوه محاسبه مقادیر b_p و b_s در فصل های بعد مورد بررسی قرار می‌گیرد.



شکل (۲-۶) ابعاد و متوسط دور اولیه و ثانویه در سیم پیچ لایه ای

۲-۴ ضریب A_p

A_p یک هسته برابر است با حاصل ضرب سطح پنجره آن هسته بر حسب cm^2 در سطح مقطع موثر آن بر حسب cm^2 که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$A_p = A_c W_a \quad [\mathrm{cm}^4] \tag{۸-۲}$$

که در آن A_c سطح مقطع هسته و W_a سطح پنجره هسته می‌باشد. A_p با مقدار توان انتقالی ترانسفورماتور متناسب است. [۱۸]

۲-۵ رابطه بین چگالی شار و ولتاژ

سطح زیر شکل موج ولتاژ در سیکل مثبت برابر با شار می‌باشد که ولتاژ_ثانیه نیز نامیده می‌شود. طبق قانون فارادی مقدار پیک چگالی شار از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\lambda = \int_0^{\frac{T}{2}} v(t)dt \quad \text{(volt-second)} \tag{۹-۲}$$

$$V = K_f B_m N f A_c \tag{۱۰-۲}$$

که در آن V ولتاژ، B_m ماکزیمم چگالی شار، N تعداد دور سیم پیچ، f فرکانس و A_c سطح مقطع هسته و برای شکل موج سینوسی: $K_f = 4/44$ و برای شکل موج مربعی $K_f = 4$ می‌باشد. فرکانس و ولتاژ در طراحی ترانسفورماتور با توجه به مدار متصل شده به ترانسفورماتور تعیین می‌گردد. رابطه (۲-۱۰) نقش مهمی را در تعیین و برآورده کردن مشخصات مورد نظر در طراحی ترانسفورماتور ایفا می‌کند. [۳۳]

چهار متغییر اصلی چگالی شار، فرکانس و تعداد دور سیم پیچ و سطح مقطع هسته به صورت با هم در ارتباط هستند. و امکان اینکه همزمان مقدار آنها مشخص شود وجود ندارد. زمانی که ولتاژ و فرکانس معلوم شود، باز هم دو درجه آزادی وجود دارد و باید گامی دیگر در تعیین دو متغییر دیگر انجام گیرد. در مورد چگالی شار نکته مهمی که باید مورد توجه قرار گیرد، اشباع نشدن هسته ترانسفورماتور می‌باشد. زمانی که چگالی شار از چگالی شار اشباع هسته فراتر رود، اندوکتانس مغناطیس کنندگی کاهش می‌یابد و در نتیجه جریان مغناطیس کنندگی افزایش می‌یابد که می‌تواند باعث اتصال کوتاه در سیم پیچ ها گردد. افزایش فرکانس منجر به کاهش اندازه هسته می‌گردد اما تلفات هسته را به مقدار قابل ملاحظه ای افزایش می‌دهد بنابراین برای فرکانس های بالاتر یا شکل موج های هارمونیکی ضرورت استفاده از هسته هایی با تلفات کمتر را بیشتر می‌گردد. محدوده فرکانس با قابلیت ابزار های کلیدزنی های مورد استفاده نیز مشخص می‌گردد. برای برآوردن اهداف طراحی و بهینه سازی مقادیر به منظور کاهش اندازه، تلفات و هزینه، موارد زیادی باید مورد ارزیابی قرار بگیرد. بنابراین برای دسترسی به ولتاژ خاص موارد زیر می‌تواند مورد ارزیابی قرار گیرد:

۱. افزایش چگالی شار ماکزیمم (B_m) : این امر با استفاده از موادی با خاصیت القای ماکزیمم بالا امکان پذیر است.

۲. افزایش تعداد دور (N) : افزایش تعداد دور باعث افزایش ولتاژ می‌گردد ولی منجر به افزایش مقاومت اهمی و تلفات سیم پیچ ها می شود. بعلاوه تعداد دور قابل پیچیدن در هسته سیم پیچ محدود می‌باشد و حتی اگر از سیم با اندازه کوچک استفاده شود به منظور اینکه بتوان تعداد دور بیشتری در پنجره هسته جای گیرد، منجر به افزایش مقاومت سیم پیچ می‌گردد.

۳. افزایش سطح مقطع هسته (A_c) :افزایش سطح مقطع هسته باعث افزایش ولتاژ می‌شود ولی منجر به افزایش تلفات هسته می‌گردد. بعلاوه هسته با سطح مقطع بالاتر متوسط تعداد دور سیم پیچ بیشتری را دارد که باعث افزایش طول سیم پیچ و مقاومت آن می‌گردد. همچنین اندازه سیستم بزرگتر می‌شود. افزایش سطح مقطع هسته در هسته هایی که هادی ضعیف گرما هستند، مانند فریت، منجر به بروز مشکل انتقال گرما از هسته می‌گردد که این خود باعث افزایش دمای هسته و کاهش چگالی شار ماکزیمم هسته می‌گردد.

۴. افزایش فرکانس (f) : افزایش فرکانس باعث افزایش تلفات هسته و دیگر عوامل مرتبط با فرکانس مانند اثر مجاورت و پوستی می‌گردد. تغییر فرکانس از منابع تغذیه ۶۰ هرتز تا ۱۰۰ کیلو هرتز حدود ۱۶۶۶ برابر است در حالیکه تغییر چگالی شار ماکزیمم از مواد فلزی تا مواد فریت حدود حدودا ۱به ۴ است . بنایراین حدود ۴۰۰ برابر مزیت افزایش فرکانس که به دنبال آن کاهش سایز هسته و سیم پیچ و تلفات بیشتر است. در مواردی که در معادله تلفات، توان فرکانس از توان چگالی شار ماکزیمم بیشتر باشد مشکل تلفات و افزایش دما بیشتر است.

۲-۶ ثابت K_g

ثابت هندسی هسته K_g با رابطه زیر تعیین می‌گردد:

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} \quad [\mathrm{cm}^5] \tag{۱۱-۲}$$

در حقیقت هر هسته K_g مخصوص به خود را دارد. به دلیل اینکه این ثابت تقریبا جدید است، توسط تولید کنندگان هسته درمشخصات هسته مطرح نشده است. [۱۸]

۲-۷ ثابت K_e

ثابت K_e توسط شرایط کاری مغناطیسی و الکتریکی تعیین می‌گردد. ارتباط بین این شرایط و ثابت K_e به صورت زیر است:

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_m^2 (10^{-4}) \tag{۱۲-۲}$$

که درآن مقدار K_f برای شکل موج سینوسی برابر ۴/۴۴ و برای شکل موج مربعی برابر ۴ می‌باشد [۱۸]

۲-۸ تنظیم ولتاژ (α)

کمترین اندازه ترانسفورماتور می‌تواند توسط تنظیم ولتاژ مجاز هم تعیین گردد. تنظیم ولتاژ ترانسفورماتور می‌تواند به صورت زیر بیان گردد:

$$\alpha = \frac{V_{o(n.l)} - V_{o(f.l)}}{V_{o(f.l)}} (100) \tag{۱۳-۲}$$

که در آن $V_{o(n.l)}$ ولتاژ بی باری و $V_{o(f.l)}$ ولتاژ بار کامل می‌باشد. برای سادگی فرض می‌شود که ترانسفورماتور از نوع ایزوله با نسبت تبدیل ۱:۱ می باشد و امپدانس هسته بی نهایت است. بنابراین:

$$I_{in} = I_o \tag{۱۴-۲}$$

$$R_p = R_s \tag{۱۵-۲}$$

که I_{in} و I_o به ترتیب جریان ورودی و جریان خروجی، و Rs و Rp به ترتیب مقاومت اهمی ثانویه و اولیه ترانسفورماتور می‌باشد. با اختصاص دادن سهم مساوی از سطح پنجره به سیم پیچ اولیه و ثانویه و چگالی جریان برابر داریم:

$$\Delta V_p = I_{in} R_p = \Delta V_s = I_o R_s \qquad (۱۶-۲)$$

ΔV_p و ΔV_s به ترتیب افت ولتاژ اولیه و ثانویه می‌باشد بنابراین تنظیم ولتاژ برابر:

$$\alpha = \frac{\Delta V_p}{V_p}(100) + \frac{\Delta V_s}{V_s}(100) \qquad (۱۷-۲)$$

با ضرب کردن صورت و مخرج در I داریم:

$$\alpha = \frac{\Delta V_p I_p}{V_p I_p}(100) + \frac{\Delta V_s I_s}{V_s I_s}(100) \qquad (۱۸-۲)$$

تلفات مسی اولیه و ثانویه برابر است با:

$$P_p = \Delta V_p I_{in} \qquad (۱۹-۲)$$

$$P_s = \Delta V_s I_s \qquad (۲۰-۲)$$

تلفات مسی کل برابر :

$$P_{cu} = P_p + P_s \qquad (۲۱-۲)$$

بنابراین تنظیم ولتاژ می‌تواند به صورت زیر نوشته شود[۱۸]:

$$\alpha = \frac{P_{cu}}{P_o}(100) \qquad (۲۲-۲)$$

۲-۹ افزایش دما T_r و رابطه آن با سطح ترانسفورماتور A_t

افزایش دما(T_r)در ترانسفورماتور در واقع میزان افزایش دمای ترانسفورماتور در حالتی که تحت بار کامل قرار دارد از مقدار دمای محیط می‌باشد. به دلیل انتشار گرمای ناشی از تلفات اهمی و تلفات هسته از سطح ترانسفورماتور می‌باشد. برای محاسبه افزایش دمایی از سطح ترانسفورماتور با معلوم بودن مقدار تلفات می-توان از رابطه زیر استفاده کرد:

$$T_r = 450(\psi)^{0.826} \qquad (۲۳-۲)$$

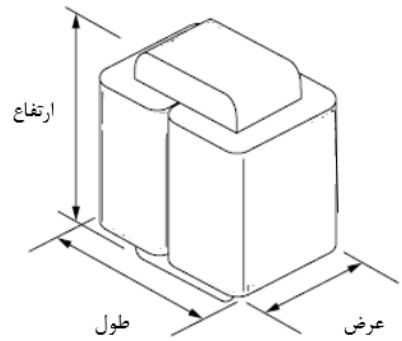
که در آن :

$$\psi = \frac{P_\Sigma}{A_t} \qquad (۲۴-۲)$$

P_Σ: مجموع تلفات اهمی و تلفات آهن و A_t سطح ترانسفورماتور است که در بخش بعد مورد بررسی قرار می گیرد. [۱۸]

۲-۹-۱ A_t :سطح ترانسفورماتور

مقدار A_t برای هسته C شکل و یا ساختار های مشابه با توجه به ابعاد نشان داده شده در شکل ۲-۷ به صورت زیر محاسبه می‌گردد.



شکل (۲-۷) نمایش سطح ترانسفورماتور

$$A_t = 2\left(\text{طول} \times \text{ارتفاع}\right) + 2\left(\text{عرض} \times \text{طول}\right) + 2(\text{عرض} \times \text{ارتفاع}) \qquad (۲۵-۲)$$

مقدار واقعی A_t به دلیل فضای اطراف آن از مربع کامل محاسبه شده کمتر است.

مقدار A_t می‌تواند بر حسب A_p نیز بیان شود. به دلیل اینکه A_p با توان چهارم طول متناسب است و A_t متناسب با توان دوم طول می باشد داریم:

$$\begin{Bmatrix} A_p = K_1 l^4 \\ A_t = K_2 l^2 \end{Bmatrix} \rightarrow \qquad l = \left(\frac{A_p}{K_1}\right)^{0.25} \rightarrow A_t = K_2\left(\left(\frac{A_p}{K_1}\right)^{0.25}\right)^2 \rightarrow$$

$$A_t = K_s A_p^{0.5} \qquad (۲۶-۲)$$

که در آن مقدار ثابت K_s به ساختار هسته وابسته است و با توجه به [۱۸] برای هسته های C شکل، K_s برابر۳۹/۲می‌باشد. هدف از بیان معادله ۲-۲۶ این است که تاثیر سطح ترانسفورماتور (ابعاد ترانسفورماتور) و مقدار تلفات را در افزایش دما نشان دهد. محدوده مجاز افزایش دمایی برای ترانسفورماتور های نوع خشک طبق استاندارد IEC-6007611 در جدول (۲-۱) آمده است.

برای یافتن بیشترین دمای ترانسفورماتور مقدار(T_r) می‌بایست به دمای محیط اضافه شود. سیستم عایقی ترانسفورماتور در حقیقت با بیشترین دمایی که می‌تواند بدون خرابی تحمل کند، طبقه بندی می‌گردد.

۲-۱۰ سیم پیچی

۲-۱۰-۱ تعیین تعداد دورهای سیم پیچی

تعداد دور های سیم پیچ اولیه و ثانویه با استفاده از قانون فارادی با روابط ۲-۲۷ و ۲-۲۸ بیان می‌گردد:

جدول (۲-۱) محدوده افزایش دمای سیم پیچ (با توجه جدول ۲ استاندارد IEC-6007611)

متوسط محدوده افزایش دما در جریان نامی	دمای سیستم عایقی c^{o}
۶۰	۱۵۰(A)
۷۵	۱۲۰(E)
۸۰	۱۳۰ (B)
۱۰۰	۱۵۵ (F)
۱۲۵	۱۸۰ (H)
۱۳۵	۲۰۰
۱۵۰	۲۲۰

$$N_p = \frac{V_p(10^4)}{A_c B_{ac} f K_f} \qquad (۲۷-۲)$$

$$N_s = \frac{N_p V_s}{V_p}(1+\frac{\alpha}{100}) \qquad (۲۸-۲)$$

که در آن V_p و V_s به ترتیب ولتاژ اولیه و ولتاژ ثانویه

۲-۱۱ توان ظاهری P_t

در طراحی تراسفورماتور توان ظاهری P_t، که مرتبط با شکل هندسی ترانسفورماتور می‌باشد، از اهمیت ویژه ای برخوردار می‌باشد. فرض شده است که سیم پیچ های ثانویه و اولیه که سطح پنجره W_a را در بر گرفته‌اند، دارای چگالی جریان برابر می باشند. سیم پیچ اولیه حامل توان P_{in} و سیم پیچ ثانویه حامل توان P_{out} می‌باشد.

$$P_t = P_{in} + P_o \qquad (۲۹-۲)$$

$$P_t = P_o\left(\frac{1}{\eta}+1\right) \qquad (۳۰-۲)$$

که در رابطه (۲-۳۰)، η راندمان می باشد.

۲-۱۲ چگالی جریان

روابط زیر می‌تواند برای ساده سازی و استاندارد سازی مراحل طراحی ترانسفورماتور به کار گرفته شوند. و امکان طراحی ترانسفورماتور با وزن و حجم کمتر و یا کارایی بالاتر را فراهم می‌آورد. در موارد پیشرفته تر به ویژه کاربردهای هوا و فضایی، این اطلاعات بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرند.

با برقراری رابطه(۲-۲۶) مساحت مربوط به سیم پیچی ترانسفورماتور به طور کامل به کار گرفته می‌شود:

$$K_u W_a = N_p A_{wp} + N_s A_{ws} \qquad (۳۱-۲)$$

که در آن سطح مقطع سیم به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$A_w = \frac{I}{J} \qquad (۳۲-۲)$$

با جایگذاری(۲-۳۲) در(۲-۳۱) داریم:

$$K_u W_a = N_p\left(\frac{I_p}{J}\right) + N_s\left(\frac{I_s}{J}\right) \qquad (۳۳-۲)$$

اکنون رابطه(۲-۲۷)را در (۲-۳۳) جایگذاری می‌کنیم.

$$K_u W_a = \frac{V_p(10^4)}{A_c B_{ac} f K_f}\left(\frac{I_p}{J}\right) + \frac{V_s(10^4)}{A_c B_{ac} f K_{f\ s}}\left(\frac{I_s}{J}\right) \qquad (۳۴-۲)$$

با مرتب سازی رابطه بالا داریم:

$$J = \frac{\left[(V_p I_p)+(V_s I_s)\right](10^4)}{B_{ac} f K_f K_u (W_a A_c)} \quad [\text{amps/cm}^2] \qquad (۳۵-۲)$$

با توجه به اینکه:

$$(V_p I_p)+(V_s I_s) = P_{in} + P_{out} = P_t \qquad (۳۶-۲)$$

و جایگذاری(۲-۸) و (۲-۳۶)در (۲-۳۵) داریم:

$$J = \frac{P_t(10^4)}{B_{ac} f K_f K_u A_p} \quad [\text{amps/cm}^2] \qquad (۲-۳۷)$$

۲-۱۲-۱ تاثیر فرکانس

۲-۱۲-۱-۱ اثر پوستی

وقتی که یک هادی حامل جریان ac باشد میدان مغناطیسی نه تنها بستگی به دامنه جریان . فاصله شعاعی از مرکز هادی دارد، بلکه به فرکانس موج جریان نیز وابسته می‌باشد. میدان مغناطیسی متغییر تولید شده توسط جریان متغیر بر طبق قانون لنز یک جریان با جهت مخالف در هادی ایجاد می‌کند. بنابراین چگالی جریان درون هادی کاهش و در سطح افزایش می‌یابد. گرچه چگالی جریان دیگر یکنواخت نخواهد بود جریان کل در هادی تغییر نمی‌کند، توزیع غیر یکنواخت چگالی جریان به دلیل رابطه خطی بین فرکانس و چگالی جریان القا شده، در فرکانس های بالاتر مشهود تر است.

۲-۱۲-۱-۲ اثر مجاورت

جریان ac که در یک سیم می‌چرخد، میدان مغناطیسی تولید می‌کند که وارد هادی های مجاور می‌شود و در آنها ولتاژ هایی القا می‌کند که منجر به ایجاد جریان های اضافی در هادی ها می‌گردد. عمق نفوذ بستگی به مجاورت سیم خارجی و فرکانس دارد. چگالی جریان در هادی در نزدیکی سیم مجاور کاهش می‌یابد و در جهت دیگر تقویت می‌شود. گرچه توزیع جریان تغییر می‌کند، جریان خالص هادی ثابت می‌ماند. بنابراین هر هادی اضافی در همان میدان خارجی، حتی اگر هیچ جریان خالصی نداشته باشد متاثر از این جریان خواهد شد.

مقاومت سیم پیچ هایی که در ساختار ترانسفورماتور به کار می‌روند، به صورت تلفات RI^2 باعث ایجاد گرما می‌گردند.

۲-۱۳ تعیین سطح مقطع سیم پیچ ها:

برای تعیین سطح مقطع مورد نیاز سیم پیچی ها طبق تعریف چگالی جریان می‌توان با استفاده از رابطه زیر استفاده کرد:

$$A_w = \frac{I}{J} \quad [\mathrm{cm}^2] \tag{۳۸-۲}$$

شماره سیم (AWG[1]) با مقایسه سطح مقطع مورد نظر سیم بدون روکش در جدول مربوط که در [۱۷] آمده است، مشخص می‌گردد. همچنین طبق این جدول می‌توان مقدار مقاومت بر سطح سیم انتخابی مورد نظر نیز بر حسب $\frac{\mu\Omega}{cm^2}$ و سطح مقطع سیم همراه با روکش قابل دسترس می‌باشد.

در فرکانس های بالاتر، اثر پوستی کاهش سطح موثر برای جریان عبوری، مقاومت موثر هادی را افزایش می‌دهد. عمق نفوذ ε بیانگر ضخامت یک هادی توخالی است که دارای مقاومتی برابر با مقاومت هادی تو پر با در نظر گرفتن اثر پوستی می‌باشد. عمق نفوذ از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \tag{۳۹-۲}$$

و یا $$\varepsilon = \left(\frac{6.62}{\sqrt{f}}\right) K \quad [\mathrm{cm}] \tag{۴۰-۲}$$

که f فرکانس و σ رسانایی هادی است و K برای مس برابر ۱ می‌باشد. در فرکانس ۵۰ Hz، ε=۰/۹۵ cm و در فرکانس ۱۰ KHz، ε=۰/۰۵۶ cm می‌باشد. در این حالت سطح مقطع سیم به گونه ای انتخاب می‌گردد که نسبت مقاومت dc به مقاومت ac برابر با یک باشد یعنی :

[1] American wire gauge

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}}=1 \qquad (۴۱-۲)$$

با این روش قطر سیم پیچ مورد نظر برابر با :

$$D=2\varepsilon \quad [\text{cm}] \qquad (۴۲-۲)$$

و سطح مقطع سیم بدون روکش برابر است با :

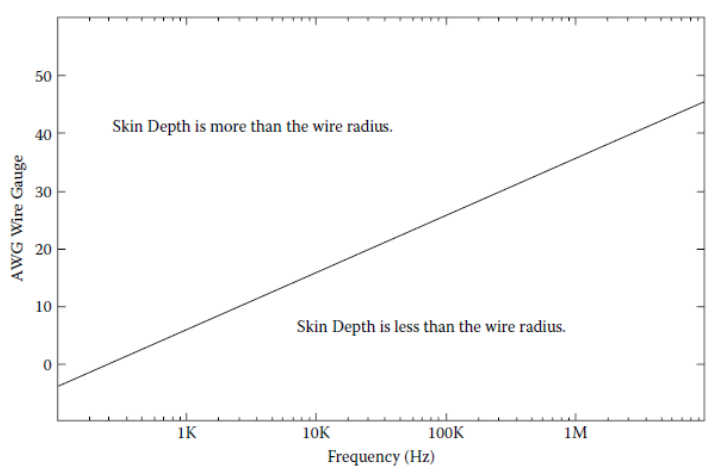
$$\mathrm{A}_{w(B)}=\frac{\pi D^2}{4} \quad [\text{cm}] \qquad (۴۳-۲)$$

در شکل (۲-۸) شماره های AWG در فرکانس هایی که شعاع سیم با عمق نفوذ برابر است نشان داده شده است.

