

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه دوره کارشناسی ارشد
مهندسی برق گرایش قدرت

طراحی و شبیه سازی یک منبع تغذیه سه فاز، ۴۰۰ هرتز
با استفاده از مبدل ماتریسی

محقق:

مهدي حق شناس

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

زمستان ۸۴

چکیده

امروزه مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزیت‌های فراوانی که نسبت به دیگر مبدل‌ها، از جمله مبدل‌های AC/DC/AC دارند مورد توجه خاص قرار گرفته‌اند. این مزیت‌ها عبارتند از: حجم کم، قابلیت عملکرد در دماهای بالا، طول عمر زیاد، شکل موج‌های با کیفیت بالا در ورودی و خروجی، امکان کنترل ضریب قدرت ورودی و امکان کنترل فاز ولتاژ خروجی، بنابراین در این رساله یک منبع تغذیه سه فاز ۴۰۰ هرتز، ۲۸ ولت، ۱۰ کیلو ولت آمپر با استفاده از مبدل ماتریسی طراحی و ارائه شده است. با تغییر ضرایب کنترل کننده PI در مسیر پسخور ولتاژ منبع تغذیه مطرح شده، می‌توان از همین ساختار برای ولتاژها و فرکانس‌های دیگر در خروجی استفاده کرد.

در این رساله عملکرد منبع تغذیه طراحی شده با استفاده از هردو روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری (SVPWM) و مدولاسیون مستقیم شبیه سازی و بررسی شده است. با توجه به نتایج شبیه سازی‌ها اگرچه روش SVPWM در فرکانس‌های خروجی پایین مانند ۳۰ هرتز نتایج بهتری نسبت به روش مدولاسیون مستقیم دارد، در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز عملکرد روش مدولاسیون مستقیم بسیار بهتر از روش SVPWM است. همچنین بررسی عملکرد منبع تغذیه طراحی شده در حالت گذرا نشان دهنده پاسخ سریع روش ارائه شده است.

در انتها یک روش جدید که امکان جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی را دارد پیشنهاد شده است. عملکرد منبع تغذیه با استفاده از روش پیشنهادی برای جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی شبیه سازی و بررسی شده است. نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند زمانی که ولتاژ ورودی ۱۰ درصد عدم تعادل دارد ولتاژ خروجی تقریباً متعادل است.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱- مقدمه
۶	فصل دوم: مروری بر مبدل‌های ماتریسی
۷	۱-۲- مقدمه
۷	۲-۲- سوئیچ‌های دوطرفه
۸	۲-۲-۱ ساختار پل دیودی
۸	۲-۲-۲ ساختار آمیتر مشترک
۹	۲-۲-۳ ساختار کلکتور مشترک
۱۰	۲-۲-۴ سوئیچ دوطرفه با استفاده از RBIGBT
۱۱	۳-۲ ساختار مبدل‌های ماتریسی متداول
۱۲	۴-۲ مبدل‌های ماتریسی با دو پل
۱۴	۵-۲ کاربردهای مبدل‌های ماتریسی
۱۵	۲-۵-۱ درایو موتورهای القایی
۱۶	۲-۵-۲ منابع تغذیه سوئیچینگ
۱۸	۲-۵-۳ کاربرد در صنایع هواپیمایی
۲۰	۲-۵-۴ کاربرد به عنوان رگولاتور ولتاژ
۲۰	۲-۵-۵ کاربرد در سیستم‌های قدرت
۲۰	۲-۵-۵-۱ کنترل کننده یکپارچه عبور توان UPFC
۲۱	۲-۵-۵-۲ مبدل واسطه اتصال در شبکه های برقی که فرکانس‌های متفاوت دارند
۲۲	۲-۶ خلاصه
۲۳	فصل سوم: روش‌های کنترل مبدل‌های ماتریسی
۲۴	۱-۳ مقدمه
۲۵	۲-۳ اصول کنترل مبدل‌های ماتریسی
	۳-۳ کنترل مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری SVPWM
۲۹	

۳۳	۱-۳-۳ روش تبدیل غیر مستقیم.....
۳۵	۱-۱-۳-۳ تشریح عملکرد یکسوساز سه فاز دیودی.....
۳۹	۲-۳-۳ مدولاسیون فضای برداری مبدل ماتریسی.....
۳۹	۱-۲-۳-۳ SVM ولتاژ خروجی.....
۴۰	۲-۲-۳-۳ بررسی نگاشت ولتاژهای خط خروجی با استفاده از تبدیل پارک.....
۴۴	۳-۲-۳-۳ مدولاسیون فضای برداری مربوط به جریان ورودی یا بخش VSR مبدل ماتریسی.....
۴۶	۴-۲-۳-۳ SVM همزمان ولتاژ ورودی و جریان خروجی.....
۵۸	۴-۳ مدولاسیون بهینه فضای برداری.....
۶۱	۵-۳ روش مستقیم.....
۶۱	۱-۵-۳ روش مستقیم با محدودیت نسبت تبدیل 0.5.....
۶۶	۲-۵-۳ روش مستقیم بهبود یافته.....
۶۷	۶-۳ روش مدولاسیون مستقیم با جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی.....
۶۸	۱-۶-۳ روش کنترل.....
۷۴	۲-۶-۳ بدست آوردن ماتریس مدولاسیون مبدل ماتریسی در حالت نامتعادل بودن ولتاژ ورودی.....
۷۷	۷-۳ خلاصه.....
۷۸	فصل چهارم: منبع تغذیه پیشنهادی.....
۷۹	۱-۴-۱-۴ مقدمه.....
۷۹	۲-۴-۲-۴ ساختار منبع تغذیه پیشنهادی.....
۸۰	۳-۴-۳-۴ مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز.....
۸۱	۴-۴-۴ طراحی فیلتر ورودی در مبدلهای ماتریسی.....
۸۵	۵-۴-۵-۴ کموتاسیون در مبدلهای ماتریسی.....
۸۵	۱-۵-۴-۴ کموتاسیون همراه با همپوشانی جریان.....
۸۶	۲-۵-۴-۴ کموتاسیون با زمان مرده جریان.....
۸۶	۳-۵-۴-۴ کموتاسیون ۴ مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان.....
۸۹	۴-۵-۴-۴ کموتاسیون ۲ مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت ولتاژ یا کموتاسیون به روش METZI.....
۸۹	۱-۴-۵-۴ دوره های ۶۰ درجه ای.....
۸۹	۲-۴-۵-۴ حالت‌های کلیدزنی.....

۹۴	۶-۴ طراحی حفاظت مبدل ماتریسی در برابر اضافه ولتاژ ناشی از قطع جریان بار ($L_{load} \frac{di}{dt}$)
۹۴	۱-۶-۴ استفاده از مدار برشگر با دو پل دیودی
۹۸	۲-۶-۴ مدار برشگر با تعداد دیودهای کمتر
۹۹	۳-۶-۴ حفاظت مبدل ماتریسی در برابر اضافه ولتاژ با استفاده از ورستور
۱۰۰	۴-۶-۴ حفاظت بوسیله ورستور و دیود باز دارنده
۱۰۲	۷-۴ طراحی مدار حفاظت در برابر اضافه جریان
۱۰۴	۸-۴ طراحی کنترل کننده مسیر پسخور ولتاژ خروجی
۱۰۵	۹-۴ خلاصه
۱۰۶	فصل پنجم: شبیه سازی
۱۰۷	۱-۵ مقدمه
۱۰۷	۲-۵ بررسی عملکرد مبدل ماتریسی شکل ۱-۳ در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز
۱۱۵	۳-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه با فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز
۱۲۴	۴-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه پیشنهادی در حالت گذرا
۱۲۷	۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه پیشنهادی در ولتاژ ورودی نامتعادل
۱۲۸	۱-۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه با استفاده از روش مستقیم با ولتاژ ورودی نامتعادل
۱۳۲	۲-۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه با جبران عدم تعادل ولتاژ ورودی
۱۳۶	۶-۵ خلاصه
۱۳۸	فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۱۳۹	۱-۶ نتیجه
۱۴۰	۲-۶ پیشنهادها

لیست جداول

صفحه

جدول

- جدول ۱-۳ : ۲۷ حالت مجاز سوئیچ ها و مقدار جریان ها و ولتاژهای خروجی در هریک از این حالت ها..... ۲۷
- جدول ۲-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۱ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۱
- جدول ۳-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۲ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۲
- جدول ۴-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۳ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۳
- جدول ۵-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۴ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۴
- جدول ۶-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۵ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۵
- جدول ۷-۳ : وضعیت سوئیچ ها در بخش ۶ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی..... ۵۶
- جدول ۸-۳ : وضعیت سوئیچها در بخش اول ۶ ضلعی VSI و بخش دوم ۶ ضلعی VSR..... ۵۸
- جدول ۹-۳ : وضعیت سوئیچها در بخش دوم ۶ ضلعی VSI و بخش دوم ۶ ضلعی VSR..... ۵۹
- جدول ۱۰-۳ : مقایسه روشهای مختلف کنترل مبدلهای ماتریسی..... ۷۷
- جدول ۱-۴ : وضعیت ولتاژ های فاز در هریک از دوره های ۶۰ درجه..... ۹۱

لیست شکلها

صفحه

شکل

- شکل ۱-۱ : ساختار اینورتر با پل دیودی سه فاز در ورودی..... ۳
- شکل ۲-۱ : ساختار مبدل AC/DC/AC چهار ناحیه ای با یکسوکننده PWM در ورودی..... ۴
- شکل ۱-۲ : سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی..... ۸
- شکل ۲-۲ : سوئیچ دوطرفه با ساختار رامیتر مشترک..... ۹
- شکل ۳-۲ : سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک..... ۱۰
- شکل ۴-۲ : مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز با استفاده از سوئیچ دو طرفه با ساختار کلکتور مشترک..... ۱۰
- شکل ۵-۲ : ساختار سوئیچ دوطرفه با استفاده از دو RBIGBT..... ۱۱
- شکل ۶-۲ : ساختار مبدل ماتریسی متداول ۳ فاز به ۳ فاز..... ۱۲
- شکل ۷-۲ : ساختار کلی DBMC..... ۱۳
- شکل ۸-۲ : ساختار DBMC با استفاده از ۹ سوئیچ..... ۱۴

- شکل ۹-۲ : ساختار DBMC با استفاده از ۶ سوئیچ..... ۱۴
- شکل ۱۰-۲ : ساختار DBMC با استفاده از ۱۲ سوئیچ..... ۱۵
- شکل ۱۱-۲ : درایو حلقه باز یک موتور القایی به روش V_s/F_s ثابت..... ۱۶
- شکل ۱۲-۲ : منبع تغذیه سوئیچینگ متداول در مخابرات رادیویی..... ۱۷
- شکل ۱۳-۲ : ساختار منبع تغذیه سوئیچینگ مخابراتی با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به تک فاز..... ۱۸
- شکل ۱۴-۲ : سطوح پرواز یک هواپیمای مسافربری معمولی..... ۱۹
- شکل ۱۵-۲ : محرک الکتروهیدرواستاتیکی قسمت متحرک بال هواپیما..... ۱۹
- شکل ۱۶-۲ : رگولاتور ژنراتور دیزل..... ۲۰
- شکل ۱۷-۲ : مدار ساده اتصال دو سیستم الکتریکی..... ۲۱
- شکل ۱۸-۲ : ساختار UPFC متداول..... ۲۱
- شکل ۱۹-۲ : ساختار UPFC با استفاده از مبدل ماتریسی..... ۲۲
- شکل ۱-۳ : ساختار ساده یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز..... ۲۴
- شکل ۲-۳ : ساختار پایه مبدل ماتریسی (الف) مدار الکتریکی مبدل (ب) نماد ساده مبدل (ج) ۲۷
- حالت کلیدزنی مجاز در مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز..... ۲۶
- شکل ۳-۳ : معادل سازی یک مبدل ماتریسی با VSR و VSI..... ۳۴
- شکل ۴-۳ : یکسوساز سه فاز دیودی..... ۳۵
- شکل ۵-۳ : ولتاژ باس DC مجازی..... ۳۶
- شکل ۶-۳ : یکسوساز سه فاز دیودی به همراه خازن باس DC..... ۳۶
- شکل ۷-۳ : بخش اینورتر مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز..... ۴۰
- شکل ۸-۳ : شش ضلعی بخش اینورتر..... ۴۲
- شکل ۹-۳ : بردار مرجع خروجی در یکی از بخش های شش ضلعی VSI..... ۴۳
- شکل ۱۰-۳ : شش ضلعی بخش VSR..... ۴۵
- شکل ۱۱-۳ : تقسیم بندی یک دوره تناوب سوئیچینگ به ۹ مرحله..... ۴۹
- شکل ۱۲-۳ : وضعیت روشن و خاموش بودن سوئیچ های S_1 و S_5 در T_S گفته شده..... ۵۰
- شکل ۱۳-۳ : وضعیت تغییر سوئیچ ها با در نظر گرفتن جدول ۸-۳..... ۵۸
- شکل ۱۴-۳ : وضعیت تغییر سوئیچ ها با در نظر گرفتن جدول ۹-۳..... ۵۹
- شکل ۱۵-۳ : تقسیم بندی یک دوره تناوب سوئیچینگ به ۹ مرحله در روش SVPWM بهینه..... ۶۰
- شکل ۱۶-۳ : شکل ساده مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز..... ۶۲

- شکل ۳-۱۷ : ولتاژ فاز های ورودی و خطوط محدود کننده دامنه ولتاژ فاز های خروجی..... ۶۲
- شکل ۴-۱ : ساختار منبع تغذیه پیشنهادی..... ۸۰
- شکل ۴-۲ : مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با سوئیچ های دو طرفه با ساختار امیتر مشترک..... ۸۱
- شکل ۴-۳ : مدار معادل تک فاز فیلتر ورودی..... ۸۲
- شکل ۴-۴ : مبدل ماتریسی دو فاز به تک فاز..... ۸۷
- شکل ۴-۵ : دیاگرام زمانی کموتاسیون ۴ مرحله ای..... ۸۸
- شکل ۴-۶ : دیاگرام پله به پله کموتاسیون ۴ مرحله ای..... ۸۸
- شکل ۴-۷ : مبدل ماتریسی ایده آل..... ۹۰
- شکل ۴-۸ : دوره های ۶۰ درجه ای..... ۹۱
- شکل ۴-۹ : مراحل سوئیچینگ کموتاسیون دو مرحله ای..... ۹۲
- شکل ۴-۱۰-الف : وضعیت سوئیچ ها در مرحله P..... ۹۳
- شکل ۴-۱۰-ب : وضعیت سوئیچ ها در مرحله PM..... ۹۳
- شکل ۴-۱۰-ج : وضعیت سوئیچ ها در مرحله M..... ۹۴
- شکل ۴-۱۱ : ساختار مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز به همراه مدار برشگر متداول..... ۹۶
- شکل ۴-۱۲ : تخلیه انرژی اندوکتانس بار در خازن مدار برشگر در مدت زمان بروز خطا. (الف) مدار معادل مبدل و بار. (ب) جریان بار سلفی قبل و بعد از خطا..... ۹۷
- شکل ۴-۱۳ : مدار برشگر با تعداد دیود های کاهش یافته..... ۹۹
- شکل ۴-۱۴ : مبدل ماتریسی که با استفاده از ورستور محافظت شده است..... ۱۰۱
- شکل ۴-۱۵ : دو سوئیچ مجاور در یک سطر از مبدل ماتریسی که با استفاده از ورستور محافظت شده است..... ۱۰۱
- شکل ۴-۱۶ : راه انداز گیت IGBT به همراه دیود باز دارنده..... ۱۰۲
- شکل ۴-۱۷ : بلوک دیاگرام بخش حفاظت در برابر اضافه جریان..... ۱۰۳
- شکل ۴-۱۸ : ساختار کنترل کننده فازی تطبیقی..... ۱۰۴
- شکل ۴-۱۹ : ساختار کنترل کننده تطبیقی بر پایه استفاده از الگوریتم ژنتیک..... ۱۰۵
- شکل ۵-۱ : ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... 109
- شکل ۵-۲ : ولتاژ خط خروجی V_{BC} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... 109
- شکل ۵-۳ : ولتاژ خط خروجی V_{CA} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۰

- شکل ۴-۵: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۰
- شکل ۵-۵: جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۱
- شکل ۶-۵: جریان خط خروجی i_B در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۱
- شکل ۷-۵: جریان خط خروجی i_C در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۱
- شکل ۸-۵: تحلیل هارمونیک جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۲
- شکل ۹-۵: ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۲
- شکل ۱۰-۵: ولتاژ خط خروجی V_{BC} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۳
- شکل ۱۱-۵: ولتاژ خط خروجی V_{CA} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۳
- شکل ۱۲-۵: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۳
- شکل ۱۳-۵: جریان خط i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۴
- شکل ۱۴-۵: جریان خط i_B در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۴
- شکل ۱۵-۵: جریان خط i_C در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۵
- شکل ۱۶-۵: تحلیل هارمونیک جریان خط i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز..... ۱۱۵
- شکل ۱۷-۵: ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۶
- شکل ۱۸-۵: ولتاژ خط خروجی V_{BC} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۶
- شکل ۱۹-۵: ولتاژ خط خروجی V_{CA} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۷
- شکل ۲۰-۵: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۷
- شکل ۲۱-۵: جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۸
- شکل ۲۲-۵: جریان خط خروجی i_B در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۸
- شکل ۲۳-۵: جریان خط خروجی i_C در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۸
- شکل ۲۴-۵: تحلیل هارمونیک جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۱۹
- شکل ۲۵-۵: ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۲۰
- شکل ۲۶-۵: ولتاژ خط خروجی V_{BC} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز..... ۱۲۰
- شکل ۲۷-۵: ولتاژ خط خروجی V_{CA} در روش SVPWM در فرکانس خروجی 400 هرتز..... ۱۲۰

شکل ۵-۲۸: تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط خروجی V_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۱
شکل ۵-۲۹: جریان خط I_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۱
شکل ۵-۳۰: جریان خط I_B در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۲
شکل ۵-۳۱: جریان خط I_C در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۲
شکل ۵-۳۲: تحلیل هارمونیکی جریان خط I_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۲
شکل ۵-۳۳: جریان خط I_A در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۵
شکل ۵-۳۴: جریان خط I_B در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۵
شکل ۵-۳۵: جریان خط I_C در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز.....	۱۲۶
شکل ۵-۳۶: ولتاژ خط V_{AB} قبل و بعد از تغییر ناگهانی بار.....	۱۲۶
شکل ۵-۳۷: تحلیل هارمونیکی ولتاژ خط V_{AB} قبل و بعد از تغییر ناگهانی بار.....	۱۲۷
شکل ۵-۳۸: ولتاژ های نامتعادل سه فاز ورودی.....	۱۲۸
شکل ۵-۳۹: ولتاژ V_{AB} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۲۹
شکل ۵-۴۰: ولتاژ V_{BC} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۲۹
شکل ۵-۴۱: ولتاژ V_{CA} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۲۹
شکل ۵-۴۲: تحلیل فرکانسی ولتاژ V_{AB} در روش مستقیم بهبود یافته در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۰
شکل ۵-۴۳: جریان I_A در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۰
شکل ۵-۴۴: جریان I_B در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۱
شکل ۵-۴۵: جریان I_C در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۱
شکل ۵-۴۶: تحلیل فرکانسی جریان خط I_A در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۱
شکل ۵-۴۷: ولتاژ V_{AB} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۲
شکل ۵-۴۸: ولتاژ V_{BC} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل.....	۱۳۳

- شکل ۵-۴۹: ولتاژ V_{CA} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۳
- شکل ۵-۵۰: ولتاژهای خط خروجی در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۳
- شکل ۵-۵۱: تحلیل فرکانسی ولتاژ V_{AB} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۴
- شکل ۵-۵۲: جریان i_A در روش جبران کننده عدم تعادل ولتاژ ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۴
- شکل ۵-۵۳: جریان i_B در روش جبران کننده عدم تعادل ولتاژ ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۵
- شکل ۵-۵۴: جریان i_C در روش جبران کننده عدم تعادل ولتاژ ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۵
- شکل ۵-۵۵: جریانهای هر سه فاز خروجی در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۵
- شکل ۵-۵۶: تحلیل فرکانسی جریان i_A در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل..... ۱۳۶

فصل اول

مقدمه

۱- مقدمه

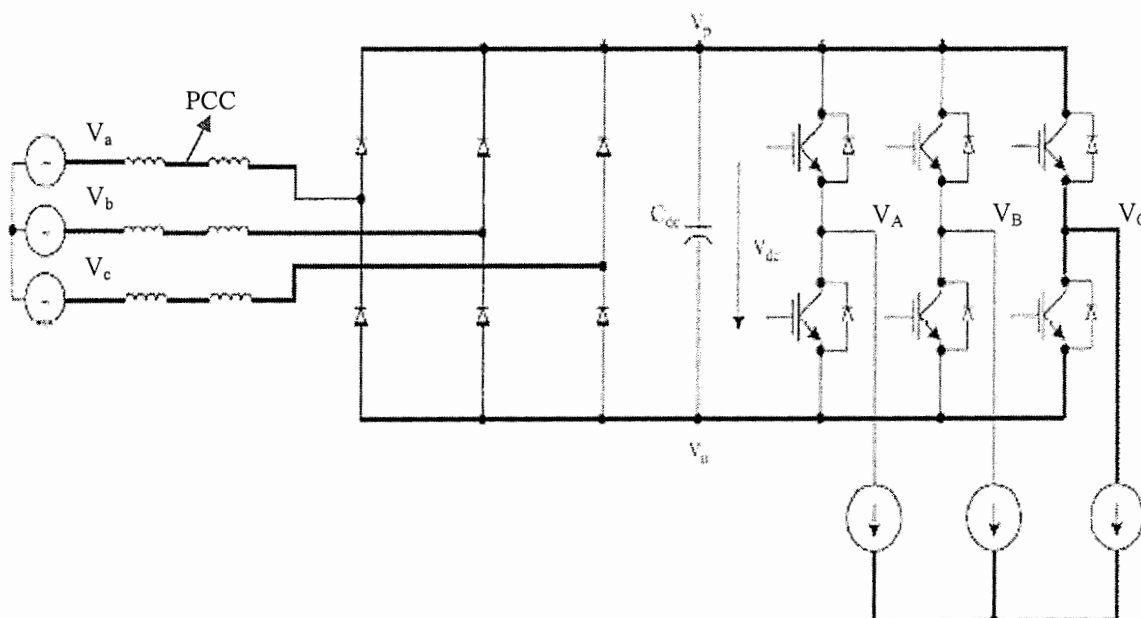
امروزه در بسیاری از کاربردها، از جمله درایو موتورهای AC، نیاز به یک مبدل مجتمع تبدیل ولتاژ¹ است که مانند مبدل‌های متداول AC/DC/AC دارای شکل موجهای با کیفیت بالا در ورودی و خروجی بوده و قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی را داشته باشد. مبدل‌های متداول AC/DC/AC سالهای زیادی است که کاربردهای فراوانی در صنعت دارند. اشکال ۱-۱ و ۲-۱ ساختار این مبدل‌ها را با پل دیودی سه فاز و یکسوکننده PWM در ورودی نشان می‌دهند.

