

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

مهندسی برق گرایش قدرت

عنوان:

طراحی، شبیه سازی و ساخت سیستم انتقال انرژی AC بدون تماس
مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی

محقق:

مجید عربیارمحمدی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر علی سلیمانی

شهریور ۱۳۸۸

تعهد نامه

اینجانب کسریه باقری دانشجوی دوره کارشناسی ارشد / دکتری رشته مهندسی صنایع
دانشگاه شهرود صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه / رساله طراحی سیستم های مدیریت
با اینجانب دکتر سید علی حسینی راجع به راهنمایی دانشگاه صنعتی شاهرود متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه / رساله 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 / رساله 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 / رساله تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه / رساله رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه / رساله ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه / رساله ، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ: ۱۳۹۷/۴/۳
امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق دانشجو

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامهای 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 / رساله بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

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

شماره : ۷۰۶۶۹ ت.ب
تاریخ : ۱۳۸۸/۰۶/۳۰
ویرایش : - - - -



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

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 مجید عربیار محمدی رشته برق گرایش قدرت تحت عنوان : طراحی و شبیه سازی و ساخت یک سیستم انتقال انرژی AC بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی که در تاریخ ۱۳۸۸/۰۶/۳۰ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

<input type="checkbox"/> مردود	<input type="checkbox"/> دفاع مجدد	<input checked="" type="checkbox"/> قبول (با درجه <u>۱۷/۳۵</u> امتیاز خوب)
--------------------------------	------------------------------------	--

- ۱- عالی (۱۹ - ۲۰)
۲- بسیار خوب (۱۸ - ۱۸/۹۹)
۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹)
۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	علی دستک	استاد	
۲- استاد مشاور	سید علی میرزا	استاد	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	محمد حداد زعفرانی	استاد	
۴- استاد ممتحن	صهوی بانزاد	استاد	
۵- استاد ممتحن	ایمان زاهدی	استاد	

تأیید رئیس دانشکده :

به نام او که نامش ترنم عارفانه زندگیست

تقدیم به پدر عزیزم؛ او که قامت استوارش به زیر بار محبت
خمید و وجودش به من توان زیستن داد.

تقدیم به مادر مهربانم؛ او که بهشت را در قلب پر محبتش
جای داد. فرشته ای که با جانش روح به تنم دمید.

تقدیم به همسر با محبتم؛ او که در تک تک لحظات در
کنارم بود و با تمام وجود در اتمام این پایان نامه کمک
نمود.

تقدیم به خواهر عزیزم که در تمام مراحل زندگی پشتیبان
من بود.

تقدیم به تمامی اساتید گرانقدری که در طول دوره تحصیل
از خرمن علمشان خوشه چیدم.

با تشکر از استاد راهنما جناب آقای دکتر علی دستفان که
با راهنمایی ها و حمایت های ارزشمند خود اینجانب را در
انجام صحیح و کامل این پایان نامه یاری رساندند.

چکیده

تکنولوژی انتقال انرژی القایی به صورت بدون تماس مستقیم، هم اکنون جایگزین بسیاری از سیستم هایی که در آنها انرژی مغناطیسی از یک منبع توان به یک بار الکتریکی منتقل می شود، شده است. با استفاده از تکنولوژی انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، می توان کابل های انتقال انرژی را حذف کرده و بنابراین دیگر مشکلاتی مثل قطع شدن کابل، پوسیدگی و گسستگی در اتصالات الکتریکی، وجود مقاومت الکتریکی در محل اتصالات و ... وجود نخواهد داشت.

ساختار کلی از این تکنولوژی انتقال انرژی که تقریباً در همه کاربردها استفاده می شود، شامل یک ترانسفورماتور فرکانس بالا با هسته ای غیر یکپارچه می باشد که فاصله هوایی بین دو بخش اولیه و ثانویه هسته نسبتاً زیاد بوده و انتقال انرژی از طریق القای الکترومغناطیسی صورت می گیرد. در این سیستم، عوامل متعددی در تعیین رفتار سیستم نقش دارند که از آن جمله می توان به موارد زیر اشاره کرد :

ابعاد قسمت اولیه و ثانویه سیستم، وجود هسته فریت در سمت اولیه و ثانویه و طول فاصله هوایی. توان الکتریکی قابل انتقال و همچنین بازده مجموعه های مغناطیسی با فاصله هوایی بزرگ را می توان با استفاده از فرکانس های انتقال بالا، در محدوده تقریباً 100KHz ، به طور قابل ملاحظه ای بهبود بخشید.

در این رساله یک سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی، شبیه سازی و ساخته شده است. در این سیستم، ولتاژ ورودی برق شهر با فرکانس 50Hz به یک مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز داده شده و در خروجی مبدل ماتریسی، پالس هایی با فرکانس 100KHz بوجود خواهد آمد. این پالس های فرکانس بالا سپس به سیم پیچ اولیه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم داده شده و پس از عبور از فاصله هوایی دو میلی متری در سمت ثانویه، با استفاده از

یک فیلتر پایین گذر، هارمونیک های فرکانس بالای ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی حذف شده و نهایتاً ولتاژ سینوسی با فرکانس 50 Hz بدست می آید.

سایر سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم بیان شده در مقالات، دارای ولتاژ DC در خروجی می باشند و در جاهایی که نیاز به ولتاژ AC در خروجی باشد، لازم است از یک مرحله اینورتر در خروجی سیستم استفاده شود که باعث پیچیدگی سیستم خواهد شد. اما در سیستم پیشنهادی، خروجی به صورت AC می باشد و قابل کاربرد در جاهایی که نیاز به منبع تغذیه AC می باشد، است. همچنین در صورت نیاز به ولتاژ DC می توان با استفاده از یک مرحله یکسوکننده پل، ولتاژ مورد نظر را بدست آورد.

در نهایت کلیه شبیه سازی های انجام شده با استفاده از نرم افزار $MATLAB/SIMULINK$ با مطالب تئوری بیان شده و نتایج بدست آمده در عمل، مقایسه شده و هماهنگی این مطالب با یکدیگر کاملاً مشخص می باشد.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۴	۲-۱ دورنمای پایان نامه
۶	فصل دوم: مروری بر سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم
۷	۱-۲ مقدمه
۷	۲-۲ معرفی انواع سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم
۸	۳-۲ معرفی اجزای سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم
۸	۱-۳-۲ منبع تغذیه و فیلتر ورودی
۹	۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا
۹	۱-۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا با استفاده از یکسوکننده و اینورتر
۱۲	۲-۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا با استفاده از مبدل ماتریسی
۱۶	۳-۳-۲ سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم
۱۶	۱-۳-۳-۲ مدار معادل الکتریکی
۱۸	۲-۳-۳-۲ پارامترهای وابسته به فرکانس
۲۰	۳-۳-۳-۲ جبرانسازی اندوکتانس پراکندگی
۲۲	۱-۳-۳-۳-۲ مبدل رزونانسی سری

۲۴	۲-۳-۳-۳-۲ مبدل رزونانسی سری - موازی
۲۷	۲-۳-۳-۳-۳ مبدل رزونانسی سری با ترانسفورماتور تطبیق
۲۸	۲-۳-۴ مبدل ولتاژ فرکانس پایین
۲۸	۲-۴ معرفی برخی کاربردهای سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در مقالات
۲۹	۲-۴-۱ سیستم انتقال توان بدون تماس با راندمان بالا برای قطارهای سریع السیر
۳۳	۲-۴-۲ سیستم شارژر باتری وسایل نقلیه الکتریکی به صورت بدون تماس
۳۵	۲-۴-۳ سیستم انتقال توان بدون تماس چرخشی
۳۶	۲-۵ خلاصه
۳۷	فصل سوم: معرفی مبدل ماتریسی
۳۸	۳-۱ مقدمه
۴۰	۳-۱-۱ مدولاسیون
۴۳	۳-۱-۲ روش های مدولاسیون و کنترل
۴۴	۳-۲ مفهوم مبدل ماتریسی
۴۶	۳-۳ تکنیک ها (روش های) مدولاسیون
۵۰	۳-۳-۱ راه حل اساسی مساله مدولاسیون
۵۳	۳-۳-۲ روش بهینه <i>Venturini</i>
۵۵	۳-۳-۳ روش عددی
۵۶	۳-۳-۴ روش مدولاسیون فضای برداری (<i>SVM</i>)
۵۶	۳-۳-۴-۱ بردارهای فضائی

- ۵۷ ۲-۴-۳-۳ حالات سوئیچینگ مبدل ماتریسی
- ۶۰ ۳-۴-۳-۳ انتخاب حالات سوئیچینگ
- ۶۲ ۴-۳ ساختار سوئیچ های دو طرفه
- ۶۳ ۱-۴-۳ ساختار پل دیودی
- ۶۳ ۲-۴-۳ ساختارهای *IGBT* با دیود موازی معکوس
- ۶۳ ۱-۲-۴-۳ سوئیچ دو طرفه امیتر مشترک
- ۶۴ ۲-۲-۴-۳ سوئیچ دو طرفه کلکتور مشترک
- ۶۵ ۳-۲-۴-۳ ترکیب های سری *IGBT* و دیود
- ۶۵ ۴-۲-۴-۳ *IGBT* های بلوکه کننده معکوس به صورت موازی معکوس
- ۶۶ ۵-۳ روش های کموتاسیون مبدل ماتریسی
- ۶۷ ۱-۵-۳ روش های کموتاسیون ساده
- ۶۷ ۱-۱-۵-۳ روش کموتاسیون زمان مرده
- ۶۷ ۲-۱-۵-۳ روش کموتاسیون هم پوشانی
- ۶۸ ۲-۵-۳ روش های کموتاسیون پیشرفته
- ۶۹ ۱-۲-۵-۳ روش کموتاسیون بر اساس جهت جریان
- ۷۱ ۲-۲-۵-۳ روش کموتاسیون بر اساس دامنه ولتاژ
- ۷۳ ۳-۲-۵-۳ روش دامنه ولتاژ و جهت جریان
- ۷۳ ۶-۳ خلاصه

فصل چهارم: طراحی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده

۷۵	از مبدل ماتریسی ۳×۱
۷۶	۱-۴ مقدمه
۷۶	۲-۴ ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پیشنهادی
۷۸	۱-۲-۴ طراحی فیلتر ورودی
۸۰	۲-۲-۴ طراحی سلف
۸۱	۱-۲-۲-۴ محدودیت های طراحی فیلتر سلفی
۸۳	۱-۱-۲-۲-۴ چگالی شار بیشینه
۸۳	۲-۱-۲-۲-۴ اندوکتانس
۸۳	۳-۱-۲-۲-۴ مساحت سیم پیچی
۸۴	۱-۳-۱-۲-۲-۴ ضریب استفاده از پنجره k_u
۸۵	۴-۱-۲-۲-۴ مقاومت سیم پیچی
۸۵	۲-۲-۲-۴ ثابت هندسی هسته
۸۷	۳-۲-۲-۴ روند گام به گام
۸۷	۱-۳-۲-۲-۴ اندازه فاصله هوایی
۸۸	۱-۱-۳-۲-۲-۴ کمیت A_L
۸۸	۲-۳-۲-۲-۴ تعیین تعداد دورها
۸۸	۳-۳-۲-۲-۴ محاسبه شماره سیم
۸۹	۳-۲-۴ بررسی مبدل ماتریسی ۳×۱ و نحوه کنترل آن
۹۲	۴-۲-۴ انتخاب سوئیچ های مبدل

۹۳	۵-۲-۴ ترانسفورماتور فرکانس بالا
۹۴	۱-۵-۲-۴ طراحی ترانسفورماتور قدرت فرکانس بالا
۹۵	۱-۱-۵-۲-۴ روش حاصل ضرب سطح
۹۶	۱-۱-۱-۵-۲-۴ تعریف پارامترهای به کار رفته
۹۷	۲-۱-۱-۵-۲-۴ روابط اساسی
۹۸	۳-۱-۱-۵-۲-۴ تعیین ضرایب ثابت
۹۹	۴-۱-۱-۵-۲-۴ رابطه اساسی ترانسفورماتورها
۱۰۰	۲-۱-۵-۲-۴ روش هندسه هسته
۱۰۳	۱-۲-۱-۵-۲-۴ تلفات مسی
۱۰۶	۲-۲-۱-۵-۲-۴ تلفات آهنی (هسته)
۱۰۶	۳-۲-۱-۵-۲-۴ ایجاد تعادل برای انتخاب چگالی شار
۱۰۹	۴-۲-۱-۵-۲-۴ تفاوت k_{gfe} با k_g
۱۱۲	۶-۲-۴ طراحی فیلتر خروجی
۱۱۴	۳-۴ خلاصه
۱۱۶	فصل پنجم: نتایج شبیه سازی و ساخت
۱۱۷	۱-۵ مقدمه
۱۱۸	۲-۵ شبیه سازی های مقدماتی
	۱-۲-۵ شبیه سازی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده
۱۱۸	از روش تبدیلات متوالی

۱۲۳	۲-۲-۵ شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز
۱۲۶	۳-۲-۵ شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز
	۳-۵ سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی
۱۳۱	سه فاز به تک فاز
۱۳۶	۱-۳-۵ ساختار سیستم انتقال انرژی بدون فیلتر
۱۴۰	۲-۳-۵ ساختار سیستم انتقال انرژی با فیلتر ورودی و خروجی
۱۴۶	۴-۵ نتایج حاصل از ساخت نمونه عملی
۱۵۱	۵-۵ خلاصه
۱۵۳	فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۵۴	۱-۶ نتیجه گیری
۱۵۵	۲-۶ پیشنهادات

مراجع

پیوست

فهرست جداول

شماره جدول	صفحه
جدول (۱-۲): پارامترهای نمونه آزمایشی	۳۱
جدول (۲-۲): مقادیر پارامترهای ورودی و خروجی به ازای مقادیر مختلف خازن	۳۲
جدول (۳-۲): پارامترهای سیستم	۳۴
جدول (۱-۳): حالات سوئیچینگ برای یک مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز	۵۹
جدول (۲-۳): انتخاب ترکیب های سوئیچینگ برای هر ترکیب از K_I و K_V	۶۱
جدول (۳-۳): انتخاب ترکیب های سوئیچینگ برای هر ترکیب از K_I و K_V	۶۱
جدول (۱-۵): پارامترهای سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم	۱۳۳

فهرست اشکال

شماره شکل	صفحه
شکل (۱-۱): نمودار بلوکی یک سیستم انتقال توان به صورت بدون تماس مستقیم	۴
شکل (۱-۲): مبدل اینورتری منبع ولتاژ VSI	۱۰
شکل (۲-۲): مبدل اینورتری منبع جریان CSI	۱۰
شکل (۳-۲): ساختار شماره ۱ مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه	۱۱
شکل (۴-۲): ساختار شماره ۲ مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه	۱۱
شکل (۵-۲): اینورتر فرکانس بالا برای انتقال بدون تماس مستقیم انرژی	۱۲
شکل (۶-۲): ساختار مبدل ماتریسی برای انتقال بدون تماس انرژی	۱۵
شکل (۷-۲): مدار معادل الکتریکی سیستم مغناطیسی	۱۶
شکل (۸-۲): خطوط شار مغناطیسی یک مجموعه مغناطیسی بهینه شده با فاصله هوایی بزرگ	۱۷
شکل (۹-۲): تغییرات اندوکتانس اصلی مجموعه مغناطیسی به صورت تابعی از طول فاصله هوایی	۱۸
شکل (۱۰-۲): توزیع شبیه سازی شده چگالی جریان	۱۹
شکل (۱۱-۲): مقاومت سیم پیچ بر حسب فرکانس (بالا: اثر پوستی و مجاورتی، پایین: فقط اثر پوستی)	۲۰
شکل (۱۲-۲): مبدل رزونانسی سری پل کامل	۲۲
شکل (۱۳-۲): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری	۲۴
شکل (۱۴-۲): مبدل رزونانسی سری - موازی پل کامل	۲۴
شکل (۱۵-۲): مدل معادل مبدل رزونانسی سری - موازی	۲۵

- شکل (۲-۱۶): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری - موازی ۲۶
- شکل (۲-۱۷): مبدل رزونانسی سری پل کامل با ترانسفورماتور تطبیق ۲۷
- شکل (۲-۱۸): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری با ترانسفورماتور تطبیق ۲۸
- شکل (۲-۱۹): تصویر کلی سیستم انتقال توان بدون تماس با راندمان بالا برای قطارهای سریع السیر ۳۱
- شکل (۲-۲۰): نمونه آزمایشی سیستم انتقال انرژی بدون تماس برای قطار ۳۲
- شکل (۲-۲۱): نمونه شبیه سازی شده سیستم انتقال انرژی بدون تماس برای قطار ۳۳
- شکل (۲-۲۲): ساختار سیستم انتقال توان القایی ۳۳
- شکل (۲-۲۳): مدل شماتیکی سیستم شارژ بدون تماس باتری ۳۴
- شکل (۲-۲۴): شمای کلی سیستم انتقال توان بدون تماس چرخشی ۳۵
- شکل (۳-۱): بار تکفاز تغذیه شده از یک سیکلوکانورت سه فاز ۳۹
- شکل (۳-۲): ساختار مبدل ماتریسی ۴۰
- شکل (۳-۳): دیاگرام اصلی مبدل $AC-DC-AC$ با ورودی دیودی ۴۱
- شکل (۳-۴): شماتیک مبدل $AC-DC-AC$ با قابلیت برگشت توان ۴۲
- شکل (۳-۵): شمای ساده سیستم مبدل ماتریسی ۴۲
- شکل (۳-۶): شکل کلی الگوی سوئیچینگ ۴۹
- شکل (۳-۷): شکل موج های تئوری، محدودیت ۵۰٪ نسبت ولتاژ را نشان می دهد. ۵۳
- شکل (۳-۸): شکل موج های تئوری، افزایش هارمونیک سوم را برای به دست آوردن محدودیت نسبت ولتاژ بهینه ۸۶٪ نشان می دهد. این نسبت مقدار rms به مقدار rms است. ۵۴
- شکل (۳-۹): حالات مبدل برای ترکیب سوئیچینگ +۱ و -۱ ۶۰
- شکل (۳-۱۰): ترکیب فضای فازوری ولتاژ خروجی و جریان ورودی ۶۰
- شکل (۳-۱۱): سوئیچ دو طرفه پل دیودی ۶۳
- شکل (۳-۱۲): سوئیچ دو طرفه امیتر مشترک ۶۴

- شکل (۳-۱۳): سوئیچ دو طرفه کلکتور مشترک ۶۵
- شکل (۳-۱۴): المانهای پشت به پشت بدون اتصال مرکزی ۶۵
- شکل (۳-۱۵): سوئیچ دوطرفه *IGBT* بلوکه کننده معکوس ۶۶
- شکل (۳-۱۶): وضعیت های غیر مجاز در مبدل ماتریسی ۶۷
- شکل (۳-۱۷): مبدل دو فاز به تکفاز ۶۹
- شکل (۳-۱۸): دیاگرام زمانی برای کموتاسیون جریان چهار مرحله ای بین دو سوئیچ ۷۰
- شکل (۳-۱۹): دیاگرام زمانی برای کموتاسیون جریان دو مرحله ای بین دو سوئیچ ۷۰
- شکل (۳-۲۰): نواحی بحرانی و غیر بحرانی کموتاسیون ۷۲
- شکل (۳-۲۱): نواحی بحرانی بین فاز *A* و فاز *B* - دو ترکیب اضافی به فاز *C* در تناوب مدولاسیون اضافه شده است. ۷۳
- شکل (۴-۱): شمای کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم ۷۷
- شکل (۴-۲): نمایش کامل سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم به همراه بخش کنترلی ۷۷
- شکل (۴-۳): طیف فرکانسی جریان ورودی سیستم بدون استفاده از فیلتر ورودی ۷۸
- شکل (۴-۴): طیف فرکانسی جریان ورودی سیستم با استفاده از فیلتر ورودی ۷۹
- شکل (۴-۵): فیلتر ورودی میرا شده ۸۰
- شکل (۴-۶): مدار معادل یک سلف واقعی ۸۲
- شکل (۴-۷): مدار مغناطیسی معادل فیلتر سلفی ۸۲
- شکل (۴-۸): نمایی از سیم پیچی هسته ۸۴
- شکل (۴-۹): ساختار مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز ۸۹
- شکل (۴-۱۰): ترکیب ولتاژ خروجی ۹۱
- شکل (۴-۱۱): نمایش حداکثر نسبت ولتاژ ۵۰٪ ۹۲

- شکل(۴-۱۲): نمای هسته الف)برش عرضی. ب)از روبرو ۹۶
- شکل(۴-۱۳): مدار معادل یک ترانس با n سیم پیچی ۱۰۱
- شکل(۴-۱۴): شمای ساده ای از یک ترانسفورماتور نمونه که سطح پیچش در آن مشخص شده است. ۱۰۲
- شکل(۴-۱۵): شمایی از یک هسته ترانسفورماتور که تقسیم بندی فضای اختصاص داده شده به هر سیم پیچی در آن مشخص شده است. ۱۰۲
- شکل(۴-۱۶): نمودار تلفات مسی سیم پیچی ها بر حسب تعداد دور یک سیم پیچ ۱۰۴
- شکل(۴-۱۷): شمای تصویری شکل موج ولتاژ اولیه اختیاری ۱۰۷
- شکل(۴-۱۸): به دست آوردن نقطه کمینه مجموع تلفات مسی و آهنی ۱۰۸
- شکل(۴-۱۹): نمایش مقاومت ها و اندوکتانس القائی در مدار معادل ترانسفورماتور ۱۱۲
- شکل(۴-۲۰): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم بدون استفاده از فیلتر خروجی ۱۱۳
- شکل(۴-۲۱): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم با استفاده از فیلتر خروجی ۱۱۴
- شکل(۵-۱): سخت افزار شبیه سازی شده سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از روش تبدیلات متوالی ۱۱۹
- شکل(۵-۲): ولتاژ خروجی یکسوکنده پل کامل ۱۱۹
- شکل(۵-۳): ولتاژ خروجی اینورتر فرکانس بالا ۱۲۰
- شکل(۵-۴): ولتاژ خروجی اینورتر فرکانس بالا در حالت زوم شده ۱۲۰
- شکل(۵-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم ۱۲۱
- شکل(۵-۶): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم در حالت زوم شده ۱۲۱

- شکل (۷-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر ۱۲۲
- شکل (۸-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر در حالت زوم شده ۱۲۲
- شکل (۹-۵): شمای کلی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز ۱۲۴
- شکل (۱۰-۵): شکل موج ولتاژ فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز ۱۲۵
- شکل (۱۱-۵): شکل موج مولفه اصلی ولتاژ فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز ۱۲۵
- شکل (۱۲-۵): مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز ۱۲۷
- شکل (۱۳-۵): مدار شبیه سازی شده مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز ۱۲۸
- شکل (۱۴-۵): ولتاژهای فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز ۱۲۹
- شکل (۱۵-۵): مولفه های اصلی ولتاژهای فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز ۱۲۹
- شکل (۱۶-۵): مولفه های اصلی جریان های فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز ۱۳۰
- شکل (۱۷-۵): شمای کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم ۱۳۱
- شکل (۱۸-۵): نمایش کامل سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم به همراه بخش کنترلی ۱۳۲
- شکل (۱۹-۵): زیر سیستم تولید زمان های سوئیچینگ ۱۳۳
- شکل (۲۰-۵): زیر سیستم تولید پالس های اعمالی به سوئیچ ها ۱۳۴
- شکل (۲۱-۵): شمای شبیه سازی شده سیستم فرمان سوئیچ ها توسط AVR ۱۳۵
- شکل (۲۲-۵): شکل موج خروجی میکروکنترلر پس از بافر شدن ۱۳۵
- شکل (۲۳-۵): شکل موج پالس های اعمالی به سوئیچ ها، شبیه سازی شده در MATLAB ۱۳۶
- شکل (۲۴-۵): سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم بدون فیلتر ورودی و خروجی ۱۳۷
- شکل (۲۵-۵): شکل موج جریان فاز ورودی سیستم بدون فیلتر ۱۳۸

- ۱۳۸ شکل(۵-۲۶): طیف فرکانسی جریان فاز ورودی سیستم بدون فیلتر
- ۱۳۹ شکل(۵-۲۷): شکل موج ولتاژ خروجی سیستم بدون فیلتر
- ۱۳۹ شکل(۵-۲۸): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم بدون فیلتر
- ۱۴۰ شکل(۵-۲۹): سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با فیلتر ورودی و خروجی
- ۱۴۱ شکل(۵-۳۰): جریان فاز کشیده شده از منبع ورودی پس از فیلتر شدن
- ۱۴۱ شکل(۵-۳۱): طیف فرکانسی جریان فاز کشیده شده از منبع ورودی پس از فیلتر شدن
- ۱۴۲ شکل(۵-۳۲): شکل موج جریان فاز ورودی با استفاده از فیلتر میرا شده
- ۱۴۲ شکل(۵-۳۳): طیف فرکانسی جریان فاز ورودی با استفاده از فیلتر میرا شده
- ۱۴۳ شکل(۵-۳۴): ولتاژ خط به خط ورودی قبل از فیلتر ورودی
- ۱۴۳ شکل(۵-۳۵): ولتاژ خط به خط ورودی پس از فیلتر ورودی
- ۱۴۳ شکل(۵-۳۶): ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز
- ۱۴۴ شکل(۵-۳۷): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز
- ۱۴۴ شکل(۵-۳۸): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم
- ۱۴۵ شکل(۵-۳۹): طیف فرکانسی ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم
- ۱۴۵ شکل(۵-۴۰): ولتاژ خروجی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی
- شکل(۵-۴۱): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی
- ۱۴۶ از فیلتر خروجی
- ۱۴۷ شکل(۵-۴۲): شمای کلی مدار عملی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم
- ۱۴۸ شکل(۵-۴۳): پالس های خروجی مدار فرمان با استفاده از AVR

- ۱۴۹ شکل(۴۴-۵): مدار عملی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز
- ۱۴۹ شکل(۴۵-۵): شکل موج ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز
- ۱۵۰ شکل(۴۶-۵): سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم
- ۱۵۱ شکل(۴۷-۵): ولتاژ خروجی سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم
- ۱۵۱ شکل(۴۸-۵): ولتاژ خروجی سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

استفاده از تکنولوژی انتقال انرژی القایی به صورت بدون تماس مستقیم، چندسالی است که گسترش زیادی یافته است و هم اکنون جایگزین بسیاری از سیستم‌هایی که در آنها انرژی مغناطیسی از یک منبع توان به یک بار الکتریکی منتقل می‌شود، شده است. انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، در حالت‌هایی که اتصالات سیم‌ها نامناسب، پرخطر یا غیرممکن می‌باشد و در کل هر جایی که استفاده از روش‌های انتقال انرژی توسط تماس مستقیم مشکل باشد، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

با استفاده از تکنولوژی انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، می‌توان کابل‌های انتقال انرژی را حذف کرده و بنابراین دیگر مشکلاتی مثل قطع شدن کابل، پوسیدگی و گسستگی در اتصالات الکتریکی، وجود مقاومت الکتریکی در محل اتصالات، وجود اتصالات حمل ولتاژ بدون حفاظ و عایق و ایجاد جرقه در محل اتصالات را نخواهیم داشت. پس می‌توان از این سیستم در محیط‌های در معرض خطر انفجار نیز استفاده کرد.

این تکنولوژی دارای کاربردهای مختلفی در صنعت می‌باشد، که از آن جمله می‌توان به کاربرد بارز آن در روباتها، ماشین‌آلات، سیستم‌های قابل حرکت به صورت خطی، شارژر باتری وسایل نقلیه الکتریکی و ... اشاره کرد. با پیشرفت تکنولوژی و افزایش فاصله هوایی بین سیم پیچ اولیه و ثانویه، کاربردهای بیشتری برای این سیستم انتقال انرژی بوجود خواهد آمد.

ساختار کلی از این تکنولوژی انتقال انرژی که تقریباً در همه کاربردها استفاده می‌شود، شامل یک ترانسفورماتور فرکانس بالا با هسته‌ای غیر یکپارچه می‌باشد که فاصله هوایی بین دو بخش اولیه و ثانویه هسته نسبتاً زیاد بوده و انتقال انرژی از طریق القای الکترومغناطیسی صورت می‌گیرد. در این

سیستم، عوامل متعددی در تعیین رفتار سیستم نقش دارند که از آن جمله می توان به موارد زیر اشاره کرد :

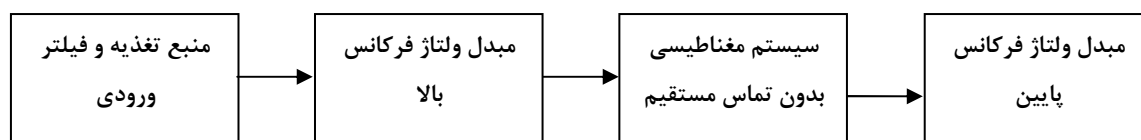
ابعاد قسمت اولیه و ثانویه سیستم، وجود هسته فریت در سمت اولیه و ثانویه و طول فاصله هوایی. توان الکتریکی قابل انتقال و همچنین بازده مجموعه های مغناطیسی با فاصله هوایی بزرگ را می توان با استفاده از فرکانس های انتقال بالا، در محدوده تقریباً 100 KHz ، به طور قابل ملاحظه ای بهبود بخشید. بازده بالا در تمام سیستم های الکترونیک قدرت امری ضروری است. بالا بودن بازده سیستم از دو جهت به خصوص در توان های متوسط و بالا اهمیت دارد. اولین دلیل این است که در سیستم های با بازده پایین، درصد کمی از توان ورودی به خروجی انتقال داده می شود و به این ترتیب از تمام توانی که سیستم دریافت می کند، بخش کمی توسط بار استفاده می شود.

دلیل دیگر اهمیت بررسی پارامتر بازده، توان تلفی و مسأله خنک کنندگی سیستم می باشد. در سیستم های با بازده پایین، مقدار توانی که از منبع کشیده می شود و به خروجی نمی رسد، در سیستم به صورت گرما تلف می شود. این گرمای تولید شده باید به نوعی از سیستم دفع شود که باعث می شود سیستم خنک کننده بسیار حجیم و گران قیمتی مورد نیاز باشد. همچنین این گرمای تولیدی در سیستم موجب افزایش دما می شود که این افزایش دما روی مقادیر المان ها تأثیر می گذارد و در واقع کنترل سیستم را پیچیده و پایداری آن را دچار مشکل می کند.

پس برای افزایش بازده این سیستم انتقال توان، باید در این سیستم بخشی در نظر گرفته شود که ولتاژ ورودی با فرکانس 50 Hz را به ولتاژی با فرکانس بالاتر تبدیل نماید. برای این منظور معمولاً از دو نوع مدار استفاده می شود. نوع اول با استفاده از یک مرحله یکسو کننده و سپس یک مرحله اینورتر می باشد [۲ و ۱]. در نوع دوم، به جای استفاده از ساختار دو مرحله ای فوق، از ساختار یک مرحله ای با استفاده از مبدل ماتریسی استفاده می شود [۳]. هر کدام از این دو نوع دارای مزایا و معایبی بوده که در ادامه و در فصل های بعد توضیحات بیشتری در این زمینه ارائه می گردد. پس از

انتقال این ولتاژ با فرکانس بالا از طریق سیستم مغناطیسی، مجدداً برای داشتن ولتاژ خروجی سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز لازم است که فرکانس آن کاهش داده شود که این کار توسط یک فیلتر در خروجی انجام می شود.

پارامتر دیگری که اخیراً با افزایش دستگاه های الکترونیک قدرت بسیار مورد توجه قرار گرفته است، مسأله ضریب توان ورودی و هارمونیک های تولیدی مبدل می باشد که می توانند مشکل ساز باشند. برای حذف این هارمونیک ها و افزایش ضریب توان ورودی لازم است که در ورودی سیستم از یک فیلتر ورودی استفاده شود. بنابراین یک سیستم انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، در حالت کلی شامل اجزای نشان داده شده در شکل (۱-۱) می باشد:



شکل (۱-۱): نمودار بلوکی یک سیستم انتقال توان به صورت بدون تماس مستقیم

سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم، دارای اندوکتانس پراکندگی بزرگ و اندوکتانس مغناطیس کنندگی کوچک و ضریب تزویج ناچیزی می باشد که در اکثر کاربردها برای جبران این اندوکتانس پراکندگی از مبدل های رزونانسی استفاده می شود. توضیحات بیشتر در زمینه مبدل های رزونانسی در مراجع [۴، ۵ و ۶] آمده است.

۲-۱ دورنمای پایان نامه

این گزارش به معرفی تکنولوژی انتقال انرژی بدون تماس مستقیم، بررسی اجزای مختلف سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم، شرح برخی کاربردهای آن، مدارات مختلف مورد استفاده در این سیستم و روش های کنترل این سیستم ها می پردازد.

در فصل دوم، به بررسی مدارات مورد استفاده معمول برای این سیستم انتقال انرژی و اجزای مختلف آن پرداخته و برخی از کاربردهای این سیستم در صنعت نیز بررسی خواهد شد.

در فصل سوم، به معرفی مبدل ماتریسی و تاریخچه آن و معرفی ساختارهای مختلف سوئیچ دوطرفه پرداخته شده و سپس روش های کموتاسیون سوئیچ های دو طرفه نیز بیان می گردد.

در فصل چهارم، طراحی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی 3×1 بیان خواهد شد که شامل معرفی ساختار سیستم پیشنهادی، نحوه طراحی فیلتر ورودی، روش طراحی سلف، بررسی مبدل ماتریسی 3×1 و نحوه کنترل آن، انتخاب سوئیچ های دوطرفه، روش طراحی ترانسفورماتور فرکانس بالا و نحوه طراحی فیلتر خروجی می باشد.

در فصل پنجم، نتایج شبیه سازی های انجام شده با استفاده از نرم افزار *MATLAB/SIMULINK* بیان گردیده و همچنین این نتایج با نتایج بدست آمده در عمل نیز مقایسه شده است.

در فصل ششم، نتیجه گیری های بدست آمده از این پروژه بیان شده و پیشنهاداتی نیز برای افرادی که قصد ادامه این مسیر را دارند، ارائه شده است و در نهایت مراجع استفاده شده در این گزارش و پیوست مطالب آورده شده است.

فصل دوم

مروری بر سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم

۱-۲ مقدمه

تکنولوژی انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم در موارد مختلفی مورد استفاده قرار گرفته است و در مقالات متعددی، موارد استفاده این تکنولوژی بیان شده است که در این فصل برخی از این کاربردها و مدارات مورد استفاده در آنها مورد بحث قرار می گیرد. در تمامی این مدارات، بخش انتقال انرژی، به صورت بدون تماس مستقیم می باشد ولی بسته به نوع مدار و کاربرد آن، ساختار مدار متفاوت می باشد.

در این فصل، ابتدا به معرفی انواع سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم خواهیم پرداخت و تحقیق می کنیم که تاکنون چه مدارهایی برای این سیستم پیشنهاد شده است و مزایا و معایب هر کدام بررسی می شود. سپس مدارات پایه برای سیستم انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم بررسی شده و به معرفی اجزاء سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم خواهیم پرداخت و برای هر یک از اجزای این سیستم توضیحاتی ارائه می گردد و در انتها برخی از کاربردهای مختلف این سیستم در صنعت بیان می گردد.

۲-۲ معرفی انواع سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم

همانطور که در فصل قبل اشاره شد، یک سیستم انتقال بدون تماس مستقیم، در واقع یک ترانسفورماتور فرکانس بالا می باشد که سیم پیچ های اولیه و ثانویه آن روی هسته ای غیر یکپارچه پیچیده شده اند و انتقال انرژی از طریق القای الکترومغناطیسی صورت می گیرد. در سیستم های انتقال توان بدون تماس مستقیم، راندمان سیستم اساساً تحت تاثیر فرکانس انتقال می باشد و می توان راندمان این سیستم ها را با استفاده از فرکانس های انتقال بالا، در محدوده 100KHz و بالاتر، به طور قابل ملاحظه ای بهبود داد.

تفاوت اصلی بین انواع سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در بخش ابتدایی سیستم یعنی مبدل ولتاژ فرکانس بالا می باشد. در بخش مبدل ولتاژ فرکانس بالا نیاز به مدارهایی جهت تبدیل ولتاژ ورودی با فرکانس ۵۰ هرتز به ولتاژی با فرکانس بیشتر از ۱۰۰ کیلو هرتز می باشد. برای این منظور دو نوع مبدل ولتاژ فرکانس بالا مورد استفاده قرار می گیرد و بر این اساس دو نوع سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم خواهیم داشت؛ سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از یکسوکونده و اینورتر و سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی که توضیحات مربوط به هر کدام در بخش مربوط به آن ارائه خواهد شد.

۲-۳ معرفی اجزاء سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم

همانطور که در نمایش بلوکی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در فصل قبل مشاهده شد، این سیستم شامل اجزایی می باشد که در این بخش به طور کامل در مورد هر کدام توضیحاتی ارائه می گردد.

۲-۳-۱ منبع تغذیه و فیلتر ورودی

منبع تغذیه مورد استفاده در این سیستم، منبع برق شهری بوده که دارای اندوکتانس داخلی در حدود ۱٪ می باشد. هنگام استفاده از مدارات الکترونیک قدرت، به دلیل عملیات سوئیچینگ که در مدت زمان کوتاه و با فرکانس بالا در این مدارات صورت می گیرد، هارمونیک هایی در جریان ورودی سیستم بوجود می آید. وجود هارمونیک ها با اندازه بزرگ در جریان ورودی سیستم، دو مشکل اساسی ایجاد می کند. اول اینکه وجود مولفه های فرکانس بالای جریان که از شبکه کشیده می شود، با وجود امپدانس منبع و خطوط انتقال، می تواند اختلالات ولتاژی بزرگی بر روی خط انتقال ایجاد کرده و برای دیگر مصرف کننده ها که در همسایگی سیستم وجود دارند، ایجاد مشکل نماید. برای این منظور استانداردهای ملی و بین المللی جهت محدود کردن هارمونیک های تولیدی توسط

سیستم تدوین شده است. به عنوان مثال استانداردهای *IEC-555* و *IEEE-519* سطح هرمونیک های جریان ایجاد شده توسط یک سیستم را در حد $THD \leq 8\%$ مجاز می دارد [۷ و ۸]. مشکل دوم، ضریب توان پایین از دید شبکه است که باعث افزایش توان راکتیو کشیده شده از شبکه می شود.

با توجه به مطالب بالا، نیاز به استفاده از فیلتر در ورودی سیستم مشخص است تا بین منبع تغذیه و سیستم انتقال قرار گیرد و مانع از تزریق هارمونیک های جریان، از سیستم به منبع تغذیه شود. برای این منظور از انواع فیلترهای میرا نشده و میرا شده استفاده می شود که توضیحات بیشتر در بخش مربوط به طراحی فیلتر ورودی در فصل چهارم ارائه می گردد.

۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا

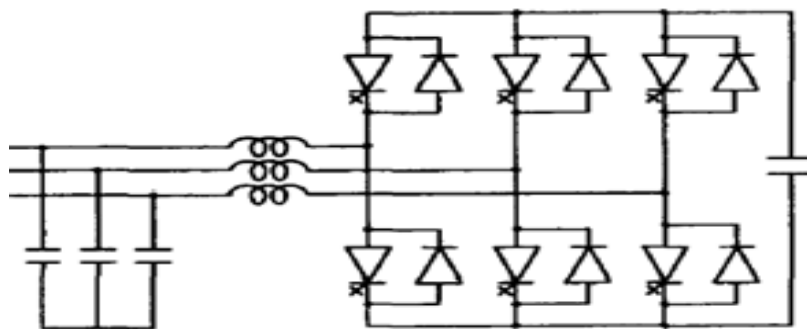
همانطور که توضیح داده شد، برای تبدیل ولتاژ ورودی با فرکانس ۵۰ هرتز به ولتاژی با فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز و بالاتر، جهت افزایش راندمان سیستم انتقال، نیاز به استفاده از مدارات مبدل ولتاژ فرکانس بالا می باشد. در ادامه دو نوع از مدارات مبدل ولتاژ فرکانس بالای رایج را معرفی می نماییم.

۱-۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا با استفاده از یکسوکننده و اینورتر

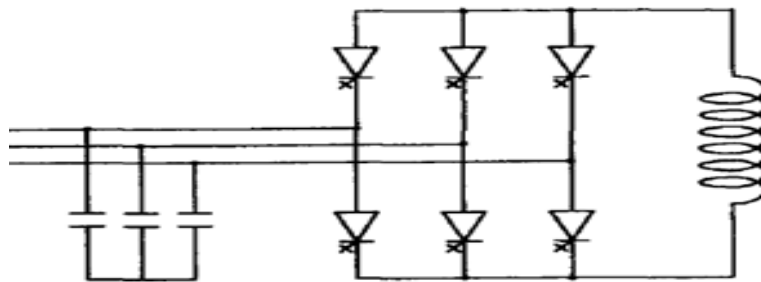
در این روش از تبدیلات چند مرحله ای انرژی استفاده می شود (*AC-DC-AC*)، به این ترتیب که ابتدا توسط یک یکسوکننده پل کامل، ولتاژ *AC* ورودی با فرکانس 50Hz به ولتاژ *DC* تبدیل شده و سپس با استفاده از اینورتر فرکانس بالا، مجدداً این ولتاژ *DC* به ولتاژ *AC* با فرکانس 100KHz یا بالاتر تبدیل می شود [۱ و ۲].

اینورترها مداراتی هستند که وظیفه آن ها تبدیل ولتاژ *DC* ورودی، به ولتاژی *AC* با دامنه و فرکانس مورد نظر می باشد. این مدارات متشکل از سوییچ های الکترونیک قدرت هستند که خاموش و روشن شدن سوییچ ها، طرف های *DC* و *AC* را به هم مرتبط می سازد. کلیدها بایستی به گونه ای

انتخاب شوند که قابلیت انتقال توان از هر طرف به طرف دیگر وجود داشته باشد. کلیدها بایستی یا مانند ترانزیستور کاملاً کنترل پذیر باشند و یا مشابه تریتور از کموتاسیون اجباری برای خاموش کردنشان استفاده شود. طرف DC این سویچها به عنصر ذخیره ساز انرژی (یا منبع DC در صورت لزوم) متصل است که این عنصر ذخیره ساز، برحسب مورد می تواند خازن در مبدل اینورتری منبع ولتاژ و یا سلف در مبدل اینورتری منبع جریان باشد. شکلهای (۱-۲) و (۲-۲) این دو ساختار را برای یک مبدل اینورتری سه فاز سه سیم (بدون نوترال) نشان می دهند.

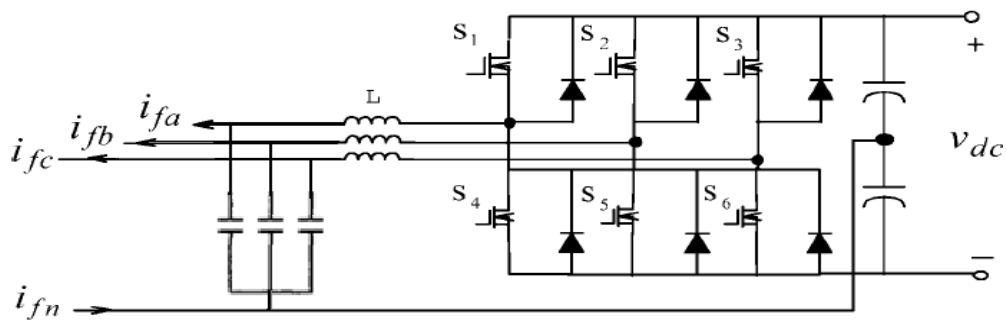


شکل (۱-۲): مبدل اینورتری منبع ولتاژ VSI

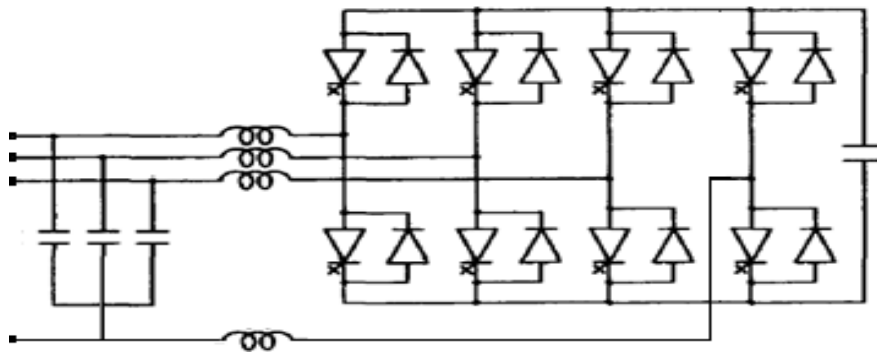


شکل (۲-۲): مبدل اینورتری منبع جریان CSI

در شکل های (۳-۲) و (۴-۲) دو ساختار مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه نشان داده شده است. تفاوت دو ساختار در تعداد سویچها و المان ذخیره ساز انرژی است.



شکل (۳-۲): ساختار شماره ۱ مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه

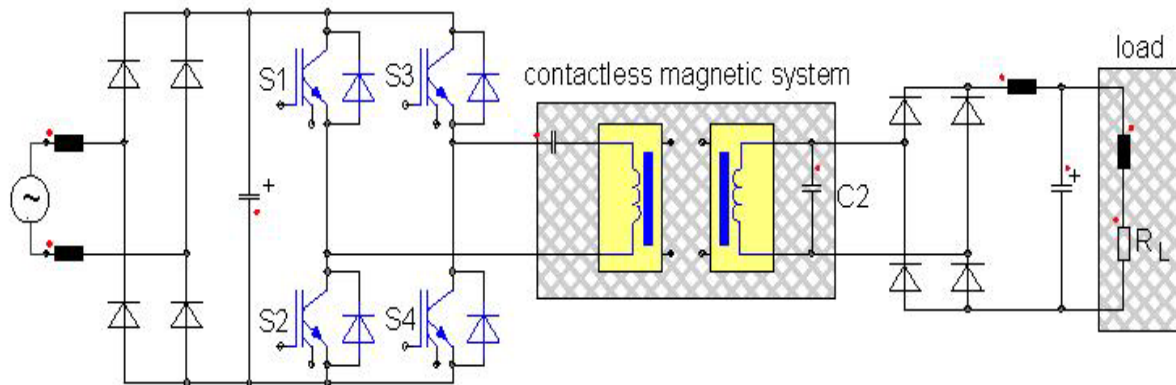


شکل (۴-۲): ساختار شماره ۲ مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه

شکل (۳-۲) ساختار ساده‌تری را نشان می‌دهد که سیم نول به سر وسط خازن‌ها متصل شده است ولی کنترل پذیری ساختار شکل (۴-۲) بیشتر است، چرا که جریان (ولتاژ) سیم نول توسط عناصر الکترونیک قدرت قابل کنترل می‌باشد. در اغلب مواردی که اصطلاح اینورتر چهار سیمه^۱ بکار برده می‌شود، منظور ساختار موجود در شکل (۴-۲) است.

مدار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از اینورتر فرکانس بالا در شکل (۵-۲) نمایش داده شده است.

^۱ Four Wire Inverter



شکل (۲-۵): اینورتر فرکانس بالا برای انتقال بدون تماس مستقیم انرژی [۱]

به دلیل اینکه در این روش، از دو مرحله تبدیل استفاده شده است (یک مرحله تبدیل ولتاژ AC به ولتاژ DC و مرحله بعد تبدیل ولتاژ DC به ولتاژ AC با فرکانس بالا)، تلفات سیستم زیاد می باشد. از طرفی در قسمت یکسوکننده، برای داشتن ولتاژ خروجی با ریپل کم، نیاز به استفاده از لینک DC خازنی بزرگی می باشد که این خود باعث افزایش حجم و تلفات سیستم خواهد شد. بنابراین لزوم استفاده از سیستم تبدیل ولتاژ فرکانس بالای با تلفات کمتری مشخص می باشد که در ادامه این سیستم معرفی می گردد.

۲-۲-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس بالا با استفاده از مبدل ماتریسی

همانطور که در قسمت قبل اشاره شد، با استفاده از روش های معمول تبدیل انرژی چند مرحله ای (AC به DC و DC به AC)، اجزای الکترونیک قدرت سمت اولیه، بخش بزرگی از تلفات را تولید می کنند. در سیستم های سنتی، تلفات اصلی سیستم، ناشی از اینورتر اولیه می باشد.

بنابراین یک پیشنهاد جالب توجه جهت کاهش تلفات تبدیل الکتریکی، تبدیل مستقیم انرژی از حالت AC به حالت AC با استفاده از مبدل ماتریسی می باشد [۳]. مبدل ماتریسی، یک مبدل با

کموتاسیون اجباری می باشد که از آرایش سوئیچ های دوجته^۲ کنترل شده که عناصر اصلی برای ساختن یک سیستم با ولتاژ خروجی متغیر و فرکانس نامحدود می باشد، استفاده می کند.

در مبدل ماتریسی دیگر نیازی به خازن لینک DC و یا هیچگونه عناصر ذخیره کننده انرژی بزرگ و حجیمی نمی باشد. این یکی از محاسن این مبدل است که باعث می شود حجم آن بسیار کوچک شود و در دماهای بالا به دلیل نبود خازن لینک DC به خوبی کار کند. عنصر کلیدی در مبدل های ماتریسی، سوئیچ دو جهته چهار ناحیه^۳ تمام کنترل شونده می باشد که اجازه عملکرد در فرکانس بالا را می دهد.

به هر حال توسعه و پیشرفت حقیقی مبدل ماتریسی، با کار *Alesina* و *Venturini* در سال ۱۹۸۰ شروع شد [۹]، [۱۰]. کوشش و نقش اصلی آنها در توسعه آنالیز ریاضی سخت، برای توصیف رفتار فرکانس پایین مبدل است که در آن مفهوم ماتریس مدولاسیون فرکانس پایین را معرفی کرده اند. روش مدولاسیون فوق، معروف به روش تابع انتقال مستقیم^۴ است که بردار ولتاژ خروجی از ضرب کردن ماتریس مدولاسیون در بردار ولتاژ ورودی به دست می آید [۱۱]، [۱۲].

یک روش کنترل متفاوت فرضی که بر اساس لینک DC فرضی بنا نهاده شده، ایده ای بود که توسط *Rodriguez* در سال ۱۹۸۳ معرفی شد. در این روش عملکرد مبدل ماتریسی به دو بخش یکسوسازی و اینورتری تقسیم بندی می شود [۱۳ و ۱۴-۱۶].

ولتاژ فرضی V_{pn} از حالت عملکرد یکسوکنندگی بدست می آید. هدف از عملکرد حالت یکسوکنندگی این است که ولتاژ فرضی V_{pn} را از ولتاژ سه فاز ورودی بوجود آوریم و ضریب توان ورودی را واحد نگاه داریم. سیستم کنترل، به روش مدولاسیون فضای برداری (SVPWM)^۵ پیاده

² - Bi-directional

³ - Four Quadrant

⁴ - Direct Transfer

⁵ - Space Vector Pulse Width Modulation

سازی می شود. بردار جریان سه فاز ورودی با فرکانس زاویه ای θ_{SC} می چرخد که از رابطه زیر بدست می آید:

$$\theta_{SC} = 2\pi f_i \times K \times T_s + \theta_0 \quad (1-2)$$

که در رابطه بالا، f_i فرکانس ولتاژ ورودی، K گذر زمان برحسب دوره تناوب سوئیچینگ و θ_0 زاویه اولیه جریان است. در واقع بردار جریان ورودی را طوری می توان با بردارهای سوئیچینگ ساخت که با فرکانس ولتاژ ورودی یعنی f_i بچرخد. تابع تبدیل در این قسمت طوری ساخته می شود که همانند پل دیودی، یک سطح ولتاژ V_{pn} فرضی شش پالسه در خروجی قسمت یکسوکنندگی تولید شود.

هدف از عملکرد حالت اینورتری، تولید یک ولتاژ خروجی تکفاز فرکانس بالا می باشد. در اینجا با بدست آوردن تابع تبدیل حالت اینورتری سعی می شود از روی ولتاژ لینک DC فرضی ساخته شده در بخش یکسو سازی، یک موج مربعی با فرکانس بالا ایجاد گردد.

از حاصلضرب توابع تبدیل حالات یکسوسازی و اینورتری، تابع تبدیل کل مبدل ماتریسی بدست می آید که به روش مدولاسیون فضای برداری ($SVPWM$) به سوئیچ ها اعمال می شود.

تمام جزئیات مربوط به مبدل های ماتریسی و نحوه عملکرد آن در مراجع [۱۷] و [۱۸] آمده است. در کل مبدل ماتریسی دارای مزایا و معایبی است که از جمله مزایای آن می توان موارد زیر را نام برد:

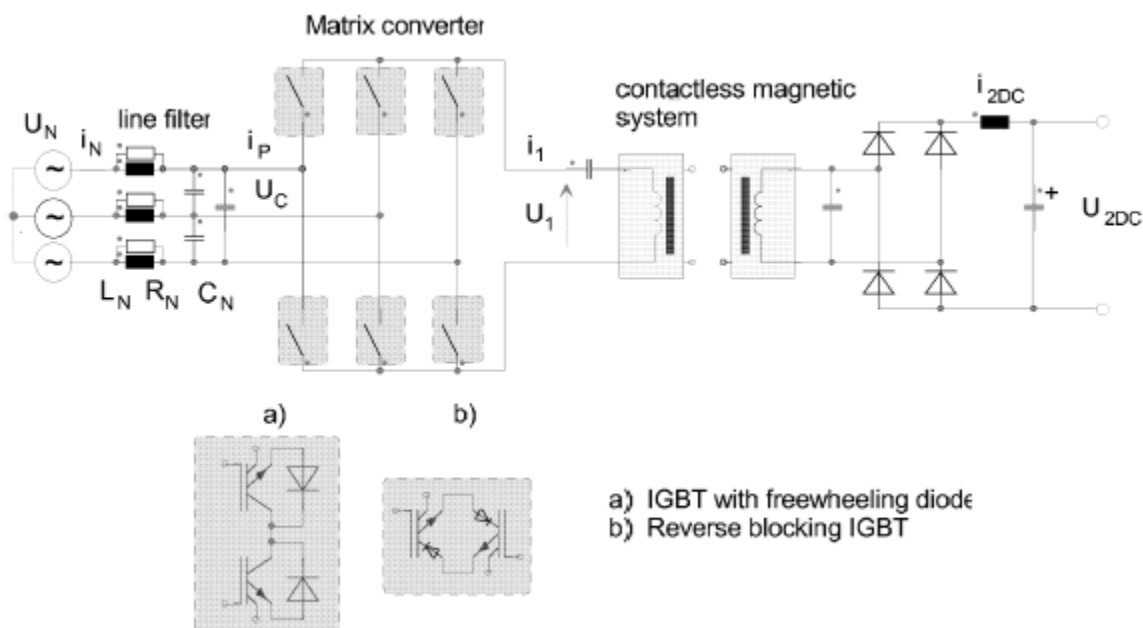
۱. مدار قدرت ساده و فشرده؛ به علت عدم وجود خازن لینک DC و فرکانس کار بالا
۲. تولید ولتاژ با دامنه و فرکانس دلخواه برای هر نوع بار
۳. جریان ورودی سینوسی
۴. عملکرد در ضریب توان واحد برای هر نوع بار

۵. قابلیت بازگشت انرژی

مبدل های ماتریسی معایبی هم دارند. کموتاسیون همزمان سوئیچ های دوجبهته کنترل شده خیلی مشکل است زیرا باعث ایجاد اسپایک های شدید جریانی و ولتاژی و سوختن سوئیچ ها می شود [۱۹]. متأسفانه هیچ سوئیچی وجود ندارد که به تنهایی قادر باشد ولتاژ را در هر دو جهت مسدود^۶ کند و جریان را در هر دو جهت عبور دهد. باید از ترکیب دو سوئیچ استفاده کرد که این خود باعث زیاد شدن تعداد المان ها و گرانی مبدل می شود. در فصل بعد نگاهی دقیق تر به مبدل ماتریسی و الگوریتم های متفاوتی که جهت سوئیچینگ استفاده می شود، خواهیم داشت.

مدار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی در شکل (۶-۲) نشان

داده شده است.



شکل (۶-۲): ساختار مبدل ماتریسی برای انتقال بدون تماس انرژی [۳]

^۶ - Block

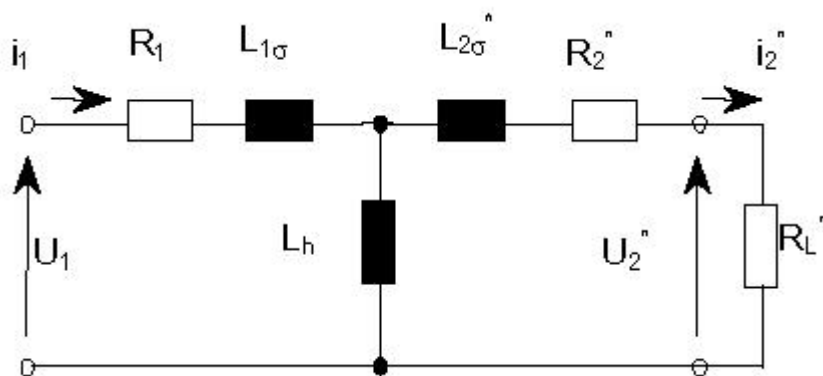
مبدل ماتریسی به یک شبکه سه فاز وصل شده و سیم پیچ اولیه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم را تغذیه می کند. در سمت ثانویه نیز با استفاده از یکسوکننده پل ، ولتاژ DC ثابتی را برای مصرف کننده انرژی الکتریکی خواهیم داشت.

استفاده از مبدل ماتریسی در سمت اولیه، تعداد مراحل تبدیل انرژی را کاهش داده، مانع از استفاده از خازن های الکترولیتی DC گران و حجیم می شود، ابعاد مبدل اولیه را کاهش می دهد، قابلیت اطمینان را بویژه در دماهای بالا افزایش می دهد، تلفات هدایت و سوئیچینگ در نیمه هادی های قدرت را کاهش داده و بنابراین راندمان کلی سیستم را افزایش می دهد.

۳-۳-۲ سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

۱-۳-۳-۲ مدار معادل الکتریکی [۲۱]

تحقیقات در محدوده فرکانسی بالاتر از 100KHz نشان داده است که رفتار حالت ماندگار مجموعه مغناطیسی با فاصله هوایی بزرگ را می توان به خوبی رفتار حالت گذرا (دینامیکی) آن، با استفاده از مدار معادل الکتریکی شکل (۲-۷) شرح داد:



شکل (۲-۷): مدار معادل الکتریکی سیستم مغناطیسی [۲۱]

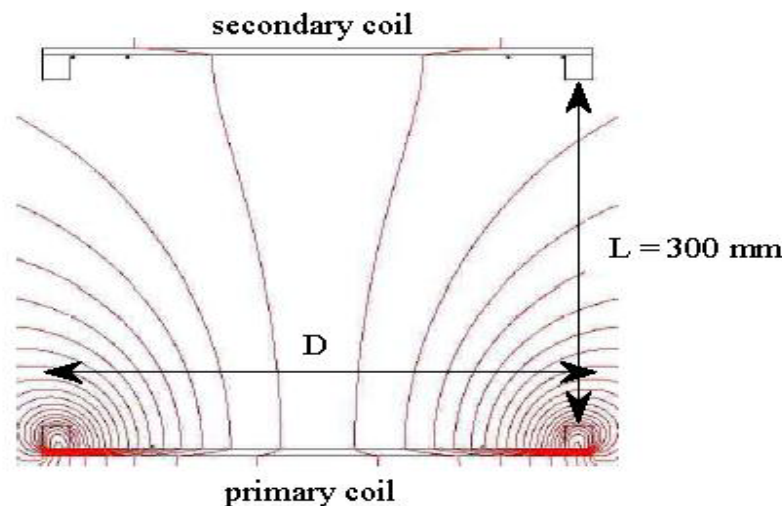
که اجزای آن عبارتند از :

اندوکتانس اصلی (اندوکتانس مغناطیسی کنگدی) L_h ، اندوکتانس های پراکندگی $L_{1\sigma}$ و $L_{2\sigma}$ و مقاومت های اهمی سیم پیچ ها R_1 و R_2 .

اندوکتانس اصلی و اندوکتانس های پراکندگی سیستم های بدون تماس، اساساً وابسته به ابعاد سیستم اولیه و ثانویه، وجود هسته های فریت در طرف اولیه و ثانویه و طول فاصله هوایی می باشند. سیستم های انتقال بدون تماس عموماً توسط یک اندوکتانس اصلی خیلی کوچک و اندوکتانس های پراکندگی بزرگ مشخص می شوند.