۲-۱۴ مقاومت و تلفات اهمی سیم پیچ ها:

مقاومت هادی به طول(l)، سطح مقطع$\mathrm{A_w}$ و مقاومت ویژه آنρ بستگی دارد. برای یافتن مقاومت اهمی سیم پیچ کافیست مقاومت ویژه آن را در طول سیم ضرب و بر سطح مقطع آن تقسیم کنیم.

$$R=\frac{\rho l}{A_w} \quad [ohms] \qquad (۴۴-۲)$$



شکل (۲-۸) نمودار AWG برحسب فرکانس که در آن قطر سیم با عمق نفوذ برابر است. [۱۸]

با توجه به مقدار $\frac{\mu\Omega}{cm^2}$ مربوط به سطح مقطع مورد نظرکه در [۱۸] آمده است و طول سیم پیچ که برابر با حاصل ضرب تعداد دور سیم پیچ در متوسط تعداد دور می‌باشد مقاومت سیم پیچ به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$R_{cu} = MLT(N)\left(\frac{\mu\Omega}{cm}\right)(10^{-6}) \qquad (۴۵-۲)$$

به این ترتیب تلفات اهمی در هر سیم پیچ با معلوم بودن جریان گذرنده از آن به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$P_{cu} = R_{cu} I^2 \qquad (۴۶-۲)$$

۲-۱۵ رابطه بین تنظیم ولتاژ و K_g و K_e

همانطور که بیان شد تنظیم ولتاژ طبق رابطه به صورت درصد، برابر با نسبت تلفات اهمی به توان خروجی می‌باشد.

مقاومت اهمی ترانسفورماتور انتقال یافته به سمت سیم پیچ N دوری را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$R_{cu} = \frac{MLT\ N^2}{W_a K_u}\rho \qquad (۴۷-۲)$$

که در آن ρ برابر با مقاومت ویژه مس می‌باشد.

جریان نیز به صورت زیر بدست می‌آید:

$$I = A_w J$$

$$I = \frac{W_a K_u}{N} \times \frac{P_t \times 10^4}{K_f K_u B f A_p} \qquad (۴۸-۲)$$

با جایگزینی رابطه (۲-۴۷) و (۲-۴۸) در (۲-۴۶) تلفات اهمی برابر خواهد بود با:

$$P_{cu} = \frac{MLT\ N^2}{W_a K_u} \rho \times \left(\frac{W_a K_u}{N} \times \frac{P_t \times 10^4}{K_f K_u B f A_p} \right)^2 \qquad (۴۹-۲)$$

و یا:

$$P_{cu} = \frac{MLT\ N^2}{W_a K_u} \rho \times \left(\frac{W_a K_u}{N} \times \frac{10^4}{K_f K_u B f A_p} \right)^2 P_t \times P_o (1 + \frac{1}{\eta}) \qquad (۵۰-۲)$$

با جایگزین کردن عبارت (۲-۵۰) در رابطه (۲-۲۲) داریم:

$$\alpha = \frac{\frac{MLT\ N^2}{W_a K_u} \rho \times \left(\frac{W_a K_u}{N} \times \frac{10^4}{K_f K_u B f A_p} \right)^2 P_t \times P_o (1 + \frac{1}{\eta})}{P_o} \qquad (۵۱-۲)$$

با جایگزین کردن مقاومت ویژه مس که برابر است با : $\rho = 1.724 \times 10^{-6}$ [ohm-cm]

و جایگزینی مقدار معادل A_p و همچنین تخمین : $(1 + \frac{1}{\eta}) \simeq 2$

با ساده سازی عبارت بالا به شکل زیر در می‌آید:

$$\alpha = \frac{P_t}{2\left(\frac{K_u A_c^2 W_a}{MLT} \right) \left(0.145 K_f^2 B^2 f^2 \times 10^{-4} \right)} = \frac{P_t}{2 K_g K_e} \qquad (۵۲-۲)$$

$$\alpha = \frac{P_t}{2 K_g K_e} \qquad (۵۳-۲)$$

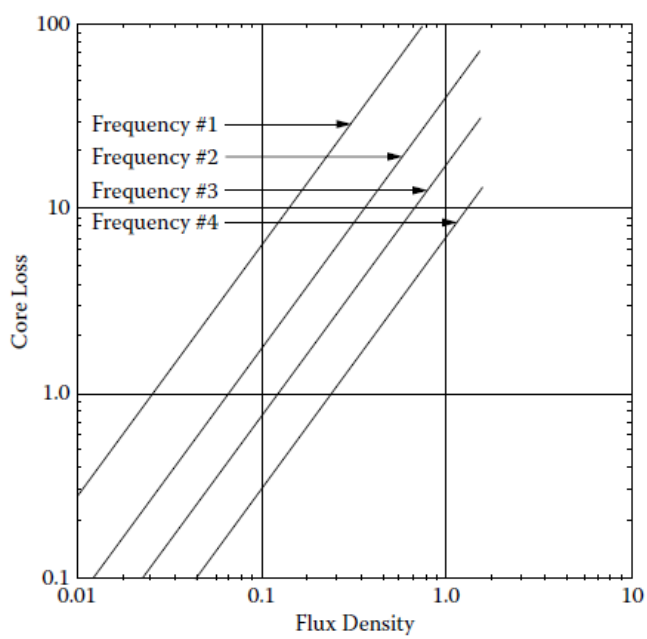
۲-۱۶ تلفات هسته

معمولا برای محاسبه کل تلفات هسته تحت تحریک سینوسی از معادله معروف استینمتز (GSE[1])[۳۵] استفاده می‌شود.

$$P_{fe} = K_c f^{\alpha} B_{\max}^{\beta} \qquad (۵۴-۲)$$

که در آن P_{fe} متوسط تلفات هسته در واحد حجم ، B_{max} چگالی شار ماکزیمم با تحریک سینوسی با فرکانس f و K_c ،α ، β ثابت هایی است که از اطلاعات تولید کننده هسته قابل استخراج است.

واحد تلفات هسته برای تولیدکنندگان هسته ها متفاوت است. برای مثال تلفات می‌تواند بر حسب می‌تواند بر حسب وات بر کیلوگرم($W/_{Kg}$) بیان شود. منحنی تلفات هسته در شکل (۲-۹) آمده است.



شکل (۲-۹) شکل کلی منحنی تلفات [۱۸]

[1] General Steinmetz equation

۲-۱۷ اندازه گیری

به دلیل دستیابی به اطلاعات و همچنین بررسی نتایج طراحی لازم است پارامتر ها و منحنی های لازم برای طراحی مورد آزمایش و اندازه گیری قرار گیرند . همچنین گاهی اطلاعات و منحنی های لازم از قسمت های مورد استفاده که معمولا توسط تولید کنندگان آن ارائه می‌گردد در دسترس نمی‌باشد . در زیر چند روش برای اندازه‌گیری پارامترها و منحنی های مهم برای طراحی و بررسی نتایج طراحی بیان شده است.

۲-۱۷-۱ منحنی B-H

حلقه B-H به دلیل اینکه اطلاعاتی درباره چگالی شار اشباع B_{sat}، نیروی ضد مغناطیس کنندگی، چگالی پسماند به ما می‌دهد، حائز اهمیت می‌باشد. این منحنی و اطلاعات آن معمولا توسط تولید کنندگان هسته ارائه می‌گردد. در صورت عدم دسترسی به آن به صورت زیر می‌توان این منحنی را بدست آورد.

با پیچیدن یک سیم پیچ N دوری بر روی هسته و افزایش جریان از صفر تا مرجله ای که ولتاژ اندازه گیری شده دو سر سیم پیچ تقریبا ثابت بماند به صورت نقطه به نقطه، می‌توان به منحنی دست یافت. مقادیر متناظر شدت میدان مغناطیسی H_c و چگالی شار مغناطیسی B_c به ترتیب طبق قانون مداری آمپر و قانون فارادی را می‌توان طبق روابط (۲-۵۵) و (۲-۵۶) محاسبه کرد.

$$H_c = \frac{Ni}{MPL} \qquad (۲-۵۵)$$

که در آن MPL طول متوسط مسیر مغناطیسی می‌باشد.

$$B_{c\max} = \frac{V_p}{2\pi fNA_c} \qquad (۲-۵۶)$$

۲-۱۷-۲ منحنی تلفات

منحنی تلفات طبق عبارت (۲-۵۴) می‌تواند به صورت معادله استینمتز [۳۵] بیان شود. برای یافتن سه مجهول α، β و K_c لازم است اطلاعات در سه نقطه مشخص باشد. برای راحتی توان در دو نقطه با فرکانس یکسان و چگالی شار ماکزیمم متفاوت اندازه گیری می‌گردد و توان در نقطه سوم با چگالی شار ماکزیمم برابر با چگالی شار ماکزیمم نقطه ۲ و فرکانس متفاوت با دو نقطه دیگر اندازه گیری می‌گردد به عبارت دیگر:

نقطه ۱: $f = f_1$ $\quad B_{\max} = B_{\max 1}$ $\quad P_{fe} = P_{fe1}$

نقطه ۲: $f = f_2 = f_1$ $\quad B_{\max} = B_{\max 2}$ $\quad P_{fe} = P_{fe2}$

نقطه ۳: $f = f_3$ $\quad B_{\max} = B_{\max 3} = B_{\max 2}$ $\quad P_{fe} = P_{fe3}$

با گرفتن لگاریتم از نسبت معادله (۲-۵۴) با جایگذاری مقادیر بالا داریم:

$$\alpha = \frac{\ln\left(\frac{p_{fe3}}{p_{fe2}}\right)}{\ln\left(\frac{f_3}{f_2}\right)} \qquad (۲-۵۷)$$

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{p_{fe2}}{p_{fe1}}\right)}{\ln\left(\frac{B_{\max 2}}{B_{\max 1}}\right)} \qquad (۲-۵۸)$$

با مشخص شدن α و β و جایگذاری در معادله (۲-۵۴) ، مقدار K_c قابل محاسبه است.

۲-۱۷-۳ آزمایش اتصال کوتاه

با یک اتصال کوتاه کردن یا سیم پیچ و اعمال درصدی از ولتاژ نامی به سیم پیچ دیگر کافیست تا جریان نامی در آن ایجاد گردد. برای راحتی سیم پیچ ثانویه اتصال کوتاه می‌شود تا مقادیر بدست آمده از آزمایش

مقادیر انتقال یافته به سمت اولیه باشند. ولتاژ اتصال کوتاه V_{sc} و جریان اتصال کوتاه I_{sc} و توان اتصال کوتاه P_{sc} در سمت اولیه اندازه گیری می‌شود. به دلیل اتصال کوتاه شدن، تلفات هسته قابل صرف نظر است. بنابراین مقدار امپدانس سری ترانسفورماتور برابر است با :

$$Z_{eq} = \frac{V_{sc}}{I_{sc}} \qquad (۵۲-۲)$$

مقدار تلفات P_{sc} نیز برابر تلفات مقاومت معادل R_{eq} می‌باشد:

$$R_{eq} = \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2} \qquad (۵۳-۲)$$

قسمت موهومی Z_{eq} برابر با راکتانس نشتی معادل می‌باشد بنابراین:

$$X_{eq} = \sqrt{(Z_{sc}^2 - R_{sc}^2)} \qquad (۵۴-۲)$$

در نتیجه اندوکتانس نشتی برابر خواهد بود با :

$$L_{leak} = \frac{X_{eq}}{2\pi f} \qquad (۵۵-۲)$$

۲-۱۷-۴ آزمایش مدار باز

با اعمال ولتاژ نامی به سیم پیچ اولیه و مدار باز کردن ثانویه، جریان مغناطیس کنندگی از سیم پیچ اولیه عبور خواهد کرد. و افت ولتاژ در R_{eq} و X_{eq} به دلیل کوچک بودن جریان مغناطیس کنندگی، بسیار ناچیز خواهد بود. همچنین توان ورودی بسیار نزدیک به تلفات هسته خواهد بود. با اندازه گیری ولتاژ مدار باز V_{oc}، جریان مدار باز I_{oc} و توان در ورودی P_{oc} می‌توان به اندوکتانس مغناطیس کنندگی و مقاومت شاخه موازی که بیانگر تلفات هسته است دست یافت.

$$\frac{1}{Z_{\phi}} = \frac{I_{oc}}{V_{oc}} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{jX_c} \qquad (۵۶-۲)$$

مقدار R_c برابر خواهد بود با :

$$R_c = \frac{V_{oc}^2}{P_{oc}} \qquad (۵۷-۲)$$

و راکتانس مغناطیس کنندگی برابر خواهد بود با:

$$X_c = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{Z_\varphi^2} - \frac{1}{R_c^2}}} \qquad (۵۸-۲)$$

لازم به ذکر است که اندازه گیری توان در فرکانس های بالا که بیشتر در الکترونیک قدرت با آن مواجه هستیم با واتمتر امکان پذیر نمی‌باشد و می‌بایست از گین-فاز متر استفاده شود. [۳۴]

در این فصل تعاریف مهم برای یک طراحی مناسب ترانسفورماتور مطرح شده و روابط مورد نیاز طراحی ترانسفورماتور با بهترین مشخصات مورد هدف در طراحی در جهت طراحی مناسب مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته شد. همچنین به منظوردسترسی یه اطلاعات و منحنی های لازم برای طراحی و همچنین بررسی نتایج طراحی، به روش های اندازه‌گیری منحنی ها پارامتر های مورد استفاده در این پایان نامه پرداخته شده است.

فصل سوم

اندوکتانس نشتی

در مدارهای الکترونیک قدرت، اجزای مغناطیسی و ترانسفورماتور به عنوان بزرگترین و سنگین ترین اجزای مدار وجود دارند. این اجزا تاثیر زیادی بر عملکرد کلی مدار های الکترونیک قدرت دارند. اندوکتانس نشتی نقش مهمی را در الکترونیک قدرت ایفا می‌کند. در طراحی ترانسفورماتور های الکترونیک قدرت معمولا اندوکتانس نشتی یک ویژگی مثبت تلقی می شود. اگرچه مقدار اندوکتانس نشتی با اندازه گیری قابل دستیابی است، در بسیاری از موارد تعیین مقدار آن بر اساس کاربرد آن در مدارهای مختلف در مراحل طراحی از اهمیت ویژه ای برخوردار است.

۳-۱ اندوکتانس نشتی

اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور بیانگر شاری است که در یک سیم پیچ ایجاد شده، و از سیم پیچ دیگر عبور نمی‌کند. این اثر توسط یک اندوکتانس سری در اولیه و یا ثانویه ترانسفورماتور مدل می‌شود. به دلیل وجود شارهای نشتی، مقدار مشخصی از انرژی در سیم پیچ ها ذخیره می‌گردند که در برخی از کاربرد ها می‌تواند تعیین گردند. در مبدل های رزونانس، به منظور عملکرد مناسب ضروریست که مقدار اندوکتانس نشتی یک مقدار مشخص و تنظیم شده داشته باشد.

به دلیل اینکه شار نشتی از هر دو سیم پیچ ترانسفورماتور عبور نمی‌کند، در صورتی که ثانویه ترانسفورماتور اتصال کوتاه شود، آمپر-دور ایجاد شده توسط اولیه و ثانویه برابر خواهد بود (تقریبا یکدیگر را خنثی خواهند کرد). با این وجود مقداری از انرژی در میان سیم پیچ ها و بین لایه های آنها میدان الکتریکی دارای مقدار مشخص و جهت یکسان خواهد بود که به صورت اندوکتانس نشتی سری در مدار معادل ترانسفورماتور نشان داده خواهد شد. یکی از روش ها برای دستیابی به رابطه ای تحلیلی برای تعیین اندوکتانس نشتی روش انرژی است. در این روش مقدار انرژی ذخیره شده در میدان مغناطیسی محاسبه شده و برابر با $\frac{1}{2}LI^2$ قرار می‌گیرد. میدان مغناطیسی H درون سیم پیچ ها و خارج از آن از قانون مداری آمپر بدست می‌آید. انرژی ذخیره شده از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$E_{stored} = \frac{\mu}{2}\iiint H^2 dv = \frac{1}{2}L_{leak}I^2 \qquad (۱-۳)$$

به طور کلی دو نوع سیم پیچی، مجزا و لایه ای که در مدار های الکترونیک قدرت فرکانس متوسط استفاده می‌شود، مورد تحلیل قرار می‌گیرد. سیم پیچی لایه ای نسبت به سیم پیچی مجزا دارای اندوکتانس کمتر است. در انتخاب نوع سیم پیچی باید به محدوده اندوکتانس مورد نیاز توجه گردد. در مواردی که نیاز به اندوکتانس نسبتا بزرگتر و یا حذف و یا کاهش اندازه سلف خارجی فیلتر باشد، معمولا از سیم پیچی مجزا استفاده می‌شود.

شکل ساده ای از شار های نشتی هسته و سیم پیچ ها در شکل (۳-۱) نشان داده شده است. اندوکتانس متقابل اصولا مقدار بزرگی است، با این حال شار های نشتی وجود دارد که از هر دو سیم پیچ عبور نمی‌کند و به صورت عمودی در سطح پنجره جاری می‌گردد. نیروی محرکه مغناطیسی در هسته به دلیل پرمابیلیته بالا، قابل صرف نظر کردن است. بنابراین می‌توان کل مقدار MMF را در پنجره هسته فرض نمود. همچنین میدان الکتریکی در پنجره هسته به صورت خطی تغییر می‌کند.

مقدار انرژی ذخیره شده در پنجره هسته توسط توزیع میدان مغناطیسی، تعیین می‌گردد.

$$W = \frac{1}{2}\int_V H.B \, \mathrm{d}v = \frac{1}{2}\mu_o \int_V H^2 \, \mathrm{d}v \qquad (۲-۳)$$

انرژی موجود در فضای سیم پیچ و فضای بین سیم پیچ به صورت جداگانه محاسبه شده و برای دستیابی به مقدار کل اندوکتانس نشتی ارجاع شده به یک سیم پیچ با یکدیگر ترکیب می‌گردند.

۳-۲ محاسبه اندوکتانس در سیم پیچی لایه ای متمرکز

شکل (۳-۱) سیم پیچی لایه ای در هسته متقارن و تغییرات MMF را در سیم پیچ ها و فضای بین آنها نشان میدهد. در پنجره هسته، میدان مغناطیسی فقط دارای یک بعد y می‌باشد که مقدار آن در راستای محور X تغییر میکند. مقدار MMF در حجم V_1 (فضای مربوط به سیم پیچ داخلی) برابر مقدار زیر خواهد بود:

$$H_y(x) = \frac{x}{b_1}\frac{NI}{h_w} \quad \text{for } 0 < x < b_1 \qquad (۳-۳)$$

که در آن h_w ارتفاع سیم پیچ ها و b_1 ضخامت سیم پیچ اولیه، N تعداد دور سیم پیچی که اندوکتانس نشتی از دید آن محاسبه می‌گردد، می‌باشند. مولفه دیفرانسیلی dv برابر است با:

$$dv = h_w.MLT.dx \qquad (۴-۳)$$

طبق رابطه(۳-۲) مقدار انرژی ذخیره شده در سیم پیچ داخلی به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$W_1 = \frac{1}{2}\mu_o \int_0^{b_1} \left(\frac{x}{b_1}\frac{NI}{h_w}\right)^2 h_w.MLT.dx$$

$$W_1 = \frac{1}{2}\mu_o \left(\frac{NI}{b_1 h_w}\right)^2 h_w.MLT \int_0^{b_1} x^2 \, .dx$$

$$W_1 = \frac{1}{2}\mu_o \left(\frac{NI}{b_1 h_w}\right)^2 h_w.MLT\left(\frac{1}{3}b_1^3\right) \qquad (۵-۳)$$

مقدار MMF در حجم V_2 (فضای بین دو سیم پیچ) برابر مقدار زیر خواهد بود:

$$H_y(x) = \frac{NI}{h_w} \quad \text{for } b_1 < x < b_1 + \delta \qquad (۶-۳)$$

که در آن δ فاصله بیت دو سیم پیچ و یا به عبارت دیگر ضخامت عایق بین دو سیم پیچ می‌باشد. مقدار انرژی ذخیره شده در فضای بین دو سیم پیچ برابر خواهد بود با :

$$W_2 = \frac{1}{2}\mu_o \int_{b_1}^{b_1+\delta} \left(\frac{NI}{h_w}\right)^2 h_w.MLT.dx$$

$$W_2 = \frac{1}{2}\mu_o \left(\frac{NI}{h_w}\right)^2 h_w.MLT.\delta \qquad (۷-۳)$$

و به طور مشابه مقدار انرژی ذخیره شده ذخیره شده در فضای سیم پیچ خارجی برابر خواهد بود با:

$$W_3 = \frac{1}{2}\mu_o \left(\frac{NI}{b_2 h_w}\right)^2 h_w.MLT\left(\frac{1}{3}b_2^3\right) \qquad (۸-۳)$$

مقدار انرژی کل انرژی ذخیره شده برابر است با:

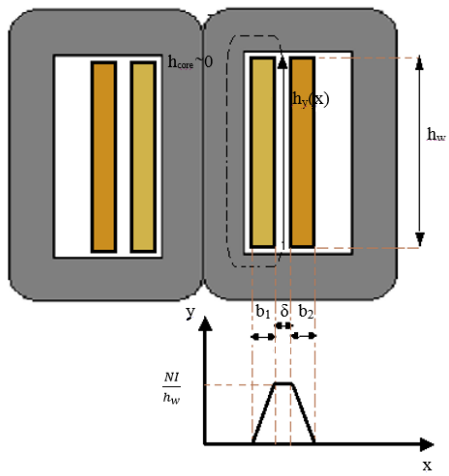
$$W_{tot} = W_1 + W_2 + W_3 = \frac{1}{2}\mu_o \frac{N^2 I^2}{h_w}.MLT\left(\frac{b_1}{3} + \delta + \frac{b_2}{3}\right) \qquad (۹-۳)$$

از طرف دیگر :

$$W_{tot} = \frac{1}{2}LI^2 \qquad (۱۰-۳)$$

بنابراین اندوکتانس نشتی سیم پیچی لایه ای روی هم برابر خواهد بود با:

$$L_{leak} = \mu_o \frac{N^2.MLT}{h_w}(\frac{b_1}{3} + \delta + \frac{b_2}{3}) \qquad (۱۱-۳)$$



شکل(۳-۱)شار نشتی و توزیع میدان مغناطیسی در سیم پیچی لایه ای متمرکز

۳-۳ محاسبه اندوکتانس در سیم پیچی مجزای هم محور

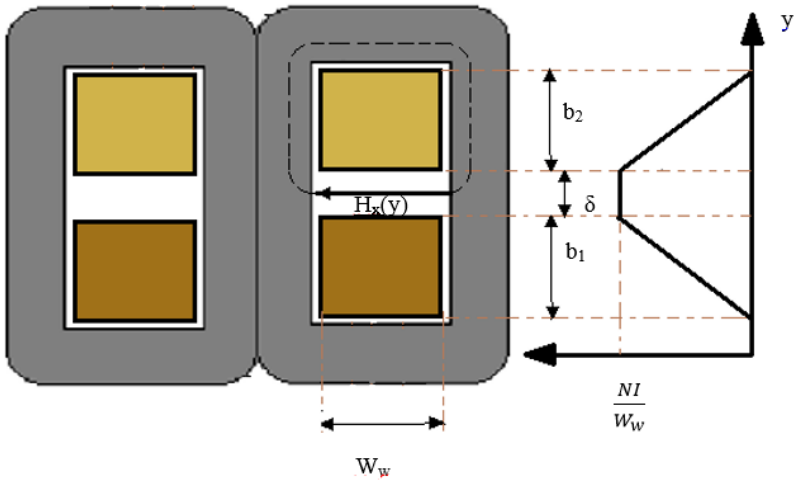
همانگونه که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است در سیم پیچی مجزای هم محور MMF دارای مولفه در راستای محور X می‌باشد و در راستای محور y تغییر می‌کند. به روش مشابه در بخش (۳-۲) می‌توان اثبات کرد که اندوکتانس نشتی برابر خواهد بود با:

$$L_{leak} = \mu_o \frac{N^2.MLT}{w_w}(\frac{b_1}{3} + \delta + \frac{b_2}{3}) \qquad (۱۲-۳)$$

که در اینجا b_1 و b_2 ارتفاع سیم پیچ اولیه و ثانویه، δ فاصله بین دو سیم پیچ و W_w ضخامت سیم پیچ ها می‌باشد.[۱۸]

۳-۴ افزایش اندوکتانس نشتی

در صورتی که اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور به عنوان سلف فیلتر (به جای سلف خارجی مجزا) استفاده گردد، لازم است مقدار آن افزایش یابد. چند روش متداول برای افزایش اندوکتانس در زیر آمده است.