با توجه به وجود خازن بزرگ الکترولیتی در باس DC این مبدل‌ها، اندازه فیزیکی آنها به طور قابل ملاحظه‌ای افزایش و قابلیت اطمینان آنها کاهش می‌یابد. وجود خازن الکترولیتی در باس DC این مبدل‌ها همچنین سبب شده استفاده از آنها در دماهای بالا امکان پذیر نباشد [25]. در این مبدل‌ها برای نزدیک کردن شکل موج جریان ورودی به حالت سینوسی نیاز است که یک سلف بزرگ با هریک از فازهای ورودی مبدل سری شود. این کار سبب می‌شود هزینه مبدل افزایش یافته و حجم آن نیز بیشتر شود. برای حل این مشکلات مقالات زیادی منتشر شده است، در بعضی از این مقالات پیشنهاد شده که خازن‌های بزرگ الکترولیتی با خازن‌هایی از جنس پلی پروپیلن^۲ تعویض گردد، اگر چه با این کار هنوز هم سلف‌های بزرگ در ورودی این مبدل‌ها وجود دارند [61].

مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزایای فراوان، در سالهای اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی تا عدد یک، قابلیت انتقال توان در هر دو

1- Compact Voltage Source Converter
2- Polypropylene

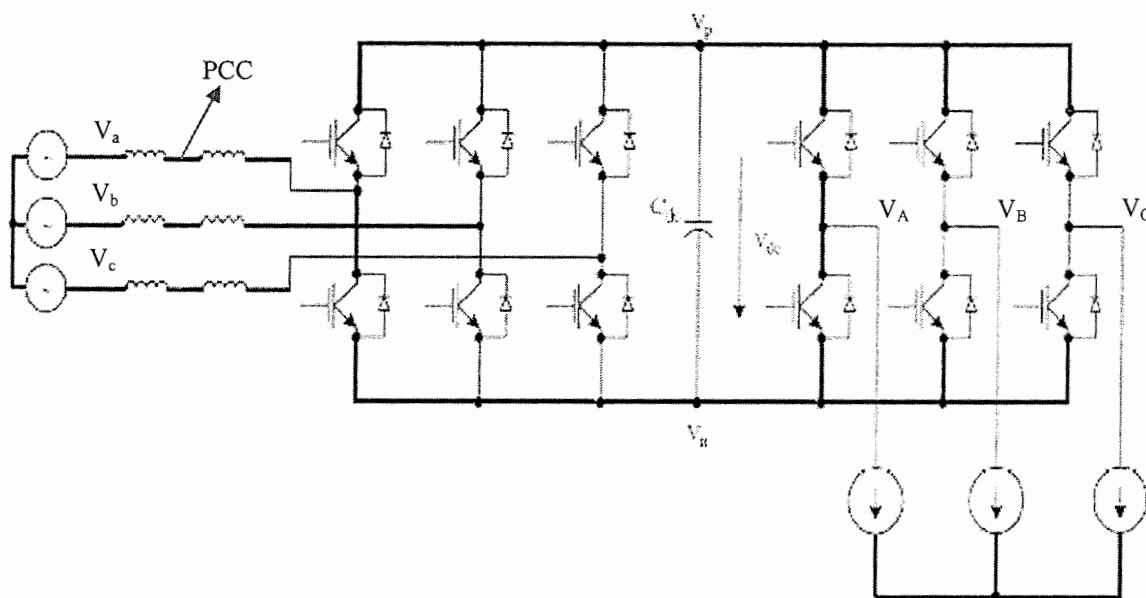
جهت، شکل موج های با کیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد. درضمن به دلیل این که المان های ذخیره کننده انرژی مثل خازن باس DC در مبدل های ماتریسی وجود ندارد امکان ساخت آنها به صورت یک مدار فشرده و کوچک وجود دارد. از جمله مشکلاتی که باعث شده استفاده از مبدل های ماتریسی تا سال های اخیر در صنعت به تعویق بیفتد، الگوریتم کموتاسیون این مبدل ها بوده است [1-5].



شکل ۱-۱: ساختار اینورتر با پل دیودی سه فاز در ورودی

در فصل ۲ این رساله انواع سوئیچ های دو طرفه مورد استفاده در این مبدل های ماتریسی مورد بررسی قرار گرفته و در مورد مزایا و معایب آنها صحبت خواهد شد. سپس مروری کلی بر ساختار های مطرح در مبدل های ماتریسی صورت گرفته و مزایا و معایب این مبدل ها مورد بررسی قرار می گیرد، این مبدل ها شامل مبدل های ماتریسی متداول^۱ (CMC) و مبدل های ماتریسی با دوپل^۲ (DBMC) می باشند. در بخش آخر این فصل نیز برخی از کاربردهای مبدل های ماتریسی بیان شده است.

1- Conventional Matrix Converter
2-Dual Bridge Matrix Converter



شکل ۱-۲: ساختار مبدل AC/DC/AC با یکسوکننده PWM در ورودی

در فصل ۳ روشهای کنترل مبدل ماتریسی بررسی شده است. ابتدا روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری^۱ (SVPWM) بررسی می‌گردد. روش SVPWM خود به دو روش متعارف و روش بهینه که تلفات کلیدزنی در آن نسبت به روش متعارف کمتر است تقسیم می‌شود. سپس روش مدولاسیون مستقیم با محدودیت حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ کمتر از 0.5 و روش مدولاسیون مستقیم بهبود یافته با محدودیت حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ 0.866 مورد بررسی قرار می‌گیرد. در انتهای این فصل یک روش مدولاسیون جدید که امکان جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی را دارد مطرح می‌شود.

در فصل ۴ ساختار یک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز ارائه شده و روش طراحی هریک از بخشهای آن که شامل، مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز، فیلتر ورودی، بخش کموتاسیون مرحله به مرحله، بخش حفاظت مبدل در برابر اضافه ولتاژ، بخش حفاظت مبدل در برابر اضافه جریان و قسمت پسخور ولتاژ خروجی است، مورد بررسی قرار می‌گیرد.

در فصل ۵ ابتدا عملکرد مبدل ماتریسی با استفاده از هر دو روش کنترل مدولاسیون مستقیم و SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز ارزیابی می‌شود. سپس عملکرد منبع تغذیه طراحی شده در

فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز در شرایط ولتاژ ورودی و بار خروجی متعادل، تغییر ناگهانی بار خروجی با ولتاژ ورودی متعادل و ولتاژ ورودی نامتعادل ارزیابی شده است.

فصل دوم

مروری بر مبدل‌های ماتریسی

۲-۱ مقدمه

در این فصل ابتدا انواع سوئیچ‌های دوطرفه معرفی شده و مزایا و معایب آنها بیان می‌شود، این سوئیچ‌ها دارای ساختارهای پل دیودی، امیتر مشترک و کلکتور مشترک و $^1\text{RBIGBT}$ هستند. سپس مهمترین خانواده‌های مبدل‌های ماتریسی یعنی مبدل‌های ماتریسی متداول و مبدل‌های ماتریسی با دوپل معرفی شده و مزایا و معایب آنها بررسی می‌شود.

در انتهای این فصل چند کاربرد از مبدل‌های ماتریسی در صنعت بررسی می‌شوند، این کاربردها شامل استفاده از مبدل‌های ماتریسی در درایو موتورهای القایی، منابع تغذیه سوئیچینگ، صنایع هواپیمایی، رگولاتورهای ولتاژ و سیستم‌های انتقال انعطاف پذیر AC (FACTS²) می‌باشند.

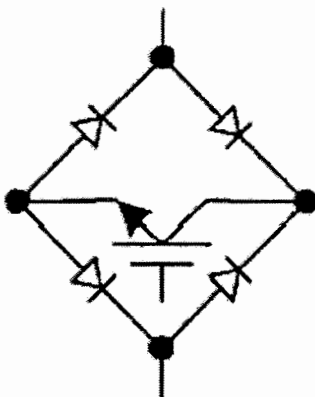
۲-۲ سوئیچ‌های دو طرفه

مبدل‌های ماتریسی به سوئیچ‌های دو طرفه 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 سوئیچ‌ها از قطعات مجزا یا از ماژول‌های آماده‌ای که برای مبدل‌های ماتریسی طراحی شده استفاده می‌گردد. در سوئیچ‌های دو طرفه‌ای که در ادامه در مورد آنها صحبت می‌شود می‌توان از IGBT^3 ، MOSFET، MCT⁴ و IGCT^5 استفاده نمود [8,24,25].

-
- 1-Reverse Blocking IGBT
 - 2-Flexible AC Transmission System
 - 3-Insulated Gate Bipolar Transistor
 - 4-Mos Control Thyristor
 - 5-Integrated Gate Commutated Thyristor

۱-۲-۲ ساختار پل دیودی

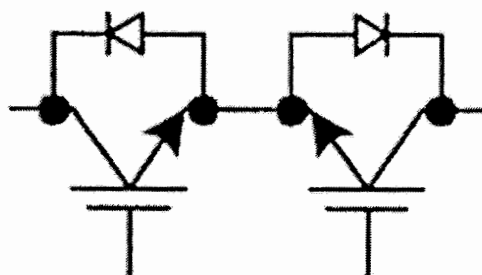
این ساختار سوئیچ دو طرفه، همانند شکل ۱-۲، شامل یک سوئیچ یک طرفه (مثلاً IGBT) است که در مرکز یک پل دیودی تک فاز قرار گرفته است. مهم‌ترین مزیت این سوئیچ دو طرفه این است که جریان در هر دو جهت توسط یک سوئیچ حمل می‌شود. بنابراین هر سوئیچ دو طرفه نیاز به یک مدار درایو گیت دارد. در عین حال به دلیل این که همیشه سه نیمه هادی (دو دیود و یک IGBT) در مسیر جریان قرار دارند تلفات زمان هدایت در این ساختار زیاد است. مشکل اساسی این ساختار این است که جهت جریان در این نوع سوئیچ دو طرفه را نمی‌توان کنترل کرد، همچنین در این سوئیچ دو طرفه نمی‌توان روش‌های کموتاسیون با اطمینان بالا را اعمال کرد [41,44,61].



شکل ۱-۲: سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی

۲-۲-۲ ساختار امیتر مشترک

شکل ۲-۲ سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک را نشان می‌دهد. مزایای استفاده از این روش نسبت به ساختار پل دیودی، امکان کنترل مستقل جریان در هر دو جهت و تلفات هدایت کمتر بدلیل هدایت دو المان در هر لحظه می‌باشد. در این ساختار هر سوئیچ دو طرفه نیاز به یک منبع تغذیه ایزوله برای راه اندازی گیت هایش دارد [41,44,53,61].



شکل ۲-۲: سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک

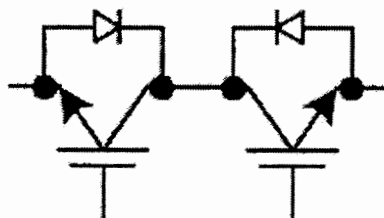
اگر نیمه هادی تشکیل دهنده دیودها و IGBT های استفاده شده در این ساختار از جنس سیلیکن کرباید باشند، استفاده از مبدل ماتریسی تا دمای حدود ۳۰۰ درجه سانتیگراد امکان پذیر می‌باشد [5].

۳-۲-۲ ساختار کلکتور مشترک

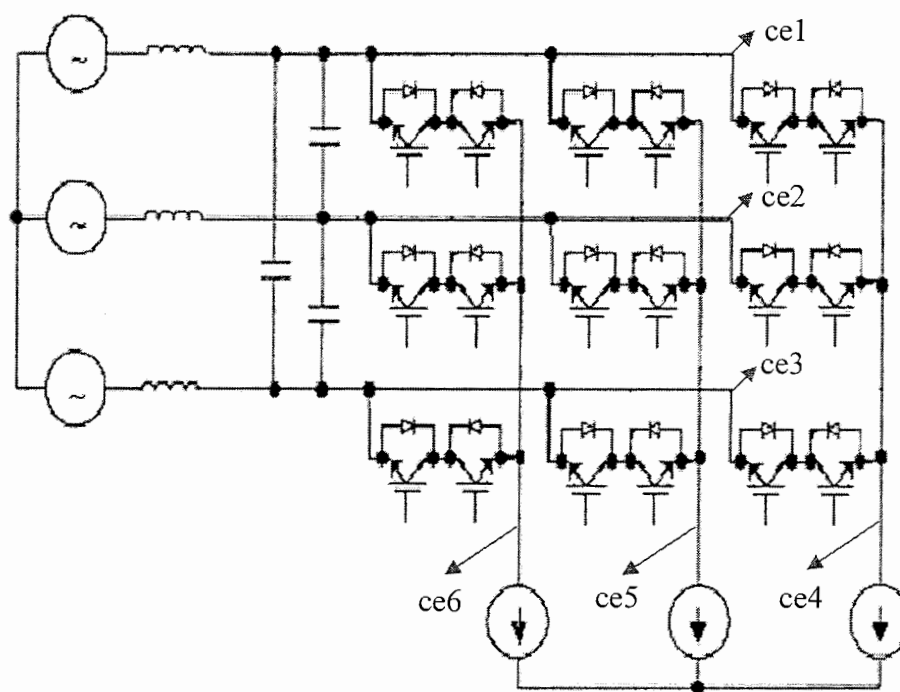
سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک در شکل ۳-۲ نشان داده شده است. این ساختار شبیه ساختار امیتر مشترک است اما در این ساختار IGBT ها طوری قرار گرفته‌اند که کلکتورهای آنها به هم متصل است.

تلفات زمان هدایت در این ساختار همانند ساختار امیتر مشترک می‌باشد. مزیت این روش در مقایسه با ساختار امیتر مشترک این است که، وقتی از این ساختار در مبدل ماتریسی استفاده شود به ۶ منبع تغذیه DC ایزوله برای درایو گیت IGBT ها نیاز است. به این دلیل که در مبدل ماتریسی به تعداد نقاطی که امیتر IGBT ها به طور مشترک به آنها متصل هستند، نیاز به منبع تغذیه DC ایزوله برای درایو IGBT ها است. همان طور که از شکل ۴-۲ مشخص است هنگام استفاده از این ساختار سوئیچ دو طرفه در مبدل ماتریسی ۶ نقطه وجود دارد که ۳ امیتر به آنها متصل است. این نقاط در شکل ۴-۲ با ce1 تا ce6 نشان داده شده‌اند. در هنگام به کار بردن این ساختار با توجه به بالا بودن اندوکتانس اتصالات بین سوئیچهای دوطرفه، استفاده عملی از این ساختار در توان‌های بالا توصیه

نمی‌شود، بنابراین در اکثر موارد در توان‌های بالا برای تحقق سوئیچ‌های دو طرفه از ساختار امیتر مشترک استفاده می‌شود [41,44,53,61].



شکل ۲-۳: سوئیچ دو طرفه با ساختار کلکتور مشترک



شکل ۲-۴: مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز با استفاده از سوئیچ دو طرفه با ساختار کلکتور مشترک

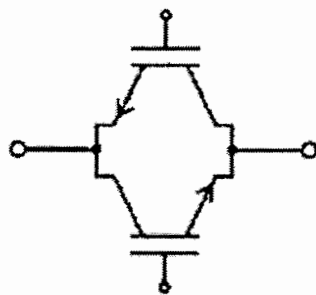
۲-۲-۴ سوئیچ دو طرفه با استفاده از RBIGBT

یک نوع دیگر از سوئیچ‌های دو طرفه سوئیچ‌هایی هستند که در آنها مانند شکل ۲-۵ فقط از دو

عدد RBIGBT استفاده شده است [23].

همانطور که اشاره شد در سوئیچ‌های دو طرفه با ساختار امیتر مشترک و کلکتور مشترک دیودها به دلیل افزایش سطح تحمل ولتاژ معکوس IGBT ها به صورت سری با آنها قرار گرفته‌اند. به این دلیل که یک IGBT به تنهایی ولتاژ معکوسی که می‌تواند تحمل کند بسیار کمتر از ولتاژی است که در حالت مستقیم می‌تواند تحمل نماید. ولی ساختار RBIGBT ها به گونه‌ای است که تحمل ولتاژ معکوس آنها بالا بوده و نیازی به سری کردن دیود برای حفاظت آنها نمی‌باشد [23,25].

بررسی سوئیچ‌های دو طرفه‌ای که با استفاده از RBIGBT ها ساخته شده‌اند نشان می‌دهد که این سوئیچ‌های دو طرفه در مقایسه با ساختارهای امیتر مشترک متداول تلفات زمان هدایت کمتر و تلفات کلیدزنی بالاتری دارند [25].

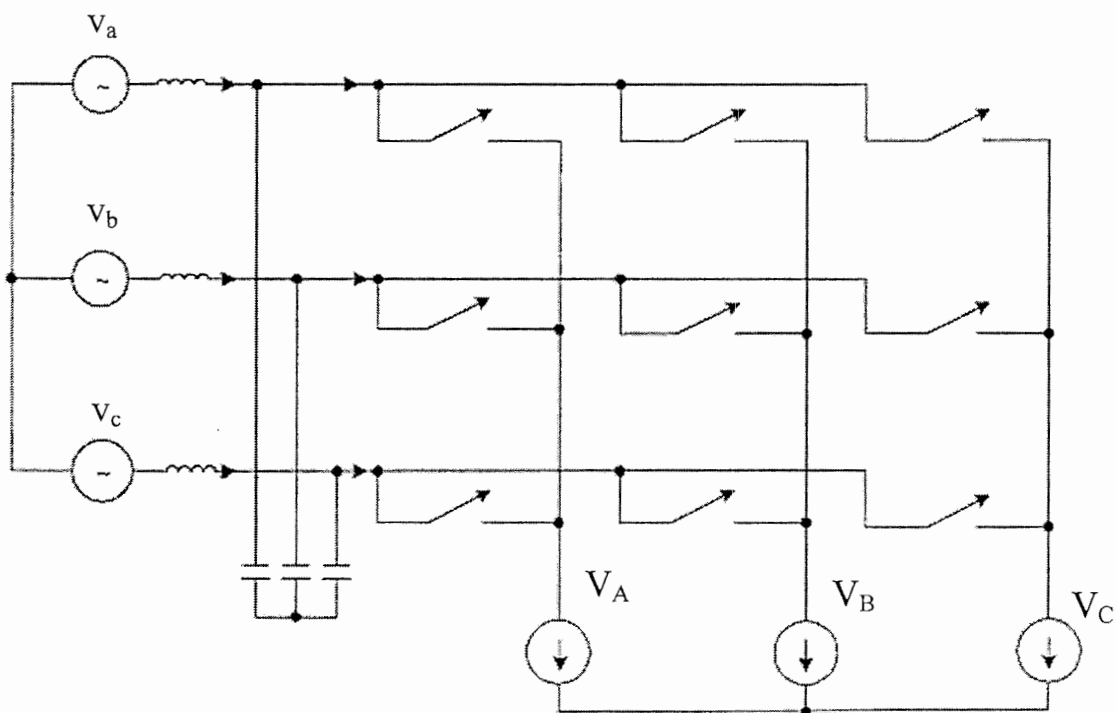


شکل ۲-۵: ساختار سوئیچ دو طرفه با استفاده از دو RBIGBT

۲-۳ ساختار مبدل‌های ماتریسی متداول

ساختار مبدل‌های ماتریسی با قابلیت کنترل آنها در فرکانس‌های بالا برای اولین بار در سال ۱۹۸۰ معرفی شد [1]. بعد از این تاریخ مبدل‌های ماتریسی به عنوان یک رقیب با مبدل‌های متداول AC/DC/AC که در باس DC خود خازن الکترولیتی بزرگ دارند مطرح شده‌اند. در سال‌های اخیر به دلیل وجود پردازشگرهای DSP^۱ سرعت بالا و سوئیچ‌های الکترونیک قدرت مانند IGBT و MCT، استفاده از مبدل‌های ماتریسی در صنعت مورد توجه قرار گرفته است. یک شکل کلی از مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. این مبدل ۹ سوئیچ دو طرفه داشته و برای تبدیل ولتاژ سه فاز ورودی به ولتاژ سه فاز خروجی نیاز به هیچ المان ذخیره کننده انرژی ندارد. بجز چند

فیلتر کوچک در ورودی مبدل که برای جلوگیری از تزریق هارمونیک‌های ناشی از کلیدزنی ترانزیستورها در منبع ورودی استفاده می‌شوند.



