



دانشکده برق و رباتیک

گروه برق - قدرت

پایان نامه جهت دریافت درجه کارشناسی ارشد در رشته

مهندسی برق، گرایش الکترونیک قدرت و ماشینهای الکتریکی

عنوان

طراحی و شبیه سازی مبدل ماتریسی منبع امپدانس

غیرمستقیم سه فاز به دو فاز با حداقل سوییچها

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

دانشجو

مهدی نکویی

۱۳۹۴

تعمیر نامه

اینجانب دانشجوی کارشناسی ارشد رشته
دانشگاه شاهرود، نویسنده پایان نامه با عنوان
راهنمایی معتمد می شوم:

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

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

پیشرفت مبدل ماتریسی در سال ۱۹۸۰ توسط alesina و venturini شروع شد. مبدلهای ماتریسی در دو نوع مستقیم و غیرمستقیم وجود دارند و توانایی تولید هر نوع ولتاژ را در خروجی دارند. اصلی ترین مزایای مبدلهای ماتریسی حجم کم، کیفیت جریان ورودی بالا، قابلیت بازگشت انرژی، ولتاژ خروجی با دامنه و فرکانس دلخواه، قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی تا یک، می باشد. علیرغم تمام مزیت‌هایی که مبدلهای ماتریسی دارند، ایرادهایی نیز دارند. یکی از عیبهای اصلی این مبدل بهره ولتاژ پایین آن است که در بهترین حالت ۰/۸۶۶ می باشد. یعنی پیک ولتاژ ac خروجی هیچگاه نمی تواند از ولتاژ لینک dc بیشتر شود. یکی از راه ها برای برطرف کردن این مشکل مبدل ماتریسی غیر مستقیم که در سالهای اخیر ارائه شده است و هنوز هم در مرحله تئوری است، استفاده از شبکه منبع امپدانس بین بخش یکسوساز و اینورتر است که به این مدار مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس گفته می شود. در این پایان نامه ابتدا مبدلهای ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم سه فاز و نحوه کلیدزنی آنها بررسی شده است. سپس اینورتر منبع امپدانس و با استفاده از قوانین و روابطی که برای آن بدست می آید، مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز منبع امپدانس بررسی می شود. پس از آن، نحوه کار مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دوفاز و روش کنترل آنها بیان می شود. با استفاده از مطالبی که برای طراحی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سه فاز گفته شد، مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز طراحی می شود همچنین نحوه کاهش سوئیچ در یکسوساز مبدل گفته می شود و سپس روش محاسبه و طراحی منبع امپدانس بیان می شود. پس از آن، اینورتر منبع امپدانس دو فاز سه پایه شبیه سازی شده و سپس مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز منبع امپدانس سه پایه بدون کنترل کننده و سپس همین مدار با کنترل کننده شبیه سازی شده و نتایج با یکدیگر مقایسه شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که مبدل پیشنهادی علاوه بر افزایش دامنه خروجی، می تواند دو فاز خروجی مورد نظر را با کیفیت مناسب تولید کند.

کلیدواژه: مبدل ماتریسی غیرمستقیم دو فاز، مبدل ماتریسی منبع امپدانس، شبکه منبع امپدانس

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۴	۱-۱-۱ مرور بر فصلهای پایان نامه:
۵	فصل دوم: مروری بر مبدل‌های ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم
۶	۲-۱-۱ مقدمه:
۶	۲-۲-۱ مبدل ماتریسی مستقیم:
۶	۲-۲-۱-۱ ساختار مبدل ماتریسی مستقیم:
۷	۲-۲-۱-۱-۱ ساختار پل دیودی :
۸	۲-۲-۱-۲-۱ ساختار امیتر مشترک:
۸	۲-۲-۱-۲-۲ ساختار کلکتور مشترک:
۹	۲-۲-۲-۱ روش کار مبدل ماتریسی مستقیم:
۱۴	۲-۲-۳-۱ روشهای کلیدزنی مبدل ماتریسی:
۱۵	۲-۲-۳-۲ روش کلیدزنی ونچونی:
۱۶	۲-۲-۳-۳-۱ روش کنترل معمولی:
۱۸	۲-۲-۳-۳-۲ روش کنترل بهبود یافته:
۱۹	۲-۲-۳-۳-۲ کلیدزنی به روش بردار فضایی:
۲۲	۲-۲-۳-۳-۱ استفاده از بردار فضایی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم:
۲۱	۲-۲-۳-۳-۲ نحوه کلیدزنی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم:
۲۳	۲-۲-۳-۳-۲ مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتورها:
۲۵	فصل سوم: مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز

۲۸	۳-۱ مقدمه:
۳۰	۳-۲ مدار معادل و اساس کار اینورتر منبع امپدانسی
۳۴	۳-۳ آنالیز مدار و ولتاژ خروجی قابل دستیابی
۳۷	۳-۴ انواع روش های کنترل اینورتر منبع امپدانسی
۳۷	۳-۴-۱ کنترل تقویتی ساده
۳۹	۳-۴-۲ کنترل تقویتی ماکزیمم
۴۱	۳-۴-۳ روش کنترل ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم
۴۳	۳-۴-۴ روش کنترل تقویتی ثابت
۴۵	فصل چهارم: مبدل پیشنهادی
۴۶	۴-۱ مقدمه
۴۶	۴-۲ انواع مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دو فاز:
۴۶	۴-۲-۱ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه
۴۷	۴-۲-۲ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه
۴۸	۴-۳ انواع روشهای کنترل مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز منبع امپدانسی
۴۸	۴-۳-۱ کنترل تقویتی ساده
۴۹	۴-۳-۲ کنترل تقویتی ماکزیمم
۵۰	۴-۴ کاهش سوئیچ در یکسوساز مبدل پیشنهادی
۵۱	۴-۴-۱ مبدل ماتریسی غیر مستقیم با سوئیچ های کمتر
۵۱	۴-۴-۲ ساختار ۱۵ سوئیچ مبدل ماتریسی غیر مستقیم
۵۲	۴-۴-۳ ساختار ۱۲ سوئیچ
۵۳	۴-۴-۴ ساختار ۹ سوئیچ
۵۳	۴-۵ مدار کلمپ

۵۵ ۴-۵-۱ نحوه کار مدار کلمپ در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس

۵۵ ۴-۶ محاسبه و طراحی شبکه منبع امپدانس برای مبدل پیشنهادی

۵۸-۴-۶-۱ محاسبه مقدار سلف و خازن شبکه منبع امپدانس برای روش کنترل تقویتی ساده: ۵۸

۵۹-۴-۶-۲ محاسبه مقدار سلف و خازن شبکه منبع امپدانس برای روش کنترل تقویتی ثابت: ۵۹

۶۳ **فصل پنجم: شبیه سازی**

۶۴ ۵-۱ شبیه سازی و ارائه نتایج

۶۴ ۵-۱-۱ شبیه سازی اینورتر منبع امپدانس دو فاز سه پایه

۵-۱-۲ شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش

۷۰ یافته:

۵-۱-۳ شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش

۷۸ یافته با کنترل کننده

۸۷ **فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادها**

۸۸ ۶-۱ نتیجه گیری

۸۹ ۶-۲ پیشنهادها

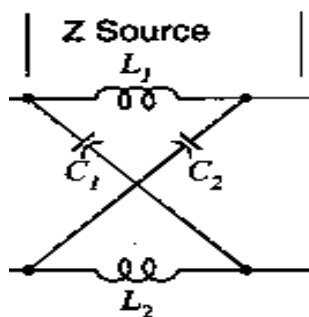
۹۰ ۶-۳ مراجع

فصل اول

مقدمه

مبدل‌های ماتریسی به دو نوع مستقیم و غیرمستقیم تقسیم می‌شوند. مبدل‌های ماتریسی غیر مستقیم^۱، از نوع مبدل‌های دو طبقه هستند. در واقع این مبدل‌ها یک بخش یکسوساز دارند که برق ورودی ac را به dc تبدیل کرده و سپس این ولتاژ dc توسط بخش اینورتری تبدیل به ولتاژ خروجی با دامنه و فرکانس دلخواه می‌شود. نکته قابل توجه در مورد مبدل ماتریسی غیر مستقیم اینست که، این مبدل در لینک dc خود خازن ندارد و همین امر باعث کوچک شدن اندازه این مبدل و راندمان بالاتر آن نسبت به مبدل‌های دیگر مانند سیکلوکانورترها شده است [۱]. از جمله مزیت‌های دیگر این مبدل می‌توان به جریان سینوسی در ورودی، قابلیت بازگشت توان و ضریب توان یک در ورودی اشاره کرد که همه اینها کیفیت کار این مبدل را نشان می‌دهد.

یکی از عیب‌های اصلی این مبدل بهره ولتاژ پایین آن است که در بهترین حالت ۰/۸۶۶ می‌باشد. یعنی پیک ولتاژ ac خروجی هیچگاه نمی‌تواند از ولتاژ لینک dc بیشتر شود. یکی از راه‌ها برای برطرف کردن این مشکل مبدل ماتریسی غیر مستقیم که در سال‌های اخیر ارائه شده است و هنوز هم در مرحله تئوری است، استفاده از شبکه منبع امپدانسی^۲ بین بخش یکسوساز و اینورتر است که به این مدار مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی گفته می‌شود. شکل (۱-۱) شبکه منبع امپدانسی را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۱): شبکه منبع امپدانسی [۲].

¹ Indirect matrix converter
² Z-source

اگر شبکه منبع امپدانس در مبدل ماتریسی غیر مستقیم بین یکسوساز و اینورتر قرار گیرد، در شرایط خاصی (تغییر کلیدزنی اینورتر) ولتاژ dc خروجی اینورتر را در خروجی منبع امپدانس به مقدار بالاتری تبدیل می کند که همین امر باعث افزایش پیک ولتاژ ac خروجی اینورتر می گردد. به عبارت دیگر، استفاده از شبکه منبع امپدانس در مبدل ماتریسی غیر مستقیم باعث افزایش بهره مبدل ماتریسی غیر مستقیم می گردد [۲].

با وجود تمام مزیت‌هایی که این مبدلها دارند، نقایصی هم دارند که باید برطرف شود. از جمله نقایص این مبدل می توان خروجی ولتاژ محدود این مبدل را برشمرد. به عبارت دیگر، بهره ولتاژ مبدل ماتریسی اعم از مستقیم و غیرمستقیم پایین است.

از طرفی به دلیل نیاز به برق دو فاز در برخی صنایع، و اینکه معمولا برق دو فاز از برق سه فاز تولید می شود. همچنین روشهای قدیمی تولید برق دوفاز قدیمی مانند استفاده از ترانس اسکات که هزینه و تلفات هسته بالایی دارد. در این پایان نامه ابتدا مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس طراحی شده و سپس نتایج شبیه سازی ارائه شده است. سپس روش های کلیدزنی مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس را گفته و با استفاده از آن، شبیه سازی مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس را انجام می دهیم که طی آن نشان خواهیم داد که استفاده از شبکه منبع امپدانس در این مبدل باعث افزایش بهره ولتاژ مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس می گردد. به عبارت دیگر، نقص اصلی مبدل ماتریسی بوسیله منبع امپدانس که در مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس استفاده می شود، جبران میگردد.

۱-۱ مروری بر فصلهای پایان نامه

در فصل دوم مبدل‌های ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم سه فاز و نحوه کلیدزنی آنها بررسی شده است. در فصل سوم ابتدا اینورتر منبع امپدانس و سپس با استفاده از قوانین و روابطی که برای آن بدست می آید، مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز منبع امپدانس بررسی می شود. در فصل

چهارم نحوه کار مبدل‌های ماتریسی غیر مستقیم دوفاز و روش کنترل آنها، همچنین در این فصل نحوه کاهش سوئیچ در یکسوساز مبدل گفته می‌شود و سپس روش محاسبه و طراحی منبع امپدانسی بیان می‌شود. با استفاده از مطالبی که در برای طراحی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی سه فاز گفته شد، مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی دو فاز طراحی می‌شود. در فصل پنجم ابتدا اینورتر منبع امپدانسی دو فاز سه پایه شبیه سازی شده و سپس مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز منبع امپدانسی سه پایه بدون کنترل کننده و سپس همین مدار با کنترل کننده شبیه سازی شده و نتایج با یکدیگر مقایسه شده است. در فصل ششم که فصل نتیجه گیری و ارائه پیشنهاد است، نتیجه گیری با استفاده از نتایج بدست آمده از شبیه سازی های فصل پنجم انجام می‌شود و در پایان، پیشنهادهایی که برای ادامه کار به نظر می‌رسد، ارائه گردیده است.

فصل دوم

مروری بر مبدل‌های ماتریسی

مستقیم و غیر مستقیم

۲-۱ مقدمه

پیشرفت مبدل ماتریسی در سال ۱۹۸۰ توسط alesina و venturini شروع شد [۳]. مبدل‌های ماتریسی در دو نوع مستقیم و غیرمستقیم وجود دارند. مبدل ماتریسی غیرمستقیم ساختار دو طبقه دارد. مبدل‌های ماتریسی توانایی تولید هر نوع ولتاژ و جریانی را در خروجی دارند و نیازی به لینک dc ندارند و این یکی از مزیت‌های آنهاست و باعث می‌شود حجم مبدل بسیار کوچک شود و در دماهای بالاتر نیز بتواند کار کند [۱].

اصلی‌ترین مزایای مبدل‌های ماتریسی نسبت به مبدل AC-DC-AC را می‌توان به صورت زیر برشمرد:

- ✓ حجم کم
- ✓ کیفیت جریان ورودی بالا
- ✓ قابلیت بازگشت انرژی
- ✓ ولتاژ خروجی با دامنه و فرکانس دلخواه
- ✓ قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی تا یک

مهمترین عیب مبدل ماتریسی بهره ولتاژ پایین آن است که در این فصل در مورد آن بحث خواهیم کرد.

۲-۲ مبدل ماتریسی مستقیم^۱

۲-۲-۱ ساختار مبدل ماتریسی مستقیم

برای انتقال توان در هر دو جهت در مبدل‌های ماتریسی، باید از سوئیچ‌های دو طرفه ای

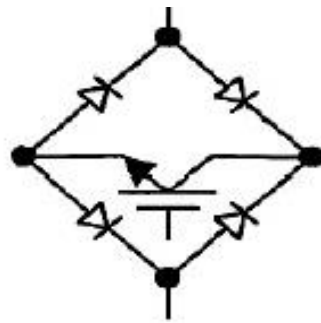
¹ Matrix converter

استفاده شود که هم تحمل ولتاژ و هم تحمل جریان را در دو جهت داشته باشند. برای این منظور از یک ها یا ماژولهای آماده ای که در بازار موجود است، استفاده می‌شود. در سوئیچ های دو طرفه از سوئیچ های نیمه هادی از قبیل IGBT¹ و MOSFET استفاده می‌شود. در ادامه انواع ساختار سوئیچ های دو طرفه را اجمالا بررسی می‌کنیم [۴].

۲-۱-۲-۱ ساختار پل دیودی

در این ساختار، یک سوئیچ (مثلا IGBT) در مرکز یک پل دیودی قرار گرفته است. در این مدار فقط از یک سوئیچ به همراه چهار دیود استفاده شده است. بنابر این هر سوئیچ دو طرفه به این شکل تنها نیاز به یک درایو گیت دارد و این مهمترین مزیت این سوئیچ دو طرفه است. اما به دلیل اینکه همیشه سه نیمه هادی (دو دیود و یک سوئیچ) در سر راه جریان قرار دارند، تلفات در این ساختار سوئیچ دو طرفه زیاد است. یکی دیگر از معایب این سوئیچ اینست که جهت جریان در این نوع سوئیچ دو طرفه را نمیتوان

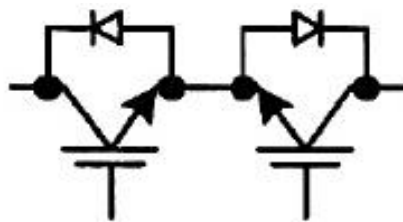
دیودی را نشان می‌دهد [۵].



ساختار سوئیچ دو

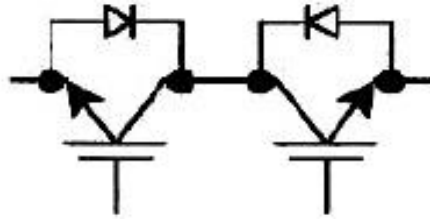
شکل (۱-۲):

طرفه پل دیودی [۵].



¹ Insulated Gate Bipolar Transistor

شکل (۲-۲): ساختار سوئیچ دو طرفه امیتر مشترک [۵].



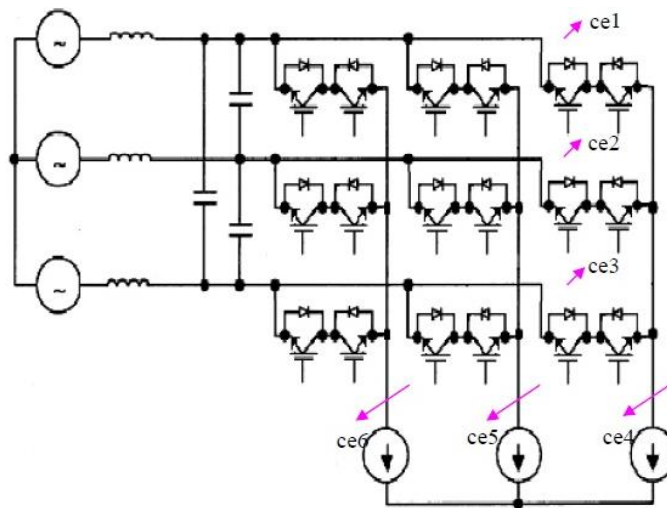
شکل (۳-۲): ساختار سوئیچ دو طرفه کلکتور مشترک [۵].

۲-۱-۲-۲ ساختار امیتر مشترک

در ساختار امیتر مشترک، دو سوئیچ (مثلاً IGBT) که با دودیود موازی بسته شده اند، به طور سری از طریق امیتر به یکدیگر وصل می‌شوند. شکل (۲-۲) این ساختار را نشان می‌دهد. در ساختار امیتر مشترک، امکان کنترل جریان در هر دو جهت وجود دارد و همچنین تلفات هدایت آن کمتر از ساختار پل دیودی می‌باشد. در این ساختار بدلیل وجود دو IGBT، دو درایو گیت هم مورد نیاز است که این از معایب ساختار امیتر مشترک می‌باشد [۵].

۳-۱-۲-۲ ساختار کلکتور مشترک

در ساختار امیتر مشترک، دو سوئیچ که با دو دیود موازی بسته شده اند، به طور سری از طریق کلکتور به یکدیگر وصل می‌شوند. شکل (۳-۲) این ساختار را نشان می‌دهد که با دو IGBT و دو دیود



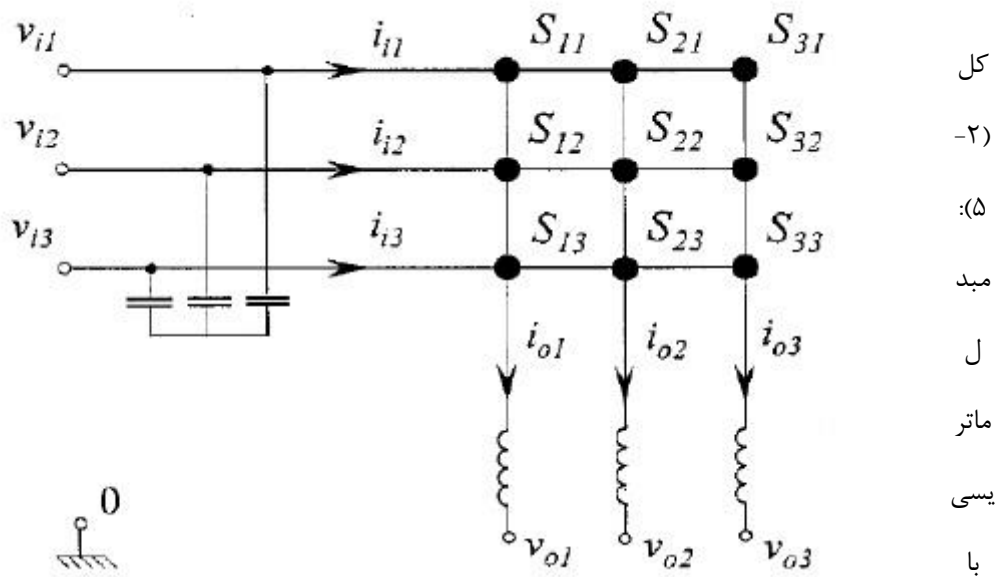
ساخته شده است.

شکل (۴-۲): مبدل ماتریسی مستقیم کلکتور مشترک با سوئیچ های دو طرفه کلکتور مشترک [۵].

اگر از این ساختار در مبدل ماتریسی مستقیم استفاده شود، ۶ نقطه در مبدل ماتریسی وجود دارد که در هر نقطه ۳ امیتر به هم وصل می شوند. در شکل (۴-۲) مبدل ماتریسی مستقیم سه فاز به سه فاز که در آن از این سوئیچ دو طرفه استفاده شده است، نشان داده شده است. در شکل (۴-۲) نقاط اتصال ۳ امیتر با ce1 تا ce6 مشخص شده اند. اگر از این ساختار به عنوان سوئیچ دو طرفه در مبدل ماتریسی استفاده شود، به دلیل بالا بودن اندوکتانس اتصالات بین سوئیچ های دو طرفه، بهتر است در توانهای بالا از این ساختار استفاده نشود [۵].

۲-۲-۲ روش کار مبدل ماتریسی مستقیم

ما در اینجا سوئیچ های مبدل ماتریسی را ایده آل فرض می کنیم تا بتوانیم نحوه عملکرد آنرا بررسی نماییم. پس فرض می کنیم که سوئیچ ها می توانند در هر لحظه کسری از ورودی را به خروجی و یا بر عکس وصل کنند، به عبارت دیگر اگر مقدار یک را برای حالت وصل ورودی به خروجی در نظر بگیریم و مقدار صفر را برای حالت قطع فرض می کنیم، سوئیچ در هر لحظه می تواند عددی بین صفر و یک داشته باشد [۶].



کلیدهای ایده آل [۵].

پس می‌توانیم مبدل ماتریسی مستقیم ایده آل را به صورت شکل (۲-۵) در نظر بگیریم که سوئیچ‌ها با حرف S نشان داده شده‌اند.

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix}$$

$$\sum_{k=1,2,3} S_{jk} = 1 \quad (1-2)$$

$$\begin{cases} j = 1,2,3 \\ S_{jk} = 1 \text{ or } 0 \end{cases}$$

بنا به معادله (۲-۱) و شرطی که در آن نوشته شده است، در هر سطر ماتریس S و در هر ستون از آن فقط یکی از درایه‌ها باید یک باشد. به عبارت دیگر، در هر ردیف و هر ستون از مبدل ماتریسی شکل (۲-۵) در هر لحظه فقط یکی از کلیدها باید وصل باشد. در غیر اینصورت یعنی در صورت وصل دو یا سه کلید در هر ردیف و یا ستون از مدار شکل (۲-۵) حالت اتصال کوتاه رخ داده و باعث آسیب دیدن مبدل ماتریسی می‌گردد. برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن مدار مبدل ماتریسی

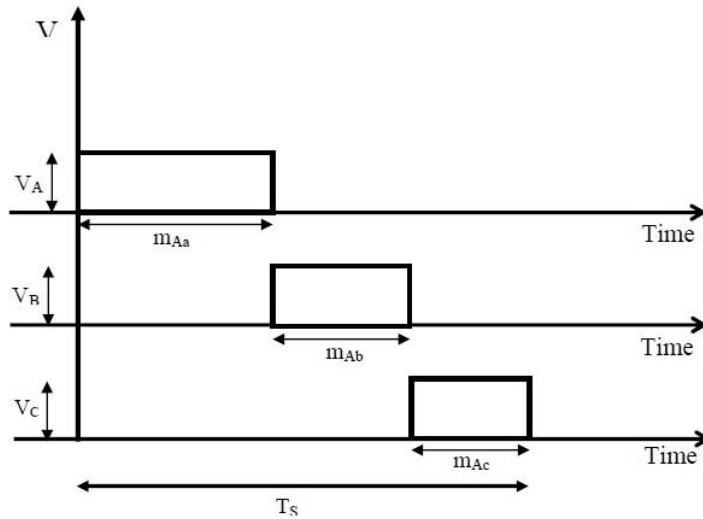
مستقیم، باید سوئیچ های مربوط به فازهای مختلف در هر ستون و یا ردیف به نوبت روشن و خاموش شوند تا اتصالی بین آنها رخ ندهد. شکل (۲-۶) نمودار نحوه روشن و خاموش شدن کلیدهای یک ردیف (ردیف اول مبدل ماتریسی شکل (۲-۵)) را برای فاز a نشان می دهد.

چون مبدل ماتریسی مستقیم از یک طرف مستقیماً به منبع ولتاژ ac و از طرف دیگر معمولاً به یک بار القایی متصل است، در صورت اتصال کوتاه شدن هر یک از این دو ممکن است به منبع و یا مدار آسیب برسد؛ لذا برای طراحی مبدل ماتریسی مستقیم باید دو نکته زیر را همواره مد نظر داشت:

✓ هیچگاه نباید در یک ستون دو کلید همزمان وصل شوند. به عبارت دیگر، هیچگاه نباید ولتاژ دو فاز ورودی به یک فاز خروجی وصل شوند.

✓ برای اینکه بار در لحظاتی بدون تغذیه نماند، هیچگاه نباید یکی از فازهای خروجی باز بماند.

با در نظر گرفتن دو محدودیت بالا، از $2^9 = 512$ حالت ممکن کلید زنی در مبدل ماتریسی مستقیم، تنها ۲۷ حالت مجاز خواهد بود. چون سایر حالت ها دست کم یکی از محدودیت های بالا را نقض می کند. در هر ستون تنها ۳ حالت مجاز داریم. فرمولهای (۲-۲) طرز کار مبدل ماتریسی مستقیم را بیان می کند. ماتریس S همان ماتریس سوئیچ زنی در رابطه (۲-۱) است که درایه های آن ۰ و ۱ هستند. با استفاده از ماتریس S در هر لحظه می توان ولتاژ جریان خروجی را از ورودی محاسبه کرد.



شکل (۲-۶): نحوه روشن و خاموش شدن سوئیچ های یک ردیف در مبدل ماتریسی مستقیم (فاز A) [۶].

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = S^T \begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix}$$

می توان به جای ماتریس S از ماتریس M که سیکل وظیفه^۱ وصل کلیدها در دوره تناوب کلیدزنی T_s است، استفاده کرد.

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}$$

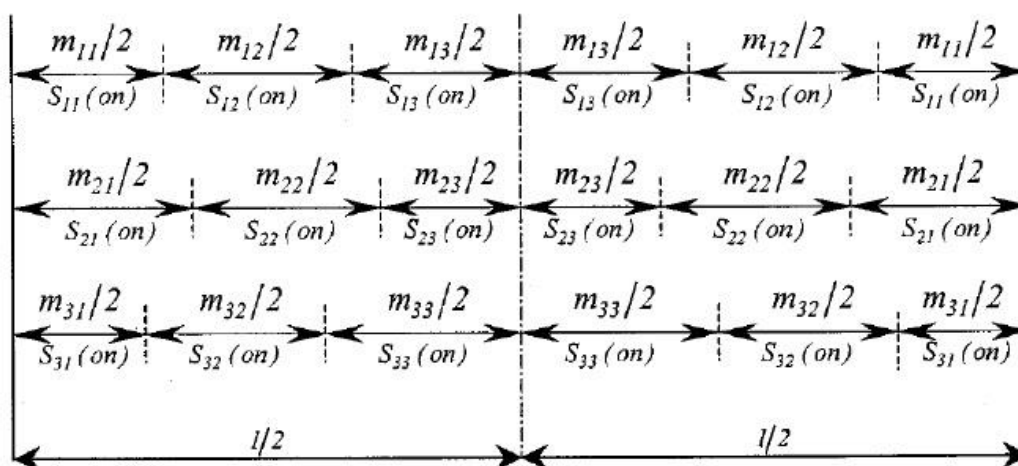
$$0 \leq m_{ij} \leq 1$$

and

$$\sum_{j=1}^3 m_{ij} = 1 (i = 1, 2, 3)$$

(۳-۲)

¹ Duty cycle



شکل (۷-۲): نحوه قرار گرفتن سیکل وظیفه ها در کنار یکدیگر [۶].

برای اینکه مشکلی در کار مبدل ماتریسی ایجاد نشود، مجموع درایه های یک ستون ماتریس M باید برابر یک باشد [۶]. در شکل (۷-۲) نحوه قرار گرفتن سیکل وظیفه سوئیچ ها در کنار یکدیگر مشخص شده است.

در شکل (۷-۲) یک سیکل کلیدزنی به صورت متقارن به دو قسمت مساوی تقسیم شده است. این کار در استراتژی کلیدزنی اینورترها برای کاهش هارمونیک بکار میرود.

ترتیب کلید زنی در ماتریس مستقیم بر اساس ۲۷ حالت ممکن مطابق جدول (۱-۲) مشخص شده است .

جدول (۲-۱): تمام حالت‌های مجاز برای مبدل ماتریسی مستقیم [۷].

Group	A	B	C	v_{Ab}	v_{Bc}	v_{Ca}	i_A	i_B	i_C	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Bc}	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}
I	A	B	C	v_{AB}	v_{BC}	v_{CA}	i_a	i_b	i_c	1	0	0	0	1	0	0	0	1
	A	C	B	$-v_{CA}$	$-v_{BC}$	$-v_{AB}$	i_a	i_c	i_b	1	0	0	0	0	1	0	1	0
	B	A	C	$-v_{AB}$	$-v_{CA}$	$-v_{BC}$	i_b	i_a	i_c	0	1	0	1	0	0	0	0	1
	B	C	A	v_{BC}	v_{CA}	v_{AB}	i_c	i_a	i_b	0	1	0	0	0	1	0	1	0
	C	A	B	v_{CA}	v_{AB}	v_{BC}	i_b	i_c	i_a	0	0	1	1	0	0	0	1	0
	C	B	A	$-v_{BC}$	$-v_{AB}$	$-v_{CA}$	i_c	i_b	i_a	0	0	1	0	1	0	1	0	0
	A	C	C	$-v_{CA}$	0	v_{CA}	i_a	0	$-i_a$	1	0	0	0	0	1	0	0	1
	B	C	C	v_{BC}	0	$-v_{BC}$	0	i_a	$-i_a$	0	1	0	0	0	1	0	0	1
	B	A	A	$-v_{AB}$	0	$-v_{AB}$	$-i_a$	i_a	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0
	C	A	A	v_{CA}	0	$-v_{CA}$	$-i_a$	0	i_a	0	0	1	1	0	0	1	0	0
II-A	C	B	B	$-v_{BC}$	0	v_{BC}	0	$-i_b$	i_b	0	0	1	0	1	0	0	1	0
	A	B	B	v_{AB}	0	$-v_{AB}$	i_b	$-i_b$	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0
	C	A	C	$-v_{CA}$	$-v_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	C	B	C	$-v_{BC}$	v_{BC}	0	0	i_b	$-i_b$	0	0	1	0	1	0	0	0	1
	A	B	A	v_{AB}	$-v_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
	A	C	A	$-v_{CA}$	v_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b	1	0	0	0	0	1	1	0	0
	B	C	B	v_{BC}	$-v_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b	0	1	0	0	0	1	0	1	0
	B	A	B	$-v_{AB}$	v_{AB}	0	i_b	$-i_b$	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
	C	C	A	0	v_{CA}	$-v_{CA}$	i_c	0	$-i_c$	0	0	1	0	0	1	1	0	0
	C	C	B	0	$-v_{BC}$	v_{BC}	0	i_c	$-i_c$	0	0	1	0	0	1	0	1	0
II-B	A	A	B	0	v_{AB}	$-v_{AB}$	$-i_c$	i_c	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
	A	A	C	0	$-v_{CA}$	v_{CA}	$-i_c$	0	i_c	1	0	1	0	0	0	0	0	1
	B	B	C	0	v_{BC}	$-v_{BC}$	0	$-i_c$	i_c	0	1	0	0	1	0	0	0	1
	B	B	A	0	$-v_{AB}$	v_{AB}	i_c	$-i_c$	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0
	A	A	A	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
	B	B	B	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0
III	C	C	C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1

در این جدول این ۲۷ حالت به سه دسته بصورت زیر تقسیم شده است:

۶ حالت در گروه اول قرار می‌گیرد که اتصال آنها به گونه ای است که هر فاز خروجی به فاز ورودی متفاوت وصل می‌شوند. در ۱۸ حالت هر فاز خروجی به فاز ورودی مشابه وصل می‌شود. این گروه به سه زیر گروه A و B و C تقسیم می‌شود. گروه سوم ۳ حالت دارد که در آنها همه فازهای خروجی به هم وصل می‌شوند و هر بار به یک فاز ورودی وصل می‌شوند [۶].

