



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد
مهندسی برق گرایش قدرت

عنوان

طراحی و شبیه سازی منبع تغذیه ۴۸ ولت DC با
استفاده از مبدل ماتریسی

محقق

فرشید بهرنگی

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

چکیده

امروزه استفاده از مدارات الکترونیک قدرت با توان های بالا، با پیشرفت ادوات الکترونیک قدرت گسترش یافته است. بسیاری از مدارات الکترونیک قدرت در ورودی خود از یک مبدل AC/DC استفاده می کنند. ساده ترین مبدل AC/DC پل دیودی به همراه فیلتر خازنی در خروجی آن می باشد این مبدل به صورت یک بار غیر خطی برای سیستم عمل می کند که در توان های بالا تأثیر بسزایی در ایجاد اعوجاج و تزریق هارمونیک به شبکه دارد. در نتیجه استفاده از مبدل های AC/DC با قابلیت تصحیح ضریب توان با وجود قیمت بالا، افزایش یافته است. سیستم های منبع تغذیه مخابراتی توان بالا شامل یک یکسوکننده سه فاز و به دنبال آن، یک مبدل DC/DC جهت تغذیه بار 48 VDC می باشند. این یکسوکننده ها باعث ایجاد جریان های هارمونیکی قابل توجهی در شبکه می شوند، که نتیجه آن کاهش ضریب توان ورودی و افزایش اعوجاج هارمونیکی کل می باشد.

در این رساله، یک منبع تغذیه DC بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته جهت استفاده در سیستم های مخابراتی نشان داده شده است. در روش نشان داده شده، ورودی سه فاز فرکانس پایین، توسط سویچینگ مناسب سه سویچ با آرایش خاص دیودی، به یک ولتاژ DC تبدیل می شود و یک اینورتر پل تکفاز، ولتاژ DC را به خروجی تکفاز فرکانس بالا تبدیل می کند. خروجی مبدل ماتریسی، توسط ترانس ایزولاسیون فرکانس بالا و یکسوساز تبدیل به 48 ولت DC می شود.

در این روش، فقط با استفاده از یک حلقه کنترل ولتاژ، پایداری ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار و همچنین تغییرات ولتاژ ورودی تضمین شده و جریان های ورودی در برابر این تغییرات به صورت ذاتی از کیفیت بالایی برخوردار می باشند. در نتیجه، مدار کنترل آن به دلیل عدم نیاز به حلقه کنترل جریان، ساده می باشد. نتایج شبیه سازی با استفاده از MATLAB/SIMULINK، پایداری ولتاژ خروجی و کیفیت بالای جریان های ورودی را در برابر تغییرات ناگهانی بار و ولتاژ ورودی نشان می دهند.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱- مقدمه
۵	۱-۲- دورنمای پایان نامه
۷	فصل دوم: مروری بر منابع تغذیه DC توان بالا
۸	۱-۲- مقدمه
۸	۲-۲- تعریف ضریب توان
۱۰	۲-۳- اصلاح کننده ضریب توان یا PFC
۱۳	۲-۴- منابع تغذیه با قابلیت PFC
۱۳	۲-۴-۱- مبدل بوست
۱۹	۲-۴-۲- مبدل‌های تشدید
۲۲	۲-۴-۳- مبدل‌های ماتریسی
۲۵	۲-۴-۴- مبدل ترکیبی
۲۸	۲-۵- خلاصه
۳۰	فصل سوم: بررسی منابع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی
۳۱	۳-۱- مقدمه
۳۱	۳-۲- ساختار سوئیچ های دو جهته
۳۳	۳-۳- کموتاسیون سوئیچ های دو جهته
۳۴	۳-۳-۱- کموتاسیون چهار مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان
۳۶	۳-۴- الگوریتم کنترل غیر مستقیم
۴۰	۳-۴-۱- عملکرد قسمت یکسوکندگی
۴۲	۳-۴-۲- عملکرد قسمت اینورتری
۴۳	۳-۴-۳- تابع انتقال مبدل ماتریسی
۴۴	۳-۵- الگوریتم کنترل یکپارچه
۴۶	۳-۶- الگوریتم کنترل مستقیم

۵۰ فصل چهارم: طراحی منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته

- ۵۱ ۴-۱- مقدمه
- ۵۱ ۴-۲- ساختار منبع تغذیه پیشنهادی
- ۵۲ ۴-۲-۱- طراحی فیلتر ورودی
- ۵۴ ۴-۲-۲- تشریح عملکرد قسمت یکسو کنندگی
- ۵۹ ۴-۲-۳- تشریح عملکرد قسمت اینورتری
- ۶۰ ۴-۲-۴- انتخاب سوئیچ های مبدل
- ۶۰ ۴-۲-۵- ترانس فرکانس بالا
- ۶۲ ۴-۲-۶- یکسو ساز فرکانس بالا
- ۶۲ ۴-۲-۷- طراحی فیلتر خروجی
- ۶۵ ۴-۳- سیستم کنترل مبدل پیشنهادی
- ۶۶ ۴-۳-۱- مدل دینامیکی مبدل
- ۷۰ ۴-۳-۲- طراحی کنترل کننده
- ۸۱ ۴-۴- خلاصه

۸۲ فصل پنجم: نتایج شبیه سازی

- ۸۳ ۵-۱- مقدمه
- ۸۳ ۵-۲- سخت افزار و مشخصات سیستم شبیه سازی شده
- ۸۵ ۵-۳- بررسی عملکرد منبع تغذیه در بار نامی
- ۸۹ ۵-۴- بررسی عملکرد منبع تغذیه در حالت تغییر بار
- ۹۳ ۵-۵- بررسی عملکرد منبع تغذیه در حالت تغییر ولتاژ سه فاز ورودی
- ۹۵ ۵-۵-۱- بررسی عملکرد منبع تغذیه با ولتاژ ورودی سه فاز نامتعادل
- ۱۰۱ ۵-۶- عملکرد مبدل در حالت فیلتر ورودی میرا نشده
- ۱۰۳ ۵-۷- بررسی حالتی که فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری برابر است
- ۱۰۴ ۵-۸- نتایج شبیه سازی مبدل ترکیبی
- ۱۰۹ ۵-۹- خلاصه

۱۱۰

فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۱۱۱

۶-۱- نتیجه گیری

۱۱۲

۶-۲- پیشنهادها

مراجع

پیوست

فهرست جداول

شماره جدول	صفحه
جدول (۱-۳): حالت های مجاز، جهت سوئیچینگ سوئیچ ها	۴۹
جدول (۱-۵): مشخصات منبع تغذیه DC براساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته	۸۵

فهرست شکلها

شماره شکل	صفحه
شکل (۱-۲): الف) یکسوساز ساده پل دیود و خازن. ب) جریان و ولتاژ ورودی. ج) طیف فرکانسی جریان ورودی	۱۱
شکل (۲-۲): ساختار کلی مبدل بوست	۱۴
شکل (۳-۲): الف) مود هدایت پیوسته (CCM) ب) مود هدایت ناپیوسته (DCM) ج) مود هدایت بحرانی (CRM)	۱۵
شکل (۴-۲): شمای کلی مبدل بوست و سیستم کنترل آن	۱۶
شکل (۵-۲): شکل موج های مبدل بوست با کنترل زمان روشن بودن سوئیچ	۱۷
شکل (۶-۲): مبدل تشدیدی سری (SRC)	۲۰
شکل (۷-۲): مبدل تشدیدی موازی (PRC)	۲۰
شکل (۸-۲): منبع تغذیه DC سه فاز شامل سه ماژول تک فاز با PFC جداگانه	۲۵
شکل (۹-۲): منبع تغذیه DC سه فاز با استفاده از ورودی بوست سه فاز	۲۵
شکل (۱۰-۲): مبدل ترکیبی	۲۷
شکل (۱-۳): سوئیچ دوجته با ساختار پل دیودی	۳۲
شکل (۲-۳): سوئیچ دوجته با ساختار امیتر مشترک	۳۲
شکل (۳-۳): سوئیچ دوجته با ساختار کلکتور مشترک	۳۲
شکل (۴-۳): سوئیچ دوجته با ساختار RBIGBT	۳۳
شکل (۵-۳): مبدل ماتریسی دو فاز به تکفاز	۳۵
شکل (۶-۳): دیاگرام زمانی کموتاسیون ۴ مرحله ای	۳۵
شکل (۷-۳): دیاگرام پله به پله کموتاسیون ۴ مرحله ای	۳۶
شکل (۸-۳): مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز	۳۶
شکل (۹-۳): منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی	۳۸
شکل (۱۰-۳): شبیه سازی نحوه عملکرد یکسوسازی و اینورتری مبدل ماتریسی	۳۹

- ۴۰ شکل (۱۱-۳): SVM مربوط به قسمت یکسوکنندگی
- ۴۱ شکل (۱۲-۳): پالس های مربوط به شش سوئیچ فرضی قسمت یکسوکنندگی
- ۴۳ شکل (۱۳-۳): پالس های مربوط به چهار سوئیچ فرضی قسمت اینورتری
- ۴۵ شکل (۱۴-۳): پالس های ویژه جهت تولید پروفایل AC متقارن فرکانس بالا V_p
- ۴۶ شکل (۱۵-۳): پالس های اعمال شده به سوئیچ های منبع تغذیه
- ۴۷ شکل (۱۶-۳): مبدل ماتریسی AC به DC
- ۵۱ شکل (۱-۴): سخت افزار منبع تغذیه با تعداد سوئیچ کاهش یافته
- ۵۲ شکل (۲-۴): ساختار کامل منبع تغذیه به صورت بلوک دیاگرام
- ۵۳ شکل (۳-۴): فیلتر ورودی میرا شده
- ۵۵ شکل (۴-۴): شش سکتور تشکیل شده توسط ولتاژ متعادل سه فاز ورودی
- ۵۸ شکل (۵-۴): سیگنال های گیت سه سوئیچ s_{an} ، s_{bn} و s_{cn} با توجه به سکتور ها
- ۵۸ شکل (۶-۴): دوره کار d_a در شش سکتور
- ۵۸ شکل (۷-۴): دوره کار d_b در شش سکتور
- ۵۹ شکل (۸-۴): دوره کار d_c در شش سکتور
- ۵۹ شکل (۹-۴): سیگنال های مربوط به گیت سوئیچ های اینورتر
- ۶۳ شکل (۱۰-۴): شمای کلی مبدل باک
- ۶۴ شکل (۱۱-۴): جریان و ولتاژ خازن فیلتر خروجی
- ۶۹ شکل (۱۲-۴): ولتاژ خروجی برای اعمال ورودی پله به سیکل کاری سوئیچ ها در مبدل
- ۶۹ شکل (۱۳-۴): ولتاژ خروجی برای اعمال ورودی پله به سیکل کاری سوئیچ ها با استفاده از تابع تبدیل G_{vd}
- ۷۰ شکل (۱۴-۴): بلوک دیاگرام حلقه بسته یک مبدل DC به DC
- ۷۳ شکل (۱۵-۴): دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه بدون جبران کننده
- ۷۶ شکل (۱۶-۴): دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه بعد از اعمال جبران کننده PD
- ۷۹ شکل (۱۷-۴): دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه بعد از اعمال کنترلر PID
- ۸۰ شکل (۱۸-۴): دیاگرام Bode تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی ($G_{vg}(s)$) بدون جبران کننده
- ۸۰ شکل (۱۹-۴): دیاگرام Bode تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی با جبران کننده

- شکل (۵-۱): سخت افزار منبع تغذیه بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته ۸۴
- شکل (۵-۲): بلوک دیاگرام مبدل، همراه با سیستم کنترل ۸۴
- شکل (۵-۳): جریان ورودی فاز A در بار نامی ۸۶
- شکل (۵-۴): THD جریان ورودی فاز A در بار نامی ۸۶
- شکل (۵-۵): ولتاژ تولیدی مبدل ماتریسی در سمت ثانویه ترانس ۸۷
- شکل (۵-۶): ولتاژ ثانویه ترانس، بعد از یکسو سازی نسبت به سر وسط ۸۷
- شکل (۵-۷): ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی ۸۸
- شکل (۵-۸): ولتاژ و جریان فاز A ۸۸
- شکل (۵-۹): جریان ورودی فاز A در ۶۷ درصد بار نامی ۸۹
- شکل (۵-۱۰): THD جریان ورودی فاز A در ۶۷ درصد بار نامی ۹۰
- شکل (۵-۱۱): ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در ۶۷ درصد بار نامی ۹۰
- شکل (۵-۱۲): جریان ورودی فاز A در افزایش ناگهانی بار ۹۱
- شکل (۵-۱۳): ولتاژ DC خروجی در افزایش ناگهانی بار ۹۱
- شکل (۵-۱۴): جریان ورودی فاز A در حالت کاهش و افزایش ناگهانی بار ۹۲
- شکل (۵-۱۵): ولتاژ DC خروجی در حالت کاهش و افزایش ناگهانی بار ۹۲
- شکل (۵-۱۶): جریان ورودی فاز A در صورت کاهش ۱۵ درصدی ولتاژ سه فاز ورودی ۹۳
- شکل (۵-۱۷): ولتاژ DC خروجی در صورت کاهش ۱۵ درصدی ولتاژ سه فاز ورودی ۹۴
- شکل (۵-۱۸): THD جریان ورودی فاز A، در V_{rms} هر سه فاز ورودی، ۱۵ درصد کمتر نسبت به مقدار نامی ۹۴
- شکل (۵-۱۹): THD جریان ورودی فاز A، در V_{rms} هر سه فاز ورودی، ۱۵ درصد بیشتر نسبت به مقدار نامی ۹۵
- شکل (۵-۲۰): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت کاهش V_{rms} فاز A ۹۵
- شکل (۵-۲۱): ولتاژ و جریان فاز B، در حالت کاهش V_{rms} فاز A ۹۶
- شکل (۵-۲۲): ولتاژ و جریان فاز C، در حالت کاهش V_{rms} فاز A ۹۶
- شکل (۵-۲۳): ولتاژ DC خروجی در حالت کاهش V_{rms} فاز A ۹۷
- شکل (۵-۲۴): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B ۹۷
- شکل (۵-۲۵): ولتاژ و جریان فاز B، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B ۹۸
- شکل (۵-۲۶): ولتاژ و جریان فاز C، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B ۹۸

- شکل (۵-۲۷): ولتاژ DC خروجی، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B ۹۹
- شکل (۵-۲۸): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B ۹۹
- شکل (۵-۲۹): ولتاژ و جریان فاز B، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B ۱۰۰
- شکل (۵-۳۰): ولتاژ و جریان فاز C، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B ۱۰۰
- شکل (۵-۳۱): ولتاژ DC خروجی در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B ۱۰۱
- شکل (۵-۳۲): جریان ورودی فاز A، با فیلتر ورودی میرا نشده ۱۰۲
- شکل (۵-۳۳): ولتاژ DC خروجی، با فیلتر ورودی میرا نشده ۱۰۲
- شکل (۵-۳۴): جریان ورودی فاز A در حالت فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی ۱۰۳

و اینورتری برابر

- شکل (۵-۳۵): THD جریان ورودی فاز A در حالت فرکانس سوئیچینگ قسمت ۱۰۴

یکسو کنندگی و اینورتری برابر

- شکل (۵-۳۶): جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در بار نامی ۱۰۵
- شکل (۵-۳۷): THD جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در بار نامی ۱۰۵
- شکل (۵-۳۸): ولتاژ DC خروجی مبدل ترکیبی در بار نامی ۱۰۶
- شکل (۵-۳۹): ولتاژ خازن لینک DC مبدل ترکیبی در بار نامی ۱۰۶
- شکل (۵-۴۰): جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی ۱۰۷
- شکل (۵-۴۱): THD جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی ۱۰۷
- شکل (۵-۴۲): ولتاژ DC خروجی مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی ۱۰۸
- شکل (۵-۴۳): ولتاژ خازن لینک DC مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی ۱۰۸

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه

یکی از شاخه های بسیار وسیع و مهم در زمینه الکترونیک قدرت، منابع تغذیه می باشد که در چند دهه اخیر طراحان و مهندسين تلاش های بسیار زیادی در جهت توسعه و بالا بردن کیفیت آن ها انجام داده اند. در واقع در هر دستگاه الکترونیکی لااقل یک منبع تغذیه DC تنظیم شده دیده می شود که بتواند IC ها و بخش های مهم دستگاه را تغذیه کند. با گسترش کامپیوترهای شخصی و باتری شارژرها در وسایل قابل حمل، نیاز به این منابع تغذیه سوئیچینگ بیش از پیش احساس می شود. فرکانس سوئیچینگ مبدل ها، در حدود چند ده تا چند صد کیلو هرتز متغیر می باشد. افزایش فرکانس کار، باعث کاهش حجم و وزن ترانس و المان های راکتیو مبدل و در نهایت کاهش حجم و هزینه مدار می شود. یک مبدل که در سیستم استفاده می شود، باید خصوصیات مشخصی داشته باشد که امروزه به صورت استانداردهایی مدون نوشته شده است. در حالت کلی خصوصیات مهم یک مبدل خوب به صورت زیر می باشد:

۱- مقاومت در حفظ مشخصه خروجی با وجود تغییر در پارامترهای ورودی و المان های مدار

۲- بازده زیاد

۳- مجهز بودن مبدل به سیستم اصلاح کننده ضریب توان و به حداقل رساندن توان راکتیو کشیده شده از شبکه

موارد گفته شده در بالا در منابع تغذیه سوئیچینگ به خصوص در مبدل های با توان متوسط و بالا بسیار مهم و حیاتی است. یکی از پارامترهایی که بسیار مورد توجه قرار دارد و پژوهش های وسیعی برای بهبود آن در منابع تغذیه سوئیچینگ به عمل آمده است مسأله بازده می باشد. بازده بالا در تمام سیستم های الکترونیک قدرت و به خصوص منابع تغذیه سوئیچینگ امری ضروری است. بالا بودن بازده مبدل از دو جهت در مبدل های سوئیچینگ به خصوص در توان های متوسط و بالا اهمیت دارد. اولین دلیل این است که در دستگاه های با بازده پایین، درصد کمی از توان ورودی به خروجی انتقال داده می شود و به این ترتیب از تمام توانی که مبدل دریافت می کند بخش کمی توسط بار استفاده می شود.

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

پارامتر دیگری که اخیراً با افزایش دستگاه های الکترونیک قدرت و به خصوص منابع تغذیه سوئیچینگ بسیار مورد توجه قرار گرفته است، ضریب توان ورودی و مسأله هارمونیک های تولیدی مبدل می باشد. وجود هارمونیک ها با اندازه بزرگ در جریان ورودی مبدل، دو مشکل اساسی ایجاد می کند. اول اینکه وجود مولفه های فرکانس بالای جریان که از شبکه کشیده می شود، با وجود امیدانس منبع و خطوط انتقال، می تواند اختلالات ولتاژی بزرگی بر روی خط انتقال ایجاد کرده و برای دیگر مصرف کننده ها که در همسایگی مبدل وجود دارند، ایجاد اشکال نماید. برای این منظور استانداردهای ملی و بین المللی جهت محدود کردن هارمونیک های تولیدی توسط مبدل تدوین شده است. به عنوان مثال استانداردهای IEC-555 و IEEE-519 سطح هارمونیک جریان ایجاد شده توسط یک دستگاه را در حد $THD \leq 8\%$ مجاز می دارد [۱، ۲]. مشکل دوم، ضریب توان پایین، از دید شبکه است که باعث افزایش توان راکتیو کشیده شده از شبکه می شود.

با توجه به همه مسائل مطرح شده، نیاز به یک منبع تغذیه که ولتاژ خروجی آن در برابر تغییرات بار و همچنین تغییرات ولتاژ ورودی ثابت باشد و دارای اصلاح کننده ضریب توان ورودی باشد و هارمونیک های ورودی را محدود کند، بسیار مشهود است. به همین دلیل در این پروژه توجه به کنترل مناسب ولتاژ خروجی و حفظ THD پایین جریان ورودی، هدف اصلی قرار داده شده است. در این پروژه، هدف طراحی مبدلی است که دارای مشخصات زیر باشد:

- ۱- توان خروجی ۶ KW داشته باشد و منبع ورودی ۳۸۰ ولت ۵۰ Hz باشد.
- ۲- ولتاژ خروجی تثبیت شده ۴۸ VDC باشد و تغییرات بار خروجی و یا ولتاژ ورودی در آن تأثیر نداشته باشد.

۳- حجم و وزن آن کم باشد..

۴- ضریب توان ورودی آن بالا باشد.

۵- THD جریان در حد قابل قبول باشد.

برای رسیدن به مقاصد موردنظر در پروژه، می بایست مبدل هایی که ضریب توان ورودی را مورد توجه قرار داده اند، بررسی شوند. به همین منظور مبدل های موجود که هم دارای اصلاح کننده ضریب توان هستند و هم ولتاژ خروجی را تنظیم می کنند، به دو دسته تقسیم می شوند.

دسته اول مبدل های دو طبقه هستند که در طبقه اول عمل اصلاح کنندگی ضریب توان را انجام می دهند و طبقه دوم که یک مبدل DC به DC است، ولتاژ خروجی مورد نظر را تنظیم می کند. طبقه اول این مبدل ها که به آن بخش PFC^1 هم می گویند، از یک مبدل بوست تشکیل شده است. به همین دلیل در مرحله اول مبدل بوست، مورد بررسی قرار گرفت که تمام جزئیات آن در مراجع [۳، ۴ و ۵] آمده است.

در طبقه دوم یک مبدل DC به DC قرار دارد. چون هدف، یک مبدل با توان بالاتر از یک کیلووات می باشد، ترجیحاً مبدل های تمام پل انتخاب شده است. ساختارهای متنوع مبدل تمام پل که در گذشته پیشنهاد شده، مورد مطالعه قرار گرفته است که در مراجع [۶، ۷] کلیات آن را خواهید دید. جزئیات بکارگیری روش های سوئیچینگ نرم در مبدل های تمام پل در مراجع [۸، ۹] آمده است.

هر چند روش های سوئیچینگ نرم نیاز به مدارهای کمکی دارد و هزینه را بالا می برد و همچنین سیستم را پیچیده می کند ولی برای رسیدن به بازده بالا باید این هزینه را پرداخت کرد. کلیات بیشتر در مورد مبدل های اصلاح کننده ضریب توان دو طبقه در فصل دوم آمده است.

بعد از بررسی ساختار دو طبقه مبدل بوست و به دنبال آن یک مبدل تمام پل، مبدل های یک طبقه که قابلیت PFC دارند، مورد بررسی قرار خواهد گرفت. مبدل های یک طبقه بررسی شده، به سه دسته تقسیم بندی شده است.

دسته اول مبدل های تشدید می هستند که خود به سه دسته سری، موازی و سری- موازی تقسیم می شوند. در این مبدل ها با استفاده از یک اینورتر، ولتاژ خازن لینک DC، به یک پالس مربعی

¹ - Power Factor Correction

مقارن با فرکانس بالا تبدیل شده و در مرحله بعد به یک مدار تانک LC که بسته به نوع مبدل می تواند سری یا موازی باشد، داده شده و یک موج سینوسی با فرکانس تشدید مبدل تولید می شود که با یکسو کردن آن ولتاژ DC مطلوب به دست می آید. این مبدل به نوبه خود دارای مزایا و معایبی است که به طور اجمالی در فصل دوم این پایان نامه توضیح داده شده است. برای مطالعه بیشتر در زمینه مبدل های تشدید، مزایا و معایب آن، چگونگی استفاده آن ها به عنوان اصلاح کننده ضریب توان و تنظیم کننده ولتاژ به مراجع [۱۰ و ۱۱] مراجعه شود.

دسته دوم مبدل های ماتریسی هستند. این مبدل ها دارای دو ساختار مبدل ماتریسی متداول و مبدل ماتریسی با دو پل^۱ هستند که مبدل ماتریسی با دو پل، ساختار دو طبقه دارد. در واقع مبدل های ماتریسی، مبدل هایی هستند که قابلیت تولید هر نوع ولتاژ و جریانی در خروجی مبدل دارا هستند و فقط به نحوه کنترل سوئیچ های آن بستگی دارد. این مبدل نیازی به خازن لینک DC ندارد و این یکی از محاسن آن است. به هر حال این مبدل هم، مزایا و معایبی دارد که در فصل آینده بیشتر در مورد آن توضیح داده خواهد شد. در مرجع [۱۲] می توانید اطلاعات بیشتری در زمینه مبدل های ماتریسی بدست آورید.

دسته سوم از مبدل های یک طبقه، مبدل ترکیبی است. در این ساختار در واقع دو طبقه بوست و مبدل تمام پل، در هم ادغام شده اند، که در فصل دوم توضیح داده خواهد شد. طرح اولیه این مبدل در مرجع [۱۳] آمده است. این مبدل نیز دارای معایب خاص خود می باشد، که در قسمت مربوط به شبیه سازی و نتیجه گیری این معایب مطرح می شود.

۱-۲- دورنمای پایان نامه

بعد از تعریف پروژه، مراحل مطالعاتی برای انتخاب توپولوژی و ساختار مناسب که بتواند مشخصات داده شده را برآورده سازد، آغاز شد. در ادامه در فصل دوم، بخش عمده ای از منابع تغذیه DC بررسی شده است. در فصل سوم، کار هایی که در زمینه منابع تغذیه DC توان بالا با استفاده از مبدل ماتریسی انجام شده است مورد بررسی قرار گرفته و در مورد روش های کنترلی

¹ Dual bridge

آن ها بحث شده است. بعد از این که در فصل دوم و سوم بررسی روی مبدل ها به اتمام رسید، نوبت آن می رسد که برای منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته، تمام قسمت ها به صورت تک به تک جهت شبیه سازی طراحی شود. در فصل چهارم، قسمت های مختلف مبدل، عملکرد و طرز طراحی آن ها معرفی می شود. اما همان طور که می دانید، در عمل در یک مبدل، نه ولتاژ ورودی، نه بار و نه مقادیر المان های مدار هیچ کدام ثابت نمی باشند. پس برای اینکه در خروجی یک ولتاژ تثبیت شده حاصل شود نیاز به یک سیستم کنترل حلقه بسته احساس می شود که در انتهای این فصل روش طراحی سیستم کنترل بیان می شود.

در فصل پنجم با استفاده از نرم افزار MATLAB، مدار مورد نظر که یک منبع تغذیه DC، بر اساس مبدل ماتریسی دو پل با تعداد سوئیچ کاهش یافته می باشد، با SIMULINK این نرم افزار، شبیه سازی خواهد شد و شکل موج های آن آورده می شود و سپس با شکل موج های حاصل از شبیه سازی مبدل ترکیبی در شرایط مشابه مقایسه می شود.

در نهایت و در فصل ششم، نتیجه گیری که از انجام این پروژه حاصل شده است ارائه گردیده و محاسن و معایب این طرح مورد بررسی قرار خواهد گرفت. در پیوست، اثر فیلتر ورودی میرا نشده بر روی تابع تبدیل مبدل نشان داده شده است و در ادامه چند نمونه فیلتر ورودی میرا شده که اثر قابل ملاحظه ای بر روی تابع تبدیل مبدل ندارند مورد بررسی قرار گرفته است.

فصل دوم

مروری بر منابع تغذیه DC توان بالا

۲-۱- مقدمه

برای تبدیل انرژی الکتریکی از شکل AC به شکل DC معمولاً از یک یکسوساز پل دیودی تک فاز یا سه فاز ختم شده به خازن های بزرگ در ورودی مبدل (یکسوساز آشکار ساز پیک) استفاده می شود. این یکسوساز ساده بوده و دارای راندمان بالایی می باشد. ولی به دلیل ماهیت غیرخطی، هارمونیک های جریان زیادی به شبکه تحمیل می کند و دارای ضریب توان بسیار بدی است. استانداردهای متعددی نظیر IEC-555 و IEEE-519 وجود دارد که محدودیت هایی برای مشخصات هارمونیک های جریان ورودی، برای منابع تغذیه قرار می دهد. برای حل این مشکل باید طبقه ورودی یکسوساز را به اصلاح کننده ضریب توان (PFC) مجهز نمود. استفاده از اصلاح کننده ضریب توان به طور گسترده ای در منابع تغذیه مورد توجه قرار گرفته است. دلایل بسیاری برای این وسعت توجه وجود دارد. یکی از این دلایل توانایی استفاده از تمام توان نامی که توسط منبع در اختیار مبدل قرار داده می شود می باشد.

در ادامه این فصل، تعریف کلی ضریب توان، ساختار کلی یک مبدل PFC و انواع مبدل های مختلفی که دارای ساختار اصلاح کننده ضریب توان هستند، مورد بررسی قرار می گیرد.

۲-۲- تعریف ضریب توان

ضریب توان، پارامتر بسیار مفیدی است و میزان انرژی ای از منبع ورودی که به بار انتقال داده می شود را نشان می دهد. بنابراین ضریب توان، طبق رابطه زیر تعریف می شود:

$$Power Factor = \frac{(Average Power)}{(rms Voltage)(rms Current)} \quad (۱-۲)$$

ضریب توان، مقداری بین صفر و یک دارد. در حالت ایده آل ضریب توان یک، برای بارهای مقاومتی رخ می دهد. در این حالت شکل موج جریان و ولتاژ، دارای شکل یکسانی هستند و طیف فرکانس مشابه هم دارند و هر دو هم فاز هستند.

در حالتی که ولتاژ ورودی هیچ هارمونیک نداشته باشد و سینوسی باشد، در بارهای خطی، ضریب توان فقط ناشی از اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان خواهد بود. اما در بارهای غیر خطی، ضریب

توان به صورت حاصل ضرب دو پارامتر، تعریف می شود. یکی از آن ها ناشی از اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان است و دیگری ناشی از هارمونیک های جریان می باشد.

با توجه به سینوسی بودن ولتاژ ورودی برای متوسط توان خواهیم داشت:

$$P_{av} = \frac{V_1 I_1}{2} \cos(\theta - \varphi) \quad (2-2)$$

که در رابطه بالا θ فاز ولتاژ ورودی، φ فاز جریان خط، V_1 پیک ولتاژ ورودی و I_1 پیک جریان هارمونیک اصلی می باشد.

به علت غیر خطی بودن بار، جریان ورودی هارمونیکی می باشد که rms آن از رابطه زیر بدست می آید:

$$(rms \text{ current}) = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \quad (2-3)$$

در این رابطه I_0 مقدار DC جریان و I_n ها، هارمونیک های جریان ورودی می باشد.

اگر رابطه (2-2) و (2-3) را در (2-1) قرار دهیم، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} Power \text{ Factor} &= \left(\frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}} \right) (\cos(\theta - \varphi)) \\ &= (Distortion \text{ Factor})(Displacement \text{ Factor}) \end{aligned} \quad (2-4)$$

همانطور که در رابطه بالا می بینید، ضریب توان از دو بخش ضریب اعوجاج¹ و ضریب جابجایی² تشکیل شده است.

پارامتر دیگری به اسم THD³ تعریف می شود که نسبت مجموع rms جریان های هارمونیکی بدون جریان DC، به جریان هارمونیک اصلی می باشد و مقدار آن تعیین کننده میزان هارمونیکی است که در جریان وجود دارد و به صورت زیر می باشد.

¹ - Distortion Factor

² - Displacement Factor

³ Total Harmonic Distortion

$$(THD) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5-2)$$

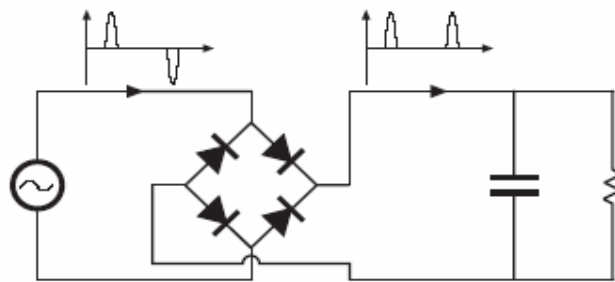
اگر فرض کنیم بتوان با استفاده از مدارهای اصلاح کننده ضریب توان جریان و ولتاژ را هم فاز کرد، در واقع ضریب جابجایی را یک کرده ایم و در محاسبه ضریب توان فقط پارامتر ضریب اعوجاج مهم می شود. با این توضیح می توان رابطه زیر را بین ضریب توان و THD بیان کرد:

$$PF = \sqrt{\frac{1}{1+THD^2}} \quad (6-2)$$

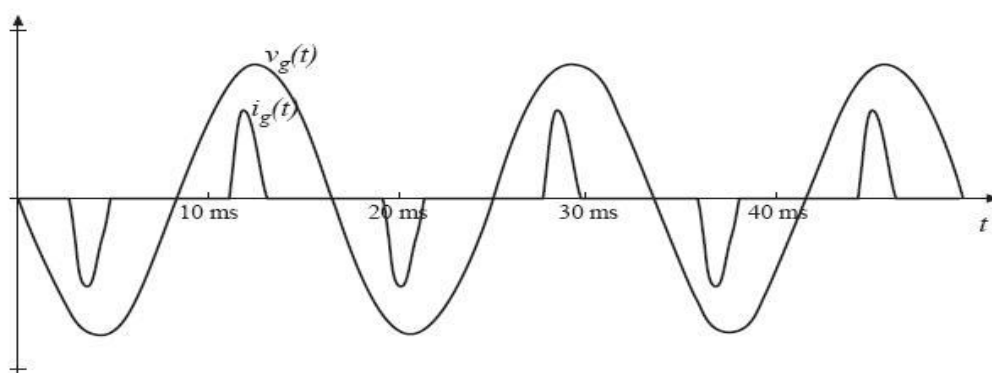
بنابراین هدف از قراردادن مدار اصلاح کننده ضریب توان، کاهش جریانهای هارمونیک در خط و در نتیجه کاهش THD است. البته این مدار زاویه بین فاز جریان و فاز ولتاژ $(\theta - \varphi)$ را هم کم و به صفر می رساند. در واقع بخش اصلاح کننده ضریب توان هم هارمونیک های جریان را کاهش می دهد و هم جریان و ولتاژ خط را هم فاز می کند [۳]، [۶].

۲-۳- اصلاح کننده ضریب توان یا PFC

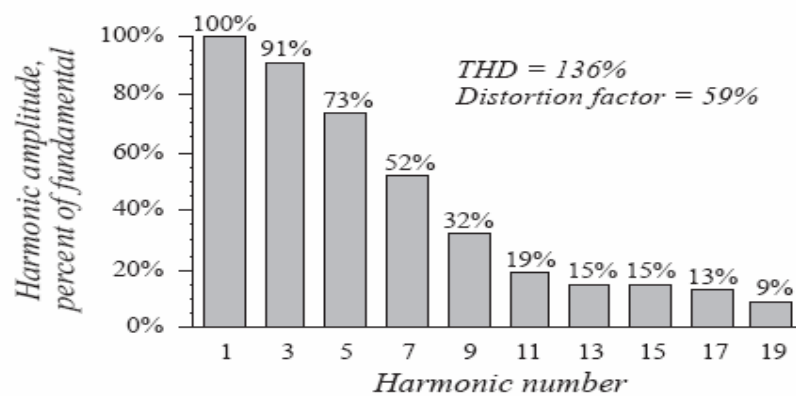
به طور معمول در اکثر مبدل های AC به DC مانند منابع تغذیه کامپیوتر، دستگاه های مخابراتی ادوات کنترل و غیره از یک پل دیودی یکسوساز ختم شده به یک خازن بزرگ ذخیره کننده انرژی به عنوان منبع ولتاژ DC تنظیم نشده استفاده می شود. این ساختار دارای این اشکال است که زمان هدایت دیودهای یکسوساز نسبت به کل سیکل بسیار کوتاه بوده و جریان کشیده شده از منبع AC باریک و با دامنه بسیار بزرگ است. جزئیات مطالب گفته شده را در شکل (۲-۱) می بینید:



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱-۲): (الف) یکسوساز ساده پل دیود و خازن، (ب) جریان و ولتاژ ورودی، (ج) طیف فرکانسی جریان ورودی [۶].

جریان پالسی کشیده شده از منبع باعث بروز دو مشکل می شود. اول اینکه وجود مولفه‌های فرکانس بالای جریان که از شبکه کشیده می شود با وجود امپدانس منبع و خط انتقال می‌توانند اختلالات ولتاژی بر روی خط انتقال ایجاد کرده و برای دیگر مصرف کننده ها ایجاد مشکل نماید. امروزه در این زمینه استانداردهایی تدوین شده است و برای ایجاد هارمونیک های جریان در شبکه محدودیت هایی گذاشته اند. به عنوان مثال استاندارد IEC-555 و IEEE-519 سطح هارمونیک جریان ایجاد شده توسط یک دستگاه را در حد $THD = 8\%$ مجاز می‌دارد [۶].

مشکل دوم، ضریب توان پایین از دید شبکه است. مقدار جریان موثر کشیده شده از شبکه زیاد است و در نتیجه تلفات زیادی در خطوط انتقال و شبکه ایجاد می کند. دو دسته بندی برای مدارهای اصلاح کننده ضریب توان وجود دارد:

۱- مدارهای غیرفعال یا پسیو

۲- مدارهای فعال یا اکتیو

در سال های گذشته روش هایی با استفاده از عناصر غیرفعال، جهت بهبود ضریب توان، شکل موج جریان و کاهش هارمونیک های آن پیشنهاد شده است. در این روش ها از مدارات تانک در ورودی یکسو کننده برای حذف هارمونیک سوم که عمده ترین عامل کاهش ضریب توان به شمار می رود استفاده می شود [۱۴]. بهبودی که با این تکنیک ها در ضریب توان و کاهش هارمونیک جریان ایجاد می گردد، محدودیتهای PF و THD ذکر شده در استانداردهای موجود را برآورده نمی کند. به همین دلیل از آن ها به ندرت استفاده می شود تنها در مبدل هایی با توان های پایین و دارای ولتاژ ورودی ثابت و مبدل هایی که می خواهند بسیار ارزان تمام شود از این روش استفاده می کنند.

مدارهای اکتیو یا فعال اصلاح کننده ضریب توان از هر مدل از مدارهای پایه باک، بوست و باک- بوست ساخته می شود. ولی متداول ترین ساختار برای PFC مبدل بوست است. در ولتاژهای کوچک ورودی و ولتاژ خروجی ثابت برای آن که انتقال انرژی به بار متوقف نشود بهره ولتاژ باید بزرگتر از یک باشد که این قابلیت را مبدل بوست دارا می باشد.

۴-۲- منابع تغذیه با قابلیت PFC

طرح هایی که برای یک مبدل AC به DC با قابلیت اصلاح کنندگی ضریب توان ورودی وجود دارند. به دو دسته تقسیم می شوند. دسته اول مبدل های دو طبقه هستند. در این مبدل ها در طبقه اول به منظور برآورده کردن خاصیت اصلاح کنندگی ضریب توان یک مبدل بوست وجود دارد که بسته به نوع مشخصات خواسته شده از مبدل، می تواند تک فاز و یا سه فاز باشد. در طبقه دوم مبدل DC به DC مطلوب که می تواند مبدل تمام پل، نیم پل، فوروارد^۱ و غیره باشد، وجود دارد که بتواند ولتاژ DC مطلوب را از ولتاژ تولید شده توسط مبدل بوست در طبقه اول فراهم آورد.

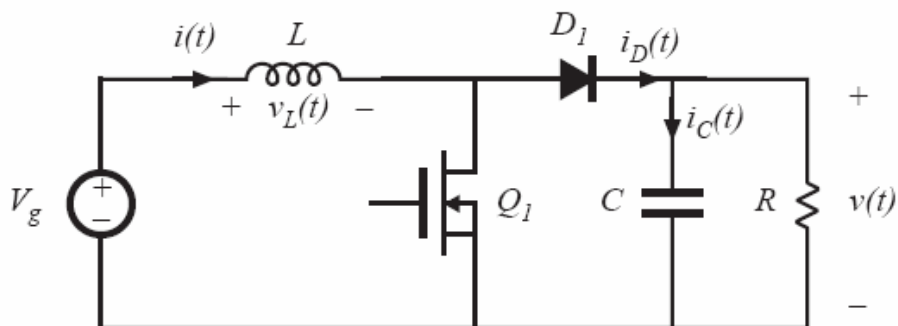
دسته دوم مبدل های یک طبقه هستند که در آنها هر دو عمل اصلاح کنندگی ضریب توان و تنظیم ولتاژ DC مطلوب خروجی در یک طبقه می باشد، که از آن جمله می توان مبدل های رزونانسی، ماتریسی و ترکیبی را نام برد.

در ادامه مبدل های بوست که طبقه اول مبدل های دو طبقه هستند و مبدل های رزونانسی، ماتریسی و در آخر هم مبدل ترکیبی مورد بررسی قرار می گیرد.

۴-۲-۱- مبدل بوست

معروف ترین مبدل الکترونیک قدرت که شرایط PFC را برآورده می سازد مبدل بوست است که در شکل (۲-۲) شمای کلی و ساختار آن را می بینید:

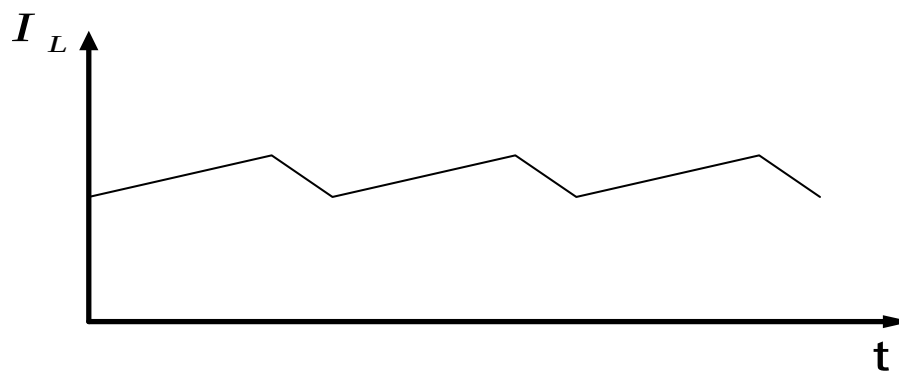
¹ - Forward



شکل (۲-۲): ساختار کلی مبدل بوست [۶]

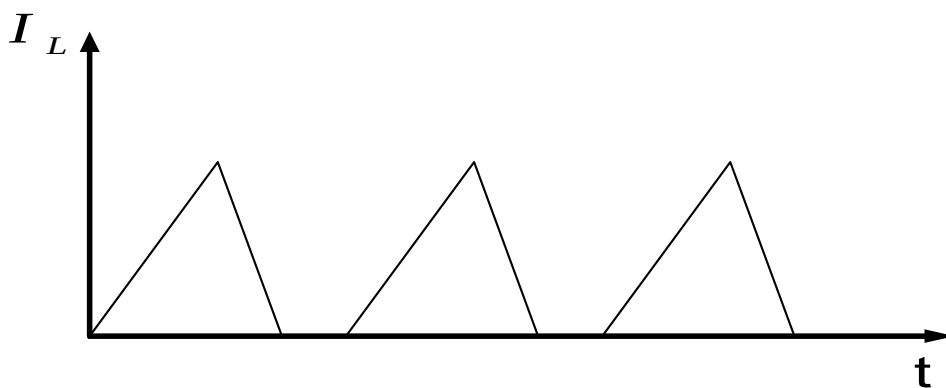
مبدل بوست دارای سه مد کاری است: مد هدایت پیوسته (CCM)^۱ مد هدایت ناپیوسته (DCM)^۲ و مد هدایت مرزی یا بحرانی (CRM)^۳ که درواقع مرز بین هدایت پیوسته و ناپیوسته است [۱۵].