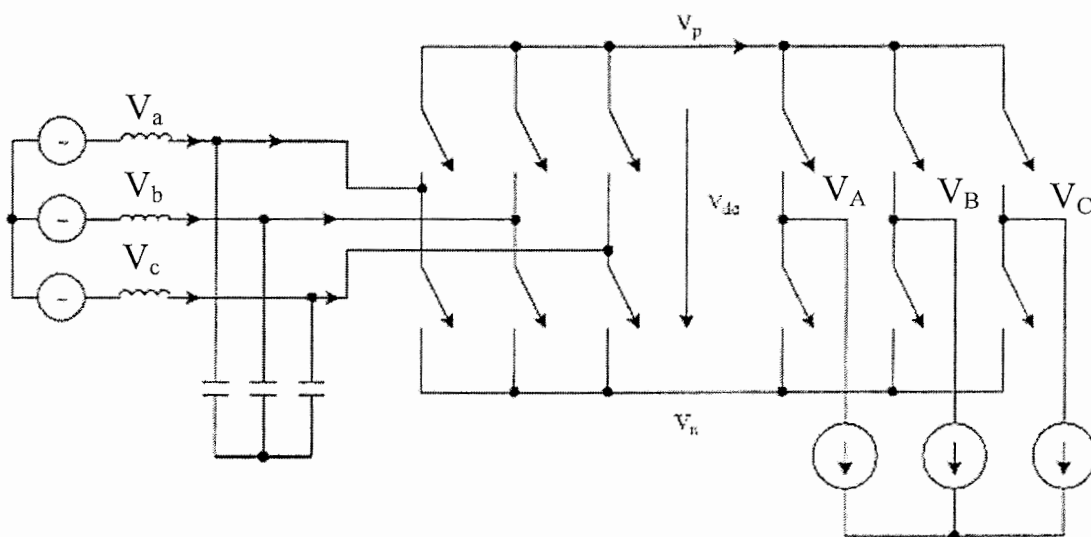
شکل ۲-۶: ساختار مبدل ماتریسی متداول ۳ فاز به ۳ فاز

تحقیقات بسیاری برای استفاده عملی از مبدل‌های ماتریسی در صنعت انجام شده است. این تحقیقات در زمینه کموتاسیون مطمئن مبدل‌های ماتریسی و ساختار سوئیچ‌های دو طرفه در آنها و یا در زمینه کنترل مبدل‌های ماتریسی به روش مدولاسیون پهنای پالس PWM صورت گرفته است [3,17,36,61].

۴-۲ مبدل‌های ماتریسی با دو پل

به منظور کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل ماتریسی متداول و ساده کردن مدار حفاظت آن در برابر اضافه ولتاژ می‌توان از یک خانواده از مبدل‌های ماتریسی بنام مبدل ماتریسی با دو پل استفاده کرد. این

مبدل‌ها از این جهت مبدل ماتریسی نامیده می‌شوند که شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی در آنها دقیقاً مانند مبدل‌های ماتریسی متداول بوده و ولتاژ خروجی مطلوب در این مبدل‌ها با استفاده از روش‌های کلیدزنی مشابه مبدل‌های ماتریسی متداول بدست می‌آید. این مبدل‌ها در اغلب زمینه‌ها قابلیت‌های مبدل‌های ماتریسی متداول را دارا می‌باشند. از جمله این قابلیت‌ها می‌توان به شکل موج‌های با کیفیت بالا در ورودی و خروجی، قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی، نداشتن المان‌های بزرگ ذخیره‌کننده انرژی مانند خازن الکتrolیتی باس DC و طراحی فیلتر ورودی مانند CMC اشاره کرد.

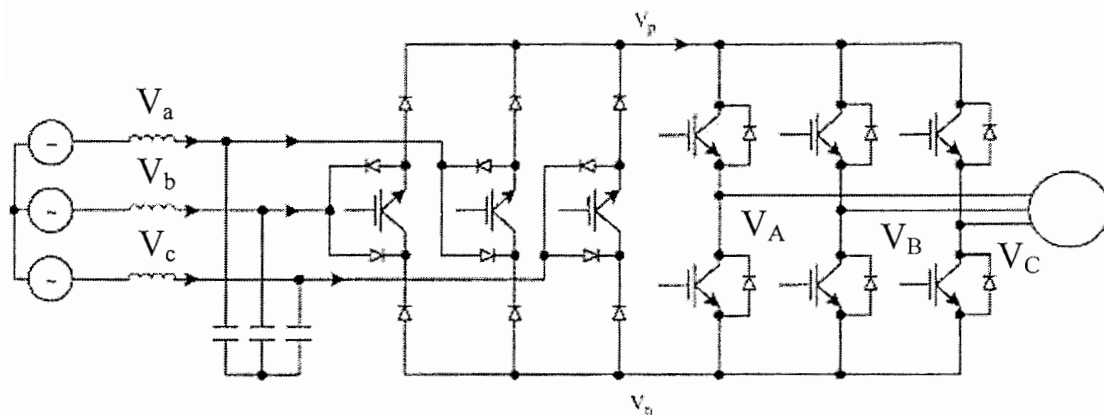


شکل ۷-۲: ساختار کلی مبدل ماتریسی با دو پل (DBMC)

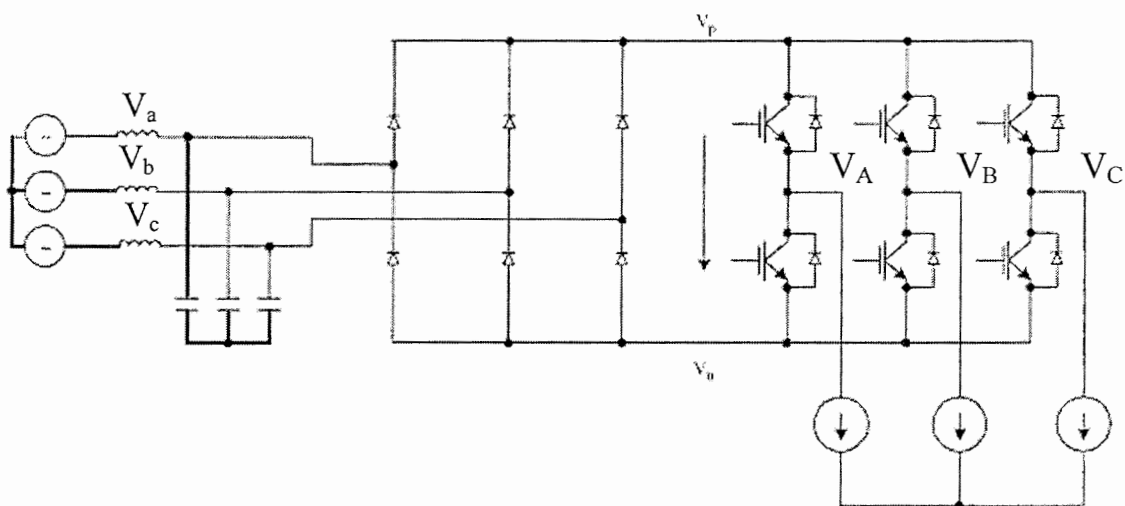
همچنین این مبدل‌ها تحت شرایط عملکرد مشابه به تعداد سوئیچ‌های کمتری نسبت به CMC نیاز داشته و در عین حال مدار برشگر محافظ آنها بسیار ساده‌تر و روشن‌تر است. کموتاسیون آنها ساده و مطمئن‌تر از CMC است.

شکل ۷-۲ یک ساختار استاندارد از DBMC با ۱۲ سوئیچ دو طرفه را نشان می‌دهد. اگر عملکرد دو طرفه بودن برای این مبدل در نظر گرفته شود این مبدل نیاز به ۲۴ سوئیچ یک‌طرفه و ۲۴ دیود دارد. با بکار بردن روش‌های مناسب کنترل PWM می‌توان تعداد سوئیچ‌های موجود در این مبدل را به طور قابل

ملاحظه‌ای کاهش داد که در شکل‌های ۲-۸ الی ۲-۱۰ نشان داده شده است. لازم به ذکر است که روش کنترل تمامی این مبدل‌ها کاملاً مشابه یکدیگر می‌باشد [40,60,61].



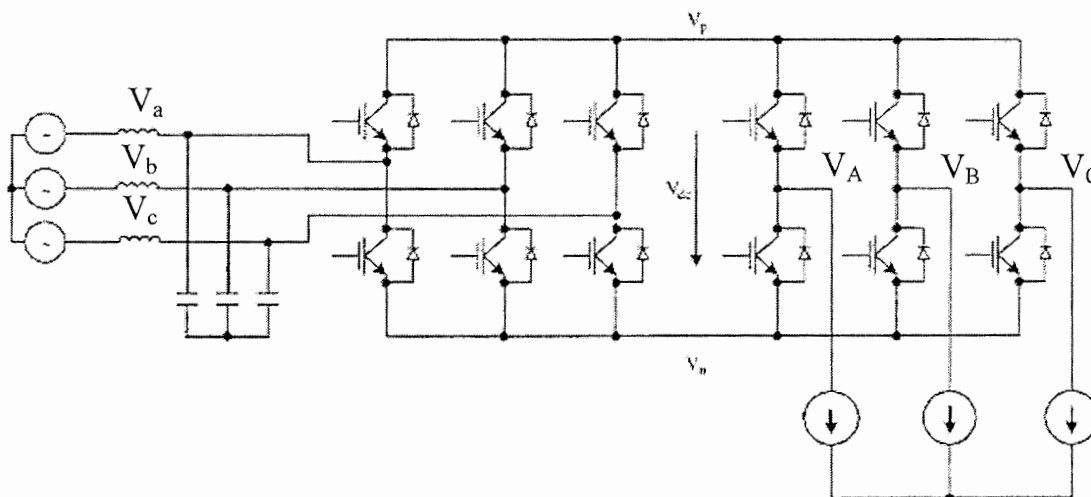
شکل ۲-۸: ساختار DBMC با استفاده از سوئیچ ۹



شکل ۲-۹: ساختار DBMC با استفاده از سوئیچ ۶

۲-۵ کاربردهای مبدل‌های ماتریسی

کاربردهای زیادی برای مبدل‌های ماتریسی در صنایع مطرح شده است. در این بخش مهم‌ترین این کاربردها معرفی می‌شوند.



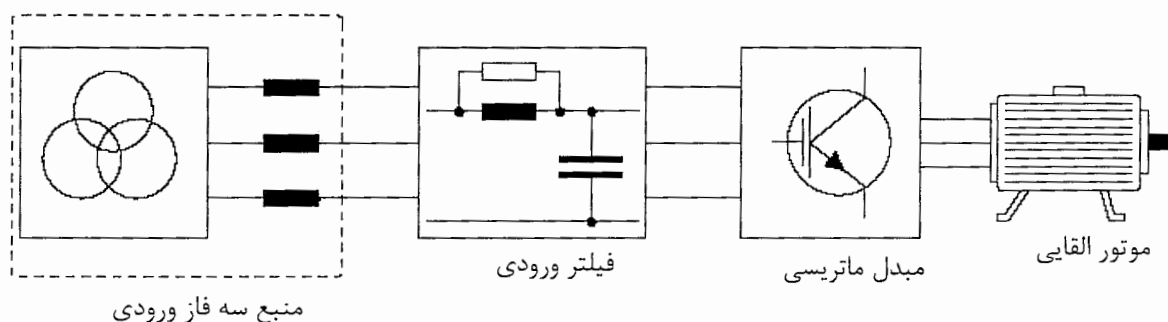
شکل ۲-۱۰: ساختار DBMC با استفاده از ۱۲ سوئیچ

۲-۵-۱ درایو موتورهای القایی

با توجه به عملکرد مبدل‌های ماتریسی در ۴ ناحیه گشتاور و سرعت، بازده انرژی در درایو موتورهای القایی با مبدل‌های ماتریسی نسبت به مبدل‌های AC/DC/AC بسیار بالا است. همچنین با توجه به قابلیت احیای انرژی بوسیله مبدل ماتریسی، این امکان وجود دارد که بیشتر انرژی جنبشی بار به سمت منبع برگردانده شود. در این حالت تلفات فقط مربوط به تلفات سوئیچها و تلفات فیلتر ورودی است. این تلفات خیلی کمتر از انرژی برگشت داده شده توسط مبدل ماتریسی به منبع می‌باشد. بنابراین در کل با استفاده از مبدل ماتریسی، یک درایو با بازده بسیار بالا تحقق پذیر است. با توجه به قابلیت‌های مبدل ماتریسی پیش بینی می‌شود که مبدل ماتریسی به عنوان یکی از مطرح‌ترین روشهای تبدیل توان در قرن حاضر باشد.

در روش کنترل برداری موتورهای القایی با استفاده از مبدل‌های ماتریسی، تنظیم سرعت موتور و کیفیت گشتاور آن کاملاً قابل رقابت با روش کنترل برداری موتورهای القایی با استفاده از مبدل‌های متداول AC/DC/AC است. بعلاوه در مبدل ماتریسی پاسخ پله سرعت موتور و پاسخ پله تغییرات بار

بسیار بهتر از اینورترهای متداول تغذیه شده منبع ولتاژ است^۱. همچنین عملکرد مبدل ماتریسی در ناحیه ولتاژ و جریان، قابلیت دینامیکی آن را بسیار بالا برده است. در شرایطی که موتور دارای سرعت نامی بوده و ولتاژ ورودی آن برابر ولتاژ نامی موتور است، ضریب توان ورودی نزدیک به عدد یک قابل وصول می‌باشد. همچنین جریان ورودی در این حالت سینوسی بوده و مقدار THD^۲ مربوط به آن خیلی کمتر از مبدلهای متداول AC/DC/AC می‌باشد [26,27]. با توجه به این که مبدل ماتریسی قابلیت کنترل دامنه ولتاژ خروجی و فرکانس خروجی را به طور همزمان دارد یکی از بهترین گزینه‌ها جهت کنترل حلقه باز موتورهای القایی به روش $\frac{V_s}{f_s}$ ثابت است. (V_s ولتاژ ترمینال موتور و f_s فرکانس منبع متصل به موتور است) شکل ۲-۱۱ بلوک دیاگرام درایو به این روش را نشان می‌دهد [28-30].



شکل ۲-۱۱: درایو حلقه باز یک موتور القایی به روش V_s/f_s ثابت

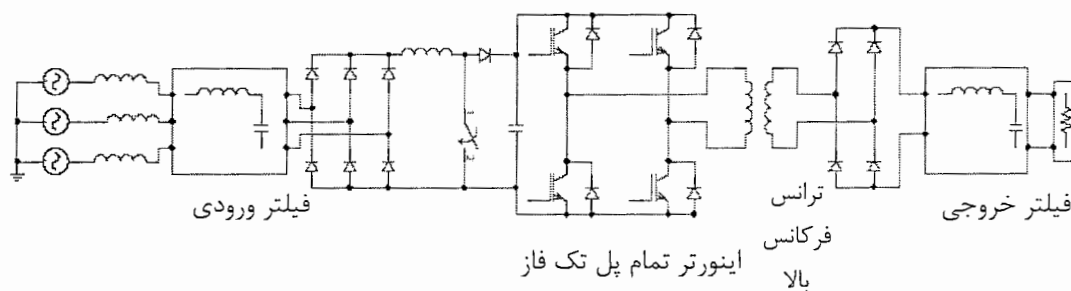
۲-۵-۲ منابع تغذیه سوئیچینگ

در این قسمت یکی از کاربردهای مهم مبدلهای ماتریسی یعنی منبع تغذیه سوئیچینگ توان بالا مورد استفاده در سیستم‌های مخابرات رادیویی مطرح می‌شود [32]. این منابع تغذیه معمولاً به صورت شکل ۲-۱۲ می‌باشند. در این مبدلها ولتاژ سه فاز ورودی توسط یک پل دیودی سه فاز یکسو می‌شود.

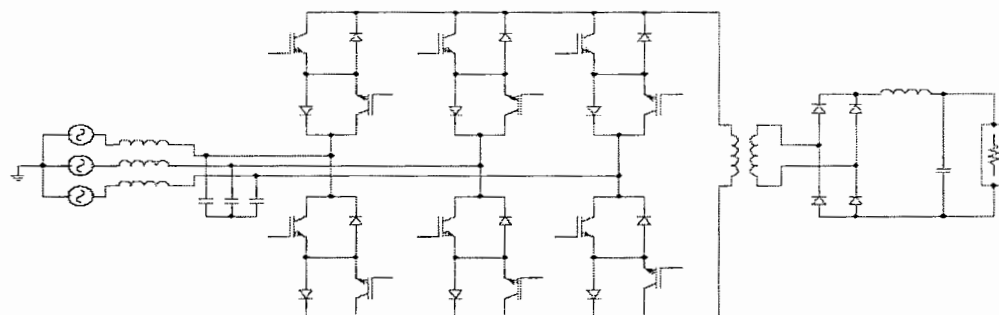
1-Voltage Source Inverter
2-Total Harmonic Distortion

سپس ولتاژ خروجی یکسوساز به یک مبدل DC به DC، که نقش اصلاح کننده ضریب قدرت ورودی^۱ را بر عهده دارد، داده می‌شود. خروجی مبدل DC به DC توسط یک خازن الکتrolیتی بزرگ تبدیل به یک ولتاژ DC ثابت می‌شود. سپس این ولتاژ DC با استفاده از یک اینورتر تمام پل تک فاز تبدیل به یک ولتاژ AC فرکانس بالا (۱۰ تا ۲۰ کیلو هرتز) می‌شود. این ولتاژ AC توسط یک ترانس فرکانس بالا، که برای جدا سازی الکتریکی ورودی مبدل از خروجی آن استفاده شده است، به یک پل دیودی تک فاز داده می‌شود. خروجی یکسو شده این پل دیودی پس از فیلتر شدن بعنوان DC رگوله شده مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این روش به دلیل استفاده از خازن الکتrolیتی بزرگ، مبدل حجم زیادی دارد. همچنین به دلیل استفاده از چندین طبقه مبدل الکترونیک قدرت، تلفات آن بالا و بازده آن پایین است.

یک روش دیگر جهت ساخت این ولتاژ DC، استفاده از مبدل‌های ماتریسی می‌باشد که در شکل ۲-۱۳ نشان داده شده است. در این روش مبدل ماتریسی سه فاز به تک فاز ابتدا ولتاژ سه فاز ۵۰ هرتز ورودی را به ولتاژ تک فاز ۱۰ تا ۲۰ کیلو هرتز تبدیل می‌کند. سپس خروجی مبدل ماتریسی جهت ساخت ولتاژ DC و ایزولاسیون به یک ترانسفورماتور فرکانس بالا داده می‌شود. روش مدولاسیون صورت گرفته در این مبدل می‌تواند روش مدولاسیون فضای برداری یا روش مدولاسیون مستقیم باشد. از مزیت‌های این روش می‌توان به داشتن ضریب توان ورودی یک و کیفیت بالای جریان ورودی آن اشاره کرد [32].



شکل ۲-۱۲: منبع تغذیه سوئیچینگ متداول در مخابرات رادیویی



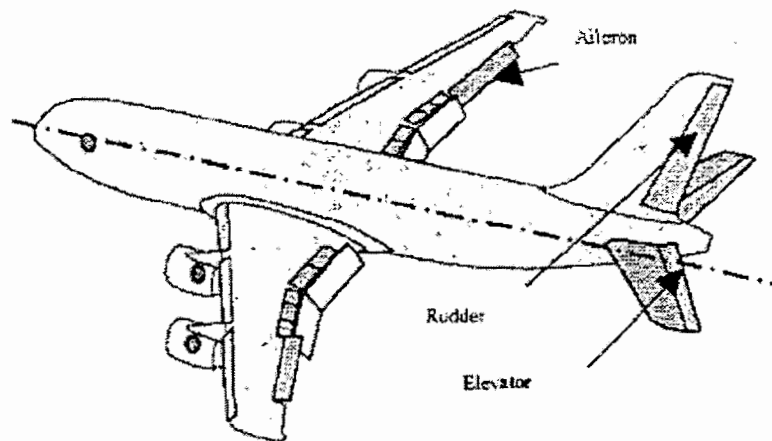
شکل ۲-۱۳: ساختار منبع تغذیه سوئیچینگ مخابراتی با استفاده از مبدل ماتریسی سه فاز به تک فاز

۲-۵-۳ کاربرد در صنایع هواپیمایی

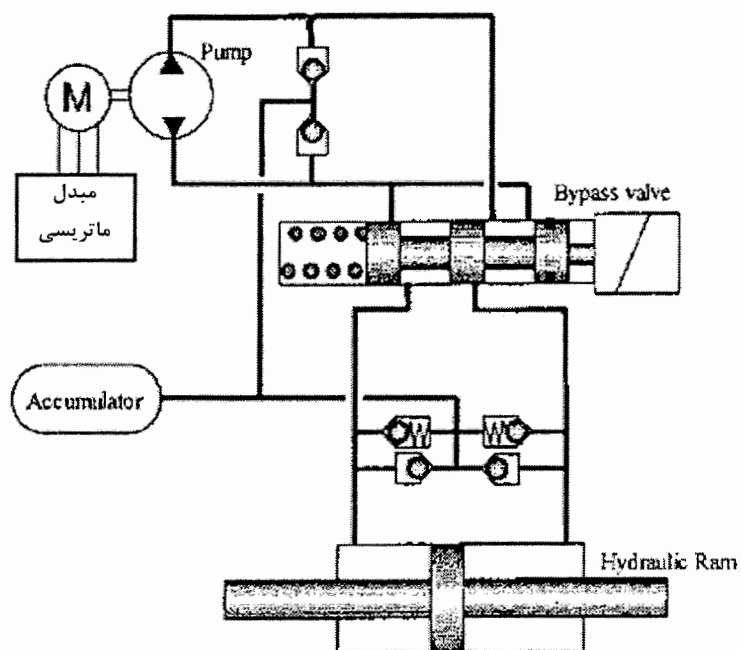
در تمامی هواپیماها برای تغییر دادن موقعیت قسمت متحرک بال هواپیما از یک پیستون استفاده می‌شود که فشار روغن موجود در دو طرف پیستون آن را جابجا می‌کند. همچنین یک موتور الکتریکی وجود دارد که پمپ روغن مربوط به قسمت هیدرولیک این بخش را چرخانده و مقدار فلوی روغن درون لوله‌ها را کنترل می‌کند. این موتور معمولاً یک موتور مغناطیس دائم سه فاز^۱ است که توسط یک مبدل الکترونیک قدرت راه‌اندازی و کنترل می‌شود. شکل‌های ۲-۱۴ و ۲-۱۵ بیان‌کننده این مطلب هستند.

با توجه به ویژگی‌های ذکر شده در مورد مبدل‌های ماتریسی از قبیل اندازه فیزیکی کوچک (به دلیل نداشتن خازن الکتrolیتی و...)، قابلیت اطمینان بالا، طول عمر زیاد، عملکرد در دماهای بالا تا حدود 300°C مبدل ماتریسی یکی از بهترین گزینه‌ها جهت درایو موتور مغناطیس دائم موجود در این قسمت هواپیما است [31].

