

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق قدرت

طراحی، شبیه سازی و ساخت مبدل فرکانس بالا جهت استفاده به عنوان گرمکن القایی

نگارش:

رامین مختاری

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

اساتید مشاور:

دکتر امین حاجی زاده

مهندس مهدی حق شناس

بهمن ۱۳۹۱



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره : ۱۰۴۸/آ.ت.ب

تاریخ : ۹۸/۱۱/۲۸

ویرایش : -----

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای :
 رامین مختاری رشته : بسوق گرایش : قدرت
 تحت عنوان : طراحی، شبیه سازی و ساخت مبدل فرکانس بالا جهت استفاده به عنوان گرمکن القایی
 که در تاریخ ۱۳۹۱/۱۱/۲۸ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : خوب) امتیاز (۱۷/۵۲) دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹) ۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	علی کسنان	استاد	
۲- استاد مشاور	امیرحسین زاهد	استاد	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	مرتضی رحیمیان	استاد	
۴- استاد منتحن	احمد داری	دانشیار	
۵- استاد منتحن	مehrdاد	استاد	

رئیس دانشکده :

تقدیر و تشکر

خدایا تو را سپاس

خدایا تو را سپاس به پاس توفیق آگاهی که به من ودیعه دادی. خدایا همچون گذشته به من قدرتی عطا کن تا به استقبال آینده‌ایی روشن پیش روم، صبر مرحمت فرما تا در سختی‌های روزگار دوباره بکوشم. امیدم، رویایی تازه است در انتظار، کمک کن تا بدان دست یابم.

با توجه به عنایات خاصه خداوند متعال، مساعدت و یاری خانواده عزیز، اساتید بزرگوار و دوستان مهربانم، اکنون که پایان نامه خود را به پایان رسانده‌ام بر خود لازم می‌دانم تا مراتب تشکر و قدردانی خود را ابراز نموده و کمال تشکر و امتنان را دارم.

در ابتدا پدرم که همواره بهترین پشتیبانم بوده است. مادرم که محکم‌ترین تکیه‌گاه زندگی‌ام است. سپس دوستان عزیزم که محبت‌های بی‌دریغشان هرگز فروکش نمی‌کند.

استاد ارجمند، آقای دکتر علی دستفان که با راهنمایی‌های ارزنده، زحمات بی‌دریغ و تلاش‌های بی‌وقفه‌اشان در تمام مراحل انجام این پروژه، ره‌گشای اینجانب بودند.

اساتید بزرگوارم، آقایان دکتر امین حاجی‌زاده و مهندس مهدی حق شناس برای تمام رهنمودها و زحمات فراوانی که به اینجانب ارزانی داشتند.

همچنین تشکر ویژه از جناب آقای مهندس مسعود پناه لو و مهندس مجید کمزی برای تمامی حمایت‌ها و راهنمایی‌هایی که نسبت به اینجانب ارزانی داشتند.

کارمندان محترم دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود، به‌ویژه آقای یونسین مسئول محترم آموزش تحصیلات تکمیلی و دیگر پرسنل محترم که همیشه مرا از رهنمودهایشان بهره‌مند کردند.

و در نهایت دوستانم: آقایان حمید سلیمانی، صالح قرایی، مهدی کاشانی، هادی ضمیری، مهدی معظمی‌گودرزی، محمد عابدی‌نژاد و دیگر دوستانم که همواره، همراه بی‌منت‌م بودند.

تعهد نامه

اینجانب دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با عنوان

.....

تحت راهنمایی آقای دکتر 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 بافت های 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 اخلاقی انسانی رعایت شده است.

تاریخ: ۱۱/۱۱/۲۹

امضاء دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

• متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد.

عنوان مقاله استخراج شده از پایان نامه:

رامین مختاری، علی دستفان، امین حاجی زاده ،مهدی حق شناس، " انتخاب بهینه فرکانس سوئیچینگ و

خازن تشدید برای یک اجاق القایی "، نخستین کنفرانس اتوماسیون صنعت برق، بهمن ۱۳۹۱

چکیده:

امروزه صنایع زیادی از جمله ذوب فلزات، سخت کاری، نرم کاری و... به منابع تولید گرما وابسته‌اند. بازدهی پایین، سرعت عملکرد کم و آلودگی حاصل از سوخت‌های فسیلی این صنایع را هر چه بیشتر به سمت استفاده از انرژی الکتریکی به عنوان منبع تولید گرما سوق داده است. انرژی الکتریکی هر چند مقرون به صرفه‌ترین منبع تولید گرما نیست اما به عنوان منبعی با دسترس پذیری آسان، قابلیت کنترل دقیق، سرعت عملکرد بالا و پاکیزگی، بسیاری از ویژگی‌های مطلوب را به عنوان منبعی برای تولید گرما دارا است. در فرایند تبدیل انرژی الکتریکی به انرژی گرمایی علاوه بر کنترل انرژی می‌توان بر فرایند گرم شدن نیز کنترل داشت. به عنوان مثال یکی از روشهای گرمای الکتریکی که کنترل دقیقی بر فرایند گرما دارد القا می‌باشد. همین امر لازمه تحقیق و بررسی بیشتر بر فرایند گرمای القایی را آشکار می‌کند. گرمکن‌های القایی انرژی الکتریکی را بدون نیاز به تماس فیزیکی در جسم تبدیل به انرژی گرمایی می‌کنند. این گرمکن‌های امروزه علاوه بر ذوب فلزات در کارگاه‌ها، می‌توانند به عنوان گرمکن یا به عبارت دیگر اجاق در آشپزخانه‌ها و دستگاه‌های استریل در بیمارستان‌ها بکار گرفته شوند. در این پایان نامه اجزاء سازنده یک گرمکن القایی طراحی شده است. همچنین برخی از این اجزاء تا حد امکان بهینه سازی شده - اند. بعلاوه روشی کاملاً آنالوک به منظور کنترل خروجی سیستم پیشنهاد شده است. در توان‌های پایین با بکارگیری روش کنترل پیشنهادی ضمن حفظ بازده هزینه پیاده سازی کنترلر کاهش خواهد یافت.

فهرست

۱	۱- مقدمه
۲ مقدمه:	۱-۱ -
۳ تاریخچه:	۲-۱ -
۵ سیستمهای منبع:	۲-۱ ۱-۱ -
۵ سیستمهای موتور ژنراتور (شکل ۱-۱)	۲-۱ ۲-۱ -
۶ سیستمهای تغذیه شده با مبدل نیمههادی (شکل ۱ ۲)	۲-۱ ۳-۱ -
۷ سیستمهای فرکانس رادیویی:	۲-۱ ۴-۱ -
۸ اینورترهای فرکانس بالا	۲- اینورترهای فرکانس بالا
۹ مقدمه:	۲-۱ ۱-۲ -
۹ اینورترهای تشدید:	۲-۲ ۲-۱ -
۹ اینورترهای اتصال تشدید:	۲-۲ ۳-۱ -
۱۰ اینورتر تشدید انتقالی:	۲-۲ ۴-۱ -
۱۱ اینورترهای بار تشدید	۲-۲ ۵-۱ -
۱۱ انتخاب اینورتر تشدید:	۲-۲ ۶-۱ -
۱۲ انواع اینورترهای بار تشدید:	۲-۲ ۷-۱ -
۱۲ اینورتر بار تشدید سری:	۲-۲ ۷-۱ ۱-۱ -
۱۳ تحلیل اینورتر بار تشدید سری	۲-۲ ۷-۱ ۱-۱ -
۱۴ امپدانس ورودی مدار تشدید سری:	۲-۲ ۷-۱ ۲-۱ -
۱۶ اینورتر بار تشدید موازی:	۲-۲ ۷-۱ ۲-۱ -
۱۷ تحلیل اینورتر بار تشدید موازی:	۲-۲ ۷-۱ ۱-۲ -

طراحی مدار تشدید:	۸-۲ -	۲۱
طراحی کوپل مدار تشدید:	۸-۲ -۱	۲۱
اثر پوستی:	۸-۲ - ۱-۱	۲۲
اثر مجاورت:	۸-۲ - ۲-۱	۲۵
کاهش اثر پوستی و اثر مجاورت:	۸-۲ - ۳-۱	۲۷
محاسبات الکترومغناطیس در یک هادی مستطیل شکل پهن	۸-۲ -۴-۱	۲۷
روابط تجربی طراحی کوپل:	۸-۲ - ۵-۱	۳۴
محاسبه خازن مدار تشدید:	۸-۲ -۴	۳۵
مدار معادل بار القایی:	۸-۲-۱-۲	۳۶
مدار معادل گرمکن القایی:	۸-۲ - ۲-۲	۳۶
توان تلفاتی روی سوئیچها و خازن مدار تشدید:	۸-۲ - ۳-۲	۳۷
محاسبه مقدار بهینه خازن	۸-۲ - ۴-۲	۳۷
کنترل اتصال DC :	۹-۲ -۱	۳۸
کنترل در اندازه اجزاء مدار تشدید:	۹-۲ -۲	۳۹
کنترل سوئیچینگ اینورتر تشدید:	۹-۲ -۳	۴۰
کنترل فرکانس:	۹-۲ -۱-۳	۴۱
کنترل چگالی پالس:	۹-۲ -۲-۳	۴۱
کنترل شیفت فاز (PSM):	۹-۲ - ۳-۳	۴۴
کنترل دنبال کردن فرکانس تشدید (RFT) و مودلاسیون پهنای پالس (PWM):	۹-۲ -۴-۳	۴۶
۳- طراحی مدار تشدید و روش کنترل پیشنهادی		۵۲
مقدمه:	۱-۳ -	۵۳
طراحی کوپل مدار تشدید:	۲-۳ -	۵۳

۵۹	محاسبه خازن مدار تشدید:	۳-۳-
۶۲	روش کنترل پیشنهادی برای کنترل اینورتر بار تشدید سری:	۳-۴-
۶۶	نتایج شبیه سازی و ساخت	۴-
۶۷	مقدمه:	۴-۱-
۶۷	پیاده سازی:	۴-۲-
۷۱	نتایج شبیه سازی:	۴-۳-
۷۲	شبیه سازی روش کنترل ولتاژ اتصال DC :	۴-۳-۱-
	شبیه سازی روش کنترلی دنبال کردن فرکانس تشدید (RFT) بامدولاسیون پهنای	۴-۳-۲-
۷۵	پالس (PWM):	
۷۷	نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی روش پیشنهادی:	۴-۴-
۸۸	نتایج حاصل از شبیه سازی روشهای کنترلی مختلف:	۴-۵-
۹۰	مقایسه نتایج شبیه سازی و ساخت:	۴-۶-
۹۳	نتیجه گیری و پیشنهادات	۵-
۹۴	نتیجه:	۵-۱-
۹۵	پیشنهادات:	۵-۲-
۹۶	ضمیمه	

فهرست شکل‌ها

فصل اول

- شکل ۱-۱۰ - ساختار کلی یک سیستم حرارتی القایی موتور ژنراتور ۶
- شکل ۱-۲۰ - ساختار کلی یک سیستم حرارت القایی مبتنی بر مبدل نیمه هادی ۶

فصل دوم

- شکل ۲-۱۰ - دسته بندی انواع اینورتر تشدیدي ۱۰
- شکل ۲-۲۰ - یک نمونه اینورتر اتصال تشدید ۱۰
- شکل ۲-۳۰ - اینورتر بار تشدیدي سری تمام پل ۱۲
- شکل ۲-۴۰ - شکل موجهای اینورتر تمام پل a برای $f < f_0$ برای b برای $f = f_0$ برای c برای $f > f_0$ ۱۳
- شکل ۲-۵۰ - نرمال شده توان خروجی $PRiZ02VI2Ri$ به صورت تابعی از f/f_0 و $R/Z0 = 1/QL$ ۱۶
- شکل ۲-۶۰ - مدار اینورتر بار تشدیدي موازی تمام پل ۱۶
- شکل ۲-۷۰ - کوپل استفاده شده در اجاقهای القایی نمونه ۲۱
- شکل ۲-۸۰ - هادی نیمه بینهایت برای تشریح میدان مغناطیسی ۲۳
- شکل ۲-۹۰ - اثر مجاورت در دو هادی دایره‌ای موازی در فرکانس بالا الف) جریان در دو هادی در جهت مخالف ب) جریان در دو هادی همسو ۲۶
- شکل ۲-۱۰۰ - توزیع میدان مغناطیسی در یک هادی مستطیل شکل ۲۸
- شکل ۲-۱۱۰ - روند تغییر مقاومت و راکتانس قطعه کار (تابه) بر حسب فرکانس ۳۲
- شکل ۲-۱۲۰ - یک نمونه کوپل مسطح ۳۵
- شکل ۲-۱۳۰ - مدار معادل بار القایی ۳۶
- شکل ۲-۱۴۰ - مدار معادل گرمکن القایی ۳۶
- شکل ۲-۱۵۰ - دیاگرام بلوکی کنترل توان گرمکن القایی با کنترل اتصال DC ۳۹
- شکل ۲-۱۶۰ - کانورتر تشدیدي سری نیم پل با خازنهای متغییر و وسایل کنترلی ۴۰
- شکل ۲-۱۷۰ - دیاگرام بلوکی کانورتر تشدیدي با کنترل PDM ۴۲
- شکل ۲-۱۸۰ - شکل موجهای ولتاژ و جریان در عملکرد PDM ۴۲
- شکل ۲-۱۹۰ - دیاگرام بلوکی کنترل شیفت فاز برای یک اینورتر بار تشدیدي سری ۴۵

- شکل ۲-۲۰۰ - توالی سوئیچینگ ترانزیستورها ($\theta d =$ زاویه وفقه و $Tc =$ دوره هدایت برای $Q1$ و $Q4$) ۴۵
- شکل ۲-۲۱۰ - دیاگرام بلوکی کنترل ترکیبی فرکانس متغیر و دیوتی سایکل متغیر ۴۶
- شکل ۲-۲۲۰ - مدار معادل گرمکن القایی با صرف نظر از مقاومت سوئیچها و مقاومت سری سلف و خازن ۴۷
- شکل ۲-۲۳۰ - مدل سیگنال کوچک اینورتر بار تشدید سری با کنترل فرکانس و دیوتی سایکل ۴۹
- شکل ۲-۲۴۰ - دیاگرام بلوکی توابع تبدیل کنترل اینورتر بار تشدید سری با فرکانس و دیوتی سایکل متغیر ۵۱

فصل ۳

- شکل ۳-۱۰ - نمایش توزیع چگالی جریان در هادیهای تک رشته کوپل مسطح در فرکانس ۳۰ کیلو هرتز و جریان ۲۰ آمپر ۵۶
- شکل ۳-۲۰ - نمایش توزیع چگالی جریان در هادیهای رشته شده کوپل مسطح در فرکانس ۳۰ کیلو هرتز و جریان ۲۰ آمپر ۵۶
- شکل ۳-۳۰ - شبیه سازی کوپل طراحی شده در نرم افزار $maxwell.14$ الف مدل شبیه سازی شده کوپل ب- مدار اتصال یافته برای تغذیه کوپل ۵۷
- شکل ۳-۴۰ - نمایی از کوپل پیاده سازی شده توسط ۷۰ لا سیم لاکه با قطر 0.3 میلیمتر ۵۸
- شکل ۳-۵۰ - مقاومت بی باری و بار داری کوپل مورد مطالعه در فرکانسهای مختلف ۵۸
- شکل ۳-۶۰ - اندوکتانس بی باری و بار داری کوپل مورد مطالعه در فرکانسهای مختلف ۵۹
- شکل ۳-۷۰ - تغییرات اختلاف توان خروجی و تلفاتی به ازای ظرفیتهای مختلف مدار تشدید در فرکانس کاری ۳۰ کیلو هرتز ۶۰
- شکل ۳-۸۰ - تغییرات اختلاف توان خروجی و توان تلفاتی برای ظرفیتهای خازنی مختلف در یک محدوده فرکانسی برای ظرف با ضخامت ۴ میلیمتر ۶۱
- شکل ۳-۹۰ - اختلاف توان خروجی و تلفاتی بر حسب فرکانس سوئیچینگ به ازای خازنهای تشدید متفاوت برای تابه با ضخامت ۸ میلیمتر ۶۲
- شکل ۳-۱۰۰ - دیاگرام بلوکی روش کنترلی پیشنهادی ۶۳

فصل چهارم

- شکل ۴-۱۰ - دیاگرام بلوکی اینورتر پیاده سازی شده ۶۸
- شکل ۴-۲۰ - تصویر برد اصلی به همراه بخشهای مختلف آن ۶۹
- شکل ۴-۳۰ - مدار قدرت اینورتر بار تشدید سری مورد استفاده در شبیه سازی ۷۲
- شکل ۴-۴۰ - شکل موج جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال DC برای ۳۰، ۶۰ و ۱۰۰ درصد توان مرجع در حالت با ظرف و بی ظرف ۷۳

- شکل ۴ ۵- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال DC - الف شرایط باظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ب- شرایط بی ظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ج- شرایط باظرف و ۶۰ درصد توان مرجع د شرایط بی ظرف و ۶۰ درصد توان مرجع ه- شرایط باظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع و- شرایط بی ظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع ۷۴
- شکل ۴ ۶- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ الف) شرایط با ظرف ب- شرایط بی ظرف ۷۵
- شکل ۴ ۷- شکل موج جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال DC برای ۳۰، ۶۰ و ۱۰۰ درصد توان مرجع در حالت با ظرف و بی ظرف ۷۶
- شکل ۴ ۸- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید با دنبال کردن فرکانس تشدید و مدولاسیون پهنای پالس الف- شرایط باظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ب- شرایط بی ظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ج شرایط باظرف و ۶۰ درصد توان مرجع د- شرایط بی ظرف و ۶۰ درصد توان مرجع ه- شرایط باظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع و شرایط بی ظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع ۷۸
- شکل ۴ ۹- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچهای غیر کنترلی (سوئیچ ۲ و ۳) در روش کنترلی $PWM\&RFT$ الف) شرایط با ظرف ب- شرایط بی ظرف ۷۹
- شکل ۴ ۱۰- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچهای کنترلی (سوئیچ ۱ و ۴) در روش کنترلی $PWM\&RFT$ الف) شرایط با ظرف ب- شرایط بی ظرف ۷۹
- شکل ۴ ۱۱- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۳۰ درصد الف) نتیجه شبیهسازی ب) نتیجه ساخت ۸۱
- شکل ۴ ۱۲- بزرگنمایی شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۳۰ درصد ۸۲
- شکل ۴ ۱۳- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۶۰ درصد الف) نتیجه شبیهسازی ب) نتیجه ساخت ۸۳
- شکل ۴ ۱۴- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۱۰۰ درصد الف) نتیجه شبیهسازی ب) نتیجه ساخت ۸۴
- شکل ۴ ۱۵- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید در حالت بی ظرف الف) نتیجه شبیه سازی ب) نتیجه ساخت ۸۵
- شکل ۴ ۱۶- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ در حالت باظرف الف) نتیجه شبیهسازی ب) نتیجه بزرگنمایی شده ساخت ۸۶
- شکل ۴ ۱۷- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ در حالت بیظرف الف) نتیجه شبیه سازی ب) نتیجه ساخت ۸۷

فهرست جدول‌ها

- جدول ۱-۲ مزایا و معایب اینورترهای بار تشدید سری و موازی (+مزایا - کاستی)..... ۲۰
- جدول ۱-۳ پارامترهای کوئل و ظرف مورد مطالعه ۴۷
- جدول ۲-۳ نتایج حاصل از شبیه‌سازی اندازه‌گیری و محاسبه برای کوئل تحت شرایط با ظرف و بی ظرف ۵۲
- جدول ۳-۳ مشخصات مدار تشدید طراحی شده ۵۳
- جدول ۱-۴ مشخصات سیستم مورد مطالعه ۷۲
- جدول ۲-۴-۲- توان خروجی و تلفاتی مبدل بار تشدید در روشهای کنترلی مختلف برای حالت با ظرف و بی ظرف برای ظرف ۱ ... ۸۸
- جدول ۳-۴-۳- توان خروجی و تلفاتی مبدل بار تشدید در روشهای کنترلی مختلف برای حالت با ظرف و بی ظرف برای ظرف ۲ ... ۸۹
- جدول ۴-۴-۴- توان ورودی و خروجی اندازه‌گیری شده برای توانهای مرجع متفاوت ۹۱
- جدول ۱-۵ مقایسه نمادی روشهای کنترلی مختلف ۸۴

١- مقدمه

۱-۱ - مقدمه:

الکتريسيته يكي از انواع انرژي است كه مي‌تواند به گرما و ديگر اشكال انرژي تبديل شود. الکتريسيته به دليل دسترسي آسان، پاكي‌زگي، دقت عمل‌کرد، انعطاف پذيري، سرعت پاسخ، ايمني و سهولت در كنترل يك منبع مناسب از گرما مي‌باشد. الکتريسيته هميشه مقرون به صرفه‌ترين منبع گرما نيست اما با مزايای ذکر شده بسياري از مشخصه‌های مطلوب را داراست. اغلب مبلغ سرمايه گذاري و هزينه نگهداري، آن را به شكل اقتصادي از گرما تبديل مي‌کند.

گرماي الکتريكي شباهت زيادي به اشكال ديگر گرما دارد، اما در اساس متفاوتند. بسياري از اشكال گرمائي داراي منبع دما ثابت هستند. خورشيد، شعله، بخارهای در فشار ثابت، همه از اين نوع منبع گرما هستند. در مقايسه، يك گرمکن الکتريكي يك منبع انرژي ثابت با دماي متغير است. يعني تا زمانيكه انرژي بتواند از هيترا انتقال يابد دماي جسم گرم شونده افزايش مي‌يابد و مستقل از دماي منبع الکتريكي است. [1]

رايچ‌ترين شكل گرم کردن الکتريكي توليد گرما در ماده رسانا يا نيمه‌رسانا است كه توسط عبور جريان از درون ماده ايجاد مي‌شود. جريان مي‌تواند مستقيم يا تناوبي باشد. اما گرمائي القائي انتقالی است از ميدان مغناطيسي به شيء، كه بدون تماس فزيكي باعث گرم شدن آن مي‌شود، القا، دي الکتريك، مايكرويو، پلاسما و ليزر مثالي از اين نوع گرما مي‌باشند. توليد گرما به روش القا يكي از روش‌های است كه تمام مزايای ذکر شده براي گرم کردن يك جسم توسط الکتريسيته را دارد. در اينجا ما اين روش توليد گرما را بررسي مي‌کنيم. [1]

۲-۱ - تاریخچه:

در سال ۱۸۳۱ میلادی مایکل فارادی تئوری گرمایش القایی را با ارائه این مطلب که اگر از سیم پیچ اولیه- ای جریان متغییری عبور کند، در سیم پیچ ثانویه مجاورش در صورت بسته بودن مسیر جریان الکتریکی القا می شود، تئوری گرمایش القایی را بنا نهاد. علت اصلی این پدیده القاء، تغییرات شار در مدار بسته ثانویه است که از جریان متناوب اولیه ناشی می شود [2]. نزدیک به یکصد سال این اصل در موتورها، ژنراتورها، ترانسفورماتورها، وسایل ارتباط رادیویی و ... بکار گرفته می شود. و هر اثر حرارتی در مدارهای مغناطیسی به عنوان یک عنصر نامطلوب شناخته می شود. در راستای مقابله با اثرات حرارتی در مدارهای مغناطیسی و الکتریکی از سوی مهندسين گام های موثری برداشته شد. آنها توانستند با موزق نمودن هسته مغناطیسی موتورها و ترانسفورماتورها، جریان گردابی را که یکی از عامل تلفات حرارتی بود کمینه نمایند.

به دنبال آزمایشات فارادی، قوانین متعددی ارائه شد. قانون لنز نشان داد که جریان الکتریکی القاء شده با شار القایی مخالفت کرده و به طور مستقیم با فرکانس متناسب می باشد. فکو در سال ۱۸۸۴ در مقاله ای تحت عنوان القا جریان در هسته که توسط هویساید منتشر گردید نظریه ای راجع به جریان فوکو ارائه داد [۳] و در رابطه با انتقال انرژی از یک کوپل به یک هسته توپر بحث نمود. علاوه بر افراد فوق، تامسون نیز در ارائه نظریه گرمایش از طریق القاء سهم بسزایی داشت. در اواخر قرن نوزدهم استفاده از تلفات فوکو و هیستریزیس به عنوان منبع گرمایش القایی از طرف مهندسين مطرح شد. همچنین در اوایل قرن اخیر در کشورهای فرانسه، سوئد و ایتالیا بر اساس استفاده از خازن های جبران کننده توان راکتیو پیشنهادهای برای کوره های القایی ارائه شد.

دکتر نورث روپ ایده کوره القایی با فرکانس میانی را برای موارد صنعتی گسترش داد. در روزهای نخستین، بر اثر نبود امکانات از جمله خازن‌های با ظرفیت کافی و قابل اطمینان، توسعه و پیشرفت متوقف شد. بعدها در سال ۱۹۲۷ کمپانی کوره‌های الکتریکی (*Electrical Furnace CO*) نخستین کوره الکتریکی با فرکانس میانی را در شفیلد انگلستان و به منظور آهنگری و گرمادهی موضعی فلزات جهت اتصال به یکدیگر، نصب کرد. بعد از این تعداد و اندازه این کوره‌ها رو به افزایش گذاشته است. لازم به ذکر است که مزیت‌های دیگر کوره‌های القایی همچون دقت زیاد برای گرم کردن تا عمق مورد نظر و حرارت دادن نواحی سطحی در طی پیشرفت‌های بعدی (در سال‌های جنگ جهانی دوم) بیشتر آشکار شد. در گرمایش القایی عدم نیاز به منبع خارجی گرم کننده، تلفات گرمایی کمتری می‌شود. در این روش همچنین چگالی توان انتقالی بالا بوده و در زمان کم گرمایش کافی حاصل می‌شود.

در ابتدا کوره‌های القایی مستقیماً از شبکه قدرت تغذیه می‌شدند که به نوبه خود گام موفق‌تری در استفاده توان الکتریکی جهت عملیات حرارتی بحساب می‌آمد. [۳]

از آنجا که تلفات فکو و هیستریزیس با زیاد کردن فرکانس افزایش می‌یابند و اینکه ابعاد کوئل کوره با بالا رفتن فرکانس کاهش می‌یابد، مهندسی به فکر طراحی کوره در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس شبکه قدرت افتادند. اولین قدم در این راه استفاده از فرکانس‌های سه برابر و نه برابر بود که از هارمونیک‌های سوم و نهم به دست می‌آمدند، بود.

این هارمونیک‌ها بر خلاف طبیعت مخرب خود در این نوع کاربرد سودمند تشخیص داده شدند. پایین بودن راندمان در استفاده از هارمونیک‌های فوق موجب گردید طراحان روش دیگری را مورد استفاده قرار دهند در این مرحله سیستم موتور ژنراتور توسعه یافت که با استفاده از این سیستم توانستند فرکانس تغذیه را تا صدها هرتز افزایش دهند. در کوره‌های القایی افزایش فرکانس باعث کاهش عمق نفوذ جریان

القایی می‌گردد لذا در عملیات حرارتی سطحی که سخت کاری سطح فلز مورد نظر می‌باشد از کوره‌های القایی با فرکانس بالا استفاده می‌شود. با ورود عناصر نیمه‌هادی مانند تریستورها، ترانزیستورها و ماسفت‌ها به حیطه صنعت محدودیت فرکانس و عدم تغییر آن، در تغذیه کوره‌ها مرتفع شد.

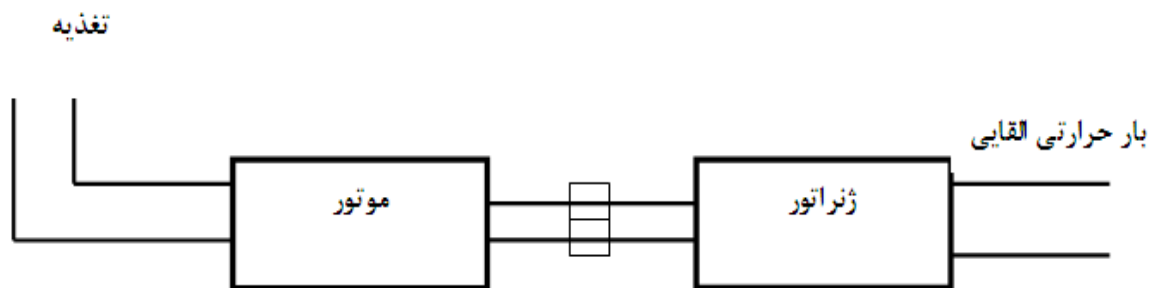
از لحاظ سیستم قدرت می‌توان سیستم‌های القایی را به چهار دسته اساسی تقسیم کرد:

۱-۲-۱ - سیستم‌های فرکانس شبکه:

در این سیستم‌ها که فرکانس کار آنها بین ۵۰، ۶۰، ۱۵۰ و ۵۴۰ هرتز می‌باشد احتیاجی به تبدیل فرکانس نیست و با توجه به فرکانس کار، عمق نفوذ جریان زیاد بوده و حدود ۱۰ تا ۱۰۰ میلیمتر می‌باشد. همچنین مقدار توان لازم تا حدود چند صد مگاوات می‌رسد [۳].

۱-۲-۲ - سیستم‌های موتور ژنراتور:

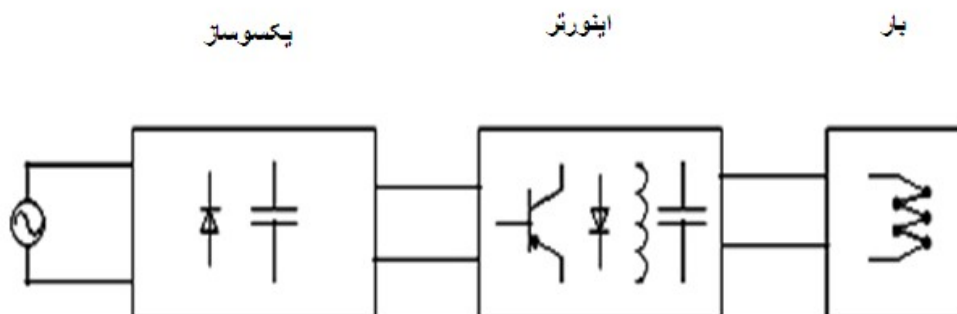
فرکانس این سیستم‌ها از ۵۰۰ هرتز تا ۱۰ کیلو هرتز می‌باشد. در این سیستم‌ها تبدیل فرکانس لازم بوده و این عمل بوسیله ژنراتورهای کوپل شده با موتورهای القایی صورت می‌پذیرد. همچنین در این سیستم‌ها توان به وسیله ماشین‌های ۵۰۰ کیلو وات تامین می‌گردد و برای بدست آوردن توان‌های بالاتر، از موازی کردن ماشین‌ها استفاده می‌شود. عمق نفوذ در این سیستم‌ها به خاطر بالاتر بودن فرکانس نسبت به سیستم‌های منبع، کمتر بوده و در حدود ۱ تا ۱۰ میلیمتر است [۳].



شکل ۱-۱- ساختار کلی یک سیستم حرارتی القایی موتور ژنراتور [۳]

۱-۲-۳ - سیستم‌های تغذیه شده با مبدل نیمه‌هادی (شکل ۲-۱)

در این سیستم‌ها فرکانس در حدود ۵۰۰ هرتز تا ۵۰۰ کیلو هرتز بوده و تبدیل فرکانس به طرق گوناگونی صورت می‌پذیرد. در این سیستم‌ها از کلیدهای نیمه‌هادی استفاده می‌شود و توان مبدل بستگی به نوع کاربرد آن تا حدود ۱۰ مگاوات می‌تواند برسد [۳۱].