در شکل (۳-۲) جریان سلف بوست را در سه مد مبدل مشاهده می کنید:

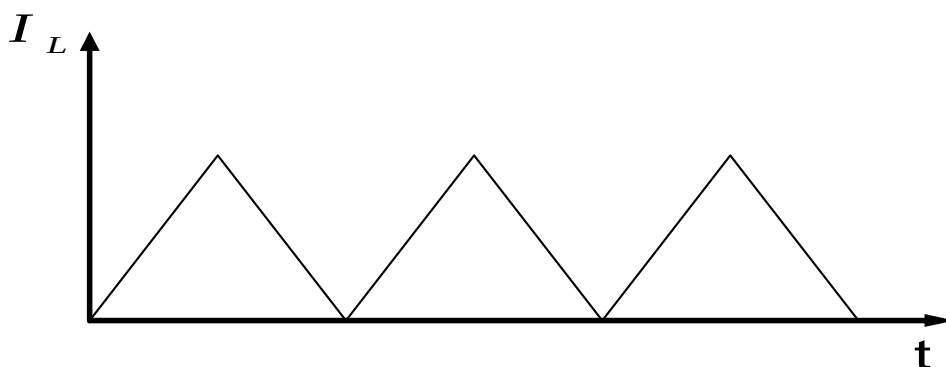


(الف)

¹ - Continuous Conduction Mode
² - Discontinuous Conduction Mode
³ - Critical Mode



(ب)



(ج)

شکل (۳-۲): الف) مود هدایت پیوسته (CCM) ب) مود هدایت ناپیوسته (DCM) ج) مود هدایت بحرانی (CRM)

در این مبدل، ولتاژ خروجی به روش مدولاسیون عرض پالس (PWM) کنترل می‌شود. در حالت

هدایت پیوسته بهره ولتاژ مبدل از رابطه $V_{dc} = \frac{1}{1-d} V_{in}$ تبعیت می‌کند که در آن d دوره کار مبدل

است. در حالت ناپیوسته هم بهره ولتاژ عبارت است از:

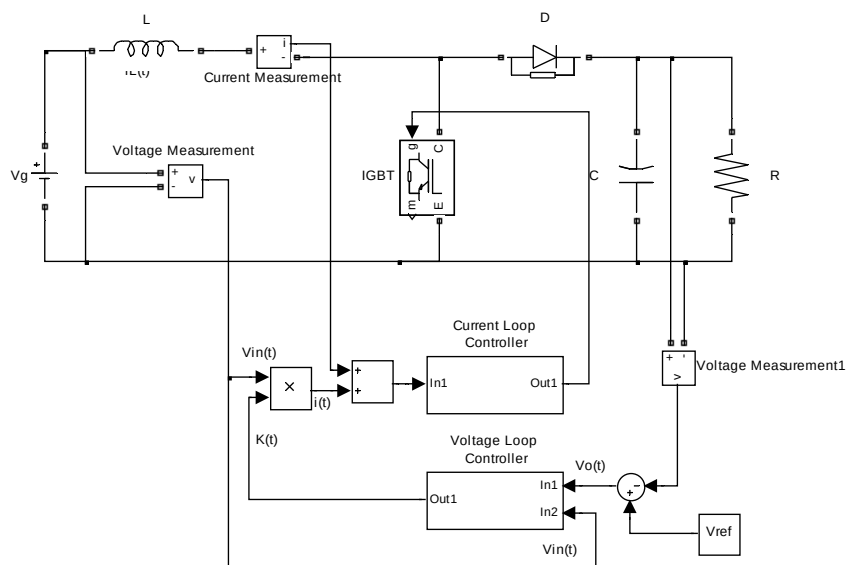
$$V_{dc} = \left(\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4d^2}{k}}}{2} \right) V_{in} \quad (۷-۲)$$

که در آن ضریب بدون دیمانسینون k برابر است با:

$$k = \frac{2L}{RT_s} \quad (۸-۲)$$

که در آن T_s دوره تناوب سوئیچینگ و R تعیین کننده بار مبدل است.

با تغییر d از صفر تا یک در حالت پیوسته بهره ولتاژ از یک تا بینهایت تغییر می کند. لذا برای حصول عملکرد PFC، d باید نسبت به زمان به صورت سنکرون با ولتاژ ورودی تغییر نماید. اما معمولاً برای این کار از مدارهای کنترل حلقه بسته استفاده می شود. شکل (۲-۴) یک مبدل بوست با ضریب توان واحد (PFC) و نمودار بلوکی سیستم کنترل آن را نشان می دهد:

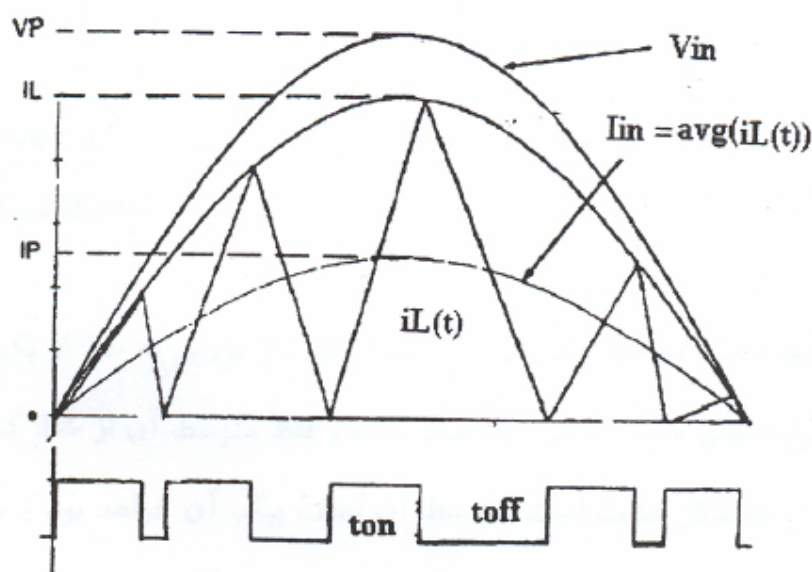


شکل (۲-۴): شمای کلی مبدل بوست و سیستم کنترل آن [۳]

در ابتدا باید جریان $i_L(t)$ هم شکل و هم فاز با ولتاژ $V_{in}(t)$ باشد به همین منظور ابتدا نمونه ولتاژ $V_{in}(t)$ در ضریب k ضرب شده و به عنوان جریان مرجع به کنترل کننده جریان یا حلقه داخلی داده می شود. کنترل کننده جریان با تغییر در دوره کار مبدل جریان $i_L(t)$ را با جریان مرجع برابر می نماید. کنترل کننده ولتاژ یا حلقه خارجی، ولتاژ خروجی $V_o(t)$ را با ولتاژ مرجع مقایسه کرده و از

روی سیگنال های خطای ساخته شده به وسیله یک کنترل کننده، $k(t)$ را تعیین می کند. بنابراین دامنه جریان مرجع تعیین می شود. هر یک از کنترل کننده های جریان یا ولتاژ می توانند از انواع تکنیک های کنترل، بهره گیرند. در شکل (۲-۴) نشان داده شد که برای کنترل بهتر می توان از پیش خور^۱ نیز در کنترل کننده ولتاژ استفاده کرد[۳].

در راستای کاهش دادن حجم و وزن عناصر قدرت و مواد مغناطیسی در یک مبدل الکترونیک قدرت، فرکانس کلید زنی باید افزایش یابد. اگر کلیدها در شرایط ^۲ZVS و ^۳ZCS قطع و وصل شوند تلفات کلیدزنی به نحو موثری کاهش پیدا می کند. در این جا روش کنترل زمان روشن بودن کلید برای مبدل بوست در مورد جریان ناپیوسته تشریح شده و نشان داده می شود که چگونه با تغییر فرکانس می توان عملکرد PFC را ایجاد کرد و نیز مکانیزم ایجاد ZVS در مود جریان ناپیوسته تشریح می شود[۱۶]. شکل (۲-۵) شکل موج های مبدل بوست با کنترل زمان روشن بودن کلید را نشان می دهد.



شکل (۲-۵): شکل موج های مبدل بوست با کنترل زمان روشن بودن سوئیچ [۲۴]

- ¹ - Feed Forward
- ² - Zero Voltage Switching
- ³ - Zero Current Switching

همان طور که ملاحظه می شود مدار کنترل در یک نیم سیکل ولتاژ AC، مدت زمان روشن بودن کلید را ثابت نگه داشته و پس از این مدت کلید را خاموش می کند و جریان سلف کاهش پیدا می کند. مدار کنترل، جریان سلف را با صفر مقایسه می کند. و زمانی که این جریان به صفر رسید مجدداً فرمان روشن شدن به کلید داده می شود. به این ترتیب مبدل در مرز هدایت پیوسته و ناپیوسته یعنی در ناحیه بحرانی قرار می گیرد. زمانی که کلید روشن می شود، جریان سلف و دیود از قبل صفر شده است و بنابراین مکانیزمی شبیه ZVS به وجود می آید. علاوه بر آن چون دیود از قبل در حالت هدایت نبوده است، پدیده Reverse Recovery نیز مشاهده نمی شود. نتیجه این دو، کاهش قابل ملاحظه تلفات کلیدزنی است.

ثابت می شود برای آنکه متوسط جریان ورودی به صورت سینوسی تغییر نماید زمانهای t_{on} و t_{off} باید از روابط زیر تبعیت کند [۱۶]:

$$t_{on} = \frac{4P_0 L}{V_{inp-p}^2} \quad (9-2)$$

$$t_{off} = \frac{4P_0 L |\sin(\omega t)|}{V_{inp-p} (V_0 - V_{inp-p} \sin(\omega t))} \quad (10-2)$$

اگر جریان ورودی مبدل که همان جریان سلف است، قبل از تزریق به خط از یک فیلتر پایین گذر عبور کند، هارمونیک های مرتبه بالاتر آن حذف شده و فقط متوسط آن از خط کشیده خواهد شد چون جریان سلف به شکل مثلث است. متوسط آن نصف پیک آن خواهد بود و بنابراین جریان کشیده شده از خط نیز به فرم سینوسی یکسو شده است:

$$I_{in}(t) = \frac{t_{on}}{2L} V_{inp-p} |\sin(\omega t)| \quad (11-2)$$

ملاحظه می شود که برخلاف زمان روشن بودن، زمان خاموش بودن کلید علاوه بر اینکه به توان خروجی، ولتاژ خروجی و یک ولتاژ ورودی وابسته است برحسب زمان در یک نیم سیکل تغییر

می کند و لذا حتی اگر توان خروجی و پارامترهای ولتاژ ورودی ثابت باقی بمانند، فرکانس کلیدزنی متغیر خواهد بود.

یک روش مرسوم دیگر برای کنترل جریان ورودی مبدل بوست، روش کنترل هیستریزس می باشد. در این روش جریان ورودی مبدل در یک بازه با جریان مرجع مقایسه می شود. در صورتی که اختلاف این دو جریان به یکی از دو مرز پایین یا بالای بازه برسد، کلید روشن یا خاموش خواهد شد. این روش دارای پاسخ بسیار سریعی است و به طور وسیعی در کنترل محرکه های الکتریکی نیز استفاده می شود. در این روش فرکانس کلیدزنی متغیر است اما با بکارگیری یک موج سنکرون کننده انواع فرکانس ثابت آن نیز ارائه شده است [۱۷].

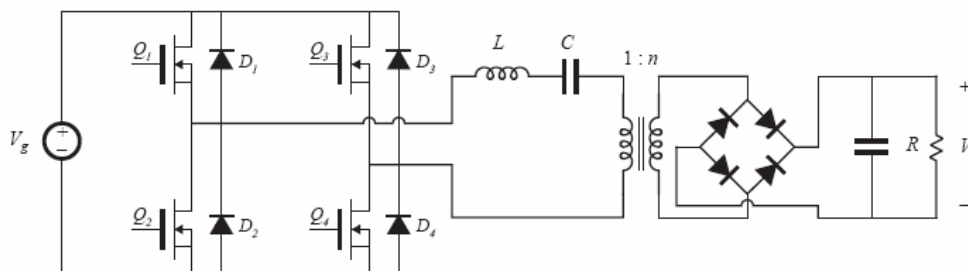
در سال های اخیر روشهای Quasi-Resonant و Soft-switching PWM نیز برای ساخت PFC مورد استفاده قرار گرفته اند که تلفات کلیدزنی کم و فرکانس های کار بالا ارائه می کنند [۱۸]. مشکل اصلی این روش ها نیاز آنها به کلیدهای اضافی^۱ است. همچنین تنش زیاد ولتاژ و جریان در عناصر این قبیل طراحی ها از اشکالات دیگر آنها است. هر چند برخی ادعا کرده اند که طرح آنها این مشکل را ندارد. این نوع مبدل ها در انواع نیم- پل و تمام- پل قابل پیاده سازی می باشند [۷]، [۹].

۲-۴-۲- مبدل های تشدید

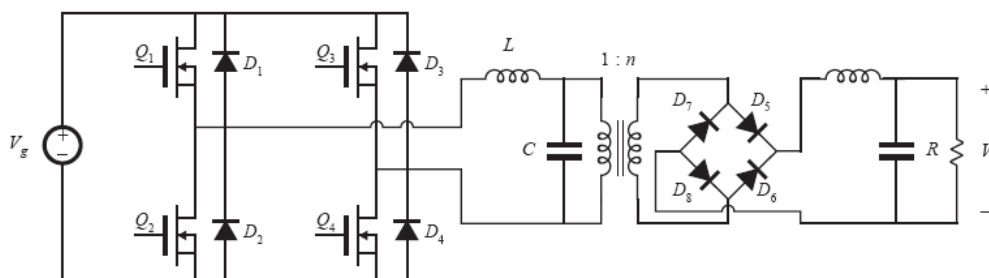
همان طوری که در قبل گفته شده است نوع یک طبقه مبدل ها وجود دارد که قابلیت اصلاح کنندگی ضریب توان و تولید ولتاژ DC مطلوب خروجی را در یک مرحله انجام می دهد یکی از این نوع مبدل ها، مبدل های تشدید هستند. اساس کار این مبدل ها برای انتقال انرژی از یک مدار تانک به بار استوار است. این مبدل ها عموماً به دو صورت نیم پل برای توان های کم (تا 200W) و تمام پل برای توان های متوسط و زیاد (بالتر از 200W تا چند کیلووات) ساخته شده و به دو خانواده اصلی

¹ - Auxiliary switches

مبدل تشدید سری یا SRC^۱ و مبدل تشدید موازی یا PRC^۲ تقسیم می‌شوند. شکل های (۶-۲) و (۷-۲) مبدل تشدید سری و مبدل تشدید موازی را نشان می‌دهند:



شکل (۶-۲): مبدل تشدید سری (SRC) [۶]



شکل (۷-۲): مبدل تشدید موازی (PRC) [۶]

خواص هر یک از مبدل ها در مرجع [۱۰] به تفصیل بررسی شده است. مبدل تشدید سری دارای جریان چرخشی کمی بوده و جریان مدار تانک آن نیز با کاهش جریان بار، کاهش می یابد بنابراین دارای بازده خوبی حتی در بارهای سبک است.

^۱ - Series Resonant Converter

^۲ - Parallel Resonant Converter

این خصوصیت نیاز به بزرگ انتخاب کردن عناصر را کاهش می‌دهد. همچنین به علت وجود خازن در مسیر سری مدار تانک بکارگیری آرایش تمام پل بدون نگرانی از ایجاد مولفه DC امکان پذیر است. از طرفی مبدل تشدید سری نمی‌تواند تنظیم ولتاژ در حالت بدون بار را تأمین نماید و خازن خروجی آن (یا بار) باید ریپل جریان شدیدی را تحمل نماید. در این مبدل در صورت اتصال کوتاه شدن خروجی جریان شدیدی از مدار تانک گذشته و ممکن است کلیدها آسیب ببینند. بهره ولتاژ مبدل تشدید سری بین صفر و یک بوده و خاصیت افزایش دهنده‌گی ولتاژ را ندارد، در نتیجه نمی‌تواند به عنوان اصلاح کننده ضریب توان قابل استفاده باشد. مبدل تشدید موازی دارای حفاظت ذاتی در مقابل اتصال کوتاه در خروجی است. زیرا با صفر شدن ولتاژ خروجی، مدار تانک تبدیل به یک سلف خواهد شد و جریان آن محدود باقی خواهد ماند. مبدل تشدید موازی خاصیت بالا بردن ولتاژ را دارد و بهره ولتاژ آن می‌تواند بسیار بزرگتر از واحد باشد. همچنین مبدل تشدید موازی دارای توانایی تنظیم ولتاژ بدون بار نیز می‌باشد.

مبدل تشدید موازی دارای جریان چرخشی زیادی بوده و جریان مدار تانک آن تقریباً مستقل از بار است که باعث ایجاد تلفات هدایتی دائمی در کلیدها و عناصر مدار شده بازده مبدل را در بارهای سبک، به شدت تحت تاثیر قرار می‌دهد. روش معمول برای کنترل مبدل‌های تشدید تغییر فرکانس کلید زنی است.

در این روش با استفاده از یک VCO^1 فرکانس کلیدزنی مبدل تغییر داده می‌شود. بهره ولتاژ مبدل، علاوه بر فرکانس به بار نیز بستگی دارد. اما در بار سبک و یا حالت بدون بار، بهره ولتاژ در فرکانس تشدید می‌تواند بسیار بزرگ باشد. اتفاقاً در نواحی گذر از صفر ولتاژ ورودی در یک مبدل PFC جریان خروجی نیز صفر می‌باشد و در نتیجه بار بینهایت است، در نتیجه اگر فرکانس کلیدزنی در این لحظه برابر فرکانس روزنانس باشد بهره ولتاژ بی‌نهایت خواهد بود. بنابراین مبدل تشدید موازی به عنوان PFC مورد استفاده قرار می‌گیرد. استفاده از مبدل تشدید موازی به عنوان PFC با تمام جزئیات در مرجع [۱۱] آورده شده است.

¹ - Voltage Controlled Oscillator

فرکانس کلیدزنی مبدل می تواند بالاتر از فرکانس تشدید یا پایین تر از آن باشد. در فرکانس پایین تر از فرکانس تشدید که به آن زیر رزونانس^۱ نیز گفته می شود، شرایط ZCS و در فرکانس بالاتر از فرکانس تشدید که فوق رزونانس^۲ نیز نامیده می شود، شرایط ZVS برای کلیدهای قدرت تامین می گردد. شرایط ZCS برای توان های بالا و فرکانس های پایین مناسب تر است. در عوض در رژیم کاری فوق رزونانس، هارمونیک های بالاتر موج مربعی اعمال شده به مدار تانک بهتر تضعیف شده و جریان ها و ولتاژهای مدار را با دقت خوبی می توان سینوسی فرض کرد. این مساله به کیفیت کار سیستم کمک شایانی کرده و علاوه بر ایجاد سهولت در طراحی و انطباق بهتر نتایج عملی در حالت ماندگار، باعث دقت بیشتر در مدلسازی دینامیکی مبدل می شود.

در برخی روش ها، کنترل فرکانس کلیدزنی مستقیماً توسط کنترل کننده انجام نمی شود. مثلاً در روش Self- sustained oscillation پارامتری که توسط کنترل کننده تعیین می شود زاویه اختلاف فاز مابین ولتاژ اعمال شده به مدار تانک و جریان مدار تانک است. از آنجایی که عملاً با تغییر فرکانس کلیدزنی، زاویه فاز امپدانس تغییر می کند، اختلاف فاز جریان و ولتاژ مدار تانک نسبت به فرکانس تغییر می کند و بنابراین رابطه ای بین این دو وجود دارد. [۱۹]، [۲۰]

۲-۴-۳- مبدلهای ماتریسی

مبدل ماتریسی، یک مبدل با کموتاسیون اجباری می باشد که از آرایش سوئیچ های دوجهته^۳ کنترل شده که عناصر اصلی برای ساختن یک سیستم ولتاژ خروجی متغیر با فرکانس نامحدود می باشد استفاده می کند.

در مبدل ماتریسی دیگر نیازی به خازن لینک DC و یا هیچ گونه عناصر ذخیره کننده انرژی بزرگ نمی باشد. این یکی از محاسن این مبدل است که باعث می شود حجم آن بسیار کوچک شود و

^۱ - Sub-Resonant

^۲ - Super- Resonant

^۳ - Bi-directional

در دماهای بالا به دلیل نبود خازن لینک DC کار کند. عنصر کلیدی در مبدل های ماتریسی، سوئیچ دوجته چهار ناحیه^۱ تمام کنترل شونده می باشد که اجازه عملکرد در فرکانس بالا را می دهد.

به هر حال توسعه و پیشرفت حقیقی مبدل ماتریسی، با کار Alesina و Venturini در سال ۱۹۸۰ شروع شد [۱۲]، [۲۱]. کوشش و نقش اصلی آنها توسعه آنالیز ریاضی سخت، برای توصیف رفتار فرکانس پایین مبدل است. که در آن مفهوم ماتریس مدولاسیون فرکانس پایین را معرفی کرده اند. روش مدولاسیون فوق، معروف به راه تابع انتقال مستقیم^۲ است که بردار ولتاژ خروجی از ضرب کردن ماتریس مدولاسیون در بردار ولتاژ ورودی به دست می آید [۲۲]، [۲۳].

یک روش کنترل متفاوت فرضی که براساس لینک DC خیالی بنا نهاده شده، ایده ای بود که توسط Rodriguez در ۱۹۸۳ معرفی شد. در این روش عملکرد مبدل ماتریسی به دو بخش یکسوسازی و حالت اینورتری تقسیم بندی می شود [۱۲ و ۲۴-۲۶].

ولتاژ فرضی V_{Pn} از حالت عملکرد یکسوکنندگی بدست می آید. هدف از عملکرد حالت یکسوکنندگی این است که ولتاژ فرضی V_{Pn} را از ولتاژ سه فاز ورودی بوجود آوریم و ضریب توان ورودی را واحد نگاه داریم. سیستم کنترل، به روش مدولاسیون فضای برداری (SVPWM)^۳ پیاده سازی می شود. بردار جریان سه فاز ورودی با فرکانس زاویه ای θ_{SC} می چرخد که از رابطه زیر بدست می آید:

$$\theta_{SC} = 2\pi f_i \times K \times T_s + \theta_0 \quad (12-2)$$

که در رابطه بالا f_i فرکانس ولتاژ ورودی، K گذر زمان بر حسب دوره تناوب سوئیچینگ و θ_0 زاویه اولیه جریان است.

یعنی در واقع بردار جریان ورودی را طوری می توان با بردارهای سوئیچینگ ساخت که با فرکانس ولتاژ ورودی یعنی f_i بچرخد. تابع تبدیل در این قسمت طوری ساخته می شود که همانند پل دیودی، یک سطح ولتاژ V_{Pn} فرضی شش پالسه در خروجی قسمت یکسو کنندگی تولید شود.

¹ - Four Quadrant

² - Direct Transfer Function Method

³ - Space Vector Pulse Width Modulation

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

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

تمام جزئیات مبدل های ماتریسی و این که چگونه به عنوان یک مبدل AC به DC با PFC عمل می کند در مقاله های [۲۷]، [۲۸] آمده است. در کل مبدل ماتریسی، دارای مزایا و معایبی می باشد که از جمله مزایای آن می توان موارد زیر را نام برد:

۱- مدار قدرت ساده و فشرده که به علت عدم وجود خازن لینک DC و فرکانس کار بالا، حجم آن به شدت کم می شود.

۲- تولید ولتاژ با دامنه و فرکانس دلخواه برای هر نوع باری

۳- جریان ورودی سینوسی

۴- عملکرد در ضریب توان واحد برای هر نوع باری

۵- قابلیت بازگشت انرژی

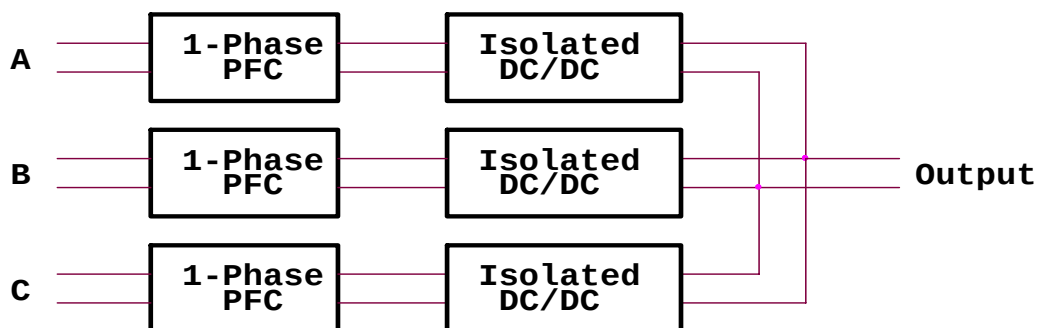
مبدل های ماتریسی معایبی هم دارند. کموتاسیون همزمان سوئیچ های دو جهت کنترل شده خیلی مشکل است زیرا باعث ایجاد اسپایک های شدید جریانی و ولتاژی و سوختن سوئیچ ها می شود [۳۴]. متأسفانه هیچ سوئیچی وجود ندارد که به تنهایی قادر باشد ولتاژ را در هر دو جهت مسدود^۱ کند و جریان را در هر دو جهت عبور دهد و باید از ترکیب دو سوئیچ استفاده کرد که این خود باعث زیاد شدن تعداد المان ها و گرانی مبدل می شود. همچنین در مبدل ماتریسی دو حلقه کنترلی جریان و ولتاژ داریم که این خود نحوه کنترل مبدل را بسیار پیچیده می کند. در فصل بعد نگاهی دقیق تر به کار هایی که در زمینه منابع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی انجام گرفته شده است و الگوریتم های متفاوتی که جهت سوئیچینگ استفاده شده است، بیان خواهد شد.

^۱ - Block

۴-۴-۲- مبدل ترکیبی

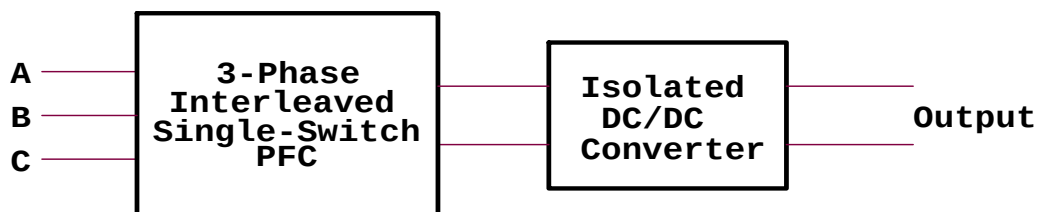
یکی از ساختارهایی که طی سالیان متوالی به عنوان منبع تغذیه سوئیچینگ در مراکز مخابراتی استفاده می شود، مدار دو مرحله ای است و برای سطوح با توان متوسط و بالا، معروف ترین ساختاری است که در صنایع اجرا شده است.

همانطوری که در شکل (۸-۲) دیده می شود سیستم شامل سه مازول تک فاز می باشد که در هر مازول یک اصلاح کننده ضریب توان تک فاز و به دنبال آن یک مبدل DC به DC آمده است:



شکل (۸-۲): منبع تغذیه DC سه فاز شامل سه مازول تک فاز با PFC جداگانه

این سیستم بسیار گران خواهد بود، چون تعداد المان های بکار رفته در آن بسیار زیاد است. یک راه حل جهت کم کردن هزینه، ساختاری است که در شکل (۹-۲) آمده است. این ساختار از یک اصلاح کننده ضریب توان سه فاز (که معمولاً مبدل بوست است) و به دنبال آن یک مبدل DC به DC تشکیل شده است که باعث می شود سیستم بسیار ساده تر و ارزان تر نسبت به ساختار شکل (۸-۲) شود:



شکل (۹-۲): منبع تغذیه DC سه فاز با استفاده از ورودی بوست سه فاز

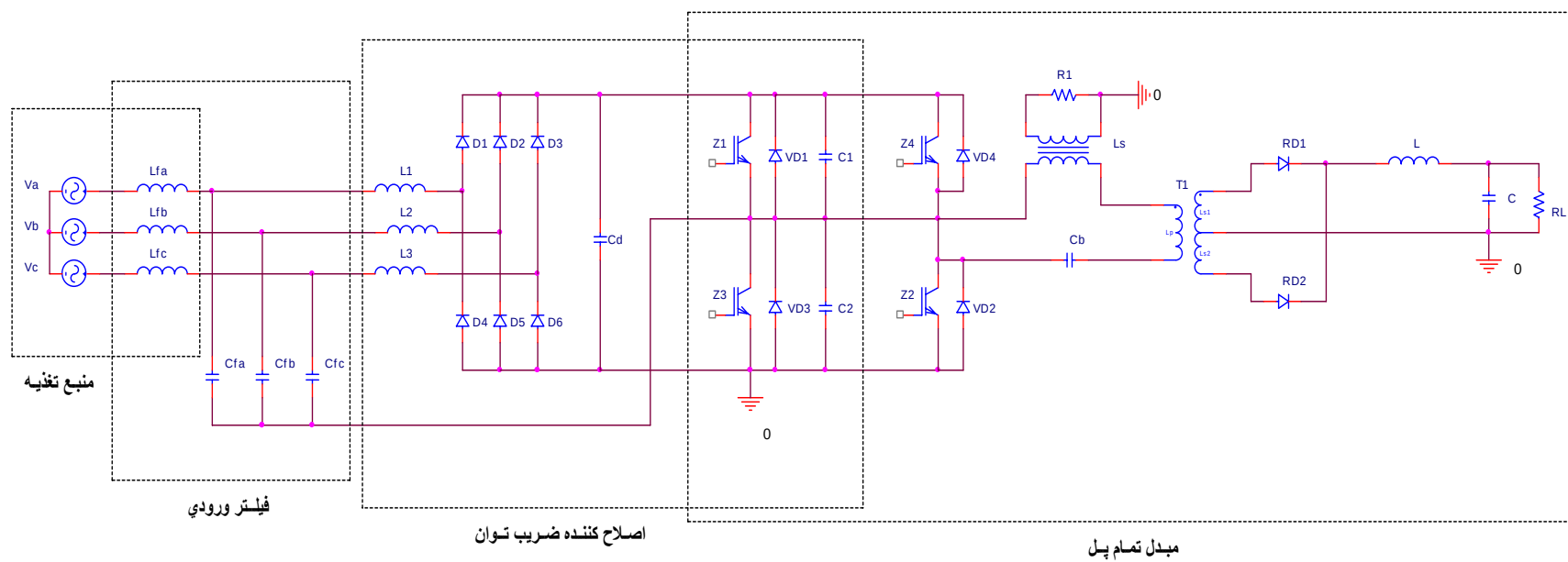
برای کاهش بیشتر هزینه سیستم های یکسوساز، امکان ادغام اصلاح کننده ضریب توان و مبدل DC به DC وجود دارد. برای رسیدن به این ساختار، توپولوژی مبدل پل، با روش سوئیچ کردن شبه شیفت فاز (PPSC)^۱ برای طبقه قدرت استفاده می شود. این مبدل ها ZVS را برای تمام سوئیچ ها بدون نیاز به مدارهای جانبی انجام می دهند. فقط چهار سوئیچ برای تولید ولتاژ مطلوب نیاز دارد. این ساختار برای سیستم های مخابراتی، باتری شارژها و غیره بکار گرفته می شود.

در شکل (۲-۱۰) منبع تغذیه سوئیچینگ سه فاز یک طبقه مورد بحث را در یک شمای کلی می بینید.

منبع تغذیه سوئیچینگ مذکور از چهار بخش تشکیل شده است:

- ۱- منبع AC سه فاز سه سیمه
- ۲- شبکه فیلتر سه فاز ورودی
- ۳- بخش اصلاح کننده ضریب توان (PFC)
- ۴- مبدل DC به DC تمام پل

¹ - Pseudo Phase Shift Control



شکل (۲-۱۰): مبدل ترکیبی [۱۳]

ابتکاری که در اینجا زده شده و بسیار مهم است این است که نول N خازن های فیلتر فرکانس بالا و پایین گذر ورودی به وسط اتصال سوئیچ های Z_1 و Z_3 متصل شده است. به این ترتیب یک حلقه ذخیره سازی انرژی برای رسیدن به اصلاح کنندگی ضریب توان در حالت DCM وقتی که سوئیچ های Z_1 یا Z_3 روشن هستند بوجود می آید. همچنین سوئیچ های Z_1 و Z_3 به همراه دو سوئیچ ستون پسین^۱ یعنی Z_2 و Z_4 یک مبدل تمام پل را می سازند [۱۳].

این مبدل با روش شبه شیفت فاز (PPSC) کنترل می شود که در فرکانس ثابت اجرا می شود. روش کنترل شبه شیفت فاز به این ترتیب است که سوئیچ های ستون پیشین^۲ زودتر از سوئیچ های ستون پسین خاموش می شوند ولی با هم روشن می شوند. پالس مربوط به سوئیچ های ستون پسین ثابت است اما سوئیچ های ستون پیشین با توجه به ولتاژ خروجی از مدار کنترل فرمان می گیرند. اشتراک روشن بودن همزمان سوئیچ های قطری در ستون های پیشین و پسین عرض پالس ولتاژ ورودی اولیه ترانس را مشخص می کند. در فصل ششم نتایج مربوط به شبیه سازی مبدل ترکیبی با نتایج شبیه سازی مبدل مورد بحث در این پروژه مقایسه شده است.

۲-۵- خلاصه

مبدل های یک طبقه بحث شده مشکلات خاص خود را دارند مثلاً در مبدل های رزونانسی بهینه کردن المان های مبدل برای یک رنج وسیعی از جریان بار و ولتاژ ورودی بسیار مشکل است همچنین جریانی که در تانک رزونانسی می چرخد، بازده آنها را در بارهای کم، بسیار پایین می آورد و از سوی دیگر در مبدلهای Quasi Resonant مقدار پیک موج ولتاژ خروجی بسیار بالاتر از معادل موج مربعی PWM است که این خود می تواند، با وجود تلفات سوئیچینگ کم این مبدل ها تلفات هدایتی آن را افزایش دهد و یا مبدل ماتریسی متداول، دارای تعداد المان های زیادی است و کنترل آن بسیار پیچیده است که این خود، مبدل را گران می کند.

¹ Lagging Leg

² Leading Leg

در مبدل ترکیبی، بخش اصلاح کننده ضریب توان و مبدل تمام پل، در هم ادغام شده است و تعداد المان های آن در حد یک مبدل پل، کم و ساده است و در نتیجه مبدل ارزان است. بخاطر خاصیت عملکرد DCM به طور ذاتی اصلاح کننده ضریب توان است ولی این مبدل در بارهای کمتر از بار نامی عملکرد خوبی ندارد. نتایج شبیه سازی این مبدل، عملکرد ضعیف آن در بارهای کم را نشان می دهد.

فصل سوم

بررسی منابع تغذیه DC با استفاده از مبدل
ماتریسی

۳-۱ مقدمه

در این فصل ابتدا ساختار سوئیچ های دو جهته و روش های کموتاسیون آنها به صورت خیلی مختصر معرفی شده و در ادامه روش های کنترلی متفاوتی که شامل الگوریتم کنترل غیرمستقیم، کنترل یکپارچه و کنترل مستقیم می باشد و جهت سوئیچینگ این سوئیچ ها استفاده می شود مورد بحث قرار گرفته است.

در هر دو الگوریتم کنترل غیر مستقیم و کنترل یکپارچه، ورودی سه فاز فرکانس پایین، توسط مبدل ماتریسی کاهش یافته (RMC)^۱ به خروجی تکفاز فرکانس بالا تبدیل می شود و توسط یک ترانس ایزولاسیون فرکانس بالا، دامنه ولتاژ تا حد مطلوبی کاهش داده می شود.

در الگوریتم کنترل مستقیم، ورودی سه فاز فرکانس پایین توسط مبدل ماتریسی کاهش یافته، به صورت مستقیم تبدیل به ولتاژ DC در خروجی می شود.

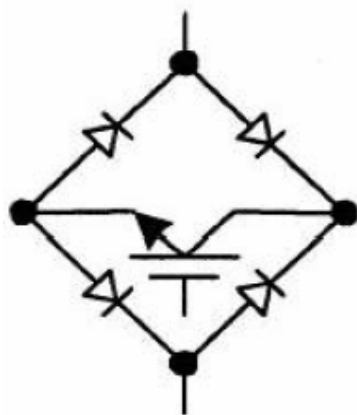
۳-۲ ساختار سوئیچ های دو جهته

مبدل های ماتریسی به سوئیچ های دو جهته ای نیاز دارند که توانایی تحمل ولتاژ در هر دو جهت را داشته باشند و بتوانند جریان را در هر دو جهت هدایت کنند. برای تحقق این سوئیچ ها از قطعات مجزا یا از ماژول های آماده ای که برای مبدل های ماتریسی طراحی شده استفاده می گردد. در سوئیچ های دو جهته می توان از IGBT^۲ استفاده کرد. سوئیچ های دو جهته، دارای ساختار های پل دیودی، امیتر مشترک، کلکتور مشترک و RBIGBT^۳ هستند که به ترتیب در شکل های (۳-۱) تا (۳-۴) نشان داده شده اند. بحث مفصل در مورد هر یک از آن ها در مراجع [۱۲]، [۲۹] آمده است.

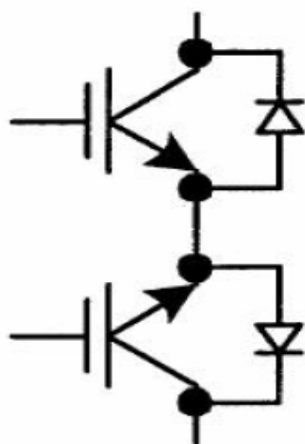
^۱-Reduced matrix converter

^۲-Insulated Gate Bipolar Transistor

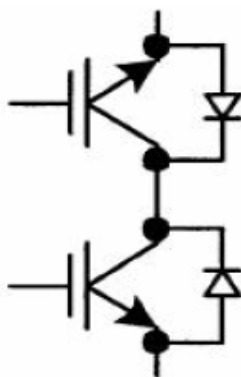
^۳-Reverse Blocking IGBT



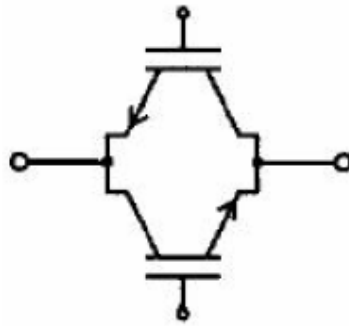
شکل (۳-۱): سوئیچ دوجته با ساختار پل دیودی



شکل (۳-۲): سوئیچ دوجته با ساختار امیتر مشترک



شکل (۳-۳): سوئیچ دوجته با ساختار کلکتور مشترک



شکل (۳-۴): سوئیچ دو جهته با ساختار RBIGBT

۳-۳ کموتاسیون سوئیچ های دو جهته

به عمل انتقال جریان از یک سوئیچ به سوئیچ دیگر کموتاسیون می گویند. به یک سوئیچ دو جهته ، مانند سوئیچ های شکل (۳-۵) که شامل دو IGBT و دو دیود است، یک سلول کموتاسیون گفته می شود. به هر سوئیچ یک جهته از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد روشن شود سوئیچ داخل شونده گفته شده و به هر سوئیچ یک جهته از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد خاموش گردد، سوئیچ خارج شونده گفته می شود [۲۹]. در هنگام بررسی روش های کموتاسیون مبدل های ماتریسی، باید دو شرط زیر مدنظر باشد که این دو شرط در حقیقت محدودیت های سوئیچینگ حاکم بر تمامی روش های سوئیچینگ در مبدل ماتریسی می باشند [۱۲].

۱- سوئیچ های یک سطر مبدل نباید در یک زمان روشن باشند، زیرا این عمل باعث اتصال کوتاه در فاز های ورودی و عبور جریان بالا از سوئیچ های مبدل می شود.

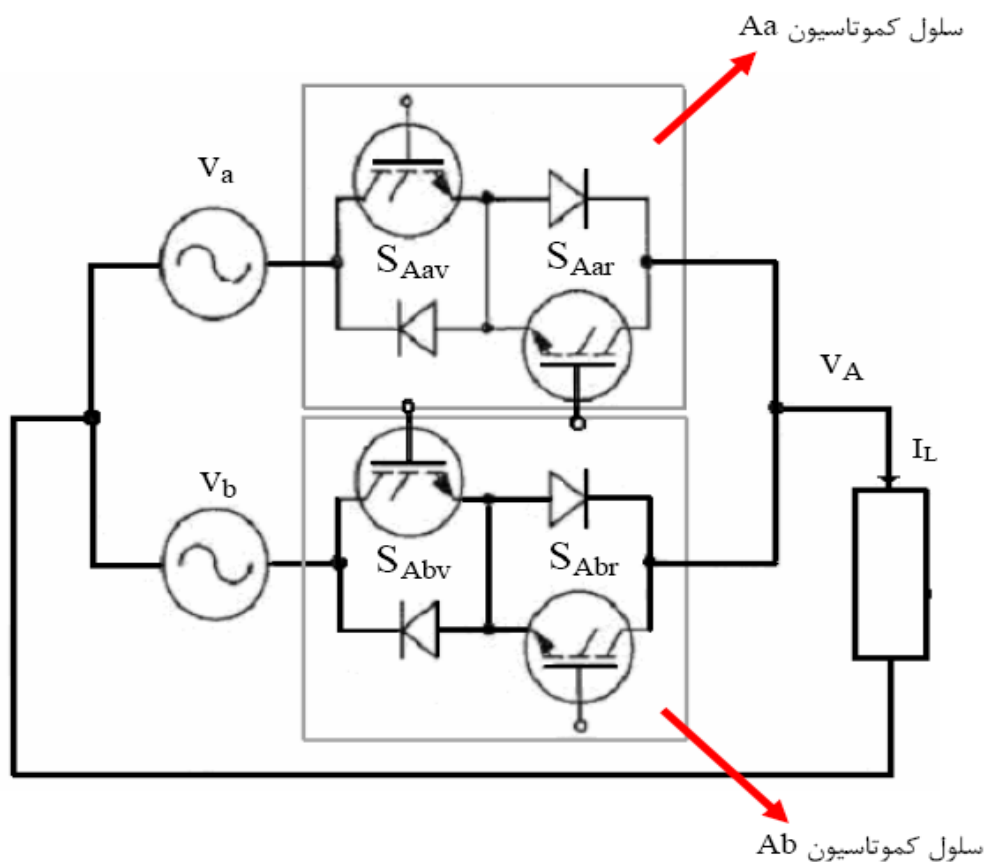
۲- در هر لحظه باید جریان بار برقرار بوده، تا اضافه ولتاژ ناشی از قطع جریان بار سلفی به سوئیچ های مبدل آسیب نرساند.