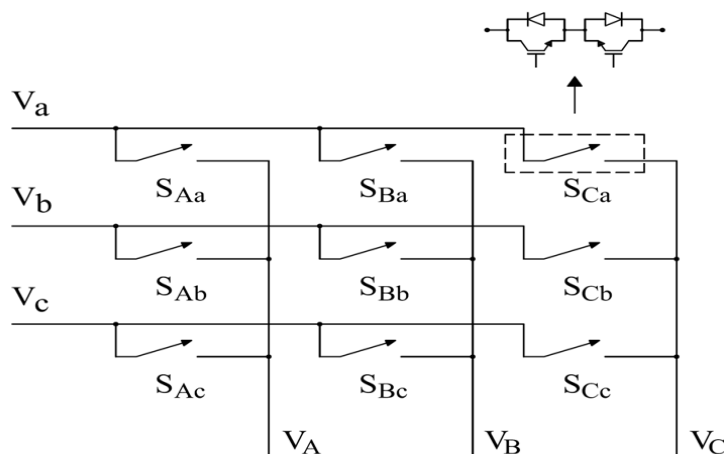
در مبدل ماتریسی مستقیم، با روش کلید زنی مناسب از ولتاژ سه فاز ac ورودی، هر ولتاژ خروجی با هر دامنه و فرکانس را می‌توان ایجاد کرد. با این وجود، با هر استراتژی کلید زنی، برای

دامنه ولتاژ خروجی در این مبدل محدودیت وجود دارد. در واقع در این مبدل پیک ولتاژ خروجی مبدل نمی تواند از حداقل اختلاف دو فاز ورودی بیشتر باشد [۷].

۲-۳ روشهای کلیدزنی مبدل ماتریسی

۲-۳-۱ روش کلیدزنی ونچونی^۱

مبدل ماتریسی یک مبدل تک مرحله‌ای است و دارای یک درایه m و n از کلیدهای دو طرفه می‌باشد که یک منبع ولتاژ m فاز را مستقیماً به یک بار n فاز متصل می‌کند. حداقل تعداد فازهای ورودی سه می‌باشد و تعداد فازهای خروجی می‌تواند وابسته به نیازمان انتخاب شود. شکل (۲-۸) پرکاربردترین ساختار مبدل ماتریسی را نشان می‌دهد که ولتاژ سه فاز منبع را به ولتاژ سه فاز مطلوب برای بار تبدیل می‌کند. این ساختار به نحوی طراحی شده است که در هر لحظه از زمان هر ولتاژ سه فاز ورودی a ، b و c را به هر ولتاژ خروجی A ، B و C تبدیل می‌کند. امکان جاری شدن توان در هر دو جهت، توسط کلیدهای دو طرفه فراهم می‌شود.



شکل (۲-۸): مبدل ماتریسی [۶].

در این مبدل‌ها نیازی به المان‌های ذخیره کننده انرژی از جمله سلف و خازن نمی‌باشد. یک

مبدل ماتریسی n فاز به m فاز شامل $n \times m$ سوئیچ دو طرفه می‌شود. طرز قرار گرفتن این سوئیچ‌ها

^۱ Vinturini

می شوند:

$$M = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ba} & M_{Ca} \\ M_{Ab} & M_{Bb} & M_{Cb} \\ M_{Ac} & M_{Bc} & M_{Cc} \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

$$[V_{ABC}] = [M] \times [V_{abc}] \quad (8-2)$$

$$[i_{abc}] = [M]^T \times [i_{ABC}] \quad (9-2)$$

ماتریس M ماتریس انتقال مبدل بوده و هر یک از درایه‌های آن بیان کننده تابع انتقال

از مقدار لحظه‌ای ولتاژ ورودی به مقدار لحظه‌ای ولتاژ خروجی می‌باشد. در ماتریس M تک

تک درآیه‌ها بیانگر سیکل وظیفه سوئیچ‌ها می‌باشند. حال اگر فرکانس کلیدزنی مبدل برابر

$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

باشد روابط زیر که بیان کننده دو قانون فوق هستند، عبارتند از:

$$0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad (10-2)$$

$$\sum_{j=a,b,c} m_{ij} = 1 \quad (11-2)$$

روند کار در این روش به این صورت است که در هر سیکل کلیدزنی درایه‌های مربوط به

ماتریس M با توجه به فرمول زیر محاسبه می‌شوند و با توجه به این مقادیر فرمان گیت سوئیچ‌ها داده

می‌شود.

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_j}{V_{im}^2} \right] \quad (12-2)$$

یا به عبارت دیگر:

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[\omega_i t - (j-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\omega_o t - (i-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (۱۳-۲)$$

که در معادله بالا $q = V_{om}/V_{im}$ نسبت پیک ولتاژ خروجی به پیک ولتاژ ورودی است و نسبت

تبدیل مبدل ماتریسی نامیده می‌شود.

با محاسبه درایه های ماتریس M سیکل وظیفه هر کدام از سوئیچ ها بدست می‌آید. و با استفاده

از رابطه (۱۳-۲) ولتاژهای خروجی قابل محاسبه خواهند بود. نکته اینجاست که برای تولید کامل

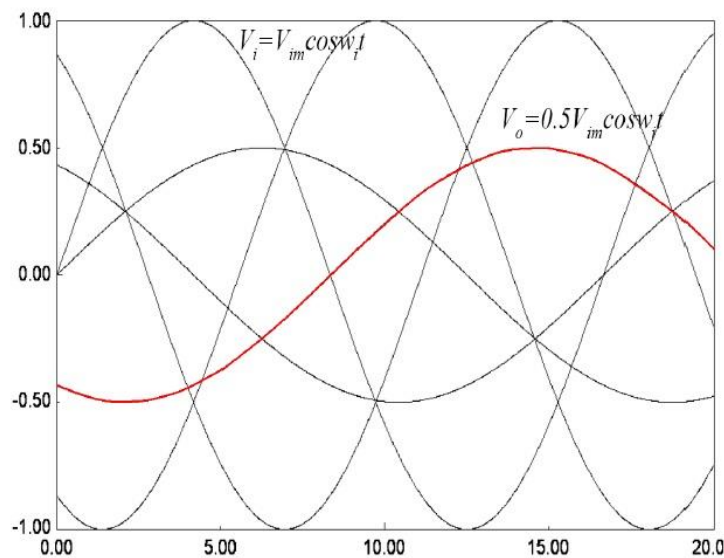
شکل موجهای ولتاژ خروجی، ولتاژهای خروجی مورد نظر باید درون پوش تشکیل شده از ورودی قرار

گیرند. و این محدودیت باعث می‌شود که پیک ولتاژ خروجی در این روش کنترل، نتواند از نصف پیک

ولتاژ ورودی فراتر رود. به عبارت دیگر، این محدودیت باعث می‌شود که حداکثر نسبت تبدیل در

مبدل ماتریسی به مقدار ۰.۵ محدود گردد (البته با این روش کنترل). شکل (۹-۲) چگونگی این

محدودیت را نشان می‌دهد [۸].

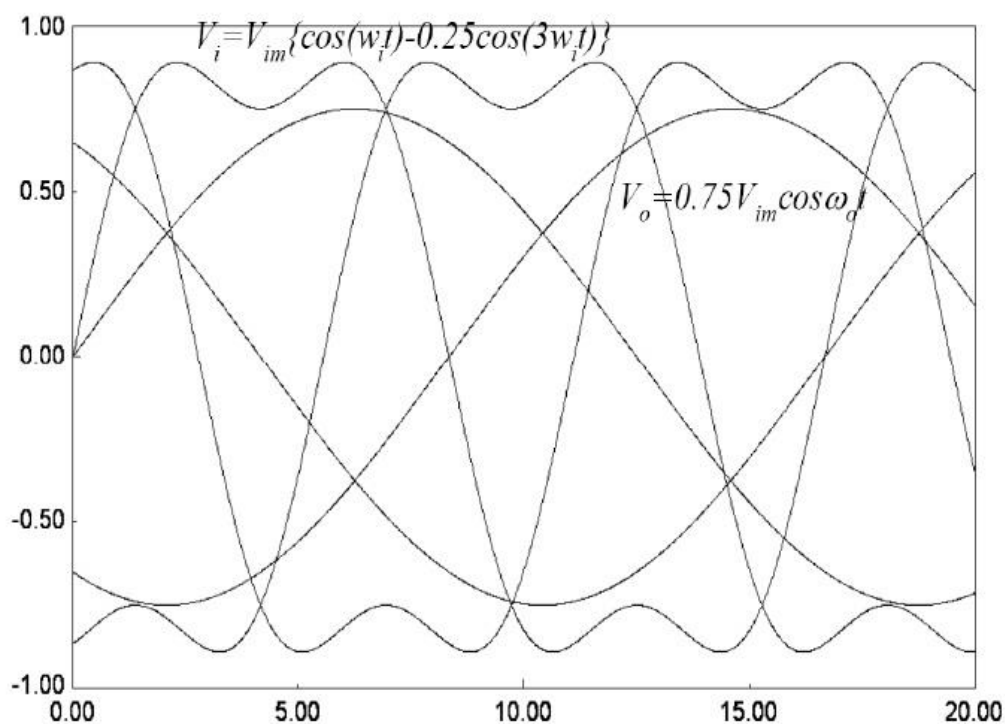


شکل (۹-۲): ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی [۸].

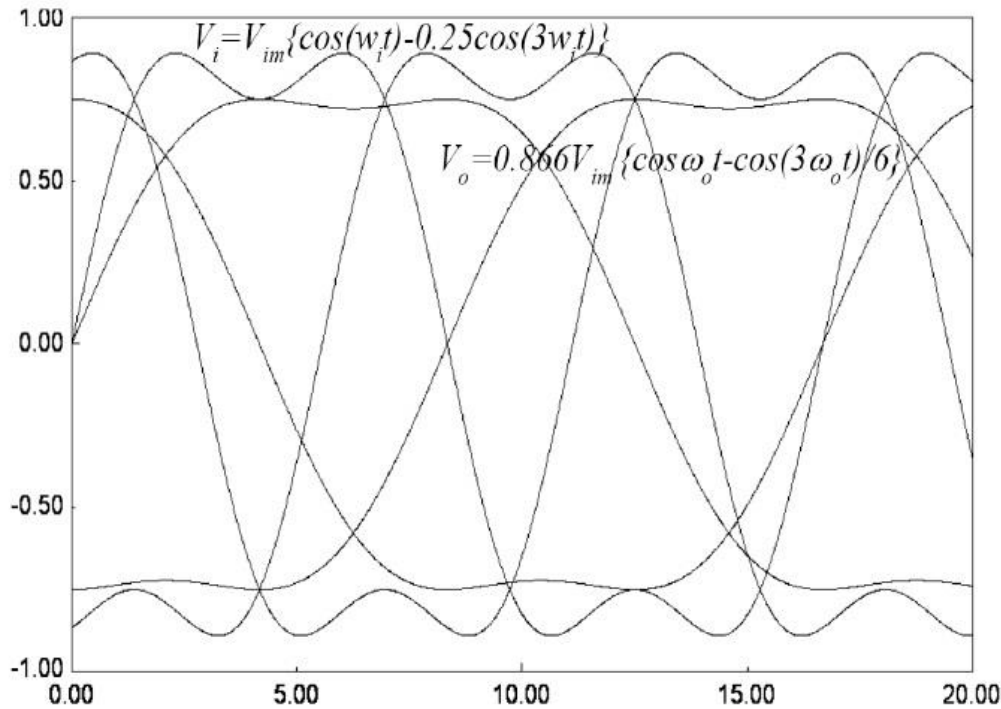
۲-۳-۱-۲ روش کنترل بهبود یافته

در این روش، برای رسیدن به نسبت تبدیل بالاتر، هارمونیک سوم ورودی از ولتاژهای ورودی کم می‌شود. اندازه پیک هارمونیک سوم ورودی، $\frac{V_{im}}{4}$ است که امکان ایجاد حداکثر نسبت تبدیل ۰/۷۵ را فراهم می‌کند. مطابق شکل (۲-۱۰) این افزایش نسبت تبدیل با افزایش ناحیه درون پوش ولتاژهای ورودی امکانپذیر است [۸].

برای رسیدن به نسبت تبدیل بالاتر در مبدل ماتریسی، باید هارمونیک سوم را نیز از ولتاژهای خروجی کنیم تا مطابق شکل (۲-۱۱) نسبت تبدیلی برابر ۰/۸۶۶ بدست آوریم. اندازه بهینه برای هارمونیک سوم فرکانس خروجی $\frac{V_{om}}{6}$ بدست می‌آید. تزریق هارمونیک سوم فرکانس خروجی، تاثیری روی بارهای سه فاز با نول مجزا ندارد [۸].



شکل (۲-۱۰): ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی با کنترل بهبود یافته [۸].



شکل (۲-۱۱): بیشترین ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی [۸].

در این روش درایه‌های ماتریس M از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

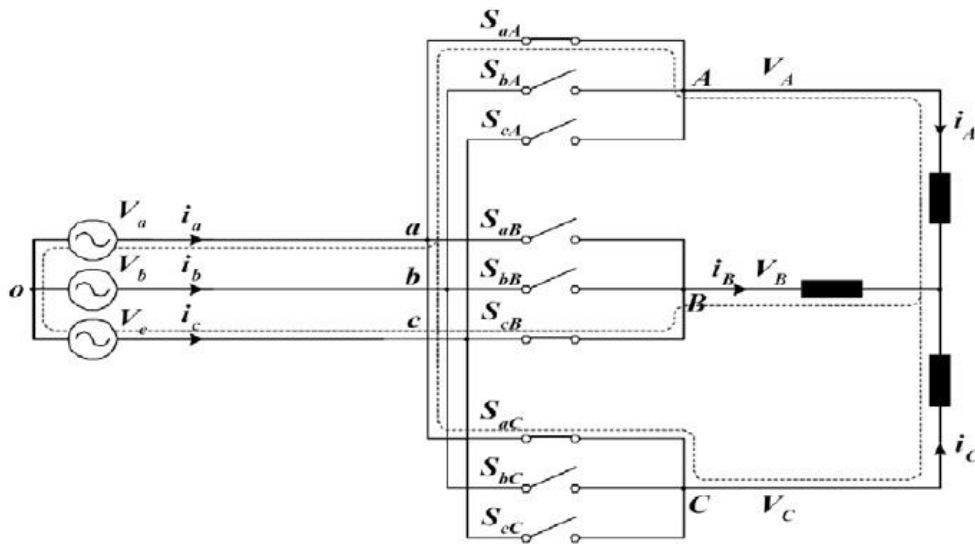
$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_j}{V_{im}^2} + \frac{4V_{om}}{3\sqrt{3}V_{im}} \sin(\omega_i t + \beta_i) \sin(3\omega_i) \right] \quad (2-14)$$

در رابطه‌ی فوق پارامتر β_i برای فاز A برابر صفر و برای فازهای دیگر برابر اختلاف فازشان با فاز A است.

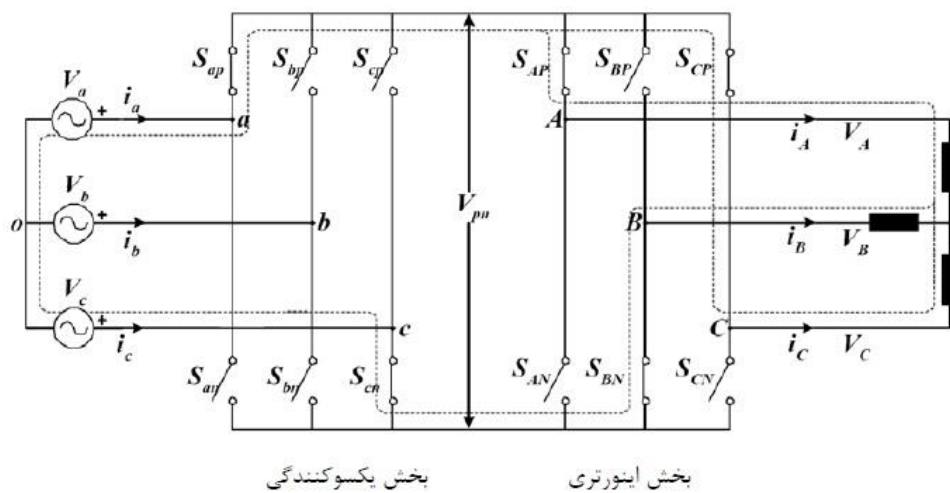
۲-۳-۲ کلیدزنی به روش بردار فضایی

روش ونچونی به دلیل داشتن پایه و اساس ریاضی، انعطاف پذیری کمتری دارد. اما روش مدولاسیون بردار فضایی امکان استفاده از مبدل‌های ماتریسی را برای بسیاری از روشهای کنترل فراهم می‌سازد. روش مدولاسیون بردار فضایی برای مبدل ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم قابل استفاده است. در واقع مطابق شکل (۲-۱۲) مبدلهای ماتریسی مستقیم نیز، شامل یک مرحله یکسوسازی و یک مرحله اینورتری با یک اتصال dc مجازی می‌باشند [۹].

پس می‌توان اینگونه فرض کرد که تبدیل توان ac-ac با یک اتصال dc مجازی به صورت مستقل و در دو مرحله یکسوسازی و اینورتری انجام می‌شود.



(الف)



بخش یکسوسازندگی

بخش اینورتری

(ب)

شکل (۲-۱۲): شباهت مداری مبدل‌های ماتریسی (الف). مبدل ماتریسی مستقیم (ب). مبدل ماتریسی غیر مستقیم

[۸].

۲-۳-۱- استفاده از بردار فضایی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم:

مبدل ماتریسی غیر مستقیم از دو مرحله یکسوسازی و اینورتری تشکیل شده است. به عبارت دیگر، مبدل ماتریسی غیر مستقیم یک مبدل دو مرحله ای است. بخش یکسوساز آن ورودی سه فاز را به خروجی dc تبدیل می کند. یعنی بخش یکسوساز، دارای سه ورودی و دو خروجی است. در اینصورت ۹ حالت ممکن کلیدزنی دارد اما به دلیل اینکه همیشه ولتاژ لینک dc پلاریته ثابت دارد، یعنی همواره در یک جهت است، ۳ حالت از این ۹ حالت ممکن کم می شود و بنابراین کلاً ۶ حالت کلیدزنی دارد. اما بخش اینورتری ورودی dc را به خروجی سه فاز تبدیل می کند، پس ۸ حالت کلیدزنی دارد. در حالت های مختلف فضای برداری، ولتاژ مطلوب در خروجی از رابطه زیر بدست می آید:

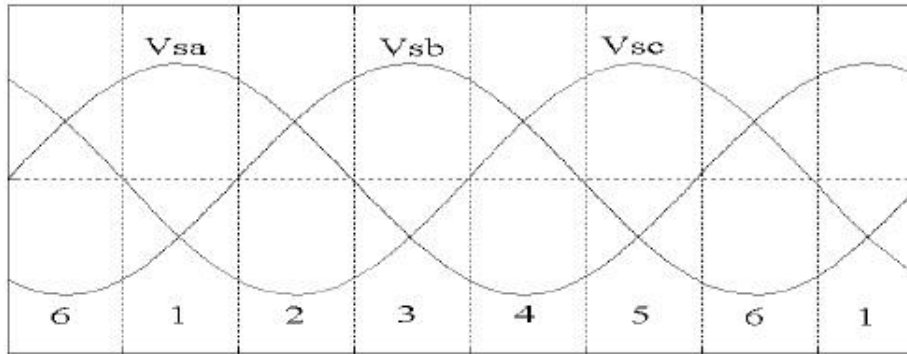
$$\bar{V}_O = V_A + V_B \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (15-2)$$

پس در مجموع ۴۸ حالت ممکن کلیدزنی داریم که هر یک از آنها یک بردار فضایی ایجاد می کنند.

۲-۳-۲- نحوه کلیدزنی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم

همانگونه که در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است، نمودار ولتاژ سه فاز ورودی را می توان به شش بخش تقسیم کرد که به هر یک از آنها سکتور^۱ می گوئیم. در هر سکتور اندازه یکی از ولتاژها از دو ولتاژ دیگر بزرگتر است. به عنوان مثال در سکتور ۱ اندازه ولتاژ V_{sa} و در سکتور ۲ اندازه ولتاژ V_{sc} از دو ولتاژ دیگر بزرگتر است.

¹ Sector



شکل (۲-۱۳): شش سکتور عملیاتی [۱۷].

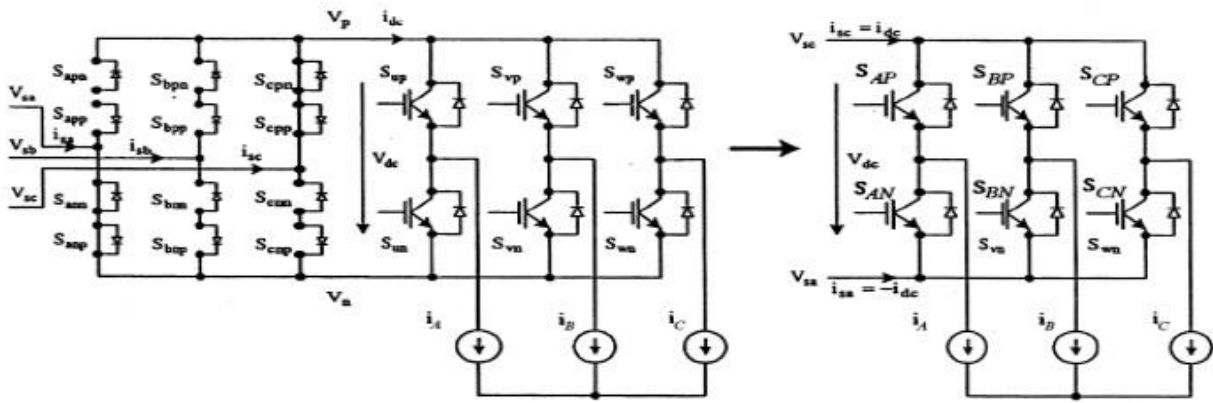
۲-۳-۳-۲ مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتورها

هر سکتور را می‌توان طبق شکل (۲-۱۳) به دو بازه تقسیم کرد. برای اینکه روش کلیدزنی را در هر سکتور توضیح دهیم، نحوه کلید زنی را در دو سکتور ۲ و ۵ بیان می‌کنیم.

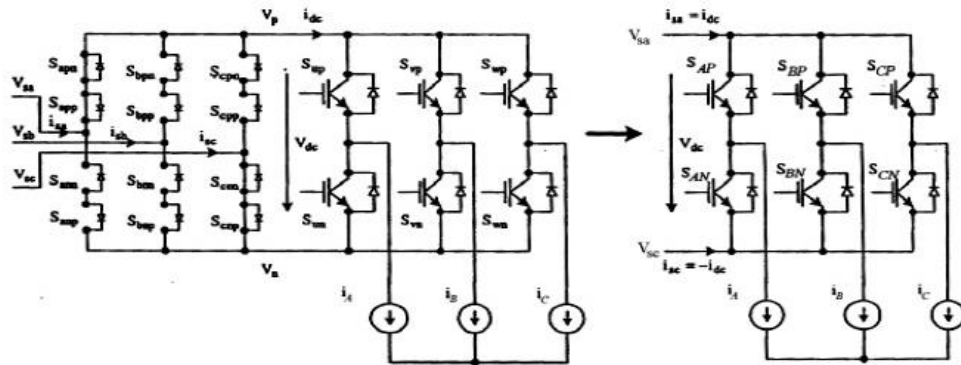
سکتور ۲

در این سکتور V_{sc} بزرگترین اندازه را نسبت به دو ولتاژ دیگر دارد. در بازه اول این سکتور یعنی تا هنگامیکه ولتاژ V_{sa} بزرگتر از V_{sc} است؛ سوئیچ‌های $S_{app}, S_{apn}, S_{cnp}, S_{cnn}$ روشن و بقیه سوئیچ‌ها خاموشند. ولتاژ لینک dc برابر $V_{sa} - V_{sc}$ و جریان فاز ورودی $i_{sa}, -i_{sc}$ برابر جریان لینک dc و جریان i_{sb} برابر صفر است. مدار معادل این بازه از سکتور ۲ در شکل (۲-۱۴) نشان داده شده است. پس همانگونه که در شکل (۲-۱۴) مشخص است، مبدل در این بازه معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک dc برابر $V_{sa} - V_{sc}$ می‌باشد.

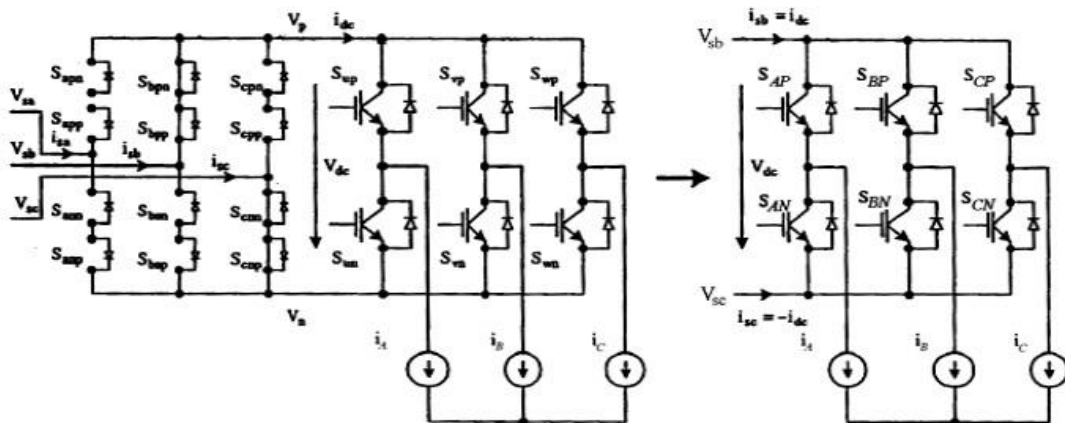
در بازه دوم از سکتور ۲ یعنی هنگامیکه هنگامیکه ولتاژ V_{sc} بزرگتر از V_{sa} است؛ سوئیچ‌های $S_{bpp}, S_{bpn}, S_{cnp}, S_{cnn}$ روشن و بقیه سوئیچ‌ها خاموشند. ولتاژ لینک dc برابر $V_{ba} - V_{sc}$ و جریان فاز ورودی $i_{sb}, -i_{sc}$ برابر جریان لینک dc و جریان i_{sa} برابر صفر است. مدار معادل این بازه از سکتور ۲ در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است. پس همانگونه که در شکل (۲-۱۵) مشخص



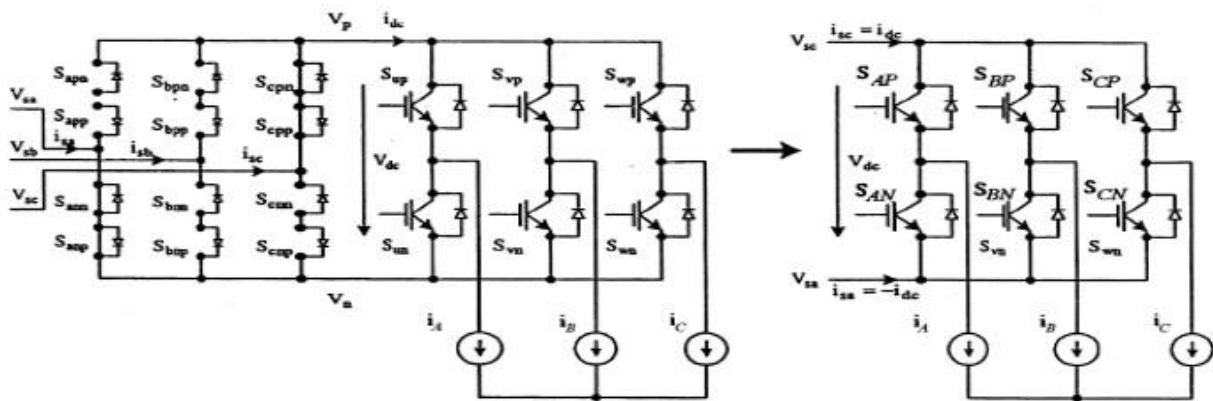
است، مبدل در این بازه معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک dc برابر $V_{sb} - V_{sc}$ می باشد.



شکل (۲-۱۴): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتور ۲ بازه ۱ [۱۰].



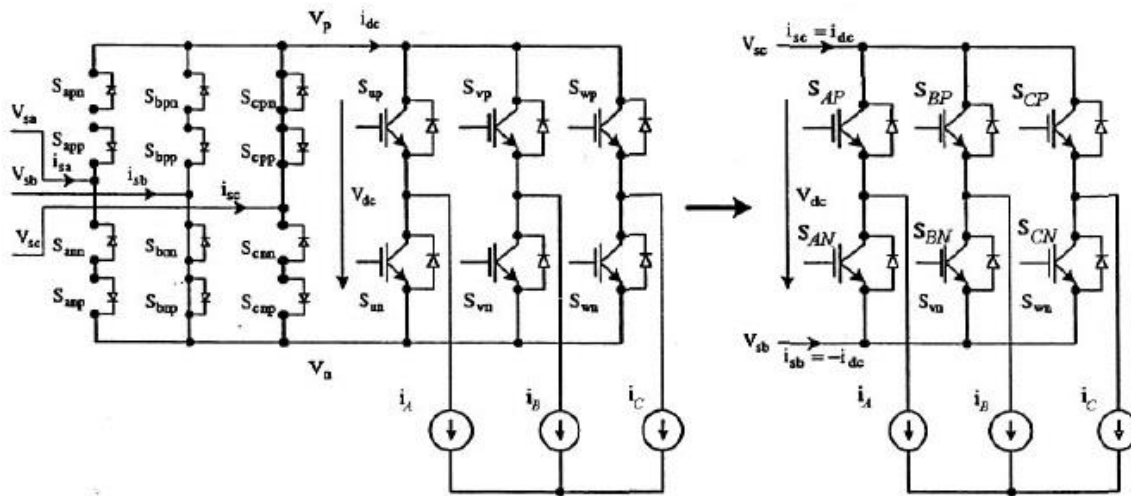
شکل (۲-۱۵): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتور ۲ بازه ۲ [۱۰].