برای انتقال انرژی از طریق یک فاصله هوایی بزرگ (چند صد میلی متری)، بهینه سازی هندسی دقیقی مورد نیاز است. برای توضیح بیشتر در مورد پارامترهای مدار معادل الکتریکی، به بررسی شبیه سازی های انجام شده در این زمینه در مقالات می پردازیم [۲۱].

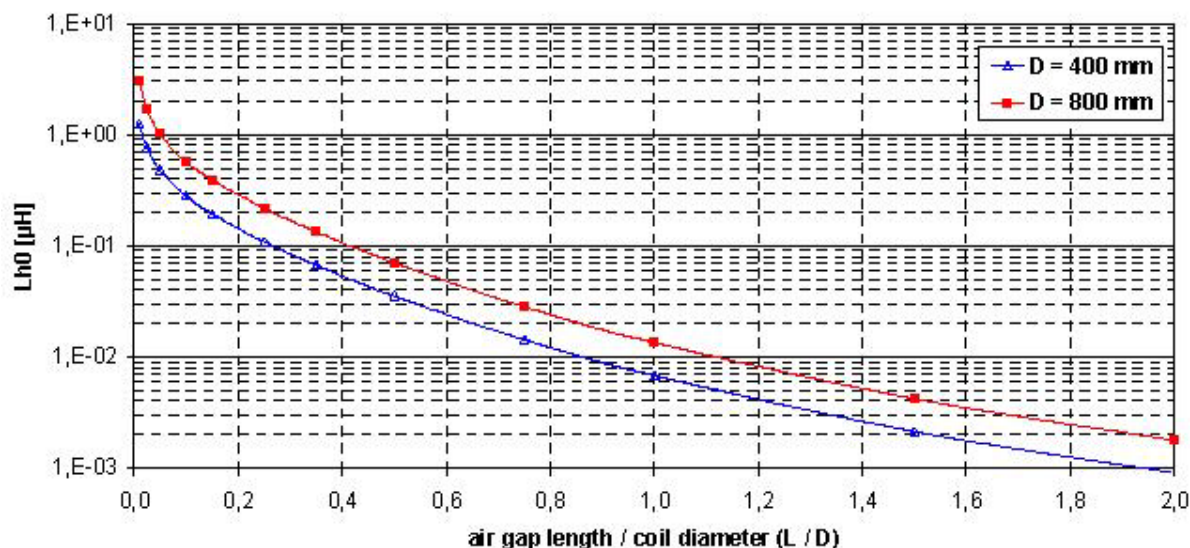
شکل (۲-۸) خطوط شار مغناطیسی یک مجموعه مغناطیسی بهینه شده با فاصله هوایی ۳۰۰ میلی متر را نشان می دهد. سیم پیچ های اولیه و ثانویه دارای قطر ۴۰۰ میلی متر و شامل ۷ دور سیم لایتنر می باشند و هر سیم پیچ روی صفحات فریت چسبیده شده است.



شکل (۲-۸): خطوط شار مغناطیسی یک مجموعه مغناطیسی بهینه شده با فاصله هوایی بزرگ [۲۱]

نتیجه این شبیه سازی شار مغناطیسی، تغییرات اندوکتانس اصلی را بر حسب نسبت طول فاصله

هوایی به قطر سیم، برای این مجموعه مغناطیسی به صورت زیر نمایش می دهد:



شکل (۲-۹): تغییرات اندوکتانس اصلی مجموعه مغناطیسی به صورت تابعی از طول فاصله هوایی [۲۱]

اندوکتانس L_{h0} ، مربوط به یک سیم پیچ می باشد. می توان دید که اندوکتانس اصلی متناسب

است با ضخامت (قطر) سیم پیچ و با افزایش طول فاصله هوایی سریعاً کاهش می یابد.

۲-۳-۳-۲ پارامترهای وابسته به فرکانس

برای یافتن المانهای وابسته به فرکانس در مدار معادل الکتریکی شکل (۲-۷)، از شبیه سازی

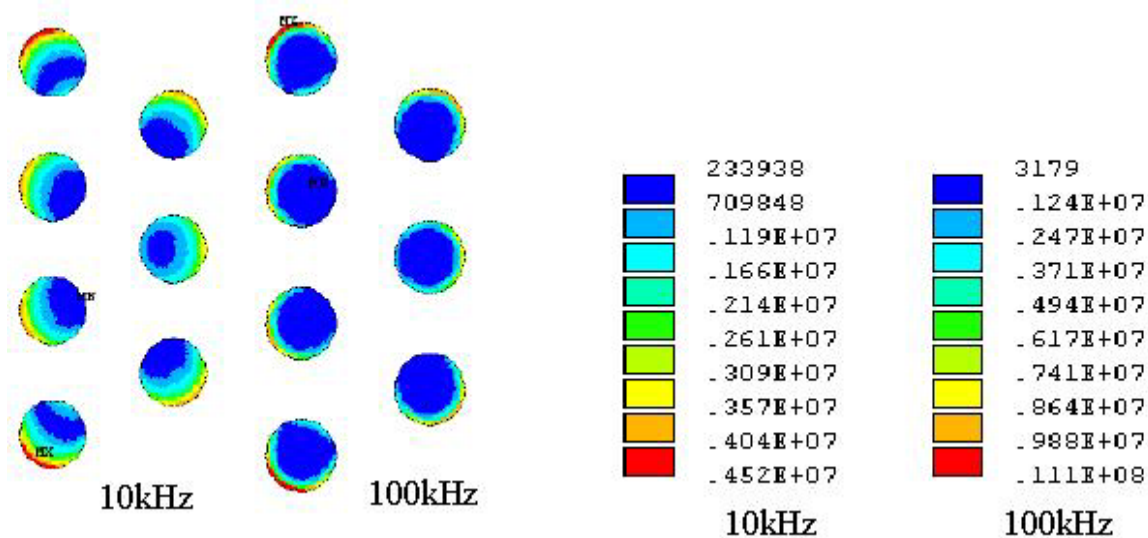
میدان استفاده شده است. این مدل شامل یک سیم پیچ حلقه ای شکل با قطر داخلی ۳۸۰ میلی متر

است. تعداد دورهای سیم پیچ، ۷ دور و جنس سیم نیز، سیم لایتز می باشد که دارای سطح مقطع

عرضی ۱۰ میلی متر مربع است. قطر سیم با عایق ۶.۵ میلی متر بوده و فاصله بین دو دور ۱.۶ میلی

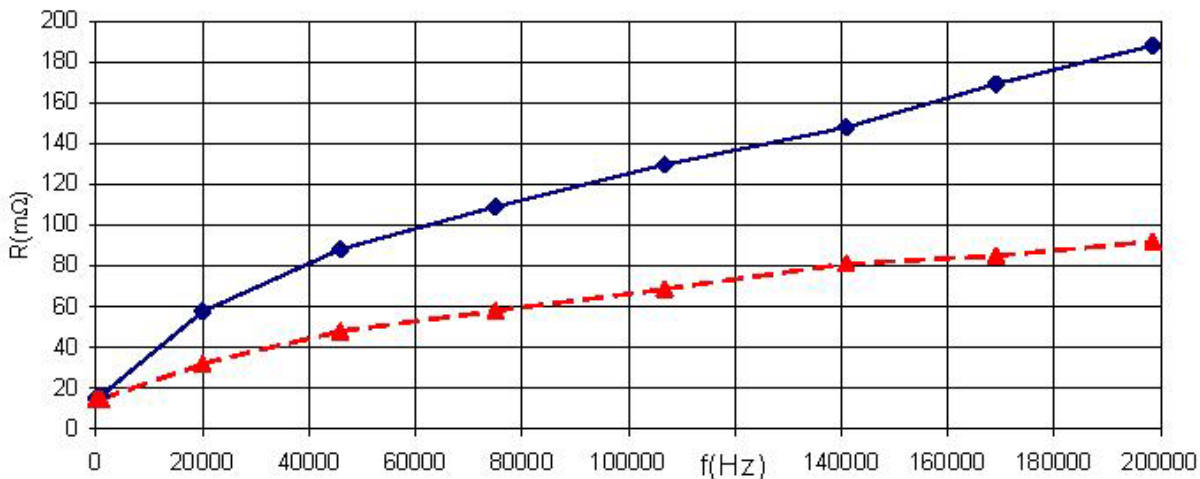
متر می باشد.

به عنوان یک نتیجه این شبیه سازی، شکل (۲-۱۰) توزیع شبیه سازی شده چگالی جریان در دوره های سیم پیچ را برای فرکانس های 10Hz تا 100kHz نشان می دهد. در این شبیه سازی هر دو اثر پوستی و اثر مجاورتی در نظر گرفته شده است.



شکل (۲-۱۰): توزیع شبیه سازی شده چگالی جریان [۲۱]

توزیع جریان در سطح مقطع سیم، با افزایش فرکانس تغییر می کند. به خاطر اثر پوستی، تمرکز جریان در یک لایه نزدیک سطح هادی می باشد و به خاطر اثر مجاورتی، توزیع جریان ناهمگنی در سیم ایجاد می شود. در فرکانس 100kHz کمترین چگالی جریان را تقریباً در تمام سطح مقطع سیم پیچ داریم. شکل (۲-۱۱) وابستگی فرکانسی مقاومت سیم پیچ ها را نشان می دهد:



شکل (۲-۱): مقاومت سیم پیچ بر حسب فرکانس (بالا: اثر پوستی و مجاورتی ، پایین: فقط اثر پوستی) [۲۱]

اندوکتانس های اصلی و پراکندگی سمت اولیه و ثانویه به ترتیب به ابعاد هندسی و طول فاصله هوایی بین سیم پیچ ها بستگی دارند، ولی هیچ گونه وابستگی فرکانسی ندارند. در حالتی که ثانویه بدون بار و جریان سمت اولیه تغذیه شده باشد، مقدار دقیق اندوکتانس اصلی (L_h) را می توان بدست آورد. در حالت عملکرد بدون بار سمت ثانویه ، با استفاده از نسبت U_1 به I_1 می توان مقدار اندوکتانس اولیه (L_1) را تعیین کرد. اندوکتانس های پراکندگی $L_{1\sigma}$ و $L_{2\sigma}$ را می توان از روی اختلاف بین اندوکتانس اولیه L_1 (یا اندوکتانس ثانویه L_2) و اندوکتانس اصلی L_h بدست آورد. بنابراین وابستگی فرکانسی تمام المان های مدار معادل مشخص شد.

۳-۳-۳-۲ جبران سازی اندوکتانس پراکندگی

سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم ، دارای اندوکتانس پراکندگی ثانویه بزرگ، اندوکتانس مغناطیس کنندگی کوچک و ضریب تزویج ناچیز (معمولا کمتر از ۰.۵) می باشند. وجود اندوکتانس پراکندگی بزرگ در سمت ثانویه، باعث افت ولتاژ وابسته به مقدار باری در سمت ثانویه شده که این یک محدودیت مهم برای توان الکتریکی قابل انتقال می باشد. همچنین به دلیل کوچک بودن اندوکتانس مغناطیسی، جریان مغناطیس کنندگی بزرگی در آن جاری می شود و نیز راندمان

کلی سیستم هم کوچک خواهد بود. در نتیجه برای انتقال توان الکتریکی در حد بالای چند صد وات و همچنین بهبود راندمان، نیاز به جبران سازی اندوکتانس پراکندگی سمت ثانویه می باشد.

این جبران سازی را می توان با استفاده از انواع مختلف مبدل های رزونانسی (تشدید) انجام داد. این مبدل ها عموماً به دو صورت نیم پل برای توان های کم (تا ۲۰۰ وات) و تمام پل برای توان های متوسط و زیاد (بالتر از ۲۰۰ وات تا چند کیلو وات) ساخته شده و به دو خانواده اصلی مبدل رزونانسی سری یا ySRC و مبدل رزونانسی موازی یا APRC تقسیم می شوند. خواص هر یک از انواع مبدل های رزونانسی در مرجع [۲۰] به تفصیل بررسی شده است.

مبدل رزونانسی سری دارای جریان چرخشی کمی بوده و جریان مدار تانک آن نیز با کاهش جریان بار، کاهش می یابد. بنابراین دارای بازده خوبی حتی در بارهای سبک می باشد. این خصوصیت، نیاز به بزرگ انتخاب کردن عناصر را کاهش می دهد. همچنین به علت وجود خازن در مسیر سری با مدار تانک، به کارگیری آرایش تمام پل بدون نگرانی از ایجاد مؤلفه DC امکان پذیر است. از طرفی مبدل رزونانسی سری نمی تواند تنظیم ولتاژ در حالت بدون بار را تأمین نماید و بار خروجی آن باید ریپل جریان شدیدی را تحمل نماید. در این مبدل در صورت اتصال کوتاه شدن خروجی، جریان شدیدی از مدار تانک گذشته و ممکن است کلیدها آسیب ببینند. بهره ولتاژ مبدل رزونانسی سری بین صفر و یک بوده و خاصیت افزایش دهنده ولتاژ را ندارد.

مبدل رزونانسی موازی دارای حفاظت ذاتی در برابر اتصال کوتاه در خروجی می باشد. زیرا با صفر شدن ولتاژ خروجی، مدار تانک تبدیل به یک سلف خواهد شد و جریان آن محدود باقی خواهد ماند. این مبدل خاصیت بالا بردن ولتاژ را دارد و بهره ولتاژ آن می تواند بسیار بزرگتر از واحد باشد. همچنین این مبدل دارای توانایی تنظیم ولتاژ بدون بار نیز می باشد. مبدل رزونانسی موازی دارای جریان چرخشی زیادی بوده و جریان مدار تانک آن تقریباً مستقل از بار است که باعث ایجاد تلفات

⁷ - Series Resonant Converter

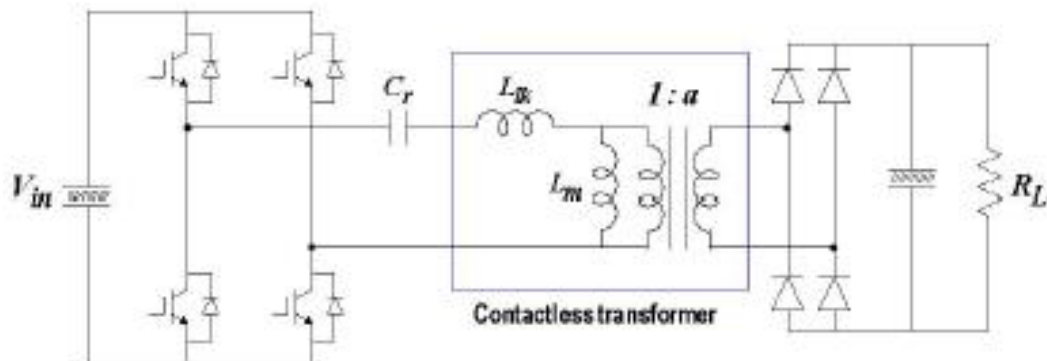
⁸ - Parallel Resonant Converter

هدایتی دائمی در کلیدها و عناصر مدار شده، بازده مبدل را در بارهای سبک، به شدت تحت تأثیر قرار می دهد.

در این قسمت چند نوع سیستم انتقال بدون تماس مستقیم انرژی شامل مبدل های رزونانسی سری، مبدل های رزونانسی سری-موازی (که در این حالت، فرکانس تشدید سری برابر با فرکانس تشدید موازی است) و مبدل رزونانسی با ترانسفورماتور تطبیق مورد بررسی قرار می گیرد [۲۱]. هنگامی که در سیستم از مبدل های رزونانسی استفاده می شود، لازم است که فرکانس تشدید این مبدل ها برابر با فرکانس کل سیستم تنظیم شود تا هیچ گونه افت ولتاژی روی المان های مبدل نداشته باشیم. زیرا در فرکانس تشدید، اجزای مبدل رزونانسی در اثر تشدید با سایر اجزای مدار، یا به صورت اتصال کوتاه و یا به صورت مدار باز درمی آیند.

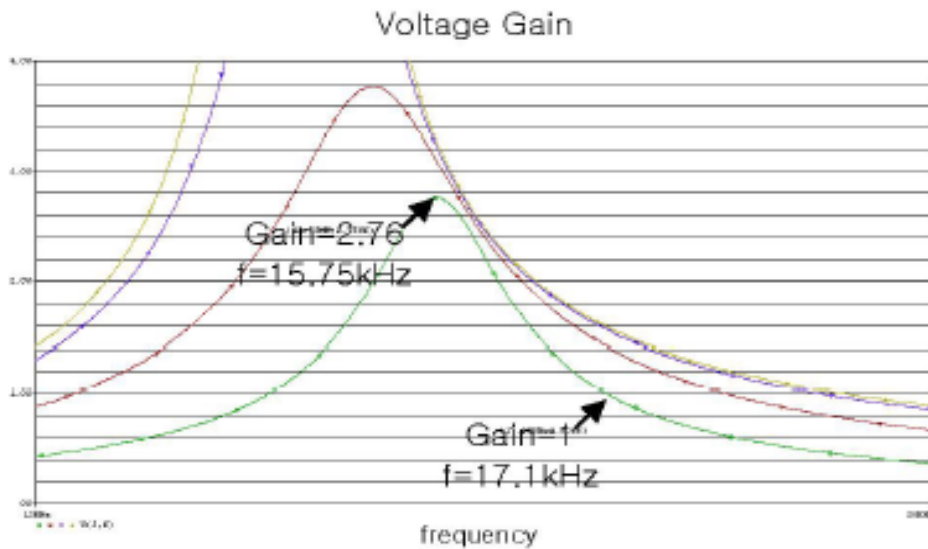
۱-۳-۳-۳-۲ مبدل رزونانسی سری

شکل (۲-۱۲) یک سیستم انتقال توان بدون تماس مستقیم را نشان می دهد که مبدل رزونانسی سری پل کامل را در میان خود دارد. تزویج مغناطیسی سیم پیچ، با مدل سنتی ترانسفورماتور شامل اندوکتانس پراکندگی (L_{lk})، اندوکتانس مغناطیس کنندگی (L_m) و ترانسفورماتور ایده آل با نسبت تبدیل "a" جایگزین شده است.

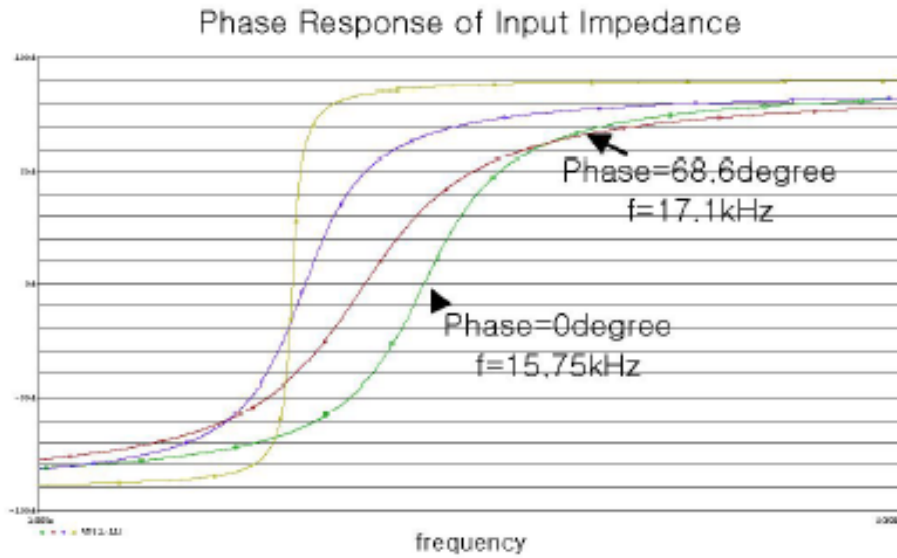


شکل (۲-۱۲): مبدل رزونانسی سری پل کامل [۲۱]

در این مبدل، به دلیل وجود خازن سری با اندوکتانس پراکندگی، در فرکانس تشدید فقط اثر اندوکتانس پراکندگی کاهش می یابد ولی تغییری در مقدار اندوکتانس مغناطیسی ایجاد نمی شود که با توجه به کوچک بودن مقدار اندوکتانس مغناطیسی، جریان زیادی در آن برقرار می شود و باعث افت ولتاژ زیادی خواهد شد. شکل (۲-۱۳) نتایج آنالیز فرکانسی بهره ولتاژ و حاشیه فاز بین ولتاژ و جریان را بر اساس تغییرات فرکانس و بار نشان می دهد. همانطور که در شکل نشان داده شده است، در فرکانس رزونانس (تشدید)، بهره ولتاژ تقریباً برابر با نسبت تبدیل ترانس ایده آل ($a=2.85$) می باشد.



الف- بهره ولتاژ بر حسب فرکانس

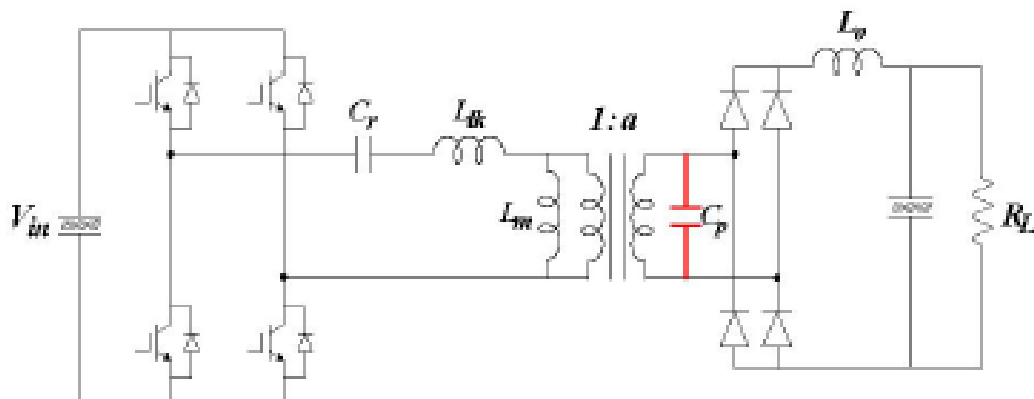


ب- پاسخ فاز ورودی بر حسب فرکانس

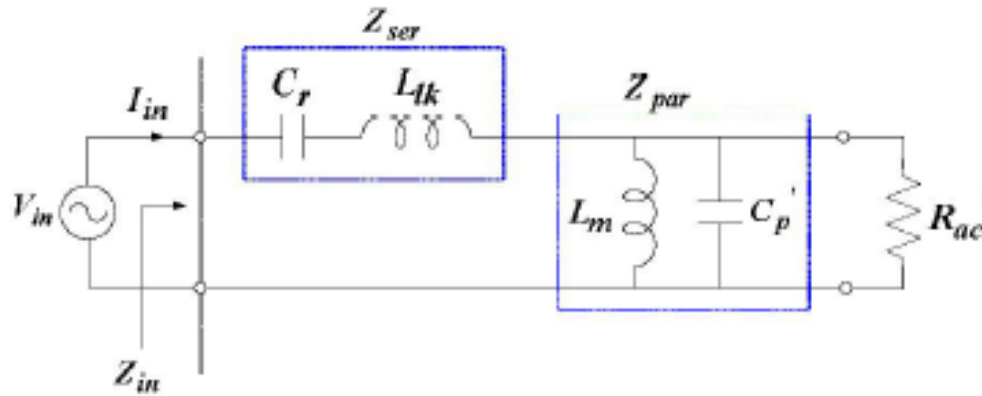
شکل (۲-۱۳): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری [۲۱]

۲-۳-۳-۳-۲ مبدل رزونانسی سری - موازی

شکل (۲-۱۴) و شکل (۲-۱۵) یک سیستم انتقال بدون تماس را نشان می دهند که مبدل رزونانسی سری - موازی پل کامل را در خود جای داده است، بطوریکه فرکانس رزونانس سری بین خازن C_r و اندوکتانس L_{lk} برابر است با فرکانس رزونانس موازی بین خازن C_p و اندوکتانس L_m .



شکل (۲-۱۴): مبدل رزونانسی سری - موازی پل کامل [۲۱]



شکل (۲-۱۵): مدل معادل مبدل رزونانسی سری - موازی [۲۱]

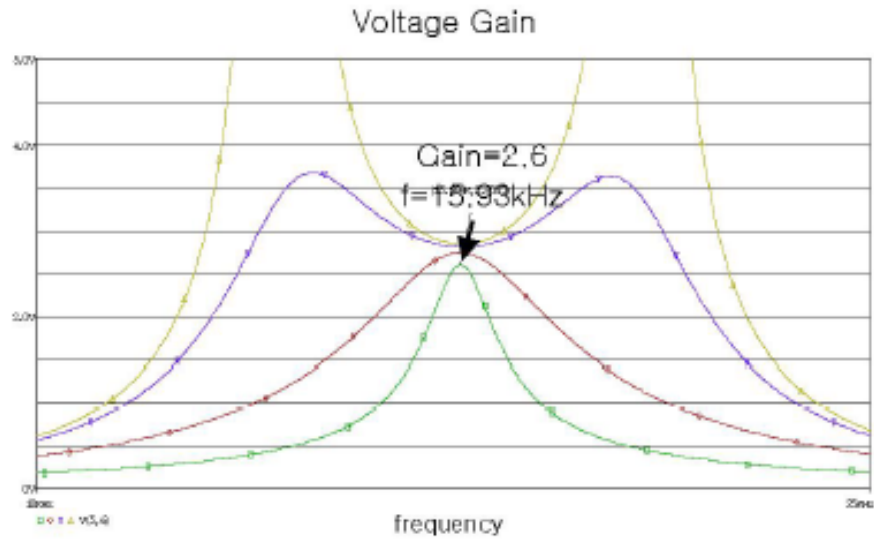
فرکانس رزونانس سری و فرکانس رزونانس موازی طبق معادلات زیر بدست می آیند :

$$f_{ser} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lk}C_r}} \quad (۲-۲)$$

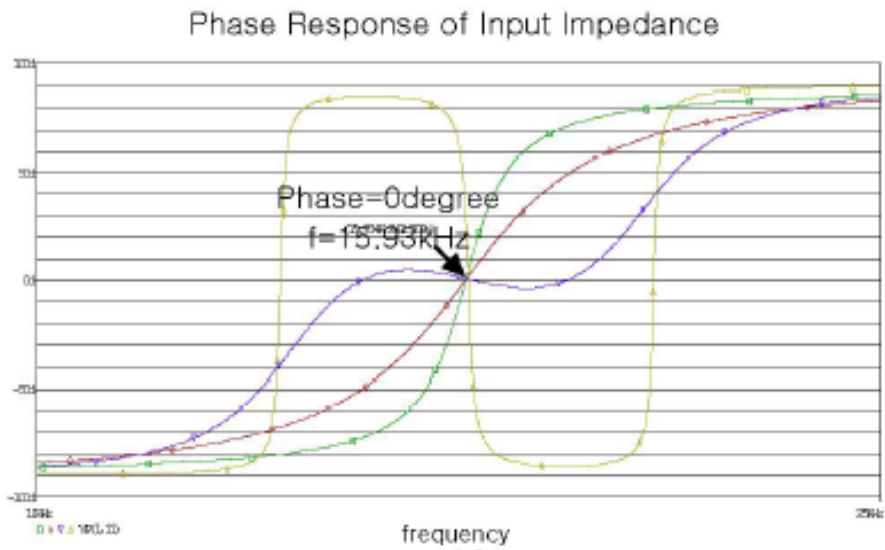
$$f_{par} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m\hat{C}_p}} \quad (۳-۲)$$

$$\hat{C}_p = a^2 * C_p \quad \text{که}$$

در این نوع از مبدل رزونانسی، در فرکانس تشدید امپدانس سری (Z_{ser}) تقریباً برابر با صفر خواهد شد و به این ترتیب مقدار اندوکتانس پراکندگی L_{lk} کاهش می یابد. همچنین امپدانس شاخه موازی (Z_{par}) نیز برابر مقدار بینهایت شده که باعث می شود مقدار اندوکتانس مغناطیسی L_m افزایش یابد. با استفاده از مبدل رزونانسی سری-موازی، هر دو عیب سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم برطرف خواهد شد. شکل (۲-۱۶) نتایج آنالیز فرکانسی بهره ولتاژ و حاشیه فاز بین ولتاژ و جریان را بر اساس تغییرات فرکانس و بار نشان می دهد. همانطور که در شکل نشان داده شده، در فرکانس رزونانس، بهره ولتاژ تقریباً برابر با نسبت تبدیل ترانسفورماتور ایده آل است.



الف- بهره ولتاژ بر حسب فرکانس

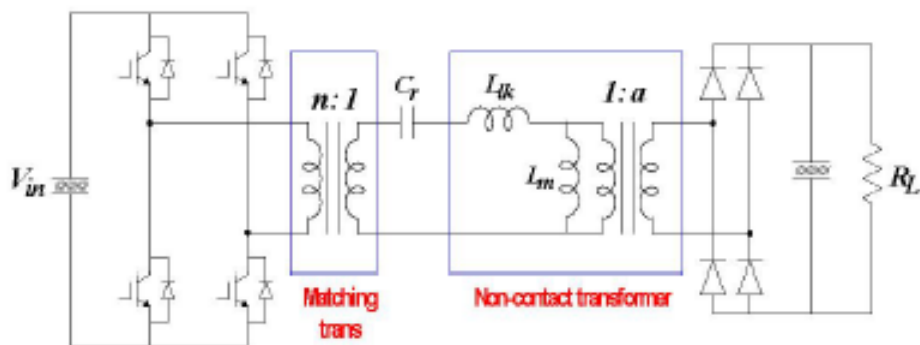


ب- پاسخ فاز ورودی بر حسب فرکانس

شکل (۲-۱۶): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری - موازی [۲۱]

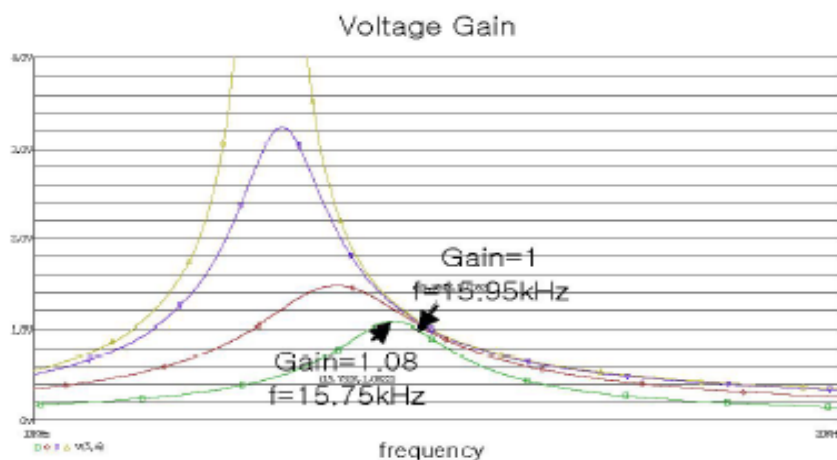
۳-۳-۳-۳-۲ مبدل رزونانسی سری با ترانسفورماتور تطبیق

شکل (۲-۱۷) سیستم انتقال توان بدون تماس مستقیمی را همراه با مبدل رزونانسی سری پل کامل با ترانسفورماتور تطبیق نشان می دهد، که بهره ولتاژ در فرکانس رزونانس تقریباً برابر با یک می باشد. با استفاده از این مبدل، می توان توان راکتیو ناشی از تاخیر فاز بین ولتاژ و جریان را کاهش داد. (در اینجا $n=2.55$ می باشد).

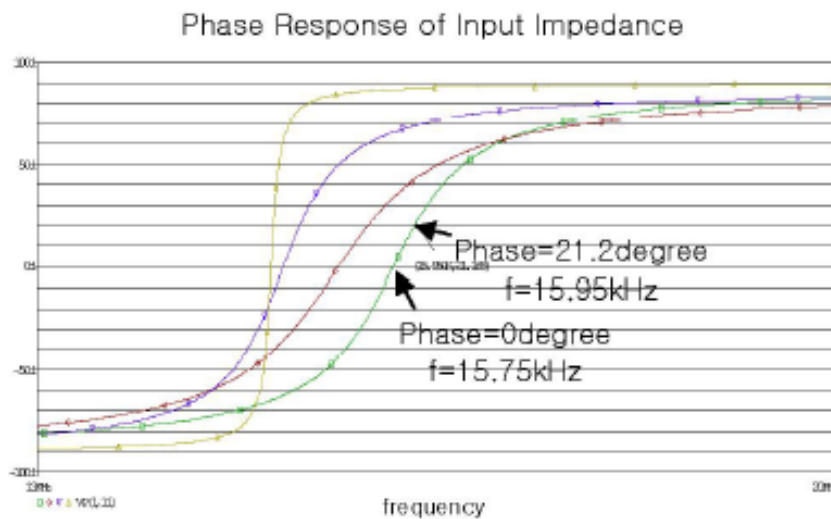


شکل (۲-۱۷): مبدل رزونانسی سری پل کامل با ترانسفورماتور تطبیق [۲۱]

شکل (۲-۱۸) نتایج آنالیز فرکانسی بهره ولتاژ و حاشیه فاز بین ولتاژ و جریان را بر حسب تغییرات فرکانس و بار نشان می دهد. با توجه به شکل ها، در فرکانس رزونانس، بهره ولتاژ توسط نسبت تبدیل های ترانسفورماتور ایده آل و ترانسفورماتور تطبیق تعیین شده است.



الف- بهره ولتاژ بر حسب فرکانس



ب- پاسخ فاز ورودی بر حسب فرکانس

شکل (۲-۱۸): نتایج آنالیز فرکانسی مبدل رزونانسی سری با ترانسفورماتور تطبیق [۲۱]

۴-۳-۲ مبدل ولتاژ فرکانس پایین

خروجی سیستم مغناطیسی به صورت یک ولتاژ با فرکانس بالا می باشد که لازم است آنرا تبدیل به ولتاژی با فرکانس پایین تر و یا تبدیل به ولتاژ DC نمود. برای تبدیل این ولتاژ به ولتاژی با فرکانس پایین تر، می توان از فیلترهای پایین گذر استفاده کرد که ساده ترین نوع آن یک فیلتر LC ساده است. نحوه طراحی این فیلتر LC در فصل چهارم ارائه می گردد. برای تبدیل ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی به یک ولتاژ DC ، معمولاً از یک پل دیودی سری شده در خروجی سیستم مغناطیسی به همراه یک خازن برای حذف ریپل های ولتاژ استفاده می شود.

۴-۲ معرفی برخی کاربردهای سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در مقالات

تا اینجا دیدیم که چگونه می توان انرژی را به صورت بدون تماس مستقیم انتقال داد. مدارات معمول مورد استفاده در یک سیستم انتقال توان بدون تماس را بررسی کرده و اجزای مختلف آن شرح داده شد. در این بخش، برخی کاربردهای سیستم انتقال انرژی بدون تماس در صنعت و تکنولوژی که در مقالات آمده است را برمی شماریم.

۲-۴-۱ سیستم انتقال توان بدون تماس با راندمان بالا برای قطارهای سریع السیر [۲۲]

قطار سریع السیر یکی از وسایل حمل و نقل رایج مردمی بوده و مانند دیگر وسایل نقلیه نظیر اتومبیل و هواپیما، مصرف کننده انرژی می باشد. توان کششی لازم برای قطار، معمولاً توسط وسایل انتقال توان نوع تماسی (با استفاده از تماس مستقیم) به قطار تحویل داده می شود. سیستم تحویل توان نوع تماسی، مدت‌هاست که در قطارهای برقی استفاده می شود. از مزایای آن می توان به قابلیت اطمینان بالا و هزینه کم اشاره کرد. اگرچه اتصال فلزی باعث ایجاد ساییدگی در محل اتصالات فلزی شده که نیازمند عملیات نگهداری پی در پی می باشد. همچنین این نوع اتصال باعث تولید نویز و آلودگی صوتی در محیط اطراف می شود.

با استفاده از یک سیستم انتقال توان بدون تماس مستقیم با ترانسفورماتوری با فاصله هوایی زیاد، می توان معایب بالا را برطرف کرد. مقالات متعددی درباره انتقال بدون تماس توان، برای حل مشکلات بالا می توان یافت که برخی از آن ها عبارتند از :

در [۲۳]، برای رفع این مشکل ، استفاده از ترانسفورماتور کواکسیال پیشنهاد شده است که عملکرد تحویل توان خیلی خوبی دارد. ولی به علت ساختار ترانسفورماتور کواکسیال، اولیه و ثانویه نمی توانند کاملاً آزادانه حرکت کنند. حداکثر فاصله تحویل توان در این سیستم، در حدود یک کیلومتر است.

در [۲۴]، تحویل توان بدون تماس برای سیستم قطار سریع *Maglev* پیشنهاد شده است. این ترانسفورماتور دارای هسته با ساختار *E* شکل در سمت ثانویه می باشد. ولی ساختار ترانسفورماتور پیچیده بوده و راندمان انتقال توان نیز پایین می باشد ، همچنین محدوده توان قابل انتقال نیز بزرگ نیست.

در [۲۵]، برای انتقال سریع توان در قطار *Maglev*، ژنراتور خطی به کار برده شده است.

در [۲۶]، منبع تغذیه بدون تماس برای وسایل نقلیه الکتریکی، با استفاده از ترانسفورماتور با فاصله هوایی زیاد بین سیم پیچ اولیه در روی زمین و سیم پیچ ثانویه در روی ماشین، پیشنهاد شده است. مشکل اصلی این سیستم، تغییر دائمی موقعیت ماشین و سیم پیچ روی زمین می باشد.

در [۲۷ و ۲۸]، منبع تغذیه بدون تماس برای کاربرد خانگی و تلفن موبایل پیشنهاد شده است. در این مقاله فرض شده است که سیم پیچ اولیه و ثانویه هنگام انتقال توان ثابت می باشند.

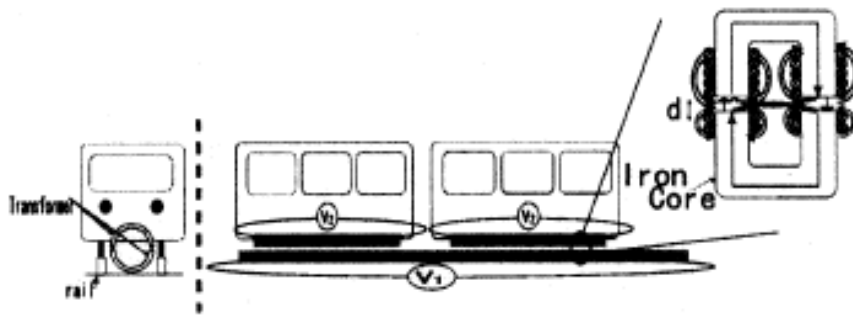
سیستم انتقال بدون تماس برای قطار سریع السیر، باید دارای شرایط زیر باشد:

- ۱- قطار بتواند آزادانه حرکت کند.
- ۲- واحد انتقال توان بدون تماس، باید قابلیت انتقال توان حدود 100KW را داشته باشد.

ویژگی هایی که باید ترانسفورماتور این سیستم داشته باشد، عبارتند از:

- ۱- فاصله هوایی آن باید نسبتاً بزرگ باشد.
- ۲- ضریب تزویج آن باید نسبتاً زیاد باشد.
- ۳- تعداد دور سیم پیچ اولیه باید کم باشد.
- ۴- ضریب توان آن باید زیاد باشد.
- ۵- وزن قسمت ثانویه نباید خیلی زیاد باشد.

با توجه به موارد بالا، ترانسفورماتور ساده ای که برای قطار سریع السیر پیشنهاد شده است، به صورت نشان داده شده در شکل (۲-۱۹) می باشد.



شکل (۲-۱۹): تصویر کلی سیستم [۲۲]

سیم پیچ اولیه بین ریل و دقیقاً زیر قطار قرار داده شده و سیم پیچ ثانویه روی سطح زیری قطار نصب گردیده است. از آنجائیکه سیستم تحویل توان نوع تماسی موجود، دارای یک خط انتقال توان هوایی می باشد، تعداد دورهای سیم پیچ اولیه باید یک یا دو دور باشد.

نمونه آزمایشی که از این سیستم ساخته شده است، دارای پارامترهای نشان داده شده در جدول

زیر می باشد :

جدول (۲-۱): پارامترهای نمونه آزمایشی [۲۲]

parameter	
turns in the primary/secondary N_1/N_2	4/10
permeability μ_i	1000
gap length	2mm
height of core	70mm
depth of core	70mm
width of core	92mm
outside diameter of winding	3.1mm
resistance of winding	3.27 Ω /km
frequency	10kHz

به ازای مقادیر مختلف خازن (خازن سری به منظور بهبود ضریب توان ورودی استفاده می شود)،

مقادیر پارامترهای ورودی و خروجی این سیستم به صورت زیر می باشد :

جدول (۲-۲): مقادیر پارامترهای ورودی و خروجی به ازای مقادیر مختلف خازن [۲۲]

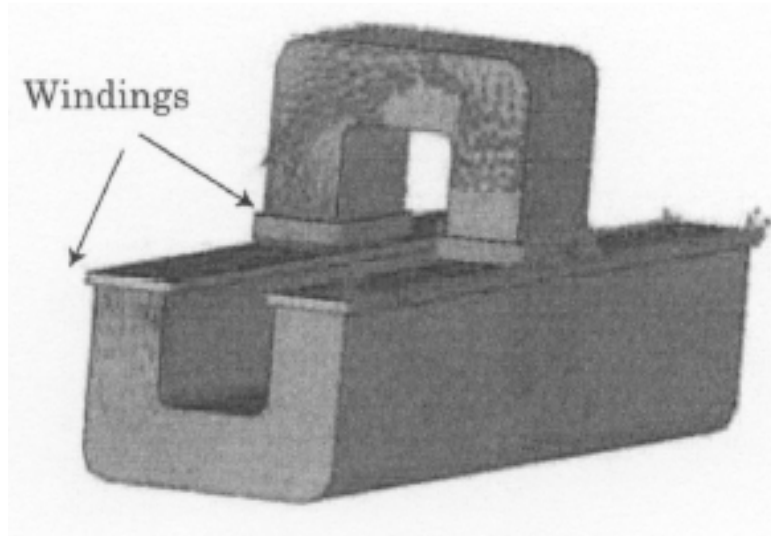
10KHZ: $R_L=4.5[\Omega]$ [$V_{\text{CONSTANT}}=3.45\text{V}$]					
	C	$0\mu F$	$14.9\mu F$	$19.6\mu F$	$24.4\mu F$
Primary	$V_{in}[V]$	3.40	3.40	3.40	3.40
	$I_{in}[A]$	3.76	7.15	10.2	9.42
	$\cos\phi$	0.340	0.695	0.985	0.910
	Power[W]	4.35	16.9	34.1	29.1
Secondary	$V_{out}[V]$	4.06	7.78	11.0	10.3
	$I_{out}[A]$	0.846	1.62	2.34	2.15
	$\cos\phi$	0.999	1.00	1.00	1.00
	Power[W]	3.43	12.6	25.7	22.1
Efficiency	P_{out}/P_{in}	79.0%	74.6%	75.4%	75.9%

نمونه عملی و شبیه سازی شده این سیستم در شکل های (۲-۲۰) و (۲-۲۱) نشان داده شده

است:



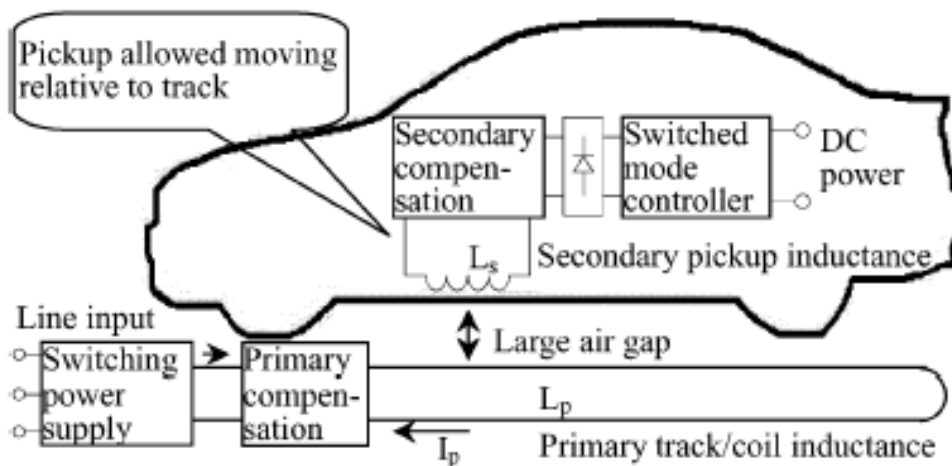
شکل (۲-۲۰): نمونه آزمایشی سیستم انتقال انرژی بدون تماس برای قطار [۲۲]



شکل (۲-۲۱): نمونه شبیه سازی شده [۲۲]

۲-۴-۲ سیستم شارژر باتری وسایل نقلیه الکتریکی به صورت بدون تماس [۲۹]

در این سیستم نیز، از سیستم انتقال بدون تماس برای شارژ وسایل نقلیه الکتریکی، به صورت بدون تماس استفاده شده است. ساختار کلی این سیستم در شکل (۲-۲۲) نشان داده شده است.

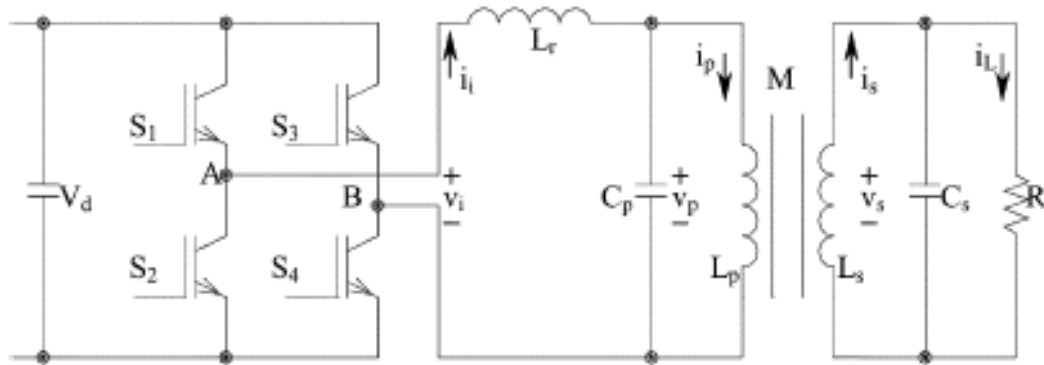


شکل (۲-۲۲): ساختار سیستم انتقال توان القایی [۲۹]

این سیستم شامل دو زیر سیستم الکتریکی دارای تزویج مغناطیسی است که توسط یک منبع تغذیه سوئیچینگ فرکانس بالا تغذیه شده است. سیم پیچ اولیه معمولاً به منظور حداقل کردن نرخ

ولت آمپر منبع، مورد جبران سازی قرار می گیرد. در سمت ثانویه نیز، برای بالا بردن توانایی انتقال توان نیاز به جبران سازی می باشد. در ادامه نیز برای کنترل میزان توان تحویلی از سیم پیچ ثانویه به بار، نیاز به یک کنترلر سوئیچ مد می باشد.

سیستم شارژ بدون تماس باتری وسایل نقلیه الکتریکی در این مقاله، برای انتقال توان ۳۰ کیلو وات از فاصله هوایی ۴۵ میلی متر و در فرکانس نامی ۲۰ کیلو هرتز و جریان اولیه ۱۵۰ آمپر طراحی شده است. مدار معادل الکتریکی شماتیکی این سیستم در شکل (۲-۲۳) نشان داده شده است.



شکل (۲-۲۳): مدل شماتیکی سیستم شارژ بدون تماس باتری [۲۹]

سیم پیچ های اولیه و ثانویه این سیستم توسط خازن های موازی جبران سازی شده اند. پارامترهای این سیستم در جدول زیر داده شده اند.

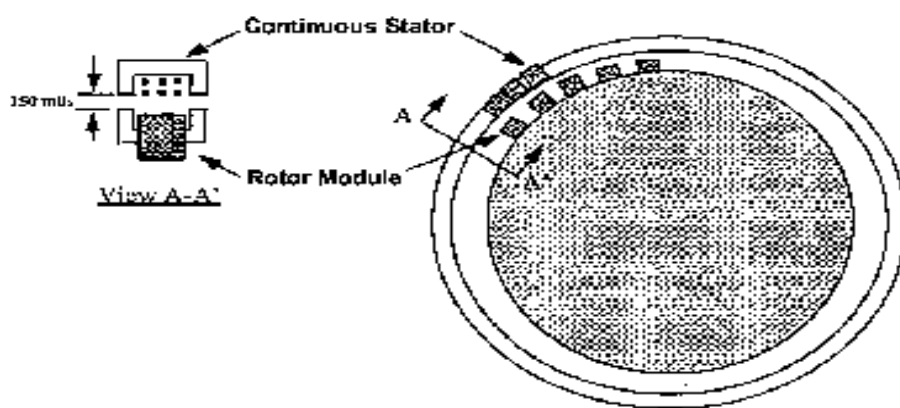
جدول (۲-۳): پارامترهای سیستم [۲۹]

Nominal frequency	20kHz
Rated power	30kW
Primary rated current	150A
Rated load	6Ω
Primary inductance	29.6μH
Primary capacitance	2.28μF
Mutual inductance	12.7μH
Secondary inductance	26.9μH
Secondary capacitance	2.42μF

با توجه به مقادیر پارامترها، مقدار ضریب تزویج مغناطیسی این سیستم برابر با 0.45 و ضریب کیفیت ثانویه برابر با $1/77$ بدست می آید.

۳-۴-۲ سیستم انتقال توان بدون تماس چرخشی [۳۰]

در این سیستم برای انتقال توان از استاتور به روتور و بالعکس، به جای استفاده از سیستم های سنتی نظیر حلقه های لغزشی یا دیگر وسایل تماس مستقیم، از سیستم انتقال توان بدون تماس مستقیم استفاده شده است.



شکل (۲-۲۴): شمای کلی سیستم [۳۰]

اساس کار آن به این صورت است که توان از استاتور ثابت، به چندین واحد قرار گرفته روی روتور در حال چرخش منتقل می شود. این سیستم طوری طراحی شده است که ولتاژ DC ثابت 5 ولت را در جریان حدود 50 میلی آمپر به هر یک از 32 واحدی که روی روتور قرار دارند، منتقل کند. برای انتقال توان در این سیستم نیز، از ترانسفورماتور انتقال توان به صورت بدون تماس مستقیم استفاده شده است.

۲-۵ خلاصه

در این فصل به معرفی انواع سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم، یعنی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از یکسوکننده و اینورتر و سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی پرداختیم و بیان کردیم که تفاوت اصلی در این سیستم ها، مربوط به قسمت مبدل فرکانس بالا می باشد.

در ادامه به معرفی اجزای مختلف یک سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پرداختیم. لزوم استفاده از فیلتر ورودی مورد بحث قرار گرفت. سپس به معرفی قسمت مبدل ولتاژ فرکانس بالا با استفاده از یکسوکننده و اینورتر و با استفاده از مبدل ماتریسی پرداخته شد و به طور مختصر توضیحاتی در مورد مبدل اینورتری و مبدل ماتریسی ارائه شد.

در قسمت بعد سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم و پارامترهای آن مورد بررسی قرار گرفت و مشاهده شد که هر چه فرکانس انتقال سیستم بیشتر باشد، راندمان سیستم بیشتر خواهد بود. همچنین بیان گردید که برای جبران سازی اندوکتانس پراکندگی کوچک در سیستم های انتقال بدون تماس مستقیم، نیاز به استفاده از مبدل های رزونانسی (تشدیدی) می باشد که سه نوع مبدل رزونانسی سری، مبدل رزونانسی سری-موازی و مبدل رزونانسی سری با ترانسفورماتور تطبیق مورد بررسی قرار گرفت. در ادامه به معرفی فیلتر خروجی سیستم پرداخته شد و در نهایت برخی کاربردهای سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در مقالات بیان شد.

فصل سوم

معرفی مبدل ماتریسی

۳-۱ مقدمه

مبدل ماتریسی وسیله ای است که برای تبدیل مستقیم انرژی AC به انرژی AC استفاده می شود. مزیت اصلی این وسیله، تبدیل دامنه و فرکانس ورودی به دامنه و فرکانس خروجی مطلوب است. اساساً یک مبدل ماتریسی 3×3 ، شامل ۹ سوئیچ دو طرفه، که نیازمند کموتاسیون جهت حداقل کردن تلفات و تولید خروجی مطلوب با شکل موج های ورودی و خروجی با کیفیت بالا می باشد.

پس از یکسو کننده های کنترل شده که در سال ۱۹۳۰ گسترش یافتند، این امکان فراهم آمد که جریان های متناوب با فرکانس مختلف مستقیماً از یک منبع تغذیه با فرکانس ثابت تولید شود. این سیستم در ابتدا سیکلکانورتر نامیده شد و هم اکنون نیز در برخی کاربردهای توان بالا، به خاطر نیازمندی های توان بالا و اینکه تکنولوژی مبدل ماتریسی هنوز به طور گسترده ای در دسترس نیست، مورد استفاده قرار می گیرد.

به علاوه، بیشتر فرکانس های مورد نیاز کاربرد های صنعتی در محدوده ۵۰ هرتز و ۶۰ هرتز می باشند، که به راحتی توسط سیکلکانورترها به دست می آیند. برای یک سیکلکانورتر ۳ فاز به ۳ فاز، نیاز به ۳۶ عدد تریستور می باشد که این باعث می شود که سیستم های سیکلکانورتری، بزرگ و پیچیده شوند و تمایل به استفاده از آنها فقط در مواردی باشد که نیاز به توان بالا وجود داشته باشد ($1 MW$ و بالاتر) [۳۱]. امروزه، سیکلکانورترهایی که بر اساس تریستورهای توان بالای چندین مگا واتی کار می کنند، برای درایو موتورهای القائی و موتورهای سنکرون گردان خیلی عمومی شده اند. برخی از کاربردهای سیکلکانورترها عبارتند از [۳۲]:

- راه اندازی سنگ شکن سیمان

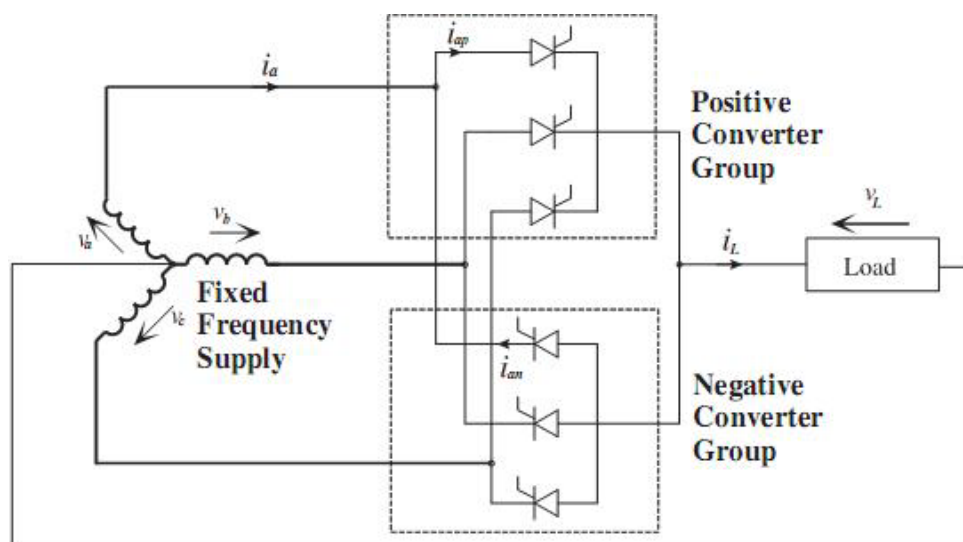
- راه اندازی کارخانه تولید ورق آلات و فولاد

- مولد قدرت سرعت متغیر، فرکانس ثابت ($VSCF$) برای ایرکرافت ۴۰۰ هرتز

تبدیل فرکانس یا روش های مدولاسیون می تواند برای داشتن یک فرکانس ثابت یا منبع DC و

یا تامین هر باری با تغذیه با فرکانس متغیر استفاده شود.

سیکلوکانورتر اساساً برای تبدیل مستقیم شکل موج فرکانس پایین به یک شکل موج با فرکانس مطلوب متفاوت اهمیت داشته است. یک سیکلوکانورتر، همان طور که در شکل (۳-۱) نشان داده شده است، ترکیبی از دو مبدل است که به صورت پشت به پشت به هم متصل شده اند [۳۳].

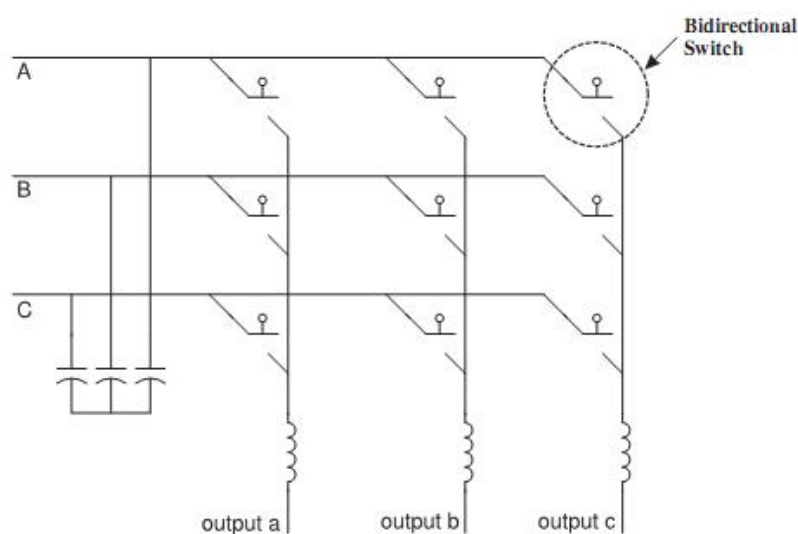


شکل (۳-۱): بار تکفاز تغذیه شده از یک سیکلوکانورتر سه فاز

مبدل ماتریسی اولین بار در اوایل دهه ۱۹۸۰ توسط *Alesina* و *Venturini* نامگذاری و بررسی شد [۳۴]. آنها یک مدل کلی و تئوری ریاضی مرتبط با آن را برای مبدل های تلفیقی فرکانس بالا پیشنهاد کردند. همچنین توضیح دادند که حداکثر نسبت تبدیل ممکن برای مبدل *AC-AC* جدید، برابر $\frac{\sqrt{3}}{4}$ است و نیز یک مدولاسیون مخصوص و یک کنترل بر اساس فیدبک برای مبدل بیان شده پیشنهاد کردند [۳۵].

مبدل ماتریسی *AC-AC* در زمینه حداقل کردن نیازمندی های فیلتر کردن، بهینه می باشد. یک مبدل ماتریسی *AC-AC* سه فاز به سه فاز، اساساً شامل ۹ سوئیچ دو طرفه بلوکه کننده ولتاژ و هدایت کننده جریان می باشد.

این سوئیچ ها در یک ماتریس مرتب شده اند و با استفاده از این ترکیب، هر فاز ورودی می تواند به هر فاز خروجی در هر زمان متصل شود. شکل (۳-۲) چنین ترکیبی را نشان می دهد [۳۶].



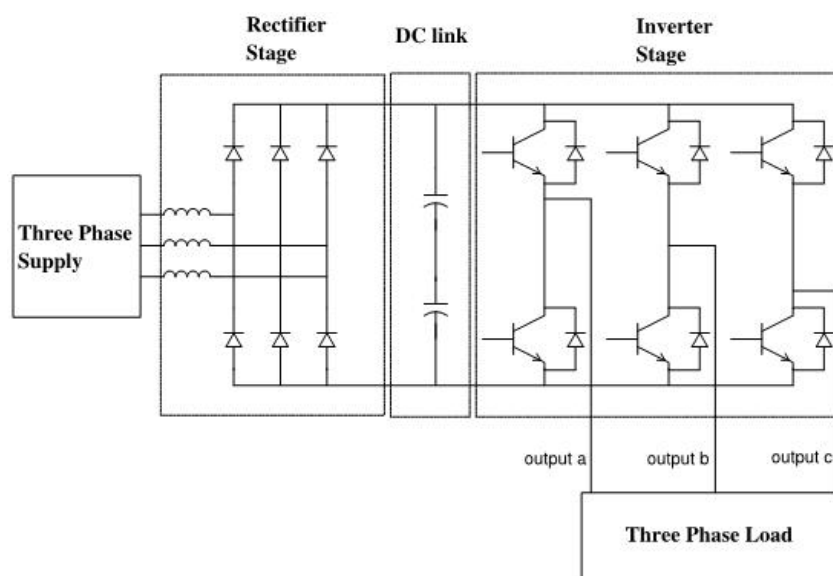
شکل (۳-۲): ساختار مبدل ماتریسی

۳-۱-۱ مدولاسیون

کاربردهای مبدل های قدرت، در نتیجه بهبود تکنولوژی نیمه هادی ها که حدود بالاتر ولتاژ و جریان و نیز مشخصات سوئیچینگ بهتری را عرضه می کنند، توسعه یافته است. مزایای اصلی مبدل های الکترونیک قدرت مدرن، مثل بازدهی بالا، وزن کم، ابعاد کوچک، عملکرد سریع و تراکم توان بالا، با استفاده از عملکرد وسایل نیمه هادی قدرت کنترل شده در حالت *ON/OFF*، بدست می آیند [۳۷]. این عمل منجر به نوع متفاوتی از مدولاسیون پهنای پالس (*PWM*) خواهد شد. در مبدل های مدرن، *PWM* یک فرایند با سرعت بالا، از محدوده چندین کیلو هرتز (در کنترل موتور) [۳۸]، تا محدوده بالای چند مگا هرتز (در مبدل های رزونانسی برای منبع تغذیه) بسته به توان مجاز می باشد [۳۹].