روش های متفاوتی برای برقراری این دو شرط وجود دارد که از جمله این روش ها می توان به کموتاسیون همراه با همپوشانی جریان، کموتاسیون با زمان مرده جریان، کموتاسیون چهار مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان و کموتاسیون دو مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت ولتاژ یا کموتاسیون به روش METZI اشاره کرد.

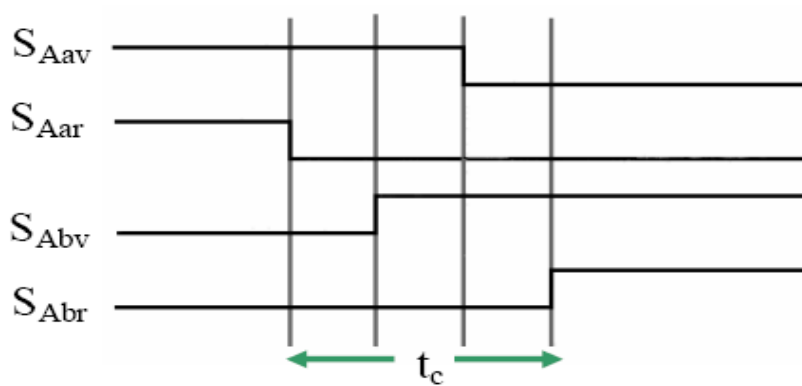
بحث مفصل در ارتباط با تمامی این روش ها و مزایا و معایب آنها در مراجع ذکر شده است، در نتیجه در این رساله تنها به تشریح کموتاسیون چهار مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان می پردازیم.

۳-۳-۱ کموتاسیون چهار مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان

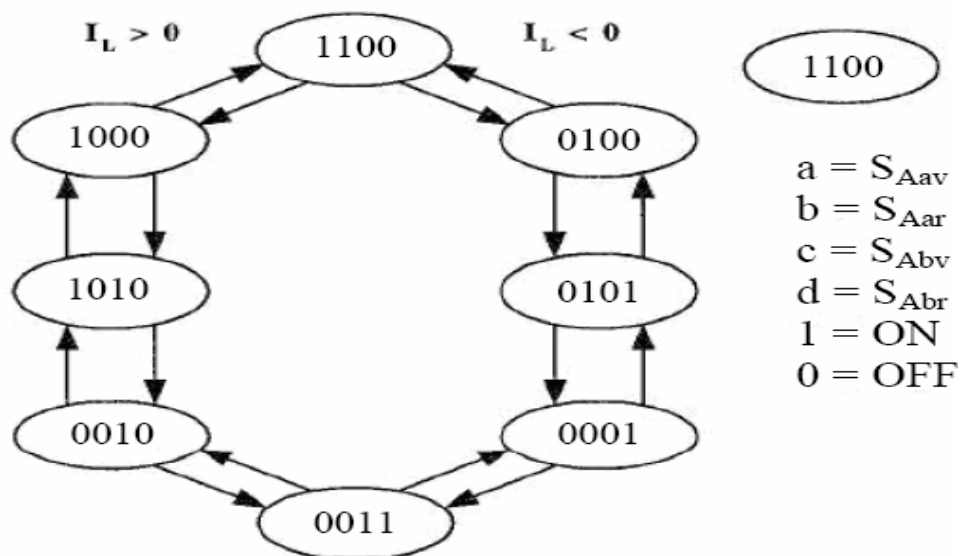
برای بیان این روش مبدل ماتریسی دو فاز به تک فاز شکل (۳-۵) را در نظر بگیرید. در این روش دیاگرام زمانی طرز عملکرد سوئیچ ها به صورت شکل (۳-۶) می باشد. فرض کنید جریان بار ابتدا در جهت نشان داده شده در شکل (۳-۵) بوده و سلول کموتاسیون Aa در حال هدایت باشد. زمانی که یک عمل کموتاسیون از سلول Aa به سلول Ab لازم باشد، سوئیچی که در سلول Aa هدایت نمی کند (S_{Aar}) خاموش می شود. در واقع این سوئیچ دیگر سیگنال گیت را دریافت نمی کند برای این که بتوان سوئیچی که در سلول Aa جریان را هدایت نمی کند تشخیص داد، جهت جریان بار باید مشخص باشد. بعد از این که S_{Aar} خاموش شد، S_{Abv} از سلول Ab روشن می شود. این طرز عملکرد باعث می شود هر دو سلول بتوانند روشن شوند بدون این که در ورودی اتصال کوتاهی رخ دهد و همچنین مسیر جریان بار، همیشه بسته می ماند. بعد از یک مدت زمان کوچک، S_{Aav} خاموش می شود و S_{Abr} سیگنال گیت را دریافت می کند به این ترتیب عمل کموتاسیون تکمیل می شود. نمودار پله به پله این روش در شکل (۳-۷) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۳-۶) نشان داده شده است انجام عمل کموتاسیون در این روش به اندازه t_c طول می کشد، این زمان وابسته به زمان های روشن و خاموش شدن IGBT های موجود در سلول های کموتاسیون است. در صورتی که مقدار جریان بسیار کم باشد ممکن است نتوان جهت آن را به درستی تعیین کرد، در این صورت امکان دارد سوئیچی به اشتباه روشن شود. بنا براین در جریان های بسیار کم ممکن است این روش با مشکل مواجه شود [۲۹].



شکل (۳-۵): مبدل ماتریسی دو فاز به تکفاز [۱۲]



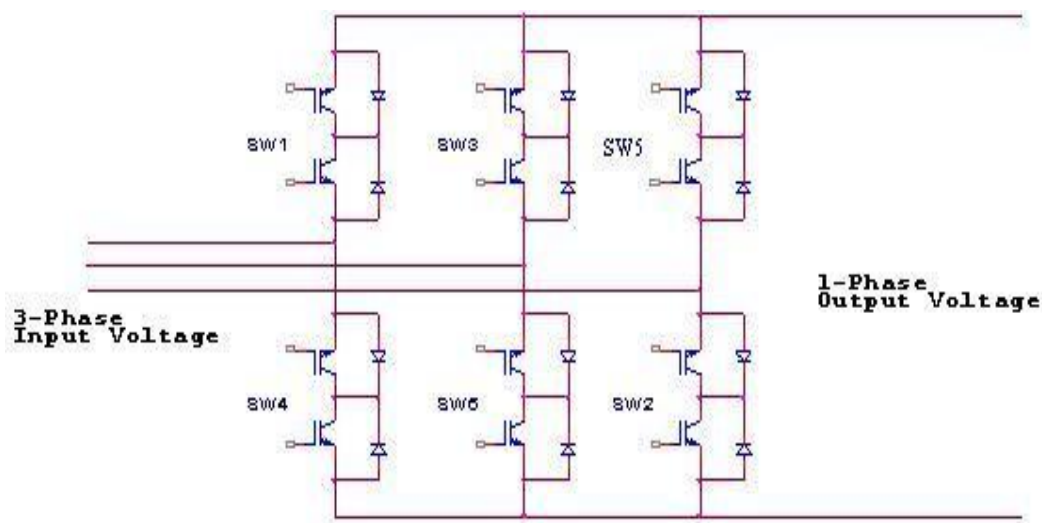
شکل (۳-۶): دیاگرام زمانی کموتاسیون ۴ مرحله ای [۱۲]



شکل (۷-۳): دیاگرام پله به پله کموتاسیون ۴ مرحله ای [۱۲]

۳-۴ الگوریتم کنترل غیر مستقیم

در این روش، مبدل ماتریسی که در شکل (۸-۳) دیده می شود، برق سه فاز فرکانس پایین ورودی را به صورت مستقیم، بدون حضور یک لینک DC، به فرکانس بالا تکفاز در خروجی تبدیل می کند.



شکل (۸-۳): مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز [۳۰]

توسط یک ترانس ایزولاسیون فرکانس بالا با نسبت تبدیل مناسب دامنه ولتاژ تا حد مطلوبی کاهش داده می شود. و توسط یک یکسو کننده پل دیودی ولتاژ خروجی یک سو شده و در نهایت پس از عبور از یک فیلتر پایین گذر ساده، ولتاژ DC در خروجی جهت تغذیه بار فراهم می شود.

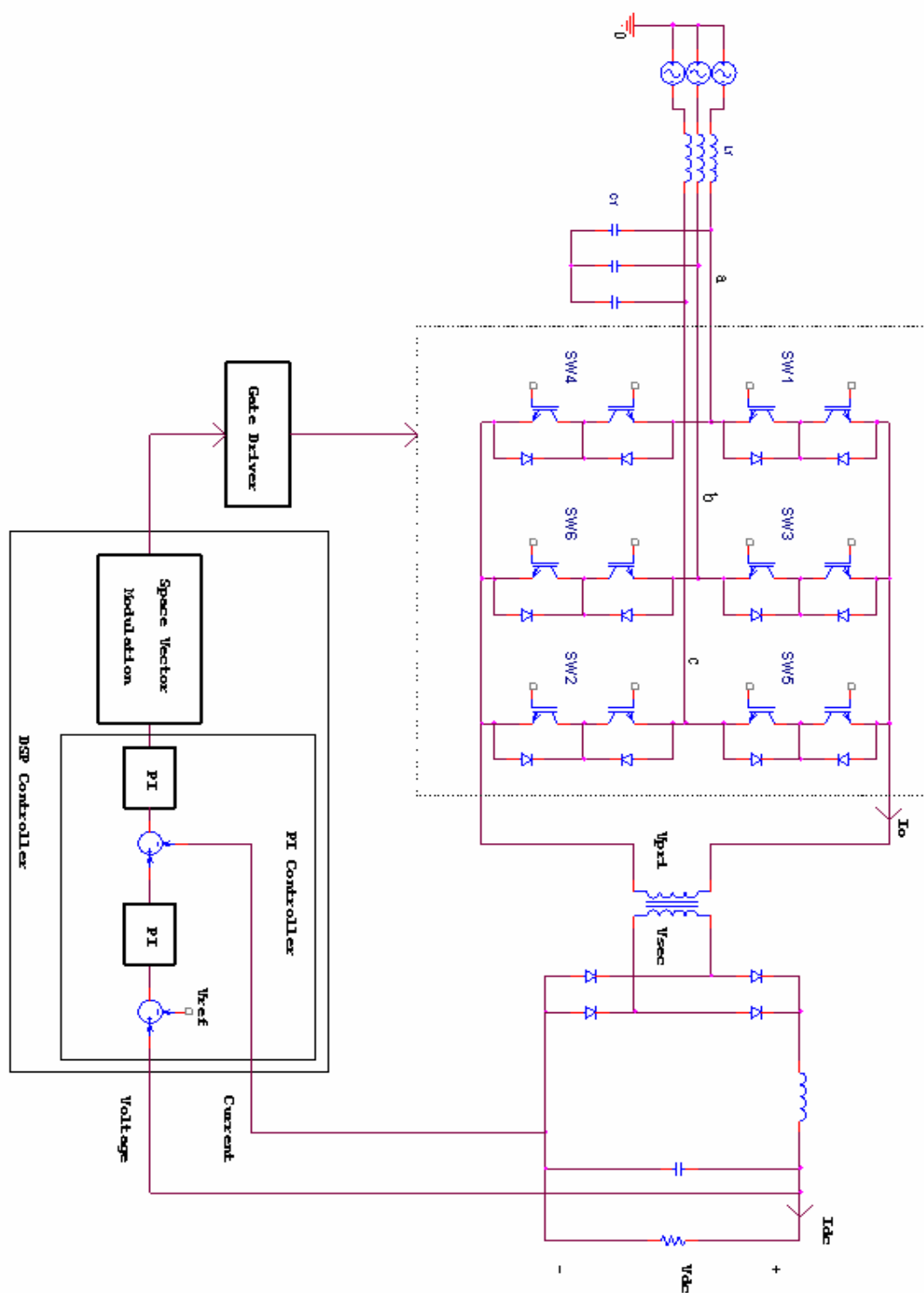
مدار کنترل مبدل ماتریسی، ثابت بودن ولتاژ DC خروجی را به رغم تغییرات بار و یا تغییرات ولتاژ منبع سه فاز ورودی تضمین می کند. در شکل (۳-۹) منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی نشان داده شده است.

تعدادی از مزایای این روش در زیر آمده است:

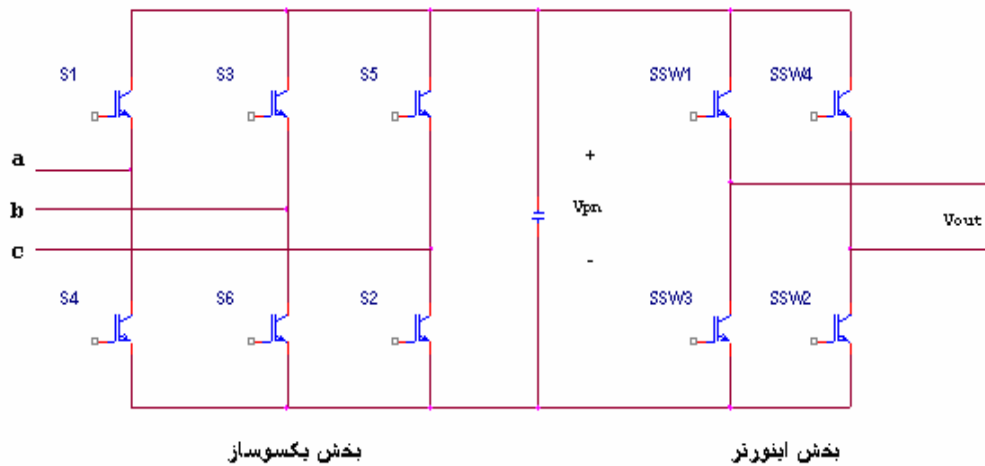
- (۱) احتیاجی به خازن لینک DC نمی باشد
 - (۲) THD پایین در جریان خط ورودی
 - (۳) فرکانس عملکرد بالا سیستم، اجازه می دهد تا حجم و وزن آن کم باشد.
 - (۴) به دلیل استفاده از سوئیچ های دو جهته مزیت انتقال دو جهته توان را دارا می باشد.
 - (۵) خروجی منبع تغذیه نسبت به ورودی آن از نظر الکتریکی ایزوله است.
- در روش کنترل غیر مستقیم عملکرد مبدل ماتریسی به دو مد تقسیم شده است:

- مد یکسو کنندگی

- مد اینورتری



شکل (۳-۹): منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل ماتریسی [۳۰]



شکل (۳-۱۰): شبیه سازی نحوه عملکرد یکسوسازی و اینورتری مبدل ماتریسی [۳۰]

شکل (۳-۱۰) مد های مدولاسیون مبدل ماتریسی را نشان می دهد که به صورت سیستم تبدیل $AC \rightarrow DC \rightarrow AC$ می باشد. در نتیجه فقدان لینک DC، V_{pn} به عنوان ولتاژ DC فرضی به منظور آنالیز نمایش داده شده است. عملکرد مبدل ماتریسی می تواند به صورت ریاضی، در یک شکل ماتریسی بیان شود. ولتاژ فرضی V_{pn} از حالت عملکرد یکسو کنندگی بدست آمده است.

$$V_{pn} = F_r \times V_i \quad (۱-۳)$$

که F_r تابع انتقال حالت یکسو کنندگی و V_i بردار ولتاژ ورودی می باشد، ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی V_o از حالت عملکرد اینورتری به صورت زیر بدست می آید.

$$V_o = F_i \times V_{pn} \quad (۲-۳)$$

که F_i تابع انتقال حالت اینورتری می باشد. جریان خط ورودی I_i از رابطه (۳-۳) بدست می آید.

$$I_i = F_r^T \times F_i^T \times i_o \quad (۳-۳)$$

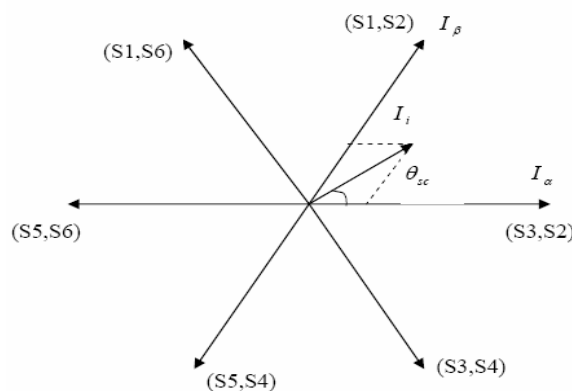
بردار ولتاژ فازهای ورودی V_i به صورت زیر است:

$$v_i = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \sin(\omega_i t) \\ V_m \sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_m \sin(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

که V_m دامنه ی ولتاژ ورودی و ω_i فرکانس زاویه ای آن است.

۳-۴-۱ عملکرد قسمت یکسو کنندگی

آنالیز مبدل ماتریسی، توسط تفکیک آن به حالت عملکرد یکسو کنندگی در ورودی و اینورتری در خروجی، آسان شده است. هدف از عملکرد حالت یکسو کنندگی ایجاد ولتاژ فرضی V_{pn} از ولتاژ سه فاز ورودی می باشد، با این شرط که ضریب توان ورودی را واحد نگاه دارد. مدولاسیون فضای برداری (SVM)^۱ برای قسمت یکسو کنندگی در شکل (۳-۱۱) نشان داده شده است بر دارهای سوئیچینگ در شکل (۳-۱۱) توسط سوئیچ های بخش یکسو کنندگی در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده اند.



شکل (۳-۱۱): SVM مربوط به قسمت یکسو کنندگی

^۱-Space Vector Modulation

مکان بردار مرجع I_i ، در داخل یک بخش از بردارهای سوئیچینگ مجاور معین شده است که زاویه θ_{sc} ، زاویه بردار مرجع می باشد. دوره کارهای^۱ بردارهای سوئیچینگ فعال در حالت یکسو کنندگی با شاخص مدولاسیون m_c ، به صورت زیر می باشد.

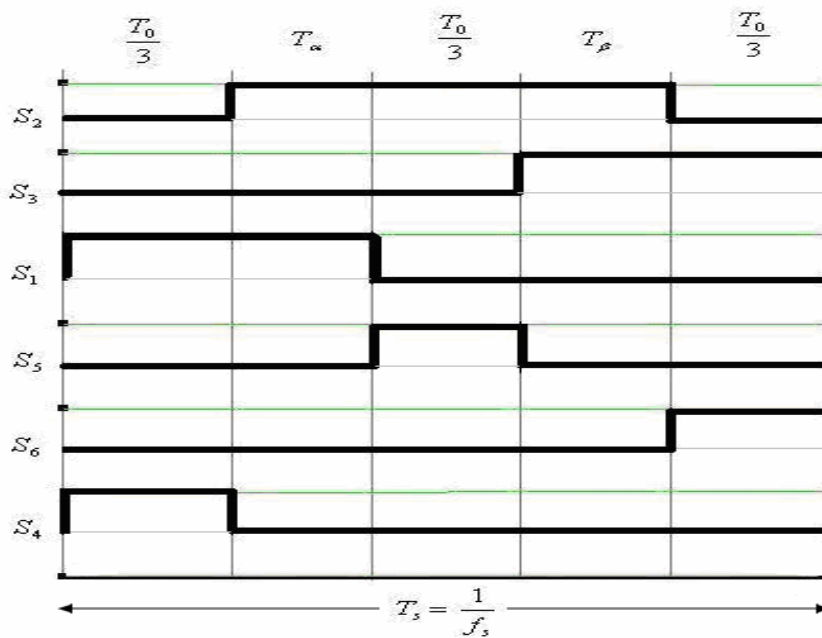
$$T_\alpha = m_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{sc}\right) \times T_s \quad (۵-۳)$$

$$T_\beta = m_c \sin(\theta_{sc}) \times T_s \quad (۶-۳)$$

$$T_0 = T_s - T_\alpha - T_\beta \quad (۷-۳)$$

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (۸-۳)$$

T_s دوره تناوب سوئیچینگ و F_s فرکانس سوئیچینگ است شکل (۱۲-۳) پالس های مربوط به شش سوئیچ فرضی قسمت یکسو کنندگی را در زمان یک دوره تناوب سوئیچینگ در سکتوری نشان می دهد که در آن سکتور، فاز C دارای ماکزیمم مقدار منفی خود می باشد.



شکل (۱۲-۳): پالس های مربوط به شش سوئیچ فرضی قسمت یکسو کنندگی

^۱-Duty cycles

ماتریس حالت یکسو کنندگی F_r را می توان به صورت زیر نمایش داد که تعداد درایه های آن به تعداد فازهای ورودی بستگی دارد از آن جا که ورودی سه فاز متعادل است در نتیجه F_r دارای سه درایه می باشد.

$$F_r = [F_{r_1} F_{r_2} F_{r_3}] \quad (9-3)$$

$$F_{r_1} = s_1 - s_4 \quad (10-3)$$

$$F_{r_2} = s_3 - s_6 \quad (11-3)$$

$$F_{r_3} = s_5 - s_2 \quad (12-3)$$

از آن جا که سوئیچ های $s_1 - s_4$ بر روی فاز A سوئیچ های $s_3 - s_6$ بر روی فاز B و سوئیچ های $s_5 - s_2$ بر روی فاز C قرار گرفته اند ماتریس حالت یکسو کنندگی F_r را می توان به صورت رابطه ی (۱۳-۳) نشان داد.

$$F_r = m_c \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^T \quad (13-3)$$

حال اگر رابطه ی (۱۳-۳) و (۴-۳) را در رابطه ی (۱-۳) قرار دهیم ، خواهیم داشت .

$$V_{pn} = \frac{3 \times m_c \times V_m}{2} \quad (14-3)$$

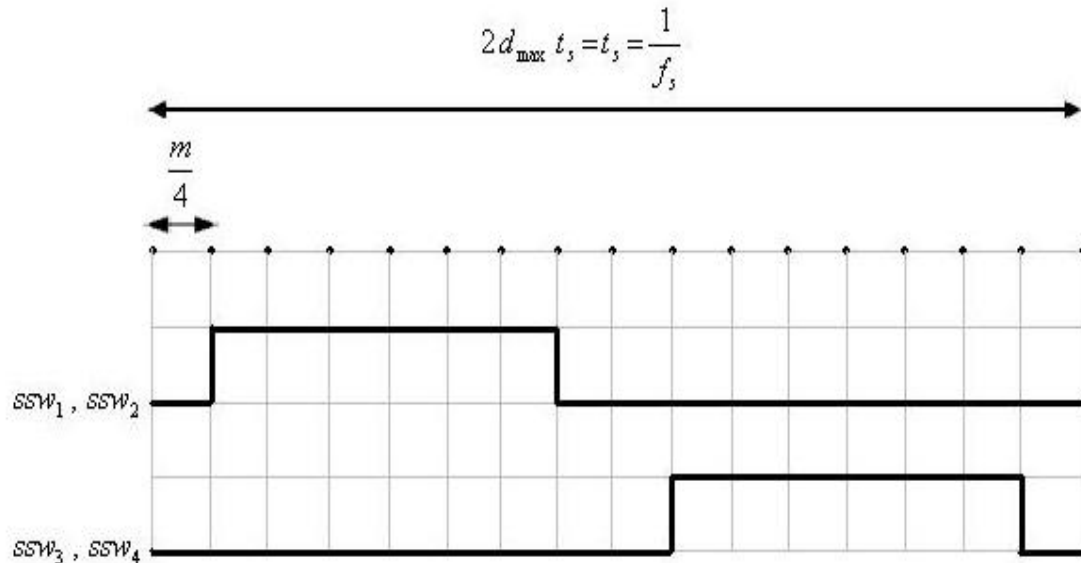
۳-۴-۲ عملکرد قسمت اینورتری

هدف از عملکرد حالت اینورتری، تولید یک ولتاژ خروجی تک فاز فرکانس بالا می باشد فرکانس سوئیچینگ در این حالت، همان فرکانس خروجی مطلوب می باشد. از حالت یکسو کنندگی V_{pn} به

وجود آمد که این ولتاژ به عنوان ورودی اینورتر تک فاز استفاده شده است تابع سوئیچینگ قسمت اینورتری در شکل (۳-۱۳) نشان داده شده است.

$$d = -\frac{1}{2}m + \frac{1}{2} \quad 0 \leq m \leq 1 \quad (3-15)$$

d دوره کار مربوط به زمان روشن بودن سوئیچ ها می باشد.



شکل (۳-۱۳): پالس های مربوط به چهار سوئیچ فرضی قسمت اینورتری

با تغییر سیگنال کنترلی m ، ولتاژ خروجی مطلوب برای مبدل ماتریسی به دست می آید با فرض اینکه m_v شاخص مدولاسیون قسمت اینورتری می باشد با قرار دادن رابطه (۳-۱۴) در رابطه (۳-۲) خواهیم داشت

$$V_o = \frac{3 \times m_c \times m_v \times v_m}{2} \quad (3-16)$$

۳-۴-۳ تابع انتقال مبدل ماتریسی

اگر رابطه (۳-۱) در رابطه (۳-۲) قرار دهیم می توان نشان داد که خروجی مبدل ماتریسی به صورت زیر است

$$v_o = F_i \times F_r \times v_i = F_T \times v_i \quad (3-17)$$

F_T تابع انتقال مبدل ماتریسی است که از حاصل ضرب تابع انتقال اینورتری F_i در تابع انتقال یکسو کنندگی F_r به وجود آمده است.

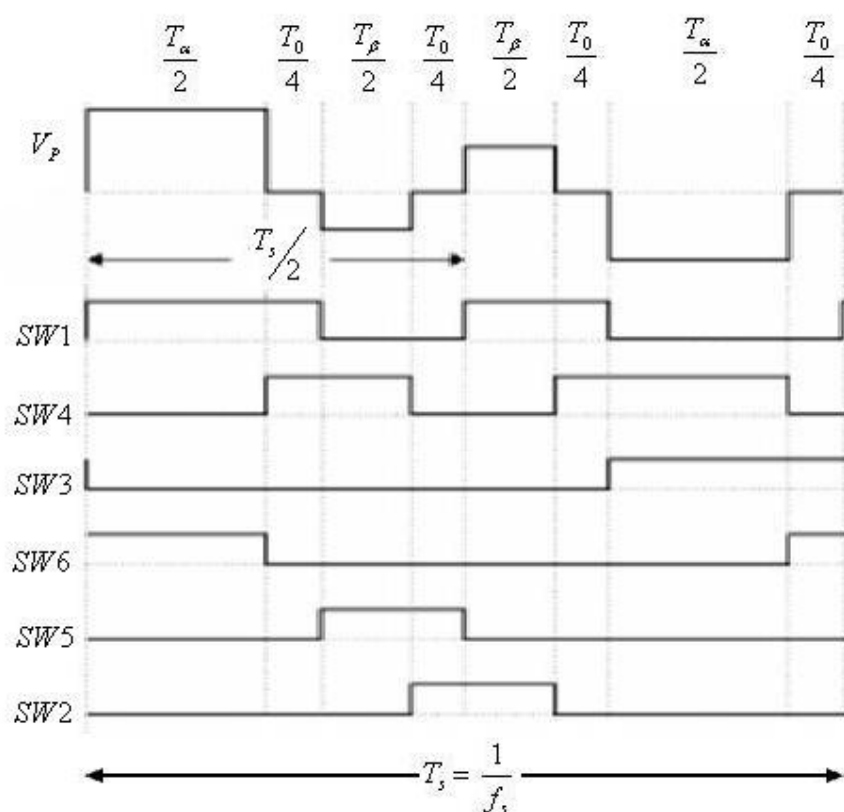
$$F_T = \begin{bmatrix} SSW_1 & SSW_3 \\ SSW_4 & SSW_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_4 & S_6 & S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} SW_1 & SW_3 & SW_5 \\ SW_4 & SW_6 & SW_2 \end{bmatrix} \quad (18-3)$$

$$\begin{aligned} SW_1 &= SSW_1 \times S_1 + SSW_3 \times S_4 \\ SW_2 &= SSW_4 \times S_5 + SSW_2 \times S_2 \\ SW_3 &= SSW_1 \times S_3 + SSW_3 \times S_6 \\ SW_4 &= SSW_4 \times S_1 + SSW_2 \times S_4 \\ SW_5 &= SSW_1 \times S_5 + SSW_3 \times S_2 \\ SW_6 &= SSW_4 \times S_3 + SSW_2 \times S_6 \end{aligned} \quad (19-3)$$

رابطه (۱۹-۳) نشان می دهد که با استفاده از گیت های منطقی، می توان از پالس های فرضی مربوط به قسمت یکسو کنندگی و اینورتری، پالس های حقیقی را برای شش سوئیچ دو جهته مبدل ماتریسی ساخت. این پالس ها به صورت زمان حقیقی به شش سوئیچ دو جهته مبدل اعمال می شود تا مبدل ماتریسی، ورودی سه فاز فرکانس پایین را به خروجی تک فاز فرکانس بالا تبدیل کند [۳۰].

۳-۵ الگوریتم کنترل یکپارچه

در این الگوریتم، با اعمال پالس های ویژه ای به سوئیچ های دو جهته مبدل ماتریسی، ورودی سه فاز فرکانس پایین تبدیل به یک پروفایل AC متقارن فرکانس بالا، V_p در خروجی مبدل ماتریسی می شود. در ساختن این پالس های ویژه، دو محدودیت حاکم بر سوئیچینگ در مبدل های ماتریسی لحاظ شده است [۱۲]. این پالس های ویژه در شکل (۳-۱۴) برای یک دوره تناوب سوئیچینگ در سکتوری که فاز A ماکزیمم مقدار مثبت را دارد نشان داده شده اند.



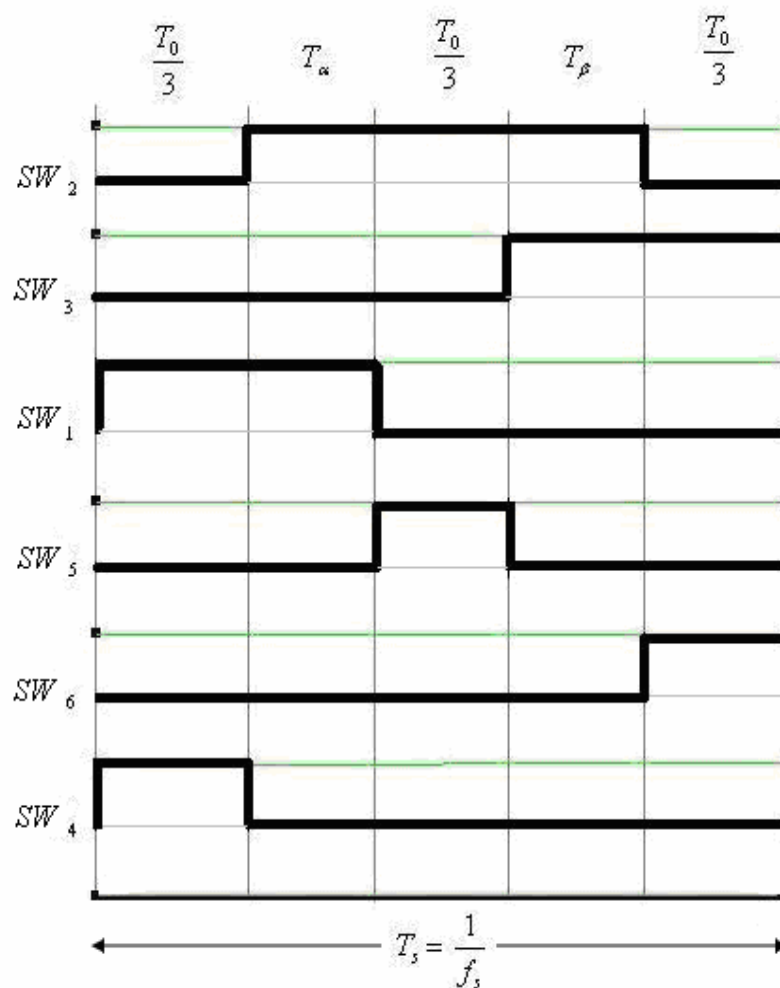
شکل (۳-۱۴): پالس های ویژه جهت تولید پروفایل AC متقارن فرکانس بالا V_p

مقادیر مربوط به T_α ، T_β و T_0 از روابط (۳-۵)، (۳-۶) و (۳-۷) به دست می آیند. در این الگوریتم، تکنیک مدولاسیون SVM اجرا شده است، در نتیجه با مدولاسیون صحیح دوره کار سوئیچ ها جریان ورودی، از کیفیت بالایی برخوردار می باشد.

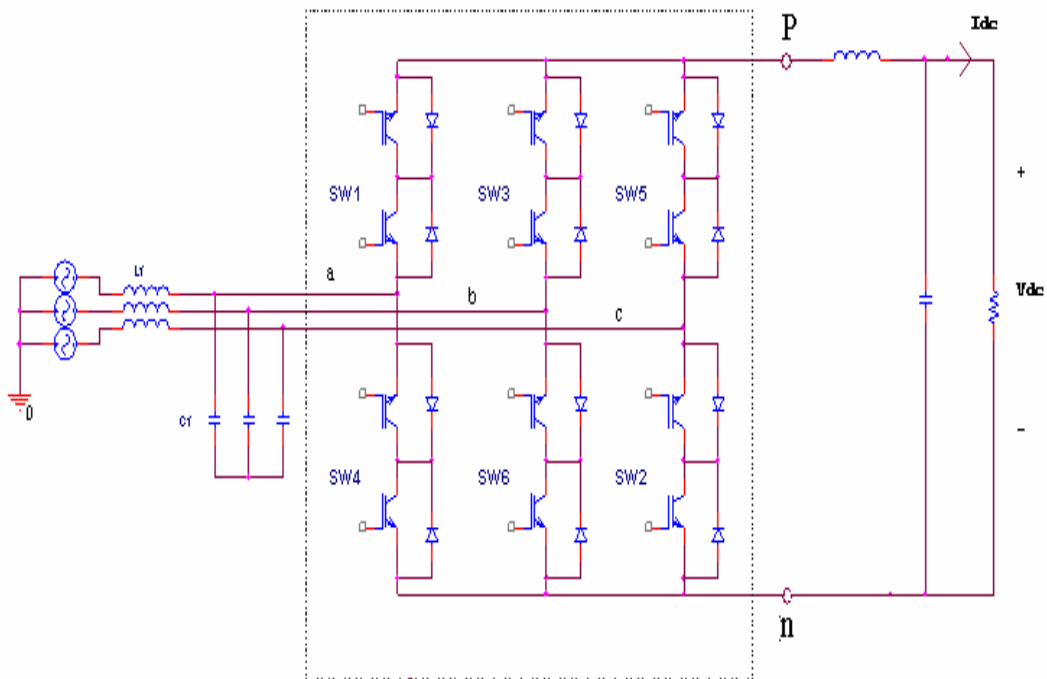
در این الگوریتم دیگر نیازی نیست عملکرد مبدل ماتریسی به دو مد یکسو کنندگی و اینورتری تفکیک شود و تنها کافی است که پالس های شکل (۳-۱۴) به صورت صحیح به سوئیچ های دو جهته مبدل اعمال شود، تا به اهداف مطلوب، که عبارتند از ایجاد پروفایل AC متقارن فرکانس بالا و حفظ کیفیت جریان ورودی، برسیم [۳۱].

۳-۶ الگوریتم کنترل مستقیم

در این الگوریتم، با اعمال پالس های شکل (۳-۱۵) به سوئیچ های دو جهته مبدل ماتریسی که در شکل (۳-۱۶) دیده می شود، به صورت مستقیم ورودی سه فاز فرکانس پایین به یک لینک DC در خروجی تبدیل می شود. ولی باید توجه کرد که مقادیر مربوط به T_α ، T_β و T_0 به ترتیب از روابط (۳-۲۰)، (۳-۲۱) و (۳-۲۲) محاسبه می شوند [۳۲]، [۳۳].



شکل (۳-۱۵): پالس های اعمال شده به سوئیچ های منبع تغذیه



شکل (۳-۱۶): مبدل ماتریسی AC به DC [۳۲]

ارتباط میان جریان های سه فاز ورودی و جریان DC خروجی در رابطه (۳-۲۳) نشان داده شده است. دوره کار سوئیچ ها، در رابطه (۳-۲۴) نشان داده شده است. دوره کار سوئیچ ها از توابع مدولاسیون فرکانس پایین تشکیل یافته اند که این توابع مدولاسیون فرکانس پایین سبب می شوند تا جریان های ورودی به صورت سینوسی و همفاز با ولتاژ های ورودی باشند که در روابط (۳-۲۵)، (۳-۲۶) و (۳-۲۷) نشان داده شده است.

$$T_{\alpha} = (d_{sw1}(t) - d_{sw4}(t)) \times T_s \quad (۳-۲۰)$$

$$T_{\beta} = (d_{sw3}(t) - d_{sw6}(t)) \times T_s \quad (۳-۲۱)$$

$$T_0 = T_s - (T_{\alpha} + T_{\beta}) \quad (۳-۲۲)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{sw1}(t) & d_{sw4}(t) \\ d_{sw3}(t) & d_{sw6}(t) \\ \{1 - d_{sw1}(t) - d_{sw3}(t)\} & \{1 - d_{sw4}(t) - d_{sw6}(t)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ -I_{dc} \end{bmatrix} \quad (۳-۲۳)$$

(۲۴-۳)

$$\begin{aligned}
 d_{sw1}(t) &= m \left\{ -\frac{1}{2} \cdot \text{sign} \cdot \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\
 d_{sw3}(t) &= m \left\{ -\frac{1}{2} \cdot \text{sign} \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{7}{36} \cos\left(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{36} \cos\left(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} + \frac{1}{3} \\
 d_{sw4}(t) &= m \left\{ \frac{1}{2} \cdot \text{sign} \cdot \cos(\omega_i t) + \frac{7}{36} \cos(2\omega_i t) - \frac{1}{36} \cos(4\omega_i t) \right\} + \frac{1}{3} \\
 d_{sw6}(t) &= m \left\{ \frac{1}{2} \cdot \text{sign} \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{7}{36} \cos\left(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{36} \cos\left(4\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \right\} + \frac{1}{3}
 \end{aligned}$$

$$i_a(t) = m \cdot \text{sign} \cdot \cos(\omega_i t) I_{dc} \quad (۲۵-۳)$$

$$i_b(t) = m \cdot \text{sign} \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) I_{dc} \quad (۲۶-۳)$$

$$i_c(t) = m \cdot \text{sign} \cdot \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) I_{dc} \quad (۲۷-۳)$$

در روابط (۲۴-۳)، (۲۵-۳)، (۲۶-۳) و (۲۷-۳)، m ، بیانگر شاخص مدولاسیون می باشد و sign ، تابع علامت می باشد که برای جریان خروجی مثبت، مقدار آن ۱+ و برای جریان خروجی منفی مقدار آن ۱- است.

پالس های مربوط به سوئیچ ها که در شکل (۱۵-۳) در یک دوره تناوب سوئیچینگ نشان داده شده است، مربوط به سکتوری است که در آن سکتور، فاز C ماکزیمم مقدار منفی را دارد. جدول (۱-۳) حالت های ممکن سوئیچینگ را نشان می دهد، همان طور که در جدول دیده می شود، ۹ حالت ممکن برای سوئیچینگ وجود دارد، که از ۹ حالت ممکن، ۳ حالت ۷، ۸ و ۹ حالت های صفر هستند.

جدول (۳-۱): حالت های مجاز، جهت سوئیچینگ سوئیچ ها

N	V _{pn}	I _a	I _b	I _c	SW1	SW3	SW5	SW4	SW6	SW2	State
1	V _{ac}	I _{dc}	0	-I _{dc}	1	0	0	0	0	1	1
2	V _{bc}	0	I _{dc}	-I _{dc}	0	1	0	0	0	1	2
3	-V _{ab}	-I _{dc}	I _{dc}	0	0	1	0	1	0	0	3
4	-V _{ac}	-I _{dc}	0	I _{dc}	0	0	1	1	0	0	4
5	-V _{bc}	0	-I _{dc}	I _{dc}	0	0	1	0	1	0	5
6	V _{ab}	I _{dc}	-I _{dc}	0	1	0	0	0	1	0	6
7	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	7
8	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	8
9	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	9

۳-۷ خلاصه

در این فصل، سخت افزار مبدل ماتریسی کاهش یافته به عنوان بخش مهمی از ساختار منابع تغذیه DC نشان داده شد، و سه روش کنترلی به منظور فرمان دادن به سوئیچ های مبدل مورد بررسی قرار گرفت. در هر سه روش از ساختار سوئیچ های دو جهته در بخش قدرت استفاده شده است. در هر سه روش ذکر شده دو حلقه کنترلی مجزا باید استفاده شود:

- حلقه کنترل ولتاژ به منظور ثابت نگاه داشتن ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار و یا تغییرات

ولتاژ منبع سه فاز ورودی

- حلقه کنترل جریان به منظور حفظ کیفیت جریان ورودی مبدل در برابر تغییرات ذکر شده. در دو روش کنترل غیر مستقیم و کنترل یکپارچه در سخت افزار منبع تغذیه از ترانس ایزولاسیون فرکانس بالا استفاده شده است که عملکرد در فرکانس بالا اجازه می دهد حجم و وزن سیستم کاهش پیدا کند.

در روش کنترل مستقیم، از ترانس ایزولاسیون فرکانس بالا استفاده نشده است، در نتیجه بین ورودی و خروجی منبع تغذیه، ایزولاسیون الکتریکی وجود ندارد و این یک عیب برای این روش محسوب می شود.