شکل (۲-۱۷): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتور ۵ بازه ۲ [۱۰].

سکتور ۵

در این سکتور V_{sc} بزرگترین اندازه را نسبت به دو ولتاژ دیگر دارد. در بازه اول این سکتور یعنی تا هنگامیکه ولتاژ V_{sa} بزرگتر از V_{sb} است؛ سوئیچ های $S_{cpn}, S_{cpp}, S_{ann}, S_{anp}$ روشن و بقیه سوئیچ ها خاموشند. ولتاژ لینک dc برابر $V_{sc} - V_{sa}$ و جریان فاز ورودی $i_{sa}, -i_{sc}$ برابر جریان لینک dc و جریان i_{sb} برابر صفر است. مدار معادل این بازه از سکتور ۲ در شکل (۲-۱۶) نشان داده شده است. پس همانگونه که در شکل (۲-۱۶) مشخص است، مبدل در این بازه معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک dc برابر $V_{sc} - V_{sa}$ می باشد.



شکل (۲-۱۶): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم در سکتور ۵ بازه [۱۰].

در بازه دوم از سکتور ۲ یعنی هنگامیکه هنگامیکه ولتاژ V_{sc} بزرگتر از V_{sa} است؛ سوئیچ های $S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$ روشن و بقیه سوئیچ ها خاموشند. ولتاژ لینک dc برابر $V_{sc} - V_{sb}$ و جریان فاز ورودی i_{sc}, i_{sb} برابر جریان لینک dc و جریان i_{sa} برابر صفر است. مدار معادل این بازه از سکتور ۲ در شکل (۲-۱۷) نشان داده شده است. پس همانگونه که در شکل (۲-۱۷) مشخص است، مبدل در این بازه معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک dc برابر $V_{sc} - V_{sb}$ می باشد [۱۰].

جدول (۲-۲) ترکیب سوئیچ های مبدل طرف خط را در هر ۶ سکتور به همراه ولتاژ لینک dc در بازه ها نشان می دهد.

جدول (۲-۲): ترکیب سوئیچ های مبدل طرف خط

بازه دوم		بازه اول		سکتور
V_{dc}	سوئیچ های روشن	V_{dc}	سوئیچ های روشن	
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۱
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۲
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۳
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۴
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۵
$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$	۶

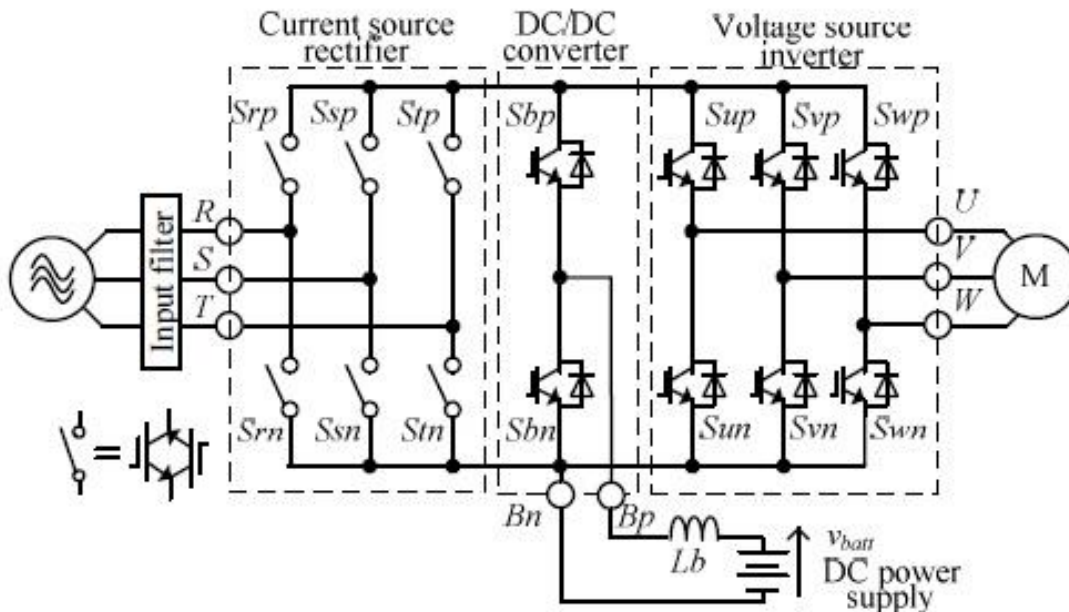
فصل سوم

مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز

منبع امیدانسی

۳-۱ مقدمه

همانطور که در فصل قبل بررسی شد، یکی از معایب اصلی مبدل ماتریسی غیر مستقیم بهره ولتاژ پایین آن است که بیشترین مقدار آن می‌تواند 0.1866 برابر ولتاژ dc ورودی باشد. یکی از روش‌های متداولی که برای جبران این نقص مبدل ماتریسی بکار برده می‌شود استفاده از یک مبدل dc-dc کاهنده-افزاینده^۱ برای افزایش ولتاژ dc ورودی مبدل می‌باشد این افزایش ولتاژ dc در ورودی باعث افزایش ولتاژ ac در خروجی می‌گردد. شکل (۱-۳) نشان دهنده مبدل ماتریسی غیر مستقیم است که برای افزایش بهره ولتاژ در آن از یک مبدل dc-dc کاهنده-افزاینده در بین یکسوساز و اینورتر استفاده شده است.



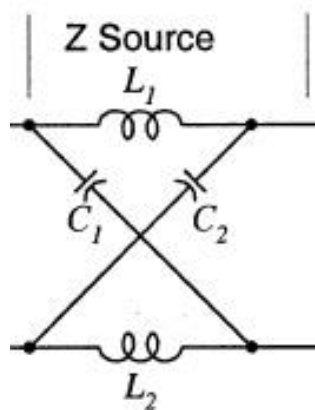
شکل (۱-۳): مبدل ماتریسی غیر مستقیم که در آن بین یکسوساز و اینورتر از یک مبدل dc/dc برای تقویت

ولتاژ استفاده شده است [۱۵].

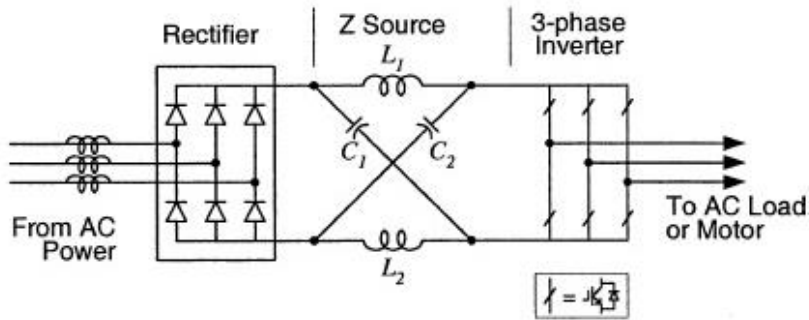
^۱ Buck-boost

همانطور که در شکل (۳-۱) مشخص شده است، افزودن مبدل dc-dc کاهنده-افزاینده به مبدل ماتریسی غیر مستقیم به دلیل افزودن تعدادی سوئیچ به مدار و کلیدزنی مربوط به مبدل dc-dc افزوده شده، باعث پیچیدگی و گرانی مدار خواهد شد [۲۰]. اما در سالهای اخیر، برای افزایش بهره ولتاژ بجای مبدل dc-dc از شبکه منبع امپدانسی استفاده می‌شود. شبکه منبع امپدانس‌یاز تعدادی سلف و خازن تشکیل می‌شود که ولتاژ dc را در ورودی خود به سطح بالاتری در خروجی تبدیل می‌کند. شکل شماره (۳-۲) مدار منبع امپدانسی را نشان می‌دهد.

در ادامه همین فصل خواهیم دید که اگر شبکه منبع امپدانسی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم بین یکسوساز و اینورتر قرار گیرد، در شرایط خاصی (تغییر کلیدزنی اینورتر) ولتاژ dc خروجی اینورتر را در خروجی منبع امپدانسی به مقدار بالاتری تبدیل می‌کند که همین باعث افزایش پیک ولتاژ ac خروجی اینورتر می‌گردد [۱۹]. به عبارت دیگر، استفاده از شبکه منبع امپدانسی در مبدل ماتریسی غیر مستقیم باعث افزایش بهره مبدل ماتریسی غیر مستقیم می‌شود شکل (۳-۳) مدار مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۲): شبکه منبع امپدانسی [۲].



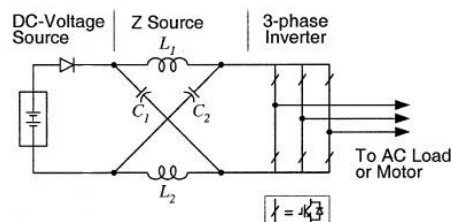
شکل (۳-۳): مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس [۱۹].

در این فصل برای آشنایی با شبکه منبع امپدانس اینورتر منبع امپدانس را شرح داده و سپس مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس را بررسی می‌کنیم.

۳-۲ مدار معادل و اساس کار اینورتر منبع امپدانس

اینورتر منبع امپدانس یک مبدل کاهنده-افزاینده می‌باشد با استفاده از این خاصیت می‌توان ولتاژ ورودی dc به شبکه منبع امپدانس را در خروجی شبکه منبع امپدانس به سطح ولتاژ بیشتر یا کمتر از ورودی تبدیل کرد، که البته از شبکه منبع امپدانس بیشتر برای افزایش ولتاژ استفاده می‌شود. پس می‌توان گفت که ولتاژ ac خروجی اینورتر منبع امپدانس می‌تواند هر مقداری بین صفر و بی نهایت گردد (البته این از لحاظ تئوری امکانپذیر است).

برای بررسی اینورتر منبع امپدانس ابتدا به طور خلاصه ساختار اینورتر منبع امپدانس را بررسی می‌کنیم. شکل (۳-۴) اینورتر منبع امپدانس سه فاز را نشان می‌دهد.

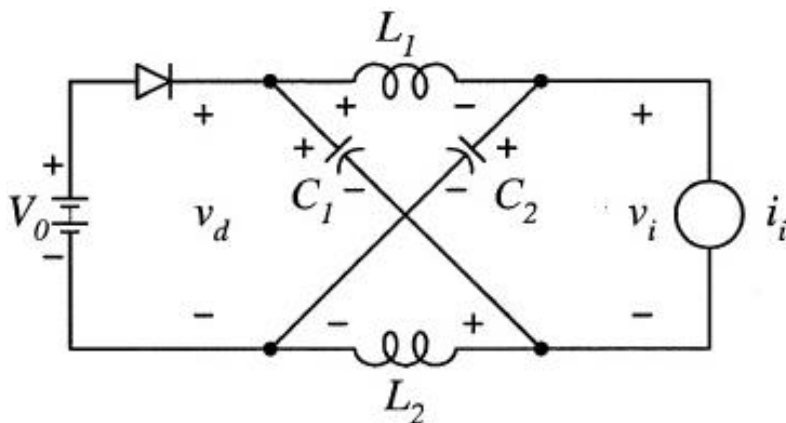


شکل (۳-۴): اینورتر منبع امپدانس [۱۸].

اینورتر سه فاز معمولی دارای هشت حالت کلیدزنی است، شامل شش حالت اکتیو و دو حالت صفر، اما اینورتر منبع امپدانسی سه فاز علاوه بر این هشت حالت یک حالت دیگر هم دارد که به آن حالت صفر اتصال کوتاه یا به اختصار حالت اتصال کوتاه^۱ گفته می‌شود. حالت اتصال کوتاه زمانی اتفاق می‌افتد که هر دو سوئیچ بالا و پایین یک پایه اینورتر همزمان وصل شوند، یعنی دو سر ترمینالهای ورودی اینورتر اتصال کوتاه گردد. اگر سوئیچ‌های بالا و پایین دو پایه اینورتر یا هر سه پایه اینورتر همزمان اتصال کوتاه گردند نیز حالت اتصال کوتاه بوجود می‌آید، در واقع از دید منبع dc ورودی اینورتر هنگامیکه در حال اتصال کوتاه قرار داریم، اینورتر حکم یک اتصال کوتاه را دارد. شکل (۳-۵) مدار معادل شبکه منبع امپدانسی را از دید منبع dc نشان می‌دهد [۲].

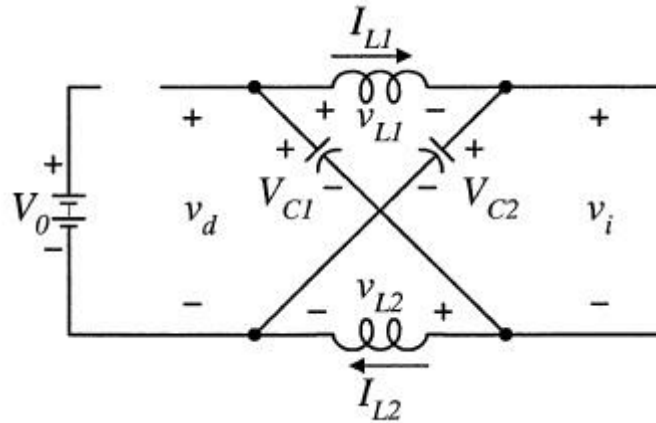
در شکل (۳-۶) اینورتر در حالت اتصال کوتاه قرار دارد، بنابراین اینورتر در حکم یک اتصال کوتاه است.

همانطور که در شکل (۳-۷) نشان داده شده است، اینورتر در شش حالت اکتیو به بار جریان تحویل می‌دهد، از دید منبع dc در شش حالت اکتیو، اینورتر حکم یک منبع جریان دارد.

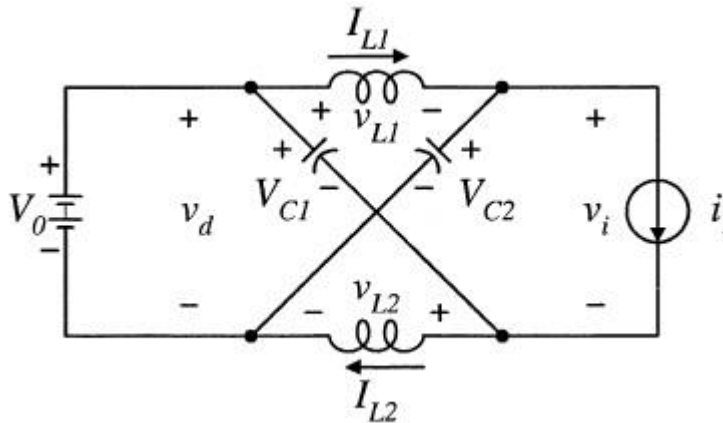


شکل (۳-۵): مدار معادل اینورتر منبع امپدانسی از دید لینک dc [۲].

¹ Shoot-through



شکل (۳-۶): مدار معادل اینورتر منبع امپدانس از دید لینک dc هنگامیکه اینورتر در حالت اتصال کوتاه قرار دارد [۲۱].



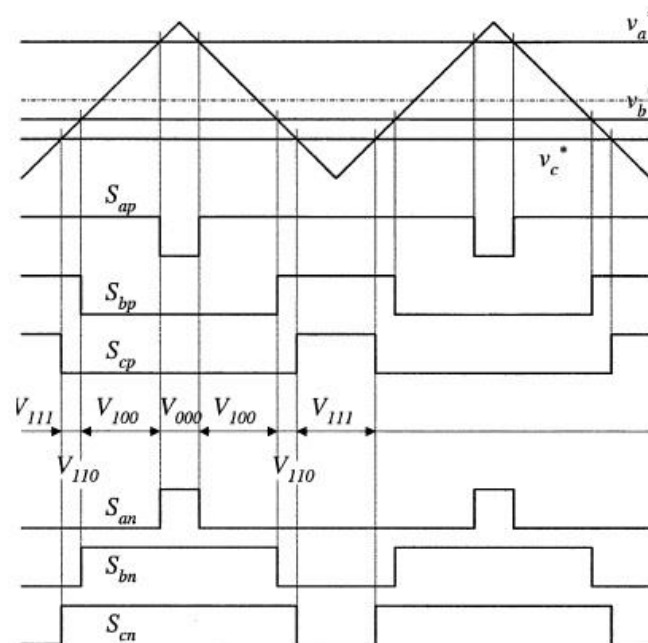
شکل (۳-۷): مدار معادل اینورتر منبع امپدانس از دید لینک dc هنگامیکه اینورتر در یکی از حالت‌های اکتیو یا صفر قرار دارد [۲۱].

برای کنترل اینورتر منبع امپدانس می‌توان از روش‌هایی که برای کنترل اینورتر معمولی استفاده می‌شود، استفاده کرد. یکی از روش‌هایی که در کنترل معمولی مورد استفاده قرار می‌گیرد، روش کلیدزنی بر اساس موج حمل‌کننده^۱ مثلی می‌باشد که در شکل (۳-۸) نشان داده شده است. همانطور که از شکل (۳-۸) پیداست، دو حالت V_{000} و V_{III} بین حالت‌های اکتیو مجاور قرار گرفته‌اند تا ولتاژ مطلوب از این کلیدزنی در خروجی اینورتر ایجاد شود. در این روش کلیدزنی با ایجاد تغییراتی

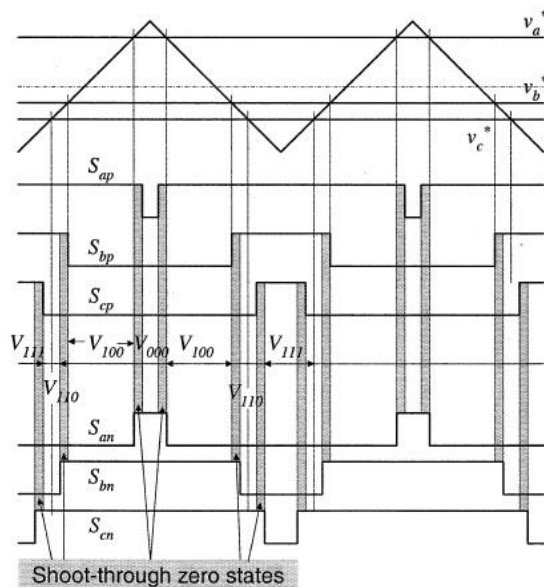
^۱ carrier

در نحوه سویچینگ میتوان حالت های اتصال کوتاه را نیز به اینورتر منبع امپدانس افزود.

به عنوان مثال همانطور که در شکل (۹-۳) نشان داده شده است، میتوان با اندکی افزایش زمان در لبه های بالا رونده یا پایین رونده پالسهای کلیدزنی سه سویچ بالای اینورتر در لحظاتی، دست کم سویچ های بالا و پایین یک پایه را همزمان وصل کرد. یعنی در این لحظات اینورتر منبع امپدانس در حالت های اتصال کوتاه کار می کند [۲۲]. در شکل (۹-۳) لحظات اتصال کوتاه با هاشور مشخص شده است.



شکل (۸-۳): کنترل PWM سنتی بدون حالت اتصال کوتاه [۲].



شکل (۳-۹): کنترل PWM سنتی با حالت اتصال کوتاه [۲].

در این لحظات مدار معادل اینورتر منبع امپدانس مانند شکل (۳-۶) خواهد شد، یعنی از دید منبع dc اینورتر اتصال کوتاه خواهد بود و همچنین دیودی که قبل از شبکه منبع امپدانس قرار دارد باعث می‌شود که اتصال منبع dc و شبکه منبع امپدانس در این لحظات، قطع گردد. در ادامه نشان می‌دهیم که چگونه شبکه منبع امپدانس باعث افزایش ولتاژ خروجی اینورتر منبع امپدانس می‌شود.

۳-۳ آنالیز مدار و ولتاژ خروجی قابل دستیابی

در شبکه منبع امپدانس شکل (۳-۲) مقادیر سلف های L_1 و L_2 و خازن های C_1 و C_2 را برابر فرض می‌کنیم. سلف ها مقدار L و خازن های مقدار C داشته باشند، در این صورت یک شبکه منبع امپدانس متقارن خواهیم داشت که بررسی رفتار آن ساده تر خواهد شد. با استفاده از تقارن شبکه منبع امپدانس و مدار های معادل آن روابط زیر را داریم:

$$V_{c1} = V_{c2} = V_c, V_{L1} = V_{L2} = V_L \quad (۳-۱)$$

اگر در حالت اتصال کوتاه قرار داشته باشیم و زمان اتصال کوتاه در سیکل سویچینگ T_S برابر T_0 باشد، با استفاده از مدار معادل شکل (۳-۶) که مدار معادل حالت اتصال کوتاه اینورتر منبع امپدانس را نشان می‌دهد، داریم :

$$V_L = V_C, V_d = 2V_C, V_i = 0 \quad (2-3)$$

اما اگر اینورتر منبع امپدانسی در یکی از حالت های غیر از اتصال کوتاه قرار داشته و زمان آن T_1 از سیکل سویچینگ T_S باشد با استفاده از مدار معادل شکل (3-3) داریم:

$$V_L = V_0 - V_C, V_d = V_0, v_i = V_C - V_L = 2V_C - V_0 \quad (3-3)$$

که در روابط بالا V_0 ولتاژ منبع ولتاژ $T_S = T_0 + T_1$ می باشند. ناگفته نماند، همانطور که قبلا گفته شد، مدار معادل حالت های صفر اینورتر منبع امپدانسی حالت خاصی از مدار معادل حالت های اکتیو با جریان منبع جریان صفر می باشند.

می دانیم در حالت ماندگار ولتاژ متوسط سلف در یک سیکل سویچینگ T_S برابر صفر است، پس با استفاده از روابط (2-3) و (3-3) داریم:

$$V_L = \overline{v_L} = (T_0 \cdot V_C + T_1(V_0 - V_C)) / T = 0 \quad (4-3)$$

و پس از ساده کردن رابطه (4-3) داریم:

$$\frac{V_C}{V_0} = \frac{T_1}{T_1 - T_0} \quad (5-3)$$

میتوان ولتاژ متوسط dc ورودی اینورتر V_i را با استفاده از رابطه (3-3) به صورت زیر بدست آورد:

$$V_i = \overline{v_i} = (T_0 \cdot 0 + T_1 \cdot (2V_C - V_0)) / T = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_0 = V_C \quad (6-3)$$

یا:

$$V_i = \overline{v_i} = V_c$$

با استفاده از روابط (۳-۳) و (۶-۳)، میتوان ولتاژ پیک dc ورودی را بصورت زیر نوشت:

$$\hat{v}_i = V_C - v_L = 2V_C - V_0 = \frac{T}{T_1 - T_0} V_0 = B.V_0 \quad (7-3)$$

$$\hat{V}_i = B.V_0 \text{ یعنی}$$

که در آن B یا $\frac{T}{T_1 - T_0}$ را میتوان به صورت زیر باز نویسی کرد :

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2\frac{T_0}{T}} \geq 1 \quad (8-3)$$

همانطور که در رابطه (۸-۳) مشخص است، B همواره بزرگتر یا مساوی یک است، پس همیشه

ولتاژ V_i یعنی ولتاژ خروجی منبع امپدانسی از ولتاژ ورودی آن یعنی V_0 بزرگتر می باشد که به دلیل

حالت اتصال کوتاه در کلیدزنی اینورتر است، اگر زمان اتصال کوتاه یا T_0 را صفر فرض کنیم در آن

صورت طبق رابطه (۸-۳)، مقدار B برابر یک شده در نتیجه ولتاژ ورودی و خروجی منبع امپدانسی با

یکدیگر برابر خواهند بود و بنا براین شبکه منبع امپدانسی تقویتی در ولتاژ ورودی ایجاد نخواهد کرد.

به ضریب B که در صورت وجود اتصال کوتاه همواره بزرگتر از یک است، ضریب تقویت گفته می شود.

با استفاده از رابطه زیر که در اینورتر معمولی برقرار است و ولتاژ پیک خروجی فازی اینورتر را

بدست می دهد، داریم:

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_i}{2} \quad (9-3)$$

که در آن \hat{v}_i ولتاژ پیک dc ورودی اینورتر، \hat{v}_{ac} ولتاژ پیک خروجی فازی اینورتر و M ضریب

مدولاسیون اینورتر معمولی می باشد. در اینورتر منبع امپدانسی با استفاده از روابط (۷-۳) و (۹-۳)

داریم:

$$\hat{v}_{ac} = M.B \cdot \frac{V_0}{2} \quad (10-3)$$

یعنی کارکرد اینورتر منبع امپدانسی مشابه اینورتر معمولی می‌باشد با این تفاوت که می‌توان ضریب مدولاسیون آنرا $M.B$ فرض کرد و چون می‌دانیم $B \geq 1$ پس میتوان با تنظیم درست زمان T_0 (زمان اتصال کوتاه) ضریب مدولاسیون را به هر مقداری که بخواهیم افزایش یا کاهش دهیم که در اینجا ضریب مدولاسیون در اینورتر منبع امپدانسیرا با G نشان می‌دهیم، پس:

$$G=M.B \quad (11-3)$$

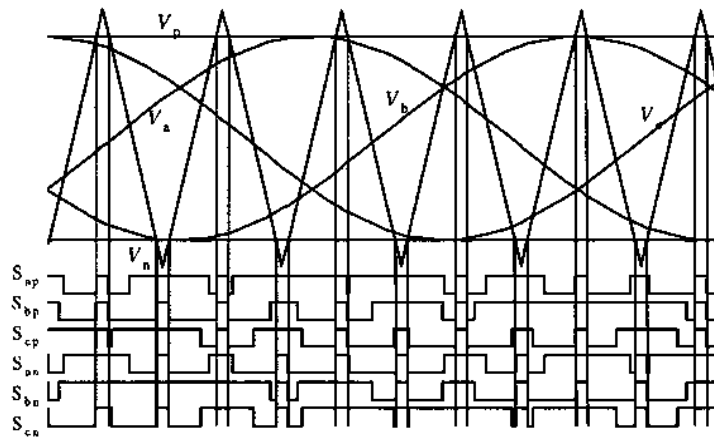
از لحاظ تئوری با انتخاب مناسب B میتوان G را در گستره وسیعی بین صفر تا بی نهایت تنظیم کرد، اما در عمل به دلیل محدودیت های عملی این امر امکان پذیر نمی باشد؛ یعنی ولتاژ پیک فازی خروجی اینورتر منبع امپدانسی در صورت تنظیم درست زمان T_0 از مقدار آن در اینورتر معمولی بیشتر است اما نمی تواند بی نهایت شود [۲].

۳-۴ انواع روش های کنترل اینورتر منبع امپدانسی

۳-۴-۱ کنترل تقویتی ساده^۱

این روش همانطور که از نامش پیداست، یک روش تقویت ولتاژ در اینورتر منبع امپدانسی است که در آن از یک موج حمل کننده مثلثی استفاده می‌شود. همانطور که در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده است، دو خط راست یکی برابر ماکزیمم مرجع سینوسی و دیگری برابر منفی همین مقدار رسم می‌شود که این خط ها مشخص کننده سیکل وظیفه اتصال کوتاه هستند. هر گاه مقدار موج مثلثی از

^۱ simple boost control



شکل (۳-۱۰): روش کنترل تقویتی ساده [۱۴].

خط راست مثبت بیشتر گردد یا از خط راست منفی کمتر گردد، به همه شش سوئیچ پالس

یک داده می‌شود یعنی همگی وصل می‌شوند و حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد [۱۱].

در روش کنترل تقویتی ساده داریم: $d_s = (1-M)$ با استفاده از این رابطه و همچنین با

استفاده از روابط (۳-۸) و (۳-۱۰) و همچنین $d_s = \frac{T_0}{T_s}$ (سیکل وظیفه اتصال کوتاه)، بهره ولتاژ

اینورتر منبع امپدانسی را بصورت زیر بدست می‌آوریم:

$$G = M \cdot B = \frac{V_{ac}}{V_o/2} = M \times \frac{1}{1-2\frac{T_0}{T_s}} = M \times \frac{1}{1-2d_s} = M \times \frac{1}{1-2(1-M)} = \frac{M}{2M-1} \quad (۳-۱۲)$$

$$\Rightarrow G = \frac{M}{2M-1}$$

برای بدست آوردن بهره ولتاژ مطلوب G ضریب مدولاسیون متناظر را می‌توان از رابطه زیر

بدست آورد:

$$M = \frac{G}{2G-1} \quad (۳-۱۳)$$

با استفاده از رابطه (۳-۱۲) شکل (۳-۱۱) رسم شده است، شکل (۳-۱۱) بهره ولتاژ را نسبت

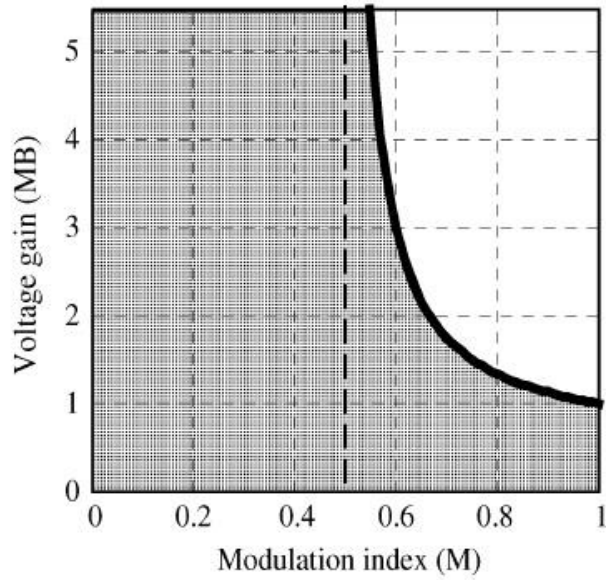
به ضریب مدولاسیون، در این روش کنترل نشان می‌دهد. سیکل وظیفه اتصال کوتاه کنترل تقویتی

ساده از رابطه $d_s = (1-M)$ بدست می‌آید که در این رابطه M ضریب مدولاسیون و d_s سیکل وظیفه

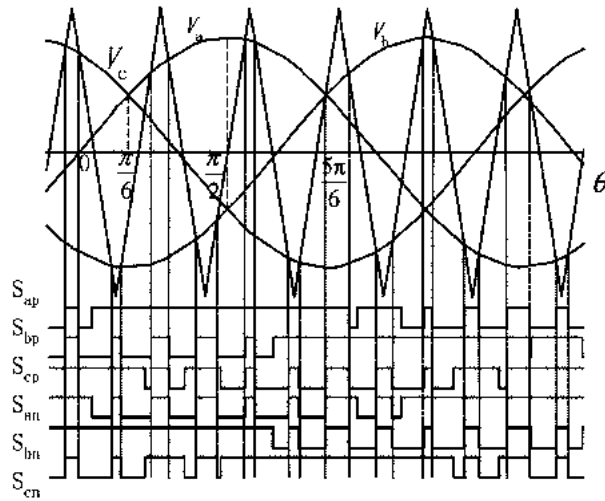
اتصال کوتاه می‌باشد. همانطور که در شکل (۳-۱۱) مشخص است، در ضریب مدولاسیون $M=1$

تقویت ولتاژ وجود ندارد یعنی بهره ولتاژ یک می‌باشد [۱۱].