شکل (۳-۳) یک خازن بزرگ را نشان می دهد که به منظور فراهم آوردن یک منبع ولتاژ *DC* ثابت با تغییرات کوچک و به عنوان ذخیره کننده انرژی، در لینک *DC* قرار گرفته است. این خازن در مقایسه با اجزای نیمه هادی یکسوکننده و اینورتر، دارای ابعاد بزرگی می باشد. این یعنی که یک ظرفیت بزرگ با اندازه حجم معقول مورد نیاز می باشد. بنابراین معمولاً خازن های الکتrolیتی برای اجزای لینک *DC* مورد استفاده قرار می گیرند.

خازن های الکترولیتی برای سطوح توان بیشتر از چند کیلو وات، معمولاً بین ۳۰ تا ۵۰ درصد از حجم کلی مبدل را اشغال کرده و به علاوه این خازن ها نسبت به دما نیز حساس می باشند.

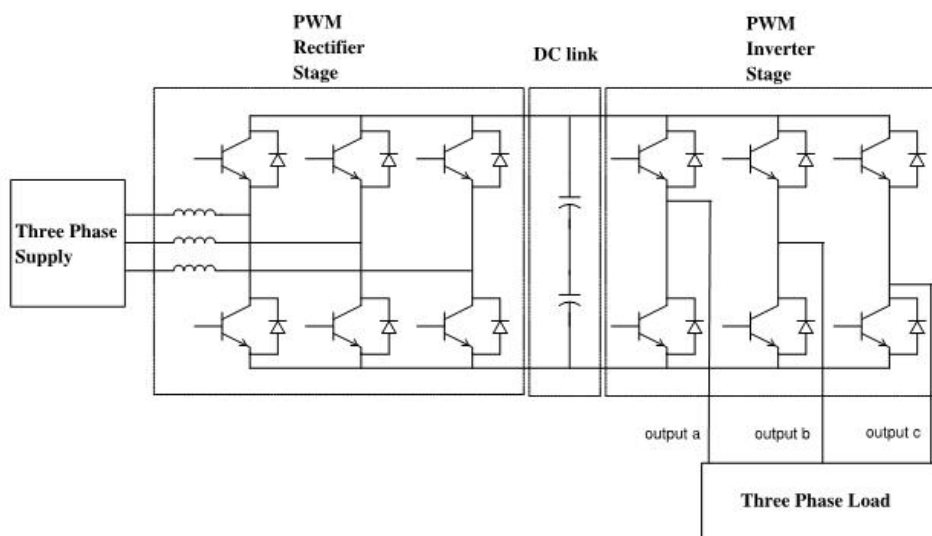


شکل (۳-۳): دیاگرام اصلی مبدل $AC-DC-AC$ با ورودی دیودی

به علت وجود پل دیودی اولیه، مدار اینورتر نشان داده شده در شکل (۳-۳)، جریان ورودی می کشد که شامل هارمونیک های پنجم و هفتم می باشد و در سطوح توان بالا، به علت اعوجاج هارمونیکی تزریق شده به شبکه و تلفات توان، می تواند مشکل ساز باشد. این مشکل، با استفاده از یک یکسوکننده PWM فعال در ورودی، همانند آنچه در شکل (۴-۳) نشان داده شده است، قابل حل می باشد. این یکسوکننده طوری باید تنظیم شود که جریان کشیده شده از ورودی به صورت سینوسی یا نزدیک به آن باشد.

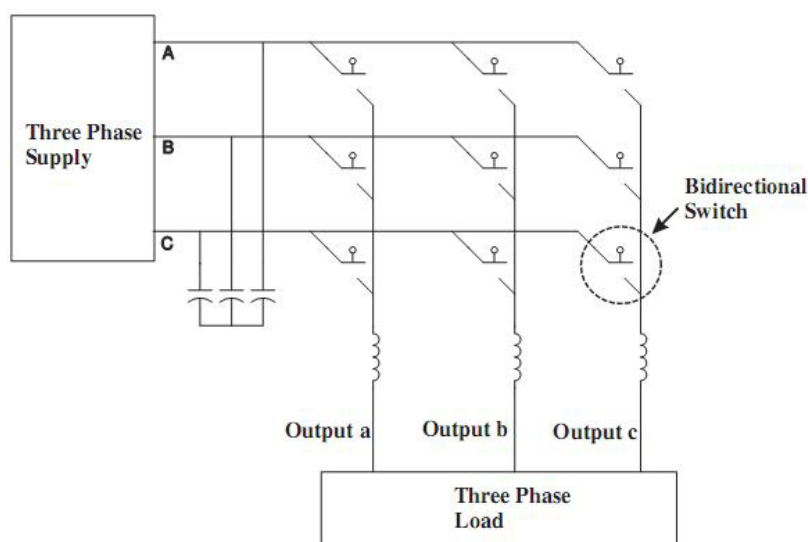
اینورتر فعال یا سینوسی ورودی، دارای این مزیت است که می تواند توان را در هر دو جهت جاری

نماید. اگرچه هنوز هم مشکل مربوط به خازن های لینک DC بزرگ وجود دارند [۴۰] و [۴۱].



شکل (۳-۴): شماتیک مبدل $AC-DC-AC$ با قابلیت برگشت توان

در این پروژه از یک مبدل قدرت AC به AC ، یعنی مبدل ماتریسی استفاده شده است. مبدل ماتریسی نشان داده شده در شکل (۳-۵)، شامل یک سری سوئیچ های دوطرفه می باشد که هر فاز ورودی را می تواند به هر فاز خروجی متصل کند. دیوتی سایکل سوئیچ ها، به منظور تولید دامنه و فرکانس خروجی مطلوب قابل تنظیم می باشد. مبدل ماتریسی از آنجا که نیاز به ذخیره کننده انرژی میانی ندارد، به عنوان یک مبدل مستقیم AC به AC در نظر گرفته می شود [۴۲] و [۴۳].



شکل (۳-۵): شمای ساده سیستم مبدل ماتریسی

بیشتر کار روی مبدل ماتریسی در بیست سال گذشته، بر روی الگوریتم های مدولاسیون، که در بخش بعد مورد بحث قرار می گیرد، متمرکز شده بود و به تازگی کارهایی در زمینه پیاده سازی عملی

موضوعاتی مثل کموتاسیون مبدل نیز انجام شده است که در ادامه توضیحاتی در این باب ارائه خواهد شد.

۳-۱-۲ روش های مدولاسیون و کنترل

تبدیل توان AC به AC می تواند با استفاده از یک مرحله یکسوسازی و یک مرحله اینورتری و یا با استفاده از یک مبدل ماتریسی یا روش تبدیل مستقیم شرح داده شود. یک مبدل ماتریسی فقط یک مرحله تبدیل در مقایسه با دو مرحله برای روش یکسوسازی/ اینورتری استفاده می کند. ساختار هر کدام از مبدل ها به ویژه دارای مزایا و معایبی است. بنابراین انتخاب به نیازمندی های کاربردی وابسته است.

جدیدترین تکنولوژی درباره مبدل ماتریسی در این فصل ارائه شده است. همچنین مفهوم مبدل ماتریسی همراه با مدل ریاضی، مدار عملی و روش های مدولاسیون مرتبط معرفی شده است. روش های مدولاسیون استفاده شده در مبدل های ماتریسی سالهای بسیاری توسط محققان مورد توجه قرار گرفته اند [۴۴]. این گزارش روش های مختلف مدولاسیون را بیان کرده است. بخش مربوط به روش های مدولاسیون این فصل روش های مدولاسیون اصلی استفاده شده در مبدل های ماتریسی را ارائه می دهد. دو روش مدولاسیون ونچورینی [۳۵ و ۴۵] و شمای مدولاسیون عددی [۴۶ و ۴۷] باز بینی شده اند. آنالیز مفصل الگوریتم های مدولاسیون فضای برداری (SVM)^۱ برای مبدل های ماتریسی ارائه شده است. الگوریتم SVM سنتی (قدیمی) معمولاً هر دوی هارمونیک های ولتاژ زوج و فرد را تولید می کند. الگوریتم های اساسی (پایه) و حالات مجاز سوئیچینگ مبدل نیز شامل شده اند. سرانجام در این بخش روش مدولاسیون غیر مستقیم ارائه خواهد شد [۴۸ و ۴۹].

دو قسمت بعدی پیاده سازی سوئیچ های دو طرفه مورد نیاز و روش های استفاده شده برای کموتاسیون جریان ایمن بین این سوئیچ ها را ارائه می دهند.

^۱ - space vector modulation

۳-۲ مفهوم مبدل ماتریسی

ساختارهای مبدل های توان استفاده شده در صنعت را می توان به صورت زیر گروه بندی کرد:

اینورترها : برای تبدیل ولتاژ یا جریان DC به ولتاژ یا جریان AC استفاده شده اند. اینورترها به طور گسترده ای در درایوهای سرعت متغیر و منابع تغذیه AC استفاده شده اند.

یکسوکننده ها : برای تبدیل ولتاژ یا جریان AC (معمولاً از یک شبکه تغذیه ۵۰ یا ۶۰ هرتز) به ولتاژ یا جریان DC استفاده می شوند .

یکسوکننده ها و اینورترها اغلب برای ایجاد مبدل های AC به AC غیر مستقیم با هم ترکیب می شوند . همان طور که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است.

شکل (۳-۵) بلوک دیاگرام ساده شده یک سیستم درایو مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز را نشان می دهد. همان طور که در شکل دیده می شود، مدار مبدل ماتریسی شامل ۹ سوئیچ دوطرفه، ساخته شده از وسایل قدرت غیر دوطرفه می باشد که به نحوی مرتب شده اند که بتوان هر خط ورودی به هر خط خروجی متصل شود.

دیوتی سایکل سوئیچ طوری تنظیم می شود که شکل موج خروجی مطلوب را بر اساس ولتاژ تغذیه ورودی و ولتاژ خروجی خواسته شده تولید کند .

یک مبدل ماتریسی را می توان به صورت یک "راه حل تمام سیلیکونی" جهت حل مشکل تبدیل توان AC به AC در نظر گرفت. در مقایسه با ساختار سنتی یکسوساز / اینورتر، مبدل های ماتریسی مزایای بسیار زیادی دارند. هیچ لینک DC ذخیره کننده انرژی برای ساختار مبدل ماتریسی مورد نیاز نیست. این امر ضرورت برای خازن های الکترولیتی حجیم را از بین می برد که در دماهای بالا غیر مقاوم بوده و دارای طول عمر نسبتاً کوتاهی هستند [۵۰، ۵۱، ۵۲ و ۵۳]. نتیجه حذف لینک DC ، طراحی بسیار فشرده تر سیستم نهایی مبدل خواهد بود.

جاری شدن توان به صورت دو طرفه توسط یک مبدل ماتریسی به آسانی ممکن می باشد. با کنترل وسائل سوئیچینگ، تقریباً هر دوی ولتاژ خروجی و جریان ورودی سینوسی ایده آل با

هارمونیک هایی فقط در حدود یا بالای فرکانس سوئیچینگ وسایل نیمه هادی خواهند بود. ضریب جابه جایی (DF) استفاده شده است تا این واقعیت را تعیین کند که زمانی که اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان وجود دارد، تمامی مولفه اصلی جریان باعث ایجاد توان نمی شود. اگر یک استراتژی مدولاسیون تقریبی استفاده شود، می توان به ضریب جابه جایی واحد دست یافته و همچنین می توان بدون توجه به بار به آن رسید. نوع بار برای این حالت اهمی-سلفی است و بار خازنی هرگز در نظر گرفته نمی شود.

برای فهمیدن مساله مدولاسیون و راه حل آن، ترکیب نشان داده شده در شکل (۳-۵) را در نظر بگیرید. نیاز اصلی می تواند به صورت زیر شرح داده شود:

یک مجموعه ولتاژ سه فاز ورودی متعادل به صورت زیر بیان می شود:

$$[V_i(t)] = \begin{pmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{pmatrix} \quad (1-3)$$

که

$$[V_i(t)] = \begin{pmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ V_i \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_i \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2-3)$$

با این ولتاژ های ورودی، تابع سوئیچینگ $M(t)$ یک مجموعه از ولتاژهای سه فاز خروجی مطلوب را به صورت زیر تولید خواهد کرد:

$$[V_o(t)] = \begin{pmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{pmatrix} \quad (3-3)$$

که

$$[V_o(t)] = [M(T)] \cdot \begin{pmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{pmatrix} \quad (4-3)$$

$$[V_o(t)] = \begin{pmatrix} V_o \cos(\omega_o t + \theta_0) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ V_o \cos(\omega_o t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (5-3)$$

که زاویه فاز ولتاژ خروجی دلخواه است [۳۶]. تابع سوئیچینگ $M(t)$ ، می تواند شرایط قبل را برآورده کند. تاکنون چندین استراتژی مدولاسیون مختلف بیان شده است [۵۴، ۵۵ و ۵۶]. این استراتژی های مدولاسیون، نسبت تبدیل های ولتاژ مختلف را می دهند و تعداد کموتاسیون به کار گرفته شده در هر استراتژی مدولاسیون متفاوت می باشد.

با پایین آمدن قیمت نیمه هادی ها، در کاربردهایی که جریان های ورودی سینوسی و جریان توان دو طرفه مورد نیاز است، مبدل های ماتریسی می توانند جذابیت بیشتری پیدا کرده و جایگزین مبدل پشت به پشت شوند. نسبت تبدیل ولتاژ (q)، با نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی مرتبط است. محدودیت نسبت تبدیل ولتاژ، که در ادامه نشان داده خواهد شد، یک مساله اصلی است.

استراتژی های پیاده سازی مدارهای حفاظتی ابتکاری و کار آمد [۵۷] برای مبدل ماتریسی، راه تجاری شدن این مبدل در کاربرد هایی مثل درایور موتور های مجتمع، کاربرد های نیروهای هوایی و زمینی که نیاز به توان زیادی دارند و حجم و وزن نقش اصلی را بازی می کنند، را آسان خواهد کرد. این نظریه توسط این امکان تقویت شده است که مبدل ماتریسی می تواند برای انجام تکنولوژی های آینده مثل وسائل سیلیکون کربنی دمای بالا ساختار مبدل ایده آل را داشته باشد. علاوه بر این، نبودن خازن های الکترولیتی بزرگ، کمک می کند تا بر مساله عملکرد تجهیزات الکترونیکی در شرایط محیطی سخت غلبه کنیم [۵۸]. خازن های الکترولیتی در رنجی از دما که می توانند کار کنند، محدود شده اند.

۳-۳ تکنیک ها (روش های) مدولاسیون

در ۱۹۶۴ *Schonung* و *Stemmler* استراتژی مدولاسیون پهنای پالس را برای مدولاسیون اینورتر سه فاز بیان کردند [۵۹]. استراتژی مدولاسیون فضای برداری (*SVM*) توسط *Pfaff*،

Wick و *Weschta* در ۱۹۸۲ بیان شد [۶۰]. آنها روش *SVM* را بر اساس توسعه تکنولوژی جدید میکروپروسورها پایه گذاری کردند. الگوریتم *SVM* توسط *Van der broeck* ، *Skudelny* و *Stanke* بهبود داده شد [۶۱]. این روش، یک روش مدولاسیون اساسی برای اینورترهای *PWM* سه فاز شد. اینورترهای سه فاز مدولاسیون پهنای پالسی، می توانند تحت کنترل ولتاژ (حلقه باز) یا جریان (حلقه بسته) عمل کنند. سیستم های جریان کنترل شده عملکرد بهتر و پاسخ سریعتری نسبت به سیستم های ولتاژ کنترل شده دارند زیرا کنترل جریان انجام شده در حلقه داخلی سیستم کنترل انجام شده است [۳۷].

در اصل، همه طرح های مدولاسیون با هدف تولید دنباله ای از پالس های جریان یا ولتاژ سوئیچ شده می باشند که دارای مقدار متوسط جریان لحظه ای یا ولتاژ لحظه ای اصلی مشابه باشند. مشکل اصلی با این دنباله از پالس های سوئیچ شده این است که آنها شامل مولفه های هارمونیک ناخواسته نیز می باشند که باید در حالت ایده آل حداقل شوند. زیرا این مولفه های هارمونیک به شبکه تزریق می شوند و کیفیت انرژی را پایین می آورند. این تنزل انرژی باعث ایجاد عیب در سایر تجهیزات می شود.

استراتژی های کنترل مبدل ماتریسی در ابتدا توسط *Alesina* [۳۴] و *Venturini* [۴۵] بیان شدند. بلوک دیاگرام مبدل ماتریسی در شکل (۳-۵) ارائه شده است. روش های مدولاسیون مختلفی برای رسیدن به ولتاژ خروجی و جریان ورودی سینوسی برای مبدل ماتریسی *AC* به *AC* می تواند به کار برده شود. یک استراتژی مدولاسیون بهینه باید اعوجاج هارمونیک جریان ورودی و ولتاژ خروجی و همچنین تلفات توان قطعات را حداقل کند [۶۲]. اولین مدولاتوری که برای مبدل های ماتریسی بیان شد، به نام مدولاسیون *Venturini* معروف است که در آن از روش عددی استفاده شده است [۳۴]. این مدل حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ ۰/۵ را می دهد. به منظور تطبیق ولتاژ خروجی مرجع در سیستم ورودی، تزریق هارمونیک سوم ولتاژ ورودی و خروجی پیشنهاد شده است. این روش برای رسیدن به نسبت تبدیل ولتاژ با مقدار ۰/۸۶۶ استفاده شده است.

در این آنالیز، یک مبدل سه فاز ورودی، سه فاز خروجی در نظر گرفته شده است. به خاطر اینکه مبدل ماتریسی متقارن است، طراحی پورت های ورودی و خروجی اختیاری می باشد. اگر چه، برای هر حالت عملکردی، یک پورت باید در نظر گرفته شود که مشخصه ولتاژ ثابت داشته و پورت های دیگر مشخصه جریان ثابت داشته باشند. در این حالت، ثابت بودن یعنی اینکه ولتاژ یا جریان باید ثابت باشند بدون هیچ وقفه یا تغییر ناگهانی. برای آنالیز زیر، فرض شده است که پورت ورودی ولتاژ ثابت و پورت خروجی جریان ثابت است. در یک مبدل ماتریسی عملی یک فیلتر ورودی نیز در مدار قرار می گیرد تا هارمونیک های سوئیچینگ فرکانس بالا را حذف کرده و مشخصه ولتاژ ثابت را فراهم آورد. اندوکتانس خروجی معمولاً بخشی از بار با مشخصه جریان ثابت است. این مطالعه، همان طور که در شکل (۳-۵) نشان داده شده است، حالت بزرگ حروف را برای فازهای ورودی و حالت کوچک حروف را برای فازهای خروجی در نظرمی گیرد.

مفهوم تابع سوئیچینگ استفاده شده است تا مدل ریاضی مبدل ماتریسی به دست آید [۶۳]. در این آنالیز سوئیچینگ به صورت ایده آل فرض شده است. تابع سوئیچینگ S_{kj} ، به نمایندگی از اتصال سوئیچ بین خط ورودی K و خط خروجی J تعریف شده است. هنگامی که سوئیچ وصل است، تابع سوئیچینگ دارای مقدار یک و هنگامی که سوئیچ قطع است، تابع سوئیچینگ دارای مقدار صفر می باشد. رابطه بین جریان و ولتاژ لحظه ای می تواند به صورت نشان داده شده در معادلات (۳-۶) نوشته شود:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (۳-۶)$$

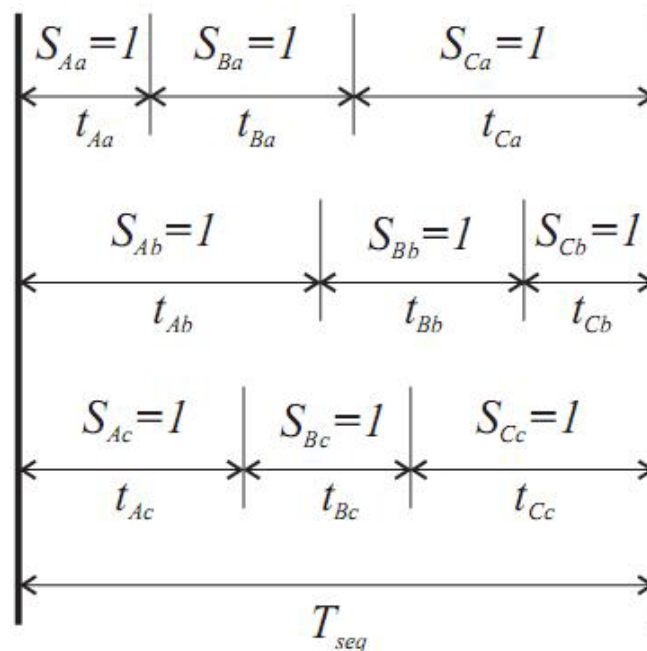
$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

یکی از مهمترین قوانینی که در مبدل ماتریسی باید رعایت کرد توسط معادله (۳-۷) بیان شده

است. این معادله بیان می کند که در هر لحظه یک و فقط یک سوئیچ روی هر فاز خروجی باید بسته باشد. آنالیز ترکیب سوئیچ ها در شکل (۳-۵) نشان داده شده است، که نشان می دهد که هیچ دیود هرزگردی وجود ندارد، این محدودیت یعنی اینکه اتصال کوتاه در ورودی خازنی همانند مدار باز در خروجی سلفی باید اجتناب شود.

$$\sum_{K=A,B,C} S_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} S_{Kc}(t) = 1 \quad (۷-۳)$$

برای آنالیزهای زیر، فرض شده که معادله (۷-۳) برآورده شده و به خاطر استفاده از سوئیچ های ایده آل، کموتاسیون بین سوئیچ ها به صورت لحظه ای است. یک الگوی سوئیچینگ نمونه برای مبدل ماتریسی در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. اگر PWM سنتی به کار برده شود، مراحل سوئیچینگ دارای دوره تناوب ثابت T_{seq} می باشد.



شکل (۳-۶): شکل کلی الگوی سوئیچینگ

دیوتی سایکل مدولاسیون باید برای هر سوئیچ به منظور تعیین مقدار متوسط شکل موج ولتاژ

خروجی مبدل ماتریسی تعریف شود. دیوتی سایکل مدولاسیون به صورت زیر تعریف می شود:

$$m_{Aa}(t) = \frac{t_{Aa}}{T_{seq}} \quad (۸-۳)$$

که t_{Aa} بیانگر مدت زمانی است که سوئیچ Aa روشن بوده و T_{seq} نیز بیانگر کل مدت زمان دوره در

الگوی PWM می باشد. استراتژی های مدولاسیون با استفاده از این توابع زمانی پیوسته تعریف شده اند. معادله (۹-۳) استفاده از این توابع را برای مبدل ماتریسی ۳ فاز نشان می دهد:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (9-3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ab}(t) & S_{Ac}(t) \\ S_{Ba}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Bc}(t) \\ S_{Ca}(t) & S_{Cb}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix}$$

ولتاژهای v_a ، v_b و v_c جریان های i_a ، i_b و i_c در معادله (۹-۳)، مقادیر متوسط گیری شده روی زمان دوره هستند. در معادله (۱۰-۳)، که حالت فشرده تری از معادله (۹-۳) می باشد، ماتریس $M(t)$ ، ماتریس مدولاسیون نامیده می شود.

$$[v_o(t)] = [M(t)][v_i(t)] \quad (10-3)$$

$$[i_i(t)] = [M(t)]^T [i_o(t)]$$

با استفاده از این روش نامگذاری، معادله محدودیت برای مبدل های ماتریسی را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\sum_{K=A,B,C} m_{Ka}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kb}(t) = \sum_{K=A,B,C} m_{Kc}(t) = 1 \quad (11-3)$$

۳-۳-۱ راه حل اساسی مساله مدولاسیون

همان طور که بیان شد، در مساله مدولاسیون، فرض بر این است که یک مجموعه از ولتاژهای خروجی و جریان های ورودی سینوسی مورد نیاز می باشد. این مجموعه ها می تواند به صورت زیر بیان شود:

$$[v_i(t)] = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

$$[i_o(t)] = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (13-3)$$

هدف این است که ماتریس مدولاسیون $M(t)$ را به نحوی پیدا کنیم که معادلات (14-3) و (15-3) و همچنین معادله (11-3) برآورده شوند.

$$[v_o(t)] = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (14-3)$$

$$[i_i(t)] = q \frac{\cos\varphi_o}{\cos\varphi_i} I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (15-3)$$

در معادلات (14-3) و (15-3)، q نسبت تبدیل ولتاژ، ω_o و ω_i فرکانس ورودی و خروجی بوده و φ_o و φ_i به ترتیب زوایای جا به جایی فاز ورودی و خروجی هستند. مساله توسط *Venturini* مورد بحث قرار گرفت، او دو راه حل یافت [45]. این راه حل ها در معادلات (16-3) و (17-3) بیان شده اند:

$$[M_1(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q\cos(\omega_m t) & 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_m t) & 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2q\cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (16-3)$$

$$\omega_m = (\omega_o - \omega_i) \text{ با}$$

$$[M_2(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q\cos(\omega_m t) & 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q\cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 + 2q\cos(\omega_m t) & 1 + 2q\cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (17-3)$$

با $\omega_m = (\omega_o + \omega_i)$

نظر به راه حل معادله (3-16)، جابه جایی فاز در ورودی مشابه جابه جایی فاز در خروجی است زیرا $\varphi_i = \varphi_o$ در حالی که راه حل معادله (3-17) جابه جایی فاز معکوس ورودی را نتیجه می دهد $\varphi_i = -\varphi_o$. اگر هر دو راه حل ترکیب شوند وسیله ای برای کنترل ضریب جابه جایی ورودی نتیجه می دهد.

$$[M(t)] = \alpha_1[M1(t)] + \alpha_2[M2(t)] \quad (18-3)$$

که $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ است.

صرف نظر از ضریب جابه جایی بار، اگر α_1 برابر α_2 تنظیم شود ($\alpha_1 = \alpha_2$)، ضریب جابه جایی ورودی در ترمینال های مبدل برابر واحد می شود. احتمال های دیگری نیز وجود دارد. از طریق انتخاب α_1 و α_2 ، برای داشتن هر ترکیبی از ضریب جابه جایی پس فاز یا پیش فاز در ورودی با ضریب قدرت بار پس فاز یا پیش فاز در خروجی.

اگر $\alpha_1 = \alpha_2$ استفاده شود، توابع مدولاسیون را می توان به صورت یک معادله فشرده بیان کرد:

$$m_{Kj} = \frac{t_{Kj}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2v_K v_j}{V_{im}^2} \right) \quad (19-3)$$

برای $K=A,B,C$ و $j=a,b,c$

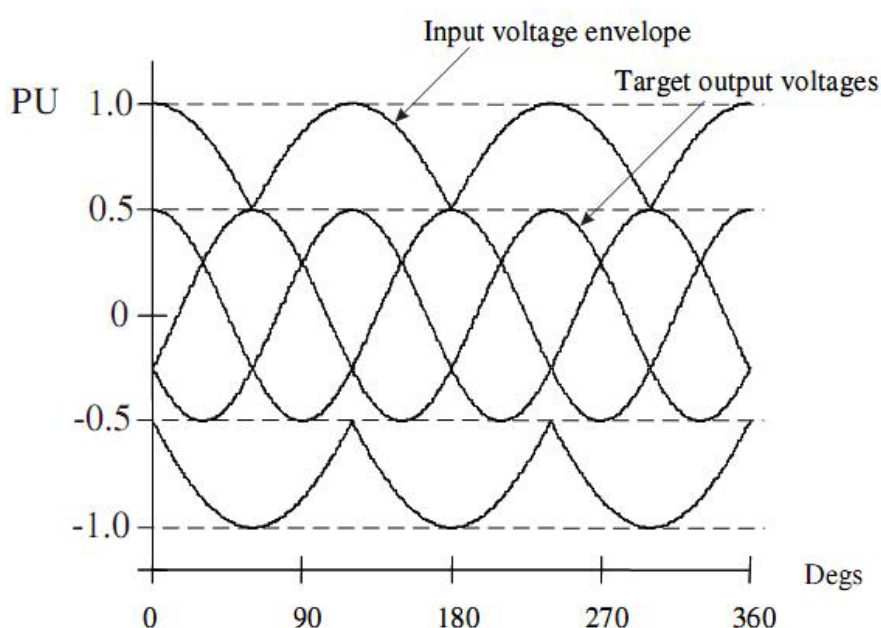
که V_{im} مقدار متوسط ولتاژ ورودی است.

با توجه به معادله (3-19) که روش پایه را ارائه می دهد، ولتاژ های متوسط خروجی (به دست

آمده روی دوره سوئیچینگ) معادل با ولتاژهای خروجی هدف در هر دوره سوئیچینگ هستند. این

فقط وقتی ممکن است که ولتاژهای خروجی هدف منطبق بر ولتاژ ورودی برای تمام حالات عملکردی شوند.

با استفاده از این راه حل، حداکثر مقدار نسبت ولتاژ ورودی به خروجی، q ، که مبدل می تواند به آن برسد، همان طور که در شکل (۷-۳) نشان داده شده است، برابر ۵۰٪ است. الگوریتم مدولاسیون ارائه شده توسط معادله (۱۹-۳) برای پیاده سازی مناسب است اما در عمل، به علت محدودیت نسبت تبدیل ولتاژ ۵۰٪ استفاده نشده است.

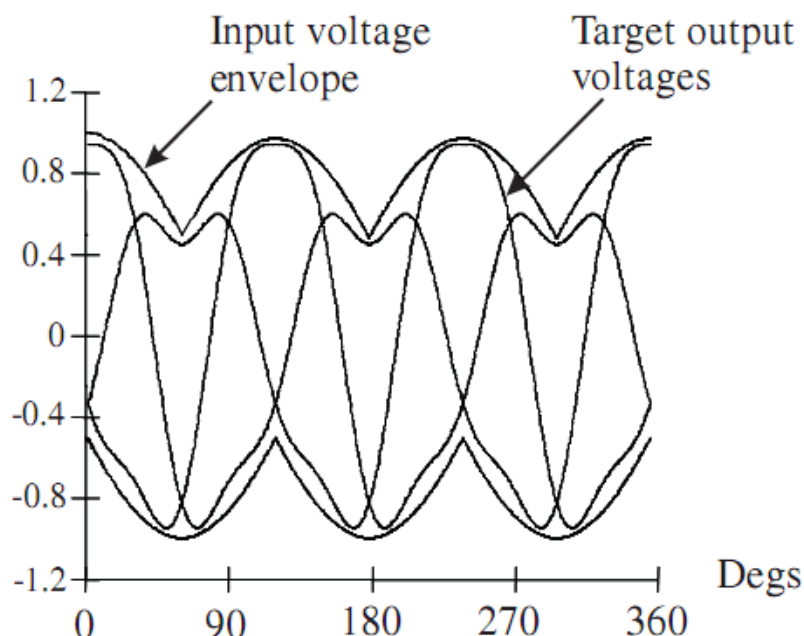


شکل (۷-۳): شکل موج های تئوری، محدودیت ۵۰٪ نسبت ولتاژ را نشان می دهد.

۲-۳-۳ روش بهینه *Venturini*

روشی که در قسمت قبل شرح داده شد را می توان بهبود داد. این بهبود می تواند توسط اصلاح کردن ماتریس ولتاژ خروجی هدف $V_o(t)$ به دست آید تا شامل هارمونیک سوم فرکانس های ورودی و خروجی شود. این استراتژی جدید روش بهینه *Venturini* نامیده می شود. ولتاژ هدف خروجی در معادله (۱۴-۳) به منظور اینکه شامل هارمونیک های سوم باشد اصلاح می شود. همان طور که در معادله (۲۰-۳) نشان داده شده است، حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ورودی از نظر تئوری، q ، می تواند تا ۸۶٪ افزایش یابد. با استفاده کامل از پوش ولتاژ ورودی به کار برده شده توسط ولتاژهای هدف

خروجی همان طور که در شکل (۳-۸) نشان داده شده است. نسبت تبدیل ولتاژ، ممکن است به صورت نسبت مولفه اصلی خروجی به مولفه اصلی ورودی تعریف شود و مقدار حداکثر آن برابر 0.866 خواهد شد.



شکل (۳-۸): شکل موج های تئوری، افزایش هارمونیک سوم را برای به دست آوردن محدودیت نسبت ولتاژ بهینه 0.866 نشان می دهد. این نسبت مقدار rms به مقدار rms است.

$$[v_o(t)] = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (20-3)$$

توجه کنید که هارمونیک سوم در فرکانس ورودی همچنین در فرکانس خروجی نیز اضافه شده است. بر طبق [۳۵]، هنگامی که ضریب جابه جایی واحد مورد نیاز است، معادله (۳-۱۹) به صورت زیر تبدیل می شود:

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_K v_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (21-3)$$

برای $K=A, B, C$ و $j=a, b, c$

و $\beta_K = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ برای $K=A, B, C$

این پیاده سازی به راحتی توسط میکروپروسورهای مدرن تا فرکانس سوئیچینگ در حدود کیلو هرتز انجام می شود. کنترل ضریب جابه جایی ورودی می تواند به صورت فرمول در معادله (۳-۲۰) توسط قرار دادن یک شیفت فاز بین ولتاژهای ورودی حقیقی و ولتاژهای ورودی، v_K نشان داده شود. اگر ضریب جابه جایی ورودی متفاوت با یک باشد، محدودیت ولتاژ خروجی از $0.186V_{im}$ (۸۶٪) ولتاژ ورودی) به مقدار کوچکتری، که به ضریب جابه جایی به دست آمده در ورودی وابسته است، کاهش خواهد یافت. بنابراین مقدار ولتاژ خروجی باید کمتر از ۸۶٪ ولتاژ ورودی باشد.

۳-۳-۳ روش عددی

در سال ۱۹۸۷، *G.Roy*، یک الگوریتم کنترل عددی برای مبدل ماتریسی بیان کرد [۴۶]. دیوتی

سایکل مدولاسیون برای این روش به صورت زیر داده می شود:

$$m_{Lj} = \frac{(v_j - v_M)v_L}{1.5V_{im}^2}$$

$$m_{Kj} = \frac{(v_j - v_M)v_K}{1.5V_{im}^2} \quad (۲۲-۳)$$

$$m_{Mj} = 1 - (m_{Lj} + m_{Kj})$$

به ترتیب برای $j=a, b, c$.

در اینجا، زیر نویس M ، برای ولتاژ ورودی که دارای پلاریته متفاوتی با دو ورودی دیگر می باشد، تعیین شده و زیر نویس L ، برای کوچکترین دامنه ولتاژ بین دو ولتاژ ورودی دیگر تعیین شده است. برای سومین ولتاژ ورودی نیز، زیر نویس K تعیین شده است. همانند روش قبل، روش افزایش مود مشترک به منظور اصلاح ولتاژهای هدف خروجی، v_j استفاده شده است. این اصلاح (با اضافه کردن هارمونیک سوم) برای رسیدن به قابلیت نسبت ولتاژ ۸۶٪ به کار برده شده است. هر چند برخی تفاوت ها می تواند مشاهده شود، اما این روش در واقع زمان های سوئیچ یکسانی نسبت به روش بهینه *Venturini* را نتیجه می دهد.

با استفاده از عبارات عددی مشابه معادله (۳-۲۱)، دیوتی سایکل های مدولاسیون برای روش

عددی می تواند توسط معادله (۳-۲۳) بیان شود:

$$m_{Kj} = \frac{t_{Kj}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_K v_j}{V_{im}^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (۳-۲۳)$$

برای $j=a,b,c$ و $K=A,B,C$

و $\beta_K = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ برای $K=A,B,C$

معادلات (۳-۲۱) و (۳-۲۳) هنگامی که ولتاژ خروجی حداکثر است ($q = \frac{\sqrt{3}}{2}$)، معادل اند. تنها تفاوت بین روش ها این است که در روش *Venturini*، سمت راست ترین بخش به صورت تابعی از q می باشد ولی در روش عددی، این بخش در مقدار حداکثر خود ($\frac{2}{3}$) ثابت شده است. تاثیر روی ولتاژ خروجی به جز در فرکانس های سوئیچینگ پایین قابل صرف نظر است که از این نظر روش *Venturini* بهتر است.

۳-۳-۴ روش مدولاسیون فضای برداری (*SVM*)

مفهوم « فضای فازوری » در آنالیز روش مدولاسیون فضای برداری (*SVM*) خیلی مهم است. این روش به خوبی در اینورترهای *PWM* قدیمی شناخته شده است. فضای فازوری در اصل روشی استفاده شده برای نمایش و آنالیز ماشین های سه فاز بود. این روش آنالیز به ویژه متداول برای پژوهشگران در حوزه کنترل برداری است. این فضا، تصور رابطه زمانی و فضائی بین برآیند جریان و بردارهای شار در قالب های مرجع مختلف را اجازه می دهد.

۳-۳-۱ بردارهای فضایی

عملکرد مبدل ماتریسی می تواند در بخش های عمومی بیشتری با استفاده از روش فضای برداری شرح داده شود. برای عملکرد مبدل ماتریسی، یک و فقط یک سوئیچ در هر فاز خروجی باید هدایت کند که این به ۲۷ ترکیب سوئیچینگ ممکن برای مبدل ماتریسی منتهی می شود. با استفاده از معادلات (۳-۲۵) و (۳-۲۶) به ترتیب برای تعیین بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی، دامنه و فاز این بردارها برای همه ترکیب های ممکن در جدول (۳-۱) داده شده است. مختصر نویسی برای

حالات مبدل به این صورت است که فازهای ورودی متصل شده به فازهای خروجی ۲، ۱ و ۳ را در اولین، دومین و سومین زیر نویس به ترتیب بیان می کند. زاویه بردار ولتاژ خروجی و β_i زاویه بردار جریان ورودی است.

$$\vec{V}_o(t) = (qV_{im}\sqrt{3})\cos(\omega_0 t) \quad (24-3)$$

$$\vec{V}_o(t) = \frac{2}{3}(v_{10} + av_{20} + a^2v_{30}) \quad (25-3)$$

$$\vec{I}_i(t) = \frac{2}{3}(i_{1i} + ai_{2i} + a^2i_{3i}) \quad (26-3)$$

که v_{10} ، v_{20} و v_{30} ، ولتاژهای فاز خروجی هستند و i_{1i} ، i_{2i} و i_{3i} نیز جریانهای خط ورودی هستند. همچنین $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ می باشد.

بردار $\vec{V}_o(t)$ دارای طول ثابت $(qV_{im}\sqrt{3})$ است و با فرکانس ω_0 می چرخد. اساس روش مدولاسیون فضای برداری این است که ولتاژهای خروجی ممکن برای مبدل، می تواند به صورت مشابه با معادله (۲۵-۳) بیان شود. در هر لحظه نمونه گیری، موقعیت $\vec{V}_o(t)$ با بردارهای ممکن مقایسه شده و ولتاژ خروجی مطلوب توسط متوسط گیری زمانی (در بازه زمانی سوئیچینگ) بین بردارهای مجاور ترکیب می شود تا ولتاژ متوسط صحیح را بدهد. برای یک اینورتر لینک DC قدیمی، این فرایند خیلی ساده است زیرا فقط ۸ حالت سوئیچینگ وجود دارد ($2^3 = 8$) حالت ممکن در هر قسمت خروجی و سه فاز). از آنجائیکه در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز، ۲۷ حالت سوئیچینگ وجود دارد و ولتاژهای ورودی متغییر با زمان هستند جایگزینی با یک مبدل ماتریسی خیلی پیچیده است.

۳-۳-۲ حالات سوئیچینگ مبدل ماتریسی

همان طور که قبلاً بیان شد، در یک مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز، ۲۷ حالت سوئیچینگ ممکن وجود دارد. این حالات سوئیچینگ و ولتاژهای خروجی نتیجه شده در جدول (۳-۱) آمده اند. با آنالیز این جدول، حالات ولتاژ خروجی را می توان در سه گروه زیر دسته بندی کرد:

گروه I: شامل ۱۸ ترکیب می باشد که در آن ها، بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی دارای جهت های ثابت و دامنه هائی هستند که به ترتیب با زاویه فاز ولتاژ ورودی و زاویه فاز جریان خروجی تغییر می کنند. این ترکیب ها هنگامی که هر یک از دو فاز خروجی به یک فاز ورودی وصل شوند نتیجه می شوند.

گروه II: شامل ۳ حالت می باشد که در آن ها، بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی، صفر می باشند. در این ترکیب ها هر سه فاز خروجی به یک فاز ورودی متصل می شوند.

گروه III: شامل ۶ حالت است که در آن هر فاز خروجی به یک فاز ورودی متفاوت متصل شده است. در این حالات، هم دامنه و هم فاز بردارهای نتیجه شده، متغیر هستند.

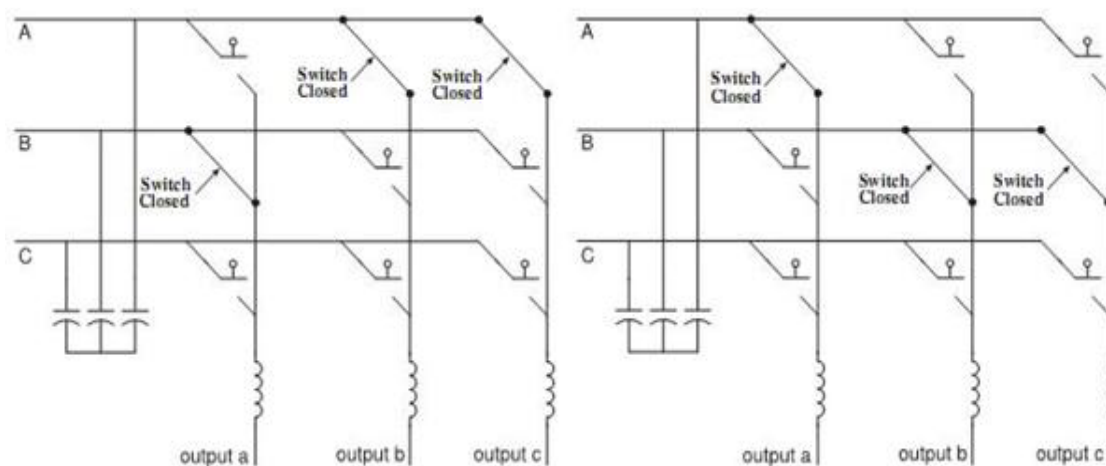
همان طور که در جدول (۱-۳) نشان داده شده است، بردارهای گروه I، به سه زیر گروه تقسیم می شوند. در هر زیر گروه، ۶ حالت وجود دارد که یک فضای فازوری در یک جهت مشخص تولید می کنند. برای سومین زیر گروه، جهت ها برابر 120° نمایش داده شده اند. دامنه و پلاریته فضای فازوری در طول جهت مشخص، به این وابسته اند که کدام ولتاژهای خط به خط استفاده شده اند. بردارهای چرخشی گروه III استفاده نمی شوند.

اولین ستون در جدول (۱-۳)، ۲۷ ترکیب سوئیچینگ ممکن برای مبدل را نمایش می دهد. حالات مبدل برای دو ترکیب سوئیچینگ اول در شکل (۳-۹) نشان داده شده اند. ترکیب سوئیچینگ ۱+، نشان می دهد که حالت مبدل به صورت S_{122} است. وضعیت پسوند های ۱۲۲، به ترتیب فازهای خروجی a ، b و c را نشان می دهد. وضعیت اول برای فاز خروجی a ، وضعیت دوم برای فاز خروجی b و وضعیت سوم برای فاز خروجی c می باشد. مقادیر ۱، ۲ و ۳ به ترتیب، فاز ورودی A ، B و C را نشان می دهند. برای مثال S_{122} یعنی در فاز خروجی a ، سوئیچ در فاز ورودی A بسته شده است. در فاز خروجی b ، سوئیچ در فاز ورودی B بسته شده است و در فاز خروجی c ، سوئیچ در فاز ورودی B بسته شده است. این را می توان در شکل (۳-۹): الف) دید. ترکیب سوئیچینگ ۱- (حالت مبدل S_{211}) در شکل (۳-۹): ب) نشان داده شده است. در این حالت، سوئیچ ها به ترتیب در فاز

خروجی a و فاز ورودی B ، در فاز خروجی b و فاز ورودی A و در فاز خروجی c و فاز ورودی A بسته شده اند.

جدول (۳-۱): حالات سوئیچینگ برای یک مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز

Switching Configuration	Converter State	v_o	α_o	i_i	β_i
+1	S_{122}	$\frac{2}{3}v_{12i}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$-\frac{\pi}{6}$
-1	S_{211}	$-\frac{2}{3}v_{12i}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$-\frac{\pi}{6}$
+2	S_{233}	$\frac{2}{3}v_{23i}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$\frac{\pi}{2}$
-2	S_{322}	$-\frac{2}{3}v_{23i}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$\frac{\pi}{2}$
+3	S_{311}	$\frac{2}{3}v_{31i}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$\frac{7\pi}{6}$
-3	S_{133}	$-\frac{2}{3}v_{31i}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{1o}$	$\frac{7\pi}{6}$
+4	S_{212}	$\frac{2}{3}v_{12i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$-\frac{\pi}{6}$
-4	S_{121}	$-\frac{2}{3}v_{12i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$-\frac{\pi}{6}$
+5	S_{323}	$\frac{2}{3}v_{23i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$\frac{\pi}{2}$
-5	S_{232}	$-\frac{2}{3}v_{23i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$\frac{\pi}{2}$
+6	S_{131}	$\frac{2}{3}v_{31i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$\frac{7\pi}{6}$
-6	S_{313}	$-\frac{2}{3}v_{31i}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{2o}$	$\frac{7\pi}{6}$
+7	S_{221}	$\frac{2}{3}v_{12i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$-\frac{\pi}{6}$
-7	S_{112}	$-\frac{2}{3}v_{12i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$-\frac{\pi}{6}$
+8	S_{332}	$\frac{2}{3}v_{23i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$\frac{\pi}{2}$
-8	S_{223}	$-\frac{2}{3}v_{23i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$\frac{\pi}{2}$
+9	S_{113}	$\frac{2}{3}v_{31i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$\frac{7\pi}{6}$
-9	S_{331}	$-\frac{2}{3}v_{31i}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}i_{3o}$	$\frac{7\pi}{6}$
0_1	S_{111}	0	-	0	0
0_2	S_{222}	0	-	0	0
0_3	S_{333}	0	-	0	0
$FR1$	S_{123}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>
$FR2$	S_{231}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>
$FR3$	S_{312}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>
$BR1$	S_{132}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>
$BR2$	S_{213}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>
$BR3$	S_{321}	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>	<i>variable</i>



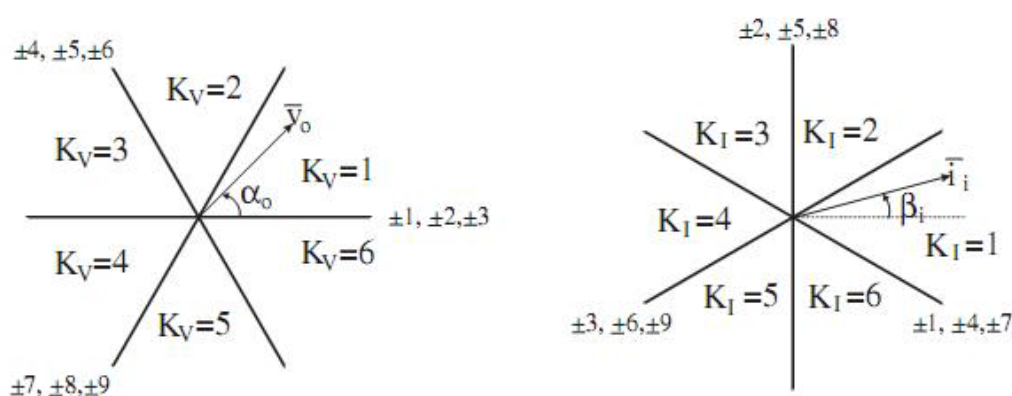
شکل (۹-۳) (ب): حالت مبدل S_{211}

شکل (۹-۳) (الف): حالت مبدل S_{122}

شکل (۹-۳): حالات مبدل برای ترکیب سوئیچینگ +۱ و -۱

۳-۳-۳-۳ انتخاب حالات سوئیچینگ

استراتژی مدولاسیون فضای برداری ارائه شده در [۶۵]، استفاده از ۱۸ ترکیب جهت ثابت و ۳ بردار صفر را برای رسیدن به بردار ولتاژ خروجی مطلوب و جهت جریان ورودی لازم می‌دارد. شکل (۱۰-۳) جهت‌های بردار ولتاژ خط به نول خروجی و بردار جریان خط ورودی تولید شده توسط ۱۸ ترکیب جهت ثابت را نشان می‌دهد. K_V به سکتوری اشاره می‌کند که شامل بردار ولتاژ خروجی است و K_I به سکتوری اشاره دارد که شامل بردار جریان ورودی است.



شکل (۱۰-۳): ترکیب فضای فازوری ولتاژ خروجی و جریان ورودی

از این شکل می‌توان فهمید که برای هر ترکیب از بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی، چهار ترکیب را می‌توان شناسایی کرد که بردارهای ولتاژ خروجی و بردارهای جریان ورودی نزدیک به

بردارهای مطلوب را تولید می کنند. ترکیب های سوئیچینگ استفاده شده برای هر بردار ولتاژ خروجی

(K_V) و بردار جریان ورودی (K_I) در جدول (۲-۳) و جدول (۳-۳) داده شده اند:

جدول (۲-۳): انتخاب ترکیب های سوئیچینگ برای هر ترکیب از K_I و K_V

Sector	K_V											
	1				2				3			
1	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4
2	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6
3	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5
4	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4
5	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6
6	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV

جدول (۳-۳): انتخاب ترکیب های سوئیچینگ برای هر ترکیب از K_I و K_V

Sector	K_V											
	4				5				6			
1	-9	+7	+3	-1	+6	-4	-9	+7	-3	+1	+6	-4
2	+8	-9	-2	+3	-5	+6	+8	-9	+2	-3	-5	+6
3	-7	+8	+1	-2	+4	-5	-7	+8	-1	+2	+4	-5
4	+9	-7	-3	+1	-6	+4	+9	-7	+3	-1	-6	+4
5	-8	+9	+2	-3	+5	-6	-8	+9	-2	+3	+5	-6
6	+7	-8	-1	+2	-4	+5	+7	-8	+1	-2	-4	+5
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	II	IV

می توان نشان داد [۶۵] که دیوتی سایکل های مدولاسیون مورد نیاز برای ترکیب های

سوئیچینگ I ، II ، III و IV ، توسط معادلات (۲۷-۳) تا (۳۰-۳) داده می شوند:

$$\delta^I = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q_i \cdot \frac{\cos(\bar{\alpha}_0 - \frac{\pi}{3}) \cos(\bar{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \phi_i} \quad (27-3)$$

$$\delta^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q_i \cdot \frac{\cos(\bar{\alpha}_0 - \frac{\pi}{3}) \cos(\bar{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos \phi_i} \quad (28-3)$$

$$\delta^{III} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q_i \cdot \frac{\cos(\bar{\alpha}_0 + \frac{\pi}{3}) \cos(\bar{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \phi_i} \quad (29-3)$$

$$\delta^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q_i \cdot \frac{\cos(\bar{\alpha}_0 + \frac{\pi}{3}) \cos(\bar{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos \phi_i} \quad (30-3)$$

که $\tilde{\beta}_i$ و $\tilde{\alpha}_0$ زوایای بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی، اندازه گیری شده از خط نیمساز بردارهای متناظر هستند. همچنین زاویه جابه جایی فاز ورودی است. برای عملکرد با ضریب توان ورودی واحد و $q \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$ ، معادله (۳۱-۳) به کار می رود:

$$\delta^I + \delta^{II} + \delta^{III} + \delta^{IV} \leq 1 \quad (31-3)$$

δ_0 دیوتی سایکل مدولاسیون کل برای ترکیب های صفر مورد نیاز برای کامل کردن تناوب مدولاسیون برابر است با:

$$\delta_0 = 1 - (\delta^I + \delta^{II} + \delta^{III} + \delta^{IV}) \quad (32-3)$$

اگر از یک الگوی مدولاسیون دو طرفه استفاده شود، δ_0 در تناوب مدولاسیون به دو بخش مساوی تقسیم می شود. این از نوع ترکیب مدولاسیون صفر استفاده شده مستقل است. اگر یک ترکیب متقارن سه صفره استفاده شود، δ_0 در تناوب مدولاسیون به ۶ بخش مساوی تقسیم می شود [۶۶، ۶۷، ۶۸ و ۶۹].

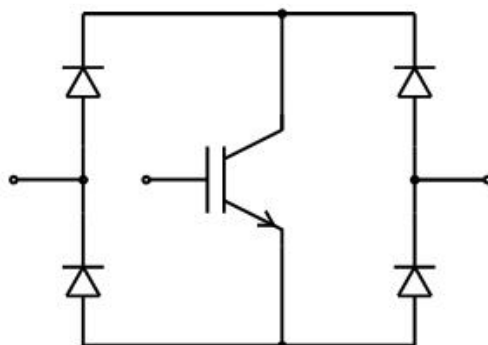
۳-۴ ساختار سوئیچ های دو طرفه

در مبدل ماتریسی نیاز به سوئیچ های دو طرفه ای است که قادر به بلوکه کردن ولتاژ و هدایت جریان در هر دو طرف باشند. بنابراین، وسایل مجزا (جدا جدا) برای ساخت سوئیچ دو طرفه مناسب و برآوردن این نیازمندی ها استفاده می شوند.

انتخاب سوئیچ های دو طرفه همچنین تعیین کننده روش های کموتاسیون جریان استفاده شده نیز می باشد. در این قسمت، برخی ترکیب های ممکن سوئیچ دو طرفه و مزایا و معایب هر ترکیب شرح داده می شود. در بحث زیر فرض شده است که ابزار سوئیچینگ یک *IGBT* خواهد بود، اما دیگر ابزارها مثل *MOSFET* ها، *MCT* ها و *IGCT* ها را نیز می توان به شکل مشابه استفاده کرد [۷۰].

۳-۴-۱ ساختار پل دیودی

ترکیب پل دیودی، ساده ترین ساختار سوئیچ دو طرفه می باشد. همان طور که در شکل (۳-۱۱) نشان داده شده است، این ترکیب شامل یک *IGBT* در مرکز ترکیب پل دیودی تک فاز می باشد.



شکل (۳-۱۱): سوئیچ دو طرفه ی پل دیودی

مزیت اصلی این ترکیب این است که در آن فقط به یک المان اکتیو نیاز است. همچنین از دیگر مزایای آن، کاهش هزینه مدار قدرت و پیچیدگی مدارهای درایو کنترل گیت می باشد. از آنجائیکه در این ترکیب، سه المان در هر مسیر هدایت وجود دارد، تلفات هدایت نسبتاً زیاد است. عیب اصلی آن این است که جهت جریان از طریق سوئیچ را نمی توان کنترل کرد. روش های کموتاسیون پیشرفته زیادی بعداً شرح داده می شود که بر اساس کنترل مستقل جریان در هر جهت می باشند.

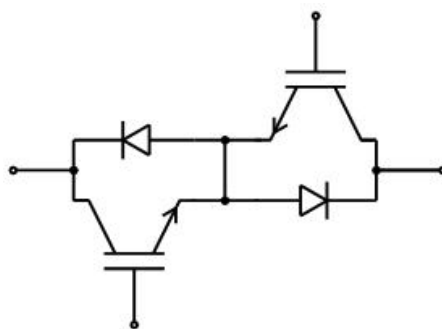
۳-۴-۲ ساختارهای *IGBT* با دیود موازی معکوس

ترکیب های مختلفی برای سوئیچ های دو طرفه با استفاده از *IGBT* ها به همراه دیودهای موازی معکوس وجود دارد. چنین ترکیب هایی در ادامه نام برده شده اند.

۳-۴-۲-۱ سوئیچ دو طرفه امیتر مشترک

این ترکیب سوئیچ شامل دو دیود و دو *IGBT*، متصل شده به صورت موازی معکوس همانند آنچه در شکل (۳-۱۲) نشان داده شده می باشد. این دیودها به منظور ایجاد قابلیت بلوکه کردن معکوس در مدار قرار گرفته اند. قابلیت بلوکه کردن معکوس، یک ضعف تکنولوژی *IGBT* اولیه می

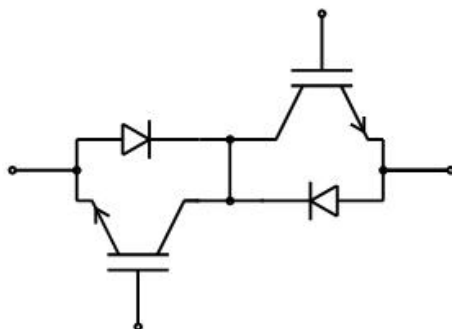
باشد [۷۱ و ۷۲]. در استفاده از این ترکیب چندین مزیت در مقایسه با سوئیچ پل دیودی وجود دارد. اولین مزیت آن این است که این امکان وجود دارد که به طور مستقل جهت جریان را کنترل کنیم. همچنین تلفات هدایت فقط به دو المان حامل جریان در هر زمان کاهش می یابد. همانند سوئیچ پل دیودی، هر سلول سوئیچ دو طرفه نیازمند یک منبع تغذیه جداگانه می باشد.



شکل (۳-۱۲): سوئیچ دو طرفه امیتر مشترک

۳-۴-۲-۲ سوئیچ دو طرفه کلکتور مشترک

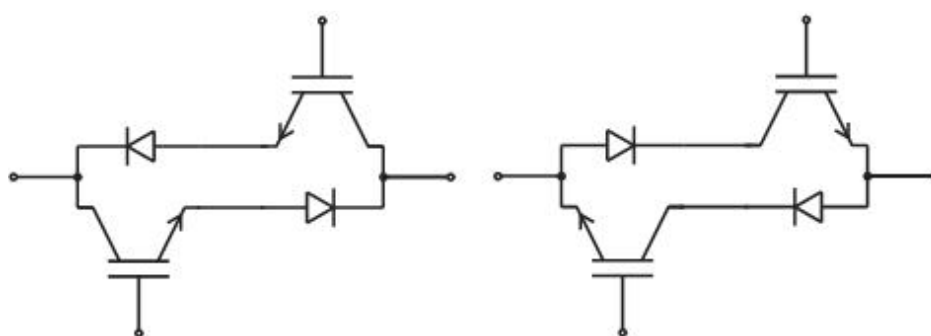
این ترکیب مشابه با ترکیب ارائه شده در حالت قبل است. تفاوت آن این است که در این حالت، *IGBT* ها به صورت ترکیب کلکتور مشترک، همانطور که در شکل (۳-۱۳) نشان داده شده است، مرتب شده اند. تلفات هدایت مشابه ترکیب امیتر مشترک است. یک مزیت ممکن ترکیب کلکتور مشترک این است که فقط ۶ منبع تغذیه ایزوله برای تغذیه سیگنال های درایو گیت مورد نیاز است. این امر زمانی ممکن است که اندوکتانس بین المان های مشترک منابع تغذیه ایزوله یکسان، کم باشد. این مسأله ای است برای اندازه مبدل ماتریسی، هنگامی که همه سوئیچ های دوطرفه در یک بسته (پکیج) جمع شده باشند [۷۳]. اگر چه، هر چه سطح توان بالا رود، اندوکتانس پراکندگی سوئیچ های دو طرفه مجزا، بیشتر دارای اهمیت می شود. بنابراین در مبدل های توان بالاتر، مطلوب است که *IGBT* ها را در سوئیچ های دوطرفه مجزا بسته بندی کنیم. بنابراین معمولاً ترکیب امیتر مشترک برای سطوح توان بالاتر ترجیح داده می شود [۷۴].