شکل (۳-۲) شار نشتی و توزیع میدان در سیم پیچی مجزای هم محور

- بر طبق روابط (۳-۱۲) و (۳-۱۱) با افزایش ضخامت عایق بین سیم پیچ اولیه و ثانویه(δ) می‌توان اندوکتانس نشتی را افزایش داد.
- افزایش تعداد دور سیم پیچی اولیه و ثانویه (به منظور حفظ نسبت تبدیل)
- افزایش نسبت $\frac{b}{h_w}$ در سیم پیچی نوع لایه ای و یا افزایش $\frac{b}{W_w}$ در سیم پیچی مجزا

۳-۵ کاهش اندوکتانس نشتی

برای کاربرد هایی نظیر مدارهای رزونانس که اندوکتانس نشتی با یک خازن سری در فرکانس حامل قرار می‌گیرد، اگر چه کاهش مقدار خازن متصل شده آسان تر و اقتصادی تر است، در مواردی نیاز به اندوکتانس نشتی کوچکتر می‌باشد. چند روش برای کاهش اندوکتانس در زیر آمده است.

- اندوکتانس نشتی با توزیع میدان مغناطیسی رابطه دارد . برای کاهش میدان مغناطیسی معمولا سیم پیچ ها در بین هم و به صورت چند لایه ای قرار می‌گیرند.

- انتخاب نوع هسته به گونه ای که سیم پیچ ها را طوری احاطه کند که اندوکتانس نشتی را کاهش دهد.
- کاهش ضخامت عایق بین سیم پیچ ها (δ)
- کاهش نسبت $\frac{b}{h_w}$ در سیم پیچی نوع لایه ای و یا کاهش $\frac{b}{W_w}$ در سیم پیچی مجزا

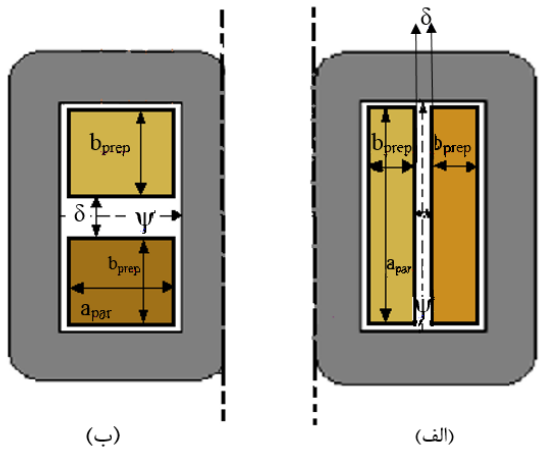
۳-۶ بررسی اندوکتانس نشتی ساختارهای مختلف

دو ساختار برای هسته های مغناطیسی به نام های کورتایپ[1] و شل تایپ[2] وجود دارد . در ساختار شل تایپ همانگونه در شکل های(۳-۲) و (۳-۴) و (۳-۶) نشان داده شده است هسته سیم پیچ ها را احاطه می‌کند. ولی در ساختار کور تایپ مانند شکل (۳-۸) سیم پیچ ها هسته را احاطه می‌کند. سیم پیچ لایه ای و مجزا در هر دو ساختار پیچیده می‌شوند. در[۲۶] یک عبارت کلی برای محاسبه اندوکتانس نشتی در هر دو نوع سیم پیچی مجزا و سیم پیچی لایه ای روی هم ارائه شده است.

$$L_{leak} = \mu_o \frac{N^2.MLT}{m^2 a_{par}} (\frac{\sum b_{prep}}{3} + \sum \delta) \qquad (۱۳-۳)$$

که در آن $\sum b_{prep}$ مجموع ابعاد سیم پیچ هایی است که جهت آین ابعاد عمود بر شار نشتی است. a_{par} بعد سیم پیچ هایی است که جهت این بعد موازی با شار نشتی می‌باشد، $\sum \delta$ مجموع ضخامت همه عایق های بین سیم پیچ ها است. و m تعداد فواصل عایقی بین سیم پیچ ها می‌باشد. بنابراین ابعاد سیم پیچ های مرتبط دراین عبارت بر اساس جهتی که نسبت به شار نشتی دارند تعیین می‌گردند. متغییر های هندسی و مسیر شار نشتی در پنجره هسته در دو ساختار لایه ای و مجزا در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. شار نشتی به صورت متمرکز در فضای بین سیم پیچ ها فرض شده است. عبارت مطرح شده در (۳-۱۳) و

[1] Core-type
[2] Shell_type



شکل (۳-۴) متغییر های هندسی و مسیر شار نشتی در پنجره هسته الف) سیم پیچ لایه ای، ب) سیم پیچ مجزا

متغیرهای آن یک تقریب نسبتا ساده برای محاسبه اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور ارائه می‌دهد. البته این عبارت منحصر به ساختار های متقارن سیم پیچ ها می‌باشد. در نظر گرفتن مقدار متوسط دور سیم پیچ(MLT) و مقدار ضخامت سیم پیچ در محاسبه اندوکتانس به روش تئوری حائز اهمیت است.

برای بررسی این مقدار در اینجا سه حالت مختلف برای در نظر گرفتن مقدار مناسب برای متوسط تعداد دور سیم پیچ در نظر گرفته شده است:

حالت ۱: در این حالت مقدار MLT برای سیم پیچ تک قسمتی به روش بیان شده در (۲-۶) محاسبه می‌گردد . و مقدار آن برای سیم پیچی چند لایه ای به روش بیان شده در (۲-۶) و (۲-۷) محاسبه شده و متوسط آن به عنوان MLT در نظر گرفته می‌شود. این روش در مواردی که قطر عایق نسبت به ضخامت سیم پیچ ها نسبتا بزرگ است مناسب است.

حالت ۲: در این حالت مقدار MLT برای سیم پیچ لایه ای برابر با مقدار زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$MLT = 2(D+A)+8(t+\delta+X_P)+\pi X_s \qquad (۱۴-۳)$$

حالت ۳: در این حالت مقدار MLT برای سیم پیچ مجزا برابر با مقدار زیر در نظر گرفته می‌شود:

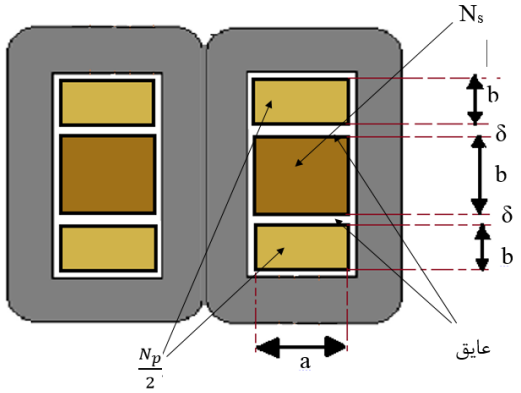
$$MLT = 2(D + A) + 8t \qquad (۱۵-۳)$$

و در مورد مقدار ضخامت سیم پیچ در سیم پیچی مجزا بهتر است برابر با عرض پنجره در نظر گرفته شود.

در شکل (۳-۵) ساختار سیم پیچی مجزا نشان داده شده است با توجه به رابطه (۳-۱۳) عبارت متناسب با آن برای محاسبه اندوکتانس نشتی در (۳-۱۶) بیان شده است. [۱۸] .

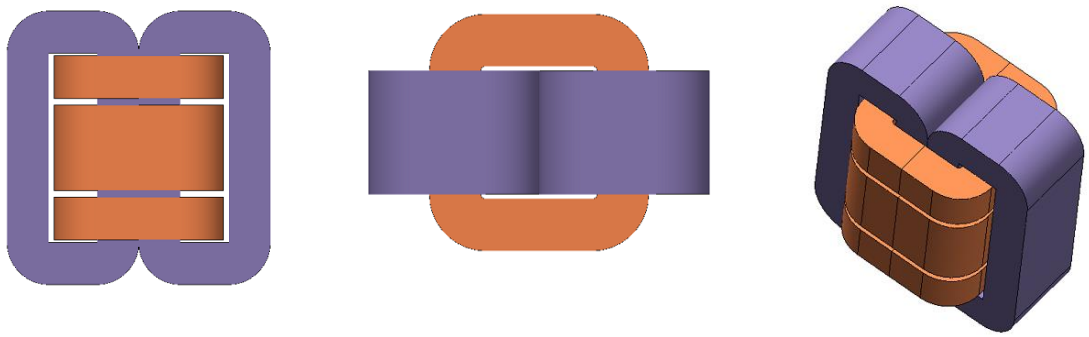
$$L_{leak} = \frac{\pi N^2 .MLT}{a}\left(\frac{\sum b}{3} + \sum \delta\right) \times 10^{-7} \qquad (۱۶-۳)$$

رابطه تئوری و روش المان محدود توسط نرم افزار Magnet (شکل (۳-۶)) برای محاسبه اندوکتانس نشتی ساختار شکل (۳-۵) مورد استفاده قرار گرفته شده است. مشخصات و نتایج در جدول (۳-۱) بیان شده است.



شکل(۳-۵) ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ دارای دو بخش اولیه و یک بخش ثانویه

جدول (۳-۱) مشخصات و نتایج محاسبه اندوکتانس نشتی مربوط به ساختار شکل(۳-۵)		
ارتفاع قسمت اول سیم پیچ اولیه (b_{11})	۱۱/۲۵ میلیمتر	
ارتفاع قسمت دوم سیم پیچ اولیه (b_{12})	۱۱/۲۵ میلیمتر	
ارتفاع سیم پیچ ثانویه (b_2)	۲۲/۵ میلیمتر	
ضخامت سیم پیچ ها(a)	۱۰/۵ میلیمتر	
ضخامت عایق ها (δ)	۱/۷۵ میلیمتر	
تعداد دور اولیه(N)	۱۰۰ دور	
متوسط دور سیم پیچ(MLT)	۱۳۴/۹ میلیمتر	حالت ۱
	۱۰۲ میلیمتر	حالت ۳
مقدار اندوکتانس نشتی از دید سیم پیچ اولیه بدست آمده با روش تحلیلی	۰/۶۶۵ میلی هانری	حالت ۱
	۰/۴۵۶ میلی هانری	حالت ۳
مقدار اندوکتانس نشتی با روش المان محدود	۰/۵۰۳۴۸میلی هانری.	

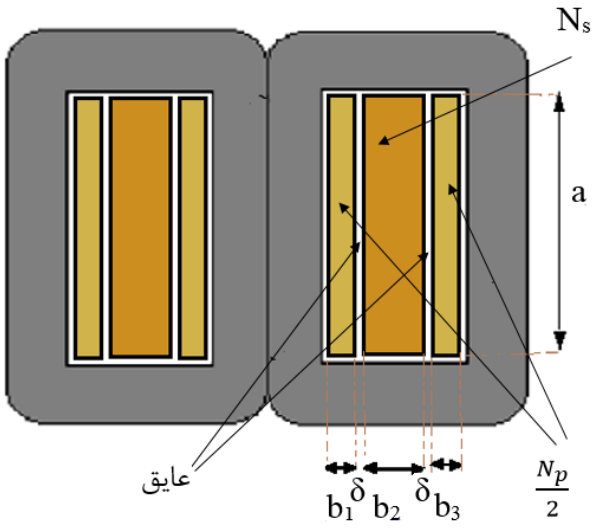


شکل(۳-۶) نمای شبیه سازی شده ساختار شل تایپ شکل (۳-۵)توسط نرم افزار Magnet

در شکل (۳-۷) ساختار سیم پیچی لایه ای نشان داده شده است با توجه به رابطه (۳-۱۳) عبارت متناسب با آن برای محاسبه اندوکتانس نشتی در (۳-۱۷) بیان شده است. [۱۸]

$$L_{leak} = \frac{\pi N^2 .MLT}{a}\left(\frac{\sum b}{3} + \sum \delta\right) \times 10^{-7} \qquad (۱۷-۳)$$

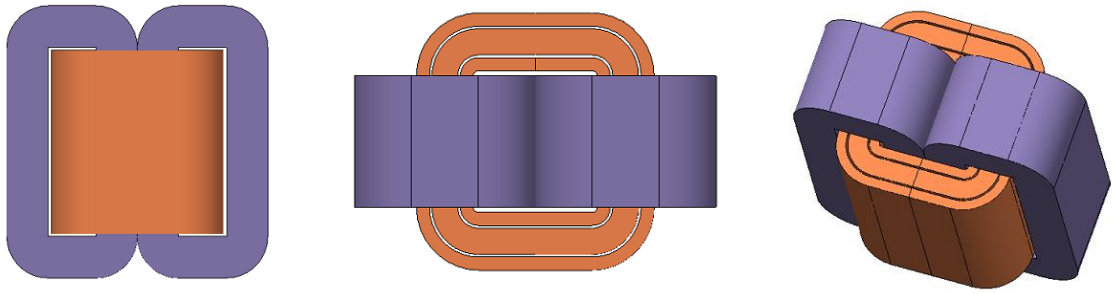
عبارت تئوری و روش المان محدود توسط نرم افزار Magnet (شکل (۳-۸)) برای محاسبه اندوکتانس نشتی ساختار شکل (۳-۷) مورد استفاده قرار گرفته است. مشخصات و نتایج در جدول (۳-۲) بیان شده است.



شکل (۳-۷) ساختار سیم پیچی لایه ای شل تایپ دارای دو بخش اولیه و یک بخش ثانویه

جدول (۳-۲) مشخصات و نتایج محاسبه اندوکتانس نشتی مربوط به ساختار شکل(۳-۷)

ضخامت قسمت اول از سیم پیچی اولیه(b_{11})	۲/۵ میلیمتر	
ضخامت قسمت دوم از سیم پیچی اولیه (b_{12})	۲/۵ میلیمتر	
ضخامت سیم پیچی ثانویه (b_2)	۵ میلیمتر	
ارتفاع سیم پیچ ها (a)	۴۸/۵ میلیمتر	
ضخامت عایق ها (δ)	۰/۵ میلیمتر	
تعداد دور اولیه(N)	۱۰۰ دور	
متوسط دور سیم پیچ(MLT)	حالت ۱	۱۴۹/۱۲ میلیمتر
	حالت ۲	۱۶۹/۵۴ میلیمتر
مقدار اندوکتانس نشتی از دید سیم پیچ اولیه بدست آمده با روش تحلیلی	حالت ۱	۰/۰۴۱۸ میلی هانری
	حالت ۲	۰/۰۴۷۵ میلی هانری
مقدار اندوکتانس نشتی با روش المان محدود	۰/۰۴۷۹ میلی هانری	

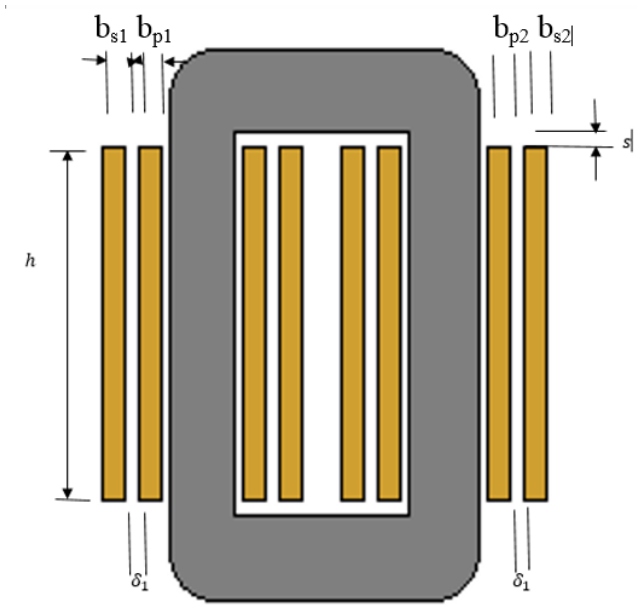


شکل(۳-۸) نمای شبیه سازی شده ساختار شل تایپ شکل (۳-۷)توسط نرم افزار Magnet

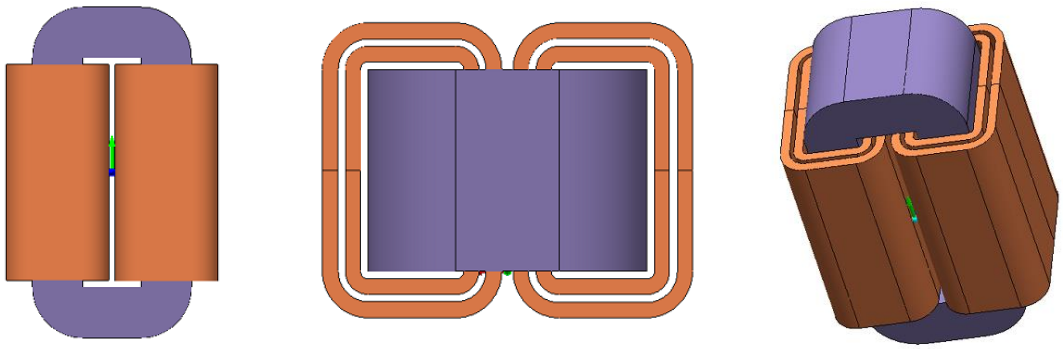
در مورد ساختار کورتایپ تعیین اندوکتانس نشتی از دقت کمتری برخوردار است. است با توجه به رابطه (۳-۱۳) عبارت متناسب با آن برای محاسبه اندوکتانس نشتی در (۳-۱۷) بیان شده است. [۲۲]

$$L_{leak} = \frac{\pi N^2 .MLT}{h}(\frac{\sum b}{3} + \sum \delta) \times 10^{-7} \qquad (۱۸-۳)$$

ساختار کورتایپ با سیم پیچ لایه ای نشان داده شده در شکل (۳-۹) با روش المان محدود توسط نرم افزار Magnet مورد تحلیل قرار گرفته است. نمای شبیه سازی شده در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده است. نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ارتفاع با ضخامت سیم پیچ درونی و بیرونی ثابت ۱/۹ میلیمتر و ضخامت عایق ۱ میلیمتر و تعداد دور سیم پیچ ۱۰۰دور سیم پیچ ساختار کورتایپ با سیم پیچ لایه ای نشان داده شده در شکل (۳-۹) با روش المان محدود و روش تئوری حالت ۱ و حالت ۲ در شکل (۳-۱۱) نشان داده شده است. همان گونه که ملاحظه می‌شود مقدار اندوکتانس نشتی با افزایش ارتفاع سیم پیچ کاهش می‌یابد. که با رابطه تئوری هماهنگ است. همچنین در این شکل مقدار نزدیکی مقدار اندوکتانس نشتی به روش المان محدود و تئوری حالت ۲ نشان داده شده است.