ناحیه زیر منحنی که هاشور زده شده است، ناحیه کاری اینورتر منبع امپدانس می‌باشد که با روش کنترل تقویتی ساده، کنترل می‌شود.



شکل (۳-۱۱): بهره ولتاژ کنترل تقویت ساده [۱۴].



شکل (۳-۱۲): روش کنترل تقویتی ماکزیمم [۱۴].

۳-۴-۲ کنترل تقویتی ماکزیمم^۱

این روش کنترل بسیار شبیه روش کنترل قبلی یعنی کنترل تقویت ساده می‌باشد، با این تفاوت که مطابق شکل (۳-۱۲) خطوط راست بالا و پایین وجود ندارند. در این روش موج حمل کننده با سه موج سینوسی مرجع سه فاز مقایسه شده و پالسهای PWM را تولید می‌کند. هر گاه اندازه موج مثلی از سینوس ها بزرگتر باشد، تمام سویچ ها وصل می‌شوند و به این ترتیب حالت اتصال کوتاه ایجاد می‌گردد. شکل (۳-۱۲) روش کنترل تقویتی ماکزیمم را نشان می‌دهد.

از مقایسه شکل (۳-۱۲) با شکل (۳-۱۰) که روشهای کنترل تقویتی به ترتیب ماکزیمم و ساده هستند، در می‌یابیم که در روش کنترل ماکزیمم حالت های صفر با حالت های اتصال کوتاه پوشش داده شده اند، به عبارت دیگر چون عرض پالس حالت های اتصال کوتاه در روش کنترل تقویتی ماکزیمم شده است، حالت های صفر معمولی را در بر گرفته و در واقع آن ها را حذف کرده است. نکته دیگر اینکه در روش کنترل تقویتی ماکزیمم سیکل وظیفه اتصال کوتاه در هر سیکل تغییر می‌کند، بنابر این برای محاسبه بهره ولتاژ سیکل وظیفه اتصال کوتاه میانگین باید محاسبه شود و مورد استفاده قرار گیرد. در واقع حالت اتصال کوتاه هر $\frac{\pi}{3}$ بصورت متناوب تکرار می‌شود. فرض کنید فرکانس کلیدزنی خیلی بیشتر از فرکانس مدولاسیون باشد، سیکل وظیفه اتصال کوتاه روی یک سیکل کلیدزنی در بازه $(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2})$ را میتوان به صورت زیر بیان کرد:

$$\frac{T_0(\theta)}{T} = \frac{2 - (M \sin \theta - M \sin(\theta - 2\pi/3))}{2} \quad (۳-۱۴)$$

با گرفتن انتگرال از رابطه (۳-۱۴) در بازه $(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2})$ میانگین سیکل وظیفه اتصال کوتاه بدست می‌آید:

¹ Maximum boost control

$$\frac{\overline{T_0}}{T} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - \left(M \sin \theta - M \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right)}{2} d\theta = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (15-3)$$

با استفاده از (۱۸-۳) و (۱۵-۳) ضریب تقویتی B را به دست می‌آوریم:

$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{\overline{T_0}}{T}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (16-3)$$

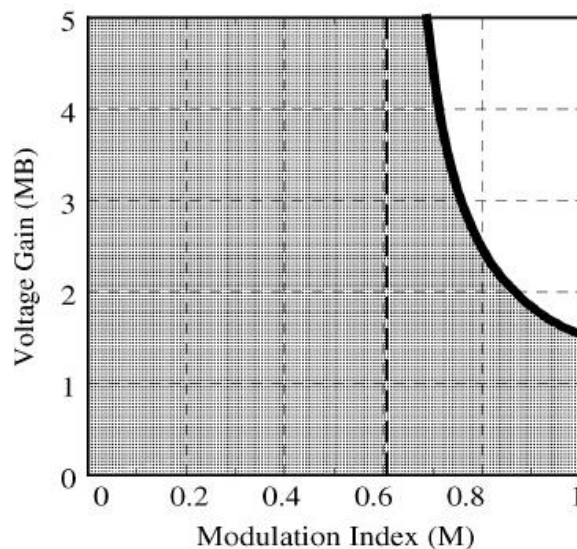
در این صورت بهره ولتاژ اینورتر منبع امپدانسی در این روش کنترل به صورت زیر به دست

$$\frac{V_{ac}}{V_0/2} = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (17-3)$$

می‌آید:

در شکل (۱۳-۳) نمودار بهره ولتاژ G نسبت به ضریب مدولاسیون M برای روش کنترل

تقویت ماکزیمم، نشان داده شده است.



شکل (۱۳-۳): بهره ولتاژ نسبت به M در روش کنترل تقویت ماکزیمم [۱۴].

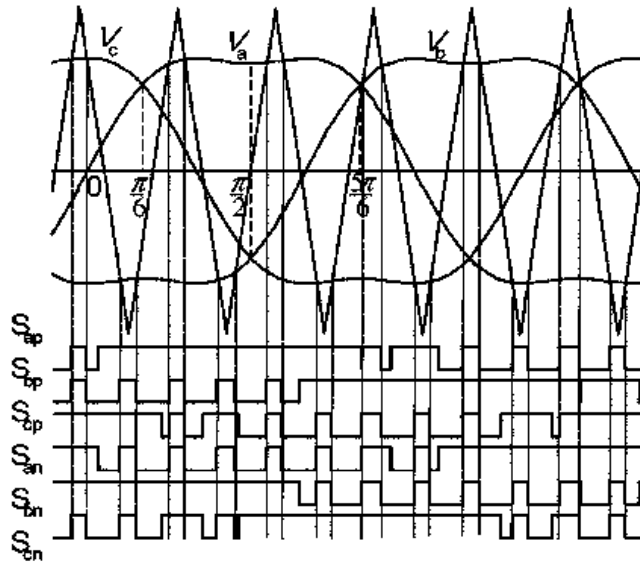
ناحیه هاشور خورده در شکل (۳-۱۳) ناحیه کاری را در اینورتر منبع امپدانس با روش کنترل تقویتی ماکزیمم نشان می‌دهد، از مقایسه این شکل با شکل (۳-۱۱) که ناحیه کاری اینورتر منبع امپدانس با روش کنترل تقویت ساده است، می‌توان دریافت به ازاء یک ضریب مدولاسیون M خاص در روش کنترل تقویت ماکزیمم، می‌توان به بهره ولتاژ بالاتری دست یافت. در این روش کنترل با توجه با رابطه (۳-۱۷) اگر مقدار M برابر $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$ شود بهره ولتاژ خروجی به سمت بی نهایت افزایش می‌یابد.

با استفاده از رابطه (۳-۱۷) می‌توان به رابطه زیر دست یافت که با آن می‌توان ضریب مدولاسیون ماکزیمم که بهره ولتاژ مطلوب G را ایجاد می‌کند، بیان می‌کند [۱۱]:

$$M = \frac{\pi G}{3\sqrt{3G - \pi}} \quad (۳-۱۸)$$

۳-۴-۳ روش کنترل ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم

در سیستم اینورترهای سه فاز، معمولاً برای افزایش بهره ولتاژ از تزریق هارمونیک سوم استفاده می‌شود. در واقع در این حالت با تغییر شکل موجهای سه فاز مرجع، می‌توان به بهره ولتاژ بالاتری دست پیدا کرد. در شکل (۳-۱۴) نحوه کنترل ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم نشان داده شده است.



شکل (۳-۱۴): روش کنترل ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم [۱۱].

سیکل وظیفه اتصال کوتاها در روش کنترل ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم هم هر $\frac{\pi}{3}$ تکرار

می‌شود. بهره ولتاژ سیکل وظیفه اینورتر منبع امپدانس را در بازه $(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2})$ بررسی می‌کنیم. سیکل

وظیفه را میتوان به صورت زیر نوشت:

$$\frac{T_0(\theta)}{T} = \frac{2 - (M \sin \theta + \frac{1}{6} M \sin 3\theta - (M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} M \sin 3\theta))}{2} \quad (۱۹-۳)$$

با گرفتن انتگرال از (۱۹-۳) در بازه $(\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2})$ می‌توان سیکل وظیفه میانگین را برای اینورتر

منبع امپدانس بدست آورد:

$$\frac{\bar{T}_0}{T} = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2 - (M \sin \theta + \frac{1}{6} M \sin 3\theta - (M \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} M \sin 3\theta))}{2} d\theta = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (۲۰-۳)$$

ضریب تقویت B را با استفاده از (۲۰-۳) به صورت زیر می‌نویسیم:

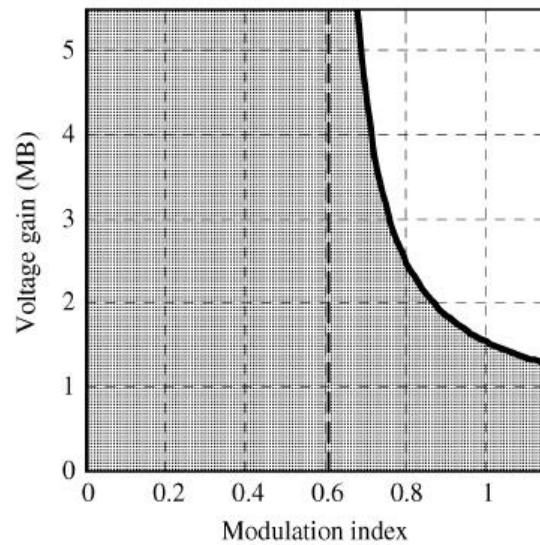
$$B = \frac{1}{1 - 2\frac{\bar{T}_0}{T}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (۲۱-۳)$$

بهره ولتاژ را می‌توانیم به صورت زیر به دست آوریم:

$$\frac{V_{ac}}{V_0/2} = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (22-3)$$

بهره ولتاژ برای هر ضریب مدولاسیون همانند روش کنترل تقویت ماکزیمم است. همانطور که

از شکل (۳-۱۵) مشخص است، ناحیه کاری ممکن گسترده تر شده است.



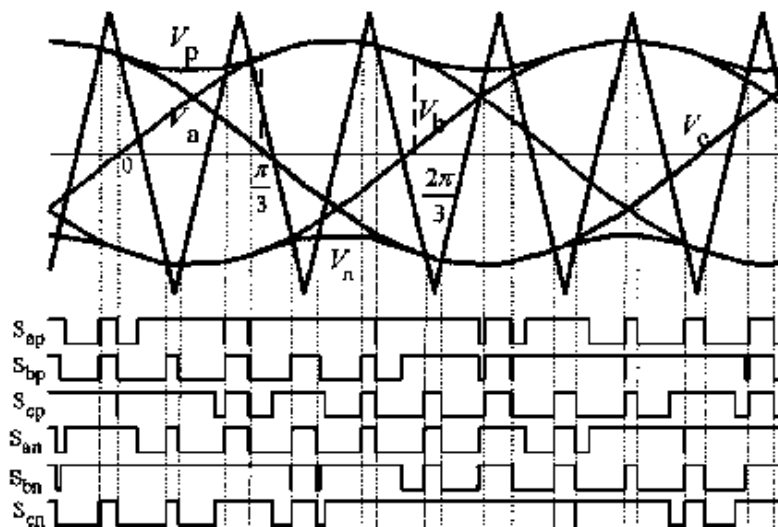
شکل (۳-۱۵): بهره ولتاژ نسبت به M در روش کنترل تقویت ماکزیمم با تزریق هارمونیک سوم [۱۱].

روش کنترل تقویتی ثابت^۱

در این روش، علاوه بر موج حمل کننده مثلثی چند منحنی دیگر نیز داریم؛ سه سیگنال مرجع V_a, V_b, V_c و دو سیگنال V_p, V_n که در منحنی های پوش ولتاژهای مرجع بوده و حالتها یا اتصال کوتاه را مشخص می‌کنند. هنگامیکه موج مثلثی بیشتر از V_p یا کمتر از V_n باشد، تمام سوئیچ ها سیگنال یک دریافت می‌کنند، یا به عبارت دیگر، حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد. شکل (۳-۱۶) این روش کنترل را نشان می‌دهد.

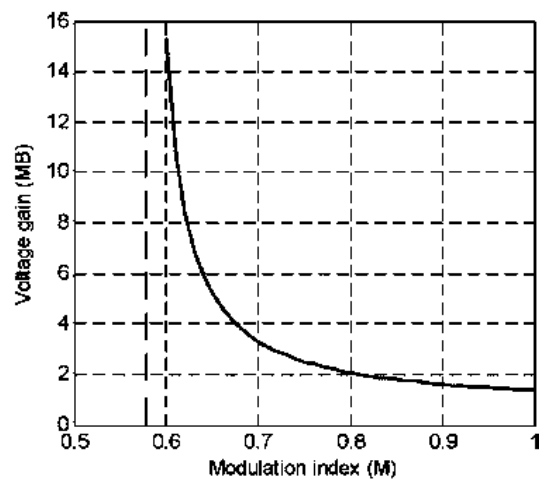
^۱Constant maximum boost control method

منحنی های پوش بالا و پایین متناوب بوده و فرکانس آنها سه برابر فرکانس خروجی است. با این روش کنترل، بهره ولتاژ ماکزیمم می شود در حالیکه سیکل وظیفه اتصال کوتاه ثابت می ماند.



شکل (۳-۱۶): روش کنترل تقویتی ثابت [۱۲].

منحنی شکل (۳-۱۷) نسبت بهره ولتاژ و ضریب مدولاسیون را نشان می دهد.



شکل (۳-۱۷): نسبت ضریب مدولاسیون با بهره ولتاژ در روش کنترل تقویتی ثابت [۱۲].

فصل چهارم

مبدل پیشنهادی

۴-۱-۱ مقدمه

مطابق آنچه در فصل گذشته گفته شد، مبدل ماتریسی منبع امپدانس یک مبدل کاهنده-افزاینده است که در صورت طراحی درست می‌تواند بهره ولتاژ را به میزان زیادی بالا ببرد. در فصل گذشته مبدل ماتریسی سه فاز را بررسی کردیم. در این فصل ابتدا انواع مبدلهای ماتریسی دو فاز را معرفی کرده و سپس انواع روشهای کنترل آنها را بررسی می‌کنیم و پس از آن، شبکه منبع امپدانس مورد استفاده در این مبدل را طراحی و محاسبه می‌کنیم تا بتوانیم در فصل بعد آنرا شبیه سازی کنیم.

۴-۲-۱ انواع مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دو فاز

خروجی مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دو فاز یک ولتاژ ac دو فاز است. یعنی در خروجی دو سیگنال سینوسی برای بار دو فاز تولید می‌شود که اختلاف فازی برابر ۹۰ درجه با یکدیگر دارند و دامنه و فرکانس خروجی آن قابل تنظیم می‌باشد. در مقاله‌ها و منابعی که در مورد مبدل ماتریسی دو فاز موجود است، چند نوع توپولوژی ارائه شده است که معروف ترین آنها به شرح زیر می‌باشند:

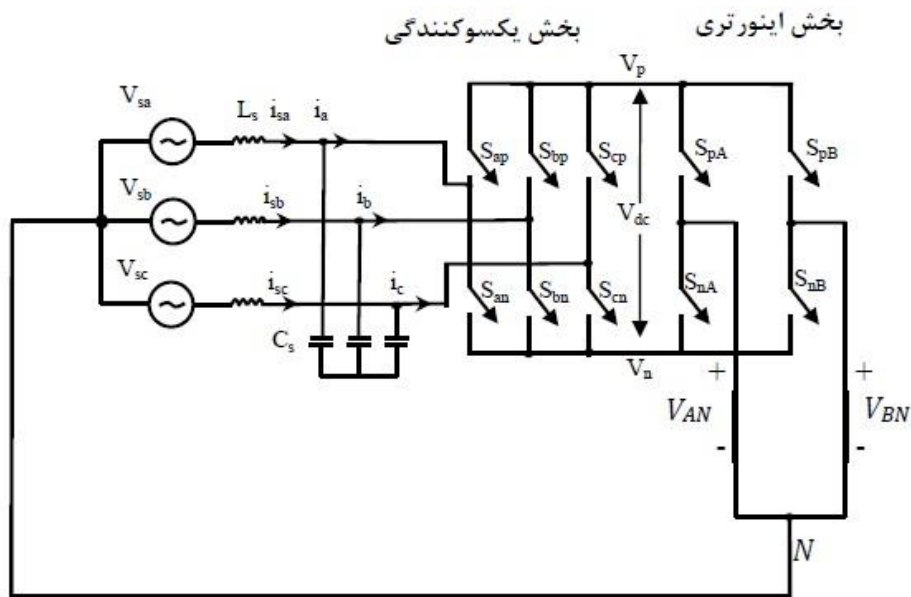
✓ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه

✓ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه

که در زیر به شرح هر کدام از آنها می‌پردازیم:

۴-۲-۱-۱ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه

مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه در شکل (۴-۱) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۴-۱) مشخص است، تفاوت ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه با مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز در اینست که بخش اینورتری این مبدل بجای سه پایه دو پایه دارد که هر پایه سیگنال خروجی هر فاز را تولید میکند.

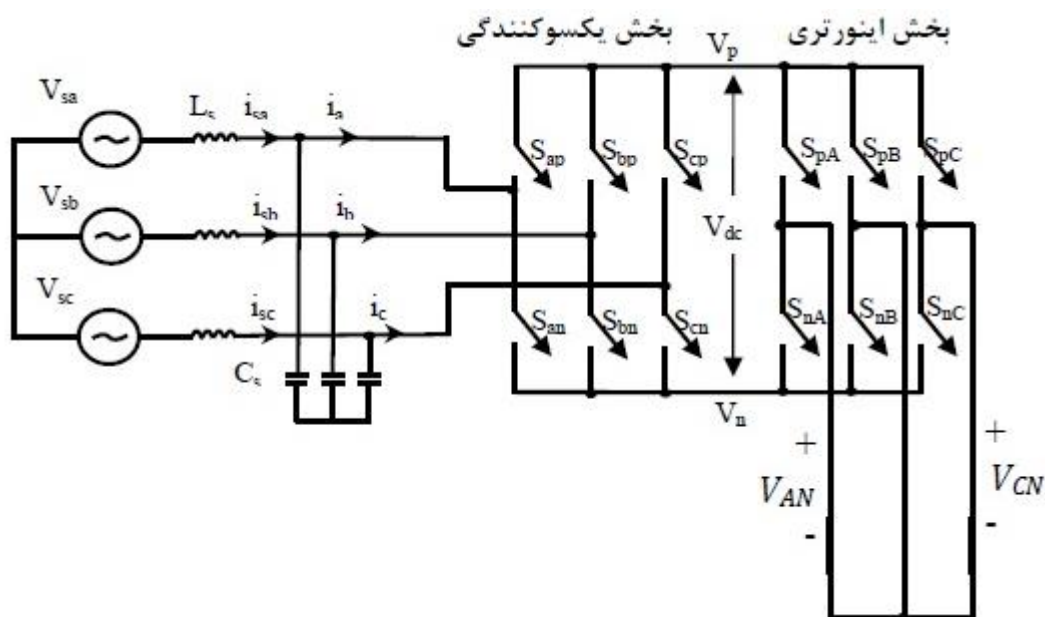


شکل (۱-۴): ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه

همانگونه که در شکل (۱-۴) نشان داده شده است، نقطه خنثی بار در این مولد به نقطه خنثی منبع ولتاژ ورودی وصل شده است. پس این مبدل سیم خنثی مجزا ندارد.

۲-۲-۴ مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه

برخلاف مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز دو پایه که نقطه خنثی آن با نقطه خنثی ورودی یکی است، مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه در خروجی سیم خنثی مجزا دارد. در واقع، بخش اینورتری این مبدل سه پایه دارد که دو پایه آن دو فاز خروجی را تولید کرده و پایه سوم برای ایجاد سیم خنثی، به نقطه خنثی بار وصل می‌شود. شکل (۲-۴) مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه را نشان می‌دهد.



شکل (۴-۲): مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه

۳-۴ انواع روشهای کنترل مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو

فاز منبع امیدانسی

در فصل قبل انواع روشهای کنترل برای مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز بیان شد، در این بخش روشهای کنترل برای مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز ارائه می شود که مشابه روشهای ارائه شده در فصل قبل است اما مرجع ولتاژ خروجی، دو فاز می باشد. برخی از این روشها را به اختصار شرح می دهیم.

۳-۴-۱ کنترل تقویتی ساده^۱

مانند بخش ۳-۴-۱ و همانطور که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است، مرجع ولتاژهای خروجی، ولتاژهای دو فاز هستند. دو خط راست یکی برابر ماکزیمم مرجع سینوسی و دیگری برابر منفی همین مقدار رسم می شود که این خط ها مشخص کننده سیکل وظیفه اتصال کوتاه هستند. هر

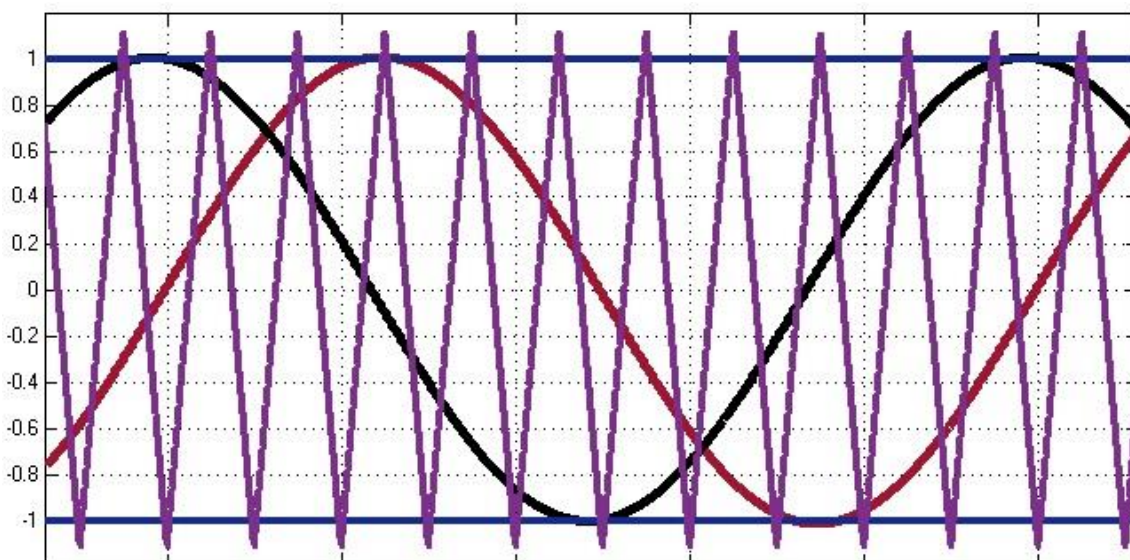
^۱ Simple boost control

گاه مقدار موج مثلثی از خط راست مثبت بیشتر گردد یا از خط راست منفی کمتر گردد، به همه شش سوئیچ پالس یک داده می‌شود یعنی همگی وصل می‌شوند و حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد.

۴-۳-۲ کنترل تقویتی ماکزیمم^۱

در این روش مطابق شکل (۴-۴) خطوط راست بالا و پایین وجود ندارند و موج حمل کننده در مقایسه با سه موج سینوسی مرجع سه فاز، تولید کننده پالسهای PWM می‌باشند. هر گاه اندازه موج مثلثی از سینوس ها بزرگتر باشد، تمام سوئیچ ها وصل می‌شوند و به این ترتیب حالت اتصال کوتاه ایجاد می‌گردد. شکل (۴-۴) نشان دهنده روش کنترل تقویت ماکزیمم است.

در اینجا مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز سه پایه را برای شبیه سازی در فصل بعد برمی-گزینیم. و روش کنترل آنرا روش کنترل تقویتی ساده در نظر می‌گیریم. در قسمت های بعد، ابتدا نحوه کاهش سوئیچ را در مبدل پیشنهادی بررسی کرده و سپس برای مبدل پیشنهادی، شبکه منبع امپدانس مناسب را برای این روش کنترلی طراحی و محاسبه می‌نماییم.



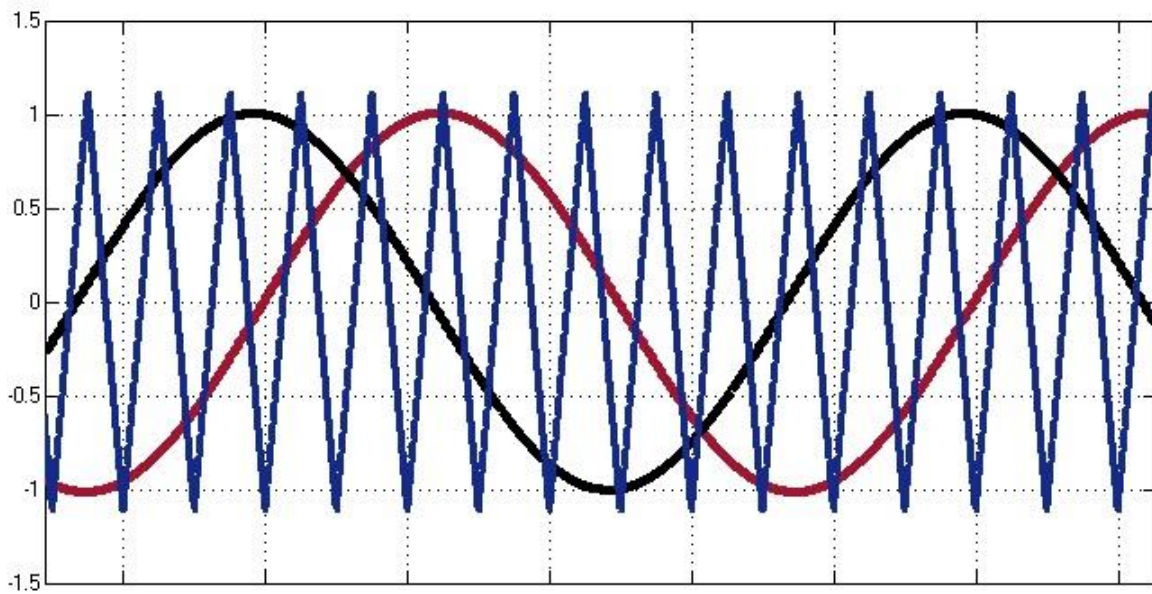
شکل (۴-۳): روش کنترل کنترل تقویتی ساده برای مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز

¹ Maximum boost control

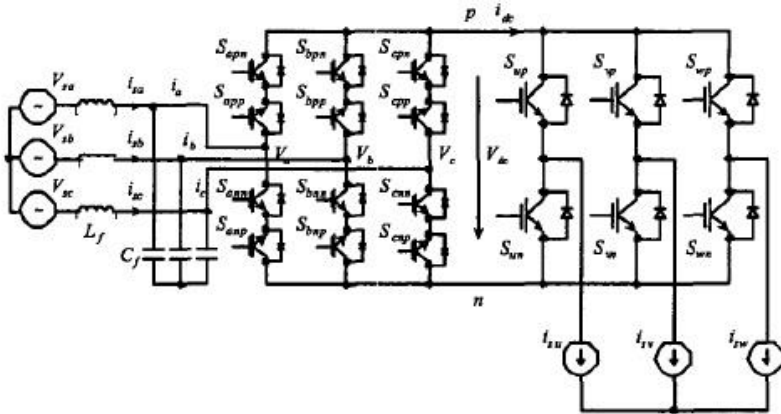
۴-۴ کاهش سوئیچ در یکسوساز مبدل پیشنهادی

ما در اینجا، نحوه کاهش سوئیچ را در مبدل ماتریسی غیر مستقیم بررسی کرده و سپس در قسمت بعد با محاسبه و طراحی منبع امپدانس آنرا به مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس تعمیم می‌دهیم.

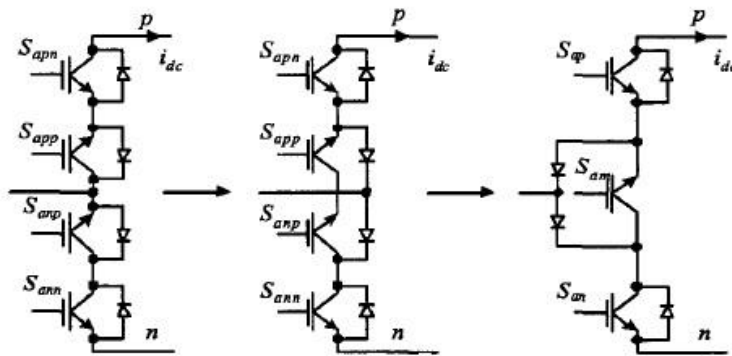
معمولا در قسمت یکسوساز مبدل ماتریسی غیر مستقیم از دوازده سوئیچ ایده آل استفاده می‌شود؛ شکل (۴-۵) این مدار را نشان می‌دهد. یکسوساز در دو جهت ولتاژ و جریان کار می‌کند؛ به عبارت دیگر، در هر چهار ربع می‌تواند کار کند. معمولا برای کنترل آن از روش PWM استفاده می‌شود.



شکل (۴-۴): روش کنترل تقویتی ماکزیمم برای مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز



شکل (۵-۴): مبدل ماتریسی غیر مستقیم با یکسوساز ۱۸ سوئیچ [۱۰]



شکل (۶-۴): مراحل کاهش سوئیچ در یکسوساز [۱۰]

۴-۴-۱ مبدل ماتریسی غیر مستقیم با سوئیچ های کمتر

در شرایط خاصی می توان بجای ۱۸ سوئیچ از تعداد کمتری سوئیچ استفاده کرد. به عنوان مثال اگر در مبدل ماتریسی غیر مستقیم V_n همواره بزرگتر از V_p باشد، می توان بجای سوئیچ های دوطرفه برای اینورتر از سوئیچ های یکطرفه، مانند دیودها استفاده کرد.

۴-۴-۲ ساختار ۱۵ سوئیچ مبدل ماتریسی غیر مستقیم

در شکل (۵-۴) توجه کنید که سوئیچ های S_{app} و S_{anp} را می توان از یک درایو گیت تغذیه کرد، چون همزمان روشن و خاموش می شوند. پس می توان بجای دو سوئیچ S_{app} و S_{anp} از یک سوئیچ و دو دیود استفاده کرد. شکل (۶-۴) مراحل کاهش سوئیچ را در این حالت نشان می دهد.