1- Permanent Magnet Motor



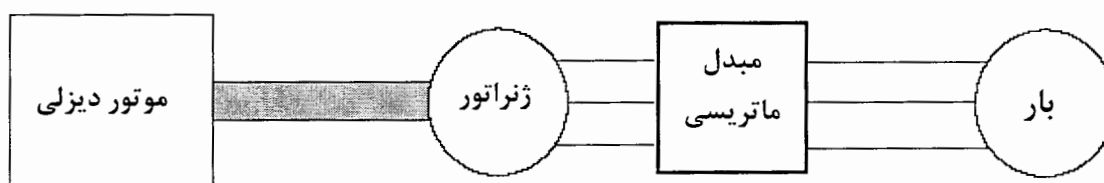
شکل ۲-۱۴: سطوح پرواز یک هواپیمای مسافربری معمولی



شکل ۲-۱۵: محرک الکتروهیدرواستاتیکی قسمت متحرک بال هواپیما

۴-۵-۲ کاربرد به عنوان رگولاتور ولتاژ

معمولا در مناطقی که امکان برق رسانی به آنها وجود ندارد برای تولید برق از یک دیزل ژنراتور استفاده می‌شود. به دلیل ثابت نبودن سرعت موتور دیزلی و تغییرات بار، فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی ژنراتور ثابت نمی‌باشد. بنابراین نیاز است با استفاده از یک مبدل الکترونیک قدرت، ولتاژ و فرکانس خروجی ژنراتور را برای تحویل به بار ثابت نگاه داشت. مبدل ماتریسی به دلیل توانایی کنترل همزمان ولتاژ و فرکانس یکی از بهترین گزینه‌ها برای این کار می‌باشد که در شکل ۱۶-۲ نشان داده شده است. لازم به ذکر است در شکل ۱۶-۲ مسیره‌های فیدبک از ولتاژ و جریان خروجی نشان داده نشده اند [33].



شکل ۱۶-۲: رگولاتور ژنراتور دیزل

۵-۵-۲ کاربرد در سیستم‌های قدرت

۱-۵-۵-۲ کنترل کننده یک پارچه عبور توان یا UPFC^۱

کنترل کننده یک پارچه عبور توان (UPFC) توانایی کنترل پارامترهای موثر خط انتقال یعنی ولتاژ، امپدانس و زاویه را داشته و بنابراین می‌تواند توان اکتیو و راکتیو عبوری از خط انتقال را کنترل نماید.

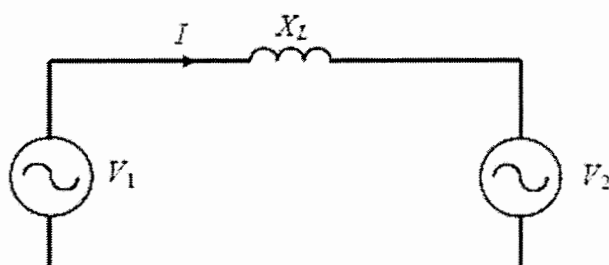
در شکل ۱۷-۲ دو سیستم با ولتاژهای V_1 و V_2 که توسط یک خط انتقال با راکتانس X_L به هم متصل شده‌اند نشان داده شده است، UPFC های متداول که معمولا در این خط انتقال استفاده می‌شوند ساختاری به صورت شکل ۱۸-۲ دارند، همانطور که مشاهده می‌کنید در شکل ۱۸-۲ UPFC از یک مبدل AC به DC با یک خازن در باس DC و یک اینورتر تشکیل شده. با توجه به اینکه مبدل

1-Unified Power Flow Controller

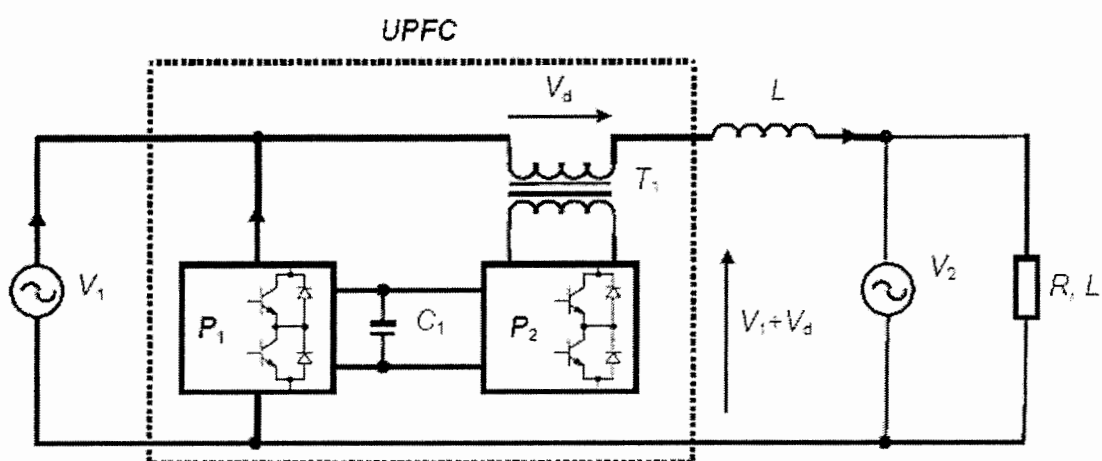
ماتریسی یک جایگزین بسیار مناسب برای مبدل‌های متداول AC/DC/AC می‌باشد، از مدار شکل ۲-۱۹ برای ساخت UPFC استفاده شده است [34].

۲-۵-۵-۲ مبدل واسطه اتصال در شبکه‌های برقی که فرکانس‌های متفاوت دارند

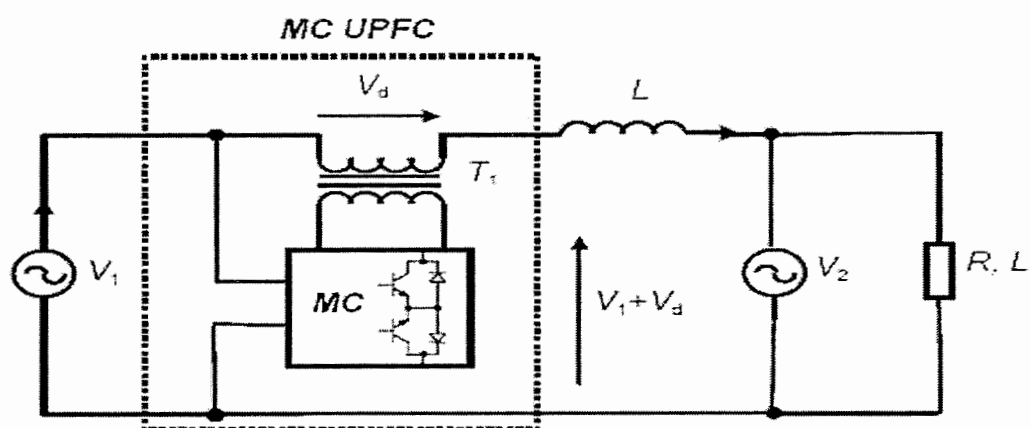
یکی از کار بردهای مبدل ماتریسی زمانی است که می‌خواهیم دو شبکه با فرکانس مختلف را به یکدیگر متصل کنیم. با توجه به این که مبدل ماتریسی توانایی کنترل فرکانس و دامنه ولتاژ را به طور همزمان دارد یکی از بهترین گزینه‌ها در این کار برد است [35].



شکل ۲-۱۷: مدار ساده اتصال دو سیستم الکتریکی



شکل ۲-۱۸: ساختار UPFC متداول



شکل ۲-۱۹: ساختار UPFC با استفاده از مبدل ماتریسی

۶-۲ خلاصه

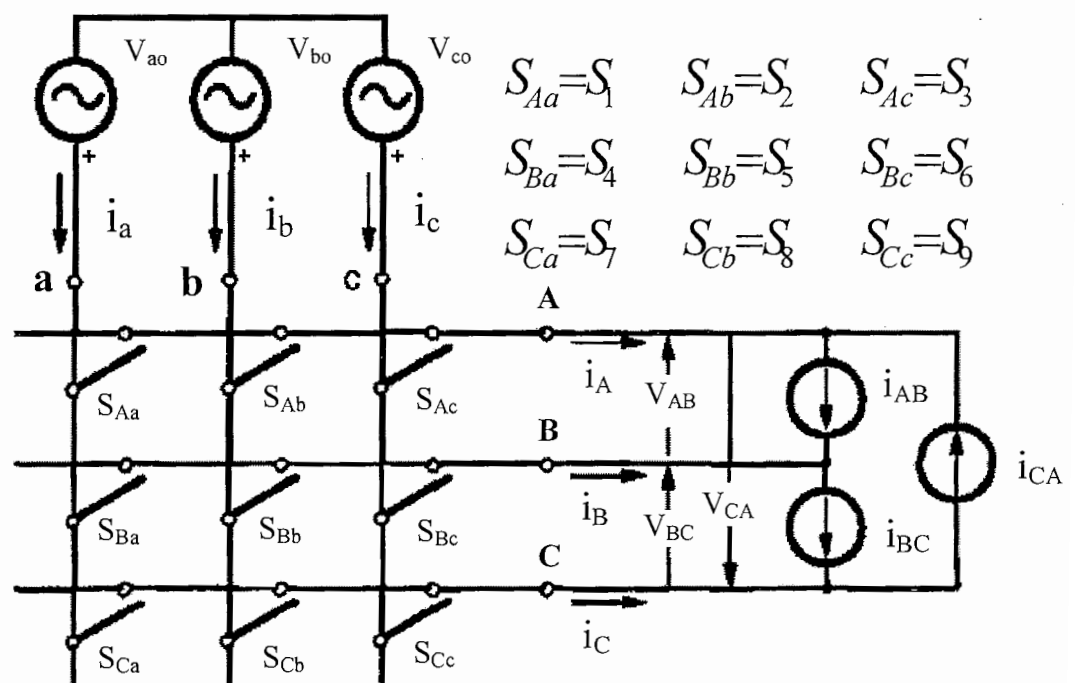
در این فصل سخت افزار انواع مبدل‌های ماتریسی و سوئیچ‌های دوطرفه مورد استفاده در آنها بررسی شد. مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزایای فراوان مانند شکل موج‌های با کیفیت بالا در ورودی و خروجی، حجم کم، امکان کار در دماهای بالا تا حدود ۳۰۰ درجه سانتیگراد، امکان کنترل ضریب قدرت ورودی و امکان کنترل اختلاف فاز ولتاژ خروجی در سال‌های اخیر به عنوان یکی از بهترین گزینه‌ها در صنعت تبدیل توان مطرح شده‌اند، که به تعدادی از کاربردهای آن اشاره گردید.

فصل سوم

روشهای کنترل مبدل‌های ماتریسی

۳-۱ مقدمه

در این فصل ابتدا اصول حاکم بر تمامی مبدل‌های ماتریسی بیان شده‌اند، پس از بیان این اصول، روشهای مهم کنترل مبدل‌های ماتریسی یعنی روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری و روش مدولاسیون مستقیم بطور کامل بررسی می‌شوند. در قسمت آخر این فصل یک روش مدولاسیون جدید مطرح شده است که می‌تواند تاثیر عدم تعادل ولتاژ ورودی را در خروجی مبدل جبران کند.



شکل ۳-۱: ساختار ساده یک مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

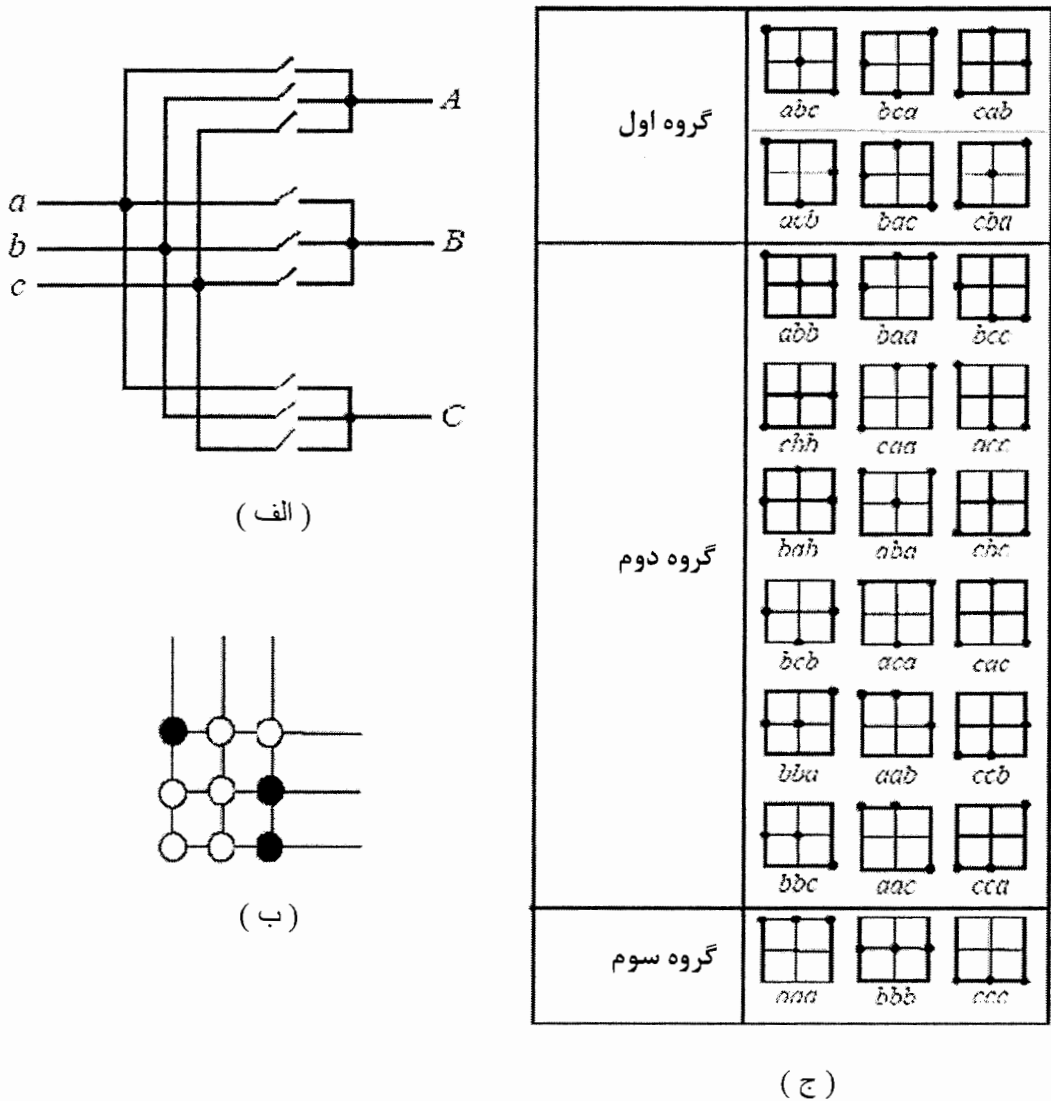
۳-۲ اصول کنترل مبدل‌های ماتریسی

مبدل ماتریسی متداول سه فاز به سه فاز شکل ۳-۱ را در نظر بگیرید، اگر سوئیچهای یک سطر از مبدل شکل ۳-۱ با هم روشن باشند یک اتصال کوتاه بین فازهای ورودی ایجاد می‌شود. با توجه به این که در مبدل ماتریسی در فازهای ورودی هیچ سلفی برای محدود کردن جریان وجود ندارد، در مدت زمان اتصال کوتاه جریان بسیار زیادی از سوئیچهای آن سطر می‌گذرد. این جریان بالا می‌تواند باعث آسیب دیدن سوئیچها گردد. بنابراین در هر لحظه از زمان در هر سطر فقط یکی از سه سوئیچ می‌تواند روشن باشد. همچنین با توجه به این که در اغلب موارد بار خروجی مبدل یک بار القایی است برای این که اضافه ولتاژ ناشی از قطع جریان بار، (که به صورت $L_{load} \frac{di}{dt}$ می‌باشد) به سوئیچهای مبدل آسیب نزند، در هر لحظه حداقل یکی از سوئیچهای هرستون در مبدل شکل ۳-۱ باید روشن باشد. به طور مثال در هر لحظه از زمان در ستون اول حداقل باید یکی از سه سوئیچ S_{Ca} و S_{Ba} ، S_{Aa} باید روشن باشد.

دو شرط ذکر شده باعث می‌شود در مبدل ماتریسی فقط ۲۷ ترکیب مجاز برای روشن و خاموش بودن سوئیچها وجود داشته باشد. این ۲۷ حالت در شکل ۳-۲ به صورت خلاصه نشان داده شده‌اند. نقاط توپر در این اشکال به مفهوم این است که سوئیچ مربوط به آن سطر و ستون روشن می‌باشد [2,3,17].

این ۲۷ ترکیب را معمولاً به سه گروه دسته بندی می‌کنند. گروه اول شامل ۶ ترکیب است و هر فاز خروجی به یک فاز از ورودی متصل است. گروه دوم شامل ۱۸ ترکیب است و دو فاز خروجی به یک فاز ورودی متصل هستند. در گروه دوم همیشه یکی از ولتاژهای خط به خط خروجی صفر است. در گروه سوم که شامل ۳ ترکیب است همه فازهای خروجی به یک فاز ورودی متصل هستند. در نتیجه در گروه سوم تمامی ولتاژهای خط به خط خروجی برابر صفر می‌باشند. مطالب گفته شده در این قسمت به صورت خلاصه در جدول ۳-۱ آورده شده است. در این جدول برای هر یک از این ۲۷ حالت، وضعیت روشن و خاموش بودن هر یک از ۹ سوئیچ دو طرفه مشخص شده است. مفهوم $S_{jk} = 1$ ،

($k \in \{a, b, c\}$ و $j \in \{A, B, C\}$) این است که سوئیچ S_{jk} روشن می‌باشد و $S_{jk}=0$ به این مفهوم است که سوئیچ S_{jk} خاموش است [16,17].



شکل ۳-۲: ساختار پایه میدل ماتریسی (الف) مدار الکتریکی میدل
(ب) نماد ساده میدل (ج) ۲۷ حالت کلیدزنی مجاز در میدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز

۲- مدولاسیون مستقیم^۱

ولتاژ و جریان سه فاز ورودی مبدل در شکل ۱-۳ به ترتیب با روابط ۱-۳ و ۲-۳ داده شده اند. هدف بدست آوردن یک ماتریس 3×3 به صورت رابطه ۳-۳ است، بطوریکه اگر در هر لحظه از زمان این ماتریس در ولتاژ سه فاز ورودی ضرب شود، حاصل آن ولتاژ مطلوب سه فاز خروجی به صورت رابطه ۴-۳ باشد.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_{im} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_{im} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = V_{om} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

که ϕ_o اختلاف فاز ولتاژ خروجی نسبت به ولتاژ ورودی است. همچنین درایه‌های ماتریس M باید دارای شرایط زیر باشند [17]:

$$0 \leq m_{jk} \leq 1 \quad \text{و} \quad j \in \{A, B, C\} \quad \text{و} \quad k \in \{a, b, c\} \quad (5-3)$$

$$m_{ja} + m_{jb} + m_{jc} = 1 \quad j \in \{A, B, c\} \quad (6-3)$$

محدودیت‌های داده شده در روابط ۵-۳ و ۶-۳ بیانگر همان دو شرطی است که جدول ۱-۳ بوسیله آنها بدست آمده است. روابط ۷-۳ و ۸-۳ به ترتیب ارتباط بین ولتاژ فاز خروجی با ولتاژ فاز ورودی و جریان فاز خروجی با جریان فاز ورودی را نشان می‌دهند.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

ارائه یک روش کنترل یعنی تعیین مقادیر درایه های ماتریس M در هر لحظه از زمان بگونه‌ای که از دو قانون ذکر شده پیروی کنند. m_{jk} در واقع دوره وظیفه سوئیچ S_{jk} می‌باشد. اگر فرکانس کلیدزنی مبدل $f_s = \frac{1}{T_s}$ باشد روابط ۹-۳ و ۱۰-۳ باید در هر T_s برقرار باشند.

$$0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad (9-3)$$

$$\sum_{k=a,b,c} m_{jk} = 1 \quad (10-3)$$

۳-۳ کنترل مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس

درفضای برداری SVPWM

با توجه به مبدل ماتریسی شکل ۱-۳، در یک لحظه از زمان فازهای ورودی نباید اتصال کوتاه شوند و با توجه به طبیعت القایی بار، فازهای خروجی نباید مدار باز گردند. اگر تابع عملکرد هر سوئیچ (S_{jk}) در شکل ۱-۳ با رابطه ۱۱-۳ نشان داده شود، محدودیت‌هایی را که قبلاً ذکر شد می‌توان با رابطه ۱۲-۳ بیان کرد.

$$S_{jk}(t) = \begin{cases} 1 \rightarrow S_{jk} \text{ close} \\ 0 \rightarrow S_{jk} \text{ open} \end{cases} \quad j \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \quad (11-3)$$

$$S_{ja} + S_{jb} + S_{jc} = 1 \quad j \in \{A, B, C\} \quad (12-3)$$

با توجه به جدول ۱-۳ و شکل ۱-۳، روابط ۱۳-۳ و ۱۴-۳ به ترتیب برای ولتاژهای خط خروجی و جریان فازهای ورودی به صورت مستقیم بدست می‌آیند.

$$\bar{v}_{oL} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ba} & S_{Ab} - S_{Bb} & S_{Ac} - S_{Bc} \\ S_{Ba} - S_{Ca} & S_{Bb} - S_{Cb} & S_{Bc} - S_{Cc} \\ S_{Ca} - S_{Aa} & S_{Cb} - S_{Ab} & S_{Cc} - S_{Ac} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = T_{phL} \times \bar{v}_{iph} \quad (13-3)$$