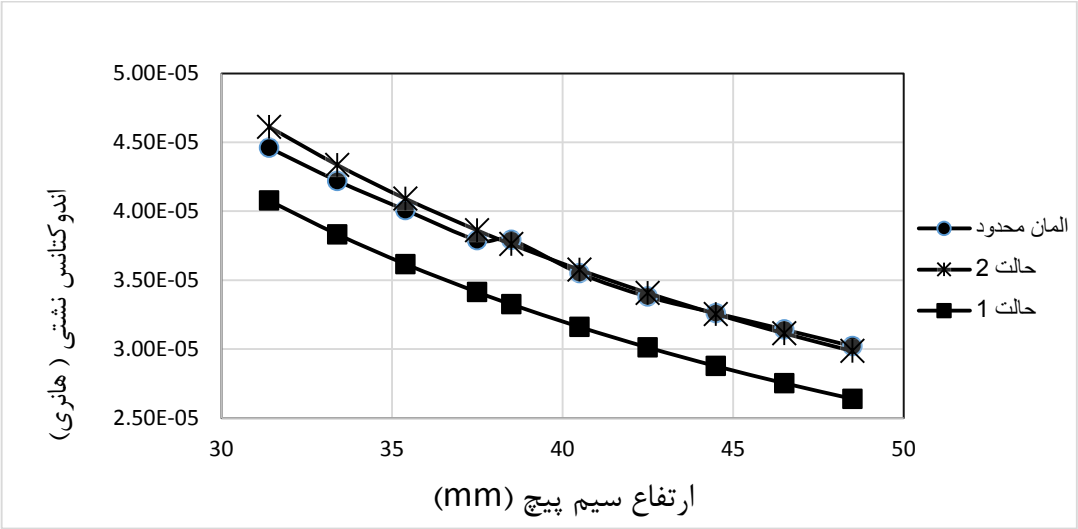


شکل (۳-۹) ساختار سیم پیچی لایه ای کور تایپ دارای دو بخش اولیه و دو بخش ثانویه

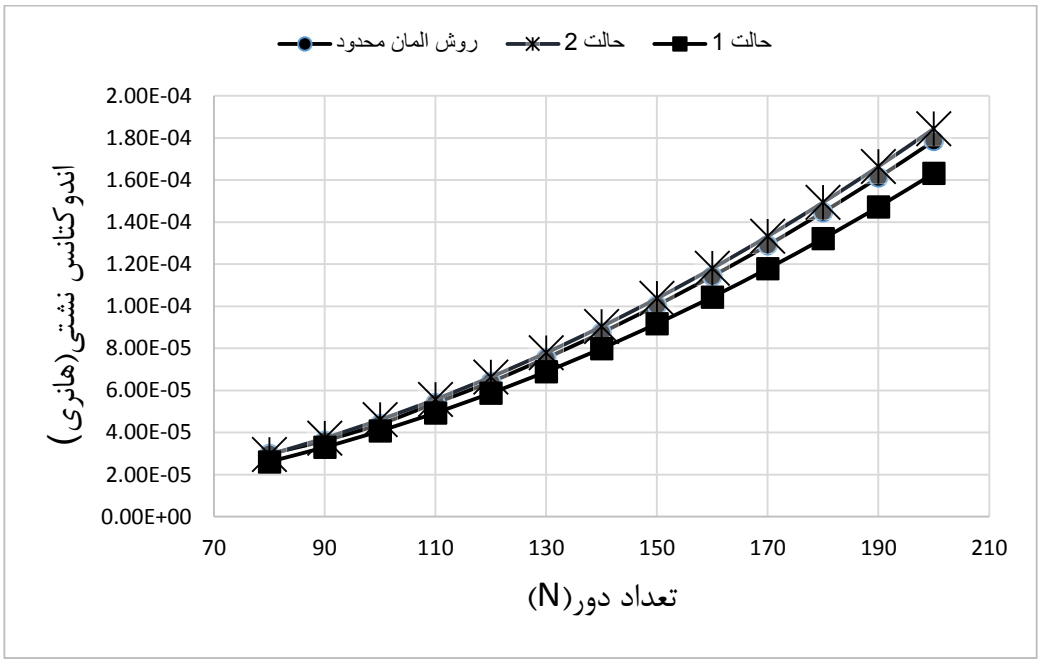


شکل (۳-۱۰) نمای شبیه سازی شده در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ توسط نرم افزار Magnet

در شکل (۳-۱۲) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی سیم پیچ بر حسب تعداد دور ساختار کورتایپ با سیم پیچ لایه ای با ضخامت سیم پیچ درونی و بیرونی ثابت ۱/۹ میلیمتر و ضخامت عایق ۱ میلیمتر و ارتفاع ۳۱/۴ میلیمتر با روش المان محدود و روش تئوری حالت ۱ و حالت ۲ نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود رابطه اندوکتانس بر حسب تعداد دور با توان دوم تعداد دور متناسب است .همچنین مقدار محاسبه شده با روش تئوری حالت ۲ به روش المان محدود نزدیک تر می‌باشد.

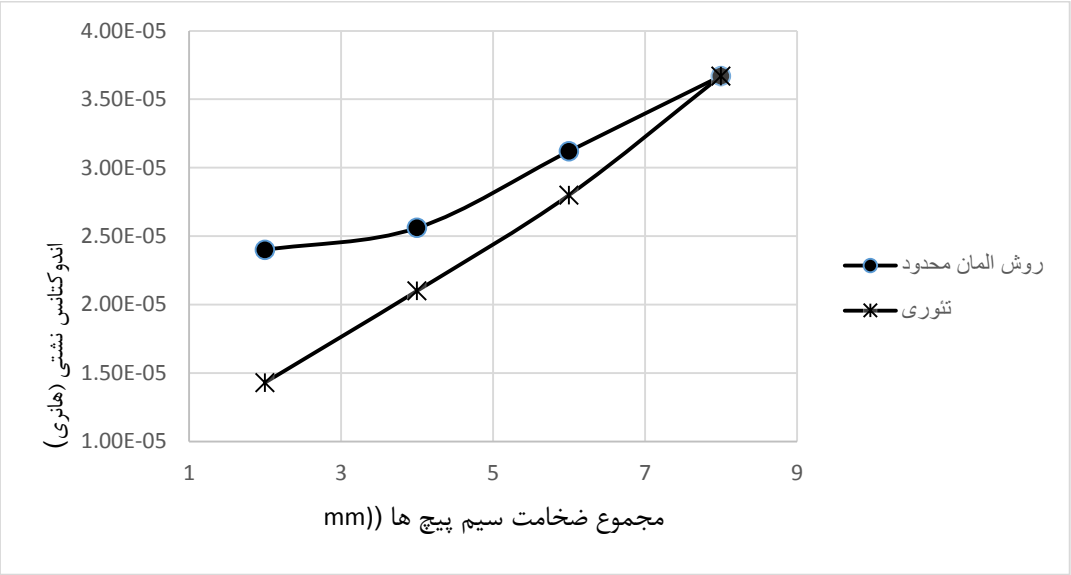


شکل (۳-۱۱) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر ارتفاع سیم پیچ در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱، تئوری حالت ۲



شکل (۳-۱۲) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر تعداد دور سیم پیچ در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱، تئوری حالت ۲

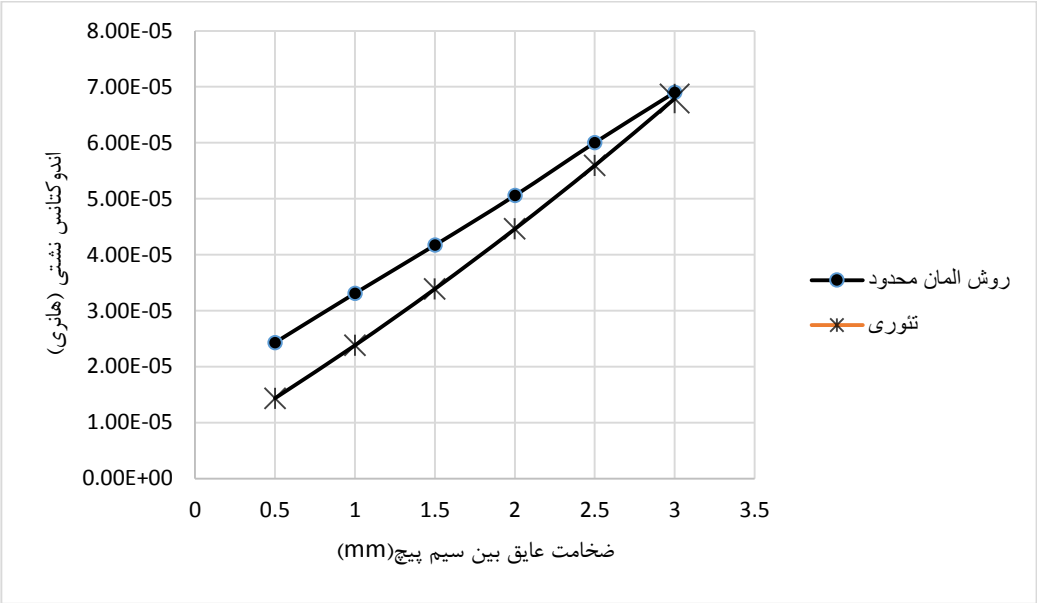
در شکل (۳-۱۳) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی سیم پیچ بر حسب ضخامت سیم پیچ ها ساختار کورتایپ با سیم پیچ لایه ای تعداد دور ۱۰۰ و ضخامت عایق ۰/۵ میلیمتر و ارتفاع ۳۱/۴ میلیمتر با روش المان محدود و روش تئوری نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود اندوکتانس نشتی بر حسب ضخامت سیم پیچ ها با افزایش ضخامت بیشتر می‌گردد .همچنین مقدار اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری و روش المان محدود با افزایش ضخامت سیم پیچ بسیار کم می‌شود. در حقیقت در جاهایی که ضخامت سیم پیچی کم است به افزایش فاصله سیم پیچ های قرار گرفته روی دو بازو اندوکتانس نشتی بیشتر از آنچه به روش تئوری بدست می‌آید، می‌باشد. پس برای دستیابی و پیش بینی مقدار اندوکتانس به روش تئوری در این ساختار ، می‌بایست طراحی به گونه ای انجام پذیرد که فاصله سیم پیچ های قرار گرفته روی دو بازو تا حد امکان کم در نظر گرفته شود. برای مثال می‌توان برای ضخامت سیم پیچ مشخص ضخامت عایق بین دو سیم پیچ قرار گرفته روی یک بازو را افزایش داد. البته این فاصله بین



شکل (۳-۱۳) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر مجموع ضخامت سیم پیچ ها در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با دو روش المان محدود ، تئوری

سیم پیچ های قرار گرفته روی دو بازو باید به گونه ای باشد که امکان تبادل گرما وجود داشته باشد و همچنین از دیگر تاثیرات سیم پیچ ها بر یکدیگر را نیز بکاهد.

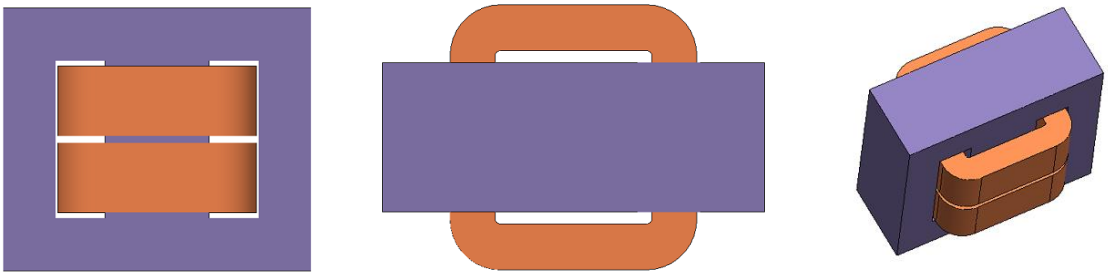
در شکل (۳-۱۴) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی سیم پیچ بر حسب ضخامت عایق بین سیم پیچ ها ساختار کورتایپ با سیم پیچ لایه ای تعداد دور ۱۰۰ و ضخامت سیم پیچ قسمت درونی و بیرونی ۱/۹ میلیمتر و ارتفاع ۳۱/۴ میلیمتر با روش المان محدود و روش تئوری نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود اندوکتانس نشتی بر حسب ضخامت عایق سیم پیچ ها با افزایش ضخامت عایق بیشتر می‌گردد .همچنین مقدار اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری و روش المان محدود با افزایش ضخامت عایق بسیار کم می‌شود. که این اختلاف در ضخامت های عایق پایین ،به دلیل فاصله بین سیم پیچ های بین بازو هاست. به عبارت دیگر در ضخامت عایق های پایین همان طور که در شکل (۳-۱۴) نشان داده شده است اگر فاصله بین سیم پیچ های قرار گرفته روی دو بازو کم باشد، پیش بینی اندوکتانس



شکل (۳-۱۴) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب تغییر ضخامت بین عایق در ساختار سیم پیچی لایه ای کورتایپ با دو روش المان محدود ، تئوری

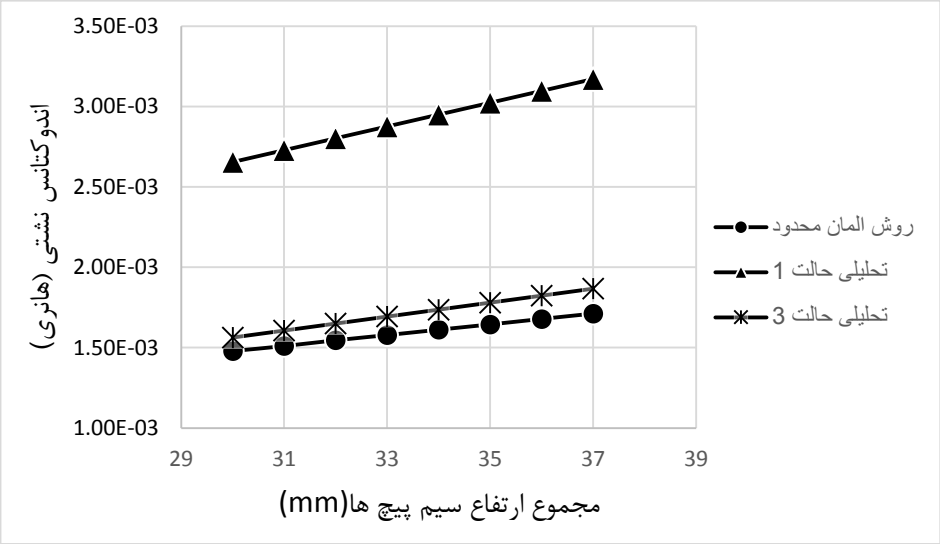
به روش تئوری می‌تواند به طور دقیق تر انجام پذیرد. برای مثال طراحی به گونه ای باشد که با ضخامت عایق کم ، ضخامت سیم پیچ ها بیشتر گردد.

ساختار شل تایپ با سیم پیچ مجزا نشان داده شده در شکل (۳-۲) با روش المان محدود توسط نرم افزار Magnet مورد تحلیل قرار گرفته است. نمای شبیه سازی شده در شکل (۳-۱۵) نشان داده شده است. نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب مجموع ارتفاع با ضخامت سیم پیچ ثابت ۸/۸ میلیمتر و ضخامت عایق ۲ میلیمتر و تعداد دور سیم پیچ ۱۰۰دور سیم پیچ ساختار شل تایپ با سیم پیچ مجزا نشان داده شده در شکل (۳-۲) با روش المان محدود و روش تئوری حالت ۱ و حالت ۳ در شکل (۳-۱۶) نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود اندوکتانس نشتی بر حسب مجموع ارتفاع سیم پیچ ها با افزایش ارتفاع بیشتر می‌گردد .همچنین مقدار اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری حالت ۳ و روش المان محدود از اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری حالت ۱ و روش المان محدود کمتر است.

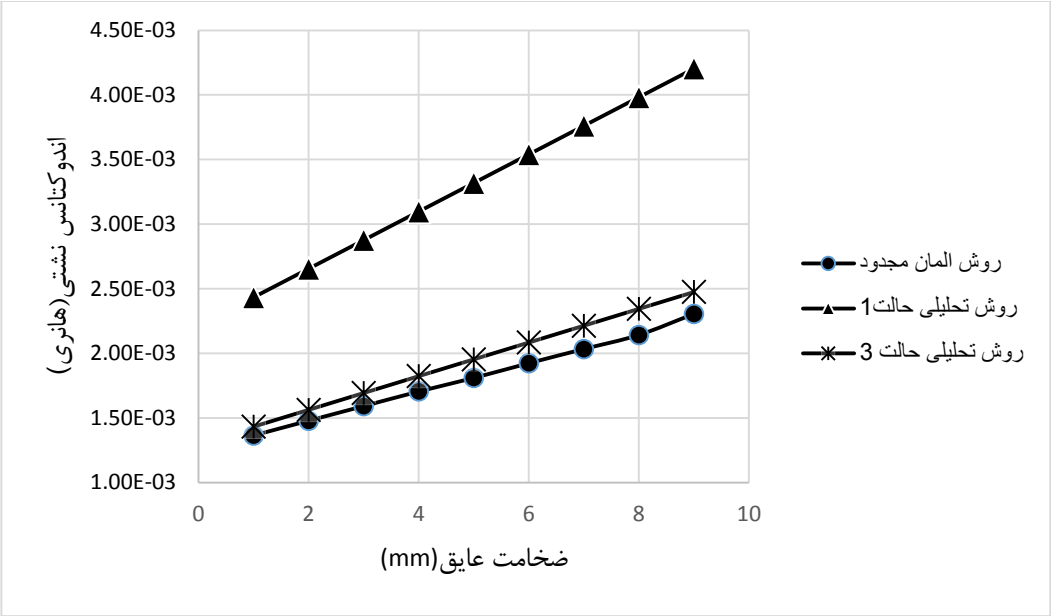


شکل (۳-۱۵) نمای شبیه سازی شده در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ توسط نرم افزار Magnet

در شکل (۳-۱۷) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضخامت عایق بین با ضخامت سیم پیچ ثابت ۸/۸ میلیمتر و ارتفاع سیم پیچ اولیه و ثانویه ۱۵ میلیمتر و تعداد دور سیم پیچ ۱۰۰دور سیم پیچ ساختار شل تایپ با سیم پیچ مجزا نشان داده شده در شکل (۳-۲) با روش المان محدود و روش تئوری حالت ۱ و حالت ۳ را نشان می‌دهد. همانطور که ملاحظه می‌شود اندوکتانس نشتی بر حسب ضخامت عایق بین سیم پیچ ها با افزایش ضخامت عایق بیشتر می‌گردد. همچنین مقدار اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری حالت ۳ و روش المان محدود از اختلاف اندوکتانس نشتی محاسبه شده با روش تئوری حالت ۱ و روش المان محدود کمتر است.

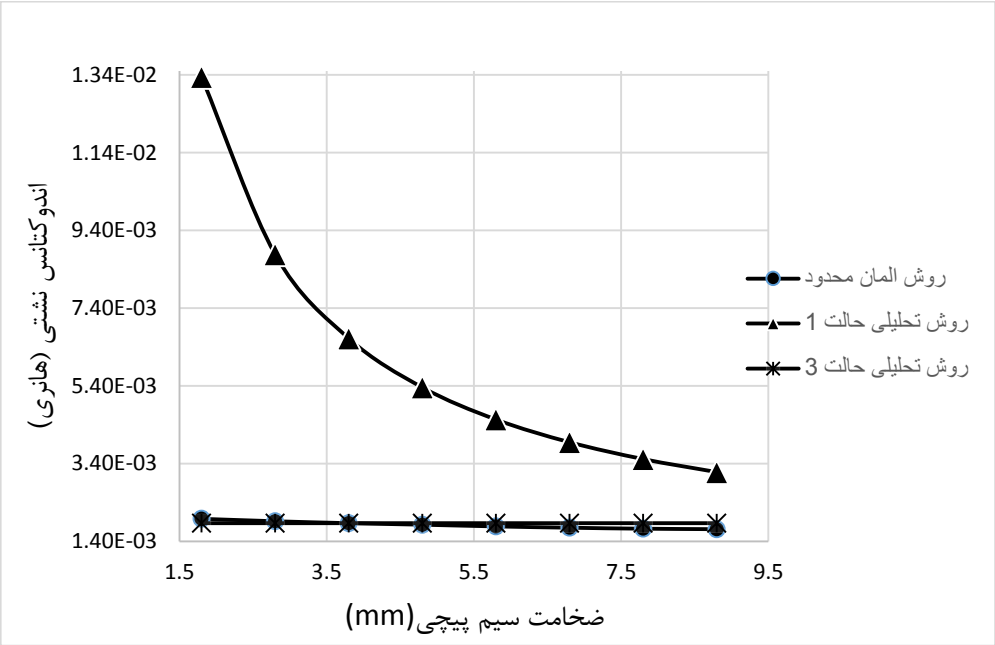


شکل (۳-۱۶) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب مجموع ارتفاع سیم پیچ در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱ و حالت ۳



شکل (۳-۱۷) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضحامت عایق بین دو سیم پیچ در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود ، تئوری حالت ۱ و حالت ۳

درشکل (۳-۱۸) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضخامت سیم پیچ با ضخامت عایق ثابت ۲ میلیمتر و ارتفاع سیم پیچ اولیه و ثانویه ۱۵ میلیمتر و تعداد دور سیم پیچ ۱۰۰دور سیم پیچ ساختار شل تایپ با سیم پیچ مجزا نشان داده شده در شکل (۳-۲) با روش المان محدود و روش تئوری حالت ۱ و حالت ۳ نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود روند تغییرات به روش المان محدود با تغییر ضخامت سیم پیچ بسیار کم است. همچنین با روند تغییرات به روش تئوری حالت ۱ متفاوت است و اختلاف زیادی دارد. در صورتی که مقدار اندوکتانس نشتی به روش محاسبه شده تئوری حالت ۳ به مقدار محاسبه شده به روش المان محدود نزدیک است. بنابراین برای پیش بینی مقدار اندوکتانس نشتی روش تئوری حالت ۳ مناسب تر است . همچنین در این نوع ساختار بهتر است از بیشترین ضخامت سیم پیچی استفاده گردد.