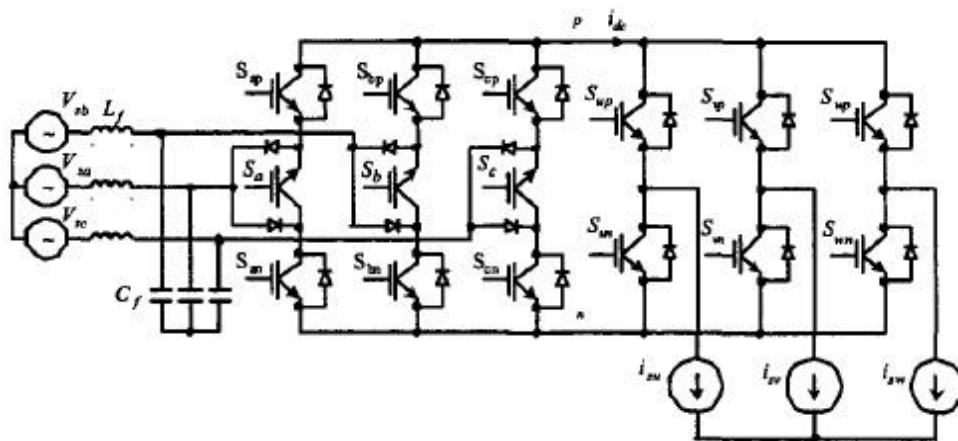
با این روش می توان توپولوژی ۱۸ سوئیچ معمولی مبدل ماتریسی شکل (۵-۴) را به توپولوژی

شکل (۷-۴) تغییر داد که ۱۵ سوئیچ دارد ولی مشابه مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچ کار می‌کند. یعنی مانند مبدل شکل (۵-۴) در هر چهار ربع کار می‌کند. از لحاظ کارکرد، هارمونیک کم و می‌تواند ضریب توان یک داشته باشد.

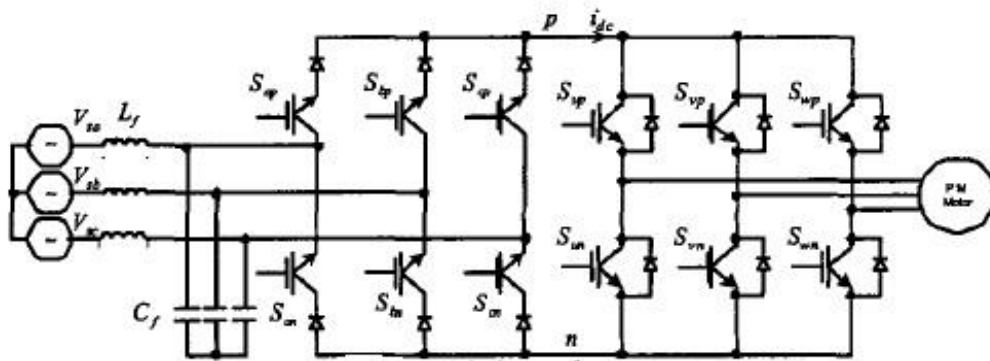
تنها تفاوت مبدل ماتریسی غیر مستقیم ۱۵ سوئیچ نسبت به مبدل ماتریسی غیر مستقیم ۱۸ سوئیچ اینست که، هنگامیکه جریان i_{dc} مثبت است، تلفات سوئیچ‌های سمت خط (سوئیچ‌های یکسوساز) نسبت به مبدل ۱۸ سوئیچ بیشتر است. چون در این حالت جریان از سوئیچ‌ها و دیودهای بیشتری عبور می‌کند و بنابراین تلفات نیز بیشتر می‌گردد.

۳-۴-۴ ساختار ۱۲ سوئیچ

در صورتیکه بتوان تضمین کرد که i_{dc} همواره بزرگتر از صفر است، تعداد سوئیچ‌ها را می‌توان بیشتر کاهش داد. با استفاده از توپولوژی مبدل ماتریسی غیر مستقیم شکل (۵-۴) می‌توان توپولوژی شکل (۸-۴) را بدست آورد.



شکل (۷-۴): مبدل ماتریسی غیر مستقیم با یکسوساز سوئیچ کاهش یافته ۱۵ سوئیچ [۱۰].



شکل (۴-۸): مبدل ماتریسی سوئیچ کاهش یافته با ۱۲ سوئیچ [۱۰].

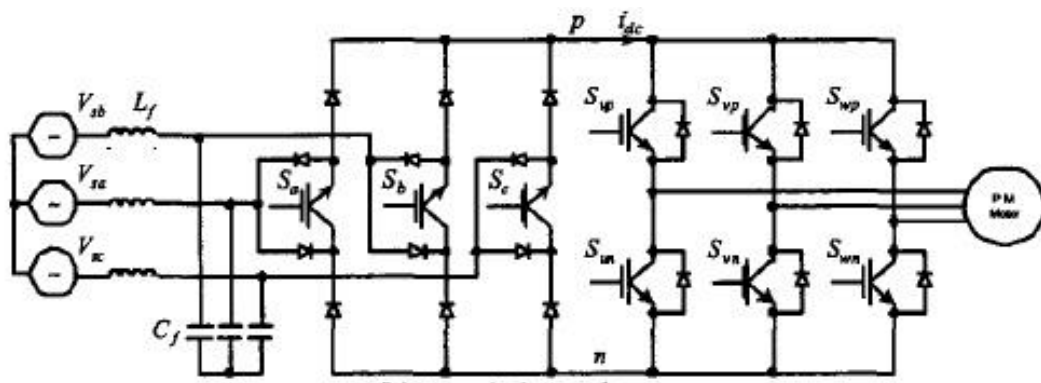
۴-۴-۴ ساختار ۹ سوئیچ

اگر از توپولوژی ۱۵ سوئیچ شکل (۴-۷) استفاده کنیم، می‌بینیم در صورتیکه i_{dc} همواره بزرگتر از صفر باشد، سوئیچ‌های $S_{an}, S_{bn}, S_{cn}, S_{ap}, S_{bp}, S_{cp}$ هیچگاه روشن نمی‌شوند و جریان از طریق دیودها جابجا می‌شوند؛ پس با فرض اینکه i_{dc} همواره بزرگتر از صفر است، می‌توان مدار مبدل ماتریسی غیر مستقیم را بصورت شکل (۴-۹) در نظر گرفت که تنها ۹ سوئیچ دارد.

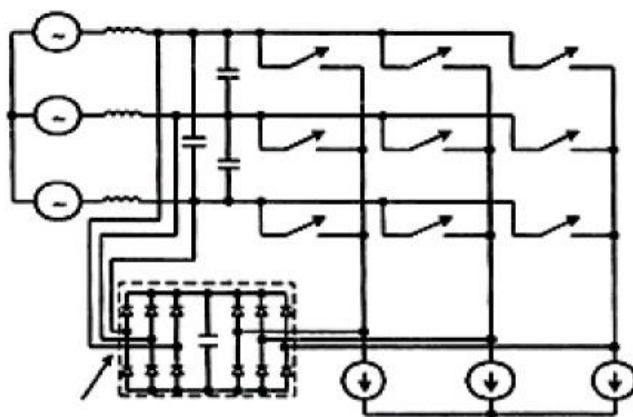
۴-۵ مدار کلمپ

در واقع مدار کلمپ در مبدل‌ها راهی است تا در صورت ایجاد خطا، جریانی که در اندوکتانس بار ذخیره شده است، مسیری برای تخلیه شدن داشته باشد و به سوئیچ‌های مبدل آسیب نرساند. معمولاً مدار کلمپ مبدل ماتریسی مستقیم بسیار پیچیده‌تر از مدار کلمپ مبدل ماتریسی غیر مستقیم است. مدار کلمپ مبدل ماتریسی مستقیم از تعداد زیادی دیود و خازن تشکیل شده است. اما مدار کلمپ مبدل ماتریسی غیر مستقیم فقط از یک دیود و یک خازن سری تشکیل می‌شود که

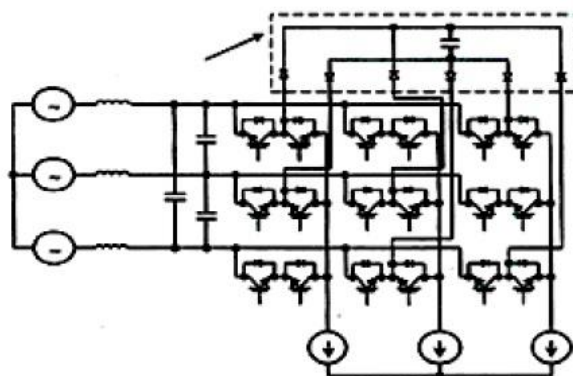
ساختار بسیار ساده و ارزانی است. شکل (۴-۱۰) و شکل (۴-۱۱) نوعی مدار کلمپ که در مبدل ماتریسی مستقیم استفاده می‌شود را نشان می‌دهد.



شکل (۹-۴): مبدل ماتریسی سوئیچ کاهش یافته با ۹ سوئیچ [۱۰].



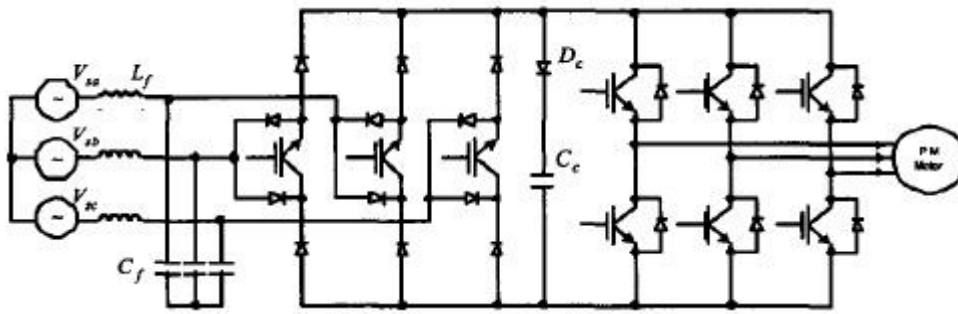
شکل (۱۰-۴): مدار کلمپ ۱۲ دیودی برای مبدل ماتریسی مستقیم (مدار کلمپ با فلش نشان داده شده است). [۱۰].



شکل (۱۱-۴): مدار کلمپ ۶ دیودی برای مبدل ماتریسی مستقیم (مدار کلمپ با فلش نشان داده شده است). [۱۰].

در شکل (۱۲-۴) مبدل ماتریسی غیر مستقیم ۹ سوئیچ به همراه مدار کلمپ نشان داده شده

است. مدار کلمپ از دیود D_c و خازن C_c ساخته شده است که با یکدیگر سری هستند.



شکل (۴-۱۲): مبدل ماتریسی غیر مستقیم با سوئیچ کاهش یافته (۹ سوئیچ) همراه با مدار کلمپ (دیود D_c و خازن C_c) [۱۰].

۴-۵- نحوه کار مدار کلمپ در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع

امپدانسی

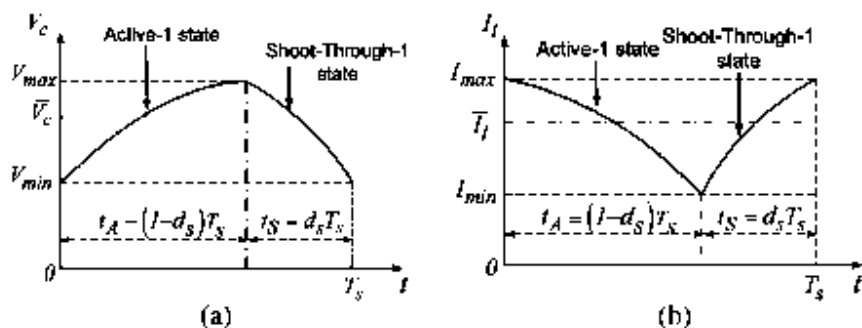
کار مدار کلمپ در مبدل ماتریسی غیر مستقیم به شرح زیر می باشد:

- ۱- در حین کار عادی مبدل، خازن کلمپ (C_c) شارژ شده تا به مقدار پیک ولتاژ خط برسد.
- ۲- از آنجا که در حالت کار عادی همواره ولتاژ خازن کلمپ (C_c) از V_{dc} بزرگتر است، بنابراین در این حالت دیود کلمپ در بایاس معکوس قرار دارد.
- ۳- در حالت خطا، چون جهت جریان از بار به سمت مبدل است؛ پس همه سوئیچ های اینورتر خاموش شده و جریان ذخیره شده در اندوکتانس بار (موتور) از طریق دیویدهای اینورتر عبور کرده و سپس از طریق مدار کلمپ انرژی آن بطور کامل تخلیه می گردد.

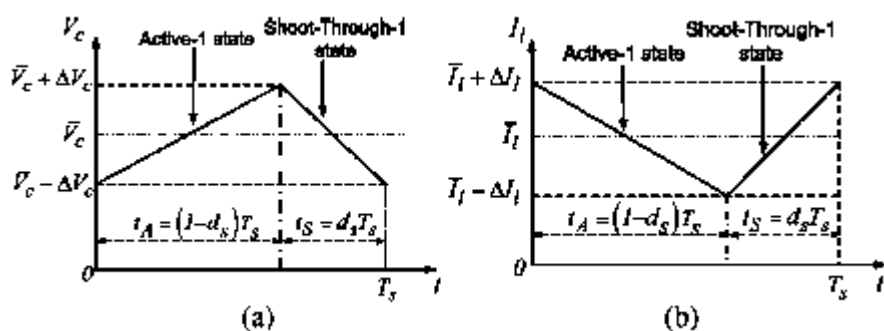
۴-۶ محاسبه و طراحی شبکه منبع امپدانس برای مبدل

پیشنهادی

معمولا اندازه اندوکتانس سلف و ظرفیت خازن را از ریپل جریان سلف و خازن محاسبه می‌کنند. در یک شبکه منبع امپدانس معمولا نمودار جریان سلف و ولتاژ خازن مانند شکل (۴-۱۳) غیر خطی می‌باشد که حل کردن آن بسیار مشکل و از حل چند معادله غیر خطی، با استفاده از روش تکرار امکانپذیر است.



شکل (۴-۱۳): نمودار شکل موجهای واقعی جریان سلف و ولتاژ خازن در شبکه منبع امپدانس [۱۳].



شکل (۴-۱۴): شکل موجهای خطی شده ولتاژ خازن و جریان سلف برای یک دوره سیکل لینک dc [۱۶].

در اینجا، برای سادگی محاسبات و طراحی شبکه منبع امپدانسی، فرض می‌کنیم نمودار جریان سلف و ولتاژ خازن در شبکه منبع امپدانسی خطی هستند. شکل (۴-۱۴) شکل موج های خطی شده ولتاژ خازن و جریان سلف را برای یک سیکل لینک dc نشان می‌دهد.

با در نظر گرفتن پیک ریپل ها و مقادیر میانگین ولتاژ خازن و جریان سلف بصورت، بترتیب

ΔV_C ، \bar{V}_C ، ΔI_L و \bar{I}_L مقادیر ماکزیمم و مینیمم دو متغیر به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{\min} &= \bar{V}_C - \Delta V_C = (1 - K_v)\bar{V}_C \\ I_{\min} &= \bar{I}_L - \Delta I_L = (1 - K_i)\bar{I}_L \\ V_{\max} &= \bar{V}_C + \Delta V_C = (1 + K_v)\bar{V}_C \\ I_{\max} &= \bar{I}_L + \Delta I_L = (1 + K_i)\bar{I}_L \end{aligned} \quad (1-4)$$

که در معادلات بالا $K_v = \frac{\Delta V_C}{\bar{V}_C}$ و $K_i = \frac{\Delta I_L}{\bar{I}_L}$ ضریب ریپل دو شکل موج هستند. با فرض

خطی بودن شکل موجهای جریان سلف و ولتاژ خازن، و با توجه به روابط معروف $V_L = L(dI_L/dt)$ و $I_C = C(dV_C/dt)$ داریم:

$$\Delta V_C = (\bar{I}_C \Delta t) / C \quad (2-4)$$

$$\Delta I_L = (\bar{V}_L \Delta t) / L.$$

با لحاظ کردن پرپود اتصال کوتاه داریم:

$$L = (\bar{V}_C d_s T_s) / (2\Delta I_L).$$

$$C = (\bar{I}_L d_s T_s) / (2\Delta V_C) \quad (3-4)$$

چون ولتاژ میانگین سلف و جریان میانگین خازن روی یک سیکل سویچینگ کامل در حالت ماندگار صفر است:

$$\bar{V}_c / V_o = \bar{I}_l / I_0 = \lambda \quad (4-4)$$

که در آن $\lambda = (1-d_s)(1-2d_s)$ [۲]. همچنین در رابطه (۴-۴) I_0 جریان ac خروجی است.

با ترکیب (۳-۴) و (۴-۴) داریم:

$$C = I_0 d_s T_s / (2K_v V_o)$$

$$L = V_o d_s T_s / (2K_i I_0). \quad (5-4)$$

اگر فرض کنیم تلفات توان در اینورتر و اثرات هارمونیک ها در قسمت ac مدار ناچیز باشد، توان متوسط انتقالی از لینک dc که همان توان آزاد شده بار ac در هر سیکل است را می توان بصورت زیر نوشت [۲۳]:

$$\bar{V}_{iA} I_0 (1-d_s) = (3/2) V_m I_m \cos \phi \quad (6-4)$$

با قرار دادن $\bar{V}_{iA} = \frac{2V_m}{M}$ در معادله (۶-۴)، داریم:

$$I_0 = \frac{(3/4) M I_m \cos \phi}{1-d_s} \quad (7-4)$$

بنابراین با ترکیب روابط (۵-۴) و (۷-۴)، داریم :

$$C = \frac{3d_s T_s M I_m \cos \phi}{8K_v V_o (1-d_s)}$$

$$L = \frac{2V_o d_s T_s (1-d_s)}{3K_i M I_m \cos \phi}. \quad (8-4)$$

بنابراین اگر ولتاژ dc ورودی شبکه منبع امپدانس I_m ، ماکزیمم جریان خروجی، ϕ زاویه بین ولتاژ و جریان خروجی، d_s سیکل وظیفه اتصال کوتاه، T_s و M مشخص باشند، و یا بتوان بعضی از آنها را بعنوان متغیرهای مطلوب تعیین کرد، می شود مقدار سلف و خازن را در شبکه منبع امپدانس

محاسبه کرد. بنابر این با استفاده از روابط (۳-۳) و (۴-۴) می توان نوشت:

$$\overline{V_{iA}} = (2\lambda - 1)V_O \Rightarrow \overline{V_{iA}} = V_O / (1 - 2d_s). \quad (9-4)$$

که در آن $\overline{V_{iA}}$ ولتاژ خروجی منبع امپدانس در حالت اکتیو می باشد. یعنی در واقع ولتاژ ورودی به اینورتر در حالت اکتیو می باشد [۱۳].

اکنون برای حالت های کنترل تقویتی ساده و کنترل تقویتی ثابت، فرمولهای محاسبه مقدار سلف و خازن شبکه منبع امپدانس را بدست می آوریم.

۴-۶-۱ محاسبه مقدار سلف و خازن شبکه منبع امپدانس برای روش

کنترل تقویتی ساده:

روابط کنترل تقویتی ماکزیمم را در بخش قبل بررسی کردیم. در این روش کنترل دیدیم بین ضریب مدولاسیون و سیکل وظیفه اتصال کوتاه رابطه $M = 1 - d_s$ برقرار است.

داریم:

$$I_0 = \left(\frac{3}{4}\right) I_m \cos \phi. \quad (10-4)$$

با جانشانی معادله $\overline{V_{iA}} = 2V_m / M$ در (۹-۴) و جانشانی M از رابطه $M = 1 - d_s$:

$$\lambda = 2V_m / E_s \Rightarrow d_s = (2V_m - E_s) / (4V_m - E_s) \quad (11-4)$$

با جانشانی λ و d_s از (۱۱-۴) در (۴-۴) و (۵-۴)، روابط زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned}\bar{V}_c &= 2V_m \\ \bar{I}_l &= 2V_m I_0 / V_o \\ C &= \frac{3T_s I_m \cos \phi (2V_m - V_o)}{8K_v V_o (4V_m - V_o)} \\ L &= \frac{2V_o T_s (2V_m - V_o)}{3K_i I_m \cos \phi (4V_m - V_o)}\end{aligned}\quad (12-4)$$

اندازه خازن و سلف را می‌توان به سادگی با استفاده از رابطه (۱۲-۴) برای کنترل تقویتی ساده بدست آورد [۱۳].

اگر بخواهیم یک مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی دو فاز با مشخصات زیر داشته باشیم که با روش کنترل تقویتی ساده کار کند:

$$\begin{aligned}T_s &= 10^{-4} s \\ V_o &= 150 v \\ V_m &= 200 v \\ I_m &= 2 A \\ \cos \phi &= 0.9 \\ K_v &= 0.5 \\ K_i &= 0.5\end{aligned}$$

کافیست این مقادیر را در فرمولهای (۱۲-۴) جایگذاری کرده و مقادیر سلف و خازن منبع امپدانسی را از آن محاسبه نماییم.

بنابراین در این حالت داریم:

$$\begin{aligned}C &= 0.07 \mu f \\ L &= 0.17 mH\end{aligned}\quad (13-4)$$

۴-۶-۲ محاسبه مقدار سلف و خازن شبکه منبع امپدانسی برای روش

کنترل تقویتی ثابت:

برای کنترل تقویتی ثابت، رابطه بین M و d_s بصورت زیر است:

$$M = 2(1 - d_s) / \sqrt{3} \quad (14-4)$$

با در نظر گرفتن همین تغییر نسبت به حالت قبل، مشابه حالت قبل در روابط (4-10)-(4-12) می‌توان روابط مربوط به روش کنترل تقویتی ثابت را بصورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} I_0 &= (\sqrt{3}/2) I_m \cos \phi \\ \lambda = \sqrt{3} V_m / V_o &\Rightarrow d_s = (\sqrt{3} V_m - V_o) / (2\sqrt{3} V_m - V_o) \\ \bar{V}_C &= \sqrt{3} V_m \\ \bar{I}_l &= \sqrt{3} V_m I_0 / V_o \\ C &= \frac{\sqrt{3} T_s I_m \cos \phi (\sqrt{3} V_m - V_o)}{4 K_v V_o (2\sqrt{3} V_m - V_o)} \\ L &= \frac{V_o T_s (\sqrt{3} V_m - E_s)}{\sqrt{3} K_i I_m \cos \phi (2\sqrt{3} V_m - V_o)} \end{aligned} \quad (15-4)$$

با استفاده از روابط (4-15) می‌توان اندازه خازن و سلف را در شبکه منبع امپدانس که با روش کنترل تقویتی ثابت کنترل می‌شود، بدست آورد.

که در فرمولهای بالا $V_m, I_m, V_o, T_s, \cos \phi, K_i, K_v$ به ترتیب ریپل ولتاژ خازن، ریپل جریان سلف، سیکل کلیدزنی، ولتاژ dc ورودی، پیک جریان خروجی و پیک ولتاژ خروجی هستند. در ابتدا این مقادیر باید با توجه به کاربرد مدار و خروجی مطلوب باید برای آنها مقداری را در نظر گرفت [13].

پس بطور مشابه با حالت کنترل تقویتی ساده، برای محاسبه شبکه منبع امپدانس اگر بخواهیم یک مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز با مشخصات زیر داشته باشیم که با روش کنترل تقویتی ثابت کار کند:

$$T_S = 10^{-4} s$$

$$V_O = 150v$$

$$V_m = 200v$$

$$I_m = 2A$$

$$\cos \phi = 0.9$$

$$K_V = 0.5$$

$$K_i = 0.5$$

کافیست این مقادیر را در فرمولهای (۴-۱۵) جایگذاری کرده و مقادیر سلف و خازن منبع امپدانسی را از آن محاسبه نماییم.

بنابراین در این حالت داریم:

$$C = 0.37 \mu f$$

$$L = 3.5mH$$

(۴-۱۶)

فصل پنجم

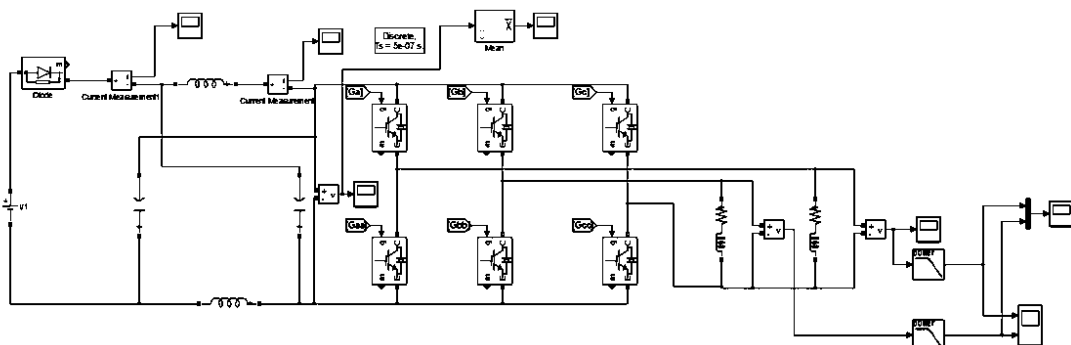
شبه سازی

در این فصل مدار پیشنهادی که در فصل قبل توضیح داده شد را در نرم افزار سیمولینک متلب شبیه سازی کرده و نتایج را بصورت نمودارهای ولتاژ، جریان، طیف هارمونیک و... ارائه می‌نماییم. برای مقایسه و نتیجه گیری، سه مدار اینورتر منبع امپدانس دو فاز سه پایه، مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته و سپس مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده را شبیه سازی کرده و در پایان نتایج را با یکدیگر مقایسه می‌کنیم. البته در این سه مدار پارامترها و مقادیر مفروض مانند فرکانس کلیدزنی، اندازه بار، ولتاژ ورودی و... را سعی کرده ایم برابر در نظر بگیریم تا مقایسه نتایج منطقی باشد.

۵-۱-۱ شبیه سازی و ارائه نتایج

۵-۱-۱-۱ شبیه سازی اینورتر منبع امپدانس دو فاز سه پایه

اینورتر مذکور مطابق شکل ۵-۱ شبیه سازی شده است.



شکل ۵-۱ (مدل شبیه سازی شده اینورتر منبع امپدانس دو فاز سه پایه)

در این مدل پارامترها و مقادیر مفروض بصورت زیر تنظیم شده اند:

$$f_s = 10000Hz$$

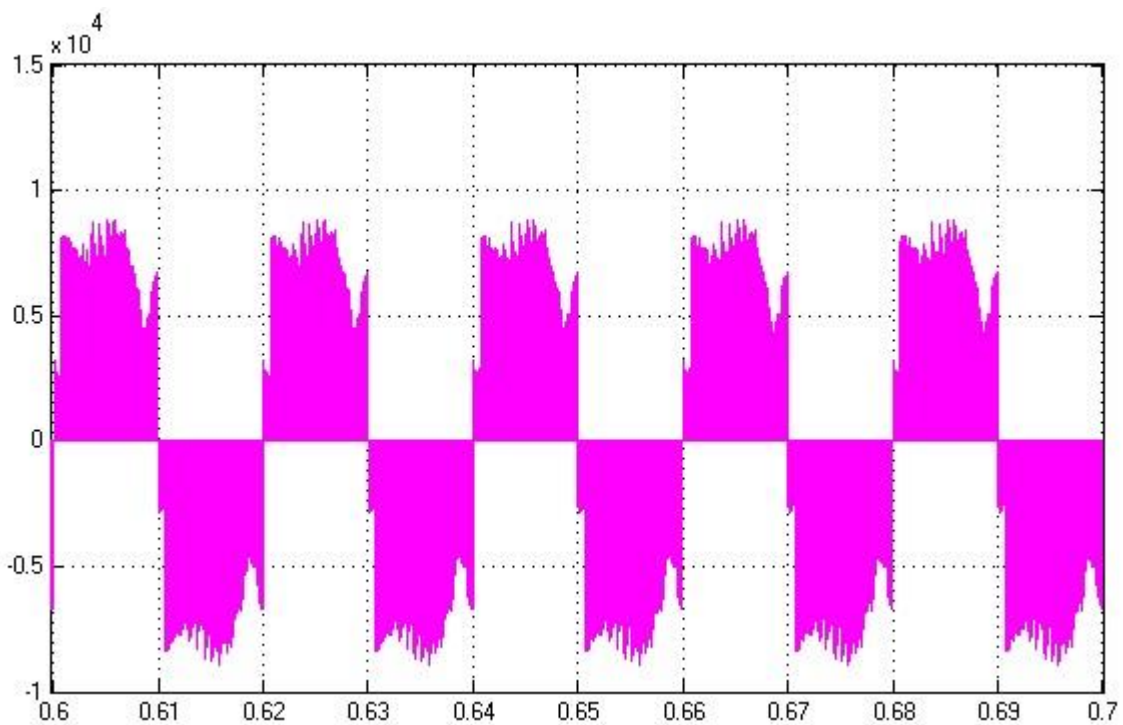
$$V_{dc} = 150v$$

$$f_o = 50Hz$$

$$R_L = 1.7\Omega$$

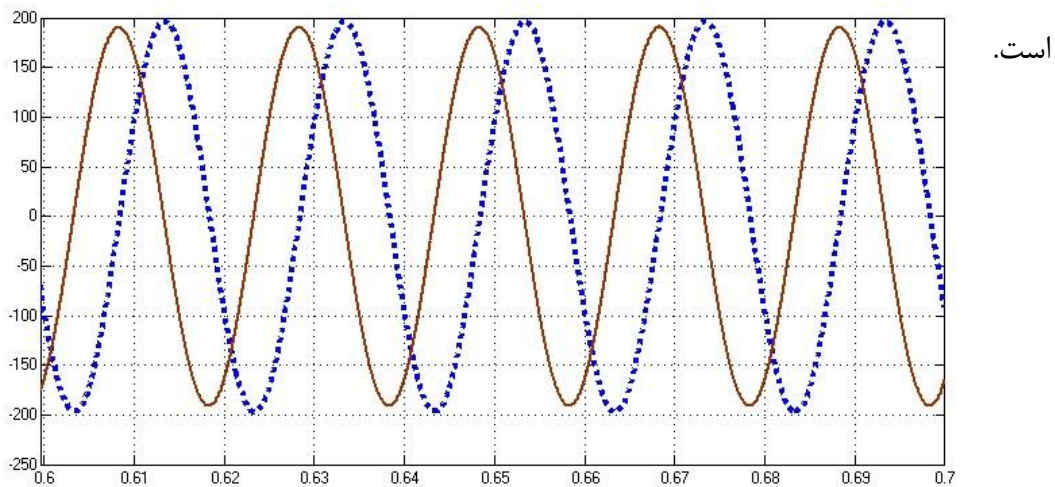
$$L = 5mH$$

که f_s فرکانس کلیدزنی، V_{dc} ولتاژ منبع ولتاژ ورودی dc، f_o فرکانس خروجی، R_L, L هم به ترتیب اندوکتانس و مقاومت بار می باشند. نمودار ولتاژ خروجی فاز a در شکل (۲-۵) نشان داده شده است.