فصل چهارم

طراحی منبع تغذیه DC با استفاده از مبدل

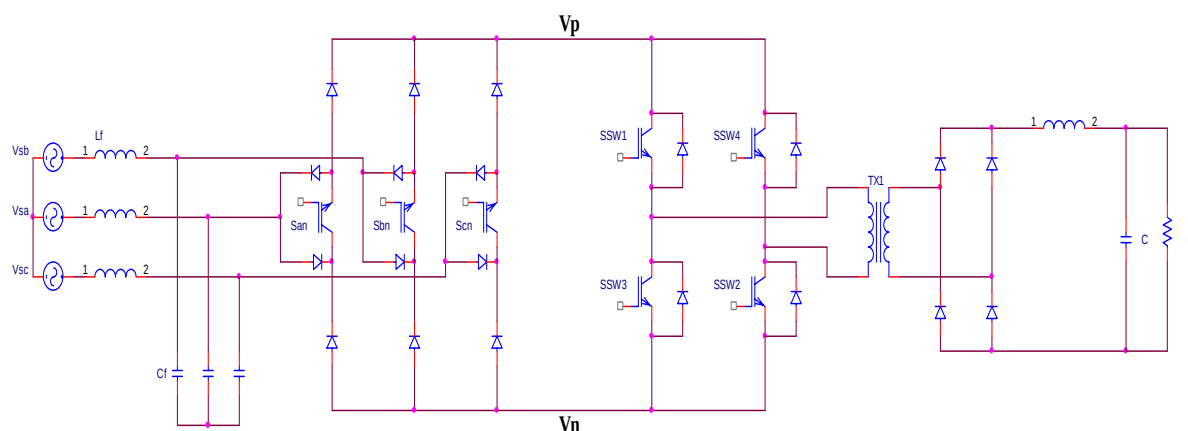
ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته

۴-۱ مقدمه

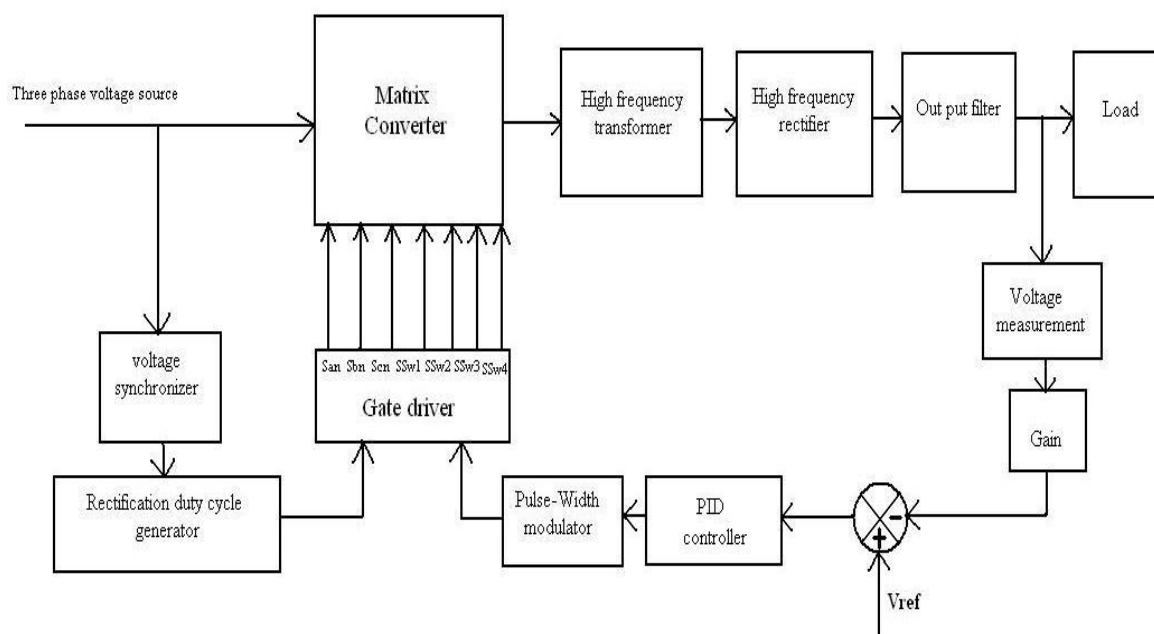
در این بخش، یک منبع تغذیه DC، ۴۸ ولت، ۶ کیلووات با استفاده از مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته طراحی شده است. از کاربرد های مهم این منبع تغذیه، استفاده از آن در سیستم های مخابراتی توان بالا، که نیاز به برق ۴۸ ولت DC دارند، می باشد. پس از بیان ساختار کلی منبع تغذیه پیشنهادی، بخش های مختلف آن شامل فیلتر ورودی، بخش یکسو کنندگی، بخش اینورتری، ترانس فرکانس بالا، بخش یکسوساز فرکانس بالا و فیلتر خروجی طراحی و ارائه شده است و سپس سیستم حلقه بسته مبدل و کنترل ولتاژ آن مورد بحث قرار گرفته است.

۴-۲ ساختار منبع تغذیه پیشنهادی

در این بخش، ساختار کلی منبع تغذیه DC، ۴۸ ولت توضیح داده شده است. شکل (۴-۱) سخت افزار منبع تغذیه را نشان می دهد و شکل (۴-۲) ساختار کامل منبع تغذیه را به صورت بلوک دیاگرام نشان می دهد.



شکل (۴-۱): سخت افزار منبع تغذیه با تعداد سوئیچ کاهش یافته



شکل (۴-۲): ساختار کامل منبع تغذیه به صورت بلوک دیگرام

این منبع تغذیه شامل قسمت های زیر می باشد.

- ۱- فیلتر ورودی
- ۲- بخش یکسوکنندگی
- ۳- بخش اینورتری
- ۴- ترانس فرکانس بالا
- ۵- بخش یکسوساز فرکانس بالا
- ۶- فیلتر خروجی

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

۴-۲-۱ طراحی فیلتر ورودی

فیلتر ورودی، بین مبدل و منبع ورودی قرار گرفته و مانع از تزریق هارمونیک های جریان، ناشی از عمل کلید زنی به منبع ورودی می شود. از آن جایی که فرکانس سوئیچینگ، ۱۰ KHZ است و این

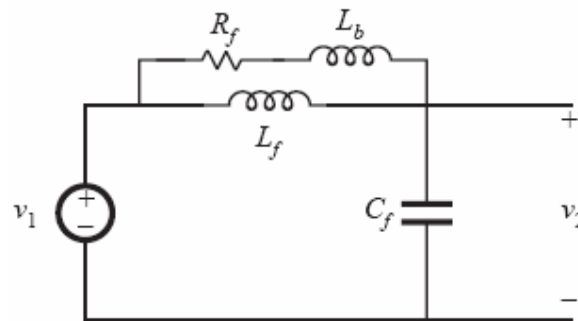
فرکانس دویست برابر فرکانس منبع تغذیه ورودی است، برای حذف کردن این هارمونیک ها فقط به یک فیلتر پایین گذر ساده نیاز است.

در طراحی فیلتر ورودی، فرکانس قطع فیلتر را به اندازه کافی کوچک تر از فرکانس سوئیچینگ در نظر گرفته ایم تا هارمونیک های فرکانس بالا به شکل قابل ملاحظه ای حذف شوند. فرکانس قطع فیلتر $f_c = 1/7 KHZ$ انتخاب شده است. با توجه به رابطه (۱-۴) مقدار سلف فیلتر تعیین می شود.

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 \times C_f} \quad (۱-۴)$$

اگر خازن فیلتر خیلی بزرگ باشد جریان 50 Hz عبوری از آن بزرگ شده و باعث می شود جریان ورودی نسبت به ولتاژ ورودی پیش فاز شده و ضریب توان ناشی از ضریب جا به جایی را پایین آورد، اگر خازن فیلتر خیلی کوچک باشد، برای حذف هارمونیک های فرکانس بالا باید مقدار اندوکتانس فیلتر را بزرگ انتخاب کنیم.

با انتخاب خازن فیلتر به اندازه 20 میکرو فاراد، مقدار اندوکتانس فیلتر با توجه به رابطه (۱-۴)، 440 میکرو هانری می شود. اگر فیلتر پایین گذر LC، با مقادیر به دست آمده، در ورودی مبدل استفاده شود باعث ناپایداری در عملکرد مبدل خواهد شد. در نتیجه از فیلتر میرا شده که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است، در ورودی مبدل استفاده می شود.



شکل (۳-۴): فیلتر ورودی میرا شده

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

$$\xi_{opt} = \sqrt{\frac{n(3+4n)(1+2n)}{2(1+4n)}} \quad (۲-۴)$$

که در این رابطه ξ_{opt} ضریب میرایی بهینه فیلتر، و $n = \frac{L_b}{L_f}$ می باشد. مقدار بهینه

مقاومت R_f از رابطه زیر بدست می آید:

$$R_F = 2\xi_{OPT} (n + 1) \sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \quad (3-4)$$

در این طراحی، برای برقراری مصالحه ای بین کاهش تضعیف فرکانس بالا و ماکزیمم امپدانس

خروجی فیلتر، مقدار $n = \frac{1}{2}$ انتخاب شده است.

$$n = \frac{L_b}{L_f} = \frac{1}{2} = \frac{L_b}{440} \Rightarrow L_b = 220 \mu H \quad (4-4)$$

$$R_F = 2.738 \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = 2.738 \sqrt{\frac{440}{20}} = 12.86 \Omega \quad (5-4)$$

در نتیجه، فیلتر میرا شده ورودی در این منبع تغذیه، دارای مشخصات زیر می باشد:

$$L_f = 440 \mu H, C_f = 20 \mu F$$

$$L_b = 220 \mu H, R_f = 12.86 \Omega$$

توضیح کامل در ارتباط با ضرورت استفاده از فیلتر میرا شده، در ورودی این منبع تغذیه، در

پیوست آمده است.

۴-۲-۲ تشریح عملکرد قسمت یکسو کنندگی

در قسمت یکسو کنندگی مبدل، که در شکل (۴-۱) دیده می شود از سه سوئیچ با آرایش خاص

دیودی استفاده شده است. هدف از عملکرد این قسمت ایجاد یک ولتاژ DC مثبت از ولتاژ سه فاز

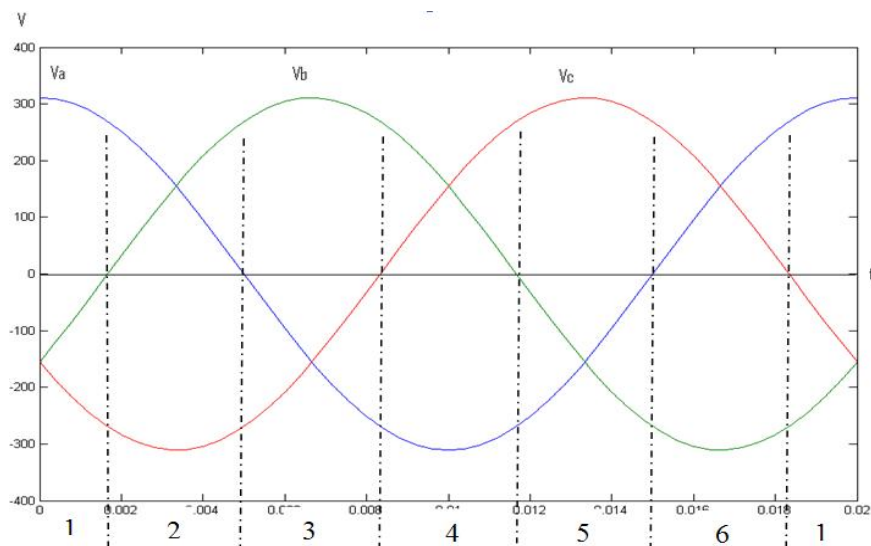
ورودی می باشد. به منظور تشریح عملکرد قسمت یکسو کنندگی، فرض می کنیم ولتاژ سه فاز ورودی

به صورت رابطه (۴-۶) باشد.

$$\begin{cases} v_a(t) = V_m \cos \theta_a = V_m \cos(\omega_i t) \\ v_b(t) = V_m \cos \theta_b = V_m \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_m \cos \theta_c = V_m \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (6-4)$$

همان طور که در شکل (۴-۴) دیده می شود، بین هر دو عبور از صفر ولتاژهای سه فاز ورودی، فقط ولتاژ یکی از فازها از نظر اندازه دارای مقدار ماکزیمم است و ولتاژ دو فاز دیگر، در پلاریته ای مخالف با آن می باشند.

در نتیجه ولتاژ سه فاز ورودی، شش سکتور را تشکیل می دهد که در شکل (۴-۴) قابل مشاهده است.



شکل (۴-۴): شش سکتور تشکیل شده توسط ولتاژ متعادل سه فاز ورودی

حال باید الگوریتمی مناسب، جهت سوئیچینگ سه سوئیچ در قسمت یکسوکندگی پیدا کرد تا ولتاژ سه فاز ورودی، با توجه به این الگوریتم، به یک ولتاژ DC مثبت تبدیل شود.

برای یافتن این الگوریتم مناسب سوئیچینگ، به عنوان مثال دو سکتور ۳ و ۶ را که فاز B در آنها به ترتیب دارای ماکزیمم مقدار مثبت و ماکزیمم مقدار منفی می باشد در نظر گرفته می شود.

در سکتور ۳ ولتاژ فازهای A و C منفی می باشند و ولتاژ فاز B، مثبت می باشد و رابطه (۴-۷) برقرار است.

$$|V_b| = |V_a| + |V_c| \quad (۴-۷)$$

در این سکتور، سوئیچ s_{bn} باید در حال هدایت باشد و دو سوئیچ s_{an} و s_{cn} با فرکانس سوئیچینگ قطع و وصل شوند. از آن جا که سوئیچ s_{bn} در این سکتور همواره در حال هدایت است، با توجه به آرایش دیودی سوئیچ ها که در شکل (۴-۱) دیده می شود ولتاژ مثبت فاز B در این سکتور،

در گره P ظاهر می شود و ولتاژ فاز های C و A که در این سکتور، منفی می باشند با توجه به دوره کار سوئیچ های s_{an} و s_{cn} و فرکانس سوئیچینگ آن ها در گره n ظاهر می شوند. در نتیجه با تحلیلی مشابه برای تمامی سکتورها، دیده می شود که همواره اختلاف پتانسیل بین دو گره در هر لحظه از زمان مقداری مثبت است. در سکتور ۳، زمانی که سوئیچ s_{an} در حال هدایت است، ولتاژ DC، برابر است با V_{ba} و مقدار آن مثبت است. دوره کار سوئیچ s_{an} در سکتور ۳ از رابطه (۸-۴) به دست می آید

$$d_{ab} = \frac{|\cos \theta_a|}{|\cos \theta_b|} \quad (8-4)$$

و زمانی که سوئیچ s_{cn} در حال هدایت است، ولتاژ DC برابر است با V_{bc} و مقدار آن همچنان مثبت است. دوره کار سوئیچ s_{cn} در سکتور ۳ از رابطه (۹-۴) بدست می آید.

$$d_{cb} = \frac{|\cos \theta_c|}{|\cos \theta_b|} \quad (9-4)$$

در نتیجه ولتاژ DC متوسط در سکتور ۳ از رابطه (۱۰-۴) بدست می آید.

$$V_{dc} = d_{ab}(V_b - V_a) + d_{cb}(V_b - V_c) \quad (10-4)$$

با قرار دادن روابط (۶-۴)، (۸-۴)، و (۹-۴) در رابطه (۱۰-۴) رابطه زیر به دست می آید.

$$V_{dc} = \frac{3V_m}{2|\cos \theta_b|} \quad (11-4)$$

سکتور دیگری که در آن فاز B از نظر اندازه دارای مقدار ماکزیمم می باشد سکتور ۶ می باشد.

در سکتور ۶ ولتاژ فاز های C و A مثبت می باشند و ولتاژ فاز B منفی می باشد. و بار دیگر رابطه (۷-۴) بر قرار است. در این سکتور نیز، سوئیچ s_{bn} باید پیوسته در حال هدایت باشد و دو سوئیچ s_{an} و s_{cn} با فرکانس سوئیچینگ قطع و وصل می شوند. در سکتور ۶، زمانی که s_{an} در حال هدایت است ولتاژ DC برابر است با V_{ab} و مقدار آن مثبت است. دوره کار سوئیچ s_{an} در این سکتور نیز همانند دوره کار آن در سکتور ۳ می باشد و از رابطه (۸-۴) به دست می آید. حالا زمانی که s_{cn} در حال هدایت می باشد، ولتاژ DC برابر است با V_{cb} و مقدار آن مثبت است. دوره کار

سوئیچ S_{cn} در این سکتور نیز همانند دوره کار آن در سکتور ۳ می باشد و از رابطه (۹-۴) به دست می آید. در نهایت مقدار ولتاژ DC متوسط در سکتور ۶ از رابطه ی (۱۲-۴) بدست می آید.

$$V_{dc} = d_{ab}(V_a - V_b) + d_{cb}(V_c - V_b) \quad (12-4)$$

باقرار دادن روابط (۶-۴)، (۸-۴)، (۹-۴) در رابطه (۱۲-۴) بار دیگر رابطه (۱۱-۴) به دست می آید. با استفاده از روشی مشابه، دوره کار سوئیچ ها و حالت های سوئیچینگ آن ها برای تمامی سکتورها مشخص می شود. ولتاژ DC متوسط در حالت کلی از رابطه (۱۳-۴) به دست می آید.

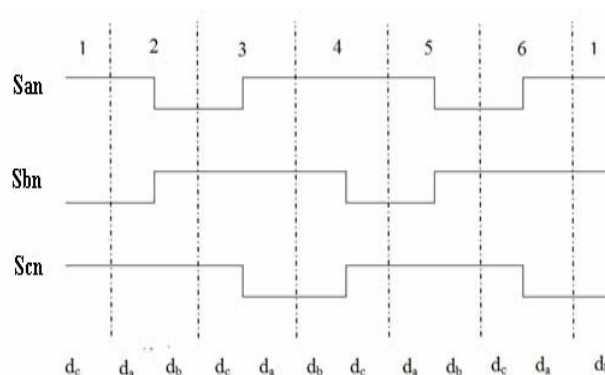
$$V_{dc} = \frac{3V_m}{2\cos\theta_{\max}} \quad (13-4)$$

$$\cos\theta_{\max} = \max(|\cos(\theta_a)|, |\cos(\theta_b)|, |\cos(\theta_c)|)$$

دوره کار سوئیچ ها در حالت کلی با استفاده از رابطه (۱۴-۴) بدست می آیند.

$$d_a = \frac{|\cos(\theta_a)|}{\cos\theta_{\max}}, d_b = \frac{|\cos(\theta_b)|}{\cos\theta_{\max}}, d_c = \frac{|\cos(\theta_c)|}{\cos\theta_{\max}} \quad (14-4)$$

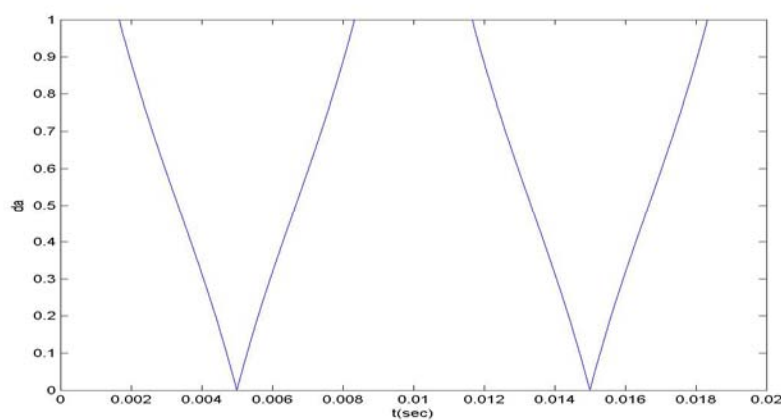
از مقایسه رابطه (۱۳-۴) با رابطه (۱۴-۳)، می توان نتیجه گرفت که درمبدل ماتریسی که از الگوریتم SVM درقسمت یکسوکنندگی استفاده می کند ولتاژ DC وابسته به شاخص مدولاسیون است، در نتیجه در این مبدل ها علاوه بر حلقه کنترل ولتاژ خروجی باید یک حلقه کنترل جریان ورودی نیز داشته باشیم تا با تغییر بار، جریان ورودی مبدل اعوجاج پیدا نکند. در حقیقت در این مبدل ها اگر بار زیاد شود، مدار کنترل جریان ورودی، با کاهش T_0 ، جریان ورودی را افزایش می دهد و اگر بار کاهش پیدا کند، مدار کنترل جریان ورودی، باافزایش T_0 ، جریان ورودی را کاهش می دهد. اما در مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته ولتاژ DC در قسمت یکسوکنندگی، بر طبق رابطه (۱۳-۴) می باشد و کاملاً مستقل از تغییرات بار خروجی است، درنتیجه در این مبدل دیگر نیاز به یک حلقه کنترل جریان ورودی نمی باشد. شکل (۵-۴) سیگنال های گیت سه سوئیچ S_{an} ، S_{bn} و S_{cn} را با توجه به سکتور ها نشان می دهد.



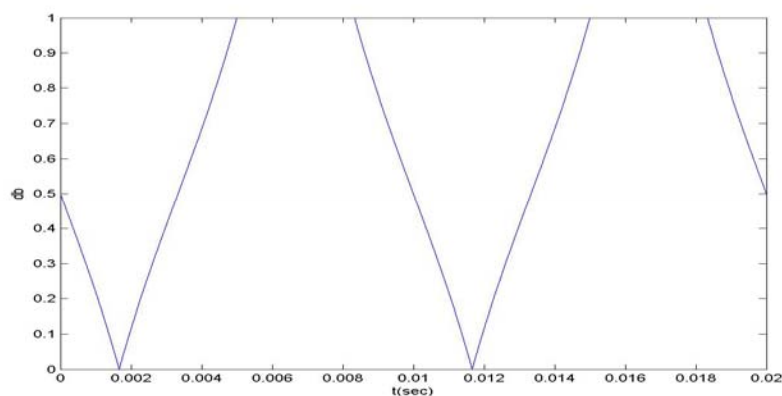
شکل (۴-۵): سیگنال های گیت سه سوئیچ S_{an} ، S_{bn} و S_{cn} با توجه به سکتور ها

دوره کار های d_a ، d_b و d_c در شش سکتور در شکل های (۴-۶)، (۴-۷) و (۴-۸) نشان داده

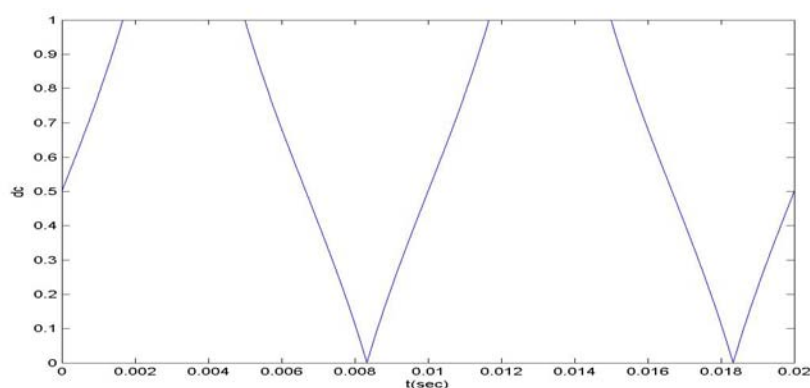
شده اند.



شکل (۴-۶): دوره کار d_a در شش سکتور



شکل (۴-۷): دوره کار d_b در شش سکتور

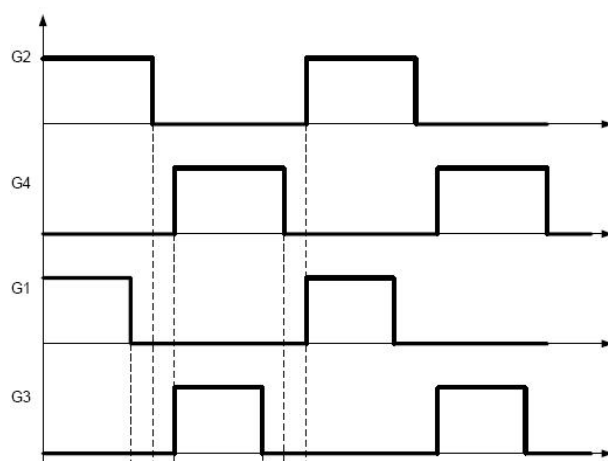


شکل (۴-۸): دوره کار d_c در شش سکتور

۳-۲-۴ تشریح عملکرد قسمت اینورتری

هدف از عملکرد این قسمت، تولید یک ولتاژ خروجی تکفاز فرکانس بالا می باشد. سیگنال های مربوط به گیت سوئیچ های اینورتر در شکل (۴-۹) نشان داده شده است.

همان طور که در شکل (۴-۹) دیده می شود، سوئیچ های قطری بر روی اینورتر پل تکفاز در یک زمان روشن می شوند. سوئیچ های ستون پیشین زود تر از سوئیچ های ستون پسین خاموش می شوند. زمان خاموش شدن سوئیچ های ستون پیشین قابل تنظیم می باشد و زمان خاموش شدن سوئیچ های ستون پسین ثابت است. بنابراین توان خروجی با تغییر زمان خاموش شدن سوئیچ های ستون پیشین قابل تنظیم است و ولتاژ خروجی توسط سیگنال کنترلی تنظیم می شود.



شکل (۴-۹): سیگنال های مربوط به گیت سوئیچ های اینورتر

۴-۲-۴ انتخاب سوئیچ های مبدل

سوئیچ هایی که برای این مبدل انتخاب شده است از نوع IGBT می باشد. عموماً در مبدل ها با توان بالا و متوسط از سوئیچ های IGBT استفاده می شود. علت آن هم، کوچک بودن ولتاژ کلکتور-امیتر آن در زمان هدایت است. حال آن که در سوئیچ های MOSFET، مقدار $R_{ds(on)}$ برای MOSFET های ولتاژ بالا، بسیار زیاد است و در توان های بالا و متوسط این امر باعث تلفات شدید هدایتی سوئیچ می شود. مقدار $R_{ds(on)}$ برای MOSFET ها متفاوت است اما در حدود ۰/۸ اهم است که مقدار آن زیاد می باشد. در نتیجه می توان انتخاب سوئیچ MOSFET را رد کرد. البته مزیت سوئیچ های MOSFET نسبت به IGBT فرکانس کار بالای آن است که باعث کوچک شدن المان های ذخیره کننده انرژی، فیلتر و ترانس مدار می شود.

در مقابل، سوئیچ های IGBT دارای مقاومت هدایتی بسیار کوچکی هستند به طوری که در جریان های حدود ۱۰۰ آمپر، ولتاژ کلکتور-امیتری در حدود ۲ ولت ایجاد می کنند که این باعث کاهش شدید تلفات هدایتی آن ها می شود. همان طور که گفته شد یکی از معایب سوئیچ های IGBT نسبت به MOSFET ها، فرکانس سوئیچینگ پایین آنها است که تلفات هدایتی پایین آن ها در توان بالا و متوسط، این عیب را می پوشاند. در این مبدل از IGBT با بالاترین رنج سوئیچینگ یعنی 25KHZ استفاده شده است. یکی دیگر از عیب های سوئیچ های IGBT زمان طولانی خاموش شدن آنها است که باعث می شود تلفات سوئیچینگ آن، بیشتر از سوئیچ های MOSFET بوده و تلفات کم هدایتی آنها را تحت تأثیر قرار دهد. ولی اضافه کردن یک خازن اسنابر به صورت موازی با سوئیچ IGBT باعث می شود در زمان خاموش شدن، ولتاژ روی کلکتور-امیتر با یک زمان طولانی تری بالا رود و زمان لازم برای خاموش شدن IGBT فراهم گردد و در نتیجه تلفات سوئیچینگ در حد قابل قبولی پایین آید.

۴-۲-۵ ترانس فرکانس بالا

یکی از مهم ترین بخش های مبدل پیشنهادی، ترانس آن است. این ترانس دو عمل مهم را انجام می دهد. یکی ایزوله کردن ورودی از خروجی است و عمل دیگر، رساندن ولتاژ خروجی به ولتاژ مطلوب برای تنظیم کردن است. مثلاً اگر ولتاژ ورودی ۵۰۰ ولت باشد و خروجی ۵۰ ولت مطلوب

مبدل باشد نیاز به دوره کار ۰/۱ است حال آنکه مبدل در دوره کار پایین، بازده کمی خواهد داشت اگر با یک ترانس ولتاژ ۵۰۰ ولت را به ۱۰۰ ولت برسانیم، با دوره کار ۰/۵ همان عمل انجام می شود. عملکرد ترانس در فرکانس بالا باعث می شود تا ترانس در اندازه کوچک طراحی شود. ترانسی که در فرکانس بالا کار می کند مشخصه های متفاوتی نسبت به ترانسی که در فرکانس پایین کار می کند، دارد.

انتخاب هسته ترانس به پارامتر هایی از قبیل چگالی شار ماکزیمم، فرکانس عملکرد و چگالی جریان سیم پیچ بستگی دارد. عملکرد ترانس در فرکانس بالا، باعث افزایش تلفات هسته و تلفات مسی می شود. مجموع تلفات جریان گردابی (P_e) ^۱ و تلفات هیسترزیس (p_h) به عنوان تلفات هسته در نظر گرفته می شود. تلفات جریان گردابی از جریان گردابی تولید شده در هسته بوجود می آید و تلفات هیسترزیس انرژی تلف شده در ماده مغناطیسی می باشد که باعث افزایش دما در هسته می شود. تلفات بر طبق روابط (۱۵-۴)، (۱۶-۴) متناسب با فرکانس عملکرد افزایش پیدا می کند.

$$P_e = k \frac{d^2 f_{sw}^2 B^2}{\rho} \quad (15-4)$$

$$p_h = k f_{sw}^a B^n \quad (16-4)$$

در روابط بالا k, a, n ثابت های مربوط به ماده هسته می باشند F_{sw} فرکانس سوئیچینگ است B، چگالی شار است، ρ ، مقاومت هسته می باشد و d ، ضخامت مربوط به ورقه هسته می باشد. در فرکانس عملکرد بالا معمولاً از فریت به عنوان ماده هسته استفاده می شود، زیرا این ماده مقاومت الکتریکی بالایی دارد و چگالی شار اشباع آن کم می باشد، در نتیجه با توجه به روابط (۱۵-۴) و (۱۶-۴) تلفات در آن کم می باشد.

در فرکانس بالا، با توجه به اثر پوستی^۲، جریان در سطح رسانا جاری می شود، در نتیجه به منظور کاهش تلفات مسی، در ترانس فرکانس بالا از سیم های نازکی به نام LITZ استفاده می شود [۶]. طراحی ترانس، روال مشخصی دارد که جزئیات مربوط به آن بیان شده است [۶].

^۱ -Eddy current

^۲ Skin effect

۴-۲-۶ یکسو ساز فرکانس بالا

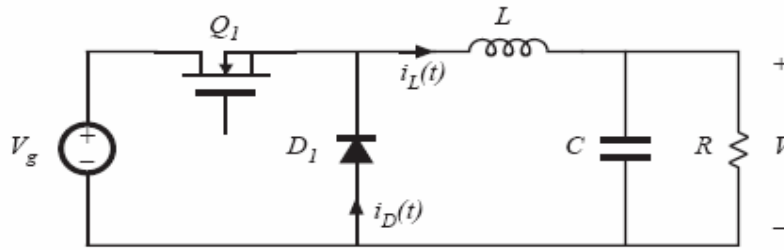
مدار یکسو ساز فرکانس بالا، پالس های خروجی ترانس را تبدیل به موج های مربعی با فرکانس ۵۰ KHZ می کند که این موج ها به ورودی فیلتر اعمال خواهد شد. در حقیقت، یکسو ساز دیودی، ولتاژ AC ترانس را یکسو می کند. در مدار یکسو ساز، باید از دیود های فرکانس بالا استفاده شود. برای کاربرد های خاص می توان از یکسو ساز فعال^۱ نیز استفاده کرد. در یکسو ساز فعال از سوئیچ های قابل کنترل استفاده می شود.

۴-۲-۷ طراحی فیلتر خروجی

یکی دیگر از بخش هایی که در مبدل وجود دارد فیلتر خروجی آن است که در انتهای مبدل و قبل از بار قرار دارد. نقش این فیلتر بسیار مهم است زیرا هدف داشتن یک ولتاژ DC صاف است. ولتاژ خروجی از ترانس یک ولتاژ مربعی است، زیرا ورودی ترانس یک ولتاژ مربعی متقارن با فرکانس ۲۵ KHZ است. پالس های خروجی ترانس به مدار یکسو ساز فرکانس بالا داده می شود. این یکسو ساز، پالس های خروجی ترانس را تبدیل به موج های مربعی با فرکانس ۵۰ KHZ می کند که این موج ها به ورودی فیلتر اعمال خواهد شد. با توجه به این که در خروجی نیاز به یک ولتاژ DC داریم پس باید از یک فیلتر پایین گذر استفاده کرد تا بخش DC این شکل موج مربعی را از خود عبور داده و فرکانس های بالای آن را حذف کند. برای داشتن یک فیلتر پایین گذر از ساده ترین مدار آن یعنی یک سلف و یک خازن استفاده شده است.

نکته ای که در اینجا باید گفته شود این است که مبدل تمام پل در واقع یک مبدل ایزوله شده نوع باک است. پس در محاسبات می توان معادلات مبدل باک را استفاده کرد. یعنی می توانیم مبدل تمام پل خود را با یک مبدل باک با فرکانس ۵۰ KHZ معادل کنیم. حال باید مقدار سلف و خازن فیلتر خروجی را محاسبه کنیم. در شکل (۴-۱۰) شمای کلی مبدل باک نشان داده شده است.

^۱ Active rectifier



شکل (۴-۱۰): شمای کلی مبدل باک

معادله تعادل ولت-ثانیه در سلف فیلتر خروجی را می نویسیم :

$$\langle V_L(t) \rangle = 0 = D(V_g - V_c) + D'(-V_c) \Rightarrow V_c = DV_g \quad (۴-۱۷)$$

$$i_L(t) = i_c(t) + i_R(t) \Rightarrow i_c(t) = i_L(t) - \frac{V_c}{R} \quad (۴-۱۸)$$

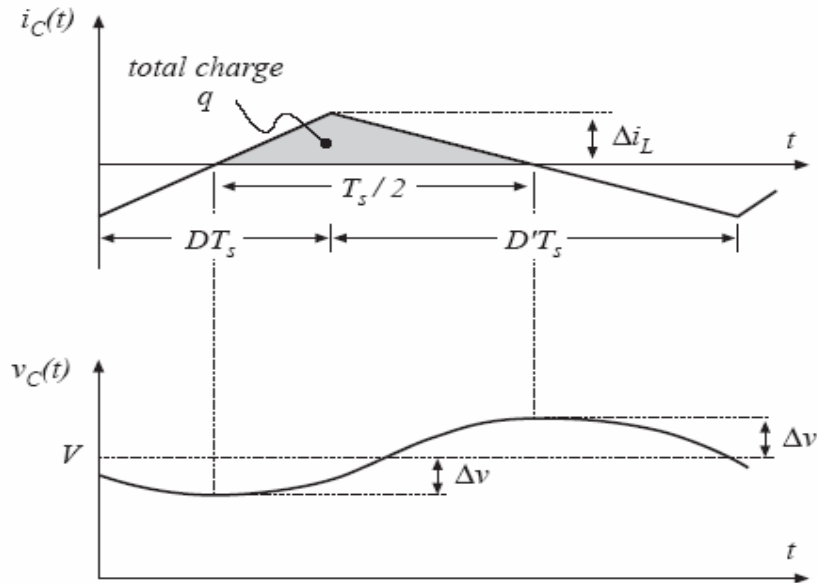
از طرفی طبق معادله ولتاژ سلف در زمان روشن بودن سوئیچ داریم :

$$V_L = L \frac{di}{dt} \Rightarrow V_g - V_c = L \frac{2\Delta i_L}{DT_s} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{(V_g - V_c)DT_s}{2L} \quad (۴-۱۹)$$

شایان ذکر است که T_s در اینجا در واقع نصف T_s در مبدل تمام پل است و Δi_L مقدار ماکزیمم جریان سلف منهای جریان DC خروجی است. با قرار دادن رابطه (۴-۱۷) در (۴-۱۹) رابطه زیر به دست می آید.

$$\Rightarrow \Delta i_L = \frac{DD'V_gT_s}{2L} \Rightarrow L = \frac{DD'V_gT_s}{2\Delta i_L} \quad (۴-۲۰)$$

با توجه به اینکه جریان AC سلف، از داخل خازن عبور می کند، پس جریان خازن جریان سلف منهای جریان DC خروجی خواهد بود. شکل موج های جریان و ولتاژ خازن، در شکل (۴-۱۱) نشان داده شده است:



شکل (۴-۱۱): جریان و ولتاژ خازن فیلتر خروجی

وقتی جریان $i_C(t)$ خازن مثبت است بار وارد خازن شده و ولتاژ آن بالا می رود. بنابراین بین دو گذر از صفر جریان خازن، ولتاژ خازن از مینیمم تا ماکزیمم تغییر می کند. شکل موج ولتاژ متقارن است و تغییرات ولتاژ خازن $V_C(t)$ برابر $2\Delta V$ خواهد بود. سطح زیر نمودار جریان خازن در قسمت مثبت، باری است که در خازن افزوده می شود که با تغییرات ولتاژ رابطه دارد. بنابراین :

$$\Delta Q = C(2\Delta V) = \frac{1}{2} \Delta i_L \times \frac{T_s}{2} \quad (4-21)$$

اگر رابطه (۴-۲۰) در رابطه (۴-۲۱) قرار داده شود:

$$C(2\Delta V) = \frac{1}{2} \left(\frac{DD'V_g T_s}{2L} \right) \times \frac{T_s}{2} \Rightarrow \Delta V = \frac{DD'V_g T_s^2}{16LC} \quad (4-22)$$

در نتیجه با استفاده از روابط (۴-۲۰) و (۴-۲۲) و داشتن ΔV و Δi_L مجاز می توان خازن و سلف فیلتر خروجی را بدست آورد. اگر جریان سلف نوسانی در حدود ۵٪ جریان بار داشته باشد آنگاه مقدار سلف فیلتر خروجی، به دست می آید:

$$L = \frac{0.75 \times 0.25 \times \left(\frac{600}{7}\right) \times 20 \mu s}{5\% \times \left(\frac{6000}{48}\right)} = 51.4 \mu H \quad (23-4)$$

اگر بخواهیم ولتاژ خروجی نوسانی در حدود 0.3% ولت داشته باشد آنگاه مقدار خازن فیلتر خروجی به دست می آید:

$$C = \frac{DD'V_g T_s^2}{16L\Delta V} = \frac{0.75 \times 0.25 \times \left(\frac{600}{7}\right) \times (20 \mu s)^2}{16 \times 51.4 \mu H \times 0.03 / 2} = 521 \mu F \quad (24-4)$$

در نهایت برای شبیه سازی، مقدار $L = 50 \mu H$ و $C = 500 \mu F$ انتخاب شد. فرکانس قطع این فیلتر درجه دوم $f_c = 1 KHZ$ است که به مراتب از فرکانس سوئیچینگ ($50 KHZ$) پایین تر است و این باعث می شود که مؤلفه های فرکانس بالای مبدل را تضعیف کرده و یک خروجی DC نسبتاً صافی ایجاد کند. در بخش بعدی، سیستم کنترل حلقه بسته مدار طرح می شود و خواهید دید که اندک ریبیل های فرکانس پایین که ناشی از تغییرات در ریبیل ولتاژ لینک DC است نیز از خروجی برداشته می شود.

۳-۴ سیستم کنترل مبدل پیشنهادی

سیستم کنترل از DC خروجی فیدبک گرفته و مبدل را چنان کنترل می کند که علی رغم تغییرات ولتاژ ورودی، بار و حتی مقدار المان های مدار، خروجی همیشه با ولتاژ مرجع V_{ref} برابر باشد. به علاوه سیستم کنترل باید پایدار باشد و مشخصاتی چون فراجش گذرا، زمان نشست و رگولاسیون حالت پایدار در آن مورد بررسی قرار گیرد.

برای طراحی سیستم حلقه بسته نیاز به مدل دینامیکی مبدل سوئیچینگ است. مدل دینامیکی مشخص می کند که تغییرات ولتاژ ورودی، تغییرات دوره کار (D) و تغییرات بار چه اثراتی روی ولتاژ خروجی می گذارند. همچنین توابع تبدیل سیگنال کوچک مبدل را می توان از آن به دست آورد. در مبدل تمام پل، روشن شدن دو به دو سوئیچ ها به صورت ضربدری، توان را در این مبدل به بار انتقال می دهد. در مبدل تمام پل، سه روش برای اعمال فرمان های سوئیچ ها وجود دارد.

در روش اول، دو سوئیچ روی یک قطر، به طور همزمان با هم روشن می شوند و با هم خاموش می شوند و عرض این پالس ولتاژ خروجی را تنظیم می کند به این روش مدولاسیون عرض پالس یا PWM گفته می شود. در روش دوم، عرض پالس روشن بودن هر دو سوئیچ روی یک قطر، ثابت و به اندازه تقریباً نصف دوره تناوب سوئیچینگ می باشد. در این روش تغییر فاز این دو پالس نسبت به هم یا به عبارت دیگر تغییر زمان روشن شدن دو پالس، باعث تنظیم ولتاژ خروجی می شود. به این روش کنترل شیفت فاز یا PSC^1 می گویند [۳۵]. در روش سوم، عرض پالس یکی از دو سوئیچ روی قطر، ثابت و دیگری تغییر می کند و ولتاژ خروجی مبدل را تنظیم می کند. هر دو سوئیچ همزمان روشن می شوند. به این روش کنترل شبه شیفت فاز یا $PPSC^2$ می گویند. مبدل مورد بحث از روش سوم که کنترل شبه شیفت فاز است استفاده می کند.

در این بخش، هدف طراحی یک سیستم حلقه بسته برای مبدل پیشنهادی است که به وسیله آن ولتاژ خروجی مبدل را، با وجود اغتشاش های ولتاژ ورودی و بار، ثابت و در مقدار ۴۸ ولت DC نگا ه دارد.

۴-۳-۱ مدل دینامیکی مبدل

همان طور که ملاحظه کردید ساختار مبدل بعد از قسمت یکسوکنندگی مانند یک مبدل DC به DC تمام پل می باشد. به طوری که در قسمت اینورتری، سوئیچ های ستون پسین در یک فرکانس ثابت کار می کردند و در طول یک دوره تناوب، نیمی سوئیچ SSW^2 و نیمی سوئیچ SSW^4 روشن می باشد. اما در ستون پیشین دوره کار سوئیچ ها متغیر است. در واقع در قسمت کنترل از ولتاژ خروجی فیدبک گرفته می شود و بر مبنای بار خروجی، زمان دوره کار تغییر می کند. اگر بار زیاد باشد دوره کار هم زیاد و اگر بار کم باشد دوره کار هم کم می شود. از اشتراک دوره کار سوئیچ SSW^1 و SSW^2 یا SSW^3 و SSW^4 دوره کار مبدل تمام پل تعیین می شود. همان طور که گفته شد به این روش، روش شبه شیفت فاز ($PPSC$)، گفته می شود.