شکل ۱-۲- ساختار کلی یک سیستم حرارت القایی مبتنی بر مبدل نیمه هادی [۱]

۱-۲-۴- سیستم‌های فرکانس رادیویی:

فرکانس کار در این سیستم در محدوده ۱۰۰ کیلوهرتز تا ۳ مگاهرتز می‌باشد. از این سیستم‌ها برای عمق نفوذ جریان بسیار سطحی، در حدود ۰.۱ تا ۲ میلیمتر استفاده می‌گردد و در آن از روش گرمایی متمرکز با سرعت تولید بالا استفاده می‌گردد [۲۱].

در این گزارش فصل ۲ ساختارهای مبدل‌های فرکانس بالا، تئوری‌های مربوط به ساختار اینورتر انتخابی تحلیل، تئوری‌های مربوط به طراحی اجزاء مدار تشدید و روش‌های کنترل برای یک گرمکن القایی تشریح شده است. در فصل ۳ محاسبات مربوط به اجزاء مدار تشدید به همراه شبیه سازی ارائه و روش کنترلی پیشنهادی تشریح شده است. فصل ۴ نتایج حاصل از شبیه سازی روش‌های کنترلی مختلف و مقایسه نتایج ساخت و شبیه سازی روش کنترلی پیشنهادی را تشریح می‌کند.

۲- اینورترهای فرکانس بالا

۱-۲ - مقدمه:

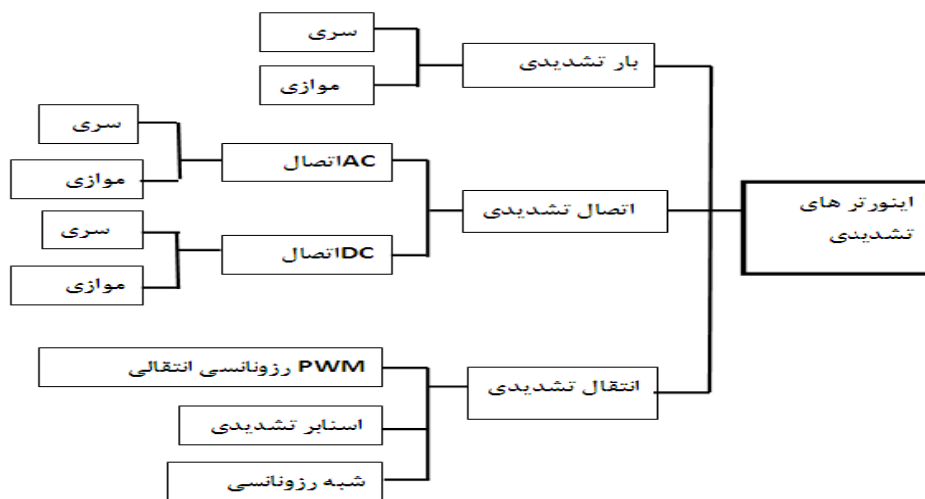
در سیستم‌های گرمای القایی برای افزایش تلفات جریان گردابی و هیستریزیس در جسم گرم شونده نیاز به یک منبع فرکانس بالا است. با توجه به تاریخچه فصل قبل مبدل‌های الکترونیک قدرت یکی از این راه‌ها هستند. برای این امر ابتدا یک مبدل AC/DC برق شبکه را یکسوسازی نموده و سپس مبدل DC/AC برای ایجاد فرکانس بالا استفاده می‌شود. با توجه به وجود بار القایی سوئیچینگ در فرکانس بالا تلفات زیادی به دنبال داشته و سبب سوختن سوئیچ می‌شود. مدارات اسنابر نیز سبب انتقال توان تلفاتی از سوئیچ به بخش اسنابر می‌شوند و در بازده کار بهبودی حاصل نمی‌کنند. لذا در مبدل‌های فرکانس بالا از مدارات تشدید برای ایجاد شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) یا شرایط سوئیچینگ جریان صفر (ZCS) برای کاهش تلفات بر روی سوئیچ‌ها استفاده می‌شود.

۲-۲ - اینورترهای تشدید:

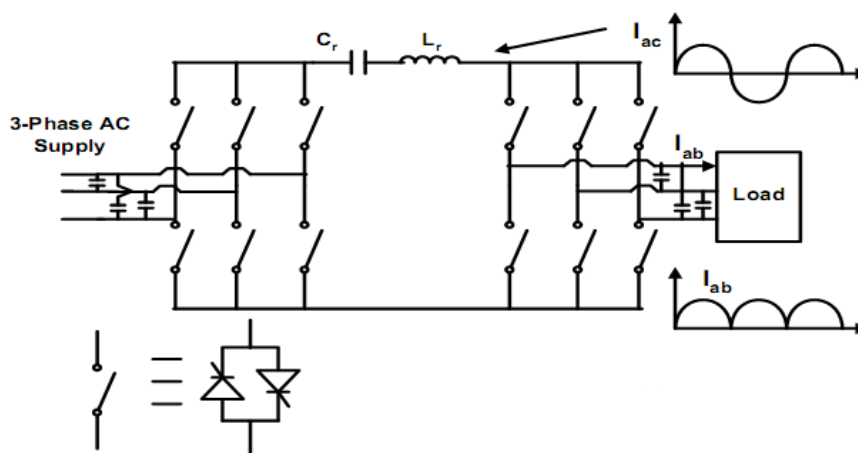
مبدل‌های تشدید بسته به اینکه مدار تشدید در چه مکانی واقع شود به سه دسته بار تشدید، اتصال تشدید و انتقال تشدید تقسیم می‌شوند این تقسیم بندی را با جزئیات بیشتر می‌توان در شکل ۱-۲ مشاهده کرد [4].

۱-۲ - اینورترهای اتصال تشدید:

در اینورترهای اتصال تشدید، تانک تشدید مشابه آنچه در شکل ۲-۲ نشان داده شده است مابین منبع و شاخه‌های اینورتر قرار می‌گیرد و وظیفه صفر کردن دوره‌ای ولتاژ و جریان را به عهده دارد. لازم به ذکر است با توجه به اینکه جریان دو جهت است، قطعات بکار گرفته شده در سمت منبع و بار باید قابلیت هدایت در هر دو جهت را داشته باشند [5].



شکل ۱-۲ دسته بندی انواع اینورتر تشدید [۴]



شکل ۲-۲ یک نمونه اینورتر اتصال تشدید [۵]

۲-۲- اینورتر تشدید انتقالی:

در اینورتر تشدید انتقالی ، شرایط سوئیچینگ نرم توسط تشدید ولتاژ یا جریان در دو سر سوئیچ اتفاق می افتد. شبکه تشدید تنها در خلال بازه انتقال سوئیچینگ فعال است تا حلقه تشدید انرژی را در سطح پایینی ایجاد کرده و بار را از منبع قطع کند. انرژی تشدید می بایست به اندازه ای باشد تا شرایط

سوئیچینگ نرم را مستقل از بار ایجاد کند. اینورترها با تکنیک انتقال تشدید به صورت زیر تقسیم‌بندی می‌شوند [5]:

(۱) اینورتر انتقال نرم PWM

(۲) اینورتر اسنابر تشدید^۲

(۳) اینورتر شبه رزونانسی^۳

۲-۳ - اینورترهای بار تشدید

در اینورتر بار تشدید تانک تشدید در قسمت بار قرار گرفته و بسته به رابطه فرکانس سوئیچینگ و فرکانس تشدید شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر یا جریان صفر را برای سوئیچ ایجاد می‌کند.

۲-۴ - انتخاب اینورتر تشدید:

کاستی اصلی اینورترهای اتصال تشدید نیاز آنها به تعداد زیادی قطعه و مدار کنترل پیچیده است. از سوی دیگر اینورترهای انتقال تشدید به دلیل نیاز به مدار انتقال برای هر سوئیچ از این کاستی بی‌نصیب نبوده و همچنین بخشی از تلفات به مدار رزونانس انتقال می‌یابد. اینورترهای بار تشدید نیز در عمل وابسته به اندازه بار می‌باشند.

با توجه به توضیحات آمده اینورترهای بار تشدید گزینه مناسبی برای گرمکن‌های القایی می‌باشند.

1-Soft transform Inverter
2-Resonant Snaber Inverter
3- Quasi Resonant Inverter

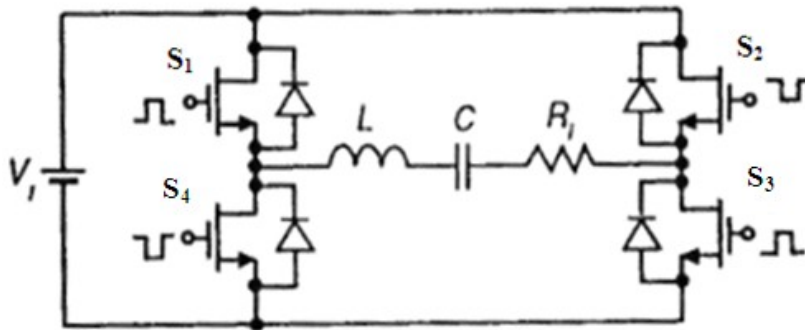
۲-۵- انواع اینورترهای بار تشدیدي:

اینورترهای بار تشدیدي، بسته به نحوه اتصال سلف و خازن در مدار تشدید به دو نوع کلی سری و موازی تقسیم می‌شوند. در ادامه به بررسی مزایا و کاستی‌های هر یک از این ساختارها می‌پردازیم:

۲-۷-۱- اینورتر بار تشدیدي سری:

شکل ۲-۳ یک اینورتر بار تشدیدي سری تمام پل را نشان می‌دهد که از چهار سوئیچ دو طرفه S_1, S_2, S_3, S_4 و یک مدار تشدید RLC تشکیل شده است. ترانزیستورها توسط چهار موج مربعی

ولتاژ



شکل ۲-۳ اینورتر بار تشدیدي سری تمام پل

ناهم‌پوشان $V_{GS1}, V_{GS2}, V_{GS3}, V_{GS4}$ که دارای زمان مرده^۱ در فرکانس کار $f = \frac{1}{T}$ می‌باشند درایو می‌شوند.

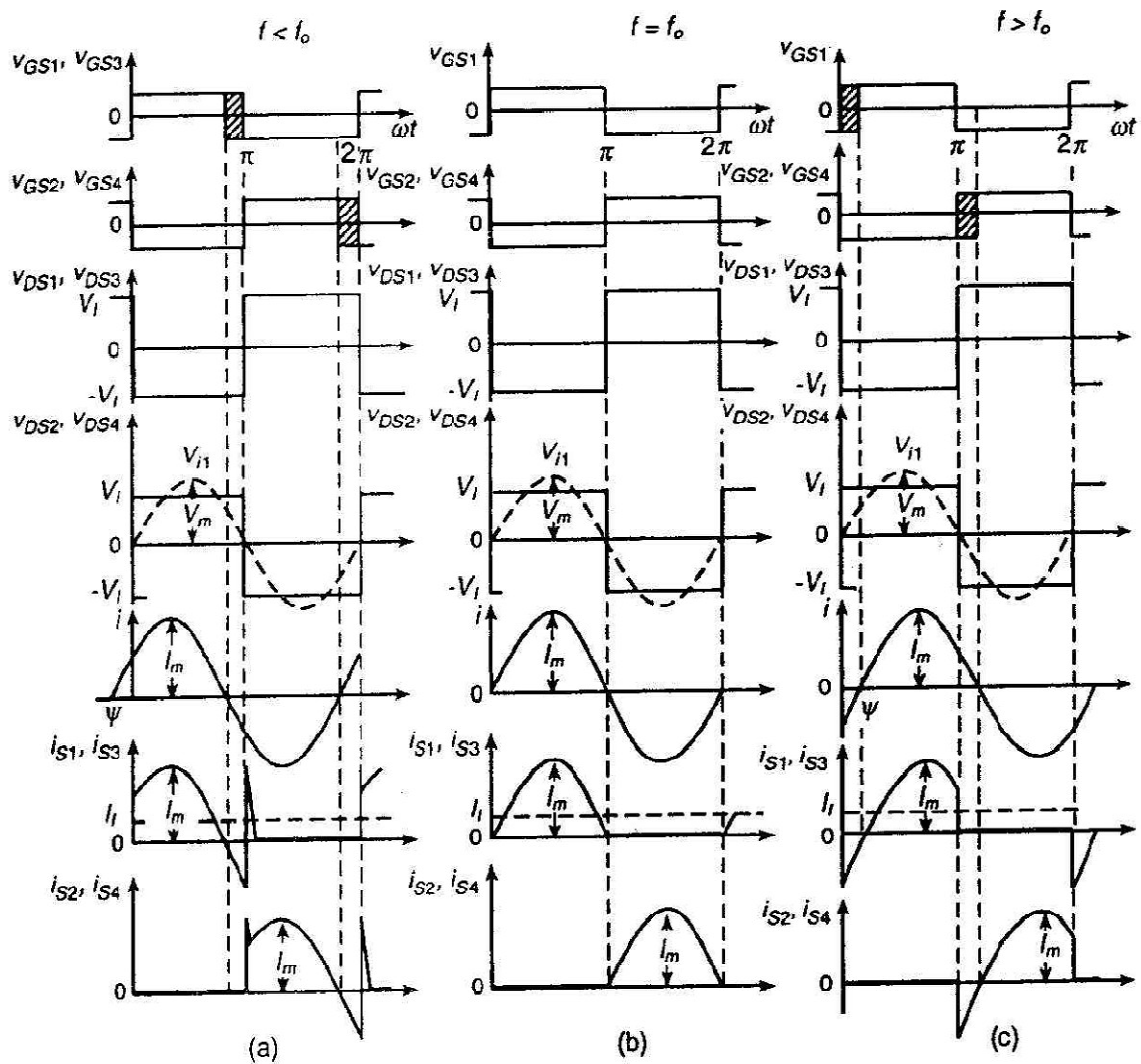
زمان مرده به بازه‌ای از زمان اطلاق می‌شود که هر دو سوئیچ یک شاخه اینورتر خاموش شده‌اند.

شکل ۲-۴ ولتاژ اعمالی به سوئیچ‌ها $(V_{GS1}, V_{GS2}, V_{GS3}, V_{GS4})$ ، ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها (

$V_{DS1}, V_{DS2}, V_{DS3}, V_{DS4}$)، ولتاژ خروجی (V_i) و جریان خروجی (i) و جریان سوئیچ‌ها $(i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, i_{S4})$

را در سه حالت کاری فرکانس سوئیچینگ (f) نسبت به فرکانس تشدید (f_0) را نشان می‌دهد.

^۱-Dead Time



شکل ۲-۴ شکل موج‌های اینورتر تمام پل (a) برای $f < f_0$ (b) برای $f = f_0$ (c) برای $f > f_0$

همانطور که از شکل ۲-۴ مشاهده می‌شود برای $f < f_0$ تلفات سوئیچینگ خاموش شدن صفر است اما تلفات سوئیچینگ روشن شدن صفر نیست همچنین برای $f > f_0$ تلفات سوئیچینگ روشن شدن صفر است، اما یک تلفات خاموش شدن در ترانزیستور وجود دارد [۶].

۲-۷-۱-۱- تحلیل اینورتر بار تشدید سری

پارامترهای مدار تشدید به صورت روابط (۲-۱)، (۲-۲) و (۲-۳) تعریف می‌شوند [۷]:

فرکانس تشدید

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1-2)$$

امپدانس مشخصه

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (2-2)$$

ضریب کیفیت بار

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} = \frac{Z_0}{R} = \frac{\sqrt{L}}{R\sqrt{C}} \quad (3-2)$$

با توجه به شکل ۴-۲ ولتاژ ورودی مدار تشدید یک موج مربعی است که توسط رابطه (۴-۲) توصیف می شود:

$$v = \begin{cases} V_I & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ -V_I & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4-2)$$

مولفه اصلی ولتاژ v از رابطه (۵-۲) بدست می آید:

$$v_{i1} = V_m \sin \omega t \quad \text{که} \quad V_m = \frac{4V_I}{\pi} \approx 1.273 V_I \quad (5-2)$$

۲-۱-۷-۲- امپدانس ورودی مدار تشدید سری:

با توجه به شکل ۴-۲ امپدانس ورودی مدار از رابطه (۶-۲) بدست می آید.

$$\begin{aligned} Z &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R \left[1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] \\ &= Z_0 \left[\frac{R}{Z_0} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] = Ze^{j\psi} = R + jX \end{aligned} \quad (6-2)$$

که

$$Z = R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} = Z_0 \sqrt{\left(\frac{R}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} = Z_0 \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \quad (7-2)$$

$$\psi = \arctan \left[Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \right] \quad (8-2)$$

$$R = Z \cos \psi \quad (9-2)$$

$$X = Z \sin \psi \quad (۱۰-۲)$$

سیکل جریان ورودی دو برابر زمانی بزرگتر از فرکانس کاری است. از این رو از روابط (۵-۲) و (۶-۲)

مولفه dc جریان ورودی بدست می آید:

$$\begin{aligned} I_I &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{S_1} d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t - \psi) d(\omega t) \\ &= \frac{2I_m \cos \psi}{\pi} = \frac{2V_m \cos \psi}{\pi Z} \\ &= \frac{8V_I \cos \psi}{\pi^2 Z} = \frac{8V_I \cos^2 \psi}{\pi^2 R} = \frac{8V_I R}{\pi^2 Z^2} \\ &= \frac{2I_m}{\pi \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} = \frac{8V_I}{\pi^2 R \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \end{aligned} \quad (۱۱-۲)$$

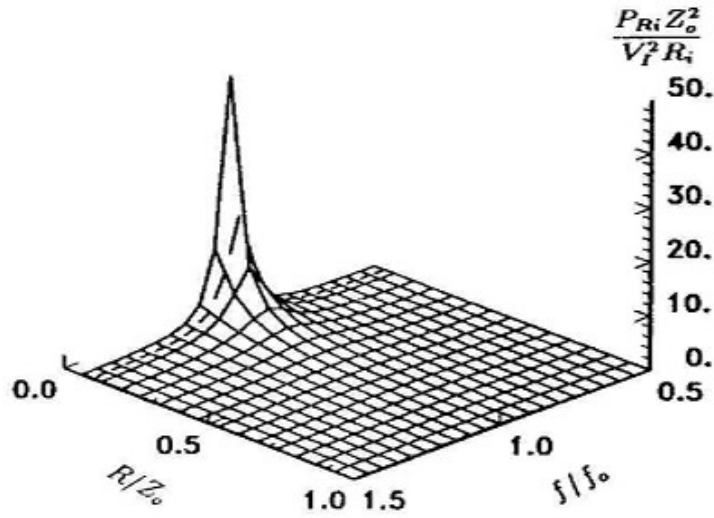
توان خروجی از رابطه (۱۲-۲) بدست می آید:

$$P_{Ri} = \frac{I_m^2 R_i}{2} = \frac{8V_I^2 R_i \cos^2 \psi}{\pi^2 R^2} = \frac{8V_I^2 R_i}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (۱۲-۲)$$

شکل ۵-۲ [6]، توان خروجی نرمال شده $\left(\frac{P_{Ri} Z_0^2}{V_I^2 R_i} \right)$ را به صورت تابعی از f/f_0 و R/Z_0 نشان می دهد.

همانطور که از شکل ۵ مشاهده می شود بیشترین توان در فرکانس تشدید و برای ضرایب کیفیت بالا

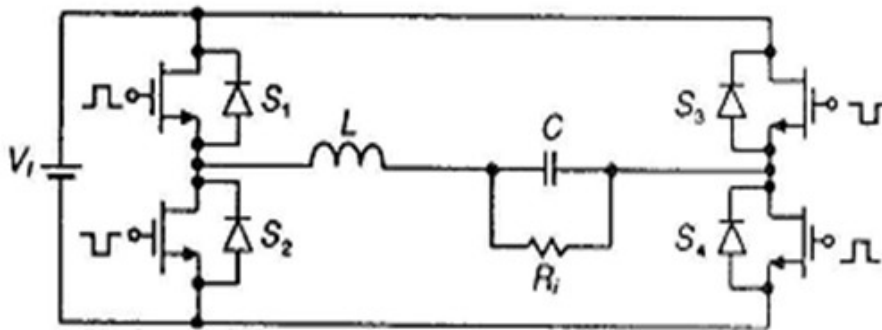
انتقال می یابد.



شکل ۲-۵ فرمال شده توان خروجی $\frac{P_{R_i} Z_0^2}{V_i^2 R_i}$ به صورت تابعی از f/f_0 و $R/Z_0 = 1/Q_L$ [6]

۲-۷-۲- اینورتر بار تشدید موازی:

شکل ۲-۶ یک اینورتر بار تشدید موازی را نشان می‌دهد که بار به صورت موازی به تانک اتصال یافته است.



شکل ۲-۶ مدار اینورتر بار تشدید موازی تمام پل

۲-۷-۲-۱- تحلیل اینورتر بار تشدید موازی:

پارامترهای مدار تشدید به صورت روابط (۱۳-۲)، (۱۴-۲)، (۱۵-۲)، (۱۶-۲) و (۱۷-۲) تعریف می‌شوند:

فرکانس طبیعی نامیرایی (فرکانس گوشه‌ای^۱):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (13-2)$$

امپدانس مشخصه:

$$Z_0 = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (14-2)$$

ضریب کیفیت بار در فرکانس گوشه‌ای f_0

$$Q_L = \omega_0 C R_i = \frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{R_i}{Z_0} \quad (15-2)$$

فرکانس تشدید که باند بین بارهای اندوکتیو و خازنی را شکل می‌دهد:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC_s}} \quad (16-2)$$

ضریب کیفیت بار در فرکانس تشدید:

$$Q_r = \frac{\omega_r L}{R_s} = \frac{1}{\omega_r C_s R_s} \quad (17-2)$$

فرکانس طبیعی میرایی برای $Q_L \geq 1/2$ برابر است با: $\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - 1/(4Q_L^2)}$

ولتاژ ورودی مدار تشدید v یک موج مربعی با دامنه V_I است که توسط رابطه (۱۸-۲) نشان داده می‌شود:

$$v = \begin{cases} V_I & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ -V_I & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (18-2)$$

مولفه اصلی ولتاژ v از تحلیل فوریه از رابطه (۱۹-۲) بدست می‌آید:

¹ corner frequency

$$v_{i1} = V_m \sin \omega t \quad \text{که} \quad V_m = \frac{4V_I}{\pi} \approx 1.273 V_I \quad (19-2)$$

از این رو مقدار موثر ولتاژ v_{i1} برابر است با:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_I}{\pi} \approx 0.9V_I \quad (20-2)$$

با استفاده از روابط (۱۳-۲) و (۱۴-۲) امپدانس ورودی مدار تشدید برابر است با:

$$Z = j\omega L + \frac{R_i \frac{1}{j\omega C}}{R_i + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_i \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + j \frac{1}{Q_L} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right]}{1 + j Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)} = Z e^{j\psi} = R_s + jX_s \quad (21-2)$$

که

$$\frac{Z}{Z_0} = \sqrt{\frac{Q_L^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + \left(Q_L \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (22-2)$$

$$\psi = \arctan \left\{ Q_L \frac{\omega}{\omega_0} \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q_L^2} - 1 \right] \right\} \quad (23-2)$$

$$R_s = Z \cos \psi \quad (24-2)$$

$$X_s = Z \sin \psi \quad (25-2)$$

جریان عبوری از سلف تشدید به صورت زیر بیان می‌شود:

$$i = I_m \sin(\omega t - \psi) \quad (26-2)$$

که دامنه جریان سلف بوده و معادل با مقدار پیک جریان سوئیچ I_{SM} است. با استفاده از روابط (۲) -

(۱۹) و (۲۱-۲) داریم:

$$I_m = I_{SM} = \frac{V_m}{Z} = \frac{4V_I}{\pi Z} = \frac{4V_I}{\pi Z_0} \sqrt{\frac{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}{Q_L^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (27-2)$$

همچنین توان خروجی از رابطه (۲۸-۲) بدست می‌آید:

$$P_{Ri} = \frac{R_i I_{om}^2}{2} = \frac{8V_r^2 R_i}{\pi^2 Z_0^2 \left\{ Q_L^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right\}} = \frac{8V_r^2 Q_L}{\pi^2 Z_0 \left\{ Q_L^2 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right\}} \quad (28-2)$$

برای $f < f_r$ اختلاف فاز $\psi < 0$ است، برای منبع ولتاژ v_i مدار تشدید به صورت یک بار خازنی به نظر می‌آید و جریان سلف i از مولفه اصلی ولتاژ v پیش می‌افتد. علاوه بر این دیود موازی معکوس در $\frac{di}{dt}$ بالا خاموش می‌شود که باعث افزایش شدت جریان در سوئیچ‌ها و کاهش بازده و قابلیت اطمینان می‌شود. این مشکل می‌تواند توسط اضافه کردن دیود خارجی بهبود یابد، هر چند بازده کاهش خواهد یافت. به این دلایل بیشتر عملکرد بالاتر از فرکانس تشدید در اینورتر بار تشدید موازی مطرح می‌گردد.

- برای $Q_L \leq 1$ ، فرکانس تشدید وجود ندارد و برای هر فرکانس کاری مدار تشدید به صورت یک بار اندوکتیو می‌نماید.

- برای $Q_L > 1$ ، f_r/f_0 با Q_L افزایش می‌یابد. برای $f > f_r$ ، ترانزیسورها توسط یک بار اندوکتیو بارگذاری می‌شوند و جریان i عقب‌تر از ولتاژ v_{DS2} است. نتیجه در حالت توصیف شده آمده است. برای $f < f_r$ ، ترانزیسورها توسط یک بار خازنی بارگذاری می‌شوند و جریان i جلوتر از ولتاژ v_{DS2} است. که باعث جهش در جریان سوئیچ به سبب بازبایی معکوس دیود موازی معکوس در خاموش شدن می‌شود [6].

با توجه به مطالب و روابط ذکر شده در دو بخش (۲-۷-۱) و (۲-۷-۲) جدول ۱-۲ [7-8] مزایا و معایب اینورترهای بار تشدید سری و موازی را نشان می‌دهد.

جدول ۱-۲- مزایا و معایب اینورترهای بار تشدید سری و موازی (+ مزایا - کاستی)

اینورتر بار تشدید سری	اینورتر بار تشدید موازی
(+) ساختار ساده در نتیجه ارزانتر	(-) اندازه بزرگتر
(+) منبع تغذیه یکسو ساز کنترل نشده می تواند باشد.	(-) منبع تغذیه یک چاپر یا یکسو ساز کنترل شده می باشد.
(+) واحد کنترل به طور طبیعی ساده تر است.	(-) نیاز به یک چوک حساس دارد.
(-) ترانزیستورها باید تمام جریان عبوری از سلف را هدایت کنند.	(+) ترانزیستورها تنها جریان اکتیو را هدایت می کنند.
(-) عملکرد بی باری با کنترل هوشمند ممکن است.	(+) خازن های ولتاژ بالا نیاز نیست.
(-) قابلیت اتصال کوتاه ندارد.	(+) اتصال کوتاه در کوپل اصلی ممکن است.
(-) کنترل توان با شیفت فرکانسی در برخی کاربردها مشکل ساز است.	(+) عملکرد بی باری ممکن است.

در این کار با توجه به مزایای ساختار سری، برای مثال مصرف خانگی، از این ساختار برای طراحی گرمکن القایی مورد نظر استفاده شده است.

در بین ساختارهای اینورتر بار تشدید سری از جمله نیم پل و تمام پل، نوع تمام پل دارای بازدهی بیشتر و به سوئیچ های با ولتاژ مجاز کمتر نسبت به دیگر ساختارها است. در نتیجه ساختار تمام پل انتخاب شده است [9].

۲-۶- طراحی مدار تشدید:

طراحی مدار تشدید شامل طراحی کوپل و خازن می‌شود. که در ادامه به تشریح آن می‌پردازیم.

۲-۸-۱- طراحی کوپل مدار تشدید:

برای طراحی کوپل روش‌های مختلفی وجود دارد از جمله روش تحلیلی که در ادامه بحث خواهد شد و همچنین روش تحلیل اجزا محدود [10] که در فصل ۳ ارائه شده است همچنین روابط تجربی برای طراحی کوپل با شکل ظاهری مختلف ارائه شده است که در ادامه به ارائه آن می‌پردازیم.

با توجه به هدف از طراحی گرمکن القایی که چه چیزی قرار است گرم شود بسیاری از گام‌های طراحی محدود می‌شود. در اینجا هدف ما گرم کردن ظروف چدنی (با ضخامت ۵ تا ۸ میلیمتر) می‌باشد. کاربرد عمده ظروف چدنی در آشپزخانه منازل می‌باشد. این ظروف به دلیل خاصیت فریتی و ضریب هدایت الکتریکی پایین نسبت به دیگر ظروف فلزی نیازمند هزینه کمتری برای گرم کردن می‌باشند. به دلیل مسطحی ظروف به کار رفته در منازل ساختار کوپل گرمکن به صورت نشان داده شده در شکل ۲-۷ می‌باشد.



شکل ۲-۷ کوپل استفاده شده در اجاق‌های القایی نمونه [11]

اساس کار گرمکن‌های القایی القای جریان گردابی فرکانس بالا در ظرف بوده و تلفات اهمی به وجود آمده به افزایش دمای ظرف منجر خواهد شد. بکارگیری فرکانس بالاتر در گرمکن‌های القایی باعث افزایش میزان تلفات شده که نتایج مطلوب‌تری خواهد داشت. اثر پوستی و اثر مجاورت هر دو نتیجه جریان گردابی می‌باشد. اثر پوستی و اثر مجاورت متعامد هم هستند و می‌توانند مستقل از یکدیگر بررسی شوند. این دو پدیده در طراحی کویل‌ها مد نظر قرار گرفته است. و در ادامه به تشریح این دو پدیده پرداخته می‌شود.