شکل (۳-۱۳): سوئیچ دو طرفه کلکتور مشترک

۳-۴-۲ ترکیب های سری $IGBT$ و دیود

هر دو ترکیب امیتر مشترک و کلکتور مشترک را همان طور که در شکل (۳-۱۴) نشان داده شده است، می توان بدون اتصال مرکزی نیز استفاده کرد. در حالت ترکیب امیتر مشترک، این کار، مزیت قادر بودن به درایو دو $IGBT$ از طریق منابع تغذیه ایزوله یکسان را از بین می برد.



(ب) امیتر مشترک

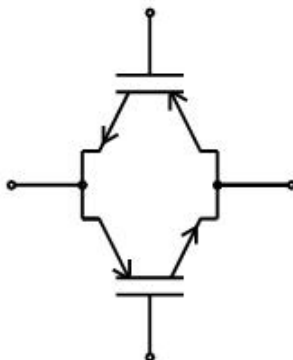
(الف) کلکتور مشترک

شکل (۳-۱۴): المانهای پشت به پشت بدون اتصال مرکزی

۳-۴-۲-۴ $IGBT$ های بلوکه کننده معکوس به صورت موازی معکوس

اگر المانهای سوئیچینگ استفاده شده برای سوئیچ دو طرفه، دارای قابلیت بلوکه کردن ولتاژ معکوس باشند، همان طور که در شکل (۳-۱۵) نشان داده شده است، این امکان وجود دارد که سوئیچ های دو طرفه ای توسط قرار دادن ساده دو المان، به صورت موازی معکوس بسازیم [۷۵، ۷۶ و ۷۷]. این ترکیب به یک مبدل خیلی فشرده با پتانسیلی برای بهبود قابل توجهی در بازده، منجر می شود. اگر چه، تا این زمان $IGBT$ های بلوکه کننده معکوس، مشخصه های بازیابی معکوس ضعیفی را

از خود نشان داده اند که باعث کاهش بازده به علت افزایش تلفات سوئیچینگ شده و همین امر مانع از استفاده گسترده این ترکیب شده است.



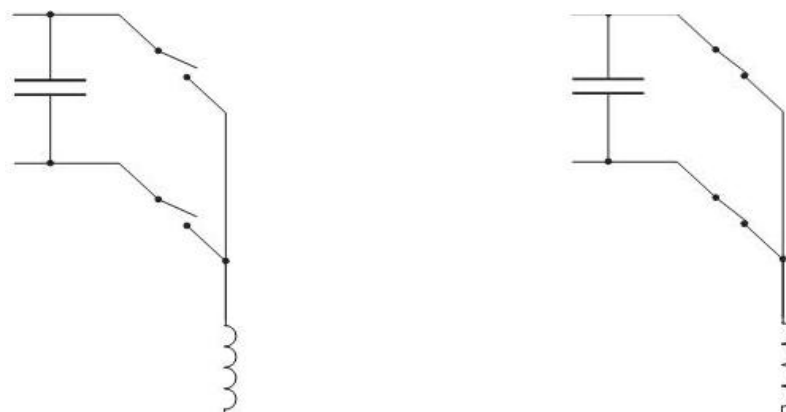
شکل (۳-۱۵): سوئیچ دوطرفه IGBT بلوکه کننده معکوس

۵-۳ روش های کموتاسیون مبدل ماتریسی

به عمل انتقال جریان از یک سوئیچ به سوئیچ دیگر، کموتاسیون گفته می شود. دستیابی به کموتاسیون جریان مطمئن بین سوئیچ ها در مبدل های ماتریسی، خیلی سخت تر از اینورترهای قدیمی است. از آنجائیکه در مبدل ماتریسی هیچ مسیر آزاد طبیعی وجود ندارد، کموتاسیون باید به طور فعال در هر زمان کنترل شود و در این زمینه باید دو اصل اساسی را رعایت کرد. این امر، با در نظر گرفتن فقط دو سوئیچ روی هر فاز خروجی مبدل ماتریسی قابل تصور است.

همان طور که در شکل (۳-۱۶): الف) نشان داده شده است، مهم است که هیچ دو سوئیچ دو طرفه ای از دو فاز متفاوت، نباید در یک زمان با هم روشن شده و به خروجی وصل شوند. این عمل باعث ایجاد اتصال کوتاه های خط به خط و تخریب مبدل ماتریسی به خاطر اضافه جریان خواهد شد. همچنین، همان طور که در شکل (۳-۱۶): ب) نشان داده شده است، سوئیچ های دوطرفه در هر فاز خروجی نباید همه با هم در یک لحظه خاموش شوند، بلکه باید در هر لحظه حداقل یک سوئیچ روشن باشد. خاموش شدن تمام سوئیچ ها با هم، باعث فقدان مسیری برای جریان بار سلفی شده که باعث افزایش ولتاژ بزرگی می شود. این ملاحظات باعث ایجاد یک تضاد می شوند. چنانکه قطعات نیمه هادی نمی توانند به علت تاخیرهای پخش و زمان های سوئیچینگ محدود، به طور لحظه ای سوئیچ

شوند.



(ب) مدار باز بار سلفی

(الف) اتصال کوتاه ورودی خازنی

شکل (۳-۱۶): وضعیت های غیر مجاز در مبدل ماتریسی

۳-۵-۱ روش های کموتاسیون ساده

۳-۵-۱-۱ روش کموتاسیون زمان مرده

روش کموتاسیون زمان مرده معمولاً در سیستم های اینورتری استفاده شده است. در این روش، جریان بار آزادانه از طریق دیودهای موازی معکوس در زمان مرده، جاری می شود. در حالت وجود یک مبدل ماتریسی، استفاده از کموتاسیون وقت تلف شده باعث یک مدار باز بار (شکل (۳-۱۶): ب)) خواهد شد. این امر باعث افزایش ولتاژهای لحظه ای بزرگ در میان سوئیچ ها خواهد شد که به مبدل ماتریسی صدمه خواهد زد، مگر اینکه از اسنابرها یا قطعات کلمپ استفاده شده باشد تا مسیری را برای جریان بار، در مدت زمان مرده، فراهم آورند [۷۸ و ۷۹]. از آنجائیکه در این روش، انرژی در مدار اسنابر طی هر مرحله کموتاسیون تلف می شود، این روش غیر مطلوب می باشد. به علاوه این معایب، طراحی اسنابر، نوع دو طرفه مبدل ماتریسی را پیچیده تر می کند.

۳-۵-۱-۲ روش کموتاسیون همپوشانی

این روش نیز قوانین کموتاسیون جریان مبدل ماتریسی را نقض می کند و به مدارات اضافی برای اجتناب از خرابی مبدل ماتریسی نیاز دارد. در کموتاسیون همپوشانی، سوئیچ وارد شونده روشن می

شود قبل از اینکه سوئیچ خارج شونده خاموش شود. این باعث یک اتصال کوتاه خط به خط (شکل (۳-۱۶): الف)) در طی دوره همپوشانی خواهد شد مگر اینکه اندوکتانس خط اضافی برای آهسته کردن افزایش جریان اضافه شود [۸۰]. از آنجائیکه اندوکتانس ها در مسیر اصلی هدایت هستند، بنابراین تلفات هدایت افزایش خواهد یافت و این روش نیز، روش مطلوبی نمی باشد.

به علاوه این معایب، اعوجاج قابل توجهی در شکل موج ولتاژ خروجی در طی دوره ی همپوشانی وجود خواهد داشت. زمان سوئیچینگ برای هر کموتاسیون افزایش یافته و با ولتاژ کموتاسیون تغییر خواهد کرد که ممکن است باعث مشکلات کنترلی شود.

یک مزیت ممکن این روش های کموتاسیون ساده این است که، با استفاده از این روش ها، می توان از ترکیب سوئیچ دو طرفه پل دیودی که در بخش قبل شرح داده شد، استفاده کرد. اگر چه مشکلات بحث شده در بالا از این مزیت مهمتر هستند. به خاطر این دلایل، روش های کموتاسیون پیشرفته بحث شده در قسمت بعد، برای مبدل های ماتریسی ترجیح داده می شوند.

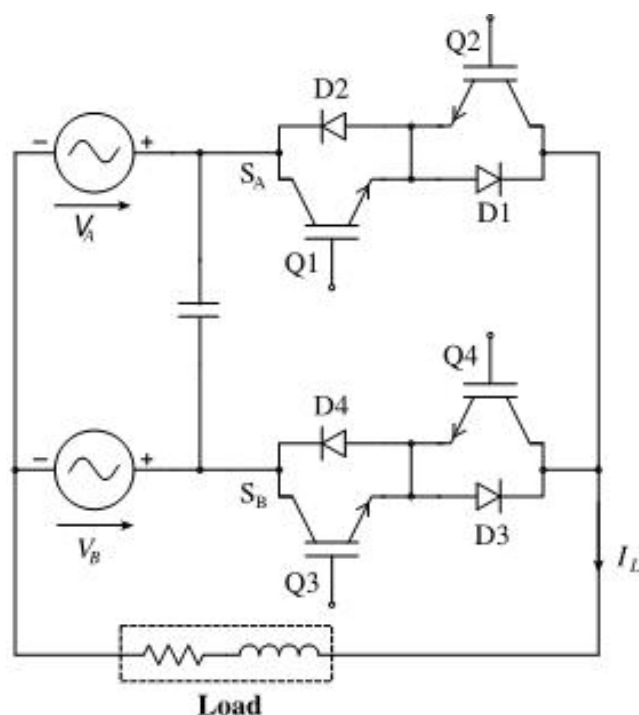
۳-۵-۲ روش های کموتاسیون پیشرفته

قبل از بیان روش های کموتاسیون پیشرفته، لازم است که برخی اصطلاحات تعریف گردد. به یک سوئیچ دوطرفه، مانند سوئیچ های شکل (۳-۱۷)، که شامل دو *IGBT* و دو دیود است، یک سلول کموتاسیون گفته می شود. به هر سوئیچ یکطرفه از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد روشن شود، سوئیچ داخل شونده گفته شده و به هر سوئیچ یکطرفه از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد خاموش گردد، سوئیچ خارج شونده گفته می شود [۸۱].

از جمله روش های کموتاسیون پیشرفته، می توان به روش کموتاسیون چهار مرحله ای و روش کموتاسیون دو مرحله ای اشاره کرد. استراتژی کموتاسیون چهار مرحله ای، یکی از روش هایی است که با قوانین مبدل ماتریسی مطابقت دارد. این استراتژی می تواند در یک مبدل ماتریسی، اجرا شود. برای انجام این روش کموتاسیون، جهت جریان در هر سوئیچ دو طرفه باید کنترل شود.

۳-۵-۲-۱ روش کموتاسیون بر اساس جهت جریان

شکل (۳-۱۷) طرحی از یک مبدل ماتریسی دو فاز به تکفاز را نشان می دهد. در حالت ماندگار، هر دو سوئیچ یکطرفه در سلول فعال، دارای فرمان گیت می باشند تا اجازه جاری شدن جریان در هر دو جهت وجود داشته باشد. در توضیح زیر فرض می شود که جریان بار در جهت نشان داده شده است و سلول بالایی (S_A) فعال (بسته) است.

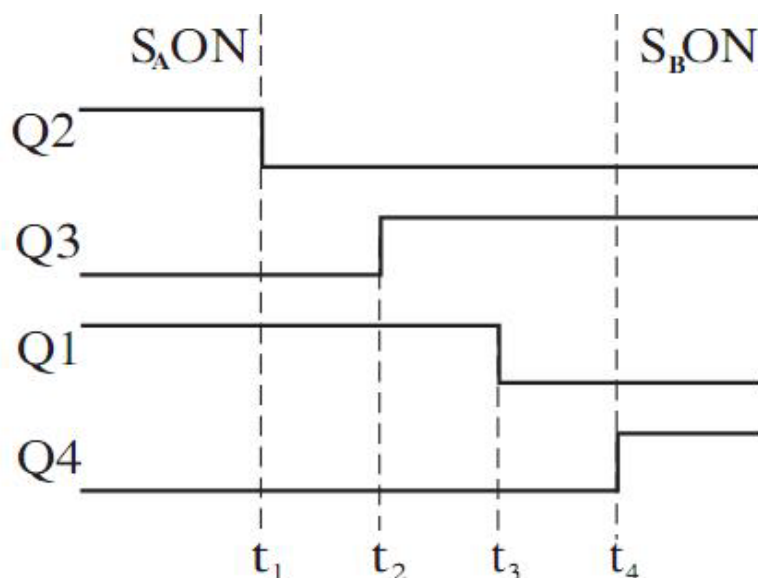


شکل (۳-۱۷): مبدل دو فاز به تکفاز

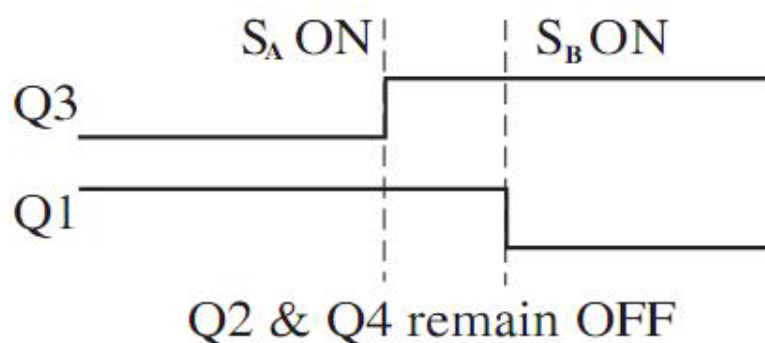
هنگامی که یک کموتاسیون از S_A به S_B نیاز است، از جهت جریان بار برای تعیین اینکه کدام سوئیچ در سلول فعال، هدایت نمی کند، استفاده می شود. به سوئیچی از سلول فعال که هدایت نمی کند، سوئیچ خاموش گفته می شود، در این حالت Q_2 خاموش است. ابتدا فرمان گیت سوئیچ خاموش در سلول خارج شونده (Q_2)، قطع شده، حال به سوئیچی از سلول غیرفعال که جریان را در جهت جریان بار هدایت خواهد کرد، سیگنال گیت اعمال می شود، Q_3 در این مثال، و فرمان گیت سوئیچ خارج شونده (Q_1) قطع می گردد. سپس فرمان گیت مربوط به سوئیچ باقی مانده در سلول داخل شونده (Q_4) نیز برقرار می شود و این سوئیچ روشن می ماند تا زمانی که برگشت جریان بار اجازه

یابد. و این فرایند به همین ترتیب ادامه می یابد. این فرایند به صورت یک دیاگرام زمانی در شکل (۳-۱۸) نشان داده شده است. تأخیر اضافه شده بین هر رویه سوئیچینگ توسط مشخصات سوئیچ تعیین شده است.

یک تغییر در مفهوم کموتاسیون جریان چهار مرحله ای، این است که فقط به سوئیچ در حال هدایت سیگنال گیت اعمال شود، که در این صورت استراتژی کموتاسیون جریان دو مرحله ای همان طور که در شکل (۳-۱۹) نشان داده شده ایجاد می شود. این روش به منظور کاهش زمان های کموتاسیون، همچنین کاهش حداقل پهنای پالس اعمالی انجام می شود. این روش از آنجائیکه حداقل پهنای پالس اغلب حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ مبدل را تعیین می کند، مطلوب می باشد [۶۲].



شکل (۳-۱۸): دیاگرام زمانی برای کموتاسیون جریان چهار مرحله ای بین دو سوئیچ



شکل (۳-۱۹): دیاگرام زمانی برای کموتاسیون جریان دو مرحله ای بین دو سوئیچ

در همه روش های کموتاسیون از این نوع، لازم است که جهت جریان فاز خروجی مشخص باشد. تعیین جهت جریان بویژه در درایوهای با توان بالا هنگامی که سطح جریان پایین می باشد، بسیار مشکل است. برای حل این مشکل، یک روش جدید توسعه یافت [۸۲]. در این روش، از ولتاژ روی سوئیچ دوطرفه برای تعیین جهت جریان استفاده می شود. این روش بر اساس یک مدار درایو گیت هوشمند، برای کنترل زاویه آتش $IGBT$ ها و تعیین جهت جریان جاری شده در سلول سوئیچ دوطرفه می باشد.

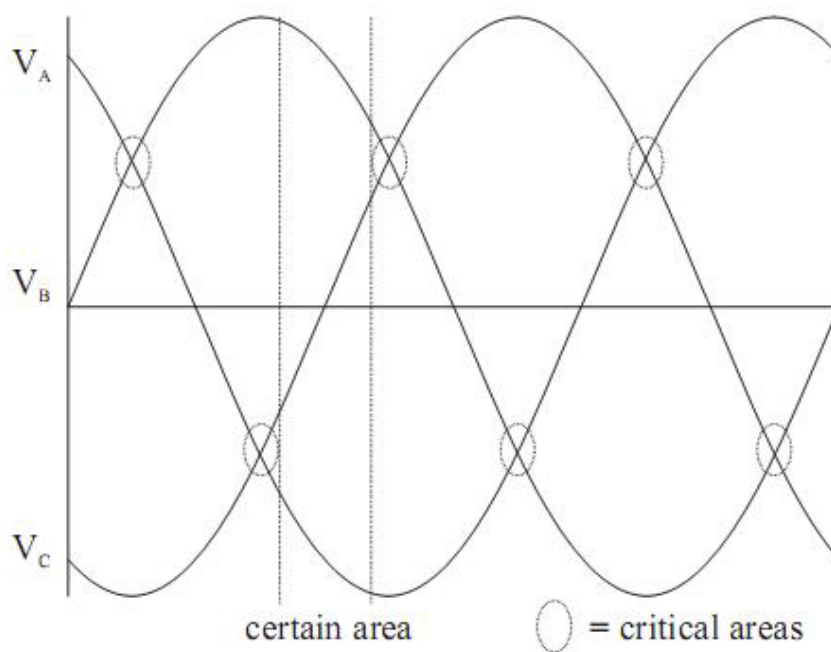
۳-۵-۲ روش کموتاسیون بر اساس دامنه ولتاژ

در این استراتژی پیشرفته کموتاسیون، از دامنه ولتاژ ورودی جهت تعیین ترتیب سوئیچ کردن در هر مرحله کموتاسیون استفاده می شود [۸۳]. با توجه به شکل (۳-۱۷)، یک مرحله کموتاسیون از S_A به S_B را با شرط $V_A > V_B$ در نظر می گیریم. سوئیچ Q_3 را به دلیل اینکه دیود D_3 به صورت معکوس بایاس شده است، می توان روشن کرد. اگر جهت جریان، در جهت نشان داده شده باشد، هنگامی که Q_1 خاموش شود، جریان به سوئیچ Q_3 منتقل خواهد شد. در غیر این صورت کموتاسیون هنگامی که Q_4 روشن شود، اتفاق خواهد افتاد. سوئیچ بایاس معکوس شده (Q_4)، سپس خاموش شده تا کموتاسون تکمیل گردد.

بر خلاف روش کموتاسیون قبلی، هنگامی که یک اشتباه در شناسایی جهت ولتاژ ورودی اتفاق بیفتد، ترکیب کموتاسیون محاسبه شده، غلط بوده و منجر به اتصال کوتاه خط به خط منبع خواهد شد. در این حالت، محافظت از منبع و سیستم مبدل ماتریسی خیلی سخت می باشد. پیاده سازی این روش، نیازمند اندازه گیری خیلی دقیق ولتاژ ورودی می باشد. هنگام پیاده سازی این روش، برخی مشکلات در نقاط عبور از صفر ولتاژ خط به خط ظاهر خواهد شد. این مشکلات هنگامی ظاهر می شوند که یک بی دقتی در اندازه گیری ولتاژ ورودی صورت گرفته و ترکیب کموتاسیون را اشتباه سازد.

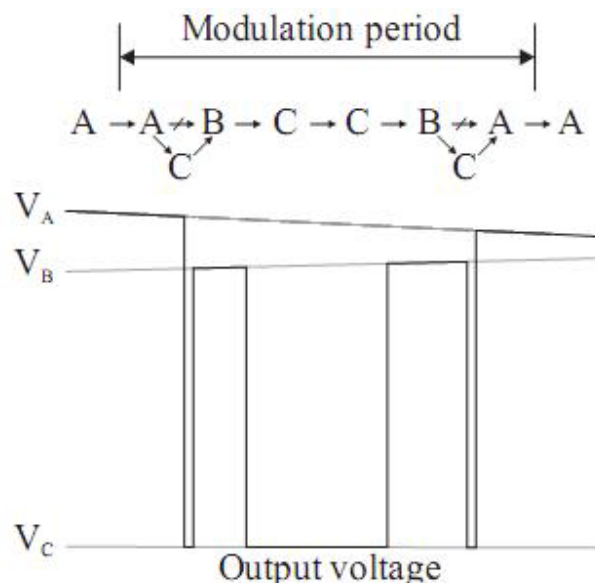
مؤلفین دیگری روش بهبود یافته ای را ارائه کرده اند [۸۴]، که در آن مسیری برای جریان در طی

نقاط عبور از صفر ولتاژ خط به خط فراهم شده است. البته این یک راه حل جزئی می باشد، زیرا مانع از کموتاسیون بین برخی فازها خواهد شد. نواحی بحرانی و غیر بحرانی کموتاسیون در شکل (۳-۲۰) نشان داده شده است.



شکل (۳-۲۰): نواحی بحرانی و غیر بحرانی کموتاسیون

یک روش برای اجتناب از شرایط بحرانی کموتاسیون، مثل هنگامی که دو ولتاژ فاز ورودی با هم برابر می باشند، در [۸۵] مورد بحث قرار گرفته است. این روش بر اساس راه کار جایگذاری ترکیب بحرانی کموتاسیون، با دو ترکیب غیر بحرانی می باشد. بطوریکه به جای اینکه در حالت بحرانی، کموتاسیون از یک فاز به فاز دیگر منتقل شود، ابتدا کموتاسیون به سومین فاز ورودی باقیمانده منتقل شده و سپس به فاز مقصد منتقل گردد. شکل (۳-۲۱) جابه جایی ترکیب پیشنهادی را شرح می دهد. روش پیشنهاد شده، روشی موثر بوده و به سادگی قابل پیاده سازی می باشد. اما اضافه کردن ترکیب های اضافی به کموتاسیون، باعث پیدایش معایبی در منطق کموتاسیون می شود. این ترکیب های اضافی، تلفات سوئیچینگ مبدل را افزایش می دهند



شکل (۳-۲۱): نواحی بحرانی بین فاز A و فاز B - دو ترکیب اضافی به فاز C در تناوب مدولاسیون اضافه شده است.

۳-۲-۵-۳ روش دامنه ولتاژ و جهت جریان

در این حالت، هر دو روش تعیین جهت جریان و اندازه گیری دامنه ولتاژ ورودی، با هم ترکیب شده اند تا روش جدیدی پیشنهاد شود [۸۶]. ایده اصلی این روش این است که همه سوئیچ هایی که در جهت یکسان با جهت جریان بار هدایت خواهند کرد را روشن کنیم. کموتاسیون بین سه فاز، از خاموش کردن یک یا دو سوئیچ در یک زمان، بسته به حالت سوئیچینگ مورد نیاز و دامنه نسبی ولتاژهای ورودی، بدست می آید. این روش، یک روش کموتاسیون یک مرحله ای می باشد، بطوریکه نیاز به ترکیب سوئیچ زنی در پی ندارد. همچنین تمامی مزایا و معایب هر دو روش تعیین جهت جریان و اندازه گیری دامنه ولتاژ، در این روش وجود دارد.

۳-۶ خلاصه

در این فصل، ابتدا در مقدمه، مختصری در مورد تاریخچه روش های تبدیل انرژی بحث شد و به سیستم های سیکلوکانورتر و مبدل ماتریسی اشاره گردیده و مزایا و معایب هر کدام بیان شد. در ادامه نحوه مدولاسیون و روش های مدولاسیون و کنترل مبدل های الکترونیک قدرت بیان گردید. سپس به بیان مفهوم مبدل ماتریسی، مزایا و معایب آن و بیان روابط مربوط به آن پرداخته شد.

در ادامه، تکنیک های مدولاسیون مبدل ماتریسی به طور کامل مورد بحث قرار گرفته، روش مدولاسیون *Venturini*، روش مدولاسیون بهینه *Venturini*، روش عددی مدولاسیون مبدل ماتریسی و روش مدولاسیون فضای برداری بیان گردید.

در بخش بعدی، ساختارهای مختلف سوئیچ های دوطرفه، شامل ساختار پل دیودی و ساختارهای IGBT با دیود موازی معکوس، به همراه مزایا و معایب هر کدام بیان شد. سپس انواع روش های کموتاسیون مبدل ماتریسی، شامل روش های کموتاسیون ساده و پیشرفته معرفی شده، مزایا و معایب هر روش مورد بررسی قرار گرفت.

فصل چهارم

طراحی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از

مبدل ماتریسی 3×1

۱-۴ مقدمه

در این بخش، سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی 3×1 طراحی شده است. از مزایای مهم این سیستم انتقال، می توان به موارد زیر اشاره کرد:

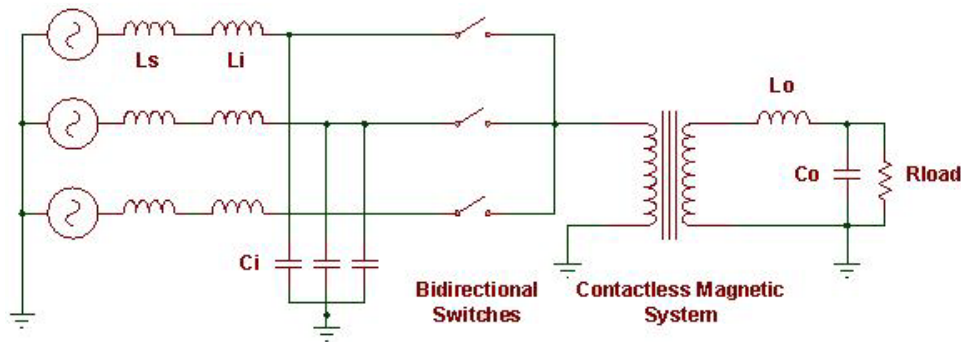
با استفاده از تکنولوژی انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، می توان کابل های انتقال انرژی را حذف کرده و بنابراین دیگر مشکلاتی مثل قطع شدن کابل، پوسیدگی و گسستگی در اتصالات الکتریکی، وجود مقاومت الکتریکی در محل اتصالات، وجود اتصالات حمل ولتاژ بدون حفاظ و عایق و ایجاد جرقه در محل اتصالات را نخواهیم داشت. پس می توان از این سیستم در محیط های در معرض خطر انفجار نیز استفاده کرد.

همچنین برخی کاربردهای مختلف این سیستم در صنعت و تکنولوژی نیز عبارتند از: کاربرد بارز آن در روباتها، ماشین آلات، سیستم های قابل حرکت به صورت خطی، شارژر باتری وسایل نقلیه الکتریکی و

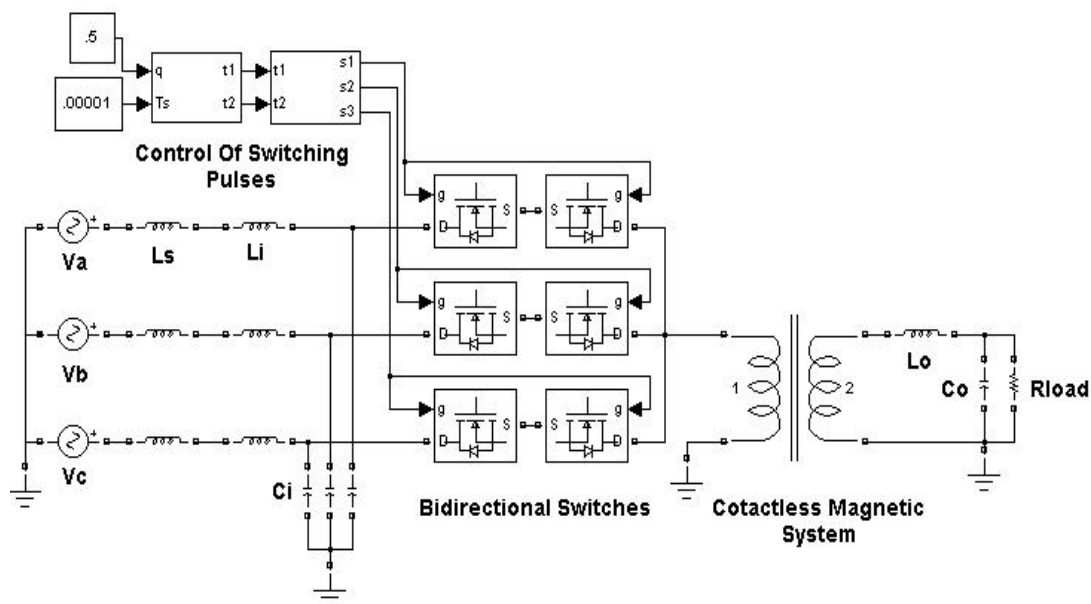
در ادامه ابتدا به بیان ساختار کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پیشنهادی پرداخته خواهد شد و سپس طراحی اجزای مختلف سیستم از قبیل طراحی فیلتر ورودی، بررسی مبدل ماتریسی 3×1 ، طراحی ترانس فرکانس بالا، طراحی سلف و طراحی فیلتر خروجی پرداخته خواهد شد.

۲-۴ ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پیشنهادی

در این قسمت، ساختار کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پیشنهادی ارائه شده است. شکل (۱-۴) شمای کلی این سیستم را نمایش داده، در شکل (۲-۴) نمایش کامل این سیستم به همراه بخش کنترلی آن ارائه شده است.



شکل (۴-۱): شمای کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم



شکل (۴-۲): نمایش کامل سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم به همراه بخش کنترلی

این سیستم انتقال انرژی، شامل قسمت های زیر می باشد:

۱- فیلتر ورودی

۲- مبدل ماتریسی 3×1

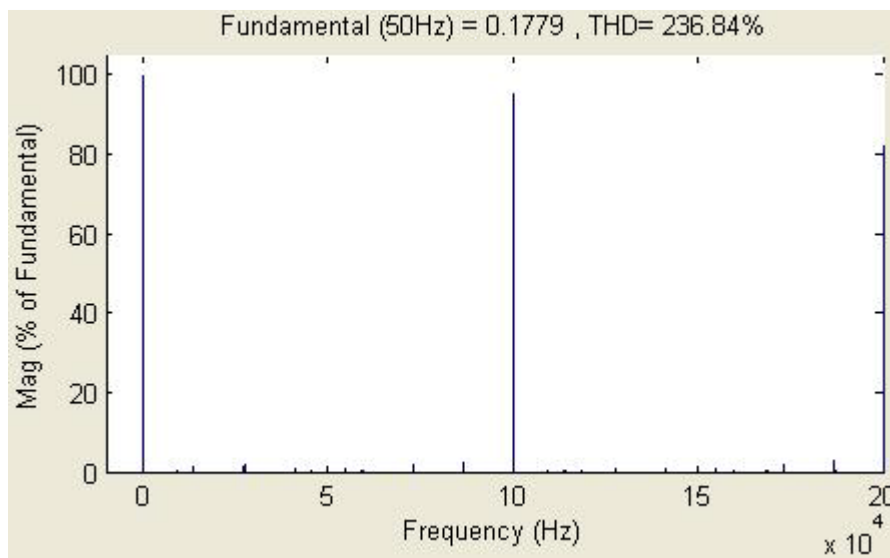
۳- ترانسفورماتور فرکانس بالا

۴- فیلتر خروجی

در ادامه این فصل، روش های طراحی هر یک از این قسمت ها مورد بررسی قرار می گیرد.

۴-۲-۱ طراحی فیلتر ورودی

فیلتر ورودی، بین مبدل و منبع ورودی قرار گرفته و مانع از تزریق هارمونیک های جریان، ناشی از عمل کلید زنی، به منبع ورودی می شود. اگر طیف فرکانسی جریان ورودی (جریان کشیده شده از منبع ورودی) قبل از استفاده از فیلتر را که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است، بررسی کنیم، مشاهده می شود که هارمونیک های مؤثر موجود در جریان ورودی در فرکانس های بالا (نزدیک فرکانس سوئیچینگ) قرار دارند و از آنجائیکه فرکانس سوئیچینگ مبدل ماتریسی برابر با 100 KHz است و این فرکانس، دو هزار برابر فرکانس منبع ورودی (۵۰ هرتز) است، برای حذف این هارمونیک ها فقط نیاز به یک فیلتر پایین گذر ساده می باشد.



شکل (۳-۴): طیف فرکانسی جریان ورودی سیستم بدون استفاده از فیلتر ورودی

در طراحی فیلتر ورودی، فرکانس قطع فیلتر به اندازه کافی کوچکتر از فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته می شود تا هارمونیک های فرکانس بالا به شکل قابل ملاحظه ای حذف شوند. فرکانس قطع فیلتر ورودی برابر $f_{ci} = 1.5 \text{ KHz}$ انتخاب شده است. در یک فیلتر LC پایین گذر، رابطه بین فرکانس قطع فیلتر و مقدار سلف و خازن به صورت زیر می باشد:

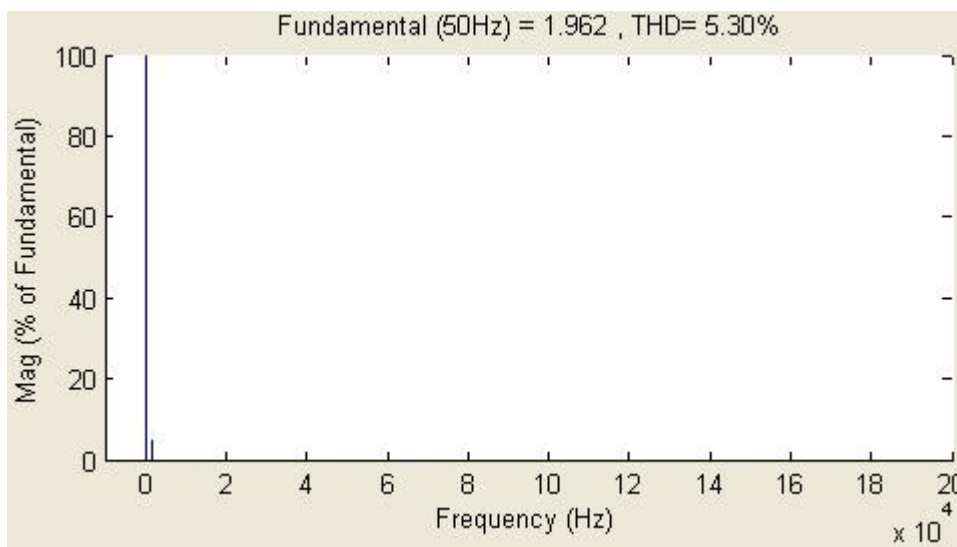
$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}} \quad (1-4)$$

کافیست مقدار خازن فیلتر را انتخاب کرده تا با توجه به رابطه (۴-۱)، مقدار سلف فیلتر از رابطه زیر بدست آید:

$$L_i = \frac{1}{(2\pi f_{c_i})^2 \times C_i} \quad (۲-۴)$$

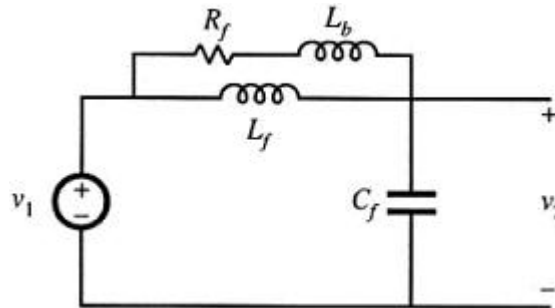
اگر خازن فیلتر خیلی بزرگ باشد، مقدار امپدانس آن طبق رابطه $X_C = \frac{1}{2\pi f c}$ ، خیلی کوچک شده و جریان 50 Hz عبوری از آن بزرگ می باشد که این باعث می شود جریان ورودی نسبت به ولتاژ پیش فاز شده و ضریب توان ناشی از ضریب جا به جایی را پایین آورد. اگر فیلتر خیلی کوچک باشد، برای حذف هارمونیک های فرکانس بالا باید مقدار اندوکتانس فیلتر را بزرگ انتخاب کنیم که طراحی و ساخت سلف های با مقادیر بزرگ مشکل می باشد.

با انتخاب خازن فیلتر به اندازه 20 میکرو فاراد، مقدار اندوکتانس فیلتر طبق رابطه (۴-۲) برابر 563 میکرو هنری بدست می آید که روش طراحی سلف در ادامه بیان خواهد شد. همانطور که در طیف فرکانسی جریان ورودی سیستم پس از استفاده از فیلتر ورودی، که در شکل (۴-۴) نشان داده شده است، مشاهده می شود، با قرار دادن فیلتر ورودی محاسبه شده، بخش زیادی از هارمونیک های جریان ورودی حذف می شوند.



شکل (۴-۴): طیف فرکانسی جریان ورودی سیستم با استفاده از فیلتر ورودی

برای عملکرد بهتر سیستم، می توان در ورودی سیستم به جای فیلتر LC معمولی، از فیلتر میراشده که در شکل (۵-۴) نشان داده شده است، استفاده کرد.



شکل (۵-۴): فیلتر ورودی میرا شده

برای محاسبه مقدار بهینه R_f و L_b از روابط زیر استفاده می شود:

$$\xi_{opt} = \sqrt{\frac{n(3+4n)(1+2n)}{2(1+4n)}} \quad (3-4)$$

که در این رابطه ξ_{opt} ضریب میرایی بهینه فیلتر و $n = \frac{L_b}{L_f}$ می باشد. مقدار بهینه مقاومت R_f از رابطه زیر بدست می آید:

$$R_f = 2\xi_{opt}(n+1)\sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (4-4)$$

در این طراحی، برای برقراری مصالحه ای بین کاهش تضعیف فرکانس بالا و ماکزیمم امپدانس خروجی فیلتر، مقدار $n = \frac{1}{2}$ انتخاب شده است.

$$n = \frac{L_b}{L_f} = \frac{1}{2} = \frac{L_b}{562.9} \Rightarrow L_b = 281.45 \mu H \quad (5-4)$$

$$R_f = 2.738 \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = 2.738 \sqrt{\frac{562.9}{20}} = 14.53 \Omega \quad (6-4)$$

توضیحات کامل در مورد فیلتر ورودی و فیلتر میرا شده در مرجع [۸۷] بیان شده است.

۲-۲-۴ طراحی سلف [۸۷]

در این بخش روند طراحی سلف و فیلتر سلفی مناسب برای مدارات سوئیچینگ مورد بحث قرار می گیرد. هرچند که در طراحی سلف می توان از نمودارهای مربوطه استفاده کرد، اما هدف اصلی این

بخش آشنایی با شیوه جدید طراحی به نام هندسه هسته می باشد که از این روش در طراحی ترانس های سوئیچینگ قدرت نیز استفاده می شود.

کلیدی ترین تصمیم در طراحی فیلتر سلفی، انتخاب هسته با بیشینه چگالی شار کار (B_{max})

مناسب می باشد. در انتخاب بهینه B_{max} تردیدهای زیر وجود دارد:

- انتخاب B_{max} بزرگتر به منظور جلوگیری از اشباع هسته
- انتخاب B_{max} کوچکتر برای کم کردن تلفات هسته

روندهای طراحی مختلفی برای رعایت دو مورد بالا مورد استفاده قرار می گیرند. روند طراحی ارائه

شده در این بخش به راحتی می تواند در انواع قطعات مغناطیسی که در ذیل فهرست آنها آمده است، مورد استفاده قرار گیرد.

- | | |
|-------------------------|---|
| ۱. فیلتر سلفی | ۲. سلف جریان متناوب |
| ۳. ترانس فرکانس پایین | ۴. سلف تزویج |
| ۵. ترانس فلای بک | ۶. ترانس تک خروجی با اولیه ثانویه ایزوله ^۱ |
| ۷. تقویت کننده مغناطیسی | ۸. رآکتور اشباع شونده |

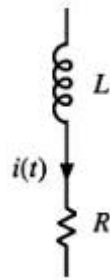
۱-۲-۲-۴ محدودیت های طراحی فیلتر سلفی

در این بخش هدف طراحی سلفی می باشد که دارای اندوکتانس داده شده L باشد و همچنین قادر باشد در بدترین شرایط، جریان I_{max} را بدون آنکه سلف اشباع شود تحمل کند. به علاوه دارای مقاومت محدود غیر صفر همانند شکل (۴-۶) برای سیم پیچی باشد. در نتیجه می توان در بدترین شرایط، تلفات مسی را به صورت زیر بدست آورد:

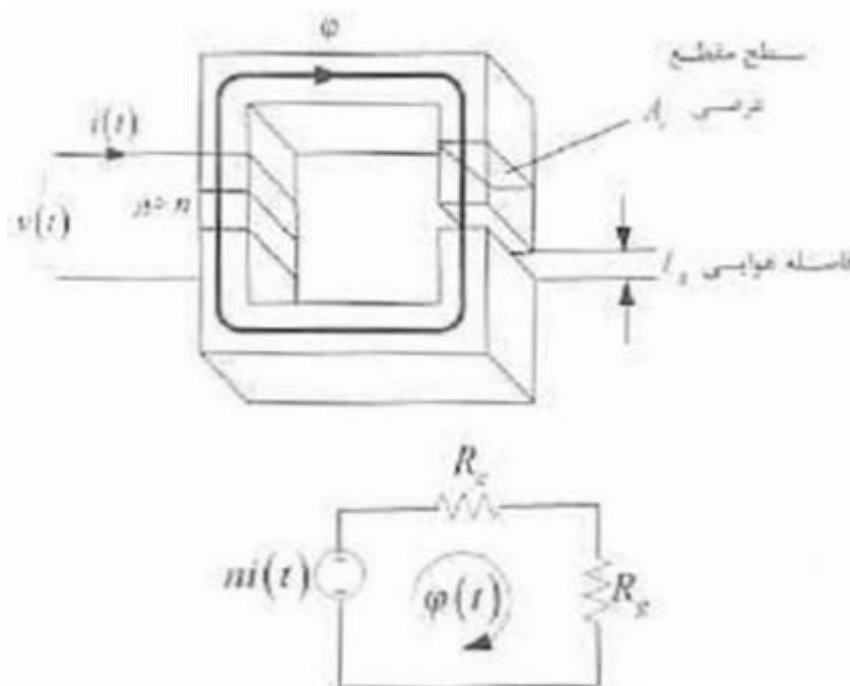
$$P_{cu} = I_{rms}^2 R \quad (7-4)$$

ساختار هندسی هسته مورد نیاز برای ساخت سلف فیلتری و مدار معادل مغناطیسی آن مطابق شکل (۷-۴) می باشد.

¹ - Single Ended Primary Isolated Convertor = SEPIC



شکل (۴-۶): مدار معادل یک سلف واقعی. وجود مقاومت غیر صفر R تلفات مسی در سلف را تعیین می کند.



شکل (۴-۷): مدار مغناطیسی معادل فیلتر سلفی

بدیهی است برای این ساختار داریم:

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \quad (۸-۴)$$

$$R_c = \frac{l_c}{\mu A_c} \quad (۹-۴)$$

با حل کردن مدار مغناطیسی نتیجه می شود که:

$$ni = \varphi(R_c + R_g) \quad (۱۰-۴)$$

برای $R_c \ll R_g$ خواهیم داشت:

$$ni \approx \varphi R_g \quad (۱۱-۴)$$

۴-۲-۱-۱ چگالی شار بیشینه

با داشتن جریان سیم پیچی بیشینه (I_{max})، مطلوب است که چگالی شار هسته در مقدار بیشینه خود (B_{max}) باشد. واضح است که باید چگالی شار بیشینه، کمتر از بدترین حالت چگالی شار اشباع شونده هسته انتخاب شود. با جایگذاری $\varphi = BA$ در رابطه (۴-۱۱) نتیجه می شود که:

$$ni = BA_c R_g \quad (۴-۱۲)$$

اگر $B = B_{max}$ و $I = I_{max}$ باشد، خواهیم داشت:

$$nI_{max} = B_{max}A_c R_g = B_{max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (۴-۱۳)$$

این محدودیت شماره یک می باشد که در آن نسبت دور n و طول فاصله هوایی l_g هر دو نامعلوم می باشند.

۴-۲-۱-۲ اندوکتانس

حال باید مقدار اندوکتانس مشخص L را بدست آورد. مقدار اندوکتانس برابر است با:

$$L = \frac{n^2}{R_g} = \frac{\mu_0 A_c n^2}{l_g} \quad (۴-۱۴)$$

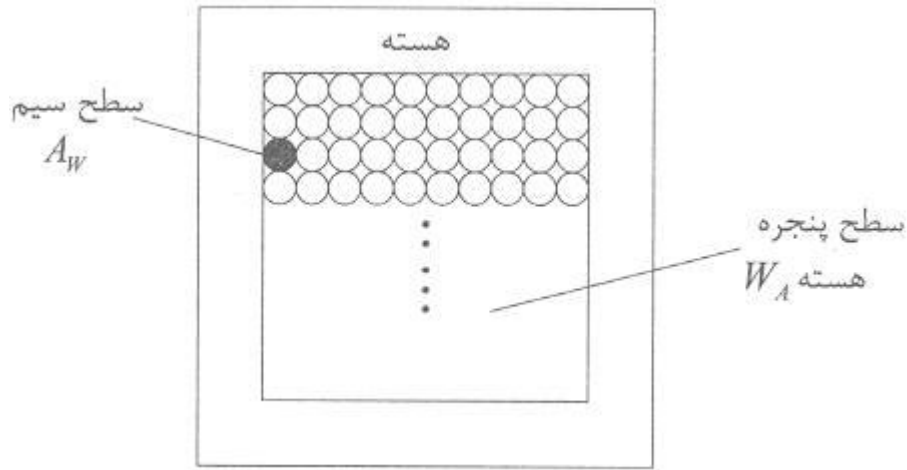
این محدودیت شماره دو می باشد. نسبت دور n ، سطح مقطع هسته A_c و طول فاصله هوایی l_g همگی نامعلوم می باشند.

۴-۲-۱-۳ مساحت سیم پیچی

واضح است که سیم باید برای پنجره هسته مناسب باشد. یعنی باید تعداد سیم با قطر مناسب، در نهایت در فضای پیچش هسته جا شود. بنابراین اگر سطح مقطع یک سیم را با A_W نشان دهیم، مساحت کل مس مورد استفاده برابر با nA_W خواهد شد. اگر ضریب استفاده از کل سطح هسته را با k_u و کل پنجره پیچش را با W_A نشان دهیم، مساحت در دسترس برای پیچش مس عبارت می شود از $k_u W_A$. واضح است که جهت جاشدن مس باید شرط زیر برقرار باشد که سومین محدودیت طراحی است:

$$k_u W_A \geq n A_W \quad (15-4)$$

نمایی از سیم پیچی هسته در شکل (۸-۴) نشان داده شده است.



شکل (۸-۴): نمایی از سیم پیچی هسته

k_u ضریب استفاده از پنجره $1-3-1-2-2-4$

این ضریب نسبتی از سطح پنجره هسته است که به وسیله مس اشغال می شود. عواملی که سبب می شود این ضریب کمتر از یک شود، عبارتند از:

- سیم های گرد به طور کامل در کنار هم جا نمی گیرند. در نتیجه k_u با ضریب $0/55$ تا $0/7$ (بسته به روش سیم پیچی) سطح قابل پیچش را کاهش می دهد.
- ایزولاسیون k_u را با ضریب $0/65$ تا $0/95$ (بسته به اندازه سیم و نوع ایزولاسیون) در اختیار قرار می دهد.
- قرقه مقداری از پنجره هسته را اشغال می کند.
- ایزولاسیون اضافی میان سیم پیچ ها ممکن است مورد نیاز باشد.

مقادیر نمونه برای k_u مطابق زیر است:

$0/5$ برای سلف کم ولتاژ ساده

$0/25$ تا $0/3$ برای ترانس

$0/05$ تا $0/2$ برای ترانس ولتاژ بالا (چندین کیلو ولت)

۰/۶۵ برای سلف باسیم پیچی نوار هادی کم ولتاژ

۴-۲-۲-۱-۴ مقاومت سیم پیچی

محدودیت دیگر ناشی از مقاومت سیم پیچی است. مقدار این مقاومت برابر است با:

$$R = \rho \frac{l_b}{A_W} \quad (16-4)$$

در این رابطه، ρ مقاومت ویژه ماده رسانا، l_b طول سیم و A_W سطح مقطع سیم رسانا می باشد. مقاومت ویژه مس در تماس اتاق $1.724 \times 10^{-6} \Omega cm$ است. طول سیم پیچ با n دور سیم پیچی به صورت زیر بیان می شود:

$$l_b = n(MLT) \quad (17-4)$$

که در آن MLT طول میانگین هر دور سیم پیچی است. بدیهی است که طول میانگین هر دور، تابعی از هندسه هسته می باشد. دو رابطه بالا را می توان با هم ترکیب کرد تا چهارمین محدودیت بدست آید:

$$R = \rho \frac{n(MLT)}{A_W} \quad (18-4)$$

۲-۲-۲-۴ ثابت هندسی هسته

ملاحظه شد که در طراحی یک سلف، چهار محدودیت ذیل وجود دارد:

$$nI_{max} = B_{max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (19-4)$$

$$L = \frac{n^2}{R_g} = \frac{\mu_0 A_c n^2}{l_g} \quad (20-4)$$

$$k_u W_A \geq n A_W \quad (21-4)$$

$$R = \rho \frac{n(MLT)}{A_W} \quad (22-4)$$

این معادلات شامل ضرایب زیر می باشند:

MLT و W_A ، A_c که تابعی از مشخصات هسته هستند.

I_{max} ، μ_0 ، B_{max} ، k_u ، L ، R و ρ که مشخصات داده شده یا مقادیری معلوم می باشند.

n ، l_g و A_W که نامشخص می باشند.

حذف کردن مقادیر مجهول منجر به یک معادله ساده شامل کمیت های باقی مانده مطابق ذیل می شود:

$$\frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R k_u} \quad (23-4)$$

در رابطه فوق، کمیات سمت راست معادله مشخصات داده شده می باشند. اما کمیات سمت چپ معادله فقط تابع هندسه هسته هستند. واضح است که باید هسته ای که ابعادهای در رابطه بالا صدق کند، انتخاب کنیم. با تعریف ثابت هندسی هسته (K_g) به صورت زیر:

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} \quad (24-4)$$

رابطه (23-4) به شکل ساده تری در می آید که روند طراحی سلف را به دست می دهد. اما قبل از آن نکاتی در مورد ثابت هندسی هسته (K_g) بیان می شود.

K_g در واقع یک عدد شایستگی می باشد که اندازه مؤثر الکتریکی هسته های مغناطیسی را توصیف می کند. در عمل و به هنگام طراحی سلف معمولاً کمیت های زیر مشخص می باشند:

- تلفات مسی

- بیشینه چگالی شار

در اینجا نشان داده می شود که چگونه دو مشخصه ذکر شده، در اندازه هسته اثر می گذارند. برای به کار گیری هسته ای کوچک تر می توان از دو روش استفاده کرد.

روش اول افزایش چگالی شار بیشینه است که در این مورد باید از هسته هایی که چگالی شار اشباع شونده بالاتری دارند، استفاده کرد. روش دوم افزایش مقاومت می باشد که نتیجه آن افزایش تلفات مسی است. در پایان این قسمت، این سوال مطرح است که چگونه ابعاد هسته در قابلیت الکتریکی اثر می گذارد. در پاسخ به این سوال باید اذعان داشت که K_g بزرگتر، یا با افزایش سطح مقطع هسته (A_c) و یا با افزایش سطح پنجره هسته (W_A) حاصل می گردد. مورد اول باعث بزرگتر

شدن هسته آهنی و مورد دوم باعث بزرگتر شدن پنجره و در نتیجه افزایش سیم مسی می گردد. در ادامه روند مرحله به مرحله طراحی یک سلف شرح داده خواهد شد.

۳-۲-۲-۴ روند گام به گام

در این حالت کمیات ذیل متناسب با واحد اشاره شده، تعیین می شوند:

$(\Omega - cm)$	ρ	مقاومت ویژه سیم
(A)	I_{max}	جریان سیم پیچی بیشینه
(H)	L	اندوکتانس مورد نیاز
-	k_u	ضریب پرشوندگی سیم پیچی
(T)	B_{max}	بیشینه چگالی شار هسته
(cm^2)	A_c	سطح مقطع هسته
(cm^2)	W_A	سطح پنجره هسته
(cm)	MLT	طول میانگین هر دور
(Ω)	R	مقاومت سیم پیچی

با به کار بردن سانتی متر به جای متر، معادله طراحی به گونه زیر اصلاح می گردد:

$$K_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R k_u} \times 10^8 \quad (25-4)$$

بدیهی است که در این حالت، هسته ای انتخاب می شود که به اندازه کافی بزرگ باشد، تا این نامساوی را برقرار کند. جداول طراحی مغناطیسی در پیوست ۱ آمده است.

۳-۲-۲-۴-۱ اندازه فاصله هوایی

با ادغام روابط (۴-۱۹) و (۴-۲۰)، فاصله هوایی بر طبق رابطه ذیل بدست می آید:

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} \quad (26-4)$$

که در این رابطه، A_c بر حسب cm^2 و $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ می باشد. در رابطه فوق، طول فاصله هوایی بر حسب متر داده شده است. مقدار بیان شده در بالا تقریبی می باشد، چون از اثر شار پراکندگی^۲ و دیگر مشخصات غیر ایده آل صرف نظر شده است.

$$A_L \text{ کمیت } 1-1-3-2-2-4$$

کارخانه های تولید کننده هسته، هسته هایی با فاصله هوایی مشخص می فروشند. در نتیجه نسبت به تعیین طول فاصله هوایی کمیت معادل A_L مورد استفاده قرار می گیرد. این مقدار معادل با اندوکتانس (بر حسب میلی هانری) به دست آمده به ازای هزار دور سیم پیچی می باشد. زمانی که A_L مشخص شود، رسیدن به طول فاصله هوایی صحیح بر عهده کارخانه تولید کننده هسته می باشد. مقدار A_L مورد نیاز از رابطه ذیل بدست می آید:

$$A_L = \frac{10B_{max}^2 A_c^2}{L_{max}^2} \left(\frac{mH}{1000turns} \right) \quad (27-4)$$

و از آنجا داریم:

$$L = A_L n^2 \times 10^{-9} \quad (H) \quad (28-4)$$

$$2-3-2-2-4 \text{ تعیین تعداد دورها } (n)$$

به راحتی می توان نشان داد که:

$$n = \frac{L_{max}}{B_{max} A_c} \times 10^4 \quad (29-4)$$

$$3-3-2-2-4 \text{ محاسبه شماره سیم}$$

داریم:

$$A_W \leq \frac{k_u W_A}{n} \quad (cm^2) \quad (30-4)$$

² - Fringing Flux

بدیهی است که باید سیمی با سطح خالص مسی (A_W) کمتر یا مساوی با مقدار داده شده فوق را انتخاب کرد. جدول مربوط به شماره سیم در پیوست ۲ آمده است. در نهایت می توان با توجه به معادله زیر مقاومت سیم پیچی را محاسبه کرد:

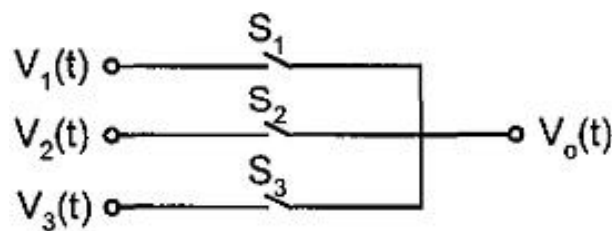
$$R = \frac{\rho n(MLT)}{A_W} \quad \Omega \quad (31-4)$$

حال که روش طراحی سلف مورد بررسی کامل قرار گرفت، می توان با استفاده از آن سلف مربوط به فیلتر ورودی و فیلتر خروجی را طراحی نمود.

۳-۲-۴ بررسی مبدل ماتریسی 3×1 و نحوه کنترل آن

در این بخش هدف معرفی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز و نحوه کنترل آن می باشد. در شکل

(۹-۴) ساختار کلی این مبدل ماتریسی نمایش داده شده است [۸۸].



شکل (۹-۴): ساختار مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز [۸۸]

که در آن $V_1(t)$ و $V_2(t)$ و $V_3(t)$ ، به ترتیب ولتاژهای فاز ورودی a ، b و c می باشند و $V_o(t)$ نیز ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی می باشد. در هر لحظه خروجی می تواند از طریق یکی از سه سوئیچ S_1 ، S_2 یا S_3 به یکی از ولتاژهای فاز ورودی متصل شود.

سوئیچ ها به طور پشت سر هم و یکی پس از دیگری در یک تناوب سوئیچینگ بسته خواهند شد. در k امین مرحله سوئیچینگ، مدت زمان هایی که سوئیچ های S_1 ، S_2 و S_3 بسته می باشند، به صورت t_1^k ، t_2^k و t_3^k مشخص می شوند بطوریکه:

$$t_1^k + t_2^k + t_3^k = T_s = \frac{1}{f_s} \quad (32-4)$$

که در آن T_s فرکانس سوئیچینگ مبدل ماتریسی بوده و مقداری ثابت می باشد. طول مدت زمان های t_1^k ، t_2^k و t_3^k تعیین کننده عملکرد مبدل ماتریسی و میزان دامنه ولتاژ خروجی آن می باشد. یکی از محدودیت های این مبدل ماتریسی عبارتست از اینکه در هر لحظه از یک تناوب سوئیچینگ، حتماً باید یکی و تنها یکی از سوئیچها در وضعیت بسته باشد. یعنی اگر دیوتی سایکل مربوط به سوئیچ های S_1 ، S_2 و S_3 در k امین مرحله سوئیچینگ به صورت D_1^k ، D_2^k و D_3^k باشد، بطوریکه $D_i^k = \frac{t_i^k}{T_s}$ باشد، باید داشته باشیم:

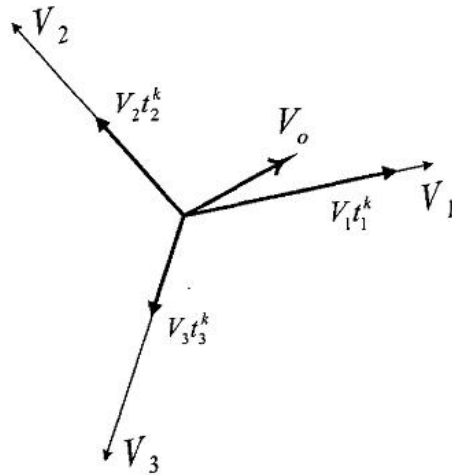
$$D_1^k + D_2^k + D_3^k = 1 \quad (33-4)$$

شکل موج ولتاژ خروجی V_0 به صورت تابع ناپیوسته ای از ولتاژهای فاز ورودی می باشد. در حالت کلی، طیف فوریه ولتاژ خروجی مبدل وابسته به ولتاژهای فاز ورودی، فرکانس و نحوه سوئیچینگ می باشد. در k امین مرحله سوئیچینگ، مقدار متوسط ولتاژ خروجی تقریباً به صورت زیر می باشد:

$$V_{0av}^k = V_1 t_1^k + V_2 t_2^k + V_3 t_3^k \quad (34-4)$$

که در آن، V_1 ، V_2 و V_3 مقادیر متوسط ولتاژهای فاز ورودی اندازه گیری شده در طی k امین مرحله سوئیچینگ بوده و مقادیری ثابت در نظر گرفته می شوند.

ولتاژ متوسط خروجی V_{0av}^k در رابطه (34-4)، از جمع سه بردار V_1 ، V_2 و V_3 به نمایندگی از ولتاژهای فاز ورودی، که با فرکانس زاویه ای ω_i می چرخند (فرکانس زاویه ای ورودی می باشد) و با زمان های t_1^k ، t_2^k و t_3^k وزن دار شده اند، همانطور که در شکل (4-10) نشان داده شده است، بدست می آید.



شکل (۴-۱۰): ترکیب ولتاژ خروجی [۸۸]

اگر برای همه k ها، $t_1^k = t_2^k = t_3^k$ باشد، مقدار متوسط خروجی صفر خواهد شد. اگر برای همه k ها، t_1^k ، t_2^k و t_3^k ثابت باشند، بنابراین بردار خروجی نسبت به بردارهای ورودی ثابت می باشد. بنابراین، ولتاژ خروجی یک ولتاژ سینوسی با فرکانس ورودی می باشد و دامنه و فاز آن با تغییر مدت زمان های t_1 ، t_2 و t_3 قابل تغییر می باشد.