شکل (۳-۱۸) نمودار تغییرات اندوکتانس نشتی بر حسب ضحامت عایق بین دو سیم پیچ در ساختار سیم پیچی مجزا شل تایپ با سه روش المان محدود، تئوری حالت ۱ و حالت ۳

۳-۷ مقدار اندوکتانس نشتی مورد نیاز در خروجی اینورتر

خروجی اینورتر دارای اعوجاج می‌باشد در اینورتر هایی که از روش pwm استفاده می‌گردد برای حذف هارمونیک ها به فیلتر کوچک تری نیاز است. در مواردی اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور خروجی اینورتر برای حذف و یا کاهش اندازه سلف فیلتر خروجی اینورتر مورد طراحی قرار می‌گیرد. به این ترتیب می‌توان حجم و اندازه المان های مدار را کاهش داد. بر اساس روابط داده شده در مرجع [۳۷] فیلتر مورد استفاده در خروجی اینورتر بیان شده است. در این جا فرکانس قطع با فرکانس کلید زنی به شکل زیر رابطه دارد:

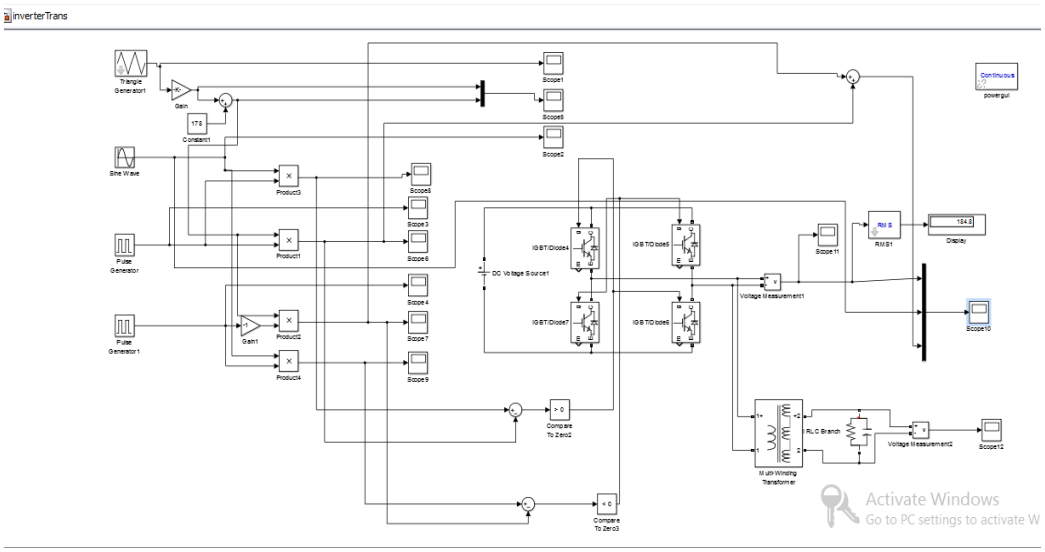
$$f_{cut} \leq \frac{f_{sw}}{10} \qquad (۳-۱۸)$$

همچنین:

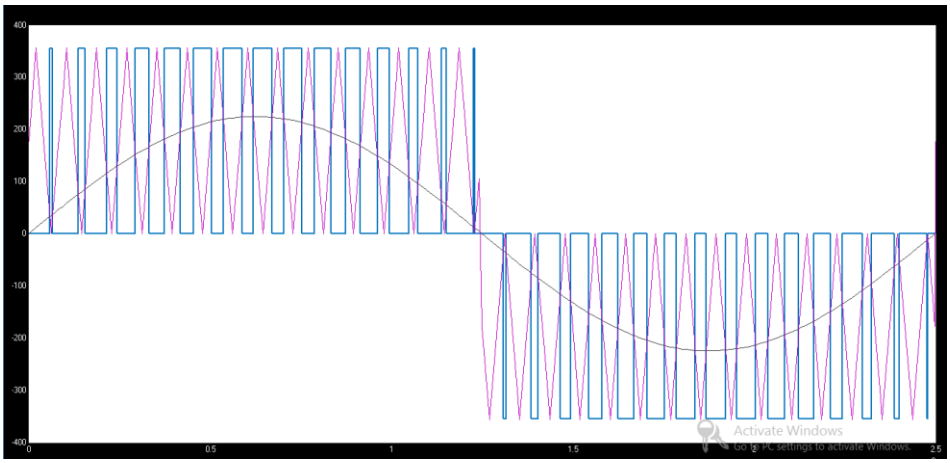
$$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l / \varsigma_c \qquad (۳-۱۹)$$

که در آن Z_L امپدانس بار و ζ_c ضریب استهلاک کنترلی(برای بار اهمی خالص برابر ۱) می‌باشد .با توجه به اینکه فرکانس قطع برابر $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ می‌باشد، مقدار L و C فیلتر تعیین می‌گردد.

در انتخاب پارامتر های فیلتر باید به این نکته توجه داشت که هر چه فرکانس کلیدزنی بالاتر باشد مقدار اندوکتانس مورد نیاز برای فیلتر کوچکتر است. ولی افزایش فرکانس باعث افزایش تلفات کلیدزنی نیز می-گردد. انتخاب فرکانس قطع به روش بالا برای فرکانس مولفه اصلی ۵۰ هرتز مناسب است. به عبارت دیگر فاصله آن از فرکانس مولفه اصلی به گونه ایست که باعث تضعیف زیاد دامنه مولفه اصلی نمی‌گردد. فرکانس قطع باید به گونه ای باشد که باعث کاهش و یا حذف دامنه موج اصلی نگردد، به عبارت دیگر فاصله کافی از فرکانس موج اصلی را نیز داشته باشد. یک اینورتر یک طرف برای ایجاد شکل موج خروجی با فرکانس اصلی ۴۰۰ هرتز و فرکانس کلید زنی ۱۲۰۰۰ هرتز و ولتاژ DC ۲۲۰ ولت که توسط نرم افزار متلب شبیه سازی شده است، در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده است شکل موج خروجی قبل از قرار دادن فیلتر و FFT آن به ترتیب در شکل های (۳-۲۰) و(۳-۲۱) نشان داده شده است.

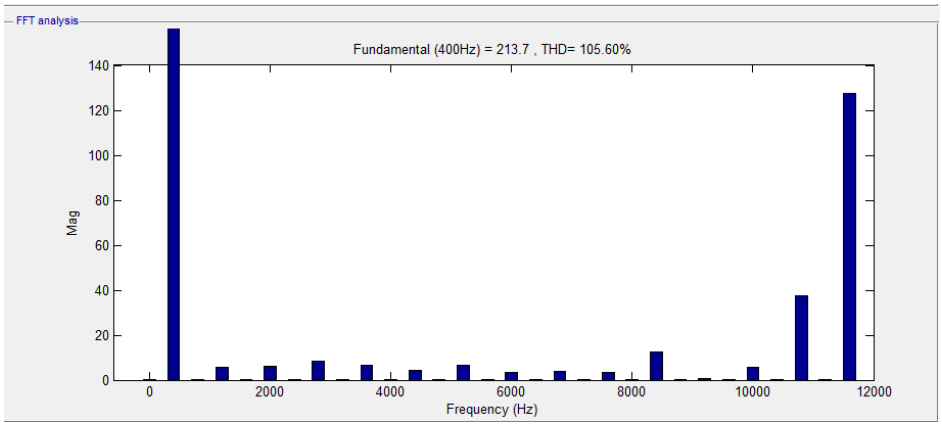


شکل (۳-۱۹) اینورتر و ترانسفورماتور خروجی شبیه سازی شده توسط نرم افزار متلب



شکل (۳-۲۰) شکل موج خروجی اینورتر قبل از قرار دادن ترانسفورماتور با فرکانس کلید زنی ۱۲ کیلوهرتز و فرکانس اصلی ۴۰۰ هرتز و ولتاژ rms ۲۲۰ ولت

در جدول (۳-۳) THD و درصد دامنه مولفه اصلی شکل موج خروجی اینورتر شکل بعد از قرار دادن ترانسفورماتور و خازن به ازای مقادیر L و C با فرکانس قطع های متفاوت نشان داده شده است. نحوه محاسبه پارامتر ها نیز در ستون آخر جدول بیان شده است.

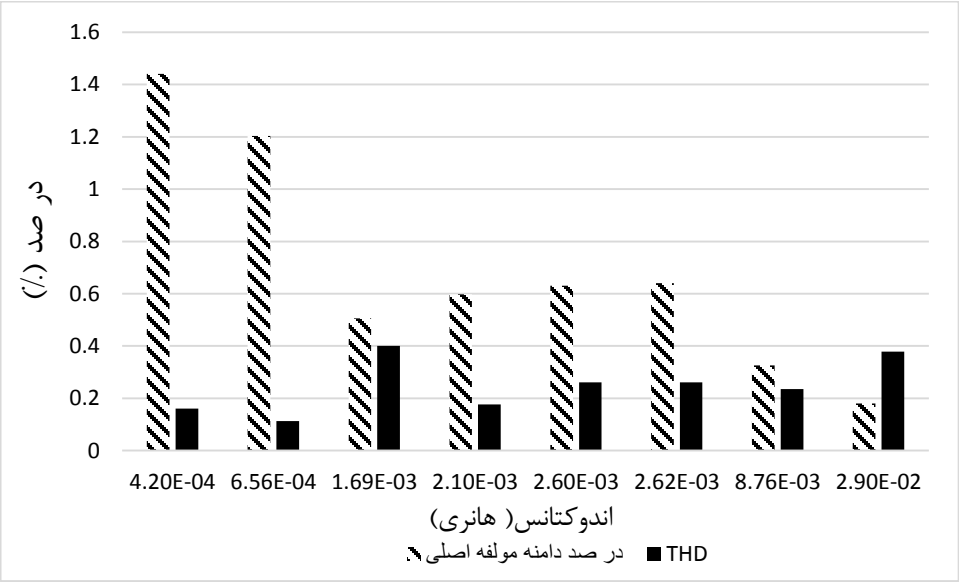


شکل (۳-۲۱) FFT شکل موج خروجی اینورتر قبل از قرار دادن ترانسفورماتور با فرکانس کلید زنی ۱۲ کیلوهرتز و فرکانس اصلی ۴۰۰ هرتز و ولتاژ rms ۲۲۰ ولت

جدول (۳-۳) THD و درصد دامنه مولفه اصلی شکل موج خروجی اینورتر شکل بعد از قرار دادن ترانسفورماتور و خازن به ازای مقادیر L و C با فرکانس قطع های متفاوت

	فرکانس کلید زنی (هرتز)	فرکانس اصلی(هرتز)	فرکانس قطع(هرتز)	THD (%)	دامنه ولتاژ اصلی(٪)	ظرفیت خازنی(c) فیلتر(فاراد)	اندوکتانس فیلتر(L)(هانری)
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l/4$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۶۲۰۰	۱۶/۰۷	۱۴۴	$۱/۵۴\times۱۰^{-۴}$	$۴/۲\times۱۰^{-۴}$
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l/4$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۴۰۰۰	۱۱/۲۶	۱۲۰	$۲/۴\times۱۰^{-۶}$	$۶/۵۶\times۱۰^{-۴}$
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۶۲۰۰	۴۰/۰۱	۵۰	$۳/۸\times۱۰^{-۷}$	$۱/۶۹\times۱۰^{-۳}$
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l/4$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۱۲۰۰	۱۷/۷	۵۹	$۷/۷۱\times۱۰^{-۶}$	$۲/۱\times۱۰^{-۳}$
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۴۰۰۰	۲۶/۱۵	۰/۶۳	$۵/۹\times۱۰^{-۷}$	$۲/۶\times۱۰^{-۳}$
$Z_c = 10Z_l$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۴۰۰۰	۲۶/۱۱	۳۲	$۶/۰۲\times۱۰^{-۶}$	$۲/۶۲\times۱۰^{-۳}$
$\sqrt{\frac{L}{C}} = Z_l$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۱۲۰۰	۲۳/۵۸	۱۸	۲×۱۰^{-۶}	$۸/۷۶\times۱۰^{-۳}$
$Z_c = 10Z_l$	۱۲۰۰۰	۴۰۰	۱۲۰۰	۳۷/۹	۳۸/۵	$۶/۰۲\times۱۰^{-۷}$	$۲/۹\times۱۰^{-۲}$

در شکل (۳-۲۲) THD و درصد دامنه ولتاژ فرکانس اصلی با مقدار اندوکتانس های مختلف محاسبه شده برای فیلتر خروجی در جدول (۳-۳) رسم شده است. همانطوری که ملاحظه می‌شود مقدار اندوکتانس مناسب مقداری است که با قرار دادن آن همراه با خازن فیلتر در خروجی اینورتر، مقدار THD کم و مقدار درصد مولفه اصلی زیاد باشد. بنابراین با در نظر گرفتن محدودیت های مذکور می توان مقادیر مناسب را برای سلف و خازن فیلتر خروجی اینورتر محاسبه و انتخاب کرد.



شکل (۳-۲۲) نمودار در صد مولفه اصلی و THDشکل موج خروجی اینورتر بر حسب اندوکتانس فیلتر های مشخصات جدول (۳-۳)

در این فصل به بررسی اندوکتانس نشتی در چند ساختار مختلف پرداخته شده است. همچنین دقت روابط و همچنین تغییرات پارامتر های موثر در اندوکتانس نشتی و محدودیت ها، در این ساختار ها با روش المان محدود با استفاده از نرم افزار مگنت مقایسه و بررسی شده است. در پایان نیز مقدار THD و درصد دامنه مولفه اصلی شکل موج خروجی یک اینورتر بعد از گذاشتن فیلتر خروجی با پارامتر های مختلف محاسبه و نمایش داده شده است.

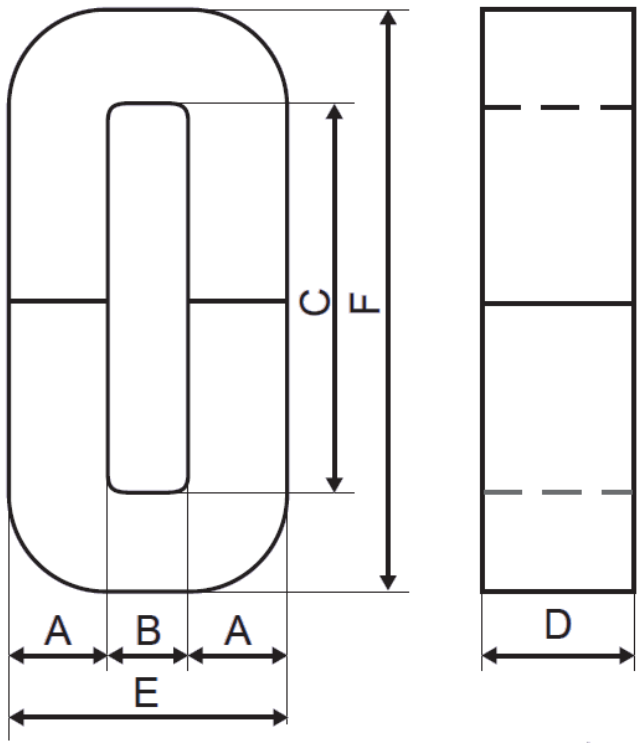
فصل چهارم

طراحی و ساخت دو ترانسفورماتور ۴۰۰ هرتز با دو ساختار متفاوت

در این فصل دو ترانسفورماتور با فرکانس ۴۰۰ هرتز با دو ساختار شل تایپ با سیم پیچ مجزا و کور تایپ با سیم پیچ لایه ای متمرکز طراحی شده است. ابتدا ویژگی های ترانسفورماتور مورد نظر و محدودیت های آن به طور مختصر مورد بررسی قرار می‌گیرد. سپس مراحل طراحی به روش تحلیلی انجام شده و با روش المان محدود، با نرم افزار Magnet نتایج تحلیل و مقایسه شده است. همچنین پارامتر های دو نمونه ساخته شده بر طبق طراحی مورد آزمایش قرار گرفته است و با مقادیر تحلیلی و المان محدود مقایسه شده است.

۴-۱ انتخاب هسته مناسب ومحاسبه ابعاد سیم پیچ

یکی ازمراحل اساسی در طراحی ترانسفورماتور انتخاب هسته مناسب می‌باشد. در انتخاب هسته باید مواردی چون هزینه، اندازه و فرکانس کاری و تلفات در نظر گرفته شود. یکی از اهداف طراح ترانسفورماتور مورد استفاده در خروجی اینورتر کاهش تلفات و حجم می‌باشد. رسیدن به این هدف، با انتخاب ماده مغناطیسی با بازدهی بالا و تلفات کم به دلیل وجود هارمونیک در شکل موج خروجی اینورتر میسر می‌گردد. یک گزینه مناسب برای فرکانس متوسط مواد آمورف می‌باشد. هسته های آمورف شار اشباع بالا(۱/۵۶ تسلا)، پرمابیلیته بالا و تلفات پایین در فرکانس های بالا از خود نشان می‌دهند. همچنین هسته های C شکل ساخته شده توسط Metglas که در شکل (۲-۲) نشان داده شده اند امکان سیم پیچی با ساختارهای مختلف و یا ساختن هسته ای بزرگتر از طریق کنار هم قرار دادن دو هسته درکنار هم را فراهم می‌سازد. شکل این هسته در شکل (۴-۱) نشان داده شده است. در این فصل دو ترانسفورماتور با ساختار متفاوت طراحی شده و مورد بررسی قرار گرفته است.



شکل (۴-۱) هسته U شکل C-core

با توجه به روابط فصل ۳ مشاهده می‌شود که برای طراحی ترانسفورماتور با هدف داشتن اندوکتانس نشتی مشخص ،انتخاب هسته و ابعاد سیم پیچی باید مورد توجه قرار گیرد.

فرض کنید ساختار انتخاب شده برای طراحی ترانسفورماتور از نوع کورتایپ باشد. در این ساختار هر دو سیم پیچ اولیه و ثانویه بر روی دو بازوی هسته صورت لایه ای متمرکز قرار می‌گیرد. اندوکتانس نشتی می‌تواند توسط پارامتر های هندسی، مانند فاصله بین دو سیم پیچ، طول و ضخامت سیم پیچ کنترل گردد. در این نوع ساختار سیم پیچ اولیه به دو قسمت تقسیم می‌گردد (که به صورت سری به هم متصل می‌گردد) و بر روی هر دو بازو به عنوان سیم پیچ درونی متصل می‌گردد. این سیم پیچ ها توسط سیم پیچ ثانویه احاطه می‌شود. رابطه (۳-۱۷) برای ساختار لایه ای کور تایپ به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$L_l = \frac{\pi N^2 MLT}{h}\left(\frac{b_{s1}+b_{p1}+b_{p2}+b_{s2}}{3}+\delta_1+\delta_2\right)\times 10^{-7} \qquad (۱-۴)$$

که در آن b ضخامت سیم پیچ ها، δ ضخامت عایق بین سیم پیچ اولیه و ثانویه، h ارتفاع سیم پیچ، اندیس p و s به ترتیب نشان دهنده سیم پیچ اولیه و ثانویه ، و اندیس ۱ و ۲ مربوط به شماره زیر سیم پیچ ها می‌باشد که بر روی دو بازو پیچیده شده است. در همه موارد امکان اینکه در ابتدا اندازه هسته تعیین گردد و بتوان ترانسفورماتور را با اندوکتانس نشتی مورد نظر طراحی کرد، وجود ندارد. در رابطه اندوکتانس چندین متغییر وجود دارد که باید تعیین گردد. این متغییر ها خود به پارامتر های دیگر طراحی وابسته اند. مثلا برای تغییر اندوکتانس نمی‌توان به راحتی تعداد دور سیم پیچ را تغییر داد زیرا این متغییر طبق رابطه(۲-۲۴) به پارامترهایی مثل ولتاژ، فرکانس و سطح مقطع هسته وابسته است. مقدار ضخامت و ارتفاع سیم پیچ ها نیز به سطح مقطع و نوع قرار گرفتن آنها بستگی دارد. برای انتخاب ابعاد هسته برای طراحی ترانسفورماتور با اندوکتانس مشخص می‌توان به روش زیر عمل کرد. برای همه ابعاد هسته های موجود سری AMCC می‌توان ارتفاع سیم پیچ را به صورت زیر محاسبه نمود.

$$h = C - 2S \qquad (۲-۴)$$

که در آن h برداری است که نشان دهنده ارتفاع سیم پیچ و C همانطورکه در شکل(۴-۱) نشان داده شده است ارتفاع پنجره هسته است که سیم پیچ بر روی آن قرار می‌گیرد. و S با توجه به شکل(۳-۸) فاصله عمودی بین سیم پیچ و هسته می‌باشد. با در نظر گرفتن :

$$b_{tot} = b_{s1} + b_{p1} + b_{p2} + b_{s2} \qquad (۳-۴)$$

که نشان دهنده مجموع ضخامت سیم پیچ ها درون پنجره هسته می‌باشد. این مقدار می‌تواند به صورت زیر محاسبه شود:

$$b_{tot} = K_w \frac{W_a}{h} \qquad (۴-۴)$$

که K_w نسبت سطحی از پنجره هسته که توسط سیم پیچ اشغال می‌شود به سطح کل پنجره هسته می‌باشد. این ضریب از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$K_w = \frac{K_u}{S_2} \qquad (۵-۴)$$

که در آن K_u ضریب بهره پنجره که بر طبق[۱۸] مقداری بین ۰/۲ تا ۰/۸ را می‌تواند داشته باشد و S_2 برابر نسبت سطح سیم پیچی به سطح اشغال شده توسط سیم پیچ می‌باشد. و طبق شکل (۲-۴) برای ساختار سیم پیچی مربعی می‌تواند به صورت زیر محاسبه گردد:

$$S_2 = \frac{N\left(\frac{d_w}{2}\right)^2 \pi}{(md_w)(pd_w)} \qquad (۶-۴)$$

که در آن P و m به ترتیب تعداد لایه ها وتعداد سیم ها در یک لایه و d_w قطر سیم می‌باشد. از طرفی:

$$N = m \times p \qquad (۷-۴)$$

$$m = \frac{h}{d_w} \qquad (۸-۴)$$

$$b_w = p \times d_w \qquad (۹-۴)$$

که در آن h ارتفاع سیم پیچی می‌باشد. بنابراین مقدار S_2 برای ساختار سیم پیچی مربعی برابر :

$$S_2 = \frac{\pi}{4} = 0.785 \qquad (۱۰-۴)$$

برای سیم پیچی از نوع شش ضلعی طبق شکل(۲-۵) می‌توان به روش مشابه عمل کرد. مقدار m طبق رابطه (۴-۸) بدست می‌آید. تفاوت در محاسبه ضخامت سیم پیچ می‌باشد که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$b_w = ((p-1)\frac{\sqrt{3}}{2}+1)d_w \qquad (۱۱-۴)$$