۲-۸-۱-۱- اثر پوستی:

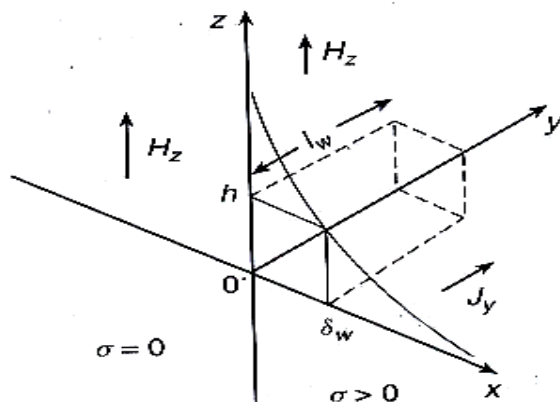
بر اساس قانون لنز جریان‌های گردابی یک میدان مغناطیسی ثانویه تولید می‌کنند که در خلاف میدان مغناطیسی اولیه است. زمانیکه یک جریان متغییر با زمان در یک هادی جریان می‌یابد یک میدان مغناطیسی در هادی توسط جریان خودش القا می‌شود که باعث ایجاد جریان گردشی اضافی در هادی می‌شود. به صورت یک نتیجه، جریان به شارش از سطح متمایل می‌شود و چگالی جریان از سطح تا مرکز کاهش می‌یابد. در فرکانس‌های خیلی بالا جریان به طور کامل در یک پوسته خیلی نازک روی هادی جریان می‌یابد، به این پدیده اثر پوستی می‌گویند. با افزایش فرکانس مقاومت موثر هادی افزایش می‌یابد و تلفات توان را نتیجه می‌دهد. در فرکانس‌های پایین جریان از مسیر با مقاومت کمتر جریان می‌یابد، در فرکانس‌های بالا جریان از اندوکتانس کمتر جریان می‌یابد. [12]

عمق پوستی:

شکل ۲-۸ یک هادی نیمه بینهایت را نشان می‌دهد، صفحه $y-z$ هادی با $x=0$ رابط بین فضای آزاد و صفحه هادی بینهایت ضخیم با ضریب هدایت $\sigma = \frac{1}{\rho}$ و $\sigma \gg \omega\epsilon$ است. ابعاد y, z هادی خیلی بزرگ هستند به گونه‌ای که شدت میدان مغناطیسی تنها تابعی از x, f است. در این حالت یک مدل تک بعدی

می‌تواند استفاده شود. همچنین فرض شده است که شدت میدان مغناطیسی در فضای آزاد سینوسی و موازی با هادی در راستای محور Z است.

$$H(t) = a_z H_m \cos \omega t \quad \text{for} \quad x \leq 0 \quad (29-2)$$



شکل ۸-۲ هادی نیمه بینهایت برای تشریح میدان مغناطیسی [12]

دامنه شدت میدان مغناطیسی در فضای آزاد است. شدت میدان مغناطیسی در هادی توسط یک معادله دیفرانسیل مرتبه دوم، خطی و همگن برای توزیع یک بعدی توصیف می‌شود که معادله عددی هلم هلتز، معادله توزیع یا معادله موج در شکل فازوری می‌باشد:

$$\frac{d^2 H_z(x)}{dx^2} = j\omega\mu\sigma H_z(x) = \gamma^2 H_z(x), \quad \text{for} \quad x \geq 0 \quad (30-2)$$

که ثابت پخش مختلط از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\gamma^2 = j\omega\mu\sigma$$

یا

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1+j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = (1+j) \sqrt{\pi\mu\sigma f} = \frac{1+j}{\delta_w} = \frac{\sqrt{2}}{\delta_w} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (31-2)$$

که

$$\sqrt{j} = \sqrt{e^{j\frac{\pi}{2}}} = e^{j\frac{\pi}{4}} = \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \quad (32-2)$$

و δ_w عمق پوستی یا عمق نفوذ یک هادی است که از رابطه (33-2) بدست می آید:

$$\delta_w = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{2\rho_w}{\omega\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} = \sqrt{\frac{\rho_w}{\pi\mu f}} = \sqrt{\frac{\rho_w}{\pi\mu_r\mu_0 f}} \quad (33-2)$$

عمق پوستی درجه نفوذ یک هادی توسط خطوط مغناطیسی و جریان گردابی را توصیف می کند. به عبارت دیگر عمق پوستی دامنه ای است که انتقال موج الکترومغناطیس به یک هادی به $\frac{1}{e}$ مقدار اصلی آن کاهش می یابد. اثر پوستی ناچیز است تنها اگر عمق پوستی δ_w خیلی بزرگتر از عمق هادی باشد.

به دلیل مقاومت کم، مس در سیم پیچ ها استفاده می شود لذا روابط مربوط به عمق نفوذ مس ارائه شده است:

رابطه (34-2) تغییر رسانندگی با دما را برای فلزات نشان می دهد:

$$\rho = \rho_{T_0}[1 + \alpha(T - T_0)] \quad \Omega m. \quad (34-2)$$

که برای فلز مس داریم:

$$\alpha_{cu} = 0.00374 \quad \left(\frac{1}{^\circ C}\right)$$

$$\rho_{cu}(T) = 1.724 \times 10^{-8}[1 + 0.0042(T - 20)] \quad \Omega m. \quad (35-2)$$

و عمق نفوذ برای فلز مس به صورت زیر است:

$$\delta_{cu(20^\circ C)} = \sqrt{\frac{\rho_{cu(20^\circ C)}}{\pi\mu_0 f}} = \sqrt{\frac{1.724 \times 10^{-8}}{\pi \times 4\pi \times 10^{-7} f}} = \frac{66.083}{\sqrt{f}} mm \quad (36-2)$$

$$\delta_{cu(100^{\circ}\text{C})} = \sqrt{\frac{\rho_{cu(100^{\circ}\text{C})}}{\pi\mu_0 f}} = \sqrt{\frac{2.3 \times 10^{-8}}{\pi \times 4\pi \times 10^{-7} f}} = \frac{76.328}{\sqrt{f}} \text{ mm} \quad (37-2)$$

۲-۸-۱-۲- اثر مجاورت:

در یک هادی میدان مغناطیسی القا شده ممکن است سبب ایجاد جریان متغییر با زمان در خود یا جریان متغییر با زمان در دیگر هادی‌های مجاور شود. مجاورت دیگر هادی‌های حامل جریان بر توانایی هادی‌ها در حمل جریان فرکانس بالا اثر می‌گذارد. اثر مجاورت در القاگرها و ترانسفورماتورها توسط میدان مغناطیسی متغییر با زمان باعث افزایش جریان در هادی‌های مجاور در سیم‌پیچی‌های چند لایه می‌شود. به صورت یک نتیجه، دامنه و مقدار موثر جریان‌های گردابی ناشی از میدان‌های مغناطیسی در لایه‌های مجاور به سبب اثر مجاورت با افزایش شماره لایه‌ها N_l به صورت فزاینده‌ای افزایش می‌یابد. علاوه بر این تلفات توان به سبب اثر مجاورت در سیم‌پیچ‌های چند لایه خیلی بیشتر از تلفات توان به سبب اثر پوستی است.

در یک کویل چند لایه هر هادی در معرض میدان مغناطیسی خود و دیگر هادی‌ها قرار می‌گیرد. جریان‌های گردابی در یک هادی خواه حامل جریان باشد یا نه القا می‌شوند. اگر هادی دارای جریان باشد جریان گردابی اثر پوستی و جریان گردابی اثر مجاورت بر هم افزوده می‌شوند تا جریان گردابی کل را تشکیل دهند. جریان اثر پوستی و جریان اثر مجاورت بر هم متعامد هستند. چگالی جریان به سبب اثر پوستی توسط تقارن فرد و چگالی جریان به سبب اثر مجاورت توسط تقارن زوج نشان داده می‌شوند. اثر مجاورت باعث عدم تقارن چگالی جریان در تقاطع عرضی هادی‌ها و افزایش چشم‌گیر تلفات سیم‌پیچ در فرکانس‌های بالا می‌شود. وقتی دو هادی در همسایگی نزدیک هم قرار می‌گیرند میدان‌های مغناطیسی آنها ممکن است جمع یا تفریق شوند. دامنه اثر مجاورت وابسته به [12]:

(۱) فرکانس

(۲) هندسه هادی (شکل و اندازه)

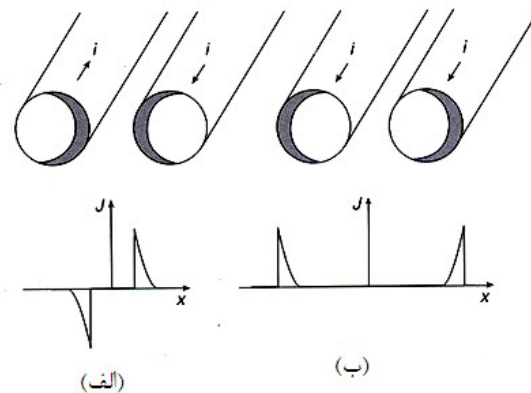
(۳) چیدمان هادی‌ها

(۴) فاصله

است. به صورت ریاضی اثر مجاورت بسیار پیچیده است.

اثر مجاورت در دو هادی دایره‌ای موازی:

چگالی جریان (j) جایی که شدت میدان مغناطیسی بالا می‌باشد، بالا است. اگر دو هادی جریانی در خلاف جهت عبور دهند میدان مغناطیسی بین دو هادی جمع می‌شود. علاوه بر این شار مغناطیسی ارتباطی اطراف بخش همسایگی هادی‌ها کاهش می‌یابد و بخش‌های دور افزایش می‌یابد. به سبب تمرکز جریان در بخش مجاور هادی‌ها مشابه آنچه در شکل ۲-۹ الف نشان داده شده است. اگر جریان در هادی - ها در جهت مشابه جریان یابد بر عکس عمل می‌کند. میدان‌های مغناطیسی بین دو هادی خلاف یکدیگر - اند و تمرکز جریان در بخش‌های دورتر هادی اتفاق می‌افتد. مشابه آنچه در شکل ۲-۹ ب نشان داده شده است. در فرکانس‌های بالا چگالی جریان در هادی‌ها به سبب اثر مجاورت یکنواخت نیست.



شکل ۲-۹ اثر مجاورت در دو هادی دایره‌ای موازی در فرکانس بالا (الف) جریان در دو هادی در جهت مخالف (ب) جریان

در دو هادی همسو [12]

۲-۸-۱-۳ - کاهش اثر پوستی و اثر مجاورت:

دلیل اصلی که باعث تولید جریان گردابی اضافی در سیم پیچ و به دنبال آن افزایش تلفات می‌شود، تک رشته بودن سیم پیچ است. برای رفع این مشکل هادی‌های با قطر کوچک را با یکدیگر موازی می‌کنند. برای این امر به ترتیب زیر عمل می‌کنیم:

الف- جریان نامی عبوری از کوئل را می‌یابیم سپس قطر مورد نظر را برای آن محاسبه می‌کنیم.

ب- با استفاده از رابطه (عمق پوستی) ... برای فرکانس نامی عمق پوستی محاسبه و قطر هر رشته را کمتر از عمق پوستی در نظر می‌گیریم.

ج- با توجه به قسمت (الف) و (ب) تعداد هادی‌ها که می‌بایست موازی شوند را می‌یابیم. [13] و [14].

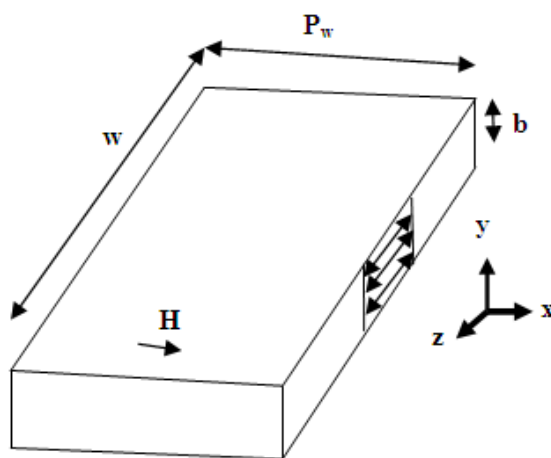
۲-۸-۱-۴ - محاسبات الکترومغناطیسی در یک هادی مستطیل شکل پهن

توزیع میدان مغناطیسی H ، میدان الکتریکی E و دانسیته جریان J در فرکانس‌های نسبتاً بالا در فلزات (حداکثر تا 10^{10} هرتز) با استفاده از معادله هلم هلتر، معادلات دیفرانسیل یا معادله موج در شکل فازوری بیان می‌شود.

با توجه به آنکه توزیع شار مغناطیسی درون هادی با توجه به جریان القایی بوجود آمده یکنواخت و همچنین جریان القایی درون هادی خود تابعی از چگونگی تغییرات این شار مغناطیسی می‌باشد. بنابراین تحلیل الکترومغناطیسی القا در یک هادی نسبت به یک سیم با قطر ناچیز دارای پیچیدگی‌های بیشتری خواهد بود. که بررسی را محدود به در نظر گرفتن شرایط خاص می‌کند. بسته به شکل ظاهری در نظر گرفته شده برای هادی معادله *Diffussion* بدست آمده دارای تحلیل مختلف است. به عنوان مثال

این معادله برای شکل مکعب مستطیل به تحلیل توابع هیبربولیک و سینوسی و برای شکل هادی استوانه - ای به تحلیل توابع بسل ختم می‌شود [2].

شکل ۲-۱۰ یک هادی مستطیلی شکل پهن را نشان می‌دهد. که میدان مغناطیسی در دو سطح فوقانی و تحتانی آن مقدار H_s را داراست. در شکل ۲-۱۰ فرض بر این است که $w \gg b$ بوده تا از تاثیر لبه های مرزی w بتوان چشم‌پوشی نمود. اگر هادی ضخیم می‌بود جریان در هادی به طور مستقیم در دو قسمت بالایی و پایینی توزیع می‌شود. اما در حالتی که ضخامت ورقه کم باشد جریان‌های رفت و برگشت چنانکه در شکل مشاهده می‌شود با یکدیگر تداخل خواهند داشت و جریان منتهای در قسمت‌های میانی هادی عبور خواهد کرد [2]. در اینجا برای یک هادی نیمه بینهایت معادله توزیع را به صورت رابطه (۲-۳۸) خواهیم داشت:



شکل ۲-۱۰- توزیع میدان مغناطیسی در یک هادی مستطیل شکل [15]

$$\frac{\partial^2 H}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (2-38)$$

که از حل رابطه (۲-۳۸) خواهیم داشت:

$$H_x = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky) \quad (39-2)$$

اگر محور x ها را وسط هادی در نظر بگیریم در هر دو مقدار $x = \pm \frac{b}{2}$ مقادیر H_x یکسان و برابر با:

$$H_s = \text{Real} \{H_{sm} \exp(j\omega + 1)\} \quad (40-2)$$

خواهند بود پس:

$$H_{b/2} = A_1 \exp(kb/2) + A_2 \exp(-kb/2) = H_s$$

$$H_{-b/2} = A_1 \exp(-kb/2) + A_2 \exp(kb/2) = H_s$$

تنها مقادیر $A_1 = A_2 = A$ می‌توانند شرایط معادلات فوق را برآورده سازند. در $x = 0$ خواهیم داشت:

$$H_0 = 2A \quad \text{بنابراین:}$$

$$H_s = H_0 \cosh \frac{kb}{2}$$

$$H = H_0 \cosh ky$$

$$\frac{H_x(x)}{H_s} = \frac{\cosh ky}{\cosh \frac{kb}{2}} = \frac{\cosh(1+j)\alpha y}{\cosh(1+j)\alpha b/2} \quad (41-2)$$

همچنین با توجه به رابطه توان خواهیم داشت: (توان در واحد سطح):

$$P = \rho \alpha H_{sm}^2 \left[\frac{\sinh \alpha b - \sin \alpha b}{\cosh \alpha b - \cos \alpha b} \right] \quad (42-2)$$

در صورتی که ضخامت ورقه خیلی بیشتر از عمق پوستی فلز باشد مقدار داخل کرشه به سمت

$\tanh \alpha b = 1$ و مقدار توان به دو برابر مقدار هادی نیمه بینهایت میل خواهد کرد. در مورد هادی نازک

خواهیم داشت:

$$P = \rho \alpha^2 b H^2 \sin 1/\alpha b \left[\frac{\sinh \alpha b - \sin \alpha b}{\cosh \alpha b - \cos \alpha b} \right] = \rho \alpha^2 b H_{sm}^2 p \quad (43-2)$$

که به طور کامل می توان گفت:

$$P_w = (l_w \omega b) \mu f \pi H_{sm}^2 p = (l_w A_w) (\mu \pi f) H_{sm}^2 p \quad (44-2)$$

که مقدار p در رابطه (44-2) برابر است با:

$$p = \frac{1}{ab} \left[\frac{\sinh ab - \sin ab}{\cosh ab - \cos ab} \right] \quad (45-2)$$

در حقیقت شدت میدان مغناطیسی لازم در سطح فلز برای تولید توان حرارتی مورد نظر را از رابطه ی (2) - (44) می توان محاسبه نمود [15].

و از آنجا مقدار فلوی مورد نیاز درون کوره Φ_w با استفاده از رابطه زیر محاسبه می گردد:

$$\Phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (46-2)$$

برای محاسبه شار فاصله هوایی با در نظر داشتن فاصله عایقی مناسب برای گرمکن از رابطه ی زیر استفاده می کنیم:

$$\Phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \quad (47-2)$$

برای محاسبه شار عبوری از سطح سیم پیچ با توجه به غیر فریک بودن جنس سیم پیچ و اختلاف فاز بوجود آمده خواهیم داشت:

$$\Phi_{cm} = k_r \frac{\mu_0 \delta_c (\pi d_c)}{2} H_{om} (1 - j) \quad (48-2)$$

که در آن k_r ضریب ثابت بین 1 و 1/5 و H_{om} شدت میدان مغناطیسی در سطح سیم پیچ و d_c قطر داخلی سیم پیچ می باشند. با توجه به روابط اخیر شار کل مغناطیسی برابر خواهد بود با:

$$\Phi_{om} = \Phi_{wm} + \Phi_{gm} + \Phi_{cm}$$

و با در نظر گرفتن مقادیر موثر برابر است با:

$$\Phi_o = \Phi_w + \Phi_g + \Phi_c \quad (49-2)$$

Φ_w : شار مغناطیسی درون کوره

Φ_g : شار فاصله هوایی

Φ_c : شار عبوری از سطح سیم پیچ

با استفاده از روابط و محاسبات الکترومغناطیسی مربوط به کوره می توان شدت میدان مغناطیسی لازم در سطح فلز برای تولید توان حرارتی مورد نظر را از رابطه ی زیر محاسبه نمود:

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) \cdot p \quad (50-2)$$

و از آنجا مقدار فلوی مورد نیاز درون کوره Φ_w را با استفاده از رابطه (51-2) محاسبه نمود:

$$\Phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (51-2)$$

به طوریکه در روابط فوق:

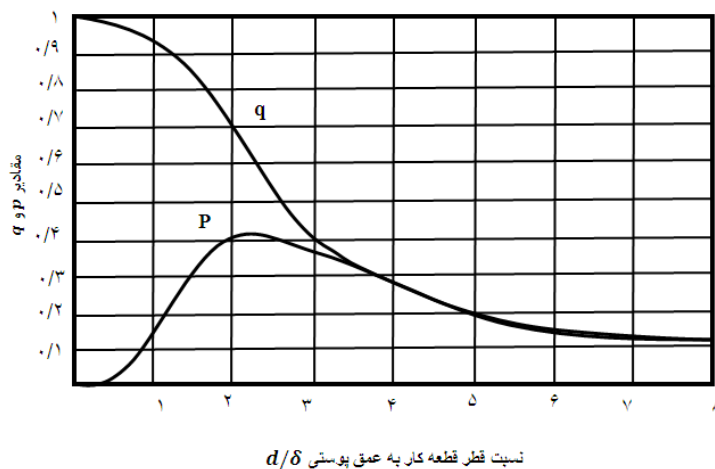
P_w : توان حرارتی مورد نیاز بر حسب وات

H_{Rm} : ماکزیمم شدت مغناطیسی (Am^{-1})

Φ_w : کل فلوی مغناطیسی درون کوره

$l_w A_w$: طول و سطح مقطع قطعه کار بر حسب متر و متر مربع

p, q مقادیر عددی هستند که از منحنی شکل ۱۱-۲ بر حسب عمق پوستی فلز گرم‌شونده بدست می‌آیند.



شکل ۱۱-۲- روند تغییر مقاومت و راکتانس قطعه کار (تابه) بر حسب فرکانس [15]

باید توجه کرد که این رابطه یک رابطه برداری می‌باشد. بنابراین:

$$\Phi_{om} = \mu_0 H_{om} \left[\left(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) - j \left(\mu_r p A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) \right] \quad (52-2)$$

مقدار H_{om} از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$H_{om} = \sqrt{2} I_c \frac{N_c}{L_c} \quad (53-2)$$

ولتاژ موثر سیم‌پیچ برابر است با:

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \Phi_{om} \quad (54-2)$$

با جایگزاری معادلات ۵۲-۲ و ۵۳-۲ در معادله ۵۴-۲ خواهیم داشت:

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{L_c} I_c \left[\left(\mu_r p A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) \right] \quad (55-2)$$

بنابراین:

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (۵۶-۲)$$

بطوریکه:

$$R_w = K(\mu_r p A_w) \quad \text{مقاومت ظرف}$$

$$R_c = K \left(k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad \text{مقاومت کویل}$$

$$X_g = K A_g \quad \text{راکتانس فاصله هوایی}$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) \quad \text{راکتانس فلز مذاب}$$

$$X_c = K \left(\frac{\mu_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) \quad \text{راکتانس سیم‌پیچ}$$

$$K = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c}$$

حال با استفاده از این مقادیر می‌توان کمیت‌های اصلی سیم‌پیچ مانند راندمان، ضریب قدرت، مقدار ولت بر دور و آمپر دور کویل را نیز محاسبه نمود [2]:

$$\eta = \frac{R_w}{R_w + R_c} \quad (۵۷-۲)$$

ضریب قدرت کویل برابر است با:

$$\cos \phi = \frac{R_w + R_c}{Z} \quad (۵۸-۲)$$

به طوریکه:

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (۵۹-۲)$$

قدرت سیم‌پیچ برابر است با:

$$P = \frac{P_w}{\eta} \quad (۶۰-۲)$$

بنابراین توان ظاهری آن برابر خواهد بود با:

$$S_{coil} = \frac{P}{\cos \phi} = I_c^2 Z \quad (۶۱-۲)$$

و از سوی دیگر ولت بر دور سیم‌پیچ را می‌توان از رابطه زیر بدست آورد:

$$\text{ولت بر دور سیم‌پیچ} = \frac{E_c}{N_c} = \frac{S_{coil}}{N_c I_c} = \frac{S_{coil}}{H_c L_c} \quad (۶۲-۲)$$

چرا که آمپر دور سیم‌پیچ برابر می‌باشد با:

$$N_c I_c = H_c L_c \quad (۶۳-۲)$$

همچنین لازم به ذکر است همانطور که از شکل (۱۱-۲) مشاهده می‌شود با افزایش فرکانس به ازای

$\frac{d}{\delta} > 3$ دیگر مزیت کمی حاصل می‌شود. لذا با توجه به رابطه (۳۳-۲) می‌توان فرکانس بحرانی را برای

ضخامت های مختلف فلز گرم شونده محاسبه نمود.

۲-۸-۱-۵ - روابط تجربی طراحی کویل:

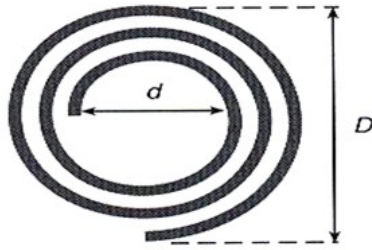
روابط تجربی وابسته به شکل‌های نا متعارف کویل ارائه می‌شوند و مختص آن ساختار پیاده سازی

هستند. یک نمونه از این روابط رابطه روزا است که در رابطه (۶۴-۲) برای شکل ۱۳-۲ ارائه شده

است [12].

$$L = 0.25 \mu N^2 (D + d) \left[\ln \left(\frac{2.46(D+d)}{D-d} \right) + 0.19 \left(\frac{D-d}{D+d} \right)^2 \right] (H) \quad (۶۴-۲)$$

در رابطه (۶۴-۲) همه ابعاد بر حسب متر هستند.



شکل ۲-۱۲- یک نمونه کوئل مسطح

۲-۸-۲ - محاسبه خازن مدار تشدید:

انتخاب خازن مناسب برای مدار تشدید دارای اهمیت زیادی می‌باشد. این خازن بر توان خروجی، ضریب کیفیت (Q)، راندمان حرارتی و ضریب توان اثر می‌گذارد [16].

به طور تجربی برای جلوگیری از سروصدا در سیستم تشدید معمولاً فرکانس سوئیچینگ به اندازه ۱۰ درصد بیشتر یا کمتر از فرکانس تشدید در نظر گرفته می‌شود. لذا مسئله تلفات روی خازن نمود پیدا می‌کند. در اینجا فرکانس تشدید ۱.۱ فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته شده است لذا داریم:

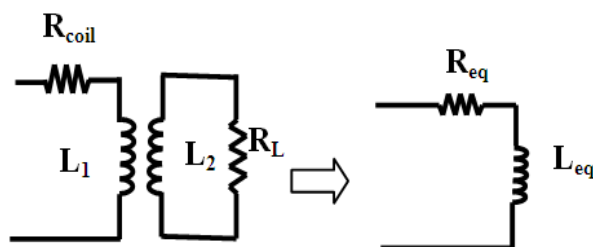
$$\omega_s = 1.1 \omega_0, \quad \omega_0 = 2\pi f_0, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C}} \quad (۶۵-۲)$$

که در رابطه (۶۵-۲) f_0 فرکانس تشدید می‌باشد.

پس از طراحی کوئل با توجه به شرایط فیزیکی طرح انتخاب ظرفیت خازن را با توجه به پارامترهای تلفات انجام می‌دهند. برای این امر نیاز است مدار معادل گرمکن القایی را بدست آوریم.

۸-۲-۱- مدار معادل بار القایی:

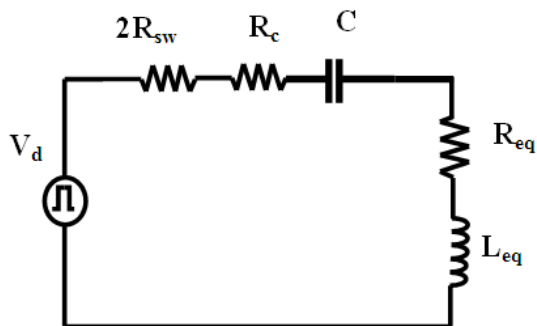
سیم‌پیچ و تابه در اجاق القایی بار را تشکیل می‌دهند، که می‌توانند به صورت یک ترانسفورماتور اتصال یافته به یک مقاومت معادل مشابه آنچه در شکل ۲-۱۳ نشان داده شده مدل شوند که R_{coil} مقاومت AC کوئل در حالت بی باری و R_L مقاومت معادل حاصل از تابه است [11]، [17] و [18].



شکل ۲-۱۳- مدار معادل بار القایی

۲-۲-۸- مدار معادل گرمکن القایی:

مدار معادل اجاق القایی را می‌توان مانند شکل ۲-۱۴ در نظر گرفت. که R_{sw} مقاومت حالت روشن بودن هر سوئیچ، R_c مقاومت معادل سری بانک خازنی است. زمانیکه چند خازن به صورت موازی استفاده می‌شوند مقاومت خازن تقریباً برابر $\frac{K}{C}$ است که k مقداری ثابت است [16] و [19].



شکل ۲-۱۴- مدار معادل گرمکن القایی

۲-۸-۲-۳- توان تلفاتی روی سوئیچها و خازن مدار تشدید:

قابل توجه است، برای ضریب کیفیت بیشتر از ۲/۵ در بار تشدید جریانی می‌تواند به صورت سینوسی فرض شود، لذا برای محاسبه جریان، مولفه‌ی اصلی ولتاژ مربعی را در نظر می‌گیریم. به سادگی می‌توان توان انتقال یافته به بار را به طور تقریبی از مولفه اصلی هارمونیک محاسبه نمود [20] و [21]. روابط (۶۶-۲)، (۶۷-۲) و (۶۸-۲) به ترتیب جریان، توان انتقال یافته به بار و توان تلفاتی در سوئیچها (R_{sw}) و مقاومت خازن ($\frac{k}{C}$) را نشان می‌دهند.

$$I_{1rms} = \frac{2\frac{\sqrt{2}}{\pi}V_d}{\sqrt{R^2+X^2}} = \frac{2\frac{\sqrt{2}}{\pi}V_d}{\sqrt{\left(R_{eq}+\frac{k}{C}+2R_{sw}\right)^2 + \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2}} \quad (۶۶-۲)$$

$$P_{out} \approx R_{eq} I_{1rms}^2 = \frac{\frac{8}{\pi^2}V_d^2 R_{eq}}{\left(R_{eq}+\frac{k}{C}+2R_{sw}\right)^2 + \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2} \quad (۶۷-۲)$$

$$P_{loss} = \frac{\frac{8}{\pi^2}V_d^2 \left(\frac{k}{C}+2R_{sw}\right)}{\left(R_{eq}+\frac{k}{C}+2R_{sw}\right)^2 + \left(\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C}\right)^2} \quad (۶۸-۲)$$

۲-۸-۲-۴- محاسبه مقدار بهینه خازن

با توجه به اینکه خازن به گونه‌ای باید انتخاب شود تا توان انتقال یافته بیشینه و توان تلفاتی نیز مینیمم گردد ($P_{out} - P_{loss}$) و همچنین شرط عدم تجاوز از حداکثر ولتاژ خازن ($V_c = (Z_c * I_{1rms}) < V_{max}$) نیز باید رعایت شود لذا تابع هزینه را به صورت زیر تعریف می‌کنیم [16].

$$f(C) = P_{out} - P_{loss} + \lambda(V_{max} - (Z_c * I_{1rms})) \quad (۶۹-۲)$$

که $0 \leq \lambda$ ضریب لاگرانژ است. نقطه بیشینه از شرایط زیر بدست می‌آید. جزئیات رابطه (۶۹-۲) و (۲-۲) در ضمیمه آورده شده است.

$$\frac{\partial f(C)}{\partial C} = 0 \quad , \quad \lambda(V_{max} - (Z_c * I_{1rms})) = 0 \quad (۷۰-۲)$$

۲-۷- روش‌های کنترل گرمکن القایی:

با توجه به قدرت و کاربرد مبدل در تولید گرما از روش‌های مختلفی برای کنترل توان استفاده می‌شود. برای قدرت‌های بالا (چند صد کیلو وات) که سرعت و بازدهی سیستم مطرح است هزینه سیستم کنترلی ناچیز است. با افزایش دما (معمولاً نقطه ذوب) رفتار حرارتی جسم گرم شونده تغییر می‌کند لذا در این توان‌ها معمولاً از روش‌های فرکانس متغییر برای دستیابی به فرکانس تشدید به ازای تغییر رفتار حرارتی جسم گرم شونده استفاده می‌شود [2]. لازم به ذکر است معمولاً روش‌های فرکانس ثابت برای توان‌های تا چند کیلو وات استفاده می‌شوند.