و

$$\bar{i}_{iph} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ba} & S_{Ab} - S_{Bb} & S_{Ac} - S_{Bc} \\ S_{Ba} - S_{Ca} & S_{Bb} - S_{Cb} & S_{Bc} - S_{Cc} \\ S_{Ca} - S_{Aa} & S_{Cb} - S_{Ab} & S_{Cc} - S_{Ac} \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i_{AB} \\ i_{BC} \\ i_{CA} \end{bmatrix} = T_{phL}^T \times \bar{i}_{OL} \quad (14-3)$$

که \bar{v}_{oL} ، \bar{v}_{iph} و \bar{i}_{iph} به ترتیب بیانگر بردارهای ولتاژ خط خروجی، جریان خط خروجی، ولتاژ فاز ورودی و جریان فاز ورودی هستند. در روابط بالا ماتریس لحظه‌ای انتقال فاز ورودی به خط خروجی در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز می‌باشد و T_{phL}^T ترانزپوز ماتریس T_{phL} است. همچنین ولتاژ فاز خروجی و جریان فاز ورودی را می‌توان با استفاده از معادلات ۱۳-۱۵ و ۱۳-۱۶ به صورت زیر بیان کرد.

$$\bar{v}_{oph} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = T_{phph} \times \bar{v}_{iph} \quad (15-3)$$

$$\bar{i}_{iph} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{phph}^T \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T_{phph}^T \times \bar{i}_{oph} \quad (16-3)$$

ماتریس T_{phph} ماتریس لحظه‌ای تبدیل فاز ورودی به فاز خروجی می‌باشد. معادلات ۱۳-۳ تا ۱۶-۳ در صورتی صحیح هستند که فرکانس کلیدزنی (f_s) خیلی بیشتر از فرکانس‌های ورودی و خروجی (f_i و f_o) باشد. معمولاً توصیه می‌شود که f_s ، حداقل ۲۰ برابر فرکانس‌های ورودی و خروجی باشد [4]. تابع کلیدزنی S_{jk} در واقع همان دوره وظیفه سوئیچ S_{jk} است که از این به بعد با d_{jk} نشان داده می‌شود. معادل فرکانس پایین روابط ۱۱-۳ تا ۱۶-۳ به ترتیب با استفاده از روابط ۱۷-۳ تا ۲۲-۳ نشان داده شده اند.

$$0 \leq d_{jk} \leq 1 \quad j \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \quad (17-3)$$

$$d_{ja} + d_{jb} + d_{jc} = 1 \quad j \in \{A, B, C\} \quad (18-3)$$

$$\bar{v}_{oL} = T_{phL} \times \bar{v}_{iph} \quad (19-3)$$

$$\bar{i}_{iph} = T_{phL}^T \times \bar{i}_{oL} \quad (20-3)$$

$$\bar{v}_{oph} = T_{phph} \times \bar{v}_{iph} \quad (21-3)$$

$$\bar{i}_{iph} = T_{phph}^T \times \bar{i}_{oph} \quad (22-3)$$

که در این معادلات ماتریسهای T_{phL} و T_{phph} بصورت زیر می‌باشند.

$$T_{phL} = \begin{bmatrix} d_{Aa} - d_{Ba} & d_{Ab} - d_{Bb} & d_{Ac} - d_{Bc} \\ d_{Ba} - d_{Ca} & d_{Bb} - d_{Cb} & d_{Bc} - d_{Cc} \\ d_{Ca} - d_{Aa} & d_{Cb} - d_{Ab} & d_{Cc} - d_{Ac} \end{bmatrix} \quad (23-3)$$

$$\bar{T}_{phph} = \begin{bmatrix} d_{Aa} & d_{Ab} & d_{Ac} \\ d_{Ba} & d_{Bb} & d_{Bc} \\ d_{Ca} & d_{Cb} & d_{Cc} \end{bmatrix} \quad (24-3)$$

T_{phL} و T_{phph} ماتریسهای فرکانس اصلی تبدیل فاز ورودی به خط خروجی و فاز ورودی به فاز

خروجی هستند. اگر ولتاژهای فازهای ورودی و خط خروجی به صورت زیر باشند.

$$\bar{v}_{iph} = V_{im} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (25-3)$$

$$\bar{v}_{oL} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \times V_{om} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (26-3)$$

که V_{om} و V_{im} به ترتیب دامنه ولتاژ فازهای ورودی و خروجی هستند. تابع تبدیل فرکانس اصلی فاز ورودی به خط خروجی بصورت زیر است:

$$T_{phL} = m \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^T \quad (27-3)$$

بطوریکه در این رابطه m ($0 \leq m \leq 1$) اندیس مدولاسیون بوده و ϕ_i یک زاویه اختیاری می باشد. روابط ۲۵-۳ تا ۲۷-۳ به شرطی در رابطه ۱۹-۳ صدق می کنند که رابطه ۲۸-۳ برقرار باشد.

$$V_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times V_{im} \times m \times \cos(\phi_i) \quad (28-3)$$

در این حالت با توجه به طبیعت القایی بار می توان جریان خط خروجی را سینوسی فرض کرد و به صورت زیر نشان داد.

$$\bar{i}_{oL} = \frac{I_{om}}{\sqrt{3}} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o - \phi_L + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o - \phi_L + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o - \phi_L + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (29-3)$$

در رابطه (۲۹-۳) ϕ_L زاویه بار در فرکانس خروجی (f_o) می باشد. اگر روابط (۲۷-۳) و (۲۹-۳) در رابطه (۲۰-۳) قرار داده شوند، رابطه ۳۰-۳ برای جریان فاز ورودی بدست می آید:

$$i_{iph} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_{im} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_i) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (30-3)$$

که I_{im} در معادله ۳۰-۳ به صورت زیر محاسبه می شود.

$$I_{im} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times I_{om} \times m \times \cos(\phi_L) \quad (31-3)$$

از معادله (۳-۲۸) مشخص است که باید یک مصالحه میان اندیس مدولاسیون m ، نسبت تبدیل ولتاژ $\frac{V_{om}}{V_{im}}$ و اختلاف فاز میان جریان و ولتاژ فاز ورودی (ϕ_i) برقرار کرد. به طور مثال ضریب توان در ورودی زمانی حداکثر (یک) است که $\phi_i = 0$ باشد. در این صورت اگر m برابر با ۱ انتخاب گردد، حداکثر $\frac{V_{om}}{V_{im}}$ برابر $\frac{\sqrt{3}}{2}$ بدست می‌آید. حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ برابر $\frac{\sqrt{3}}{2}$ مستقل از تکنیک مدولاسیون مبدل ماتریسی بوده و محدودیت ذاتی مبدل ماتریسی می‌باشد. در ادامه یک اثبات ساده برای این که $\frac{V_{om}}{V_{im}}$ همیشه باید کوچکتر یا مساوی $\frac{\sqrt{3}}{2}$ باشد آورده خواهد شد [2,5,17].

تنها محدودیت موجود در مباحثی که تا کنون انجام شده است برابر بودن توان ورودی و خروجی مبدل ماتریسی متداول است. یعنی تمامی بحث‌های انجام شده با فرض $P_i = P_o$ انجام شده است. با استفاده از روابط (۳-۲۸) و (۳-۳۱) می‌توان نتیجه گرفت که P_i برابر P_o می‌باشد.

$$V_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times V_{im} \times m \times \cos(\phi_i)$$

$$I_{im} = \frac{\sqrt{3}}{2} \times I_{om} \times m \times \cos(\phi_L)$$

$$P_i = \frac{3}{2} \times V_{im} \times I_{im} \times \cos(\phi_i) = \frac{3}{2} \times V_{om} \times I_{om} \times \cos(\phi_L) = P_o \quad (۳-۳۲)$$

برای تکمیل بحث کنترل یک مبدل ماتریسی بوسیله SVPWM باید دو مطلب کاملاً مشخص شوند.

۱- در هر T_s باید دوره وظیفه سوئیچ ها (d_{jk}) مشخص شوند.

۲- موقعیت پالس‌های سوئیچینگ در یک دوره T_s باید بدست آیند [12][16-18].

۳-۳-۱ روش تبدیل غیر مستقیم

با استفاده از رابطه ۳-۲۷ می‌توان روش تبدیل غیر مستقیم را بیان کرد، همانطور که می‌بینید در

معادله ۳-۲۷ ماتریس انتقال فاز ورودی به خط خروجی (T_{phL}) برابر حاصل ضرب دو ماتریس می-باشد، که به صورت خلاصه در رابطه ۳-۳۳ نشان داده شده است.

$$T_{phL} = T_{VSI}(\omega_o) \times T_{VSR}^T(\omega_i) \quad (33-3)$$

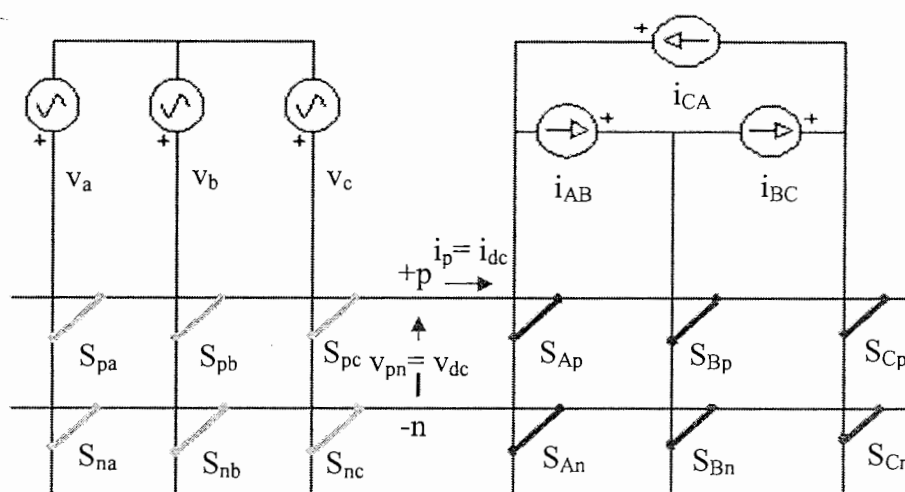
با ضرب کردن ماتریس $T_{VSR}^T(\omega_i)$ در بردار ولتاژ ورودی (رابطه ۳-۲۵) یک ولتاژ ثابت به صورت رابطه ۳-۳۴ بدست می‌آید.

$$T_{VSR}^T(\omega_i) \times \bar{v}_{iph} = \frac{3}{2} \times V_{im} \times \cos(\phi_i) = const \quad (34-3)$$

این رابطه همانند عملکرد یک یکسو ساز می باشد (1VSR).

با ضرب کردن معادله ۳-۳۴ در ماتریس $T_{VSI}(\omega_o)$ عملکرد یک اینورتر با ورودی منبع ولتاژ (1VSI) تحقق می‌یابد. بنابراین روش غیر مستقیم (2ITF) یک تبدیل یکسو کنندگی منبع ورودی و اینورتری را انجام می‌دهد.

به شکل ۳-۳ دقت کنید، این شکل در یک لحظه خاص از زمان مبدل ماتریسی را به طور مجازی به صورت یک (VSR) و (VSI) مدل کرده است، با این فرض v_{pn} باید متعلق به یکی از ۶ حالت مقابل



شکل ۳-۳ معادل سازی یک مبدل ماتریسی با VSI و VSR

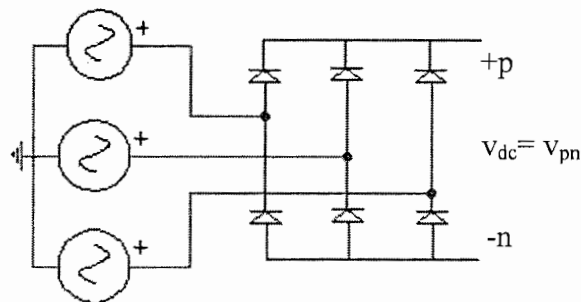
- 1-Voltage Source Rectifier
- 2-Voltage Source Inverter
- 3-Indirect Transformation

باشد $v_{pn} \cdot v_{pn} \in \{v_{ac}, v_{bc}, v_{ba}, v_{ca}, v_{cb}, v_{ab}\}$ را ولتاژ باس DC مجازی می‌نامیم [12-19].

۳-۱-۱-۳ تشریح عملکرد یک یکسوساز سه فاز دیودی :

مدار یک پل دیودی سه فاز به صورت شکل ۳-۴ می‌باشد. که ولتاژ سه فاز ورودی با استفاده از رابطه

۳۵-۳ داده می‌شود.



شکل ۳-۴: یکسوساز سه فاز دیودی

$$V_{iph} = V_{im} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (35-3)$$

که ω_i و V_{im} فرکانس زاویه‌ای ورودی و پیک ولتاژ فاز ورودی می‌باشند. با تعریف روابط زیر

$$v_{ab} = v_a - v_b \quad \text{و} \quad v_{ba} = v_b - v_a$$

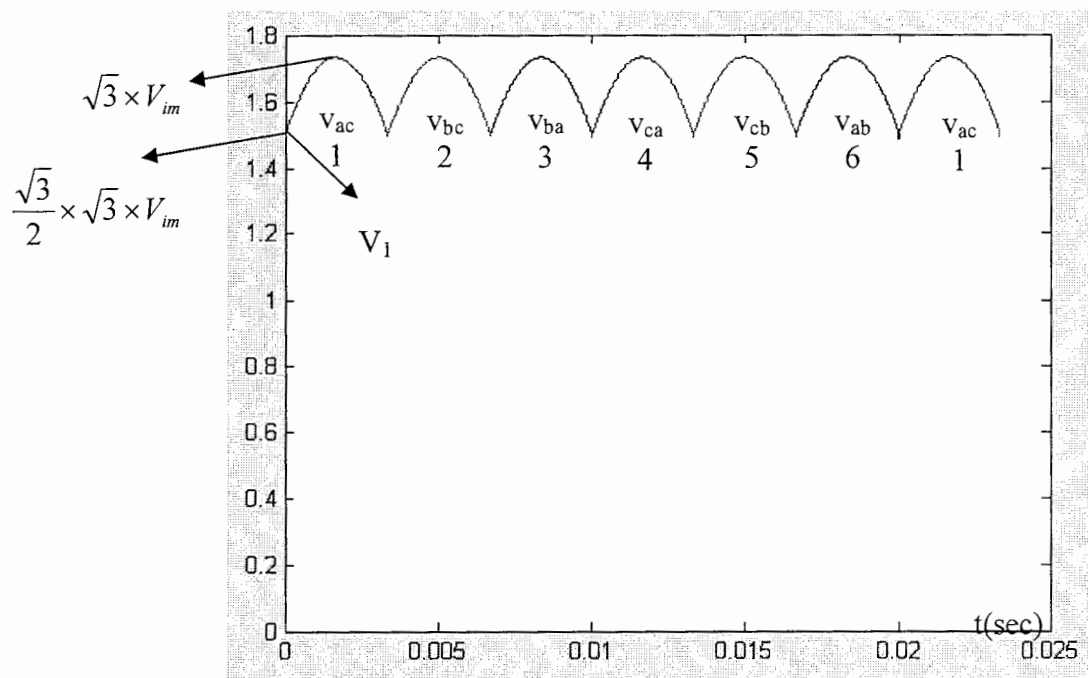
$$v_{ac} = v_a - v_c \quad \text{و} \quad v_{ca} = v_c - v_a \quad (36-3)$$

$$v_{bc} = v_b - v_c \quad \text{و} \quad v_{cb} = v_c - v_b$$

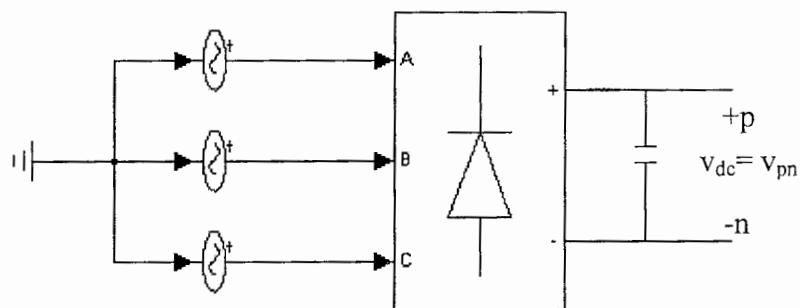
شکل موج ولتاژ باس DC مجازی (v_{pn}) به صورت شکل ۳-۵ خواهد شد. این شکل شامل ۶ کمان ولتاژهای خط ورودی و عکس آنها است. اگر در باس DC شکل ۳-۴ یک خازن به صورت شکل ۳-۶ موازی گردد، در این صورت v_{pn} در حالتی که جریانی از خروجی کشیده نشود به صورت یک ولتاژ DC ثابت خواهد بود. اگر خازنی در باس DC وجود نداشته باشد، آنگاه v_{pn} در یک دوره تناوب ورودی

$(\frac{1}{f_i})$ متعلق به مجموعه نشان داده شده در رابطه ۳-۳۷ می‌باشد.

$$V_{pn} \in \{V_{ac}, V_{bc}, V_{ba}, V_{ca}, V_{cb}, V_{ab}\} \quad (3-37)$$



شکل ۳-۵: ولتاژ باس DC مجازی



شکل ۳-۶: یکسوساز سه فاز دیودی به همراه خازن باس DC

یکی از اهداف مبدلهای ماتریسی حذف المان های پسیو از جمله خازن های بزرگ الکترولیتی باس DC است. بنابراین با در نظر گرفتن مبدل ماتریسی به صورت شکل ۳-۳، باید ولتاژ باس DC مجازی را به صورت شکل ۳-۵ در نظر گرفت.

باس DC مجازی به هیچ عنوان در مبدل ماتریسی واقعی شکل ۳-۱ وجود ندارد و هدف از مدل کردن مجازی مبدل ماتریسی به صورت شکل ۳-۳ دست یافتن به یک تکنیک مدولاسیون به روش SVPWM برای مبدل ماتریسی شکل ۳-۱ است.

شکل ۳-۵ بیان گر این مطلب است که با در نظر گرفتن مبدل ماتریسی به صورت شکل ۳-۳ ولتاژ های خط خروجی در هر لحظه از زمان فقط توسط یک یا دو عدد از فازهای ورودی ساخته شده و هیچ گاه از سه فاز ورودی استفاده نمی کنند. بنابراین در روش SVPWM از گروه اول جدول ۳-۱ استفاده نشده و فقط از گروه های دوم و سوم از جدول ۳-۱ برای ساخت ولتاژ مطلوب خروجی استفاده می گردد. اگر باس DC مبدل شکل ۳-۳ مقدار ثابتی باشد، کلا ۶ حالت مجاز برای روشن و خاموش کردن سوئیچ های S_{Ap} ، S_{Bp} ، S_{Cp} ، S_{An} ، S_{Bn} و S_{Cn} در شکل ۳-۳ وجود خواهد داشت، که در آن حالتها ولتاژهای خط خروجی مبدل مخالف صفر می شوند. و در دو حالت دیگر ولتاژهای خط خروجی برابر صفر می شوند [22,62].

در مبدل شکل ۳-۳ موضوع متفاوت است، با توجه به این که باس DC مجازی از ۶ کمان متفاوت ساخته شده است، در مبدل ماتریسی $6 \times 6 = 36$ حالت منحصر به فرد و ممکن وجود دارد که در آنها ولتاژ خروجی غیر صفر می شود. همچنین در مبدل ماتریسی ۳ حالت وجود دارد که در آنها ولتاژهای خط به خط خروجی صفر می شوند. این ۳ حالت همان ۳ حالت گروه سوم در جدول ۳-۱ می باشند [12-19].

به دلیل اینکه شکل موج ولتاژ باس DC مجازی در مبدل ماتریسی به صورت شکل ۳-۵ می باشد ولتاژ خروجی دارای هارمونیک هایی با فرکانس های زیر است. (f_i فرکانس ورودی و f_o فرکانس خروجی است) [12,16,17].

$$n \times |(6 \times f_i \pm f_o)| \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

همچنین در مبدل ماتریسی بر خلاف اینورترهای متداول تغذیه شده با منبع ولتاژ (که حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ $(\frac{V_{om}}{V_{im}})$ در آنها برابر با یک است) اگر نسبت تبدیل ولتاژ $(\frac{V_{om}}{V_{im}})$ از $\frac{\sqrt{3}}{2}$ بیشتر شود حالت فرامدولاسیون پیش می‌آید (V_{om} دامنه ولتاژ فاز خروجی و V_{im} دامنه ولتاژ فاز ورودی است) این موضوع در ادامه این مبحث آورده شده است [12-18,20].

با توجه به این که در مبدل ماتریسی ولتاژ باس DC به صورت شکل ۳-۵ می‌باشد، اگر دامنه ولتاژ فاز ورودی از نقطه V_1 که در شکل ۳-۵ نشان داده شده بیشتر شود حالت فرامدولاسیون رخ می‌دهد، بنابراین باید V_1 را بدست آورد، فرض کنید ولتاژهای سه فاز ورودی با استفاده از روابط زیر داده شده باشند.

$$v_a = V_{im} \times \cos(\omega_i t)$$

$$v_b = V_{im} \times \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_c = V_{im} \times \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3})$$

بنابراین v_{ac} برابر است با

$$v_{ac} = v_a - v_c = V_{im} \cdot (\cos \omega_i t - \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}))$$

$$v_{ac} = V_{im} \times (\cos \omega_i t - \cos(\omega_i t) \times \cos(\frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega_i t) \times \sin(\frac{2\pi}{3})) =$$

$$= V_{im} \times (\cos \omega_i t + 0.5 \cos \omega_i t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega_i t)$$

$$= V_{im} \times (\frac{3}{2} \cos \omega_i t + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \omega_i t)$$

$$= \sqrt{3} \times V_{im} \times [\frac{1}{2} \cos(\omega_i t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega_i t)] = \sqrt{3} \times V_{im} \cdot \cos(\omega_i t - \frac{\pi}{3})$$

با قرار دادن $t = 0$ در معادله v_{ac} ، V_1 بدست می‌آید.

$$V_1 = v_{ac}(0) = \sqrt{3} \times V_{im} \cdot \cos(-\frac{\pi}{3}) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{im}$$

بنابراین اگر $V_{om} < \frac{\sqrt{3}}{2} V_{im}$ باشد حالت فرامدولاسیون بوجود نمی‌آید.