در نهایت اگر داشته باشیم:

$$t_1^k = \frac{T_{seq}}{3} \left[1 + 2q \cos(kT_{seq} \omega_m) \right] \quad (۳۵-۴)$$

$$t_2^k = \frac{T_{seq}}{3} \left[1 + 2q \cos \left(kT_{seq} \omega_m - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (۳۶-۴)$$

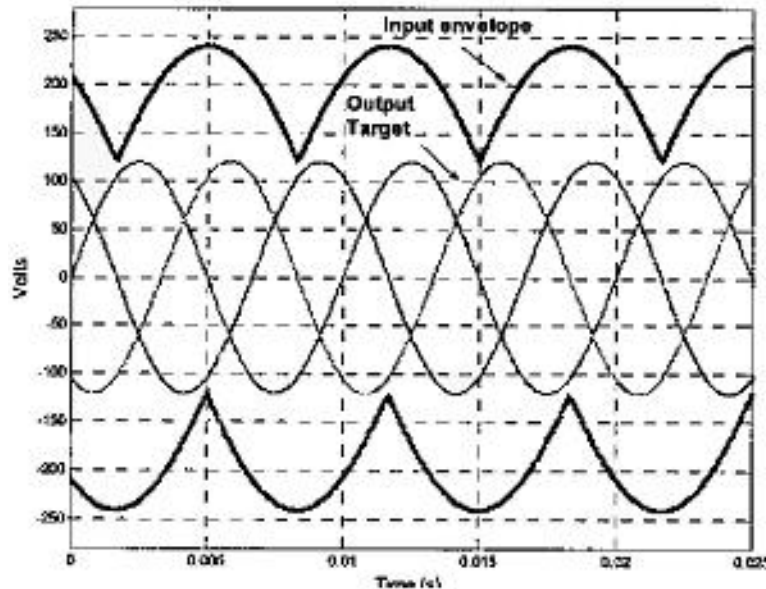
$$t_3^k = \frac{T_{seq}}{3} \left[1 + 2q \cos \left(kT_{seq} \omega_m - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (۳۷-۴)$$

بردار منتهی V_o دارای دامنه ثابت qv_{im} بوده (که v_{im} دامنه ورودی و $q = \frac{v_{om}}{v_{im}}$ می باشد) و با توجه به بردارهای ورودی، با فرکانس زاویه ای ω_m می چرخد. بنابراین، ولتاژ خروجی یک ولتاژ سینوسی با دامنه qv_{im} و فرکانس زاویه ای $\omega_o = \omega_i + \omega_m$ خواهد بود.

در این مبدل ماتریسی و با استفاده از روابط (۳۵-۴)، (۳۶-۴) و (۳۷-۴)، حداکثر نسبت ولتاژ

خروجی به ولتاژ ورودی (q) همانطور که در شکل (۴-۱۱) نشان داده شده است، برابر با ۵۰٪ می

باشد. با افزایش برخی هارمونیک ها به سیستم، می توان نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی را تا مقدار ۸۶.۶٪ افزایش داد.



شکل (۴-۱۱): نمایش حداکثر نسبت ولتاژ ۵۰٪ [۸۸]

در این پروژه ولتاژ ورودی، ولتاژ سه فاز برق شهری با دامنه ۲۲۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز بوده و همچنین نسبت ولتاژ ۵۰٪ نیز برای مبدل ماتریسی انتخاب شده است که نتایج حاصل از شبیه سازی مربوط به این مبدل ماتریسی در فصل بعد بیان شده است.

۴-۲-۴ انتخاب سوئیچ های مبدل

در مدارات الکترونیک قدرت به طور معمول از دو نوع سوئیچ *IGBT* و *MOSFET* استفاده می شود. در این بخش به مقایسه این دو نوع سوئیچ پرداخته و مزایا و معایب هر کدام را برمی شماریم. در مبدل های با توان بالا و متوسط معمولاً از سوئیچ های *IGBT* استفاده می شود. علت آن هم، کوچک بودن ولتاژ کلکتور-امیتر آن در زمان هدایت می باشد. حال آنکه در سوئیچ های *MOSFET*، مقدار $R_{ds}(on)$ برای *MOSFET* های ولتاژ بالا، بسیار زیاد است و در توان های بالا و متوسط این امر باعث تلفات شدید هدایتی سوئیچ می شود. مقدار $R_{ds}(on)$ برای *MOSFET* ها متفاوت است اما در حدود ۰/۸ اهم است که مقدار نسبتاً زیادی است. در مقابل سوئیچ های *IGBT* دارای مقاومت هدایتی بسیار

کوچکی هستند به طوری که در جریان های حدود ۱۰۰ آمپر، ولتاژ کلکتور-امیتری در حدود ۲ ولت ایجاد می کنند که این باعث کاهش شدید تلفات هدایتی آنها می شود.

از طرفی فرکانس کاری سوئیچ های *MOSFET* بسیار بالاتر از سوئیچ های *IGBT* می باشد که باعث کوچک شدن المان های ذخیره کننده انرژی، فیلتر و ترانس مدار می شود و این خود یکی از مزایای اصلی سوئیچ های *MOSFET* می باشد. یکی دیگر از عیب های سوئیچ های *IGBT*، زمان طولانی خاموش شدن آنها است که باعث می شود تلفات سوئیچینگ آن، بیشتر از سوئیچ های *MOSFET* بوده و تلفات کم هدایتی آنها را تحت تأثیر قرار دهد.

در این سیستم به دلیل اینکه برای بالا بردن راندمان کل سیستم نیاز به فرکانس سوئیچینگ بالا می باشد، پس باید در مبدل ماتریسی از سوئیچ هایی با فرکانس بالا استفاده کرد. برای این منظور از سوئیچ های *MOSFET* که دارای فرکانس کاری بالاتری نسبت به سوئیچ های *IGBT* می باشند، استفاده شده است. برای کاهش تلفات هدایتی سوئیچ نیز، از سوئیچ های با $R_{ds(on)}$ کوچک در حدود 0.3 اهم استفاده شده است. برگه اطلاعات مربوط به سوئیچ *MOSFET* مورد استفاده در پیوست ۳ آمده است.

۴-۲-۵ ترانسفورماتور فرکانس بالا

یکی از مهمترین بخش های سیستم پیشنهادی، بخش مربوط به سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم، که شامل یک ترانسفورماتور فرکانس بالا می باشد، است. این ترانسفورماتور علاوه بر انتقال انرژی به صورت بدون تماس مستقیم، وظیفه ایزوله کردن ورودی سیستم از خروجی را نیز بر عهده دارد.

عملکرد ترانسفورماتور در فرکانس بالا، باعث کوچکتر شدن حجم ترانسفورماتور خواهد شد. ترانسفورماتوری که در فرکانس بالا کار می کند، دارای مشخصه های متفاوتی نسبت به ترانسفورماتورهای قدرت معمولی که در فرکانس های پایین کار می کنند، می باشد.

انتخاب هسته این ترانسفورماتور بستگی به پارامترهایی مثل چگالی شار ماکزیمم، فرکانس کاری و چگالی جریان سیم پیچی دارد. عملکرد ترانس در فرکانس بالا باعث افزایش تلفات هسته و تلفات مسی می شود. مجموع تلفات جریان گردابی (P_e)^۳ و تلفات هیستریزیس (P_h) به عنوان تلفات هسته در نظر گرفته می شود. تلفات جریان گردابی، از جریان گردابی تولید شده در هسته بوجود می آید و تلفات هیستریزیس، انرژی تلف شده در ماده مغناطیسی می باشد که باعث افزایش دما در هسته می شود.

در فرکانس کاری بالا، معمولاً از ماده فریت به عنوان ماده هسته استفاده می شود. زیرا این ماده مقاومت الکتریکی بالایی دارد و چگالی شار اشباع آن نیز کم می باشد، در نتیجه تلفات در این نوع هسته نسبت به دیگر انواع هسته ها کمتر می باشد. در ادامه روند کامل طراحی ترانسفورماتور فرکانس بالا ارائه می گردد.

۴-۲-۵-۱ طراحی ترانسفورماتور قدرت فرکانس بالا [۸۷]

طراحی ترانسفورماتور معمولاً به دو شیوه مختلف انجام می شود:

۱. حاصل ضرب سطح^۴

۲. هندسه هسته^۵

هرچند که در عمل از هر یک از دو روش فوق می توان برای طراحی ترانسفورماتور قدرت سوئیچینگ استفاده کرد، اما بهترین روش در طراحی ترانسفورماتور، استفاده از روش ترکیبی می باشد. در این روش طراح، ترکیبی از دو روش فوق را برای بهینه کردن ترانسفورماتور قدرت به کار می برد. برخلاف ترانسفورماتورهای فرکانس پایین، در طراحی ترانسفورماتورهای قدرت فرکانس بالا تعیین موارد زیر مهم است:

۱. حداقل ابعاد هسته برای ترانسفورماتور سوئیچینگ مورد نیاز

³ - Eddy Current

⁴ - Area Product

⁵ - Core Geometry

۲. تعیین بهینه چگالی شار با رعایت حداکثر راندمان

در ترانسفورماتورهای معمولی، افزایش چگالی شار باعث کاهش تعداد دور سیم پیچ ها خواهد شد، حال آنکه در طرح ترانسفورماتورهای سوئیچینگ به علت تلفات مسی و آهنی نمی توان چگالی شار را هر مقدار دلخواه انتخاب کرد.

۳. تعداد دورهای سیم پیچی و نحوه گرد کردن آن

ممکن است که در طراحی ترانسفورماتور تعداد دورهای به دست آمده عددی صحیح نباشد، لذا طراح باید با توجه به نکاتی که در ادامه بحث آورده خواهد شد تعداد دورها را گرد کند.

۴. تلفات هسته

۵. تلفات مسی

۶. پدیده پوستی و مجاورت

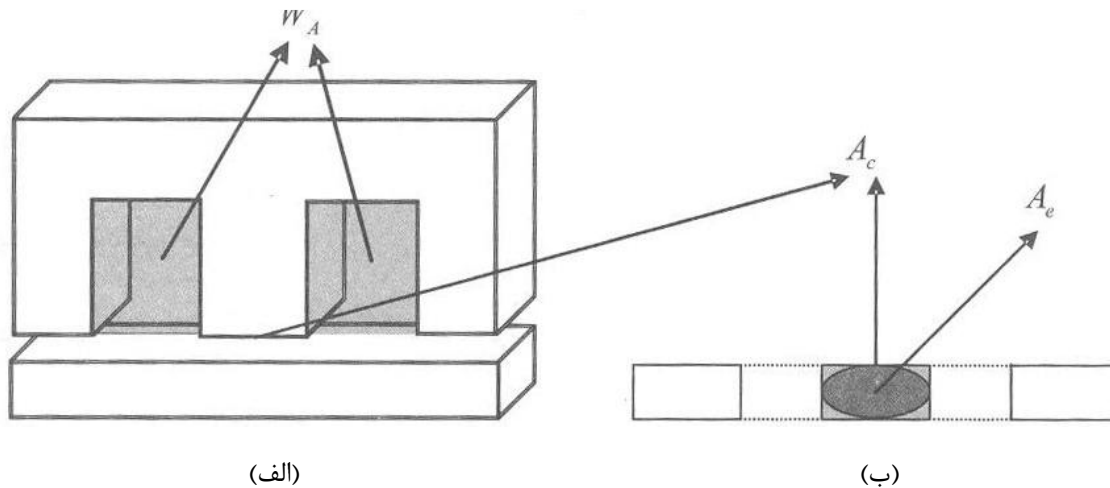
۷. نحوه پیچش

۸. محاسبه شکاف هوایی

۹. حفاظت و صفحات ایمنی مورد نیاز

۴-۲-۵-۱-۱ روش حاصل ضرب سطح

به فرض هسته استفاده شده در ترانسفورماتور از نوع EI باشد. اگر هسته از روبرو و یا از جهت عرضی دیده شود، شکلی مطابق شکل (۴-۱۲) دیده خواهد شد. در این شکل W_A مساحت پنجره پیچش، A_c سطح مقطع هسته و A_e سطح مقطع موثر آن است. در ادامه نشان داده خواهد شد که ابعاد هسته مورد نیاز یک ترانسفورماتور وابسته به حاصل ضرب این دو پارامتر یعنی سطح پنجره پیچش و سطح مقطع موثر هسته است. از آن جایی که اثبات این امر نیازمند معرفی یک سری پارامترهای جدید است، لذا در ادامه ابتدا این پارامترها تعریف می شوند و سپس روش حاصل ضرب سطح، شرح داده خواهد شد.



شکل (۴-۱۲): نمای هسته الف) برش عرضی. ب) از روبرو

۴-۲-۵-۱-۱-۱ تعریف پارامترهای به کار رفته

همان گونه که اشاره شد در روش حاصل ضرب سطح از یک سری پارامترها جهت تشریح روش استفاده می شود. جهت سادگی در ابتدا این پارامترها تعریف کرده می شود:

k_t : ضریبی است که مقدار جریان موثر را به مقدار DC تبدیل می کند. بدیهی است که این ضریب وابسته به نوع مبدل می باشد.

k_p : ضریب پیچش اولیه می باشد. این ضریب نشان دهنده این موضوع است که چه درصدی از کل سطح پیچش مربوط به سیم پیچی اولیه است.

k_u : ضریب استفاده از سطح پنجره پیچش می باشد. این ضریب در واقع نشان دهنده این است که در کل چه درصدی از سطح پیچش توسط مس اشغال می شود. به بیان دیگر این ضریب نشان دهنده فضائی از سطح پنجره پیچش است که دارای سیم مسی خالص می باشد. یعنی فضائی از پنجره ترانس که شامل مس خالص بدون عایق، لاک و یا دیگر موارد می باشد.

A_p : مساحت کل مس اولیه

W_A : مساحت کل پنجره پیچش

AP : حاصل ضرب سطح که در واقع حاصل ضرب سطح پنجره W_A در سطح مقطع موثر هسته

A_e است (به شکل (۴-۱۱) توجه شود).

۲-۴-۱-۱-۵-۲ روابط اساسی

بعد از تعاریف اساسی فوق، اجازه دهید تا رابطه اصلی در روش حاصل ضرب سطح را به دست

آوریم. اگر P_{in} توان ورودی، P_{out} توان خروجی منبع و η راندمان آن باشد، داریم:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (38-4)$$

از طرفی با توجه به تعریف k_t می توان نوشت که:

$$I_{pm} = \frac{I_{dc}}{k_t} \quad (39-4)$$

هم چنین داریم:

$$I_{dc} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (40-4)$$

به جای گذاری رابطه (۴۰-۴) در (۳۹-۴) داریم:

$$I_{pm} = \frac{P_{in}}{V_{in} \times k_t} \quad (41-4)$$

بدیهی است که برای محاسبه مساحت اختصاص یافته برای سیم پیچی اولیه می توان نوشت که:

$$A_p = W_A \times k_u \times k_p \quad (42-4)$$

از آنجا تعداد دورهای لازم برای سیم پیچی اولیه به صورت ذیل به دست می آید:

$$N_p = \frac{A_p \times j}{I_{pm}} = \frac{W_A \times k_p \times k_u \times j \times V_{in} \times k_t}{P_{in}} \quad (43-4)$$

که در این رابطه، j چگالی جریان می باشد. طبق قانون لنز:

$$Edt = Nd\varphi \quad \text{و} \quad d\varphi \approx \Delta B \times A_e \quad \text{و} \quad dt \approx t_{on} = \frac{1}{2f} \quad (44-4)$$

با توجه به اینکه $E = V_{in}$ است، از رابطه (۴۴-۴) نتیجه می شود که:

$$V_{in} \times t_{on} = N_p \times \Delta B \times A_e \quad (45-4)$$

که در این رابطه A_e سطح موثری است که شار از آن عبور می کند. مثلاً در سطوح دایروی این سطح

با سطح A_c برابر است. در حالی که برای سطوح مربعی به علت عبور نکردن شار از تمامی سطح،

سطح موثر کم تر از مقدار A_c می باشد. لذا:

$$A_e = \frac{V_{in}}{N_p \times \Delta B \times 2f} \quad (46-4)$$

که با جایگذاری در رابطه $AP = A_e \times W_A$ نتیجه می شود:

$$AP = \frac{P_{in}}{k_t \times k_u \times k_p \times j \times \Delta B \times 2f} \quad [m^4] \quad (47-4)$$

به طور تجربی اثبات شده است که چگالی جریان برای مس به جهت آن که دمای آن به میزان ۳۰ درجه سانتی گراد نسبت به دمای محیط افزایش یابد، از رابطه زیر به دست می آید:

$$j \Big|_{\Delta T = 30^\circ C} = 450 \times 10^4 \times (AP)^{-0.125} \quad [A/m^2] \quad (48-4)$$

در طراحی ترانسفورماتور معمولاً دمای محیط را ۲۰ تا ۲۵ درجه سانتی گراد و حداکثر افزایش مجاز دمای ترانسفورماتور را ۵۰ تا ۵۵ درجه سانتی گراد در نظر می گیرند. لذا داریم:

$$AP = \frac{10^8 \times P_{in}}{k_t \times k_u \times k_p \times 450 \times 10^4 \times (AP)^{-0.125} \times \Delta B \times 2f} \quad [cm^4] \quad (49-4)$$

در نتیجه:

$$AP = \left(\frac{11.1 \times P_{in}}{k' \times \Delta B \times f} \right)^{1.143} \quad (cm^4) \quad \text{و} \quad k' = k_t \times k_u \times k_p \quad (50-4)$$

با توجه به رابطه فوق دیده می شود که روش حاصل ضرب سطح به عواملی همچون توان ورودی، چگالی شار و فرکانس وابسته است. اما این رابطه به علت در نظر نگرفتن تلفات هسته و دیگر عوامل پراکندگی در عمل ممکن است جواب درستی ندهد. اغلب شرکت های سازنده، جداول ویژه ای را جهت محاسبه و طراحی در اختیار کاربر قرار می دهند. بدیهی است که یک طراحی هنگامی بهینه است که ترانسفورماتور آن بیشترین راندمان و کمترین تلفات را دارا باشد. لذا این جداول تنها نقطه شروع طراحی را مشخص می کنند و تضمین کننده بهترین طراحی نخواهند بود.

۳-۱-۱-۵-۲-۴ تعیین ضرایب ثابت

برای تعیین ضرایب ثابت k_t ، k_u و k_p بسته به نوع خروجی دریافت شده از ترانسفورماتور می

توان از جداولی که در این زمینه وجود دارد، استفاده کرد.

۴-۲-۵-۱-۱-۴ رابطه اساسی ترانسفورماتورها

شار مغناطیسی برای یک ترانسفورماتور مقداری ثابت است. چرا که شار طبق رابطه زیر به عواملی چون سطح هسته و چگالی شار در آن وابسته می شود:

$$E \times dt = N \times d\varphi \quad (۵۱-۴)$$

$$\varphi = B \times A_e \quad \Rightarrow \quad d\varphi = A_e \times dB \quad (۵۲-۴)$$

لذا داریم:

$$E = N \times A_e \times 10^{-8} \times \frac{dB}{dt} \quad (۵۳-۴)$$

در رابطه اخیر باید B بر حسب گوس و A_e بر حسب cm^2 در نظر گرفته شود. حال فرض کنید چگالی شار به صورت سینوسی تغییر کند (هر چند که این فرض در ترانسفورماتورهای سوئیچینگ صادق نیست) در این صورت داریم:

$$\begin{aligned} B &= B_{max} \sin(2\pi ft) \\ \Rightarrow \frac{dB}{dt} \Big|_{max} &= 2\pi f \times B_{max} \times \cos(2\pi ft) \Big|_{max} = 2\pi f B_{max} \end{aligned} \quad (۵۴-۴)$$

لذا می توان نوشت که:

$$E_{max} = N \times A_e \times 10^{-8} \times B_{max} \times 2\pi f \quad (۵۵-۴)$$

از طرفی میان حداکثر ولتاژ سینوسی و مقدار موثر آن رابطه ذیل برقرار است:

$$E_{max} = \sqrt{2} \times E_{rms} \quad (۵۶-۴)$$

لذا نتیجه می شود که:

$$B_{max} = \frac{10^8 \times E_{rms}}{4.44 \times f \times N \times A_e} \leq B_{sat} \quad (۵۷-۴)$$

باید توجه داشت که B_{max} باید همواره از B_{sat} کم تر باشد، تا ترانس به اشباع نرود. در آخر باید

اشاره شود که روش حاصل ضرب سطح (AP) تنها جهت حرکت در طراحی را مشخص می کند. لذا هیچ گاه مقادیر مطلق و طراحی بهینه را نمی تواند بدهد. این نوع مشخصات را می توان از روش هندسه هسته بدست آورد که در ادامه مطالعه می شود.

۴-۲-۵-۱-۲ روش هندسه هسته

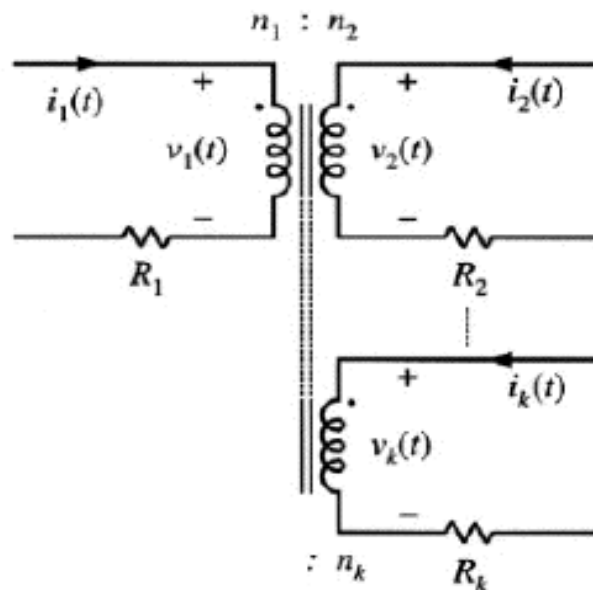
پیش از این یکی دیگر از روش های طراحی ترانسفورماتور سوئیچینگ، به نام روش حاصل ضرب سطح شرح داده شد. اکنون روش دیگری به نام هندسه هسته شرح داده می شود. سعی می شود که تا حد امکان مقایسه ای بین دو روش انجام شده و روش ترکیبی، برای طراحی بهینه با توجه به دید طراحی به دست آمده از این دو روش بیان و به تفصیل شرح داده شود.

در حقیقت هر کدام از دو روش حاصل ضرب سطح و هندسه هسته برخی از پارامترها را در طراحی دخیل نمی کنند و این سبب ایجاد مشکل برای طراح می شود. لذا هر یک از این روش ها به تنهایی دید لازم جهت طراحی را در اختیار قرار نمی دهند. بنابراین در روش ترکیبی سعی می شود با هم پوشانی نقاط ضعف هر یک از این دو روش، یک روش قابل قبول جهت طراحی بهینه ترانسفورماتور ارائه شود.

روش هندسه هسته برخی از مسائل و نکات مهم طراحی را در نظر می گیرد که پیش از این در روش حاصل ضرب سطح این پارامترها و طبعاً نحوه تغییر آنها در طراحی در نظر گرفته نمی شد. این پارامترها عبارتند از:

۱. تلفات هسته (این در حالی است که در روش هندسه هسته هدف نهائی، طراحی ترانسفورماتور با تلفات هسته حداقل می باشد).
۲. چگونگی انتخاب مقدار چگالی شار (در روش حاصل ضرب سطح به کمک جداول موجود معمولاً محدوده ای برای چگالی شار مجاز به دست آورده می شود که البته هرگز مقدار دقیق چگالی شار برای طراحی بهینه را در اختیار قرار نمی دهد).
۳. چگونگی نحوه اختصاص فضای پیچش در بین پیچش های چندگانه بر روی هسته (به شکل

(۱۳-۴) توجه شود.

شکل (۱۳-۴): مدار معادل یک ترانس با n سیم پیچی

۴. چگونگی تأثیر فرکانس سوئیچینگ بر اندازه یا ابعاد ترانس.

همان طور که می دانیم در یک ترانس مشابه آن چه که در شکل (۱۳-۴) نشان داده شده با

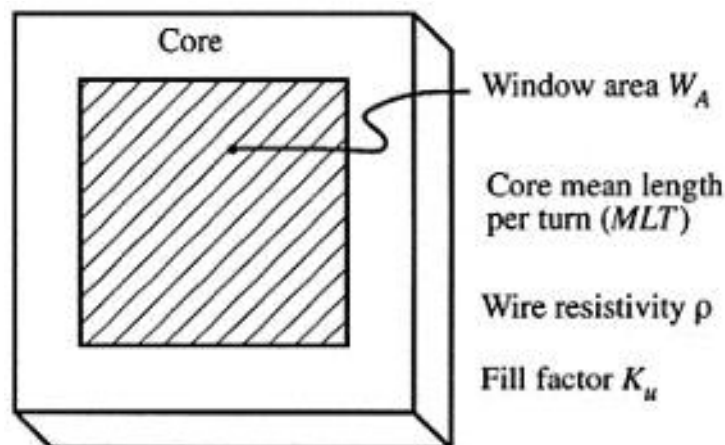
صرف نظر از تلفات، رابطه بین ولتاژها به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \dots = \frac{v_k(t)}{n_k} \quad (۵۸-۴)$$

ملاحظه می شود که در ترانسفورماتور ایده آل، نسبت ولتاژ هر سیم پیچ ترانسفورماتور به تعداد دور آن ثابت می باشد. حال هدف بررسی این موضوع است که برای تحقق یک ترانسفورماتور عملی نحوه پیچش سیم پیچ های آن بر روی هسته چگونه باید باشد و چه میزان از سطح و فضای هسته باید به هر سیم پیچی اختصاص یابد.

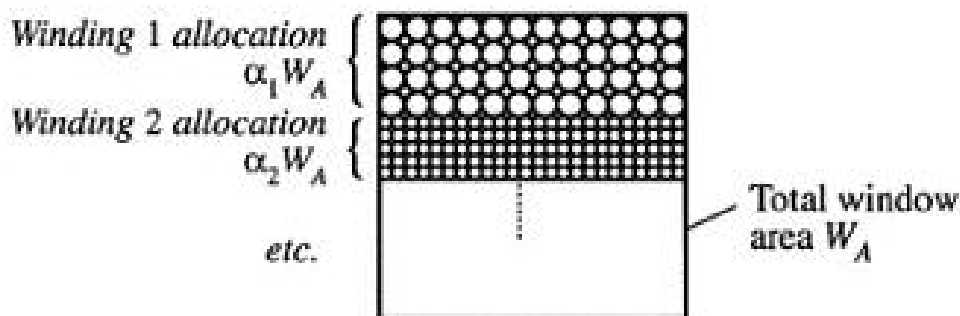
برای این منظور یک هسته دلخواه مانند شکل (۱۴-۴) را در نظر بگیرید. فرض کنید کل سطح

موجود جهت پیچش برابر با W_A ، ضریب اختصاص سطح پیچش از فضای کل موجود k_u و طولسیم در واحد دور نیز برابر MLT باشد.



شکل (۴-۱۴): شمای ساده ای از یک ترانسفورماتور نمونه که سطح پیچش در آن مشخص شده است.

از کل این سطح، $\alpha_1 W_A$ به سیم پیچ اول (n_1)، $\alpha_2 W_A$ به سیم پیچ دوم (n_2)، ... و $\alpha_k W_A$ به سیم پیچ k ام (n_k) اختصاص می یابد. اگر کل سطح پنجره از سیم پیچی پر شود، مجموع همه این α ها برابر یک است و همه آن ها ضریبی بین صفر تا یک می باشند (شکل (۴-۱۵)).



$$0 < \alpha_1 < 1$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

شکل (۴-۱۵): شمایی از یک هسته ترانسفورماتور که تقسیم بندی فضای اختصاص داده شده به هر سیم پیچی در آن مشخص شده است.

$$\alpha_1 W_A + \alpha_2 W_A + \dots + \alpha_k W_A = W_A \Rightarrow \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1$$

$$0 < \alpha_j < 1 \quad (۴-۵۹)$$

منظور از این بخش، طراحی ترانسفورماتور با تلفات حداقل بوده و لذا فقط یک مجموعه α_1 ، α_2 ، ... و α_k برای طراحی بهینه ترانسفورماتور داریم که هدف یافتن مناسب ترین مقدار برای آنها می باشد. برای یافتن مقدار بهینه باید با عوامل مؤثر در سطح مصرفی سیم پیچی آشنا شویم. در حالت کلی دو

عامل در مساحت سیم پیچی ترانسفورماتور مؤثرند که عبارتند از:

$$1. \text{ تلفات مسی}^6$$

$$2. \text{ تلفات هسته}^7$$

هدف کاهش مجموع این دو تلفات در حداقل مقدار ممکن برای آنها می باشد. در ادامه به بررسی مسائل مربوط به تلفات مسی پرداخته می شود و سپس در مورد تلفات آهنی بحث به میان آورده خواهد شد.

$$4-2-5-1-2-1 \text{ تلفات مسی}$$

پیش از بحث در مورد تلفات مسی، این نکته قابل ذکر می باشد که در اینجا اثر مجاورت⁸ و اثر تلفات هسته را در نظر نمی گیریم. بلکه در روش هندسه هسته تلاش می شود با نوع بستن سیم پیچی ها، این دو تلفات را به حداقل برسانیم. برای این منظور باید به دنبال رابطه ای برای تلفات مسی هسته بود.

بر اساس رابطه توان، تلفات مسی سیم پیچی I_j ام برابر است با:

$$P_{cu,j} = R_j I_j^2 \quad (60-4)$$

که مقاومت سیم پیچی I_j ام از رابطه زیر به دست می آید:

$$R_j = \rho \frac{L_j}{A_{w,j}} \quad (61-4)$$

که در آن L_j برابر است با:

$$L_j = n_j(MLT) \quad (62-4)$$

ضمناً $A_{w,j}$ سطح مقطع سیم I_j ام است. روابط فوق نشان از آن دارند که مقاومت سیم پیچی با حاصل ضرب تعداد دور در دور متوسط و با مقاومت ویژه مس (که ثابت است) و یا با مقدار سیم استفاده شده جهت پیچش برای اولیه یا ثانویه نسبت مستقیم داشته و با مساحت سیم پیچی نسبت

⁶ - Copper Loss

⁷ - Core Loss

⁸ - Proximity Effect

عکس دارد. از طرفی می توان نوشت:

$$A_{w,j} = \frac{w_A k_u \alpha_j}{n_j} \quad (63-4)$$

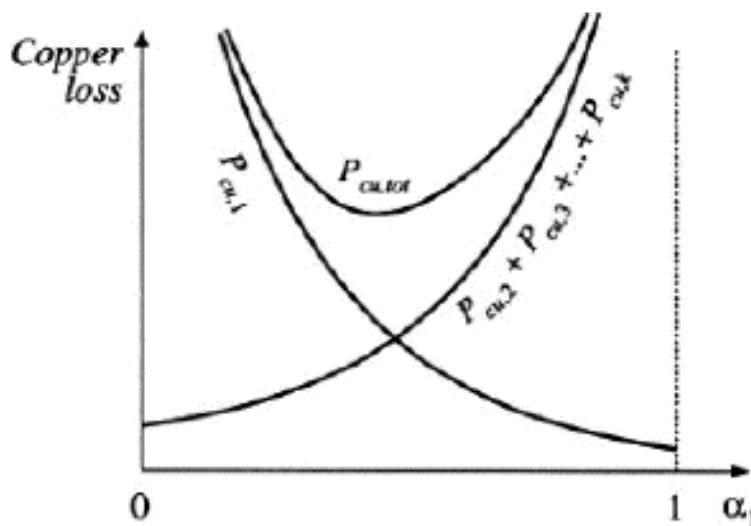
بنابراین در نهایت به رابطه ذیل می رسیم:

$$P_{cu,j} = \frac{n_j^2 I_j^2 \rho(MLT)}{w_A k_u \alpha_j} \quad (64-4)$$

تلفات مسی کل برابر مجموع تلفات مسی ناشی از تمامی سیم پیچی ها است. لذا:

$$P_{cu,tot} = P_{cu,1} + P_{cu,2} + \dots + P_{cu,k} = \frac{\rho(MLT)}{w_A k_u} \sum_{j=1}^k \left(\frac{n_j^2 I_j^2}{\alpha_j} \right) \quad (65-4)$$

بنابراین جهت طراحی بهینه نیاز به محاسبه مقادیر دقیق α_1 تا α_k داریم. با توجه به نمودار شکل (۱۶-۴) ملاحظه می شود که تلفات مسی سیم پیچ اول با کاهش α_1 به بی نهایت میل می کند. توجیه فیزیکی این مطلب به این شرح می باشد که اگر به سیم پیچ اول مساحت بسیار کمی اختصاص دهیم (به معنی α_1 نزدیک صفر) به دلیل نازک بوده قطر سیم پیچی و ثابت ماندن توان انتقالی (و به تبع آن ثابت بودن جریان مدار) توان تلفاتی به سمت بی نهایت میل می کند و بر عکس اگر کل مساحت هسته را به سیم پیچ اولیه اختصاص دهیم، توان مسی آن به حداقل مقدار ممکن می رسد.



شکل (۱۶-۴): نمودار تلفات مسی سیم پیچی ها بر حسب تعداد دور یک سیم پیچ

بدیهی است برای سایر سیم پیچی ها به غیر از سیم پیچ اول این مسأله بر عکس می باشد. حال اگر مجموع این دو منحنی را در نظر بگیریم، در یک نقطه ویژه و به ازای یک α_1 خاص مجموع تلفات

مسی و آهنی حداقل می شود و این نقطه همان نقطه مطلوب است. با تکرار این مسأله برای سایر سیم پیچی ها مقدار بهینه $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ نیز به دست می آید. پس از بحث فیزیکی در مورد نحوه انتخاب مقادیر α ، وقت آن رسیده است که به کمک روش های ریاضی مقادیر $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ را حساب کنیم. برای این منظور به کمک ضریب لاگرانژ تابع هدفی تعریف می کنیم و مقادیر مورد نظر را با مشتق گیری از آن به دست می آوریم. بر این اساس تابع f را به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k, \xi) = P_{cu,tot}(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) + \xi g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) \quad (66-4)$$

که در آن:

$$g(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k) = 1 - \sum_{j=1}^k \alpha_j \quad (67-4)$$

مقدار تابع f به ازای $\xi = 0$ برابر تابع $P_{cu,tot}$ (توان مسی کل) می باشد. حال به کمک ضریب لاگرانژ مقادیر تمام α ها و خود ضریب لاگرانژ را با مشتق گیری به دست می آوریم. بعد از ساده کردن نتایج داریم:

$$\xi = \frac{\rho(MLT)}{w_A k_u} \left(\sum_{j=1}^k n_j I_j \right)^2 = P_{cu,tot} \quad (68-4)$$

و هم چنین:

$$\alpha_m = \frac{n_m I_m}{\sum_{n=1}^k n_j I_j} \quad (69-4)$$

مزیت استفاده از ضریب لاگرانژ این است که بدون استفاده از آن، مقادیر $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_k$ به طور نسبی و در واقع نسبت به هم به دست می آمدند ولی اکنون این ضرایب به طور مطلق به دست آمده و دستگاه قابل حلی را به وجود می آورد.

مقداری که برای α_m در رابطه (69-4) به دست آمد بیانگر یک واقعیت می باشد و آن این است که α_m برابر با نسبت توانی است که از سیم پیچی m ام می خواهیم دریافت کنیم (و یا به آن بدهیم)، به کل توانی که از ترانسفورماتور انتظار داریم. همچنین مقادیر V و I می توانند به صورت

مؤثر^۹ یا قله به قله^{۱۰} باشد.

۴-۲-۵-۱-۲-۲ تلفات آهنی (هسته)

به صورت تجربی برای تلفات آهنی رابطه ای به صورت زیر به دست آمده است:

$$P_{fe} = k_{fe} B_{max}^{\beta} A_c l m \quad (۷۰-۴)$$

که در آن توان β می تواند برای مواد فریت در محدوده $2/6$ یا $2/7$ باشد، B_{max} نیز چگالی شار بیشینه است. مسأله ای که از هم اکنون واضح می باشد این است که تغییرات B_{max} تأثیر زیادی بر روی تلفات آهنی دارد.

۴-۲-۵-۱-۳ ایجاد تعادل برای انتخاب چگالی شار

همان طور که پیش از این مشاهده شد، کاهش چگالی شار باعث افزایش دور و در نتیجه افزایش تلفات مسی می شود. درحالیکه افزایش آن باعث افزایش تلفات آهنی می شود. بنابراین به نظر می رسد نقطه ویژه ای وجود دارد که در آن مجموع تلفات مسی و آهنی حداقل می شود و این، همان چگالی شار مطلوب است.

یعنی در طراحی ترانسفورماتور علاوه بر اختصاص فضای کافی جهت پیچش سیم پیچ ها، راندمان نیز نقش مهمی ایفا می کند. در اینجا یک تفاوت اصلی روش حاصل ضرب سطح با روش هندسه هسته مشخص می شود. در روش حاصل ضرب سطح این که چه مقدار چگالی شار بهینه است، اصلاً مشخص نیست. بنابراین اگر به طراحی بهینه دست نیابیم باید طراحی را مجدداً از اول انجام دهیم. حال آنکه در روش هندسه هسته چگالی شار بهینه مشخص است اما معمولاً برای تعیین ضرایب اولیه، نیاز به روش حاصل ضرب سطح داریم و لذا در اینجا از روش ترکیبی استفاده کرده شده است.

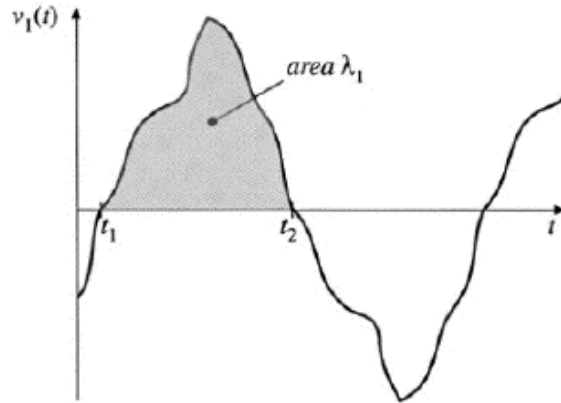
اگر نمودار ولتاژ سیم پیچی اولیه یک ترانسفورماتور $[v_1(t)]$ را نسبت به زمان رسم کنیم (شکل ۴-۱۷)، تجربه نشان می دهد که انتگرال نیمه مثبت یا منفی این تابع و یا به عبارت دیگر سطح زیر

^۹ - Root Mean Square = RMS

^{۱۰} - Peak to Peak

منحنی این تابع با B_{max} رابطه مستقیم دارد:

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} v_1(t) dt \quad (71-4)$$



شکل (۴-۱۷): شمای تصویری شکل موج ولتاژ اولیه اختیاری

به کمک قانون فارادی مقدار دقیق این ارتباط به صورت زیر به دست می آید:

$$B_{max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_c} \quad (72-4)$$

بنابراین تعداد دور مربوط به این سیم پیچی برابر خواهد بود با:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{max} A_c} \quad (73-4)$$

حال اگر در رابطه فوق مقدار B_{max} را بتوانیم به دست آوریم تعداد دور n_1 مشخص می شود. در

عمل سعی می شود مقداری از B_{max} که مجموع دو توان زیر حداقل شود را به دست آوریم:

$$P_{fe} = k_{fe} B_{max}^\beta A_c l m \quad (74-4)$$

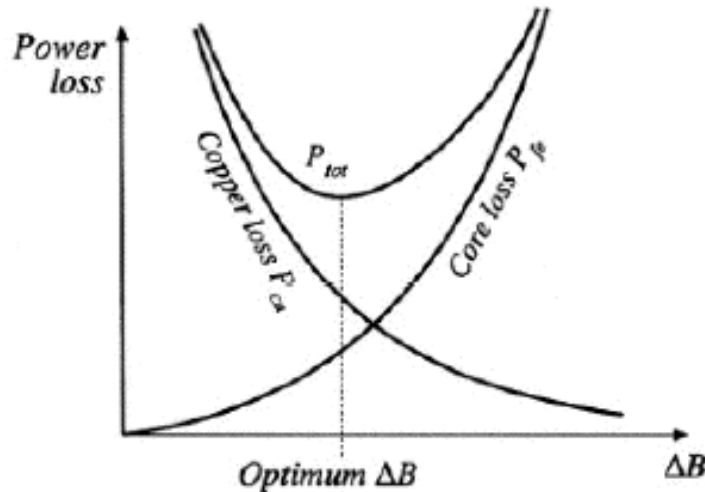
$$P_{cu} = \left(\frac{f \lambda_1^2 I_{tot}^2}{k_u} \right) \left(\frac{MLT}{w_A A_c^2} \right) \left(\frac{1}{B_{max}} \right)^2 \quad (75-4)$$

با توجه به شکل (۴-۱۸) مشخص است که در یک نقطه مجموع تلفات مسی و آهنی کمینه است.

بنابراین بدون حذف مقدار n_1 و با انتقال همه جریان ها به اولیه، مقدار توان مسی به صورت ذیل

حاصل می شود:

$$P_{cu} = \frac{\rho (MLT) n_1^2 I_{tot}^2}{w_A k_u} \quad \text{و} \quad I_{tot} = \sum_{j=1}^n \frac{n_j}{n_1} I_j \quad (76-4)$$



شکل (۴-۱۸): به دست آوردن نقطه کمینه مجموع تلفات مسی و آهنی

حال با جمع دو توان، در نهایت مقدار B_{max} به صورت ذیل مشخص می شود:

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} \quad (۷۷-۴)$$

$$\frac{dP_{tot}}{d(B_{max})} = \frac{dP_{fe}}{d(B_{max})} + \frac{dP_{cu}}{d(B_{max})} = 0 \quad (۷۸-۴)$$

$$\frac{dP_{fe}}{d(B_{max})} = -\frac{dP_{cu}}{d(B_{max})} \quad (۷۹-۴)$$

ملاحظه می شود که الزاماً در نقطه برابری تلفات مسی و آهنی P_{tot} حداقل نیست. نکته قابل توجه در اینجا این است که B_{max} به معنی مقدار مؤثر شکل موج بوده و منظور مقدار حداکثر دامنه در یک لحظه ویژه نمی باشد. نمادی که بیانگر حداکثر دامنه در لحظه ای خاص است به صورت $B_{optimum}$ نشان داده می شود. به طور مثال در موج مثلثی، مقادیر $B_{opt} \neq B_{max}$ حال آنکه در موج مربعی این دو مقدار مساویند. (به این نکته توجه می شود که انتگرال نیمه مثبت مد نظر است):

$$\frac{dP_{fe}}{d(B_{max})} = \beta k_{fe} (B_{max})^{(\beta-1)} A_c l_m \quad (۸۰-۴)$$

$$\frac{dP_{cu}}{d(B_{max})} = -2 \left(\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{4k_u} \right) \left(\frac{(MLT)}{w_A A_c^2} \right) (B_{max})^{-3} \quad (۸۱-۴)$$

$$B_{max} = \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 (MLT)}{2k_u w_A A_c^3 l_m \beta k_{fe}} \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (۸۲-۴)$$

با جای گذاری رابطه (۸۲-۴) در P_{tot} رابطه ذیل بدست می آید:

$$P_{tot} = [A_c l_m k_{fe}]^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \left[\frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 (MLT)}{4k_u w_A A_c^2} \right]^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right] \quad (۸۳-۴)$$

و پس از مرتب سازی داریم:

$$\frac{w_A (A_c)^{\left(\frac{2(\beta-1)}{\beta}\right)}}{(MLT) l_m^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}} \left[\left(\frac{\beta}{2}\right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2}\right)^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 k_{fe}^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}}{4k_u (P_{tot})^{\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}} \quad (۸۴-۴)$$

در این رابطه ملاحظه می شود که یک طرف رابطه فقط تابع ابعاد هندسی (طرف چپ) و طرف دیگر، تابع نوع مبدل و جنس هسته و نوع سیم پیچی است که استفاده می شود (طرف راست). اگر طرف چپ رابطه را برابر K_{gfe} فرض کنیم، واضح است که هسته مطلوب، هسته ای خواهد بود که برای آن داشته باشیم:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 k_{fe}^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}}{4k_u (P_{tot})^{\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}} \quad (۸۵-۴)$$

K_{gfe} با K_g تفاوت ۴-۲-۱-۵-۲-۴

پیش از این در روش طراحی سلف، ضریب دیگری به نام K_g معرفی شد که تفاوت آن با K_{gfe} در این است که K_g موقعی استفاده می شود که B_{max} مشخص داریم و برای آن طراحی را انجام می دهیم، ولی K_{gfe} برای B_{max} که حداقل تلفات را می دهد، انتخاب می شود. با انتخاب صحیح واحدها مطابق ذیل به گونه ای که با واحدهای جداول پیوست هماهنگی داشته باشد، سعی شده است در حل مسائل مربوطه سازگاری لازم ایجاد شود.

نام پارامتر	واحد	شرح
ρ	(cm-s)	مقاومت ویژه سیم
I_{tot}	(A)	کل جریان موثر پیچش با انتقال جریان ها به اولیه
λ	(V-Sec)	سطح زیر منحنی ولتاژ اولیه
P_{tot}	(W)	توان کل انتقالی مجاز

ضریب استفاده از سطح پنجره پیچش	----	k_u
ضریب تلفات هسته	$(W/cm^3 T^\beta)$	K_{fe}
سطح مقطع هسته	(cm^2)	A_c
سطح پنجره پیچش	(cm^2)	w_A
طول متوسط در هر دور	(cm)	MLT
طول موثر مغناطیسی	(cm)	l_m
سطح مقطع سیم ها	(cm^2)	A_{w1}, A_{w2}, \dots
حداکثر چگالی شار	$(Tesla)$	B_{max}

بنابراین K_{gfe} به صورت ذیل در می آید:

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 k_{fe}^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}}{4k_u (P_{tot})^{\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}} \times 10^8 \quad (۸۶-۴)$$

برای کاهش حجم هسته می توان با کم کردن تلفات و در نتیجه K_{fe} کوچک تر به این مهم دست یافت.

در مورد B_{max} به دست آمده از رابطه (۷۹-۴) باید به یک نکته توجه داشت و آن اینکه بیشینه چگالی شار متناوب به علاوه چگالی شار مستقیم از مقدار اشباع تجاوز نکند، چون در این صورت طراحی دچار مشکل خواهد شد و به چگالی شار مورد نظر نخواهیم رسید.
در این صورت دو راه حل خواهیم داشت:

۱. از حداقل تلفات آهنی و مسی صرف نظر کرده و به چگالی شاری که هسته را اشباع نبرد اکتفا کنیم. (بنابراین باید به کمک K_g با توجه به B_{max} قابل قبول، مشخصات سیم پیچی ها را به دست آورد).

۲. برای هسته از ماده دیگری که قابلیت تلف توان بیشتری دارد استفاده کنیم (تعویض هسته).
بعد از انتخاب چگالی شار مغناطیسی نوبت به آن می رسد که تعداد دورهای سایر سیم پیچی

های هسته را به دست آوریم.

بر طبق رابطه (۴-۷۳) و با توجه به آن که A_c بر حسب cm^2 است، می دانیم که:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2B_{max}A_c} \times 10^4 \quad (۴-۸۷)$$

بنابراین سایر دور های سیم پیچی ها عبارت خواهند بود از:

$$n_2 = n_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = n_1 \left(\frac{v_2}{v_1} \right) \quad (۴-۸۸)$$

$$n_3 = n_1 \left(\frac{n_3}{n_1} \right) = n_1 \left(\frac{v_3}{v_1} \right) \quad (۴-۸۹)$$

که به کمک آنها می توان مقادیر α و تقسیم فضای پنجره ترانسفورماتور با توجه به هر سیم پیچی و

طبعاً از روی آن ها سطح مقطع هر یک از سیم پیچی ها را به دست آورد:

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}} \Rightarrow A_{w1} \leq \frac{k_u W_A \alpha_1}{n_1} \quad (۴-۹۰)$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}} \Rightarrow A_{w2} \leq \frac{k_u W_A \alpha_2}{n_2} \quad (۴-۹۱)$$

$$\alpha_k = \frac{n_k I_k}{n_1 I_{tot}} \Rightarrow A_{wk} \leq \frac{k_u W_A \alpha_k}{n_1} \quad (۴-۹۲)$$

همان طور که از روش حاصل ضرب سطح می دانیم، در این روابط اثر پوستی در نظر گرفته نشده

است. بنابراین اگر قطر سیم ها و نحوه پیچش آنها به گونه ای باشد که اثر پوستی وارد شود نه تنها

پاسخ به این روش درست نخواهد بود بلکه این روش راه اصلاح آن را نشان نمی دهد. اما به کمک

روش ترکیبی، با انتخاب صحیح مقادیر اولیه، از بروز این مشکل به راحتی جلوگیری می شود.

روش هندسه هسته یک سری پیشنهاداتی را برای حداقل نیاز هایی که باید رعایت شود، اعلام می

کند. این پیشنهادات عبارتند از نحوه برآورد مقدار اندوکتانس القائی L_m ، جریان مغناطیسی بیشینه

$i_{m,pk}$ و مقادیر مقاومت سیم پیچی ها و α_1 ، α_2 ، ... و α_k .

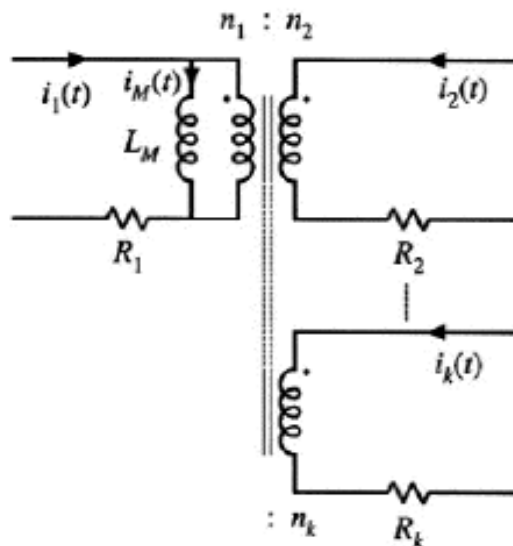
با توجه به شکل (۴-۱۹) مقادیر پیشنهادی عبارتند از:

$$L_m = \frac{\mu n_1^2 A_c}{l_m} \quad (۴-۹۳)$$

$$i_{m,pk} = \frac{\lambda_1}{2L_m} \quad (94-4)$$

$$R_1 = \frac{\rho n_1(MLT)}{A_{w1}} \quad (95-4)$$

$$R_2 = \frac{\rho n_2(MLT)}{A_{w2}} \quad (96-4)$$



شکل (۹۴-۱): نمایش مقاومت ها و اندوکتانس القایی در مدار معادل ترانسفورماتور

حال با استفاده از روش ترکیبی بیان شده در این بخش، می توان ترانسفورماتور فرکانس بالای

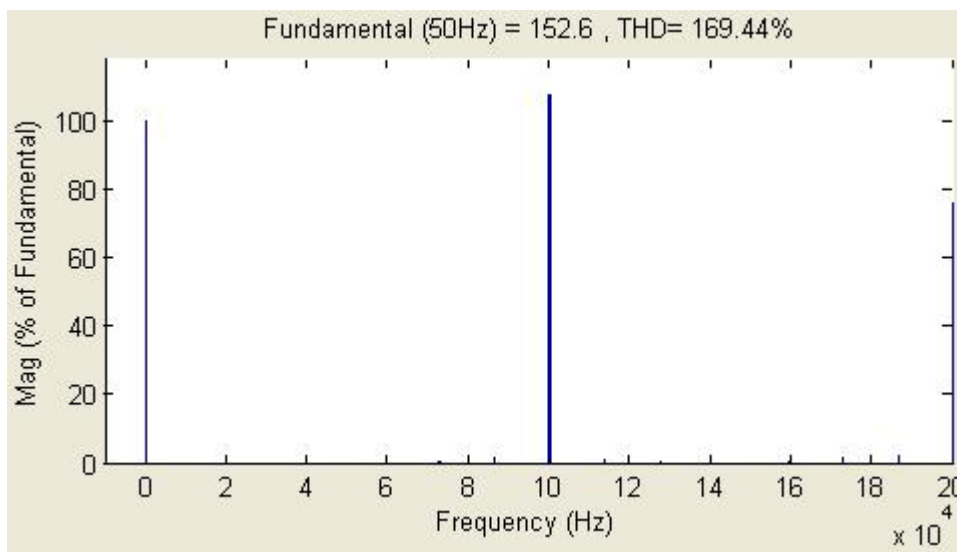
مورد نظر را طراحی نمود.

۴-۲-۶ طراحی فیلتر خروجی

یکی دیگر دیگر از بخش هایی که در مبدل وجود دارد، فیلتر خروجی آن است که در انتهای مبدل و قبل از بار قرار دارد. نقش این فیلتر بسیار مهم است زیرا هدف داشتن یک ولتاژ سینوسی بدون هارمونیک در خروجی می باشد. ولتاژ خروجی از سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم، یک ولتاژ تقریباً مربعی می باشد، زیرا ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی که به سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم اعمال می شود، یک ولتاژ تقریباً مربعی با فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز می باشد.

با توجه به اینکه هدف داشتن یک ولتاژ سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز می باشد و همچنین با توجه به طیف هارمونیک ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم، همانطور که در

شکل (۴-۲۰) نشان داده شده است، مشاهده می شود که هارمونیک های مؤثر موجود در ولتاژ خروجی در فرکانس های بالا (نزدیک فرکانس سوئیچینگ) قرار دارند. پس باید از یک فیلتر پایین گذر استفاده کرد تا هارمونیک های فرکانس بالای ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم را حذف نماید. برای داشتن یک فیلتر پایین گذر، از ساده ترین مدار ممکن برای آن یعنی مدار فیلتر LC استفاده شده است.



شکل (۴-۲۰): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم بدون استفاده از فیلتر خروجی برای طراحی فیلتر خروجی کفایت همانند فیلتر ورودی، فرکانس قطع فیلتر خیلی کوچکتر از فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته شود تا هارمونیک های فرکانس بالا به شکل قابل ملاحظه ای حذف شوند. فرکانس قطع فیلتر خروجی برابر $f_{ci} = 2 \text{ KHz}$ انتخاب شده است. همانطور که دیده شد، در یک فیلتر LC پایین گذر، رابطه بین فرکانس قطع فیلتر و مقدار سلف و خازن به صورت زیر می باشد:

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}} \quad (۹۷-۴)$$

کفایت مقدار خازن فیلتر را انتخاب کرده تا با توجه به رابطه (۹۷-۴)، مقدار سلف فیلتر از رابطه زیر بدست آید:

$$L_i = \frac{1}{(2\pi f_{ci})^2 \times C_i} \quad (۹۸-۴)$$

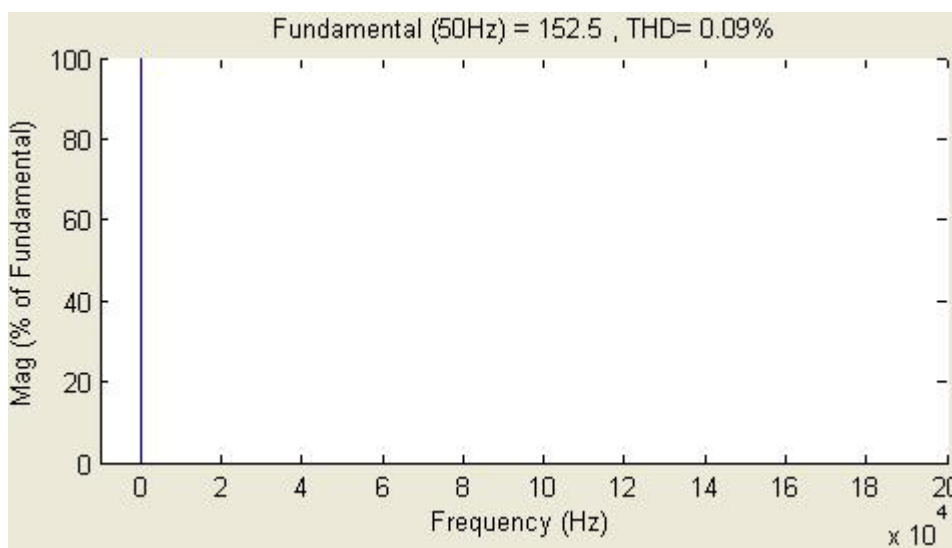
مقدار خازن را باید طوری انتخاب کرد که در فرکانس قطع فیلتر خروجی، امپدانس خازن خیلی کوچکتر از امپدانس بار باشد، یعنی:

$$f_{co} = 2^{KHZ}: \quad X_{co} \ll Z_L \Rightarrow \frac{1}{2\pi f_{co} \times C_o} < 0.1 \times Z_L \quad (99-4)$$

و با $Z_L = 1^{K\Omega}$ داریم:

$$\frac{1}{2\pi \times 2000 \times C_o} < 0.1 \times 1000 \Rightarrow C_o > 800^{nf} \quad (100-4)$$

با انتخاب خازن فیلتر به اندازه ۵ میکرو فاراد، مقدار اندوکتانس فیلتر طبق رابطه (۹۸-۴) برابر ۱.۲۶۷ میلی هانری بدست می آید. همانطور که در طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی پس از استفاده از فیلتر خروجی، که در شکل (۲۱-۴) نشان داده شده است، مشاهده می شود، با قرار دادن فیلتر خروجی محاسبه شده، بخش زیادی از هارمونیک های ولتاژ خروجی حذف می شوند.



شکل (۲۱-۴): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم با استفاده از فیلتر خروجی

۳-۴ خلاصه

در این فصل ابتدا ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پیشنهادی، بیان شده و اجزای مختلف آن مورد بررسی قرار گرفت. در ادامه نحوه طراحی فیلتر ورودی ارائه گردید. سپس با توجه به لزوم استفاده از فیلترهای LC ، روش طراحی سلف بیان گردید. در قسمت بعد، مبدل ماتریسی 3×1 مورد بررسی قرار گرفته و نحوه کنترل آن نیز بیان گردید. در ادامه به بیان تفاوت بین

سوئیچ های مورد استفاده در مدارات الکترونیک قدرت پرداخته و مزایا و معایب هر کدام بیان گردید و توضیح داده شد که چه سوئیچی برای ساختار سیستم پیشنهادی مناسب می باشد. در بخش بعد روش طراحی ترانسفورماتور فرکانس بالا، مورد نیاز برای سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم، بیان شد و در نهایت روش طراحی فیلتر خروجی بیان گردید.

فصل پنجم

نتایج شبیه سازی و ساخت

۵-۱ مقدمه

در این فصل نتایج حاصل از شبیه سازی های انجام شده در راستای موضوع پایان نامه ارائه خواهد شد. در این راستا، ابتدا سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از روش تبدیلات متوالی (تبدیل AC به DC و سپس DC به AC) مورد شبیه سازی قرار گرفته و نتایج حاصل از آن بررسی خواهد شد. در ادامه و با توجه به نیازی که در این زمینه به استفاده از مبدل ماتریسی جهت رفع معایب سیستم با تبدیلات متوالی می باشد، انواع مختلفی از این مبدل مورد بررسی قرار گرفته است تا مشخص شود که کدام نوع از مبدل ماتریسی برای این پروژه مطلوب تر می باشد. هدف یافتن ساختاری از این مبدل است که دارای کمترین پیچیدگی بوده و کنترل کاملی نیز بر روی دامنه ولتاژ خروجی آن باشد.

برای این منظور، انواع مبدل های ماتریسی سه فاز بررسی خواهد شد. ابتدا مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز شبیه سازی شده و نتایج آن بیان می گردد. سپس مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز مورد شبیه سازی قرار می گیرد و در انتها نتایج حاصل از شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز ارائه خواهد شد و در انتها از بین این ساختارهای شبیه سازی شده، ساختار مناسب انتخاب می گردد.

پس از بررسی نتایج شبیه سازی ها و انتخاب ساختار مبدل ماتریسی مطلوب، ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم، با استفاده از مبدل ماتریسی مطلوب ارائه خواهد شد که نمونه عملی این ساختار نیز در آزمایشگاه ساخته شده است. در ادامه، ابتدا سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم بدون قرار دادن فیلترهای ورودی و خروجی در نظر گرفته شده و شکل موج های مربوط به نتایج شبیه سازی و ساخت ارائه می گردد. سپس این سیستم، با استفاده از فیلتر ورودی و فیلتر خروجی مجدداً شبیه سازی شده و نتایج حاصل از افزودن این فیلترها بررسی خواهد شد. همانطور که قبلاً توضیح داده شد، در ورودی سیستم می توان از فیلتر میراشده استفاده نمود تا نوسانات جریان ورودی کاهش یابد. نتایج حاصل از شبیه سازی سیستم با فیلتر ورودی میراشده نیز در ادامه بیان

گردیده و تفاوت حاصل نیز بررسی خواهد شد. ضمناً نتایج حاصل از شبیه سازی ساختار نهایی و نتایج حاصل از نمونه عملی ساخته شده در آزمایشگاه به منظور تایید صحت عملکرد سیستم عملی با یکدیگر مقایسه خواهد شد.