¹ - Phase Shift Control

² - Pseudo Phase Shift Control

ملاحظه می کنید تمام کنترل به روی دوره کار سوئیچ های SSW^1 و SSW^3 است و فیدبک از ولتاژ خروجی گرفته می شود و هیچ کنترلی بر روی جریان ورودی وجود ندارد. در واقع مبدل به طور طبیعی و ذاتی اصلاح کننده ضریب توان می باشد و سیستم کنترل هیچ نقشی در سیستم اصلاح کنندگی ضریب توان ندارد. به عبارت دیگر برای طراحی سیستم کنترل مبدل، فقط یک مبدل تمام پل در نظر گرفته شده است که سوئیچ های ستون پیشین آن بر مبنای ولتاژ خروجی کنترل می شوند. به همین خاطر مدل سیگنال کوچک را برای مبدل تمام پل بدست می آوریم. همانطور که توضیح داده شد مبدل تمام پل در واقع نوع ایزوله مبدل باک است، پس بنابراین برای کل مبدل می توان مدل سیگنال کوچک یک مبدل باک را قرار داد که فرکانس آن دو برابر فرکانس سوئیچینگ مبدل تمام پل است. با استفاده از روش میانگین گیری و سپس خطی کردن روابط، توابع تبدیل مربوط به مبدل باک را بدست می آوریم :

$$L \frac{d \langle i(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d(t) \left[\langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s} \right] + d'(t) \left(- \langle v(t) \rangle_{T_s} \right) \quad (25-4)$$

$$= d(t) \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - \langle v(t) \rangle_{T_s}$$

$$C \frac{d \langle v(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v(t) \rangle_{T_s}}{R} \quad (26-4)$$

در روابط بالا $V(t)$ ولتاژ خروجی، $V_g(t)$ ولتاژ ورودی و $d(t)$ دوره کار سوئیچ مبدل باک است. حال روابط بالا را خطی می کنیم و برای سادگی نتایج نهایی را می نویسیم.

$$\begin{cases} L \frac{d \hat{i}(t)}{dt} = D \hat{v}_g(t) + V_g \hat{d}(t) - \hat{v}(t) = D \hat{v}_g(t) + \frac{V}{D} \hat{d}(t) - \hat{v}(t) \\ C \frac{d \hat{v}(t)}{dt} = \hat{i}(t) - \frac{\hat{v}(t)}{R} \end{cases} \quad (27-4)$$

اگر روابط بالا را به حوزه لاپلاس ببریم خواهیم داشت :

$$L S \hat{i}(s) = D \hat{v}_g(s) + \frac{V}{D} \hat{d}(s) - \hat{v}(s) \quad (28-4)$$

$$CS\hat{v}(s) = \hat{i}(s) - \hat{v}(s)/R \quad (29-4)$$

اگر رابطه (28-4) را در رابطه (29-4) قرار دهیم و نتیجه را برحسب $\hat{v}(s)$ ساده کنیم داریم :

$$\hat{v}(s) = \frac{V/D}{1 + \frac{L}{R}S + LCS^2} \hat{d}(s) + \frac{D}{1 + \frac{L}{R}S + LCS^2} \hat{v}_g(s) \quad (30-4)$$

با استفاده از رابطه بالا و طبق تعریف توابع تبدیل داریم :

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g=0} \quad (31-4)$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \quad (32-4)$$

که در روابط بالا $G_{vd}(s)$ تابع تبدیل ولتاژ خروجی به دوره کار سوئیچ (D) است و $G_{vg}(s)$ تابع

تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی می باشد و برای مبدل باک به صورت زیر می باشند :

$$G_{vd}(s) = \frac{V}{D} \frac{1}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (33-4)$$

$$G_{vg}(s) = D \frac{1}{1 + \frac{S}{Q\omega_0} + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2} \quad (34-4)$$

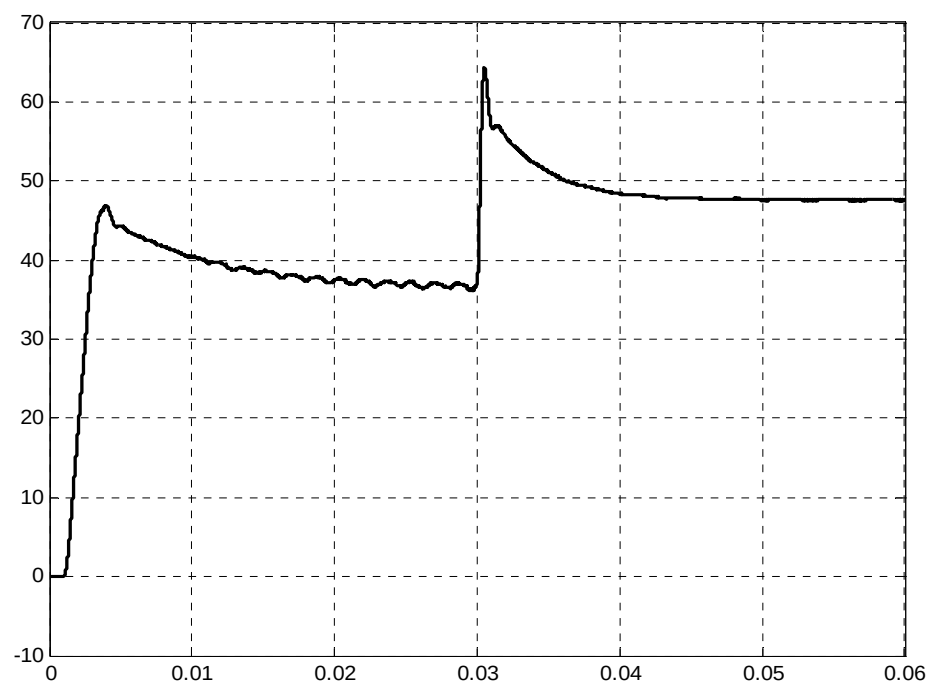
که در روابط بالا $Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$ ضریب کیفیت و $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ فرکانس قطع فیلتر خروجی مبدل

می باشند.

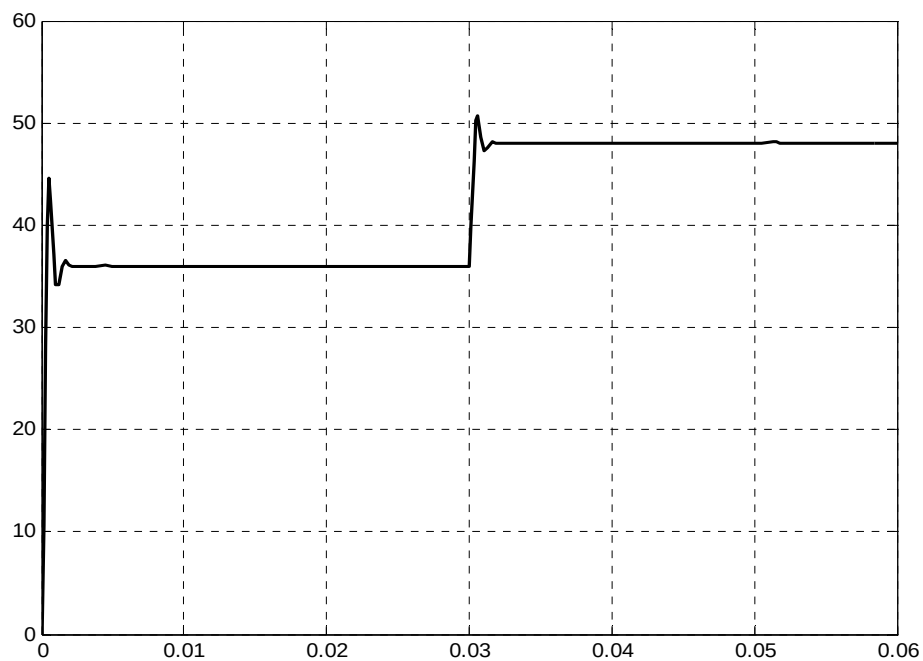
در اینجا باید بررسی شود که آیا تابع تبدیل بدست آمده با تابع تبدیل واقعی مدار برابر است یا

خیر. به همین منظور شکل موج های ولتاژ خروجی برای ورودی پله سیکل کاری به تابع تبدیل

(33-4) و مدار مبدل با هم مقایسه شده است:



شکل (۴-۱۲): شکل ولتاژ خروجی برای اعمال ورودی پله به سیکل کاری سوئیچ ها در مبدل



شکل (۴-۱۳): شکل ولتاژ خروجی برای اعمال ورودی پله به سیکل کاری سوئیچ ها با استفاده از تابع تبدیل G_{vd}

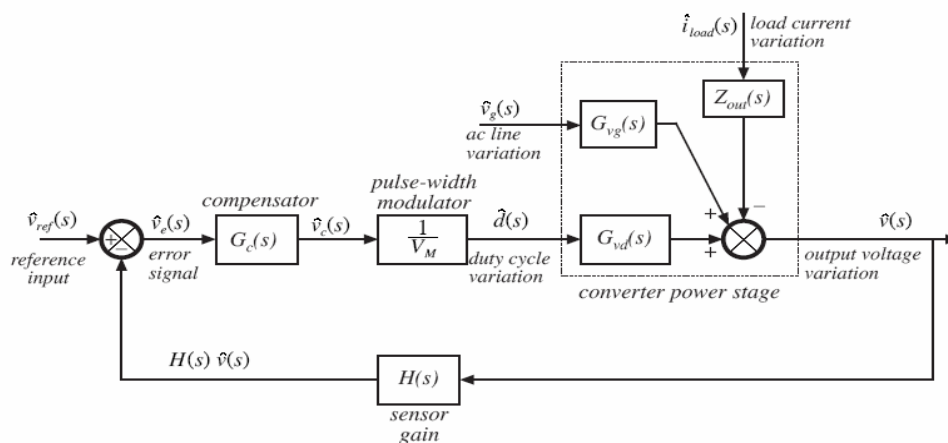
حال که تابع تبدیل سیستم برای ورودی های اغتشاش بدست آورده شد، بایستی برای پایداری و کنترل مبدل، جبران کننده (کنترلر) مربوط به آن طراحی شود.

۴-۳-۲ طراحی کنترل کننده

در همه مبدل های سوئیچینگ، ولتاژ خروجی تابعی از ولتاژ ورودی، دوره کار سوئیچ ها و تغییرات جریان بار می باشد و در مبدل های DC به DC، بدست آوردن ولتاژ خروجی ثابت علی رغم اغتشاش هایی در ولتاژ ورودی و جریان بار هدف اصلی سیستم کنترل کننده آن می باشد. این اغتشاش ها می تواند منابع مختلفی داشته باشد مثلاً ولتاژ خازن لینک DC که بعد از یکسوساز سه فاز دیودی قرار دارد، در هر 60° ولتاژ خروجی آن تکرار می شود یعنی یک رپیل با فرکانس 300 Hz در آن وجود دارد و یا سوئیچ شدن بارهای بزرگ همسایه باعث بالا و پایین رفتن ولتاژ ورودی مبدل خواهد شد و در یک سیستم بدون کنترل حلقه بسته این تغییرات با یک ضریبی عیناً به خروجی انتقال پیدا می کند. همچنین در عمل، بار یعنی جریان خروجی دائماً در حال تغییر است که این تغییر بار، ولتاژ خروجی را تغییر می دهد. بدون یک سیستم حلقه بسته، همواره این تغییرات باعث می شود که ولتاژ خروجی مقدار ثابتی نداشته باشد.

بلوک دیاگرام کل مبدل DC به DC به همراه بلوک های حلقه، در شکل (۴-۱۴) نشان داده

شده است :



شکل (۴-۱۴): بلوک دیاگرام حلقه بسته یک مبدل DC به DC [۶]

همان طور که در اوایل این گزارش گفته شد، یکی از محاسن این ساختار کنترل ساده آن است. فقط یک حلقه کنترل ولتاژ ساده، این سیستم را می تواند کنترل کند و با توجه به اصلاح کنندگی ذاتی ضریب توان، نیاز به حلقه کنترل کننده جریان نمی باشد.

در شکل (۴-۱۴)، نمودار بلوکی حلقه کنترلی مبدل رسم شده است. در این نمودار $G_{vd}(s)$ تابع تبدیل ولتاژ خروجی به دوره کار مبدل است. $G_{vg}(s)$ تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی، $Z_{out}(s)$ تابع تبدیل ولتاژ خروجی به جریان بار، $H(s)$ تابع تبدیل سنسور اندازه گیری کننده ولتاژ خروجی (که در اینجا برای سادگی یک فرض می شود)، V_{ref} ولتاژ مرجع (که در اینجا عدد ثابت ۴۸ است)، $\frac{1}{V_M}$ تابع تبدیل بخش تولید کننده پالس های PWM و $G_c(s)$ تابع تبدیل کنترلر (جبران کننده) می باشد. با توجه به رابطه (۴-۳۵) که از بلوک دیاگرام حلقه کنترل بدست آمده است، ولتاژ خروجی تأثیر پذیر از سه ورودی $\hat{v}_{ref}$ ، $\hat{v}_g$ ، i_{load} می باشد، که در رابطه (۴-۳۶) بر حسب گین حلقه نوشته شده است.

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \frac{\frac{G_c G_{vd}}{V_M}}{1 + \frac{H G_c G_{vd}}{V_M}} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + \frac{H G_c G_{vd}}{V_M}} - i_{load} \frac{Z_{out}}{1 + \frac{H G_c G_{vd}}{V_M}} \quad (۴-۳۵)$$

$$\hat{v} = \hat{v}_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1+T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1+T} - i_{load} \frac{Z_{out}}{1+T} \quad (۴-۳۶)$$

در رابطه بالا T گین حلقه است که به صورت زیر می باشد :

$$T(s) = G_c(s) \left(\frac{1}{V_M} \right) G_{vd}(s) H(s) \quad (۴-۳۷)$$

با توجه به رابطه (۴-۳۶) اگر گین حلقه به اندازه کافی بزرگ باشد، تغییرات ولتاژ خروجی، ناشی از تغییرات دو ورودی اغتشاش $\hat{v}_g$ ، i_{load} ، به شدت تضعیف می شود که مطلوب است و همچنین این فیدبک منفی باعث می شود تا تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ مرجع، به تغییرات گین حلقه حساس نباشد.

برای طراحی کنترل کننده $G_c(s)$ ، از روش دیاگرام *Bode* که روشی بسیار قوی در کنترل می باشد، استفاده شده است و باید تشخیص داده شود که برای مبدل مورد نظر کدام یک از کنترل کننده های PI، PD و PID مورد نیاز است. در تمام مراحل این فصل از نرم افزار *MATLAB* برای بدست آوردن شکل ها و شبیه سازی ها استفاده شده است.

برای طراحی کنترل کننده، ابتدا نمودار دیاگرام *Bode* حلقه باز سیستم بدون کنترل کننده (یعنی با فرض $G_c(s)=1$) رسم شده است، تا مشخصات مبدل بدون جبران کننده معلوم شود. تابع تبدیل حلقه باز مبدل با فرض $G_c(s)=1$ ، $T_u(s)$ می باشد:

$$T(s) = G_c(s)T_u(s) \Rightarrow T_u(s) = \left(\frac{1}{V_M} \right) H(s)G_{vd}(s) \quad (38-4)$$

با قرار دادن رابطه (33-4) در رابطه (38-4) داریم :

$$T_u(s) = \frac{HV}{DV_M} \frac{1}{1 + \frac{S}{Q_o\omega_o} + \left(\frac{S}{\omega_o} \right)^2} \quad (39-4)$$

برای بدست آوردن تابع تبدیل حلقه باز مبدل بدون جبران کننده، مقادیر عددی مبدل در رابطه (39-4) قرار داده شده است :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow \frac{1}{\omega_o^2} = LC = 50 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^{-6} = 2.5 \times 10^{-8} \quad (40-4)$$

$$Q_o = R\sqrt{\frac{C}{L}} \Rightarrow \frac{1}{Q_o\omega_o} = \frac{L}{R} = \frac{50 \times 10^{-6}}{0.384} = 1.3 \times 10^{-4} \quad (41-4)$$

$$H(s) = 1 \quad (42-4)$$

$$V_M = 2 \quad (43-4)$$

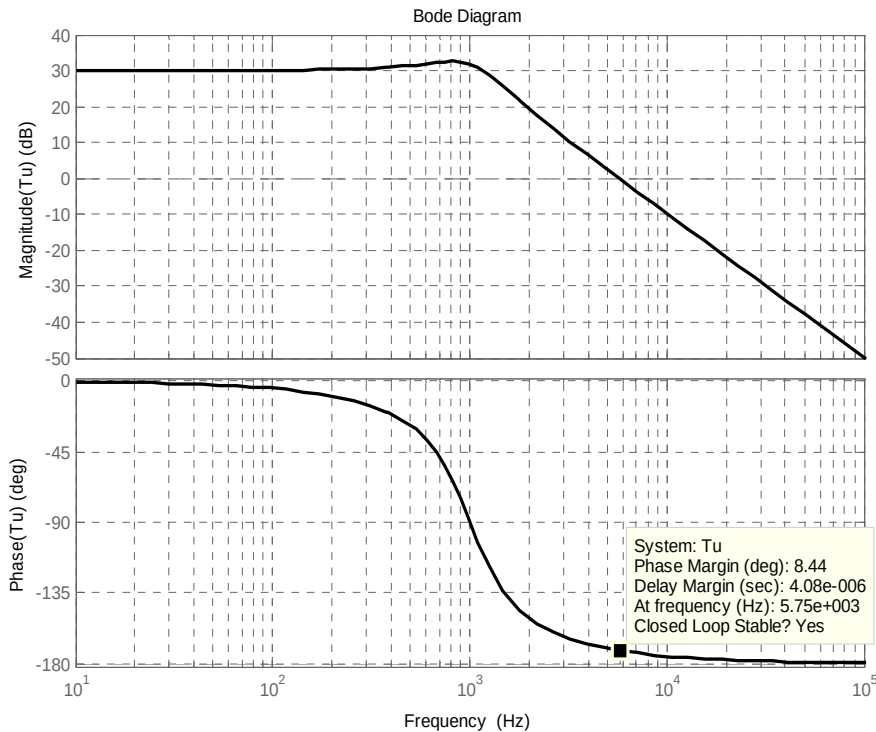
$$\frac{V}{D} = \frac{48}{0.75} = 64 \quad (44-4)$$

$$\omega_o = 6324/6 \left(\frac{rad}{s} \right) \Rightarrow f_o \approx 1 \text{ KHZ} \quad (45-4)$$

پس $T_u(s)$ به صورت رابطه زیر می باشد :

$$T_u(s) = \frac{1 \times 64}{2} \frac{1}{1 + \frac{S}{Q_o \omega_o} + \frac{1}{\omega_o^2} S^2} = \frac{32}{1 + 1.3 \times 10^{-4} S + 2.5 \times 10^{-8} S^2} \quad (4-46)$$

دیاگرام $T_u(s)$ Bode رسم شده است که در شکل (۴-۱۵) ملاحظه می شود :



شکل (۴-۱۵): دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه بدون جبران کننده

همان طور که در شکل ملاحظه می شود، فرکانس قطع $T_u(s)$ در فرکانس ۵/KHZ قرار دارد که در اینجا حاشیه فاز (*phase margin*) مقداری در حدود 8° می باشد. این مقدار برای پایداری سیستم حلقه بسته حاشیه فاز کمی است. برای افزایش حاشیه فاز به یک جبران ساز، پیش فاز (*lead*) که به آن (*Proportional-Derivative*) یا PD هم گفته می شود، نیاز است، تا با تغییرات کوچکی در تابع تبدیل حلقه باز $T_u(s)$ حاشیه فاز آن را بالا ببرد. البته جبران ساز PD، مقداری

پهنای باند سیستم را افزایش می دهد که سعی می شود در حد قابل قبولی برای سیستم باشد. در زیر تابع تبدیل یک جبران ساز (PD) و روابط مربوط به آن آمده است :

$$G_{pd}(s) = G_{pdo} \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right)} \quad (47-4)$$

$$f_{\theta_{\max}} = \sqrt{f_z f_p} \quad (48-4)$$

$$\frac{f_p}{f_z} = \frac{1 + \sin \theta}{1 - \sin \theta} \quad (49-4)$$

$$f_z = f_{\theta_{\max}} \sqrt{\frac{1 - \sin \theta}{1 + \sin \theta}} \quad (50-4)$$

$$f_p = f_{\theta_{\max}} \sqrt{\frac{1 + \sin \theta}{1 - \sin \theta}} \quad (51-4)$$

$$|G_{pd}(s)|_{S=\omega_{\theta_{\max}}} = G_{pdo} \sqrt{\frac{f_p}{f_z}} \quad (52-4)$$

که در روابط بالا، f_p فرکانس قطب جبران ساز، f_z فرکانس صفر جبران ساز، $f_{\theta_{\max}}$ فرکانسی که در آن ماکزیمم زاویه را دارد و θ ماکزیمم زاویه ای، که در فاز ایجاد می کند می باشد.

این جبران ساز حاشیه فاز را زیاد کرده و پایداری سیستم را بالا می برد ولی در عوض پهنای باند سیستم را زیاد می کند که این مطلوب ما نیست. ولی می توان قطب و صفرهای آن را طوری تعیین کرد که پهنای باند سیستم بعد از اعمال جبران ساز PD هنوز در حد قابل قبولی باشد. عموماً سعی می کنند پهنای باند حلقه در حد یک دهم فرکانس سوئیچینگ شود. از آنجایی که $f_s = 50KHZ$ می باشد پس برای فرکانس قطع تابع تبدیل حلقه باز مقدار $f_c = 5 KHZ$ انتخاب می شود.

برای اینکه ماکزیمم بهبودی در حاشیه فاز وجود داشته باشد، جبران ساز پیش فاز (PD) را طوری طراحی می کنند که $f_{\theta_{\max}}$ با فرکانس قطع سیستم برابر شود. به منظور داشتن حاشیه فازی در حدود 60° بایستی $\theta = 52^\circ$ باشد. پس :

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin \theta}{1 + \sin \theta}} = (5KHZ) \sqrt{\frac{1 - \sin 52^\circ}{1 + \sin 52^\circ}} = 1/7 KHZ \quad (53-4)$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin \theta}{1 - \sin \theta}} = (5 \text{ KHZ}) \sqrt{\frac{1 + \sin 52^\circ}{1 - \sin 52^\circ}} = 14.5 \text{ KHZ} \quad (54-4)$$

فقط کافی است که اندازه G_{pdo} به دست آورده شود. همانطور که گفته شد فرکانس قطع کل

سیستم پس از اعمال جبران ساز بهتر است در فرکانس $f_c = 5 \text{ KHZ}$ قرار گیرد بنابراین :

$$|T_u(s) \times G_{pd}(s)|_{f_c=5 \text{ KHZ}} = 1 \quad (55-4)$$

در فرکانس f_c ضریب S^2 در $T_u(s)$ غالب است:

$$\frac{32}{\left(\frac{f_c}{f_o}\right)^2} \times G_{pdo} \times \sqrt{\frac{f_p}{f_z}} = 1 \quad (56-4)$$

$$\Rightarrow G_{pdo} = \frac{1}{32} \left(\frac{f_c}{f_o}\right)^2 \sqrt{\frac{f_z}{f_p}} = \frac{1}{32} \times \left(\frac{5 \text{ KHZ}}{1 \text{ KHZ}}\right)^2 \times \sqrt{\frac{1.7}{14.5}} = 0.264 \quad (57-4)$$

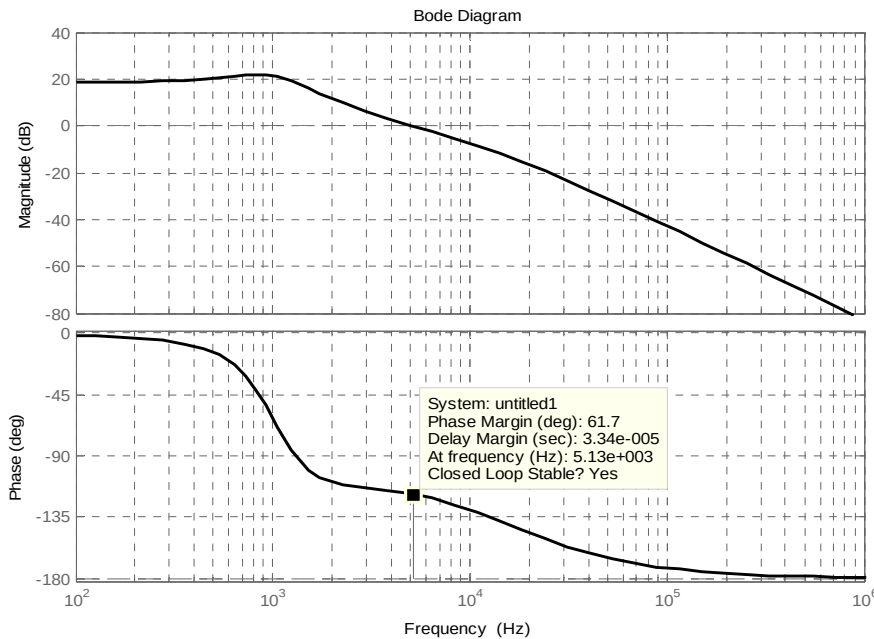
بنابراین کنترل کننده پیش فاز (PD) مربوط به مبدل به صورت زیر خواهد بود:

$$G_{pd}(s) = 0.264 \frac{(1 + 9.36 \times 10^{-5} S)}{(1 + 1.1 \times 10^{-5} S)} \quad (58-4)$$

حال این کنترل کننده در تابع تبدیل $T_u(s)$ ضرب شده است تا دیده شود که آیا شرایط کنترل

مطلوب برآورده خواهد شد یا نه. در ابتدا دیاگرام $Bode$ آن رسم شده است که در شکل (۴-۱۶) نشان

داده شده است.



شکل (۴-۱۶): دیاگرام *Bode* تابع تبدیل حلقه بعد از اعمال جبران کننده PD

همان طور که در شکل ملاحظه می شود فرکانس قطع در $f_c = 5.13 \text{ KHZ}$ قرار دارد که حاشیه فازی معادل 61.7° تولید کرده است. پس بنابراین از نظر پایداری این جبران کننده مطلوب است. تابع تبدیل حلقه باز دارای گین DC به مقدار زیر است :

$$T_{uo} \times G_{pd} = 32 \times 0.264 = 8.5 \rightarrow 18.5 \text{ dB} \quad (۴-۵۹)$$

با توجه به اینکه تابع تبدیل حلقه بسته دارای ضریب $\frac{1}{1+T}$ می باشد، پس نوسانات با فرکانس پایین را به اندازه $-18/5 \text{ dB}$ تضعیف می کند. با توجه به اینکه فرکانس قطع تابع حلقه باز بدون جبران کننده 1 KHZ بوده است پس با اعمال این جبران کننده، سیستم حلقه بسته نوسانهای زیر 1 KHZ را به اندازه $-18/5 \text{ dB}$ تضعیف می کند. مثلاً فرض کنید ولتاژ ورودی $(v_g(t))$ نوسانی با فرکانس 300 Hz و اندازه 1 V داشته باشد. در سیستم بدون فیدبک، همان طور که در قبل بدست آوردیم تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی $G_{vg}(s)$ است که در فرکانسهای پایین تر از فرکانس قطع (1 KHZ) و DC اندازه ای معادل دوره کار سوئیچ ها (D) دارد. پس این نوسان یک ولت و 300 Hz با اندازه

۰/۷۵ ولت و فرکانس 300Hz به خروجی انتقال پیدا می کند. حال اگر جبران ساز پیش فاز طرح

شده را نیز در حلقه وارد کنیم سیستم حلقه بسته یک ضریب $\frac{1}{1+T}$ نیز وارد می کند و این نوسان،

تبدیل به یک نوسان $0.1 \approx \frac{0.75}{8.5}$ ولتی با فرکانس 100Hz تبدیل می شود.

برای این که این رگولاسیون فرکانس های پایین تا اندازه زیادی بهبود داده شود، یک جبران ساز پس فاز (Lag) به جبران ساز قبلی اضافه می شود. جبران ساز پس فاز یا ($Proportional Integral$) PI برای این استفاده می شود که گین حلقه را در فرکانس های پایین افزایش دهد، تا اینکه ولتاژ خروجی در DC و فرکانس های پایین تر از فرکانس قطع حلقه بهتر شود. تابع تبدیل یک جبران کننده (PI) به صورت زیر است :

$$G_{PI}(s) = G_{PI\infty} \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (60-4)$$

که در آن f_L فرکانس قطع آن و $G_{PI\infty}$ اندازه جبران ساز در فرکانس های بزرگ تر از f_L می باشد. اگر فرکانس f_L جبران کننده (PI) به اندازه کافی کوچک باشد اثری روی حاشیه فاز تابع تبدیل حلقه بسته نمی گذارد و فقط اندازه تابع تبدیل را در فرکانسهای پایین بزرگ می کند اگر هم خیلی کوچک باشد فقط اندازه DC تابع تبدیل را بزرگ می کند. حال آن که باید اندازه تابع تبدیل را در فرکانس های کوچکتر از f_c بزرگ کند و دیگر اثری نخواهد داشت. پس f_L نه باید خیلی بزرگ باشد که حاشیه فاز را خراب کند و نه خیلی کوچک باشد که اثر یک سیستم (PI) را نداشته باشد. عموماً در یک سیستم f_L را یک دهم فرکانس قطع سیستم انتخاب می کنند. پس در اینجا $f_L = 500\text{Hz}$ خواهد شد. با توجه به اینکه نباید جبران ساز (PI) فرکانس قطع f_c را عوض کند پس باید $G_{PI\infty} = 1$ باشد بنابراین تابع تبدیل جبران ساز برای مبدل مورد نظر به صورت زیر خواهد بود :

$$G_{PI}(s) = \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) = \frac{1 + \frac{1}{3.2 \times 10^4} s}{\frac{1}{3.2 \times 10^4} s} = \frac{(1 + 3.2 \times 10^4 s)}{3.2 \times 10^4 s} \quad (61-4)$$

در مثال قبل مشخص شد که اگر یک نوسان یک ولتی با فرکانس 300Hz وجود داشته باشد، با

اعمال جبران کننده پیش فاز (PD) در سیستم حلقه بسته نوسانی معادل ۰/۱ ولت با فرکانس

300HZ در خروجی ظاهر می شود. حال اگر این جبران کننده پس فاز (PI) را هم به سیستم اضافه کنیم، این تابع در فرکانس 300HZ اندازه ای معادل $\frac{3}{5}$ $(300\text{HZ})/(500\text{HZ})$ دارد. پس با اضافه کردن این جبران کننده به سیستم، نوسانی معادل 0.6 ولت در خروجی ظاهر می شود. به جبران کننده ای که هر دو جبران کننده پس فاز (PI) و پیش فاز (PD) را دارا باشد یک کنترل کننده (PID) می گویند.

با جمع بندی مطالب گفته شده، جبران کننده (PID) طرح شده به صورت زیر است :

$$G_c(s) = G_{pd}(s) \times G_{PI}(s) = G_{pd} \times \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{S}{\omega_p}\right)} \times \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_L}\right)}{\frac{1}{\omega_L} S} \quad (62-4)$$

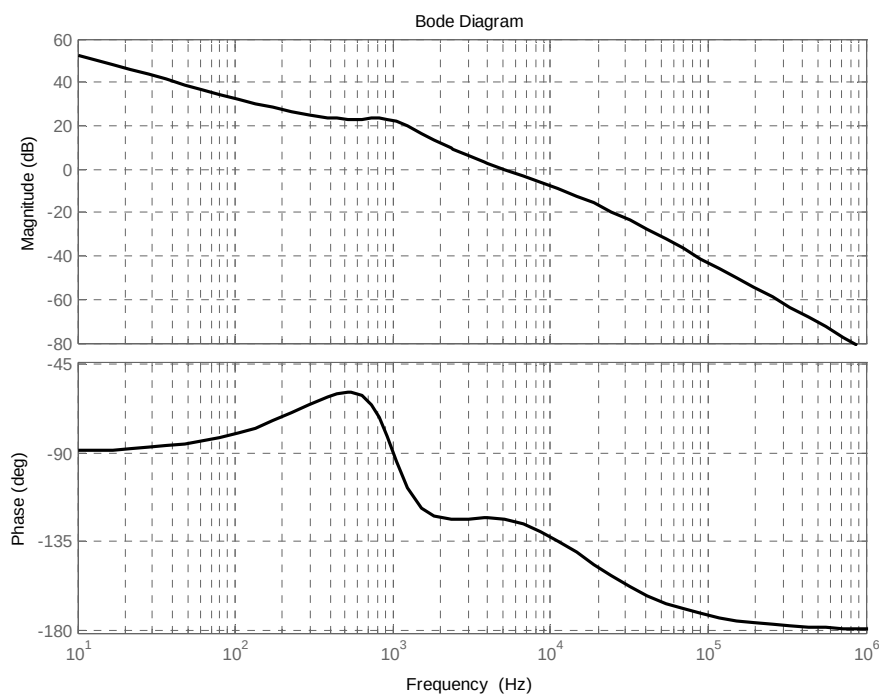
برای مبدل موردنظر به صورت زیر خواهد بود :

$$G_c(s) = \frac{(1 + 9.36 \times 10^{-5} S)}{(1 + 1.1 \times 10^{-5} S)} \times \frac{(1 + 3.2 \times 10^{-4} S)}{1.2 \times 10^{-3} S} \quad (63-4)$$

با ضرب کردن $G_c(s)$ در $T_u(s)$ تابع تبدیل حلقه بدست می آید :

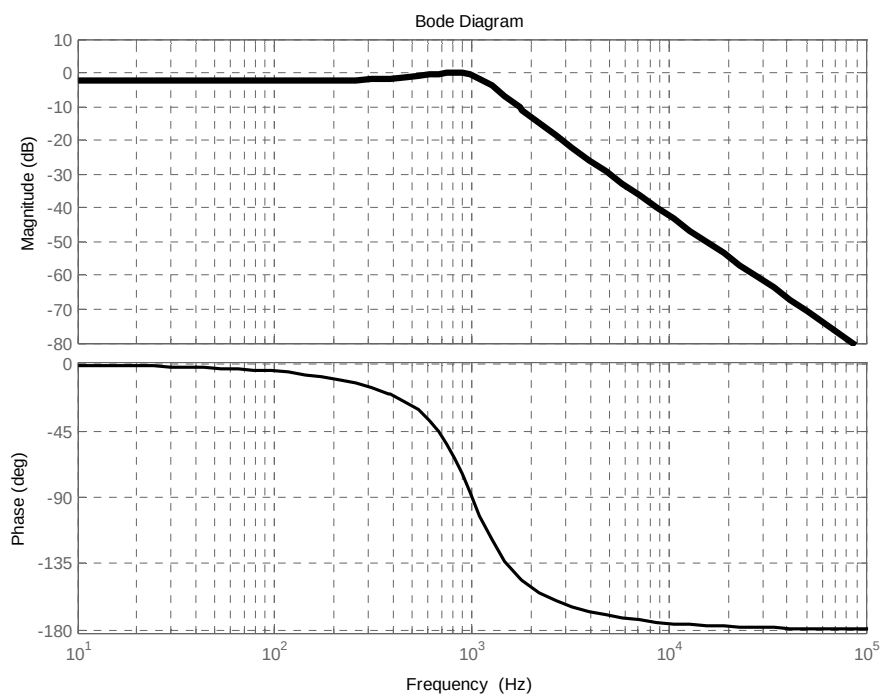
$$\begin{aligned} T(s) &= T_u(s) \times G_c(s) \\ &= \frac{32}{1 + 1.3 \times 10^{-4} S + 2.5 \times 10^{-8} S^2} \times \frac{(1 + 9.36 \times 10^{-5} S)}{(1 + 1.1 \times 10^{-5} S)} \times \frac{(1 + 3.2 \times 10^{-4} S)}{1.2 \times 10^{-3} S} \quad (64-4) \end{aligned}$$

دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه در شکل (۱۷-۴) رسم شده است :

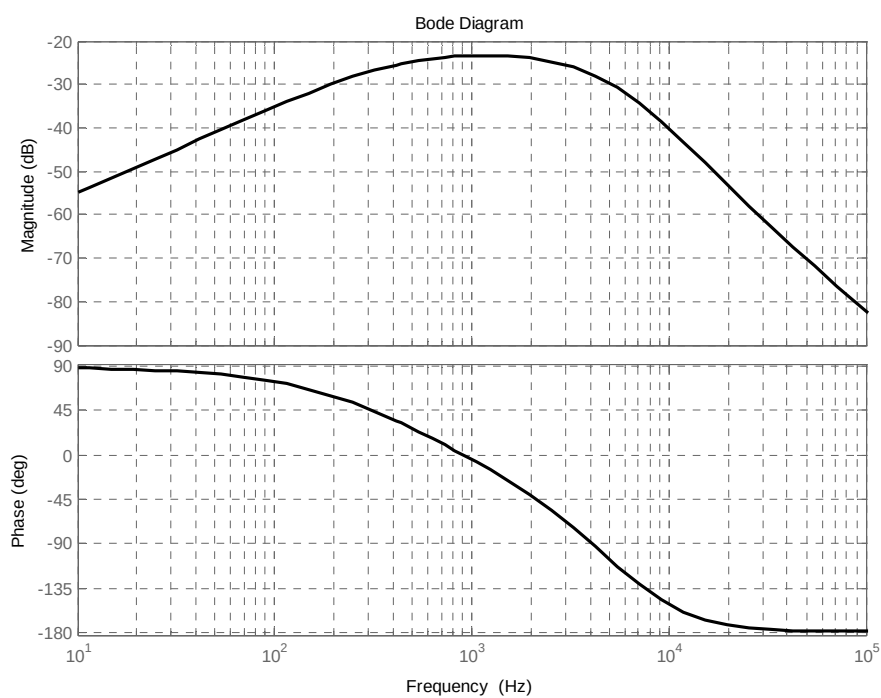


شکل (۴-۱۷): دیاگرام *Bode* تابع تبدیل حلقه بعد از اعمال کنترلر *PID*

در شکل های (۴-۱۸) و (۴-۱۹) به ترتیب، دیاگرام *Bode* حلقه باز $G_{Vg}(s)$ و حلقه بسته آن نشان داده شده است.



شکل (۴-۱۸): دیاگرام *Bode* تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی ($G_{vg}(s)$) بدون جبران کننده



شکل (۴-۱۹): دیاگرام *Bode* تابع تبدیل ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی ($G_{vg}(s)$) با جبران کننده

مشاهده می شود که در سیستم حلقه بسته نوسان های فرکانس پایین ولتاژ ورودی به مراتب با اندازه بزرگتری نسبت به سیستم حلقه باز تضعیف می شود. در فصل پنجم، کنترل کننده را به مدار قدرت طرح شده اعمال کرده و نتایج شبیه سازی نشان داده می شود.

۴-۴ خلاصه

در این فصل روش طراحی هر یک از قسمت های منبع تغذیه ۴۸ ولت DC، ۶ کیلووات بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته، بیان شده و مقادیر عددی بخش های مختلف آن محاسبه گردید. روش های طراحی بیان شده در این فصل، برای هر منبع تغذیه دیگر با مقادیر ولتاژ و توان متفاوت، به همین صورت قابل استفاده است.

فصل پنجم

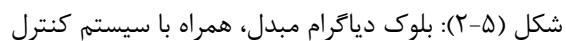
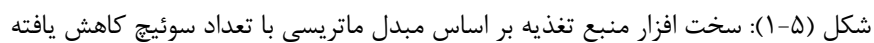
نتایج شبیه سازی

۵-۱ مقدمه

کلیه شبیه سازی های انجام شده در این فصل، با استفاده از نرم افزار SIMULINK/MATLAB انجام شده است. در این فصل ابتدا عملکرد منبع تغذیه در حالت عادی، شبیه سازی و بررسی شده است. سپس عملکرد منبع تغذیه، در صورت تغییر ناگهانی بار مورد بررسی قرار گرفته شده است. در ادامه عملکرد منبع تغذیه، در حالت تغییر ولتاژ ورودی سه فاز نشان داده شده است و THD جریان ورودی برای سه ولتاژ سه فاز متعادل که از لحاظ دامنه متفاوت می باشند، نشان داده شده است و همچنین عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت های مختلف عدم تعادل در ولتاژ سه فاز ورودی بررسی شده است. عملکرد مبدل در حالتی که از فیلتر ورودی میرا نشده در ورودی آن استفاده شده، نشان داده شده است. سپس جریان ورودی و THD آن برای حالتی که فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسوکنندگی با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری برابر است، ارائه شده است. در انتها نتایج مربوط به شبیه سازی مبدل ترکیبی مورد بررسی قرار گرفته است و عملکرد ضعیف این مبدل در باری کم تر از بار نامی در مقایسه با مبدل پیشنهادی نشان داده شده است.

۵-۲ سخت افزار و مشخصات سیستم شبیه سازی شده

در شکل (۵-۱) سخت افزار منبع تغذیه و در شکل (۵-۲) تمامی قسمت های منبع تغذیه به همراه سیستم کنترل آن نشان داده شده است.