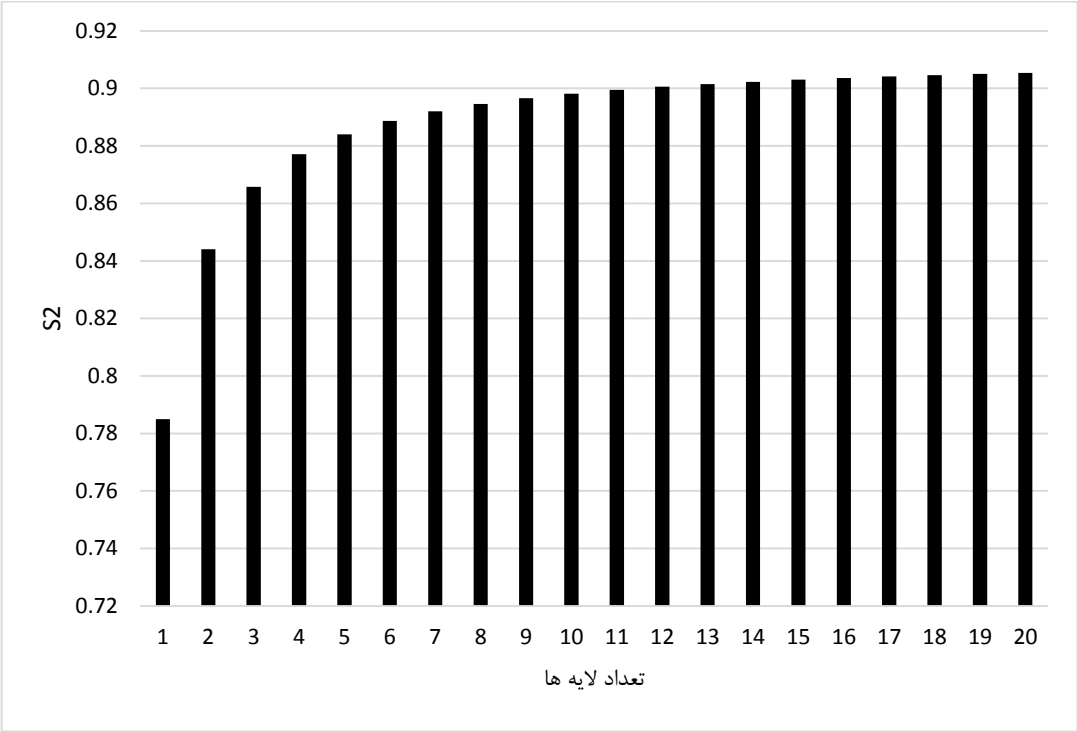
مقدار S_2 برای سیم پیچی شش ضلعی برابر مقدار زیر خواهد بود:

$$S_2 = \frac{N\left(\frac{d_w}{2}\right)^2 \pi}{(md_w)(((p-1)\frac{\sqrt{3}}{2}+1)d_w)} \rightarrow$$

با استفاده از (۴-۷) و ساده سازی:

$$S_2 = \frac{p\frac{\pi}{4}}{(p-1)\frac{\sqrt{3}}{2}+1} \qquad (۱۲-۴)$$

تغییرات S_2 بر حسب تعداد لایه ها در شکل (۴-۲) نشان داده شده است. همانگونه که در این شکل ملاحظه می‌شود مقدار S_2 برای تعداد لایه‌های بالاتر(معمولا در ساختار مجزا) به ۰/۹ نزدیک می‌شود و برای تعداد لایه‌های کمتر (معمولا ساختار لایه ای) نزدیک ۰/۸۶ می‌باشد بنابراین می‌توان در ابتدا مقدار حدودی برای K_w را با در نظر گرفتن K_u مورد نظر(۰/۴)از رابطه (۴-۵) در نظر گرفت. بعد از انتخاب ابعاد هسته و تعداد محاسبه تعداد دور ها و سطح مقطع می‌توان به مقدار دقیق ضخامت سیم پیچی دست یافت.



شکل (۴-۲) نمایش مقادیر S_2 برحسب تعداد لایه ها

ضخامت سیم پیچ اولیه و ثانویه به طور جداگانه می‌تواند به صورت زیر محاسبه گردد.

$$b_{p1} + b_{p2} = \frac{K_{up}}{K_u} b_{tot} \qquad (۱۳-۴)$$

$$b_{s1} + b_{s2} = \frac{K_{us}}{K_u} b_{tot} \qquad (۱۴-۴)$$

که در آن K_{up} و K_{us} به ترتیب ضریب بهره پنجره اولیه و ثانویه می باشد. مقدار متوسط دور سیم پیچ طبق رابطه (۳-۶-الف) و (۳-۶-ب)به دست می‌آید. همانطور که در بخش ۳ بیان شد مقدار مناسب برای MLT در کور تایپ لایه ای (حالت ۲) یعنی به دست آوردن آن از طریق رابطه (۳-۶-ب) می‌باشد. لازم به ذکر است که در حقیقت h، b_{tot} و MLT بردارهایی هستند که اندازه آنها برابر با تعداد هسته های موجود ارائه شده توسط تولید کننده می‌باشد. با قرار دادن این بردار ها و همچنین مقدار δ در رابطه (۴-۱) و برابر قرار دادن آن با مقدار L_{req} می‌توان بردار N را بدست آورد. از آنجاییکه تعداد دور سیم پیچی می‌بایست در

قانون فارادی نیز صدق کند یک بردار از مقادیر تخمین زده شده سطح مقطع هسته به نام $A_c^{'}$ (طبق قانون فارادی) برای ولتاژ مورد نظر طراحی، به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$A_c^{'} = \frac{V(10^4)}{K_f B_{ac} f \ \mathrm{N}} \left[cm^2\right] \qquad (۱۵-۴)$$

برای دستیابی به اندازه هسته مناسب می‌بایست مقادیر بردار $A_c^{'}$ با مقادیر واقعی A_c که توسط تولید کننده ارائه شده، مقایسه شود. در حقیقت مناسب ترین مورد، هسته ایست که اختلاف بین مقدار واقعی سطح مقطع A_c و مقدار محاسبه شده $A_c^{'}$ کمترین باشد. به عبارت دیگر شماره درایه ای از بردار $|Ac' - Ac|$ که دارای کمترین مقدار می‌باشد، بهترین انتخاب برای هسته با ابعاد مورد نظر است. به همین ترتیب متغییر های تعداد دور، ضخامت سیم پیچ و ارتفاع سیم پیچ نیز مقادیر متناظر در بردار های N، b_{tot} و h می‌باشند. مقدار بردار K_g و A_t و A_p نیز طبق روابط (۲-۱۱) و (۲-۲۶) و (۲-۸) برای هسته های موجود C-Core قابل محاسبه است. کد برنامه برای به دست آوردن این بردار ها توسط نرم افزار متلب نوشته شده است.

۲-۴ دستیابی به مشخصات ترانسفورماتور بعد از انتخاب هسته

بعد از انتخاب هسته تعیین ابعاد سیم پیچی می‌توان به دیگر مشخصات ترانسفورماتور بر طبق اهداف طراحی دست یافت. که به ترتیب زیر محاسبه می‌گردند.

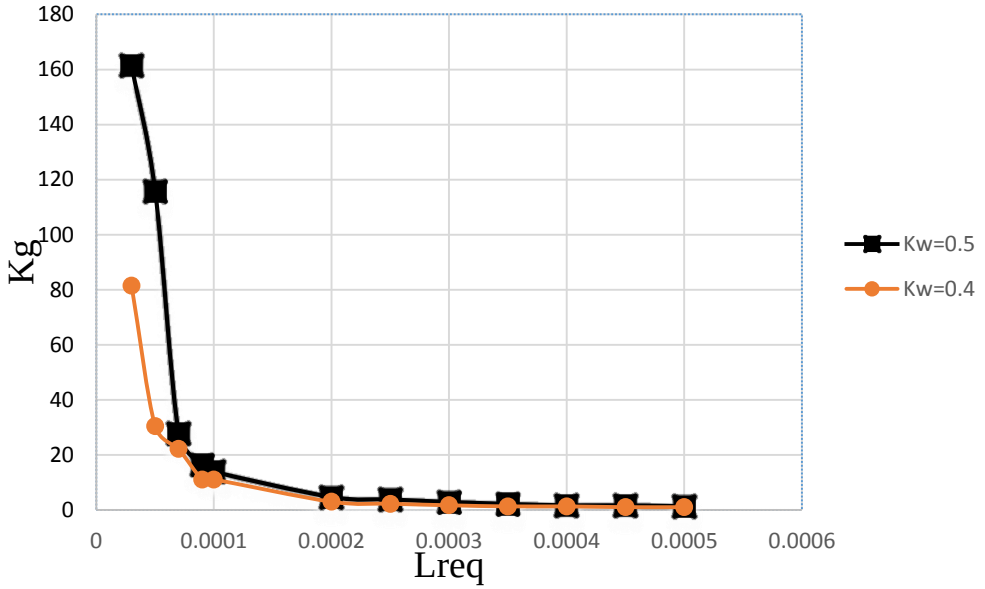
- بدست آوردن P_t با استفاده از رابطه (۲-۳۰)
- بدست آوردن مقدار K_e با استفاده از رابطه (۲-۱۲)
- بدست آوردن مقدار تنظیم ولتاژ با استفاده از رابطه (۲-۵۳)
- بدست آوردن چگالی جریان J با استفاده از رابطه(۲-۳۲)
- بدست آوردن جریان سیم پیچ اولیه با استفاده ولتاژ و توان مورد نظر

- بدست آوردن سطح مقطع سیم پیچ اولیه با استفاده از رابطه(۲-۳۸)
- انتخاب شماره سیم و استخراج سطح مقطع و قطر سیم مورد نظر و مقدار از جدول AWG در [۱۸] با توجه به سطح مقطع مورد نیاز برای سیم پیچ اولیه
- تعیین تعداد سیم در هر لایه m و تعداد لایه ها P با استفاده از روابط (۴-۸) و(۴-۷)
- تعیین مقدار دقیق ضخامت سیم پیچ با استفاده از رابطه (۴-۱۱) و(۴-۴)
- تعیین مقدار متوسط تعداد دور برای سیم پیچ اولیه با توجه به رابطه (۲-۶)
- تعیین مقاومت اهمی سیم پیچ اولیه با استفاده از رابطه (۲-۴۵)
- تعیین تلفات اهمی سیم پیچ اولیه با استفاده از رابطه (۲-۴۶)
- تعیین تعداد دور ثانویه با استفاده از رابطه (۲-۲۴-ب)
- بدست آوردن سطح مقطع سیم پیچ ثانویه با استفاده از رابطه(۲-۳۸)
- انتخاب شماره سیم و استخراج سطح مقطع و قطر سیم و$\frac{\mu\Omega}{cm^2}$ مربوط به آن و مقدار از جدول AWG در [۱۸] با توجه به سطح مقطع مورد نیاز برای سیم پیچ ثانویه
- تعیین تعداد سیم در هر لایه m و تعداد لایه ها P ثانویه با استفاده از روابط (۴-۸) و(۴-۷)
- تعیین مقدار دقیق ضخامت سیم پیچ ثانویه با استفاده از رابطه (۴-۱۱) و(۴-۴)
- تعیین مقدار متوسط تعداد دور برای سیم پیچ اولیه با توجه به رابطه (۲-۷) برای ساختار لایه ای و (۲-۶) برای ساختار مجزا
- تعیین مقاومت اهمی سیم پیچ ثانویه (۲-۴۵)
- تعیین تلفات اهمی سیم پیچ ثانویه با استفاده از رابطه(۲-۴۶)
- محاسبه تلفات اهمی کل(مجموع تلفات اهمی ثانویه و اولیه)

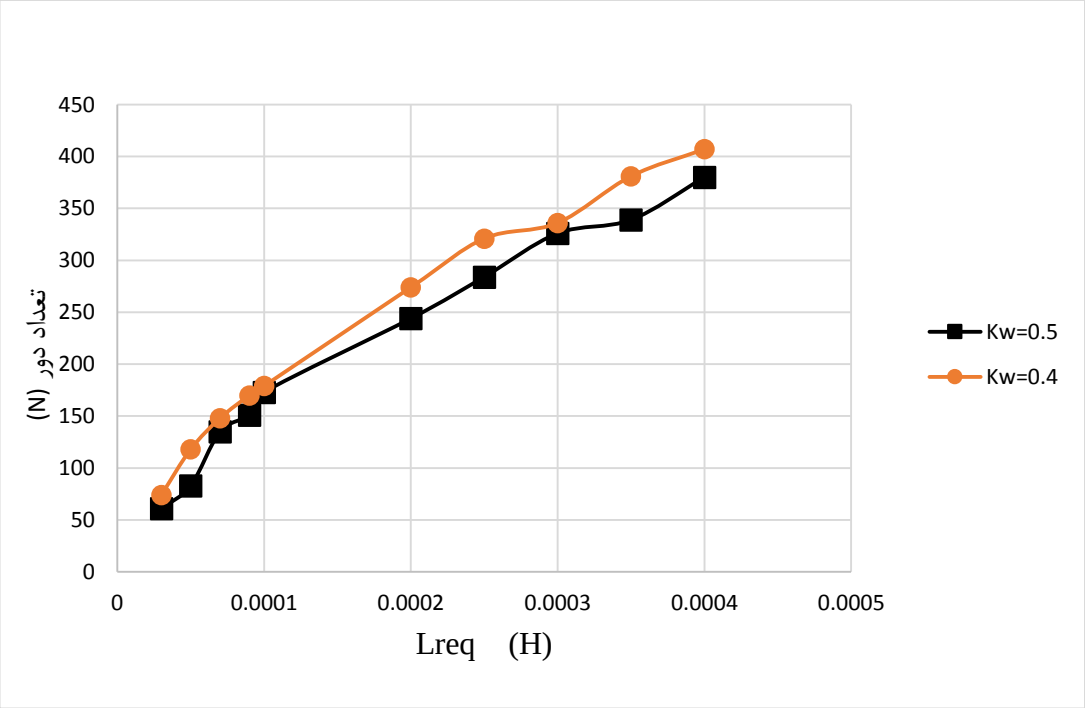
- بررسی درستی محاسبه تنظیم ولتاژ α با توجه به رابطه (۲-۲۲)
- تعیین مقدار تلفات بر گرم تلفات هسته با استفاده از رابطه (۲-۵۴) و متغییر های منحنی تلفات ارائه شده توسط تولید کننده و یا اندازه گیری شده طبق بخش (۲-۱۷-۲) و محاسبه تلفات هسته با استفاده از مقدار جرم هسته
- تعیین تلفات کل (مجموع تلفات هسته و اهمی)
- تعیین بازدهی
- محاسبه مقدار افزایش دما T_r با استفاده از رابطه (۲-۲۳) و (۲-۲۴)
- محاسبه ضریب بهره پنجره طبق رابطه (۲-۳۱) مقایسه آن با مقدار در نظر گرفته شده ابتدایی

۴-۳ بررسی محدودیت ها

در طراحی به روش بالا محدودیت هایی وجود دارد که می‌بایست مورد توجه قرار گیرد. در صورتی که اندوکتانس نشتی افزایش یابد ابعاد هسته انتخاب شده برای ولتاژ و K_u یکسان، کاهش می‌یابد. شکل (۴-۳) نمودار تغییرات K_g بر حسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز برای دو مقدار K_u را نشان می‌دهد. همانطور که ملاحظه می شود با افزایش اندوکتانس نشتی مورد نیاز مقدار K_g که به نوعی بیانگر ابعاد هندسی هسته نیز می‌باشد کاهش می‌یابد. به دلیل اینکه مقدار ضخامت محاسبه شده برای هسته های کوچکتر در بردار b کوچک است. بنابراین برای دستیابی به اندوکتانس نشتی بالاتر، مقدار N محاسبه شده افزایش می‌یابد (شکل (۴-۴)) و با ولتاژ یکسان طبق رابطه (۴-۱۵) سطح مقطع هسته کوچکتری را نیاز خواهد داشت. به دلیل مذکور برای مقدار K_u کوچکتر هسته انتخاب شده کوچکتر می‌باشد.

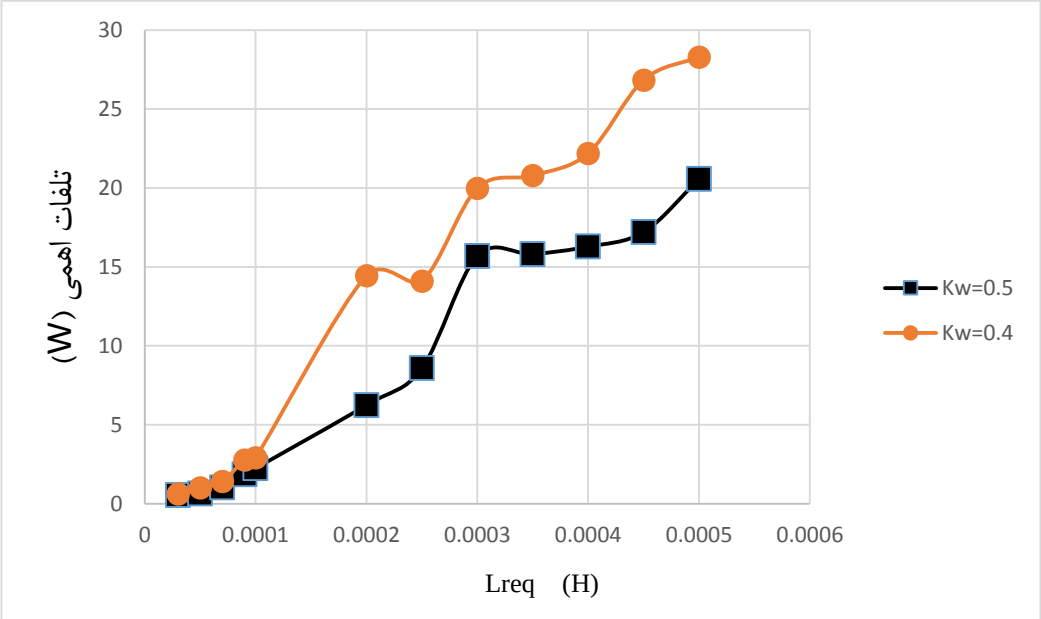


شکل (۴-۳) نمودار مقدار K_g هسته انتخاب شده به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز

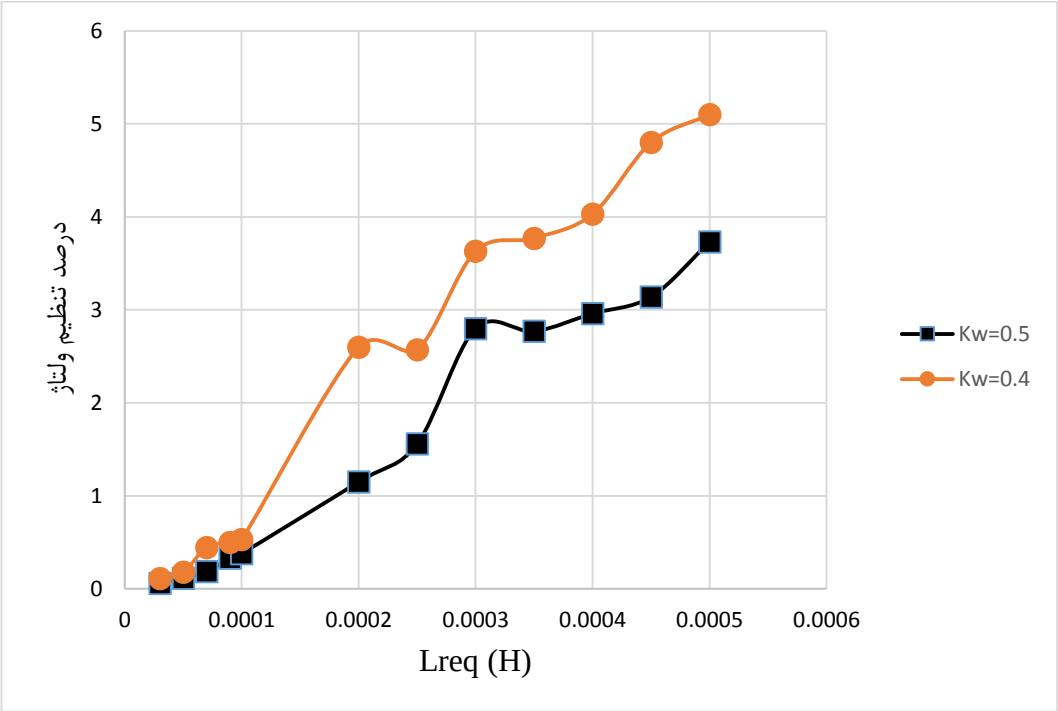


شکل (۴-۴) نمودار تغییرات تعداد دور برای طراحی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز(برای هسته های مختلف)

با توجه به اینکه مقدار چگالی جریان برای توان یکسان با کاهش A_p چگالی جریان افزایش می‌یابد، سطح مقطع سیم پیچ مورد نیاز کاهش می‌یابد. کاهش سطح مقطع و افزایش تعداد دور سیم پیچی N منجر به افزایش مقاومت اهمی می‌گردد. تغییرات تلفات اهمی بر حسب تغییر اندوکتانس نشتی (و به دنبال آن انتخاب هسته کوچکتر) در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. این مقادیر برای K_u کوچکتر بیشتر است . زیرا هم ضخامت سیم پیچ کمتری دارد که منجر به تعداد دور بیشتر می‌گردد و هم باعث افزایش چگالی جریان و کاهش سطح مقطع سیم می‌گردد. که هر دو عامل باعث افزایش بیشتر مقاومت اهمی می‌گردد. در شکل (۴-۶) تغییرات درصد تنظیم ولتاژ برحسب اندوکتانس نشتی رسم شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، با افزایش اندوکتانس نشتی مورد نیاز، درصد تنظیم ولتاژ افزایش می‌یابد. بنابراین برای طراحی می‌بایست به این محدودیت ها توجه شود و با توجه به اهداف طراحی، محدوده توان قابل انتقال توسط ترانسفورماتور را مد نظر قرار داد.