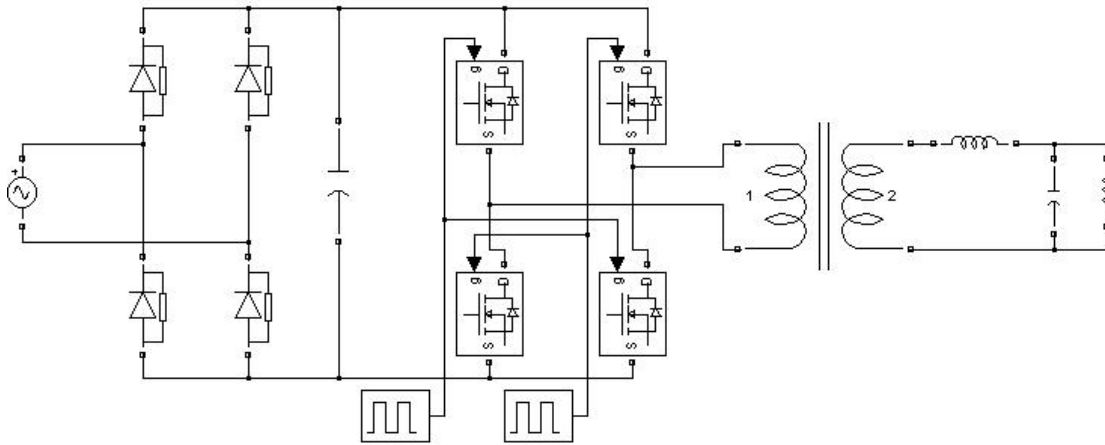
بخشی از شبیه سازی های انجام شده در این فصل، با استفاده از نرم افزار *MATLAB/SIMULINK* بوده و بخش دیگر که مربوط به قسمت ساخت مدار کنترل فرمان سوئیچ ها با استفاده از AVR می باشد، توسط نرم افزار *PROTEUS* انجام شده است.

۵-۲ شبیه سازی های مقدماتی

۵-۲-۱ شبیه سازی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از روش تبدیلات متوالی

همانطور که قبلاً اشاره شد در این سیستم انتقال انرژی، از تبدیلات چند مرحله ای انرژی استفاده می شود (*AC-DC-AC*)، به این ترتیب که ابتدا توسط یک یکسوکننده پل کامل، ولتاژ *AC* ورودی با فرکانس 50Hz به ولتاژ *DC* تبدیل شده و سپس با استفاده از اینورتر فرکانس بالا، مجدداً این ولتاژ *DC* به ولتاژ *AC* با فرکانس 10KHz یا بالاتر تبدیل می شود (به منظور کاهش تلفات در سیستم مغناطیسی و افزایش راندمان). سپس این ولتاژ فرکانس بالا از سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم عبور داده شده، در سمت ثانویه برای داشتن یک ولتاژ *AC* لازم است از یک فیلتر پایین گذر استفاده شود. اما چون ولتاژ خروجی اینورتر دارای فرکانس 10KHz می باشد، فیلتر خروجی نیز باید روی همین فرکانس تنظیم شده و خروجی فیلتر نیز یک ولتاژ سینوسی با فرکانس 10KHz می باشد. برای داشتن ولتاژ سینوسی با فرکانس 50Hz ، یا باید از مدارات مبدل فرکانس استفاده کرد و یا لازم است در خروجی سیستم مغناطیسی ابتدا با استفاده از یک مرحله یکسوکننده، ولتاژ خروجی را *DC* کرده و سپس با استفاده از یک مرحله اینورتر با فرکانس 50Hz و یک مرحله فیلتر، خروجی

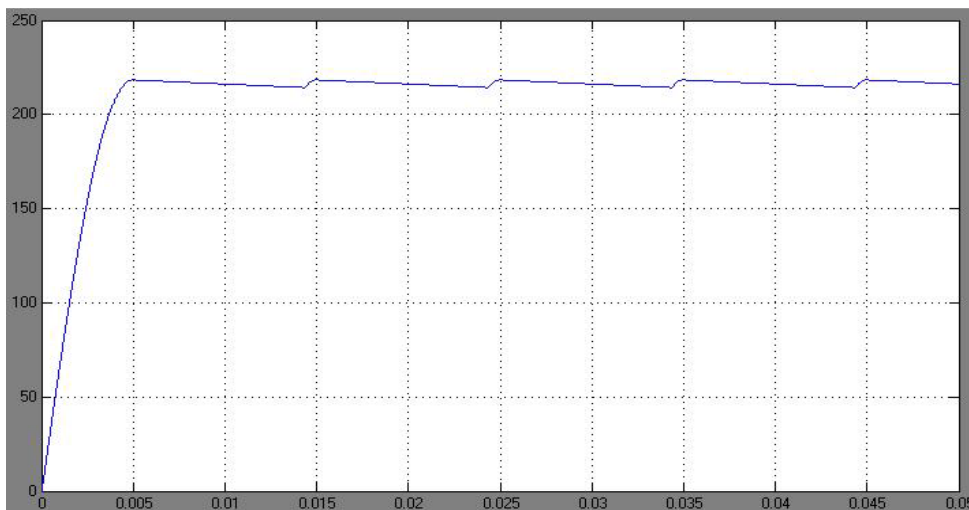
سینوسی با فرکانس 50Hz داشت. سخت افزار شبیه سازی شده این سیستم انتقال انرژی در شکل (۱-۵) نمایش داده شده است.



شکل (۱-۵): سخت افزار شبیه سازی شده سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از روش تبدیلات

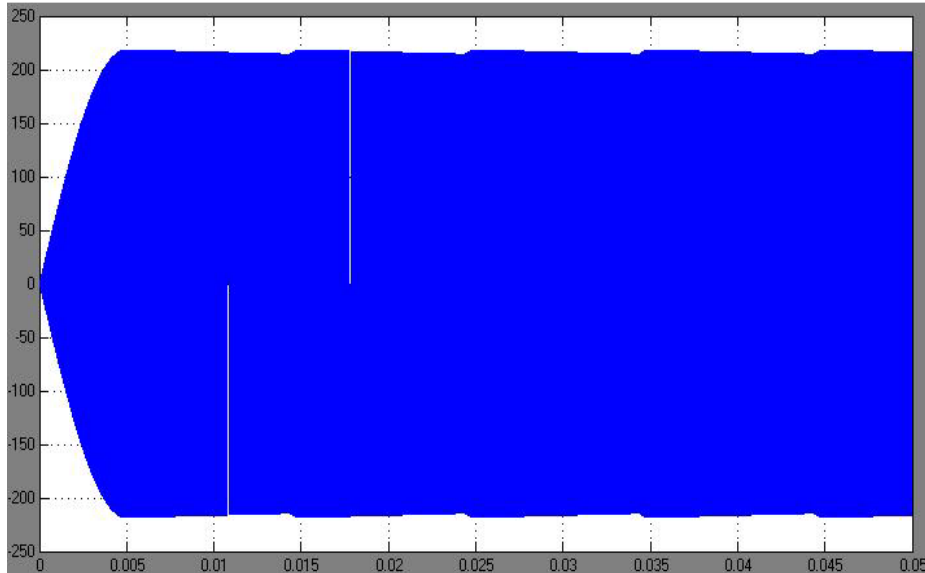
متوالی

همانطور که توضیح داده شد، منبع ورودی یک منبع سینوسی با فرکانس 50Hz و دامنه 220 ولت می باشد. پالس های اعمالی به اینورتر نیز دارای فرکانس 100KHz می باشد. شکل موج های مربوط به ولتاژ خروجی یکسوکننده و ولتاژ خروجی اینورتر در شکل های (۲-۵) و (۳-۵) نمایش داده شده اند.



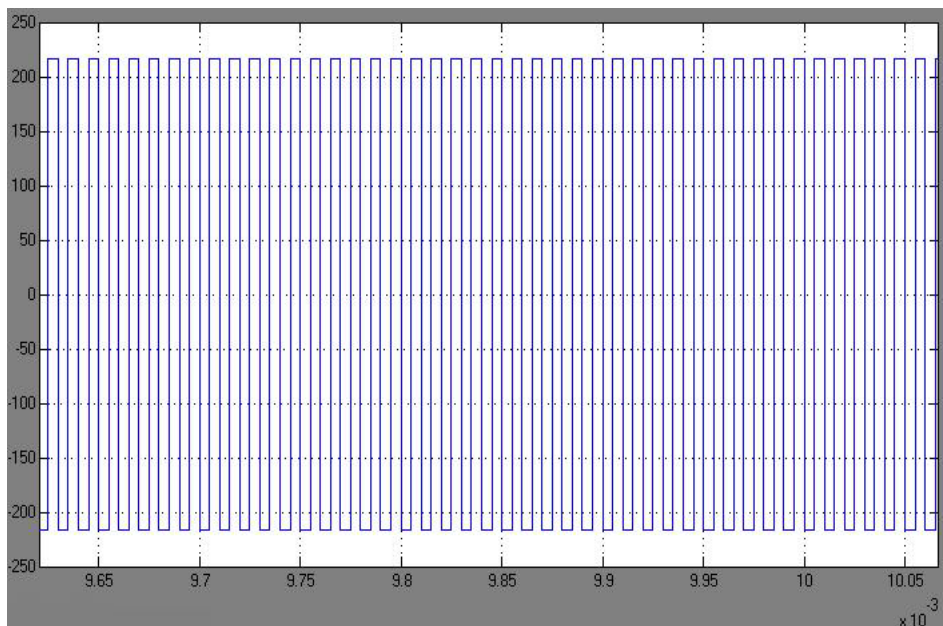
شکل (۲-۵): ولتاژ خروجی یکسوکننده پل کامل

همانطور که مشاهده می شود علی رغم استفاده از یک خازن بزرگ در خروجی یکسوکننده، باز هم خروجی کاملاً DC نشده و مقداری ریبیل دارد.



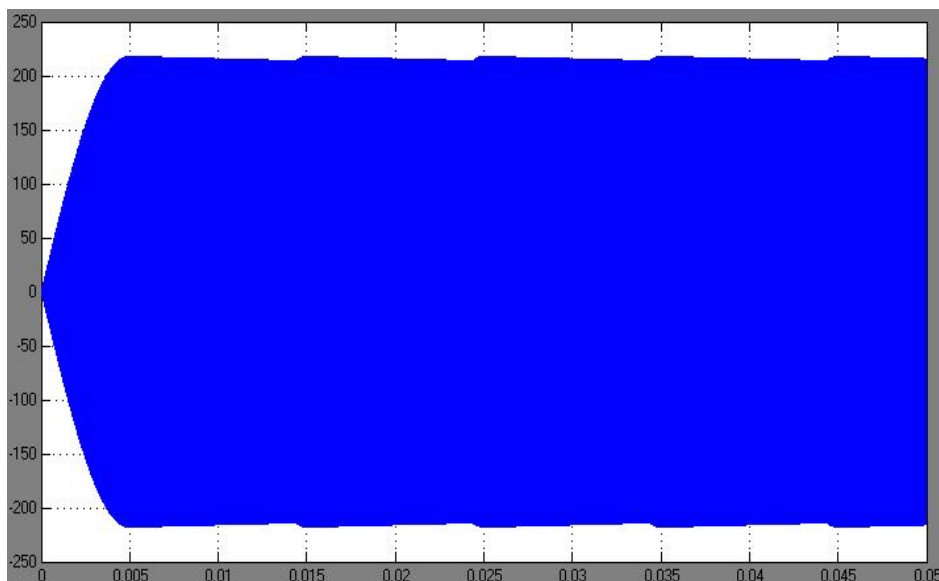
شکل (۳-۵): ولتاژ خروجی اینورتر فرکانس بالا

اگر کمی روی شکل (۳-۵) زوم نماییم، پالس های خروجی اینورتر که دارای فرکانس 100 KHz و دامنه 220 ولت می باشند قابل مشاهده به صورت واضح تر می باشند (شکل (۴-۵)).

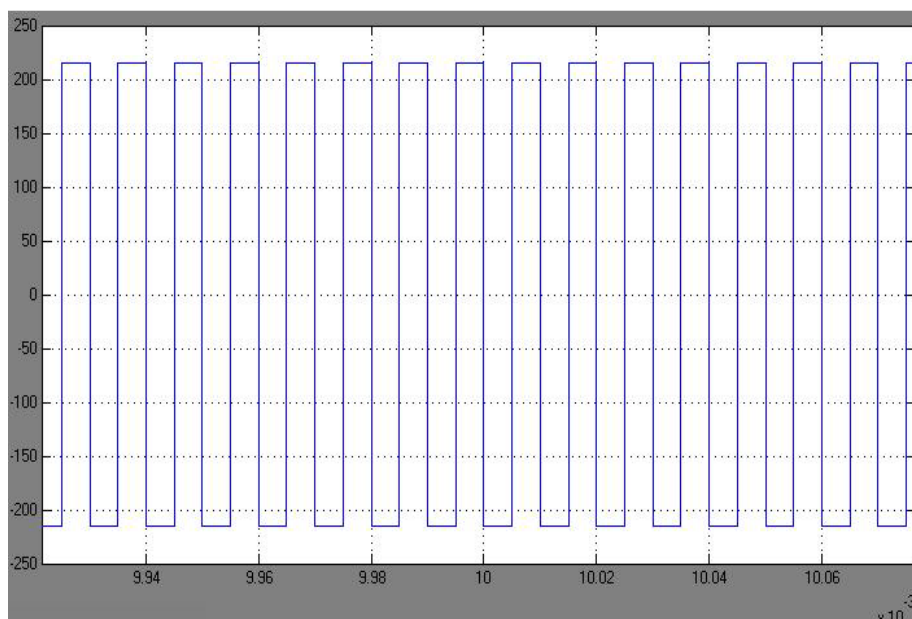


شکل (۴-۵): ولتاژ خروجی اینورتر فرکانس بالا در حالت زوم شده

این پالس های فرکانس بالای تولید شده توسط اینورتر به اولیه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم داده می شود. در سمت ثانویه شکل موج ولتاژ همانند سمت اولیه بوده با این تفاوت که به دلیل تلفات، دامنه آن کمی کاهش یافته است. شکل موج مربوط به سمت ثانویه در شکل (۵-۵) و شکل (۶-۵) نمایش داده شده است.

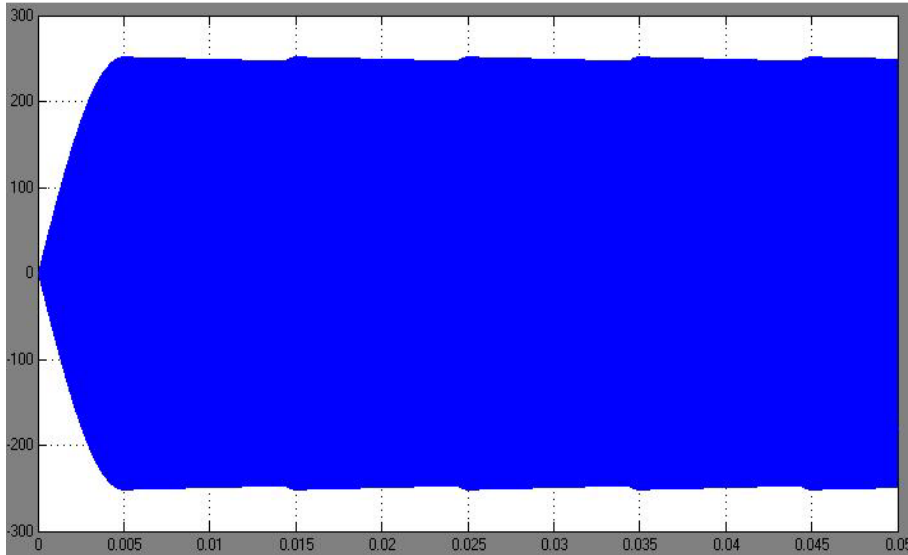


شکل (۵-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

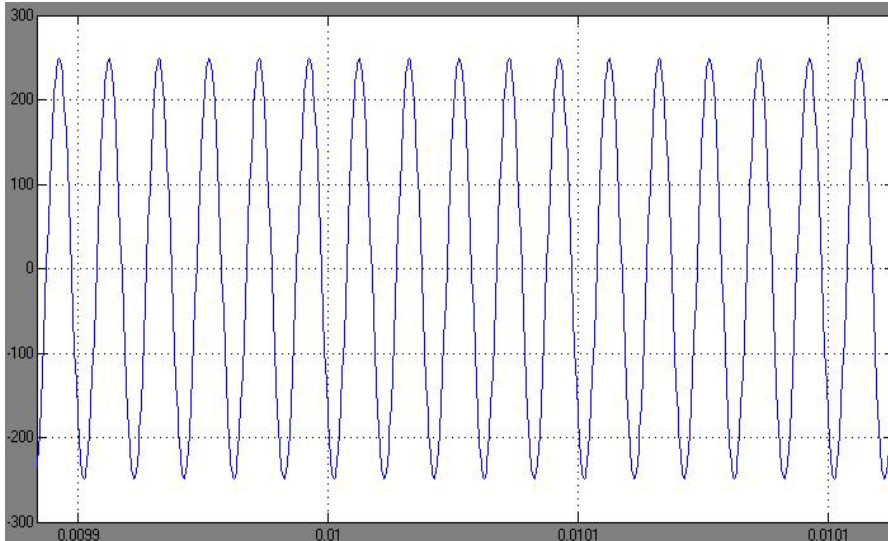


شکل (۶-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم در حالت زوم شده

ولتاژ ثانویه سپس از یک فیلتر پایین گذر با فرکانس 100KHz عبور کرده و به صورت نشان داده شده در شکل های (۷-۵) و (۸-۵) در می آید.



شکل(۷-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر



شکل(۸-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر در حالت زوم شده

همانطور که در فصل دوم اشاره شد، به دلیل اینکه در این روش، از دو مرحله تبدیل استفاده شده است (یک مرحله تبدیل ولتاژ AC به ولتاژ DC و مرحله بعد تبدیل ولتاژ DC به ولتاژ AC با فرکانس بالا)، تلفات سیستم زیاد می باشد. از طرفی در قسمت یکسوکننده، برای داشتن ولتاژ خروجی با رپیل

کم، نیاز به استفاده از لینک DC خازنی بزرگی می باشد که این خود باعث افزایش حجم و تلفات سیستم خواهد شد. بنابراین برای تبدیل ولتاژ 50Hz ورودی به ولتاژ با فرکانس بالا باید از روش دیگری، که استفاده از مبدل ماتریسی است، استفاده کرد. بنابراین در ادامه به بررسی انواع مختلف این مبدل می پردازیم.

۲-۲-۵ شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

طبق روش *Venturini*، که در فصل سوم به آن اشاره شد، در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز روابط زیر همواره برقرار می باشد:

$$[V_o] = [M] \times [V_i] \quad (۱-۵)$$

که در آن

$$[v_i(t)] = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۲-۵)$$

و

$$[v_o(t)] = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۳-۵)$$

و در آن q نسبت تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی بوده و مقدار آن حداکثر برابر با $0/5$ می باشد. همچنین M ماتریس سوئیچینگ بوده و برابر است با :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \quad (۴-۵)$$

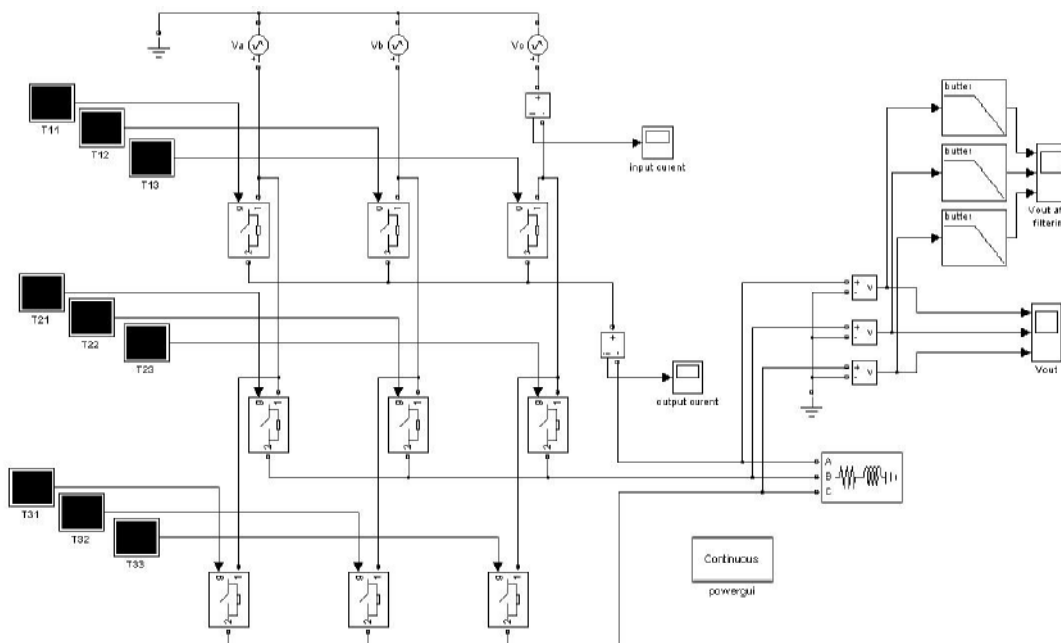
که در آن

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2v_i v_j}{V_{im}^2} \right) \quad (5-5)$$

برای $j=a,b,c$ و $i=A,B,C$

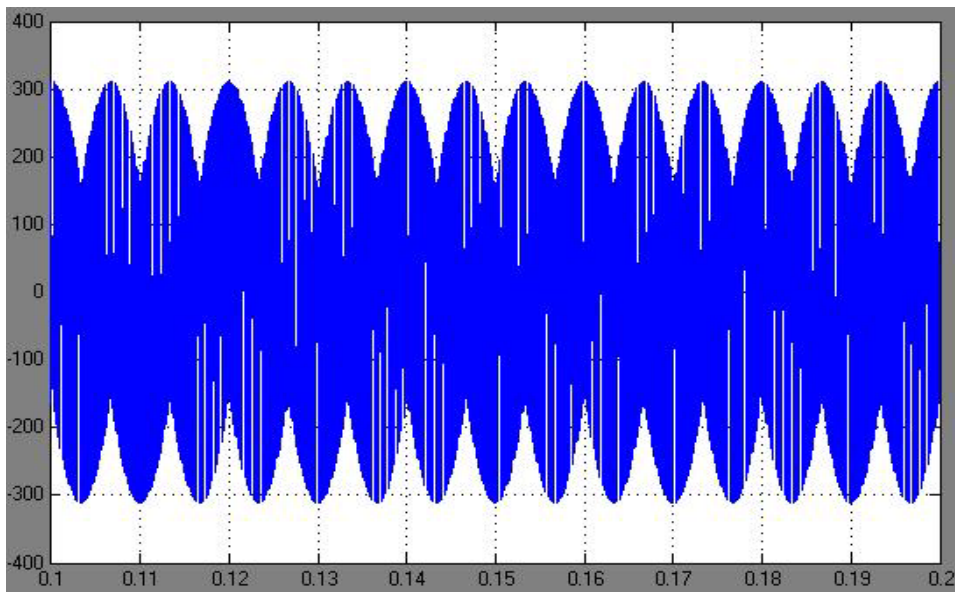
با توجه به روابط بالا، مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز به ازای ولتاژ خط ورودی ۳۸۰ ولت (پیک ولتاژ فاز ۳۱۰ ولت)، ۵۰ هرتز و ولتاژ خط خروجی ۱۵۰ ولت (پیک ولتاژ فاز ۱۲۲ ولت)، ۵۰ هرتز شبیه سازی شده است. برای این منظور ابتدا ماتریس M توسط دو حلقه تو در تو در یک m -file بدست آمده، سپس توسط حلقه دیگری مقادیر T_{ij} که مدت زمان روشن بودن سوئیچ S_{ij} می باشد محاسبه می گردد که این مقادیر توسط یک $Timer$ به سوئیچها اعمال می گردد. فرکانس سوئیچینگ (F_s)، چندین برابر فرکانس خروجی (f_0) انتخاب می شود.

شمای کلی مدار مربوط به مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز به همراه $Timer$ های مربوط به فرمان سوئیچ ها در شکل (۵-۹) نمایش داده شده است.



شکل (۵-۹): شمای کلی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

شکل موج یکی از ولتاژهای فاز خروجی این مبدل ماتریسی در شکل (۵-۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۵-۱۰): شکل موج ولتاژ فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

اگر از یک فیلتر پایین گذر که روی فرکانس 50 Hz تنظیم شده باشد در خروجی مبدل استفاده شود، مولفه اصلی ولتاژ خروجی، همانطور که در شکل (۵-۱۱) نشان داده شده است، بدست می آید.



شکل (۵-۱۱): شکل موج مولفه اصلی ولتاژ فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

همانطور که مشاهده شد، مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز ولتاژ خروجی مورد نظر را ایجاد کرده و کنترل کامل روی دامنه خروجی آن وجود دارد ولی از آنجائیکه اگر از مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز جهت سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم استفاده شود، لازم است که سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم (ترانسفورماتور فرکانس بالا) نیز به صورت سه فاز طراحی شود و از طرفی پیاده سازی و ساخت مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز دارای پیچیدگی زیادی می باشد. بنابراین مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز جهت این پروژه مطلوب نبوده و به سراغ مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز خواهیم رفت.

۵-۲-۳ شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

طبق مطالب بیان شده در مرجع [۸۹]، در مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز نشان داده شده در

شکل (۵-۱۲)، روابط زیر برقرار می باشد:

$$[v_o(t)] = [M(t)] \cdot [v_i(t)] = \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \end{bmatrix} \cdot [v_i(t)] \quad (۶-۵)$$

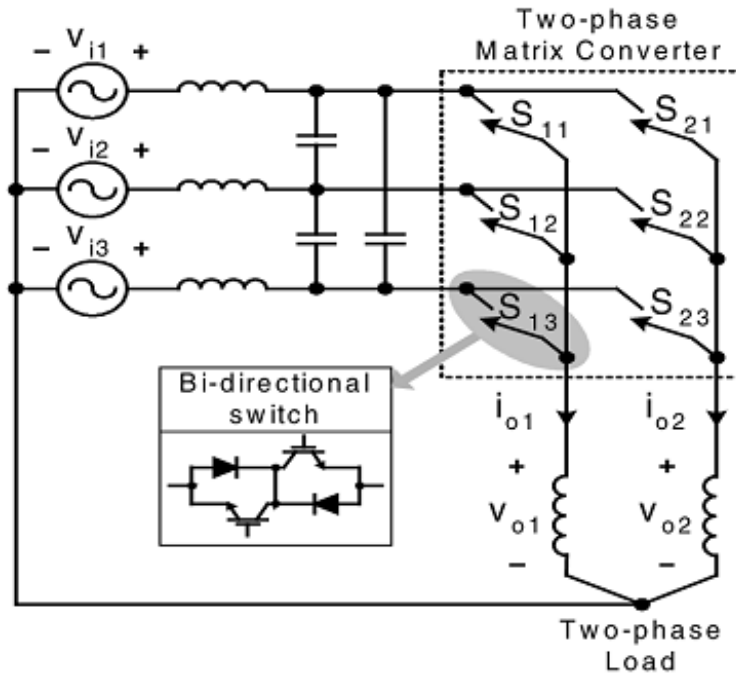
و

$$[v_i(t)] = \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{im} \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (۷-۵)$$

که در آن V_{im} حداکثر دامنه ولتاژ فاز ورودی می باشد و

$$[v_o(t)] = \begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{om1} \cos(\omega_o t) \\ V_{om2} \cos(\omega_o t - \pi/2) \end{bmatrix} \quad (۸-۵)$$

و V_{om1} و V_{om2} نیز حداکثر دامنه ولتاژهای فاز خروجی می باشند. همچنین



شکل (۵-۱۲): مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

$$[M(t)] =$$

$$\frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} + \frac{2\sqrt{3}}{9} q_1 \cdot \begin{bmatrix} x(1) & x(2) & x(3) \\ x(2) & x(3) & x(1) \end{bmatrix} + \frac{2\sqrt{3}}{9} q_2 \cdot \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & y(3) \\ y(2) & y(3) & y(1) \end{bmatrix}$$

(۹-۵)

که در آن

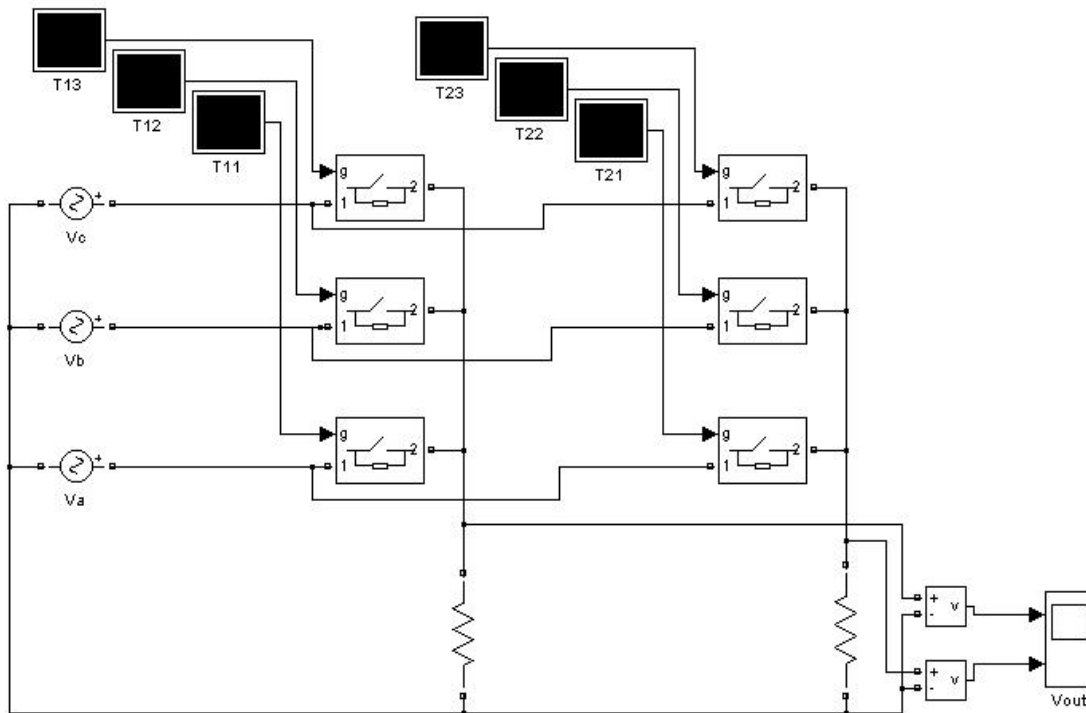
$$x(n) = \cos\left((\omega_o + \omega_i)t + \frac{\pi}{6} + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left((\omega_o - \omega_i)t - \frac{\pi}{6} + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad n = 1, 2, 3 \quad (۱۰-۵)$$

9

$$y(n) = \cos\left((\omega_o + \omega_i)t + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left((\omega_o - \omega_i)t + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right) \quad n = 1, 2, 3 \quad (۱۰-۵)$$

و $q_1 = V_{om1}/V_{im}$ و $q_2 = V_{om2}/V_{im}$ می باشد.

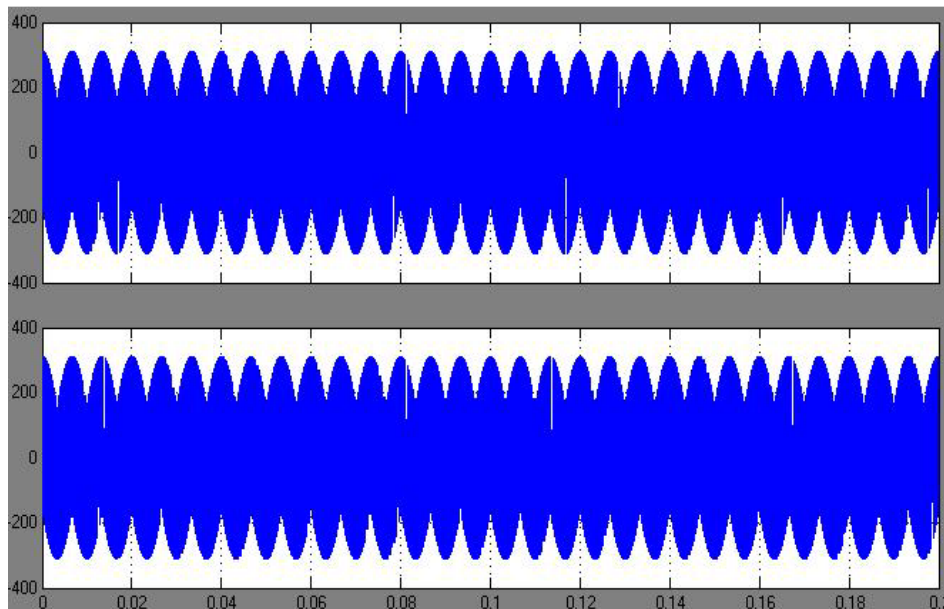
با توجه به روابط بیان شده، مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز با ولتاژ خط ورودی ۳۸۰ ولت (پیک ولتاژ فاز ۳۱۰ ولت)، ۵۰ هرتز و ولتاژهای فاز خروجی مساوی با هم و برابر با ۴۲ ولت (پیک ولتاژ فاز ۶۰ ولت)، ۵۰ هرتز شبیه سازی شده است. مدار شبیه سازی شده این مبدل در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۵-۱۳): مدار شبیه سازی شده مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

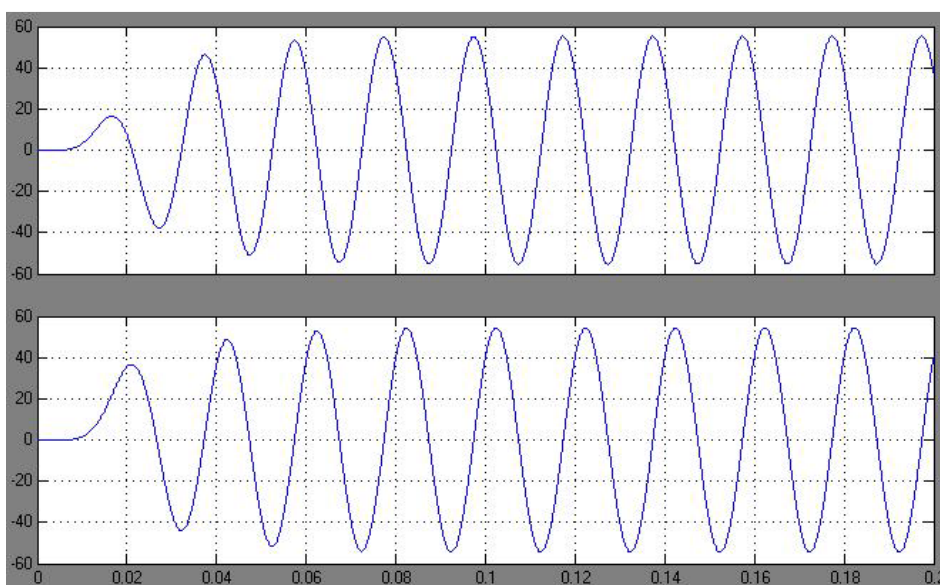
برای شبیه سازی این مبدل، ابتدا ماتریس M توسط یک m -file بدست آمده، سپس مقادیر T_{ij} که مدت زمان روشن بودن سوئیچ S_{ij} می باشد محاسبه می گردد و این مقادیر توسط یک $Timer$ به سوئیچها اعمال می گردد. فرکانس سوئیچینگ (F_s)، چندین برابر فرکانس خروجی (f_o) انتخاب می شود.

پس از اجرای *m-file* مربوطه و اعمال پالس های تولیدی به سوئیچ ها، شکل موج ولتاژهای فاز خروجی به صورت نشان داده شده در شکل (۵-۱۴) خواهد بود.



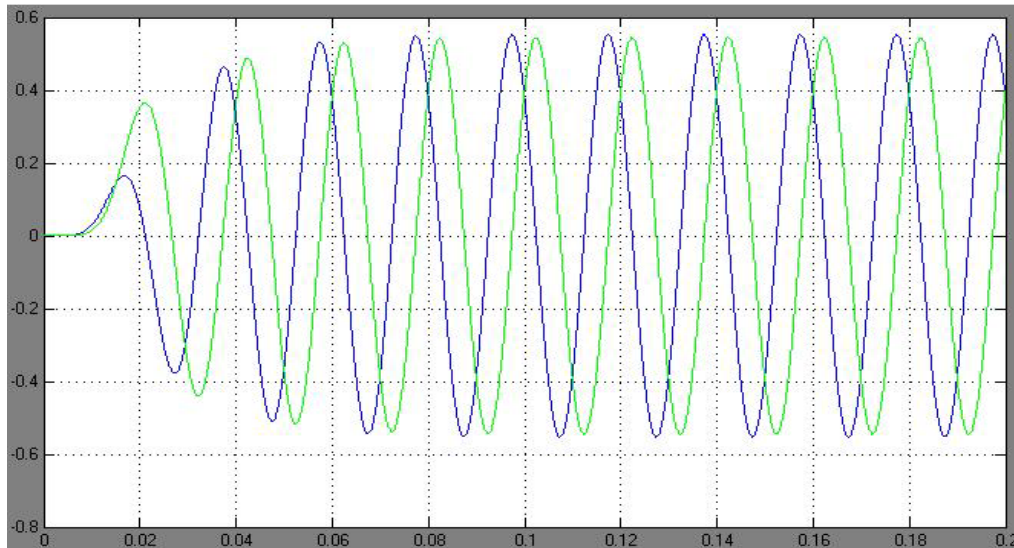
شکل (۵-۱۴): ولتاژهای فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

پس از قرار دادن فیلتر پایین گذر در خروجی مبدل، شکل موج مولفه های اصلی ولتاژهای فاز خروجی همانند شکل (۵-۱۵) می باشد.



شکل (۵-۱۵): مولفه های اصلی ولتاژهای فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

همچنین شکل موج مربوط به مولفه های اصلی جریان های دو فاز خروجی به صورت نشان داده شده در شکل (۵-۱۶) می باشد.



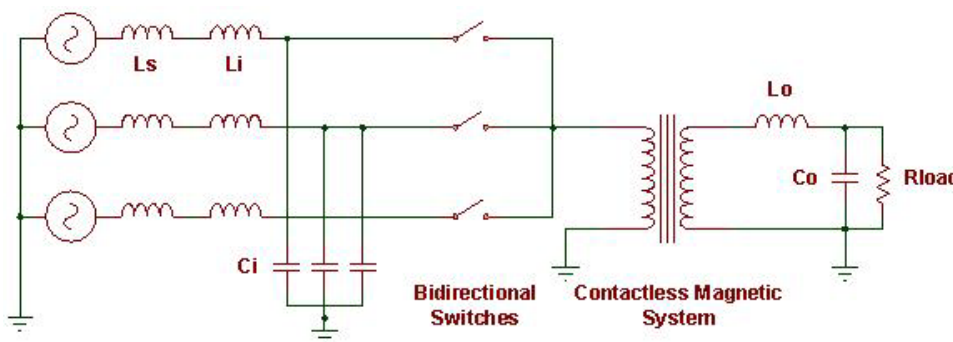
شکل (۵-۱۶): مولفه های اصلی جریان های فاز خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

همانطور که مشاهده می شود ولتاژها و جریان های فاز خروجی با هم ۹۰ درجه اختلاف فاز دارند که حاکی از عملکرد صحیح مبدل می باشد. علی رغم اینکه مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز نسبت به مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز ساده تر می باشد ولی باز هم دارای پیچیدگی زیادی می باشد. بنابراین ساده ترین و مطلوب ترین نوع مبدل ماتریسی جهت سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم، مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز می باشد.

با توجه به اینکه توضیحات کامل مربوط به مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز در فصل چهارم بیان شده است و نیز این مبدل در ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم بیان شده در بخش ۵-۳ به کار برده شده است، در این قسمت از شبیه سازی جداگانه مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز پرهیز کرده و به بررسی این مبدل در ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پرداخته می شود.

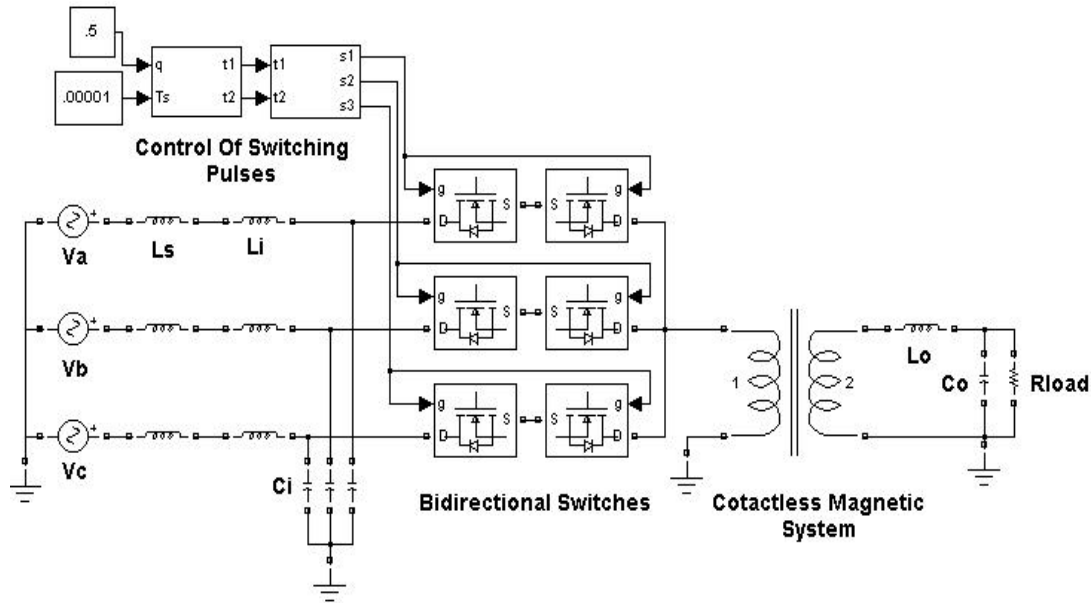
۳-۵ سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز

همانطور که قبلاً توضیح داده شد، ساختار کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز همانند شکل (۱۷-۵) می باشد. در این بخش به بررسی نمونه شبیه سازی شده این سیستم پرداخته و همچنین نتایج عملی بدست آمده نیز مطرح می گردد.



شکل (۱۷-۵): شمای کلی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم

ساختار شبیه سازی شده این سیستم به همراه بخش کنترلی آن در شکل (۱۸-۵) نشان داده شده است. همچنین محتویات هر کدام از زیر سیستم های بخش کنترلی نیز در شکل های (۱۹-۵) و (۲۰-۵) نمایش داده شده است. پارامترهای سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم نیز در جدول (۱-۵) بیان شده اند. در مبدل ماتریسی به کار برده شده در این سیستم، برای سوئیچ ها از ساختار سورس مشترک استفاده شده است تا تعداد منابع تغذیه DC مورد نیاز کاهش یابد. همچنین فرکانس خروجی مبدل ماتریسی همانند فرکانس ورودی، یعنی 50 Hz می باشد که با فرکانس سوئیچینگ 100 KHz برش خورده است. همچنین به منظور کاهش نوسانات جریان ورودی سیستم از فیلتر ورودی میرا شده نیز استفاده شده است. بنابراین ابتدا ساختار سیستم بدون هیچ فیلتری مورد بررسی قرار می گیرد. سپس فیلترهای ورودی و خروجی اضافه گردیده و اثر آن ها نیز بررسی می گردد. در نهایت سیستم با استفاده از فیلتر میرا شده در ورودی شبیه سازی شده و نتایج بررسی خواهد شد.



شکل (۵-۱۸): نمایش کامل سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم به همراه بخش کنترلی

از آنجائیکه فرکانس خروجی و ورودی مبدل ماتریسی با هم برابر می باشد، پس روابط (۴-۳۰) تا (۴-۳۲) بیان شده در فصل چهارم به صورت زیر تغییر می یابند.

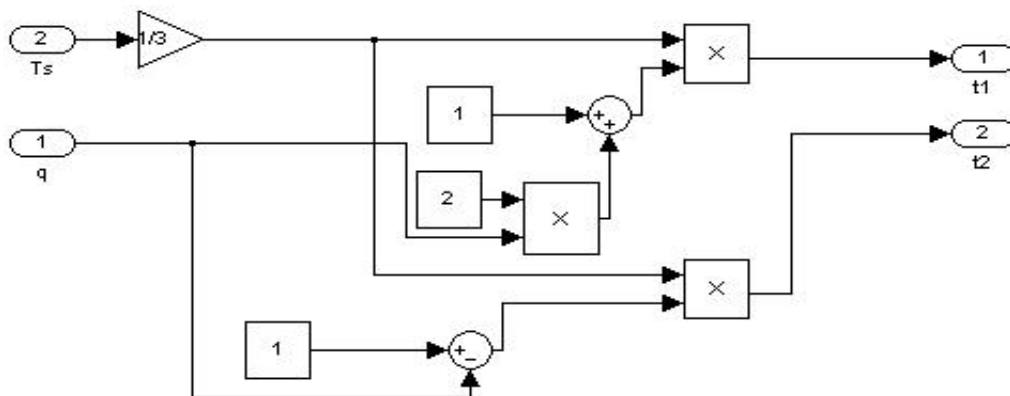
$$t_1^k = \frac{T_{seq}}{3} [1 + 2q] \quad (۵-۱۱)$$

$$t_2^k = t_3^k = \frac{T_{seq}}{3} [1 - q] \quad (۵-۱۲)$$

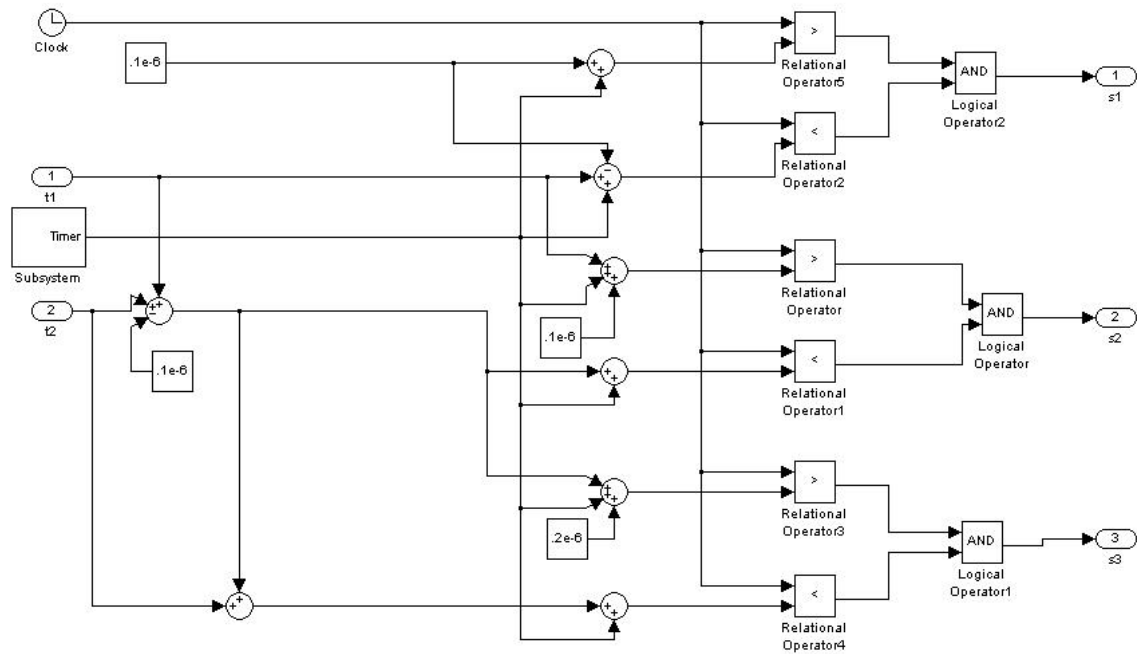
که q نسبت تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی می باشد و در این شبیه سازی مقدار آن برابر با حداکثر مقدار ممکن، یعنی $۰/۵$ در نظر گرفته شده است.

جدول (۵-۱): پارامترهای سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

پارامترهای سمت اولیه سیستم		پارامترهای سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم		پارامترهای سمت ثانویه سیستم	
L_i	$562.9\mu H$	فاصله هوایی	$2mm$	L_o	$1.267mH$
C_i	$20\mu F$	N_1	14	C_o	$5\mu F$
		N_2	14	R_{load}	1000Ω
		L_{h1}	$54.43\mu H$		
		$L_{\sigma 1}$	$15\mu H$		
		$L_{\sigma 2}$	$15\mu H$		
		R_1	0.53Ω		
		R_2	0.53Ω		



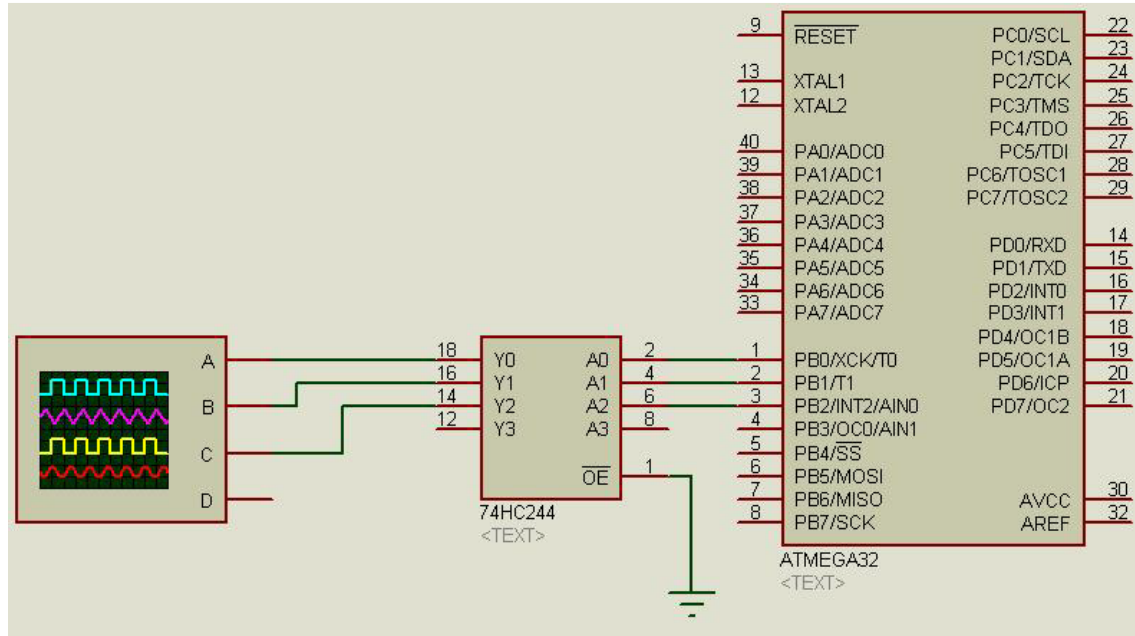
شکل (۵-۱۹): زیر سیستم تولید زمان های سوئیچینگ



شکل (۵-۲۰): زیر سیستم تولید پالس های اعمالی به سوئیچ ها

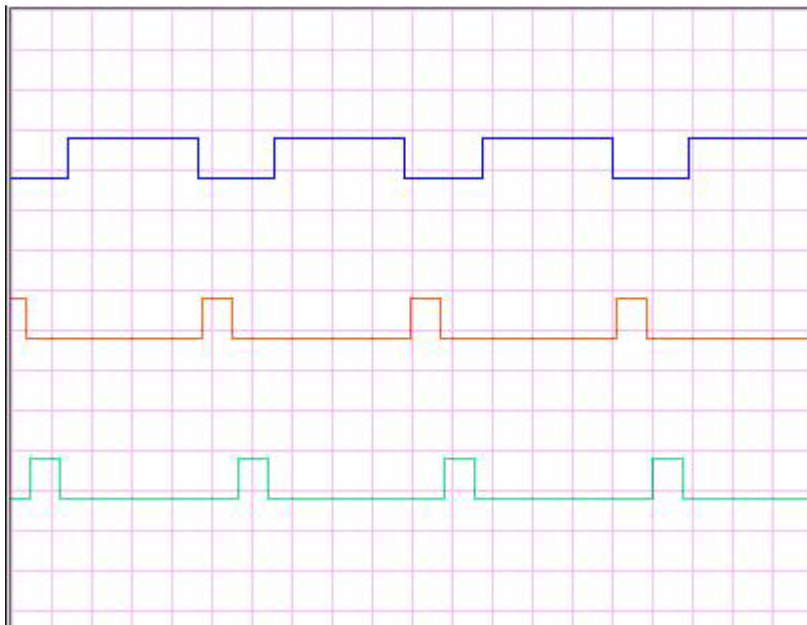
در نمونه عملی ساخته شده نیز پالس های لازم جهت فرمان سوئیچ ها توسط یک میکروکنترلر AVR به شماره *Atmega32* ایجاد شده است که برنامه مربوط به این میکروکنترلر با استفاده از نرم افزار *BASCOM-AVR* نوشته شده است.

برنامه نوشته شده سپس توسط پروگرامر در میکروکنترلر وارد شده است. برای بررسی صحت عملکرد مدار فرمان، با استفاده از نرم افزار *PROTEUS* مدار مربوط به سیستم فرمان سوئیچ ها شبیه سازی شده است که شمای شبیه سازی شده سیستم فرمان به همراه نتایج شبیه سازی در ادامه بیان خواهد شد. همچنین به جهت اینکه جریان خروجی AVR کم می باشد، لازم است که خروجی AVR بافر شود که این کار توسط IC بافر به شماره *74HC244* انجام شده است. (برگه اطلاعات مربوط به میکروکنترلر و بافر استفاده شده در پیوست ۳ آمده است.) شمای شبیه سازی شده سیستم فرمان توسط AVR به همراه بافر در شکل (۵-۲۱) نمایش داده شده است.



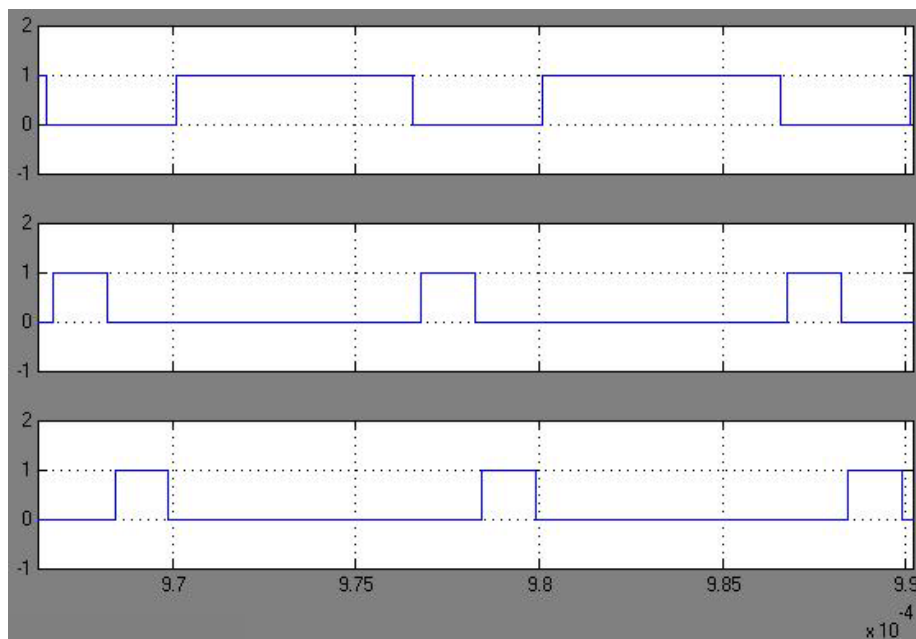
شکل (۵-۲۱): شمای شبیه سازی شده سیستم فرمان سوئیچ ها توسط AVR

شکل موج مربوط به پالس های خروجی میکروکنترلر پس از بافر شدن در شکل (۵-۲۲) نشان داده شده است.



شکل (۵-۲۲): شکل موج خروجی میکروکنترلر پس از بافر شدن

همچنین شکل موج پالس های اعمالی به سوئیچ ها که با نرم افزار *MATLAB/SIMULINK* شبیه سازی شده است، به صورت نشان داده شده در شکل (۵-۲۳) می باشد. همانطور که مشاهده می شود این پالس ها همانند پالس های تولیدی میکروکنترلر می باشد.

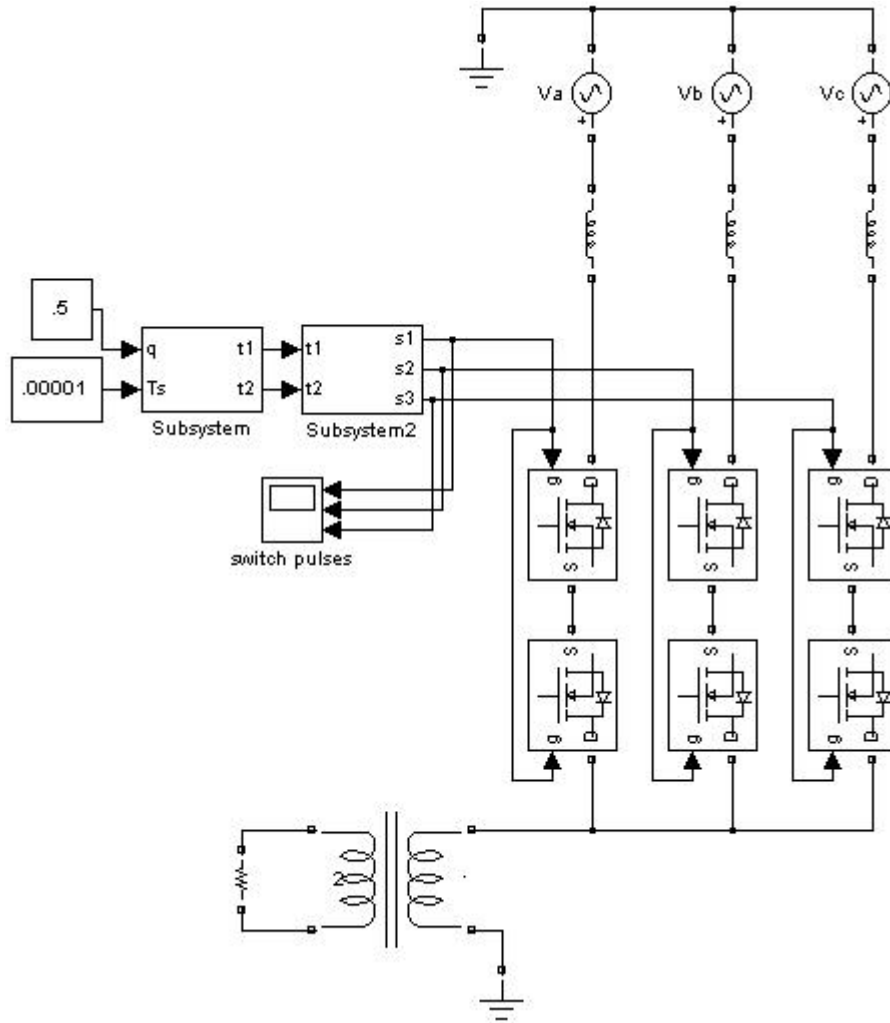


شکل (۵-۲۳): شکل موج پالس های اعمالی به سوئیچ ها، شبیه سازی شده در *MATLAB*

۵-۳-۱ ساختار سیستم انتقال انرژی بدون فیلتر

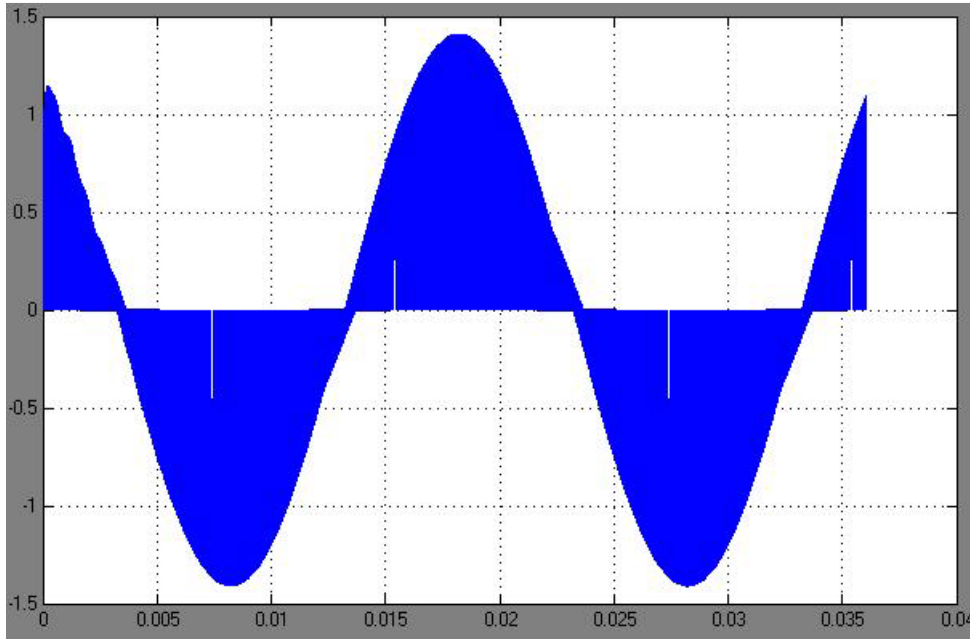
نمایش کامل سیستم انتقال انرژی بدون فیلتر ورودی و فیلتر خروجی در شکل (۵-۲۴) ارائه شده

است.