ΛΣ

جدول (۱-۵): مشخصات منبع تغذیه DC براساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته

مقدار	مشخصات طراحی
$380V$	ولتاژ خط ورودی
$50Hz$	فرکانس ورودی
$10KHz$	فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسوکنندگی
$20KHz$	فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری
$48V$	ولتاژ DC خروجی
$7KW$	توان خروجی

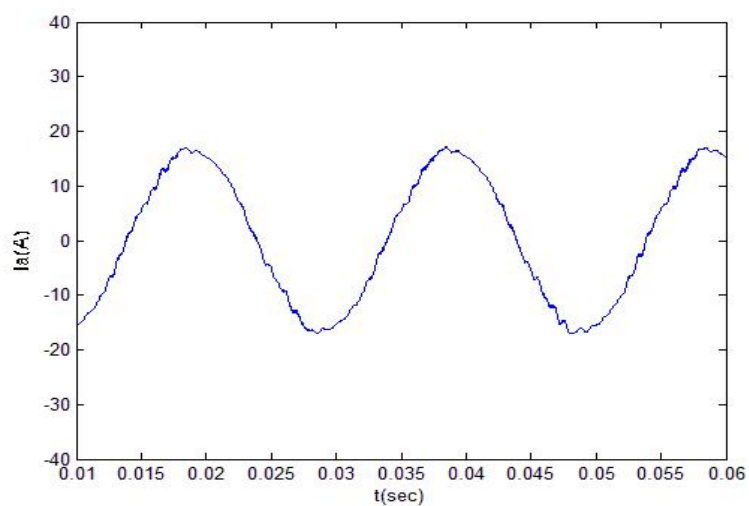
در قسمت ورودی این منبع تغذیه از یک فیلتر ورودی میرا شده که مقادیر المان های آن در فصل قبل محاسبه شد، استفاده شده است و همچنین از یک ترانس سه سر با نسبت تبدیل ۷ نسبت به سر وسط، جهت کاهش ولتاژ و ایزوله کردن خروجی منبع تغذیه نسبت به ورودی آن استفاده شده است. تابع تبدیل جبران ساز به صورت رابطه (۱-۵) می باشد.

$$G_c(S) = \frac{(1 + 9.36 \times 10^{-5} S)}{(1 + 1.1 \times 10^{-5} S)} \times \frac{(1 + 3.2 \times 10^{-4} S)}{1.2 \times 10^{-3} S} \quad (1-5)$$

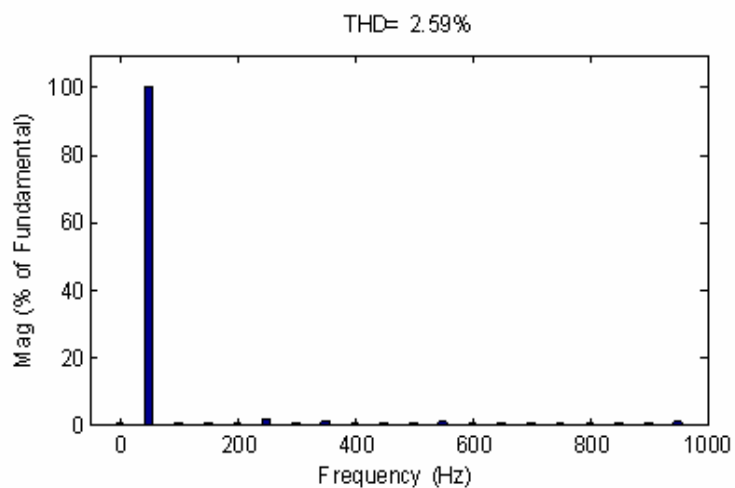
به منظور مدولاسیون عرض پالس از یک موج دندانه اره ای با دامنه $V_M = 2V$ استفاده شده است.

۳-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه در بار نامی

توان نامی این منبع تغذیه ۶ کیلووات می باشد، در نتیجه برای این که در خروجی یک ولتاژ ثابت ۴۸ ولت داشته باشیم، از یک مقاومت $10/384$ اهم به عنوان بار، در خروجی استفاده شده است. شکل های (۳-۵) و (۴-۵) به ترتیب جریان ورودی فاز A و THD جریان ورودی فاز A را در بار نامی نشان می دهند. با توجه به این شکل ها کیفیت جریان ورودی بالا می باشد و مقدار THD آن $2/59$ درصد است که در حد قابل قبول می باشد.

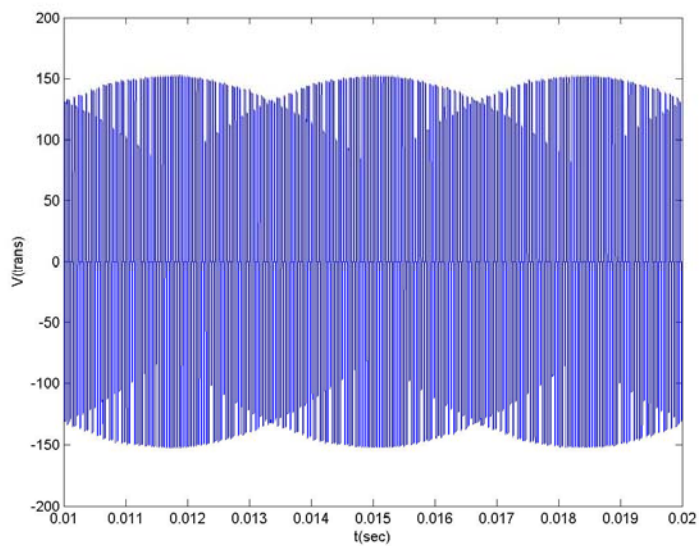


شکل (۳-۵): جریان ورودی فاز A در بار نامی

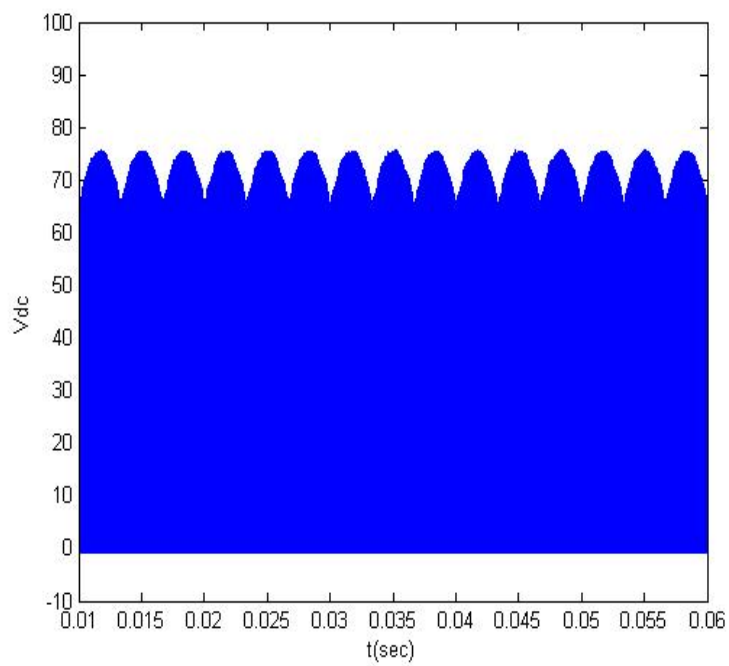


شکل (۴-۵): THD جریان ورودی فاز A در بار نامی

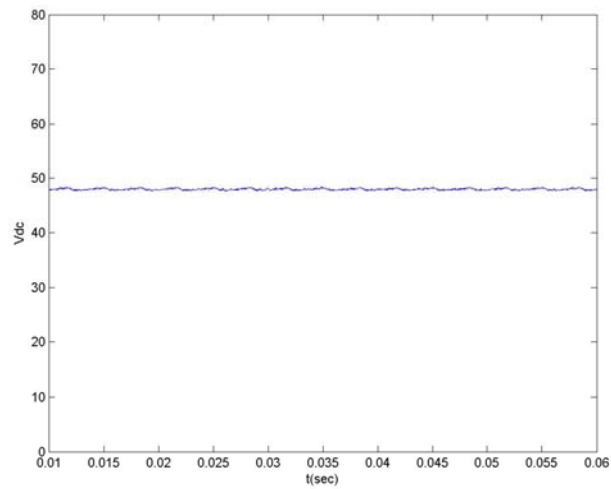
شکل های (۵-۵)، (۵-۶) و (۵-۷) به ترتیب ولتاژ فرکانس بالای تولیدی مبدل ماتریسی در سمت ثانویه ترانس، ولتاژ ثانویه ترانس بعد از یکسو سازی نسبت به سر وسط و ولتاژ DC خروجی که مقدار مرجع آن ۴۸ ولت می باشد را نشان می دهند.



شکل (۵-۵): ولتاژ تولیدی مبدل ماتریسی در سمت ثانویه ترانس

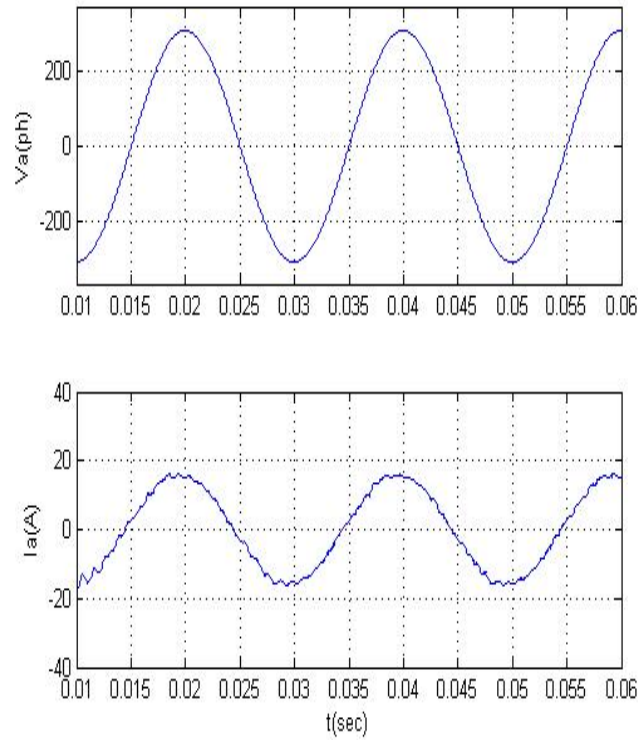


شکل (۵-۶): ولتاژ ثانویه ترانس، بعد از یکسو سازی نسبت به سر وسط



شکل (۷-۵): ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی

همان طور که در شکل (۸-۵) مشاهده می شود، ولتاژ و جریان ورودی تقریباً هم فازند و ضریب توان در ورودی نزدیک به یک می باشد.

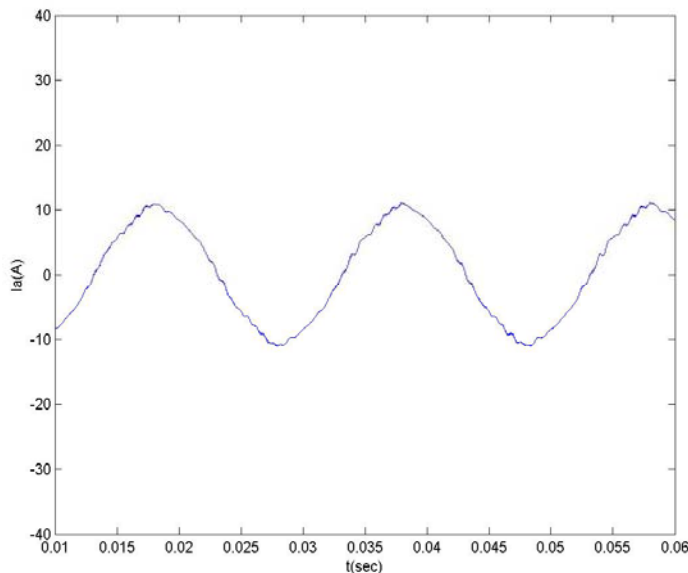


شکل (۸-۵): ولتاژ و جریان فاز A

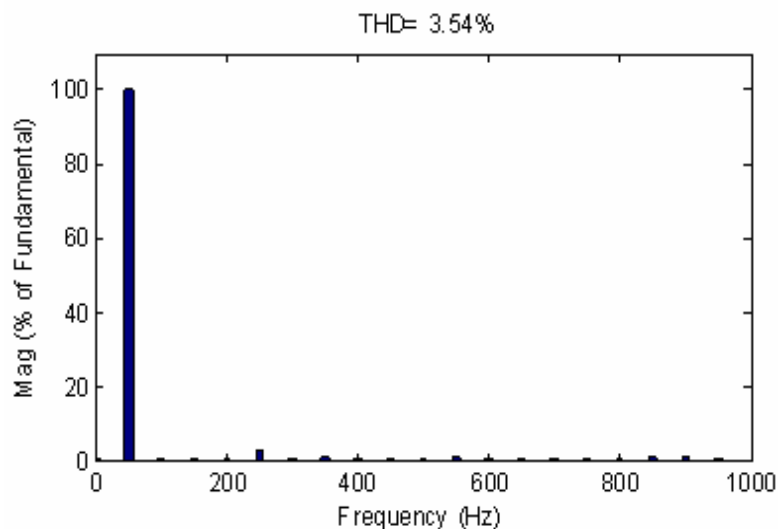
۵-۴ بررسی عملکرد منبع تغذیه در حالت تغییر بار

در یک منبع تغذیه، ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار، باید ثابت باشد. از آن جا که ولتاژ خروجی منبع تغذیه پیشنهادی ثابت می باشد، برای کاهش بار، باید مقدار مقاومت خروجی را افزایش داد. در نتیجه جریان بار کاهش پیدا می کند.

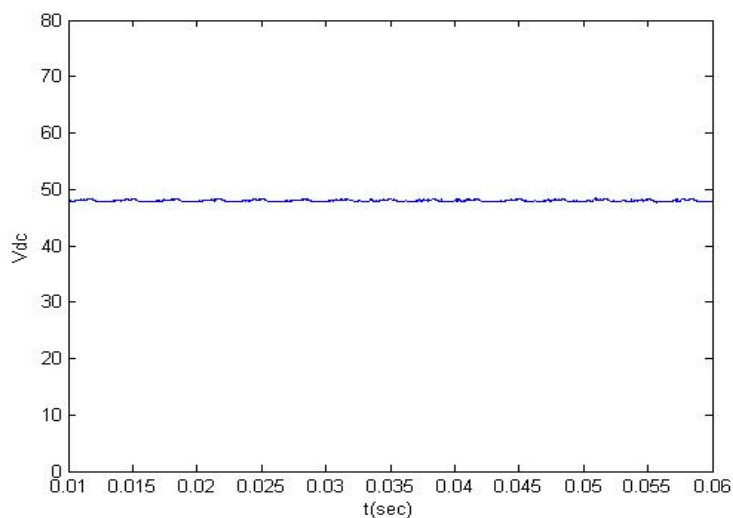
همان طور که در فصل چهارم توضیح داده شد، ولتاژ خروجی به تغییرات جریان بار که یک ورودی اغتشاش به حساب می آید، حساس نمی باشد. پس در نتیجه منبع تغذیه پیشنهادی در بارهایی کم تر از بار نامی نیز همچنان باید مقدار ۴۸ ولت خود را در خروجی حفظ کند. در نتیجه در این قسمت، عملکرد منبع تغذیه در ۶۷ درصد بار نامی مورد بررسی قرار گرفته است. شکل های (۵-۹) تا (۵-۱۱) به ترتیب جریان ورودی فاز A، THD، جریان ورودی فاز A و ولتاژ DC خروجی را در ۶۷ درصد بار نامی نشان می دهند. مشاهده می شود که جریان ورودی در این حالت نیز کیفیت خوبی دارد و THD آن ۳/۵۴ درصد است که در حد قابل قبول می باشد و ولتاژ خروجی نیز مقدار مرجع خود را حفظ کرده و ثابت است.



شکل (۵-۹): جریان ورودی فاز A در ۶۷ درصد بار نامی

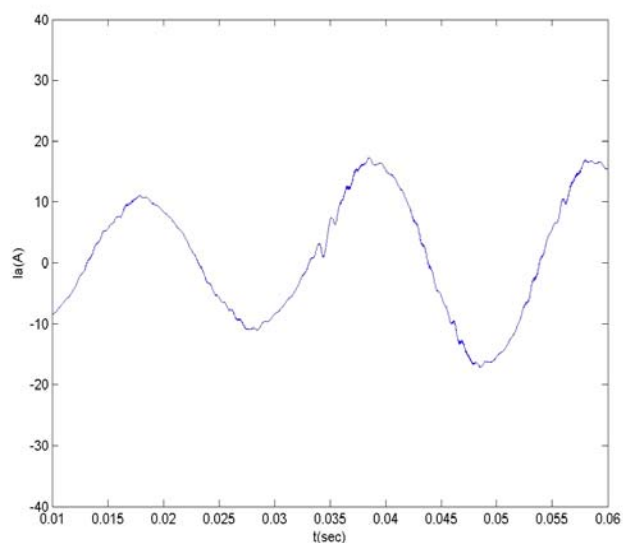


شکل (۵-۱۰): THD جریان ورودی فاز A در ۶۷ درصد بار نامی

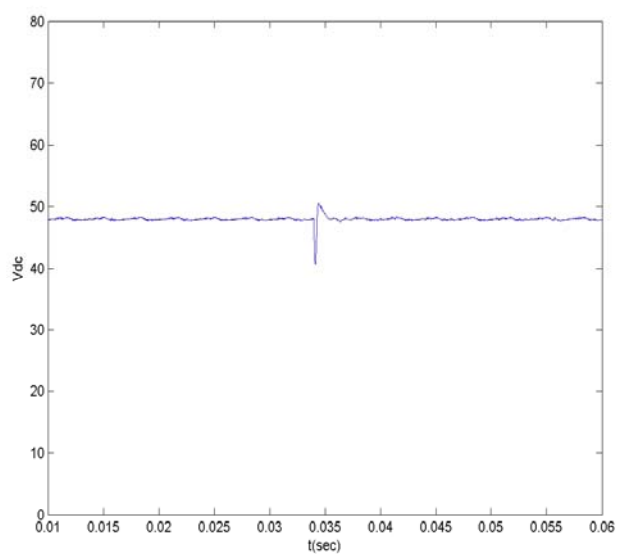


شکل (۵-۱۱): ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در ۶۷ درصد بار نامی

حال عملکرد منبع تغذیه در حالت تغییر ناگهانی بار مورد بررسی قرار داده می شود. شکل های (۵-۱۲) و (۵-۱۳) به ترتیب جریان ورودی فاز A و ولتاژ DC خروجی را زمانی که بار در لحظه $t = 0.034$ ناگهان از ۶۷ درصد بار نامی، به مقدار بار نامی افزایش پیدا کرده است، نشان می دهند.

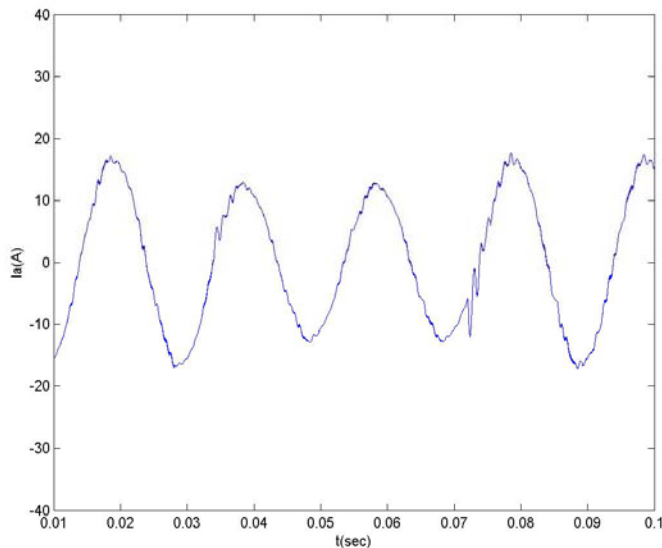


شکل (۵-۱۲): جریان ورودی فاز A در افزایش ناگهانی بار

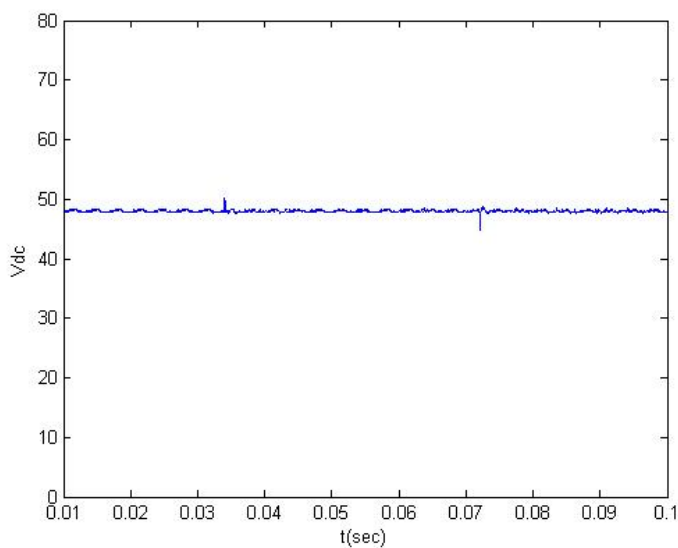


شکل (۵-۱۳): ولتاژ DC خروجی در افزایش ناگهانی بار

شکل های (۵-۱۴) و (۵-۱۵) به ترتیب جریان ورودی فاز A و ولتاژ DC خروجی را زمانی که بار ناگهان کاهش پیدا می کند و بعد از مدتی دوباره ناگهان به مقدار اولیه افزایش می یابد، نشان می دهند.



شکل (۵-۱۴): جریان ورودی فاز A در حالت کاهش و افزایش ناگهانی بار



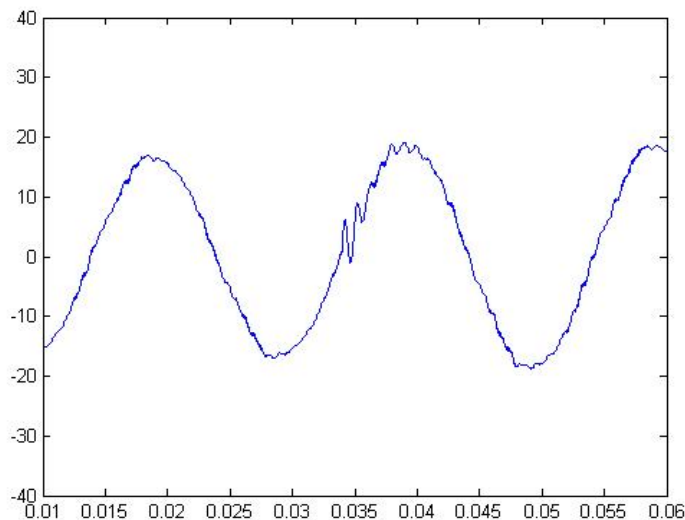
(۵-۱۵): ولتاژ DC خروجی در حالت کاهش و افزایش ناگهانی بار

در شکل (۵-۱۵) مشاهده می شود لحظه ای که بار کاهش یافته، ولتاژ خروجی افزایش پیدا کرده است و سیستم کنترل، خیلی سریع به این کاهش بار واکنش نشان می دهد و ولتاژ خروجی را کاهش می دهد و همچنین در لحظه ای که بار ناگهان افزایش پیدا کرده است، سیستم کنترل، خیلی سریع به این افزایش

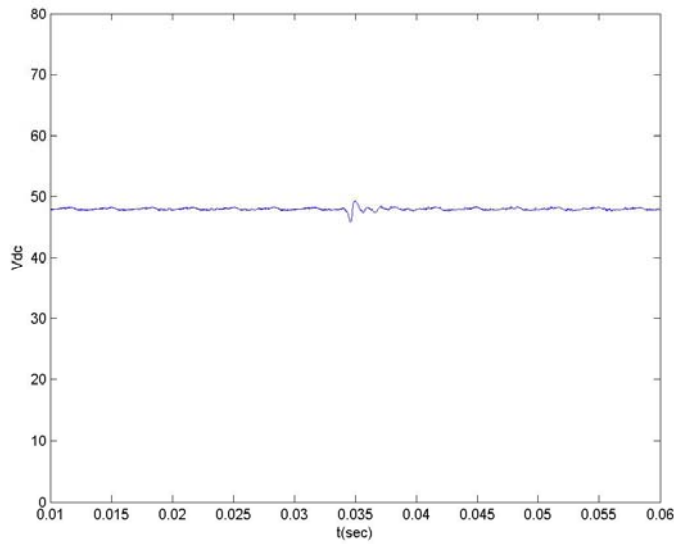
بار، واکنش نشان می دهد و افت ولتاژ را جبران می کند، به طوری که ولتاژ منبع تغذیه همواره در مقدار ۴۸ ولت، ثابت می ماند.

۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه در حالت تغییر ولتاژ سه فاز ورودی

همان طور که در فصل چهارم توضیح داده شد، ولتاژ خروجی به تغییرات ولتاژ ورودی، که یک ورودی اغتشاش به حساب می آید، حساس نمی باشد. پس در نتیجه با تغییر ولتاژ ورودی منبع تغذیه پیشنهادی همچنان باید مقدار ثابت ۴۸ ولت در خروجی حفظ شود. در این قسمت، عملکرد منبع تغذیه، در شرایط مختلف ولتاژ سه فاز ورودی مورد بررسی قرار گرفته است. شکل (۵-۱۶) جریان ورودی فاز A را در حالتی که مقدار V_{rms} هر سه فاز در لحظه $t = 0.034$ ، به میزان ۱۵ درصد کاهش پیدا کرده است، نشان می دهد. همچنین شکل (۵-۱۷) وضعیت ولتاژ خروجی را در این حالت نمایش می دهد.

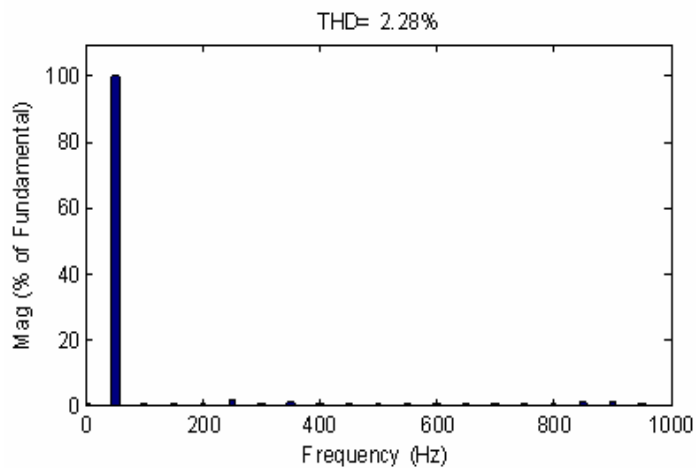


شکل (۵-۱۶): جریان ورودی فاز A در صورت کاهش ۱۵ درصدی ولتاژ سه فاز ورودی

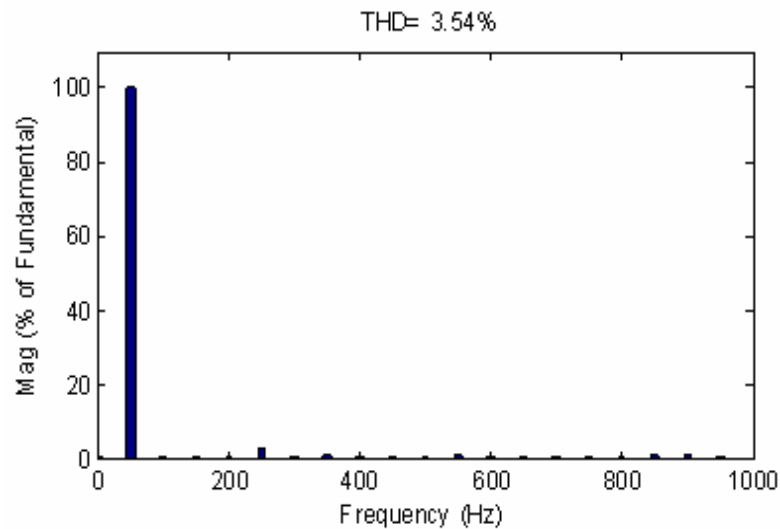


شکل (۵-۱۷): ولتاژ DC خروجی در صورت کاهش ۱۵ درصدی ولتاژ سه فاز ورودی

شکل (۵-۱۸) THD جریان ورودی فاز A را در حالتی که مقدار V_{rms} هر سه فاز ورودی نسبت به مقدار نامی، ۱۵ درصد کمتر است، نشان می دهد و شکل (۵-۱۹) THD جریان ورودی فاز A را در حالتی که مقدار V_{rms} هر سه فاز ورودی نسبت به مقدار نامی، ۱۵ درصد بیشتر است، نشان می دهد.



شکل (۵-۱۸): THD جریان ورودی فاز A، در V_{rms} هر سه فاز ورودی، ۱۵ درصد کمتر نسبت به مقدار نامی

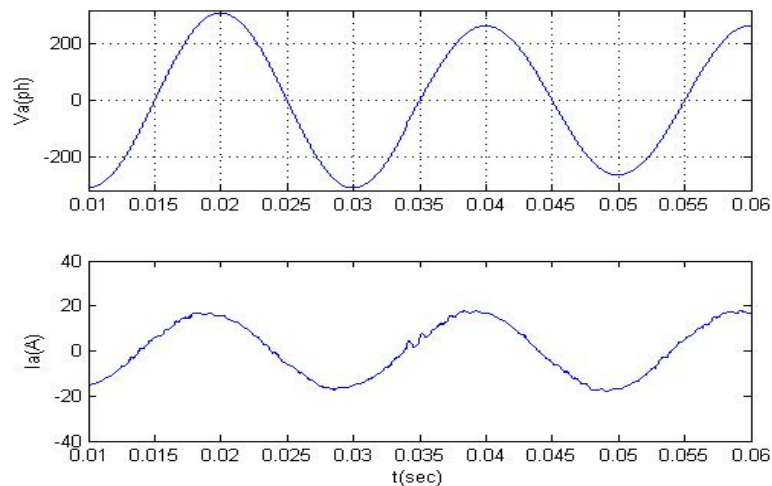


شکل (۵-۱۹): THD جریان ورودی فاز A، در V_{rms} هر سه فاز ورودی، ۱۵ درصد بیشتر نسبت به مقدار نامی

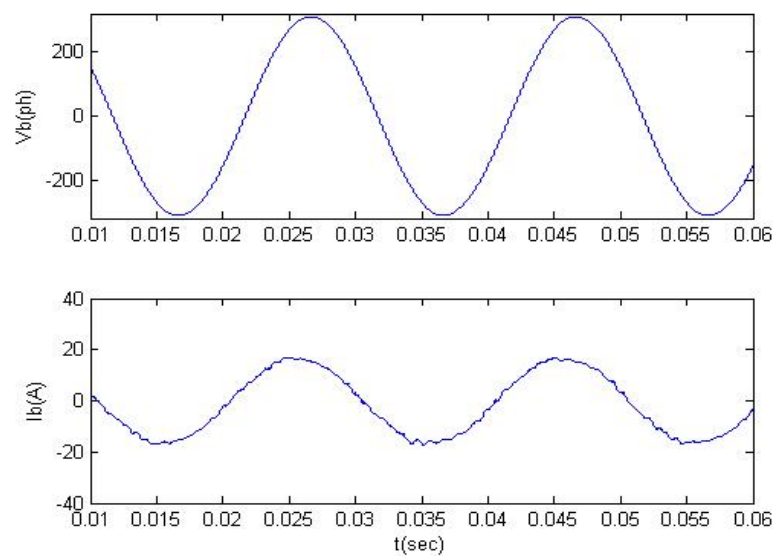
همان طور که دیده می شود در ولتاژهای فاز کم تر از ولتاژهای فاز نامی مقدار THD جریان ورودی کمتر می باشد.

۵-۵-۱ بررسی عملکرد منبع تغذیه با ولتاژ ورودی سه فاز نا متعادل

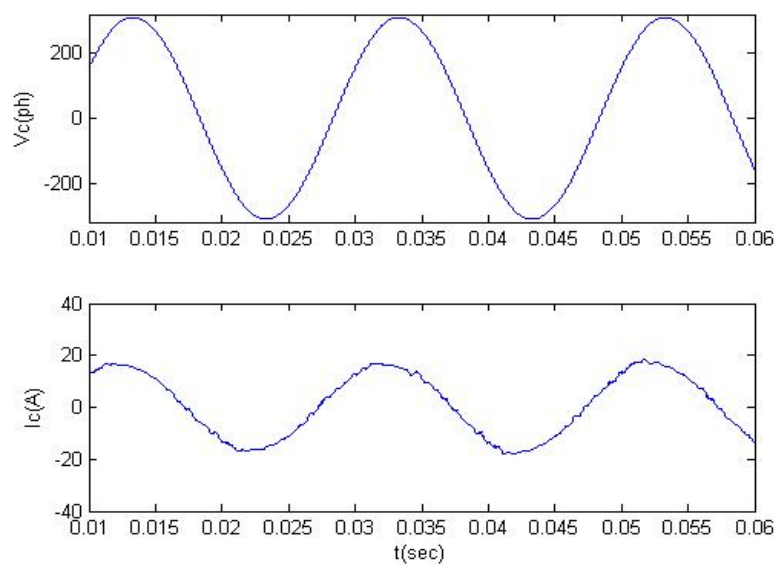
شکل های (۵-۲۰) تا (۵-۲۳) به ترتیب جریان و ولتاژ هر سه فاز و ولتاژ خروجی را در حالتی نشان می دهند که V_{rms} فاز A در لحظه $t = 0.034$ ناگهان ۱۵ درصد کاهش پیدا کرده است.



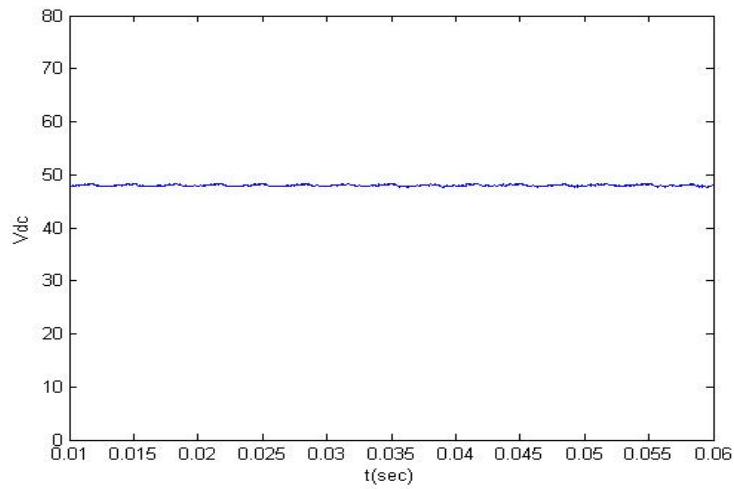
شکل (۵-۲۰): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت کاهش V_{rms} فاز A



شکل (۵-۲۱): ولتاژ و جریان فاز B, در حالت کاهش V_{rms} فاز A

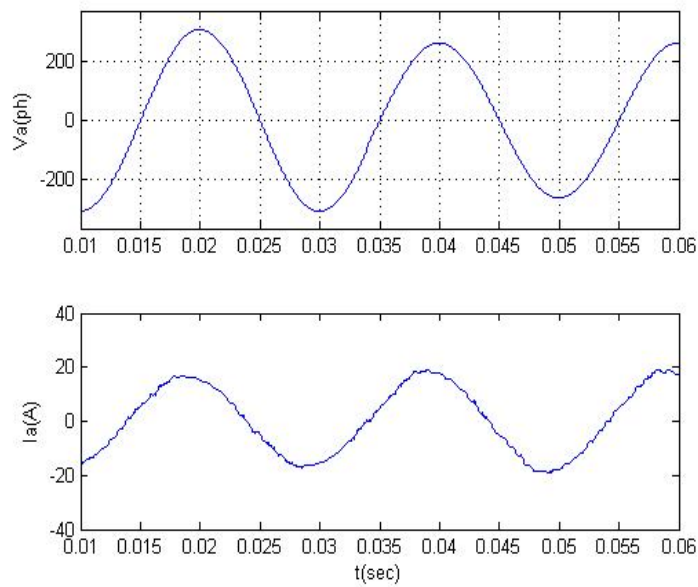


شکل (۵-۲۲): ولتاژ و جریان فاز C, در حالت کاهش V_{rms} فاز A

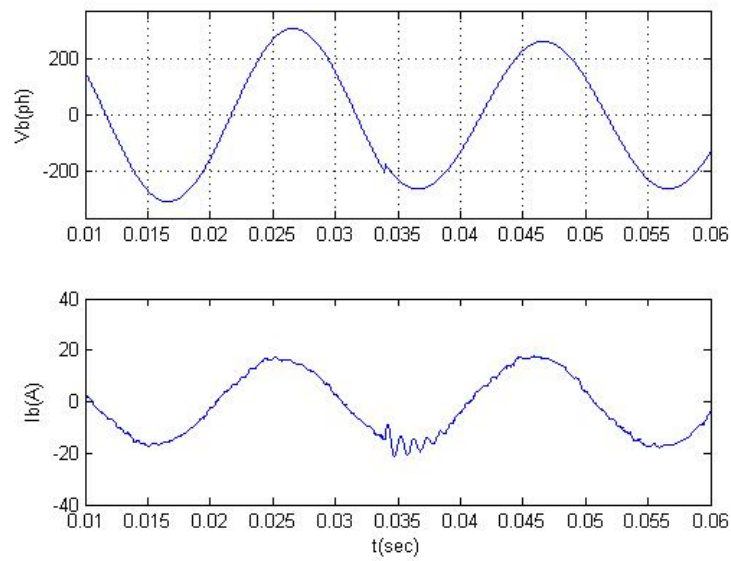


شکل (۵-۲۳): ولتاژ DC خروجی در حالت کاهش V_{rms} فاز A

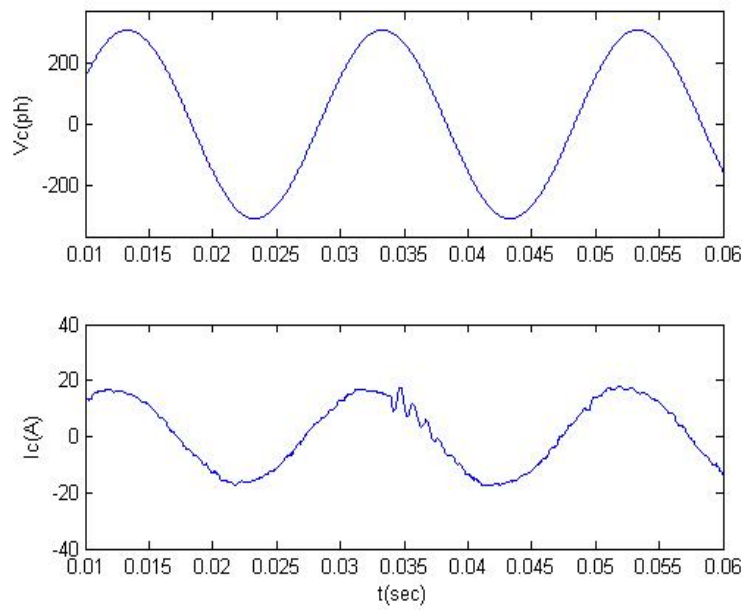
شکل های (۵-۲۴) تا (۵-۲۷) به ترتیب جریان و ولتاژ هر سه فاز و ولتاژ خروجی را در حالتی نشان می دهند که V_{rms} دو فاز A و B در لحظه $t = 0.034$ ناگهان ۱۵ درصد کاهش پیدا کرده اند.



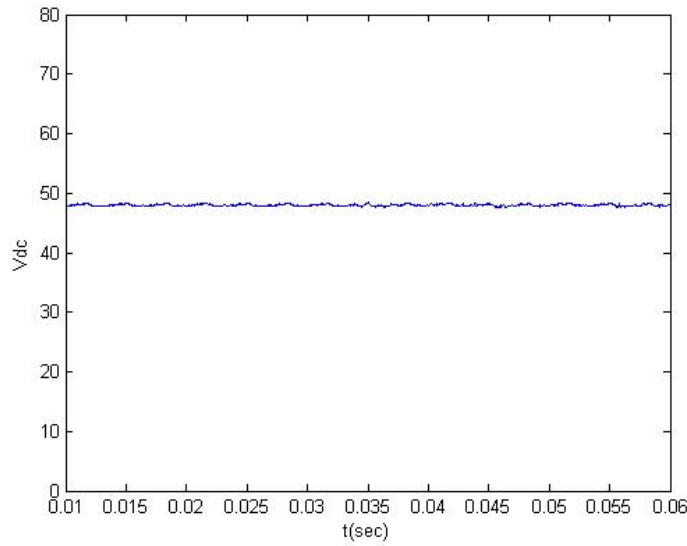
شکل (۵-۲۴): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B



شکل (۵-۲۵): ولتاژ و جریان فاز B، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B

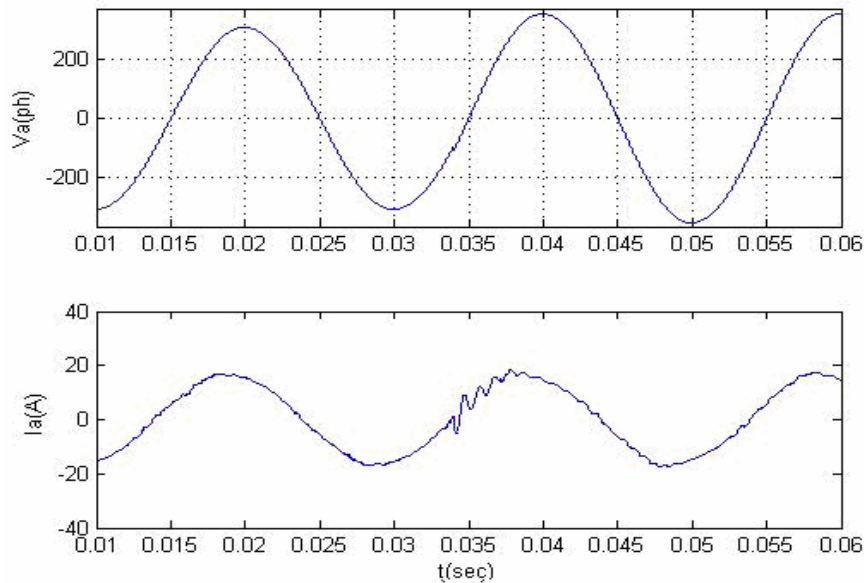


شکل (۵-۲۶): ولتاژ و جریان فاز C، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B

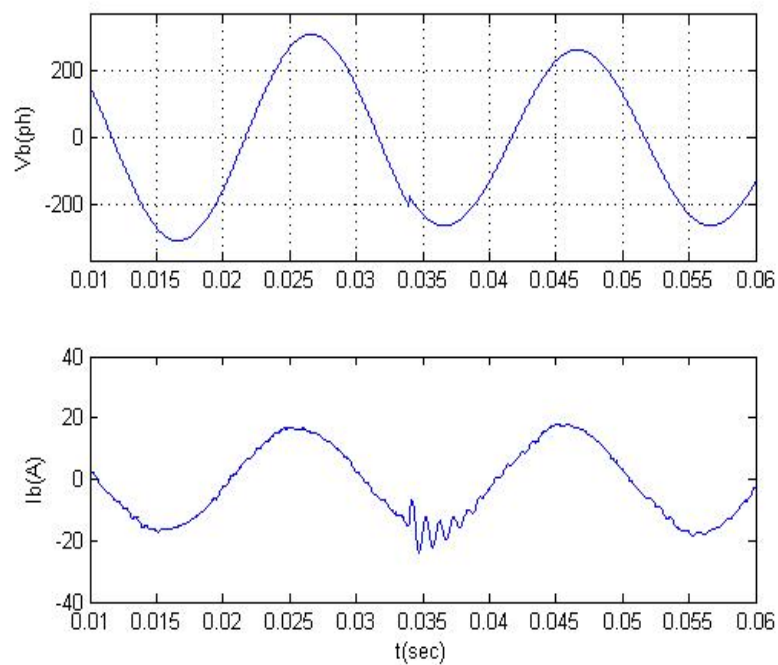


شکل (۵-۲۷): ولتاژ DC خروجی، در حالت کاهش V_{rms} دو فاز A و B

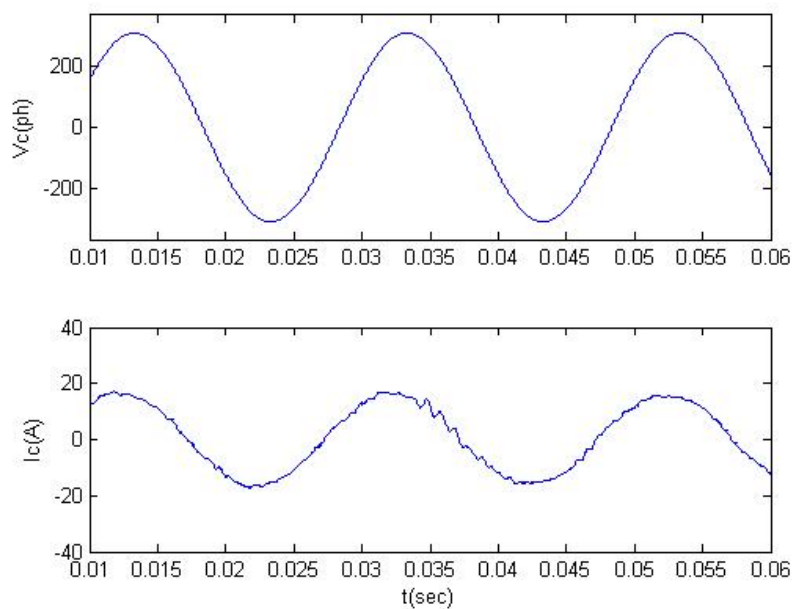
شکل های (۵-۲۸) تا (۵-۳۱) به ترتیب جریان و ولتاژ هر سه فاز و ولتاژ خروجی را در حالتی نشان می دهند که V_{rms} فاز A در لحظه $t = 0.034$ ، ۱۵ درصد افزایش پیدا کرده است و V_{rms} فاز B در این لحظه ۱۵ درصد کاهش پیدا کرده است.