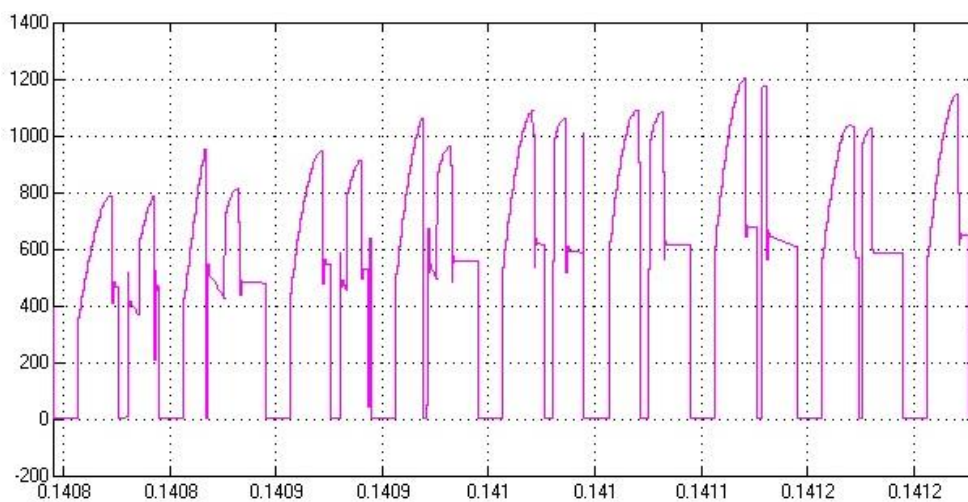
شکل (۲-۵): ولتاژ فاز a

نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز اینورتر منبع امپدانس در شکل (۳-۵) نشان داده شده

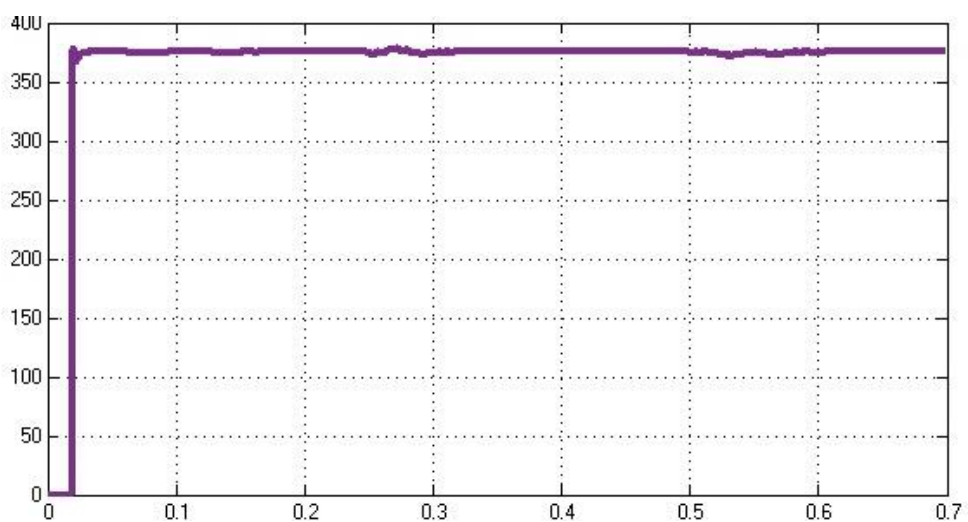


شکل (۳-۵): نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز اینورتر منبع امپدانس

همانطور که در شکل (۳-۵) مشخص است، پیک ولتاژ خروجی حدود ۲۰۰ ولت است که از ولتاژ dc ورودی منبع ولتاژ بیشتر است. در واقع اگر این مدار یک اینورتر معمولی بود، یعنی شبکه منبع امپدانس نداشت، پیک ولتاژ خروجی هیچگاه نمی توانست از ولتاژ ورودی (۱۵۰ ولت) فراتر رود. برای بررسی عملکرد شبکه منبع امپدانس در این مدار، در شکل (۴-۵) ولتاژ بعد از شبکه منبع امپدانس که همان ولتاژ ورودی اینورتر است نشان داده شده است. در این نمودار لحظاتی که ولتاژ صفر است در واقع همان حالت های اتصال کوتاه هستند که در این حالت اینورتر اتصال کوتاه می باشد.



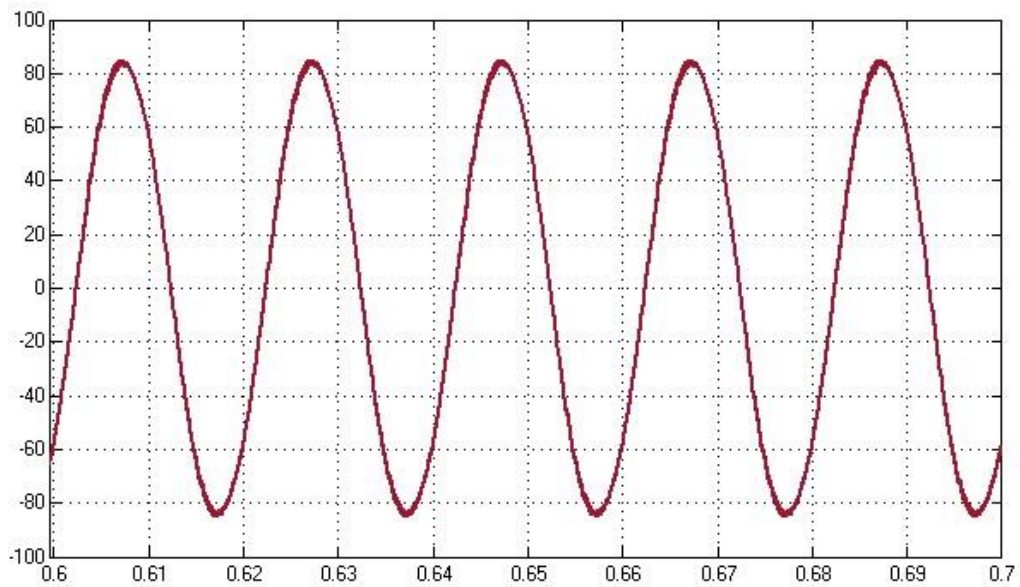
شکل (۴-۵): نمودار ولتاژ بعد از اینورتر، لحظاتی که ولتاژشان صفر است حالت‌های اتصال کوتاه هستند.



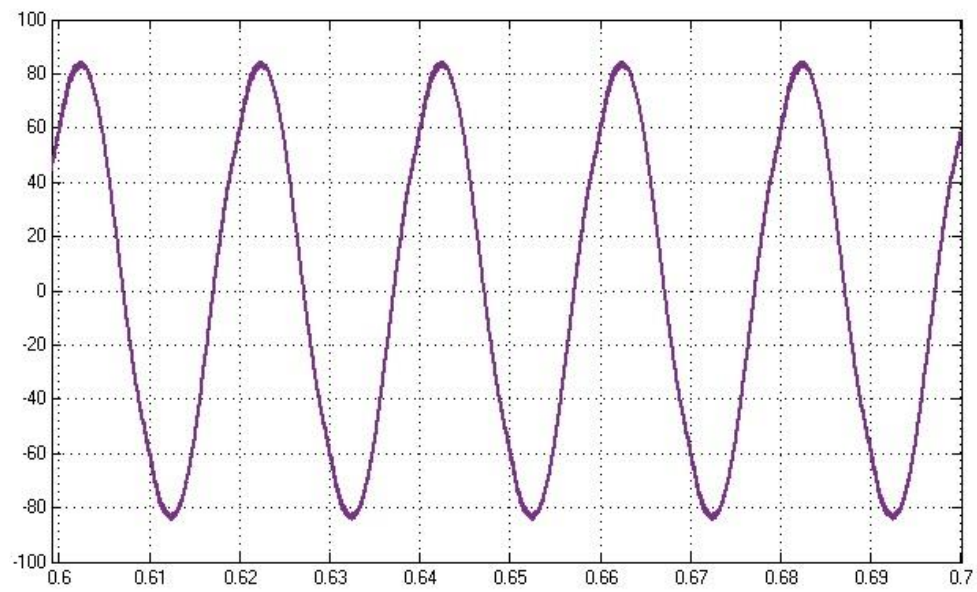
شکل (۵-۵): میانگین ولتاژ بعد از منبع امپدانی

با ملاحظه میانگین ولتاژ ورودی اینورتر در شکل (۵-۵) می‌توان دریافت که ولتاژ dc توسط منبع امپدانی از ۱۵۰ ولت به حدود ۳۷۵ ولت رسیده است. پس می‌توان با این ولتاژ dc در خروجی، ماکزیمم پیک ولتاژی حدود ۲۰۰ ولت داشت.

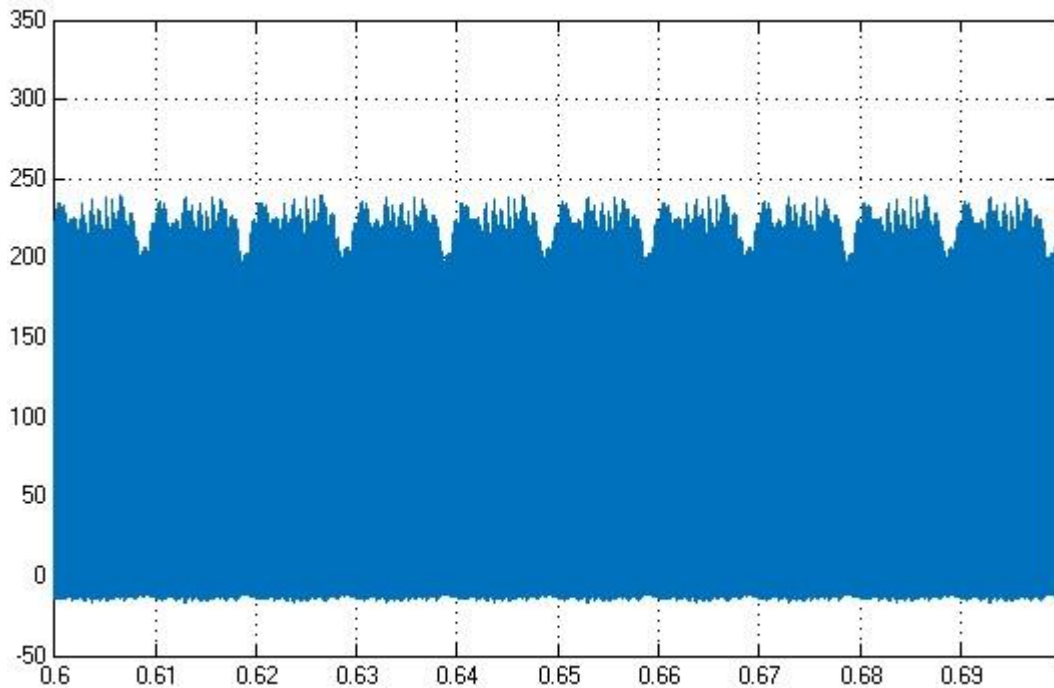
در شکل های (۶-۵) و (۷-۵) جریان فازهای a و b یعنی جریانهای فازی خروجی نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که این جریانها سینوسی بوده و از کیفیت خوبی برخوردارند.



شکل (۵-۶): جریان فاز a خروجی اینورتر



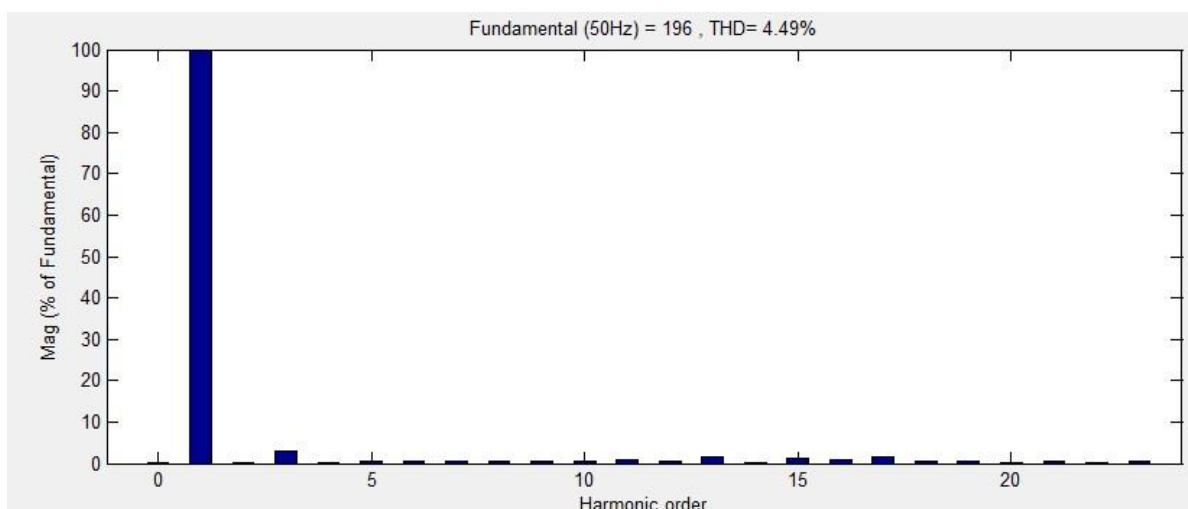
شکل (۵-۷): جریان فاز b خروجی اینورتر



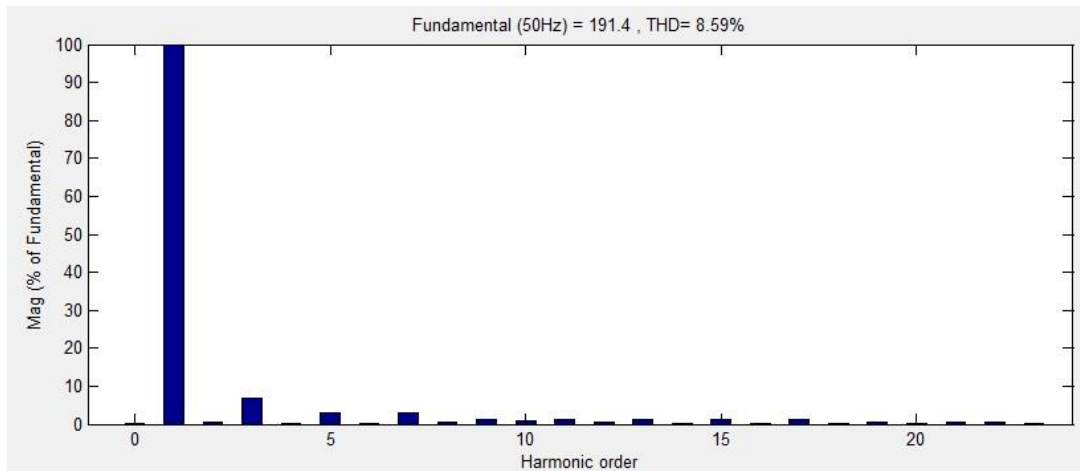
شکل (۵-۸): جریان ورودی (قبل از شبکه منبع امپدانسی)

شکل ۵-۸ نمودار جریان ورودی اینورتر منبع امپدانسی را نشان می‌دهد.

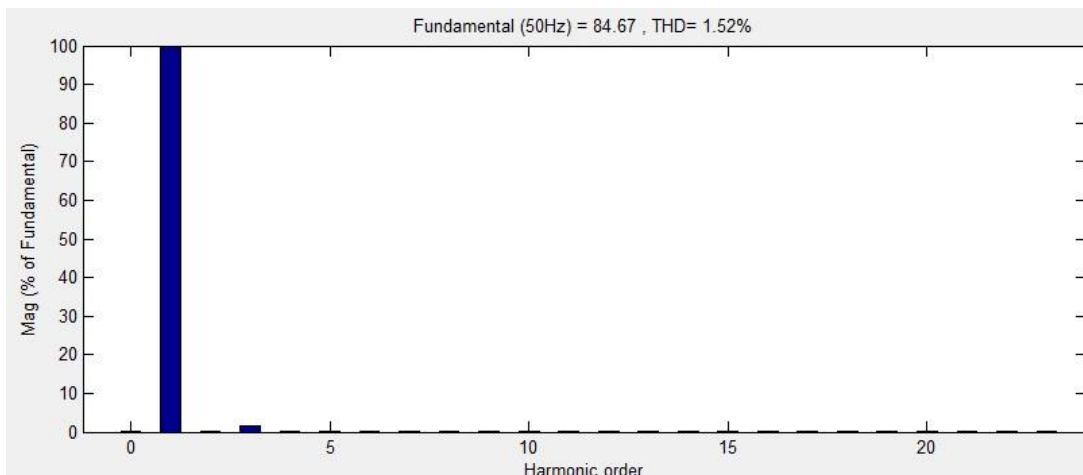
برای اینکه معیار مناسبی جهت مقایسه شکل موجهای ولتاژ و جریان بدست آمده داشته باشیم، طیف هارمونیک هر کدام از ولتاژها و جریانهای خروجی را در شکل های (۵-۹) تا (۵-۱۲) نشان داده و آنرا تحلیل می‌کنیم.



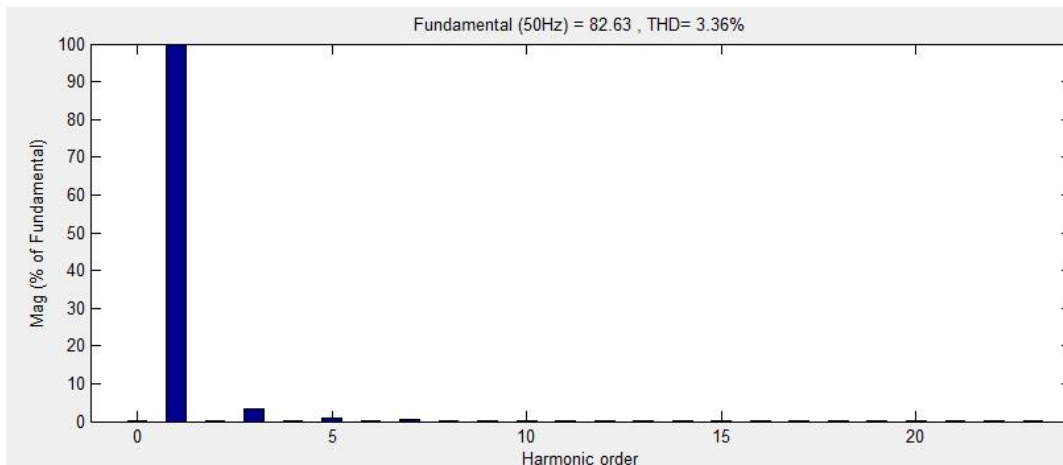
شکل (۵-۹): طیف هارمونیک ولتاژ فاز a



شکل (۵-۱۰): طیف هارمونیک فاز b



شکل (۵-۱۱): طیف هارمونیک جریان فاز a



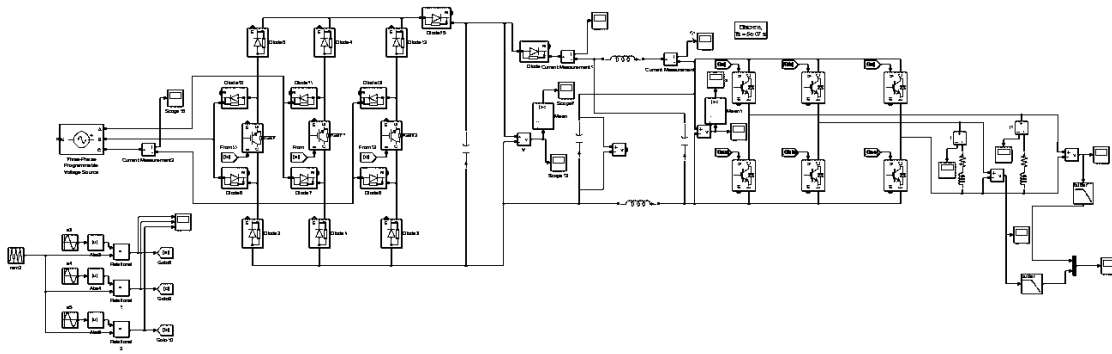
شکل (۵-۱۲): طیف هارمونیک جریان فاز b

با ملاحظه شکل های طیف هارمونیکهای بالا در می یابیم که جریان دو فاز از لحاظ هارمونیک نسبت به ولتاژهای فازی خروجی وضعیت بهتری دارند. THD ولتاژهای فازی a و b بترتیب برابر ۴/۴۹ و ۸/۵۹ درصد هستند که برای این مبدل منبع امپدانس مقداری قابل قبول است. گذشته از آن، این دو عدد نشان می دهد که ولتاژ فاز a کیفیت بهتری نسبت به فاز b دارد. همچنین THD جریان فاز a برابر ۱/۵۹ درصد و برای فاز b برابر ۳/۳۶ درصد می باشد که نشان می دهد کیفیت جریان فاز a بهتر از کیفیت جریان فاز b می باشد. کلا می توان گفت کیفیت توان فاز a بهتر از فاز b است.

۵-۱-۲ شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز

سه پایه سوئیچ کاهش یافته

مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته که با نرم افزار سیمولینک متلب شبیه سازی شده است در شکل ۵-۱۳ نشان داده شده است.



شکل (۵-۱۳): مدل شبیه سازی شده مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته

در این مدل پارامترها و مقادیر مفروض بصورت زیر تنظیم شده اند:

$$f_s = 10000Hz$$

$$v_{im} = 80v$$

$$f_o = 50Hz$$

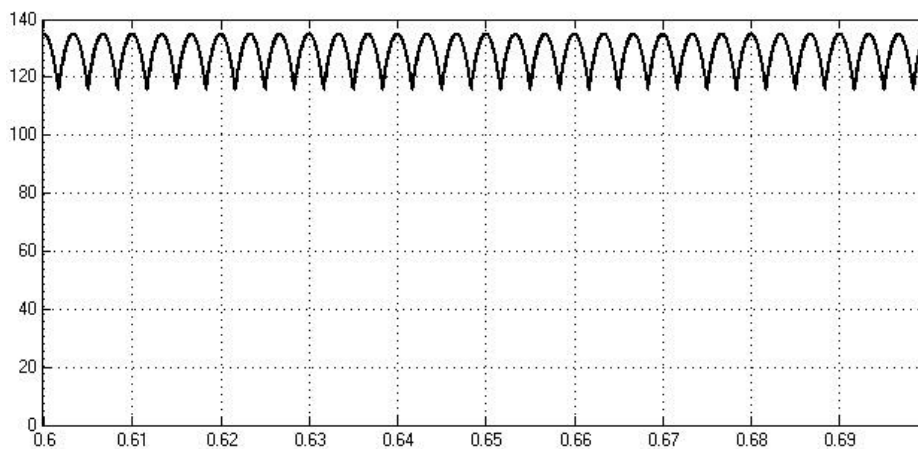
$$R_L = 100\Omega$$

$$L = 1mH$$

که f_s فرکانس کلیدزنی، v_{im} پیک ولتاژ سه فاز ورودی، f_o فرکانس خروجی، L, R_L هم

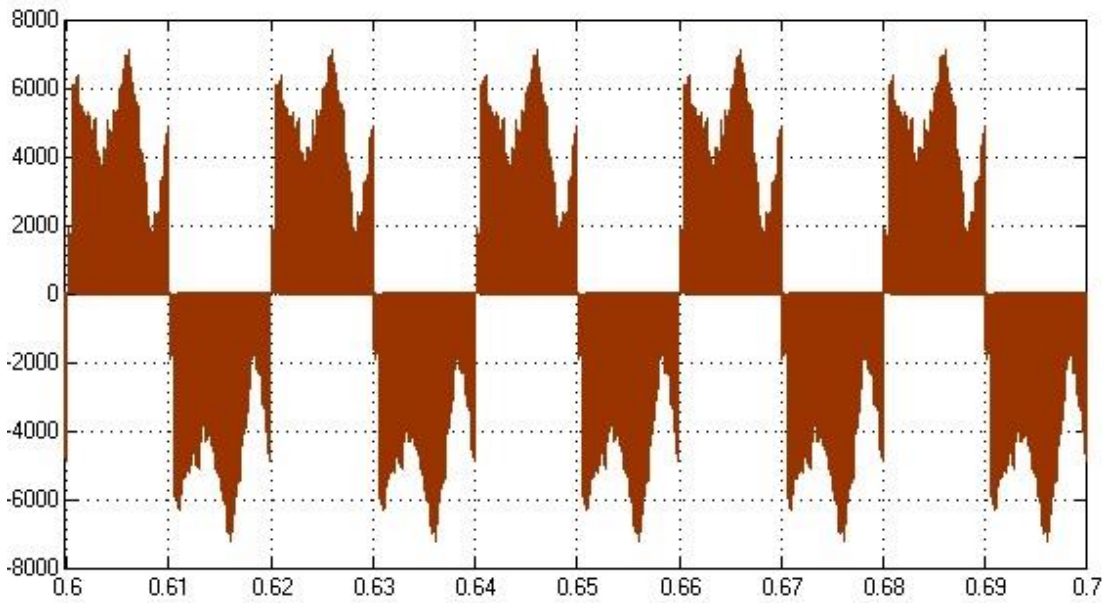
بترتیب اندوکتانس و مقاومت بار می باشند.

شکل (۵-۱۴) (نمودار ولتاژ خروجی یکسوساز(یا ورودی منبع امپدانس) را نشان می دهد).

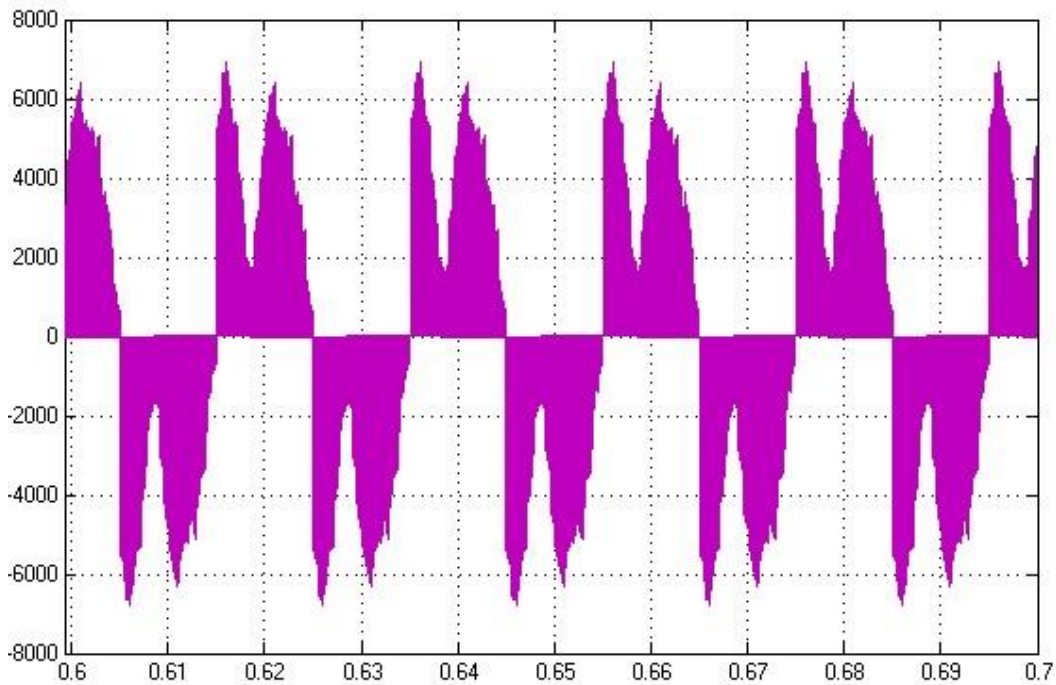


شکل (۵-۱۴): ولتاژ خروجی بخش یکسوساز سوئیچ کاهش یافته

نمودار ولتاژ فاز a و b در شکل ۱۵-۵ و ۱۶-۵ نشان داده شده اند.

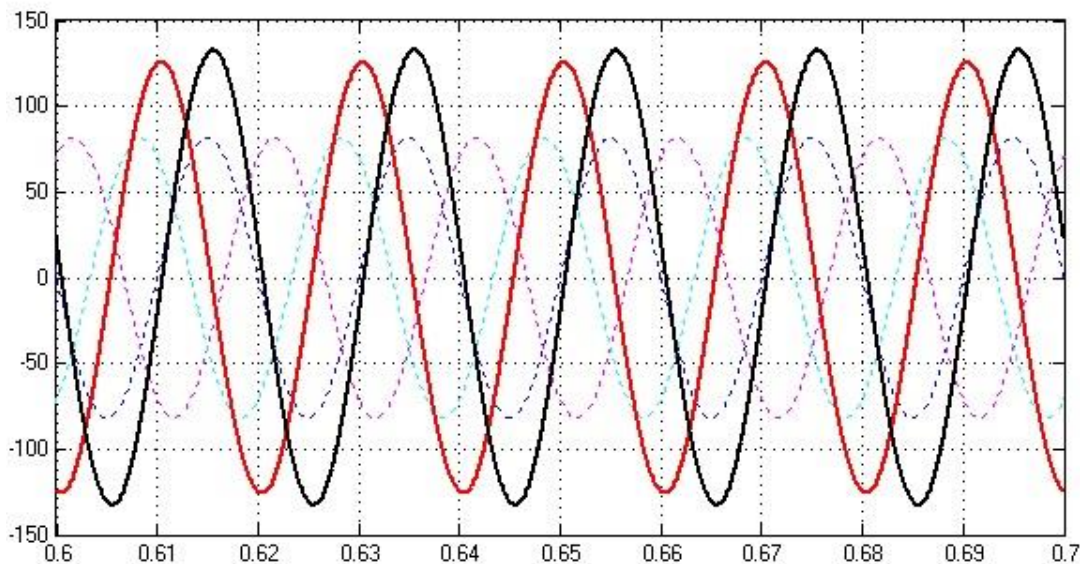


شکل (۱۵-۵): ولتاژ فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امیدانسی دوفاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته



شکل (۱۶-۵): ولتاژ فاز b در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امیدانسی دوفاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته

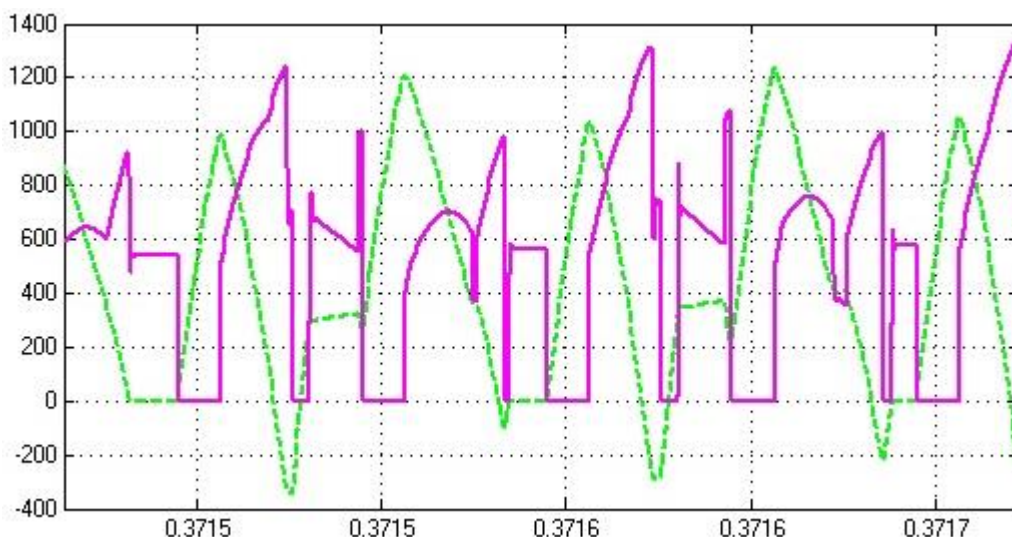
نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز خروجی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته در شکل (۵-۱۷) نشان داده شده است.



