



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد برق - گرایش قدرت

عنوان

کاهش تلفات سوئیچینگ در یک اینورتر چند سطحی با استفاده از سیستمهای رزونانسی

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

دانشجو

سعیدرضا میرا

تابستان ۸۶

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

با تشکر از جناب آقای دکتر دستفان و دوستانی که در تمام مراحل این تحقیق مرا یاری نمودند .

چکیده:

در این پایان نامه انواع توپولوژی های مبدل‌های چندسطحی معرفی شده و انواع مبدل‌های رزونانسی که کاربرد آنها در جهت کاهش تلفات سوئیچینگ در مبدل‌های قدرت بوده و همچنین انواع تلفات سوئیچینگ معرفی و بررسی می شوند. سپس روش‌های کنترل مبدل‌های چند سطحی ارائه می شود. سپس مسئله متعادل سازی ولتاژ خازن‌های لینک DC در مبدل‌های چندسطحی از نوع دیود کلمپ بررسی و شبیه سازی می شود. جهت بررسی متعادل سازی ولتاژهای لینک DC ابتدا یکبار مبدل چهارسطحی از نوع دیود کلمپ بدون در نظر گرفتن متعادل سازی، شبیه سازی شده و مشاهده می شود که ولتاژ خازن‌های ورودی از وضعیت

اولیه تغییر کرده و پس از گذشت زمان کوتاهی ولتاژ خروجی ناپایدار می شود. سپس شبیه سازی با اعمال مسئله متعادل سازی تکرار می شود. هدف از انجام این تحقیقات بررسی و اصلاح روشهای موجود در زمینه کنترل، متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC در مبدل‌های چندسطحی می باشد.

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
فصل اول	
۱ - مقدمه	۱
فصل دوم	
۲ - توپولوژی های مبدل های چند سطحی و انواع تلفات در اینورترها	۴
۱-۲ - توپولوژی های چند سطحی	۴
۱-۱-۲ - مبدل های دیود کلمپ	۵
۲-۱-۲ - مبدل های خازن شناور	۹
۳-۱-۲ - مبدل های کاسکاد	۱۱
۲-۲ - مبدل های رزونانسی و انواع تلفات در اینورترها	۱۴
۱-۲-۲ - خازن های POWER MOSFET	۱۶
۲-۲-۲ - انواع تلفات سوئیچینگ در مبدل های قدرت	۱۸
۱-۲-۲-۲ - تلفات هدایت سوئیچ ها	۱۸
۲-۲-۲-۲ - تلفات ناشی از همپوشانی ولتاژ و جریان در هنگام سوئیچینگ	۱۸
۳-۲-۲-۲ - تلفات ناشی از بازیافت معکوس	۱۹
۳-۲-۲ - تکنیک های سوئیچینگ آرام و طبقه بندی مبدل های	
رزونانسی در مبدل های قدرت	۲۱
۱-۳-۲-۲ - مبدل های رزونانس بار	۲۲
۱-۱-۳-۲-۲ - مبدل های رزونانس سری منبع ولتاژ	۲۲
۲-۱-۳-۲-۲ - مبدل های رزونانس موازی منبع جریان	۲۲
۳-۱-۳-۲-۲ - مبدل های رزونانس کلاس E و زیر کلاس E	۲۲

- ۲۲-۲-۳-۲-۲-۲ مبدل های سوئیچ رزونانسی ۲۲
- ۲۲-۲-۳-۲-۲-۱ مبدل های سوئیچ رزونانسی DC-DC ۲۲
- ۲۲-۲-۳-۲-۲-۲ مبدل های با ولتاژ محدود شده ۲۲
- ۲۳-سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS – CV) ۲۳
- ۲۳-۲-۳-۲-۲ مبدل های رزونانسی لینک DC ۲۳
- ۲۴-۲-۳-۲-۴ مبدل های نیم سیکل کامل لینک فرکانس بالا ۲۴
- ۲۴-۲-۲-۴ مبدل رزونانسی سوئیچینگ ولتاژ و جریان صفر (ZCZVT) ۲۴

فصل سوم

- ۳-روش های کنترل مبدل های چند سطحی ۳۵
- ۳-۱-کنترل اینورتر چند سطحی به روش سینوسی مدولاسیون پهنای پالس ۳۵
- ۳-۲-کنترل اینورتر چند سطحی به روش مدولاسیون فضای برداری ۳۵

فصل چهارم

- ۴-متعادل سازی ولتاژ خازن های لینک DC ۴۶
- ۴-۱-معیار متعادل سازی ولتاژ ۴۶
- ۴-۱-۱-روش اول: مینیمم سازی مشتقی ۴۷
- ۴-۱-۲-روش دوم: مینیمم سازی مستقیم ۵۰
- ۴-۲-اجرای متعادل سازی ولتاژ خازن ها ۵۲
- ۴-۳-روش های محاسبه همزمان و غیر همزمان جهت محاسبه Cost 1,2,... ۵۴

۵۴ ۱-۳-۴ محاسبه غیر همزمان

۵۶ ۲-۳-۴ محاسبه همزمان

فصل پنجم

۵۸ ۵- شبیه سازی کامپیوتری

۵۸ ۱-۵- شبیه سازی اول: مبدل چند سطحی با وجود منبع ایده آل در لینک DC

۶۲ ۲-۵- شبیه سازی دوم: مبدل چند سطحی با وجود منبع ایده آل در لینک DC

۳-۵- شبیه سازی سوم: مبدل چند سطحی با اعمال الگوریتم متعادل سازی ولتاژ

۶۷ خازنهای لینک DC

۴-۵- شبیه سازی چهارم: مبدل چند سطحی بدون اعمال الگوریتم متعادل سازی ولتاژ

۷۱ خازنهای لینک DC

۷۵ منابع و مراجع

فهرست اشکال

<u>عنوان</u>	<u>صفحه</u>
شکل ۱-۲ مبدل دیود کلمپ سه سطحی.....	۵
شکل ۲-۲ مبدل دیود کلمپ چهار سطحی.....	۶
شکل ۳-۲ دیاگرام عملی یک مبدل n سطحی از نوع دیود کلمپ.....	۷
شکل ۴-۲ شکل موج ولتاژ تولید شده توسط یک مبدل n سطحی.....	۸
شکل ۵-۲ مبدلهای (الف) سه سطحی و (ب) چهارسطحی از نوع خازن شناور.....	۹
شکل ۶-۲ دیاگرام عملی یک مبدل خازن شناور.....	۱۰
شکل ۷-۲ مبدل سه سطحی از نوع کاسکاد.....	۱۱
شکل ۸-۲ مبدل چند سطحی از نوع کاسکاد.....	۱۱
شکل ۹-۲ مبدل چهار سطحی از نوع کاسکاد.....	۱۲
شکل ۱۰-۲ اشکال موجهای سوئیچینگ.....	۱۵
شکل ۱۱-۲ همپوشانی ولتاژ و جریان در زمان خاموش و روشن کردن سوئیچ و تلفات سوئیچینگ.....	۱۹
شکل ۱۲-۲ خاموش کردن دیود به صورت (الف) Soft-Recover و (ب) Hard-Recover .	۲۰
شکل ۱۳-۲ (الف) مدار اینورتر ACRL (ب) شکل موجهای ولتاژ لینک V_o و جریان کلمپ i_{cc}	۲۳
شکل ۱۴-۲ اینورتر ZCZVT (الف) اینورتر پل کامل (ب) اینورتر سه فاز.....	۲۴
شکل ۱۵-۲ شکل موجهای مدار مبدل رزونانسی (الف) فرایند روشن شدن	
(ب) فرایند خاموش شدن.....	۲۵
شکل ۱۶-۲ مراحل کاری از یک leg از اینورتر ZCZVT.....	۲۶
شکل ۱۷-۲ ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی S_2 (الف) به شکل سخت، بر پایه IGBT ،	
(ب) به شکل سخت بر پایه MOSFET، (ج) به شکل نرم بر پایه IGBT	
و (د) به شکل نرم بر پایه MOSFET.....	۳۱
شکل ۱۸-۲ جریان و ولتاژ سوئیچ اصلی S_2	۳۲

- شکل ۱۹-۲ جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی S_{A2} (الف) اینورتر بر پایه IGBT، (ب) اینورتر —
- ۳۲ بر پایه MOSFET
- شکل ۲۰-۲ منحنی های بازده (الف) 1Kw و (ب) 3Kw ۳۳
- شکل ۱-۳ دیاگرام عملی یک مبدل ۳ سطحی از نوع دیود کلمپ ۳۶
- شکل ۲-۳ (الف) بردارهای پایه (ب) تبدیل کلارک ۳۹
- شکل ۳-۳ دیاگرام SV از (الف) مبدل سه سطحی و (ب) مبدل چهار سطحی ۴۰
- شکل ۴-۳ نمایش بردار مرجع نرمالیزه شده در یک ششم اول ۴۲
- شکل ۵-۳ نمایش نواحی ۳و۲،۱ ۴۲
- شکل ۶-۳ بردار زمانی جهت تعیین سیکل کاری سوئیچها ۴۳
- شکل ۱-۴ توزیع جریانهای MP در خازنهای لینک DC ۴۷
- شکل ۲-۴ شکل مربوط به وضعیت سوئیچینگ ۳۲۱ برای مبدل ۴ سطحی ۵۲
- شکل ۳-۴ شکل مربوط به وضعیت سوئیچینگ ۲۱۰ برای مبدل چهارسطحی ۵۲
- شکل ۴-۴ فلوچارت متعادل سازی ولتاژ خازنها به روش غیرهمزمان ۵۴
- شکل ۵-۴ فلوچارت متعادل سازی ولتاژ خازنها به روش همزمان ۵۵
- شکل ۶-۴ محدودیت های متعادل سازی ولتاژ ۵۶
- شکل ۱-۵ سیگنالهای گیت سوئیچهای یک leg ۵۹
- شکل ۲-۵ جریان خروجی فاز b (i_b) ۵۹
- شکل ۳-۵ جریان خروجی فاز c (i_c) و ولتاژ خروجی V_{ca} ۶۰
- شکل ۴-۵ تلفات سوئیچینگ مربوط به هدایت سوئیچها (conduction losses) ۶۰
- شکل ۵-۵ سیگنالهای کریرمثلثی به همراه سیگنال سینوسی مرجع ۶۱
- شکل ۶-۵ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی ۶۱
- شکل ۷-۵ ولتاژ خروجی یک مبدل دو سطحی ۶۲
- شکل ۸-۵ جریان خروجی در مبدل دو سطحی ۶۳

- شکل ۵-۹ ولتاژ خروجی یک مبدل سه سطحی ۶۳
- شکل ۵-۱۰ جریان خروجی یک مبدل سه سطحی ۶۴
- شکل ۵-۱۱ ولتاژ خروجی یک مبدل چهار سطحی ۶۴
- شکل ۵-۱۲ جریان خروجی در مبدل چهار سطحی ۶۵
- شکل ۵-۱۳ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل دو سطحی ۶۵
- شکل ۵-۱۴ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل سه سطحی ۶۶
- شکل ۵-۱۵ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی ۶۶
- شکل ۵-۱۶ ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ ۶۷
- شکل ۵-۱۷ ناپایداری در ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ ۶۸
- شکل ۵-۱۸ ناپایداری در جریان خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ ۶۸
- شکل ۵-۱۹ ناپایداری در ولتاژ خازنهای لینک DC بدلیل عدم متعادل سازی ۶۹
- شکل ۵-۲۰ ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC ۷۰
- شکل ۵-۲۱ جریان سه فاز در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC ۷۱
- شکل ۵-۲۲ ولتاژ دو سرخازنهای لینک DC ۷۱
- شکل ۵-۲۳ ولتاژ دو سرخازنهای لینک DC ۷۲
- شکل ۵-۲۴ طیف هارمونیک ولتاژ در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC ۷۲
- شکل ۵-۲۵ طیف هارمونیک جریان خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC ۷۳
- شکل ۵-۲۶ نتایج شبیه سازی متعادل سازی ارائه شده ۷۴
- شکل ۵-۲۷ نتایج شبیه سازی متعادل سازی انجام شده در مقالات ۷۴

فهرست جداول

صفحه

عنوان

جدول ۱-۲	حالت‌های ممکن برای سوئیچها (الف) مبدل سه سطحی	
جدول ۲-۲	مشخصه های اصلی از توپولوژیهای چند سطحی	۱۰
جدول ۳-۲	مشخصات اینورتر ZCZVT	۱۳
جدول ۴-۲	مقادیر پارامترها و قطعات اینورتر ZCZVT	۲۸
جدول ۱-۳	خلاصه ای از اطلاعات SVM	۳۰
جدول ۲-۳	نگاشت یک ششم ها به یک ششم اول	۴۳
		۴۵

فصل اول

مقدمه:

در سالهای اخیر توجه روزافزونی به سیستمهای الکترونیک قدرت شده است، که یکی از دلایل آن می تواند افزایش مصرف دستگاههای الکتریکی و الکترونیکی باشد، که نه تنها کاربری صنعتی بلکه در مصارف تجاری و خانگی نیز استفاده می شود. دلیل دیگر توجه به الکترونیک قدرت بهبود بازده سیستم ها به موازات توسعه کاربردهای انرژی های نو می باشد.

جهت پاسخگویی به این افزایش کاربرد ادوات الکترونیک قدرت، به توپولوژی های جدید مبدلهای قدرت نیاز می باشد. در کاربردهای توان بالا، ولتاژ و جریان بالا می رود، لذا افزایش ماکزیمم شرایط عملکرد نیمه هادی های قدرت یک امتیاز مهم محسوب می شود.

با موازی کردن و یا سری کردن قطعات یا سیستم های الکترونیک قدرت می توان به ترتیب به جریان و ولتاژهای بالاتری دسترسی پیدا کرد. با این وجود با سری کردن قطعات دستیابی به ولتاژ دینامیکی و یا استاتیکی تقسیم شده بین سوئیچها یک مسئله مهم می باشد. بهترین روش برای پایدار کردن ولتاژهایی که

به ادوات الکترونیک قدرت اعمال می شوند محدود کردن آن ولتاژها با استفاده از منابع ولتاژ DC یا خازنهای بزرگ که در حالتی گذرا همانند یک منبع ولتاژ رفتار می کنند، می باشد. توپولوژی چندسطحی نیز بر این اصل استوار است و از اینرو ولتاژهایی که به اینورتر اعمال می شود می تواند کنترل و محدود شود. یک مزیت مبدل‌های چندسطحی نسبت به یک اینورتر کلاسیک دوسطحی این است که طیف شکل موج خروجی بهبود پیدا کرده که این مسئله با تعداد سطوح اینورتر نسبت مستقیم دارد. از اینرو ولتاژهای خروجی می تواند با المانهای راکتیو کوچکتی فیلتر شود و در مجموع فرکانس سوئیچینگ المانها می تواند کاهش یابد. این دو مزیت به همراه قابلیت دستیابی به سطوح ولتاژ بالا که در اینورترهای چندسطحی وجود دارد مناسب بودن آنها را جهت کاربرد در قدرت های بالا تأیید می کند [1].

در سالهای اخیر، کاربرد مبدل‌ها در سیستم های قدرت پیشرفت بسیاری داشته است. یکی از عوامل مهم این پیشرفت، استفاده از سوئیچ‌هایی است که توانایی سوئیچ کردن ولتاژهای بالا در زمانهای بسیار کم را دارند.

اگر چه استفاده از سوئیچ‌های IGBT با ولتاژ سوئیچینگ بالا، قابلیت و کارایی مبدل‌ها را افزایش داده است، اما این موضوع مشکلاتی را نیز در بر دارد. سرعت سوئیچینگ بالا و در نتیجه dv/dt بالا، بخصوص در مبدل‌های PWM، باعث ایجاد استرس شدید در سیم پیچ‌های موتورهای القایی می شود. بطوریکه پیک ولتاژ گذرا در لحظات سوئیچینگ، ممکن است باعث از بین رفتن عایق دستگاه شود. از طرفی با بالا رفتن فرکانس سوئیچینگ، جریان گردشی در سیم پیچ ها که ناشی از المانهای خازنی موجود بین لایه های سیم پیچی شده می باشد، باعث ایجاد صدماتی به سیم پیچ های موتور می شود. این مسائل باعث ایجاد محدودیت در بالابردن فرکانس کار مبدل‌های PWM و در نتیجه ایجاد محدودیت در کاهش هارمونیک‌های خروجی در این نوع مبدل‌ها می شود. در نتیجه نیاز به فیلترهای پرهزینه برای کاهش سطح هارمونیک‌های خروجی در مبدل‌های PWM باز هم به چشم می خورد.

از زمان ساخت سوئیچ‌های نیمه هادی تاکنون، استفاده از آن در سیستم های قدرت روز به روز در حال گسترش بوده است. بطوریکه امروزه در بسیاری از کاربردها نظیر سیستم های HVDC، درایوها، مبدل‌ها، ادوات FACTS و... استفاده از این عناصر امری معمول می‌باشد. با پیشرفت تکنولوژی ساخت این نوع عناصر، روز به روز شاهد استفاده از آنها در توان بالاتری هستیم. از طرفی بحث تلفات در این سوئیچ‌ها همواره عامل محدود کننده در کاربرد آنها در فرکانس‌های بالاتر بوده است. این مسئله بخصوص در توان‌های بالا نمود بیشتری پیدا می کند. تلفات سوئیچینگ، علاوه بر کاهش بهره وری سیستم باعث گرم شدن بیش از حد

سوئیچها و کاهش ظرفیت آنها می شود. از جمله عوامل دیگر که در عملیات سوئیچ زنی با آن روبرو هستیم، مشکلات ناشی از EMI می باشد. با توجه به مشکلات ذکر شده، راه حل‌های مختلفی برای مقابله با آن پیشنهاد شده است. یکی از کاربردی ترین این روشها استفاده از مدارات سوئیچینگ آرام می باشد. سوئیچینگ آرام به معنی کنترل عملیات سوئیچ زنی، بمنظور حداقل کردن تلفات در سوئیچها، استرسهای جریانی و ولتاژی و اختلالات الکترومغناطیسی ناشی از آن می باشد.

در فصل اول مقدمه ای از اینورترها مطرح شده و در فصل دوم انواع مختلف مبدل‌های چندسطحی که شامل مبدل‌های کلمپ دیودی، خازن شناور و کاسکاد می باشند از نظر مداری بررسی شده و مبدل‌های رزونانسی و کاربرد آنها در مبدل‌های قدرت و همچنین انواع تلفات سوئیچینگ که در یک سوئیچ بوجود

می آید بررسی شده و یک اینورتر به همراه یک مدار کمکی به منظور ایجاد سوئیچینگ آرام در آن مبدل در نظر گرفته شده است در یک پریود رزونانسی تحلیل می شود. در فصل سوم روشهای کنترل مبدل‌های چند سطحی که شامل مدولاسیون سینوسی (SPWM) و مدولاسیون در فضای برداری

(SVPWM) می باشد مطرح شده و روش اخیر به همراه یک مثال به طور کامل مورد تحلیل و بررسی قرار می گیرد.

در فصل چهارم متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC که یکی از مسائل مهم در کنترل مبدل‌های چندسطحی می باشد مورد بررسی قرار گرفته و دو روش همزمان و غیرهمزمان مطرح شده و الگوریتم مربوط به هر کدام ارائه می شود.

در فصل پنجم نتایج شبیه سازی مربوط به اینورتر چهارسطحی به روش مدولاسیون سینوسی و فضای برداری در حالتی که ولتاژ ورودی لینک DC منابع ولتاژ ایده آل می باشند ارائه شده و سپس شبیه سازی در حالتی که بجای منابع ولتاژ DC خازن قرار داده می شود یکبار بدون اعمال الگوریتم متعادل سازی ولتاژهای لینک DC و سپس با اعمال الگوریتم انجام شده و نتایج مقایسه خواهند شد.

فصل دوم

۲-۱- توپولوژیهای چندسطحی

توجه به توپولوژیهای چندسطحی از زمانی که آنها می توانند کاربردهای سیستمهای الکترونیک قدرت را برای ولتاژها و توانهای بالا توسعه دهند افزایش پیدا کرد. مبدل‌های چندسطحی مناسبترین تکنولوژی برای رنج ولتاژهای متوسط تا بالا (2-13kV) که شامل درایو موتورها، توزیع توان، کیفیت توان و کاربردهای دیگر قدرت می باشند، قرار گرفته است.

بدلیل اینکه خروجی این مبدل‌ها بیش از دو سطح می باشند، لذا از نظر کیفیت طیف سیگنال به مراتب بهتر از مبدل‌های دوسطحی کلاسیک می باشند.

معایب اصلی مبدل‌های چندسطحی این است که:

- این توپولوژیها احتیاج به تعداد زیادی سوئیچ دارد.
- به دلیل وجود قطعات زیاد کنترل آنها مشکل است.
- چند منبع ولتاژ DC لازم است که عموماً از خازن استفاده می شود که بالانس کردن ولتاژ این خازنها کار واقعاً دشواری است.

علی رغم این معایب، مبدل‌های چندسطحی بعنوان یک گزینه بسیار خوب برای کاربردهای قدرت قرار گرفته اند از آنجائیکه هزینه کنترل آنها در مقایسه با هزینه های کل سیستم کم می باشد، و ازطرفی با توجه به اینکه قیمت نیمه هادی های قدرت و پردازشگرهای سیگنال دیجیتال^۱ (DSPs) رو به کاهش است، استفاده از توپولوژیهای چند سطحی برای کاربردهای توان پایین (کمتر از ۱۰kW) نیز انتظار می رود. قطعات قدرت سریع (ترانزیستورهای CMOS)، که در فرکانسهای سوئیچینگ بالا کار می کنند می توانند برای ولتاژهای پایین مورد استفاده قرار گیرند. بنابراین مقدار المانهای راکتیو دستخوش کاهش زیادی خواهد شد. علاوه بر این انتظار می رود که قطعات الکترونیک قدرت جدیدی در آینده ظاهر شده و این قضیه سبب توسعه کاربردهای توپولوژیهای چندسطحی شود.

از اینرو توپولوژیهای مهم مبدل‌های چندسطحی عبارتند از:

۱- مبدل‌های دیود کلمپ^۲

۲- مبدل‌های خازن شناور^۳

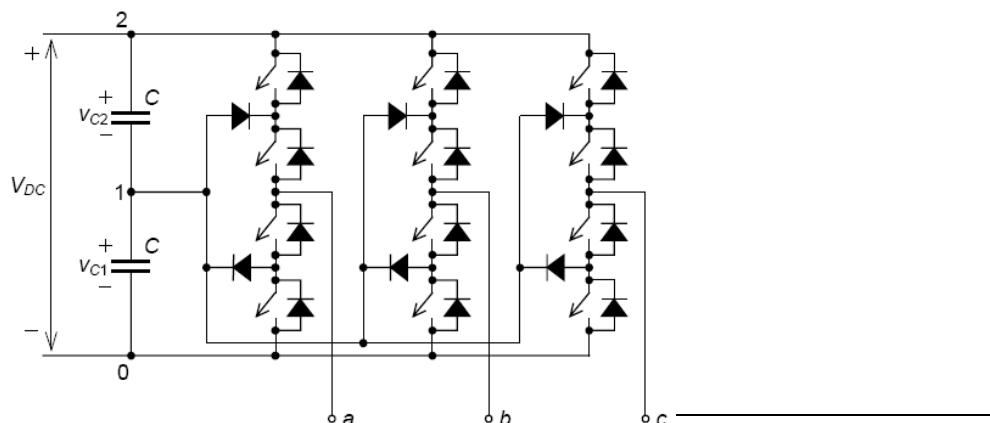
۳- مبدل‌های کاسکاد^۴

البته نام‌های دیگری برای این توپولوژیها استفاده می‌شود. بعنوان مثال یک مبدل سه سطحی از نوع دیود کلمپ، مبدل کلمپ نقطه خنثی^۵ (NPC) نیز نامیده می‌شود.

از طرفی دیگر به این سیستم‌ها نام مبدل به اینورتر ترجیح داده می‌شود به این دلیل که این سیستم‌ها هم می‌توانند به عنوان اینورتر و هم بعنوان یکسوساز عمل می‌کنند که این بستگی به این دارد که جهت انرژی از سمت منبع DC به منبع AC و یا بالعکس می‌باشد.

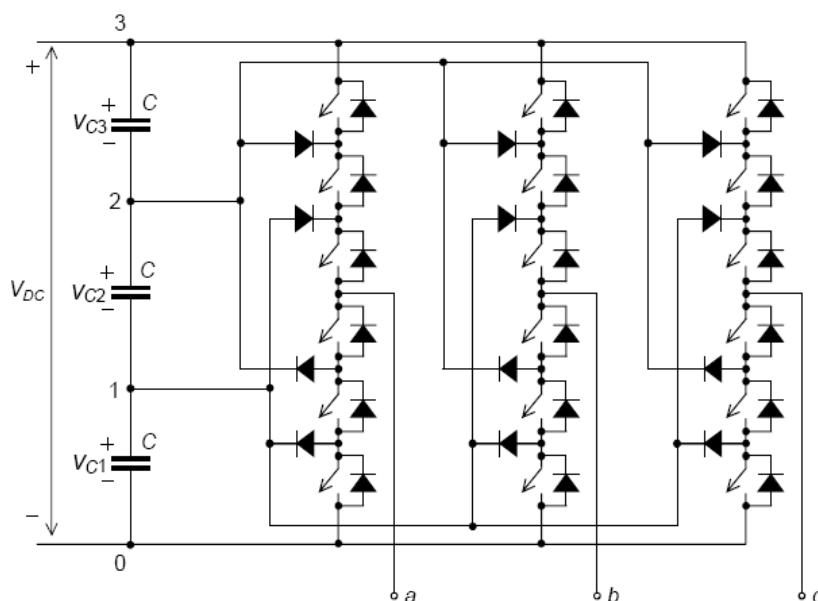
۲-۱-۱- مبدل‌های دیود کلمپ

از زمان ارائه مبدل سه سطحی دیود کلمپ (یا مبدل NPC)، این مبدل عملی‌ترین توپولوژی چندسطحی بوده و بیشترین مطالعات نیز روی این نوع مبدل انجام گرفته است. در شکل ۲-۱ یک مبدل سه سطحی از نوع دیود کلمپ نشان داده شده است.



1. Diode – Clamper
2. Floating – Capac
3. Cascaded H-Bridge Converters
4. Neutral Point Clamped

شکل ۱-۲ مبدل دیود کلمپ سه سطحی [۲]



شکل ۲-۲ مبدل چهارسطحی از نوع دیود کلمپ [۲]

این توپولوژی به سطوح بالاتر نیز توسعه یافته است که در شکل ۲-۲ یک مبدل ۴ سطحی نمایش داده شده است.

در حالت کلی برای یک توپولوژی n سطحی، $n-1$ سوئیچ بصورت پشت سر هم باید در حالت روشن قرار گیرند و در نتیجه سطح ولتاژ تعریف شده از خازنهای سری به خروجی وصل می شوند. شکل ۳-۲ یک دیاگرام عملی از این مبدل را نشان می دهد.

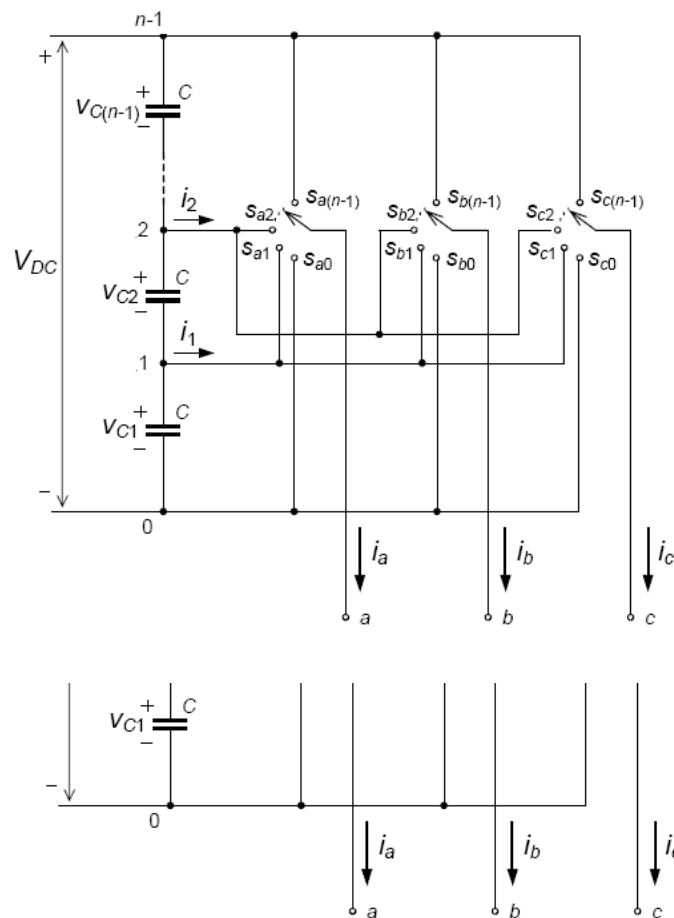
رابطه (۱-۲) تمام ترکیبات ممکنه را خلاصه می کند.

$$\sum_{j=0}^{n-1} S_{ij} = 1 \quad \text{with} \quad i = \{a, b, c\} \quad (1-2)$$

متغیرهای S_{ij} توابع کنترلی سوئیچهای تک قطبی با n مسیر می باشد. این متغیرها، موقعیت هر سوئیچ را مشخص می کنند. از اینرو در صورتی که خروجی i به نقطه j وصل است مقدار آنها یک است و در غیراینصورت صفر هستند.

$$(S_{ij} = \{0,1\})$$

با توجه به اینکه تمام ولتاژها نسبت به پایین ترین سطح ولتاژ باس DC سنجیده می شود. (مرجع "0") هر ولتاژ خروجی، حاصل مشارکت تعدادی از خازنهایی است که بصورت پشت سر هم قرار گرفته اند.



شکل ۲-۳ دیاگرام عملی یک مبدل n سطحی از نوع دیود کلمپ [۲]

$$V_{i0} = \sum_{j=1}^{n-1} \left(S_{ij} \sum_{p=1}^j V_{Cp} \right) \quad \text{with} \quad i = \{a, b, c\} \quad (2-2)$$

زمانی که توزیع متعادل ولتاژ لینک DC در بین خازنها در نظر گرفته شود:

$$V_{i0} = \frac{V_{DC}}{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} j S_{ij} \quad \text{with} \quad i = \{a, b, c\} \quad (3-2)$$

در شرایط تعادل، ماکزیمم ولتاژ مستقیم دوسر سوئیچ ولتاژ یک خازن است. شکل ۲-۴، شکل موج ولتاژ که از یک مبدل n سطحی بدست آمده است در حال تعادل خازنها نشان داده شده است.