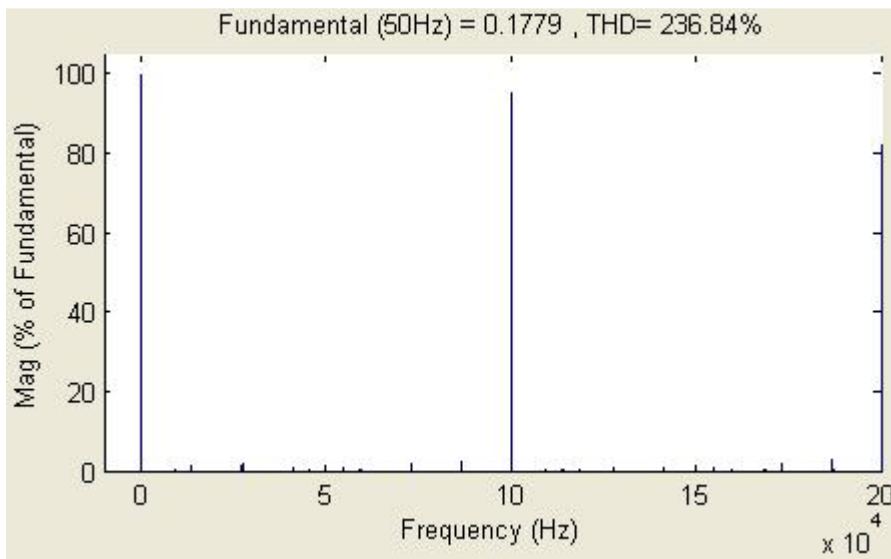


شکل (۲۴-۵): سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم بدون فیلتر ورودی و خروجی

شکل موج جریان یکی از فاز ورودی سیستم انتقال انرژی به همراه طیف فرکانسی آن در شکل های (۲۵-۵) و (۲۶-۵) نشان داده شده است.



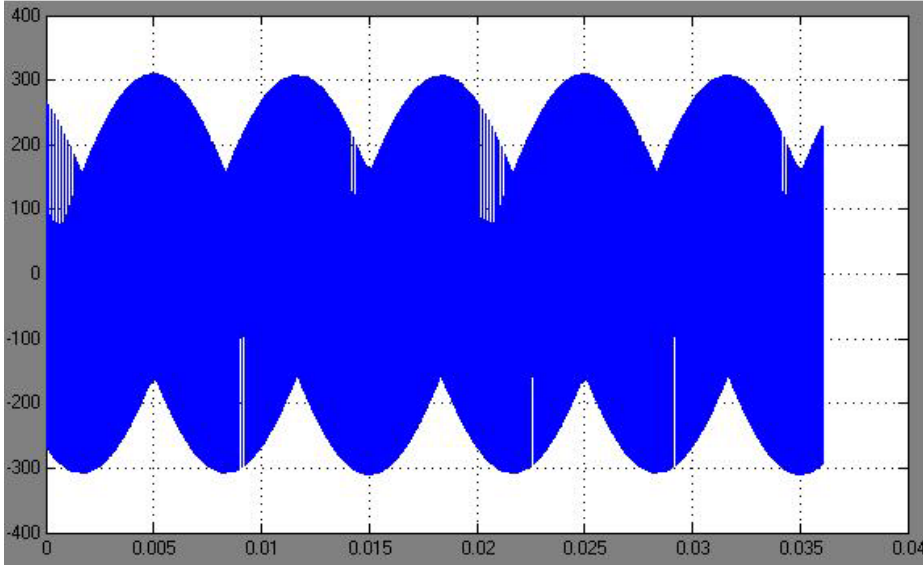
شکل (۵-۲۵): شکل موج جریان فاز ورودی سیستم بدون فیلتر



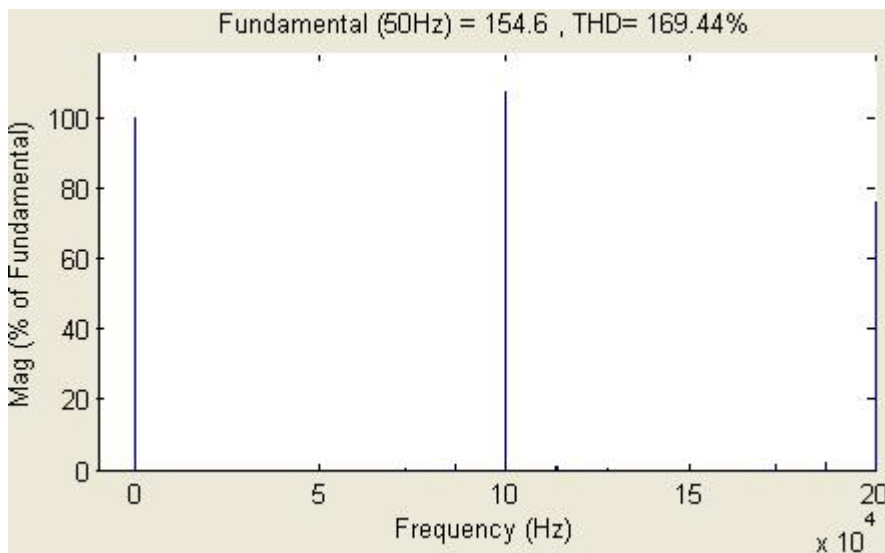
شکل (۵-۲۶): طیف فرکانسی جریان فاز ورودی سیستم بدون فیلتر

همانطور که در طیف فرکانسی جریان ورودی مشخص می باشد، این جریان دارای هارمونیک های فرکانس بالا (در فرکانس سوئیچینگ و مضارب آن) می باشد که این هارمونیک ها باعث می شوند که ولتاژ منبع تغذیه ورودی به صورت اعوجاجی در آید پس لازم است با استفاده از یک فیلتر LC پایین گذر این مولفه های فرکانس بالا را حذف نمود.

شکل موج ولتاژ خروجی سیستم انتقال انرژی به همراه طیف فرکانسی آن نیز در شکل های (۵-۲۷) و (۵-۲۸) نشان داده شده است.



شکل (۵-۲۷): شکل موج ولتاژ خروجی سیستم بدون فیلتر

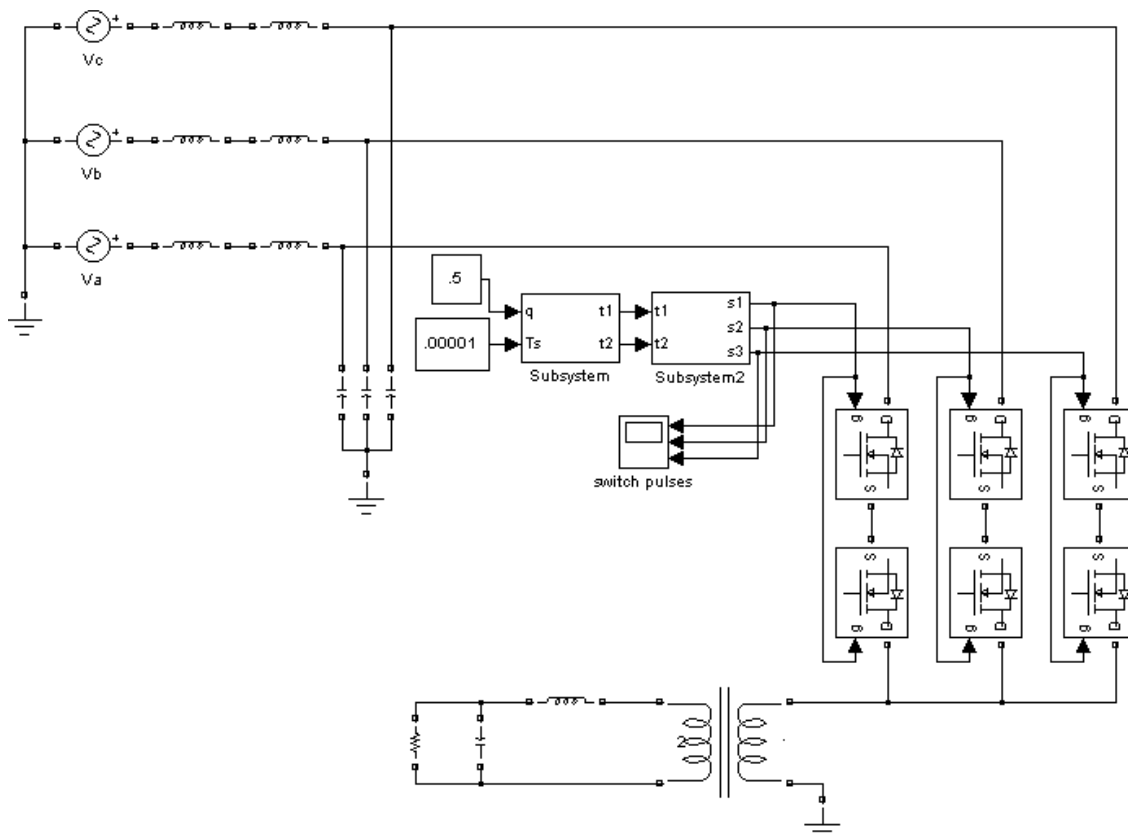


شکل (۵-۲۸): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم بدون فیلتر

با توجه به طیف فرکانسی ولتاژ خروجی نیز لزوم استفاده از فیلتر پایین گذر در خروجی برای داشتن یک شکل موج سینوسی 50 Hz کاملاً مشخص می باشد.

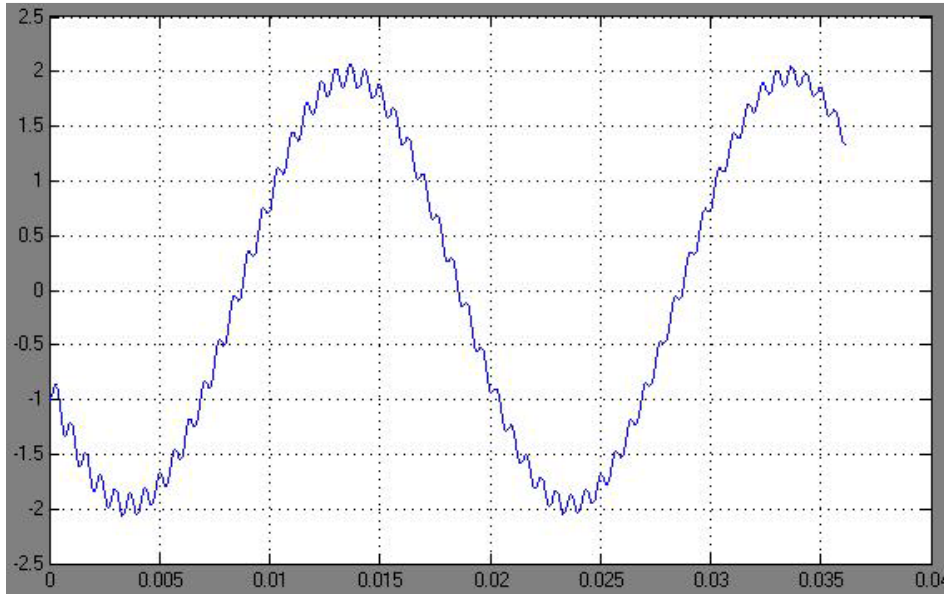
۵-۳-۲ ساختار سیستم انتقال انرژی با فیلتر ورودی و خروجی

با توجه به لزوم استفاده از فیلتر در ورودی و خروجی سیستم انتقال انرژی، فیلترهای طراحی شده در فصل چهارم به سیستم اضافه شده و ساختار سیستم انتقال انرژی با فیلتر ورودی و خروجی به صورت نشان داده شده در شکل (۵-۲۹) خواهد بود.

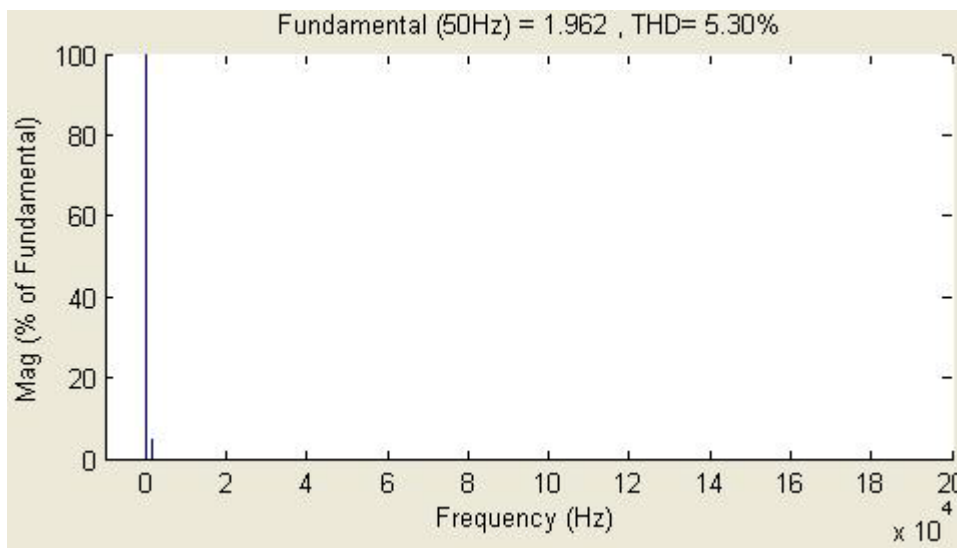


شکل (۵-۲۹): سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با فیلتر ورودی و خروجی

پس از قرار دادن فیلتر ورودی، شکل موج جریان فاز کشیده شده از منبع و طیف فرکانسی آن مطابق شکل های (۵-۳۰) و (۵-۳۱) خواهد بود.

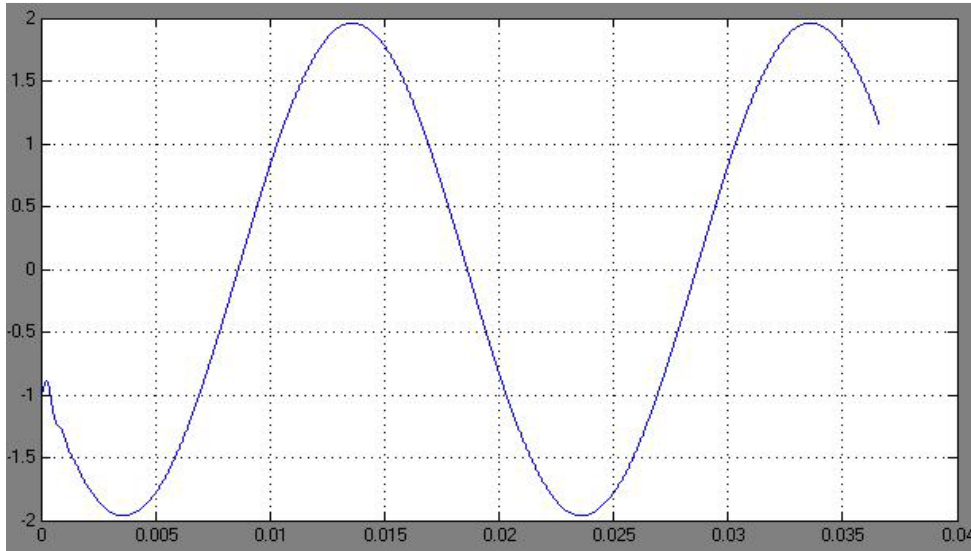


شکل (۵-۳۰): جریان فاز کشیده شده از منبع ورودی پس از فیلتر شدن

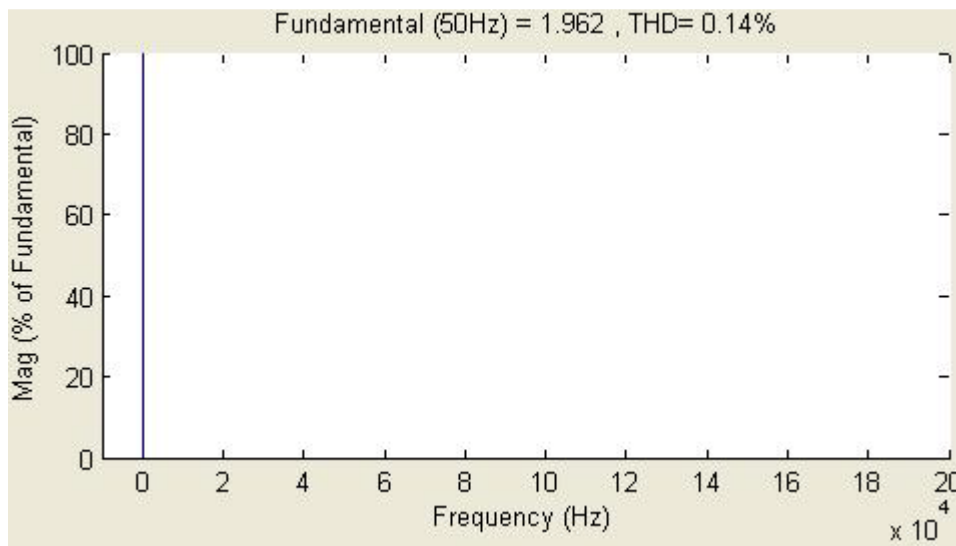


شکل (۵-۳۱): طیف فرکانسی جریان فاز کشیده شده از منبع ورودی پس از فیلتر شدن

مشاهده می شود که پس از قرار دادن فیلتر ورودی، هارمونیک های فرکانس بالای جریان ورودی به طور کامل حذف شده و این جریان تقریباً سینوسی بوده و تنها کمی نوسان دارد. به منظور کاهش ضریب THD جریان ورودی و حذف این نوسان در جریان ورودی می توان از فیلتر میرا شده در ورودی سیستم استفاده نمود. با استفاده از فیلتر میرا شده، شکل موج جریان ورودی و طیف فرکانسی آن به صورت نشان داده شده در شکل های (۵-۳۲) و (۵-۳۳) در می آید.



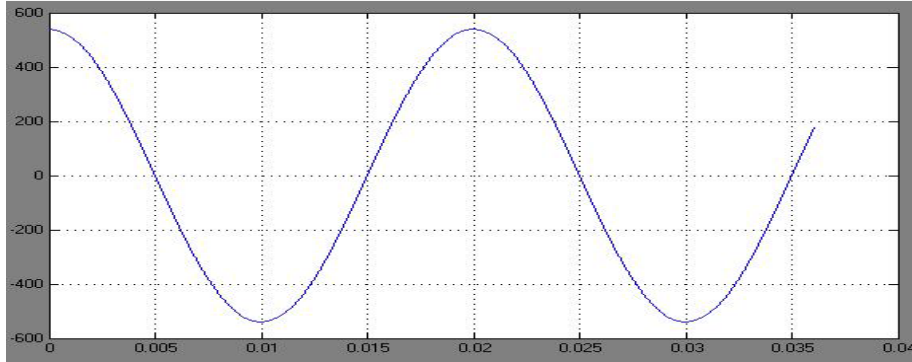
شکل (۵-۳۲): شکل موج جریان فاز ورودی با استفاده از فیلتر میرا شده



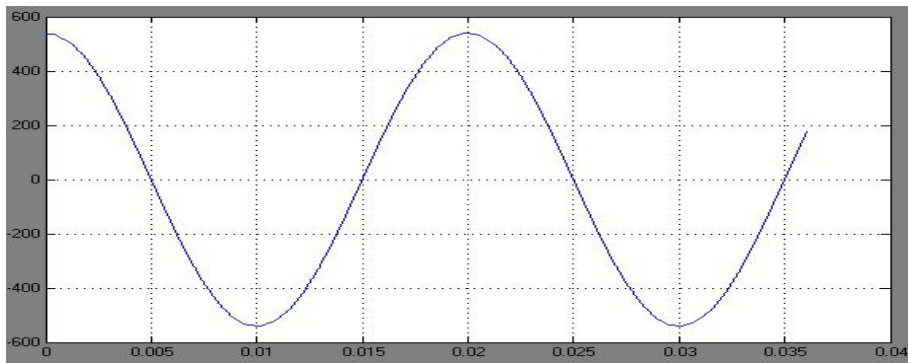
شکل (۵-۳۳): طیف فرکانسی جریان فاز ورودی با استفاده از فیلتر میرا شده

مشاهده می شود که پس از قرار دادن فیلتر میرا شده، ضریب THD جریان ورودی از مقدار $۳/۵\%$ به مقدار $۰/۱۴\%$ کاهش یافته است و نوسانات جریان ورودی نیز کاملاً حذف شده است.

شکل موج ولتاژ خط به خط ورودی قبل از فیلتر ورودی و پس از فیلتر در شکل های (۵-۳۴) و (۵-۳۵) نمایش داده شده اند. مشاهده می شود که فیلتر ورودی بر روی ولتاژ خط به خط ورودی کاملاً بی تاثیر بوده و فقط جریان ورودی را فیلتر می نماید.

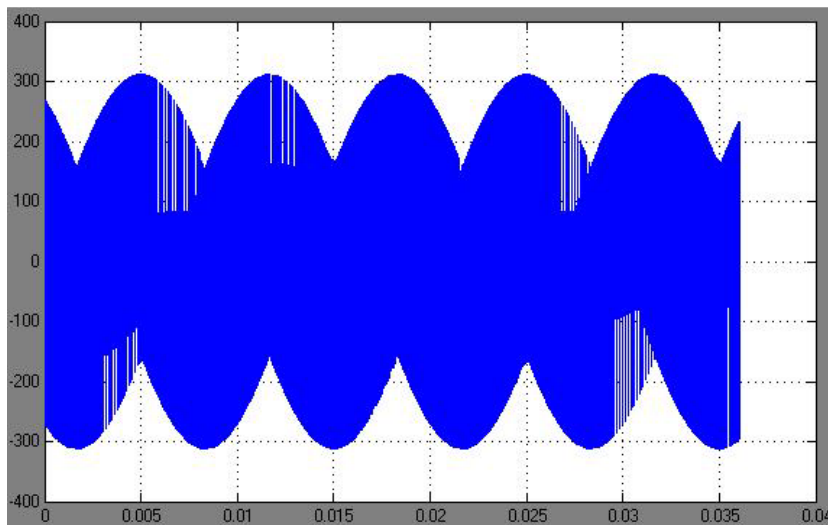


شکل (۳۴-۵): ولتاژ خط به خط ورودی قبل از فیلتر ورودی

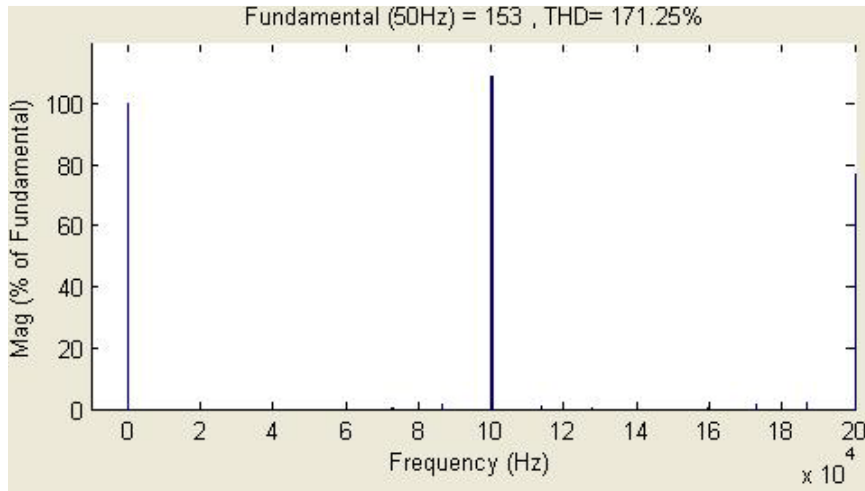


شکل (۳۵-۵): ولتاژ خط به خط ورودی پس از فیلتر ورودی

ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز به همراه طیف هارمونیک آن در شکل های (۳۶-۵) و (۳۷-۵) آمده است.

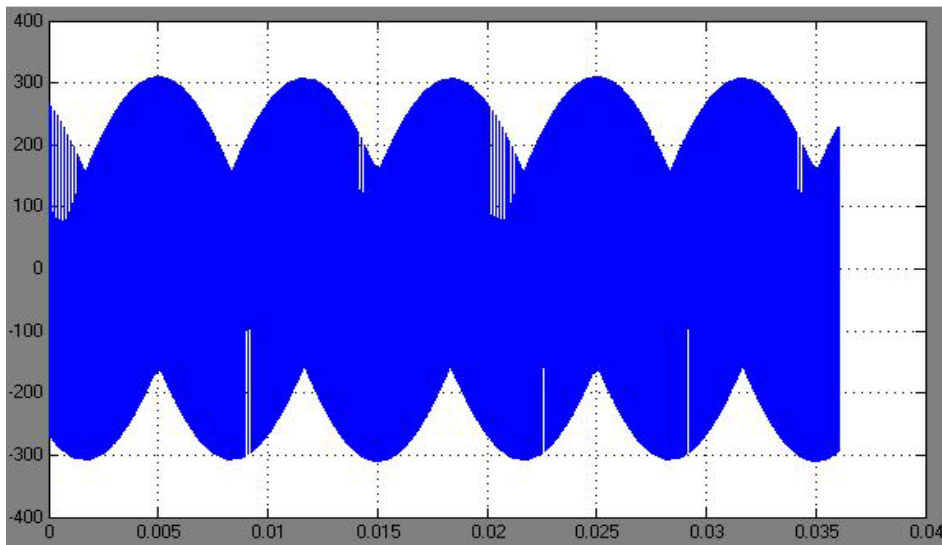


شکل (۳۶-۵): ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز

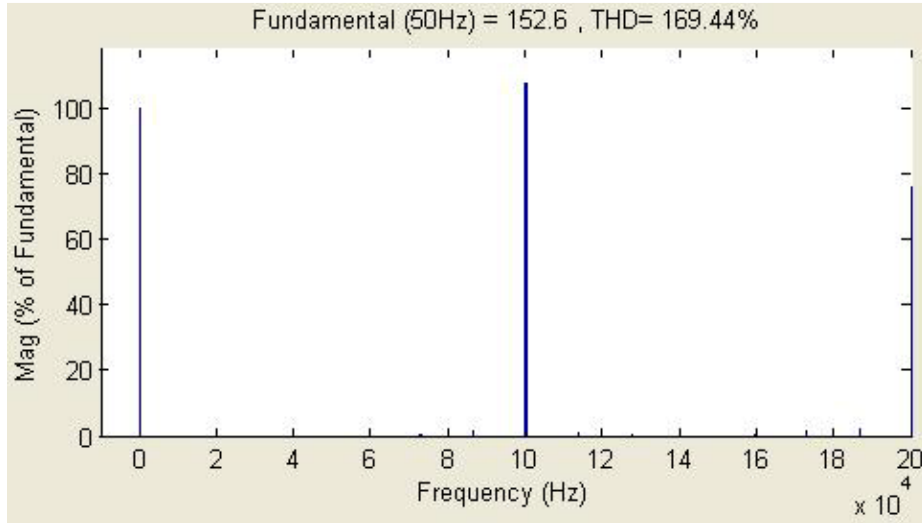


شکل (۳۷-۵): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز

مشاهده می شود که دامنه مولفه اصلی ولتاژ خروجی برابر با ۱۵۳ ولت می باشد که بسیار نزدیک به مقدار ایده آل آن یعنی ۱۵۵/۶ می باشد (به ازای ولتاژ ورودی با حداکثر دامنه $220\sqrt{2}$ و $q=0/5$). این ولتاژ سپس به اولیه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم داده شده و در سمت ثانویه، شکل موج ولتاژ ثانویه و طیف فرکانسی آن به صورت نشان داده شده در شکل های (۳۸-۵) و (۳۹-۵) می باشد.

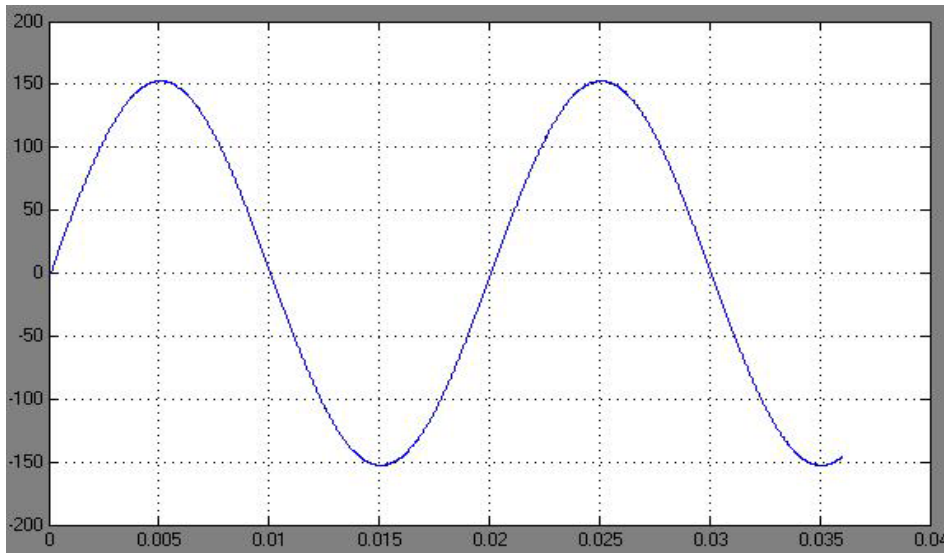


شکل (۳۸-۵): ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

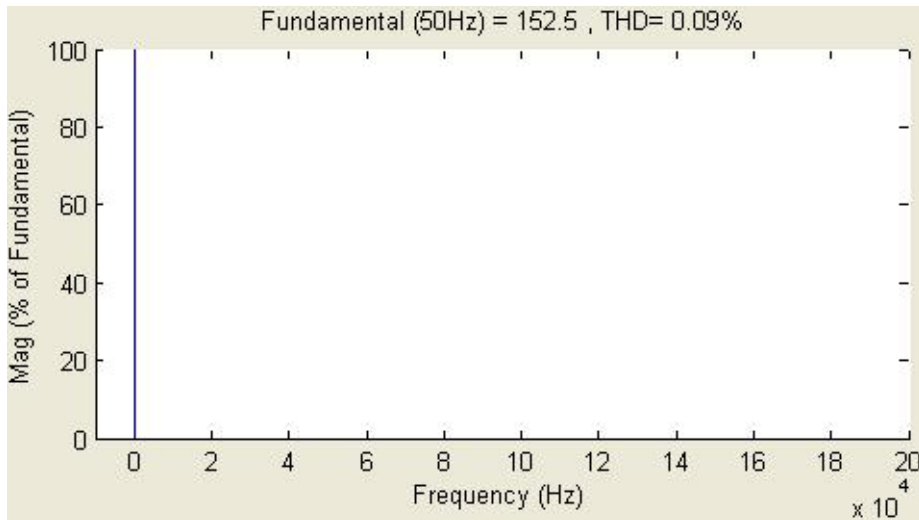


شکل (۵-۳۹): طیف فرکانسی ولتاژ سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

همانطور که قبلاً اشاره شد و هم اکنون نیز مشاهده می شود، ولتاژ ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم دارای هارمونیک های فرکانس بالایی با دامنه های زیاد در فرکانس سوئیچینگ و مضارب آن می باشد. بنابراین از یک فیلتر پایین گذر جهت حذف این هارمونیک ها استفاده شده است. نتایج حاصل در شکل های (۵-۴۰) و (۵-۴۱) نشان داده شده است.



شکل (۵-۴۰): ولتاژ خروجی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی

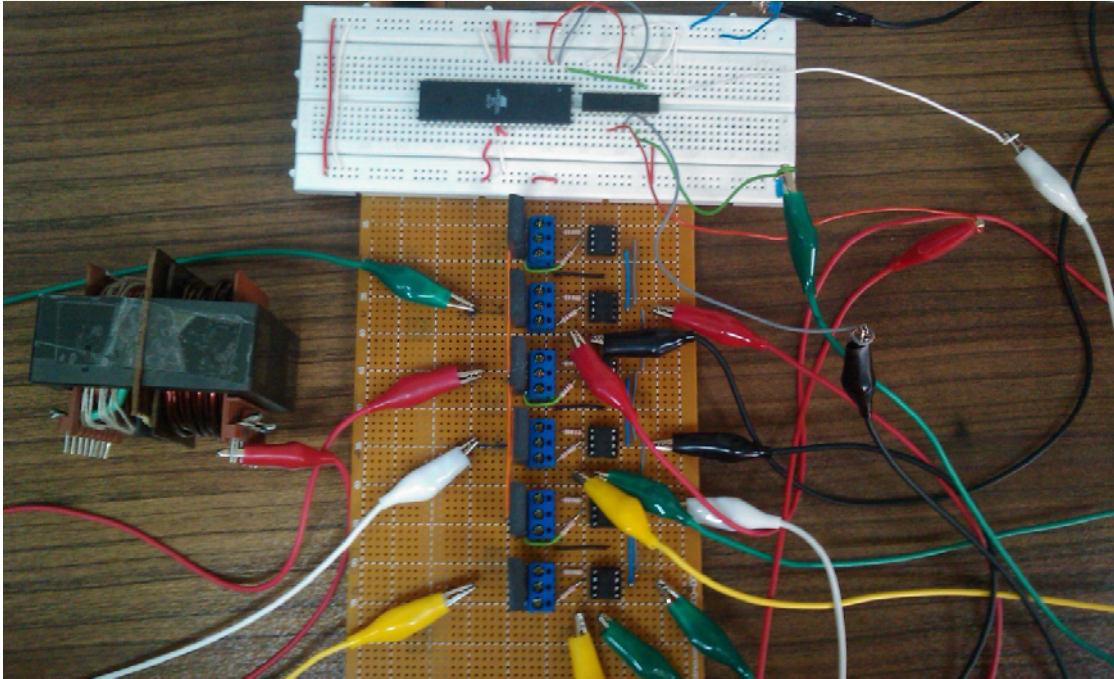


شکل (۴۱-۵): طیف فرکانسی ولتاژ خروجی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی

مشاهده می شود که تمامی هارمونیک های فرکانس بالای ولتاژ خروجی حذف شده اند و ضریب THD ولتاژ خروجی نیز به مقدار 0.09% محدود شده است.

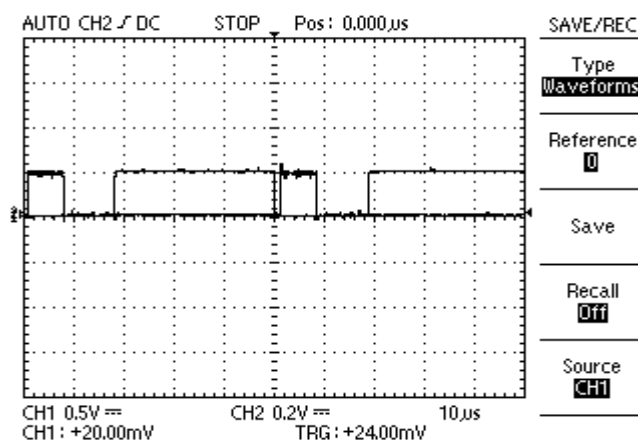
۴-۵ نتایج حاصل از ساخت نمونه عملی

در این قسمت نتایج حاصل از ساخت مدار عملی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم در آزمایشگاه ارائه خواهد شد. در نمونه عملی ساخته شده در آزمایشگاه، دامنه ولتاژ ورودی اعمالی به مبدل ماتریسی توسط یک اتوترانسفورماتور سه فاز، برابر 50 ولت تنظیم شده است. ابتدا شمای کلی مدار عملی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم نمایش داده شده، سپس شکل موج مربوط به بخش های مختلف آن بررسی خواهد شد. در شکل (۴۲-۵) شمای کلی مدار عملی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم شامل مدار فرمان سوئیچ ها با استفاده از میکروکنترلر و مدار بافر و مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز و سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم ارائه شده است.

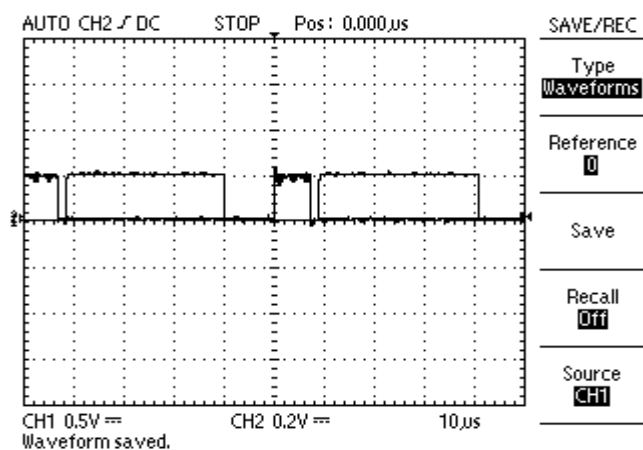


شکل (۴۲-۵): شمای کلی مدار عملی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم

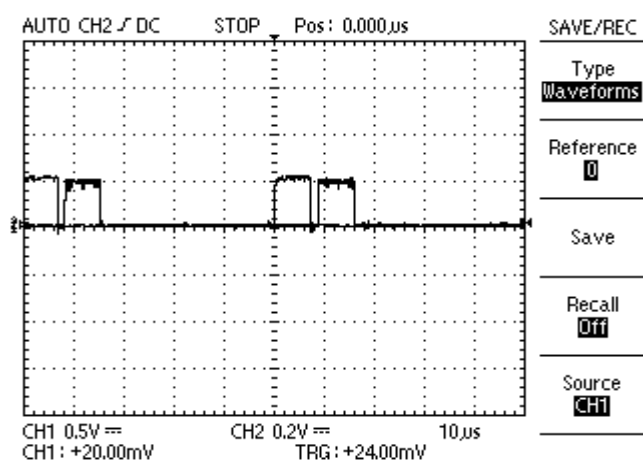
در شکل های (۴۳-۵ الف) و (۴۳-۵ ب) و (۴۳-۵ ج) پالس های خروجی مدار فرمان به صورت دو به دو نمایش داده شده است. دامنه پالس های خروجی برابر ۵ ولت می باشد. به منظور استفاده از کموتاسیون زمان مرده، بیان شده در فصل های قبل، لازم است بین پالس های مربوط به سوئیچ ها یک فاصله زمانی (در اینجا یک میکرو ثانیه) وجود داشته باشد. مشاهده می شود که این نتایج با نتایج بدست آمده از شبیه سازی مطابقت دارد.



(الف)



(ب)

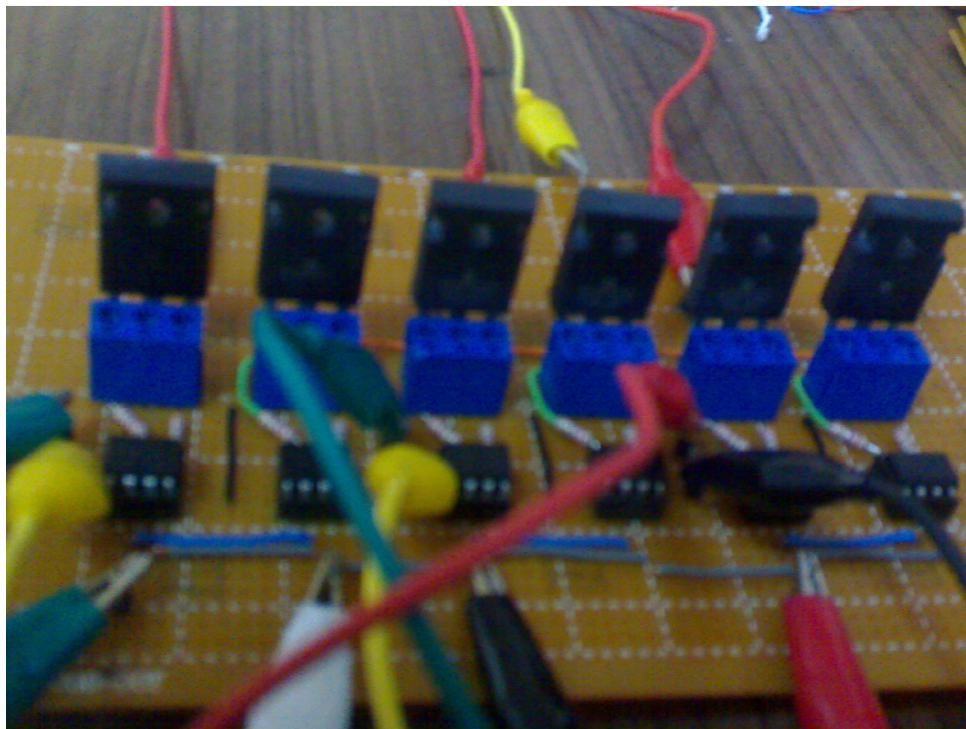


(ج)

شکل (۴۳-۵): پالس های خروجی مدار فرمان با استفاده از AVR

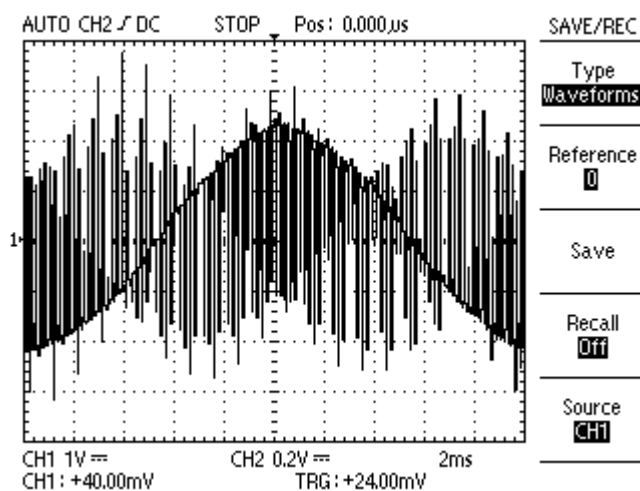
مدار عملی مربوط به مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز شامل سوئیچ های دو طرفه در شکل (۵)-

(۴۴) نمایش داده شده است.



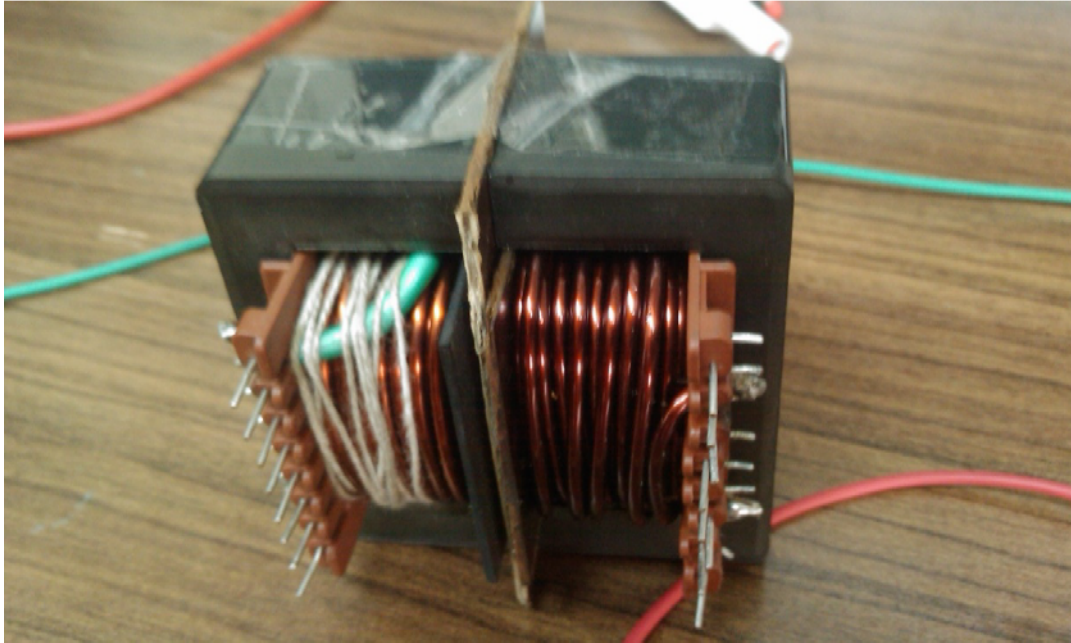
شکل(۴۴-۵): مدار عملی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز

شکل موج ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز در شکل (۴۵-۵) نشان داده شده است. دامنه پیک تا پیک ولتاژ خروجی برابر ۵۰ ولت و دامنه پیک تا پیک مولفه اصلی آن برابر با ۲۵ ولت می باشد. مشاهده می شود که این شکل موج مطابق با شکل موج بدست آمده از شبیه سازی می باشد.



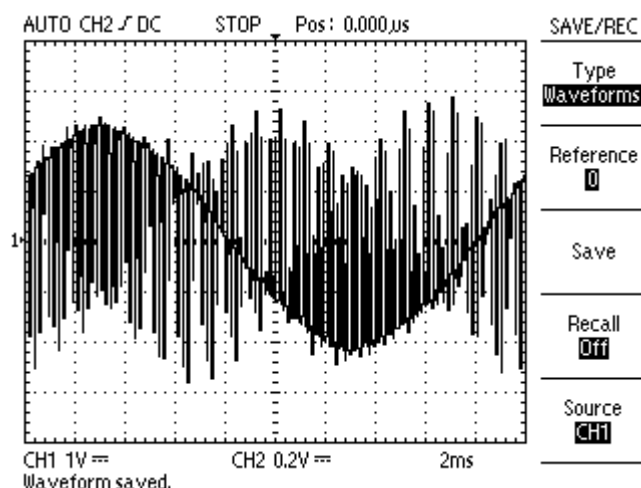
شکل(۴۵-۵): شکل موج ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز

مدار عملی مربوط به سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم (ترانسفورماتور فرکانس بالا با فاصله هوایی) در شکل (۴۶-۵) نشان داده شده است.

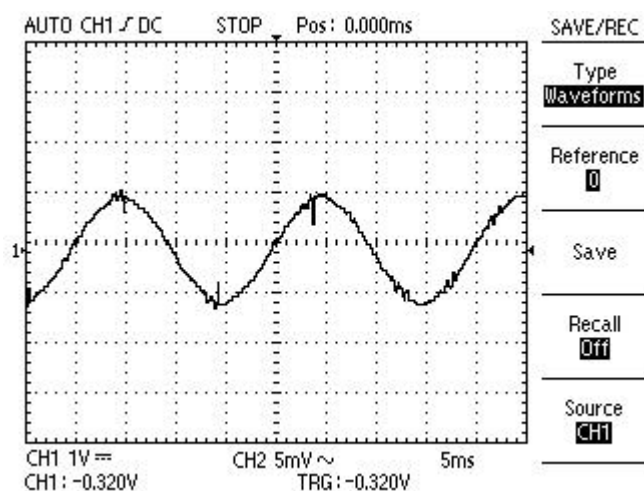


شکل (۴۶-۵): سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم

ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی به اولیه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم داده شده و پس از عبور از فاصله هوایی، شکل موج ولتاژ خروجی در سمت ثانویه به صورت نشان داده شده در شکل (۵-۴۷) می باشد. دامنه ولتاژ خروجی سیستم مغناطیسی نیز تقریباً برابر با دامنه ورودی آن می باشد و تفاوت آن به علت افت ولتاژ روی سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم می باشد. این ولتاژ پس از عبور از فیلتر پایین گذر تبدیل به ولتاژ سینوسی نشان داده شده در شکل (۴۸-۵) خواهد شد.



شکل (۴۷-۵): ولتاژ خروجی سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم



شکل (۴۸-۵): ولتاژ خروجی سمت ثانویه سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم پس از فیلتر خروجی

همانطور که در شکل (۴۸-۵) مشخص است، ولتاژ خروجی پس از فیلتر یک ولتاژ سینوسی با فرکانس ۵۰ هرتز بوده و دامنه پیک تا پیک آن نیز تقریباً ۲۵ ولت می باشد. مشاهده شد که نتایج بدست آمده در عمل به نتایج حاصل از شبیه سازی نزدیک می باشد.

۵-۵ خلاصه

در این فصل نتایج حاصل از شبیه سازی های انجام شده در راستای پروژه ارائه گردیده شد. ابتدا سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از روش تبدیلات متوالی انرژی مورد بررسی قرار

گرفت و مشاهده شد که به دلیل نیاز به خازن یکسوساز بزرگ و تلفات زیاد این سیستم ناشی از تبدیلات متوالی انرژی، استفاده از این سیستم زیاد مطلوب نمی باشد.

در ادامه انواع مختلف مبدل ماتریسی سه فاز مورد بررسی قرار گرفت و در نهایت مشاهده شد که مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز جهت سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم مطلوب تر می باشد یعنی هم کنترل کاملی روی دامنه ولتاژ خروجی آن وجود دارد و هم نسبت به دیگر انواع مبدل ماتریسی سه فاز دارای پیچیدگی کمتری می باشد.

سپس ساختار سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی در حالت بدون فیلتر ورودی و خروجی مورد بررسی قرار گرفت و مشاهده شد که جهت داشتن جریان ورودی سینوسی و ولتاژ خروجی سینوسی نیاز به استفاده از فیلتر در ورودی و خروجی سیستم می باشد. بنابراین سیستم انتقال انرژی با استفاده از فیلتر ورودی و خروجی مورد بررسی قرار گرفته و نتایج حاصل از آن ارائه گردید. همچنین جهت بهبود ضریب THD جریان ورودی سیستم و کاهش نوسانات آن از فیلتر میرا شده در ورودی سیستم استفاده شد که نتایج آن بیان گردید. در نهایت نتایج حاصل از ساخت نمونه عملی این سیستم در آزمایشگاه بیان گردیده و با نتایج حاصل از شبیه سازی مقایسه شد.

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه گیری

در این گزارش ابتدا مقدمه ای در مورد لزوم استفاده از سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم و مزایا و برخی کاربردهای آن ارائه گردید. در ادامه مروری بر سیستم های انتقال انرژی بدون تماس مستقیم صورت گرفته و مدارات استفاده شده در این زمینه مورد بررسی قرار گرفته، مزایا و معایب آن ها بیان گردید. همچنین بیان شد که یک سیستم انتقال بدون تماس مستقیم، در واقع یک ترانسفورماتور فرکانس بالا می باشد که سیم پیچ های اولیه و ثانویه آن روی هسته ای غیر یکپارچه پیچیده شده اند و انتقال انرژی از طریق القای الکترومغناطیسی صورت می گیرد. در سیستم های انتقال توان بدون تماس مستقیم، راندمان سیستم اساساً تحت تاثیر فرکانس انتقال می باشد و می توان راندمان این سیستم ها را با استفاده از فرکانس های انتقال بالا، در محدوده 100KHZ و بالاتر، به طور قابل ملاحظه ای بهبود داد.

در ادامه اجزای مختلف سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم شامل منبع تغذیه و فیلتر ورودی، مبدل ولتاژ فرکانس بالا، سیستم مغناطیسی بدون تماس مستقیم و مبدل ولتاژ فرکانس پایین مورد بررسی قرار گرفت. سپس برخی کاربردهای این سیستم انتقال انرژی بیان شده در مقالات بررسی گردید.

سپس به معرفی مبدل ماتریسی پرداخته شد و درباره مفهوم مبدل ماتریسی و روش های مدولاسیون آن بحث شد. سپس ساختارهای مختلف سوئیچ های دوطرفه بیان گردیده و در ادامه روش های کموتاسیون مبدل ماتریسی بیان شد.

در ادامه طراحی سیستم انتقال انرژی بدون تماس مستقیم با استفاده از مبدل ماتریسی 3×1 بیان شده و ساختار سیستم انتقال انرژی پیشنهادی بیان گردید. روش طراحی فیلتر ورودی و فیلتر میرا شده بررسی شد. در ادامه روش طراحی سلف بیان گردید و سپس به بررسی مبدل ماتریسی

۳×۱ و نحوه کنترل آن پرداخته شد. در بخش بعد نحوه انتخاب سوئیچ های مبدل بیان شد و سپس به بررسی ترانسفورماتور فرکانس بالا و نحوه طراحی آن پرداخته شد. در انتها روش طراحی فیلتر خروجی بیان شد.

در نهایت نتایج حاصل از شبیه سازی و ساخت نمونه عملی بیان شد. ابتدا سیستم انتقال انرژی با استفاده از روش تبدیلات متوالی (استفاده از یکسو کننده و اینورتر) شبیه سازی شده و نتایج آن بیان گردید. سپس انواع مختلف مبدل ماتریسی سه فاز شبیه سازی شده و در نهایت مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز جهت سیستم انتقال انرژی بدون تماس انتخاب گردید. در ادامه ساختار سیستم انتقال انرژی بدون فیلتر ورودی و با استفاده از آن شبیه سازی گردید و اثرات افزودن فیلتر بررسی شد. همچنین دیده شد که در اثر استفاده از فیلتر ورودی میرا شده، میزان نوسانات جریان ورودی سیستم کاهش می یابد. در نهایت نتایج حاصل از ساخت نمونه عملی سیستم بیان گردید.

۶-۱ پیشنهادات

سیستم انتقال انرژی به کار برده شده در این پروژه به صورت حلقه باز می باشد. به عنوان اولین پیشنهاد می توان یک مسیر فیدبک برای آن طراحی نمود تا هیچ گونه تغییراتی در ولتاژ خروجی سیستم وجود نداشته باشد. همچنین نوع کموتاسیون استفاده شده برای مبدل ماتریسی در این سیستم از نوع کموتاسیون زمان مرده (تاخیری) می باشد. به عنوان دومین پیشنهاد می توان سیستم مبدل ماتریسی را با استفاده از روش های کموتاسیون پیشرفته بررسی نمود.

- [1] Dr.-Ing. Rudolf Mecke, "*Contactless Inductive Energy Transmission Systems With Large Air Gap*," European Conference on Power Electronics and Applications, pp.120-125, 2001.
- [2] R. Mecke, C. Rathge, W. Fischer, B. Andonovski, "*Analysis of Inductive Energy Transmission Systems With Large Air Gap At High Frequencies*," European Conference on Power Electronics and Applications, pp.145-152, Toulouse 2003, Proceedings on CD-ROM.
- [3] R. Mecke, C. Rathge, A. Ecklebe, A. Lindemann, "*Bidirectional switches for matrix converter in Contactless energy transmission systems*," European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden 2005, Proceedings on CD-ROM.
- [4] Stanimir Valtchev, Beatriz V. Borges and J. B. Klaassens, "*Series Resonant Converter Applied to Contactless Energy Transmission*," .
- [5] S. D. Johnson, A. F. Witulski, and R. W. Erickson, "*A Comparison of Resonant Topologies in High Voltage Applications*," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 24, No. 3, pp. 263-274, July 1988.
- [6] R. L. Steigerwald, "*A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies*," IEEE Applied Power Electronics Conference(APEC'87), pp. 135-144, 1987.
- [7] J. Arrillaga, D. Bradley and P. Bodger, "*Power System Harmonics*," New York: John Wiley & Sons, 1985.
- [8] R. Gretsch, "*Harmonic Distortion of the Mains Voltage by Switched Mode Power Supplies-Assessment of the Future Development and Possible Mitigation Measures*," European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1255-1260, 1989.
- [9] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "*Matrix Converters: A Technology Review*," IEEE Trans. , Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [10] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "*Solid-state Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis*," IEEE Trans. Circuits Syst. , Vol. CAS-28, pp.319-330, Apr. 1981.

- [11] A. Alesina and M. Venturini, "*Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters*," in Proc. IEEE PESC'88, vol. Apr., 1988, pp. 1284-1291.
- [12] Alberto Alesina and Marco G. B. Venturini, "*Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 4, Issue 1, pp. 101 - 112, January 1989.
- [13] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "*Matrix Converters: A Technology Review*," IEEE Trans. , Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [14] L. Huber, D. Borojevic, X. Zhunang, and F. Lee, "*Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*," in Proc. IEEE APEC'93, pp. 860-865, 1993.
- [15] L. Huber and D. Borojevic, "*Space vector modulated three phase to three phase matrix converter with input power factor correction*," IEEE Trans. Ind. Applicat. Vol. 31, pp. 1234-1246, Nov./Dec. 1995.
- [16] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "*Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space vector representation of the switch state*," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp. 370-381, Apr. 2002.
- [17] H. J. Cha, and P. N. Enjeti, "*A three-phase AC/AC high-frequency link matrix converter for VSCF applications*," in Proc. IEEE PESC Conf., vol. 4, pp. 1971-1976, jun. 2003.
- [18] C. L. Neft and C. D. Schauder, "*Theory and design of 30-hp matrix converter*," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, no.3, pp. 546-551, 1992.
- [19] L. Wei, T. Lipo, and H. Chan, "*Matrix converter topologies with reduced number of switches*," in Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2002, Vol. 1, pp. 57-63.
- [20] R. A. Steigerwald, "*A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies*," IEEE Trans. Power Electronics, pp. 174-182, April 1988.
- [21] Myunghyo Ryu, Yonghwan Park, Juwon Baek, Honnyong Cha, "*Comparison and Analysis of the Contactless Power Transfer Systems Using the Parameters of the Contactless Transformer*,"

- [22] Miyuki Nishimura, Atsuo Kawamura, Gen Kuroda, Chi Zhu and Eduardo Kazuhide Sato, " *High Efficient Contact-less Power Transmission System For The High Speed Trains*, ". IEEE 2005.
- [23] K. W. Klontz, D. M. Divan, D. W. Novotny and R. D. Lorents, "*Contact-less Power Delivery System For Mining Applications*, " IEEE Trans. On Ind. Applications Vol.31, No.1, pp.27-35 (1995).
- [24] Byeong-Mun Song, Robert Kartz and Sam Gurol, "*Contact-less Inductive Power Pickup System For Maglev Applications*, " IEEE IAS Annual Meeting, pp.1586-1591 (2002).
- [25] K. Heinrich, R. Kretzschmar, "*Transrapid' Maglev System*". Hestrz-Vorlag Darmstadt, ISBN 3-7771-0209, 1989.
- [26] Y. Sugii, M. Kusuma, M. Watanabe, T. Okazaki, S. Isojima, "*Proposing Of Calculation Method About New Traffic System With Inductive Electrical Supply*". In IEEJ JIASC, Nagasaki, Japan, pp.119-122 (1999).
- [27] H. Ayano, K. Yamamoto, N. Hino, I. Yamato, "*Highly Efficient Contact-less Electrical Energy Transmission System*". In IEEE IECON , PE-41-8 (2002).
- [28] Chang-Gyun Kim, Dong-Hyun Seo, Jung-Sik You, Jong-Hu Park, Bo H.Cho, "*Design Of a Contact-less Battery Charger For Cellular Phone*". In IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.48, No.6, December 2001.
- [29] Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, and Grant A. Covic, Senior Member, IEEE, "*Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger*". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 5, OCTOBER 2005.
- [30] Robert L. Steigerwald, Chester F. Saj, Gregory A. Croff, " *Analysis and Design of a Contactless Rotary Power Transfer System*".IEEE 2001.
- [31] Thomas H. Barton, *Rectifiers, Cycloconverters, and AC Controllers*, Oxford University Press, Oxford, United Kingdom, 1994.
- [32] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Inc, New Jersey, USA, 2002.
- [33] Cyril W. Lander, *Power Electronics*, McGraw-Hill International (UK) Limited, Berkshire, England, 2003.

- [34] Alberto Alesina and Marco G. B. Venturini, "*Solid-state conversion: A fourier analysis approach to generalized transformer synthesis*," IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-28, No. 4, pp. 319 { 330, April 1981.
- [35] Alberto Alesina and Marco G. B. Venturini, "*Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 4, Issue 1, pp. 101 - 112, January 1989.
- [36] Donald G. Holmes and Thomas A. Lipo, "*Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory*", IEEE Transactions on Power Electron-ics, vol. 7, No. 1, pp. 240 { 250, January 1992.
- [37] Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and Frede Blaabjerg, *CONTROL IN POWER ELECTRONICS. Selected Problems*, Academic Press, Elsevier Science, California, USA, 2002.
- [38] Dang Huy Quoc Si, *A New Implementation of High Frequency, High Voltage Direct Power Converter*, Ph.D. thesis, University of Nottingham, England, 2006.
- [39] Somnida Ratanapanachote, Han Ju Cha, and Prasad N. Enjeti, "*A digitally controlled switch mode power supply based on matrix converter*," 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, vol. 3, pp. 2237 - 2243, 2004.
- [40] Siyoung Kim, Seung-Ki Sul, and Thomas A. Lipo, "*AC/AC power conversion based on matrix converter topology with unidirectional switches*," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, No. 1, pp. 139 - 145, January/February 2000.
- [41] J. Kim, J. Choi, and H. Hong, "*Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller*," International Conference on Power System Technology, 2000, vol. 3, pp. 1659 - 1664, December 2000.
- [42] Patrick W. Wheeler, Jose Rodriguez, J. C. Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein, "*Matrix converters: A technology review*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, No. 2, pp. 276 - 288, April 2002.