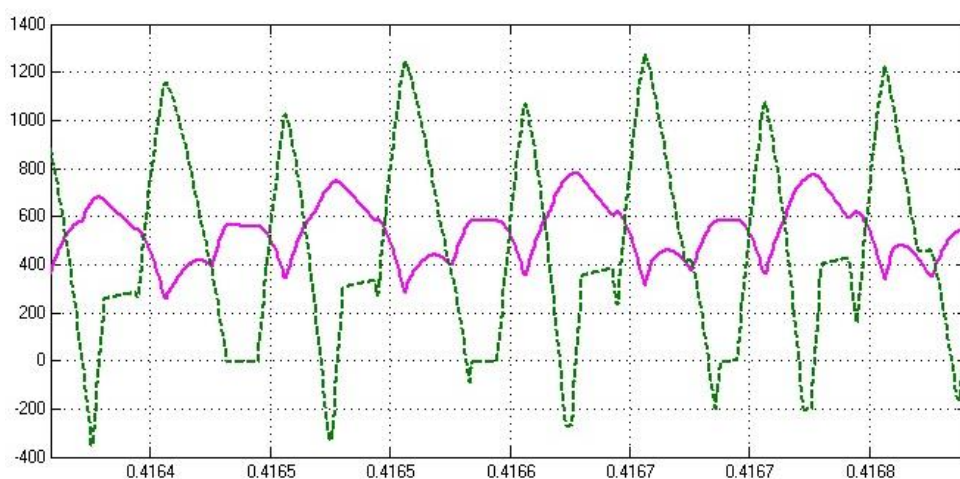
شکل (۵-۱۷): نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته

همانطور که در شکل (۵-۷) می‌توان دید، دامنه ولتاژ دو فاز خروجی که با خط پر رسم شده است، از دامنه ولتاژ ورودی یعنی ولتاژ سه فاز که با خط چین رسم شده است، بیشتر شده است. این در حالیست که دامنه ولتاژ خروجی در مبدل ماتریسی هیچگاه نمی‌تواند بیشتر از 0.866 برابر دامنه ولتاژ ورودی گردد. در واقع این افزایش ولتاژ بخاطر ویژگی تقویت ولتاژ شبکه منبع امپدانی بوجود آمده است. پس می‌توان گفت که مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی می‌تواند ولتاژ را تقویت نماید یا به عبارت دیگر، بهره ولتاژ مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی دو فاز می‌تواند بزرگتر از یک باشد.

در شکل (۵-۱۸) شکل موج ولتاژ خروجی شبکه منبع امپدانی (یا ورودی اینورتر) و جریان سلف همزمان نشان داده شده است؛ شکل موج جریان با نقطه چین و 30 برابر بزرگتر نشان داده شده است.



شکل (۵-۱۸): شکل موج ولتاژ خروجی شبکه منبع امپدانس (یا ورودی اینورتر) و جریان سلف



شکل (۵-۱۹): ولتاژ یکی از خازن های منبع امپدانس به همراه جریان یکی از سلف های منبع

امپدانس (جریان با نقطه چین رسم شده است).

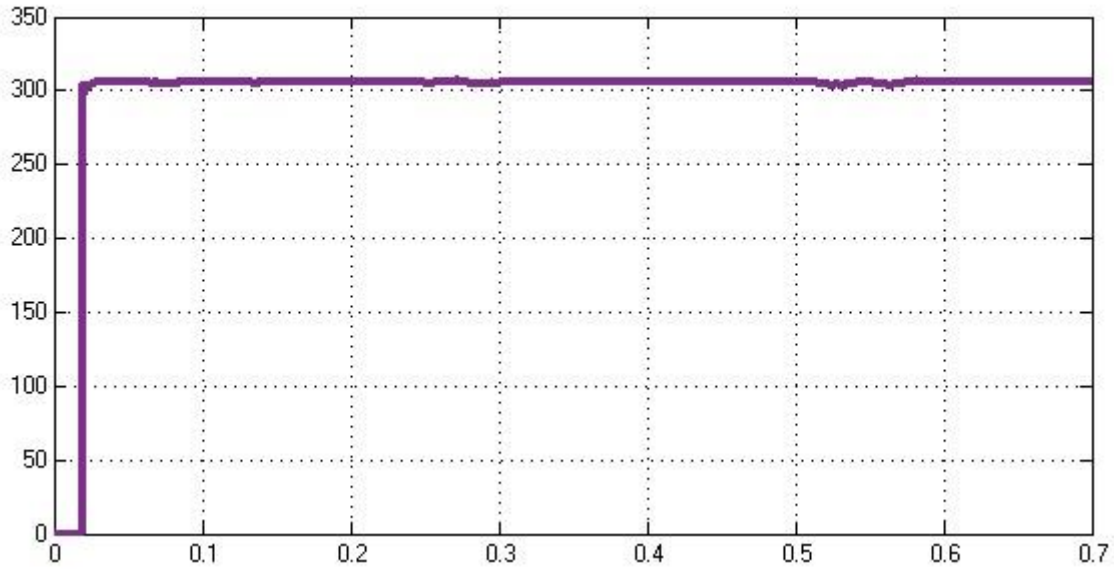
همانطور که در شکل (۵-۱۸) مشخص است، هنگامیکه در حالت های اتصال کوتاه قرار داریم، ولتاژ ورودی اینورتر که در شکل (۵-۱۸) با نمودار خط پر نشان داده شده است، برابر صفر است. در این لحظات (اتصال کوتاه) جریان سلف (نمودار نقطه چین در شکل (۵-۱۸)) افزایش پیدا می کند. اما در لحظاتی غیر از اتصال کوتاه که حالت اکتیو یا کار عادی مبدل است؛ با افزایش ولتاژ، جریان سلف کاهش پیدا می کند. نکته دیگری که در این شکل مشخص است اینست که، در لحظاتی که جریان

صفر است و ولتاژ خازن ثابت است، در حالت صفر اینورتر قرار داریم. چون در حالت صفر اینورتر مشابه یک مدار باز است، بنابراین جریان ورودی آن صفر بوده و ولتاژ آن هم ثابت باقی می ماند.

شکل (۵-۱۹) ولتاژ یکی از خازن های منبع امپدانسی را به همراه جریان یکی از سلف های منبع امپدانسی نشان می دهد که در این شکل، جریان با نقطه چین و ۳۰ برلبر بزرگتر نشان داده شده است. با بررسی شکل (۵-۱۹) که ولتاژ خازن و جریان سلف منبع امپدانسی را نشان می دهد (همانطور که مشاهده می شود) سه حالت کاری برای اینورتر منبع امپدانسی داریم. در یک حالت، همزمان با کاهش جریان سلف، ولتاژ خازن افزایش می یابد. مدار معادل این حالت را در شکل (۳-۶) از فصل سوم می توان مشاهده کرد. این حالت همان حالت اتصال کوتاه است. در این حالت با اتصال کوتاه شدن اینورتر، جریان ذخیره شده در سلف باعث شارژ شدن خازن می شود. مشابه این حالت را در شکل (۳-۱۹) از فصل سوم می توان دید.

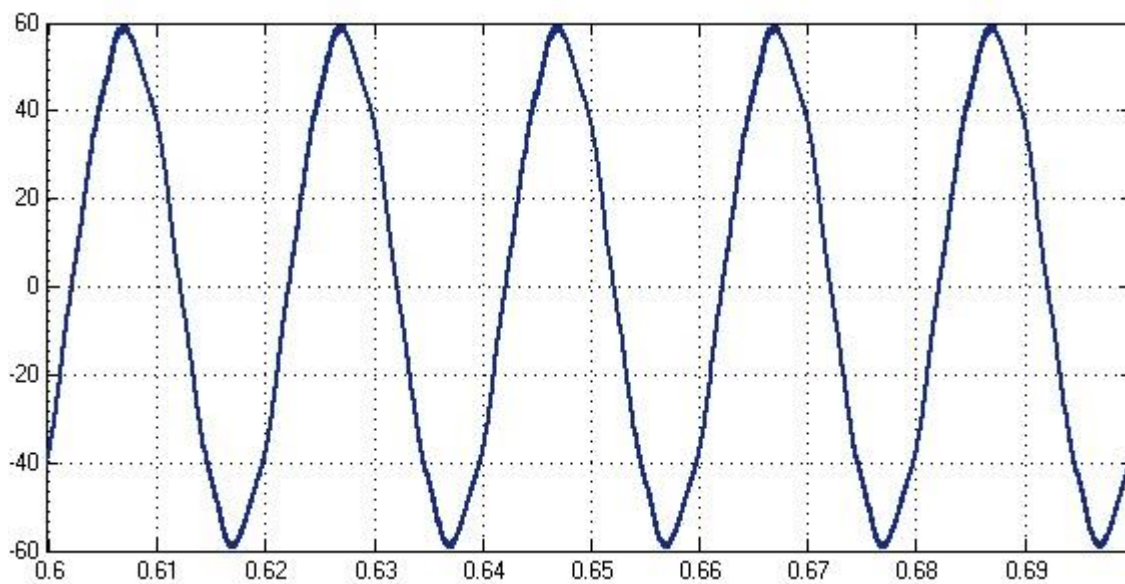
در حالت دیگر، همزمان با افزایش جریان سلف، ولتاژ خازن افزایش می یابد که مطابق شکل (۳-۱۹) و مدار معادل شکل (۳-۷) این حالت، حالت کار عادی یا حالت اکتیو اینورتر می باشد. بجز این دو حالت، در لحظاتی جریان سلف منبع امپدانسی صفر بوده و همزمان ولتاژ خازن منبع امپدانسی ثابت می ماند. این حالت، حالت صفر اینورتر می باشد که در این حالت اینورتر مانند یک مدار باز عمل می کند و جریانی از منبع امپدانسی دریافت نمی کند. بنابراین، جریان سلف در این حالت صفر بوده و ولتاژ خازن هر مقدار که باشد، تا پایان این حالت ثابت می ماند.

در شکل (۵-۲۰) ولتاژ میانگین ورودی به اینورتر که همان ولتاژ میانگین خروجی منبع امپدانی است را نشان می‌دهد.

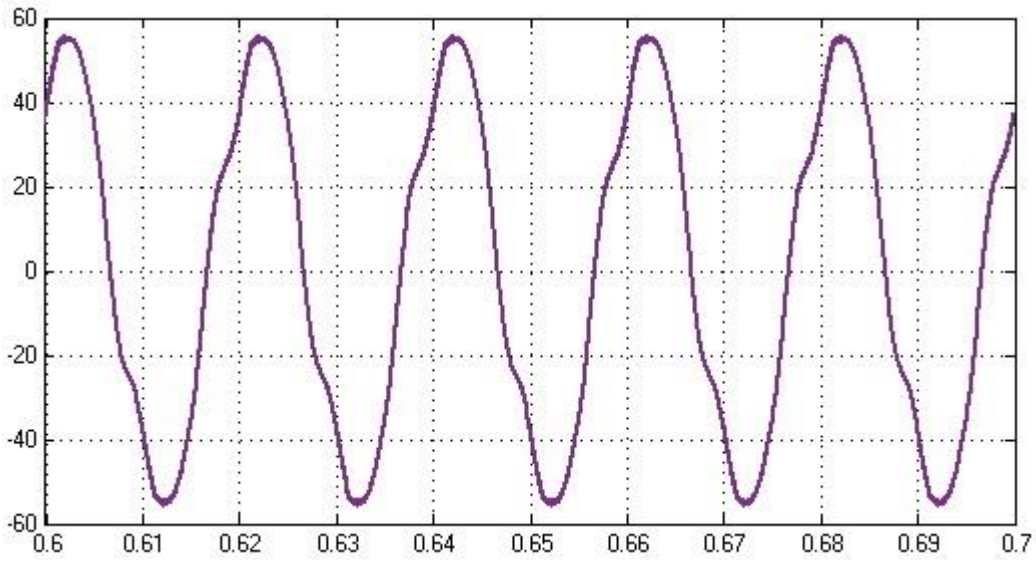


شکل (۵-۲۰) ولتاژ میانگین ورودی به بخش اینورتری در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی سوئیچ کاهش یافته

در شکل های (۵-۲۱) و (۵-۲۲) جریان فازهای a و b یعنی جریانهای فازی خروجی نشان داده شده است.



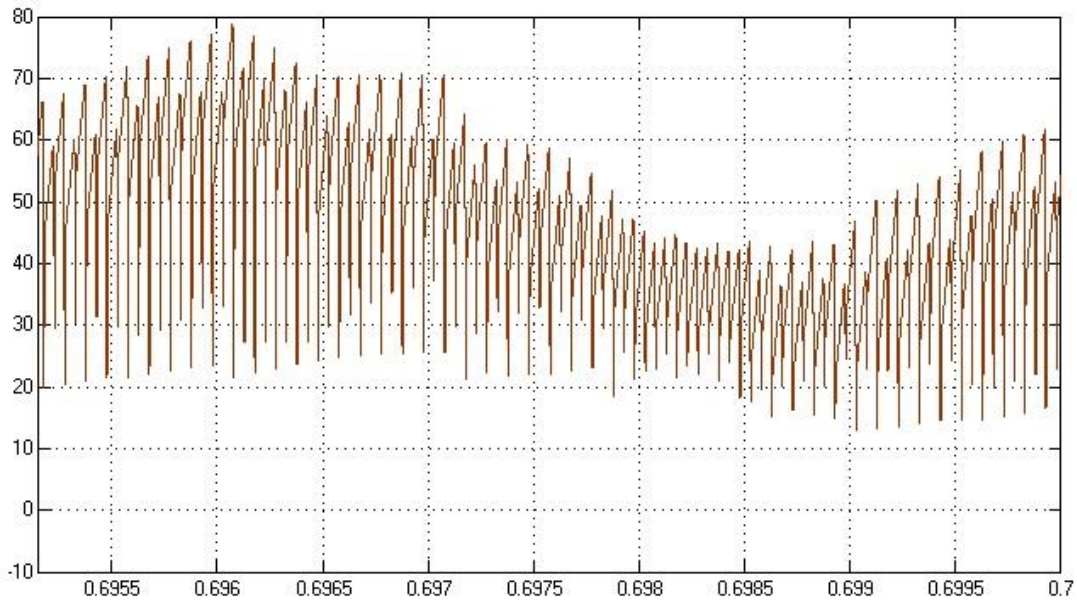
شکل (۵-۲۱): جریان فاز a خروجی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانی سوئیچ کاهش یافته



شکل (۵-۲۲): جریان فاز b خروجی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته

شکل (۵-۲۳) شکل موج ولتاژ خازن شبکه منبع امپدانس را در مبدل ماتریسی غیر مستقیم

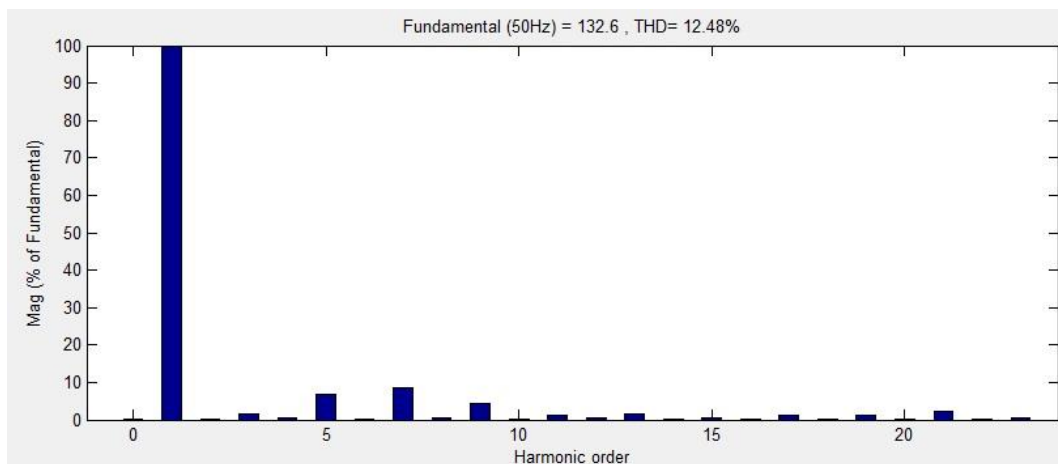
منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته، نشان می‌دهد.



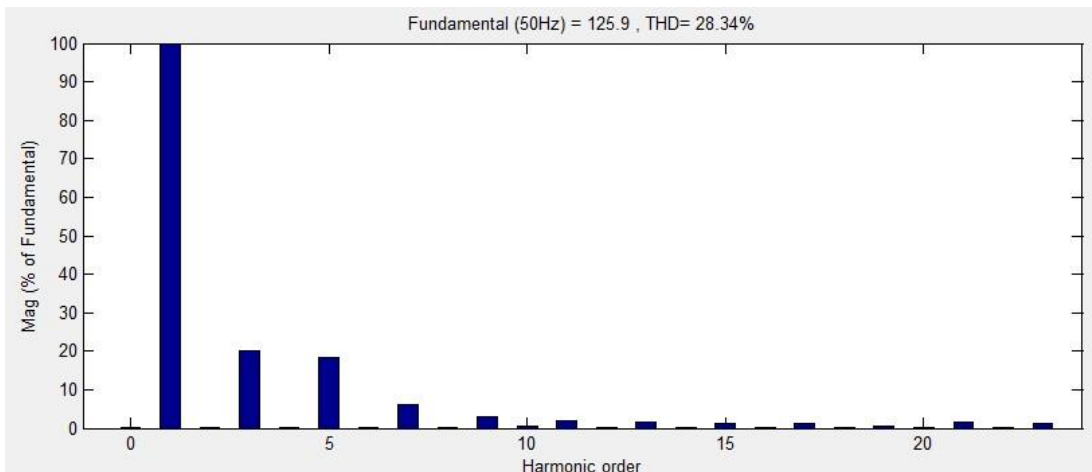
شکل (۵-۲۳): شکل موج ولتاژ خازن شبکه منبع امپدانس در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ

کاهش یافته

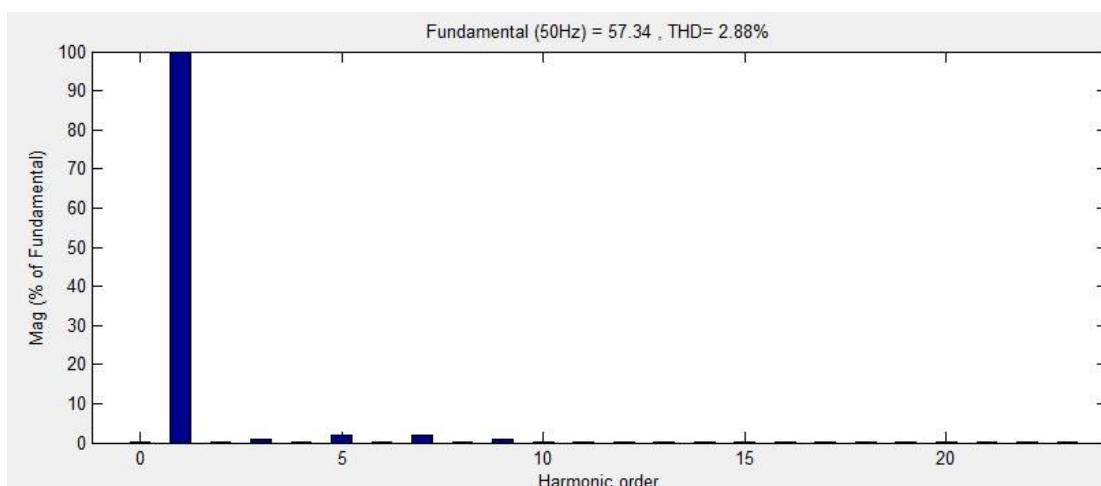
شکل های (۲۴-۵) تا (۲۷-۵) به ترتیب طیف های هارمونیک ولتاژ فازهای a و b را نشان می دهند.



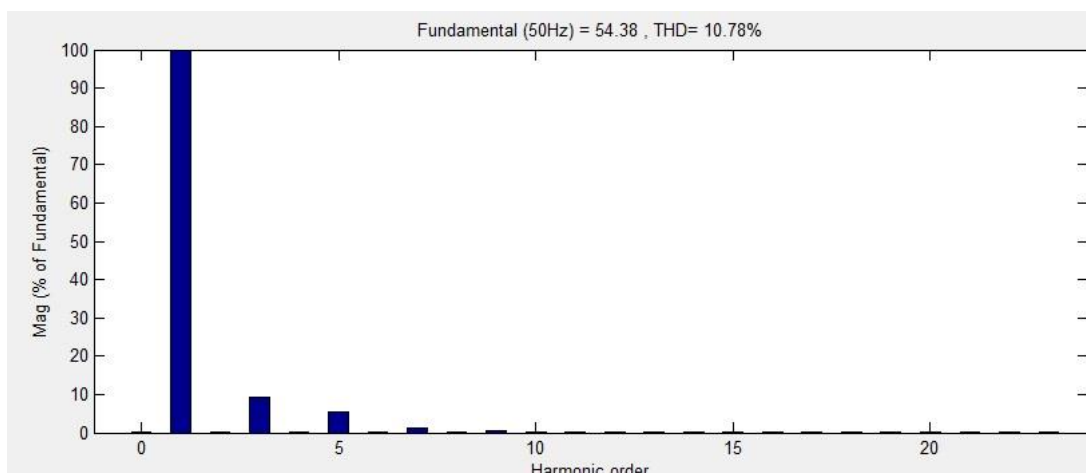
شکل (۲۴-۵): طیف هارمونیک ولتاژ فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته



شکل (۵-۲۵): طیف هارمونیک فاز b در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته



شکل (۵-۲۶): طیف هارمونیک جریان فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته



شکل (۵-۲۷): طیف هارمونیک جریان فاز b در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته

شکل‌های (۲۴-۵) تا (۲۷-۵) نشان می‌دهند که ولتاژ و جریان خروجی از کیفیت مطلوبی برخوردار است.

۵-۱-۳ شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز

سه پایه سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده

مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده که با نرم افزار سیمولینک متلب شبیه سازی شده است. در این مدل پارامترها و مقادیر مفروض بصورت زیر تنظیم شده اند:

$$f_s = 10000Hz$$

$$v_{im} = 80v$$

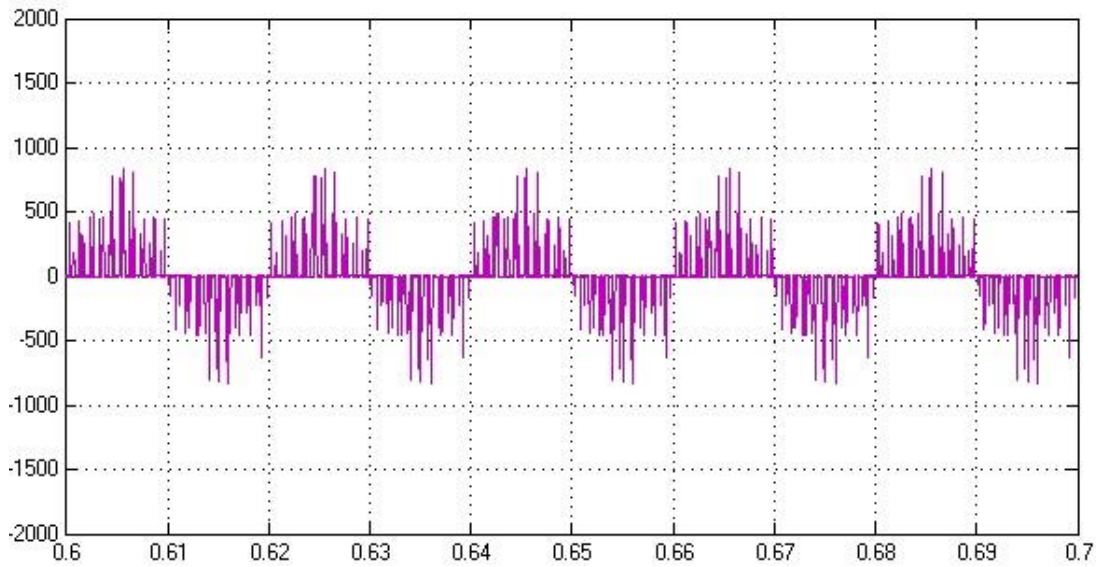
$$f_o = 50Hz$$

$$R_L = 100\Omega$$

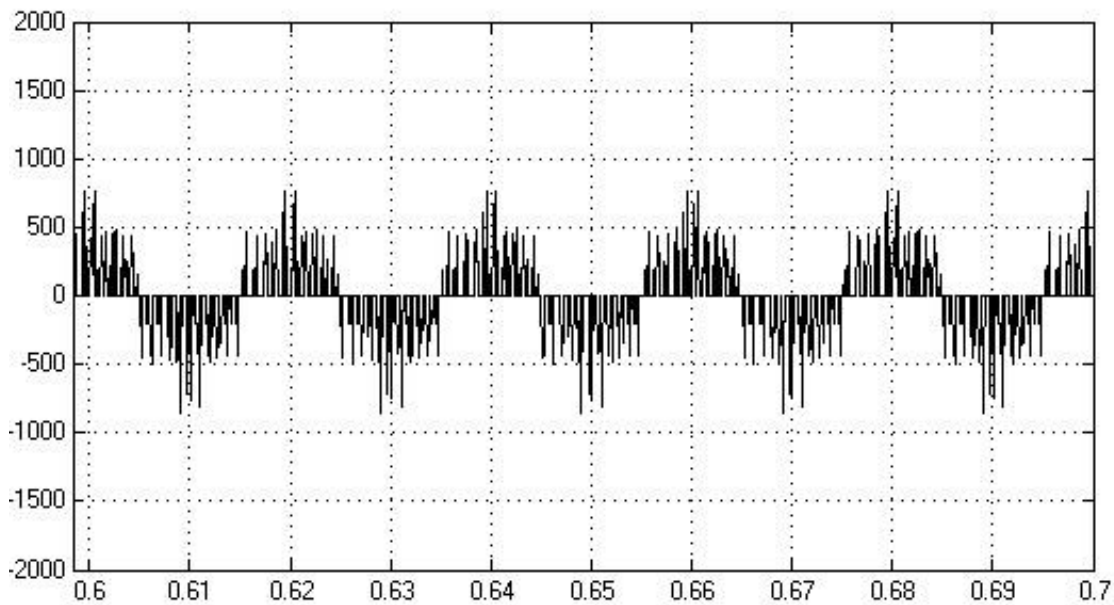
$$L = 1mH$$

که f_s فرکانس کلیدزنی، v_{im} پیک ولتاژ سه فاز ورودی، f_o فرکانس خروجی، R_L, L هم بترتیب اندوکتانس و مقاومت بار می‌باشند.

در شکل‌های (۲۸-۵) و (۲۹-۵) نمودار ولتاژ هر دو فاز خروجی a و b در حالت پایدار نشان داده شده است.

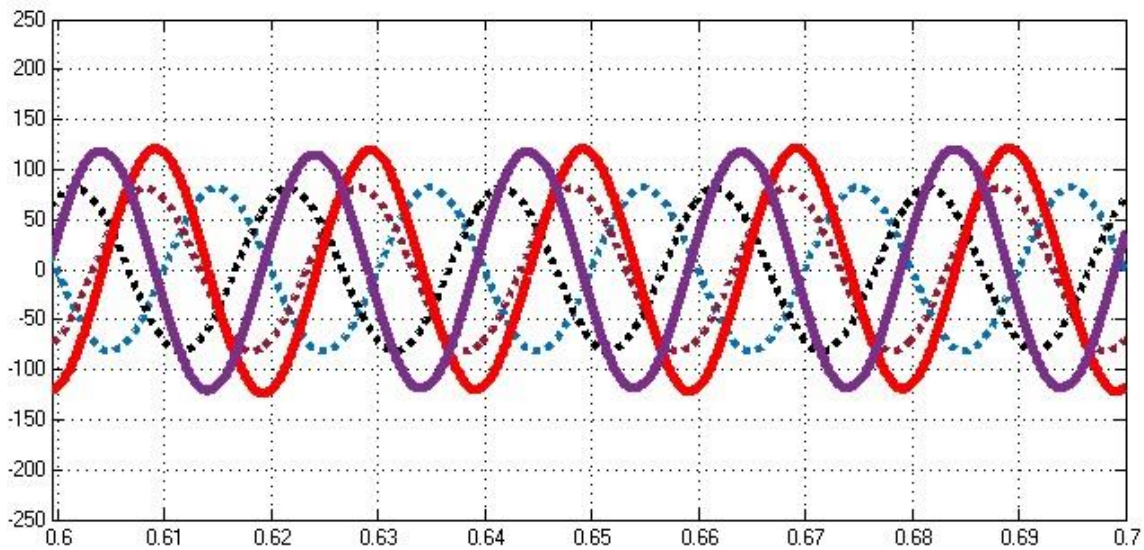


شکل (۵-۲۸): ولتاژ خروجی فاز a



شکل (۵-۲۹): ولتاژ خروجی فاز a

نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز اینورتر منبع امپدانس در شکل (۵-۳۰) در مبدل این بخش که دارای کنترل کننده است می‌توان توسط کنترل کننده ولتاژ خروجی را تنظیم کرد. در نمودار شکل (۵-۳۰) ولتاژ خروجی در کنترل کننده ۱۲۰ ولت در نظر گرفته شده است.



شکل (۳۰-۵): نمودار فیلتر شده ولتاژ خروجی هر دو فاز مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه

سوئیچکاهش یافته با کنترل کننده همراه با ولتاژهای سه فاز ورودی (شکل موجهای ورودی با نقطه چین رسم شده اند).