ویژگیهای مبدلهای دیود کلمپ عبارتند از:

- در آنها از تعداد کمی خازن استفاده می شود. اگرچه در این توپولوژی از تعداد بیشتری دیود محدود کننده استفاده می شود ولی با توجه به کم بودن قطعات راکتیو از نقطه نظر اقتصادی ترجیح داده می شود.

- آنها می توانند تنها به یک باس DC متصل شوند.

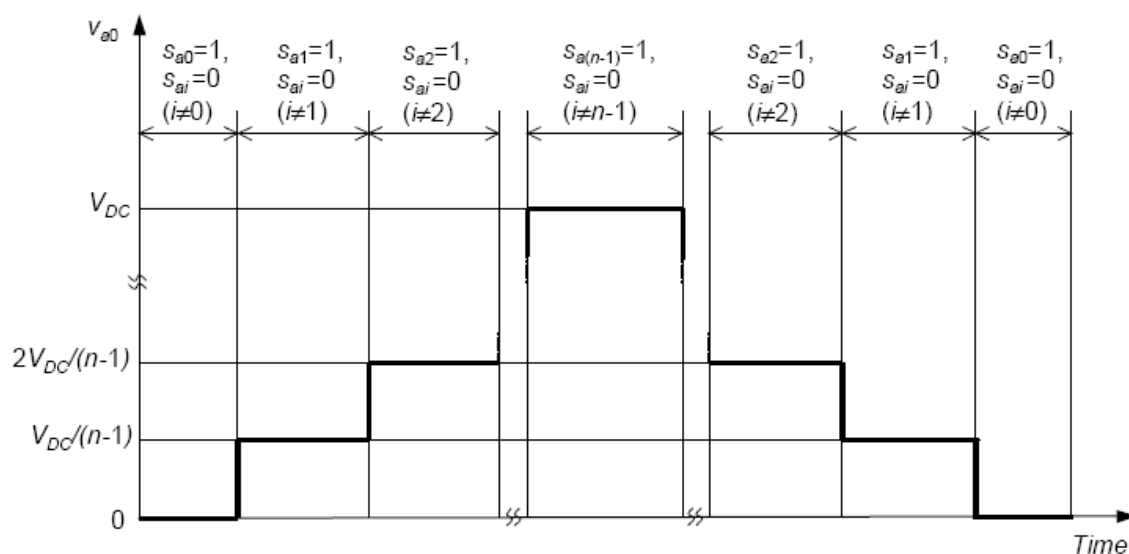
توپولوژی خازن شناور نیز این خاصیت را دارد ولی مبدلهای کاسکاد به این شکل نیستند بلکه این مبدلها به چندمنبع تغذیه DC ایزوله نیاز دارند.

- برای توپولوژیهای بالاتر از سه سطح، دیودهای محدود کننده باید ولتاژ بالایی به اندازه $V_{DC}(n-2)/(n-1)$ را تحمل کند، در نتیجه سری کردن دیودها ضروری می باشد. این امر باعث پیچیدگی طراحی و بالارفتن قابلیت اطمینان و البته هزینه می شود.

- مسئله نگهداری تعادل شارژ خازنها در توپولوژیهای با تعداد سطوح بالا (بالاتر از سه سطح) در برخی از شرایط کاری تقریباً غیرممکن بوده، بنابراین ولتاژ خروجی AC بالا قابل دسترسی نخواهد بود در حالیکه این مهمترین خصوصیت مبدلهای چندسطحی می باشد. مهمترین اصلاح بالانس در زمانی که دو یا چند مبدل به یک لینک DC وصل می شوند حاصل می شود. این مبدلها همچنین در مدارات جبران ساز

توان راکتیو (SVC) که در آن توان اکتیوی منتقل نمی شود استفاده شده و بدین ترتیب مسئله تعادل قابل دسترسی خواهد بود.

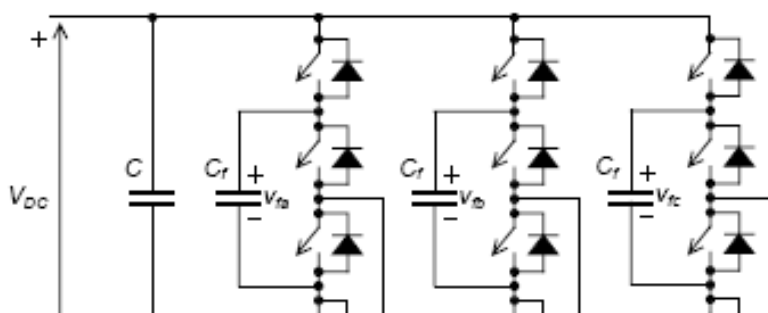
- اگرچه کنترل صحیح یک توپولوژی سه سطحی بر مسئله تعادل غلبه می کند، یک ریپل فرکانس پایین در نقطه NP ظاهر می شود که با اندیس مدولاسیون بالا و PF های پایین نسبت مستقیم دارد. ماکزیمم ولتاژی که به قطعات اعمال می شود به دلیل این نوسان بالاتر رفته و در کل باعث ایجاد اعوجاج فرکانس پایینی در ولتاژهای خروجی AC می شود.



شکل ۲-۴ موج ولتاژ تولید شده توسط یک مبدل n سطحی [۲]

۲-۱-۲- مبدل‌های خازن شناور

در این توپولوژی محدود کردن ولتاژ توسط خازنهائی که نسبت به پتانسیل زمین معلق هستند، صورت می گیرد. در شکل ۲-۵ یک مبدل ۳ و ۴ سطحی از این نوع نمایش داده شده اند.

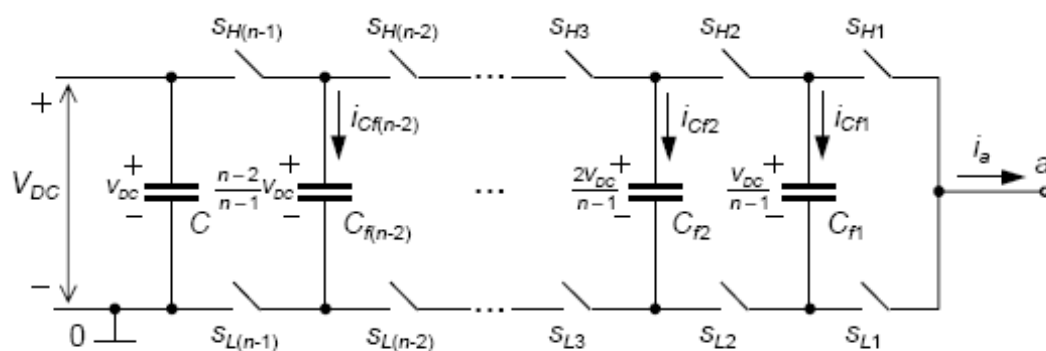


(الف)

(ب)

شکل ۵-۲ مبدل‌های (الف) سه سطحی و (ب) چهارسطحی از نوع خازن شناور [۲]

در این توپولوژی هر شاخه می تواند شامل سلولهای مجزائی در نظر گرفته شود که ولتاژ خروجی حاصل ترکیب تعدادی خازن بصورت سری می باشد، که در شکل ۶-۲ نشان داده شده است.



شکل ۶-۲ دیاگرام عملی از یک مبدل خازن شناور [۲]

هر جفت از سوئیچها (S_{Li} , S_{Hi}) باید به گونه ای روشن شوند تا ارتباط صحیحی را از طریق خازنها بین باس DC و خروجی برقرار نمایند. در ضمن هر دو سوئیچ نمی توانند همزمان روشن شوند زیرا در این صورت باعث اتصال کوتاه بین خازنها می شوند. در جدول ۱-۲ تمام حالت‌های ممکن سوئیچها را در مبدل‌های ۳ و ۴ سطحی نشان میدهد.

جدول ۱-۲ حالت‌های ممکن برای سوئیچها (الف) مبدل سه سطحی (ب) مبدل چهارسطحی از نوع

خازن شناور [۲]

S_{H2}	S_{H1}	V_{a0}	i_{Cr1}
off	off	0	0
off	on	$V_{DC}/2$	$-i_a$
on	off	$V_{DC}/2$	i_a
on	on	V_{DC}	0

(الف)

S_{H3}	S_{H2}	S_{H1}	V_{a0}	i_{Cr2}	i_{Cr1}
off	off	off	0	0	0
off	off	on	$V_{DC}/3$	0	$-i_a$
off	on	off	$V_{DC}/3$	$-i_a$	i_a
on	off	off	$V_{DC}/3$	i_a	0
off	on	on	$2V_{DC}/3$	$-i_a$	0
on	off	on	$2V_{DC}/3$	i_a	$-i_a$
on	on	off	$2V_{DC}/3$	0	i_a
on	on	on	V_{DC}	0	0

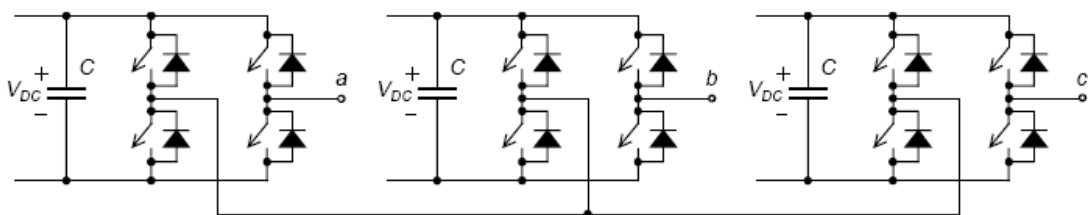
(ب)

ترکیب‌های مختلف حالت‌های سوئیچها می تواند ولتاژ خروجی یکسانی ایجاد کند لذا این مسئله می تواند در متعادل کردن ولتاژ خازنها بسیار مفید بوده به شرطی که مدولاسیون صحیحی انجام پذیرد. بعنوان مثال در یک مبدل سه سطحی فقط دو حالت وجود دارد که می تواند ولتاژ خازنها را تحت تأثیر قرار دهد و هر دو

حالت سبب ولتاژ یکسانی در خروجی می شود، $(\frac{V_{dc}}{2})$. اگرچه جریان عبوری از خازنها در جهات مختلف است، لذا با انتخاب حالت مناسب با در نظر گرفتن جریان خروجی این ولتاژ می توان همواره کنترل شود.

۳-۱-۲- مبدل‌های کاسکاد

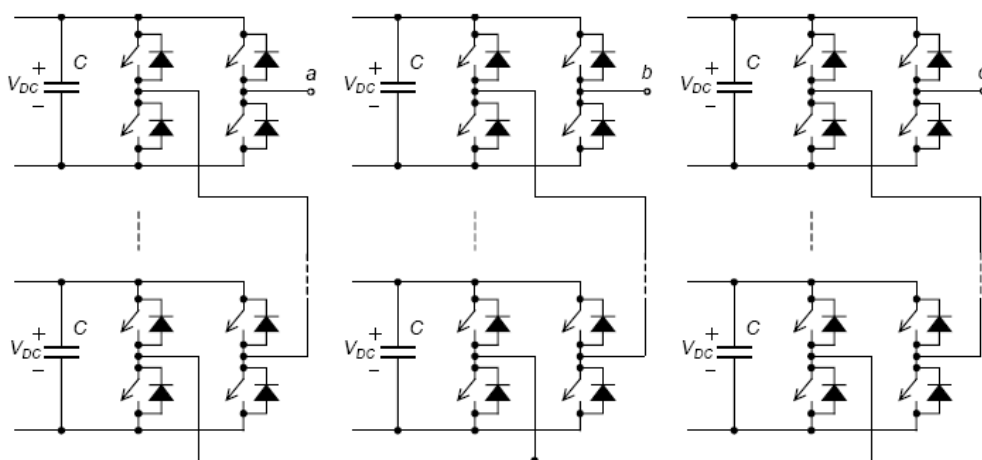
در این توپولوژی که یکی از جدیدترین توپولوژیها به شمار می رود می توان با اتصال سری مبدل‌های تمام پل تک فاز به مبدل چندسطحی دست یافت. اخیراً، این ایده برای سیستم های سه فاز توسعه یافته است.



شکل ۷-۲ مبدل سه سطحی کاسکاد [۲]

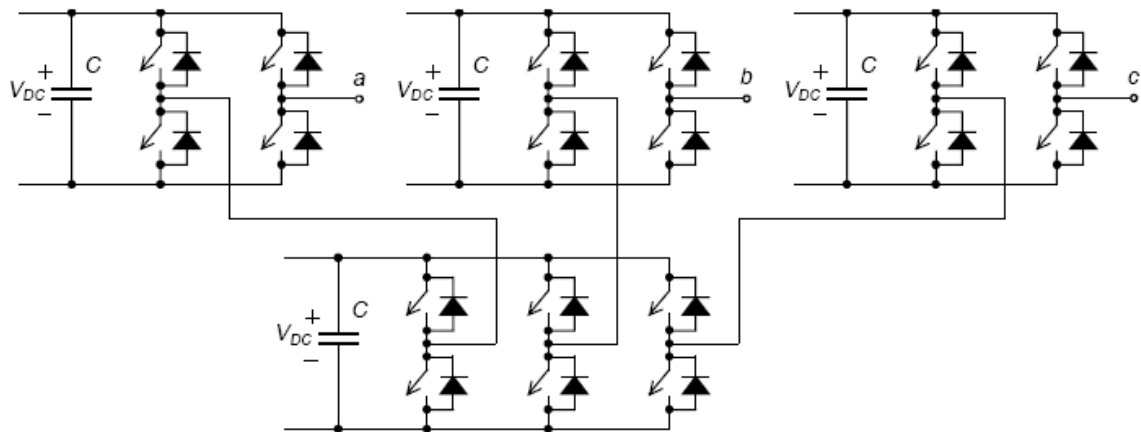
یک زنجیره از توپولوژیهای H-bridge می تواند تشکیل یک مبدل با تعداد سطوح بالا دهد.

(شکل ۸-۲)



شکل ۲-۸ مبدل چندسطحی از نوع کاسکاد [۲]

برای دستیابی به تعداد سطوح زوج، یک توپولوژی نیمه پل باید به مبدل‌های H-bridge اضافه شود. شکل ۲-۹ ساختار یک مبدل چهارسطحی را نشان می‌دهد.



Four-level cascade converter.

شکل ۲-۹ مبدل چهارسطحی از نوع کاسکاد [۲]

ماژولار بودن این توپولوژی یک مزیت بسیار مهم بشمار می‌رود. اگرچه ایزوله بودن ولتاژهای لینک DC یک عیب بزرگ این ساختار می‌باشد. در این توپولوژی چندین منبع تغذیه DC مستقل مورد احتیاج بوده که می‌تواند با یک ترانسفورماتور با ثانویه‌های ایزوله یا بوسیله چندین ترانسفورمر فراهم گردد. وسایل نقلیه الکتریکی، باتری‌ها یا سلول‌های سوختی می‌توانند موارد استفاده این توپولوژی باشند.

یک کاربرد قابل توجه برای ساختار NPC در مترو سوئیس می‌باشد که در آن چند مبدل با اتصال پشت به پشت در یک سیستم 8.5 MVA برای تغذیه موتورهای سنکرون جهت حرکت قطار استفاده شده است. این وسیله نقلیه بدون تماس با سطح زیرین خود و بالاتر از سطح زمین توسط آهنرباهای برقی هدایت می‌شود. نمونه دیگر از کاربرد مبدل‌های چندسطحی راه اندازی سیستمی برای انتقال سنگ معدن از معدن به کارخانه معادن مس در سان پلامبرز شیلی می‌باشد. معدن در فاصله ۱۷۰۰ متری قرار دارد که مواد توسط نوار نقاله

حمل می شوند. ۸ موتور 2.5MVA توسط مبدل‌های NPC با GTO^۷ راه اندازی می شوند.

در جدول ۲-۲ مشخصه های عمومی توپولوژی های چندسطحی پایه به اختصار نشان داده شده است.

ogy	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j
n-Level	$6(n-1)$	$6(n-2)$	$3(n-1)(n-2)$	$n-1$	$n-1$	$V_{DC}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	n^3	$n^3 - (n-1)^3$
3-Level	12	6	6	2	2	$V_{DC}/2$	5	9	27	19
4-Level	18	12	18	3	3	$V_{DC}/3$	7	13	64	37
5-Level	24	18	36	4	4	$V_{DC}/4$	9	17	125	61
n-Level	$6(n-1)$	0	0	$3n-5$	$(n-1)^2 + 3\sum_{j=1}^{n-2} j^2$	$V_{DC}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	$2^{3(n-1)}$	$n^3 - (n-1)^3$
3-Level	12	0	0	4	7	$V_{DC}/2$	5	9	64	19
4-Level	18	0	0	7	24	$V_{DC}/3$	7	13	512	37
5-Level	24	0	0	10	58	$V_{DC}/4$	9	17	4096	61
n-Level	$6(n-1)$	0	0	$(\text{Even}) 3n/2 - 1.5$ $(\text{Odd}) 3n/2 - 2$	$(\text{Even}) 3n/2 - 1.5$ $(\text{Odd}) 3n/2 - 2$	$V_{DC\text{equiv}}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	$2^{3(n-1)}$	$n^3 - (n-1)^3$
3-Level	12	0	0	3	3	$V_{DC\text{equiv}}/2$	5	9	64	19
4-Level	18	0	0	4	4	$V_{DC\text{equiv}}/3$	7	13	512	37
5-Level	24	0	0	6	6	$V_{DC\text{equiv}}/4$	9	17	4096	61

- a: switches (with free-wheeling diodes)
b: independent diodes (with different reverse voltages possible)
c: real number of independent diodes (series connection for same reverse voltage distribution)
d: capacitors (with different voltages possible)
e: real number of capacitors (series and parallel connections for the same voltage distribution and capacitance)
f: maximum voltage applied
g: line-to-line output voltage levels
h: phase voltage levels for star load connection
i: states of the converter (total vectors of the SV diagram, including multiple ones)
j: states of the converter with different line-to-line voltages (different vectors of the SV diagram)

۲-۲- مبدل‌های رزونانسی و انواع تلفات در اینورترها

بمنظور پاسخگویی به احتیاجات روزافزون اینورترهای قدرت با اعوجاج هارمونیکی خروجی پایین، بهبود عملکرد دینامیکی و چگالی توان بالاتر، کارکرد در فرکانسهای سوئیچینگ بالاتر ضروری می باشد. اگر چه کارکرد در فرکانسهای بالا سبب افزایش استرس سوئیچینگ بر روی سوئیچها و تلفات توان بالا می شود. در مجموع با توجه به dv/dt و di/dt سخت، تداخل الکترومغناطیسی (EMI) بطور مستقیم با افزایش فرکانس بالارفته و خازنهای پارازیتیک و اندوکتانسهای پراکندگی می توانند سبب ایجاد Spike در ولتاژ و جریان و Ringing در طی زمان گذرای سوئیچینگ شوند.

برای کارکردن در فرکانسهای بالا با EMI کم و تلفات سوئیچینگ پایین، چندین تکنیک سوئیچینگ آرام مختلف وجود دارد که در ادامه ارائه می شود.

زمانی که اینورترها در شرایط سوئیچینگ سخت عمل می کنند، قطعات نیمه هادی قدرت لازم است در شرایط ولتاژ و جریان غیرصفر تغییر وضعیت دهند. شکل ۲-۱۰ (a) جریان و ولتاژ را در شرایط سوئیچینگ سخت نشان می دهد. در حین روشن شدن با توجه به جریان بازیافت معکوس دیود^۸ و جریانی که برای شارژ و دشارژ کردن خازن داخلی سوئیچ لازم است یک Current Spike در شکل موج جریان وجود دارد. در حین خاموش شدن با توجه به اندوکتانس نشستی مدار، Voltage Spike در شکل موج ولتاژ وجود دارد. استرسهای سوئیچینگ بالا بر اثر همپوشانی ولتاژ و جریان بوجود می آید که در نتیجه منجر به تلفات سوئیچینگ بالا می شود. هدف از تکنیکهای سوئیچینگ آرام کاهش همپوشانی ولتاژ و جریان در زمان کموتاسیون است. از اینرو امکان کاهش تلفات سوئیچینگ وجود داشته که منجر به عملکرد در فرکانس بالا و امکان دستیابی به چگالی توان بالاتر وجود دارد. تکنیکهای سوئیچینگ آرام به دو دسته تقسیم می شوند:

۱- سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS)^۹

۲- سوئیچینگ جریان صفر (ZCS)^{۱۰}

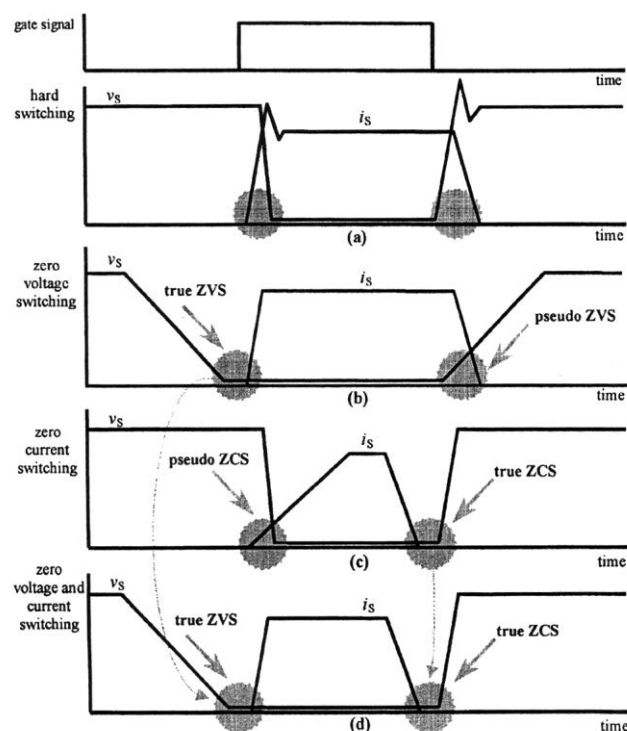
شکل ۲-۱۰ (b) شکل موج ولتاژ و جریان یک سوئیچ قدرت را تحت ZVS نشان می دهد. در این تکنیک،

-
1. Reverse Recovery
 2. Zero Voltage Switching
 3. Zero Current Switching

تلفات خاموش شدن^{۱۱} بوسیله خازنهای اسنابر کاهش یافته و یک مدار کموتاسیون کمکی به روشن شدن سوئیچهای اصلی کمک می کند. زمان سقوط^{۱۲} یک IGBT عموماً از زمان سقوط یک MOSFET بیشتر است.

روشن کردن سوئیچها تحت ZCS می تواند بطور قابل ملاحظه ای اثرات ناشی از اندوکتانسهای پراکندگی وابسته به Layout مدار را کاهش دهد، از آنجائیکه خاموش کردن سوئیچها تحت ZVS می تواند اثرات ناشی از خازنهای ذاتی سوئیچ را کاهش دهد.

در مجموع با توجه به d_i/d_t و d_v/d_t کنترل شده، تلفات ناشی از بازیافت معکوس دیودها مینیمم شده و EMI کاهش یافته و تلفات کموتاسیون تقریباً به صفر کاهش می یابد.



شکل ۱۰-۲ شکل موجهای سوئیچینگ [۳]

1. turn off losses
2. fall time

در مبدل‌های چندسطحی بر خلاف مبدل‌های دو سطحی، تلفات هر سوئیچ با دیگری متفاوت بوده که این مسئله بستگی به سیکل کاری سوئیچ، تعداد سطوح ولتاژ خروجی و همچنین اندیس مدولاسیون دارد.

سیکل کاری هر سوئیچ بستگی به ضریب قدرت بار، اندیس مدولاسیون و سطح ولتاژ خروجی دارد.

امروزه استفاده از POWER MOSFET عمومیت زیادی پیدا کرده و از سال ۱۹۷۵ بعنوان سوئیچ غالب در کاربردهای الکترونیک قدرت شناخته شده است. با استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ آرام نظیر ZVS و ZCS می‌توان فرکانس سوئیچینگ را از مگاهرتز هم بالاتر برد.

با افزایش فرکانس سوئیچینگ، بمنظور داشتن یک فرآیند بهینه تبدیل قدرت، پارامترهای اضافی (مزاحم) POWER MOSFET نظیر اندوکتانس و ظرفیت‌های خازنی باید کاملاً درک شده و در نظر گرفته شود.

در یک POWER MOSFET خازنهایی وجود دارد که برای محاسبات رزونانسی باید لحاظ شوند، زیرا در نظر گرفتن آنها می‌توانند منجر به تغییرات بسیار زیادی در نتیجه کار شود.

۲-۱-۲ خازنهای POWER MOSFET:

C_{iss} : ظرفیت خازنی ورودی^{۱۳}

C_{oss} : ظرفیت خازنی خروجی^{۱۴}

C_{rss} : ظرفیت خازنی انتقالی معکوس^{۱۵}

که روابط زیر در آنها برقرار است:

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

که C_{gs} ظرفیت خازنی گیت - سورس، C_{ds} ظرفیت خازنی درین - سورس و C_{gd} ظرفیت خازنی گیت - درین می‌باشد.

-
1. Input Capacitance
 2. Output Capacitance
 3. Reverse Transfer Capacitance

C_{gs} عموماً بوسیله اندازه چپ و ضخامت سیلیکون گیت تعیین می شود. C_{ds} یک ظرفیت خازنی پیوند P-N بوده و بوسیله ضخامت لایه تزریقی گسترده در زمانی که بایاس معکوس به درین اعمال می شود تعیین می شود. ظرفیت خازن ورودی C_{iss} جهت طراحی درایور POWER MOSFET برای محاسبه پیک جریان هجومی^{۱۶} و محاسبه تلفات درایور استفاده می گردد. در مدارات سوئیچینگ سخت، C_{oss} برای محاسبه تلفات توان اضافی در POWER MOSFET با توجه به دشارژ شدن این خازن در هر سیکل سوئیچینگ استفاده می شود. در مدارات سوئیچینگ آرام، C_{oss} ممکن است برای محاسبه فرکانس سوئیچینگ و یا جریان گذرا که در بکارگیری از ZVS و ZCS بسیار مهم می باشند استفاده شود.

متأسفانه مقدار C_{oss} با توجه به ولتاژ درین - سورس بطور غیرخطی تغییر می کند. مقدار C_{oss} در مشخصات فنی قطعه بسیاری از کارخانه های سازنده در ولتاژ درین - سورس برابر با ۲۵ ولت داده می شود که در اکثر کاربردها واقعاً مفید نمی باشد.

C_{oss} مؤثر^{۱۷}: C_{oss} مؤثر ظرفیت خازنی ثابتی تعریف می شود که از نظر زمان شارژ همانند ظرفیت خازنی خروجی یک MOSFET بوده، زمانی که V_{ds} از صفر تا ۸۰٪ V_{ds} افزایش یافته در شرایطی که $V_{GS} = 0$ می باشد.

۸۰٪ مقدار V_{ds} نقطه اندازه گیری مناسبی انتخاب شده است. در هر نوع محاسبه رزونانسی که شامل C_{oss} می شود باید از C_{oss} مؤثر استفاده شود نه آن مقداری که در ولتاژ درین - سورس ۲۵ ولت در برگه مشخصات فنی MOSFET توسط کارخانه سازنده داده می شود. C_{oss} در ۲۵ ولت ممکن است دو یا سه مرتبه از C_{oss} مؤثر بزرگتر باشد که بستگی به طراحی سلول سیلیکون و چگالی اجزای MOSFET دارد. معادله کلاسیک رزونانس LC $\left(f_r = \frac{1}{2\pi(L_r C_r)^{1/2}}\right)$ در بسیاری از مدارات مبدل های قدرت مدرن استفاده می شود که C_{oss} مربوط به MOSFET ممکن است تماماً و یا قسمتی از خازن مدار رزونانس باشد.

با تعریف C_{oss} مؤثر، طراحان مدار می توانند پارامترهای دیگر مدار نظیر ترانسفورمر، سلف و خازنهای پراکندگی دیگر را برای یک طرح بهینه تعیین نمایند.

هر زمانی که MOSFET روشن می شود انرژی ذخیره شده در خازن خروجی در قطعه تلف خواهد شد. در ولتاژ V_{ds} قبل از روشن شدن انرژی معادل $E = \frac{1}{2} C_{oss} V_{ds}^2$ در C_{oss} ذخیره می شود. با افزایش فرکانس سوئیچینگ تلفات توان ($Pd = E \propto f_s$) با توجه به تخلیه این انرژی که بطور نسبی بالا می رود ممکن است باعث ایجاد محدودیت در توپولوژیهای سوئیچینگ سخت شود.

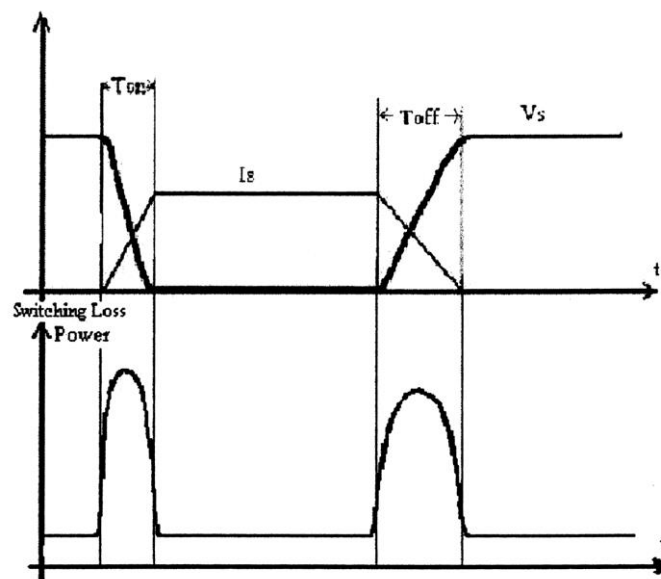
۲-۲-۲- انواع تلفات سوئیچینگ در مبدل‌های قدرت

۲-۲-۲-۱- تلفات هدایت سوئیچ ها^{۱۸}

کلیه سوئیچها در وضعیت روشن دارای یک مقاومت بوده که این مقاومت با توجه به نوع سوئیچ متغیر می باشد. در زمان هدایت سوئیچ جریان عبوری از آن با توجه به مقدار مقاومت سوئیچ در وضعیت هدایت منجر به اتلاف توان در سوئیچ در حالت هدایت می شود که این تلفات با جریان عبوری از سوئیچ و همچنین مقاومت سوئیچ نسبت مستقیم دارد.