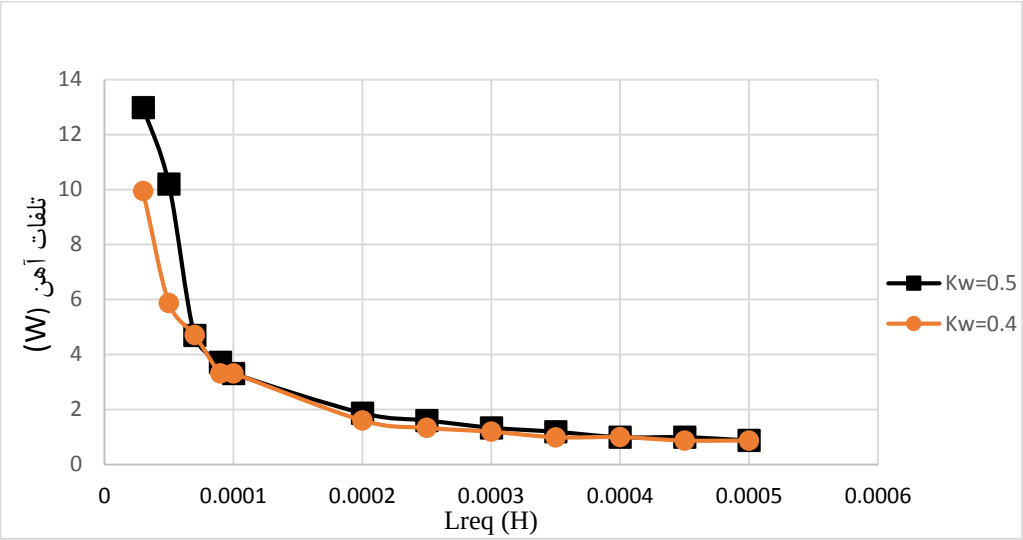


شکل (۴-۵) نمودار تغییرات تلفات اهمی انتخاب شده به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز

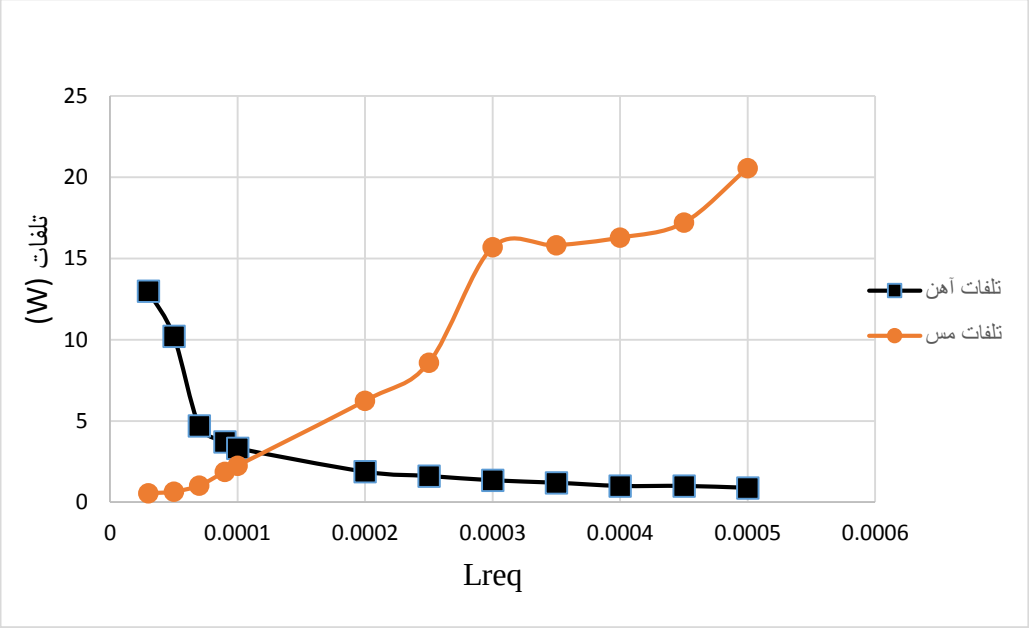


شکل (۴-۶) نمودار تغییرات درصد ولتاژ برحسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز

در شکل (۴-۷) تغییرات تلفات هسته به ازای اندوکتانس های نشتی مورد نیاز رسم شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود با افزایش اندوکتانس نشتی مورد نیاز و به دنبال آن کاهش ابعاد هسته انتخابی، تلفات هسته به دلیل جرم و حجم کمتر هسته، کاهش می‌یابد. همچنین در K_u کمتر به دلیل انتخاب ابعاد هسته کوچکتر این تلفات کمتر است. در شکل (۴-۸) تلفات هسته و تلفات اهمی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز رسم شده است.



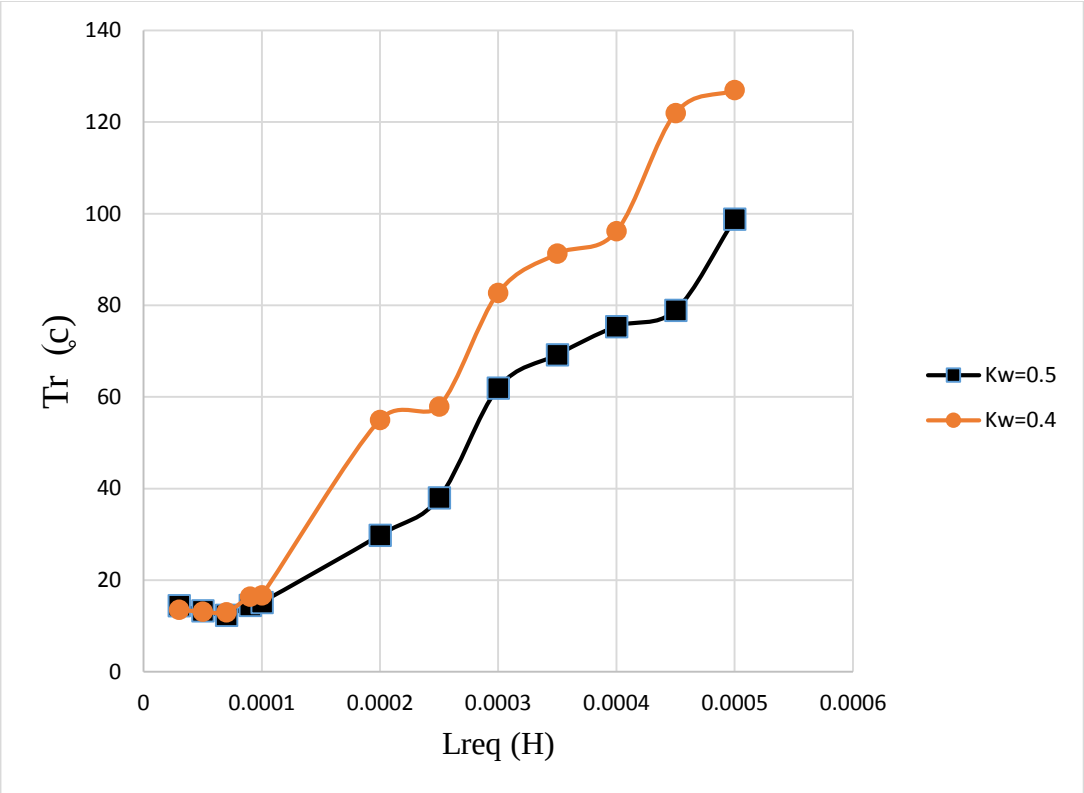
شکل (۴-۷) نمودار تغییرات تلفات آهن برای طراحی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز



شکل (۴-۸) نمودار تغییرات تلفات آهن و اهمی به ازای اندوکتانس نشتی مورد نیاز

اگر هدف از طراحی، کار در بیشترین بازده باشد، باید این محدودیت در نظر گرفته شود. با افزایش اندوکتانس نشتی انتخابی تلفات اهمی افزایش و تلفات هسته کاهش می‌یابد. در اندوکتانس های نشتی پایین هم تلفات هسته از تلفات اهمی بیشتر اشت و اختلاف بین تلفات اهمی پایین است. در اندوکتانس های بالاتر عکس این مطلب صادق است. در حقیقت در شرایطی که تلفات اهمی و تلفات آهن با هم برابرند، ترانسفورماتور انتخابی در ماکزیمم بازده خود کار می‌کند.

در شکل (۴-۹) تغییرات افزایش دما T_r بر حسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز رسم شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود، به دلیل کاهش سطح ترانسفورماتور و افزایش تلفات، T_r در اندوکتانس های نشتی مورد نیاز بالاتر، افزایش می‌یابد. بنابراین در مواردی که یکی از اهداف طراحی مقدار افزایش دمایی باشد می‌بایست این محدودیت مورد توجه قرار گیرد.



شکل (۴-۹) نمودار تغییرات افزایش دما T_r بر حسب اندوکتانس نشتی مورد نیاز

۴-۴ مشخصات ترانسفورماتور های طراحی شده و ساخته شده

همانطور که در بخش قبل اشاره شد بهترین هسته برای ترانسفورماتور مورد نظر در این پروژه هسته آمورف C-Core می‌باشد. و روند طراحی بر اساس آن انجام شده است. اما به دلیل در دسترس نبودن و هزینه بالا ، از هسته های مورق UI ۰/۳ میلیمتر و EI ۰/۵ میلیمتر با ابعادی مشابه استفاده شده است. البته این هسته ها به دلیل تلفات بالا در فرکانس مورد نظر طراحی، همه اهداف طراحی را برآورده نمی‌کند. با این حال بررسی اندوکتانس نشتی و پارامتر های مربوط به سیم پیچی در این پایان نامه قابل تحلیل می‌باشد.

۴-۴-۱ مشخصات طراحی و ساخت ترانسفورماتور کورتایپ با سیم پیچی لایه ای

مشخصات مورد نظر جهت طراحی ترانسفورماتور که شامل توان، ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی ، فرکانس و اندوکتانس نشتی مورد نیاز راندمان و ضریب بهره پنجره می‌باشد، در جدول (۴-۱) آمده است. مشخصات هندسی و الکتریکی ترانسفورماتور طراحی شده در جدول (۴-۲) آمده است.

جدول (۴-۱) مشخصات مورد نظر ترانسفورماتور کور تایپ با سیم پیچ لایه ای

توان خروجی (P_o)	۱۰۰۰وات
ولتاژ ورودی	۳۸۶ ولت
ولتاژ خروجی	۱۰۷۴ ولت
فرکانس	۴۰۰
راندمان	۰/۹۵
ضریب بهره پنجره K_u	۰/۱۴۶
اندوکتانس نشتی مورد نیاز (L_{req})	$۱/۹\times۱۰^{-۴}$

جدول (۴-۲) مشخصات محاسبه شده ترانسفورماتور کور تایپ با سیم پیچ لایه ای

تعداد دور اولیه (N_p)	۱۱۴
مجموع ضخامت سیم پیچ ها Σb	۷/۶۶۵ mm
ضخامت عایق بین سیم پیچ ها	۱۱/۳ mm
متوسط دور سیم پیچ MLT	۲۲/۱ cm
سطح مقطع هسته A_c	۱۷/۶۴cm^2
ارتفاع هسته F	۲۱۰ mm
طول هسته E	۱۲۶ mm
ضخامت هسته D	۴۲ mm
ارتفاع پنجره C	۱۲۶ mm
عرض پنجره B	۴۲ mm
عرض بازو هسته A	۴۲ mm
مساحت پنجره W_a	۵۲/۹۲cm^2
ضریبA_p	۹۳۳/۵ cm^4
سطح ترانسفورماتورA_t	۱۱۹۷ cm^2
ثابت K_e	۵۳/۴۵
چگالی جریان J	۶۸/۶۶(amp/cm^2)
جریان ورودی I_{in}	۲/۷۲ آمپر
سطح مقطع سیم پیچ اولیه	۳۲×۱۰$^{-۳}$ cm^2
قطر سیم پیچ اولیه	۲/۱ mm
مقاومت بر طول سیم پیچ اولیه	۵۲/۱$\frac{\mu\Omega}{cm^2}$
ارتفاع سیم پیچ	۱۲۰ mm
تعداد سیم ها در یک لایه سیم پیچ اولیه روی هر بازو (m)	۵۷
تعداد لایه ها روی هر بازو (p)	۱
ضریب بهره اولیه K_{up}	۰/۰۶۸
ضخامت سیم پیچ اولیه بر روی یک بازو b_{p1} و b_{p2} (ازطریق K_{up})	۱/۹۴ mm

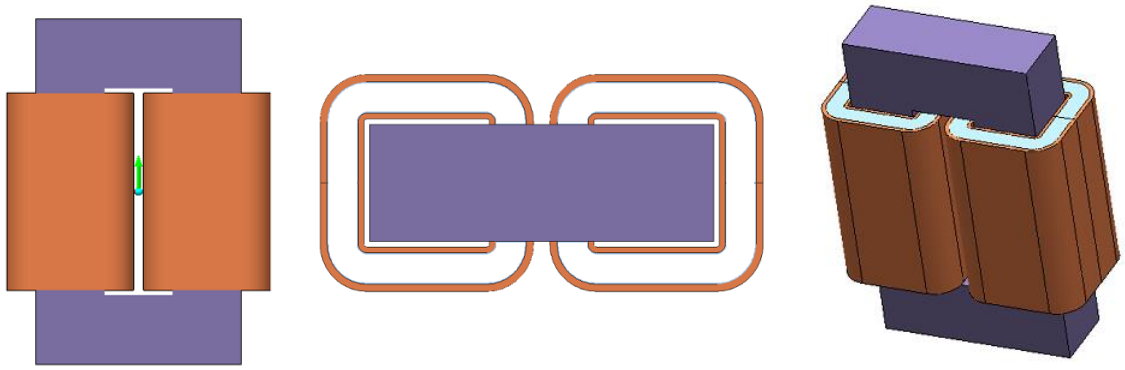
ضخامت سیم پیچ اولیه بر روی یک بازو b_{p1} و b_{p2} با رابطه (۶-۱۰)	۲/۱ mm
متوسط دور سیم پیچ اولیه MLT_p	۱۹/۰۵ cm
مقاومت سیم پیچ اولیه R_p	۰/۱۱۳Ω
تلفات اهمی اولیه	۰/۸۲۴۲
ثابت هندسی K_g	۱۰۸/۷۸
تنظیم ولتاژ (α٪)	۰/۱۷۷ %
تعداد دور ثانویه N_s	۳۱۸
جریان خروجی I_o	۰/۹۳ آمپر
سطح مقطع سیم پیچ ثانویه	$۱۶/۵\times۱۰^{-۳}$
قطر سیم پیچ ثانویه	۱/۴ mm
مقاومت بر طول سیم پیچ ثانویه	۱۰۴/۳ $\frac{\mu\Omega}{cm^2}$
تعداد سیم پیچ ها در یک لایه سیم پیچ ثانویه روی هر بازو (m)	۸۰
تعداد لایه های ثانویه روی هر بازو (p)	۰
ضریب بهره ثانویه K_{us}	۰/۰۹۹
ضخامت سیم پیچ اولیه بر روی یک بازو b_{s1} و b_{s2} (ازطریق K_{us})	۲/۶۰۲ mm
ضخامت سیم پیچ اولیه بر روی یک بازو b_{p1} و b_{p2} با رابطه (۶-۱۰)	۲/۶۱۲ mm
متوسط دور سیم پیچ ثانویه MLT_s	۲۷/۷۷ cm
مقاومت سیم پیچ ثانویه R_s	۰/۹۲۱ Ω
تلفات سیم پیچ ثانویه P_s	۰/۷۹ watt
تلفات اهمی کل P_{cu}	۱/۶۱۴۲ watt
بررسی تنظیم ولتاژ(α)	۰/۱۶۱
کیلوگرم /تلفات هسته	۲۲/۶ watt/Kg
تلفات هسته	۱۴۰/۱۲ watt
تلفات کل	۱۴۲/۵۵ watt
راندمان محاسبه شده	۸۶/۴ %

افزایش دما T_r	۷۷/۶ °c

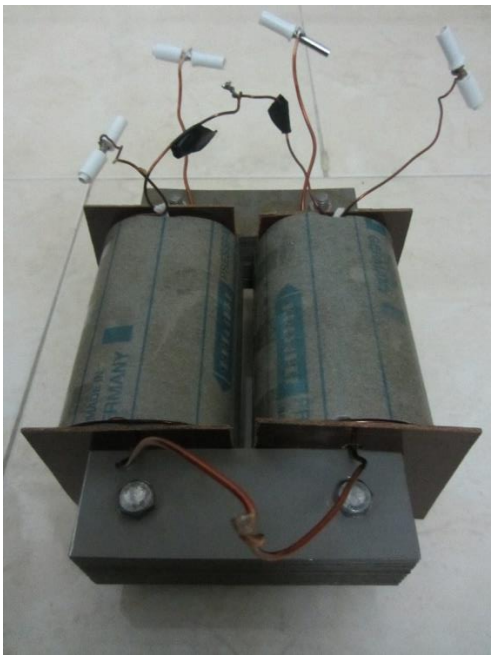
ترانسفورماتور با مشخصات طراحی شده در جدول (۴-۲) به روش المان محدود مورد تحلیل قرار گرفته است . شکل (۴-۱۰) ساختار شبیه سازی شده توسط Magnet را نشان می دهد.

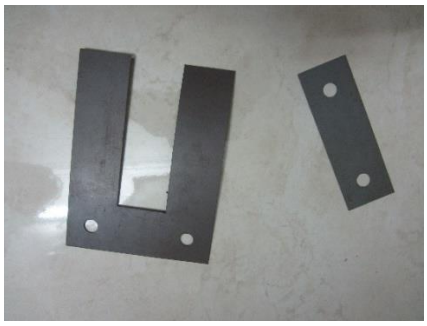
شکل (۴-۱۱) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور را نشان می دهد که از هسته UI سیلیکون مورق با ضخامت ۰/۳ میلیمتر ساخته شده است.

نمونه ساخته شده در آزمایشگاه به منظور یافتن پارامتر های مورد آزمایش قرار گرفته شد. نتایج روش تئوری ، المان محدود و تجربی در جدول (۴-۳) آمده است.



شکل (۴-۱۰) ساختار شبیه سازی شده ترانسفورماتور کورتایپ لایه ای جدول (۴-۲) توسط نرم افزار Magnet





شکل(۴-۱۱) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور کور تایپ لایه ای با مشخصات جدول (۴-۱) و (۴-۲)

جدول (۴-۳) بررسی نتایج تئوری، المان محدود و تجربی

	روش تئوری	درصد خطا نسبت به روش تجربی	روش المان محدود	درصد خطا نسبت به روش تجربی	روش تجربی
مقاومت اهمی اولیه	۰/۱۱۳ Ω	۱۳ ٪	۰/۰۸۴۶ Ω	۳۴ ٪	۰/۱۳Ω
مقاومت اهمی ثانویه	۰/۹۲۱Ω	۲/۳ ٪	۰/۷۷۲Ω	۱۴/۲ ٪	۰/۹Ω
تلفات آهن	۱۴۰/۱۲watt	۳۲ ٪	۱۴۸/۴۷watt	۴۰ ٪	۱۰۵/۶۷ watt
اندوکتانس نشتی	۱/۹۰۳×۱۰$^{-۴}$H	۱۰/۳ ٪	۲/۱۰۰۴×۱۰$^{-۴}$H	۱/۰۹۲ ٪	۲/۱۲۳×۱۰$^{-۴}$ H
نسبت تبدیل	۲/۷۸۹	۱/۱۶ ٪	۲/۷۸۵	۱/۳ ٪	۲/۸۲۲

به دلیل عدم دسترسی به منحنی تلفات هسته مورد استفاده امکان محاسبه دقیق تلفات نداشته است. همچنین به دلیل عدم امکان تست فرکانس بالا در آزمایشگاه، مقدار تلفات هسته از طریق یافتن پارامتر های منحنی تلفات در فرکانس پایین تر بدست آمده است و از دقت لازم برخوردار نیست. ولی آنچه مسلم است مقدار تلفات با توجه به نوع هسته استفاده شده، مقدار بالایی است و مطلوب نمیباشد لازم به ذکر است که تلفات هسته در صورت استفاده از هسته آمورف به ۱۴/۵ وات کاهش می‌یابد که این اختلاف زیاد باعث کاهش T_r و امکان افزایش تلفات اهمی بیشتر ، و افزایش توان انتقالی را فراهم می‌کند. همچنین بازدهی ترانسفورماتور را تا حد زیادی افزایش خواهد داد.

۴-۴-۲ مشخصات طراحی و ساخت ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچی مجزا

مشخصات مورد نظر جهت طراحی ترانسفورماتور که شامل توان، ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی ، فرکانس و اندوکتانس نشتی مورد نیاز راندمان و ضریب بهره پنجره می‌باشد، در جدول (۴-۴) آمده است. مشخصات هندسی و الکتریکی ترانسفورماتور طراحی شده در جدول (۴-۵) آمده است.