همانطور که در شکل (۳۰-۵) مشخص است، دامنه ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی غیر مستقیم

منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچکاهش یافته با کنترل کننده از دامنه ولتاژ سه فاز ورودی بیشتر

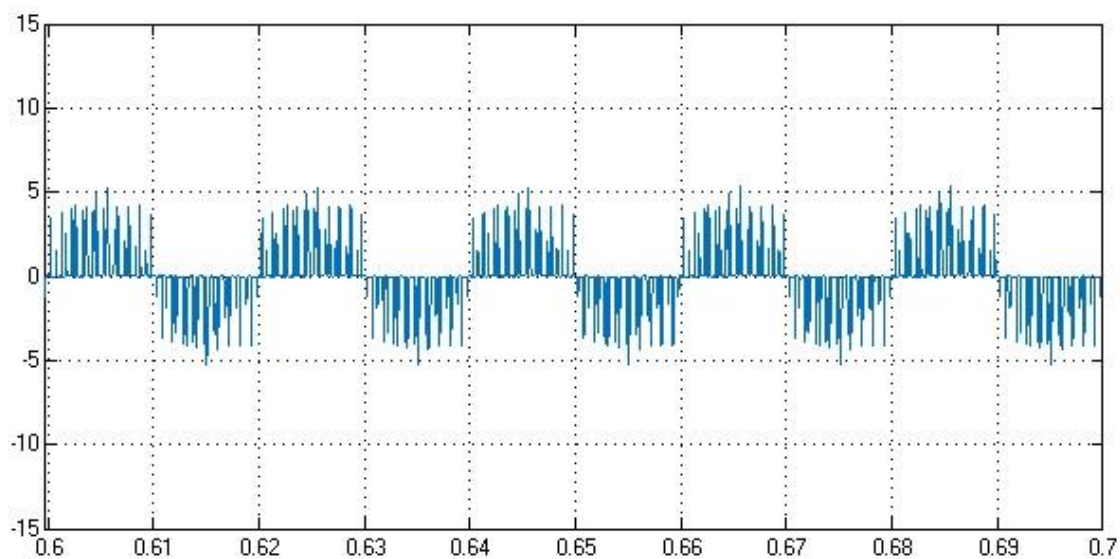
است. پس استفاده از شبکه منبع امپدانس در مبدل ماتریسی غیر مستقیم دو فاز باعث می شود که

بهره ولتاژ مبدل افزایش یابد یا به عبارت دیگر، مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس دو فاز یک

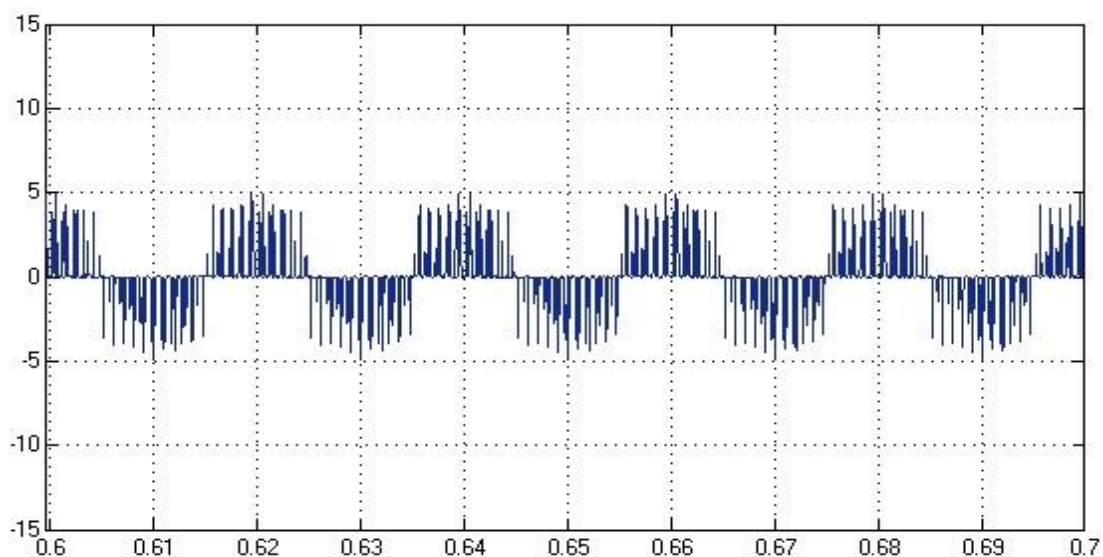
مبدل کاهنده - افزایشده است.

در شکل‌های (۳۱-۵) و (۳۲-۵) نمودار جریان فازهای خروجی a و b مبدل ماتریسی غیر

مستقیم منبع امپدانس دو فاز سه پایه سوئیچکاهش یافته با کنترل کننده نشان داده شده است.



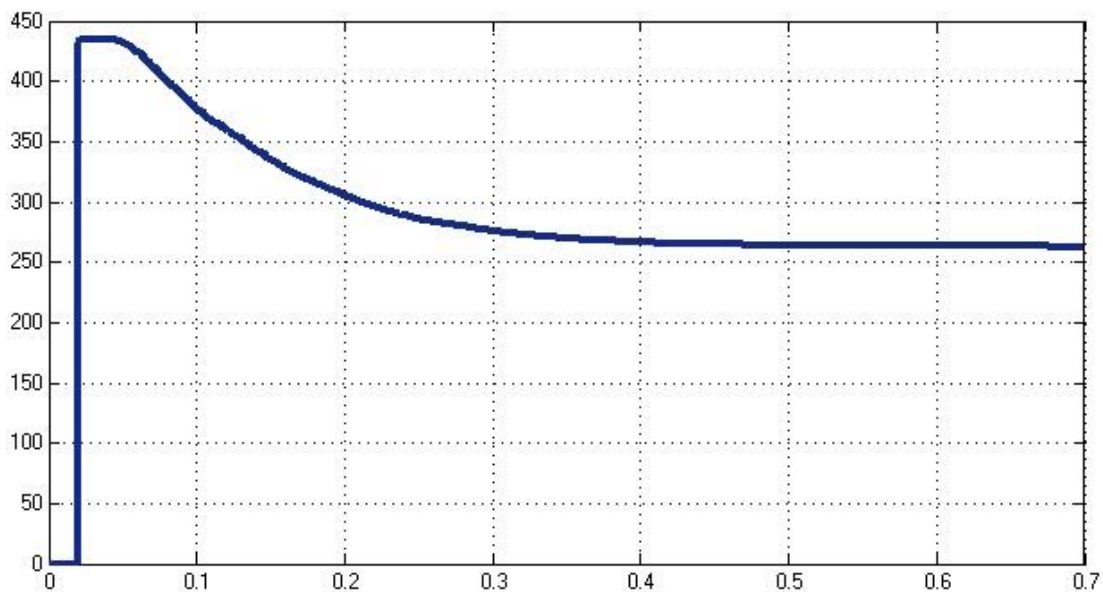
شکل (۳۱-۵): شکل موج جریان خروجی فاز a



شکل (۳۲-۵): شکل موج جریان خروجی فاز b

شکل (۳۳-۵) نمودار ولتاژ موثر ورودی به بخش اینورتری در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع

امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده در حالت پایدار را نشان می دهد.

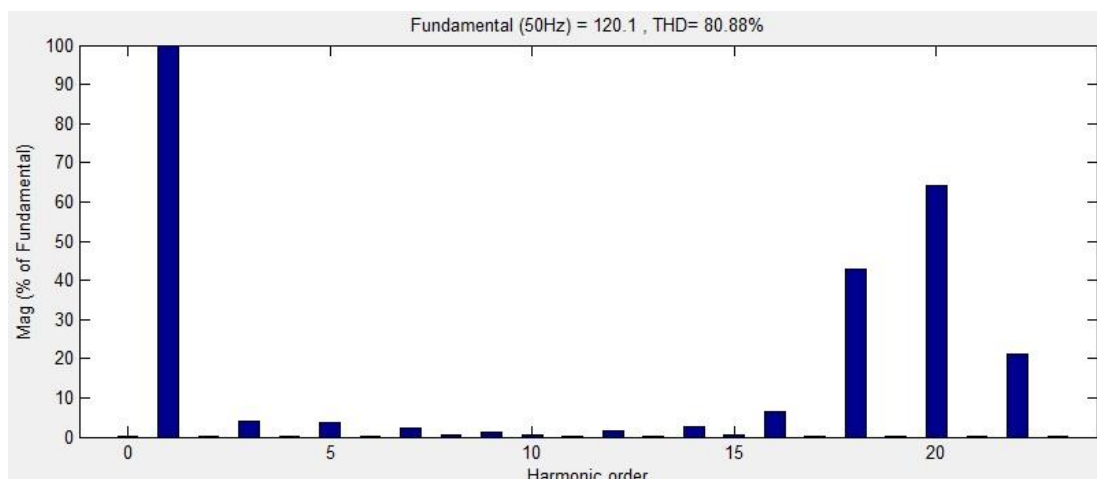


شکل (۵-۳۳): نمودار ولتاژ موثر ورودی به بخش اینورتری در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی

سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده در حالت پایدار

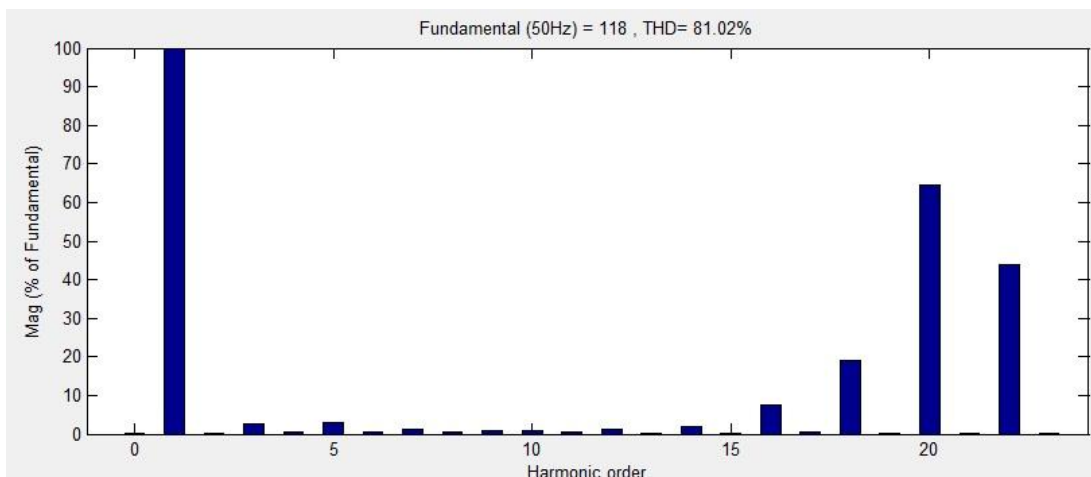
شکل‌های (۵-۳۴) و (۵-۳۵) طیف هارمونیک ولتاژ فازهای a و b را در مبدل ماتریسی غیر

مستقیم منبع امپدانسی سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده نشان می‌دهد.



شکل (۵-۳۴): طیف هارمونیک ولتاژ فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانسی سوئیچ کاهش یافته

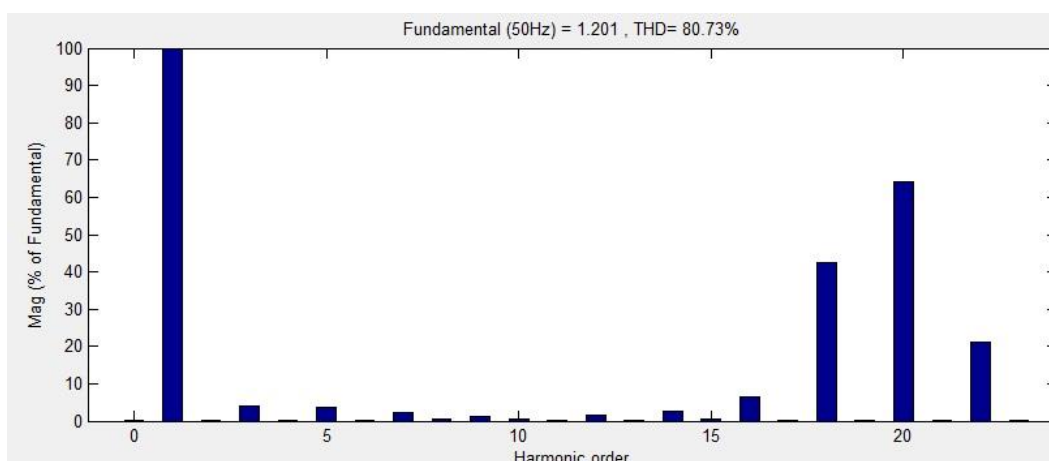
با کنترل کننده



شکل (۵-۳۵): طیف هارمونیک ولتاژ فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده

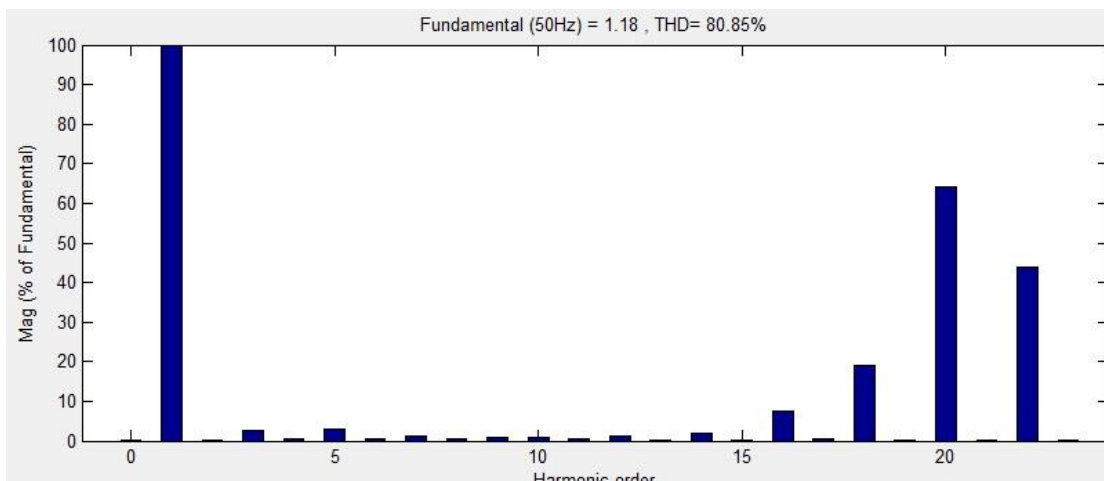
همانطور که در شکل‌های (۵-۳۴) و (۵-۳۵) مشخص است، دامنه موج اصلی^۱ ولتاژ برای فاز a برابر ۱۲۰/۱ ولت و برای فاز b برابر ۱۱۸ ولت می‌باشد که همین مقادیر هم نشان دهنده اینست که ولتاژ دو فاز خروجی، از دامنه ولتاژ سه فاز ورودی بیشتر است.

در شکل (۵-۳۶) و (۵-۳۷) طیف هارمونیک جریان فازهای a و b را در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده نشان می‌دهد.



شکل (۵-۳۶): طیف هارمونیک جریان فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده

¹ fundamental

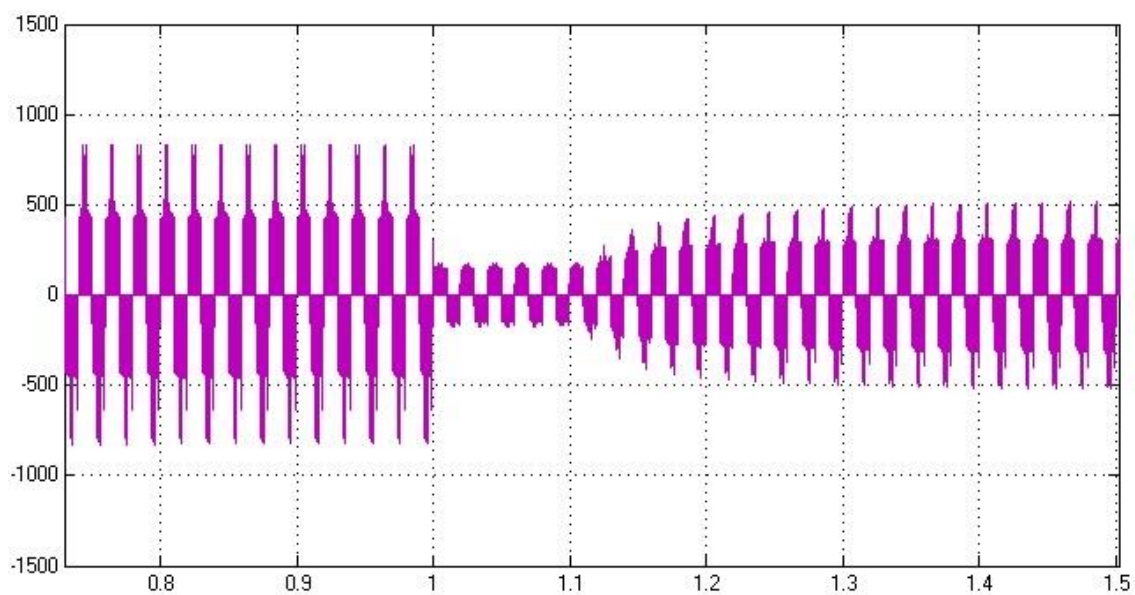


شکل (۵-۳۷): طیف هارمونیک جریان فاز a در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده

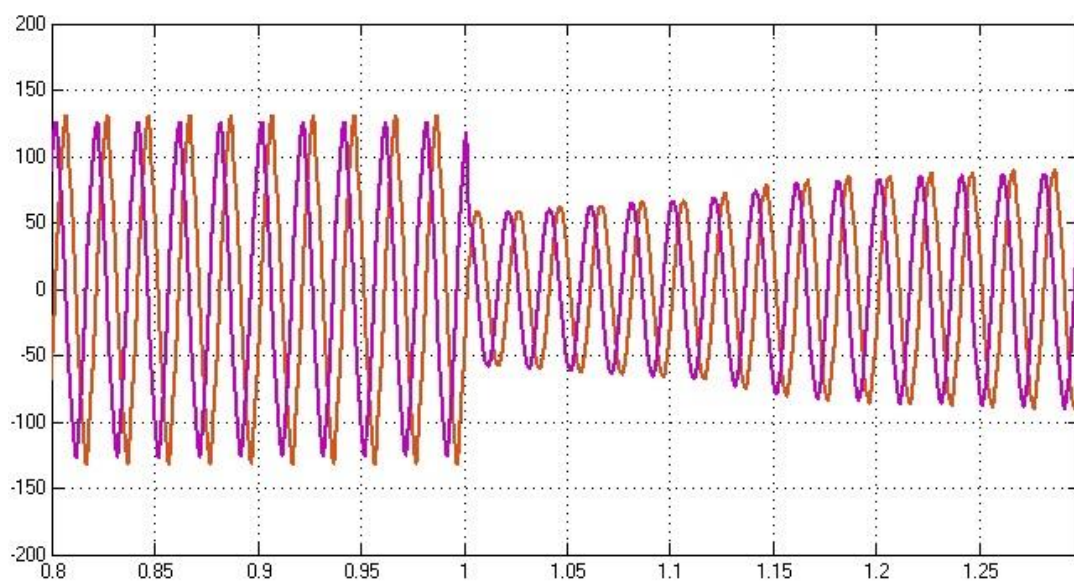
بررسی شکل‌های (۵-۳۴) تا (۵-۳۷) نشان می‌دهد که هارمونیک ولتاژ و جریان در مبدل ماتریسی غیر مستقیم منبع امپدانس سوئیچ کاهش یافته با کنترل کننده نسبت به دو مدار شبیه سازی شده در قسمت های ۵-۱-۲ و ۵-۱-۳، بطور قابل ملاحظه ای بیشتر است.

یکی از ویژگی‌های حلقه کنترلی در طراحی مدارها این است که در هنگام بروز خطا بتواند سیستم را به حالت اولش بازگرداند، یا به عبارت دیگر، حلقه کنترلی باید باعث پایدار شدن سیستم گردد. در شکل (۵-۳۸) نمودار ولتاژ خروجی فاز a در حالی نشان داده شده است که در لحظه در لحظه ۱ ثانیه، خطایی رخ داده و باعث کاهش ولتاژ خروجی می‌شود. در این شکل ملاحظه می‌شود که بعد از گذشت لحظاتی از این موضوع ولتاژ رفته رفته افزایش یافته تا سیستم به حالت پایدار باز گردد. در واقع این کار توسط حلقه کنترلی انجام می‌شود.

شکل (۵-۳۹) شکل موج فیلتر شده ولتاژهای هر دو فاز خروجی و کاهش ناگهانی ولتاژ در زمان ۱ ثانیه را نشان می‌دهد.



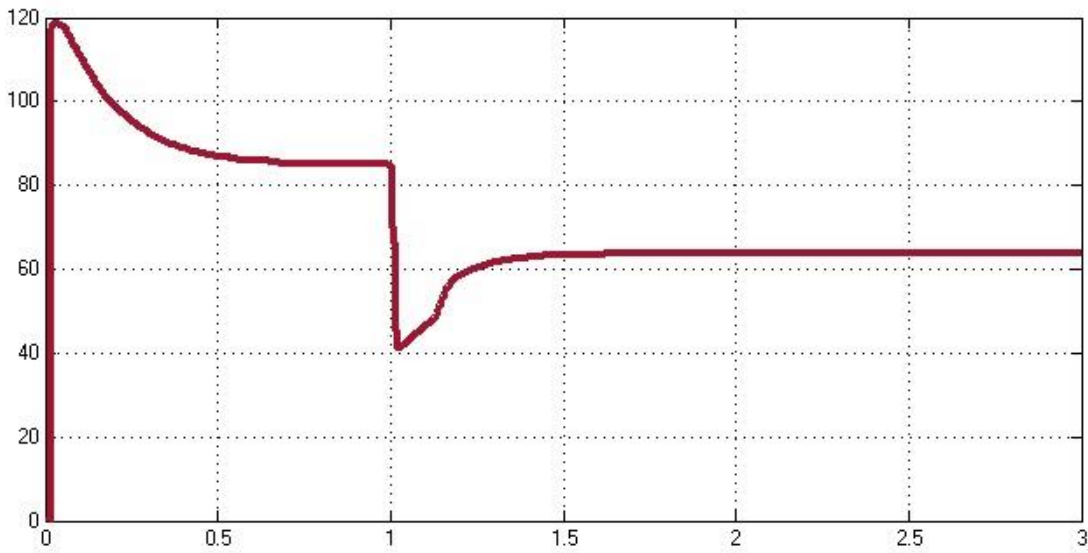
شکل (۵-۳۸): کاهش ناگهانی ولتاژ در لحظه ۱ ثانیه در ولتاژ فاز a



شکل (۵-۳۹): شکل موج فیلتر شده ولتاژهای هر دو فاز خروجی و کاهش ناگهانی ولتاژ در زمان ۱ ثانیه

شکل (۴۰-۵) نمودار ولتاژ موثر فاز a و کاهش ناگهانی مقدار ولتاژ در لحظه ۱ ثانیه را نشان

می دهد.



شکل (۴۰-۵): نمودار ولتاژ موثر فاز a و کاهش ناگهانی مقدار ولتاژ در لحظه ۱ ثانیه

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادها

۶- نتیجه گیری

همانطور که در فصلهای قبل گفته شد، مبدل‌های ماتریسی، مبدلهایی با مزیت‌های زیاد هستند. اما با وجود این مزیتها نقایصی هم دارند که مهمترین آنها بهره ولتاژ پایین این مبدلها می‌باشد. از طرف دیگر، نیاز به برق دو فاز در برخی صنایع باعث می‌شود که این مبدلها با خروجی دو فاز هم طراحی و ساخته شوند. بدلیل اینکه روشهای تولید برق دو فاز از سه فاز، مانند ترانس اسکات دارای هزینه و تلفات زیاد است، به نظر می‌آید استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز شیوه مناسبی برای تولید برق دو فاز می‌باشد. در این پایان نامه از شبکه منبع امپدانس در مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز استفاده شده است تا بتوان بوسیله آن بهره ولتاژ پایین مبدل ماتریسی دو فاز را بهبود بخشید.

با توجه به مدارهای شبیه سازی شده در فصل قبل، و نتایج ارائه شده می‌توان دید که در هر سه شبیه سازی انجام شده، دامنه ولتاژ خروجی از دامنه ورودی می‌تواند بیشتر شود. در واقع این افزایش دامنه ولتاژ خروجی به دلیل اضافه شدن شبکه منبع امپدانس در مدار بوجود آمده است. در فصل قبل در بخش های ۱-۲-۵، ۲-۲-۵ و ۳-۲-۵ شبیه سازی های بترتیب اینورتر دو فاز منبع امپدانس، مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس و مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس با حلقه کنترلی انجام شده است.

نتایج بدست آمده در فصل قبل نشان می‌دهد که دامنه ولتاژ خروجی در اینورتر منبع امپدانس دو فاز از ولتاژ dc ورودی بیشتر است. در واقع با توجه به اینکه دامنه ولتاژ خروجی اینورتر معمولی دوفاز هیچگاه نمی‌تواند از ورودی dc بیشتر شود، می‌توان گفت این افزایش بهره ولتاژ در اینورتر دوفاز منبع امپدانس حاصل استفاده از منبع امپدانس در این مدار است.

نتایج شبیه سازی مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس فصل قبل، نشان می‌دهد که دامنه ولتاژ دو فاز خروجی این مبدل می‌تواند بیشتر از دامنه ولتاژ سه فاز ورودی باشد. این افزایش

ولتاژ نیز در این مبدل به دلیل استفاده از شبکه منبع امپدانس در این مدار است. مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس علاوه بر افزایش بهره ولتاژ یکی از ایرادهای مبدل ماتریسی که آسیب دیدن مبدل در اثر اتصال کوتاه شدن می‌باشد را هم برطرف می‌کند. در واقع هر بار که حالت اتصال کوتاه اتفاق می‌افتد، دو سر ورودی اینورتر در مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس اتصال کوتاه می‌شود که بدلیل وجود منبع امپدانس این امر باعث شارژ شدن خازنهای این شبکه می‌گردد. بنابراین اگر اتصال کوتاه ناخواسته ای نیز بوجود آید، به مبدل آسیبی نمی‌رسد.

نتایج شبیه سازی مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس با کنترل کننده نشان می‌دهد که این مبدل پایداری سیستم را بهبود بخشیده و با استفاده از آن می‌توان به خروجی مورد نظر مبدل دست یافت. علاوه بر مزیت‌هایی که در بالا برای مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس گفته شد، می‌توان به امکان تغییر فرکانس در این مبدل اشاره کرد که مبدلهای دو فاز به سه فاز دیگر مانند ترانس اسکات این مزیت را ندارند. در نهایت می‌توان گفت که مبدل ماتریسی غیرمستقیم دوفاز منبع امپدانس محدودیت افزایش ولتاژ ندارد.

۶-۲ پیشنهادها

با توجه به اینکه بحث شبکه منبع امپدانس و همچنین مبدل ماتریسی دو فاز، موضوع های جدیدی هستند که به تازگی مورد توجه قرار گرفته اند؛ در این زمینه مطالب و مقالات کمی وجود دارد. بویژه مبدل ماتریسی دو فاز منبع امپدانس بسیار کم کار شده است. به همین دلیل در این زمینه، جای کار بسیاری وجود دارد. از جمله پیشنهادهایی که می‌توان برای کار بیشتر در این زمینه انجام داد، می‌توان به موضوعات زیر اشاره کرد:

- ✓ طراحی و تعیین پارامترهای شبکه منبع امپدانس مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دوفاز منبع امپدانس
- ✓ کار بر روی بهبود کیفیت توان خروجی مبدلهای ماتریسی غیر مستقیم دوفاز منبع امپدانس با کنترل کننده

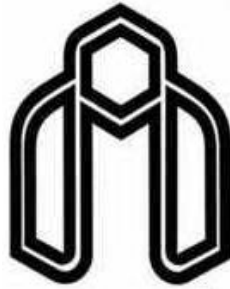
- [1] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No. 2, April 2002
- [2] F. Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Transactions on Industry Applications., Vol. 39, No.2, pp. 504–510, Mar./Apr. 2003.
- [3] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," IEEE Transactions on Circuits Systems., vol.28, pp. 319–330, Apr. 1981.
- [4] K.G.Kerris , P.W.Wheeler , J.C.Clare and L.Empringham, "Implementation of A matrix Converter Using P-Channel Mos-Controlled Thyristors", IEEE Power Electronic and Variable Speed Drive Conference, No. 475, pp. 35-39, London, 2000.
- [5] L.Empringham and P.W.Wheeler and J.C.Clare, "Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-Directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Techniques", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 707-713,Fukuoka,1998.
- [6] Domenico Casadei, Associate Member, IEEE, Giovanni Serra, Associate Member, IEEE, Angelo Tani, and Luca Zarri "Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State" IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 49, NO. 2, APRIL 2002.
- [7] Fang Lin Luo Hong Ye Muhammad Rashid "Digital Power Electronics And Application "ISBN: 0-1208-8757-6, 2005, Elsevier (USA). All rights reserved
- [8] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures With Improved Transfer Characteristics,"IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1986, Vol. 1.No.33, pp. 271 - 280,August 1986.
- [9] Sangshin Kwak, Student Member, IEEE, Hamid A.Toliyat, , Senior Member,IEEE "A Matrix Converter for Fault Tolerant Strategies and Two-Phase Machine Drives" Vol. 1.No.31, pp. 221 - 232,2002 IEEE.
- [10] L. Wei, "The Development of Matrix Converters with Reduced Number of Switches", PhD thesis, University of Wisconsin, Madison, 2003
- [11] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the z-source inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, pp. 833–838, Jul. 2005.

- [12] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No. 3, pp. 770–778, May/June 2006.
- [13] Rajakaruna, S.; Jayawickrama, L. "Steady-State Analysis and Designing Impedance Network of Z-source Inverters" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 833–838, Jul. 2005.
- [14] Xupeng Fang "Maximum Boost Control of the Current-Fed Z-source inverters", *IEEE International Conference on Industrial Technology*, No. 375, pp. 37-43, April 2008, Chengdu.
- [15] Kato, K. "Control Strategy for a Buck-boost Type Direct Interface Converter Using an Indirect Matrix Converter with an Active Snubber", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, No. 245, pp. 139-144, April 2010, Palm Springs, CA.
- [16] Rayakana. "Design and Control of a bidirectional Z-source Inverter", *IEEE Power Engineering Conference (AUPEC)*, No. 349, pp. 736-741, Sep. 2009, Adelaide, SA.
- [17] Lixing wei. "Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor", *IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 1, No. 449, pp. 176-182, April 2003, Madison.
- [18] Anderson, J. "Four Quasi- Z-source Inverters", *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, No. 149, pp. 73-79, June 2008, Rhodes.
- [19] F. Z. Peng, Joseph, A. "Z-source Inverter For Motor Drives" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 857–863, 2005.
- [20] Hudodo, B. Y. Anwari. "Analysis and Simulations of Z-source Inverter Control METHODS", *IEEE IPEC 2010 Conference Proceedings*, 2010, Singapore.
- [21] Amudhavalli, D. Narendran, L. "Improved Z-source Inverter for Speed Control of an Induction Motor" *IEEE International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES)*, pp. 1064-1069, 2013, Chennai.
- [22] S. Thanga Prakash, A. Krishnan. "Comparative Evaluation of Modified Pulse Width Modulation Schemes of Z-source Inverter for Various Applications and Demands" *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 2, No. 1, 2010, pp. 103-115.

Abstract:

The advance of matrix converter began in 1980 by Venturini and Alesina. They are available in two types of direct and indirect ones and they are capable of producing any voltage and current in output. The main advantage of matrix converters are low volume and size, high quality input; high returnability of energy; the output voltage with desired scope and frequency; adjustability of power factor unit one. In spite of all advantages that have matrix converters suffer some drawbacks. One of the main flaws is low voltage is that in the best mood, if any, is 0.866 of input voltage. An ac voltage of output never can be higher than dc voltage link. One way to solve this problem of indirect matrix converter that has been proposed in recent years and is still at the theory stage is using z-source network between the rectifier and inverter. That indirect matrix converter circuit is called z-source. In this thesis the direct and indirect matrix converters and switching three-phase inverter z-source is analyzed and then by drawing on rules and relationship used for achieving z-source converters, indirect matrix converter three phase z-source are inspected thoroughly. Then we cover the ways to operate and control indirect two-phase matrix converters. By reflecting on what has been put about z-source three-phase indirect matrix converter designing, z-source two-phase matrix converter is designed. Also we point to the way to decrease switch in rectifier converter then the method for calculating and designing z-source is presented. After that we compare the simulated two-phase inverter z-source tripod, indirect matrix converter, the two phase inverter z-source without controller and then the simulated controller circuit with each other and at last with the respective results. The results show that the suggested converter for increasing output range indeed can produce the given two phase outputs with expected quality.

Keywords: two phase indirect z-source matrix converter, z-source matrix converter, z-source network.



Shahrood university

Department of electrical and robotic engineering

Msc.thesis in power electrical engineering

Design and simulation of z-source indirect three-phase to two-phase matrix
converte

Supervisor:

Dr. Ali Dastfan

By:

Mehdi nekooi

2016