۲-۲-۲-۲- تلفات ناشی از همپوشانی^{۱۹} ولتاژ و جریان در هنگام سوئیچینگ

زمانی که یک سوئیچ وصل است ولتاژ دو سر آن حداقل و جریان عبوری از آن حداکثر است و در زمانی که سوئیچ قطع است ولتاژ دو سر آن حداکثر بوده و جریان آن تقریباً صفر است. در حالتی که سوئیچ بطور دایم قطع و یا وصل است کمترین میزان تلفات در آن وجود دارد که در حالت وصل دایم فقط تلفات ناشی از هدایت مستقیم سوئیچها وجود داشته قبلاً توضیح داده شده است. اما در هنگام تغییر وضعیت از خاموش به روشن و بالعکس امکان همپوشانی ولتاژ و جریان وجود داشته که تلفات زیادی را در سوئیچ منجر می شود این بدان معنی است که مثلاً در شرایطی که سوئیچ روشن است جریان زیادی از آن عبور می کند و ناگهان خاموش شده و در این زمان قبل از اینکه جریان به صفر برسد بر اثر اندوکتانس ناشی مدار و... ولتاژ دو سر سوئیچ غیرصفر بوده و حاصلضرب این ولتاژ و جریان در آن بازه زمانی منجر به تلفات توان خواهد شد. همین اتفاق نیز در زمان روشن شدن سوئیچ نیز به وقوع می پیوندد. در شکل ۲-۳ نحوه همپوشانی ولتاژ جریان در حالت روشن و خاموش کردن سوئیچ ها مشاهده می شود.



شکل ۱۱-۲ همپوشانی ولتاژ و جریان در زمان خاموش و روشن کردن سوئیچ و تلفات سوئیچینگ [۴]

بمنظور جلوگیری از همپوشانی ولتاژ و جریان، احتیاج به تأخیر زمانی بین زمان کاهش ولتاژ و افزایش جریان در زمان روشن شدن سوئیچ می باشد. از طرفی برای جلوگیری از همپوشانی در زمان خاموش شدن سوئیچ، احتیاج به تأخیر زمانی بین افزایش ولتاژ و کاهش جریان می باشد. به این منظور، روش سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) یکی از مناسب ترین روشها می باشد که در این روش ولتاژ سوئیچ را به سطح صفر رسانده، سپس سوئیچ را روشن می کنند. روش دیگری که برای کاهش تلفات ناشی از همپوشانی استفاده می شود روش سوئیچینگ در جریان صفر (ZCS) می باشد که در این روش ابتدا جریان سوئیچ را به صفر رسانده و سپس سوئیچ را خاموش می کنند.

بطور کلی عمده ترین میزان تلفات در مبدل های قدرت تلفات ناشی از همپوشانی ولتاژ و جریان بوده که با بکارگیری صحیح از مبدل های رزونانسی جهت کاهش و یا به صفر رساندن این همپوشانی می توان تلفات توان را در یک مبدل قدرت به میزان قابل توجهی کاهش داد.

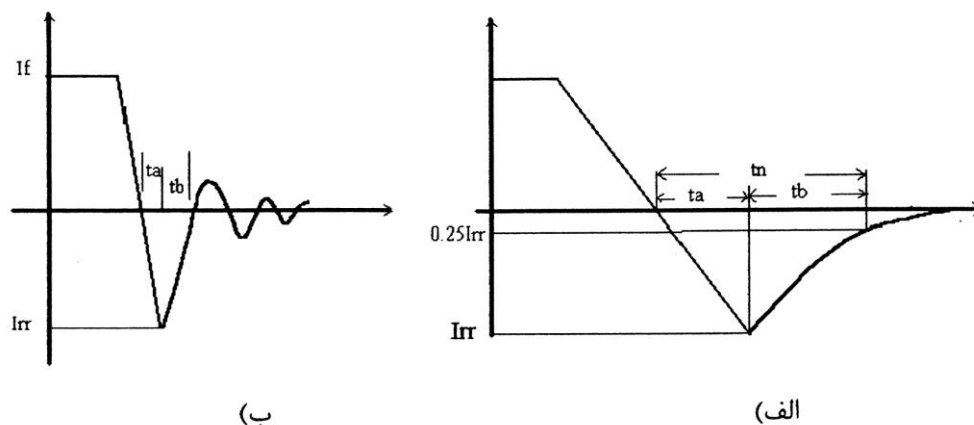
از اینجا نقش مبدل های رزونانسی برای کاهش تلفات در مبدل های قدرت و بالابردن چگالی توان در آنها به خوبی مشخص می شود.

۲-۲-۳- تلفات ناشی از بازیافت معکوس^{۲۰}:

این پدیده که عموماً در دیودها رخ می دهد، ناشی از خاموش کردن دیودها با سرعت بالا می باشد. در صورتی که دیودی در حالت هدایت قرار داشته و جریان آن به صفر کاهش یابد، بدلیل حاملهای حداقل ذخیره شده در پیوند P-N و نیمه هادی، دیود به هدایت خود در جهت عکس ادامه می دهد. حاملهای حداقل احتیاج به زمان مشخصی برای ترکیب شدن با بارهای مثبت و خنثی شدن دارند. این زمان را زمان بازیافت معکوس دیود (t_{rr}) می نامند. این زمان به دو قسمت t_a و t_b قابل تقسیم است. t_a زمان مربوط به حاملهای ذخیره شده در پیوند P-N می باشد و t_b مربوط به حاملهای ذخیره شده در نیمه هادی زمینه می باشد. از اینرو نسبت t_b/t_a بعنوان ضریب نرمی دیود، پارامتری برای نشان دادن وضعیت دیود در حالت بازیافت معکوس می باشد. جریان پیک منفی (I_{rr})، وابسته به سرعت کاهش جریان دیود، متغیر می باشد. [۵]

$$I_{rr} = t_a \frac{di}{dt}$$

در صورتیکه کاهش جریان دیود زیاد باشد، جریان پیک منفی زیاده بوده، شیب جریان برگشتی نیز زیاد می باشد. در نتیجه در هنگام خاموش شدن، تلفات ناشی از بازیافت معکوس بالا بوده و امکان وجود پدیده بازیافت سخت^{۲۱} و نوسانات فرکانس بالا در جریان دیود که به مشکلات EMI منجر می شود، وجود دارد. در شکل (۲-۱۲) خاموش شدن یک دیود بصورت بازیافت نرم^{۲۲} و بازیافت سخت نشان داده شده است.



1. Reverse Recovery
1. Hard Recover
2. Soft Recover

شکل ۱۲-۲ خاموش کردن دیود بصورت (الف) Soft-Recover، (ب) Hard-Recover [۴]

با کنترل سرعت خاموش کردن دیودها توسط مدارات اسنابر، می توان از مشکلات ناشی از بازیافت معکوس پیشگیری کرد.

۲-۳- تکنیکهای سوئیچینگ آرام و طبقه بندی مبدل‌های رزونانسی در مبدل‌های قدرت [۶]:

به مجموعه تکنیکهای بکار گرفته شده بمنظور ایجاد وضعیت مطلوب سوئیچینگ، کاهش تلفات سوئیچ زنی، نویزها و مشکلات EMI ناشی از آن، سوئیچینگ آرام گفته می شود. برای این منظور می توان از مدارات رزونانسی سوئیچ شونده بمنظور ایجاد وضعیت سوئیچینگ با ولتاژ یا جریان صفر و همچنین کاهش نوسانات و نویزهای ناشی از سوئیچینگ استفاده کرد. در نوع ابتدایی این نوع مدارات، از رزونانسهای طبیعی برای ایجاد وضعیت سوئیچینگ آرام در مبدلها استفاده می شود. مشکل این نوع مبدلها، عدم کنترل زمان سوئیچینگ می باشد. چرا که در این مبدلها، مدار رزونانسی زمان سوئیچ کردن را برای مبدل تعیین می کند، که این موضوع باعث محدودیت در نحوه پیاده کردن استراتژیهای سوئیچینگ، نظیر PWM در مبدل می شود. با پیشرفت تکنیک سوئیچینگ آرام در مبدل‌های DC/AC، این مبدلها توانایی ایجاد وضعیت سوئیچینگ آرام در زمان دلخواه را پیدا کردند. تکنیکهای سوئیچینگ آرام نه تنها باعث کاهش تلفات سوئیچینگ می شود، بلکه استراتژیهای خاص سوئیچینگ نظیر PWM در این مبدلها قابل اجرا می باشند. با بکارگیری این تکنیکها در مبدل‌های PWM می توان با کاهش تلفات سوئیچینگ، مبدل را در فرکانس بالاتری بکار گرفت، که نتیجه آن افزایش فرکانس، کاهش هارمونیکهای خروجی در مبدل خواهد بود. از طرفی بکارگیری روشهای سوئیچینگ آرام باعث کاهش نوسانات گذرا در عملیات سوئیچ زنی و مشکلات EMI ناشی از آن می شود. حال به تقسیم بندی تکنیکهای مختلف سوئیچینگ آرام و انواع مبدل‌های رزونانسی می پردازیم.

مبدل‌های رزونانسی با در نظر گرفتن اینکه ترکیبی از توپولوژی های مبدل ها و یا استراتژیهای سوئیچینگ باشند که سبب سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) و یا سوئیچینگ جریان صفر (ZCS) می شوند می توانند به صورت زیر دسته بندی شوند:

۱- مبدل‌های رزونانس بار^{۲۳}

۲- مبدل‌های سوئیچ رزونانسی^{۲۴}

۳- مبدل‌های رزونانس لینک DC^{۲۵}

-
1. Load Resonant Converters
 2. Resonant Switch Converters
 3. Resonant – dc – Link Converters

۴- مبدل‌های نیم سیکل کامل لینک فرکانس بالا^{۲۶}

۲-۳-۱- مبدل‌های رزونانس بار

این مبدل‌های شامل یک مدار تانک رزونانس LC می‌باشند. ولتاژ و جریان نوسانی با توجه به رزونانس LC در تانک به بار داده می‌شوند و سوئیچ‌های مبدل می‌توانند در ولتاژ و یا جریان صفر سوئیچ شوند. در این مبدل‌ها هم یک مدار LC سری و یا موازی می‌تواند بکار گرفته شود. در مدارات این مبدل‌ها جهت توان به بار با امپدانس تانک رزونانس کنترل می‌شود، که با فرکانس سوئیچینگ f_s در مقایسه با فرکانس رزونانس تانک f_0 کنترل می‌شود.

این مبدل‌های dc-ac و dc-dc می‌توانند به صورت زیر دسته بندی شوند:

۲-۳-۱-۱- مبدل‌های رزونانس سری منبع ولتاژ^{۲۷}

الف: مبدل‌های رزونانس بار داده شده سری^{۲۸} (SLR)

ب: مبدل‌های رزونانسی بار داده شده موازی^{۲۹} (PLR)

ج: مبدل‌های رزونانسی ترکیبی^{۳۰}

۲-۳-۱-۲- مبدل‌های رزونانسی موازی منبع جریان^{۳۱}

۲-۳-۱-۳- مبدل‌های رزونانسی کلاس E و زیر کلاس E

۲-۳-۲- مبدل‌های سوئیچ رزونانسی:

در توپولوژی‌های مبدل‌های سوئیچینگ، یک رزونانس LC می‌تواند بطور جدی ولتاژ و جریان سوئیچ را شکل داده و سبب سوئیچینگ ولتاژ صفر و یا سوئیچینگ جریان صفر شود.

4. High – Frequency – Link Integral – Half – Cycle Converters

1. Voltage – Source Series – Resonant Converters
2. Series – Loaded Resonant Converters
3. Parallel - Loaded Resonant Converters
4. Hybrid - Resonant Converters
5. Current – Source Parallel - Resonant Converters

این دسته از مبدلها که به مبدل‌های شبه رزونانسی معروف می باشند بصورت زیر دسته بندی می شوند:

۱-۲-۳-۲-۲-۲ مبدل‌های سوئیچ رزونانسی DC – DC^{۳۲}

الف: مبدل‌های سوئیچینگ ولتاژ صفر^{۳۳}

ب: مبدل‌های سوئیچینگ جریان صفر^{۳۴}

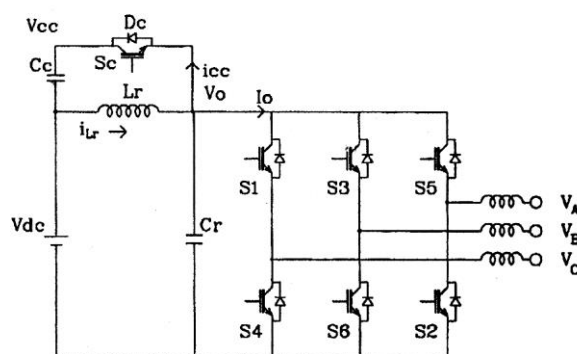
۲-۲-۳-۲-۲-۲ مبدل‌های با ولتاژ محدود شده سوئیچینگ ولتاژ صفر^{۳۵} (ZVS – CV)

که این مبدل‌های شبه رزونانسی^{۳۶} و مبدل‌های گذرای رزونانسی^{۳۷} نامیده می شوند.

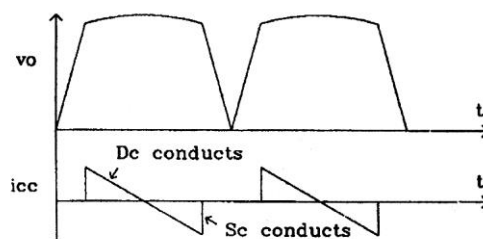
۳-۳-۲-۲-۲ مبدل‌های رزونانسی لینک DC

در اینورترهای سوئیچینگ dc-ac، ورودی V_d یک ولتاژ DC با دامنه ثابت بوده و خروجی سینوسی (تک فاز یا سه فاز) با استفاده از PWM بدست می آید. اگرچه در مبدل‌های dc-link ولتاژ ورودی بگونه ای ساخته می شود که حول ولتاژ V_d نوسان می کند (با در نظر گرفتن رزونانس LC) بگونه ای که ولتاژ ورودی برای یک محدوده مشخص که در آن وضعیت سوییچ‌های اینورتر می تواند تغییر کند صفر است که در نتیجه سبب سوئیچینگ ولتاژ صفر (ZVS) می شود.

در شکل ۱۳-۲ یک مبدل رزونانسی لینک DC از نوع ACRL^{۳۸} به همراه شکل موج ولتاژ لینک (V_0) و جریان کلمپ i_{cc} نشان داده شده است.



(الف)



(ب)

6. Resonant – Switch dc-
7. Zero – Voltage – Swit
1. Zero – Carrent Switch
2. Zero – Voltage – Swit
3. Pseudo - Resonant
4. Resonant Transition C
5. Actively Clamped Res

شکل ۲-۱۳ (الف) مدار اینورتر ACRL ، (ب) شکل موجهای ولتاژ لینک V_o و جریان کلمپ i_{cc} [۷]

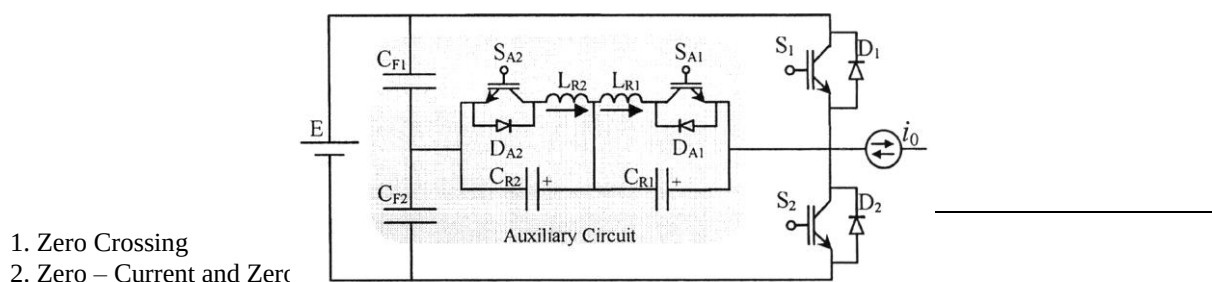
۲-۳-۴-۲- مبدل‌های نیم سیکل کامل لینک فرکانس بالا

اگر ورودی یک اینورتر تک فاز و یا سه فاز، یک ولتاژ ac سینوسی فرکانس بالا باشد، آنگاه با استفاده از سوئیچهای دو طرفه امکان بدست آوردن یک ولتاژ ac فرکانس پایین با دامنه و فرکانس قابل تنظیم یا dc با دامنه قابل تغییر وجود داشته که سوئیچها در عبور از صفر^{۳۹} ولتاژ ورودی خاموش و روشن می شوند.

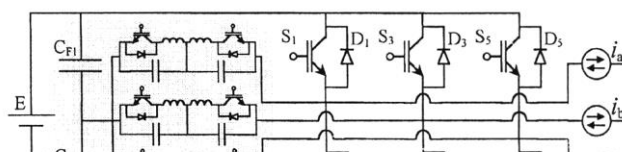
۲-۲-۴- مبدل رزونانسی سوئیچینگ ولتاژ و جریان صفر^{۴۰} (ZCZVT)

در اینجا یک مدار کمکی که به سوئیچهای قدرت اصلی اجازه روشن شدن در شرایط جریان و ولتاژ صفر را می دهد معرفی می گردد. خاموش شدن نیز همزمان در شرایط ولتاژ و جریان صفر اتفاق می افتد. تلفات Reverse Recovery دیودهای اصلی نیز با توجه به dv/dt و di/dt کنترل شده در حین کموتاسیون مینیمم شده است. در مجموع اثرات نامطلوب ناشی از اندوکتانسهای پارازیتیک وابسته به

lay out مدار، و خازنهای داخلی قطعات بطور قابل ملاحظه ای کاهش یافته است.



الف



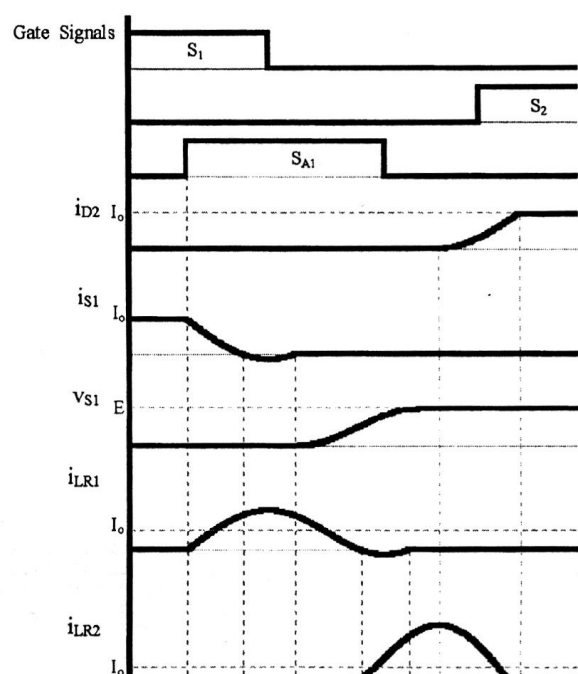
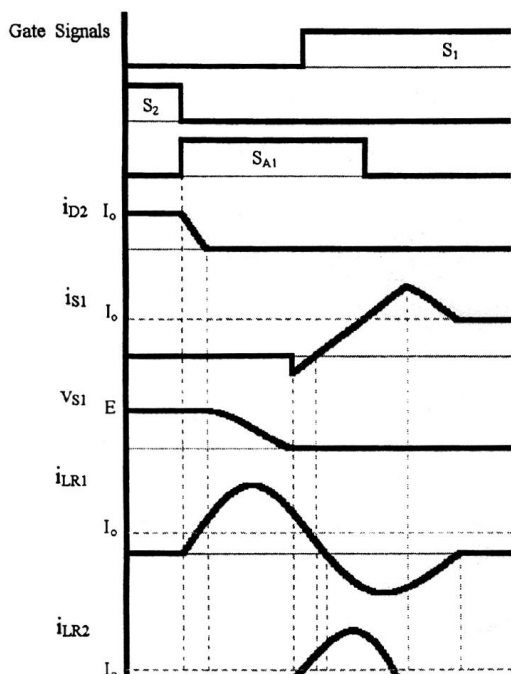
1. Zero Crossing
2. Zero – Current and Zero

شکل ۱۴-۲ اینورتر ZCZVT (الف) اینورتر پل کامل، (ب) اینورتر سه فاز [۳]

شکل ۱۴-۲ (الف) یک فاز از یک اینورتر را با مدار کمکی ZCZVT نشان داده و شکل ۱۴-۲ (ب) مبدل کامل را نشان می دهد.

فرقی که این مبدل با یک مبدل سوئیچینگ سخت دارد حضور یک شبکه رزونانسی شنت مرکب از دو خازن رزونانسی C_{R1} و C_{R2} ، دو سلف L_{R1} و L_{R2} و دو سوئیچ کمکی دوطرفه $DA1$ و $SA1$ و $DA2$ و $SA2$ به همراه خازنهای C_{F1} و C_{F2} که برای جداسازی ولتاژ ورودی استفاده می شوند، می باشد.

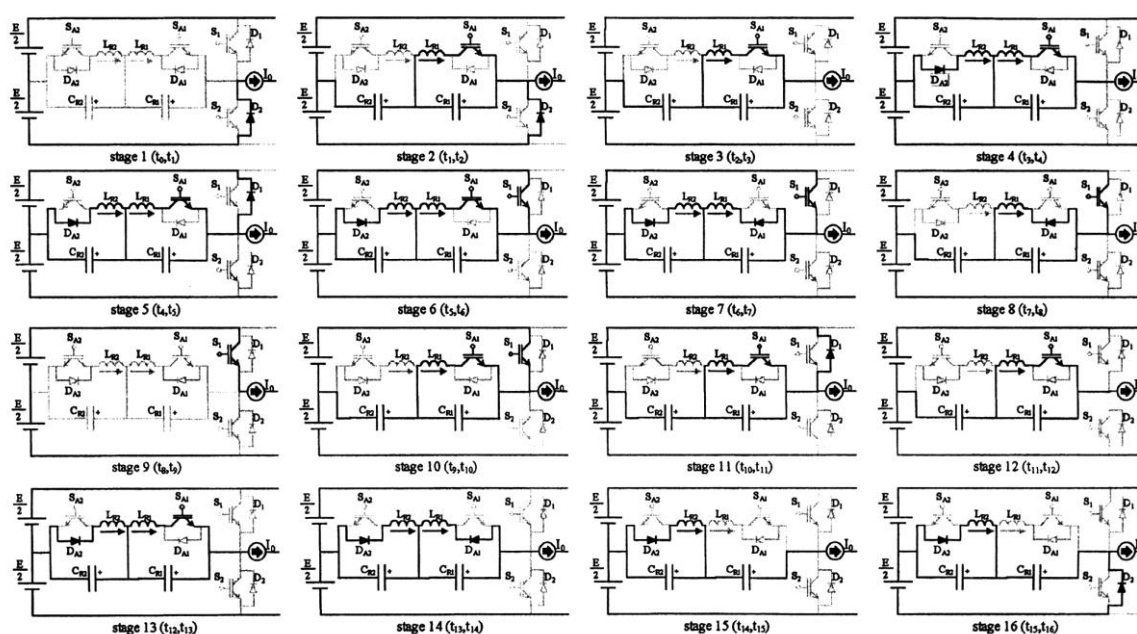
این مدار کمکی فقط در شرایط کموتاسیون فعال شده و شرایط سوئیچینگ آرام را برای سوئیچها و دیودهای اصلی فراهم می کند.



شکل ۲-۱۵ شکل موجهای مدار مبدل رزونانسی (الف) فرآیند روشن شدن و (ب) فرآیند خاموش شدن [۳]

برای سهولت در آنالیز جریان خروجی i_o در یک سیکل سوئیچینگ ثابت در نظر گرفته می شود از آنجائیکه عملکرد مدار کمکی برای حالت های $i_o > 0$ و $i_o < 0$ متقارن است اصول عملکرد مدار فقط برای یک حالت، کموتاسیون از D_2 به S_1 و از S_1 به D_2 در نظر گرفته می شود. شکل ۲-۱۵ الف و ب شکل موج قطعات را به ترتیب در حین فرآیند روشن و خاموش شدن سوئیچهای اصلی نشان میدهد.

۱۶ مرحله عملکرد در حین یک سیکل سوئیچینگ وجود دارد که در شکل های ۲-۱۵ و ۲-۱۶ نشان داده می شود. این مراحل بصورت زیر می باشند:



شکل ۱۶-۲ مراحل کاری از یک leg از اینورتر ZCZVT [۳]

۱- کموتاسیون از D_2 به S_1 :

مرحله ۱) دیود اصلی هدایت می کند (t_0 , t_1): جریان خروجی I_0 از دیود اصلی D_2 عبور می کند. در طی این مرحله ولتاژ خازنهای رزونانس $v_{CR1}(t)$ و $v_{CR2}(t)$ به ترتیب در سطح ولتاژ E و $-0.5E$ قرار دارند.

مرحله ۲) دیود اصلی خاموش است (t_1 , t_2): در زمان t_1 ، S_{A1} تحت ZCS روشن می شود. جریان $i_{LR1}(t)$ با توجه به رزونانس بین L_{R1} و C_{R1} و افزایش یافته و جریان عبوری از دیود اصلی D_2 به همان میزان کاهش می یابد. این مرحله زمانی که جریان دیود اصلی D_2 به صفر می رسد پایان می یابد.

مرحله ۳) پریود رزونانس (t_2 , t_3): در این مرحله جریان خروجی خازن C_{R2} را بطور خطی دشارژ می کند. ولتاژ خازن $V_{CR1}(t)$ با توجه به رزونانس L_{R1} و C_{R1} افزایش می یابد. زمانی که $v_{CR2}(t)$ به صفر می رسد، دیود D_{A2} شروع به هدایت می کند.

مرحله ۴) پریود رزونانس (t_3 , t_4): در حین این مرحله ولتاژ خازنهای رزونانس $v_{CR2}(t)$ و $v_{CR1}(t)$ در مسیر رزونانس ادامه پیدا می کنند. زمانی که مجموع $v_{CR1}(t)$ و $v_{CR2}(t)$ به نصف ولتاژ ورودی رسید، دیود D_1 شروع به هدایت می کند.

مرحله ۵) سوئیچ اصلی خاموش می شود (t_4 , t_5): زمانی که D_1 هدایت می کند، سوئیچ اصلی S_1 باید برای تضمین ZCS و ZVS روشن شود. زمانی که جریان عبوری از D_1 به صفر می رسد، سوئیچ اصلی S_1 شروع به هدایت می کند.

مرحله ۶): پریود رزونانس (t_5, t_6): در این مرحله جریان $i_{LR1}(t)$ کاهش یافته و زمانی که به صفر می رسد، دیود D_{A1} شروع به هدایت می کند.

مرحله ۷): سوئیچ کمکی خاموش می شود (t_6, t_7): زمانی که جریان $i_{LR2}(t)$ به صفر می رسد، دیود D_{A2} قطع می شود. در حین این مرحله سوئیچ کمکی S_{A1} باید برای تضمین ZCS و ZVS خاموش شود.

مرحله ۸): پریود ریست (t_7, t_8): زمانی که جریان $i_{LR1}(t)$ به صفر می رسد، دیود D_{A1} قطع می شود.

(۲) کموتاسیون از S_1 به D_2 :

مرحله ۹): هدایت سوئیچ اصلی (t_8, t_9): عملکرد مدار در این مرحله مشابه با مبدل پل کامل PWM با سوئیچینگ سخت می باشد. جریان خروجی I_0 در سوئیچ اصلی S_1 برقرار می شود.

مرحله ۱۰): پریود رزونانس (t_9, t_{10}): در زمان t_9 ، سوئیچ کمکی S_{A1} مجدداً تحت ZCS روشن می شود. جریان $i_{LR1}(t)$ با توجه به رزونانس بین L_{R1} و C_{R1} و C_{R2} افزایش پیدا می کند. زمانی که جریان سوئیچ اصلی S_1 به صفر می رسد، دیود D_1 شروع به هدایت می کند. ولتاژ دو سر سوئیچ اصلی S_1 در صفر نگه داشته^{۴۱} می شود.

مرحله ۱۱): خاموش شدن سوئیچ اصلی (t_{10}, t_{11}): رزونانس تا زمانی که جریان دیود اصلی D_1 به صفر برسد ادامه می یابد. در طی این مرحله سیگنال گیت سوئیچ S_1 بمنظور تضمین ZCS و ZVS می تواند قطع شود.

مرحله ۱۲): پریود رزونانس (t_{11}, t_{12}): در این مرحله ولتاژ خازن C_{R2} بطور خطی بوسیله جریان خروجی دشارژ شده تا به صفر برسد. در این لحظه دیود D_{A2} شروع به هدایت می کند.

مرحله ۱۳): پریود رزونانس (t_{12} , t_{13}): در این مرحله جریان سلف رزونانس $i_{LR1}(t)$ با توجه به رزونانس بین L_{R1} و L_{R2} و C_{R1} و C_{R2} کاهش می یابد. زمانی که جریان $i_{LR1}(t)$ به صفر می رسد، دیود D_{A1} شروع به هدایت می کند.

مرحله ۱۴): خاموش شدن سوئیچ کمکی (t_{13} , t_{14}): رزونانس همچنان ادامه دارد. زمانی که جریان $i_{LR1}(t)$ مجدداً به صفر می رسد، دیود D_{A1} بطور طبیعی قطع می شود.

مرحله ۱۵): روشن شدن دیود اصلی (t_{14} , t_{15}): در این مرحله خازن C_{R1} بطور خطی بوسله جریان خروجی شارژ شده و ولتاژ خازن رزونانسی $v_{CR2}(t)$ با توجه به رزونانس بین L_{R2} و C_{R2} افزایش می یابد. زمانی که مجموع ولتاژهای خازنهای رزونانسی $v_{CR1}(t)$ و $v_{CR2}(t)$ به منفی نصف ولتاژ ورودی رسید، دیود D_2 شروع به هدایت می کند.