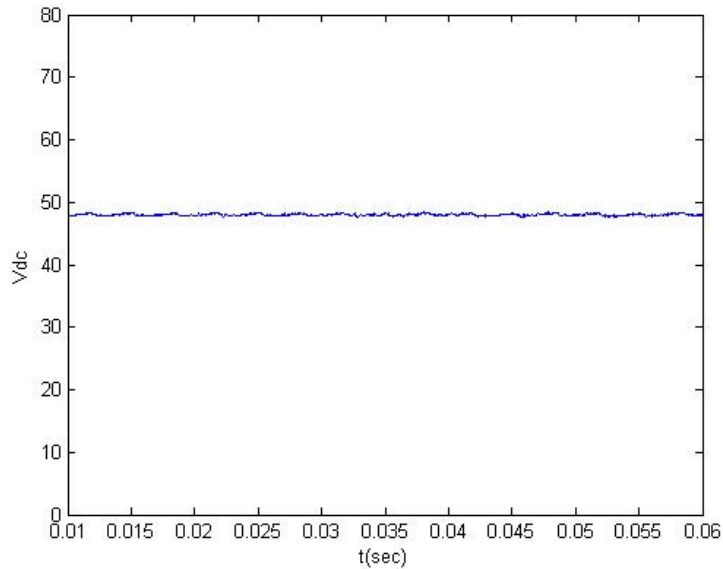
شکل (۵-۲۸): ولتاژ و جریان فاز A، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B



شکل (۵-۲۹): ولتاژ و جریان فاز B، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B



شکل (۵-۳۰): ولتاژ و جریان فاز C، در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B

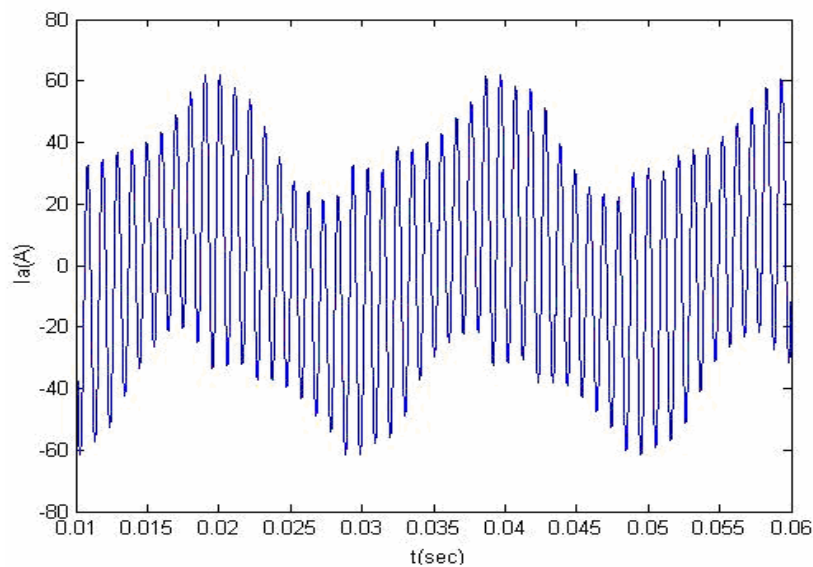


شکل (۳۱-۵): ولتاژ DC خروجی در حالت افزایش V_{rms} فاز A و کاهش V_{rms} فاز B

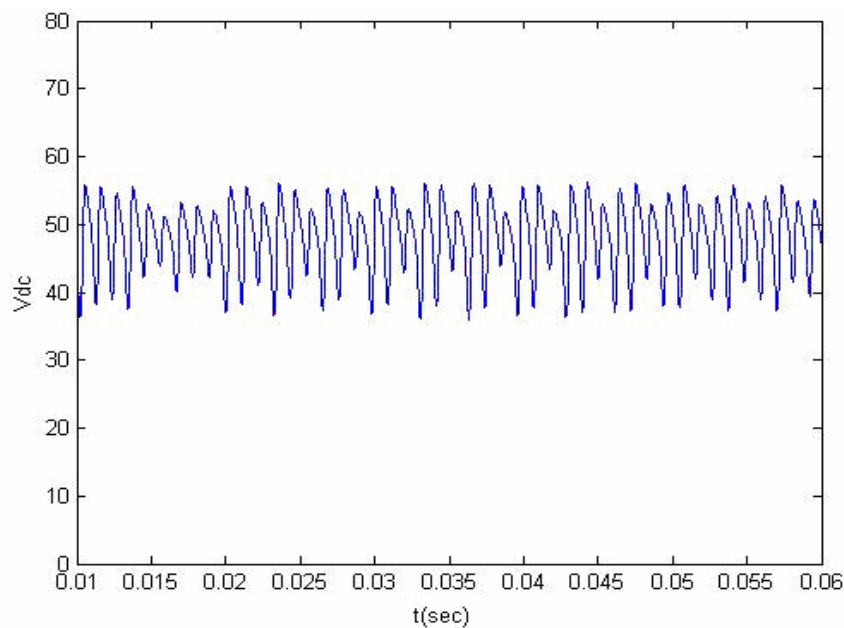
همان طور که در این شکل ها مشاهده می شود ولتاژ خروجی در تمام این حالت های ولتاژ سه فاز نا متعادل ورودی، مقدار ثابت ۴۸ ولت خود را حفظ کرده است.

۵-۶ عملکرد مبدل در حالت فیلتر ورودی میرا نشده

در این قسمت از یک فیلتر ورودی میرا نشده LC با مقادیر $L_f = 440\mu H$, $C_f = 20\mu F$ استفاده شده است. شکل های (۳۲-۵) و (۳۳-۵) به ترتیب جریان ورودی فاز A و ولتاژ خروجی را در در حالتی که از این فیلتر ورودی میرا نشده استفاده شده است، نشان می دهند.



شکل (۳۲-۵): جریان ورودی فاز A، با فیلتر ورودی میرا نشده

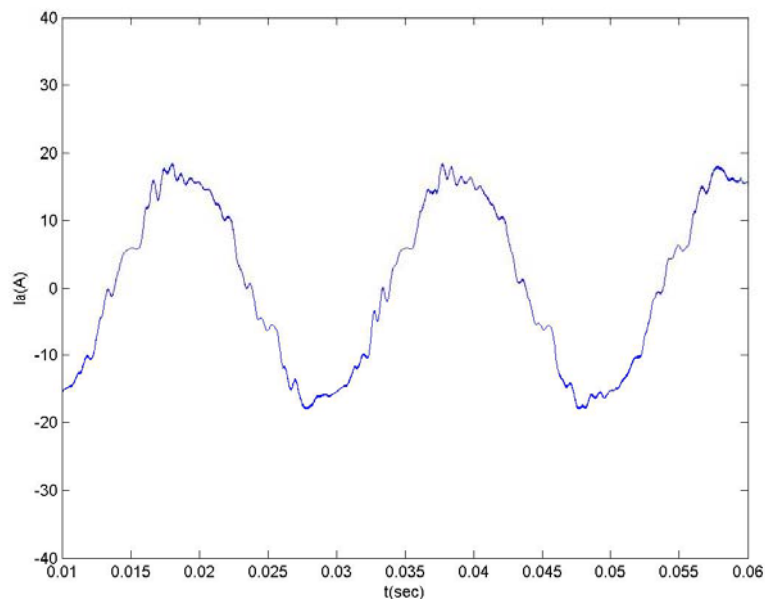


شکل (۳۳-۵): ولتاژ DC خروجی، با فیلتر ورودی میرا نشده

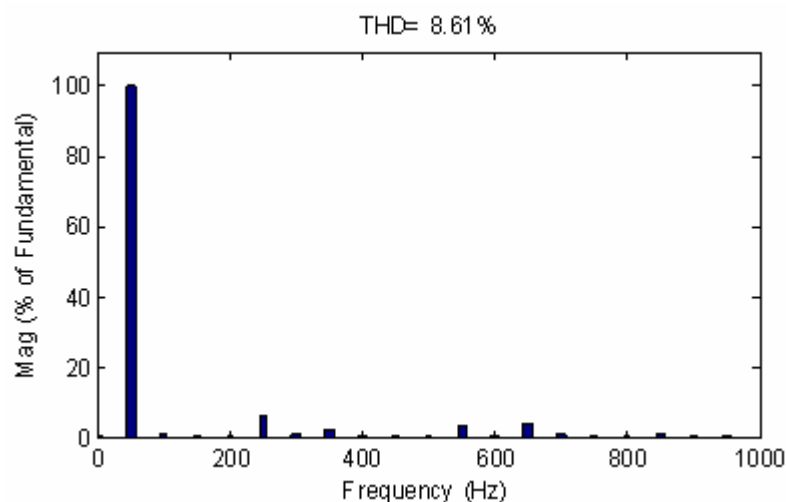
همان طور که در این شکل ها مشاهده می شود و همچنین از مطالب بیان شده در فصل قبلی انتظار می رود فیلتر ورودی میرا نشده، با تغییر تابع تبدیل مبدل، باعث ناپایداری در عملکرد مبدل شده است.

۷-۵ بررسی حالتی که فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسوکنندگی با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری برابر است.

در این بخش، فرکانس سوئیچینگ هر دو قسمت یکسوکنندگی و اینورتری ۲۵KHz در نظر گرفته شده است. در نتیجه باید مقادیر المان های فیلتر ورودی، با توجه به فرکانس سوئیچینگ ۲۵KHz محاسبه شوند. در این فرکانس سوئیچینگ، مقادیر $L_f = 200\mu H$, $C_f = 20\mu F$, $L_b = 100\mu H$, $R_f = 8.66\Omega$ برای فیلتر ورودی استفاده می شوند. شکل های (۳۴-۵) و (۳۵-۵) به ترتیب جریان ورودی فاز A و THD آن را در این حالت نشان می دهند.



شکل (۳۴-۵): جریان ورودی فاز A در حالت فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی و اینورتری برابر



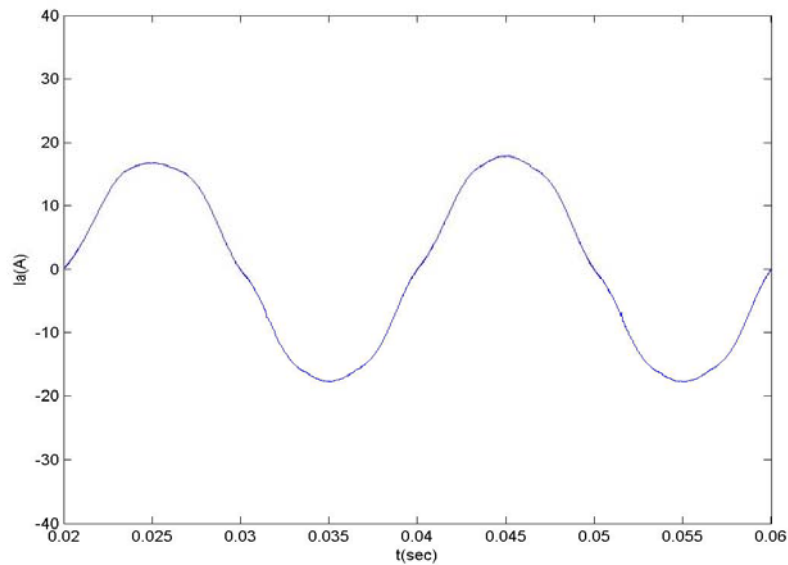
شکل (۳۵-۵): THD جریان ورودی فاز A در حالت فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی و اینورتری برابر

همان طور که در شکل (۳۵-۵) دیده می شود THD جریان ورودی از ۸ درصد بیشتر شده است، در نتیجه بر طبق مطالب ذکر شده در فصل قبلی، فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی باید با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری متفاوت باشد.

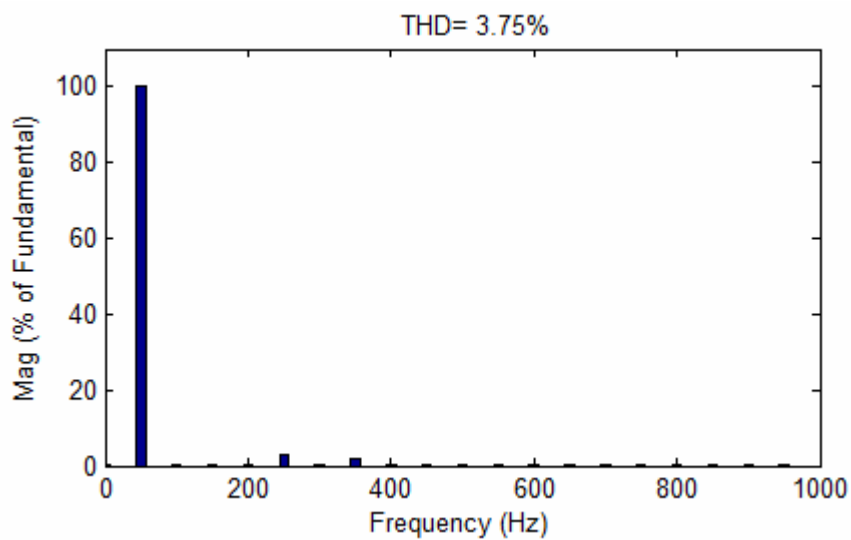
۵-۸ نتایج شبیه سازی مبدل ترکیبی

در این قسمت، مبدل ترکیبی، با شرایطی کاملاً مشابه با مبدل مورد بحث در این پایان نامه شبیه سازی شده و نتایج آن نشان داده شده است

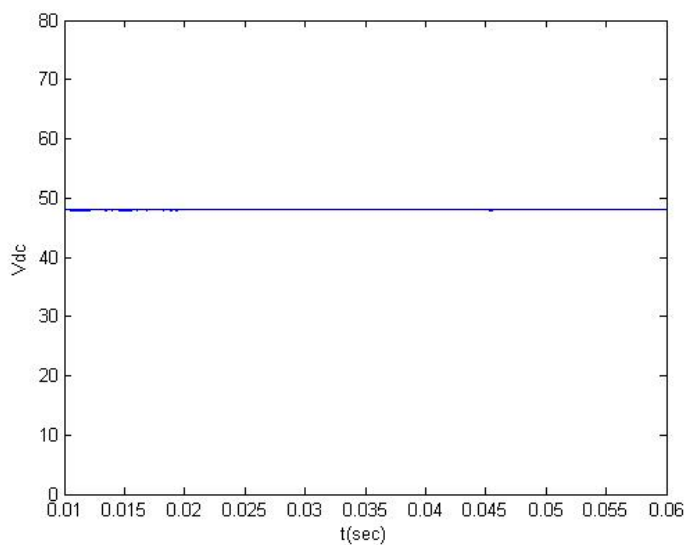
شکل های (۳۶-۵) تا (۳۹-۵) به ترتیب جریان ورودی فاز A، THD جریان ورودی، ولتاژ ۴۸ ولت خروجی و ولتاژ خازن لینک DC را در بار نامی نشان می دهند.



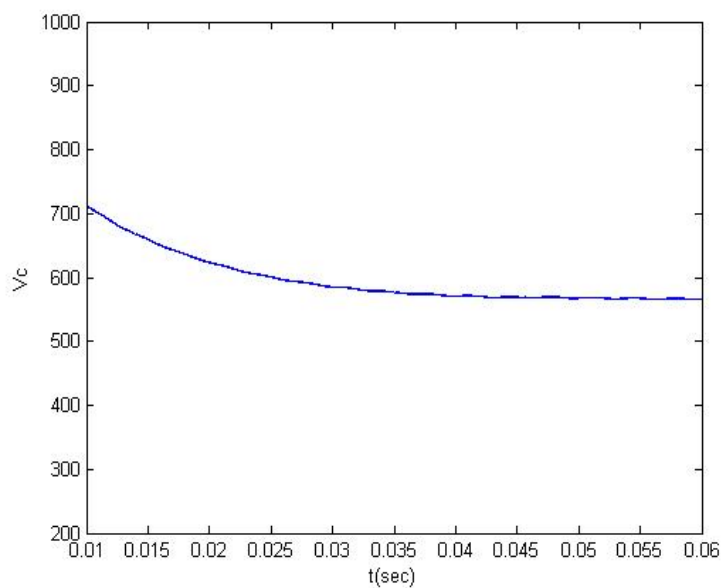
شکل (۵-۳۶): جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در بار نامی



شکل (۵-۳۷): THD:جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در بار نامی

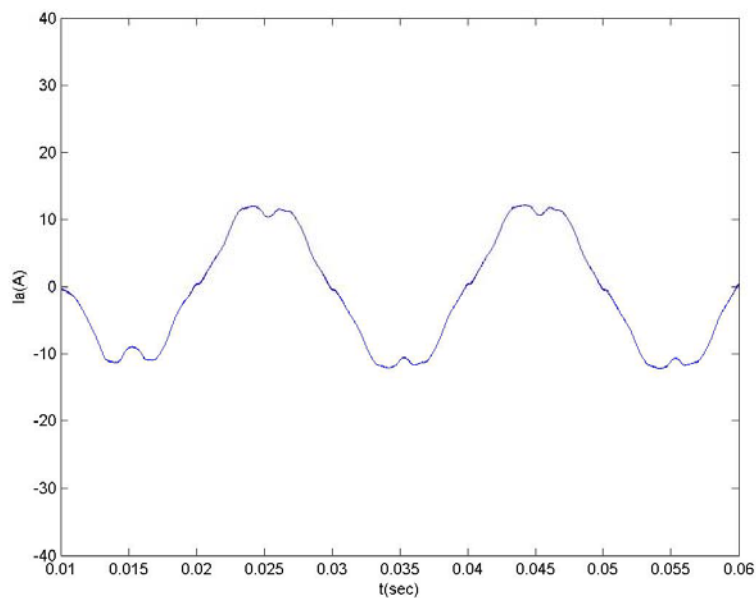


شکل (۵-۳۸): ولتاژ DC خروجی مبدل ترکیبی در بار نامی

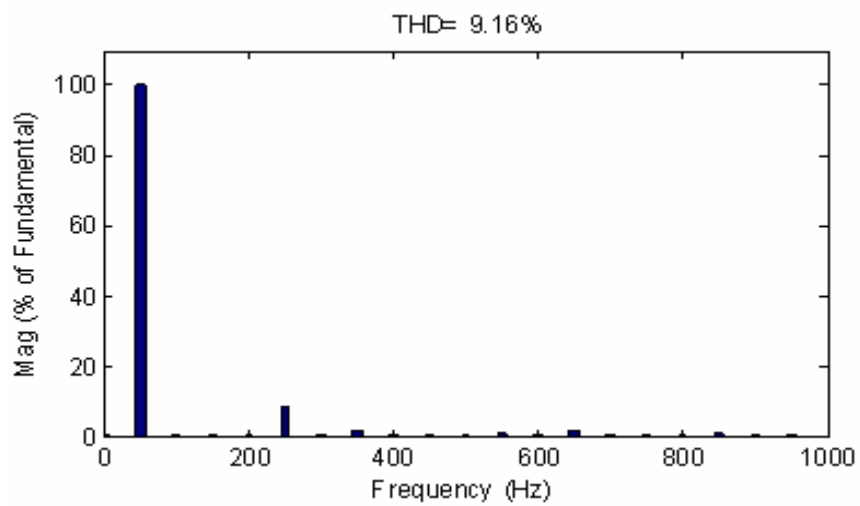


شکل (۵-۳۹): ولتاژ خازن لینک DC مبدل ترکیبی در بار نامی

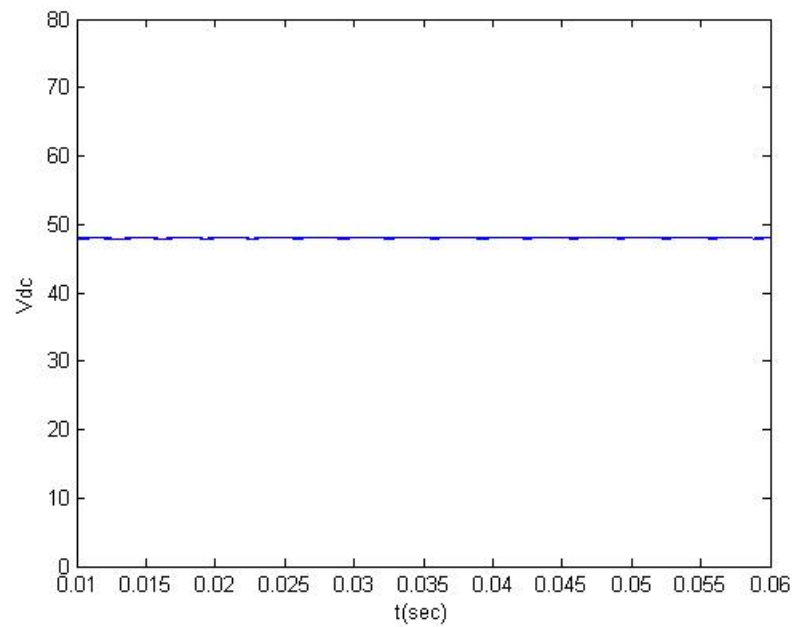
شکل های (۵-۴۰) تا (۵-۴۳) به ترتیب جریان ورودی فاز A، THD جریان ورودی، ولتاژ ۴۸ ولت خروجی و ولتاژ خازن لینک DC را در ۶۷ درصد بار نامی نشان می دهند.



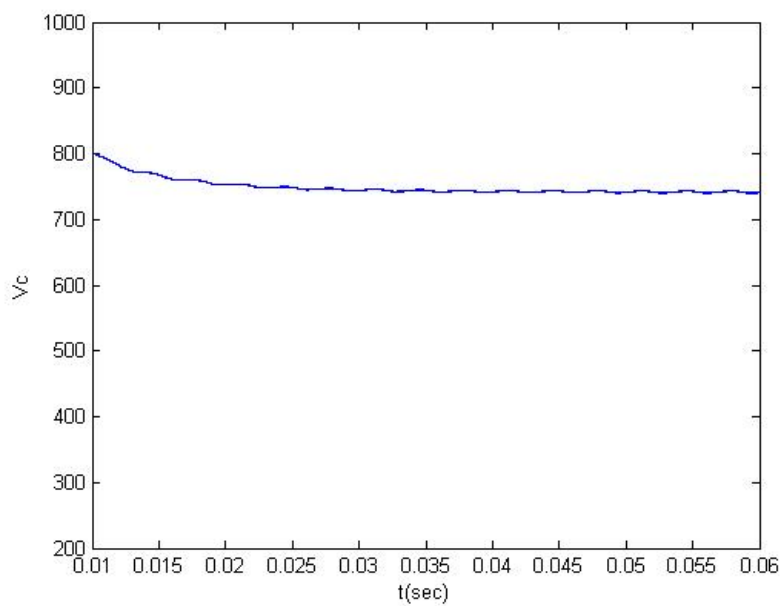
شکل (۴۰-۵): جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی



شکل (۴۱-۵): THD:جریان ورودی فاز A مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی



شکل (۴۲-۵): ولتاژ DC خروجی مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی



شکل (۴۳-۵): ولتاژ خازن لینک DC مبدل ترکیبی در ۶۷ درصد بار نامی

همان طور که از نتایج شبیه سازی این مبدل مشخص است، زمانی که بار خروجی کاهش می یابد، جریان ورودی هارمونیک های پنجم و هفتم شدیدی پیدا می کند و مقدار THD آن زیاد می شود و همچنین با کاهش بار، ولتاژ خازن لینک DC در این مبدل افزایش می یابد که می تواند باعث صدمه زدن به سوئیچ های این مبدل شود.

۹-۵ خلاصه

در این فصل، عملکرد منبع تغذیه بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته، در شرایط بار نامی و زیر بار نامی شبیه سازی شد و مورد بررسی قرار گرفت و همچنین عملکرد این منبع تغذیه در شرایط تغییر ناگهانی بار و همچنین تغییر ناگهانی ولتاژ ورودی، شبیه سازی شد و مشاهده شد که در صورت تغییر ناگهانی بار یا ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی منبع تغذیه، مقدار ثابت ۴۸ ولت خود را حفظ می کند. همچنین عملکرد منبع تغذیه تحت ولتاژ ورودی سه فاز نامتعادل مورد بررسی قرار گرفت و نتایج شبیه سازی ارائه شد.

در این فصل همچنین نتایج شبیه سازی منبع تغذیه با یک فیلتر ورودی میرا نشده، نشان داد که چطور یک فیلتر ورودی میرا نشده می تواند باعث ناپایداری در عملکرد مبدل شود. سپس شبیه سازی برای حالتی که فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری یکسان باشد، انجام شد و نتیجه شبیه سازی نشان داد که برای عملکرد خوب مبدل بر طبق مطالب ارائه شده در پیوست، باید فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسو کنندگی به اندازه کافی از فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری مجزا باشد. در انتها مبدل ترکیبی، در شرایطی کاملاً مشابه با مبدل مورد بحث در این پایان نامه شبیه سازی شد و عملکرد ضعیف این مبدل در ۶۷ درصد بار نامی در مقایسه با منبع تغذیه بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته نشان داده شد.

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه گیری

در این گزارش در ابتدا منابع تغذیه AC/DC مجهز به سیستم اصلاح ضریب توان در ورودی نشان داده شد و سپس کارهای گذشته در زمینه منابع تغذیه DC بر اساس مبدل ماتریسی با الگوریتم های کنترل غیر مستقیم، کنترل یکپارچه و کنترل مستقیم مورد بررسی قرار گرفت. در این منابع تغذیه DC، در بخش قدرت از شش سوئیچ دو جهته (دوازده سوئیچ) استفاده شده است و نیاز به یک حلقه کنترل ولتاژ، جهت کنترل ولتاژ خروجی و یک حلقه کنترل جریان، جهت کنترل جریان ورودی می باشد.

سپس مبدل پیشنهادی، که یک منبع تغذیه بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته می باشد ارائه گردید. در این مبدل تعداد سوئیچ ها از دوازده به هفت کاهش داده شده است. ضمناً در مدار پیشنهادی، دیگر نیازی به استفاده از ساختار سوئیچ های دو جهته که مشکلات کموتاسیون و حفاظت خاص خود را دارند نمی باشد.

در این مبدل با توجه به الگوریتم سوئیچینگ در قسمت یکسوکنندگی، اصلاح ضریب توان ورودی به صورت ذاتی می باشد و نیازی به استفاده از حلقه کنترل جریان ورودی نمی باشد و تنها با استفاده از یک حلقه کنترل ولتاژ ساده می توان ولتاژ خروجی را در برابر تغییرات بار، تغییرات ولتاژ منبع ورودی و یا تغییرات مقادیر المان های مدار ناشی از افزایش دما، ثابت نگاه داشت. در مبدل پیشنهادی، با توجه به کاهش تعداد سوئیچ ها و ساده بودن مدار کنترل، انتظار می رود که هزینه مبدل به صورت قابل ملاحظه ای کاهش یابد.

مشاهده گردید که فیلتر ورودی میرا نشده می تواند باعث تغییر تابع تبدیل مبدل شود که این مسأله عملکرد مبدل را تحت تأثیر قرار می دهد. در مبدل پیشنهادی نشان داده شده است که چطور با استفاده از یک فیلتر ورودی میرا شده می توان اثر فیلتر ورودی را بر روی تابع تبدیل مبدل کاهش داد. همچنین نشان داده شد که به منظور برآورده ساختن مناسب شرایط Middlebrook فرکانس سوئیچینگ قسمت یکسوکنندگی باید به قدر کافی با فرکانس سوئیچینگ قسمت اینورتری تفاوت داشته باشد.

نتایج شبیه سازی برای منبع تغذیه ۴۸ ولت ۶ کیلووات نشان می دهند که ولتاژ خروجی در برابر تغییرات بار و تغییرات ولتاژ منبع ورودی، تغییری نمی کند، جریان ورودی نیز در برابر این تغییرات از کیفیت خوبی برخوردار است و THD آن پایین و در حد قابل قبول می باشد.

در پایان، نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی با یک منبع تغذیه ترکیبی که از مبدل بوست سه فاز جهت تصحیح ضریب توان در ورودی استفاده می کند در شرایط برابر مقایسه شده، و نتایج نشان می دهد که مبدل ترکیبی، در کمتر از بار نامی دارای جریان ورودی با هارمونیک های پنجم و هفتم شدیدی می شود و THD آن بالا می رود. همچنین ولتاژ خازن لینک DC آن افزایش می یابد که می تواند باعث آسیب رساندن به سوئیچ های مبدل شود.

۶-۲ پیشنهادها

با استفاده از روش جدول بندی بهره برای طراحی کنترل کننده، خروجی مبدل، دیگر منحصر به ولتاژ ۴۸ ولت نخواهد بود و با طراحی جدول بهره برای ولتاژهای خروجی دیگر می توان از این منبع تغذیه به عنوان یک منبع تغذیه DC با ولتاژ متغیر استفاده کرد. همچنین روش های سوئیچینگ نرم جهت افزایش بازده در این منبع تغذیه می تواند مورد بررسی قرار گیرد.

- [1] J. Aprillaga, D. Bradley and P. Bodger, *Power System Harmonics*, New York: John Wiley & Sons, 1985.
- [2] R. Gretschi, "Harmonic Distortion of the Mains Voltage by Switched-Mode Power Supplies-Assessment of the Future Development and Possible Mitigation Measures," European Conference, 1989 Record, pp. 1255-1260
- [3] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, G. C. Verghes, *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, 1991
- [4] D. S. L. Simonetti, J. Sebastian and J. Uceda, "Single-switch three-phase power factor pre regulator under variable switching frequency and discontinuous input current," IEEE PESC'93, pp. 657-662
- [5] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," IEEE Trans. On Power Electronics, pp. 83-92, Jan 1991
- [6] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Chapman & Hall, 1997
- [7] G. Moschopoulos, "A Simple AC-DC PWM Full-Bridge Converter With Integrated Power-Factor Correction" IEEE Trans On Ind. Electronics, Vol. 50, No. 6, Dec 2003
- [8] R. Redl, N. O. Sokal and L. Balogh, "A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July 1991
- [9] Ismail, Jain, Soin, "A Power Factor Corrected Single-Phase Full-Bridge AC/DC Converter Topology with Zero Switching Losses" APEC 1997, pp. 464-470
- [10] R. A. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Trans. Power Electronics, pp. 174-182, April 1988
- [11] M. J. Schutten, R. L. Steigerwald and M. Kheraluwala, "Characteristics of Load Resonant Converters Operated in high

- Power Factor Mode*,” IEEE Trans. On Power Electronics, pp. 304-314, April 1992
- [12] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham and A. Weinstein, “*Matrix Converters: A Technology Review*” IEEE Trans. , Vol. 49, No. 2, April 2002
- [13] N. Huang, D. Zhang, T. Song, M. Fan and Y. Liu, “*A 10 kW single-stage converter for welding with inherent power factor correction*,” IEEE APEC 2005, Vol. 1, pp. 254- 259
- [14] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, “*A Novel Passive Wave shaping Method for Single-Phase Diode Rectifier*,” IEEE Trans. On Industrial Electronics, pp. 521-530, Dec 1990
- [15] J. P. Noon, “*Designing High-Power Factor Off-Line Power Supplies*,” Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM1500, 2003
- [16] B. Andreyckak, “*Power Correction Using the UC3852 Controlled On-time Zero-Current Switching Technique*,” Unitrode Application Note U-132
- [17] Woo, Wang, Yao and Zhang, “*High Power-Factor Single-Phase AC/DC Converter with DC Biased Hysteresis Control Technique*,” APEC 1997, pp. 88-93
- [18] Cho, Baek, Yoo, Song, Rim, “*Zero-Voltage Transition Isolated PWM Boost Converter for Single-Stage Power Factor Correction*,” APEC 1997, pp. 88-93
- [19] H. Pinheiro, P. Jain and G. Joos, “*Series-Parallel Resonant Converter in the Self-Sustained Oscillating Mode for Unity Power Factor Application*,” APEC 1997, pp. 477-483
- [20] H. Pinheiro, P. Jain and G. Joos, “*Self-Oscillating Resonant AC/DC Converter Topology for Input Power-Factor Correction*,” IEEE Trans. On Industrial Electronics, pp. 692-702, August 1999
- [21] A. Alesina and M. G. B. Venturini, “*Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis*,” IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-28, pp. 319–330, Apr. 1981.
- [22] A. Alesina and M. Venturini, “*Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC–AC converters*,” in Proc. IEEE PESC’88, vol. Apr., 1988, pp. 1284–1291.

- [23] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimumamplitude nine-switch direct AC-AC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 4, pp. 101-112, Jan. 1989
- [24] L. Huber, D. Borojevic, X. Zhuang, and F. Lee, "Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," in Proc. IEEE APEC'93, 1993, pp. 860-865.
- [25] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three phase to three phase matrix converter with input power factor correction," IEEE Trans. Ind. Applicat. , vol. 31, pp. 1234-1246, Nov./Dec. 1995.
- [26] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, pp.370-381, Apr. 2002.
- [27] H. J. Cha, and P. N. Enjeti, "A three-phase AC/AC high-frequency link matrix converter for VSCF applications," in Proc. IEEE PESC Conf., vol. 4, Jun. 2003, pp. 1971-1976
- [28] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and design of 30-hp matrix converter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, no. 3, pp. 546-551, 1992
- [29] 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.707-713,1998
- [30] S.Ratanapanachote, H.J.Cha and P.N Enjeti,"A digitally controlled switch mode power supply based on marrix converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.21, No.1, January 2006.
- [31] Garcia-Gil, R. Espi, J.M. Dede, E.J. Maset, E. , " An all-digital controlled AC-DC matrix converter with high-frequency isolation and power factor correction", on proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Ajaccio, France, May 4-7, 2004

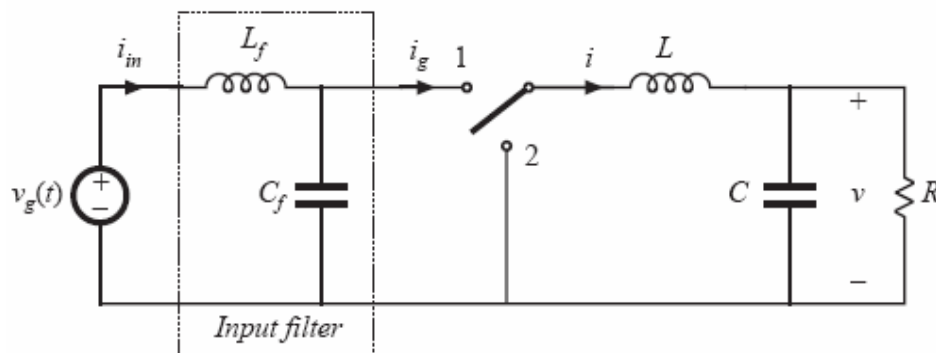
- [32] J.B. Ejea, E. Sanchis-Kilders, J.A.Carrasco, R.de la Calle, J.M. Espi, "*High-frequency bi-directional three-phase rectifier with power factor correction*" *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Volume: 3, On page(s): 1303-1308 vol. 3.
- [33] Holmes, D.G.; Lipo, T.A.; "*Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory*"; *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 7, Issue: 1, Jan.1992; Pages: 240 – 250.
- [34] L. Wei, T. Lipo, and H. Chan, "*Matrix converter topologies with reduced number of switches*," in *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC 2002. PESC 2002, Vol. 1, pp. 57 – 63.
- [35] B. Andreyckak, "*Designing a Phase Shift Zero Voltage Transition (ZVT) Power Converter*," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM1900, 1993

پیوست

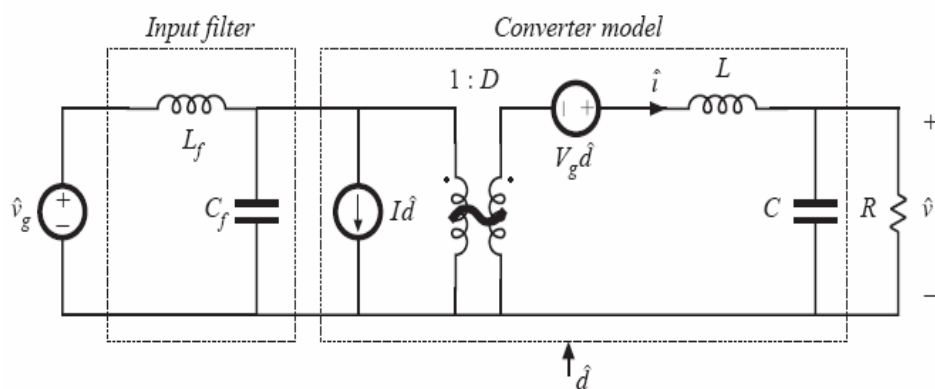
طراحی فیلتر ورودی

پ-۱ مقدمه

فیلتر ورودی، باعث تغییر در عملکرد دینامیک مبدل می شود. در نتیجه می تواند باعث ناپایداری مبدل شود و یا بر روی عملکرد رگولاتور ولتاژ خروجی مبدل اثر نامطلوبی بگذارد. به عنوان مثال زمانی که یک فیلتر ورودی LC همانند شکل (پ-۱) به مبدل باک اضافه می شود، مدار معادل سیگنال کوچک آن به صورت شکل (پ-۲) در می آید، در نتیجه فیلتر ورودی بر روی تمامی توابع تبدیل مبدل، شامل ولتاژ خروجی به دوره ی کلید زنی $G_{vd}(s)$ ، ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی $G_{vg}(s)$ و امپدانس خروجی مبدل $Z_{out}(s)$ اثر می گذارد [۶].

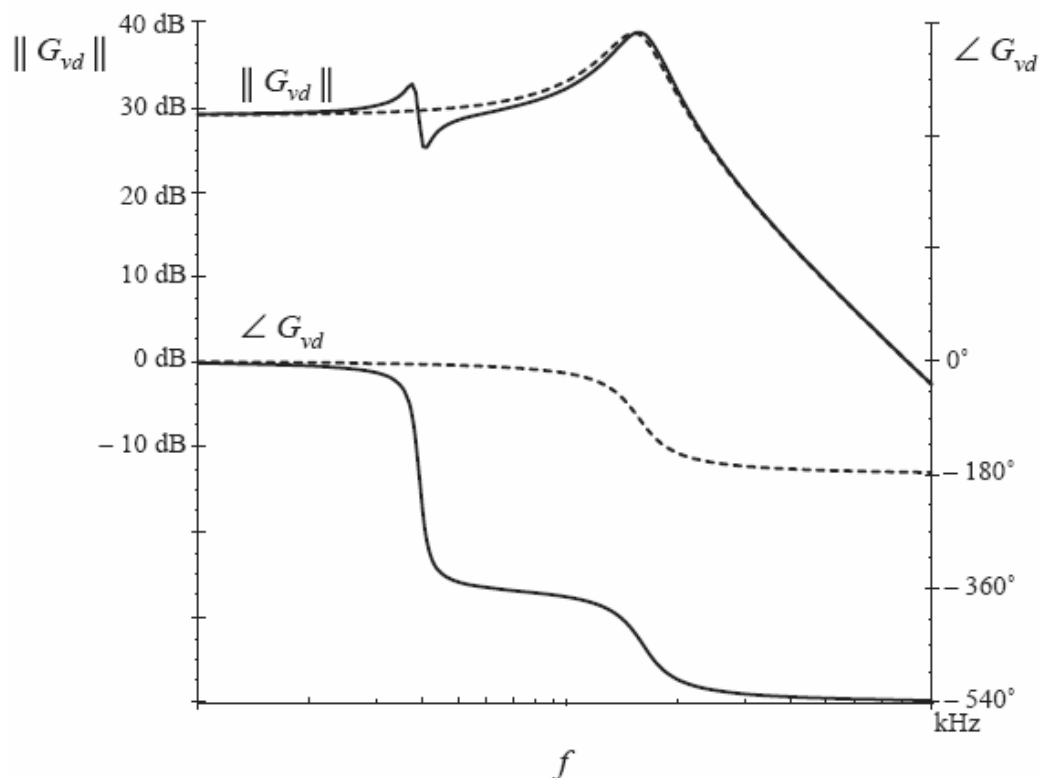


شکل (پ-۱): مدار مبدل باک به همراه فیلتر ورودی [۶]



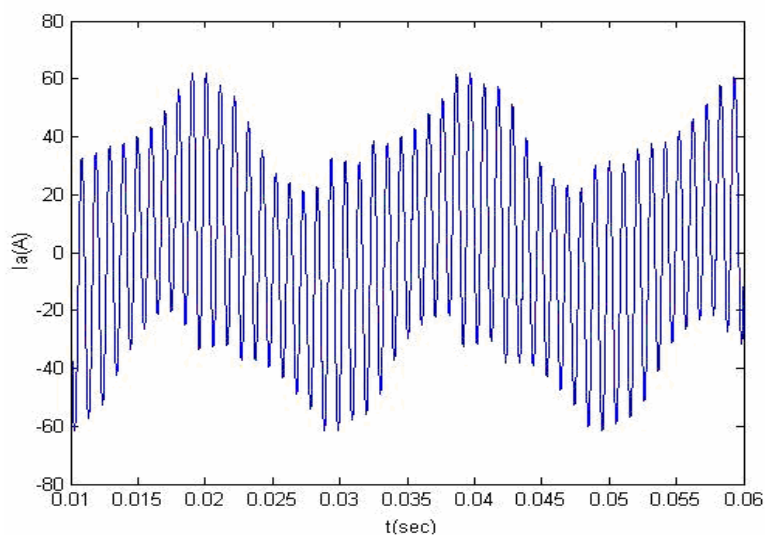
شکل (پ-۲): مدار معادل سیگنال کوچک مبدل [۶]

شکل (پ-۳): نشان می دهد که چگونه فیلتر ورودی LC بر روی دامنه و فاز $G_{vd}(s)$ اثر می گذارد.