جدول (۴-۴) مشخصات مورد نظر ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا

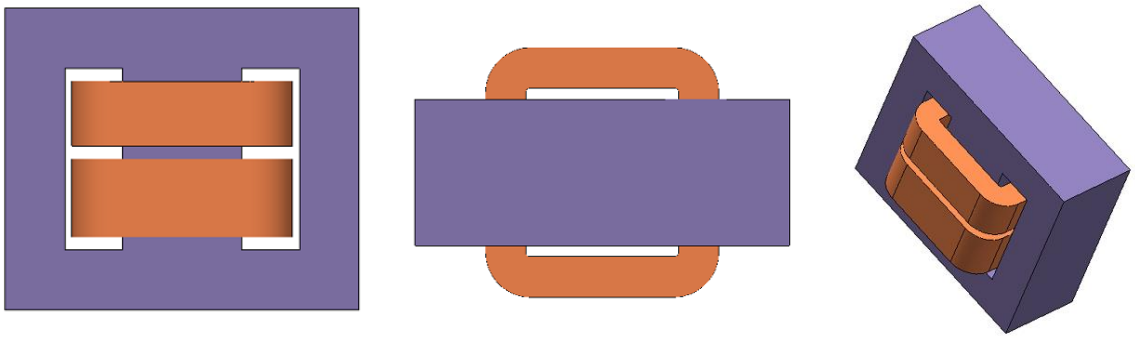
توان خروجی (P_o)	۵۰۰ وات
ولتاژ ورودی	۲۲۰ ولت
ولتاژ خروجی	۴۷۳ ولت
فرکانس	۴۰۰
راندمان	۰/۹۵
ضریب بهره پنجره K_u	۰/۴
اندوکتانس نشتی مورد نیاز (L_{req})	$۱/۶۴\times۱۰^{-۳}$

جدول (۴-۵) مشخصات محاسبه شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا

تعداد دور اولیه (N_p)	۱۰۸
مجموع ارتفاع سیم پیچ ها Σb	۲۸/۶ mm
ضخامت عایق بین سیم پیچ ها	۳ mm
متوسط دور سیم پیچ MLT (حالت ۲)	۱۲ cm
سطح مقطع هسته A_c	۹/۲۴ cm^2
ارتفاع هسته	۷۰ mm
طول هسته	۸۳ mm
ضخامت هسته	۳۲ mm
ارتفاع پنجره	۴۲ mm
عرض پنجره	۱۳/۵ mm
عرض بازوی میانی هسته	۲۸ mm
عرض بازوهای کناری هسته	۱۴ mm
مساحت پنجره W_a	۵/۶۷cm^2
ضریبA_p	52/39 cm^4
سطح ترانسفورماتورA_t	۲۶۷/۹۷ cm^2
ثابت K_e	۵۳/۴۵
چگالی جریان J	۲۲۳/۳۵(amp/cm^2)
جریان ورودی I_{in}	۲/۳۹آمپر
سطح مقطع سیم پیچ اولیه	۱۰/۳۹×۱۰$^{-۳}$$cm^2$
قطر سیم پیچ اولیه	۱/۱ mm
مقاومت بر طول سیم پیچ اولیه	۱۶۵/۸ $\frac{\mu\Omega}{cm^2}$
ضخامت سیم پیچ	۸/۸ mm
ضخامت سیم پیچ با رابطه(۶-۱۰)	۸/۷۲ mm
تعداد سیم ها در یک لایه سیم پیچ اولیه	۱۲
تعداد لایه ها ی سیم پیچ اولیه	۹
ضریب بهره اولیه K_{up}	۰/۱۹۷
ارتفاع سیم پیچ اولیه (ازطریق K_{up})	۱۴/۱ mm
ارتفاع سیم پیچ اولیه با رابطه (۶-8)	۱۳/۲ mm

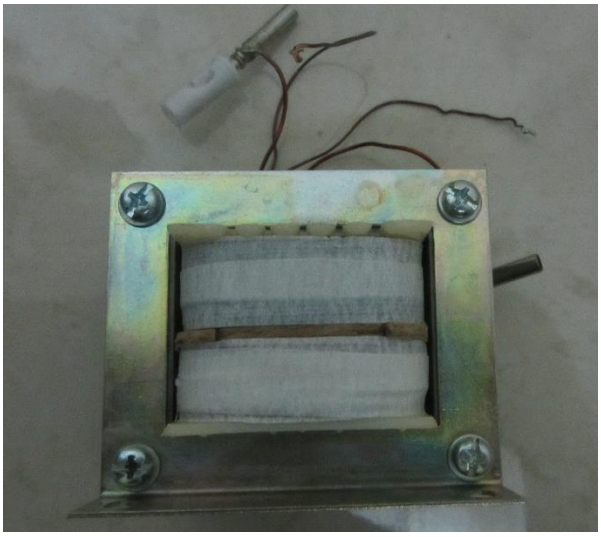
متوسط دور سیم پیچ اولیه MLT_p	۱۷/۴۲ cm
مقاومت سیم پیچ اولیه R_p	۰/۳۱۱ Ω
تلفات اهمی اولیه	۱/۷۰۷ watt
ثابت هندسی K_g	۱۱/۱۱
تنظیم ولتاژ (α٪)	۰/ ۶۶ ٪
تعداد دور ثانویه N_s	۲۳۴
جریان خروجی I_o	۱/۰۵۵آمپر
سطح مقطع سیم پیچ ثانویه	۵/۱۸×۱۰$^{-۳}$ cm^2
قطر سیم پیچ ثانویه	۰/۸۷ mm
مقاومت بر طول سیم پیچ ثانویه	۳۳۲/۰۳$\frac{\mu\Omega}{cm^2}$
تعداد سیم پیچ ها در یک لایه سیم پیچ ثانویه روی هر بازو (m)	۲۰
تعداد لایه های ثانویه (p)	۱۲
ضریب بهره ثانویه K_{us}	۰/۲۱۳
ارتفاع سیم پیچ ثانویه (ازطریق K_{us})	۱۴/۷ mm
ارتفاع سیم پیچ ثانویه با رابطه (۶-۸)	۱۶ mm
ضخامت سیم پیچ ثانویه با رابطه (۶-۱۰)	۸/۴۲ mm
متوسط دور سیم پیچ ثانویه MLT_s	۱۷/۰۴۲cm
مقاومت سیم پیچ ثانویه R_s	۱/۳۲۵Ω
تلفات سیم پیچ ثانویه P_s	۱/۴۷۴ watt
تلفات اهمی کل P_{cu}	۳/۱۸ watt
بررسی تنظیم ولتاژ(α)	۰/۶۳۶
گرم /تلفات هسته	۲۹/۸۳ watt
تلفات هسته	۴۴/۷۴ watt
تلفات کل	۴۷/۹۲ watt
افزایش دما T_r	۱۰۸/۵۷°c

ترانسفورماتور با مشخصات طراحی شده در جدول (۴-۵) به روش المان محدود مورد تحلیل قرار گرفته است . شکل (۴-۱۲) ساختار شبیه سازی شده توسط Magnet را نشان می‌دهد.



شکل (۴-۱۲) ساختار شبیه سازی شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا جدول (۴-۵) توسط نرم افزار Magnet

شکل (۴-۱۳) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور را نشان می دهد که از هسته EI سیلیکون مورق با ضخامت ۰/۵ میلیمتر ساخته شده است.



شکل(۴-۱۳) نمونه ساخته شده ترانسفورماتور شل تایپ با سیم پیچ مجزا با مشخصات جدول (۴-۴) و (۴-۵)

نمونه ساخته شده در آزمایشگاه به منظور یافتن پارامتر های مورد آزمایش قرار گرفته شد. نتایج روش تئوری ، المان محدود و تجربی در جدول (۴-۶) آمده است.

جدول (۴-۶) بررسی نتایج تئوری، المان محدود و تجربی

	روش تئوری	درصد خطا نسبت به روش تجربی	روش المان محدود	درصد خطا نسبت به روش تجربی	روش تجربی
مقاومت اهمی اولیه	۰/۳۱۱ Ω	۵/۷ ٪	۰/۲۵۴ Ω	۲۳/۰۳ ٪	۰/۳۳Ω
مقاومت اهمی ثانویه	۱/۳۲۵Ω	۱/۱۱ %	۰/۹۹۵Ω	۲۵/۷ ٪	۱/۳۴Ω
تلفات آهن	۴۴/۷۴ وات		۳۶/۰۵ وات		_
اندوکتانس نشتی	۱/۶۵×۱۰$^{-۳}$ H	۱۳/۱۵ ٪	۱/۹۶×۱۰$^{-۳}$ H	۱/۰۵ ٪	۱/۹×۱۰$^{-۳}$ H
نسبت تبدیل	۲/۱۶	۲/۸٪	۲/۱۵	۲/۳ ٪	۲/۱

امکان اندازه گیری و تست ترانسفورماتور در فرکانس ۴۰۰ هرتز در آزمایشگاه نبوده است .لازم به ذکر است که تلفات هسته در صورت استفاده از هسته آمورف به ۳/۴۹ وات کاهش می‌یابد که این اختلاف زیاد باعث کاهش T_r و امکان افزایش تلفات اهمی بیشتر ، و افزایش توان انتقالی را فراهم می کند. همچنین بازدهی ترانسفورماتور را تا حد زیادی افزایش خواهد داد.

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱ نتیجه گیری

در این پایان نامه چگونگی و طراحی ساخت ترانسفورماتور فرکانس متوسط مطرح شده است. روابط مطرح شده برای دستیابی به طرحی بهینه مورد بررسی قرار گرفته همچنین محدودیت های طراحی مورد توجه قرار گرفته است . به دلیل اهمیت مقدار اندوکتانس نشتی در مبدل های الکترونیک قدرت تعیین مقدار و پارامتر های موثر در مقدار اندوکتانس نشتی و همچنین روش های کاهش و افزایش آن در چند ساختار پر کاربرد در الکترونیک قدرت مورد بررسی قرار گرفته است.

متغییر های موثر در مقدار اندوکتانس نشتی یک روند مناسب و کارا برای طراحی ترانسفورماتور به گونه ای که اندوکتانس نشتی مشخصی را از خود نشان دهد ارائه گردیده است. در این روش دیگر عوامل و روابط مورد نیاز طراحی به گونه ای که تا حد امکان به یک طراحی بهینه نزدیک باشد مورد توجه قرار گرفته است. همچنین محدودیات لازم برای اندوکتانس نشتی مورد نیاز و حدود آن بررسی شده است . نتایج طراحی به روش تئوری توسط روش المان محدود و روش تجربی برای دو نوع ساختار ترانسفورماتور، کور تایپ با سیم پیچی لایه ای و شل تایپ با سیم پیچی مجزا مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته شده است. در نمونه کورتایپ اندوکتانس نشتی مورد مطلوب $۱/۹\times۱۰^{-۴}$ هانری بوده است. پس از طراحی و شبیه سازی با نرم افزار مگنت مقدار اندوکتانس نشتی برابر با $۲/۱۰۰۴\times۱۰^{-۴}$ هانری محاسبه شده‌است و اندوکتانس نشتی اندازه گیری شده پس از ساخت $۲/۱۲۳\times۱۰^{-۴}$

هانری بدست آمده است. مقاوت اهمی سیم پیچ اولیه بر اساس طراحی برابر با ۰/۱۱۳ اهم محاسبه شده است و با نرم افزار مگنت برابر با ۰/۰۸۴۶ اهم محاسبه شده است. و مقدار اندازه گیری شده برابر با ۰/۱۳ اهم بدست آمده است. مقدار مقاومت اهمی سیم پیچ ثانویه بر اساس طراحی ۰/۹۲۱ اهم محاسبه شده است و با نرم افزار مگنت ۰/۷۷۲ اهم بدست آمده است. مقدار مقاومت اندازه گیری شده نمونه ساخته شده برابر

با ۰/۹ اهم بدست آمده است. مقدار K_u نیز پس از طراحی و ساخت برابر با ۰/۱۶۷ محاسبه شده است که به مقدار اولیه در نظر گرفته شده در مرحله طراحی ۰/۱۴۶ نزدیک است. ویژگی ها و ابعاد هندسی نیز اهداف طراحی را برآورده می‌سازد.

در نمونه شل تایپ اندوکتانس نشتی مورد مطلوب $۱/۶۴\times۱۰^{-۳}$ هانری بوده است. پس از طراحی و شبیه سازی با نرم افزار مگنت مقدار اندوکتانس نشتی برابر با $۱/۹۶\times۱۰^{-۳}$ هانری محاسبه شده‌است و اندوکتانس نشتی اندازه گیری شده پس از ساخت $۱/۹\times۱۰^{-۳}$ هانری بدست آمده است. مقاوت اهمی سیم پیچ اولیه بر اساس طراحی برابر با ۰/۳۱۱ اهم محاسبه شده است و با نرم افزار مگنت برابر با ۰/۲۵۴ اهم محاسبه شده است. و مقدار اندازه گیری شده برابر با ۰/۳۳ اهم بدست آمده است. مقدار مقاومت اهمی سیم پیچ ثانویه بر اساس طراحی ۱/۳۲۵ اهم محاسبه شده است و با نرم افزار مگنت ۰/۹۹۵ اهم بدست آمده است. مقدار مقاومت اندازه گیری شده نمونه ساخته شده برابر با ۱/۳۴ اهم بدست آمده است. مقدار K_u نیز پس از طراحی و ساخت برابر با ۰/۴۱ محاسبه شده است که به مقدار اولیه در نظر گرفته شده در مرحله طراحی ۰/۴ نزدیک است. ویژگی ها و ابعاد هندسی نیز اهداف طراحی را برآورده می‌سازد.

۵-۲ پیشنهادات

به دلیل هزینه بالا و عدم دسترسی به هسته آمورف در ساخت نمونه های مورد نظر، از هسته مورق سیلیس استفاده شده است که دارای تلفات بالا می‌باشد. به منظور کاهش تلفات آهن که در فرکانس های بالاتر و همچنین وجود هارمونیک درشکل موج ها که خود باعث افزایش تلفات می‌گردد ، بهتر است از هسته آمورف که دارای تلفات بسیار کمتر در مقایسه با هسته مورق سیلیس می باشد استفاده گردد. در این صورت بازدهی ترانسفورماتور بیشتر شده و همچنین به دلیل کمتر شدن مقدار افزایش دمایی T_r ، مقدار توان در مقایسه با حجم ترانسفورماتور می‌تواند افزایش یابد.

در مورد محدوده اندوکتانس نشتی مورد نیاز لازم است که به محدودیت های مطرح شده در فصل سوم توجه شود و با توجه به اهداف طراحی که می‌تواند ابعاد، مقدار تلفات، درصد تنظیم ولتاژ و بازدهی باشد محدوده مقدار اندوکتانس نشتی مورد نیاز تعیین گردد.

مراجع

[1] I. Villar,” Multiphysical Characterization of Medium-Frequency Power Electronic Transformers*”, Phd thesis,Ecole Polytechnique Federal Lausanne,2010*

[2] I. Villar,A. Rufer†, U. Viscarret, F.Zurkinden,” Analysis of Empirical Core Loss Evaluation Methods For Non-Sinusoidally Fed Medium Frequency Power Transformers”, *IEEE International Symposium on*,pp208-213,Cambridge, 2008

[3] Peng shuai,biela.j,” Design and optimization of medium frequency, medium voltage transformers” *Power Electronics and Applications (EPE),15th European Conference on*,pp1-10,lille, 2013

[4] A. Stadler, M. Albach, and S. Chromy, “The optimization of high frequency operated transformers for resonant converters,” *Proceedings of 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2005)*, 77, Dresden, Germany, Sept. 2005.

[5] GS. D. Johnson, A. F. Witulski, and R. W. Erickson, “Comparisonof resonant topologies in high-voltage dc applications,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 263–274, 1988.

[6] A. K. S. Bhat, A. Biswas, and B. S. R. Iyengar, “Analysis and design of (LC)(LC)-type series-parallel resonant converter,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 31, no. 3, pp. 1186–1193, 1995.

[7] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, “LLC resonant converter for front end DC/DC conversion,” in *Proceedings of the 17th Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition Conference, (APEC ’02),* vol. 2, pp. 1108–1112, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002

[8] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, “Design considerations for high-voltage high-power fullbridge zero-voltage-switched pwm converter,” in *Proceedings of the 5th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC ’90)*, pp. 275–284, 1990.

[9] J. F. Lazar and R. Martinelli, “Steady-state analysis of the LLCseries resonant converter,” in *Proceedings of the 16th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC’01),* vol. 2, pp. 728–735, 2001

[10] P. C. Todd, “Snubber circuits: theory, design and application,” in *Unitrode-Power Supply Design Seminar*, 1993.

[11] William McMurray, “Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, no. 4, pp. 513–523, 1980.

[12] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, vol. 1, JohnWiley& Sons, New York, NY, USA, 2003.

[13] H. Njiende, H. Wetzel, N. Froehleke, and W. A. Cronje, “Models of integrated magnetic components for simulation based design of SMPS with simplorer,” *Proceedings of 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2003*), 750, Toulouse, France,Sept. 2003.

[14] R. Doebbelin, T. Winkler, A. Lindemann, and C. Teichert, “Design of Pulsed Power Transformers for Capacitor Discharge ResistanceWelding Machines,” *International Conference Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality (PCIM 2006),* Nuernberg, pp.205–210, 30 May - 01 June 2006

[15] R. Doebbelin, M. Benecke, and A. Lindemann, “Calculation of leakage inductance of core-type transformers for power electronic circuits,” in *Proceedings of the 13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC ’08)*, pp. 1280–1286,September 2008.

[16] Lebedev, V. K., \Calculation of the short-circuit resistance of welding transformers with yoke leakage (russ.)," *Automatic Welding [Avtomati•ceskaja Svarka], Kiev, Vol. 11, No. 4, 37-44, 1958.*

[17] A. A. Dauhajre, *Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits*, Ph.D. thesis, California Institute of Technology, Pasadena, Calif, USA, 1986

[18] W. T. McLyman and C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, Marcel Dekker, New York, NY,USA, 2004.

[19] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. Andersen, "The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer," *in Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS '09),* pp. 1143–1148, November 2009.

[20] R. Doebbelin, R. Herms, C. Teichert, W. Schaetzing, and A. Lindemann, "Analysis methods and design of transformers with low leakage inductance for pulsed power applications*," in Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–7, September 2007

[21] W. G. Hurley and D. J. Wilcox, "Calculation of leakage inductance in transformer windings," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 121–126, 1994

[22] W. M. Flanagan, *Handbook of transformer design and applications*, 2nd ed, McGraw-Hill, New York, NY, USA, 1992.

[23] B. Cougo and J.W. Kolar ,"Integration of Leakage Inductance in Tape Wound Core Transformers for Dual Active Bridge Converters" *Proceedings of the International Conference of Integrated Power Electronics Systems* (CIPS 2012), Nuremberg, Germany,March 6-8, 2012

[24] M. Pavlovsky, S. W. H. de Haan, J. A. Ferreira, "Winding losses in high-current, high-frequency transformer foil windings with leakage layer*," IEEE PESC, Jeju, South Korea, June* 2006

[25] R. Doebbelin , Lindemann, "Leakage Inductance Determination for Transformers with Interleaving of Windings" *PIERS ONLINE, Vol. 6, No. 6,* 2010

[26] V. V. Kantor, "Methods of Calculating Leakage Inductance of Transformer Windings" *ISSN 1068-3712, Russian Electrical Engineering, , Vol. 80, No. 4, pp. 224–228. © Allerton Press, Inc., 2009. Original Russian Text © V.V. Kantor, published in Elektrotekhnika, No. 4, pp. 51–55.* 2009

[27] V. V. Kantor, “Computation of Leakage Inductance for Complex Windings of Transformers by a Method of Geometric Mean Distances” *ISSN 1068_3712, Russian Electrical Engineering, , Vol. 82, No. 5, pp. 253–259. © Allerton Press, Inc,. Original Russian Text © V.V. Kantor, published in Elektrotekhnika, No. 5, pp. 23–29.* 2011

[28] A.Wilk, R. Pokonski,” Determination Of Leakage Inductances Of Multi-Winding and Single-Phase Transformer” , *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki PG, ISSN 1425-5766, Nr 31/2012*

[29] C.Álvarez-Mariño, F.de León, “Equivalent Circuit for the Leakage Inductance of Multiwinding Transformers: Unification of Terminal and Duality Models” *IEEE Transactions ON Power Delivery, Vol. 27, NO. 1, JANUARY* 2012

[30] S.R Thondapu,M.B. Borage,Y. D.Wanmode, P.Shrivastava, “Improved Expression for Estimation of Leakage Inductance in E Core Transformer Using EnergyMethod” *Hindawi Publishing Corporation Advances in Power Electronics Vol, Article ID 635715, 6 pages,*2012

[31] Cores and Components Databook, Vacuumschmelze GmbH & Co. KG. 2000

[32] A.V den Bossche,V.C Valchev,”Inductors and Transformers for Power electronics”*CRC Press Taylor and Francis Group,LLC,* 2005

[33] W. G. Hurley, W. H.WÖlfle, “*Transformers and inductors for power electronics theory,design and application*”, John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, PO19 8SQ, United Kingdom,2013

[34] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. De Doncker, “Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, Jul./Aug. 2001.

[35] Venkatachalam, K., Sullivan, C.R., Abdallah, T., and Tacca, H.” Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters” *Proceedings of IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL, pp*. 36–41,2002.

[36] H.Kim و S.K Sul,” A Novel Filter Design for Output LC Filters of PWM Inverters” *Journal of Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January* 2011

Abstract

Transformers are the bulkiest blocks in power electronic circuits, having significant role in efficiency and performance of the system. Leakage inductance determination have momentous impact on power electronic converters. In resonance converters or in circuits which integrating the filter inductance and leakage inductance in order to eliminate some harmonics of output waveform is needed, leakage inductance determination is required.

In this research a design method of medium frequency transformer which is used in inverter has investigated. The leakage inductance analytical formulas has stated for some winding configurations and a transformer design procedure in order to present specific leakage inductance has proposed. The configurations and their restrictions has compared and investigated by finite element method which has carry out by Magnet software. Finally the proposed method has implemented on two different configuration, by construction shell-type and core-type prototype transformers to validate and comparing results.

Keywords: power electronic transformer, leakage inductance, inverter transformer

Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Power Electronic and Machine Engineering

Design and implementation of a medium frequency transformer considering specific series inductance for using in Inverter

By: Elham Jamalzadeh

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

February 2017