مرحله ۱۶): پریود ریست (t_0 , t_{15}): در طی این مرحله جریان سلف رزونانس $i_{LR2}(t)$ با توجه به رزونانس بین L_{R1} و C_{R1} و C_{R2} کاهش می یابد. زمانی که جریان سلف رزونانس $i_{LR2}(t)$ به صفر رسید، دیود D_{A2} قطع شده و سیکل سوئیچینگ دیگر آغاز می شود.

حال روند طراحی برای تعیین مقادیر المانهای تانک رزونانسی مدار ZCZVT بیان می شود.

جدول ۲-۳ مشخصات اینورتر [۳]

PARAMETER	VALUE
DC input voltage	$E = 200 \text{ V}$
Output power	$P_o = 1000 \text{ W}$
Output voltage	$V_o = 110 \text{ Vrms}$
Output frequency	$f_o = 60 \text{ Hz}$
Output current ripple	$\Delta I = 20\%$
Switching frequency	$f_s = 32 \text{ kHz}$

مقادیر ارائه شده در جدول ۲-۳ را بعنوان مثال در نظر می گیریم.

روند طراحی شامل سه مرحله زیر است:

الف (تعیین امپدانس مشخصه مدار رزونانسی کمکی: برای تضمین اینکه سوئیچ های اصلی تحت شرایط ZCS و ZVS خاموش شوند، جریان پیک که طی مراحل ۱۰ و ۱۱ از سوئیچ اصلی به مدار کمکی منتقل می شود (I_{pk}) باید از جریان پیک خروجی (I_{opk}) بزرگتر باشد. پس پارامتر K می توان به صورت زیر تعریف شود:

$$K = \frac{I_{pk}}{I_{opk}} \quad \text{که} \quad K \geq 1 \quad (۴-۲)$$

امپدانس مشخصه بگونه ای تعیین می شود که شرایط سوئیچینگ آرام که در رابطه (۴-۲) آمده است، ارضاء نماید. مقدار جریان پیک خروجی و پیک جریانی که در طی خاموش شدن سوئیچ اصلی به مدار کمکی منتقل می شود به صورت زیر است:

$$I_{opk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{V_o}(1 + \Delta I) \quad (۵-۲)$$

$$I_{pk} = \frac{E}{2\sqrt{2}Z} \quad (۶-۲)$$

با انتخاب $K = 1.1$ ، که یک مقدار عملی برای جبران تلفات با توجه به فاکتور میرایی محدود می باشد، امپدانس مشخصه Z می تواند از رابطه ۴-۲ تا ۶-۲ به صورت زیر تعیین شود:

$$Z = \frac{V_o E}{4kP_o(1 + \Delta I)} = 4.17\Omega \quad (۷-۲)$$

ب (تعیین فرکانس تانک رزونانس:

این پارامتر برای کنترل di/dt در حین خاموش شدن دیویدهای اصلی و مینیمم کردن تلفات ناشی از Reverse Recovery آنها انتخاب می شود.

di/dt از مرحله ۲ می تواند با رابطه زیر تخمین زده شود:

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_{opk}\omega}{\sqrt{2}a\sin\left(\frac{1}{2K}\right)} \quad (۸-۲)$$

بنابراین فرکانس تانک رزونانس بگونه ای که رابطه ۲-۸ را ارضاء نماید تعیین می شود. با در نظر گرفتن میزان di/dt برابر $80 A/\mu s$ [۸] فرکانس رزونانس ω می تواند تعیین شود.

$$\omega = \frac{\frac{di}{dt} \sqrt{2a} \sin\left(\frac{1}{2K}\right)}{I_{opk}} = 3.46 \times 10^6 \frac{rad}{s} \quad (9-2)$$

ج (محاسبه المانهای تانک رزونانس:

با مقادیر امپدانس مشخصه Z و فرکانس رزونانس ω ، مقادیر المانهای تانک رزونانس می توانند بصورت زیر تعیین شوند:

$$L_{R1} = L_{R2} = \frac{Z}{\omega} = 1.2 \mu H \quad (10-2)$$

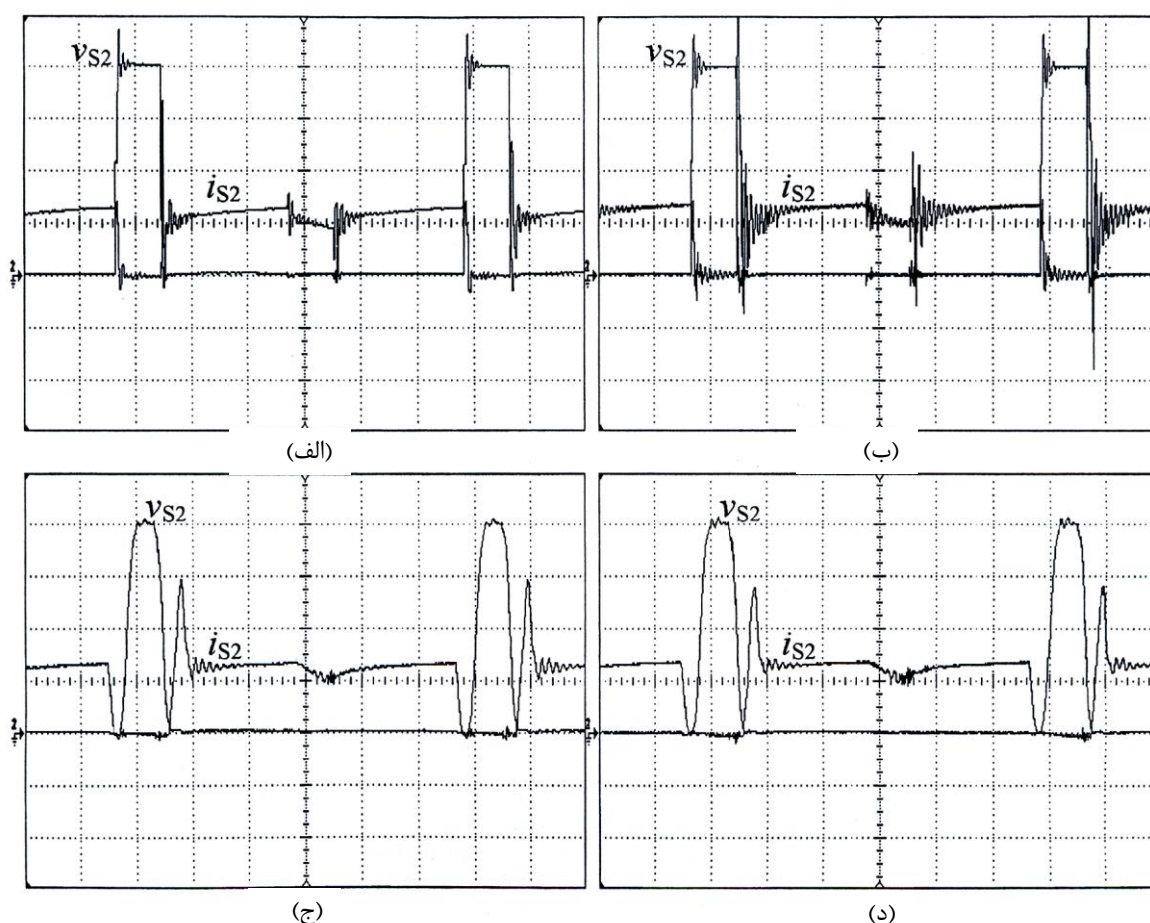
$$C_{R1} = C_{R2} \frac{1}{Z \cdot \omega} = 69.3 nF \quad (11-2)$$

مقادیر ارائه شده در جدول ۲-۴ را در نظر بگیرید.

جدول ۲-۴ مقادیر پارامترها و قطعات [۳]

Component	1000 W	3000 W
E (input voltage)	200 V	400 V
V_o (output voltage)	110 Vrms	220 Vrms
L_{R1} and L_{R2}	1,2 μH	2,5 μH
C_{R1} and C_{R2}	68 nF	82 nF
L (output filter)	500 μH	500 μH
C (output filter)	4 μF	4 μF
R (load)	12 Ω	16 Ω
Main IGBTs	IRG4PC40UD	IRG4PC40UD
Main MOSFETs	IRFP264	MTY30N50E
Auxiliary switches	IRG4BC30UD	IRG4PC40UD
C_{F1} and C_{F2}	250V/1000uF	250V/1000uF
f_{out} (output frequency)	60 Hz	60 Hz
f_s (switching frequency)	32 kHz	32 kHz
C_{F1} and C_{F2}	250V/1000uF	250V/1000uF
f_{out} (output frequency)	60 Hz	60 Hz
f_s (switching frequency)	32 kHz	32 kHz

برای مقایسه، اینورتر در شرایط سوئیچینگ آرام و سوئیچینگ سخت راه اندازی شده که برای سوئیچهای اصلی از IGBT و MOSFET و سوئیچهای مدار کمکی از IGBT استفاده شده است. شکلهای ۱۷-۲ (الف) و ۱۷-۲ (ب) مشخصه سوئیچهای اصلی تحت شرایط سوئیچینگ سخت با استفاده از IGBT و MOSFET نشان میدهد. این شکل موجها di/dt و dv/dt بالا و همپوشانی بین ولتاژ و جریان سوئیچ را که باعث ایجاد تلفات سوئیچینگ می شود نشان می دهد. در اینورتری که در آن از MOSFET استفاده شده است Spike جریانی^{۴۲} بیشتری در حین روشن شدن سوئیچ اصلی وجود داد که بوسیله



scales: 50 V/div. ; 10A/div. ; 5 μ s/div.

شکل ۱۷-۲ ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی S_2 (الف) به شکل سخت، برپایه IGBT، (ب) به شکل سخت برپایه MOSFET، (ج) به شکل نرم

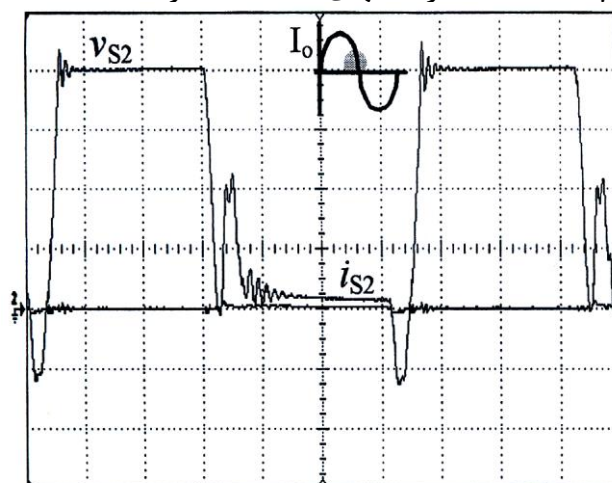
بر پایه IGBT و (د) به شکل نرم برپایه MOSFET [۳]

Reverse Recovery دیود تولید شده و با شارژ و دشارژ شدن خازن داخلی سوئیچ تلفات روشن شدن افزایش می یابد. از طرفی دیگر در اینورتری که در آن از IGBT استفاده شده است تلفات روشن شدن سوئیچ

1. Current Spike

اصلی کمتر است. این بدلیل این است که دیود داخلی POWER MOSFET از دیود داخلی IGBT کندتر است.

شکل های ۱۷-۲ (ج) و ۱۷-۲ (د) شکل موجهای سوئیچ اصلی S_2 را در اینورتر با سوئیچینگ آرام بر پایه IGBT و MOSFET نشان میدهد. نتایج نشان میدهد که همپوشانی بین ولتاژ و جریان سوئیچهای اصلی وجود نداشته و ringing در شکل موج در عمل حذف شده است. در مجموع در هر دو اینورتر با سوئیچینگ آرام، شکلهای ۱۷-۲ (ج) و ۱۷-۲ (د) روشن و خاموش شدن سوئیچهای اصلی با di/dt و dv/dt پائینتری در مقایسه با اینورترهای با سوئیچینگ سخت در شکلهای ۱۷-۲ (الف) و ۱۷-۲ (ب) انجام می شود.



scales: 50 V/div. ; 10A/div. ; 5 μ s/div.

شکل ۱۸-۲ جریان و ولتاژ سوئیچ اصلی S_2 [۳]

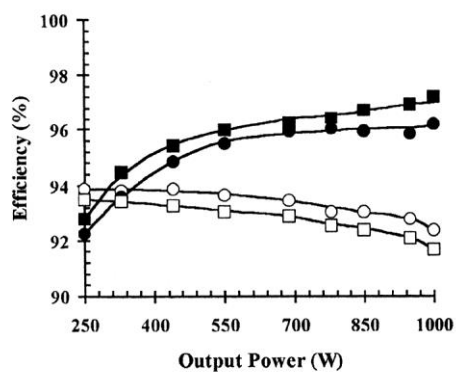
شکل ۱۸-۲ مشخصه روشن و خاموش شدن سوئیچ اصلی را برای مبدل سوئیچینگ آرام بر پایه IGBT، در نقطه ای که جریان خروجی نزدیک عبور از صفر^{۴۳} است نشان می دهد. این شکل به همراه شکل ۱۷-۲ (ج) نشان می دهند که عملکرد سوئیچینگ آرام در بار کامل تضمین شده است. از طرفی دیگر، همانطوریکه دیده می شود زمان کموتاسیون در عمل وابسته به مقدار لحظه ای جریان خروجی است. این مشخصه ها اجازه استفاده از زمان هایی ثابت برای هدایت سوئیچهای کمکی و برای تأخیر بین سیگنالهای سوئیچهای کمکی و سوئیچهای اصلی به ما می دهد.



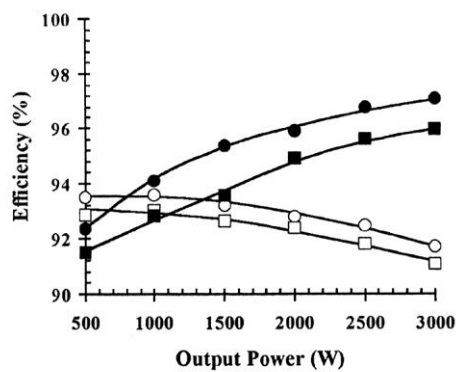
scales: 50 V/div. ; 25A/div. ; 1μs/div.

شکل ۱۹-۲ جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی S_{A2} (الف) اینورتر بر پایه IGBT، (ب) اینورتر بر پایه MOSFET [۳]

شکل ۱۹-۲ شکل موجهای ولتاژ و جریان را برای سوئیچ کمکی S_{A2} نشان میدهد. همانطوریکه دیده می شود روشن شدن سوئیچهای کمکی تحت جریان صفر و خاموش شدن آنها در شرایط جریان و ولتاژ صفر اتفاق می افتد.



(الف)



(ب)

شکل ۲۰-۲ منحنی های بازده (الف) 1kw و (ب) 0.3kw به شکل سخت و برپایه IGBT؛ ● به شکل نرم بر پایه IGBT؛ □ به شکل

سخت بر پایه MOSFET؛ ■ به شکل نرم بر پایه MOSFET [۳]

منحنی های بازده مربوط به یک اینورتر 1kw در شکل ۲-۲۰ (الف) نشان داده شده است. اینورتر سوئیچینگ سخت بر پایه IGBT از نظر بازده بهتر از اینورتر سوئیچینگ سخت بر مبنای MOSFET است که این قضیه نتیجه فاکتورهای زیر می باشد:

- دیودهای داخلی MOSFET ها کندتر از دیودهایی هستند که با IGBT ها استفاده می شوند در نتیجه دراستفاده از MOSFET تلفات ناشی از Reverse Recovery بالا می رود.

- مقدار خازنهای داخلی MOSFET ها نسبت به خازنهای IGBT بیشتر بوده و در نتیجه تلفات خازنی بیشتری را در حین روشن شدن ایجاد می کند.

از طرفی دیگر برای اینورتر با سوئیچینگ آرام اینورتری که بر پایه MOSFET است دارای بازده بالاتری است که این مسئله بدلیل این است که تلفات هدایت IGBT ها بیشتر از MOSFET با $R_{DSon}(75\Omega)$ می باشد. برای مرور رفتار مدار کمکی ارائه شده برای توان خروجی متفاوت، یک اینورتر 3kw آزمایش شده است. قطعات و پارامترهای این اینورتر در جدول ۲-۴ لیست شده اند.

منحنی های بازده بدست آمده از این مبدل در شکل ۲-۲۰ (ب) نشان داده شده است. برای عملکرد سوئیچینگ آرام، اینورتر بر پایه IGBT دارای بازده بیشتری می باشد، که عامل این مسئله بالاتر بودن تلفات هدایت اینورتر بر پایه MOSFET می باشد، بدلیل اینکه قطعه استفاده شده در اینورتر 3kw دارای مقاومت $R_{DSon}(150m\Omega)$ می باشد.

فصل سوم:

۳- روش های کنترل مبدل های چندسطحی

الف - مدولاسیون سینوسی پهنای پالس^{۴۴} (SPWM)

ب - مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری با استفاده از سه بردار مجاور^{۴۵} (NTV_SVPWM)

۳-۱- کنترل اینورتر چند سطحی به روش سینوسی مدولاسیون پهنای پالس

مدولاسیون عرض پالس سینوسی (SPWM) با مقایسه شکل موجهای سینوسی با دو یا چند سیگنال حامل مثلثی بدست می آید. تعداد سیگنالهای حامل بستگی به تعداد سطح مبدل دارد. فرکانس سیگنالهای حامل همان فرکانس سوئیچینگ بوده و فرکانس مرجع معادل با فرکانس خروجی اینورتر می باشد. در این روش V_{DC} و $-V_{DC}$ به ۱ و ۱- نرمالیزه شده و این فاصله تقسیم به $(n-1)$ می شود، و به همین تعداد سیگنال مثلثی در این فاصله خواهیم داشت. حال سیگنالهای مرجع سه فاز را اعمال کرده و مقایسه را انجام می دهیم. هر کدام از فازها در یک سیکل می تواند مینیمم با ۱ و ماکزیمم با $n-1$ سیگنال مثلثی مقایسه شود (که بستگی به اندیس مدولاسیون دارد). مقایسه مرجع با بالاترین سیگنال carrier تعیین کننده سطوح $n-1$ و $n-2$ بوده و مقایسه مرجع با پائین ترین سیگنال حامل تعیین کننده سطوح ۰ و ۱ می باشد. پس از بدست آوردن سطوح، سوئیچینگ متناسب با سطوح به سوئیچها اعمال می شود.

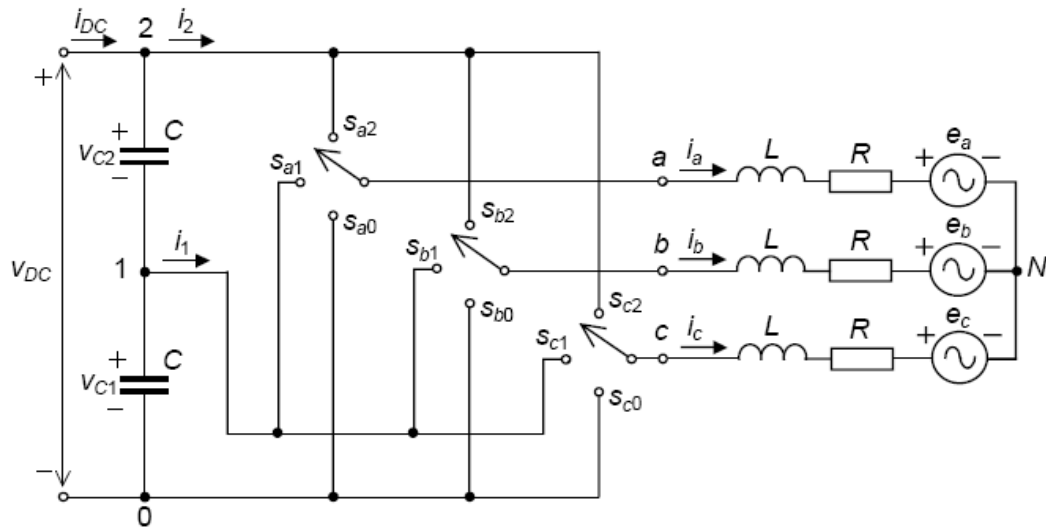
بطور عمومی تکنیکهای SPWM سبب شکل موج خروجی خوبی می شوند که این بدلیل تقارنی است که در این نوع مدولاسیون وجود دارد. در این فصل تمرکز اصلی بر روی روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری بوده و بطور کامل شرح داده خواهد شد.

۳-۲- کنترل اینورتر چندسطحی به روش مدولاسیون فضای برداری

برای سهولت در توضیح کامل و دقیق مفهوم مدولاسیون فضای برداری برای مبدلهای چند سطحی یک مبدل سه سطحی توضیح داده خواهد شد. قابل ذکر است که از نظر عملکرد کلی جهت مراحل شبیه سازی، مبدلهای چندسطحی شبیه به هم بوده و فقط با توجه به افزایش سطح، تعداد بردارها در دیاگرام مربوطه افزایش پیدا می کند.

1. Sinusoidal Pulse Width Modulation

2. Nearest Three Vectors Space Vector Pulse Width Modulation



شکل ۱-۳ دیاگرام عملی یک مبدل سه سطحی از نوع دیود کلمپ [۲]

شکل ۱-۳ یک دیاگرام کاربردی از یک مبدل سه سطحی از نوع دیود کلمپ را نشان می دهد.

ابتدا فرض بر این است که تحت هر شرایطی $V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{dc}}{2}$ می باشد و $C_1 = C_2$

با توجه به شکل ملاحظه می شود که در هر leg یک کلید تک قطبی با n مسیر وجود دارد که می تواند به سطح ۰ (معادل قرارگرفتن در موقعیت S_{a0}) و سطح ۱ (معادل قرارگرفتن در موقعیت S_{a1}) و سطح ۲ (معادل قرارگرفتن در موقعیت S_{a2}) وصل شود.

یعنی اگر $S_{a0} = 1$ باشد S_{a0} روشن بوده و اگر $S_{a0} = 0$ باشد یعنی خاموش است.

در هر لحظه در هر leg حتماً یک سوئیچ روشن وجود دارد. (فقط یک سوئیچ روشن وجود دارد).

بعنوان مثال برای فاز a داریم:

$$V_a \in \left\{ 0, \frac{V_{dc}}{2}, V_{dc} \right\}$$

V_a	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	V_{dc}
-------	---	--------------------	----------

S_x			
S_{a0}	1	0	0
S_{a1}	0	1	0
S_{a2}	0	0	1

با توجه به اینکه ولتاژهای فاز می توانند سه حالت یعنی 0، $\frac{V_{dc}}{2}$ ، V_{dc} داشته باشند داریم:

V_x State	Va	Vb	Vc
1	0	0	0
2	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
3	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}

مثلاً برای وقوع حالت ۱ باید داشته باشیم:

$$S_{a0} = 1 \quad S_{b0} = 1 \quad S_{c0} = 1$$

$$S_{a1} = 0 \quad S_{b1} = 0 \quad S_{c1} = 0$$

$$S_{a2} = 0 \quad S_{b2} = 0 \quad S_{c2} = 0$$

حال اگر کلیه حالت‌های ممکنه را برای سوئیچها بدست آوریم:

S_{a0}	S_{a1}	S_{a2}		S_{b0}	S_{b1}	S_{b2}		S_{c0}	S_{c1}	S_{c2}
0	0	1		0	0	1		0	0	1
0	1	0		0	1	0		0	1	0
1	0	0		1	0	0		1	0	0
3				3				3		

$27 = 3^3$ تعداد کل حالت‌های ممکن در این‌ورتر ۳ سطحی

بنابراین در مبدل ۳ سطحی کلاً ۲۷ حالت سوئیچینگ وجود دارد که این عدد برای مبدل ۴ سطحی ۶۴ و ۵ سطحی ۱۲۵ است یعنی n^3 که n تعداد سطوح این‌ورتر است. حال می‌توانیم کلیه حالت‌های ممکن را بصورت جدول زیر بنویسیم که قابل استفاده برای تبدیل پارک است.

توضیح:

	Sa	Sb	Sc
1	0	0	0
2	0	0	1
3	0	1	0
4	1	0	0
5	.	.	.
6	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
24	2	1	2
25	1	2	2
26	2	2	1
27	2	2	2

$S_x = 0$ فاز X به سطح ۰ وصل است.

$S_x = 1$ فاز X به سطح ۱ وصل است.

$S_x = 2$ فاز X به سطح ۲ وصل است.

$$X = \{a, b, c\}$$

S _a	S _b	S _c
1	0	2



$$S_{a0} = 0$$

$$S_{b0} = 1$$

$$S_{c0} = 0$$

$$S_{a1} = 1$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{a2} = 0$$

$$S_{b2} = 0$$

$$S_{c2} = 1$$



ولتاژهای فاز			ولتاژهای خط		
Va	Vb	Vc	Vab	Vbc	Vca
$\frac{V_{dc}}{2}$	0	V_{dc}	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{2}$

همچنین باید در نظر داشت که:

$$|V_{LL}|_{Max} = V_{dc} \quad \text{و} \quad |V_{LL}| \in \left\{ 0, \frac{V_{dc}}{2}, V_{dc} \right\}$$

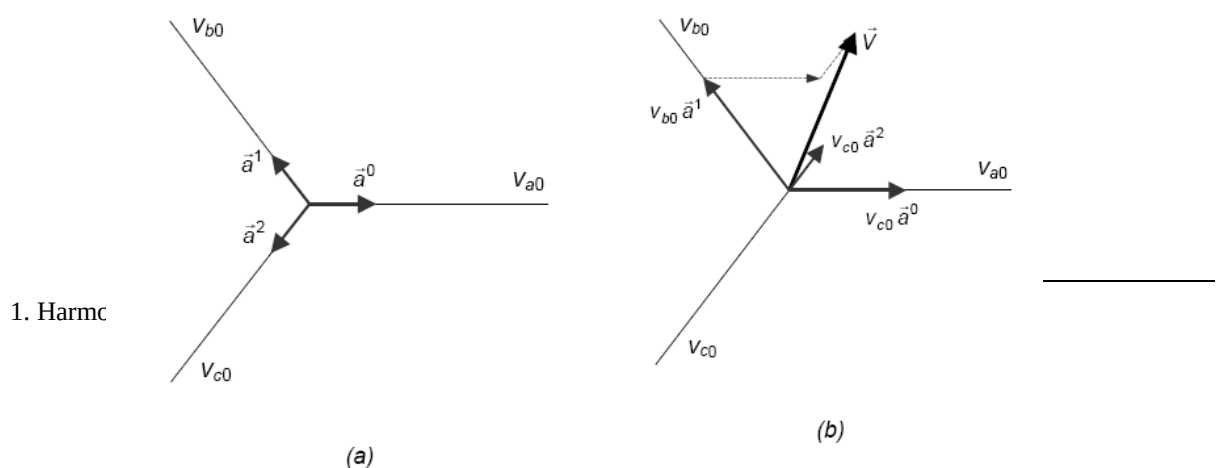
به همین دلیل به این مبدل سه سطحی گفته می شود حال در مبدلهای چندسطحی با تعداد سطوح بیشتر تعداد این پله ها بیشتر می شود و هر چه این پله ها بیشتر باشد شکل موج خروج به سینوسی نزدیکتر شده و طیف هارمونیکی^{۴۶} بهبود می یابد.

تبدیل کلارک، فضای برداری سه بعدی را به فضای دو بعدی تبدیل کرده و در نتیجه فهم موضوع و همچنین مراحل شبیه سازی و حتی پیاده سازی عملی مبدل بسیار ساده می شود.

این تبدیل V_{a0} و V_{b0} و V_{c0} را در صفحه $\alpha\beta(V_\alpha, V_\beta)$ نگاشت می کند.

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = V_{a0}\vec{a}^0 + V_{b0}\vec{a}^1 + V_{c0}\vec{a}^2 \quad \vec{a} = C j^{\frac{2\pi}{3}}$$

بعنوان مثال:



(الف)

(ب)

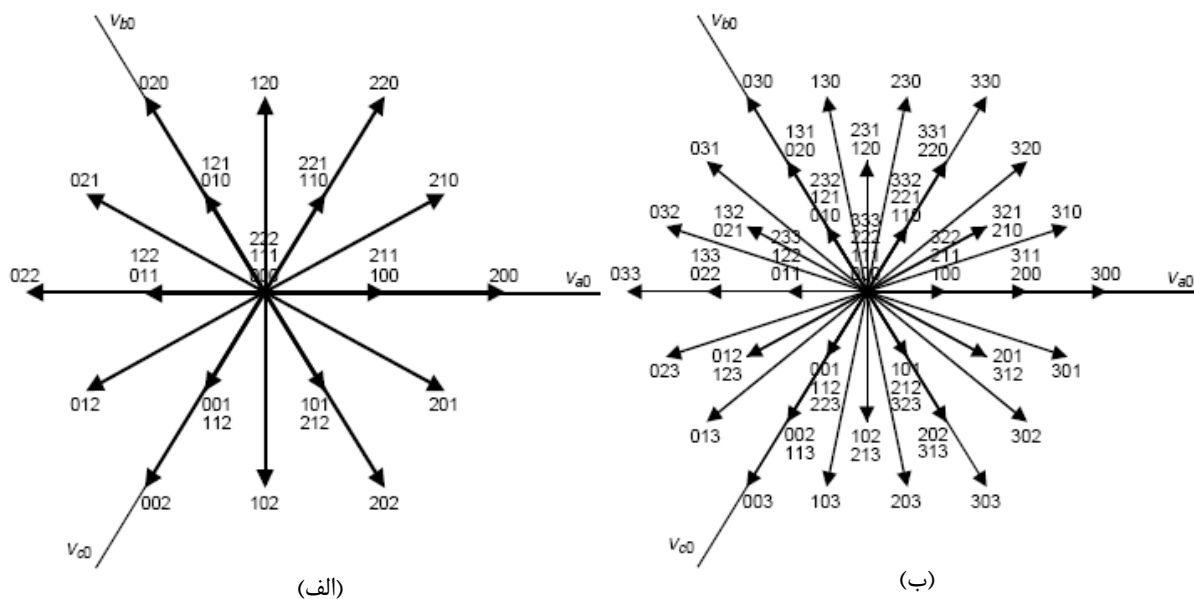
شکل ۲-۳ (الف) بردارهای پایه، (ب) تبدیل کلارک [۲]

شکل ۲-۳ (الف) بردارهای پایه و شکل ۲-۳ (ب) تبدیل کلارک را برای $V_{a0} = 200V$ و $V_{b0} = 300V$ و $V_{c0} = -100V$ نشان می دهد.