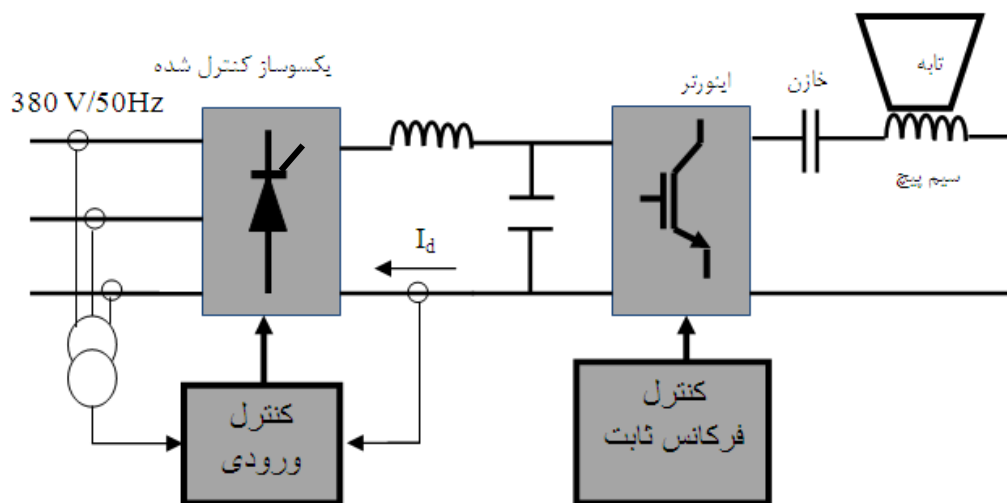
روش‌های کنترل سیستم‌های گرمای القایی را با توجه به ساختار آن می‌توان به سه دسته کلی تقسیم کرد:

- کنترل در ولتاژ یا جریان اتصال DC
- کنترل در اندازه اجزاء مدار تشدید
- کنترل سوئیچینگ اینورتر (تغییر سیکل کاری و پهنای پالس)

۲-۹-۱- کنترل اتصال DC :

توان انتقال یافته به اینورتر را می‌توان با محدود کردن جریان یا ولتاژ اتصال DC کنترل کرد. این کار را می‌توان با استفاده از یک مبدل $DC - DC$ یا یک یکسوساز تریستوری کنترل شده انجام داد. امیدانس

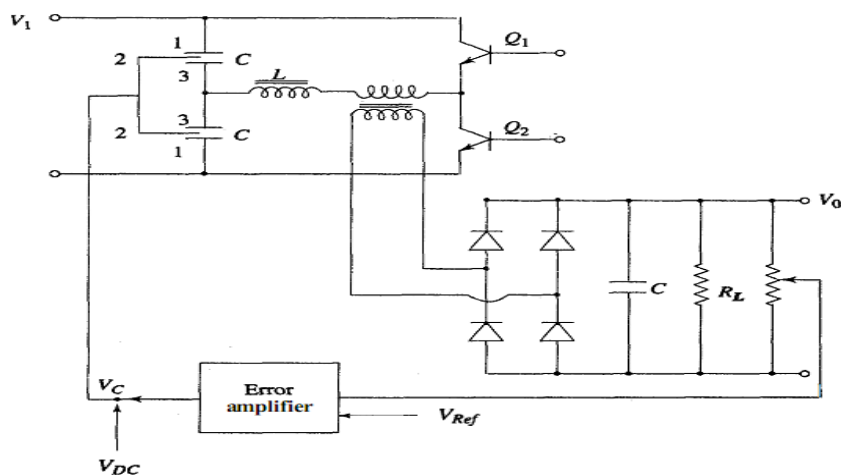
اینورتر برای گستره زیادی از توان ثابت است لذا میزان عبور دهی توان اینورتر با مربع ولتاژ تغذیه متناسب است. تغییر سطح ولتاژ اتصال DC اجازه کنترل توان از صفر تا صد در صد را می‌دهد. شکل ۲-۱۵ یک نمونه کنترل توان از طریق تغذیه را نشان می‌دهد [22][23].



شکل ۲-۱۵- دیاگرام بلوکی کنترل توان گرمکن القایی با کنترل اتصال DC

۲-۹-۲- کنترل در اندازه اجزاء مدار تشدید:

در اینورترهای تشدید به عنوان راه حل دیگر برای متناسب نگه داشتن فرکانس تشدید و سوئیچینگ می‌توان از خازن و سلف متغیر با ثابت در نظر گرفتن فرکانس سوئیچینگ استفاده کرد. شکل ۲-۱۶ یک نمونه کانورتر تشدید سری نیم پل با کنترل خازن متغیر را نشان می‌دهد. [4]



شکل ۲-۱۶- کانورتر تشدیدي سری نیم پل با خازن‌های متغییر و وسایل کنترلی

مشکل اصلی در این گونه کنترل نیاز به تجهیزات اضافی در کنترل و وابستگی اجزاء مدار تشدید به شرایط محیطی است.

۲-۹-۳ - کنترل سوئیچینگ اینورتر تشدیدي:

کنترل سوئیچینگ اینورتر تشدیدي خود به چند دسته تقسیم می‌شود:

- کنترل فرکانس سوئیچینگ (FM)
- کنترل چگالی پالس (PDM)
- کنترل شیفت فاز (PSM)
- کنترل دنبال کردن فرکانس تشدید (RFT) با مودلاسیون پهناي پالس (PWM):^۴

1-Frequency modulation
 2-Puls Density Modulation
 3-Phase Shift Modulation
 4- Resonant Frequency Tracking With Puls With Modulation

○ و دیگر روش‌های ارائه شده در مقالات که به نوعی ترکیب روش‌های بالا است [24].

[25] و [26].

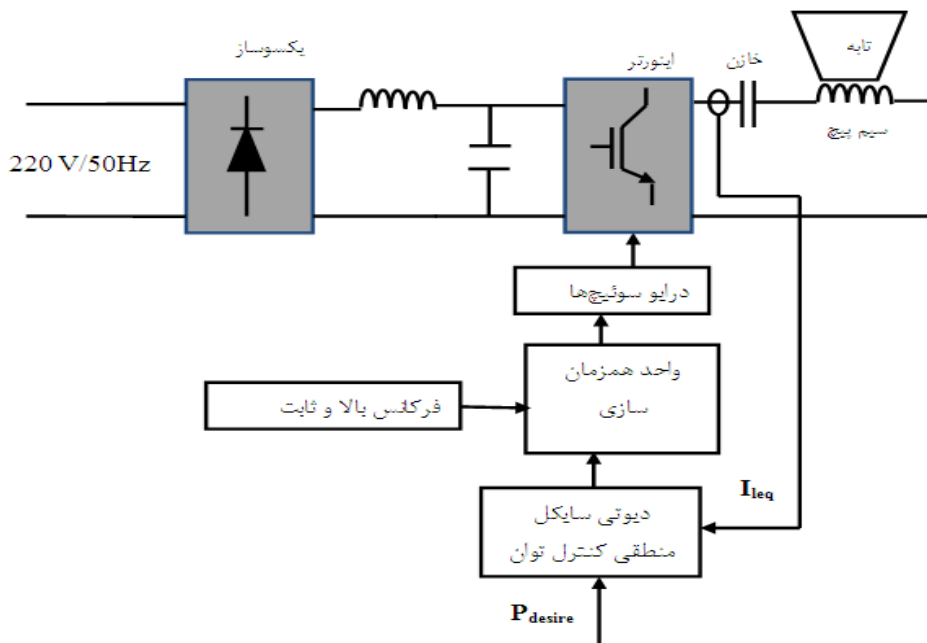
هر یک از این روش‌ها دارای مزایا و معایبی هستند که در ادامه به بررسی آن می‌پردازیم:

۲-۹-۳-۱- کنترل فرکانس:

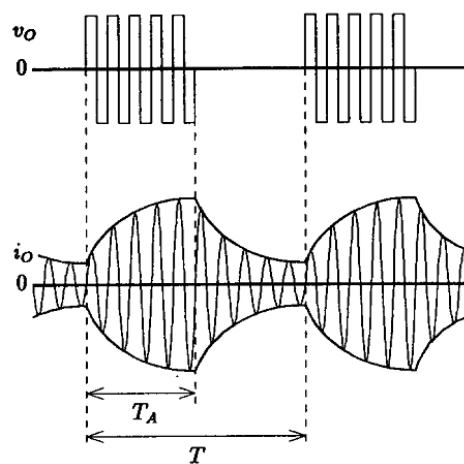
در این روش از تغییر فرکانس سوئیچینگ برای کنترل توان خروجی استفاده می‌شود. این مسئله باعث دور شدن نقطه کار از فرکانس رزونانس می‌شود. همانطور که در بخش قبل نیز بیان شد عملکرد خیلی بالاتر یا خیلی پایین تر از فرکانس تشدید تلفات روی سوئیچ‌ها و خازن مدار تشدید را افزایش می‌دهد. لذا امروزه از این روش کمتر استفاده می‌شود [27]، [28] و [29].

۲-۹-۳-۲- کنترل چگالی پالس:

در این روش کنترل بر بازه زمانی انتقال توان به بار انجام می‌شود. به گونه‌ای که یک فرکانس ثابت و فرکانس بالا تولید و بازه زمانی که به سوئیچ‌ها اعمال می‌شود توسط واحد کنترل توان (D) که خود یک پالس با فرکانس پایین است اعمال می‌شود [30][31]. شکل ۲-۱۷ دیاگرام بلوکی این روش کنترلی را نشان می‌دهد [32]. شکل ۲-۱۸ به طور خاص ولتاژ خروجی مدار تشدید سری با فرض ضریب کیفیت بینهایت را نشان می‌دهد. در اینجا دوره الگوی PDM ، T به اندازه کافی بزرگ است تا جریان نوسان کند. هر چند مدار تشدید سری یک سیستم مرتبه ۲ است پوش جریان تشدید یک پاسخ مرتبه اول را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۷- دیاگرام بلوکی کانورتر تشدید با کنترل *PDM*



شکل ۲-۱۸- شکل موج‌های ولتاژ و جریان در عملکرد *PDM*

ثابت زمانی مدار تشدید از رابطه زیر قابل یافتن است:

$$\tau = \frac{2L}{r} = \frac{2Q}{\omega} \quad (۷۱-۲)$$

r : مقاومت مدار تشدید

Q : ضریب کیفیت مدار تشدید

پوش i_E از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\begin{cases} i_E(t) = I_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 < t < T_A \\ i_E(t) = I_1(T_A) e^{-\frac{t-T_A}{\tau}} & T_A < t < T \end{cases} \quad (72-2)$$

$$I = I_m \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_A}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad (73-2)$$

که:

I_m : جریان ماکزیمم در عملکرد توان کامل است.

I : مقدار اولیه از پوش i_E

اگر Q بینهایت باشد دامنه جریان تشدید متناسب با چگالی پالس است:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} i_E = I_m \frac{T_A}{T} \quad (74-2)$$

مقدار متوسط توان از ضرب i_E در ولتاژ اتصال DC ، v_d بدست می‌آید:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{T_A} \frac{2}{\pi} v_d i_E dt = \frac{2}{\pi} v_d I_m \frac{T_A + \tau e^{-\frac{T_A}{\tau}} - \tau}{T} + \frac{2}{\pi} v_d I_m \frac{\tau e^{-\frac{T_A}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{T_A}{\tau}} - 1} (1 - e^{-\frac{T_A}{\tau}}) \quad (75-2)$$

اگر پیروی زمانی عملکرد PDM به اندازه کافی کوچکتر از ثابت زمانی τ باشد دامنه جریان تشدید متناسب

با چگالی پالس بوده و هیچ نوسانی در دامنه جریان تشدید اتفاق نمی‌افتد. بنابراین توان خروجی با مربع

چگالی پالس به صورت زیر متناسب است:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = \frac{2}{\pi} v_d I_m \left(\frac{T_A}{T} \right)^2 \quad (76-2)$$

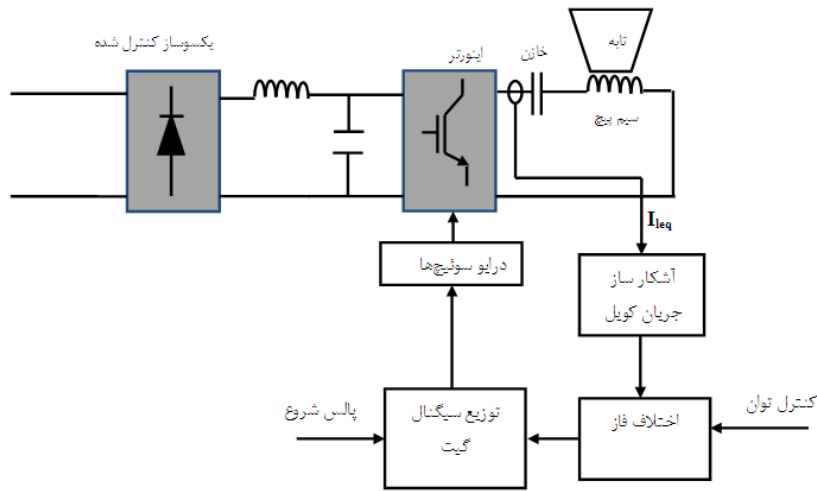
اگر $\tau \leq T$ توان خروجی متناسب با چگالی پالس است. چراکه شکل موج جریان تشدید نا پیوسته است.

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} P = \frac{2}{\pi} v_d I_m \left(\frac{T_A}{T} \right) \quad (77-2)$$

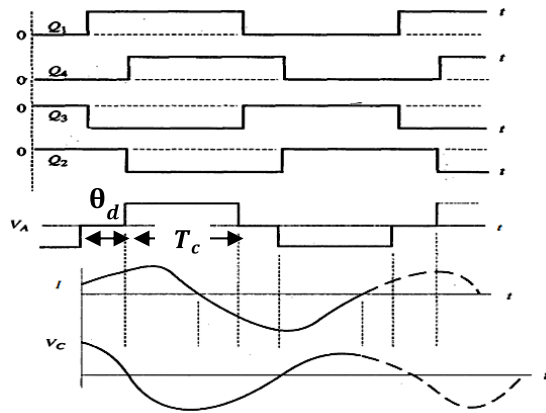
در روش *PDM* اگر بار ثابت باشد از پایین ترین توان تا توان ماکزیمم شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر یا جریان صفر برقرار است [33]. اما آنچه مشهود است گرم شدن قطعه کار خود به خود مشخصه بار را تغییر می‌دهد. از معایب این روش نوسان دامنه جریان و همچنین ناپیوستگی جریان در برخی شرایط است. همچنین این روش به دلیل افزایش نسبت تلفات به توان انتقال یافته تغذیه بارهای سبک دارای بازده کم می‌باشد.

۲-۹-۳-۳- کنترل شیفت فاز (*PSM*):

روش کنترل شیفت فاز جزء روش‌های فرکانس ثابت می‌تواند تلقی شود چرا که فرکانس سوئیچینگ ثابت می‌باشد و با اعمال اختلاف فاز بین 0 تا π رادیان به دو سوئیچ متناظر توان انتقال یافته به بار کنترل می‌شود [34][35]. از معایب این روش اعوجاج در شکل موج جریان می‌باشد [33]. شکل ۱۹-۲ دیاگرام بلوکی کنترل شیفت فاز و شکل ۲۰-۲ شکل موج‌های پالس‌های اعمالی به سوئیچ‌ها، ولتاژ خروجی و جریان سلف و ولتاژ خازن از یک اینورتر بار تشدید سری را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۹- دیاگرام بلوکی کنترل شیفت فاز برای یک اینورتر بار تشدیدی سری



شکل ۲-۲۰- توالی سوئیچینگ ترانزیستورها (θ_d = زاویه وقفه و T_c = دوره هدایت برای Q_4 و Q_1)

کنترل شیفت فاز قابلیت کنترل توان از صفر تا صد درصد را داراست اما تلفات در آن بسیار وابسته به مود عملکردی (بالتر یا پایین تر از فرکانس تشدید) است [36].

روش‌های کنترل ترکیبی

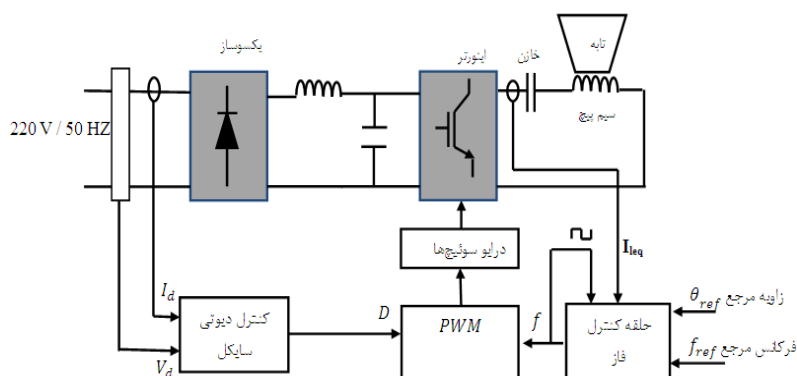
به دلیل محدودیت هر یک از روش‌های کنترلی، ترکیبی از دو یا چند روش کنترلی را استفاده می‌کنند، در اینجا یک روش کنترلی ترکیبی که دیگر روش‌های کنترلی را نیز در بر می‌گیرد را تحلیل می‌کنیم. در

بخش ۲-۹-۳-۴ ورودی‌های کنترلی یک سیستم گرمای القایی و تاثیرشان بر توان خروجی بحث شده است.

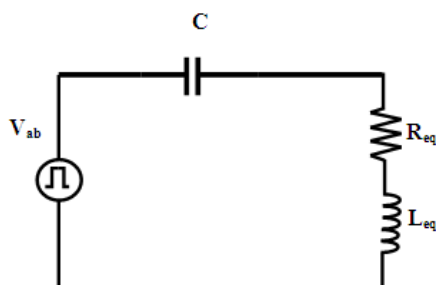
۲-۹-۳-۴- کنترل دنبال کردن فرکانس تشدید (RFT) و مودلاسیون پهنای پالس (PWM):

این روش کنترلی دارای دو حلقه کنترل می‌باشد. که در اینجا یک حلقه کنترل، وظیفه کنترل کردن فرکانس و دیگری وظیفه تنظیم دیوتی سایکل را به منظور کنترل توان خروجی بر عهده دارد. این روش کنترلی کنترل پیوسته و دقیقی از توان دارد. شکل ۲-۲۱ دیاگرام بلوکی این روش کنترل را نشان می‌دهد. با توجه به این که دیگر روشهای کنترلی از جمله کنترل دیوتی سایکل و کنترل شیف‌فاز-چگالی پالس نیز از همین الگوی کنترلی در مدلسازی استفاده می‌کنند در ادامه به طور خلاصه روند مدلسازی این روش کنترلی را شرح می‌دهیم:

با توجه به شکل ۲-۱۴ بخش ۲-۸-۲-۲ اگر مقاومت حالت روشن بودن سوئیچ‌ها و مقاومت سری خازن و سلف را در مقاومت معادل لحاظ کنیم مدار معادل اینورتر بار تشدید سری شکل ۲-۱۴ را می‌توان به صورت شکل ۲-۲۲ نشان داد:



شکل ۲-۲۱- دیاگرام بلوکی کنترل ترکیبی فرکانس متغیر و دیوتی سایکل متغیر



شکل ۲-۲۲- مدار معادل گرمکن القایی با صرف نظر از مقاومت سوئیچها و مقاومت سری سلف و خازن

معادلات کیرشهف برای مدار شکل ۲-۲۲ را می‌توان به صورت روابط (۷۸-۲) نوشت [37]:

$$L_{eq} \frac{di_L}{dt} = -R_{eq} i_L - V_C + V_{ab}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L \quad (78-2)$$

با توجه به اینکه کنترل توان از طریق تغییر در ولتاژ ورودی، پهنای پالس اعمالی به سوئیچها و فرکانس سوئیچینگ اتفاق می‌افتد لذا با اعمال اعوجاج و خطی سازی این پارامترها حول نقطه کار مدل سیگنال کوچک سیستم را می‌یابیم. که برای این امر از تبدیل فازوری مطابق رابطه زیر استفاده می‌کنیم [38].

$$x(t) = \text{Re}[\bar{x}(t)e^{j \int \omega_s(t) dt}] \quad (79-2)$$

که $\bar{x}(t)$ فازور متغییر متناظر با $x(t)$ است که دامنه $x(t)$ را نشان می‌دهد و $\omega_s(t)$ فرکانس زاویه‌ای متغییر با زمان است. همچنین $x(t)$ در رابطه (۷۹-۲) متغییر متغییر با زمان است. زمانی که $x(t)$ سینوسی و با فرکانس ثابت ω_s باشد همان فازور مرسوم در شرایط مانا حاصل می‌شود. با پیاده سازی رابطه (۷۹-۲) بر روی اجزاء اصلی مدار از جمله سلف، خازن و مقاومت مدل سیگنال بزرگ فازوری این المانها بدست می‌آید. روابط (۸۰-۲) به ترتیب روابط فازوری را برای مقاومت، سلف و خازن نشان می‌دهند:

$$R\bar{i}(t) = \bar{v}(t)$$

$$L \frac{d\bar{i}(t)}{dt} + j\omega_s(t)L\bar{i}(t) = \bar{v}(t)$$

$$C \frac{d\bar{v}(t)}{dt} + j\omega_s(t)C\bar{v}(t) = \bar{i}(t) \quad (۸۰-۲)$$

با اغتشاش و خطی سازی روابط (۸۰-۲) مدل سیگنال کوچک اجزاء مدار به صورت روابط (۸۱-۲) بدست می آید:

$$R\hat{i} = \hat{v}$$

$$L \frac{d\hat{i}}{dt} + j\Omega_s L\hat{i} + j\hat{\omega}_s LI = \hat{v}$$

$$C \frac{d\hat{v}}{dt} + j\Omega_s C\hat{v} + j\omega_s CV_c = \hat{i} \quad (۸۱-۲)$$

که Ω_s ، V_c و I نقطه کار مورد نظر را نشان می دهند [39].

با توجه به مولفه های کنترلی ولتاژ خروجی اینورتر می تواند به صورت ترکیبی از مولفه های اصلی به صورت رابطه (۸۲-۲) نوشته شود:

$$v_o(t) = \frac{v_i(t)}{\pi} \sin(2\pi d(t)) \cos(\omega_s t) + \frac{v_i(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d(t))) \sin(\omega_s t) \quad (۸۲-۲)$$

رابطه بالا می تواند به صورت فازوری زیر بیان شود:

$$v_o(t) = \operatorname{Re} \left(\left(\frac{v_i(t)}{\pi} \sin(2\pi d(t)) + j \frac{v_i(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d(t))) \right) e^{j\omega_s t} \right)$$

زمانیکه مدولاسیون فرکانس بر روی سیگنال ورودی انجام می شود رابطه اخیر می تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$v_o(t) = \operatorname{Re} \left(\left(\frac{v_i(t)}{\pi} \sin(2\pi d(t)) + j \frac{v_i(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d(t))) \right) e^{j \int \omega_s(t) dt} \right)$$

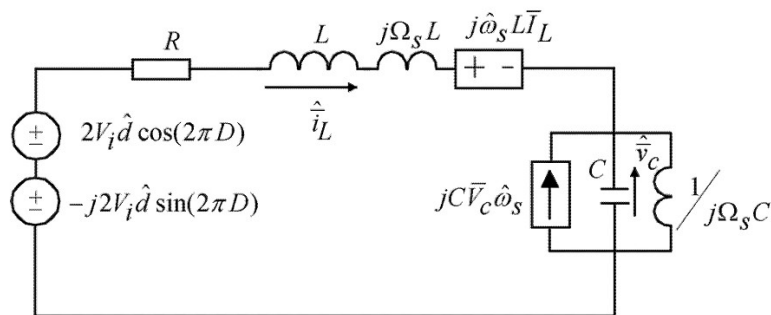
رابطه اخیر نشان می‌دهد $v_o(t)$ را می‌توان به صورت فازور \hat{v}_o نوشت که دامنه و فاز آن وابسته به زمان است:

$$\hat{v}_o = u_1(t) - j u_2(t) = \frac{v_i(t)}{\pi} \sin(2\pi d(t)) + j \frac{v_i(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d(t)))$$

با اعوجاج و خطی سازی رابطه اخیر مدل سیگنال کوچک دیوتی سایکل نامتقارن بدست می‌آید:

$$\hat{v}_o = \frac{\hat{v}_i}{\pi} \sin(2\pi D) + 2V_i \hat{d} \cos(2\pi D) - j2V_i \hat{d} \sin(2\pi D) - j \frac{\hat{v}_i}{\pi} (1 - \cos(2\pi D)) \quad (۸۳-۲)$$

با توجه به روابط (۸۱-۲) و رابطه اخیر و با صرف نظر از تغییرات ولتاژ ورودی مدار معادل سیگنال کوچک سیستم به صورت شکل ۲۳-۲ بدست می‌آید:



شکل ۲-۲۳- مدل سیگنال کوچک اینورتر بار تشدید سری با کنترل فرکانس و دیوتی سایکل [40]

با توجه به شکل اخیر و در نظر گرفتن توان تلفاتی در مقاومت معادل (P) به عنوان خروجی می‌توان تحلیل دینامیکی از اجزاء سیستم به صورت زیر داشت:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = A\hat{\mathbf{x}} + B_d \hat{d} + B_\omega \hat{\omega} \\ Y = C \hat{P} \end{cases} \quad (۸۴-۲)$$

که:

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{v}_{Im} \ \hat{i}_{Im} \ \hat{v}_{Re} \ \hat{i}_{Re}]$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C & \omega_s & 0 \\ -1/L_{eq} & -R_{eq}/L_{eq} & 0 & \omega_s \\ -\omega_s & 0 & 0 & 1/C \\ 0 & -\omega_s & -1/L_{eq} & -R_{eq}/L_{eq} \end{bmatrix}$$

$$B_d = \left[0 \quad \frac{2V_i}{L_{eq}} \sin(\pi D) \quad 0 \quad \frac{2V_i}{L_{eq}} \cos(\pi D) \right]^T$$

$$B_\omega = [V_{Re} \quad I_{Re} \quad -V_{Im} \quad -V_{Im}]^T$$

$$C = [0 \quad R_{eq}I_{Im} \quad 0 \quad R_{eq}I_{Re}]$$

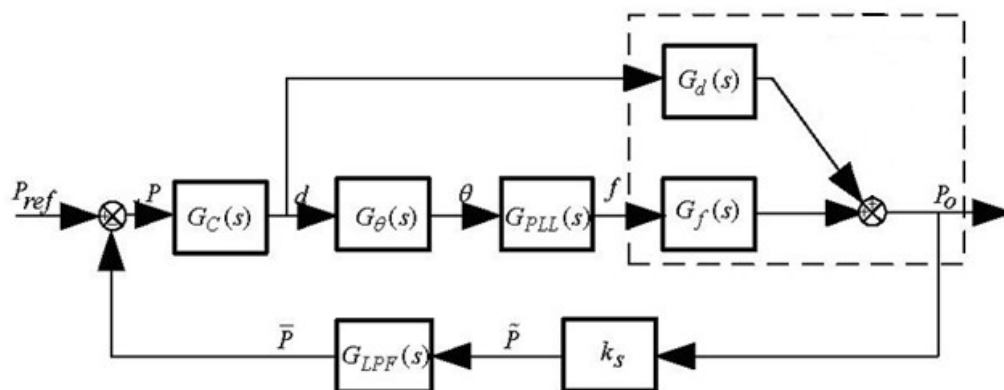
در روابط اخیر \hat{v}_{Re} و \hat{v}_{Im} بخش حقیقی و موهومی ولتاژ دو سر خازن مدار تشدید و \hat{i}_{Re} و \hat{i}_{Im} بخش حقیقی و موهومی جریان سلف تشدید را توصیف می‌کنند [40].

با توجه به روابط اخیر تابع انتقال توان خروجی به دیوتی سایکل و توان خروجی به فرکانس به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G_D(s) = \frac{\hat{P}(s)}{\hat{D}(s)} = C \cdot (s.I - A)^{-1} \cdot B_D \quad (۸۵-۲)$$

$$G_{\omega_s}(s) = \frac{\hat{P}(s)}{\hat{\omega}_s(s)} = C \cdot (s.I - A)^{-1} \cdot B_{\omega_s} \quad (۸۶-۲)$$

با توجه به روابط (۸۵-۲) و (۸۶-۲) و همچنین توابع تبدیل حلقه قفل فاز و مدار پس‌خور دیاگرام کنترلی سیستم را می‌توان به صورت شکل ۲-۲۴ در نظر گرفت [40]، [41] و [42]:



شکل ۲-۲۴- دیاگرام بلوکی توابع تبدیل کنترل اینورتر بار تشدید سری با فرکانس و دیوتی سایکل متغیر [40]

در شکل ۲-۲۳ بلوک $G_C(s)$ کنترل کننده تناسبی انتگرالی برای یافتن دیوتی سایکل مرجع از روی خطای توان و $G_\theta(s)$ تابع تبدیل بین زاویه مرجع و دیوتی سایکل می باشد که با توجه به:

$$V_{o1} = V_i \sin(\omega t + \theta) \quad (۸۷-۲)$$

که

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\cos(\pi D)}{\sin(\pi D)} \quad (۸۸-۲)$$

تابع انتقال زاویه به دیوتی سایکل برابر است با:

$$G_\theta(s) = \frac{\partial \theta}{\partial d} = -\pi \quad (۸۹-۲)$$

بلوک G_{PLL} حلقه قفل فاز را نشان می دهد که با دریافت فرکانس جریان خروجی و اختلاف فاز مرجع (θ) فرکانس مورد نظر را برای اعمال به سوئیچها اعمال می کند.

۳- طراحی مدار تشدید و

روش کنترل پیشنهادی

۱-۳ - مقدمه:

در این بخش به طراحی مدار تشدید برای یک بار نمونه پرداخته شده و علاوه بر این یک روش کنترلی برای گرمکن‌های القای ارائه شده است.

۲-۳ - طراحی کوئل مدار تشدید:

هدف در این بخش طراحی یک کوئل مسطح برای گرم کردن یک ظرف چدنی با حداقل ضخامت $d = 3(mm)$ است. علاوه بر این فرض‌های اولیه برای طراحی عبارتند از:

ولتاژ اتصال DC برابر $V_{DC} = 100 V$ می‌باشد.

توان اکتیو مورد نیاز برای جسم گرم شونده (W) 1000 می‌باشد.

فرکانس کاری برابر $f_s = 30 KHz$ می‌باشد.