- [43] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, and Michael Bland, "*Matrix Converters*," Power Engineering Journal, vol. 16, Issue: 6, pp. 273 - 282, December 2002.
- [44] L. Gyugyi and B. Pelly, *Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications*, John Wiley and Sons, New York, USA, 1976.
- [45] M. Venturini, "*A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements*," Proceeding Powercon 7, vol. E3, pp. 1 - 15, 1980.
- [46] G. Roy, L. Duguay, S. Manias, and G. E. April, "*Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm*," IEEE IAS Conference Record, 1987, pp. 889 - 898, 1987.
- [47] G. Roy and G. E. April, "*Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm*," IEEE PESC Conference Record, 1989, pp. 368 - 375, 1989.
- [48] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "*Some improved forced commutated cycloconverter structures*," IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, vol. 1A-21, pp. 1242 - 1253, September 1985.
- [49] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "*Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1986, vol. 1E-33, pp. 271 - 280, August 1986.
- [50] Patrick Wheeler, Jon Clare, Lee Empringham, Maurice Apap, and Michael Bland, "*Matrix converters: The technology and potential for exploitation*," The Drives and Controls Power Electronics Conference, 2001.
- [51] J. C. Clare P. W. Wheeler, "*Introduction to matrix converter technology*," 2003 Seminar on Matrix Converters, April 2003.
- [52] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, Maurice Apap, and Michael Bland, "*Matrix Converters*," IEE Seminar on Matrix Converters, pp. 1/1 - 1/12, April 2003.
- [53] Christian Klumpner, Thiwanka Wijekoon, and Patrick Wheeler, "*A new class of hybrid AC/AC direct power converter*," Industry Applications Conference, 2005, vol. 4, pp. 2374 - 2381, 2005.

- [54] Albert Alesina and Marco Venturini, "*Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters*," 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1988, vol. 2, pp. 1284 - 1291, April 1988.
- [55] Lars Helle, Kim B. Larsen, Allan Holm Jorgensen, Stig Munk-Nielsen, and Frede Blaabjerg, "*Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, No. 1, pp. 158 - 171, February 2004.
- [56] C. Klumpner, F. Blaabjerg, I. Boldea, and P. Nielsen, "*A new modulation method for matrix converters*," 36th IAS Annual Meeting. IEEE Industry Applications Conference, vol. 4, 2001.
- [57] Lee Empringham, Liliana de Lillo, Patrick W. Wheeler, and Jon C. Clare, "*Matrix converter protection for more electric aircraft applications*," 32nd Annual IEEE Industrial Electronics Conference, 2006, pp. 2564 - 2568, November 2006.
- [58] S. Large, A. Green, S. C. Manson, S. Bhatia, J. C. Clare, P. Zanchetta, L. Empringham, and P. W. Wheeler, "*Matrix converter solution for aircraft starting*," IEE Seminar on Matrix Converters, pp. 5/1 - 5/18, April 2003.
- [59] A. Schönung and H. Stemmler, "*Static frequency changer with subharmonics control in conjunction with reversible variable speed AC drives*," Brown Boveri Rev. 51, pp. 555 - 577, 1964.
- [60] G. Pfaß, A. Weschta, and A. Wick, "*Design and experimental results of a brushless AC servo drive*," IEEE Transactions on Industry Applications, 1984, vol. 20, No. 4, pp. 814 - 821, 1984.
- [61] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "*Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors*," IEEE Transactions on Industry Applications, 1988, vol. 24, No. 1, pp. 142 - 150, Jan/Feb 1988.
- [62] M. Apap, J. C. Clare, P. W. Wheeler, and K. J. Bradley, "*Analysis and comparison of AC-AC matrix converter control strategies*," 34th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2003, vol. 3, pp. 1287 - 1292, June 2003.

- [63] P. Wood, "*General theory of switching power converters*," IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'79, pp. 3 - 10, June 1979.
- [64] J. Oyama, T. Higuchi, E. Yamada, T. Koga, and T. Lipo, "*New control strategy for matrix converter*," 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989, vol. 1, pp. 360 - 367, June 1989.
- [65] Domenico Casadei, Giovanni Sera, Angelo Tani, and Luca Zarri, "*Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, No. 2, pp. 370 - 381, April 2002.
- [66] Jon Clare and Patrick Wheeler, "*Matrix Converter study*," Final report, The University of Nottingham, December 1999.
- [67] Dimosthenis Katsis et al., "*A three-phase utility power supply based on the matrix converter*," 39th IAS Annual Meeting. IEEE Industry Applications Conference, 2004, vol. 3, pp. 1447 - 1451, 2004.
- [68] N. J. Mason, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "*Space vector modulation for a 4-leg matrix converter*," 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 31 - 38, September 2005.
- [69] Fan Yue, Patrick W. Wheeler, and Jon C. Clare, "*Relationship of modulation schemes for matrix converters*," 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2006, pp. 266 - 270, March 2006.
- [70] Liliana de Lillo, *A Matrix Converter Drive System for an Aircraft Rudder Electro-Mechanical Actuator*, Ph.D. thesis, University of Nottingham, England, 2006.
- [71] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, Michael Bland, and Maurice Apap, "*Gate drive level intelligence and current sensing for matrix converter current commutation*," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, No. 2, pp. 382 - 389, April 2002.
- [72] M. J. Bland, P. W. Wheeler, J. C. Clare, and L. Empringham, "*Comparison of bi-directional switch components for direct AC-AC converters*," 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004, vol. 4, pp. 2905 - 2909, 2004.
- [73] M. MÄunzer, M. LoddenkÄotter, M. Hornkamp, O. Simon, and M. Bruckmann, "*EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix*

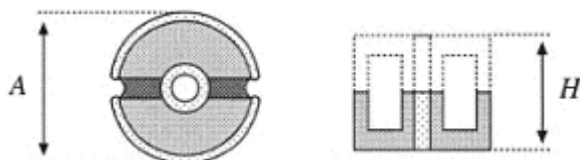
- converters*," Proc. Drives and Controls and Power Electronics Conference, 2001, pp. 35-39, March 2001.
- [74] Dynex Semiconductor, "*IGBT bi-directional switch module DIM200MBS12-A000*," Device Data Sheet, www.dynexsemi.com, 2002, June 2002.
- [75] M. Takei, T. Naito, and K. Ueno, "*The reverse blocking IGBT for matrix converter with ultra-thin wafer technology*," 15th IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2003, pp. 156 - 159, April 2003.
- [76] Jun-ichi Itoh, Ikuya Sato, Akihiro Odaka, Hideki Ohguchi, Hirokazu Kodachi, and Naoya Eguchi, "*A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking IGBT*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, No. 6, November 2005.
- [77] Koji Kato and Jun-ichi Itoh, "*Improvement of input current waveforms for a matrix converter using a novel hybrid commutation method*," Power Conversion Conference - Nagoya, 2007, pp. 763 - 768, April 2007.
- [78] S. Sunter and J. C. Clare, "*A true four quadrant matrix converter induction motor drive with servo performance*," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 146 - 151, 1996.
- [79] C. L. Neft and C. D. Schauder, "*Theory and design of a 30-HP matrix converter*," IEEE IAS Conference Record, 1988, pp. 934 - 939, 1988.
- [80] R. R. Beasant, W. C. Beattie, and A. Refsum, "*An approach to the realization of a high-power venturini converter*," IEEE PESC Conference Record, 1990, pp. 291 - 297, 1990.
- [81] L. Empringham and P. W. Wheeler and J. C. Clare, "*Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-Directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Technologies*," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 707-713, 1998
- [82] L. Empringham, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "*Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques*," 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998, pp. 626 - 631, September 1998.

- [83] B. H. Kwon, B. H. Min, and J. H. Kim, "*Novel commutation technique of AC-AC converters*," IEE Proceedings Part B, 1998, vol. 145, pp. 295 - 300, July 1998.
- [84] M. Ziegler and W. Hofmann, "*Implementation of a two steps commutated matrix converter*," 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999, vol. 1, pp. 175 - 180, June-July 1999.
- [85] M. Ziegler and W. Hofmann, "*A new two steps commutation policy for low cost matrix converter*," Proceedings of the 41st International PCIM Conference, 2000, pp. 445 - 450, June 2000.
- [86] M. Ziegler and W. Hofmann, "*Rectifier based robust control of bi-directional switches in AC-AC matrix converters*," 10th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, 2002, p. 9 pp., September 2002.
- [87] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Second Edition. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [88] M. Tabone, C. S. Staines, J. Cilia, "*Low cost' three phase to single phase matrix converter*," Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on Volume 1, pp.474 – 479, 8-10 Dec. 2004
- [89] Sangshin Kwak, Student Member, IEEE, and Hamid A. Toliyat, Senior Member, IEEE, "*Development of Modulation Strategy for Two-Phase AC-AC Matrix Converters*," IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 20, NO. 2, pp.412-419, JUNE 2005

پیوست ۱

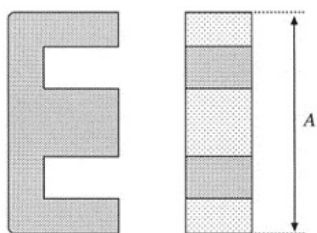
جدول مشخصات انواع هسته

Pot Core - ۱

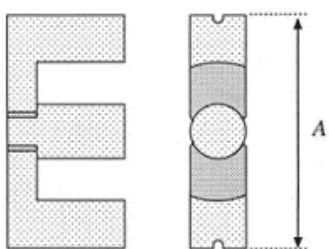


جرم هسته	مقاومت حرارتی	طول مسیر مغناطیسی	متوسط طول یک دور	سطح پیچه	سطح مقطع	ثابت هندسی	ثابت هندسی	نوع هسته
m	R_{th}	l_m	MLT	W_A	A_C	K_{gfe}	K_g	(AH)
(g)	$^{\circ}C/W$	Cm	Cm	Cm^2	Cm^2	Cm^x	Cm^5	mm
۰/۵	-	۱	۱/۴۶	۰/۰۰۰۲۲	۰/۰۷۰	۰/۰۰۰۰۰۱۶۱	۰/۰۰۰۰۰۰۷۳۸	۷۰۴
۱/۰	-	۱/۲۶	۱/۹۰	۰/۰۳۴	۰/۱۰۱	۰/۰۰۰۲۵۶	۰/۰۰۰۱۸۳	۹۰۵
۱/۸	-	۱/۵۵	۲/۳۰	۰/۰۵۵	۰/۱۶۷	۰/۰۰۰۵۵۴	۰/۰۰۰۶۶۷	۱۱۰۷
۳/۲	۱۰۰	۲/۰۰	۲/۹۰	۰/۰۹۷	۰/۲۵۱	۰/۰۰۱۱	۰/۰۰۲۱۰۷	۱۴۰۸
۷/۳	۶۰	۲/۶۰	۳/۷۱	۰/۱۸۷	۰/۴۳۳	۰/۰۰۲۶	۰/۰۰۹۴۵	۱۸۱۱
۱۳	۳۸	۳/۱۵	۴/۴۲	۰/۲۹۷	۰/۶۳۵	۰/۰۰۴۹	۰/۰۲۷۱	۲۲۱۳
۲۰	۳۰	۳/۷۵	۵/۲۸	۰/۴۰۶	۰/۹۴۸	۰/۰۰۸۲	۰/۰۶۹۱	۲۶۱۶
۳۴	۲۳	۴/۵۰	۶/۲۰	۰/۵۸۷	۱/۳۸	۰/۰۱۴۲	۰/۱۸۰	۳۰۱۹
۵۷	۱۹	۵/۳۰	۷/۴۲	۰/۷۴۸	۲/۰۲	۰/۰۲۱۷	۰/۴۱۱	۳۶۲۲
۱۰۴	۱۳/۵	۶/۸۱	۸/۶۰	۱/۴۰	۲/۶۶	۰/۰۴۱۱	۱/۱۵	۴۲۲۹

EE Core - ۲



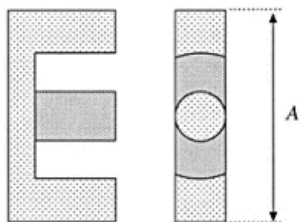
جرم هسته	مقاومت حرارتی	طول مسیر مغناطیسی	متوسط طول یک دور	سطح پیچه	سطح مقطع	ثابت هندسی	ثابت هندسی	نوع هسته
m	R_{th}	l_m	MLT	W_A	A_C	K_{gfe}	K_g	(A)
(g)	$^{\circ}C/W$	Cm	Cm	Cm^2	Cm^2	Cm^x	Cm^5	mm
۲/۳۴	-	۲/۷	۲/۲۸	۰/۰۸۵	۰/۱۴	۰/۰۰۰۴۵۸	۰/۰۰۰۷۳۱	EE۱۲
۳/۲۹	-	۳/۴۵	۳/۴	۰/۱۹	۰/۱۹	۰/۰۰۰۸۴۲	۰/۰۰۲۰۲	EE۱۶
۴/۸۳	-	۳/۹۴	۳/۶۹	۰/۲۸۴	۰/۲۳	۰/۰۰۱۳	۰/۰۰۴۰۷	EE۱۹
۸/۸۱	-	۳/۹۶	۳/۹۹	۰/۱۹۶	۰/۴۱	۰/۰۰۱۸	۰/۰۰۸۲۶	EE۲۲
۳۲/۴	-	۵/۷۷	۶/۶۰	۰/۴۷۶	۱/۰۹	۰/۰۰۶۷	۰/۰۸۵۷	EE۳۰
۵۰/۳	-	۷/۷۰	۸/۵۰	۱/۱۰	۱/۲۷	۰/۰۱۱۸	۰/۲۰۹	EE۴۰
۱۱۶	-	۹/۵۸	۱۰/۰	۱/۷۸	۲/۲۶	۰/۰۲۸۴	۰/۹۰۹	EE۵۰
۱۳۵	-	۱۱/۰	۱۲/۸	۲/۸۹	۲/۴۷	۰/۰۳۶۴	۱/۳۸	EE۶۰



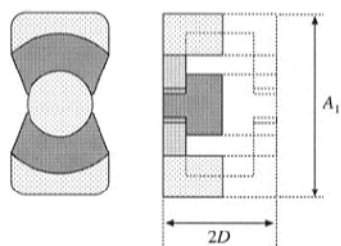
EC Core - ۳

نوع هسته	ثابت هندسی	ثابت هندسی	سطح مقطع	سطح پیچه	متوسط طول یک دور	طول مسیر مغناطیسی	مقاومت حرارتی	جرم هسته
(A)	K_g	K_{gfe}	A_C	W_A	MLT	l_m	R_{th}	m
mm	Cm^5	Cm^x	Cm^2	Cm^2	Cm	Cm	$^{\circ}C/W$	(g)
EC۳۵	۰/۱۳۱	۰/۰۰۹۹	۰/۸۴۳	۰/۹۷۵	۵/۳۰	۷/۷۴	۱۸/۵	۳۵/۵
EC۴۱	۰/۳۷۴	۰/۰۱۹۵	۱/۲۱	۱/۳۵	۵/۳۰	۸/۹۳	۱۶/۵	۵۷/۰
EC۵۲	۰/۹۱۴	۰/۰۳۱۷	۱/۸۰	۲/۱۲	۷/۵	۱۰/۵	۱۱/۰	۱۱۱
EC۷۰	۲/۸۴	۰/۰۵۶۲	۲/۷۹	۴/۷۱	۱۲/۹	۱۴/۴	۷/۵	۲۵۶

ETD Core - ۴



نوع هسته	ثابت هندسی	ثابت هندسی	سطح مقطع	سطح پیچه	متوسط طول یک دور	طول مسیر مغناطیسی	مقاومت حرارتی	جرم هسته
(A)	K_g	K_{gfe}	A_C	W_A	MLT	l_m	R_{th}	m
mm	Cm^5	Cm^x	Cm^2	Cm^2	Cm	Cm	$^{\circ}C/W$	(g)
ETD۲۹	۰/۰۹۷۸	۰/۰۰۸۵	۰/۷۶	۰/۹۰۳	۵/۳۳	۷/۲	-	۳۰
ETD۳۴	۰/۱۹۳	۰/۰۰۱۳۱	۰/۹۷	۱/۲۳	۶/۰۰	۷/۸۶	۱۹	۴۰
ETD۳۹	۰/۳۹۷	۰/۰۰۱۹۸	۱/۲۵	۱/۷۴	۶/۸۶	۹/۲۱	۱۵	۶۰
ETD۴۴	۰/۸۴۶	۰/۰۳۰۴	۱/۷۴	۲/۱۳	۷/۶۲	۱۰/۳	۱۲	۹۴
ETD۴۹	۱/۴۲	۰/۰۴۱۰	۲/۱۱	۲/۷۱	۸/۵۱	۱۱/۴	۱۱	۱۲۴



PQ Core - ۴

جرم هسته	مقاومت حرارتی	طول مسیر مغناطیسی	متوسط طول یک دور	سطح پیچه	سطح مقطع	ثابت هندسی	ثابت هندسی	نوع هسته
m	R_{th}	l_m	MLT	W_A	A_C	K_{gfe}	K_g	$(A_1/2D)$
(g)	$^{\circ}C/W$	Cm	Cm	Cm^2	Cm^2	Cm^x	Cm^5	mm
۱۳	-	۳/۷۴	۴/۴	۰/۲۵۶	۰/۶۲	۰/۰۰۳۷	۰/۰۲۲۴	PQ۲۰/۱۶
۱۵	-	۴/۵۴	۴/۴	۰/۳۸۴	۰/۶۲	۰/۰۰۴۸	۰/۰۳۳۶	PQ۲۰/۲۰
۳۱	-	۴/۶۳	۵/۶۲	۰/۳۳۳	۱/۱۹	۰/۰۰۷۲	۰/۰۸۳۹	PQ۲۶/۲۰
۳۶	-	۵/۵۵	۵/۶۲	۰/۵۰۳	۱/۱۸	۰/۰۰۹۴	۰/۱۲۵	PQ۲۶/۲۵
۴۲	-	۵/۵۵	۶/۷۱	۰/۴۷۱	۱/۷	۰/۰۱۱۷	۰/۲۰۳	PQ۳۲/۲۰
۵۵	-	۷/۴۶	۶/۷۱	۰/۹۹۵	۱/۶۱	۰/۰۱۸۶	۰/۳۸۴	PQ۳۲/۳۰
۷۳	-	۸/۷۹	۷/۵۲	۱/۶۱	۱/۹۶	۰/۰۳۰۴	۰/۸۲۰	PQ۳۵/۳۵
۹۵	-	۱۰/۲	۸/۳۹	۲/۵۰	۲/۰۱	۰/۰۳۹۱	۱/۲۰	PQ۴۰/۴۰

پیوست ۲

جدول استاندارد شماره سیم

قطر Cm	مقاومت $10^{-6} \Omega/Cm$	سطح لخت $10^{-3} Cm^2$	شماره سیم
1.168	1.608	1072.3	0000
1.040	2.027	850.3	000
0.927	2.557	674.2	00
0.825	3.224	534.8	0
0.735	4.065	424.1	1
0.654	5.128	336.3	2
0.583	6.463	266.7	3
0.519	8.153	211.5	4
0.462	10.28	167.7	5
0.411	13.0	133.0	6
0.366	16.3	105.5	7
0.326	20.6	83.67	8
0.291	26.0	66.32	9
0.267	32.9	52.41	10
0.238	41.37	41.60	11
0.213	52.09	33.08	12
0.190	69.64	26.26	13
0.171	82.80	20.02	14
0.153	104.3	16.51	15
0.137	131.8	13.07	16
0.122	165.8	10.39	17
0.109	209.5	8.228	18
0.0948	263.9	6.531	19
0.0874	332.3	5.188	20
0.0785	418.9	4.116	21
0.0701	531.4	3.243	22
0.0632	666.0	2.508	23
0.0566	842.1	2.047	24
0.0505	1062.0	1.623	25
0.0452	1345.0	1.280	26
0.0409	1687.6	1.021	27
0.0366	2142.7	0.8046	28
0.0330	2664.3	0.6470	29
0.0294	3402.2	0.5067	30
0.0267	4294.6	0.4013	31
0.0241	5314.9	0.3242	32
0.0236	6748.6	0.2554	33
0.0191	8572.8	0.2011	34

قطر Cm	مقاومت $10^{-6} \Omega / Cm$	سطح لخت $10^{-3} Cm^2$	شماره سیم
0.0170	10849	0.1589	35
0.0152	13608	0.1266	36
0.0140	16801	0.1026	37
0.0124	21266	0.08107	38
0.0109	27775	0.06207	39
0.0096	35400	0.04869	40
0.00863	43405	0.03972	41
0.00762	54429	0.03166	42
0.00685	70308	0.02452	43
0.00635	85072	0.0202	44

پیوست ۳

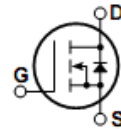
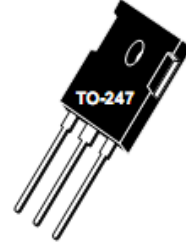
برگه های اطلاعات (*Data Sheet*) قطعات

برگه اطلاعات (*Data Sheet*) سوئیچ *Mosfet*

APT6030BVR

POWER MOS V®

Power MOS V® is a new generation of high voltage N-Channel enhancement mode power MOSFETs. This new technology minimizes the JFET effect, increases packing density and reduces the on-resistance. Power MOS V® also achieves faster switching speeds through optimized gate layout.



- **Faster Switching**
- **100% Avalanche Tested**
- **Lower Leakage**
- **Popular TO-247 Package**

MAXIMUM RATINGS

All Ratings: $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	APT6030BVR	UNIT
V_{DSS}	Drain-Source Voltage	600	Volts
I_D	Continuous Drain Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	21	Amps
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	84	
V_{GS}	Gate-Source Voltage Continuous	± 30	Volts
V_{GSM}	Gate-Source Voltage Transient	± 40	
P_D	Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	300	Watts
	Linear Derating Factor	2.4	W/ $^\circ\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_L	Lead Temperature: 0.063" from Case for 10 Sec.	300	
I_{AR}	Avalanche Current ① (Repetitive and Non-Repetitive)	21	Amps
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	30	mJ
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ④	1300	

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Characteristic / Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu\text{A}$)	600			Volts
$I_{D(on)}$	On State Drain Current ② ($V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)}$ Max, $V_{GS} = 10V$)	21			Amps
$R_{DS(on)}$	Drain-Source On-State Resistance ② ($V_{GS} = 10V, 0.5 I_{D(Cont.)}$)			0.30	Ohms
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = V_{DSS}, V_{GS} = 0V$)			25	μA
	Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 0.8 V_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_C = 125^\circ\text{C}$)			250	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current ($V_{GS} = \pm 30V, V_{DS} = 0V$)			± 100	nA
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1.0\text{mA}$)	2		4	Volts

 **CAUTION:** These Devices are Sensitive to Electrostatic Discharge. Proper Handling Procedures Should Be Followed.

APT Website - <http://www.advancedpower.com>

USA
405 S.W. Columbia Street

Bend, Oregon 97702-1035

Phone: (541) 382-8028

FAX: (541) 388-0364

EUROPE

Avenue J.F. Kennedy Bât B4 Parc Cadéra Nord

F-33700 Merignac - France

Phone: (33) 5 57 92 15 15

FAX: (33) 5 56 47 97 61

050-5517 Rev A

DYNAMIC CHARACTERISTICS

APT6030BVR

Symbol	Characteristic	Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1\text{ MHz}$		3750	4500	pF
C_{oss}	Output Capacitance			430	600	
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance			160	240	
Q_g	Total Gate Charge ③	$V_{GS} = 10V$ $V_{DD} = 0.5 V_{DSS}$ $I_D = I_{Q[Cont.]} @ 25^\circ C$		150	225	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			18	27	
Q_{gd}	Gate-Drain ("Miller") Charge			60	90	
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{GS} = 15V$ $V_{DD} = 0.5 V_{DSS}$ $I_D = I_{Q[Cont.]} @ 25^\circ C$ $R_G = 1.6\Omega$		12	24	ns
t_r	Rise Time			10	20	
$t_{d(off)}$	Turn-off Delay Time			47	75	
t_f	Fall Time			8	16	

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

Symbol	Characteristic / Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)			21	Amps
I_{SM}	Pulsed Source Current ① (Body Diode)			84	
V_{SD}	Diode Forward Voltage ② ($V_{GS} = 0V, I_S = -I_{Q[Cont.]}$)			1.3	Volts
t_{rr}	Reverse Recovery Time ($I_S = -I_{Q[Cont.]}$, $di_S/dt = 100A/\mu s$)		475		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge ($I_S = -I_{Q[Cont.]}$, $di_S/dt = 100A/\mu s$)		10		μC

THERMAL CHARACTERISTICS

Symbol	Characteristic	MIN	TYP	MAX	UNIT
$R_{\theta JC}$	Junction to Case			0.42	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	Junction to Ambient			40	

- ① Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
- ② Pulse Test: Pulse width < 380 μs , Duty Cycle < 2%
- ③ See MIL-STD-750 Method 3471
- ④ Starting $T_J = +25^\circ C$, $L = 5.90mH$, $R_G = 25\Omega$, Peak $I_L = 21A$

APT Reserves the right to change, without notice, the specifications and information contained herein.

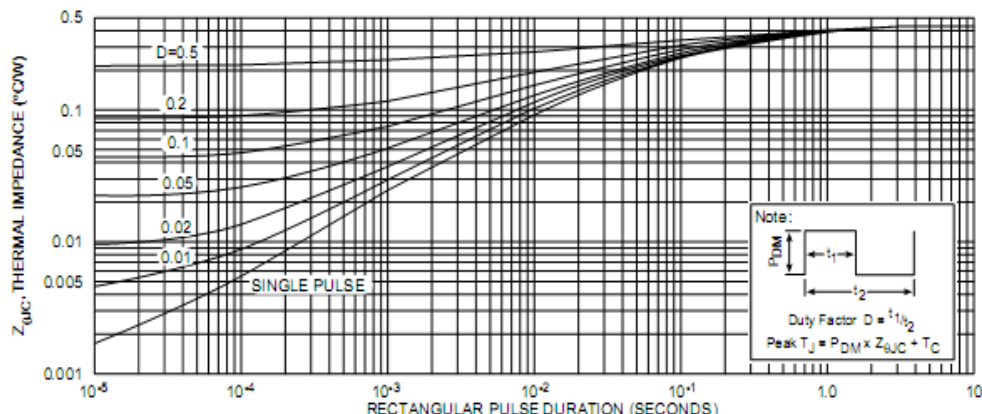


FIGURE 1, MAXIMUM EFFECTIVE TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION-TO-CASE vs PULSE DURATION

050-5517 Rev A

APT6030BVR

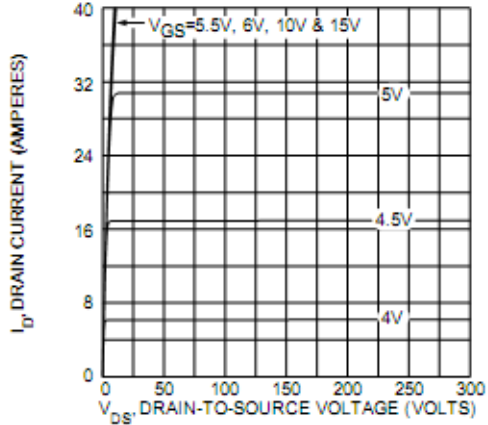


FIGURE 2, TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

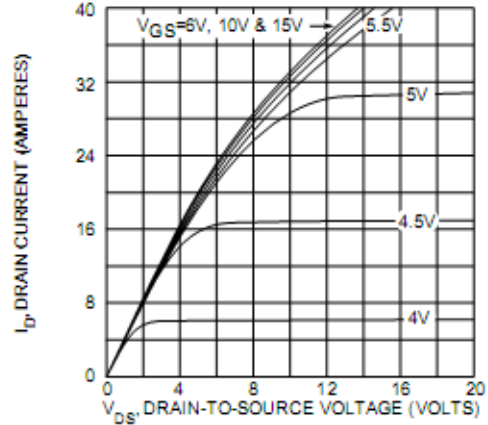


FIGURE 3, TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS

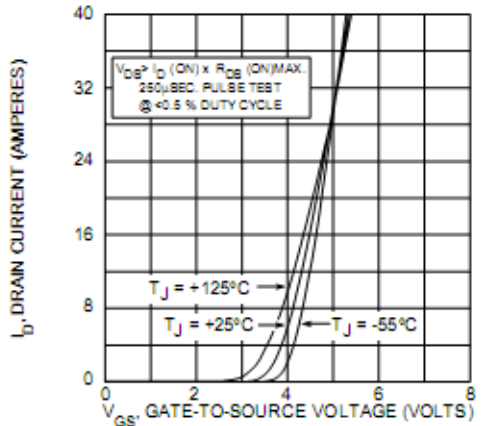


FIGURE 4, TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS

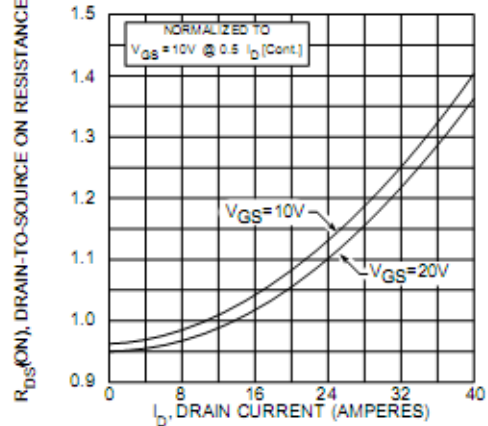


FIGURE 5, $R_{DS(ON)}$ vs DRAIN CURRENT

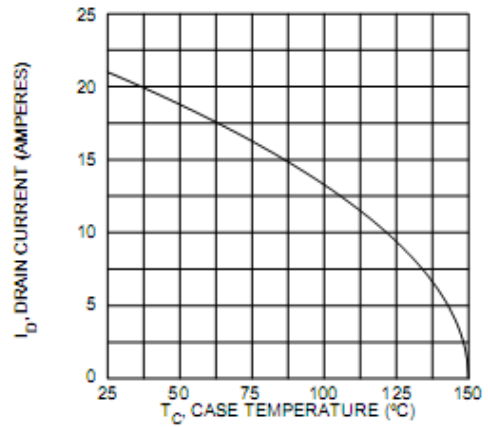


FIGURE 6, MAXIMUM DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

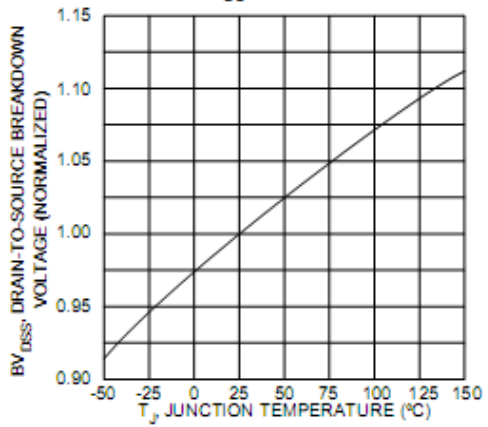


FIGURE 7, BREAKDOWN VOLTAGE vs TEMPERATURE

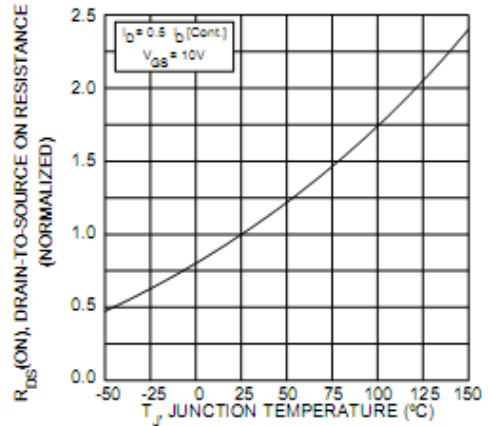


FIGURE 8, ON-RESISTANCE vs. TEMPERATURE

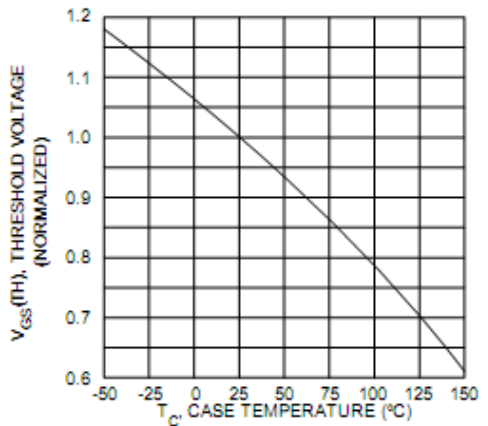


FIGURE 9, THRESHOLD VOLTAGE vs TEMPERATURE

APT6030BVR

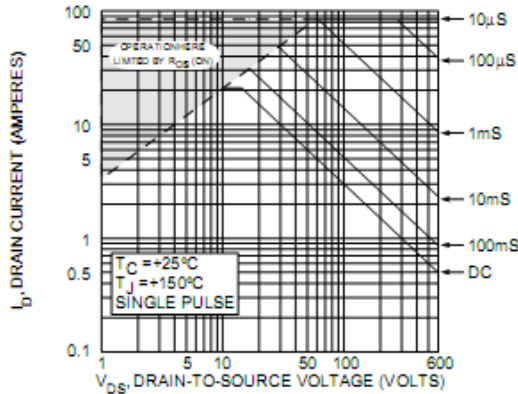


FIGURE 10, MAXIMUM SAFE OPERATING AREA

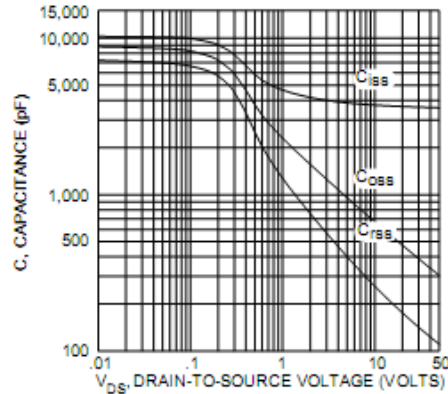


FIGURE 11, TYPICAL CAPACITANCE vs DRAIN-TO-SOURCE VOLTAGE

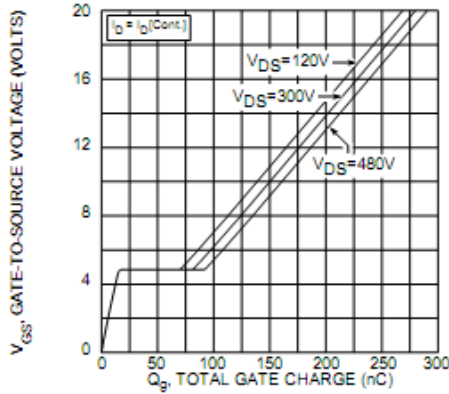


FIGURE 12, GATE CHARGES vs GATE-TO-SOURCE VOLTAGE

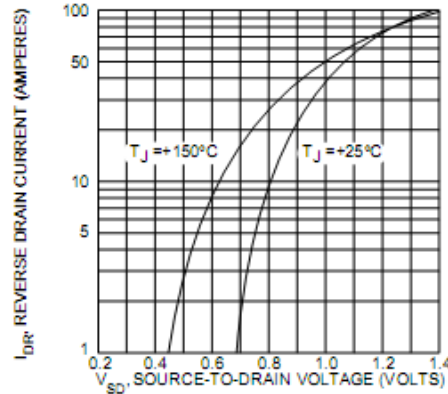
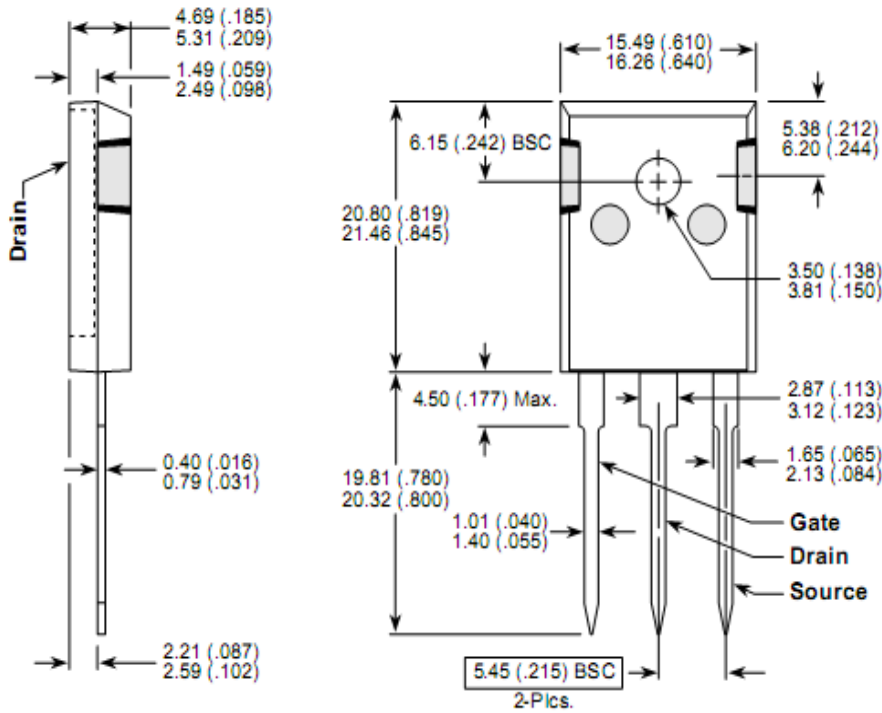


FIGURE 13, TYPICAL SOURCE-DRAIN DIODE FORWARD VOLTAGE

TO-247 Package Outline



Dimensions in Millimeters and (Inches)

برگه اطلاعات (*Data Sheet*) میکروکنترلر *AVR*

Atmega32

Features

- High-performance, Low-power AVR[®] 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- Nonvolatile Program and Data Memories
 - 32K Bytes of In-System Self-Programmable Flash
 - Endurance: 10,000 Write/Erase Cycles
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - 1024 Bytes EEPROM
 - Endurance: 100,000 Write/Erase Cycles
 - 2K Byte Internal SRAM
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad MLF
- Operating Voltages
 - 2.7 - 5.5V for ATmega32L
 - 4.5 - 5.5V for ATmega32
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz for ATmega32L
 - 0 - 16 MHz for ATmega32
- Power Consumption at 1 MHz, 3V, 25°C for ATmega32L
 - Active: 1.1 mA
 - Idle Mode: 0.35 mA
 - Power-down Mode: < 1 µA



**8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 32K Bytes
In-System
Programmable
Flash**

**ATmega32
ATmega32L**

Preliminary

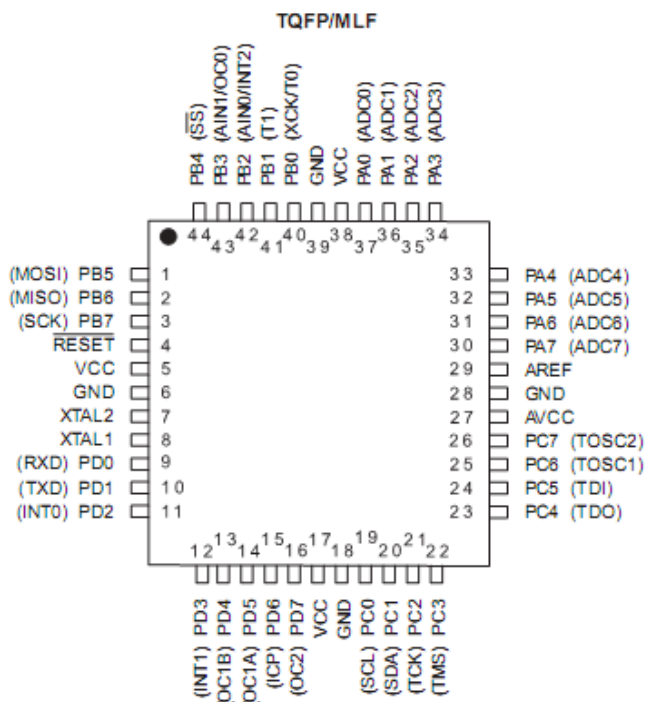
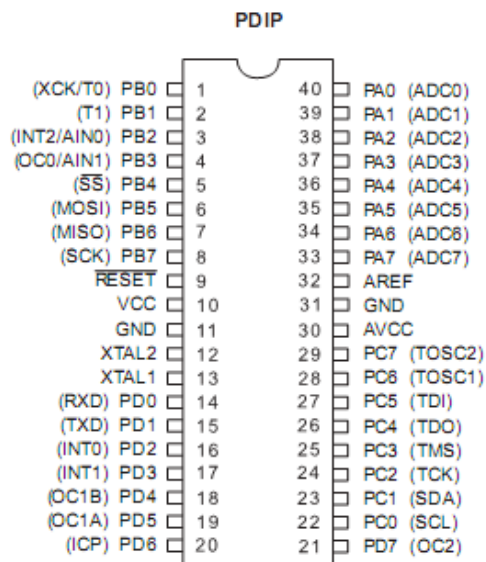
2503F-AVR-12/03





Pin Configurations

Figure 1. Pinouts ATmega32



Disclaimer

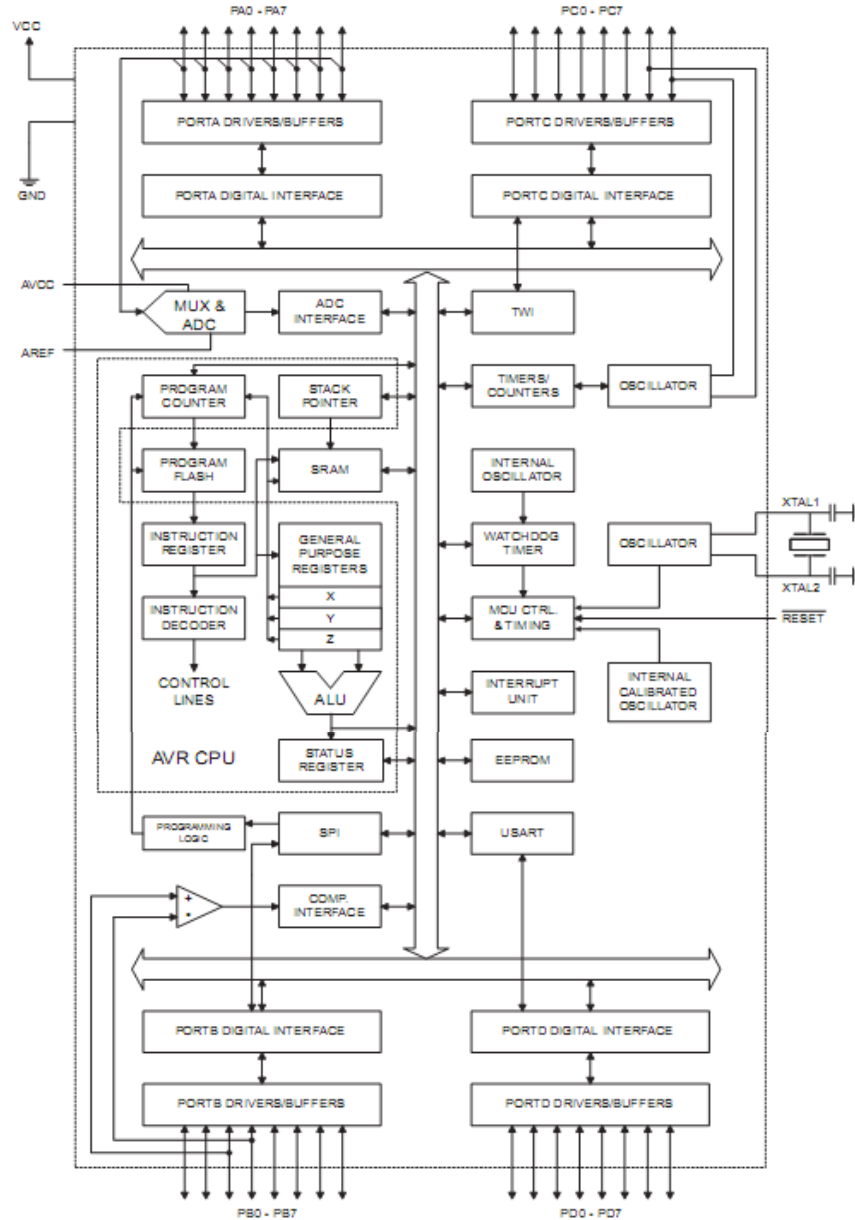
Typical values contained in this datasheet are based on simulations and characterization of other AVR microcontrollers manufactured on the same process technology. Min and Max values will be available after the device is characterized.

Overview

The ATmega32 is a low-power CMOS 8-bit microcontroller based on the AVR enhanced RISC architecture. By executing powerful instructions in a single clock cycle, the ATmega32 achieves throughputs approaching 1 MIPS per MHz allowing the system designer to optimize power consumption versus processing speed.

Block Diagram

Figure 2. Block Diagram



برگه اطلاعات (*Data Sheet*) IC بافر

74HC244

Octal 3-State Noninverting Buffer/Line Driver/Line Receiver

High-Performance Silicon-Gate CMOS

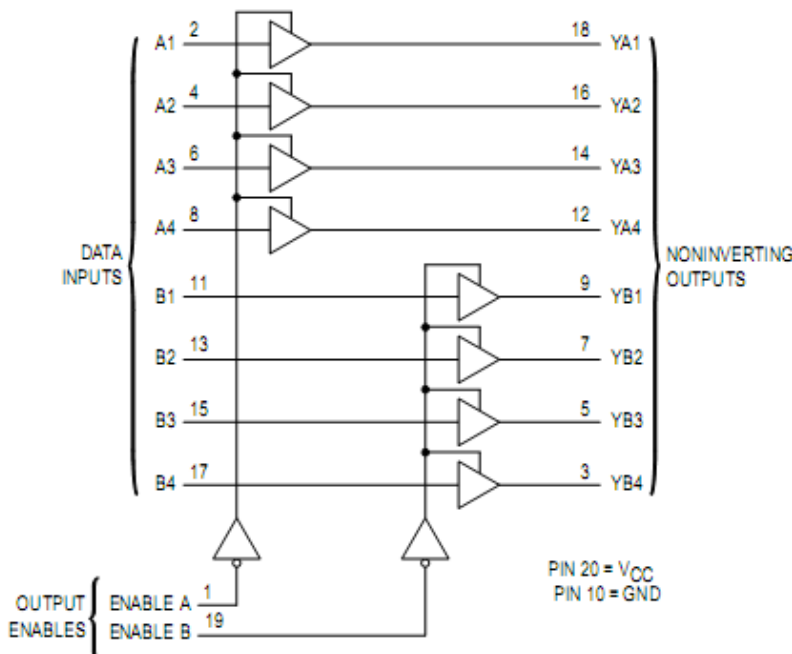
The MC54/74HC244A is identical in pinout to the LS244. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

This octal noninverting buffer/line driver/line receiver is designed to be used with 3-state memory address drivers, clock drivers, and other bus-oriented systems. The device has noninverting outputs and two active-low output enables.

The HC244A is similar in function to the HC240A and HC241A.

- Output Drive Capability: 15 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS, and TTL
- Operating Voltage Range: 2 to 6 V
- Low Input Current: 1 μ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Chip Complexity: 136 FETs or 34 Equivalent Gates

LOGIC DIAGRAM



MC54/74HC244A



J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 732-03



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 738-03



DW SUFFIX
SOIC PACKAGE
CASE 751D-04



SD SUFFIX
SSOP PACKAGE
CASE 940C-03



DT SUFFIX
TSSOP PACKAGE
CASE 948E-02

ORDERING INFORMATION

MC54HCXXXAJ	Ceramic
MC74HCXXXAN	Plastic
MC74HCXXXADW	SOIC
MC74HCXXXASD	SSOP
MC74HCXXXADT	TSSOP

PIN ASSIGNMENT

ENABLE A	1	20	V _{CC}
A1	2	19	ENABLE B
YB4	3	18	YA1
A2	4	17	B4
YB3	5	16	YA2
A3	6	15	B3
YB2	7	14	YA3
A4	8	13	B2
YB1	9	12	YA4
GND	10	11	B1

FUNCTION TABLE

Inputs		Outputs
Enable A, Enable B	A, B	YA, YB
L	L	L
L	H	H
H	X	Z

Z = high impedance



MC54/74HC244A

MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to +7.0	V
V_{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	-1.5 to $V_{CC} + 1.5$	V
V_{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to $V_{CC} + 0.5$	V
I_{in}	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I_{out}	DC Output Current, per Pin	± 35	mA
I_{CC}	DC Supply Current, V_{CC} and GND Pins	± 75	mA
P_D	Power Dissipation in Still Air, Plastic or Ceramic DIP† SOIC Package† SSOP or TSSOP Package†	750 500 450	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T_L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds (Plastic DIP, SOIC, SSOP or TSSOP Package) (Ceramic DIP)	260 300	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $GND \leq (V_{in} \text{ or } V_{out}) \leq V_{CC}$. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.

†Derating — Plastic DIP: -10 mW/°C from 65° to 125°C
Ceramic DIP: -10 mW/°C from 100° to 125°C
SOIC Package: -7 mW/°C from 65° to 125°C
SSOP or TSSOP Package: -6.1 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V_{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	2.0	6.0	V	
V_{in}, V_{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V_{CC}	V	
T_A	Operating Temperature, All Package Types	-55	+125	°C	
t_r, t_f	Input Rise and Fall Time (Figure 1)	$V_{CC} = 2.0 \text{ V}$ $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ $V_{CC} = 6.0 \text{ V}$	0 0 0	1000 500 400	ns

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V_{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				-55 to 25°C	$\leq 85^\circ\text{C}$	$\leq 125^\circ\text{C}$	
V_{IH}	Minimum High-Level Input Voltage	$V_{out} = V_{CC} - 0.1 \text{ V}$ $ I_{out} \leq 20 \mu\text{A}$	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			3.0	2.1	2.1	2.1	
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V_{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage	$V_{out} = 0.1 \text{ V}$ $ I_{out} \leq 20 \mu\text{A}$	2.0	0.5	0.5	0.5	V
			3.0	0.9	0.9	0.9	
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.8	1.8	1.8	
V_{OH}	Minimum High-Level Output Voltage	$V_{in} = V_{IH}$ $ I_{out} \leq 20 \mu\text{A}$	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
			3.0	2.48	2.34	2.2	
		4.5	3.98	3.84	3.7		
		6.0	5.48	5.34	5.2		

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
				-55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage	V _{in} = V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{IL} I _{out} ≤ 2.4 mA I _{out} ≤ 6.0 mA I _{out} ≤ 7.8 mA	3.0	0.26	0.33	0.4	
			4.5	0.26	0.33	0.4	
			6.0	0.26	0.33	0.4	
I _{in}	Maximum Input Leakage Current	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	± 0.1	± 1.0	± 1.0	μA
I _{OZ}	Maximum Three-State Leakage Current	Output in High-Impedance State V _{in} = V _{IL} or V _{IH} V _{out} = V _{CC} or GND	6.0	± 0.5	± 5.0	± 10	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0 μA	6.0	4.0	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values and high frequency or heavy load considerations can be found in Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, Input t_r = t_f = 6 ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} V	Guaranteed Limit			Unit
			-55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, A to YA or B to YB (Figures 1 and 3)	2.0	96	115	135	ns
		3.0	50	60	70	
		4.5	18	23	27	
		6.0	15	20	23	
t _{PLZ} , t _{PHZ}	Maximum Propagation Delay, Output Enable to YA or YB (Figures 2 and 4)	2.0	110	140	165	ns
		3.0	60	70	80	
		4.5	22	28	33	
		6.0	19	24	28	
t _{PZL} , t _{PZH}	Maximum Propagation Delay, Output Enable to YA or YB (Figures 2 and 4)	2.0	110	140	165	ns
		3.0	60	70	80	
		4.5	22	28	33	
		6.0	19	24	28	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, Any Output (Figures 1 and 3)	2.0	60	75	90	ns
		3.0	23	27	32	
		4.5	12	15	18	
		6.0	10	13	15	
C _{in}	Maximum Input Capacitance	—	10	10	10	pF
C _{out}	Maximum Three-State Output Capacitance (Output in High-Impedance State)	—	15	15	15	pF

NOTE: For propagation delays with loads other than 50 pF, and information on typical parametric values, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

C _{PD}	Power Dissipation Capacitance (Per Buffer)*	Typical @ 25°C, V _{CC} = 5.0 V	
		34	
		pF	

* Used to determine the no-load dynamic power consumption: $P_D = C_{PD} V_{CC}^2 f + I_{CC} V_{CC}$. For load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

SWITCHING WAVEFORMS

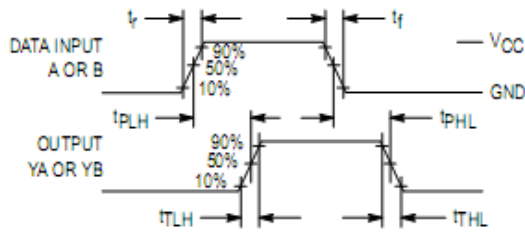


Figure 1.

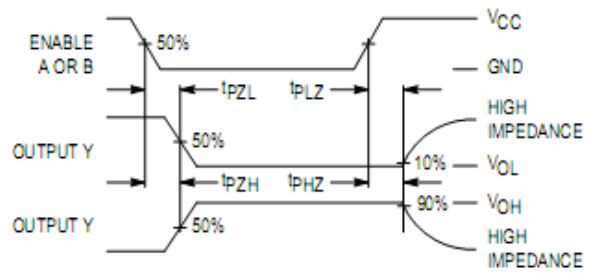
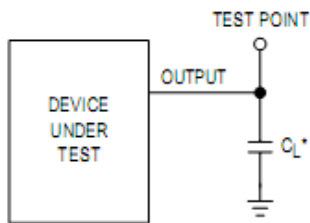


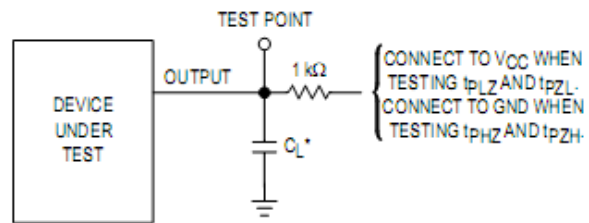
Figure 2.

TEST CIRCUITS



* Includes all probe and jig capacitance

Figure 3. Test Circuit



* Includes all probe and jig capacitance

Figure 4. Test Circuit

PIN DESCRIPTIONS

INPUTS

A1, A2, A3, A4, B1, B2, B3, B4
(Pins 2, 4, 6, 8, 11, 13, 15, 17)

Data input pins. Data on these pins appear in noninverted form on the corresponding Y outputs, when the outputs are enabled.

CONTROLS

Enable A, Enable B (Pins 1, 19)

Output enables (active-low). When a low level is applied

to these pins, the outputs are enabled and the devices function as noninverting buffers. When a high level is applied, the outputs assume the high impedance state.

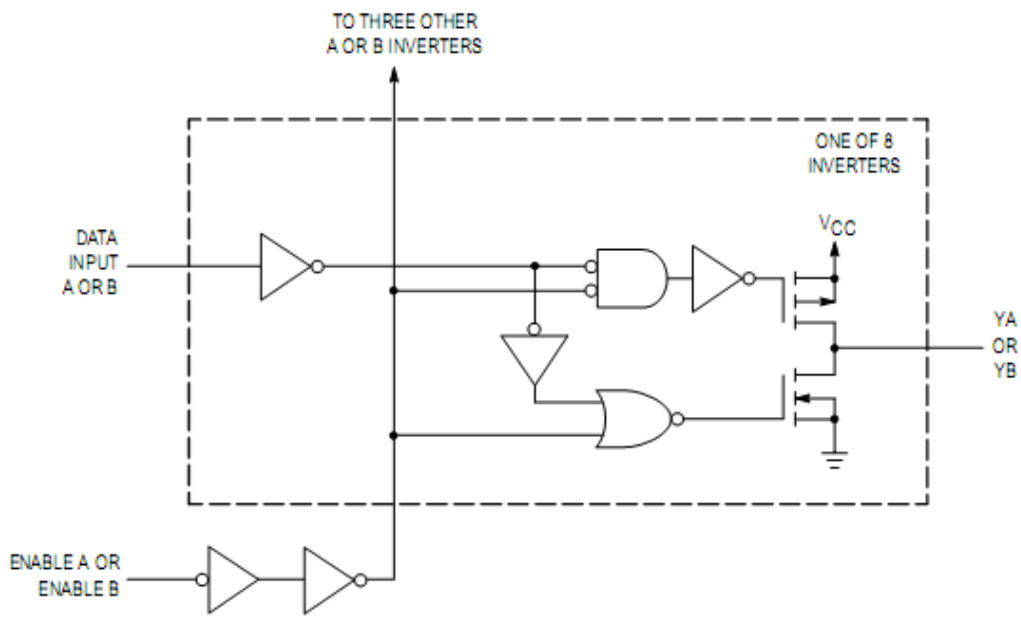
OUTPUTS

YA1, YA2, YA3, YA4, YB1, YB2, YB3, YB4
(Pins 18, 16, 14, 12, 9, 7, 5, 3)

Device outputs. Depending upon the state of the output-enable pins, these outputs are either noninverting outputs or high-impedance outputs.



LOGIC DETAIL



OUTLINE DIMENSIONS

**J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 732-03
ISSUE E**

NOTES:

- LEADS WITHIN 0.25 (0.010) DIAMETER TRUE POSITION AT SEATING PLANE, AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSIONS A AND B INCLUDE MENISCUS.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	23.88	2.15	0.940	0.990
B	660	7.48	0.260	0.295
C	381	5.08	0.150	0.200
D	0.38	0.88	0.015	0.022
F	140	1.65	0.055	0.065
G	254 BSC		0.100 BSC	
H	051	1.27	0.020	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	318	4.06	0.125	0.160
L	762 BSC		0.300 BSC	
M	0° 15°		0° 15°	
N	0.25	1.02	0.010	0.040

**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 738-03
ISSUE E**

NOTES:

- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- CONTROLLING DIMENSION INCH.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.010	1.070	25.65	27.17
B	0.240	0.280	6.10	6.80
C	0.150	0.180	3.81	4.57
D	0.015	0.022	0.39	0.55
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.050	0.070	1.27	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.140	2.80	3.55
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0° 15°		0° 15°	
N	0.020	0.040	0.51	1.01

**DW SUFFIX
PLASTIC SOIC PACKAGE
CASE 751D-04
ISSUE E**

NOTES:

- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
- DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
- MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.150 (0.006) PER SIDE.
- DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.65	12.95	0.489	0.510
B	7.40	7.80	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.45	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	127 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0° 7°		0° 7°	
P	0.05	10.55	0.002	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

Abstract

An innovative solution to slip rings and plug connectors is the contactless energy transmission system. The contactless inductive energy transmission technology has been developed within the last few years. In particular the dimensions of the primary and secondary system, the existence of ferrite cores on the primary or secondary side and the air gap length determine the transmission behavior. The transferable electric power and the efficiency of contactless magnetic systems can be considerably increased by using higher transmission frequencies, greater than 100 kHz. Some applications need a 50 Hz single-phase supply. At conventional systems, the high frequency DC-AC-DC converters have been used. At these systems the main losses of the complete system are caused by the primary inverter. Therefore novel power electronic topologies for direct energy conversion are necessary for this special application. In this report a new energy conversion principle has been proposed. A new topology based on three-phase to single-phase matrix converter for direct AC to AC contactless energy transmission has been used. The use of a matrix converter for contactless energy transmission reduces the number of energy conversion steps, avoids voluminous and expensive electrolytic DC link capacitors, increases the reliability especially at high temperatures, reduces conduction losses in power semiconductors and enables four-quadrant operation with sinusoidal line currents. A control system has been applied for this system which provides a 50 Hz single-phase voltage on the secondary side without a need for a DC link. Simulation of proposed topology and its control has been carried out by using Matlab/Simulink and the result has been presented. Finally the experimental case of system has been built and the results have been compared with the simulation results.

I would like to thank my adviser Dr. Dastfan, for his invaluable guidance, support, Encouragement and patient during the course of my search. Working with him is a valuable experience for me.

Thank you

Majid Arabyarmohammady



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Thesis Title:

**Design, Simulation and Implementation of AC
Contactless Energy Transmission System With Matrix
Converter**

Researcher

Majid Arabyarmohammady

Supervisor

Dr. Ali Dastfan

Advisor

Dr. Ali Soleymani

A thesis submitted to the Graduate Studies Office in
Partial fulfillment of the requirements for the
Degree of M.Sc. in Electrical Engineering

September 2009

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