با توجه به توضیحات بالا می توان کلیه ۲۷ حالت ذکر شده را بدست آورده و رسم کرد. بعنوان مثال برای کد ۲۱۰ داریم:

$$V = V_{\alpha} + jV_{\beta} = 2 + e^{j2\pi/3} + 0(e^{-j2\pi/3}) = 2 + \sin 2\pi/3 + j\cos 2\pi/3 = 1.73 \angle 30^\circ$$

همانطوریکه در شکل ۳-۳ دیده می شود این بردار در یک ششم اول دیاگرام قرار دارد.



شکل ۳-۳ دیاگرام SV از (الف)، مبدل سه سطحی و (ب) مبدل چهارسطحی [۲]

در شکل ۳-۳ دیاگرام مربوط به مبدل‌های ۳ و ۴ سطحی مشاهده می‌شود. هر ۶ ضلعی به ۶ قسمت تقسیم می‌شود که هر قسمت به اندازه ۶۰ درجه را پوشش داده و به آن سکتور یا یک ششم^{۴۷} می‌گویند. سکتورها از ۱ تا ۶ شماره گذاری شده که سکتوری که زاویه ۰ تا ۶۰ را پوشش می‌دهد سکتور ۱ و بهمین ترتیب سکتور ششم از ۳۰۰ تا ۳۶۰ درجه را پوشش می‌دهد.

هر سکتور خود به ۴ مثلث مساوی تقسیم شده که به آنها ناحیه^{۴۸} گفته می‌شود. بردار مرجع در هر لحظه از زمان در یک سکتور خاص و یک ناحیه خاص می‌باشد.

بنابراین:

$\text{Sector} \in \{1,2,3,4,5,6\}$ سکتور

$\text{Region} \in \{1,2,3,4\}$ ناحیه

همانطوریکه در شکل ۳-۳ مشاهده می‌شود در مبدل سه سطحی ۳ بردار در مبدأ، ۶ بردار دابل و ۱۲ بردار تکی داریم که در مجموع ۲۷ بردار خواهد شد.

بردارهای دابل در واقع بردارهای اضافی یا اختیاری^{۴۹} نامیده می‌شوند که در واقع از نظر عملکرد فرقی نمی‌کنند ولی از نظر متعادل کردن ولتاژ خازنهای باس DC و همچنین در تلفات سوئیچینگ اهمیت بسیاری دارند.

حال به منظور روشن شدن بهتر یک مثال می‌زنیم:

-
1. Sextant
 2. Region
 1. Redundant Vectors

$$V_a = V_m \cos(\omega_0 t)$$

$$V_b = V_m \cos(\omega_0 t + 120)$$

$$V_c = V_m \cos(\omega_0 t - 120)$$

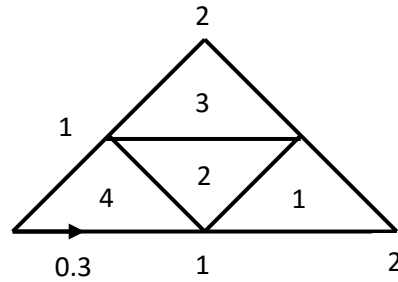
$$\omega_0 = 2\pi \times 50$$

$$f_0 = 50 \text{ Hz}$$

$$V_m = 70 \text{ V}$$

$$V_{DC} = 400 \text{ V}$$

$$f_s = 2000 \text{ Hz}$$



$$\text{Modulation Index} = \frac{\sqrt{3} * V_m}{V_{DC/2}} = \frac{V_{LL}}{V_{DC/2}} = 0.3$$

$$T_0 = 0.02 \text{ S}$$

$$T_s = 500 \times 10^{-6} \text{ S}$$

$$T_0 / T_s = 40 \Rightarrow \text{step} = 360 / 40 = 9^\circ$$

$$\text{Sector} \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$$

$$\text{region} = 4$$

با توجه به شکل ۲-۱۳ مشاهده می شود که با در نظر گرفتن اندیس مدولاسیون که 0.3 است بردار مرجع در هر سکتور فقط در ناحیه ۴ قرار دارد بنابراین معادل یک اینورتر دوسطحی خواهد بود. لذا با کاهش ولتاژ باس DC و یا افزایش ولتاژ خروجی می توان اندیس مدولاسیون را بالا برده و از سه سطح اینورتر استفاده نمود.

$$V_m = 280 \text{ V} \Rightarrow m = 1.21$$

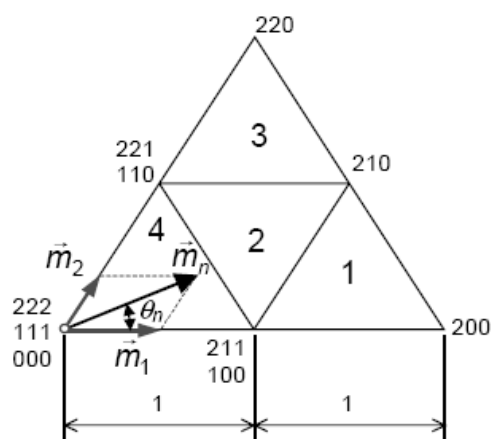
$$\text{Sector} \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$$

$$\text{Region} \in \{1, 2, 3\}$$

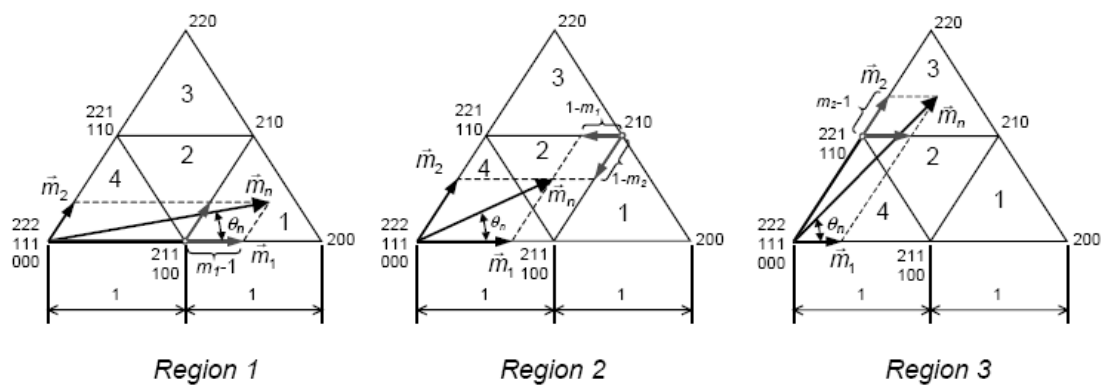
بعد از درک این که بردار مرجع خروجی در کدام سکتور و کدام ناحیه است، باید فهمید که ۳ بردار مجاور بردار مرجع خروجی کدام هستند. (ذکر این نکته ضرورت دارد که از ۳ بردار مجاور ممکن است که بعضی دویل باشند).

حال باید سهم زمانی هر یک از بردارهای مجاور را برای ساختن بردار مرجع خروجی تعیین و در نهایت سوئیچینگ مناسب را براساس بردارهای مجاور انجام داد.

شکل ۳-۴ بردار مرجع نرمالیزه شده را که در سکتور ۱ و نواحی ۱ و ۲ و ۳ و ۴ واقع است نشان میدهد.



شکل ۳-۴ نمایش بردار مرجع نرمالیزه شده در یک ششم اول [۲]



شکل ۳-۵ نمایش نواحی ۱، ۲ و ۳. [۲]

در اینجا حالتی را که بردار مرجع در ناحیه ۲ واقع می شود بررسی می نمائیم:

با توجه به شکل برای بدست آوردن زمانبندی سوئیچها که $d_{100/211}$, $d_{110/221}$, d_{210} می باشند ابتدا باید

m_1 و m_2 را از فرمولهای زیر بدست آوریم:

m_1, m_2 : بردارهای اصلی مجاور هر سکتور

m_n : بردار مرجع که همان اندیس مدولاسیون می باشد.

$$m_1 = m_n \left(\cos \theta_n - \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}} \right)$$

$$m_2 = 2m_n \frac{\sin \theta_n}{\sqrt{3}}$$

$$0 \leq m_n \leq \sqrt{3}$$

$$(1 - m_1)$$



$$221/110$$

$$(1 - m_2)$$



$$211/100$$

$$m_1 + m_2 - 1$$



$$210$$

Region = 2 $\Rightarrow$

$$d_{100/211} = 1 - m_2$$

$$d_{110/221} = 1 - m_1$$

$$d_{210} = m_1 + m_2 - 1$$

* باید در نظر داشت که مجموع d ها باید ۱ شود که در واقع همان T_s است. کلیه حالات برای SVM در جدول ۱-۳ نشان داده شده است.

جدول ۱-۳ خلاصه ای از اطلاعات SVM. [۲]

Case	Region	Duty Cycles
$m_1 > 1$	1	$d_{200} = m_1 - 1$ $d_{210} = m_2$ $d_{100/211} = 2 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1$ $m_2 \leq 1$ $m_1 + m_2 > 1$	2	$d_{100/211} = 1 - m_2$ $d_{110/221} = 1 - m_1$ $d_{210} = m_1 + m_2 - 1$
$m_2 > 1$	3	$d_{210} = m_1$ $d_{220} = m_2 - 1$ $d_{110/221} = 2 - m_1 - m_2$
$m_1 \leq 1$ $m_2 \leq 1$ $m_1 + m_2 \leq 1$	4	$d_{100/211} = m_1$ $d_{110/221} = m_2$ $d_{111} = 1 - m_1 - m_2$

برای تمام حالات باید در نظر داشت که مجموع m_1 و m_2 نباید بزرگتر از ۲ شود در غیر اینصورت بردار مرجع خارج از محدوده ۶ ضلعی واقع می شود.

حال فرض می کنیم که در سکتور ۱ و ناحیه ۱ هستیم:

ابتدا θ_n را محاسبه می کنیم:

$$\theta_n = KT_S \times \omega_0 \quad K = 0,1,2,\dots$$

سپس m_1 و m_2 را محاسبه می کنیم.

در مرحله بعد با توجه به m_1 و m_2 می توانیم d_1 و d_2 و d_3 را بدست آوریم.

Sector = 1 و Region = 1

$$d_{200} = m_1 - 1 \Rightarrow d_1 = m_1 - 1$$

$$d_{210} = m_2 \Rightarrow d_2 = m_2$$

$$d_{100/211} = 2 - m_1 - m_2 \Rightarrow d_3 = 2 - m_1 - m_2$$

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1$$

d_1 و d_2 و d_3 دوره وظیفه سوئیچهای هر leg را تعیین می کنند.

$$d_1 T_S \rightarrow 200$$

$$d_2 T_S \rightarrow 210$$

$$d_3 T_S \rightarrow 100/211$$

0	$T_s * \frac{d_1}{2}$	$T_s * \frac{d_2}{2}$	$T_s * d_3$	$T_s * \frac{d_2}{2}$	$T_s * \frac{d_1}{2}$	T_s
	(200)	(210)	(100/211)	(210)	(200)	

شکل ۳-۶ بردار زمانی جهت تعیین سیکل کاری سوئیچها

همانطوریکه ملاحظه شد با گذشت زمان θ_n افزایش یافته و بردار مرجع با سرعت زاویه ای ω_0 می چرخد و به همین ترتیب سیکلهای کاری سوئیچها محاسبه شده و به آنها اعمال می شود (شکل ۳-۶)

مسئله متعادل سازی ولتاژها در مبدلهای چندسطحی که در واقع به خازنهای دو سر باس DC مرتبط می شود، یکی از مهمترین مسائل در کنترل این مبدلها بشمار می رود. با توجه به سوئیچینگ روی سطوح مختلف، این خازنها که بین سطوح قرار دارند شارژ و دشارژ می شوند. بنابراین در هنگام انتخاب بردارها با توجه به وضعیت ولتاژ خازنها باید از بردارهای اضافی استفاده نموده تا تعادل برقرار شود. در حالت ایده ال باید ولتاژ تمام خازنهای قرار گرفته بین باس DC با هم برابر و اندازه $\frac{V_{dc}}{n-1}$ باشند.

در مواقعی که بردارهای دوتایی یا سه تایی و یا بیشتر داریم، انتخاب بردار مناسب ابتدا با توجه به مسئله متعادل سازی ولتاژ و در مرحله بعد با توجه به کمترین تلفات سوئیچینگ انجام می شود.

زمانی که مناسب ترین توالی برای بردارها در یک ششم اول با در نظر گرفتن سوئیچینگ فرکانس پائین بدست آمد، مرحله بعدی و نهائی محاسبه سیکل وظیفه برای بردارهای مرتبط می باشد. برای این کار باید ابتدا بدانیم که بردار مرجع در کدام سکتور و کدام ناحیه قرار دارد. سپس با استفاده از جدول ۲-۴ می توان بردارهای هر سکتور را به سکتور اول منتقل کرده و کلیه مراحل رامشابه با قبل انجام داد. این عمل باعث سهولت در محاسبات و سادگی الگوریتم مدولاسیون می شود.

جدول ۲-۳ نگاشت یک ششم ها به یک ششم اول [۲]

1 st Sextant	2 nd Sextant	3 rd Sextant	4 th Sextant	5 th Sextant	6 th Sextant
a	$a \rightarrow b$	$a \rightarrow c$	$a \rightarrow c$	$a \rightarrow b$	a
b	$b \rightarrow a$	$b \rightarrow a$	b	$b \rightarrow c$	$b \rightarrow c$
c	c	$c \rightarrow b$	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow b$

استراتژی SVM برای عملکرد بلادرنگ^{۵۰} احتیاج به محاسبات طولانی دارد. بنابراین الگوریتمهای مدولاسیون سریع به منظور انجام تمام پردازش های لازم در یک پریود مدولاسیون لازم می باشد، و زمان باقیمانده را باید صرف موارد دیگر نظیر محاسبات کنترلی و یا خواندن پارامترها و متغیرها کرد. مولفه های بردار مرجع در مبنای جدید اطلاعات مفیدی را برای محاسبه سیکل کاری بردارها فراهم می کند. در این الگوریتم اگر توالی بهینه بردارها برای هر پریود مدولاسیون رعایت نشود، مینیمم شدن فرکانس سوئیچینگ حاصل نخواهد شد. الگوریتم، تمام دیاگرام بردار فضایی را برای محاسبات زمانبندی در نظر گرفته و از جدول جستجو^{۵۱} برای انتخاب بردارها استفاده می کند. این دو مورد تولید توالی های بهینه را دشوار می کند. از طرفی دیگر تبدیل مستقیم از متغیرهای dq داده شده به کنترلر به مبنای جدید ممکن است برای بالابردن سرعت پردازش مفید باشد.

فصل چهارم

۴- متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC

از آنجائیکه یکی از مسائل ضروری در مبدل های چندسطحی متعادل سازی ولتاژهای لینک DC می باشد لذا با استفاده از تکنیکهای مناسب مدولاسیون می توان تعادل ولتاژ را بین خازنهای لینک DC برقرار کرد. یک نوسان فرکانس پایین در برخی از شرایط کاری روی ولتاژ نقطه زمین مشاهده می شود. این بزرگترین نقطه ضعف برای این مبدلها بوده از آنجائیکه این نوسان ماکزیمم ولتاژ دو سر سوئیچ ها و خازنها را افزایش داده و یک اعوجاج فرکانس پایین روی ولتاژهای خروجی تولید می کند.

مبدل های چندسطحی از نوع دیود کلمپ در برخی از شرایط مانند اندیس مدولاسیون بالا و جریانهای بار اکتیو براحتی نمی توانند به تعادل ولتاژ برسند.

آنالیز بر مبنای انتخاب بردارهای اضافی در دیاگرام بردار حالت بوده بگونه ای که پارامترهای مرتبه دوم که مرتبط با جریانهای نقاط میانی (MP) برای هر نمونه برداری یا پریود می باشد،

مینیمم شود. این استراتژی عملکرد صحیح مبدل را تضمین کرده باعث بهبود طیف ولتاژ خط به خط^{۵۲} می شود.

۴-۱- معیار متعادل سازی ولتاژ^{۵۳} [۲]

دو ایده برای انتخاب بردارهای اختیاری در مدولاسیون در اینجا تحلیل می شوند. هر دو روش بر پایه مینیمم کردن پارامترهای درجه دوم که بستگی به ولتاژهای خازنها دارند استوار می باشند. انرژی الکتریکی ذخیره شده در زنجیره خازنهای لینک^{۵۴} DC بصورت زیر می باشد:

$$\varepsilon_C = \frac{1}{2} C \sum_{p=1}^{n-1} V_{cp}^2 \quad (۱-۴)$$

مینیمم کردن این انرژی ولتاژ خازنها را از نقطه کارشان جابجا می کند، از اینرو یک پارامتر G بصورت زیر تعریف می شود:

$$G = \frac{1}{2} C \sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp}^2 \quad \text{که} \quad \Delta V_{cp} = V_{cp} - \frac{V_{DC}}{n-1} \quad (۲-۴)$$

این پارامتر مرتبه دو مثبت بوده و زمانی که ولتاژ تمام خازنها به اندازه ولتاژ مرجع $\left(\frac{V_{DC}}{n-1} \right)$ برسند به صفر می رسد.

۴-۱-۱- روش اول: مینیمم سازی مشتقی^{۵۵}

بمنظور مینیمم کردن $(۲-۴)$ ، مشتق آن باید منفی یا صفر باشد، بصورت زیر:

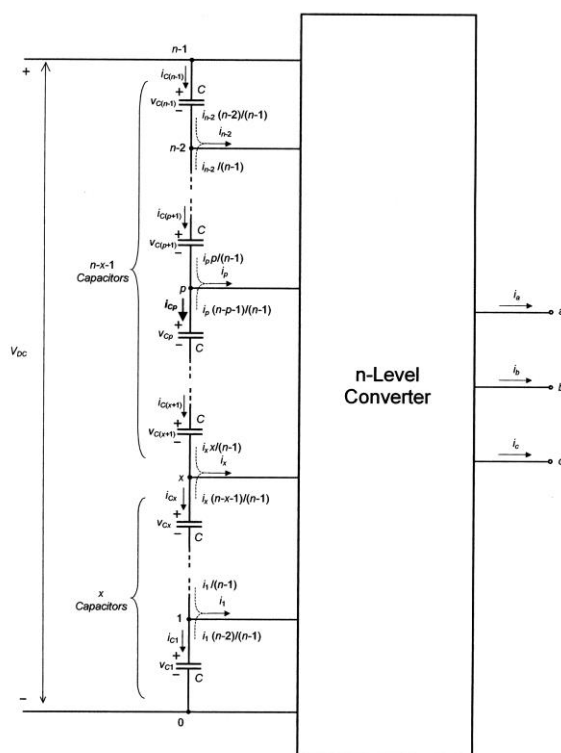
$$\frac{dG}{dt} = C \sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp} \frac{dV_{cp}}{dt} = \sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp} i_{cp} \leq 0 \quad (۳-۴)$$

-
1. Line to Line Voltage Spectra
 1. Voltage – Balancing Criteria
 2. DC-Link Capacitors
 3. Derivate Minimization

جریان های نقاط وسط (MP) Δ^p که با i_p نشان داده می شوند قابل محاسبه از طریق فرمول می باشند. بنابراین جریان ها در خازنهای لینک DC (i_{cp}) در معادله (۳-۴) باید به آنها مرتبط شوند. با توجه به شکل (۱-۴) وبا استفاده از اصل جمع آثار، جریانها درخازنهای لینکDC می توانند بصورت زیر بیان شوند:

$$i_{cp} = \sum_{x=1}^{p-1} \frac{X}{n-1} i_x - \sum_{x=p}^{n-2} \frac{n-X-1}{n-1} i_x \quad (۴-۴)$$

$$i_{cp} = \frac{1}{n-1} \sum_{x=1}^{n-2} x i_x - \sum_{x=p}^{n-2} i_x.$$



شکل ۴-۱ توزیع جریانهای MP در خازنهای لینک DC [۲]

جریان مشترک عبوری از تمام خازنها در (۴-۴) در نظر گرفته نشده اند که این جریان تأثیری روی تعادل شارژ بین خازنها ندارد. بنابراین جریانهای MP برای محاسبه در نظر گرفته می شوند. با جایگزینی (۴-۴) در (۳-۴) شرط متعادل سازی به صورت زیر بدست می آید:

$$\sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp} \left[\sum_{x=1}^{n-2} x i_x - (n-1) \sum_{x=p}^{n-2} i_x \right] \leq 0 \quad (۵-۴)$$

با احتساب:

$$\sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp} = 0 \quad (۶-۴)$$

و با جایگزینی ولتاژ خازن بالایی $\Delta V_{c(n-1)}$ در رابطه (۵-۴) از رابطه (۶-۴) شرط متعادل سازی به صورت زیر ساده می شود:

$$\sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp} \left(\sum_{x=p}^{n-2} i_x \right) \geq 0 \quad (۷-۴)$$

با متوسط گیری از رابطه (۷-۴)

$$\frac{1}{T_m} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} \sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp} \left(\sum_{x=p}^{n-2} i_x \right) dt \geq 0 \quad (۸-۴)$$

اگر T_m خیلی کوچک باشد زمانی که ولتاژ دینامیکی خازنها را مقایسه می کنیم، این ولتاژها را می توانیم در طی یک پریود مدولاسیون ثابت در نظر بگیریم. بنابراین اپراتور انتگرال فقط برای جریانهای MP ناپیوسته در نظر گرفته می شود.

$$\sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp}(k) \left(\sum_{x=p}^{n-2} \frac{1}{T_m} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} i_x dt \right) \geq 0 \quad (۹-۴)$$

یا

$$\sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp}(k) \left(\sum_{x=p}^{n-2} \bar{i}_x(k) \right) \geq 0$$

که $\Delta V_{cp}(k)$ خطای ولتاژ در ابتدای پریود مدولاسیون k و $\bar{i}_x(k)$ مقدار میانگین جریان نقطه x که در آن پریود محاسبه شده است می باشد. این جریانها می توانند محاسبه شده و برای چک کردن اختلاف ترکیبهای مختلف بردارهای اختیاری نزدیکتر بمنظور به انجام رساندن آن شرط استفاده شوند. بنابراین بهترین ترکیب بردارها بگونه ای است که رابطه زیر را ماکزیمم کند:

$$\sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp}(k) \left(\sum_{x=p}^{n-2} \bar{i}_x(k) \right) \quad (۱۰-۴)$$

۴-۱-۲- روش دوم: مینیمم سازی مستقیم^{۵۷}

شکل ناپیوسته رابطه (۲-۴) بصورت زیر می باشد:

$$G(k) = \frac{1}{2} C \sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp}^2(k) \quad (۱۱-۴)$$

که

$$\Delta V_{cp}(k) = V_{cp}(k) - \frac{V_{DC}}{n-1}$$

ولتاژ خازنهای لینک DC در ابتدای پریود K اندازه گیری می شوند و می توانند با توجه به رابطه زیر در پریود بعدی استفاده شوند:

$$V_{cp}(k+1) = V_{cp}(k) + \frac{1}{C} \int_{kT_m}^{(k+1)T_m} i_{cp} dt \quad (۱۲-۴)$$

$$V_{cp}(k+1) = V_{cp}(k) + \frac{T_m}{C} \bar{i}_{cp}(k) \quad (۱۳-۴)$$

معادله (۱۳-۴) می تواند بعنوان خطای ولتاژی نیز عنوان شود:

$$\Delta V_{cp} = V_{cp} - V_{DC} / (n-1),$$

$$\Delta V_{cp}(k+1) = \Delta V_{cp}(k) + \frac{T_m}{C} \bar{i}_{cp}(k) \quad (۱۴-۴)$$

بنابراین $G_{(k+1)}$ بصورت زیر بدست می آید:

$$G_{(k+1)} = \frac{1}{2} C \sum_{p=1}^{n-1} \Delta V_{cp}^2(k+1) = \frac{1}{2} C \sum_{p=1}^{n-1} \left(\Delta V_{cp}(k) + \frac{T_m}{C} \bar{i}_{cp}(k) \right)^2 \quad (۱۵-۴)$$

خطاهای ولتاژ در خازنهای لینک DC در ابتدای پریود مدولاسیون $k+1$ می تواند در طی پریود k محاسبه شوند. بنابراین از (۴-۱۵) و با در نظر گرفتن (۴-۴) بهترین ترکیب برای بردارهای اختیاری آن است که رابطه زیر را مینیمم کند.

$$\sum_{p=1}^{n-1} \left[\Delta V_{cp}(k) + \frac{T_m}{C} \left(\frac{1}{n-1} \sum_{x=1}^{n-2} x \bar{i}_x(k) - \sum_{x=p}^{n-2} \bar{i}_x(k) \right) \right]^2 \quad (۴-۱۶)$$

هم رابطه (۴-۱۰) و هم رابطه (۴-۱۶) می توانند برای انتخاب بردار اختیاری از دیاگرام SV استفاده شوند. ولتاژها و جریانهایی که در این معادلات بکار می روند برای جریان در پریود k داده شده اند. اگرچه در عمل پروسسور محاسبات مدولاسیون برای پریود بعدی ($k+1$) را در پریود k محاسبه می کند. بنابراین باید تأخیر به اندازه یک سیکل بمنظور بهبود نتایج متعادل سازی ولتاژ در نظر گرفته شود. بنابراین هر دو رابطه متعادل سازی ارائه شده باید برای پریود ($k+1$) ارزیابی شوند، بصورت زیر

$$\max \left\{ \sum_{p=1}^{n-2} \Delta V_{cp}(k+1) \left(\sum_{x=p}^{n-2} \bar{i}_x(k+1) \right) \right\} \quad (۴-۱۷)$$

یا

$$\min \left\{ \sum_{p=1}^{n-1} \left[\Delta V_{cp}(k+1) + \frac{T_m}{C} \left(\frac{1}{n-1} \sum_{x=1}^{n-2} x \bar{i}_x(k+1) - \sum_{x=1}^{n-2} \bar{i}_x(k+1) \right) \right]^2 \right\} \quad (۴-۱۸)$$

ولتاژها در ابتدای پریود مدولاسیون ($k+1$) و میانگین جریانهها برای همان پریود بایستی در نظر گرفته شوند.

ولتاژها می توانند از پریود k به پریود $k+1$ بصورت زیر استنتاج شوند:

$$\Delta V_{cp}(k+1) = \Delta V_{cp}(k) + \frac{T_m}{C} \left[\frac{1}{n-1} \sum_{x=1}^{n-2} x \bar{i}_x(k) - \sum_{x=1}^{n-2} \bar{i}_x(k) \right] \quad (۴-۱۹)$$

که میانگین جریانهها $\bar{i}_x(k)$ و جریانههای $\bar{i}_x(k+1)$ در (۴-۱۷) و (۴-۱۸) نیز بدست آمده، اگرچه آنها باید برای محاسبه نزدیکترین بردارها چندین مرتبه در یک سیکل مدولاسیون محاسبه شوند.

۴-۲- اجرای متعادل سازی ولتاژ خازنها

همانطور که در قبل اشاره شد بردارهای اضافی باید بگونه ای انتخاب شوند که میزان تغییرات انرژی ذخیره شده در خازنهای لینک DC مینیمم شود (در حالت ایده آل صفر). بنابراین بردارهای اختیاری باید به نحوی انتخاب شوند که رابطه (۴-۲) محقق شود.

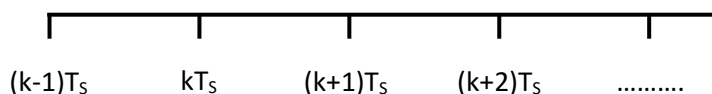
در مبدل چهارسطحی رابطه (۴-۱۷) به رابطه (۴-۲۰) تبدیل می شود [۹].

$$\max\{\Delta v_{C1}(k)\bar{i}_1(k) - \Delta v_{C3}(k)\bar{i}_2(k)\} \quad (4-20)$$

حال بردارهای اضافی باید بگونه ای انتخاب شوند که رابطه اخیر ماکزیمم شود.

$$\max(\Delta V_{C1}(k)\bar{i}_1(k) - \Delta V_{C3}(k)\bar{i}_2(k))$$

که در آن ΔV_{C1} مقدار خطای ولتاژ خازن $C1$ از مقدار $\frac{V_{DC}}{4-1}$ در ابتدای دوره k ام سوئیچینگ، $\bar{i}_1(k)$ متوسط مقدار جریان نقطه ۱ که در دوره k ام اندازه گیری شده، می باشند.



$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = V_{C1} - \frac{V_{DC}}{4-1} \\ \bar{i}_1(k) = \frac{1}{T_s} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} i_1(t) dt \end{cases}$$

حال فرض می کنیم بردار مرجع در ابتدای دوره تناوب k ام در یک ششم اول و ناحیه شماره ۶ قرار دارد و از وضعیت ۳۱۱ یکی از وضعیتهای ۳۲۱ یا ۲۱۰ را باید انتخاب کرد. برای بیان روش کار ابتدا شکل مبدل چهارسطحی (۲-۲) را در نظر می گیریم.

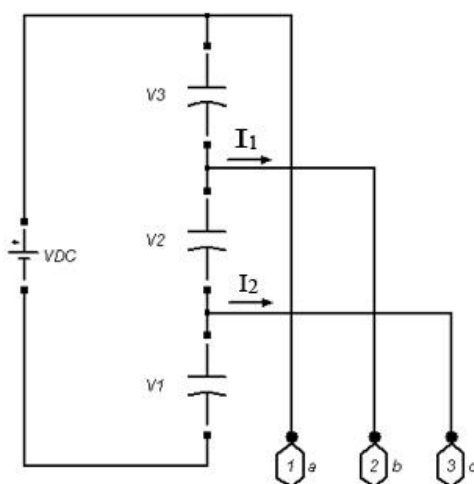
از بین بردارهای ۳۲۱ و ۲۱۰ باید بردارهایی انتخاب شود که کمترین تغییرات را در ولتاژ خازنهای لینک DC ایجاد می کند. بنابراین برای هر دو بردار ۳۲۱ و ۲۱۰ باید رابطه (۴-۲۰) را محاسبه کرده و با توجه به مقدار حداکثر، بردار مناسب انتخاب گردد.