جدول ۱-۳ کمیت‌های مورد نیاز در طراحی را برای فلزات استفاده شده برای کوئل و ظرف مورد مطالعه را نشان می‌دهد:

جدول ۱-۳ - پارامترهای کوئل و ظرف مورد مطالعه

عمق نفوذ	ویژه	مقاومت	تراوایی	ضریب	کمیت
$\delta_{30KHz}(mm)$		$\sigma(\Omega m^{-1})$		مغناطیسی μ_r	فلز
0.67		5.8×10^7		1	مس
0.3		1.5×10^6		60	چدن

با توجه به فرض‌های طراحی داریم:

$$d = 3 \text{ mm} \quad , \delta_w = 0.3 \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{\delta_w} = 10$$

با توجه به نسبت $\frac{d}{\delta_{cl}}$ مقادیر p, q را از منحنی شکل ۲-۱۱ فصل ۲ می‌توان یافت. بدین ترتیب مابقی

پارامترهای کویل را محاسبه می‌کنیم:

$$R_w = K(\mu_r p A_w) = 4.5K \times 10^{-3} \quad \Omega$$

$$R_c = K \left(k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2} \right) = 5.65 \times 10^{-4} \quad \Omega$$

$$X_g = K A_g = 1.71K \times 10^{-4} \quad \Omega$$

$$X_w = K(\mu_r q A_w) = 4.5K \times 10^{-3} \quad \Omega$$

$$X_c = K \left(\frac{\mu_r \pi d_c \delta_c}{2} \right) = 2.35K \times 10^{-3} \quad \Omega$$

$$K = \frac{2\pi f \mu_0 N_c^2}{l_c} = 1.97N_c^2$$

$$Z = 1.97N_c^2 ((4.5 \times 10^{-3} + 3.53 \times 10^{-6}) + (1.71 \times 10^{-4} + 4.5 \times 10^{-3} + 2.35 \times 10^{-3}) \Omega$$

$$\frac{Z}{N_c^2} = 0.016$$

$$\eta = \frac{R_w}{R_w + R_c} = \% 88.8$$

$$\cos \phi = \frac{R_w + R_c}{Z} = 0.585 \quad \Rightarrow \quad \phi = 54.1^\circ$$

$$S = \frac{P}{\eta \cos \phi} = 1925 \text{ VA}$$

$$\text{ولت بر دور} = \sqrt{S \times \frac{Z}{N_c^2}} = 5.54 \text{ V/turn}$$

$$\text{آمپر دور} = N_c I_c = \sqrt{\frac{S}{\frac{Z}{N_c^2}}} = 346.86 \text{ A/turn}$$

$$N_c = \frac{V_{DC}}{V/\text{turn}} = 18.05 \sim 19 \text{ دور}$$

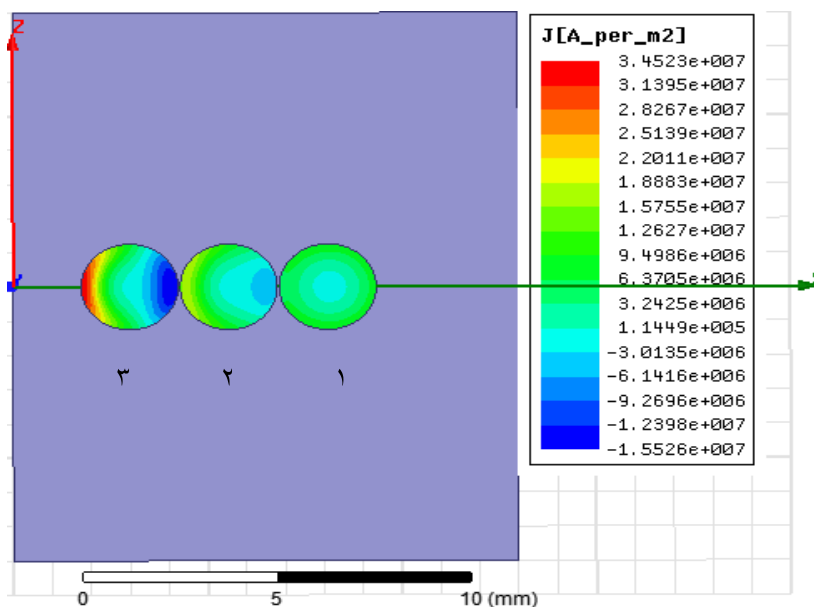
$$I_c = \frac{A/\text{turn}}{N_c} = 18.25 \text{ A}$$

همچنین برای کاهش اثرات پوستی و مجاورت با توجه به بخش ۲-۸-۱-۳ فصل ۲ به چند رشته کردن کوئل طراحی شده می‌پردازیم. با توجه به جریان عبوری از سیم پیچ قطر مناسب را برای آن 2.5 mm در نظر می‌گیریم. در گام بعدی با توجه به عمق پوستی فلز مس در فرکانس مورد نظر (0.67 mm) تعداد رشته‌ها را می‌یابیم:

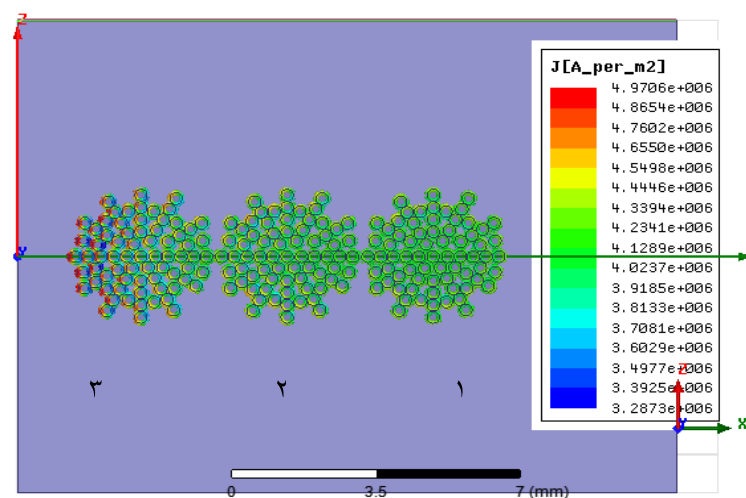
$$n_s = \left(\frac{2.5}{0.3}\right)^2 = 69.44 \sim 70$$

شکل ۱-۳ توزیع چگالی جریان را در مقطعی از هادی‌های که به صورت مدور تابیده شده‌اند نشان می‌دهد. هادی‌ها توپر با قطر $2/5$ میلیمتر که جریان 20 آمپر و فرکانس 30 کیلوهرتز از آنها در یک جهت عبور می‌کند مقدار دهی شده‌اند. همانطور که از شکل ۱-۳ بر می‌آید با حرکت به سمت مرکز سیم پیچ توزیع چگالی نامتقارن تر می‌شود این امر باعث مقاومت AC دیده شده بالاتر و به دنبال آن تلفات بیشتر در هادی می‌شود. شکل ۲-۳ تکرار آزمایش شکل ۱-۳ است با این تفاوت که به جای هادی‌های توپر از 70 لا سیم با قطر $0/3$ میلیمتر به جای هر هادی استفاده شده است. همانطور که از شکل ۲-۳ بر می‌آید

اندکی نامتقارنی در چگالی جریان رشته‌های هادی ۳ مشاهده می‌شود اما جریان خلاف جهت در هیچ رشته هادی وجود ندارد و تا حد زیادی اثر پوستی و اثر مجاورت کاهش یافته است.

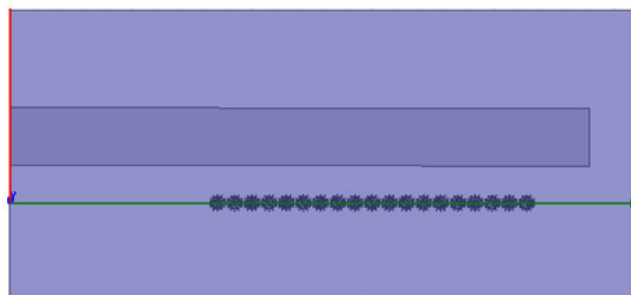


شکل ۳-۱- نمایش توزیع چگالی جریان در هادی‌های تک رشته کویل مسطح در فرکانس ۳۰ کیلو هرتز و جریان ۲۰ آمپر

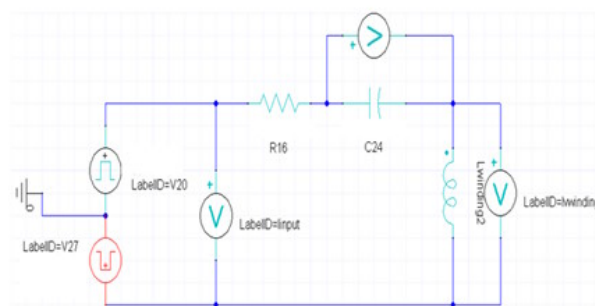


شکل ۳-۲- نمایش توزیع چگالی جریان در هادی‌های رشته شده کویل مسطح در فرکانس ۳۰ کیلو هرتز و جریان ۲۰ آمپر

شکل ۳-۳ مدل کامل شبیه‌سازی شده کویل طراحی شده را در محیط نرم افزار تحلیل اجزاء محدود *maxwell* به همراه مش بندی انجام شده برای تحلیل نشان می‌دهد.



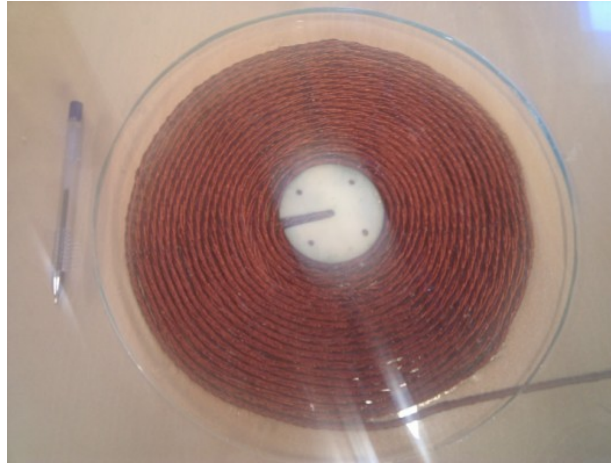
(الف)



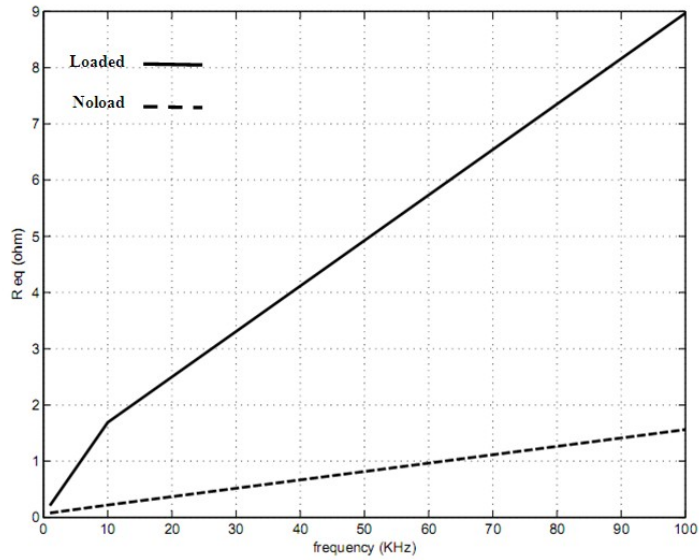
(ب)

شکل ۳-۳- شبیه سازی کویل طراحی شده در نرم افزار *maxwell.14* الف-مدل شبیه سازی شده کویل ب- مدار اتصال یافته برای تغذیه کویل

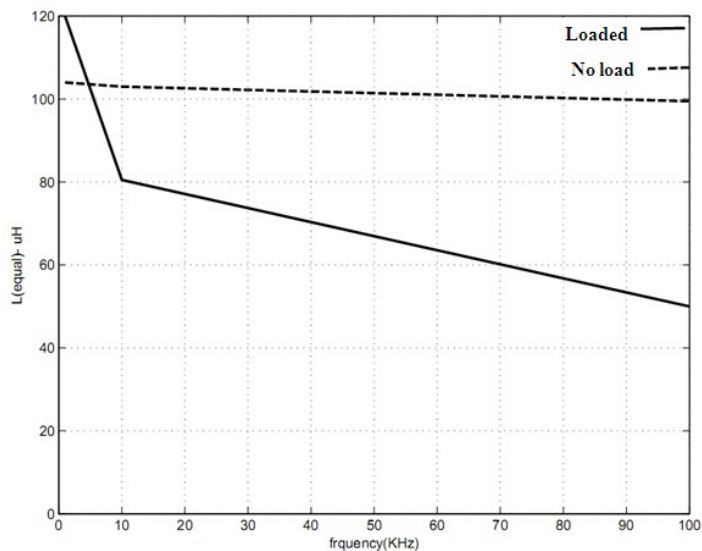
شکل ۴-۳ کویل پیاده سازی شده را به صورت چند رشته نشان می‌دهد. شکل‌های ۳-۳ و ۳-۶ به ترتیب مقاومت و اندوکتانس کویل پیچیده شده را در فرکانس‌های مختلف نشان می‌دهند. لازم به ذکر است اندازه گیری‌ها توسط دستگاه *Mastech MS 5308 RLC Meter* انجام شده است. جدول ۳-۲ نیز نتایج حاصل از شبیه سازی، اندازه گیری و محاسبه اندوکتانس کویل طراحی شده را در شرایط با ظرف و بی ظرف نشان می‌دهد.



شکل ۳-۴- نمایی از کویل پیاده سازی شده توسط ۷۰ لا سیم لاکه با قطر ۰/۳ میلیمتر



شکل ۳-۵- مقاومت بی باری و بار داری کویل مورد مطالعه در فرکانسهای مختلف



شکل ۳-۶- اندوکتانس بی باری و بار داری کوپل مورد مطالعه در فرکانس‌های مختلف

جدول ۳-۲ نتایج حاصل از شبیه‌سازی اندازه‌گیری و محاسبه برای کوپل تحت شرایط با ظرف و بی ظرف

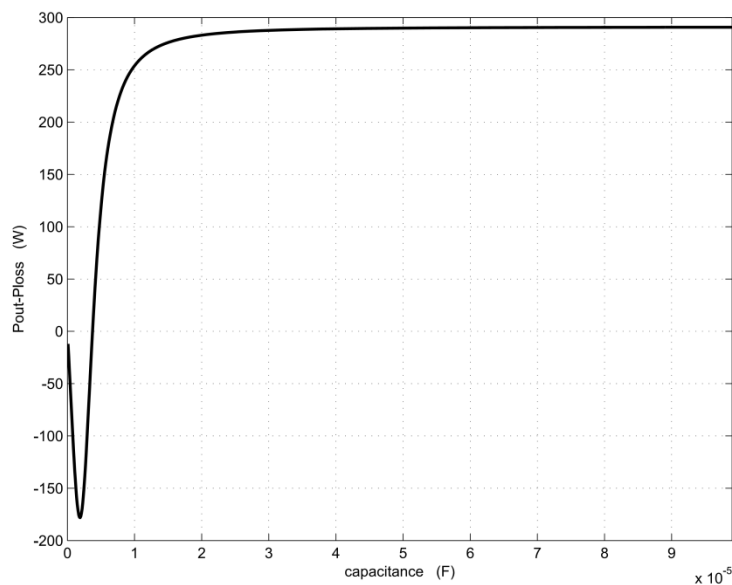
محاسبه (رابطه ۲-۶۴)	شبیه‌سازی	اندازه‌گیری	شرایط کوپل
$L(\mu H)$	$L(\mu H)$	$L(\mu H)$	
-	۷۲/۳	۸۰/۵	با ظرف
۱۰۸	۹۳	۱۰۲/۵	بی ظرف

۳-۳- محاسبه خازن مدار تشدید:

با توجه به توضیحات و روابط (۶۷-۲) و (۶۸-۲) از بخش ۲-۸-۲-۳ فصل ۲ و با کمک نرم افزار *matlab(mfile)* به طراحی خازن مدار تشدید می‌پردازیم. شکل ۳-۶ روند تغییر اختلاف توان ورودی و تلفاتی روی سوئیچ‌ها را برای شرایط کاری در فرکانس ۳۰ کیلو هرتز نشان می‌دهد. لازم به توضیح است که مقاومت سوئیچ در این بخش ۰/۱۷ اهم در نظر گرفته شده است.

جدول ۳-۳- مشخصات مدار تشدید طراحی شده

مقدار	پارامتر
3 – 6 mm	فاصله هوایی (D)
19 Turn	تعداد دور (N)
3 – 8 mm	ضخامت تابه (d)
0.21 – 3.3Ω	مقاومت معادل بار (Req)
50 – 120μH	اندوکتانس معادل بار (Leq)
1 – 27μF	رنج ظرفیت‌های مورد استفاده (C)
1.9e – 6 Ω.F	ثابت مقاومت خازن (K)

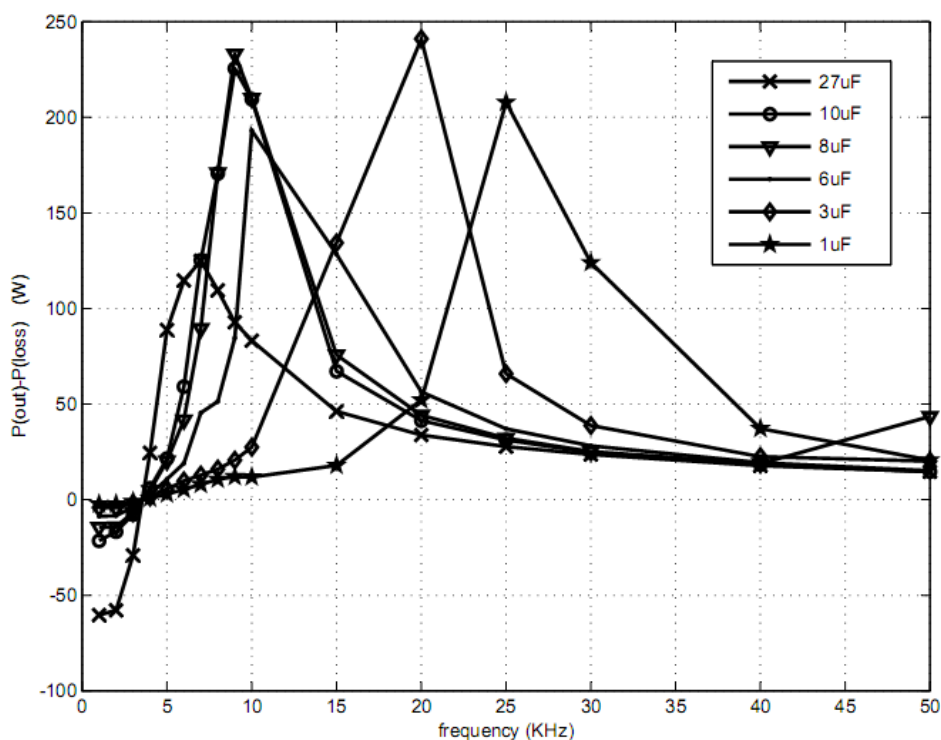


شکل ۳-۷- تغییرات اختلاف توان خروجی و تلفاتی به ازای ظرفیت‌های مختلف مدار تشدید در فرکانس کاری ۳۰ کیلو

هرتز

همانطور که از شکل ۳-۶ مشاهده می‌شود در یک اینورتر بار تشدید سری با افزایش ظرفیت مدار تشدید و به دنبال آن کاهش فرکانس سوئیچینگ، بازده افزایش می‌یابد. لازم به توضیح است که در این

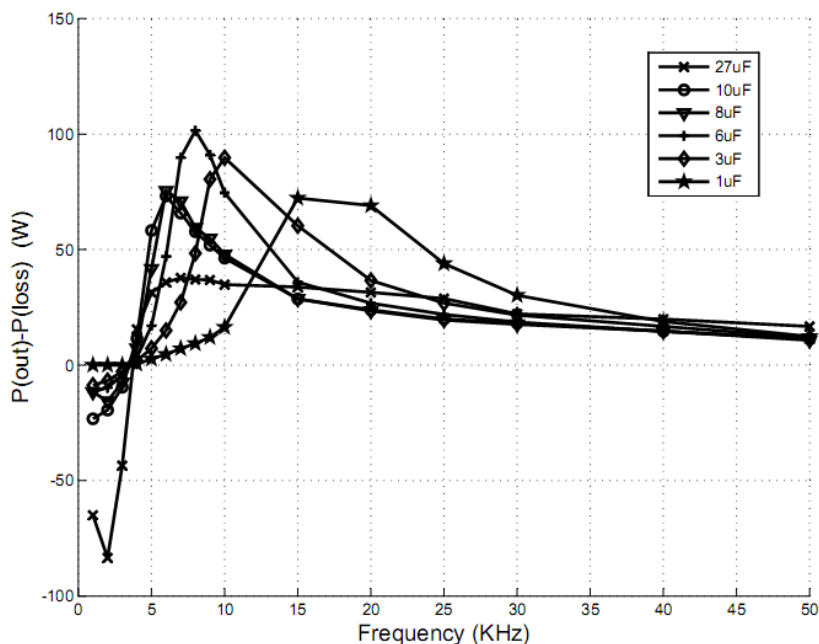
روابط شرایط بار ثابت در نظر گرفته شده که این چنین نیست. در واقع با کاهش فرکانس مطابق شکل ۳-۳-۴ مقاومت بار القایی کاهش یافته و بازده نیز شروع به کاهش می‌کند. شکل ۳-۷ تغییرات اختلاف توان خروجی و توان تلفاتی را برای ظرفیت‌های خازنی مختلف در یک محدوده فرکانسی برای یک ظرف چدنی (۴ ضخامت میلیمتر) نشان می‌دهد.



شکل ۳-۸- تغییرات اختلاف توان خروجی و توان تلفاتی برای ظرفیت‌های خازنی مختلف در یک محدوده فرکانسی برای ظرف با ضخامت ۴ میلیمتر

اگر هدف تنها محاسبه ظرفیت برای یک بار مشخص باشد با استفاده از تابع هزینه بدست آمده در بخش ۲-۸-۲-۴ فصل ۲ می‌توان مقدار بهینه خازن را یافت. در اینجا به کمک نرم افزار *matlab* برای یک ظرف مشخص (با ضخامت ۸ میلیمتر) با شرایط آمده در جدول ۳-۳ و فرکانس ۸ کیلو هرتز، ۵/۲ میکرو فاراد محاسبه گردید (ضمیمه). همچنین با توجه به شکل‌ها ۳-۸ و ۳-۹ می‌توان دریافت با کاهش

ضخامت ظرف نیاز به افزایش فرکانس برای حفظ بازدهی ضروری است. لذا اگر هدف یافتن فرکانس ثابت برای تغذیه بازه‌ای از ضخامت‌ها باشد به دنبال ظرفیتی هستیم که تعادلی بین توان انتقال یافته بین کمترین ضخامت و بیشترین ضخامت برقرار کند. با توجه به شکل‌های ۳-۸ و ۳-۹ ظرفیت ۱ میکرو فاراد و فرکانس ۲۲/۵ کیلوهرتز انتخاب می‌شود. ظرفیت مذکور هر چند در یک ضخامت خاص بالا ترین توان انتقالی را ندارد اما دارای پهنه گسترده تری از توان انتقالی نسبت به دیگر ظرفیت‌ها است. ظرفیت‌های کمتر از ۱ میکرو فاراد نیز به دلیل محدودیت فرکانس سوئیچینگ بررسی نمی‌شوند.

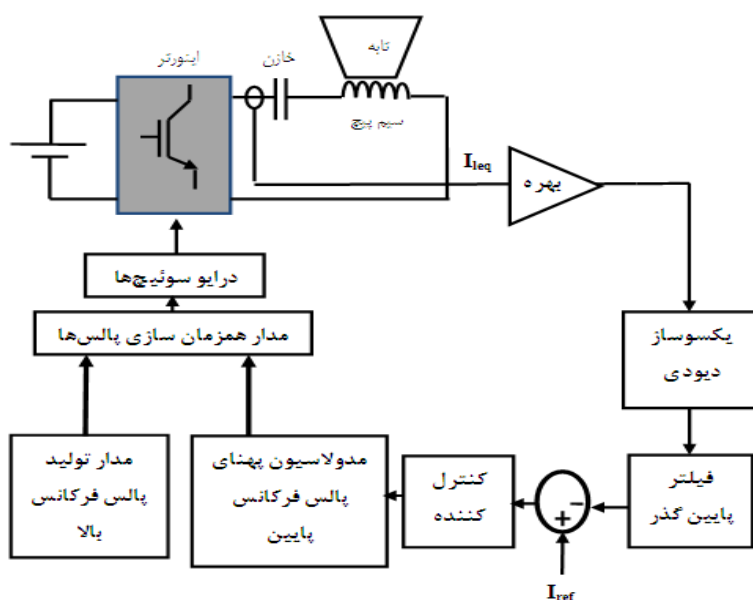


شکل ۳-۹- اختلاف توان خروجی و تلفاتی بر حسب فرکانس سوئیچینگ به ازای خازن‌های تشدید متفاوت برای تابه با

ضخامت ۸ میلیمتر

۳-۴- روش کنترل پیشنهادی برای کنترل اینورتر بار تشدید سری:

روش پیشنهادی اصول عملکردی مشابه روش PDM دارد با این تفاوت که چگالی پالس به صورت PWM و تنها از روی جریان مدار تشدید تعیین می‌شود. مزیت این روش علاوه بر مزایای روش PDM پیاده سازی آن به صورت آنالوگ بوده که قابلیت اطمینان آن را افزایش می‌دهد. روش کنترلی پیشنهادی به صورت نشان داده در شکل ۳-۱۰ می‌باشد که در ادامه به توضیح جزئیات آن می‌پردازیم.



شکل ۳-۱۰- دیاگرام بلوکی روش کنترلی پیشنهادی

بهره:

با توجه به شکل ۳-۱۰ حلقه کنترلی تنها بر پایه اندازه گیری از جریان مدار تشدید بنا شده است. با توجه به اینکه سنسور جریان به ازای جریان عبوری سیگنال ولتاژی با نسبت مشخصی تولید می‌کند ابتدا توسط یک بهره ثابت این نسبت را جبران می‌کنیم.

یکسوساز دیودی:

برای بدست آوردن پیک جریان عبوری از یک یکسوساز دیودی استفاده می‌شود همچنین برای کاهش اثر افت ولتاژ در یکسوساز بهره اضافی در تقویت سیگنال ولتاژی قبل از یکسوساز در نظر گرفته شده است.

فیلتر پایین گذر:

برای استخراج مولفه DC خروجی یکسوساز از یک فیلتر RC استفاده می‌شود.

جریان مرجع:

به دلیل اینکه در اینورتر مورد نظر ولتاژ اتصال DC ثابت در نظر گرفته شده لذا تغییرات توان را می‌توان متناسب با تغییرات جریان دانست. لازم به ذکر است جریان مرجع با توجه به حداکثر توان خروجی مبدل در فرکانس تعیین شده کالیبره می‌شود.

کنترل کننده:

با توجه به اینکه خطای حالت ماندگار سیستم در یک سیستم گرمایی دارای اهمیت بیشتر نسبت به سرعت سیستم است و با توجه علم پایدار بودن سیستم بار تشدید در فرکانس ثابت و بالای انتخاب شده از یک کنترل کننده تناسبی انتگرالی بهره گرفته شده است. لازم به ذکر است پارامترهای این کنترل کننده به صورت سعی و خطا یافته شده‌اند.

مدولاسیون پهنای پالس با فرکانس پایین:

این بخش از یک تایمر و خازن برای ایجاد شکل موج $Ramp$ و یک مقایسه کننده که وظیفه مقایسه سیگنال خروجی کنترل کننده و موج $Ramp$ را برای تولید پالس PWM به عهده دارد تشکیل شده است. لازم به ذکر است منظور از فرکانس پایین در این بخش فرکانس از $0/5$ تا 5 هرتز می‌باشد.

مدار تولید پالس فرکانس بالا:

در این بخش از یک تایمر برای تولید پالس فرکانس بالا استفاده می‌شود. در اینجا از فرکانس $22/5$ کیلوهرتز استفاده شده است.

مدار همزمانسازی:

با توجه به اینکه در حالتی از عملکرد پالس فرکانس پایین صفر اما پالس فرکانس بالا هنوز دوره خود را طی نکرده در این صورت سوئیچ سخت خاموش می‌شود. این امر تلفات روی سوئیچ‌ها را افزایش داده لذا برای جلوگیری از این امر از یک مدار منطقی برای همزمانسازی زمان روشن و خاموش شدن پالس‌های فرکانس بالا و فرکانس پایین استفاده می‌شود.

۴- نتایج شبیه سازی و

ساخت

۴-۱- مقدمه:

در این بخش به معرفی مدار پیاده سازی شده و توضیح بخش‌های مختلف آن می‌پردازیم. علاوه بر این نتایج شبیه سازی روش‌های کنترلی کنترل ولتاژ اتصال DC و روش کنترل فرکانس متغییر با PWM ارائه و بحث شده‌اند. در ادامه نیز برای ایجاد امکان مقایسه راحت‌تر نتایج شبیه سازی و ساخت روش پیشنهادی همراه با هم ارائه شده است. همچنین روش‌های کنترلی مختلف با یکدیگر مقایسه شده‌اند.

لازم به ذکر است با توجه به اینکه گرمکن القایی (اجاق القایی، دستگاه استریل) در شرایط عملکرد واقعی امکان دارد در توان‌های کمتر از توان نامی کار کند یا توسط کاربر به طور ناگهانی بی‌بار شود لذا در شبیه سازی روش‌های کنترلی، این امر لحاظ شده است.

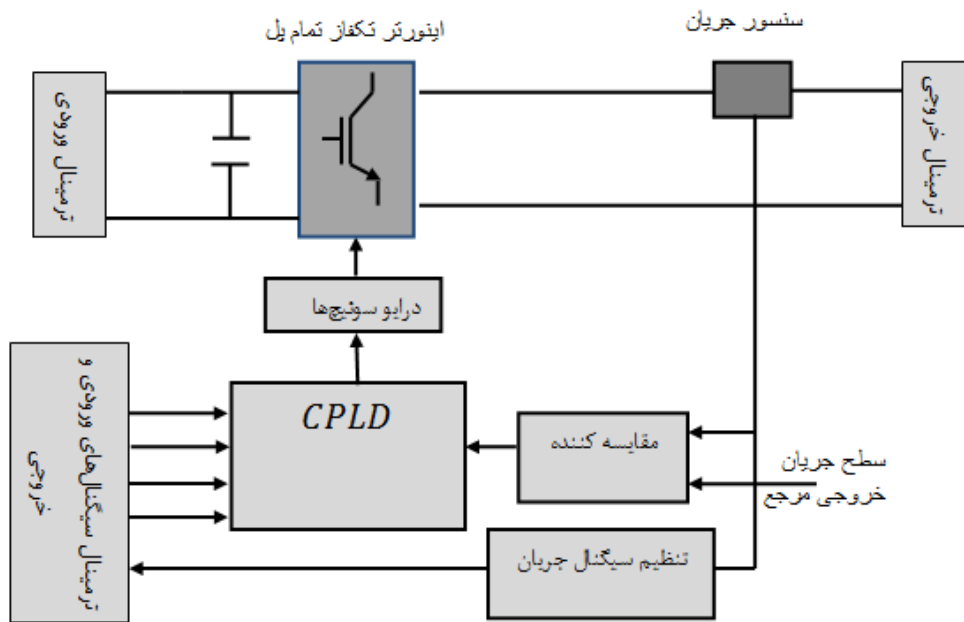
۴-۲- پیاده سازی:

شکل ۴-۱ دیاگرام بلوکی پیاده سازی شده برای اینورتر تکفاز تمام پل مورد مطالعه در این کار را نشان می‌دهد. اینورتر مورد نظر توسط شرکت نیکان توان پژوهان ساخته شده است. همانطور که در شکل ۴-۱ مشاهده می‌شود اینورتر مورد نظر دارای بخش‌های مختلف است که هر بخش را به اختصار توضیح می‌دهیم. همچنین شکل ۴-۲ تصویر سیستم پیاده سازی شده را به صورت واقعی نشان می‌دهد.

اینورتر تکفاز تمام پل:

این اینورتر از چهار $IGBT$ با دیود موازی معکوس مدل $IXDH 20N120 D1$ ساخته شده است. که مشخصات این سوئیچ‌ها در ضمیمه ج آورده شده است.

شکل ۴-۲ این $IGBT$ را به همراه مدار درایو آن نشان می‌دهد. برای فرمان سوئیچ‌ها از درایو $IR2310$ استفاده شده است.