۳-۳-۲ مدولاسیون فضای برداری مبدل ماتریسی

در این قسمت مدولاسیون فضای برداری مربوط به مبدل ماتریسی برای هر دو بخش VSI و VSR توضیح داده می‌شود. ابتدا روشهای $VSI-SVM^1$ و $VSR-SVM^2$ بیان می‌شوند. سپس توابع انتقال بخش‌های $VSI-SVM$ و $VSR-SVM$ از شکل ۳-۳ بدست می‌آیند. در ادامه تحلیل همزمان SVM ولتاژ خروجی و جریان ورودی برای کنترل مبدل ماتریسی در سه مرحله ارائه می‌شود. در انتها یک روش هندسی در فضای مختلط از کل پروسه مدولاسیون ارائه می‌گردد.

۳-۳-۱-۲ SVM ولتاژ خروجی

بخش VSI مدار شکل ۳-۳ در شکل ۳-۳ دوباره رسم شده است، این مدار را می‌توان مانند یک VSI مجزا در نظر گرفت که از طریق یک ولتاژ DC ($v_{dc} = v_{pn}$) تغذیه می‌شود. سوئیچهای قسمت VSI فقط می‌توانند ۶ ترکیب مجاز داشته باشند که ولتاژ خروجی حاصل از آنها غیر صفر گردد. همچنین دو ترکیب مجاز دارند که ولتاژ خروجی حاصل از آنها صفر می‌شود.

برای بررسی ولتاژ خط در فضای مختلط (محورهای d و q) می‌توان از تبدیل پارک استفاده کرد.

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} \times (v_{AB} + v_{BC} \cdot e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_{CA} \cdot e^{-\frac{j2\pi}{3}}) \quad (38-3)$$

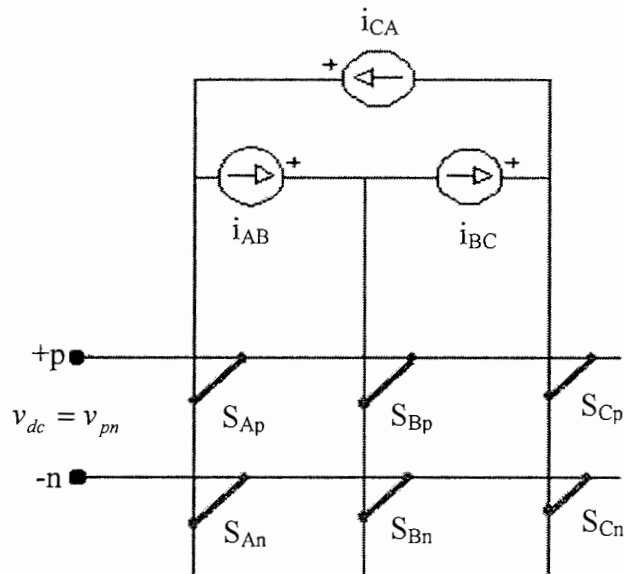
اگر ولتاژهای خط در رابطه ۳-۲۶ با استفاده از رابطه ۳-۳۸ به فضای d-q نگاشت شوند رابطه زیر

برای \bar{v}_{oL} بدست می‌آید.

$$\bar{v}_{oL} = \sqrt{3} \cdot V_{om} \cdot e^{j(\omega_o t - \phi_o + \frac{\pi}{6})} \quad (39-3)$$

1- Space Vector Modulation for VSI Part of Matrix Converter

2- Space Vector Modulation for VSR Part of Matrix Converter



شکل ۳-۷: بخش اینورتر مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز

۳-۲-۲ بررسی نگاشت ولتاژهای خط خروجی با استفاده از تبدیل پارک

می‌دانیم که شکل موج ولتاژ باس DC در مبدل شکل ۳-۳ برابر v_{pn} (شکل ۳-۵) می‌باشد. اگر فرض شود که $n \equiv 0$ و $p \equiv 1$ است، با در نظر گرفتن وضعیت سوئیچهای S_{Ap} ، S_{Bp} و S_{Cp} (روشن و خاموش بودن آنها) در نگاشت انجام شده با رابطه ۳-۳۸ (تبدیل پارک) ۸ حالت ایجاد می‌شود، حالات مذکور در ادامه مورد بحث قرار می‌گیرند.

$$\text{حالت ۱: } (S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (1, 0, 0)$$

به دلیل این که S_{Ap} و S_{Bp} و S_{Cp} به ترتیب برابر با ۱، ۰ و ۰ هستند، v_A ، v_B و v_C هم به ترتیب برابر v_{dc} و ۰ و ۰ می‌باشند. در حالت فوق وضعیت نگاشت ولتاژهای خط v_{AB} ، v_{BC} و v_{CA} بوسیله رابطه ۳-۳۸ برابر است با:

$$\begin{aligned} v_A &= v_{dc} & v_{AB} &= v_{dc} \\ v_B &= 0 & \Rightarrow v_{BC} &= 0 \\ v_C &= 0 & v_{CA} &= -v_{dc} \end{aligned}$$

$$v_{oL} = \frac{2}{3} \times v_{dc} \times (1 + 0 \times e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1 \times e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \frac{2 \times v_{dc}}{3} \times (1 + \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) = \frac{2 \times v_{dc}}{3} \times (\frac{3}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2})$$

$$\angle v_{oL} = \text{tg}^{-1}(\frac{\sqrt{3}/2}{3/2}) = \text{tg}^{-1}(\frac{\sqrt{3}}{3}) = 30^\circ = \frac{\pi}{6}$$

در نتیجه:

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2 \times v_{dc}}{3} \angle \frac{\pi}{6} = V_1(1,0,0)$$

حالت ۲ : $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (1,1,0)$

$$\begin{aligned} v_A &= v_{dc} & v_{AB} &= 0 \\ v_B &= v_{dc} & \Rightarrow v_{BC} &= v_{dc} \\ v_C &= 0 & v_{CA} &= -v_{dc} \end{aligned}$$

$$v_{oL} = \frac{2}{3} \times v_{dc} (0 + 1e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = \frac{2v_{dc}}{3} (-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) = \frac{2v_{dc}}{3} (0 + j\sqrt{3})$$

$$\angle v_{oL} = \text{tg}^{-1}(\frac{\sqrt{3}}{0}) = \text{tg}^{-1}(\infty) = 90^\circ = \frac{\pi}{2}$$

$$v_{oL} = \frac{2v_{dc}}{3} \angle \frac{\pi}{2} = V_2(1,1,0)$$

اگر به همین ترتیب حالت های دیگر محاسبه شوند نتایج زیر حاصل می گردد.

حالت ۳ : $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (0,1,0)$

$$v_{oL} = \frac{2v_{dc}}{3} \angle \frac{5\pi}{6} = V_3(0,1,0)$$

حالت ۴ : $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (0,1,1)$

$$v_{oL} = \frac{2v_{dc}}{3} \angle \frac{7\pi}{6} = V_4(0,1,1)$$

حالت ۵ : $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (0,0,1)$

$$v_{oL} = \frac{2v_{dc}}{3} \angle \frac{3\pi}{2} = V_5(0,0,1)$$

حالت ۶ : $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (1,0,1)$

$$v_{oL} = \frac{2v_{dc}}{3} < \frac{11\pi}{6} = V_6(1,0,1)$$

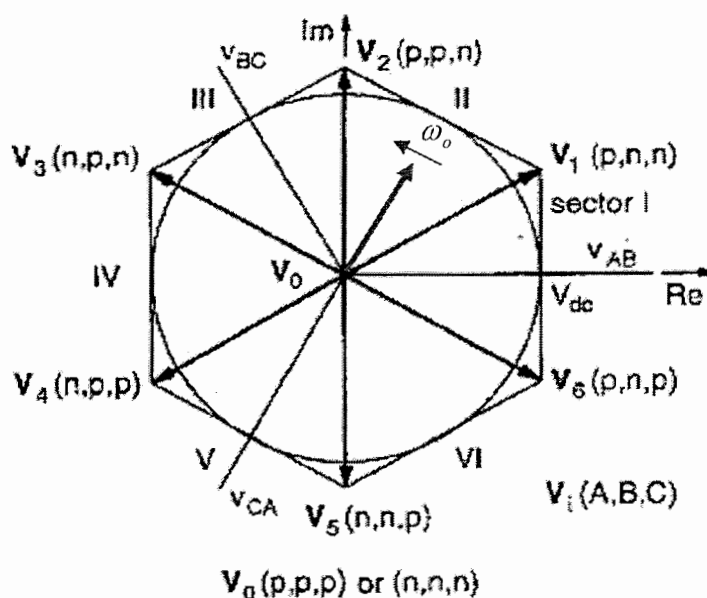
حالت ۷: $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (1,1,1)$

$$v_{oL} = V_0 = V_7(1,1,1) = V_7(p,p,p) = 0$$

حالت ۸: $(S_{Ap}, S_{Bp}, S_{Cp}) = (0,0,0)$

$$v_{oL} = V_0 = V_8(0,0,0) = V_8(n,n,n) = 0$$

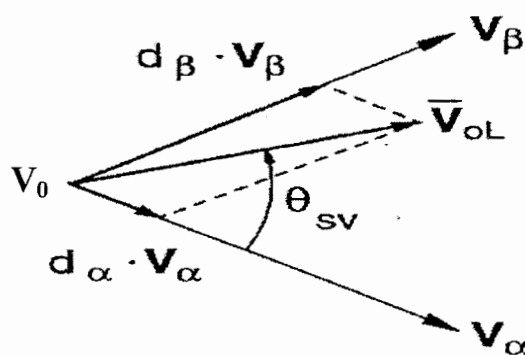
اگر حالت ذکر شده در صفحه مختصات $d-q$ رسم شوند تشکیل یک ۶ ضلعی می‌دهند که رئوس ۶ ضلعی توسط بردارهای V_1 تا V_6 ساخته شده و بردارهای V_7 و V_8 در مرکز آن قرار دارند. این ۶ ضلعی در شکل ۸-۳ رسم شده است.



شکل ۸-۳: شش ضلعی بخش اینورتر

بردار ولتاژ خط خروجی \bar{v}_{oL} در فضای برداری یا همان مختصات $d-q$ با استفاده از رابطه ۳-۳۹ بدست می‌آید. رابطه ۳-۳۹ بیانگر این حقیقت است که یک بردار با اندازه $\sqrt{3} \times V_{om}$ که ابتدای آن، در مرکز ۶ ضلعی شکل ۸-۳ قرار دارد با سرعت زاویه‌ای ω_0 در جهت مثبت مثلثاتی می‌چرخد.

بنابراین مطابق شکل ۳-۹ می‌توان در هر لحظه از زمان \bar{v}_{oL} را با استفاده از دو بردار مجاور آن (V_α و V_β) و بردار صفر (V_0) بدست آورد.



شکل ۳-۹: بردار مرجع خروجی در یکی از بخش‌های شش ضلعی VSI

همانطور که در شکل ۳-۹ نشان داده شده است، \bar{v}_{oL} در هر لحظه از زمان در یکی از ۶ بخش ۶ ضلعی شکل ۳-۸ قرار دارد. تصویر بردار \bar{v}_{oL} بر روی بردارهای مجاور آن یعنی V_α و V_β به ترتیب با $d_\alpha \cdot V_\alpha$ و $d_\beta \cdot V_\beta$ نشان داده شده است. مفهوم این مطلب این است که، برای بدست آوردن مقدار لحظه‌ای \bar{v}_{oL} بر حسب مقادیر V_α و V_β و V_0 باید در هر دوره سوئیچینگ مقادیر d_α و d_β و d_{0v} را بدست آورد. این مقادیر با استفاده از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_s} = m_v \cdot \sin(60 - \theta_{sv}) \quad (40-3)$$

$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_s} = m_v \cdot \sin(\theta_{sv}) \quad (41-3)$$

$$d_{0v} = \frac{T_{0v}}{T_s} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (42-3)$$

d_α و d_β و d_{0v} در واقع دوره وظیفه^۱ سوئیچ‌های اینورتر شکل ۳-۷ هستند. $d_\alpha \times T_s$ مدت زمانی است که در آن مقدار \bar{v}_{oL} برابر با V_α است، $d_\beta \times T_s$ مدت زمانی است که در آن مقدار \bar{v}_{oL} برابر با

1- Duty Cycle

V_β است، و $d_{0v} \times T_s$ مدت زمانی است که در آن مقدار \bar{v}_{ol} برابر با V_0 است. در روابط ۳-۴۰ تا ۳-۴۲ m_v اندیس مدولاسیون ولتاژ بوده و مقدار آن در هر لحظه از زمان با استفاده از رابطه ۳-۴۳ مشخص می‌شود.

$$0 \leq m_v = \frac{(\sqrt{3} \times V_{om})}{v_{dc}} \leq 1 \quad (43-3)$$

در نظر گرفتن m_v به صورت رابطه ۳-۴۳ سبب می‌شود که مقدار m_v در هر لحظه از زمان وابسته به دامنه ولتاژ باس DC مجازی باشد. این موضوع سبب می‌شود که با استفاده از رابطه ۳-۴۳ عدم تعادل ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی ظاهر نشود. بنابراین در این روش امکان جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی وجود دارد [21][18,19][12].

همانطور که از اشکال ۳-۸ و ۳-۹ مشخص است، مرجع اندازه گیری θ_{sv} بردار ابتدایی هر بخش از ۶ ضلعی شکل ۳-۸ (V_α) می‌باشد، بنابراین θ_{sv} هیچ گاه از ۶۰ درجه بیشتر نخواهد شد. θ_{sv} در ابتدای هر بخش برابر صفر و در انتهای آن برابر ۶۰ درجه است. θ_{sv} با استفاده از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\theta_{sv} = (2 \times \pi \times f_o \times K \times T_s + \phi_o)$$

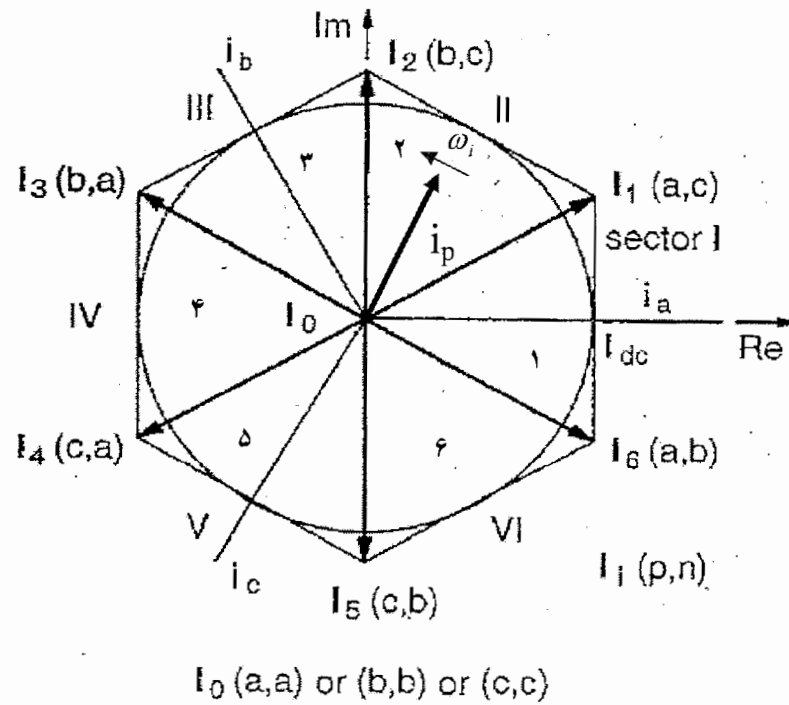
$$K = 1, 2, \dots, \infty$$

هنگام استفاده از رابطه بالا هر گاه θ_{sv} از ۶۰ درجه بیشتر شود، بردار \bar{v}_{ol} وارد بخش بعدی از ۶ ضلعی ولتاژ خروجی (شکل ۳-۸) شده است و باید از رابطه $\theta_{sv} = \theta_{sv} - 60$ در محاسبات استفاده گردد. عدد K نشان دهنده گذر زمان بر حسب T_s است.

۳-۳-۲-۳ مدولاسیون فضای برداری مربوط به جریان ورودی یا بخش VSR مبدل ماتریسی

بخش VSR در شکل ۳-۳ مانند یک یکسوکونده PWM سه فاز است که بار آن یک منبع جریان ثابت $i_p = i_{dc}$ می‌باشد. اگر اندیس‌های α با μ و β با v و Sv با Sc تعویض شوند، SVM مربوط به بخش VSR به طور کامل قابل مقایسه با SVM مربوط به بخش VSI است. شش ضلعی مربوط به VSR در شکل ۳-۱۰ رسم شده است. در این ۶ ضلعی جریان باس DC مجازی i_p به صورت یک بردار

در نظر گرفته شده است. ابتدای این بردار در مرکز ۶ ضلعی بوده و اندازه آن وابسته به ولتاژ باس DC مجازی می باشد.



شکل ۳-۱۰: شش ضلعی بخش VSR

در این قسمت هم مشابه بخش VSI مقادیر d_μ و d_v و d_{0c} با استفاده از روابط ۳-۴۴ تا ۳-۴۶ بدست می آیند.

$$d_\mu = T_\mu / T_s = m_c \times \sin(60 - \theta_{sc}) \quad (۳-۴۴)$$

$$d_v = T_v / T_s = m_c \times \sin(\theta_{sc}) \quad (۳-۴۵)$$

$$d_{0c} = T_{0c} / T_s = 1 - d_\mu - d_v \quad (۳-۴۶)$$

در رابطه ۳-۴۴ اندیس مدولاسیون جریان بوده و با استفاده از رابطه ۳-۴۷ بدست می آید.

$$0 \leq m_c = \frac{I_{im}}{I_{dc}} \leq 1 \quad (۳-۴۷)$$

مرجع اندازه‌گیری θ_{Sc} بردار ابتدایی هر بخش ۶ ضلعی VSR می‌باشد. به طور مشابه با θ_{Sv} ، مقدار θ_{Sc} کوچکتر یا مساوی ۶۰ درجه است. رابطه ریاضی اندازه‌گیری θ_{Sc} به صورت زیر می‌باشد.

$$\theta_{Sc} = (2 \times \pi \times f_i \times K \times T_s + \phi_i)$$

شکل ۳-۵ ولتاژ باس DC مجازی است که شامل ۶ کمان می‌باشد. این کمان‌ها به ترتیب متعلق به ولتاژهای خط ورودی یعنی $v_{ab}, v_{cb}, v_{ca}, v_{ba}, v_{bc}, v_{ac}$ هستند. شکل ۳-۱۰ بیانگر این حقیقت است که در بخش ۱ از شش ضلعی VSR باس DC برابر v_{ab} یا v_{ac} است. در بخش ۲ شش ضلعی VSR باس DC برابر v_{bc} یا v_{ac} بوده و ... و در بخش ۶ شش ضلعی VSR باس DC برابر v_{cb} یا v_{ab} است.

۳-۳-۲-۴ SVM همزمان ولتاژ ورودی و جریان خروجی

پس از محاسبه مقادیر $d_\alpha, d_\beta, d_\mu, d_\nu$ در هر KT_s (K نشان دهنده گذر زمان برحسب T_s می‌باشد) روابط زیر باید محاسبه شوند.

$$d_{\alpha\mu} = d_\alpha \cdot d_\mu = m_c \cdot m_v \cdot \sin(60 - \theta_{Sv}) \cdot \sin(60 - \theta_{Sc}) = \frac{T_{\alpha\mu}}{T_s} \quad (48-3)$$

$$d_{\beta\mu} = d_\beta \cdot d_\mu = m_c \cdot m_v \cdot \sin(\theta_{Sv}) \cdot \sin(60 - \theta_{Sc}) = \frac{T_{\beta\mu}}{T_s} \quad (49-3)$$

$$d_{\beta\nu} = d_\beta \cdot d_\nu = m_c \cdot m_v \cdot \sin(\theta_{Sv}) \cdot \sin(\theta_{Sc}) = \frac{T_{\beta\nu}}{T_s} \quad (50-3)$$

$$d_{\alpha\nu} = d_\alpha \cdot d_\nu = m_c \cdot m_v \cdot \sin(60 - \theta_{Sv}) \cdot \sin(\theta_{Sc}) = \frac{T_{\alpha\nu}}{T_s} \quad (51-3)$$

$$d_0 = 1 - d_{\alpha\mu} - d_{\beta\mu} - d_{\beta\nu} - d_{\alpha\nu} \quad (52-3)$$

از طرفی در هر لحظه از زمان (در هر KT_s) مشخص است که بردار مرجع ولتاژ خروجی و جریان ورودی به ترتیب در کدام بخش از شش ضلعی ولتاژ خروجی و جریان ورودی قرار دارند. از این قسمت به بعد با یک مثال توضیح داده می‌شود.

فرض کنید بردار مرجع ولتاژ خروجی در بخش اول از ۶ ضلعی VSI و بردار مرجع جریان ورودی در بخش اول از ۶ ضلعی VSR قرار دارند. در بخش اول از ۶ ضلعی VSR ولتاژ باس DC (v_{pn}) برابر v_{ab} یا v_{ac} است. بنابراین در بخش ۱ از ۶ ضلعی VSR هنگامی که تصویر بردار جریان

ورودی را بر روی I_6 بررسی می‌شود v_{pn} برابر v_{ab} خواهد بود، و هنگام بررسی تصویر بردار جریان ورودی بر روی I_1 ، v_{pn} برابر v_{ac} خواهد بود.

با توجه به توضیحات ارائه شده در بخش اول ورودی روابط زیر برقرار هستند.

$$I_\mu = I_6(p, n) = I_6(a, b)$$

$$I_v = I_1(p, n) = I_1(a, c)$$

لازم به ذکر است در بخش اول ۶ ضلعی VSR ولتاژ باس DC برابر v_{ab} یا v_{ac} است، بنابراین زمانی که از I_μ و d_{μ} استفاده می‌شود، $p = a$ و $n = b$ خواهند بود. و زمانی که از I_v و d_v استفاده می‌گردد $p = a$ و $n = c$ است.

حال در بخش اول ۶ ضلعی ولتاژ خروجی، ولتاژ فازهای خروجی یعنی v_A, v_B, v_C با استفاده از مراحل زیر بدست می‌آیند.