فرض کنید $\text{Vector 1} = 321$ و $\text{Vector 2} = 210$ باشد و به همین ترتیب مقدار رابطه (۴-۲۰) برای Vector 1 را Cost 1 و برای Vector 2 را Cost 2 در نظر بگیریم.

حال اگر $\text{Cost 1} > \text{Cost 2}$ باشد، بردار ۱ در غیراینصورت بردار ۲ انتخاب می شود.

- محاسبه Cost 1 برای $\text{Vector 1} = 321$

اگر وضعیت سوئیچینگ ۳۲۱ انتخاب شود مدار معادل مبدل به صورت شکل زیر خواهد بود. در حالت ۳۲۱ فاز a به سطح ۳، فاز b به سطح ۲ و فاز c به سطح ۱ متصل می باشد.



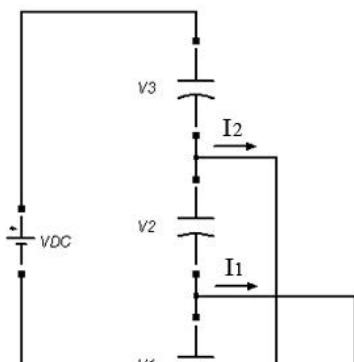
شکل ۴-۲ شکل مربوط به وضعیت سوئیچینگ ۳۲۱ برای مبدل چهارسطحی

بنابراین با توجه به شکل بالا $I_2 = I_b$ و $I_1 = I_c$ خواهد بود. در اینصورت رابطه (۴-۲۰) به صورت زیر محاسبه شده و Cost 1 بدست می آید:

$$\text{Cost1} = \Delta V_{C1}(k) \times \bar{I}_c(k-1) - \Delta V_{C3}(k) \times \bar{I}_b(k-1)$$

- محاسبه Cost 2 برای $\text{Vector 2} = 210$

اگر وضعیت سوئیچینگ ۲۱۰ انتخاب شود مدار معادل مبدل به شکل (۴-۳) خواهد بود در حالت ۲۱۰



شکل ۳-۴ شکل مربوط به وضعیت سوئیچینگ ۲۱۰ برای مبدل چهارسطحی

فاز a به سطح ۲، فاز b به سطح ۱ و فاز c به سطح ۰ متصل می باشند.

بنابراین با توجه به شکل بالا $i_1 = i_b$ ، $i_2 = i_a$ است. در اینصورت رابطه (۴-۲۰) به صورت زیر محاسبه شده و Cost 2 بدست می آید:

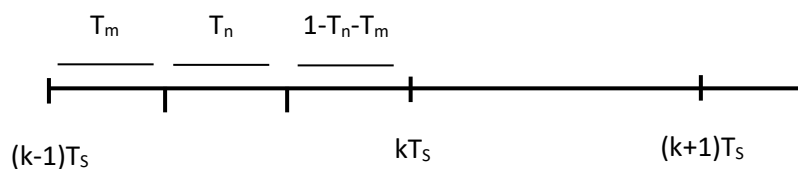
$$Cost\ 2 = \Delta V_{C1}(k) \times \bar{i}_b(k-1) - \Delta V_{C3}(k) \times \bar{i}_a(k-1)$$

۴-۳- روشهای محاسبه همزمان و غیرهمزمان جهت محاسبه Cost 1,2,...

۴-۳-۱ محاسبه غیرهمزمان

در این روش در ابتدای دوره سوئیچینگ k ام، مقادیر ΔV_{C1} و ΔV_{C2} اندازه گیری می شود. در ضمن مقادیر $\bar{i}_a(k-1)$ و $\bar{i}_b(k-1)$ و $\bar{i}_c(k-1)$ در سیکل قبلی اندازه گیری شده اند.

بردار زمان زیر را در نظر بگیرید:



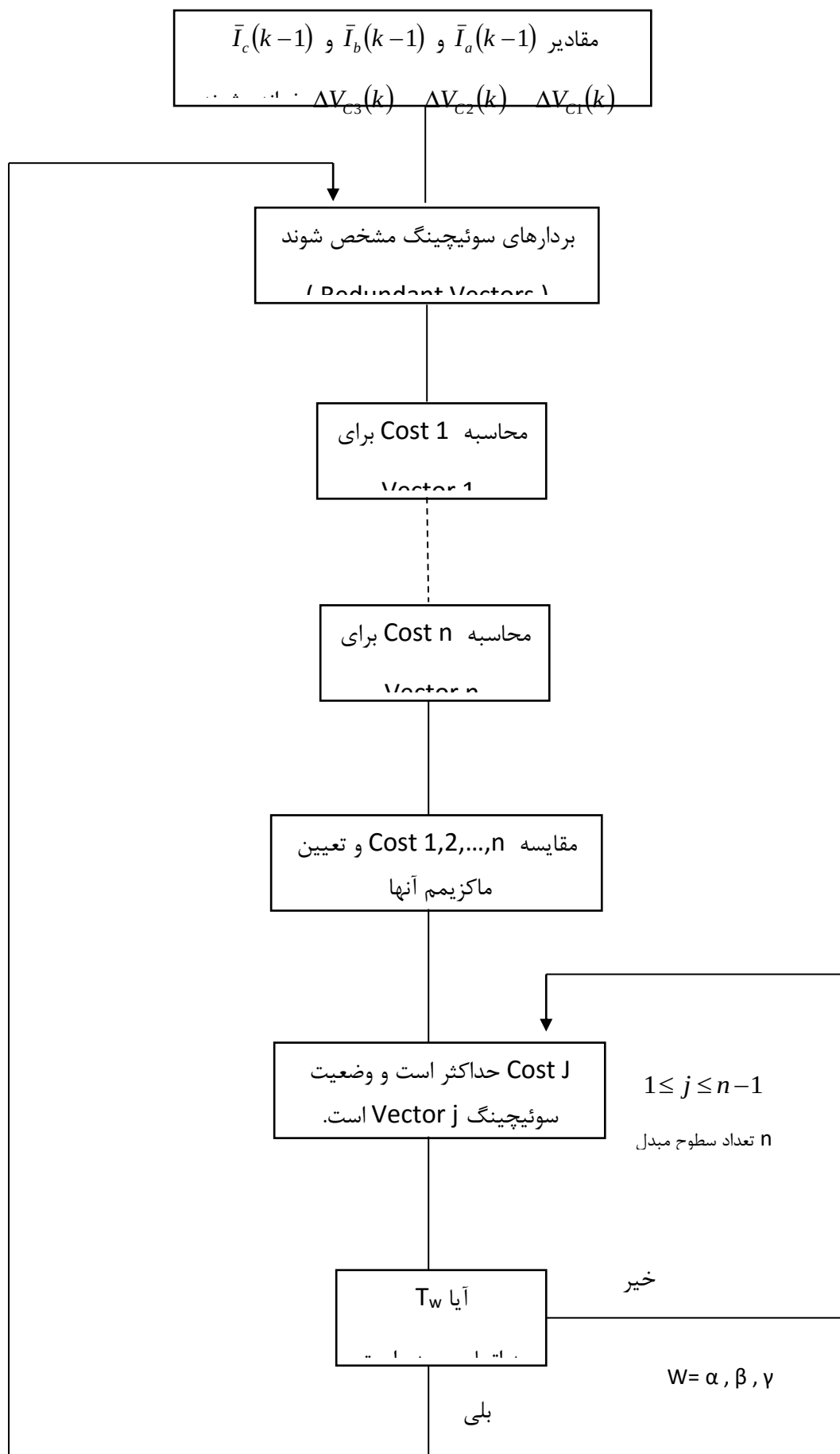
$$T_{\alpha} = T_m$$

$$T_{\beta} = T_n$$

$$T_{\gamma} = 1 - T_n - T_m$$

که T_{α} و T_{β} و T_{γ} زمانهای مربوط به سوئیچینگ بوده که با توجه به تصویر بردار مرجع روی نواحی بدست می آید و با توجه به موقعیت بردار مرجع تغییر می کنند.

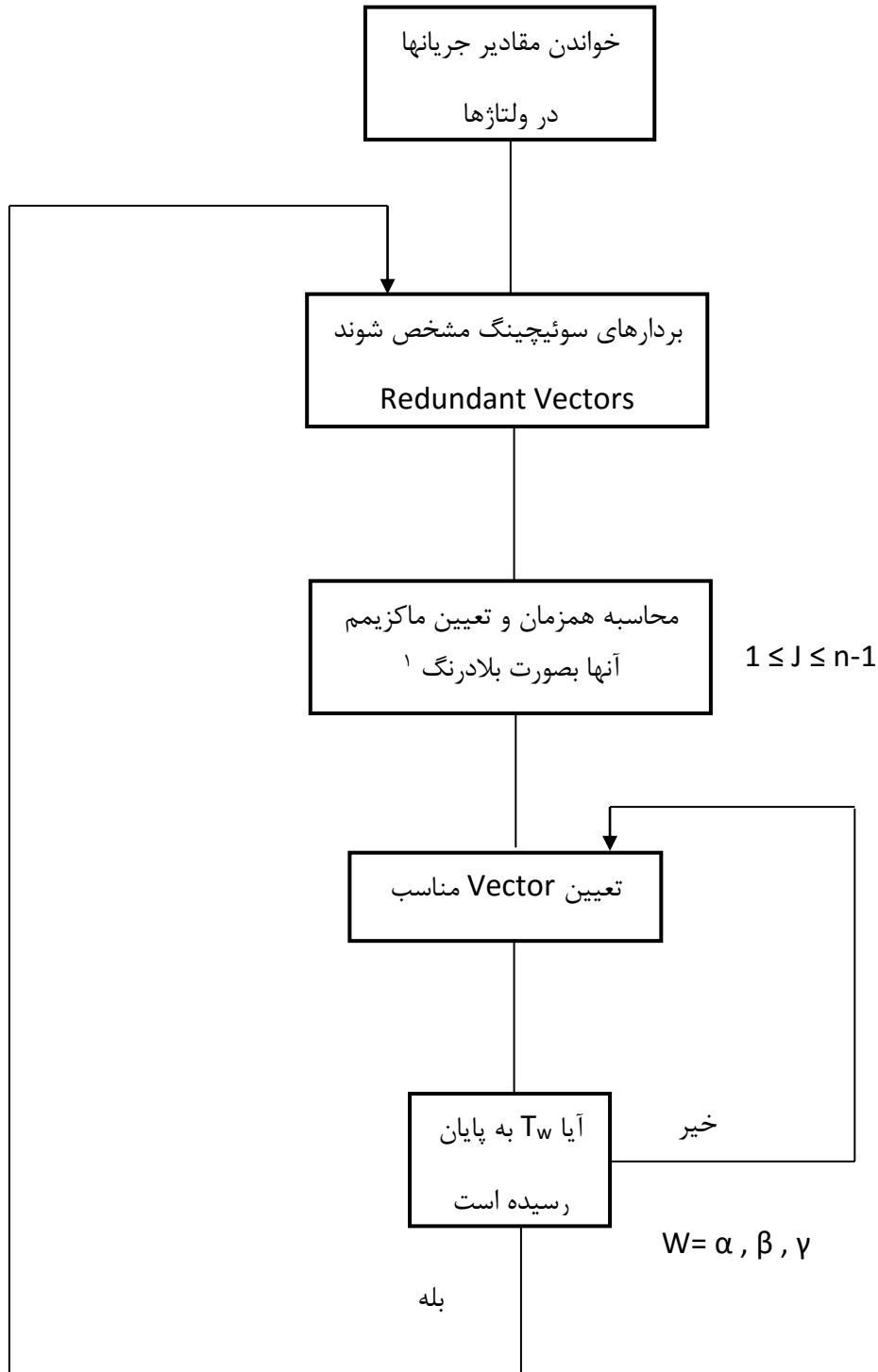
شکل ۴-۴ فلوچارت محاسبه غیرهمزمان را نشان می دهد.



شکل ۴-۴ فلوچارت متعادل سازی ولتاژ خازنها به روش غیرهمزمان

۴-۳-۲- محاسبه همزمان

در این روش توابع ارزش $Cost J$ ($1 \leq j \leq n$) بطور همزمان محاسبه می شوند:



شکل ۴-۵ فلوجارت متعادل سازی ولتاژ خازنها به روش همزمان

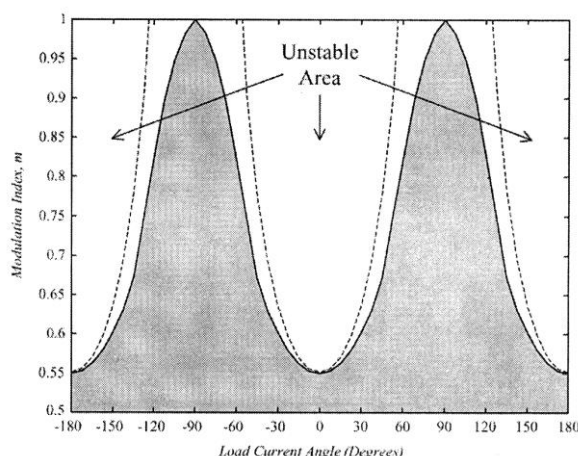
همانطوریکه از شکل ۴-۵ ملاحظه می شود این روش بدلیل همزمانی محاسبات و انتخاب بردار مناسب که این عمل می تواند با استفاده از مدارات آنالوگ (... , Opamp , Comparator) و دیجیتال (... , CPLD) بدون استفاده از پروسسور و یا استفاده از یک پروسسور ساده و ارزان قیمت قابل اجرا می باشد.

البته مسئله دیگری که در ارتباط با انتخاب بردارهای اختیاری وجود دارد کاهش فرکانس سوئیچینگ سوئیچها و طبیعتاً کاهش تلفات سوئیچینگ می باشد. بعنوان مثال توالی 100-311-321 از نقطه نظر فرکانس سوئیچینگ بهینه نمی باشد. بدلیل اینکه تغییر وضعیت از ۱۰۰ به ۳۱۱ احتیاج به بیش از یک leg برای سوئیچ داد و در مجموع فاز a مجبور به افزایش دو سطح ولتاژ می باشد (که این پرش دوپله ای نامیده می شود). بر خلاف آن توالی 100-200-210 باعث کمترین فرکانس سوئیچینگ می شود، بدلیل اینکه فقط یک leg تغییر وضعیت داده که آن تغییر وضعیت نیز فقط یک پله در هر بردار از یک توالی می باشد. از طرفی دیگر بدلیل محدودیتهایی که در اجرای متعادل سازی ولتاژ لینک DC وجود دارد مینیمم کردن تعداد پرش های بین توالی های پی در پی بطور کامل قابل اجرا نخواهد بود. شکل ۴-۶ نشان دهنده محدودیتهای متعادل سازی ولتاژ لینک DC با توجه به زاویه جریان بار و تحت جریان خروجی سینوسی می باشد، از طرفی دیگر خط چینهای شکل ۴-۶ نشان دهنده محدودیتهای تئوری در متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC در مبدل های چندسطحی دیود کلمپ با تعداد سطوح بالا می باشد [۹].

بصورت ریاضی این محدوده بصورت زیر تعریف می شود:

$$m = \frac{\sqrt{3}}{\pi |\cos \phi|}$$

که ϕ زاویه جریان بار می باشد.



شکل ۴-۶ محدودیت های متعادل سازی ولتاژ [۹]

در این فصل محدودیتهای کنترل جریان MP جهت اعمال متعادل سازی ولتاژ در یک مبدل چهارسطحی بیان شد. بردارهای اضافی از دیاگرام بردار فضایی بر مبنای مینیمم کردن پارامترهای مرتبه دوم ذکر شده انتخاب می شوند. این پارامترها در هر پریود مدولاسیون بگونه ای ارزیابی می شوند که بهترین توالی از سه بردار نزدیکتر به بردار مرجع انتخاب شوند.

در فصل پنجم شبیه سازی مربوط به متعادل سازی ولتاژ خازنها به روش همزمان انجام شده و نتایج ارائه شده است.

فصل پنجم

۵- شبیه سازی کامپیوتری

در این فصل شبیه سازیهای کامپیوتری که درارتباط با این پایان نامه انجام شده است ارائه می شود. درابتدا یک مبدل چهار سطحی که در آن از POWER MOSFET استفاده شده، به روش مدولاسیون سینوسی شبیه سازی شده است. سپس یک مبدل چهار سطحی با سوئیچهای ایده آل به روش NTV_SVPWM که با تغییر در اندیس مدولاسیون به مبدلهای دوسطحی، سه سطحی و چهارسطحی تبدیل می شود، شبیه سازی شده است. در ادامه جهت بررسی متعادل سازی ولتاژ خازنهای باس DC شبیه سازی اخیر با در نظر گرفتن خازن بعنوان منابع ولتاژ ورودی و اعمال الگوریتم متعادل سازی به روش غیر همزمان انجام شده و در انتها شبیه

سازی بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ انجام شده که ناپایداری در ولتاژ خازنهای لینک DC ورودی، ولتاژ و جریان خروجی مشاهده می شود.

۵-۱- شبیه سازی اول: مبدل چند سطحی با وجود منبع DC ایده آل در لینک DC

مشخصات مداری:

Number of Levels: 4

Switches: POWER MOSFET

Modulation Strategy: SPWM

$R_{DS(on)} = 0.010 \Omega$

$f_o = 50 \text{ Hz}$

$f_s = 10 \text{ KHz}$

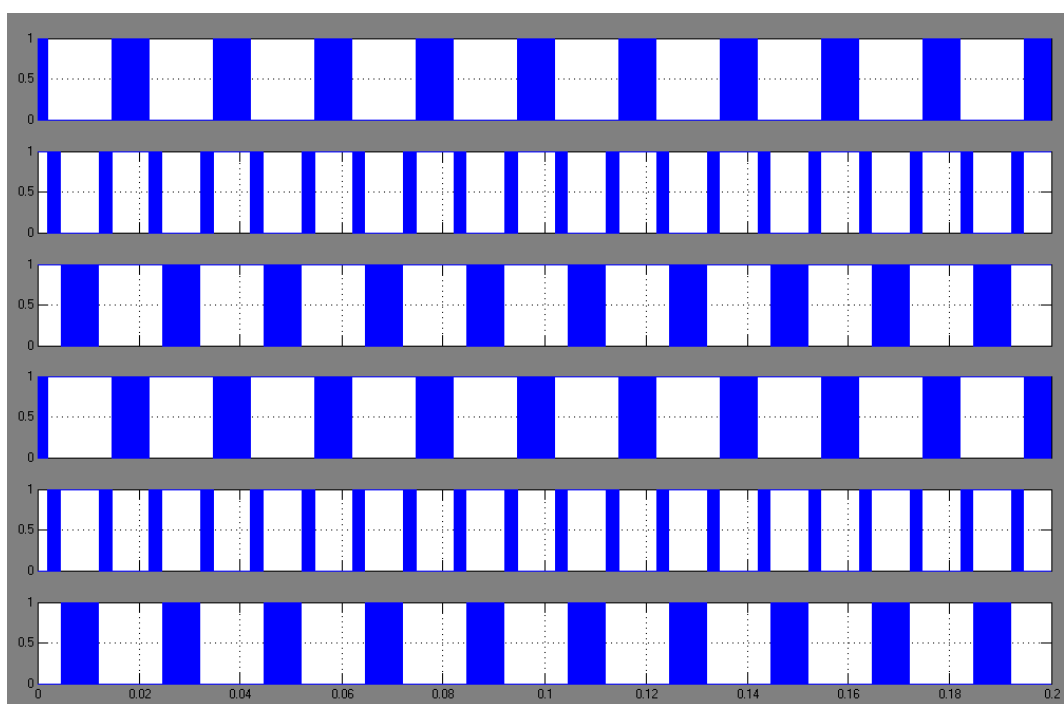
Modulation Index = 0.85

Load: RL

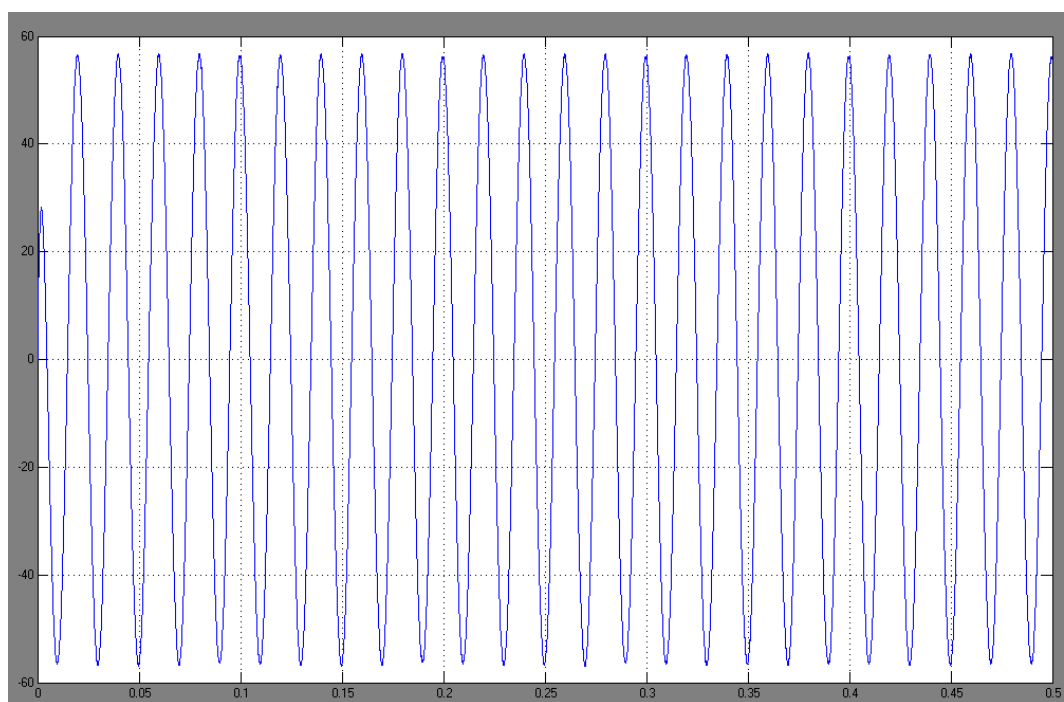
$R = 10 \Omega$

$L = 15 \text{ mH}$

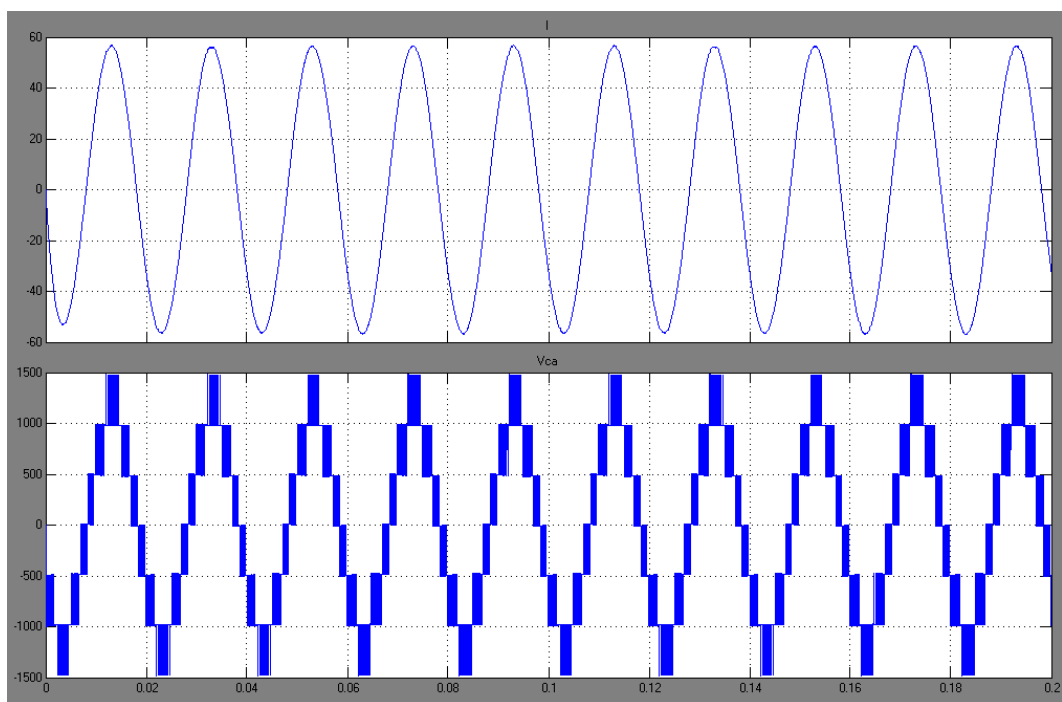
$\cos \alpha = 0.9$



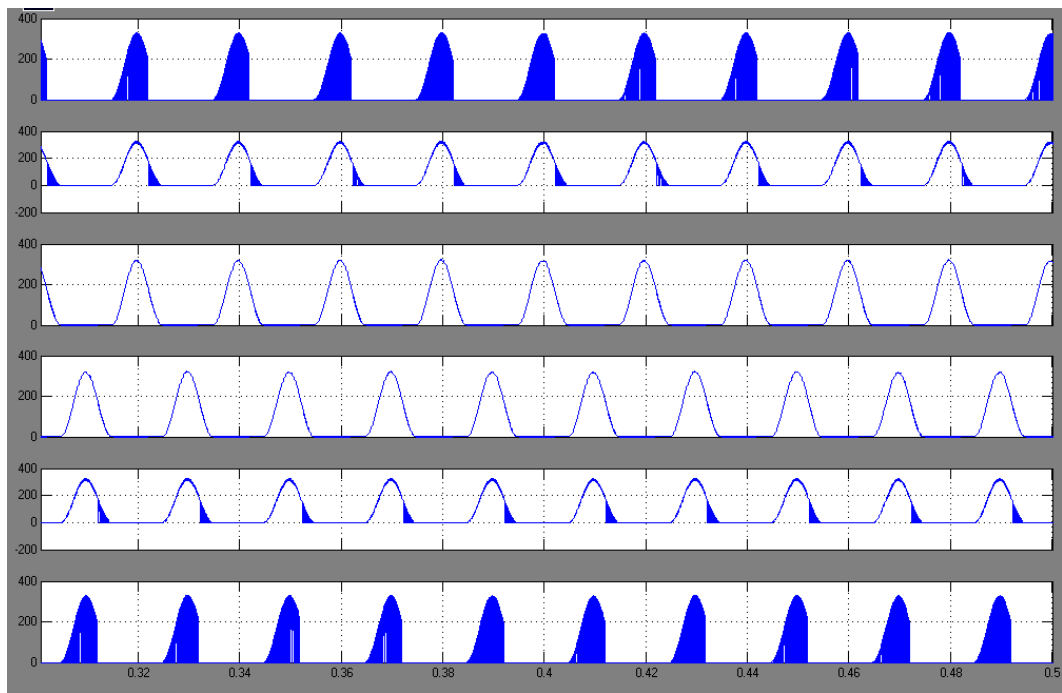
شکل ۵-۱ سیگنالهای گیت سوئیچهای یک leg



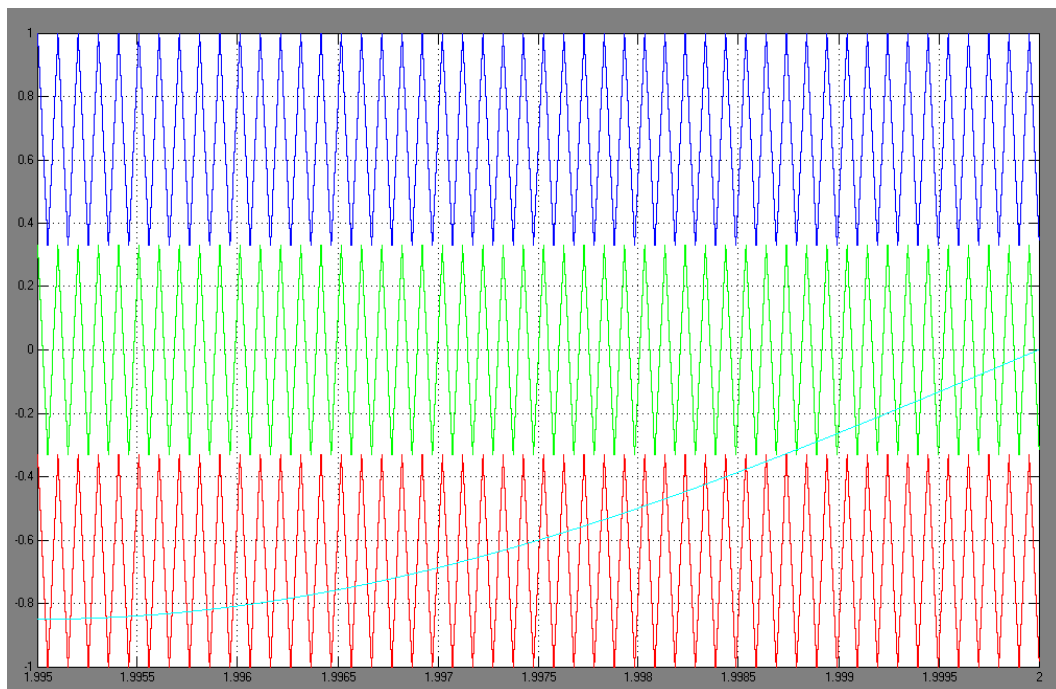
شکل ۲-۵ جریان خروجی فاز b (i_b)