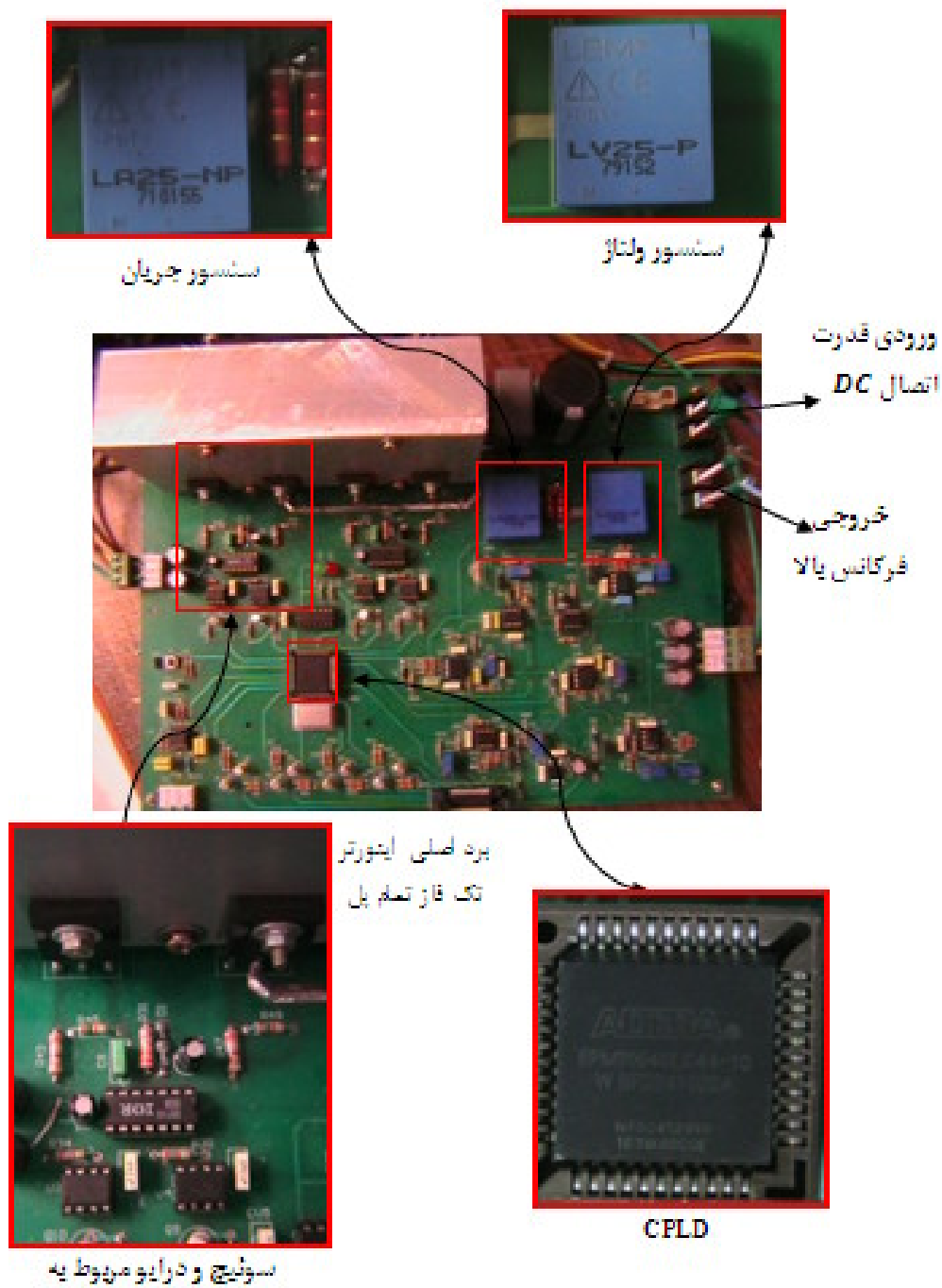
شکل ۴-۱- دیاگرام بلوکی اینورتر پیاده سازی شده

اجزاء در شکل ۴-۱ به صورت زیر می‌باشند:

ترمینال ورودی:

این ترمینال برای اتصال تغذیه قدرت استفاده می‌شود. لازم به ذکر است با توجه به نوع کنترل اینورتر می‌توان از یکسوساز کنترل نشده استفاده نمود. در این کار برای حفاظت بیشتر از منبع تغذیه سوئیچینگ با قابلیت جریان‌دهی محدود استفاده شده است.

از ویژگی‌های سوئیچ مورد نظر در این کار این است که در دمای ۹۰ درجه سانتیگراد توانایی عبور ۲۵ آمپر جریان را دارد. دارای دیود موازی معکوس برای عبور جریان در جهت عکس بوده و همانطور که در برگه مشخصات ذکر شده از سوئیچ‌های با کاربرد تشدید می‌باشد.



شکل ۴-۲- تصویر برد اصلی به همراه بخش‌های مختلف آن

سنسور جریان:

سنسور جریان مدل LA 25-NP می‌باشد که رنج اندازه‌گیری آن ۰ تا ۲۵ آمپر بوده و دارای باند فرکانسی بین صفر تا ۱۵۰ کیلوهرتز می‌باشد. این سنسور کاملاً توانایی پوشش مبدل را در فرکانس‌های کاری مختلف و جریان ۲۰ درصد بالاتر از نامی را می‌دهد.

: *CPLD*

این مدار منطقی برنامه پذیر دارای پالس ساعت ۱۰ مگا هرتز بوده و وظیفه حفاظت سوئیچ‌ها در برابر اتصال کوتاه و جریان غیر مجاز را دارد. علاوه بر این وظیفه ایجاد *Dead Time* بین سوئیچ‌های هر پایه‌ی اینورتر را بر عهده دارد.

مقایسه کننده:

این بخش تنها مقدار بین جریان مجاز در نظر گرفته شده برای خروجی اینورتر و جریان خروجی اینورتر را مقایسه می‌کند که در صورت بیشتر شدن جریان خروجی از حد مرجع یک پالس به *CPLD* برای قطع پالس سوئیچ‌ها ارسال می‌کند.

ترمینال سیگنال‌های ورودی و خروجی:

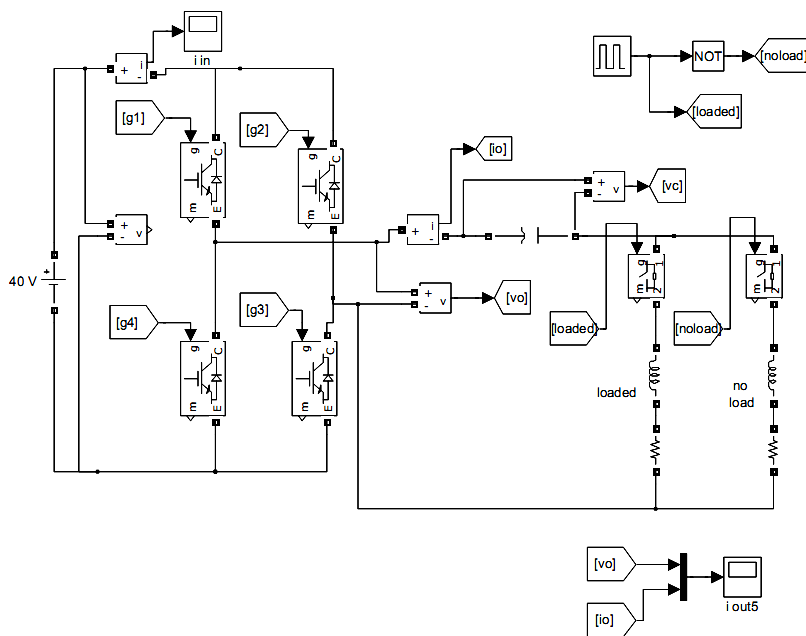
این ترمینال رابط بین مدار کنترل و برد قدرت می‌باشد. اتصال زمین‌ها در این ترمینال از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است.

تنظیم سیگنال جریان:

با توجه به اینکه مدار کنترل خروجی امکان دارد میکروکنترلر باشد نیاز است سیگنال جریان به صورت کالیبره برای اتصال به میکرو تبدیل شود. این بخش از مدار با دادن عرض از مبدا و تقویت سیگنال جریان را به صورت استاندارد اتصال به میکروهای مختلف تبدیل می‌کند.

۴-۳- نتایج شبیه سازی :

در این بخش با توجه به پارامترهای مدار پیاده سازی شده (جدول ۴-۱) روش‌های کنترلی بحث شده در بخش ۲-۹ فصل ۲ و همچنین روش کنترلی پیشنهادی توسط نرم افزار *Matlab/Simulink* تحلیل شده است. لازم به ذکر است با توجه به اینکه روش پیشنهادی در ذات یک روش مودلاسیون پهنای پالس می‌باشد و دارای ویژگی‌های آن است لذا از بررسی روش *PDM* صرف نظر شده است. با توجه به اینکه مدار قدرت پیاده سازی شده برای سیستم‌های کنترلی مختلف یکسان است تنها سیستم کنترلی مورد بررسی تشریح شده است. شکل ۴-۳ مدار قدرت شبیه سازی شده را نشان می‌دهد که پارامترهای آن با توجه به مدل پیاده سازی شده مقدار دهی شده‌اند.



شکل ۴-۳- مدار قدرت اینورتر بار تشدید سری مورد استفاده در شبیه سازی

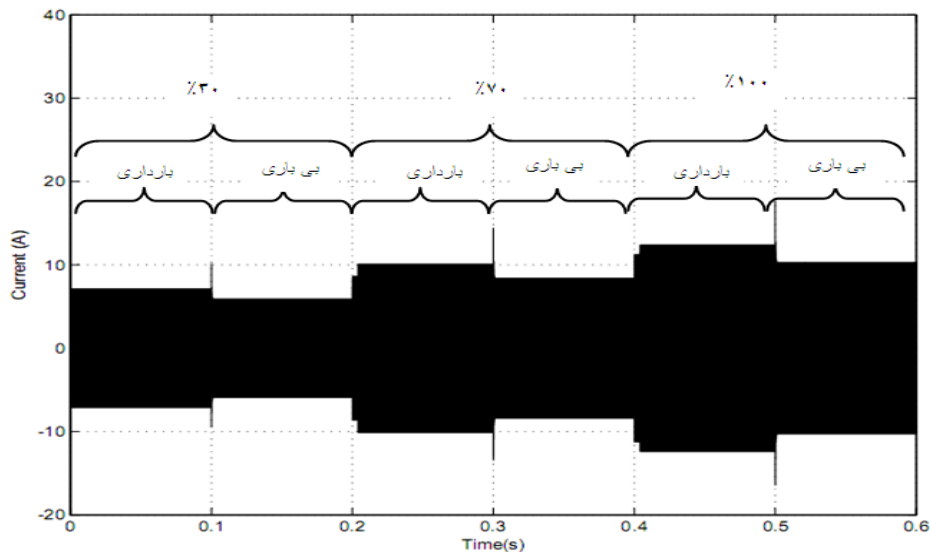
جدول ۴-۱- مشخصات سیستم مورد مطالعه

مقدار	سیستم مورد مطالعه
۴۰ ولت	ولتاژ اتصال DC
۲۲/۵ کیلو هرتز	فرکانس ثابت
۰/۳ اهم	مقاومت سوئیچ در حالت روشن
۳/۳ اهم و ۷۳/۳ میکرو هانری	مشخصات ظرف ۱
۲/۳ اهم و ۸۵ میکرو هانری	مشخصات ظرف ۲

۴-۳-۱- شبیه سازی روش کنترل ولتاژ اتصال DC:

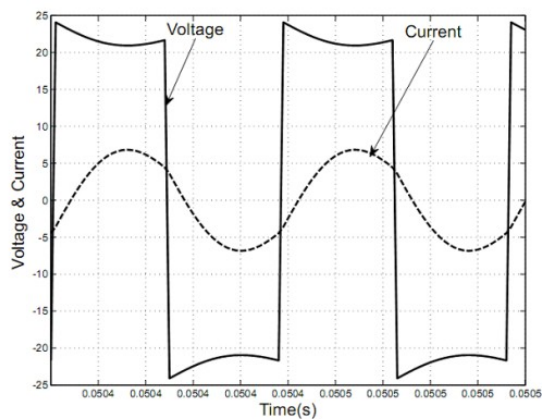
شکل موج جریان مدار تشدید به ازای توان‌های مختلف و عملکرد در شرایط باظرف و بی‌ظرف در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. شکل ۴-۵ نیز شکل موج جریان و ولتاژ را برای شرایط کاری مختلف نشان می‌دهد. با توجه به شکل ۴-۵ (الف، ج، ه) در حالت باظرف سیستم، در هر توانی شکل موج جریان و ولتاژ هم‌فاز بوده و تلفات سوئیچینگ کم می‌باشد. همچنین در شکل ۴-۵ (ب، د، و) اختلاف فاز زیادی بین

ولتاژ و جریان مشاهده می‌شود که با توجه به مشخصه بار القایی در حالت بی‌ظرف (شکل ۳-۵) فرکانس تشدید کاهش یافته و بالا رفتن نسبت فرکانس سوئیچینگ به فرکانس تشدید این امر را ناشی می‌شود.

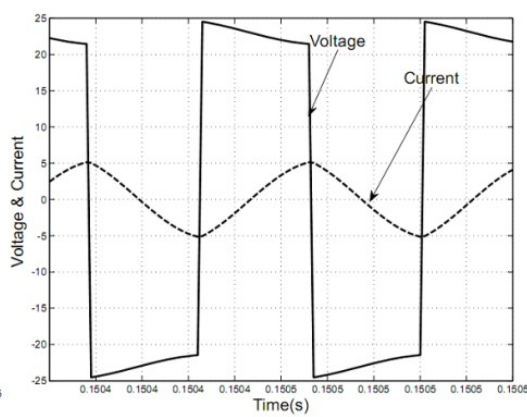


شکل ۴-۴- شکل موج جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال **DC** برای ۳۰، ۶۰ و ۱۰۰ درصد توان مرجع در حالت با ظرف و بی ظرف

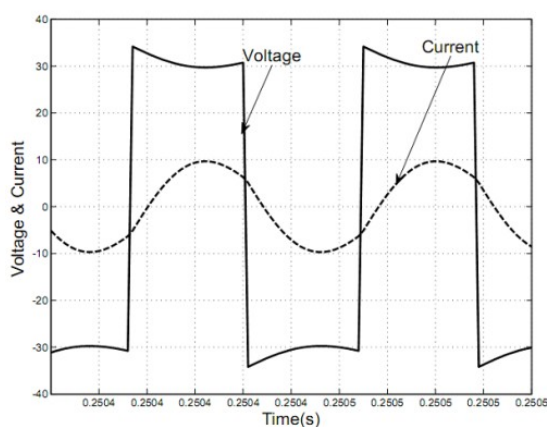
شکل ۴-۶ ولتاژ و جریان یکی از سوئیچ‌ها را در شرایط کاری با ظرف و بی ظرف نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۴-۶ مشاهده می‌شود در لحظه روشن شدن سوئیچ جریان دیود موازی معکوس منفی بوده لذا یک ولتاژ حدود (۱-) ولت روی سوئیچ وجود دارد که نسبت به ولتاژ سوئیچ قابل نظر می‌باشد از این رو به دلیل عملکرد بالای فرکانس تشدید چه در بارداری چه در حالت بی ظرف شرایط **ZVS** در روشن شدن سوئیچ برقرار است.



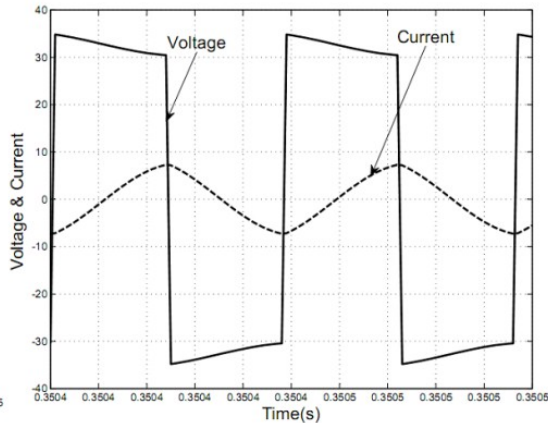
(الف)



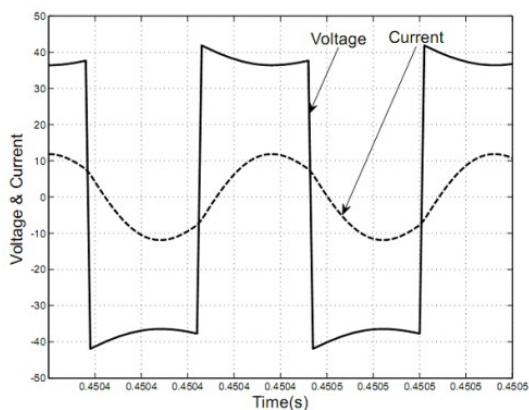
(ب)



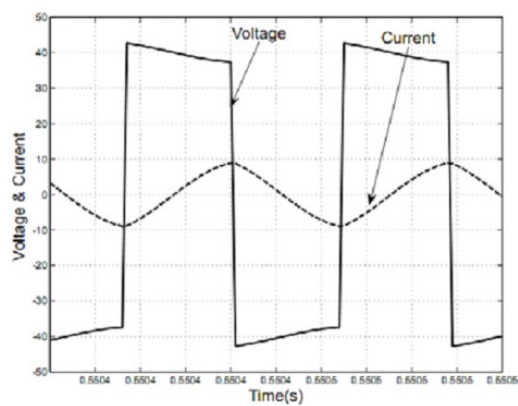
(ج)



(د)



(هـ)

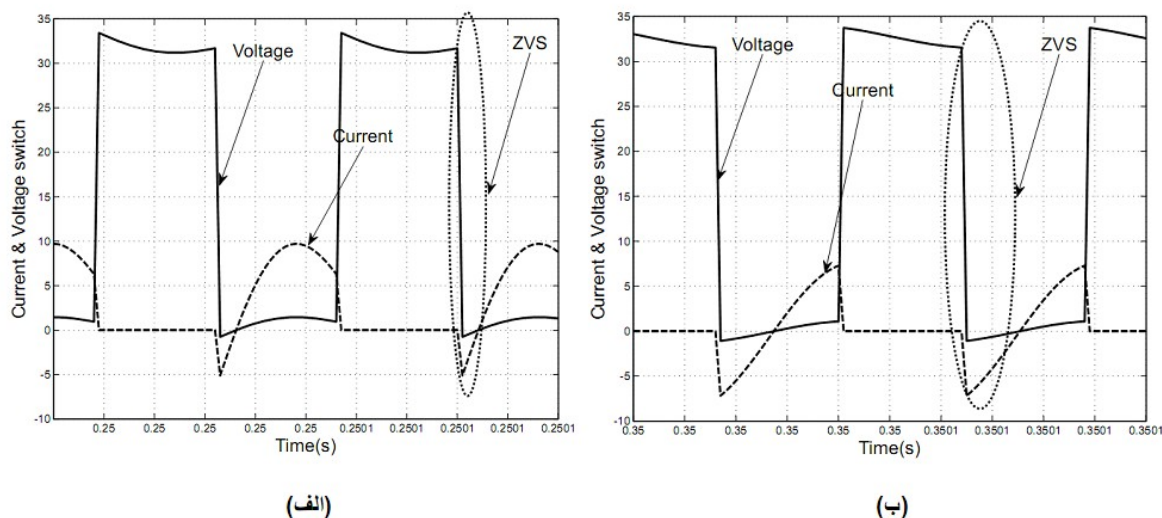


(و)

شکل ۴-۵- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال **DC**- الف- شرایط باظرف و ۳۰ درصد توان مرجع

ب- شرایط بی ظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ج- شرایط باظرف و ۶۰ درصد توان مرجع د- شرایط بی ظرف و ۶۰ درصد

توان مرجع ه- شرایط باظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع و- شرایط بی ظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع



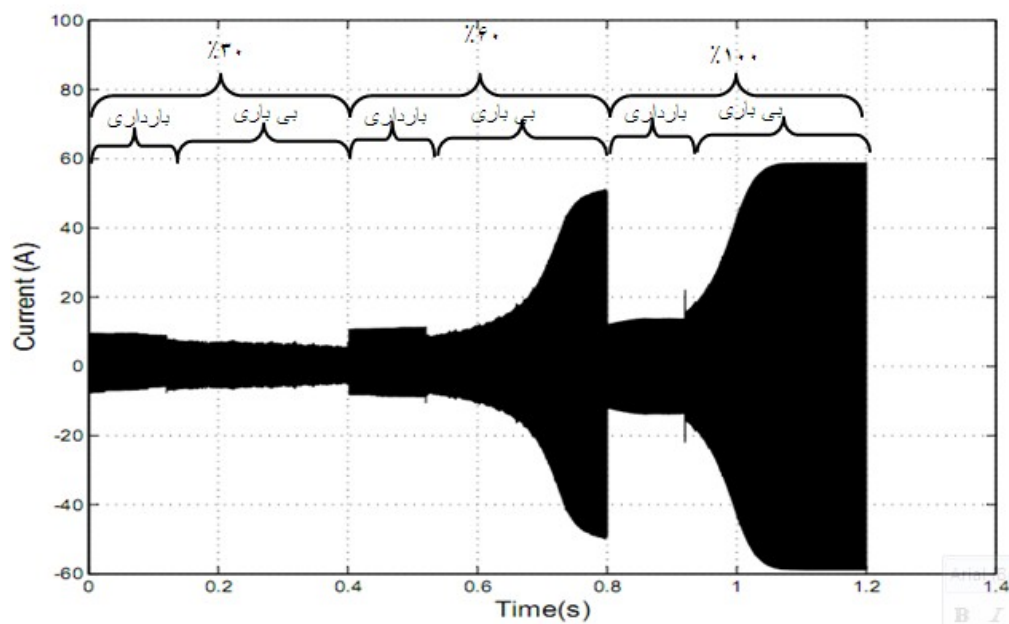
شکل ۴-۶- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ الف) شرایط با ظرف ب- شرایط بی ظرف

۴-۳-۲- شبیه سازی روش کنترلی دنبال کردن فرکانس تشدید (RFT) بامدولاسیون

پهنای پالس (PWM):

در اینجا عملکرد روش کنترلی $RFT&PWM$ بر روی یک گرمکن القایی در توان‌های کمتر از توان نامی و توان نامی و در شرایط با ظرف و بی ظرف بررسی شده است. شکل ۴-۷ شکل موج جریان خروجی اینورتر را به ازای توان‌های مختلف در شرایط با ظرف و بی ظرف نشان می‌دهد. با توجه به اینکه در این روش فرکانس تشدید دنبال می‌شود در شرایط بی ظرف با برابر شدن فرکانس سوئیچینگ با فرکانس تشدید جریان افزایش شدیدی می‌یابد. افزایش شدید جریان می‌تواند علاوه بر سوئیچ‌ها باعث آسیب دیدن اجزاء مدار تشدید شود. شکل ۴-۸ شکل موج جریان و ولتاژ خروجی اینورتر را در شرایط کاری مختلف نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۴-۸ (الف و ج) مشاهده می‌شود در شرایط کاری کمتر از توان نامی به دلیل نامتقارنی پهنای پالس اعمالی به سوئیچ‌ها شکل موج جریان اعوجاجی می‌باشد. اما در بار کامل همانطور که از شکل ۴-۸ (ه) مشاهده می‌شود جریان کاملاً سینوسی شده است. شکل ۴-۸ (ب) شکل موج ولتاژ و جریان را در شرایط بی ظرف و به ازای توان ۳۰ درصد مرجع نشان می‌دهد. از دقت در بازه بی ظرف در

شکل ۴-۷ نیز مشاهده می‌شود که جریان در حال میرا شدن است این امر به دلیل ناتوانی سیستم کنترل برای دنبال کردن فرکانس تشدید در حالت بی ظرف و برای توان‌های مرجع پایین تر از ۴۰ درصد است. شکل‌های ۴-۸ (د، و) به ترتیب شکل موج جریان و ولتاژ را برای حالت بی ظرف برای توان در خواستی ۶۰ درصد و ۱۰۰ درصد نشان می‌دهند. با توجه به مشخصه بار القایی مطابق شکل‌های ۳-۴ و ۳-۵ از فصل ۳ در حالت بی ظرف اندوکتانس مدار افزایش یافته به دنبال آن فرکانس تشدید کاهش یافته و مقاومت AC کوپل نیز به ازای فرکانس تشدید جدید کاهش می‌یابد. به دلیل مقاومت AC کم دیده شده در فرکانس تشدید از طرف مدار تشدید در حالت بی ظرف دامنه جریان به شدت افزایش می‌یابد. این امر نامناسب بودن عملکرد حالت بی ظرف و توان‌های بالاتر از ۴۰ درصد را نشان می‌دهد



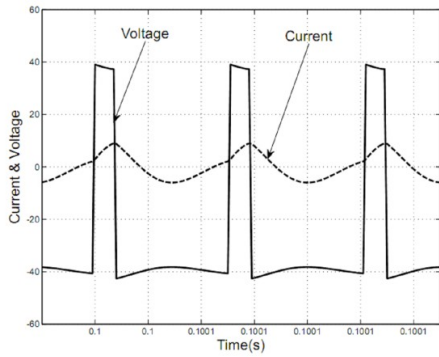
شکل ۴-۷- شکل موج جریان مدار تشدید با کنترل ولتاژ اتصال DC برای ۳۰، ۶۰ و ۱۰۰ درصد توان مرجع در حالت با

ظرف و بی ظرف

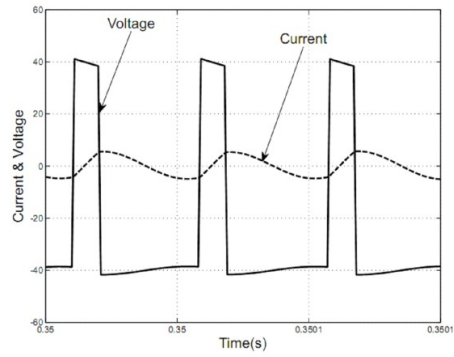
شکل ۹-۴ ولتاژ و جریان دو سوئیچ غیرکنترلی (در اینجا سوئیچ‌های ۳ و ۲) را در حالت با ظرف و بی ظرف نشان می‌دهد. با توجه به کارکرد مدار چه در حالت با ظرف و چه بی ظرف که در اندکی بالاتر از فرکانس تشدید است شرایط برای سوئیچینگ ولتاژ صفر مهیا است اما از آنجا که در حالت با ظرف ولتاژ روی سوئیچ در هنگام روشن شدن ۲۵ درصد ولتاژ اتصال DC است عمل سوئیچینگ تلفات زیادی را به دنبال خواهد داشت. این امر به دلیل نامتقارنی شدید پالس اعمالی اتفاق می‌افتد. این امر در در حالت بی ظرف شدید تر است. علاوه بر این سوئیچ‌های غیر کنترلی تلفات خاموش شدن را هم دارا می‌باشند. شکل ۴-۱۰ شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ‌های کنترل پهنای پالس (در اینجا سوئیچ‌های ۱ و ۴) را در حالت با ظرف و بی ظرف نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۴-۱۰ مشاهده می‌شود سوئیچ‌های غیر کنترلی چه در حالت با ظرف (شکل ۴-۱۰ الف) و چه در حالت بی ظرف (شکل ۴-۱۰ ب) دارای شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر هستند. هرچند این سوئیچ‌ها نیز دارای تلفات خاموش شدن می‌باشند.

۴-۱- نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی روش پیشنهادی :

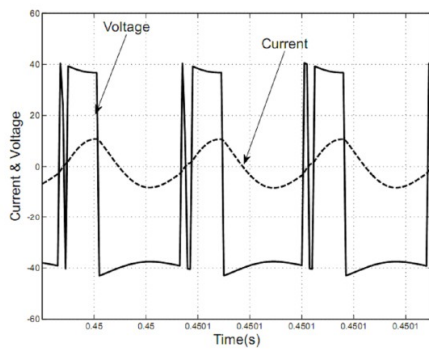
مدار شبیه سازی این روش در ضمیمه ب آورده شده است. در اینجا عملکرد سیستم به ازای توان‌های مختلف کاری در شرایط با ظرف و بی ظرف برای حالت شبیه سازی و پیاده سازی شده بررسی شده است. علاوه بر این شرایط سوئیچینگ برای سوئیچ‌ها در این شرایط بررسی شده است.