مرحله (۱) ابتدا به مدت $\frac{T_{a\mu}}{2} = \frac{d_{a\mu}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{66}}{2} \cdot T_s$ ، با توجه به این که $I_\mu(p, n) = I_6(p, n) = I_6(a, b)$ بوده و $v_\alpha(A, B, C) = v_6(A, B, C) = v_6(p, n, p)$ می‌باشد، مشخص می‌گردد که $p = a$ و $n = b$ است. بنابراین در مدت $\frac{d_{a\mu}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{66}}{2} \cdot T_s$ $V(A, B, C) = V(a, b, a)$ می‌شود. مفهوم این مطلب این است که در این مدت زمان فاز A خروجی به فاز a ورودی متصل است. فاز B خروجی به فاز b ورودی متصل می‌باشد و فاز C خروجی به فاز a ورودی متصل می‌باشد. بنابراین با در نظر گرفتن شکل ۳-۱ در مدت زمان $\frac{d_{a\mu}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{66}}{2} \cdot T_s$ سوئیچ های S_1 ، S_5 و S_7 روشن و بقیه سوئیچها خاموش می‌باشند.

مرحله (۲) سپس به مدت زمان $\frac{T_{\beta\mu}}{2} = \frac{d_{\beta\mu}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{16}}{2} \cdot T_s$ با توجه به این که $I_\mu(p, n) = I_6(p, n) = I_6(a, b)$ است، $p = a$ و $n = b$ می‌باشد. در این مدت زمان به دلیل این که $V_\beta(A, B, C) = V_1(A, B, C) = V_1(p, n, n)$ است، نتیجه می‌شود: $V_1(A, B, C) = V_1(a, b, b)$ بنابراین در مدت زمان $\frac{d_{\beta\mu}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{16}}{2} \cdot T_s$ فاز A خروجی به فاز a ورودی و فاز B خروجی به فاز b ورودی و

فاز C خروجی به فاز b ورودی متصل می‌باشند. بنابراین با توجه به شکل ۱-۳ در این مدت زمان سوئیچ های S_1 ، S_5 و S_8 روشن و سایر سوئیچ ها خاموش می‌باشند.

مرحله ۳) بعد به مدت زمان $\frac{T_{\beta v}}{2} = \frac{d_{\beta v}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{11}}{2} \cdot T_s$ با توجه به این که $I_v(p, n) = I_1(p, n) = I_1(a, c)$ می‌باشد، و $p = a$ و $n = c$ می‌شود. در این مدت زمان به دلیل این که $V_\beta(A, B, C) = V_1(A, B, C) = V_1(p, n, n)$ است، نتیجه می‌شود: $V_1(A, B, C) = V_1(a, c, c)$ بنابراین در مدت زمان $\frac{d_{\beta v}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{11}}{2} \cdot T_s$ فاز A خروجی به فاز a ورودی و فاز B خروجی به فاز c ورودی و فاز C خروجی به فاز c ورودی متصل می‌باشد. بنابراین با توجه به شکل ۱-۳ در این مدت زمان سوئیچ های S_1 ، S_6 و S_9 روشن و سایر سوئیچ ها خاموش می‌باشند.

مرحله ۴) بعد به مدت زمان $\frac{T_{\alpha v}}{2} = \frac{d_{\alpha v}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{61}}{2} \cdot T_s$ با توجه به این که $I_v(p, n) = I_1(p, n) = I_1(a, c)$ می‌باشد، و $p = a$ و $n = c$ می‌شود. در این مدت زمان به دلیل این که $v_\alpha(A, B, C) = v_6(A, B, C) = v_6(p, n, p)$ است، نتیجه می‌شود: $v_6(A, B, C) = v_6(a, c, a)$ بنابراین در مدت زمان $\frac{d_{\alpha v}}{2} \cdot T_s = \frac{d_{61}}{2} \cdot T_s$ فاز A خروجی به فاز a ورودی و فاز B خروجی به فاز c ورودی و فاز C خروجی به فاز a ورودی متصل می‌باشد. بنابراین با توجه به شکل ۱-۳ در این مدت زمان سوئیچ های S_1 ، S_6 و S_7 روشن و سایر سوئیچها خاموش می‌باشند.

مرحله ۵) بعد به مدت زمان $T_0 = d_0 \cdot T_s$ باید وضعیت سوئیچ ها را مشخص کرد. با توجه به این که در این فاصله زمانی می‌خواهیم هر سه ولتاژ خط به خط خروجی صفر باشند باید تمامی فازهای خروجی به یک فاز ورودی متصل شوند. (باید از گروه ۳ جدول ۱-۳ استفاده شود). برای حداقل کردن تلفات کلیدزنی باید حالت قبل از این مرحله (مرحله ۴) را هم در نظر داشت. در مرحله ۴ وضعیت ولتاژ های فاز خروجی به صورت زیر بود:

$$V(A, B, C) = V(a, c, a) \Rightarrow A = a, B = c, C = a$$

در حالت جدید اگر فازهای A، B و C خروجی به ترتیب به فازهای a، a و a ورودی متصل شوند کمترین تغییر در وضعیت سوئیچ ها صورت می گیرد (فقط یک تغییر). بنابراین برای کاهش تلفات سوئیچینگ در این فاصله زمانی باید وضعیت ولتاژ فازهای خروجی به صورت زیر باشد.

$$V_0(A, B, C) = V_0(a, a, a)$$

مرحله ۶) دقیقا مانند مرحله ۴ عمل می شود.

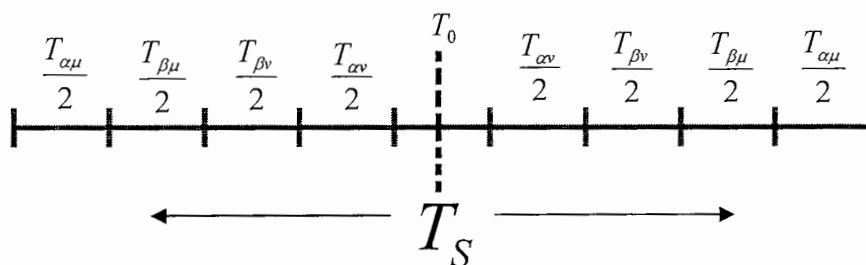
مرحله ۷) دقیقا مانند مرحله ۳ عمل می شود.

مرحله ۸) دقیقا مانند مرحله ۲ عمل می شود.

مرحله ۹) دقیقا مانند مرحله ۱ عمل می شود.

بعد از گذر زمان $\frac{d_{\alpha\mu}}{2} \cdot T_s$ در مرحله ۹، KT_s تمام می شود و وضعیت سوئیچ ها باید برای زمان $(K+1)T_s$ مشخص شود.

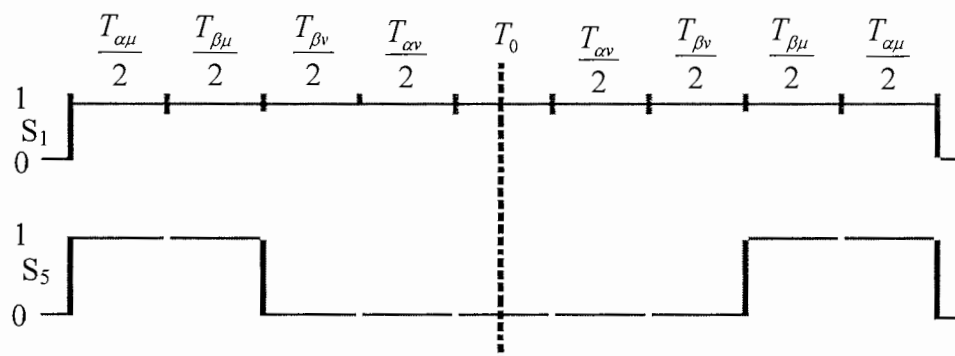
اگر یک دوره T_s به صورت شکل ۳-۱۱ نشان داده شود، با توجه به توضیحات گفته شده در مورد



شکل ۳-۱۱: تقسیم بندی یک دوره تناوب سوئیچینگ به ۹ مرحله

روش کنترل سوئیچ ها (خاموش و روشن کردن آنها) سیگنال مربوط به گیت هر یک از سوئیچ های S_1 تا S_5 نسبت به T_0 کاملا متقارن هستند. علت انتخاب سیگنال گیت سوئیچ ها به این صورت کاهش میزان هارمونیک های موجود در ولتاژ خروجی است.

با توجه به مثال ذکر شده شکل موج سیگنال گیت سوئیچ های S_1 و S_5 زمانی که بردار های مرجع ولتاژ خروجی و جریان ورودی هر دو در بخش اول شش ضلعی های مربوط به ورودی و خروجی هستند، در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است.



شکل ۳-۱۲: وضعیت روشن و خاموش بودن سوئیچ‌های S_1 و S_5 در T_S گفته شده

وضعیت سوئیچ‌های S_1 تا S_9 در هر KT_S ($K=1,2,3,4,\dots$) کاملاً وابسته به این است که بردارهای مرجع در کدام بخش از ϵ ضلعی ورودی و در کدام بخش از ϵ ضلعی خروجی قرار دارند. با توجه به این که ϵ بخش در ϵ ضلعی جریان ورودی و ϵ بخش در ϵ ضلعی ولتاژ خروجی وجود دارد، کلاً ۳۶ حالت مختلف بوجود می‌آید، این ۳۶ حالت با استفاده از ϵ جدول مشخص می‌شوند. جدول ۳-۲ مربوط به حالتی است که بردار مرجع ولتاژ خروجی در بخش اول از ϵ ضلعی ولتاژ خروجی و بردار مرجع جریان ورودی در بخش‌های ۱ تا ۶ از ϵ ضلعی جریان ورودی قرار دارد. جدول ۳-۳ مربوط به حالتی است که بردار مرجع ولتاژ خروجی در بخش دوم از ϵ ضلعی ولتاژ خروجی و بردار مرجع جریان ورودی در بخش‌های ۱ تا ۶ از ϵ ضلعی جریان ورودی قرار دارد. جداول ۳-۴ تا ۳-۷ به صورت مشابه بدست می‌آیند.

با توجه به این که ستون‌های جداول ۳-۲ تا ۳-۷ نسبت به T_0 متقارن می‌باشند، جداول فقط برای

زمان‌های $\frac{T_{\alpha\mu}}{2}, \frac{T_{\beta\mu}}{2}, \frac{T_{\beta\nu}}{2}, \frac{T_{\alpha\nu}}{2}$ و T_0 ارائه شده‌اند. این ϵ جدول ϵ سطری در ادامه آورده شده است.

جدول ۲-۳ وضعیت سوئیچها در بخش ۱ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی.

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	c S ₆	c S ₉	a S ₁	c S ₆	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۲	a S ₁	c S ₆	a S ₇	a S ₁	c S ₆	c S ₉	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۳	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	a S ₄	a S ₇	b S ₂	a S ₄	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۴	b S ₂	a S ₄	b S ₈	b S ₂	a S ₄	a S ₇	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۵	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	b S ₅	b S ₈	c S ₃	b S ₅	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۶	c S ₃	b S ₅	c S ₉	c S ₃	b S ₅	b S ₈	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
↑ شماره بخش ورودی															

جدول ۳-۳ وضعیت سوئیچها در بخش ۲ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی.

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	c S ₉	a S ₁	c S ₆	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۲	a S ₁	c S ₆	c S ₉	a S ₁	a S ₄	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	c S ₆	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۳	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	a S ₇	b S ₂	a S ₄	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۴	b S ₂	a S ₄	a S ₇	b S ₂	b S ₅	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	a S ₄	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۵	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	b S ₈	c S ₃	b S ₅	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۶	c S ₃	b S ₅	b S ₈	c S ₃	c S ₆	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	b S ₅	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
↑ شماره بخش ورودی															

جدول ۳-۴ وضعیت سوئیچها در بخش ۳ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	a S ₁	a S ₄	b S ₈	b S ₂	a S ₄	b S ₈	c S ₃	a S ₄	c S ₉	a S ₁	a S ₄	c S ₉	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۲	a S ₁	a S ₄	c S ₉	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۳	b S ₂	b S ₅	c S ₉	c S ₃	b S ₅	c S ₉	a S ₁	b S ₅	a S ₇	b S ₂	b S ₅	a S ₇	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۴	b S ₂	b S ₅	a S ₇	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۵	c S ₃	c S ₆	a S ₇	a S ₁	c S ₆	a S ₇	b S ₂	c S ₆	b S ₈	c S ₃	c S ₆	b S ₈	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۶	c S ₃	c S ₆	b S ₈	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	a S ₇
↑ شماره بخش ورودی															

جدول ۳-۵ وضعیت سوئیچها در بخش ۴ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی.

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	b S ₂	a S ₄	b S ₈	b S ₂	a S ₄	a S ₇	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۲	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	b S ₅	b S ₈	c S ₃	b S ₅	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۳	c S ₃	b S ₅	c S ₉	c S ₃	b S ₅	b S ₈	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۴	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	c S ₆	c S ₉	a S ₁	c S ₆	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۵	a S ₁	c S ₆	a S ₇	a S ₁	c S ₆	c S ₉	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۶	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	a S ₄	a S ₇	b S ₂	a S ₄	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
↑ شماره بخش ورودی															

جدول ۶-۳ وضعیت سوئیچها در بخش ۵ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی.

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	b S ₂	a S ₄	a S ₇	b S ₂	b S ₅	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	a S ₄	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۲	c S ₃	a S ₄	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	b S ₈	c S ₃	b S ₅	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۳	c S ₃	b S ₅	b S ₈	c S ₃	c S ₆	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	b S ₅	b S ₈	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۴	a S ₁	b S ₅	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	c S ₉	a S ₁	c S ₆	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۵	a S ₁	c S ₆	c S ₉	a S ₁	a S ₄	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	c S ₆	c S ₉	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۶	b S ₂	c S ₆	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	a S ₇	b S ₂	a S ₄	a S ₇	a S ₁	a S ₄	a S ₇
↑ شماره بخش ورودی															

جدول ۷-۳ وضعیت سوئیچها در بخش ۶ خروجی و بخش های ۱ تا ۶ ورودی

زمان	$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			T_0		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
۱	b S ₂	b S ₅	a S ₇	a S ₁	b S ₅	a S ₇	a S ₁	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	a S ₇	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۲	c S ₃	c S ₆	a S ₇	a S ₁	c S ₆	a S ₇	b S ₂	c S ₆	b S ₈	c S ₃	c S ₆	b S ₈	c S ₃	c S ₆	c S ₉
۳	c S ₃	c S ₆	b S ₈	b S ₂	c S ₆	b S ₈	b S ₂	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	b S ₈	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۴	a S ₁	a S ₄	b S ₈	b S ₂	a S ₄	b S ₈	c S ₃	a S ₄	c S ₉	a S ₁	a S ₄	c S ₉	a S ₁	a S ₄	a S ₇
۵	a S ₁	a S ₄	c S ₉	c S ₃	a S ₄	c S ₉	c S ₃	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	c S ₉	b S ₂	b S ₅	b S ₈
۶	b S ₂	b S ₅	c S ₉	c S ₃	b S ₅	c S ₉	a S ₁	b S ₅	a S ₇	b S ₂	b S ₅	a S ₇	b S ₂	b S ₅	b S ₈
↑ شماره بخش ورودی															

پس از بدست آوردن جداول ۲-۳ تا ۷-۳ آنها را باید به صورت یک داده از پیش تعیین شده در حافظه پردازنده بخش کنترل مبدل ماتریسی قرار داد، سپس با توجه به این که در هر لحظه از زمان بردار مرجع جریان ورودی و بردار مرجع ولتاژ خروجی در کدام بخش از ۶ ضلعی ورودی و کدام بخش از شش ضلعی خروجی قرار دارند، و با توجه به جداول ۲-۳ تا ۷-۳ سیگنال‌های مناسب باید به گیت ترانزیستورهای که باید روشن شوند اعمال می‌گردد. در جداول ذکر شده زیر هر حرف کوچک (a یا b یا c) شماره یک سوئیچ نوشته شده است. به طور مثال در جدول ۲-۳ در مدت زمان $\frac{T_{a\mu}}{2}$ در سطری که مربوط به بخش اول ورودی است، درستون A زیر حرف a، S_1 نوشته شده است، درستون B زیر حرف b، S_5 نوشته شده است و درستون C زیر حرف a، S_7 نوشته شده است. مفهوم این مطلب این است که در مدت زمان $\frac{T_{a\mu}}{2}$ در بخش یک شش ضلعی ورودی و در بخش یک شش ضلعی خروجی وضعیت سوئیچ‌های S_1 تا S_9 به صورت زیر است [12-21].

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_4 & S_5 & S_6 \\ S_7 & S_8 & S_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} S = 1 \rightarrow & \text{سوئیچ روشن است} \\ S = 0 \rightarrow & \text{سوئیچ خاموش است} \end{cases}$$

۴-۳ مدولاسیون بهینه فضای برداری

در روش SVPWM ارائه شده در بخش ۳-۳ هر دوره کلیدزنی شامل ۹ مرحله بود. این ۹ مرحله برای یک دوره T_s در شکل ۱۱-۳ نشان داده شد.

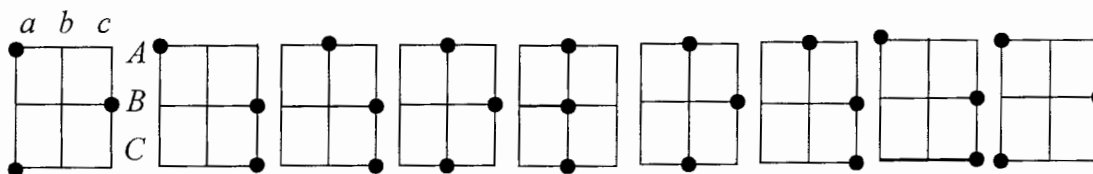
در این ۹ مرحله روش انتخاب حالت صفر (ccc, bbb, aaa) در تعداد کلیدزنی انجام شده بسیار موثر است، تا به حال برای کاهش تعداد کلیدزنی و تلفات آن تنها کاری که صورت گرفته انتخاب درست و مناسب حالت صفر است. ولی آنچه اهمیت دارد، این است که در کل دوره عملکرد مبدل ماتریسی روش انتخاب وضعیت سوئیچها به گونه‌ای باشد که تلفات کلیدزنی کاهش یابد. این مطلب با یک مثال روشن می‌شود [18].

فرض کنید بردار مرجع ولتاژ خروجی در بخش اول ۶ ضلعی ولتاژ خروجی و بردار مرجع جریان ورودی در بخش دوم ۶ ضلعی جریان ورودی باشند. در این صورت همان طور که گفته شد روش کلیدزنی از زمان KT_s تا $(K+1)T_s$ به صورت جدول ۸-۳ خواهد بود.

جدول ۸-۳ وضعیت سوئیچها در بخش اول ۶ ضلعی VSI و بخش دوم ۶ ضلعی VSR

$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			$\frac{T_0}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$					
A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
a	c	a	a	c	c	b	c	c	b	c	b	b	b	b	b	c	b	b	c	c	a	c	c	a	c	a	a	c	a

از جدول ۸-۳ مشخص است که این حالت به ۸ عمل کلیدزنی نیاز دارد تا شکل موج مطلوب در خروجی بدست آید. برای روشن شدن مطلب، تغییرات سوئیچها در این حالت در شکل ۱۳-۳ نشان داده شده است. در این شکل هر نقطه توپر بیانگر اتصال یک سوئیچ روشن است.



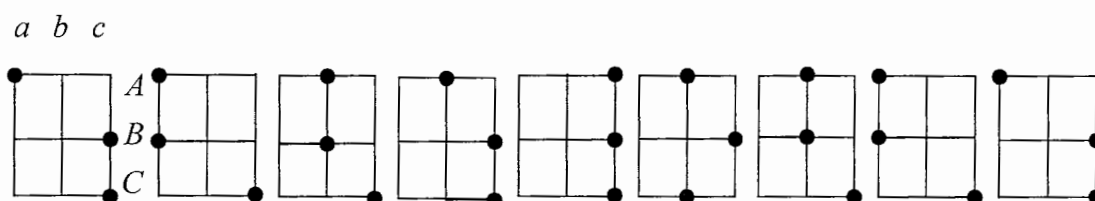
شکل ۱۳-۳ وضعیت تغییر سوئیچها با در نظر گرفتن جدول ۸-۳

عدد ۸ حداقل تغییر وضعیت سوئیچها در یک دوره T_s است، متأسفانه همیشه وضعیت به این صورت نمی‌باشد. به طور مثال فرض کنید بردار مرجع ولتاژ خروجی در بخش دوم ۶ ضلعی ولتاژ خروجی و بردار مرجع جریان ورودی در بخش دوم ۶ ضلعی جریان ورودی باشند. در این صورت روش کلیدزنی از زمان KT_s تا $(K+1)T_s$ به صورت جدول ۹-۳ خواهد بود.

جدول ۹-۳ وضعیت سوئیچها در بخش دوم ۶ ضلعی VSI و بخش دوم ۶ ضلعی VSR

$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$			$\frac{T_0}{2}$			$\frac{T_{\alpha\nu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\nu}}{2}$			$\frac{T_{\beta\mu}}{2}$			$\frac{T_{\alpha\mu}}{2}$					
A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
a	c	c	a	a	c	b	b	c	b	c	c	c	c	c	b	c	c	b	b	c	a	a	c	a	c	c			

از جدول ۹-۳ مشخص است که در این حالت به ۱۰ عمل کلیدزنی نیاز است تا شکل موج مطلوب در خروجی بدست آید. وضعیت تغییر سوئیچها در این حالت در شکل ۱۴-۳ نشان داده شده است.