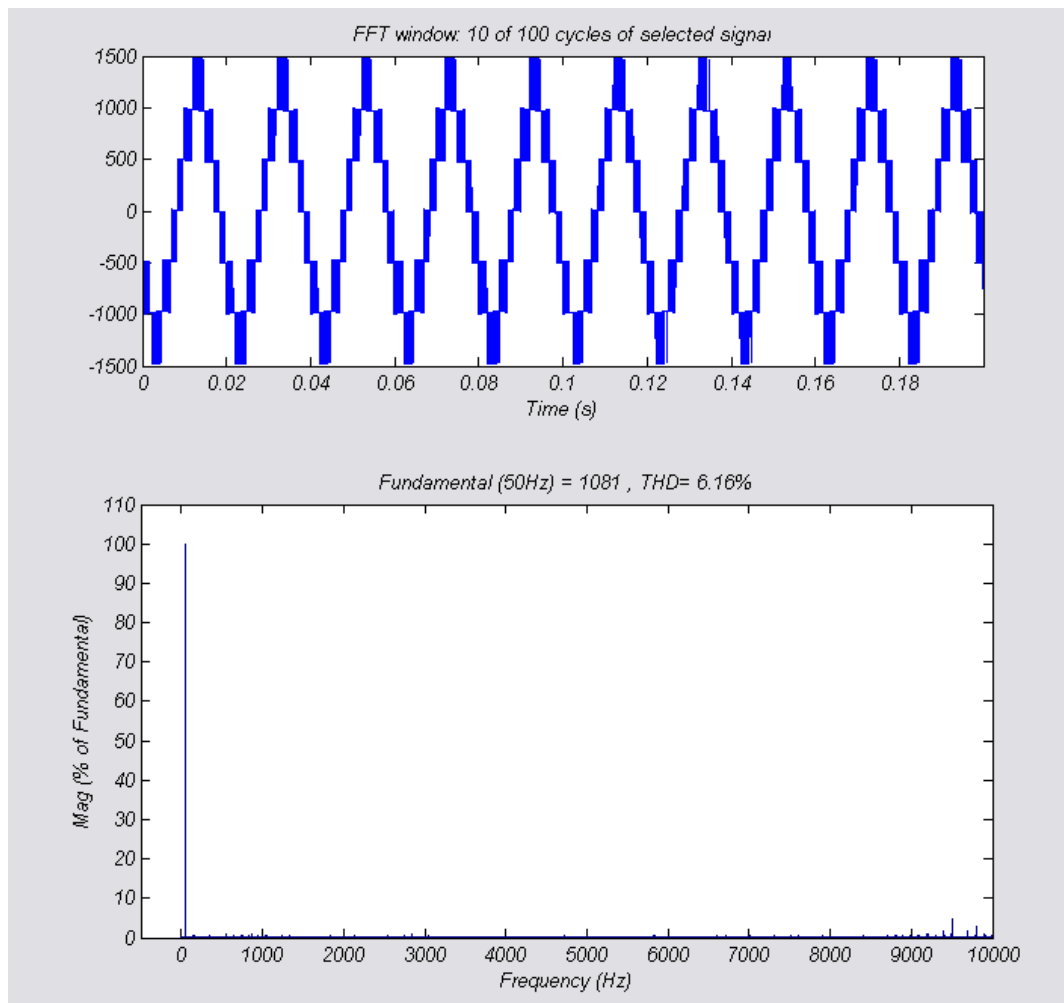
شکل ۳-۵ جریان خروجی فاز c (i_c) و ولتاژ خروجی V_{ca}



شکل ۴-۵ تلفات سوئیچینگ مربوط به هدایت سوئیچها (conduction losses)



شکل ۵-۵ سیگنالهای کرپرمثلثی به همراه سیگنال سینوسی مرجع



شکل ۵-۶ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی

۵-۲- شبیه سازی دوم: مبدل چند سطحی با وجود منبع DC ایده آل در لینک DC

مشخصات مداری:

Number of Levels: 2,3,4

Switches: Ideal Switch

Modulation Strategy: NTV_SVPWM

$f_o = 50 \text{ Hz}$

$f_s = 10 \text{ KHz}$

Modulation Index = 0.85 for 4-Level Inverter

Modulation Index = 0.60 for 3-Level Inverter

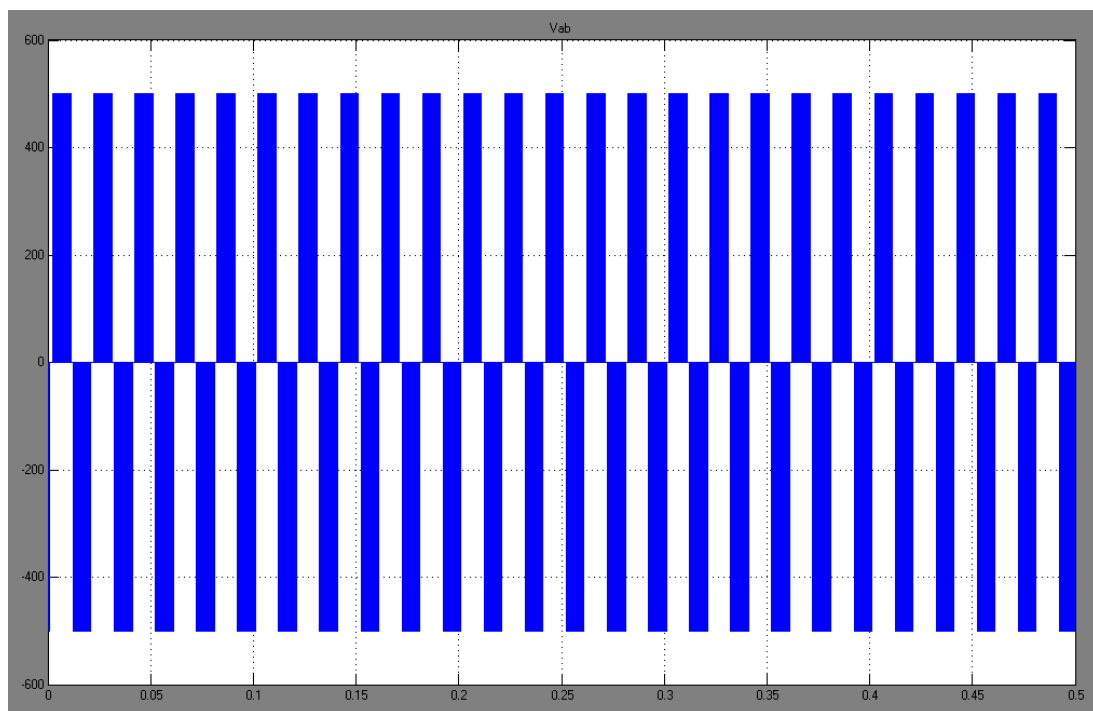
Modulation Index = 0.30 for 2-Level Inverter

Load: RL

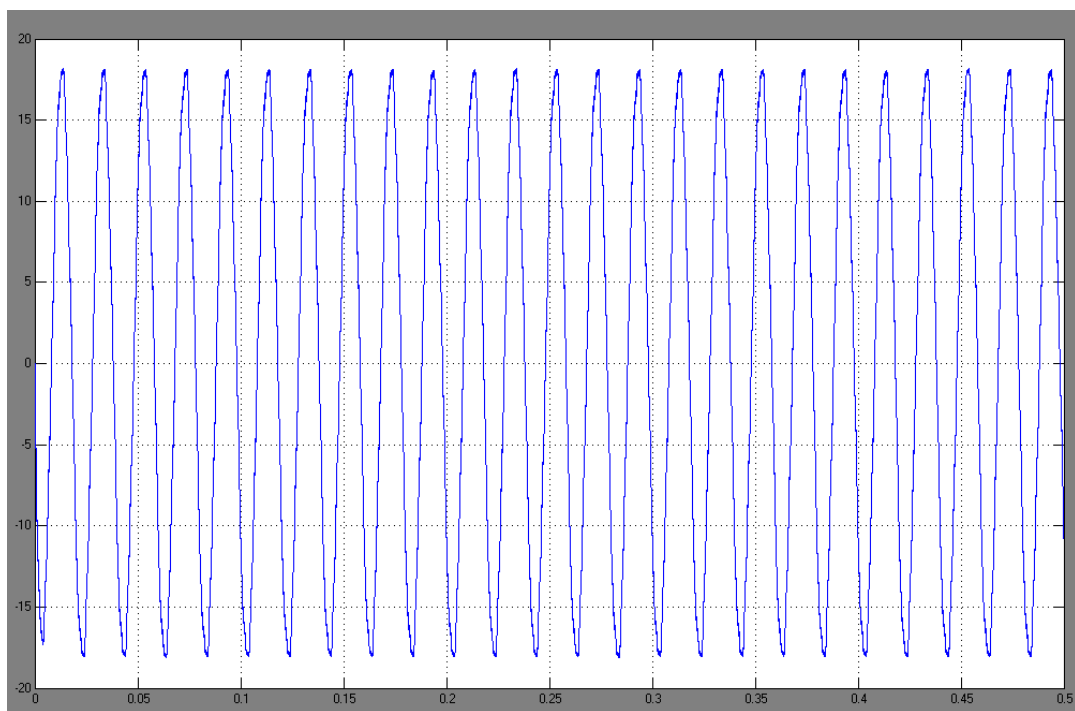
$R = 10 \, \Omega$

$L = 15 \, \text{mH}$

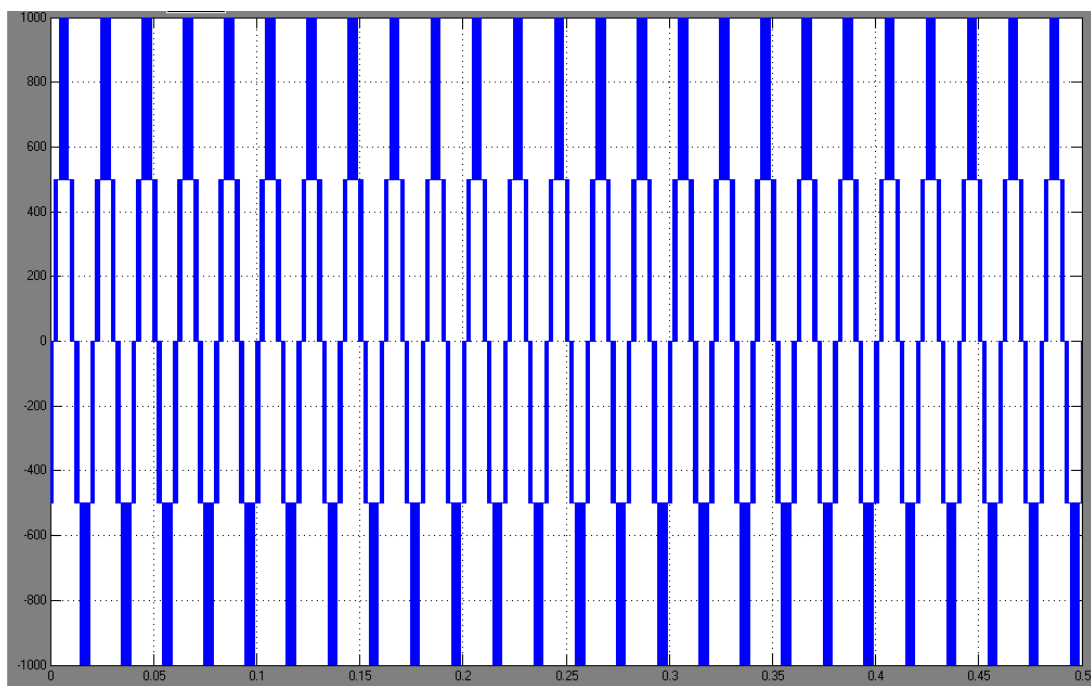
$\cos \alpha = 0.9$



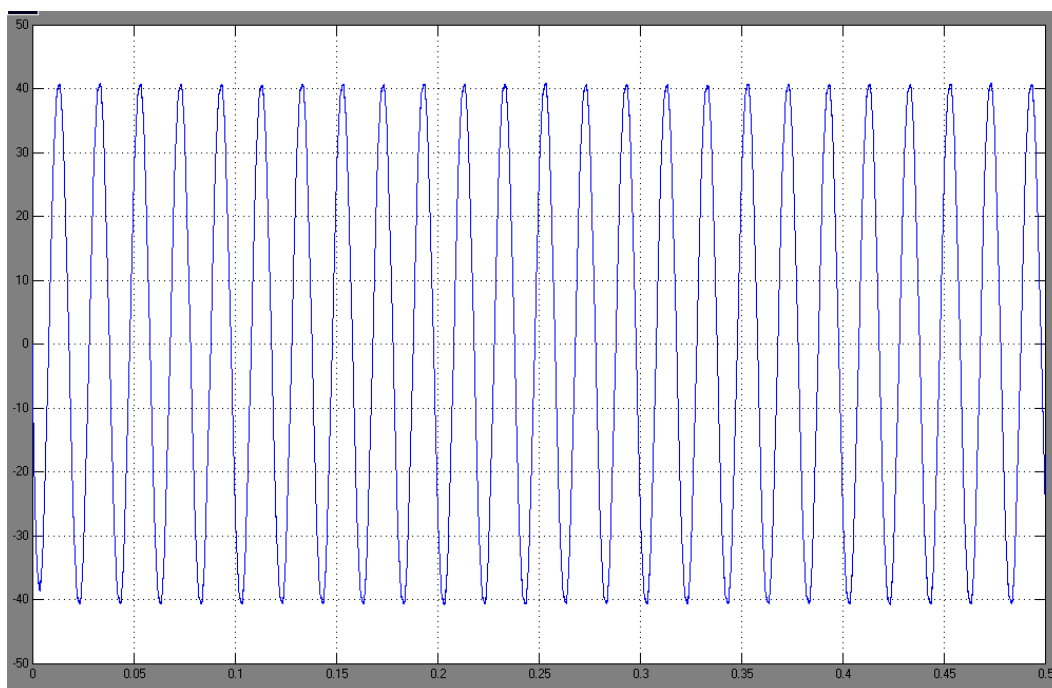
شکل ۷-۵ ولتاژ خروجی یک مبدل دو سطحی



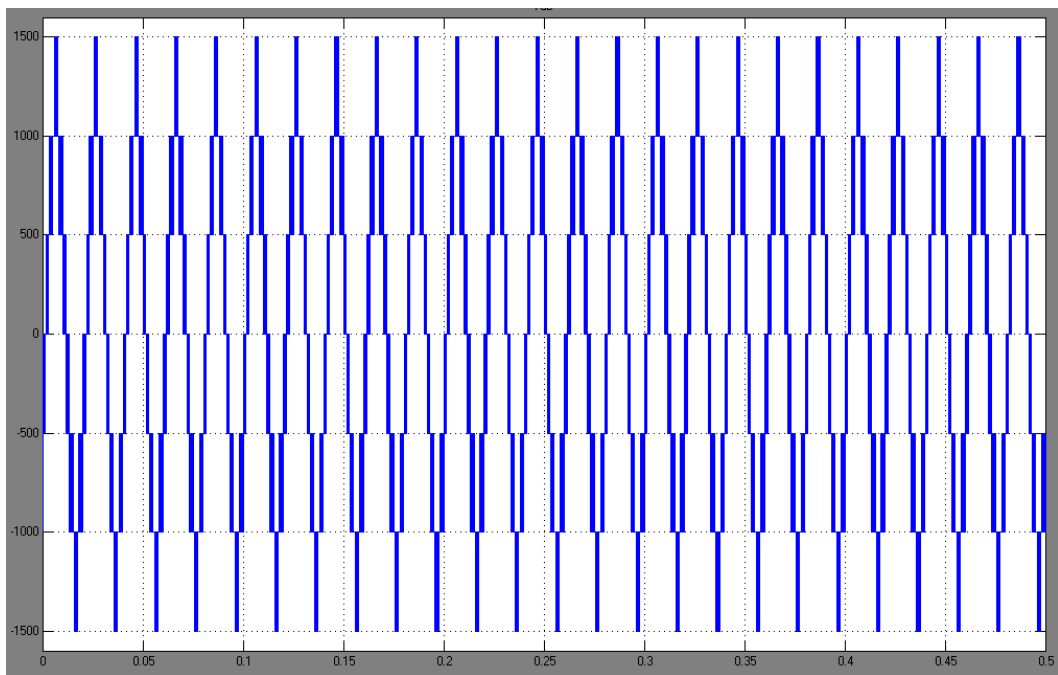
شکل ۵-۸ جریان خروجی در مبدل دو سطحی



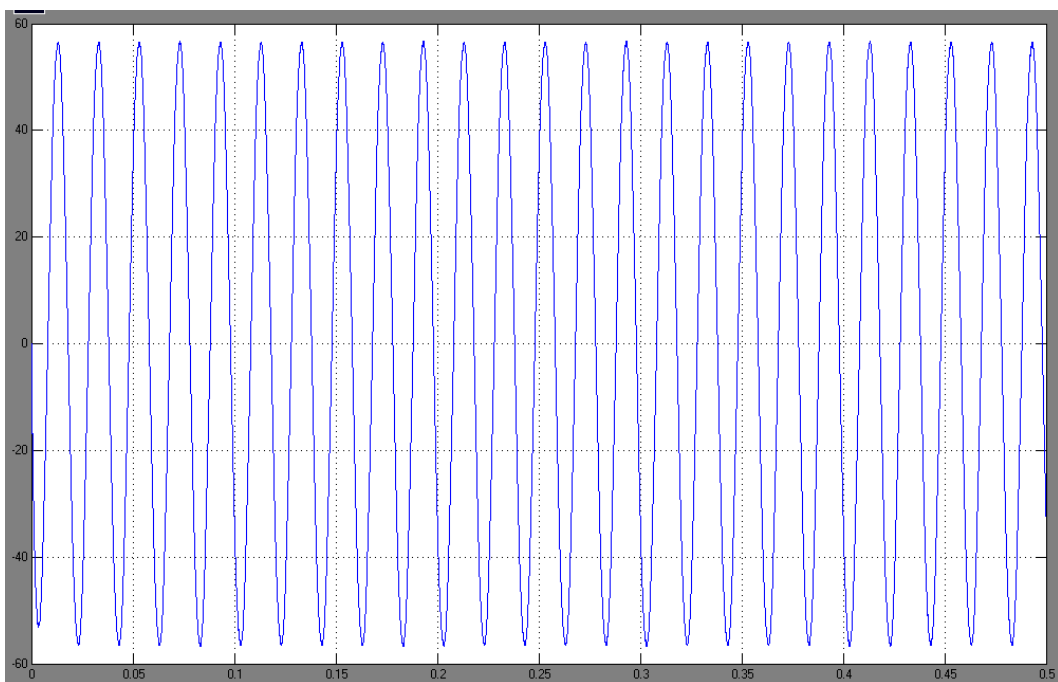
شکل ۵-۹ ولتاژ خروجی یک مبدل سه سطحی



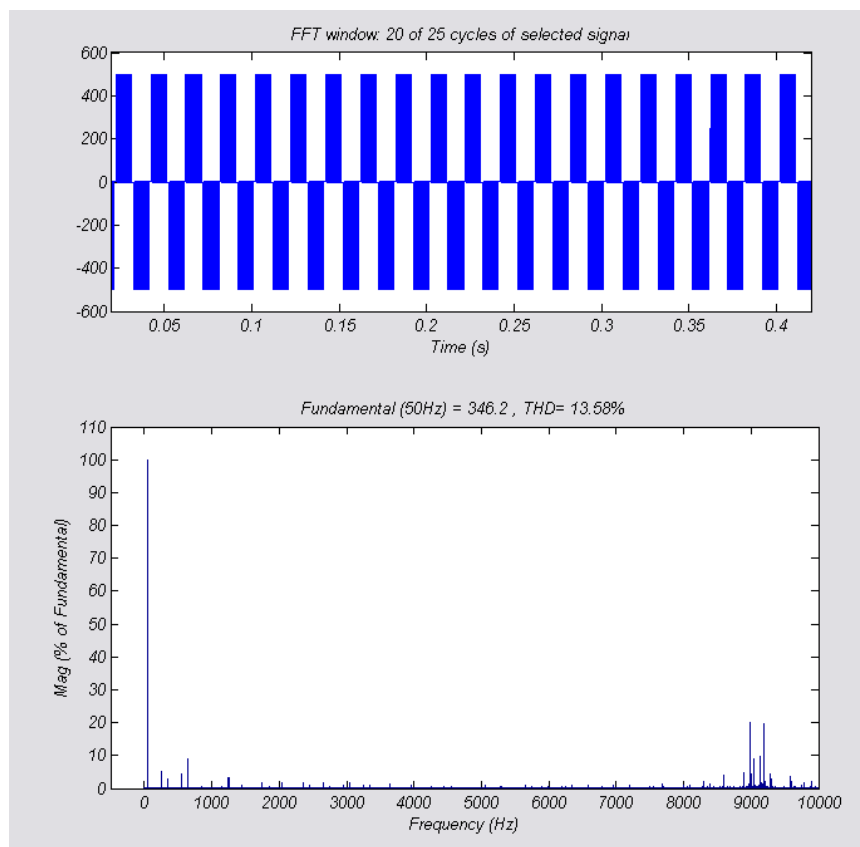
شکل ۵-۱۰ جریان خروجی یک مبدل سه سطحی



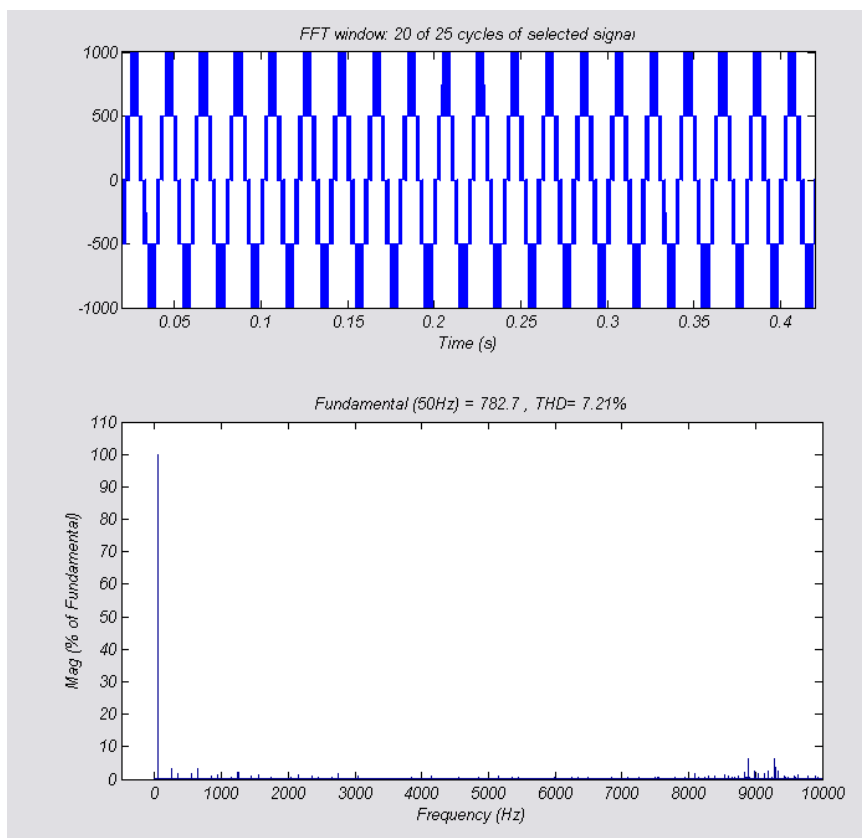
شکل ۵-۱۱ ولتاژ خروجی یک مبدل چهار سطحی



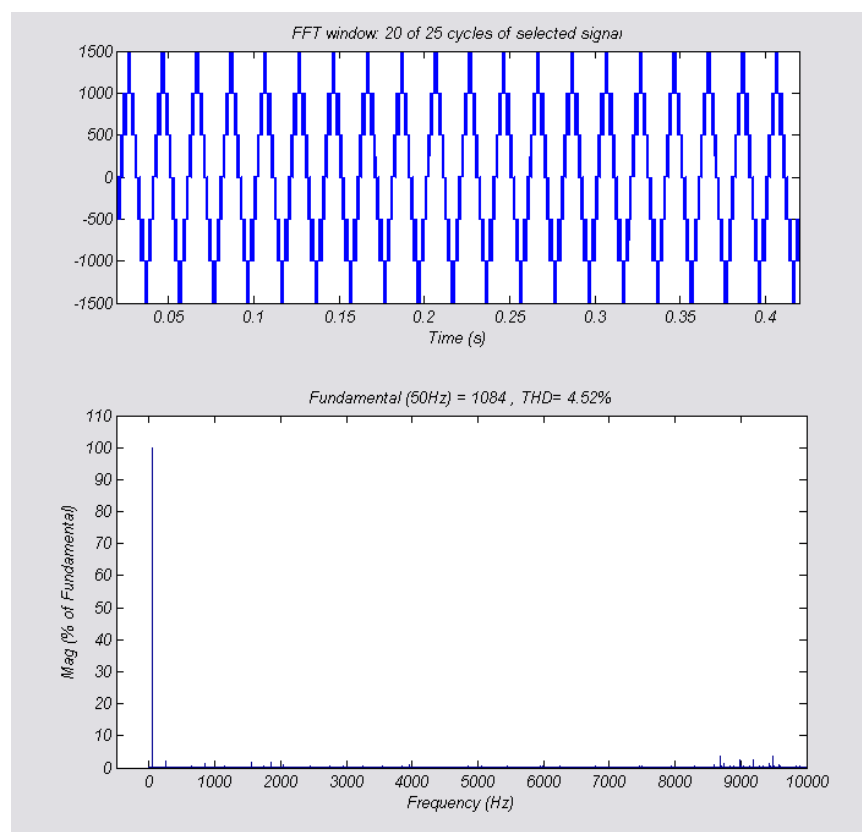
شکل ۵-۱۲ جریان خروجی در مبدل چهار سطحی



شکل ۵-۱۳ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل دو سطحی



شکل ۵-۱۴ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل سه سطحی



شکل ۵-۱۵ طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی

۵-۳- شبیه سازی سوم: مبدل چند سطحی بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC

مشخصات مداری:

Number of Levels: 4

Switches: Ideal Switch

Modulation Strategy: NTV_SVPWM

$f_o = 50 \text{ Hz}$

$f_s = 4 \text{ KHz}$

Modulation Index = 0.77

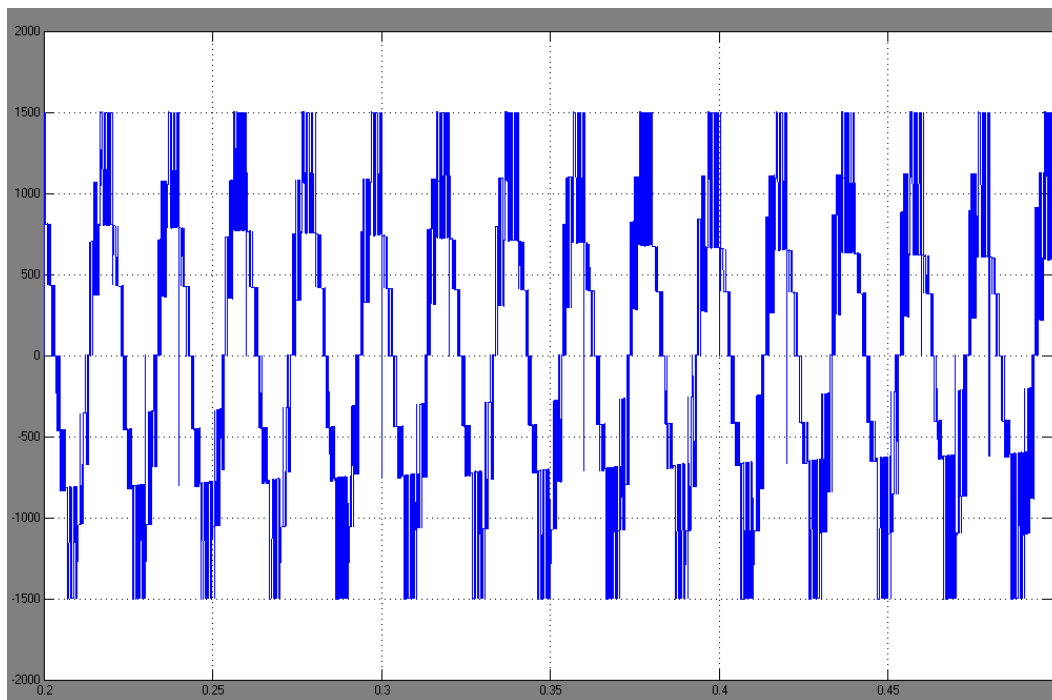
$m_v = 2$

Load: RL

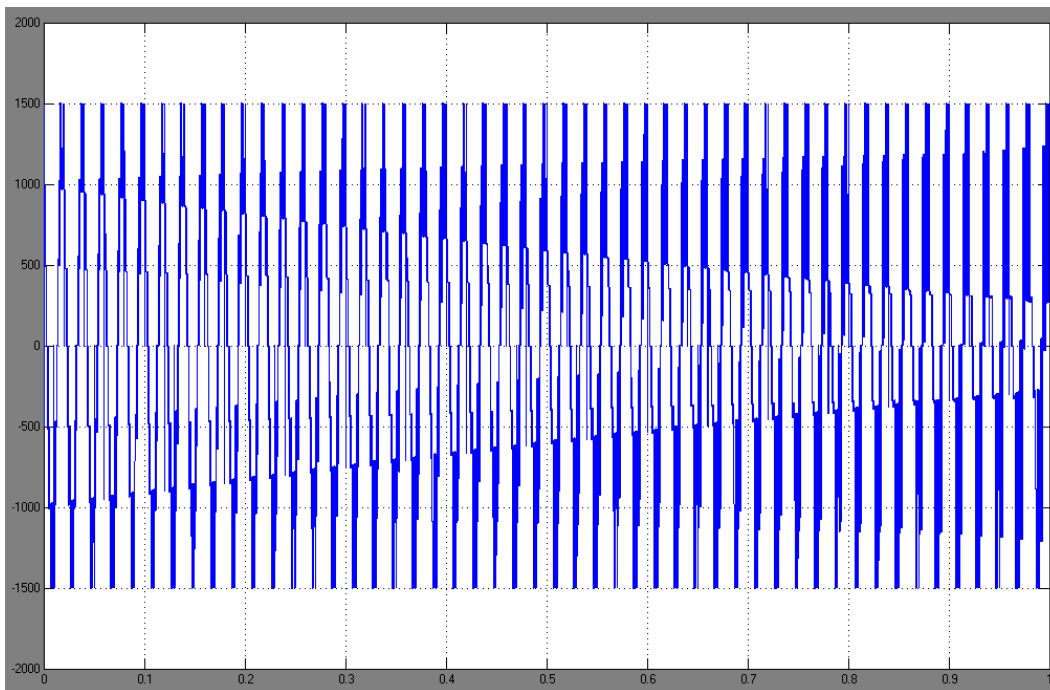
$R = 10 \Omega$

$L = 87 \text{ mH}$

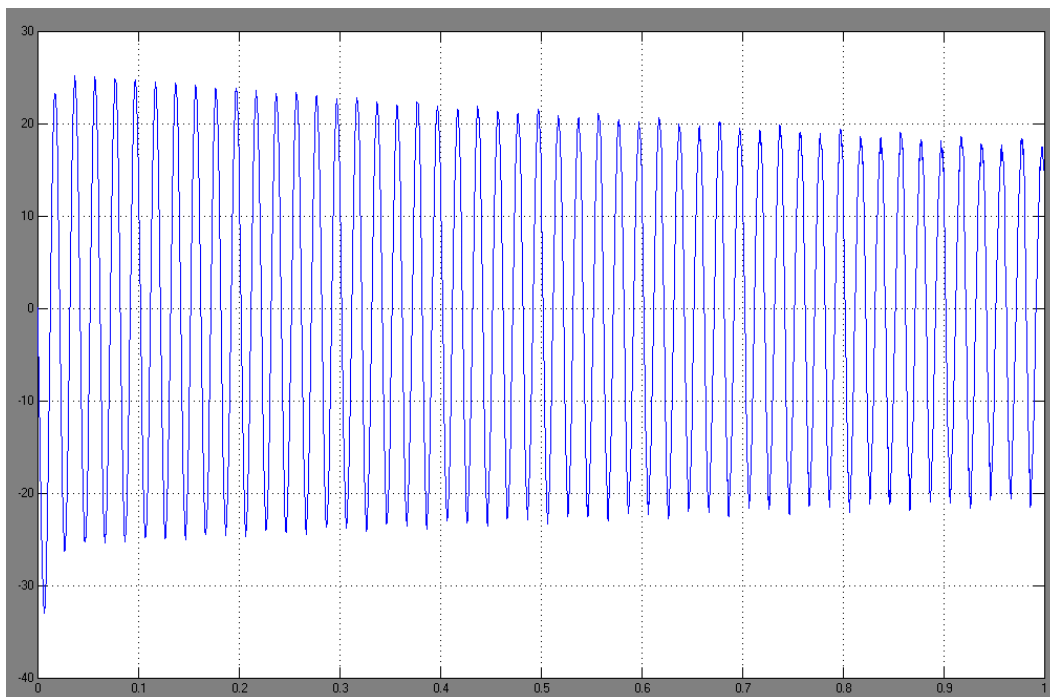
$\cos \alpha = 0.34$



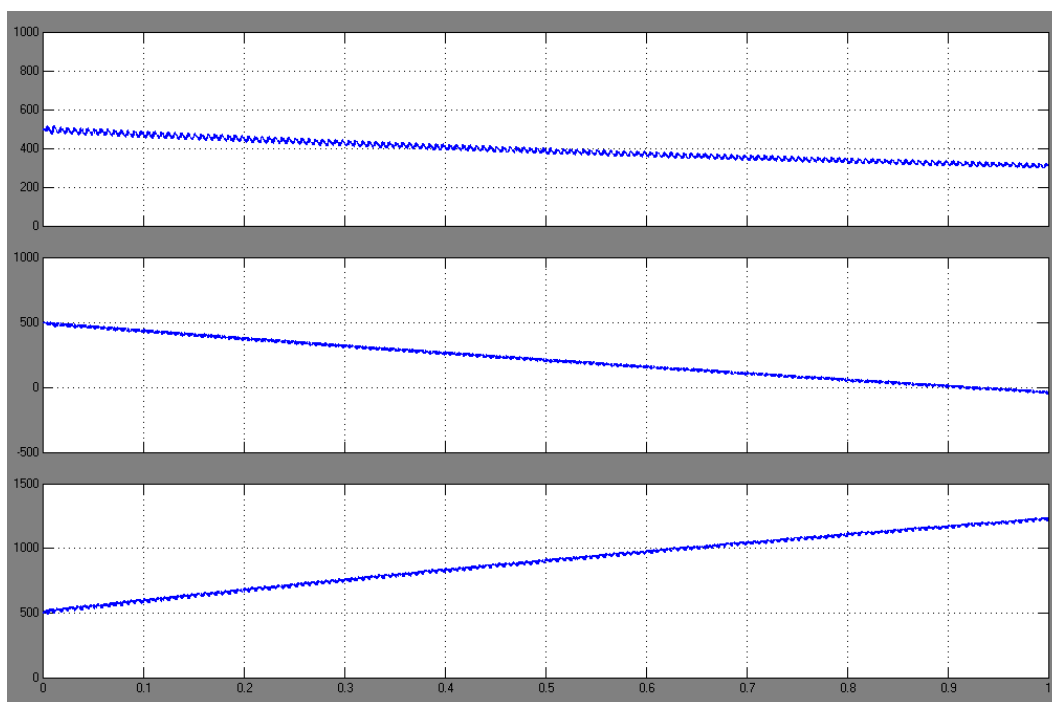
شکل ۵-۱۶ ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ