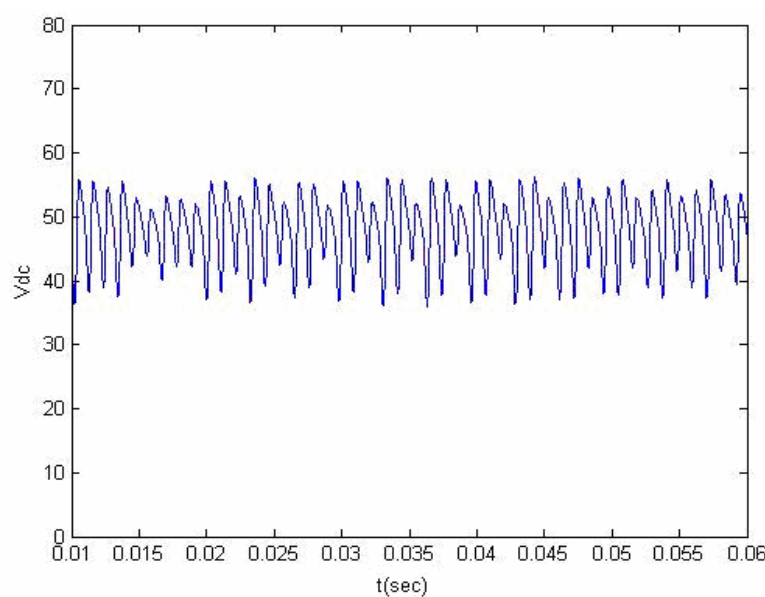


شکل (پ-۳): اثر فیلتر ورودی بر روی دامنه و فاز $G_{vd}(s)$ [۶]

به طوری که خطوط نقطه چین، مشخصات دامنه و فاز تابع تبدیل، بدون در نظر گرفتن فیلتر ورودی را نشان می دهد و خطوط پر رنگ، مشخصات دامنه و فاز تابع تبدیل، با در نظر گرفتن فیلتر ورودی را نشان می دهد. در منبع تغذیه پیشنهادی بر اساس مبدل ماتریسی با تعداد سوئیچ کاهش یافته که در فصل چهارم بررسی شد، اگر از یک فیلتر میرا نشده در ورودی استفاده شود، جریان ورودی به صورت شکل (پ-۴) و ولتاژ خروجی به صورت شکل (پ-۵) می شود. همان طور که در این شکل ها دیده می شود، فیلتر ورودی میرا نشده باعث ناپایداری در عملکرد مبدل می شود.



شکل (پ-۴): جریان ورودی، با در نظر گرفتن فیلتر میرا نشده



شکل (پ-۵): ولتاژ خروجی با در نظر گرفتن فیلتر میرا نشده

حال نشان داده می شود که چطور با اضافه کردن یک مقاومت میرا کننده به فیلتر ورودی، اثر آن

بر روی دینامیک مبدل بسیار ناچیز می شود.

درابتدا، فیلتر ورودی را بدون یک مقاومت میرا کننده در نظر می گیریم اگر چه آنالیز سیستم

مرتبه چهار شکل (پ-۲)، کار پیچیده ای است اما با استفاده از نظریه middlebrook که براساس

اختلاف امپدانس بین امپدانس ورودی مبدل و امپدانس خروجی فیلتر استوار است، آنالیز مدار ساده می شود.

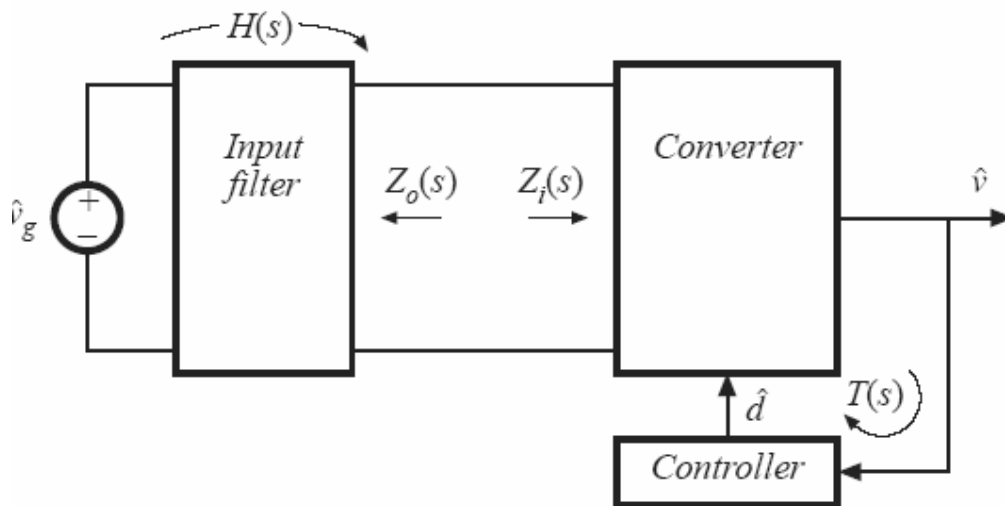
پ-۲ اثر فیلتر ورودی بر روی تابع تبدیل $G_{vd}(s)$

تابع تبدیل ولتاژ خروجی مبدل به دوره کلید زنی $G_{vd}(s)$ به صورت زیر تعریف می شود.

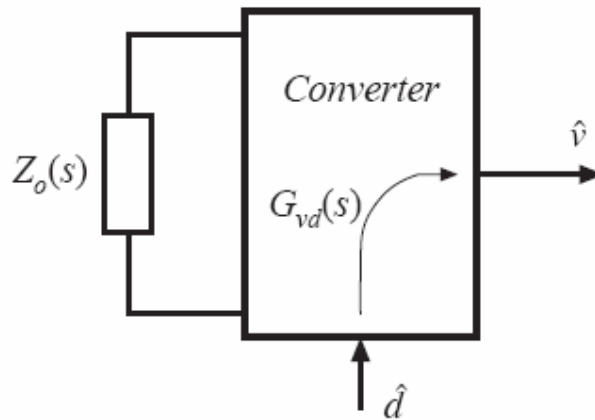
$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_g(s)=0} \quad \text{(پ-۱)}$$

در شکل (پ-۶) اضافه شدن فیلتر ورودی به سیستم به صورت بلوکی نمایش داده شده است.

فیلتر ورودی می تواند توسط امپدانس $Z_o(s)$ نشان داده شده در شکل (پ-۷) جایگزین شود.



شکل (پ-۶): مبدل با در نظر گرفتن فیلتر ورودی [۶]



شکل (پ-۷): نقش فیلتر ورودی توسط امپدانس $Z_o(s)$ [۶]

بنا بر این فیلتر ورودی می تواند همانند یک المان با امپدانس $Z_o(s)$ در مدار عمل کند. حال

تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ تغییر کرده و به صورت زیر می باشد.

$$G_{vd}(s) = (G_{vd}(s)|_{Z_o(s)=0}) \frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)} \quad (\text{پ-۲})$$

در رابطه (پ-۲) $G_{vd}(s)|_{Z_o(s)=0}$ همان تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ بدون فیلتر ورودی

می باشد. $Z_D(s)$ امپدانس ورودی مبدل $(Z_i(s))$ ، تحت وضعیتی که $\hat{d}(s) = 0$ است

می باشد. $Z_N(s)$ امپدانس ورودی مبدل $(Z_i(s))$ ، تحت وضعیتی که مدار فید بک بر قرار است

می باشد. یا به عبارت دیگر تحت وضعیتی است که کنترل کننده $\hat{d}(s)$ را تغییر می دهد تا

تغییرات ولتاژ خروجی را صفر نگاه دارد. $Z_D(s)$ و $Z_N(s)$ برای مبدل های باک، بوست و باک بوست در

جدول (پ-۱) آمده است.

جدول (پ-۱): روابط مربوط به $Z_N(s)$ و $Z_D(s)$ برای مبدل های پایه [۶]

Converter	$Z_N(s)$	$Z_D(s)$
Buck	$-\frac{R}{D^2}$	$\frac{R}{D^2} \frac{\left(1 + s\frac{L}{R} + s^2LC\right)}{(1 + sRC)}$
Boost	$-D'^2R \left(1 - \frac{sL}{D'^2R}\right)$	$D'^2R \frac{\left(1 + s\frac{L}{D'^2R} + s^2\frac{LC}{D'^2}\right)}{(1 + sRC)}$
Buck-boost	$-\frac{D'^2R}{D^2} \left(1 - \frac{sDL}{D'^2R}\right)$	$\frac{D'^2R}{D^2} \frac{\left(1 + s\frac{L}{D'^2R} + s^2\frac{LC}{D'^2}\right)}{(1 + sRC)}$

نابرابری امپدانسی رابطه (پ-۲) نشان می دهد که با اضافه کردن فیلتر ورودی تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ توسط ضریبی که در رابطه (پ-۳) نشان داده شده است و به ضریب تصحیح کننده معروف است تغییر پیدا می کند.

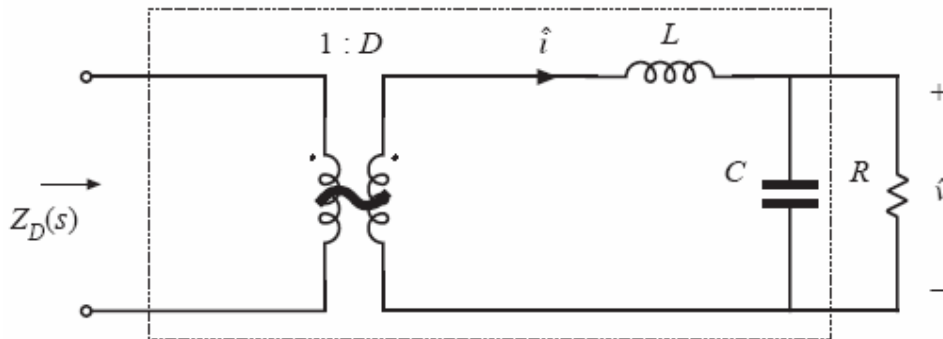
$$\frac{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_N(s)}\right)}{\left(1 + \frac{Z_o(s)}{Z_D(s)}\right)} \quad (\text{پ-۳})$$

زمانی که رابطه (پ-۴) بر قرار است، دامنه ضریب تصحیح کننده تقریباً برابر یک می باشد و دیگر فیلتر ورودی اثر قابل توجهی بر روی $G_{vd}(s)$ نخواهد گذاشت. این نامساوی ها، ماکزیمم امپدانس خروجی مجاز برای فیلتر ورودی را محدود می کند، درنتیجه معیار مفیدی برای طراحی فیلتر ورودی می باشد.

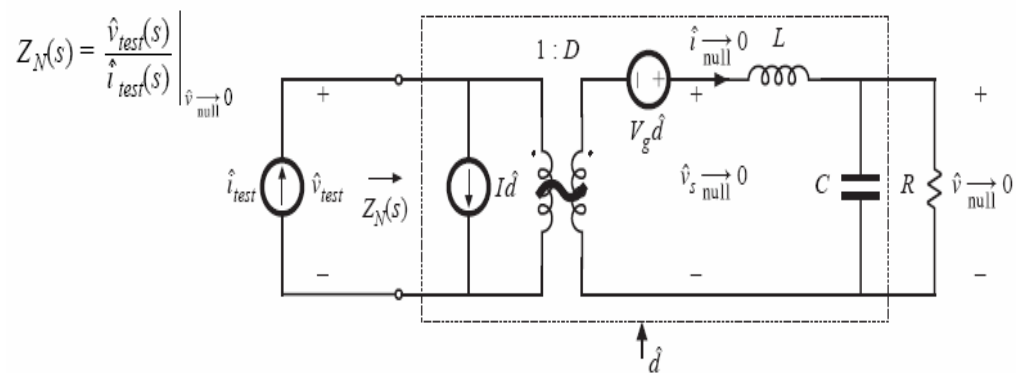
$$\begin{aligned} |Z_o| &<< |Z_N| \\ |Z_o| &<< |Z_D| \end{aligned} \quad (\text{پ-۴})$$

پ-۲-۱ اثر فیلتر ورودی میرا نشده

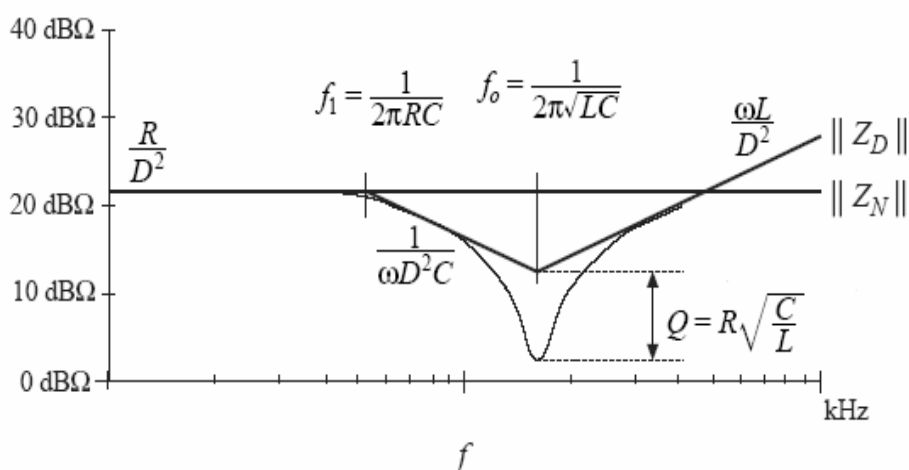
همان طور که در شکل های (پ-۸) و (پ-۹) دیده می شود، $Z_D(s)$ برابر با امپدانس ورودی مبدل در حالت حلقه بسته است که نمودار آنها در شکل (پ-۱۰) دیده می شود.



شکل (پ-۸): امپدانس ورودی مبدل در حالت حلقه باز [۶]

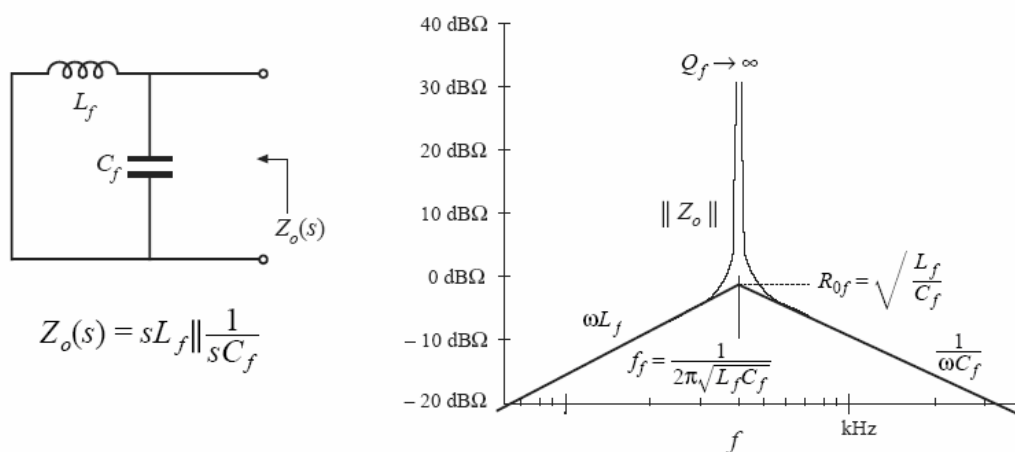


شکل (پ-۹): امپدانس ورودی مبدل در حالت حلقه بسته [۶]



شکل (پ-۱۰): نمودار Bode امپدانس ورودی مبدل در دو حالت حلقه باز و حلقه بسته [۶]

در شکل (پ-۱۱) فیلتر ورودی میرا نشده و نمودار Bode امپدانس خروجی آن $\|Z_o(j\omega)\|$ نشان داده شده است.



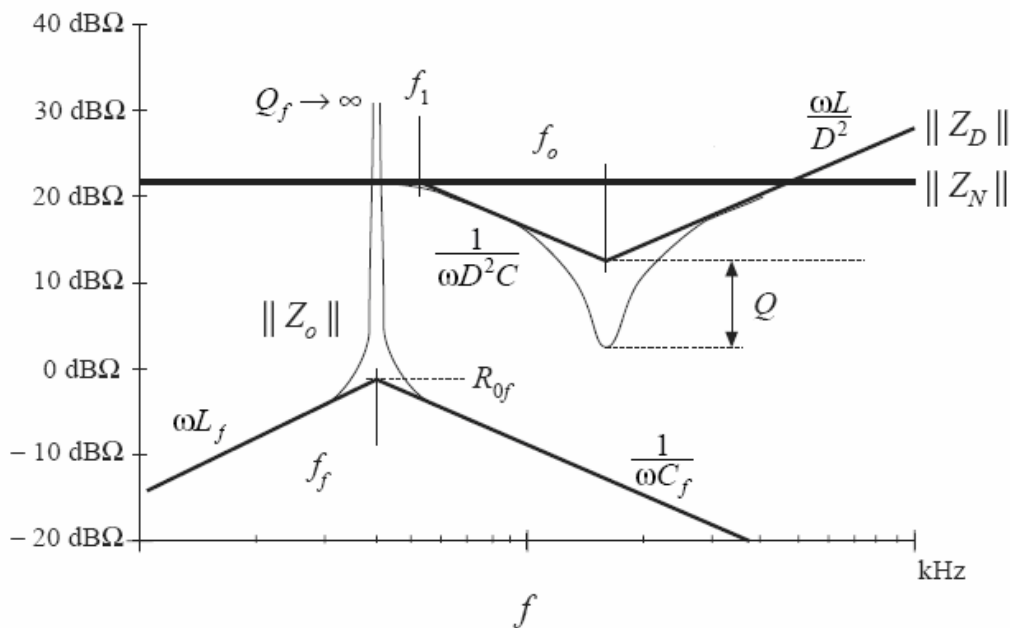
شکل (پ-۱۱): نمودار Bode امپدانس خروجی فیلتر ورودی میرا نشده [۶]

Q و R_{of} به ترتیب امپدانس مشخصه فیلتر ورودی و ضریب کیفیت آن می باشند که در روابط (پ-۵) و (پ-۶) نشان داده شده اند.

$$R_{of} = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (\text{پ-۵})$$

$$Q = \frac{R}{R_{of}} = R \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad (\text{پ-۶})$$

از آن جا که فیلتر ورودی میرا نشده است، ضریب کیفیت آن در حالت ایده آل بی نهایت است ولی در عمل مقاومت های پارازیتی سلف و خازن مقدار آن را محدود می کند، با این وجود اندازه امپدانس خروجی فیلتر ورودی در مجاورت فرکانس تشدید آن خیلی بزرگ می باشد. با توجه به شکل (پ-۱۲) مبدل با فیلتر ورودی میرانشده، نمی تواند شرایط قید شده در رابطه (پ-۴) را برآورده سازد زیرا در مجاورت فرکانس تشدید، اندازه امپدانس خروجی فیلتر ورودی بسیار بزرگ می شود، و شرط ماکزیمم امپدانس خروجی مجاز برای فیلتر ورودی را نقض می کند و می تواند باعث ناپایداری سیستم شود. باید توجه داشت که نباید فرکانس تشدید فیلتر ورودی و خروجی یکسان در نظر گرفته شود. زیرا با توجه به شکل (پ-۱۲) برآورده کردن رابطه (پ-۴) بسیار مشکل می شود. در نتیجه فرکانس تشدید فیلتر ورودی کمتر از فرکانس تشدید فیلتر خروجی در نظر گرفته می شود.



شکل (پ-۱۲): امپدانس خروجی فیلتر ورودی میرا نشده، در فرکانس تشدید شرایط middlebrook را

نقض کرده [۶]

از آن جا که فیلتر ورودی میرا نشده است، غیر ممکن است که شرط نا برابری امپدانسی حفظ شود. در نتیجه فیلتر ورودی، در مجاورت فرکانس تشدید، بدون ملاحظه مقادیر انتخاب شده برای

سلف و خازن آن، تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ را تغییر می دهد. شکل (پ-۱۳) نشان می دهد که چگونه ضریب تصحیح باعث تغییر تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ می شود.



شکل (پ-۱۳): دامنه و فاز ضریب تصحیح برای فیلتر ورودی میرا نشده [۶]

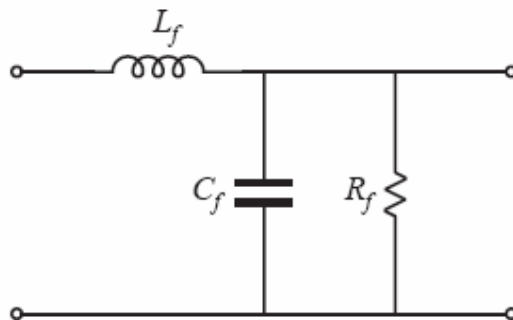
درفرکانس های پایین تر از فرکانس تشدید فیلتر ورودی، شرط نا برابری های امپدانسی رابطه (پ-۴) بر قرار است و ضریب تصحیح مقدار $1 \angle 0^\circ$ را دارد، در نتیجه تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ تغییر نمی کند. درمجاورت فرکانس تشدید ضریب تصحیح حاوی یک جفت قطب مختلط و همچنین یک جفت صفر مختلط نیم صفحه راست^۱ می شود که این سبب یک نقص در نمودار دامنه ضریب تصحیح می شود که در شکل (پ-۱۳) دیده می شود. با توجه به شکل (پ-۳) حاشیه فاز^۲ منفی می شود و این نشان می دهد که فیلتر ورودی میرا نشده، باعث ناپایداری مبدل می شود.

پ-۲-۲ اثر فیلتر ورودی میراشده

یک روش میرا کردن فیلتر، موازی کردن یک مقاومت با خازن فیلتر است که در شکل (پ-۱۴) نشان داده شده است.

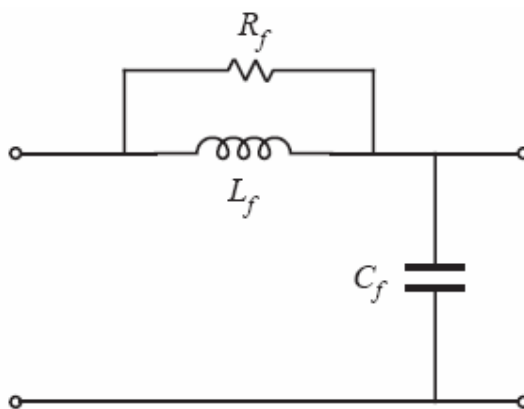
^۱ Right half-plane

^۲ Phase margin



شکل (پ-۱۴): فیلتر ورودی میرا شده توسط موازی کردن مقاومت با خازن فیلتر [۶]

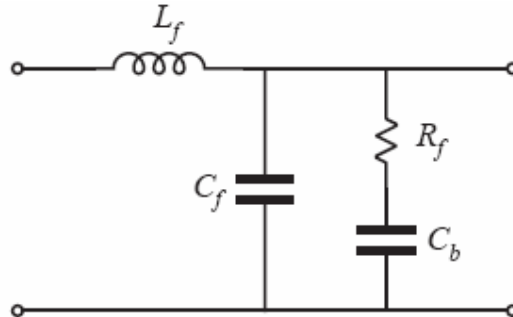
ماکزیمم امپدانس خروجی این فیلتر در فرکانس تشدید است و برابر مقدار مقاومت است. در نتیجه در این فیلتر، کافی است مقدار مقاومت را کمتر از $\|Z_N(j\omega)\|$ و $\|Z_D(j\omega)\|$ انتخاب کنیم. ولی یک مشکل اساسی در این فیلتر تلفات توان بالا، در مقاومت است بنا بر این در عمل از این فیلتر استفاده نمی شود. یک راه حل غلبه بر مشکل تلفات توان بالا در مقاومت، قرار دادن مقاومت موازی با سلف فیلتر است که در شکل (پ-۱۵) نشان داده شده است از آنجا که ولتاژ DC بر روی سلف صفر است بنابراین تلفات توان DC بر روی مقاومت وجود ندارد. مشکل این مدار کاهش تضعیف فرکانس بالای آن است، زیرا در فرکانس های بالا این مدار مانند یک فیلتر پایین گذر R-C عمل می کند و هیچ تضعیفی توسط سلف فیلتر در فرکانس های بالا ایجاد نمی شود.



شکل (پ-۱۵): فیلتر ورودی میرا شده توسط موازی کردن مقاومت با سلف فیلتر [۶]

پ-۲-۲-۱ میرایی، توسط موازی کردن $R_f - C_b$ با خازن فیلتر

برای غلبه بر دو مشکل ذکر شده می توان از فیلتر شکل (پ-۱۶) استفاده کرد.



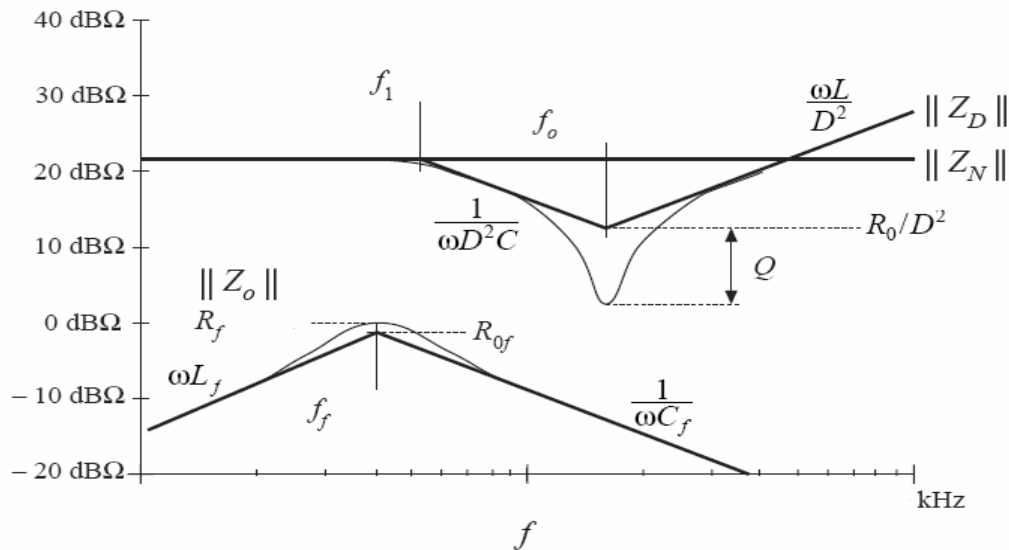
شکل (پ-۱۶): میرایی، توسط موازی کردن $R_f - C_b$ با خازن فیلتر [۶]

در این مدار، خازن مسدود کننده C_b به صورت سری با مقاومت قرار گرفته در نتیجه جریان

DC در مقاومت جاری نمی شود و تلفات توان DC حذف می شود. در این مدار، اندازه خازن C_b باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود تا اینکه در فرکانس تشدید، مقاومت، تعیین کننده امپدانس شاخه $R_f - C_b$ باشد و امپدانس خازن در مقایسه با آن کوچک باشد.

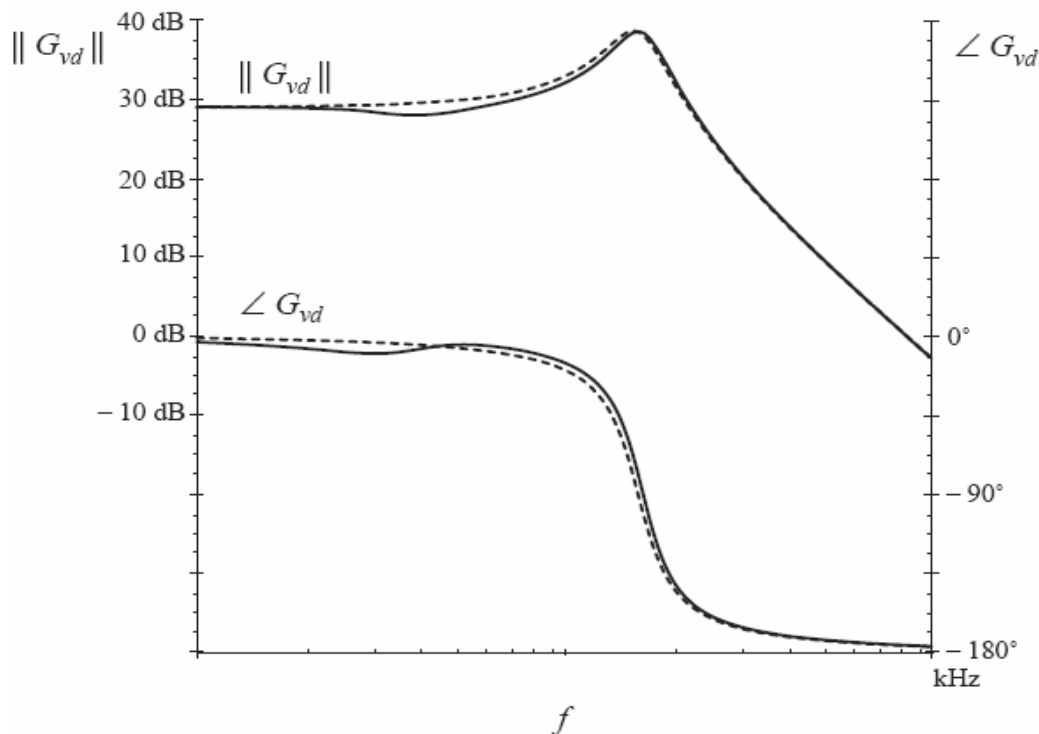
در شکل (پ-۱۷) مشاهده می شود که چگونه با این فیلتر میرا شده در ورودی مبدل، شرایط

مربوط به ماکزیمم امپدانس خروجی فیلتر ورودی، ذکر شده در رابطه (پ-۴) برقرار است.



شکل (پ-۱۷): فیلتر ورودی میرا شده، شرایط middlebrook را برآورده کرده [۶]

اثر این فیلتر میرا شده، بر روی تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ در شکل (پ-۱۸) نشان داده شده است.

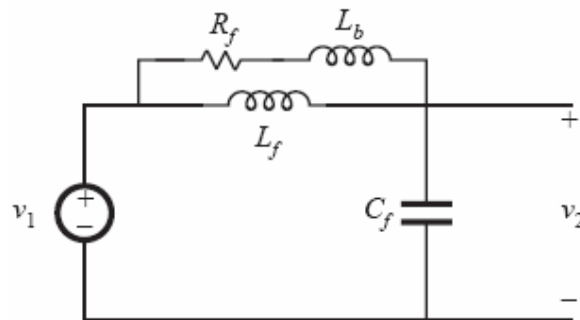


شکل (پ-۱۸): اثر فیلتر میرا شده، بر روی تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ [۶]

به طوری که خطوط نقطه چین بیانگر تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ بدون فیلتر ورودی است و خطوط پیوسته بیانگر تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ با فیلتر ورودی میرا شده است و همان طور که در شکل مشخص است بر خلاف فیلتر ورودی میرا نشده، اثر فیلتر ورودی میرا شده، بر روی تابع تبدیل $G_{vd}(s)$ بسیار ناچیز است و نمی تواند نقشی در ناپایدار کردن مبدل داشته باشد. ولی یک مشکل اساسی فیلتر شکل (پ-۱۶) بزرگ بودن خازن C_b در آن است، که در طراحی فیلتر، مینیمم کردن اندازه المان های راکتیو تا حد ممکن، یکی از معیارهای مهم می باشد. در نتیجه به دنبال فیلتری هستیم تا علاوه بر دارا بودن مزیت های فیلتر شکل (پ-۱۶) دارای اندازه المان های راکتیو بسیار کوچک تری نسبت به آن باشد.

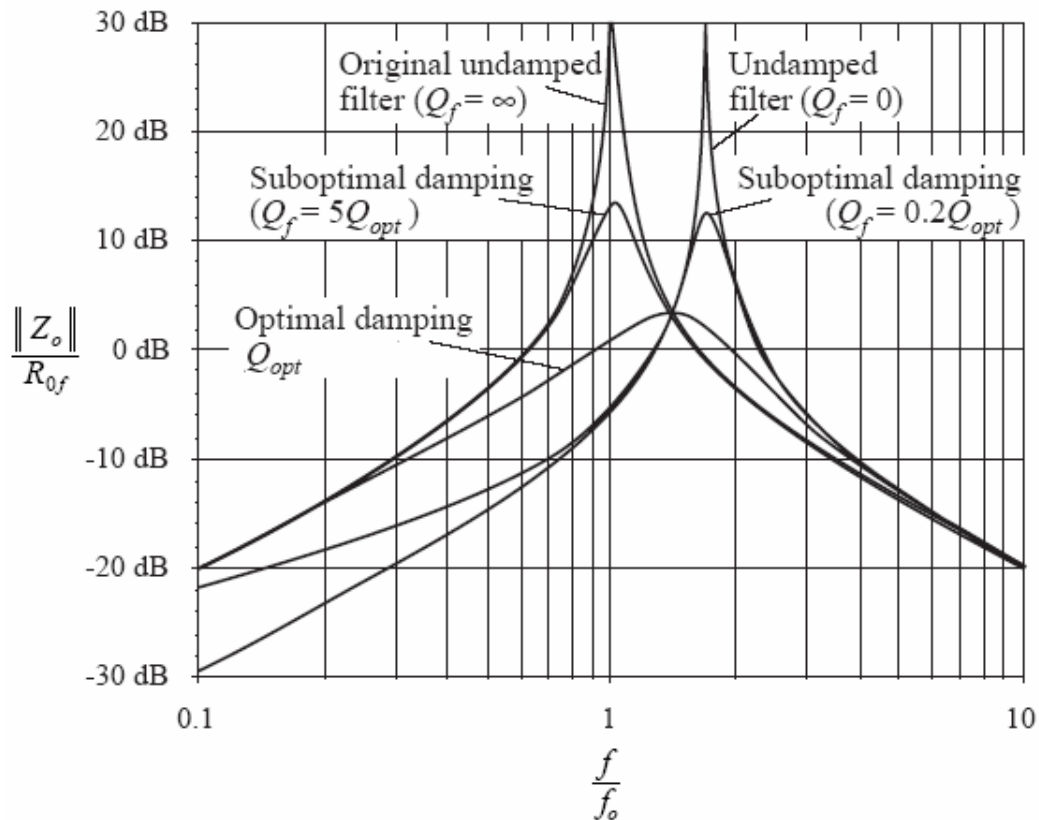
پ-۲-۲-۲ میرایی توسط موازی کردن $R_f - L_b$ با سلف فیلتر

همان طور که در مدار شکل (پ-۱۹) دیده می شود سلف L_b سری با مقاومت R_f قرار گرفته است اندازه این سلف نسبت به L_f کمتر است و سبب می شود که در فرکانس های بالا، دیگر همانند مدار شکل (پ-۱۳)، این مدار تبدیل به یک مدار R-C نشود و سلف L_b در فرکانس های بالا، امپدانس قابل ملاحظه ای از خود نشان دهد تا از کاهش تضعیف فرکانس بالای مدار جلوگیری کند.



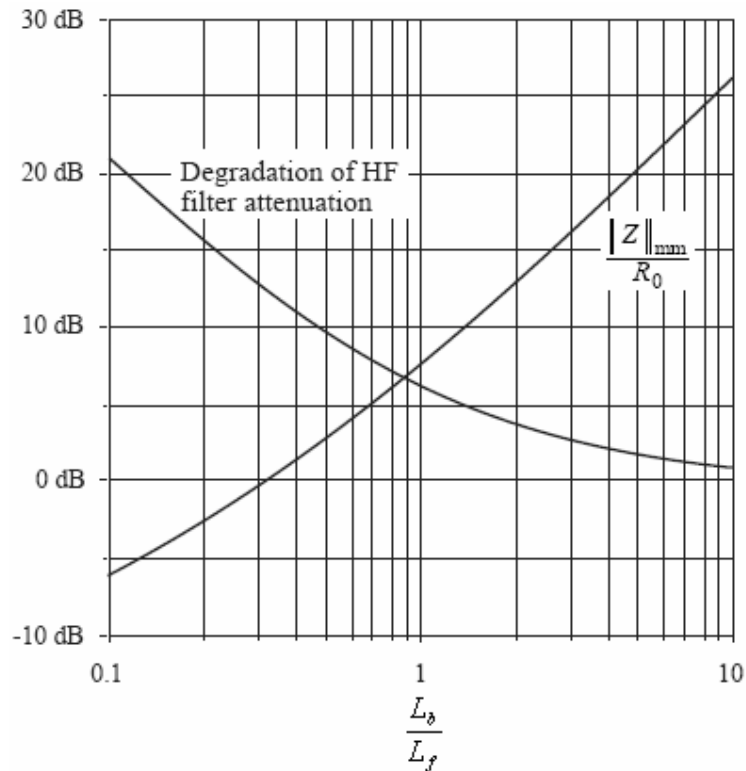
شکل (پ-۱۹): میرایی توسط موازی کردن $R_f - L_b$ با سلف فیلتر [۶]

برای مقادیر ثابت L_f ، C_f و L_b شکل (پ-۲۰) نشان دهنده نمودارهای Bode اندازه امپدانس خروجی فیلتر، برای مقادیر متعدد R_f است. برای $R_f = \infty$ ، مدار تبدیل به یک فیلتر میرا نشده $L_f C_f$ می شود و ضریب کیفیت آن بی نهایت است و برای $R_f = 0$ ، مدار بار دیگر تبدیل به یک فیلتر میرا نشده می شود. که این بار ضریب کیفیت آن صفر است، ولی با این تفاوت که سلف L_f موازی با سلف L_b می شود و سلف معادل کوچک می شود در نتیجه فرکانس تشدید افزایش می یابد.



شکل (پ-۲۰): نمودارهای Bode اندازه امپدانس خروجی فیلتر، برای مقادیر متعدد R_f [۶]

بین این دو مقدار مقاومت، یک مقدار بهینه برای R_f وجود دارد تا ماکزیمم امپدانس خروجی فیلتر مینیمم شود همانطور که در شکل (پ-۲۰) دیده می شود همه نمودارهای اندازه امپدانس خروجی از یک نقطه مشترک عبور می کنند و این نقطه مشترک ماکزیمم امپدانس خروجی مجاز بهینه شده برای فیلتر میرا شده است. شکل (پ-۲۱): مصالحه ای بین تضعیف فرکانس بالا و ماکزیمم امپدانس مجاز فیلتر خروجی را نشان می دهد.



شکل (پ-۲۱): مصالحه ای بین تضعیف فرکانس بالا و ماکزیمم امپدانس مجاز فیلتر خروجی [۶]

در بحث مربوط به طراحی فیلتر ورودی که در بخش ۴-۲-۱ توضیح داده شد مقادیر سلف و خازن فیلتر محاسبه شد. برای این فیلتر، میرا کردن توسط R_f سری با L_b انتخاب شده است برای محاسبه مقدار بهینه R_f و L_b از روابط زیر استفاده می شود [۶].

$$\xi_{opt} = \sqrt{\frac{n(3+4n)(1+2n)}{2(1+4n)}} \quad \text{رابطه (پ-۷)}$$

که در این رابطه ξ_{opt} ضریب میرایی بهینه فیلتر می باشد و $n = \frac{L_b}{L_f}$ می باشد.

مقدار بهینه مقاومت R_f از رابطه زیر بدست می آید.

$$R_F = 2\xi_{OPT}(n+1)\sqrt{\frac{L_F}{C_F}} \quad \text{(پ-۸)}$$

در این طراحی برای برقراری مصالحه ای بین کاهش تضعیف فرکانس بالا و ماکزیمم امپدانس

خروجی فیلتر، مقدار $n = \frac{1}{2}$ انتخاب شده است.

$$n = \frac{L_b}{L_f} = \frac{1}{2} = \frac{L_b}{440} \Rightarrow L_b = 220 \mu H \quad (\text{پ-۹})$$

$$R_F = 2.738 \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} = 2.738 \sqrt{\frac{440}{20}} = 12.86 \Omega \quad (\text{پ-۱۰})$$

در نتیجه فیلتر ورودی در این منبع تغذیه دارای مشخصات زیر می باشد.

$$L_f = 440 \mu H, C_f = 20 \mu F$$

$$L_b = 220 \mu H, R_f = 12.86 \Omega$$

پ-۳ خلاصه

در این پیوست، ابتدا اثر فیلتر ورودی میرا نشده بر روی عملکرد مبدل مورد بررسی قرار گرفت و سپس نشان داده شد که چطور با یک فیلتر ورودی میرا شده می توان اثر فیلتر ورودی را بر روی تابع تبدیل مبدل تا حد قابل ملاحظه ای کاهش داد، و در نهایت محاسبات مربوط به میرا کردن بهینه فیلتر ورودی طراحی شده در بخش ۴-۲-۱ آورده شده است.

Abstract:

With the advancement in power electronic devices the relevant high power circuits have been developed. There is an AC/DC converter in the input of many power electronic circuits. The simplest AC/DC converter is a diode bridge with capacitor filter. This converter acts as a nonlinear load which has a great role in harmonic injection and distortion in the power system grid. Therefore, there is an increasing request for AC/DC converters with power factor correction capability in spite of high price. High Power telecommunication power supply systems consist of a three-phase switch mode rectifier followed by a DC/DC converter to supply loads at 48 VDC. These rectifiers draw significant harmonic currents from the utility, resulting in poor input power factor with high total harmonic distortion (THD). In this report, a DC power supply based on matrix converter with reduced number of switches is proposed for telecommunication applications. In the proposed approach, the low frequency (50Hz, three-phase) input is converted to a DC link by proper switching of three switches that these switches have specific arrangement of diodes. A single-phase bridge inverter converts the DC-link to a high frequency (25 KHz, one-phase) AC output. The output of the matrix converter is then processed via a high frequency isolation transformer and rectified to 48VDC. In the proposed topology only a simple voltage control loop ensures that the output voltage is regulated against load changes as well as input supply variations. The input currents are of a high quality and do not include of any low frequency harmonics under varying load conditions. Therefore, the current control loop is not used to correct the input currents. So, its control circuit is not complicated. Simulation results verify the feasibility of the proposed converter.