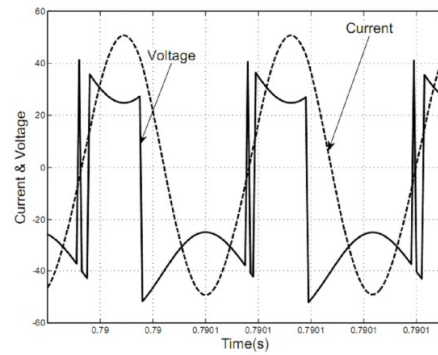
(الف)



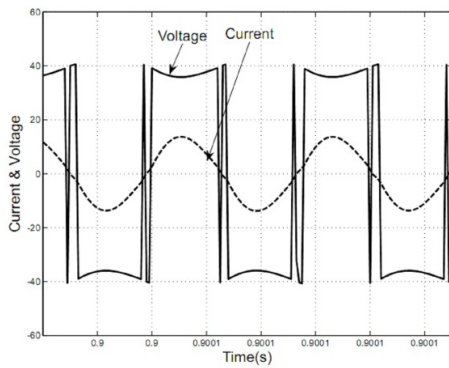
(ب)



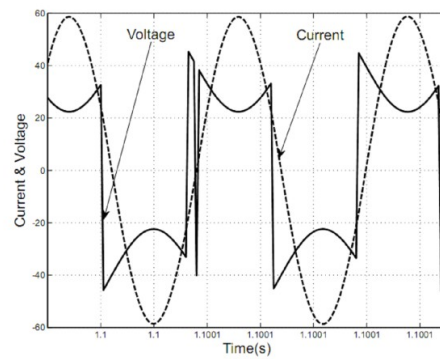
(ج)



(د)



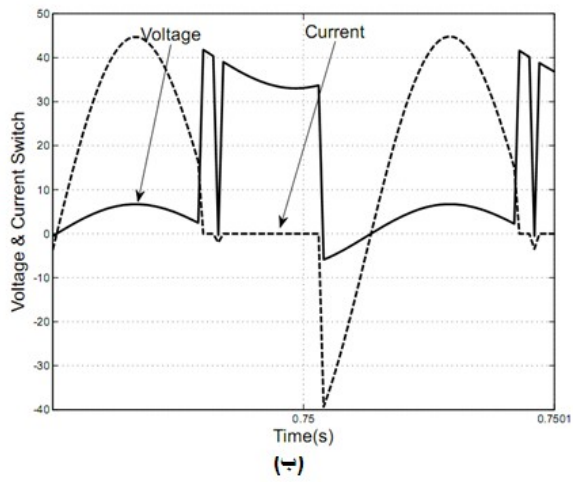
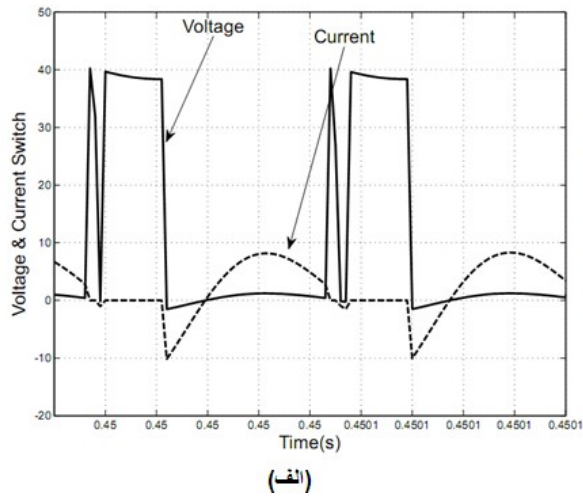
(ه)



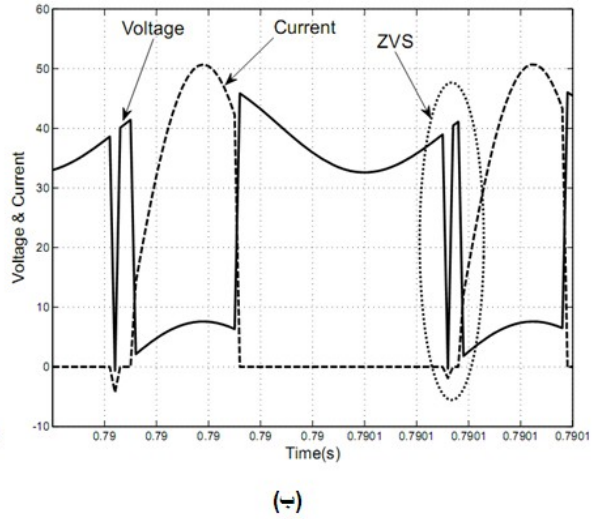
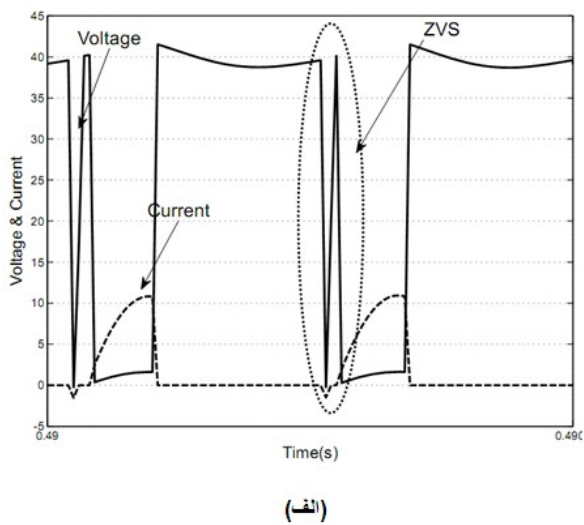
(و)

شکل ۴-۸- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید با دنبال کردن فرکانس تشدید و مدولاسیون پهنای پالس الف-شرایط باظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ب-شرایط بی ظرف و ۳۰ درصد توان مرجع ج-شرایط باظرف و ۶۰ درصد توان مرجع د-شرایط بی ظرف و ۶۰ درصد توان مرجع ه-شرایط باظرف و ۱۰۰ درصد توان مرجع و-شرایط بی ظرف و ۱۰۰ درصد توان

مرجع



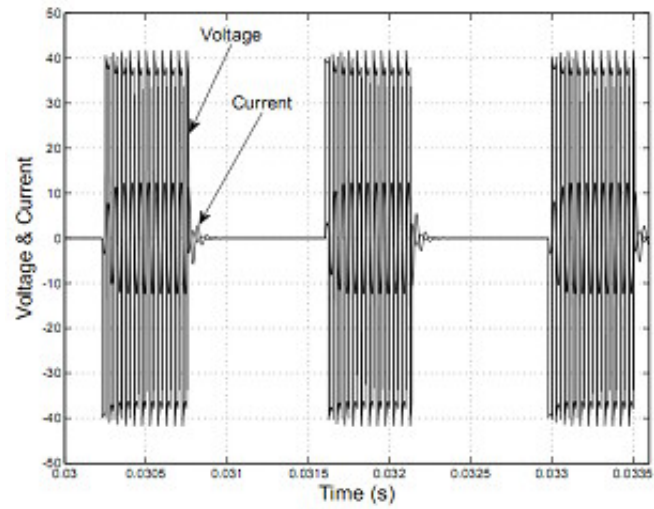
شکل ۴-۹- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ‌های غیر کنترلی (سوئیچ ۲ و ۳) در روش کنترلی $PWM&RFT$ (الف) شرایط با طرف ب- شرایط بی طرف



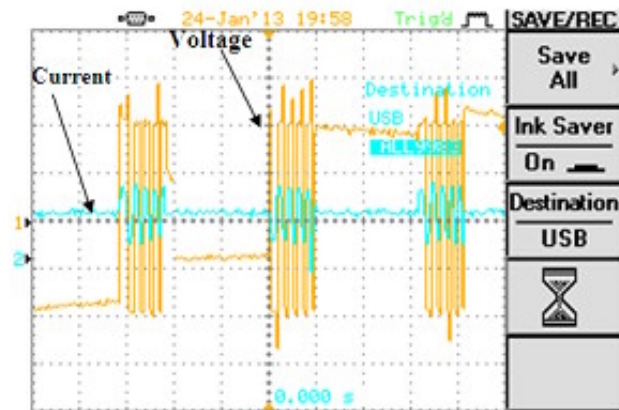
شکل ۴-۱۰- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ‌های کنترلی (سوئیچ ۱ و ۴) در روش کنترلی $PWM&RFT$ (الف) شرایط با طرف ب- شرایط بی طرف

شکل ۱۱-۴ (الف) نتیجه شبیه سازی جریان و ولتاژ خروجی اینورتر را در توان ۳۰ درصد مرجع و باظرف نشان می‌دهد. همچنین شکل ۱۱-۴ (ب) نتیجه ساخت ولتاژ و جریان مدار تشدید را در توان ۳۰ درصد نشان می‌دهد. لازم به ذکر است در نتایج ساخت برای مشاهده همزمان ولتاژ و جریان ولتاژ بانسبت ۰/۱ نشان داده شده است. همچنین در حالت مشاهده اسیلوسکوپ برای زمان طولانی قسمت پالس با کیفیت نشان داده نشده است. شکل ۱۲-۴ شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید را با بزرگنمایی برای توان ۳۰ درصد نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۱۱-۴ مشاهده می‌شود برای ظرف مورد نظر اختلاف زیادی بین جریان و ولتاژ وجود ندارد همچنین شرایط سوئیچینگ ZVS وجود دارد. شکل‌های ۱۳-۴ و ۱۴-۴ به ترتیب نتایج حاصل از شبیه سازی و پیاده سازی را برای عملکرد باظرف در توان مرجع ۶۰ درصد و ۱۰۰ درصد نشان می‌دهند. بزرگنمایی شکل ۱۳-۴ و ۱۴-۴ کاملاً مشابه شکل ۱۱-۴ است.

شکل ۱۵-۴ شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید را در حالت بی ظرف نشان می‌دهد که جریان تقریباً به صورت مثلثی در آمده است. با برداشتن ظرف از روی کوئل مطابق شکل ۴-۳ و ۵-۳ فصل ۳ اندوکتانس مدار افزایش یافته و به دنبال آن فرکانس تشدید مدار کاهش می‌یابد. با توجه به ثابت بودن فرکانس سوئیچینگ نسبت فرکانس سوئیچینگ به فرکانس تشدید افزایش یافته و نقطه کار مدار به شدت جا به جا می‌شود. عملکرد خیلی بالاتر از فرکانس تشدید سبب خطی شارژ شدن خازن و مثلثی شدن جریان می‌شود. همچنین در این شرایط عملکردی توان کمی به بار انتقال می‌یابد و بازده سیستم پایین است.

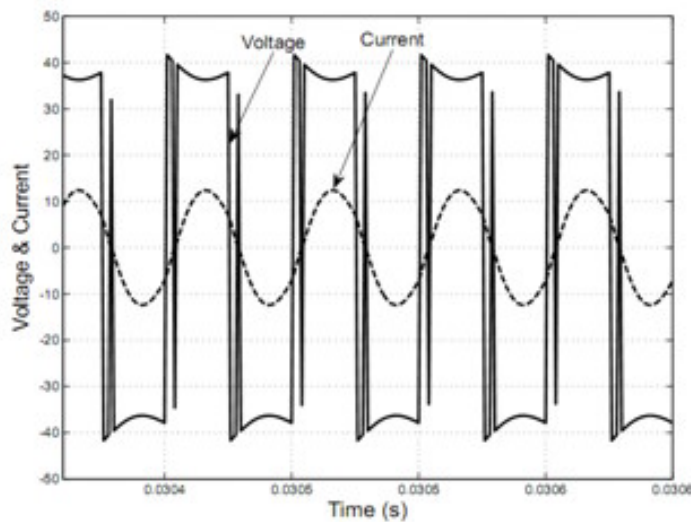


(الف)

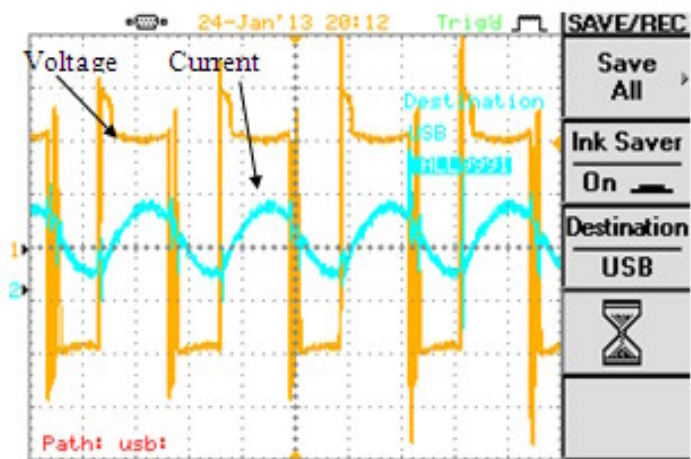


(ب)

شکل ۴-۱۱- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۳۰ درصد (الف) نتیجه شبیه‌سازی (ب) نتیجه ساخت



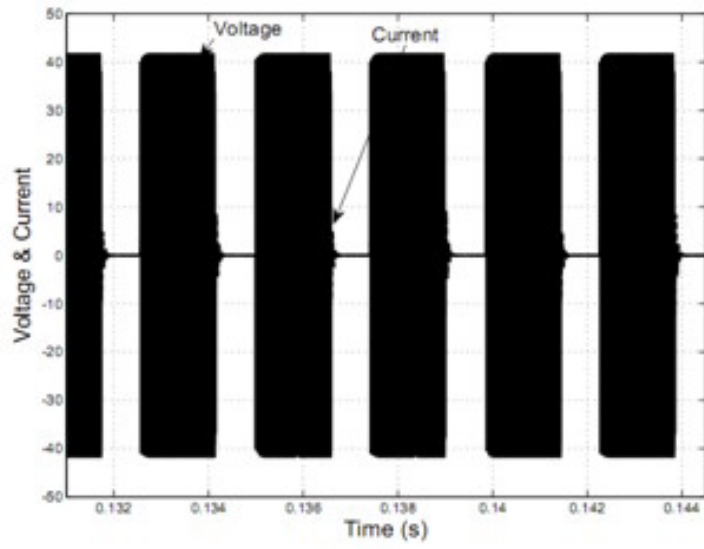
(الف)



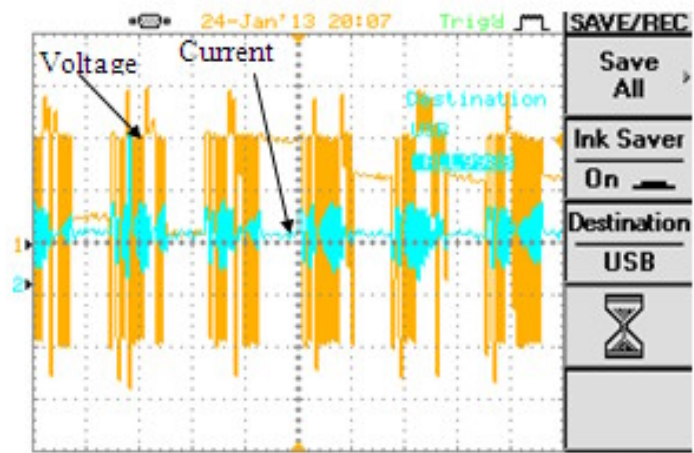
(ب)

شکل ۴-۱۲- بزرگنمایی شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۳۰ درصد الف-بزرگنمایی نتیجه شبیه

سازی ب- بزرگنمایی نتیجه ساخت



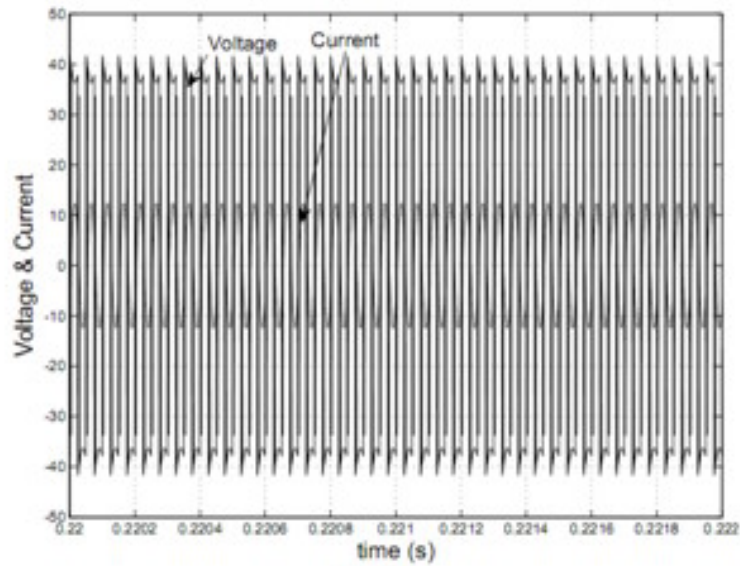
(الف)



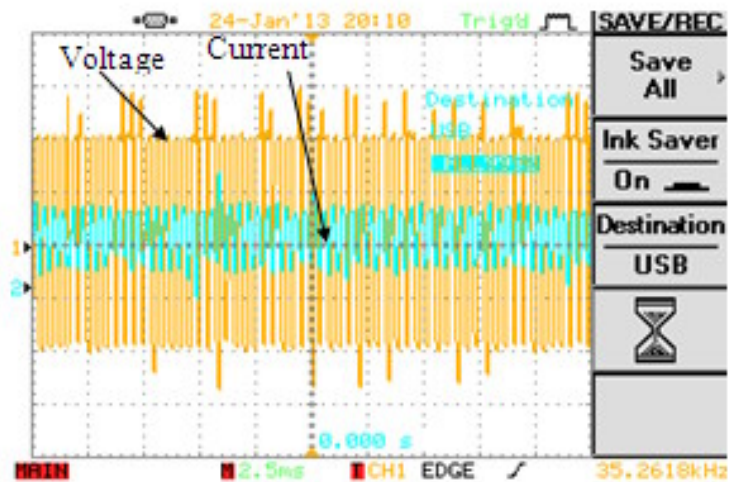
(ب)

شکل ۴-۱۳- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۶۰ درصد (الف) نتیجه شبیه سازی (ب) نتیجه

ساخت



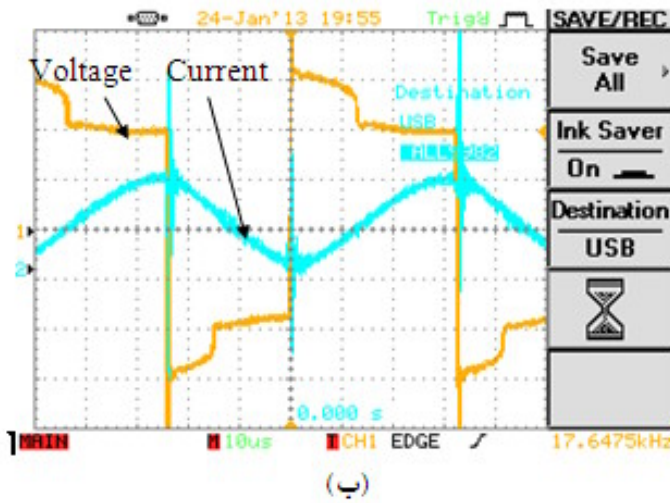
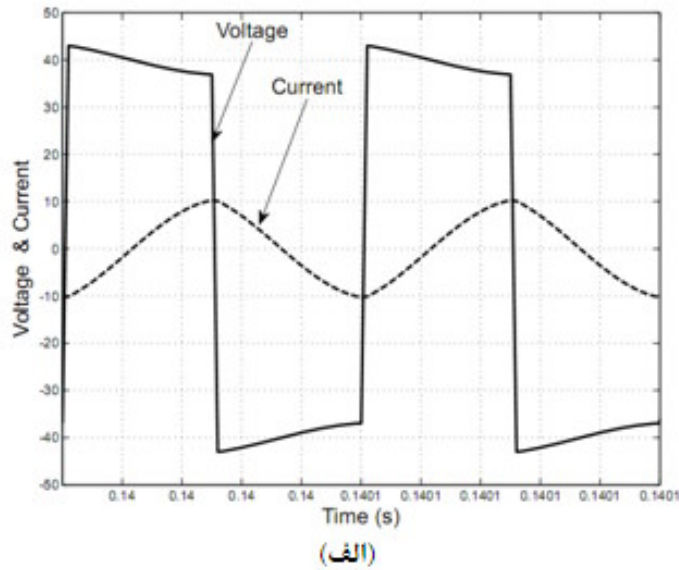
(الف)



(ب)

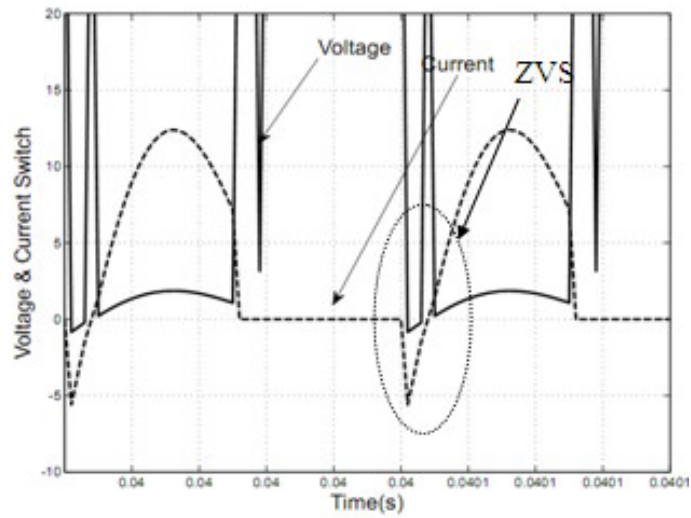
شکل ۴-۱۴- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید به ازای توان مرجع ۱۰۰ درصد الف) نتیجه شبیه‌سازی ب) نتیجه

ساخت

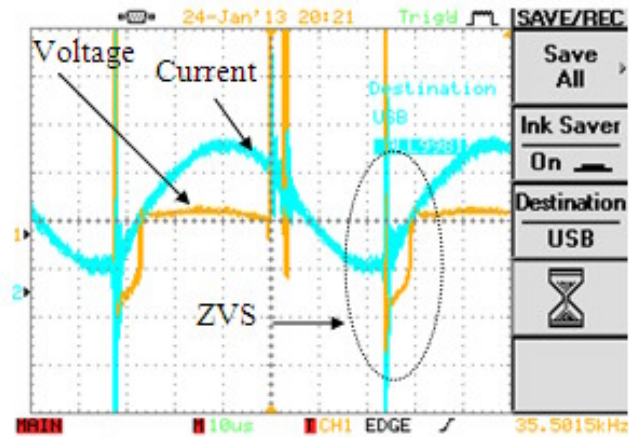


شکل ۴-۱۵- شکل موج ولتاژ و جریان مدار تشدید در حالت بی ظرف الف) نتیجه شبیه سازی ب) نتیجه ساخت

شکل ۴-۱۶- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ در حالت با ظرف را نشان می دهد. همانطور که از این شکل مشاهده می گردد در هنگام روشن شدن سوئیچ شرایط ZVS وجود دارد چرا که جریان دارای مقدار کوچک اما منفی است که این امر نشان از هدایت دیود دارد، لذا یک ولتاژ حدود (۰-۱) ولت در دو سر سوئیچ وجود دارد که در هنگام روشن شدن سوئیچ می توان از آن صرف نظر کرد.

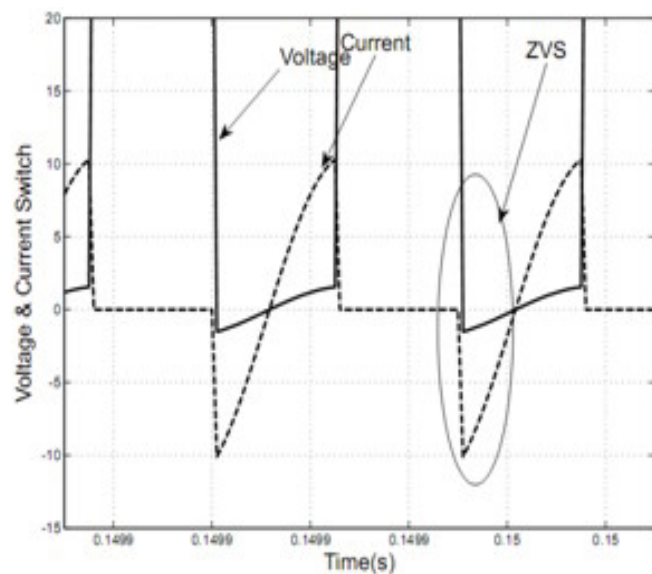


(الف)

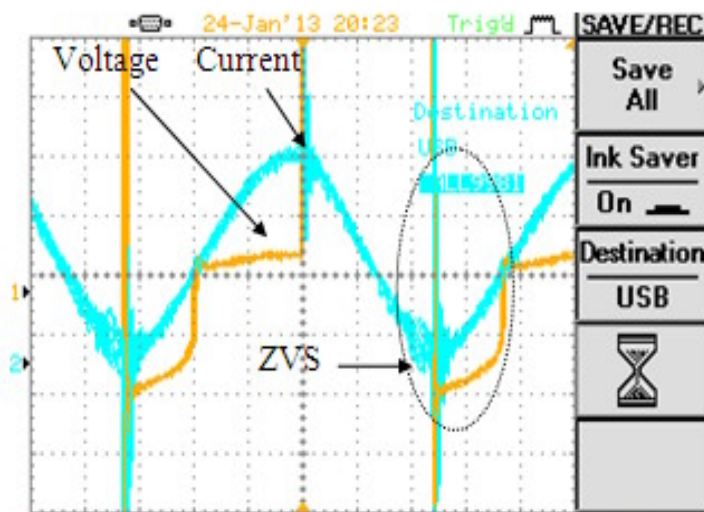


(ب)

شکل ۴-۱۶- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ در حالت باظرف الف) نتیجه شبیه‌سازی ب) نتیجه بزگنمایی شده ساخت شکل ۴-۱۷ ولتاژ و جریان سوئیچ را در شرایط بی ظرف نشان می‌دهد. همانطور که از این شکل مشاهده می‌شود در این شرایط نیز *ZVS* برقرار است. هر چند در این شرایط سوئیچ تقریباً در پیک جریان خاموش می‌شود اما به دلیل عملکرد خیلی بالاتر از فرکانس تشدید عملاً سیستم توان کمی را طلب کرده و به نسبت تلفات سوئیچ نیز کم است (جدول ۴-۲).



(الف)



(ب)

شکل ۴-۱۷- شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ در حالت بی‌ظرف (الف) نتیجه شبیه سازی (ب) نتیجه ساخت

۴-۲- نتایج حاصل از شبیه سازی روش های کنترلی مختلف:

جدول ۴-۲ توان خروجی و توان تلفاتی اینورتر بار تشدیدی مورد نظر را برای توان های مختلف در حالت با ظرف و بی ظرف برای روش های کنترلی مختلف نشان می دهد. در مورد جدول ۴-۲ لازم به توضیح است که توان تلفاتی مربوط به یکی از سوئیچ هایی که با هم هدایت می کنند آورده شده است.

جدول ۴-۲-۲- توان خروجی و تلفاتی مبدل بار تشدیدی در روش های کنترلی مختلف برای حالت با ظرف و بی ظرف برای

ظرف ۱

بی ظرف		با ظرف			توان مرجع	روش کنترل
توان تلفاتی (W)		توان خروجی (W)	توان تلفاتی (W)		توان خروجی (W)	
سوئیچ ۳و۲	سوئیچ ۴و۱	(W)	سوئیچ ۳و۲	سوئیچ ۴و۱	(W)	
"	۰/۹۲	۵/۹	"	۲	۸۴	%۳۰
"	۱/۲۹	۱۱/۴	"	۴/۲	۱۶۹/۱	%۶۰
"	۲/۷	۱۶/۸	"	۶/۳	۲۵۴	%۱۰۰
-	۰/۳	۹/۲	۳/۶۹	۱/۱	۸۵	%۳۰
-	۱۰۵/۸	۵۶۸/۹	۶/۱۹	۳/۳	۱۷۰/۷	%۶۰
-	۱۶۳	۷۲۸	۶/۸۷	۷/۶	۲۷۲/۵	%۱۰۰
"	۳	۲۲/۷	"	۵/۲	۷۴	%۳۰
"	۴/۱	۲۷/۳	"	۵/۷	۱۷۰	%۶۰
"	۳/۴	۲۵/۵	"	۶	۲۶۱	%۱۰۰

همانطور که از جدول ۴-۲ مشاهده می شود بیشترین بازده برای توان های مرجع کم (%۳۰) مربوط به کنترل اتصال DC می باشد. چرا که کنترل RFT&PWM در این شرایط کاری به دلیل نا متقارنی

جریان تلفات زیادی روی سوئیچ‌های کنترلی خود دارد از سوی دیگر روش کنترل پیشنهادی *PDM* در هر توانی تلفات تقریباً ثابتی روی سوئیچ‌ها دارد که این امر در توان‌های پایین نمود بیشتری می‌یابد این روش با افزایش توان مرجع بازده آن افزایش می‌یابد. بیشترین بازده در توان نامی مربوط به کنترل *RFT* با *PWM* است چرا که با کار کردن در نزدیکی فرکانس تشدید کمترین تلفات و بیشترین انتقال توان را دارد. از سوی دیگر کارکرد بدون ظرف مدار با این روش کنترلی بسیار مخرب بوده و سبب سوختن سوئیچ و حتی اجزاء مدار تشدید می‌شود. برای آنکه تفاوت بین روش‌های کنترلی بهتر نمود پیدا کند نتایج را برای یک ظرف دیگر تکرار می‌کنیم. نتایج در جدول ۴-۳ آورده شده است.

جدول ۴-۳- توان خروجی و تلفاتی مبدل بار تشدید در روش‌های کنترلی مختلف برای حالت با ظرف و بی ظرف برای

ظرف ۲

بی ظرف		با ظرف			توان مرجع	روش کنترل	
توان تلفاتی (<i>W</i>)		توان خروجی (<i>W</i>)	توان تلفاتی (<i>W</i>)				
سوئیچ ۳و۲	سوئیچ ۴و۱		سوئیچ ۳و۲	سوئیچ ۴و۱	توان خروجی (<i>W</i>)		
"	۰/۹۲	۵/۹	"	۱/۶	۴۹/۳	%۳۰	کنترل ولتاژ اتصال <i>DC</i>
"	۱/۲۹	۱۱/۴	"	۳/۷	۱۰۵/۶	%۶۰	
"	۲/۷	۱۶/۸	"	۵/۲	۱۵۵	%۱۰۰	
-	۰/۳	۹/۲	۶	۳	۱۴۱	%۳۰	کنترل <i>RFT&PWM</i>
-	۱۰۵/۸	۵۶۸/۹	۱۰	۷/۱	۲۷۹	%۶۰	
-	۱۶۳	۷۲۸	۱۲	۹/۱	۴۰۳	%۱۰۰	
"	۳	۲۲/۷	"	۲/۴	۶۵	%۳۰	روش پیشنهادی &
"	۴/۱	۲۷/۳	"	۳/۴	۱۴۰	%۶۰	
"	۳/۴	۲۵/۵	"	۴	۲۱۰	%۱۰۰	

همانطور که از جدول ۳-۴ مشاهده می‌شود به ازای ظرف ۲ (مقاومت کمتر و اندوکتانس بیشتر نسبت به ظرف قبلی) دو روش فرکانس ثابت کنترل ولتاژ اتصال DC و روش پیشنهادی PDM دارای کاهش انتقال توان و به دنبال آن کاهش بازدهی هستند. اما روش کنترلی $RFT\&PWM$ در قبال ظرف ۲ توان بیشتری را نسبت به ظرف ۱ انتقال می‌دهد که با توجه به توان نامی مبدل می‌تواند مخرب باشد. به عنوان نتیجه از مقایسه دو جدول ۲-۴ و ۳-۴ می‌توان گفت:

- در کنترل اجاق القایی با بار متغییر روش‌های فرکانس ثابت وابسته به بار حداکثر توان انتقالی‌شان متغییر است. در عوض کنترل و پیاده سازی آنها ساده‌تر است.
- روش‌های فرکانس متغییر RFT هر چند مستقل از بار می‌توانند توان نامی مبدل را به بار انتقال دهند اما نیاز به کنترل هوشمند دارند. برای توان‌های پایین این امر هزینه‌ها را افزایش می‌دهد.

۳-۴ - مقایسه نتایج شبیه سازی و ساخت:

لازم به ذکر است توان ورودی از منبع تغذیه سوئیچینگ تامین شده و قابل خواندن می‌باشد همچنین توان خروجی از حاصلضرب مقدار موثر جریان خروجی و ولتاژ خروجی اینورتر از روی اسیلوسکوپ مطابق رابطه (۱-۴) محاسبه گردیده است.

$$P = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} (k I_{1rms}) \cos \varphi \quad (1-4)$$

که در رابطه (۱-۴) V_{DC} ولتاژ اتصال DC ، k نسبت تبدیل سنسور جریان، I_{1rms} مولفه اصلی جریان خروجی و $\cos \varphi$ اختلاف فاز ولتاژ و جریان است که برای هر یک از بارهای مشخص یک بار محاسبه شده است.

با توجه به اینکه امیدانس مدار تشدید برای هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از فرکانس سوئیچینگ بسیار افزایش می‌یابد لذا رابطه (۴-۱) رابطه قابل اعتمادی برای محاسبه تقریبی توان خروجی می‌باشد.

جدول ۴-۴ توان ورودی و خروجی سیستم را به ازای توان‌های مرجع مختلف نشان می‌دهد. لازم به ذکر است به دلیل ناتوانی در محاسبه توان خروجی در توان‌های مرجع کمتر از توان نامی تنها توان ورودی در جدول ۱ آورده شده است. در حالت بی ظرف نیز به دلیل اختلاف فاز تقریباً ۹۰ درجه‌ای (شکل ۴-۱۴) می‌توان گفت تقریباً توان اکتیو خروجی صفر است.

جدول ۴-۴- توان ورودی و خروجی اندازه گیری شده برای توان‌های مرجع متفاوت

توان مرجع		ظرف ۱				ظرف ۲				
		با ظرف		بی ظرف		با ظرف		بی ظرف		
توان ورودی (W)	توان خروجی (W)	توان ورودی (W)	توان خروجی (W)	توان ورودی (W)	توان خروجی (W)	توان ورودی (W)	توان خروجی (W)			
۵۰	-	۲۲	-	۴۰	-	۲۲	-	۲۲	-	۳۰٪
۱۴۰	-	۲۲	-	۱۱۰	-	۲۲	-	۲۲	-	۶۰٪
۲۳۰	۲۰۰	۲۲	-	۱۸۵	-	۲۲	۱۵۰	۲۲	-	۱۰۰٪

با مقایسه جدول‌های ۲-۴ و ۳-۴ (قسمت روش پیشنهادی در حالت با ظرف) با جدول ۴-۴ متوجه تفاوت تقریباً ثابت بین نتایج شبیه سازی و عمل می‌شویم که علت را می‌توان لحاظ نشدن تغییرات مقاومت حالت روشن بودن سوئیچ‌ها با توجه به برگه اطلاعات سوئیچ و لحاظ نشدن مقاومت سیم‌های ارتباطی در حالت شبیه سازی دانست.

لازم به ذکر است در شرایط استفاده از ظرف‌های با ضخامت کم Q مدار تشدید افزایش یافته لذا جریان مدار تشدید نوسان بیشتری خواهد داشت. با توجه به اینکه در این روش کنترلی مقدار موثر جریان مدار تشدید فیدبک داده می‌شود لذا جریان نمونه برداری شده بیشتر از مقدار واقعی بوده در نتیجه توان خروجی کمتر از مقدار مرجع می‌باشد.