شکل ۵-۱۷ ناپایداری در ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ



شکل ۵-۱۸ ناپایداری در جریان خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC بدون اعمال متعادل سازی ولتاژ



شکل ۵-۱۹ ناپایداری در ولتاژ خازنهای لینک DC بدلیل عدم متعادل سازی

همانطوریکه از شکل‌های ۵-۲۲ تا ۵-۲۵ ملاحظه می شود در صورت عدم بکارگیری الگوریتم متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC از مقدار اولیه خود منحرف شده و سبب ناپایداری ولتاژها و جریانهای خروجی می شود. حال در شبیه سازی چهارم نتایج مربوط به اعمال الگوریتم متعادل سازی ولتاژ ارائه شده و مشاهده می شود که ولتاژ خازنهای ورودی پایدار بوده و حول ولتاژ ۵۰۰ ولت ثابت باقی می ماند.

۵-۴- شبیه سازی چهارم: مبدل چند سطحی با اعمال الگوریتم متعادل سازی ولتاژ خازنهای

لینک DC

مشخصات مداری:

Number of Levels: 4

Switches: Ideal Switch

Modulation Strategy: NTV_SVPWM

$f_o = 50 \text{ Hz}$

$f_s = 4 \text{ KHz}$

Modulation Index = 0.77

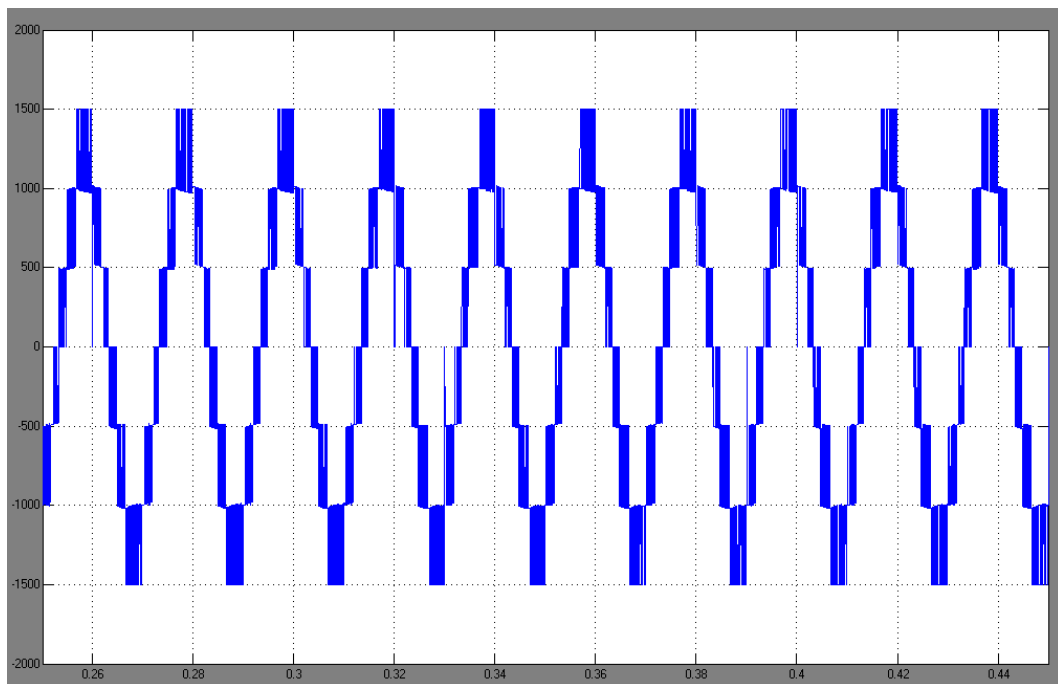
$m_v = 2$

Load: RL

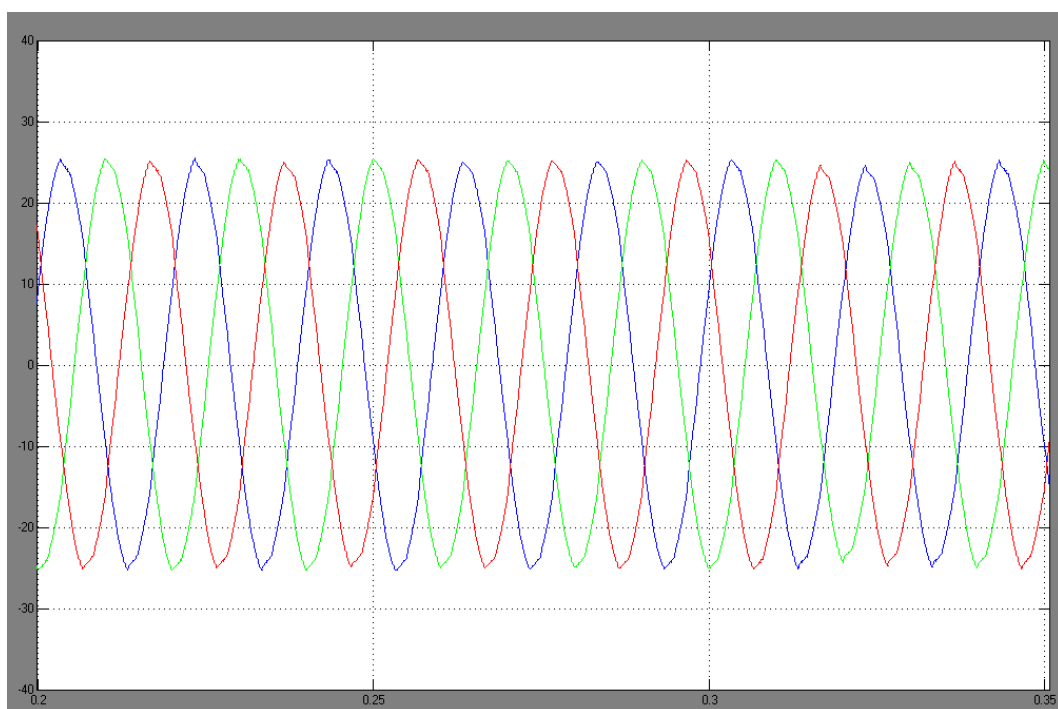
$R = 10 \Omega$

$L = 87 \text{ mH}$

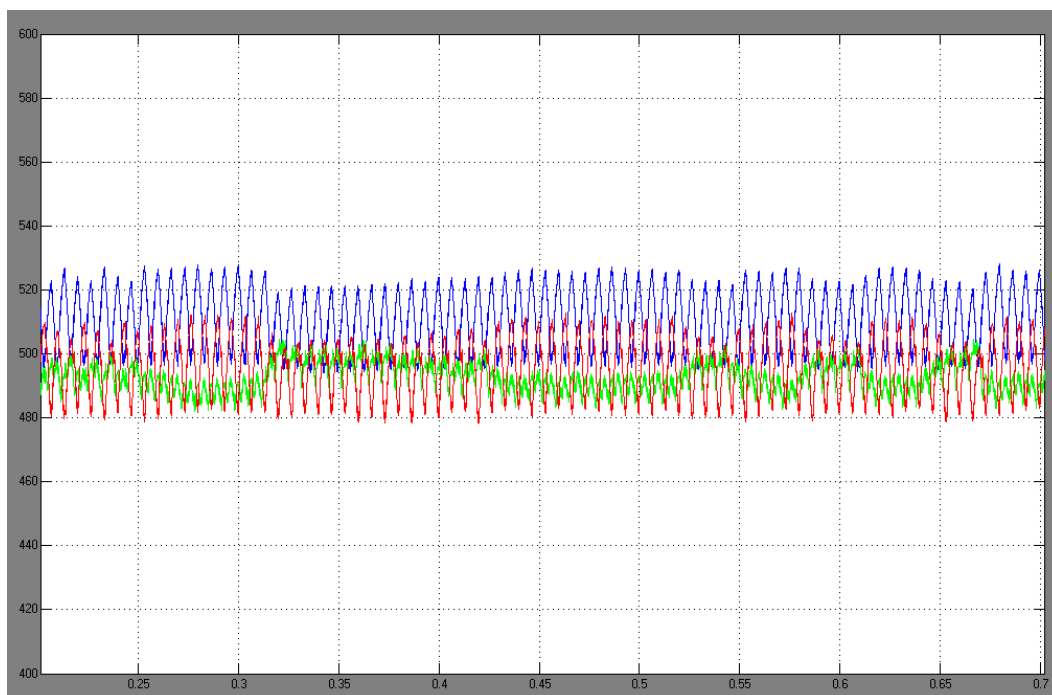
$\cos \alpha = 0.34$



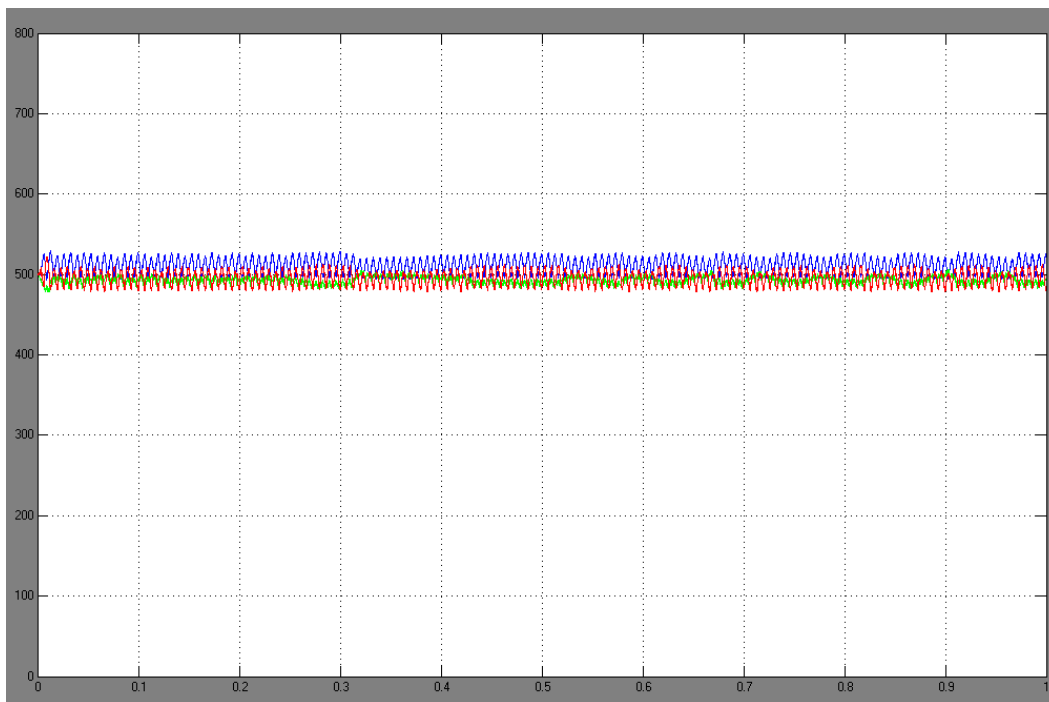
شکل ۵-۲۰ ولتاژ خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC



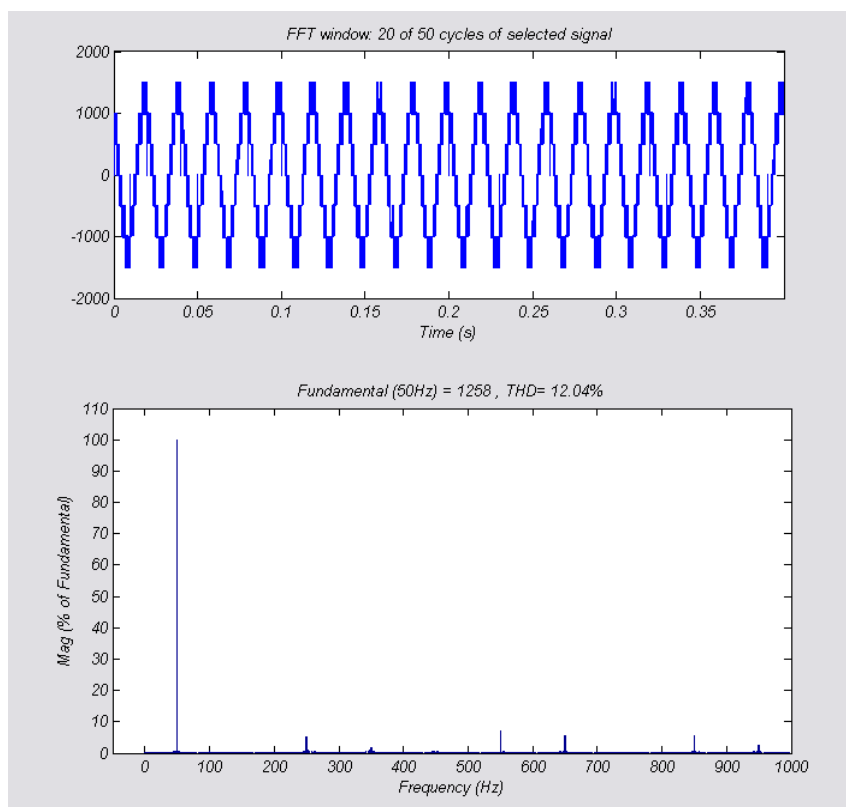
شکل ۲۱-۵ جریان سه فاز در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC



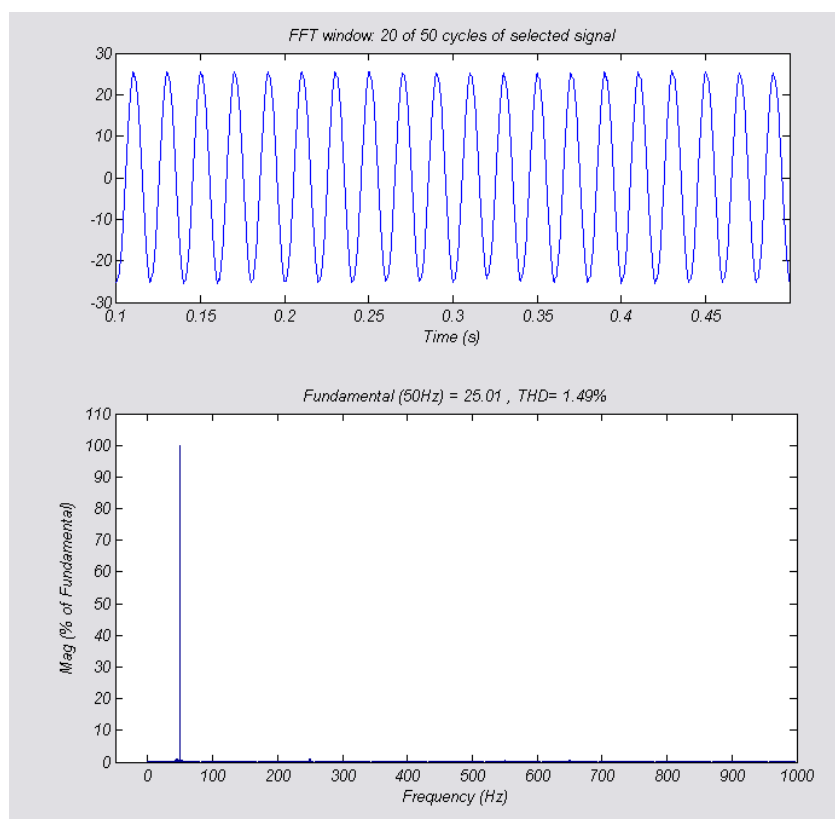
شکل ۲۲-۵ ولتاژ دو سر خازنهای لینک DC



شکل ۵-۲۳ ولتاژ دو سر خازنهای لینک DC

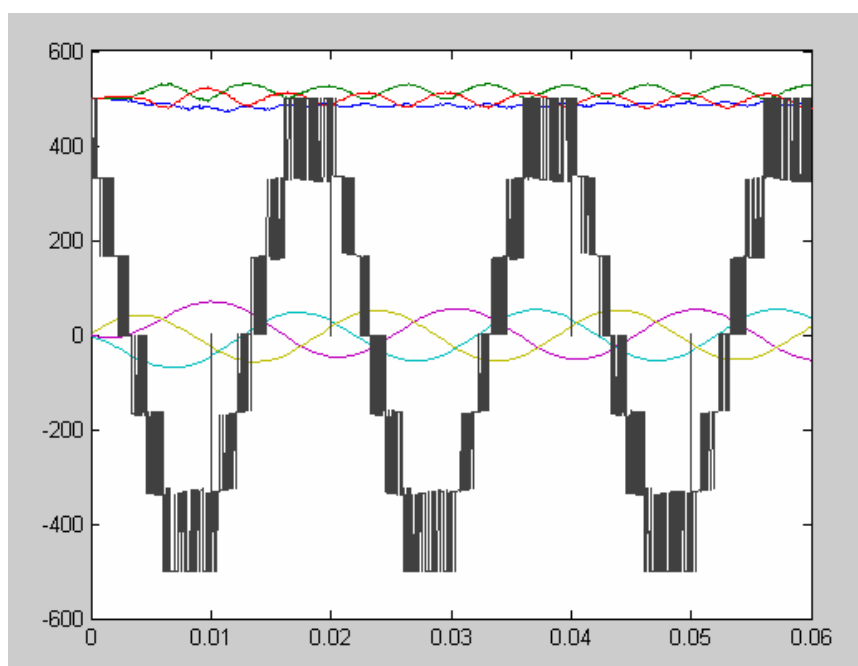


شکل ۵-۲۴ طیف هارمونیک ولتاژ در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC

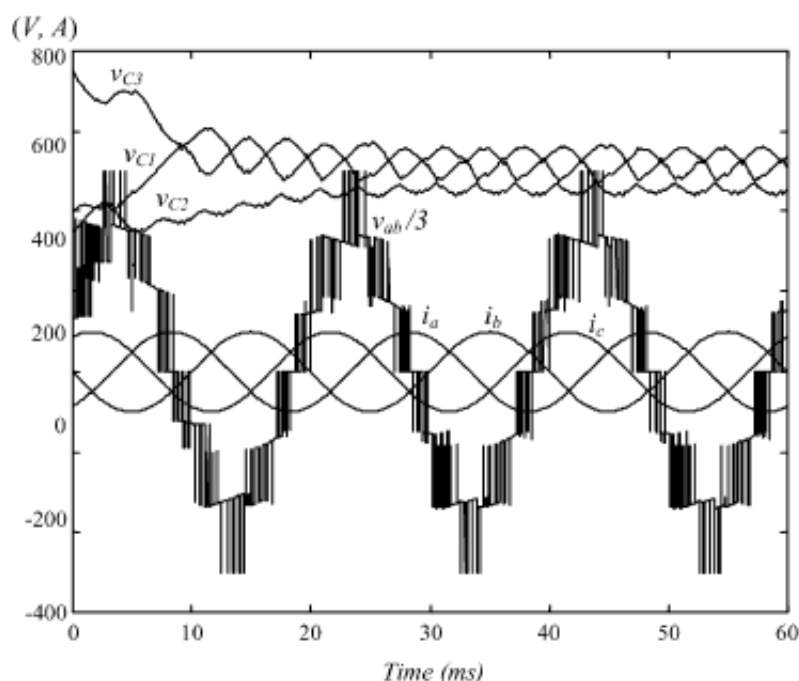


شکل ۵-۲۵ طیف هارمونیک جریانی خروجی در مبدل چهار سطحی با خازن در لینک DC

در شکل‌های ۵-۲۶ و ۵-۲۷ نتایج شبیه سازی های انجام شده به روش ارائه شده در این تحقیق و مقالات قبلی آورده شده است. همانطوریکه ملاحظه می شود رپیل ولتاژ دو سر خازنهای لینک DC در روش ارائه شده کمتر از روشهای ارائه شده قبلی بوده که دلیل آن افزایش سرعت متعادل سازی بوده که در اثر عملکرد ماتریسی بر روی بردارهای اضافی حاصل می شود.



شکل ۵-۲۶ نتایج شبیه سازی متعادل سازی ارائه شده



شکل ۲۷-۵ نتایج شبیه سازی متعادل سازی انجام شده در مقالات

نتیجه گیری و پیشنهادات:

با توجه به نیاز روزافزون به مبدل‌های قدرت در توان‌های بالا، استفاده از مبدل‌های چندسطحی می‌تواند گزینه مناسبی برای پاسخگویی به این نیازها باشد. از طرفی دیگر با کاهش روزافزون قیمت نیمه هادی‌های قدرت و پردازشگرهای سیگنال دیجیتال (DSP) و همچنین گسترش و عمومیت تکنولوژی مبدل‌های چندسطحی استفاده از این مبدل‌ها روز به روز بیشتر می‌شود. لذا با توجه به نیاز مبدل‌های قدرت به کاهش تلفات سوئیچینگ کاربرد روش‌های سوئیچینگ آرام در این مبدل‌ها در حال پیشرفت بوده و تحقیقات وسیعی در این زمینه انجام شده است [10-18]. در این پایان نامه علاوه بر معرفی انواع مبدل‌های چندسطحی و روش‌های کنترل آنها و بررسی سیستم‌های رزونانسی جهت کاهش تلفات سوئیچینگ، روش‌های متعادل سازی ولتاژ خازن‌های لینک DC نیز مطرح می‌شود که یکی از چالش‌های بزرگ در کنترل مبدل‌های چندسطحی می‌باشد.

جهت ادامه کار این پایان نامه موارد زیر پیشنهاد می‌گردد:

- با توجه به اینکه مسئله متعادل سازی ولتاژ خازنهای لینک DC در اینورتری که با روش مدولاسیون فضای برداری کنترل شده است، مطرح و انجام شده است، لذا مسئله متعادل سازی در حالتی که از روش مدولاسیون سینوسی (SPWM) جهت کنترل مبدل استفاده می شود نیز می تواند بعنوان یک تحقیق مطرح شود.
- بررسی تأثیر اعمال روشهای سوئیچینگ آرام در کنترل ولتاژ خازنهای لینک DC در مبدلهای دیود کلمپ
- اجرای روش همزمان در متعادل سازی ولتاژ لینک DC بوسیله المانهایی نظیر تقویت کننده های عملیاتی و مقایسه کننده ها و المانهای دیجیتال نظیر CPLD و.... که از نظر هزینه و سرعت اجرای الگوریتم متعادل سازی به حالت غیرهمزمان برتری دارد.
- کاهش تلفات سوئیچینگ در مبدلهای چندسطحی با استفاده از انتخاب مناسب بردارهای اختیاری در روش کنترل (SVPWM)، که در این تحقیق باید علاوه بر در نظر گرفتن مسئله تعادل ولتاژ خازنها باید بردارها را بگونه ای انتخاب کرد که فرکانس سوئیچینگ سوئیچهای اینورتر مینیمم شده و کمترین پرش را از نظر ولتاژ دو سر سوئیچ اعمال کرد.

منابع و مراجع :

- [1] Dr. Keith Corzine , “ Operation and Design of Multilevel Inverters, ” University of Missouri Rolla , Developed for the Office of Naval Reserch , December 2003.
- [2] Josep Pou , “ Space Vector Modulation For Multilevel Converters , ” Technical University Of Catalonia, National Science Foundation Under Award Number EEC-9731677.
- [3] Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Humberto Pinheiro, “Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters, ” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March 2004.
- [4] M.Samaram, A.Radani, “The ARCP Flying Capacitor Inverter,” K. N. Toosi University of Technology, Faculty of Electrical and Electronics Engineering, Winter 1383.

- [5] Muhammad H.Rashid – Power Electronic Handbook – Copyright 2001 by ACADEMIC PRESS.
- [6]N. Mohan, “Power Electronic Circuits: An Overview,” 1988 IEEE Industrial Electronics Society Conference, 1988, pp. 522-527.
- [7]Vijay V. Deshpande, Seshagiri Rao Doradla, “A Detailed Study of Losses in the Reduced Voltage Resonant Link Inverter Topology” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 2, March 1998.
- [8] Y. Li, F. C. Lee, J.Jason Lai, and D.Dushan Boroyevich, “A low-cost three-phase zero-current-transition inverter with three auxiliary switches,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. , 2000, pp.527-532.
- [9]Josep Pou, Rafael Pindado, Dushan Boroyevich, “Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters with Passive Front Ends, ” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, February 2005.
- [10]Gautam Sinha, Thomas A.Lipo, “A Four-Level Inverter Based Drive with a Passive Front End, ” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000.
- [11] In-Dong Kim, Eui-Cheol Nho, Heung-Geun Kim, “ A Generalized Undeland Snubber for Flying Capacitor Multilevel Inverter and Converter, ”IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 6, December 2004.
- [12] R.Rojas, T.Ohnishi, T.Suzuki, “PWM control method for a four-level inverter, ”IEEE Proc. Electr., Power Appl., Vol. 142, No. 6, November 1995.
- [13] Yungtaek Jang, Milan M.Jovanovic, “A New Three-Level Soft-Switched Converter, ” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 1, January 2005.
- [14] Byeong-Mun Song, Junhyung Kim, jih-sheng Lai, , “A Multilevel Soft-Switching Inverter with Inductor Coupling, ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 2, March/April 2001.
- [15] Xiaoming Yuan, Herbert Stemmler, Ivo Barbi, “Evaluation of Soft Switching Techniques for the Neutral-Point-Clamped(NPC) Inverter, ” IEEE 1999, 0-7803-5421.

[16] Ke Jin,Xinbo Ruan, Fuxin Liu, "Improved Voltage Clamping Scheme for ZVS PWM Three-Level Converter, " IEEE Power Electronics Letters, Vol. 3, No. 1, March 2005.

[17] Xinbo Ruan, Zhiying Chen, Wu Chen , "Zero-Voltage-Switching PWM Hybrid Full-Bridge Three-Level Converter, " IEEE 2005, 0-885-8993.

[18] G.S.Perantzakis, F.H.Xepapas, S.N.Manias, "A New Four-Level PWM Inverter Topology for High Power Applications-Effect of Switching Strategies on Power Losses Distribution, " 35 th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 0-7803-8399, IEEE 2004.