۵- نتیجه گیری و

پیشنهادات

۵-۱- نتیجه:

- در این پروژه یک اینورتر تکفاز تمام پل بار تشدید سری طراحی و پیاده سازی شد.
- آنچه در ساخت مبدل‌های فرکانس بالا باید بسیار به آن توجه کرد تلفات سوئیچ در شرایط سوئیچینگ است. در اینجا از تکنیک بار تشدید برای کاهش تلفات سوئیچ استفاده شده است.
- در این گزارش اجزاء مدار تشدید (کویل و خازن) طراحی و محاسبه شد. نتایج حاصل از محاسبه، شبیه سازی و اندازه‌گیری در طراحی کویل مقایسه شده‌اند. خازن مدار تشدید برای یک بار مشخص بهینه سازی شده است به گونه‌ای که برای یک ظرف با ضخامت ۸ میلیمتر فرکانس ۸ کیلو هرتز و ظرفیت $5/2$ میکروفاراد یافته شد. علاوه بر این برای یک پهنه از تغییرات ضخامت ظرف (۲ تا ۸ میلیمتر) فرکانس $22/5$ کیلو هرتز و ظرفیت ۱ میکرو فاراد پیشنهاد گردید.
- روش‌های کنترل توان در گرمکن‌های القایی بحث و بررسی شده‌اند. یک روش کنترلی مشابه کنترل *PDM* پیشنهاد و پیاده سازی و نتایج شبیه‌سازی و ساخت با یکدیگر مقایسه شده‌اند. از مزایای روش پیشنهادی پیاده سازی تمام آنالوگ مدار کنترل می‌باشد که قابلیت اطمینان سیستم را افزایش می‌دهد.
- با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها برای کارکرد در توان‌های کمتر از توان نامی کاهش سطح ولتاژ اتصال *DC* با حفظ بازدهی گزینه مناسبی است.
- جدول نمادی ۵-۱ می‌تواند به صورت سریع مقایسه‌ای بین نتایج روش‌های کنترلی مختلف برای یک گرمکن القایی در شرایط مختلف نشان دهد.

جدول ۵-۱- مقایسه نمادی روش‌های کنترلی مختلف

ظرف ۲	ظرف ۱	بی‌باری	توان نامی	۵۰ درصد توان نامی	کمتر از ۳۰ درصد توان نامی	شرایط عملکردی روش کنترلی
متوسط	خوب	خوب	متوسط	متوسط	خوب	کنترل ولتاژ اتصال <i>DC</i>
خوب	خوب	ضعیف	خوب	متوسط	ضعیف	کنترل <i>RFT&PWM</i>
متوسط	خوب	خوب	متوسط	متوسط	ضعیف	روش پیشنهادی <i>PDM</i> و

۵-۲- پیشنهادات:

- مطالعه برای گرم کردن انواع فلزات که به عنوان تابه در آشپزخانه‌ها مرسوم است.
- استفاده از روش‌های بهینه سازی مصرف از جمله استفاده از چند کوپل با تعداد دور و قدرت متفاوت.
- یافتن ترکیب جدیدی از عناصر تشدید یا سوئیچ‌ها برای کاهش تلفات سوئیچینگ در شرایط عملکرد مختلف
- پیشنهاد الگوریتم کنترلی بهینه حاصل از ترکیب روش کنترلی دنبال کردن فرکانس تشدید با کنترل سطح ولتاژ اتصال *DC* برای گرمکن‌های با توان بالا

ضمیمہ

الف) جزئیات رابطه (۷۰-۲)

$$f(C) = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_d^2 R_{eq}}{(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2}$$

$$- \frac{\frac{8}{\pi^2} V_d^2 kC + \frac{16}{\pi^2} V_d^2 R_{sw} C^2}{(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2}$$

$$+ \lambda \left(V_{max} - \frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + 1.21k}{1.21}\right) C}}{\sqrt{(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2}} \right)$$

$$= 0$$

$$\frac{\partial f(C)}{\partial C} = \frac{\left(\frac{16}{\pi^2} V_d^2 R_{eq}^2 k + \frac{16}{\pi^2} V_d^2 k R_{eq} R_{sw} - \frac{1.61 * 8}{\pi^2} V_d^2 R_{eq} L_{eq}\right) C^2 + \frac{16}{\pi^2} V_d^2 R_{eq} k^2 C}{A}$$

$$- \frac{\left(\frac{64}{\pi^2} V_d^2 R_{sw}^2 k - \frac{8}{\pi^2} V_d^2 R_{eq}^2 k - \frac{32}{\pi^2} V_d^2 R_{sw} k - \frac{1.61 \times 16}{\pi^2} V_d^2 R_{sw} L_{eq}\right) C^2 + \frac{16}{\pi^2} V_d^2 R_{eq} k^2 C}{A}$$

$$+ \lambda \left(\frac{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \left(\frac{L_{eq} + 1.21k}{1.21}\right)}{2 \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + 1.21k}{1.21}\right) C}} \sqrt{(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2} \right.$$

$$\left. - \frac{2(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})}{2 \sqrt{(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2}} \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_d \sqrt{\left(\frac{L_{eq} + 1.21k}{1.21}\right) C} \right) \right)$$

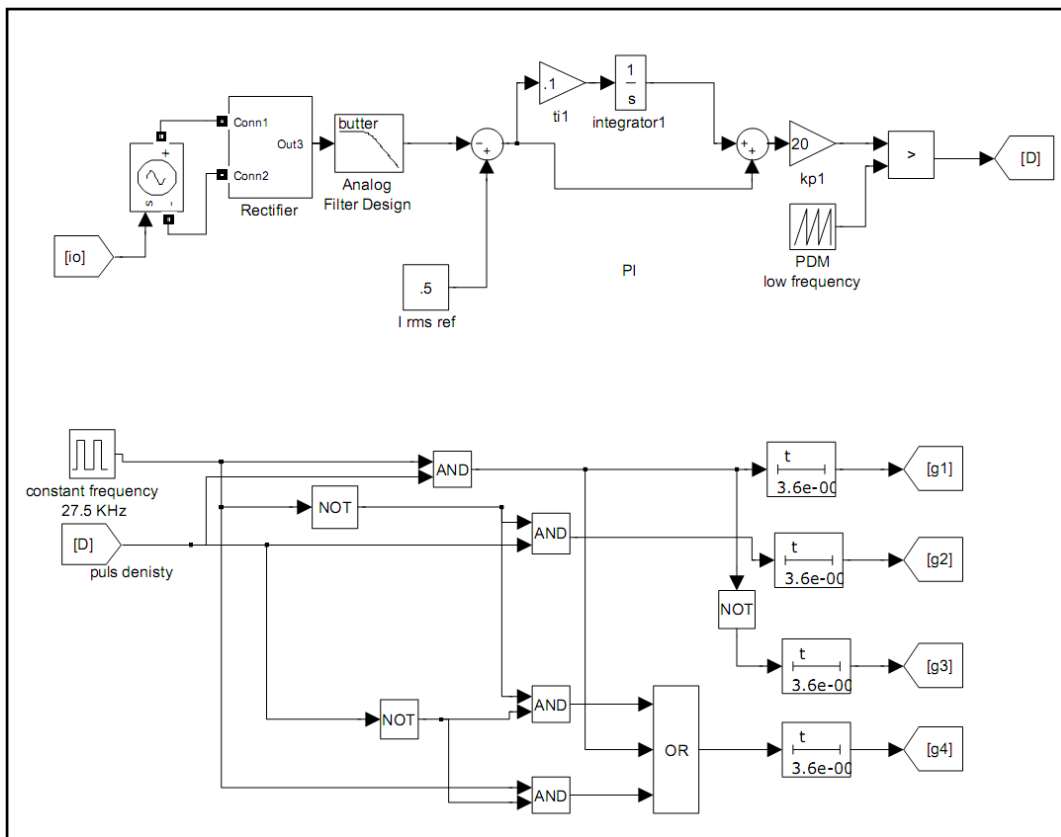
/B

$$A = (R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})^2 C^4 + [2(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})(2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})]C^3 + [2(R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})k^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})^2]C^2 + 2(2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})k^2 C + k^4$$

$$B = (R_{eq}^2 + 4R_{sw}^2 + 4R_{eq}R_{sw})C^2 + (2R_{eq}k + 4kR_{sw} - 1.61L_{eq})C + k^2$$

$$V_c = \left(\frac{L_{eq}}{1.1^2 C} + R_C^2 \right) * I_{1rms}$$

ب) مدل شبیه سازی شده کنترل پیشنهادی



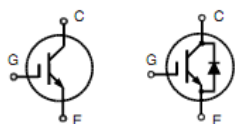


High Voltage IGBT with optional Diode

IXDH 20N120
IXDH 20N120 D1

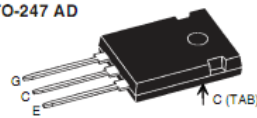
$V_{CES} = 1200\text{ V}$
 $I_{C25} = 38\text{ A}$
 $V_{CE(sat) typ} = 2.4\text{ V}$

Short Circuit SOA Capability
Square RBSOA



IXDH 20N120 IXDH 20N120 D1

TO-247 AD



G = Gate, E = Emitter
C = Collector, TAB = Collector

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	1200	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{\theta E} = 20\text{ k}\Omega$	1200	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	38	A
I_{C90}	$T_C = 90^\circ\text{C}$	25	A
I_{CM}	$T_C = 90^\circ\text{C}$, $t_p = 1\text{ ms}$	50	A
RBSOA	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 82\ \Omega$ Clamped inductive load, $L = 30\ \mu\text{H}$	$I_{CM} = 35$ $V_{CEK} < V_{CES}$	A
t_{SC} (SCSOA)	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$, $V_{CE} = V_{CES}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $R_G = 82\ \Omega$, non repetitive	10	μs
P_c	$T_C = 25^\circ\text{C}$	IGBT	200 W
		Diode	75 W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40 < ... +150	$^\circ\text{C}$
	Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s	300	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque	0.8 - 1.2	Nm
Weight		6	g

Features

- NPT IGBT technology
- low saturation voltage
- low switching losses
- square RBSOA, no latch up
- high short circuit capability
- positive temperature coefficient for easy paralleling
- MOS input, voltage controlled
- optional ultra fast diode
- International standard package

Advantages

- Space savings
- High power density

Typical Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switch-mode and resonant-mode power supplies

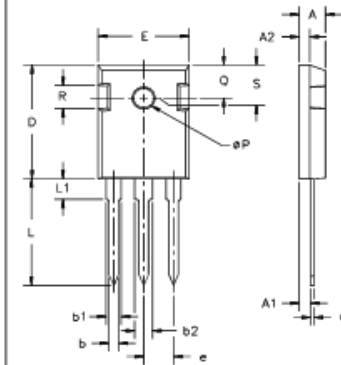
Symbol	Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0\text{ V}$	1200		V
$V_{GE(TH)}$	$I_C = 0.6\text{ mA}$, $V_{CE} = V_{GE}$	4.5		6.5 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$		2	1 mA mA
I_{GEB}	$V_{CE} = 0\text{ V}$, $V_{GE} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 500\text{ nA}$
$V_{CE(*t)}$	$I_C = 20\text{ A}$, $V_{GE} = 15\text{ V}$	2.4		3 V

418

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		(T _J = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
C _{ios}	V _{CE} = 25 V, V _{GE} = 0 V, f = 1 MHz		1000	pF
C _{oes}			150	pF
C _{ros}			70	pF
Q _g	I _C = 20 A, V _{GE} = 15 V, V _{CE} = 0.5 V _{CEs}		70	nC
t _{d(on)}	Inductive load, T _J = 125°C I _C = 20 A, V _{GE} = ±15 V, V _{CE} = 600 V, R _G = 82 Ω		100	ns
t _r			75	ns
t _{d(off)}			500	ns
t _f			70	ns
E _{on}			3.1	mJ
E _{off}			2.4	mJ
R _{thJC}				0.63 K/W
R _{thCH}	Package with heatsink compound	0.25		K/W

Reverse Diode (FRED) [D1 version only]

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		(T _J = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V _F	I _F = 20 A, V _{GE} = 0 V	2.6		2.9 V
	I _F = 20 A, V _{GE} = 0 V, T _J = 125°C	2.1		V
I _F	T _C = 25°C			31 A
	T _C = 90°C			19 A
I _{RM}	I _F = 20 A, -di _F /dt = 400 A/μs, V _R = 600 V		15	A
t _{rr}	V _{GE} = 0 V, T _J = 125°C		200	ns
t _{rr}	I _F = 1 A, -di _F /dt = 100 A/μs, V _R = 30 V, V _{GE} = 0 V		40	ns
R _{thJC}				1.6 K/W

TO-247 AD Outline


Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A ₁	2.2	2.54	.087	.102
A ₂	2.2	2.6	.089	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b ₁	1.65	2.13	.065	.084
b ₂	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

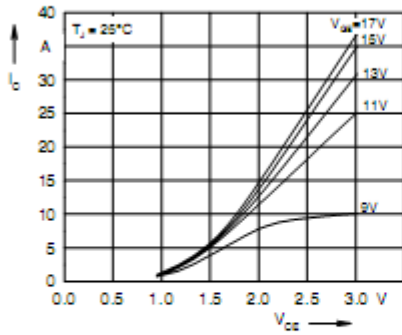


Fig. 1 Typ. output characteristics

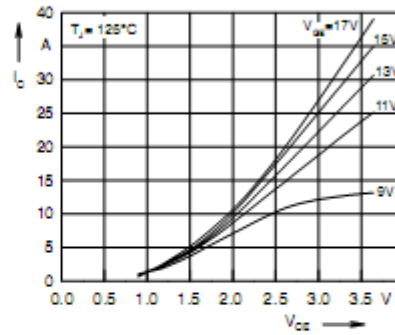


Fig. 2 Typ. output characteristics

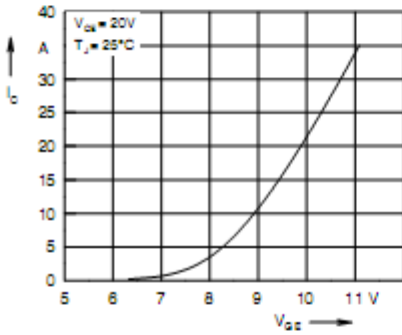


Fig. 3 Typ. transfer characteristics

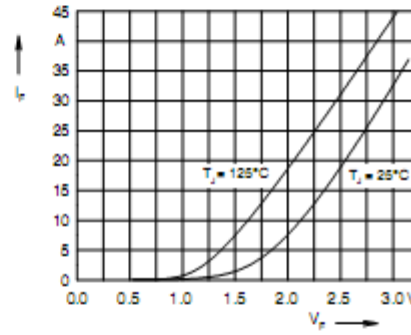


Fig. 4 Typ. forward characteristics of free wheeling diode (D1 version only)

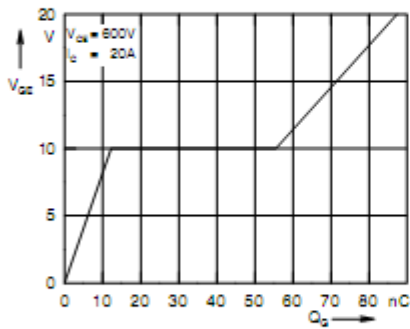


Fig. 5 Typ. turn on gate charge

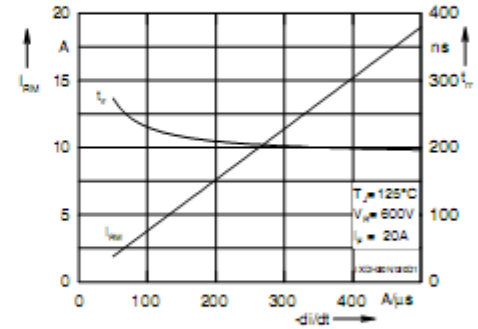


Fig. 6 Typ. turn off characteristics of free wheeling diode (D1 version only)

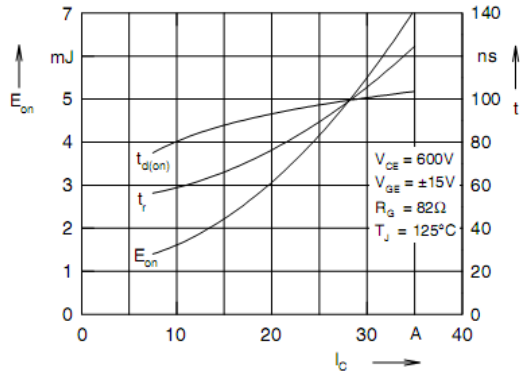


Fig. 7 Typ. turn on energy and switching times versus collector current

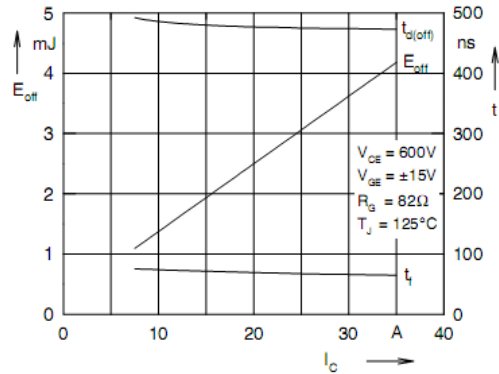


Fig. 8 Typ. turn off energy and switching times versus collector current

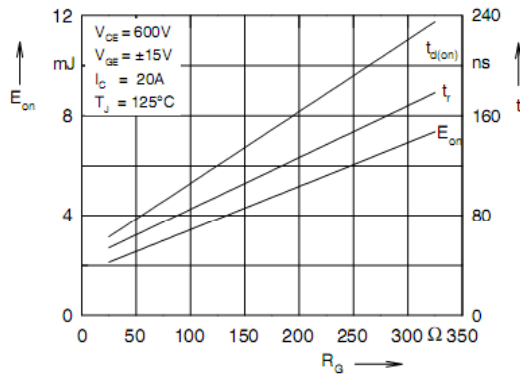


Fig. 9 Typ. turn on energy and switching times versus gate resistor

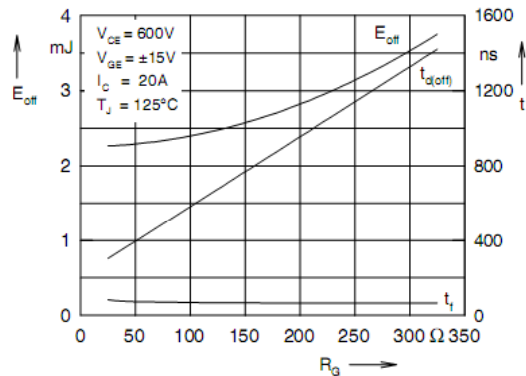


Fig.10 Typ. turn off energy and switching times versus gate resistor

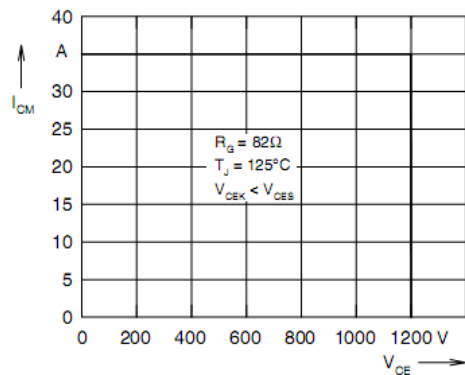


Fig. 11 Reverse biased safe operating area RBSOA

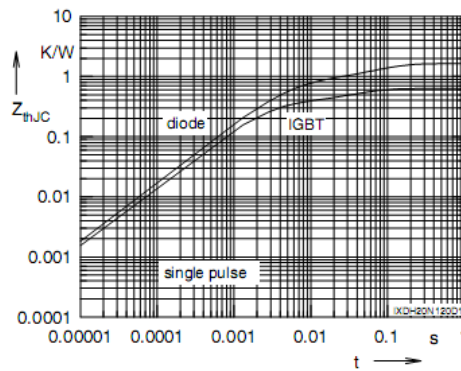


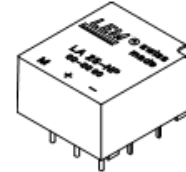
Fig. 12 Typ. transient thermal impedance

Current Transducer LA 25-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$I_{PN} = 5-6-8-12-25 A$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At
I_p	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 36$	At
R_M	Measuring resistance with $\pm 15 V$	R_{Mmin}	R_{Mmax}
			Ω
		@ $\pm 25 At_{max}$	100 320
@ $\pm 36 At_{max}$	100 190	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	± 15	V
I_C	Current consumption	$10 + I_s$	mA
V_C	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV
V_D	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic isolation	600	V
		1700	V

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ C$	± 0.5	%
ϵ_L	Linearity	< 0.2	%
I_0	Offset current ²⁾ @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ C$	Typ: ± 0.05 Max: ± 0.15	mA
I_{DM}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15 mA
I_{DT}	Thermal drift of I_0	$0^\circ C \dots + 25^\circ C$	± 0.06 ± 0.25 mA
		$+ 25^\circ C \dots + 70^\circ C$	± 0.10 ± 0.35 mA
t	Response time ⁴⁾ @ 90 % of I_{Pmax}	< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$0 \dots + 70$	$^\circ C$
T_S	Ambient storage temperature	$- 25 \dots + 85$	$^\circ C$
R_p	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ C$	< 1.25	m Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ C$	110	Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V, $T_A = 25^\circ C$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards ⁵⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Pollution class 2

²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning

³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit

⁴⁾ With a di/dt of 100 A/ μs

⁵⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

980909/8

Dimensions LA 25-NP (in mm, 1 mm = 0.0394 inch)

Bottom view

Right view

Top view

Standard 00 Year Week or N° SP..

Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 15 V
Terminal M : measure
Terminal - : supply voltage - 15 V

Connection

Number of primary turns	Primary current		Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
	nominal I_{RN} [A]	maximum I_P [A]					
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_S is positive when I_P flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

- [1] Erickson, C. J. "Handbook of Electrical Heating for Industry AND" IEEE Press ,1995
- [2] John Davies, Peter Simpson, "Induction Heating Handbook", McGraw-HILL 1979.
- [3] V.Rudnev, D.Loveless, R.Cook , M. Black , "Handbook of induction heating", Marcel Dekker, INC.2003
- [4] P.C. Sen. "Modern Power Electronics" Wheeler Publishing, 1998
- [5] M.H.Rashid "Power electronic Handbook", Academic press,USA,2001
- [6] M. K. Kazimierzuk.; D. Czarkowski .; Resonant Power Converters, New York: Wiley, 19
- [7] E.J.Dede, V.Esteve,J.V.Gonzalez, J.Garcia .L.Lapiedra, M.Fernandez , "Design a Series Resonant converter for Induction Heating" IEEE, Electro Technical Conference pp 1384-1387, vol.2, 1991
- [8] Calleja.H, Ordonez.R, "Improved induction-heating inverter with power factor correction", 30th Annual IEEE Power electronics specialists Conference, PESC '99, page 1332-1337, vol.2,1999
- [9] S. Llorente, F. Monterde, J.M. Burdío, and J. Acero "A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers." IEEE Power Electronic Conference pp-1168-1174, vol2, 2002
- [10] A. Boadi, Y.Tsuchida, T.Todaka, and M.Enokizono," Designing of Suitable Construction of High-Frequency Induction Heating Coil by Using Finite-Element Method" IEEE Transaction on Magnetics , Vol. 41, No. 10, October, 2005
- [11] L. C. Meng, K. W. Eric Cheng, K. W. Chan," Systematic Approach to High-power and Energy-efficient Industrial Induction Cooker System: Circuit Design, Control Strategy and Prototype Evaluation" IEEE Trans, Power Electronics PP-3754-3765, Vol 26, 2011

- [12] M.K.Kazimierzuk "High Frequency Magnetic Components" Wiley 2009
- [13] M.Hediehloo, M.Akhbari "New approach in design of planar coil of induction cooker based on skin and proximity effects analysis"IEEE International Conference, PP 1-6, ICIT 2009
- [14] H.W.E. Koertzen J.D. van Wyk J.A. Ferreira "An Investigation of the analytical computation of inductance and ac resistance of the Heat Coil For Induction Cookers" in Proc. IAS Annual Meeting,PP-1113-1119, Vol, Oct. 1992,
- [15] John Davies, "Conduction and Induction Heating Theory", IEE Press2000.
- [16]J.Lee. S.Lim, K.Nam, D.Choi, "An Optimal Selection of Induction-Heater Capacitance Considering Dissipation Loss Caused by ESR ", IEEE Transaction on Industry Application, Vol. 43, No. 4, July/August 2007.vase k/c
- [17]J. Acero, R. Alonso, J. M. Burdio, L. A. Barragan, D. Puyal"Analytical Equivalent Impedance for a Planar Circular Induction Heating System"IEEE Trans On Magnetics, Vol. 42, No. 1, January 2006
- [18]Lawrence R. Egan and Edward P. Furlani"A Computer Simulation of an Induction Heating System" IEEE Trans. On Magnetics. Vol. 21, No. 5. September 1991
- [19]Li Jingang Zhong Yanru Ma Xin"Study on a New Way of Load-matched for Voltage-Source Induction Heating Inverters" ICIEA 2006
- [20]G.R.Arab Markadeh E. Daryabeigi, "An Optimal Selection Of Induction Heating Capacitance By Genetic Algorithm Considering Dissipation Loss Caused By ESR" IJE Transactions B: Applications Vol. 24, No. 1,pp. 19-26 February 2011
- [21]H.Atighechi, H.Javadi, A.Shoulaie" Loss Minimization in Parallel & Series Induction Heating Inverters Using Genetic Algorithm" Proceedings of the 8th WSEAS International Conference on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machines (Power '08). pp. 159-165. 2007

- [22]H. Sugimura, B. Saha, S. Sumiyoshi, H. Omori, S.P Mun, S.K. Kwon,E. Hiraki, M. Nakaoka" New Built-in Induction Heating Cooker Using High-Frequency ZVS-PWM Converter with Single Stage Circuit Topology" IEEE, Application Society Annual Meeting IAS, pp 1-6, 2008
- [23] E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, E. Masedz, E. Sanchis"Analysis of Losses and Thermal Design of High-Power, High-Frequency Resonant Current Fed Inverters For Induction Heating" IEEE 1993
- [24]S.Zerouali, A.Allag, S.M.Mimoune, A.H.Hamida ,S.Khanniche, M.Feliachi "An Adaptive Control Applied To Series Resonant Inverter For Induction Heating" Universities Power Engineering Conference, pp 633-636, Vol.2, 2006
- [25]David Paesa, C. Franco, S. Llorente, G. L.Nicolás, C. Sagüés"Adaptive Simmering Control for Domestic Induction Cookers" IEEE Trans On Industry Applications, Vol. 47, No. 5, September/October, 2011
- [26] C.H. Cheng "Design of Fuzzy Controller for Induction Heating Using DSP" IEEE Conference Industrial Electronics And Applications (ICIEA), pp 2276-2280, 2010
- [27] H. W. Koertzen, J.D. Van Wyk ,J.A. Ferreira "Comparison of swept frequency and phase shift control for forced commutated series resonant induction heating Converters" IEEE Industrial Application Conference(IAS) Annual Meeting, pp1964-1969, vol.3, 1995
- [28]I.Khan,J.Tapson,I.d.Vries "Frequency Control of a Current-Fed Inverter for Induction Heating" –IEEE- ISLE, PP 343-346, Cholula, Puebla, Mexico 2000
- [29]P.Viriya, S.Sittichok, K.Matsuse "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control" Power Conversion Conference (PCC)-PP 1502-1507, Vol.3, Osaka 2002
- [30]L. F. Yue, H. Shirai, K. Oleg, A. Okuno, M .Nakaoka, "Pulse density modulated zero current soft-switching series resonant high frequency inverter for consumer induction-

heated roller “,Power Electronics Specialists Conference, pp 1884-1891,vol. 4, 23-27, June 2002

[31]Kentarou Fujita, etc." High Efficient Series Resonant High Frequency Inverter with ZCS-Pulse Density Modulation for Copy Machine Fixing Roller in Office Information and Automation Applications [J]. IEEE Trans. On Industry Applications, 2003(1): 114-119.

[32]H.Sugimura, H.Omori, H.Woo Lee, M.Nakaoka "PDM Controlled Series Load Resonant Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heated Toner Fixing Outer Roller with Inner Cylindrical Working Coil Stator" Power Electronic Motion Control Conference(IPEMC) pp 1-5, Vol.2, 2006

[33]H. Fujita, "Pulse-Density-modulated Power Control of a 4KW,450KHZ Voltage-Source Inverter for Induction Melting Application [J]. IEEE Trans. On Industry Applications, VOL.32, NO.2, 1996(2): 279-286.

[34]Y. LU,K. W. E. CHENG,K.W. CHAN,Z.G.SUN,S.W. ZHAO "Development of a Commercial Induction Cooker "3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications(PESA), pp 1-3, 2009

[35]Zhongming Ye, P. K. Jain, P.C.Sen, "A Full-Bridge Resonant Inverter With Modified Phase-Shift Modulation for High-Frequency AC Power Distribution Systems" IEEE Trans, On Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, October 2007

[36] J.Shen, H. Ma,W. Yan, J.Hui, L.Wu " PDM and PSM Hybrid Power Control of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating Applications " IEEE International Conference (ICIEA), pp 1-6, 2006

[37] M.Helaimi, M.Bettayeb, M. Bennganem, B. Belmadani "Control System Design And Small Signal Analysis Of APWM Resonant Inverter For Induction Heating"Electric Power Engineering Conversion Systems, pp 1-6, 2009

[38]C. Rim and G. Cho, "Phasor Transformation and its Application to the DC/AC Analyses of Frequency Phase-Controlled Series Resonant Converters" , IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, No. 2, pp. 201-211, April 1990.

[39]J. Tian, J. Petzoldt, T. Reimaun, M. Scherft G. Berger " Modelling of Asymmetrical Pulse Width Modulation with Frequency Tracking Control using Phasor Transformation for Half-Bridge Series Resonant Induction Cookers" IEEE Power Electronic And Applications Conference, pp 9, 2005

[40] J.Tian, J. Petzoldt, T. Reimann, M. Scherf, G. Berger "Control system analysis and design of a resonant inverter with the variable frequency variable duty cycle scheme" 37th IEEE International Conference PESC '06 ,pp 1-5, 2006

[41]Saichol Chudjuarjeen, Chayant Koompai "Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances"ECTI-CON -pp1013-1016 ,IEEE,2008

[42]L. Grajales and F.C. Lee, Control Systems Design and Small-Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant inverter for Induction Heating, IEEE Power Electronics Specialists' Conf. Rec., pp.450-456,1995

Abstract:

Nowadays, many Industry fields such as Melting, Hardening, softening ... need for a heat source. Because of disadvantages of using conventional fuels such as low efficiency, low speed to response and undesirable environmental pollution production, these industries trend to use the electrical energy. Electrical energy is not often act as the most economic heat source, but because of its suitable characteristics such as accessibility, easier to control, high speed to response and cleanliness. During converting the electrical energy to heat energy, heating process can be controlled. For example one kind of high accuracy heat production methods by using electrical energy is induction method. High accuracy heat production attracts global attentions to induction heat production method. An induction heater converts electrical energy to heat energy without any physical contact between heat source and work piece. These heaters are not only use for melting but also can be used as a cooker in the kitchens and also in medical usages. In this work, structure of an induction cooker was defined and its components were designed respectively. Furthermore some of these components were applied to the model after optimization. On the other hand in this work a way was defined to control the output response. Defined control way, decreases the overall expenses besides maintaining efficiency in desirable value.



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Title:

**Design, Simulation and Implementation High Frequency
Converter to Use as the Induction Cooker**

By:

Ramin Mokhtari

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

Associate Supervisors:

Dr. Amin Hajizade

Mehdi Haghshenas

February 2013

This document was created with Win2PDF available at <http://www.daneprairie.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.