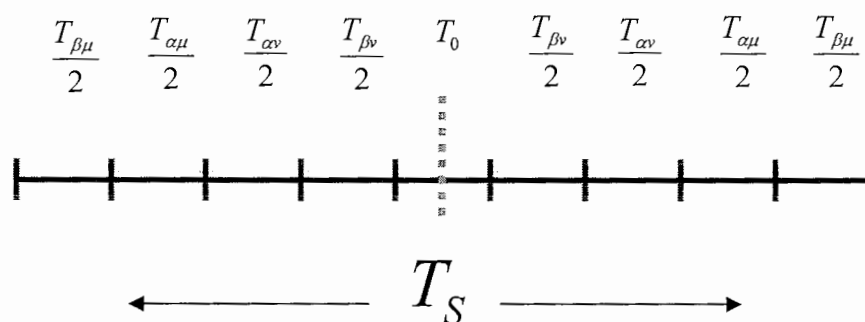
شکل ۱۴-۳ وضعیت تغییر سوئیچها با در نظر گرفتن جدول ۹-۳

با توجه به مطالب ذکر شده به طور میانگین تعداد کلیدزنی انجام شده در هر دوره KT_s برابر

$$\text{می‌باشد.} \quad \frac{10 \times 18 + 8 \times 18}{36} = 9$$

افزایش تعداد اعمال کلیدزنی از ۸ به ۱۰ ناشی از تغییر بردار aac به bbc در جدول ۹-۳ است. با استفاده از روشی که در ادامه گفته می‌شود، می‌توان تعداد کلیدزنی انجام شده را از ۹ به ۸ کاهش داد. روش کار به صورت زیر است:

اگر درحالتی که اخیراً ذکر شد و جدول ۳-۹ مربوط به آن بود به جای استفاده از ترتیب $\alpha\beta\beta\alpha\alpha\beta\beta\alpha$ در ولتاژ خروجی از این ترتیب $\beta\alpha\alpha\beta$ و $\beta\alpha\alpha\beta$ استفاده شود، و بردار صفر هم مانند قبل انتخاب شود، تعداد کلیدزنی‌ها باز هم به ۸ کاهش می‌یابد. توجه داشته باشید که ترتیب جریان ورودی همیشه به صورت $\mu\mu\ \nu\nu\ 0\ \nu\nu\ \mu\mu$ است. در واقع باتغییر اعمال شده مدت زمان KT_s تا $(K+1)T_s$ به صورت شکل ۳-۱۵ به ۹ دوره مختلف تقسیم شده است.



شکل ۳-۱۵: تقسیم بندی یک دوره تناوب سوئیچینگ به ۹ مرحله در روش SVPWM بهینه

با بررسی ۳۶ حالت نشان داده شده در جداول ۳-۲ تا ۳-۷ از پروسه زیر برای حداقل کردن تعداد کلیدزنی‌ها و درپیی آن حداقل کردن تلفات کلیدزنی استفاده می‌گردد.

۱- ترتیب بردار مدولاسیون ورودی همیشه به صورت $\mu\mu\ \nu\nu\ 0\ \nu\nu\ \mu\mu$ است.

۲- زمانی که مجموع شماره بخش ورودی و خروجی زوج است از ترتیب $\beta\alpha\alpha\beta\ 0\ \beta\alpha\alpha\beta$ برای بردار مدولاسیون خروجی استفاده می‌شود.

۳- زمانی که مجموع شماره بخش ورودی و خروجی فرد است از ترتیب $\alpha\beta\beta\alpha\ 0\ \alpha\beta\beta\alpha$ برای بردار مدولاسیون خروجی استفاده می‌شود.

۴- بردار صفر مانند قبل انتخاب می‌گردد.

در روش SVPWM بهینه متوسط تعداد کلیدزنی‌های انجام شده برابر ۸ است. تعداد کلیدزنی‌ها در هر مدت زمانی با استفاده از دو روش ذکر شده با استفاده از روابط ۳-۵۳ و ۳-۵۴ بدست می‌آیند.

$$N_{SW} = t \times (9 \cdot f_s + 6 \cdot (f_i + f_o)) \rightarrow \text{حالت معمولی} \quad (۳-۵۳)$$

$$N_{SWOPT} = t \times (8 \cdot f_s + 6 \cdot (f_i + f_o)) \rightarrow \text{حالت بهینه} \quad (۳-۵۴)$$

f_s فرکانس کلیدزنی، f_i فرکانس ورودی و f_o فرکانس خروجی است. با توجه به این که f_s معمولاً خیلی بیشتر از f_i و f_o است با یک تقریب می‌توان روابط را ساده تر کرد.

$$N_{SW} = t \cdot 9 \cdot f_s \quad (۳-۵۵)$$

$$N_{SWOPT} = t \cdot 8 \cdot f_s \quad (۳-۵۶)$$

در نتیجه با استفاده از روش بهینه تلفات سوئیچینگ $\frac{1}{9}$ یعنی حدود ۱۱ درصد کاهش پیدا می‌کند [18].

۳-۵ روش مستقیم

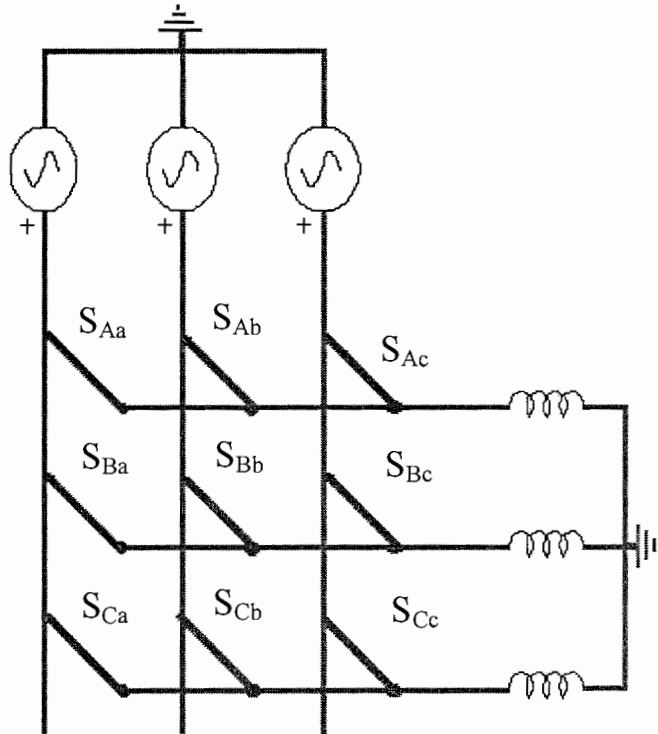
$$۳-۵-۱ \text{ روش مستقیم با محدودیت نسبت تبدیل } \left(\frac{V_{om}}{V_{im}} \leq \frac{1}{2} \right) \frac{1}{2}$$

در این روش برای جلوگیری از حالت فرامدولاسیون باید نسبت $\frac{V_{om}}{V_{im}}$ کوچکتر یا مساوی $\frac{1}{2}$ باشد،

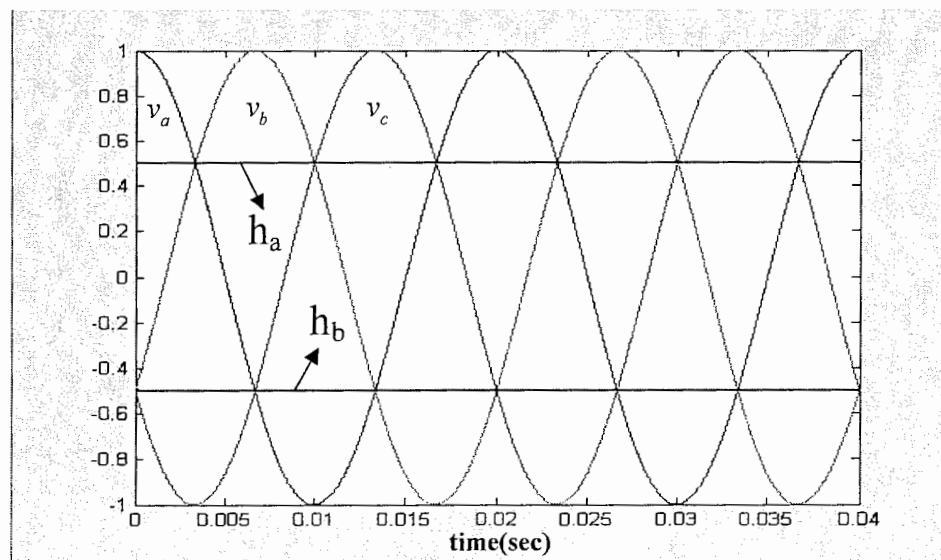
علت این مطلب همانطور که در شکل ۳-۱۶ نشان داده شده، این است که در این روش نقطه زمین ولتاژهای ورودی و نقطه خنثی ولتاژهای خروجی یکسان در نظر گرفته شده است [5-1]. این مطلب در ادامه این مبحث نشان داده می‌شود.

ولتاژهای سه فاز ورودی با استفاده از رابطه ۳-۲۵ داده شده‌اند. شکل ۳-۱۷ تصویر این ولتاژها را در مدت زمان یک سیکل ورودی نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۳-۱۷ مشخص است با توجه به این که نقطه خنثی خروجی و زمین ورودی به یکدیگر متصل هستند، اگر دامنه ولتاژ فاز خروجی از خطوط h_a و h_b مشخص شده در شکل ۳-۱۷ بالاتر رود، حالت فرامدولاسیون بوجود می‌آید. بنابراین V_{om}

همیشه باید در ناحیه میان دو خط باشد. با بدست آوردن موقعیت خطوط h_a و h_b محدودیت مربوط به اندازه V_{om} بدست می‌آید.



شکل ۳-۱۶ شکل ساده مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز



شکل ۳-۱۷ ولتاژ فاز های ورودی و خطوط محدود کننده دامنه ولتاژ فاز های خروجی

$$v_a = v_b \Rightarrow$$

$$V_{im} \cos(\omega_i t) = V_{im} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3})$$

$$\cos(\omega_i t) - \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) = 0 \Rightarrow$$

$$\cos(\omega_i t) - \cos(\omega_i t) \times \cos(\frac{2\pi}{3}) - \sin(\omega_i t) \times \sin(\frac{2\pi}{3}) = 0 \Rightarrow$$

$$\cos(\omega_i t) \times (1 - \cos(\frac{2\pi}{3})) = \sin(\omega_i t) \times \sin(\frac{2\pi}{3}) \Rightarrow$$

$$\frac{\sin(\omega_i t)}{\cos(\omega_i t)} = \operatorname{tg}(\omega_i t) = \frac{1 - \cos(\frac{2\pi}{3})}{-\sin(\frac{2\pi}{3})} = -1.732 \Rightarrow$$

$$\omega_i t = -\frac{\pi}{3} \Rightarrow h_a = V_{im} \cos(-\frac{\pi}{3}) = \frac{V_{im}}{2}$$

بنابراین اگر دامنه ولتاژ فازهای خروجی از $\frac{V_{im}}{2}$ بیشتر شود حالت فرامدولاسیون بوجود می‌آید. به

همین دلیل زمانی که نقطه خنثی خروجی به نقطه زمین ورودی متصل است باید $\frac{V_{om}}{V_{im}} \leq \frac{1}{2}$ باشد.

ولتاژ فازهای ورودی مبدل با استفاده از رابطه ۳-۲۵ داده شده‌اند، و هارمونیک اول ولتاژ مطلوب

خروجی هم با استفاده از رابطه ۳-۵۷ داده شده است.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = V_{om} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \phi_o) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (57-3)$$

هدف بدست آوردن ماتریس تابع عملکرد سوئیچهای S_{Aa} ، S_{Ab} ، S_{Ac} ، S_{Ba} ، S_{Bb} ، S_{Bc} ، S_{Ca} ،

S_{Cb} و S_{Ca} است، بطوریکه اگر این ماتریس در بردار ولتاژ ورودی ضرب شود، بردار ولتاژ مطلوب

خروجی را تولید کند. این ماتریس در رابطه ۳-۵۸ با M نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad M \times \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (58-3)$$

m_{Aa} تابع عملکرد سوئیچ S_{Aa} بر حسب زمان است. قوانین زیر در مورد تابع عملکرد سوئیچها وجود دارد.

۱- سوئیچهای یک سطر مبدل در یک لحظه از زمان نباید با هم روشن باشند. زیرا باعث ایجاد اتصال کوتاه در فازهای ورودی می‌شوند. و چون در فازهای ورودی هیچ سلفی برای محدود کردن جریان وجود ندارد ممکن است اضافه جریان ایجاد شده به سوئیچها آسیب برساند.

۲- در هر لحظه از زمان حداقل یکی سوئیچهای یک ستون مبدل ماتریسی باید روشن باشد تا از قطع شدن جریان بار جلوگیری شود.

اگر فرکانس کلیدزنی مبدل برابر f_s باشد $(T_s = \frac{1}{f_s})$ با m_{jk} استفاده از رابطه ۳-۵۹ تعریف می‌شود:

$$m_{jk} = \frac{\text{مدت زمانی که } S_{jk} \text{ در یک } T_s \text{ روشن است}}{T_s}$$

$$K = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (۵۹-۳)$$

$$j \in \{A, B, C\}, \quad k \in \{a, b, c\}$$

m_{jk} در واقع دوره وظیفه سوئیچ S_{jk} است. قوانین بیان شده در بالا را می‌توان به صورت رابطه ۳-۶۰ بیان کرد:

$$0 < m_{jk} < 1 \quad \text{و} \quad \sum_{k=a,b,c} m_{jk} = m_{ja} + m_{jb} + m_{jc} = 1 \quad (۶۰-۳)$$

مفهوم رابطه ۳-۶۰ این است که در هر دوره T_s اول S_{ja} به مدت $m_{ja} \cdot T_s$ روشن است، و سپس S_{jb} به مدت $m_{jb} \cdot T_s$ و بالاخره S_{jc} به مدت $m_{jc} \cdot T_s$ روشن می‌باشد. و این عمل به طور متناوب در هر T_s تکرار می‌شود.

با توجه به رابطه بالا مقدار متوسط v_A در زمان کلیدزنی K ام با استفاده از رابطه ۳-۶۱ محاسبه می‌شود.

$$v_{A(average)} = m_{Aa}^K \cdot v_a^K + m_{Ab}^K \cdot v_b^K + m_{Ac}^K \cdot v_c^K \quad (۶۱-۳)$$

روش محاسبه m_{jk} زمانی که $\frac{V_{om}}{V_{im}} \leq \frac{1}{2}$ است به صورت زیر می باشد [2-5].

$$m_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_S} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot v_j \cdot v_k}{V_{im}^2} \right] \quad \text{for} \quad k = a, b, c \quad j = A, B, C \quad (62-3)$$

فرض کنید هدف تولید یک مجموعه ولتاژ سه فاز و متقارن می باشد، بطوریکه مقدار پیک ولتاژ فاز آن ۱۰۰ ولت و فرکانس آن ۸۰ هرتز است. همچنین ولتاژ سه فاز ورودی دارای پیک $220 \times \sqrt{2}$ و فرکانس ۵۰ هرتز باشد. برای مبدل ماتریسی شکل ۳-۱۶، m_{Aa} به صورت زیر محاسبه می شود.

$$m_{Aa} = \frac{1}{3} \cdot \left[1 + \frac{2 \times 220 \times \sqrt{2} \times \cos(50 \times 2 \times \pi \times t) \times 100 \times \cos(80 \times 2 \times \pi \times t)}{(220 \times \sqrt{2})^2} \right]$$

m_{Aa} در واقع دوره وظیفه سوئیچ S_{Aa} است. سوئیچ S_{Aa} در ابتدای هر دوره T_S به مدت زمان $m_{Aa} \cdot T_S$ روشن است و بعد از گذر از این زمان خاموش می گردد. رابطه ای که برای محاسبه درایه های ماتریس مدولاسیون روش مستقیم به آن اشاره شد، برای هر مبدل ماتریسی n فاز به m فاز قابل استفاده می باشد [2-5] و این رابطه با در نظر گرفتن ضریب توان ورودی برابر با یک بدست آمده است [6,7]. همچنین این رابطه در حالتی محاسبه شده است که ولتاژ سه فاز ورودی یک مجموعه سه فاز متعادل در نظر گرفته شده است. با توجه به این که مبدل ماتریسی هیچ المان ذخیره کننده انرژی در خود ندارد، هنگام استفاده از این فرمول هر نوع اعوجاج در ولتاژ ورودی به طور مستقیم باعث ایجاد اعوجاج در ولتاژ خروجی می شود.

می دانیم که m_{jk} ها باید شرایط زیر را به طور همزمان داشته باشند.

$$\begin{aligned} m_{Aa} + m_{Ab} + m_{Ac} &= 1 \\ m_{Ba} + m_{Bb} + m_{Bc} &= 1 \\ m_{Ca} + m_{Cb} + m_{Cc} &= 1 \\ 0 < m_{jk} < 1 \end{aligned} \quad (63-3)$$

روش روشن و خاموش کردن سوئیچها به این صورت است: در اولین دوره T_S ابتدا سوئیچهای S_{Aa} و S_{Ba} و S_{Ca} در $t = 0.0$ روشن شده و به ترتیب تا مدت زمان $m_{Aa} \cdot T_S$ و $m_{Ba} \cdot T_S$ و $m_{Ca} \cdot T_S$ روشن می ماند. پس از اتمام زمان $m_{Aa} \cdot T_S$ سوئیچ S_{Aa} خاموش شده و سوئیچ S_{Ab} برای مدت زمان $m_{Ab} \cdot T_S$ روشن می شود، پس از اتمام زمان $m_{Ab} \cdot T_S$ سوئیچ S_{Ab} خاموش شده

و سوئیچ S_{Ac} برای مدت زمان $m_{Ac} \cdot T_S$ روشن می‌شود. پس از اتمام زمان $m_{Ac} \cdot T_S$ با توجه به رابطه زیر اولین T_S تمام می‌شود.

$$(m_{Aa} + m_{Ab} + m_{Ac}) \cdot T_S = T_S \quad (۶۴-۳)$$

این عمل برای سوئیچهای ستونهای دیگر مبدل ماتریسی شکل ۳-۱۵ یعنی (S_{Ba}, S_{Bb}, S_{Bc}) و (S_{Ca}, S_{Cb}, S_{Cc}) به همین ترتیب تکرار می‌شود، بنابراین با توجه به مطالب ذکر شده در این روش به طور خودکار از ۲۷ حالت عملکرد سوئیچ ها در جدول ۳-۱ استفاده شده و شکل موج مطلوب خروجی با برش زدن مناسب شکل موج های سه فاز ورودی ایجاد می‌گردد [2-7].

۳-۵-۲ روش مستقیم بهبود یافته

در بخش قبلی اشاره شد که محدودیت حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ کوچکتر یا مساوی $\frac{1}{2}$ برگرفته از این حقیقت است که نقطه زمین ولتاژهای ورودی و نقطه خنثی ولتاژهای خروجی یکسان در نظر گرفته شده بود. با این وجود در اکثر مبدلها نقطه خنثی خروجی به نقطه زمین ولتاژهای ورودی متصل نمی‌باشد. به طور کلی نقطه خنثی خروجی نسبت به نقطه زمین ورودی حالت شناور داشته و نسبت به آن دارای اختلاف پتانسیلی برابر با $f(t)$ است. اثبات می‌شود می‌توان $f(t)$ را به گونه‌ای انتخاب کرد که نسبت تبدیل ولتاژ از $\frac{1}{2}$ به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ افزایش پیدا کند. عدد $\frac{\sqrt{3}}{2}$ محدودیت ذاتی مبدل ماتریسی بوده و به هیچ عنوان وابسته به الگوریتم مدولاسیون اتخاذ شده نمی‌باشد [3,5,11]. اگر ولتاژهای سه فاز ورودی به صورت رابطه ۳-۲۵ باشد، با در نظر گرفتن ولتاژهای سه فاز خروجی بصورت رابطه ۳-۶۵ و با انتخاب $f(t)$ به صورت رابطه ۳-۶۶ نسبت تبدیل ولتاژ از $\frac{1}{2}$ به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ افزایش می‌یابد. در این صورت درایه‌های ماتریس مدولاسیون M به صورت رابطه ۳-۶۲ نبوده و به روش دیگری بدست می‌آیند. مفهوم رابطه ۳-۶۶ این است که با اضافه کردن مضربی از هارمونیکهای

سوم ولتاژهای ورودی و خروجی به مرجع ولتاژ فاز خروجی امکان افزایش نسبت تبدیل ولتاژ از $\frac{1}{2}$ به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ فراهم می‌شود.

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{om} \cdot \cos(\omega_o t) + f(t) \\ V_{om} \cdot \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) + f(t) \\ V_{om} \cdot \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) + f(t) \end{bmatrix} \quad (65-3)$$

$$f(t) = \frac{1}{4} \cdot V_{im} \cdot \cos(3\omega_o t) - \frac{1}{6} \cdot V_{om} \cdot \cos(3\omega_o t) \quad (66-3)$$

با در نظر گرفتن شکل ۳-۱ با توجه به این که در سیستم سه فاز با سه سیم هارمونیک سوم جریان وجود ندارد واضح است که هارمونیک سوم ولتاژ ورودی و خروجی در قسمت خروجی حذف خواهد شد. همانطور که می‌بینید $f(t)$ یک بخش مشترک در تمام معادلات ولتاژهای سه فاز خروجی است. بنابراین $f(t)$ به دلیل اینکه هارمونیک سوم می‌باشد در ولتاژهای خروجی ظاهر نمی‌شود. در این روش درایه‌های ماتریس مدولاسیون M با استفاده از رابطه ۳-۶۷ محاسبه می‌شوند [8-11].

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_k v_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_o t + \beta_k) \cdot \sin(3\omega_o t) \right] \quad (67-3)$$

$$k = a, b, c \quad j = A, B, C \quad q = \frac{|V_{om}|}{|V_{im}|}$$

$$k = a, b, c \quad \text{به ترتیب برای} \quad \beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$$

۳-۶ روش مدولاسیون مستقیم با جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی

روشهای مدولاسیون مستقیم که تاکنون ارائه شده است همگی با این فرض که ولتاژهای سه فاز ورودی یک مجموعه سه فاز متقارن است بدست آمده‌اند. بنابراین اگر به هر دلیلی ولتاژهای ورودی دچار اعوجاج یا عدم تعادل شوند، این اعوجاج به طور مستقیم در خروجی ظاهر می‌شود. برای

جلوگیری از این اتفاق ماتریس مدولاسیون مبدل ماتریسی باید به صورتی اصلاح شود که عدم تعادل در ولتاژ ورودی در ولتاژهای خروجی تاثیری نداشته باشد.

به دلایل زیر ممکن است مجموعه ولتاژ سه فاز ورودی دچار عدم تعادل گردد:

۱- حضور بارهای سه فاز نامتعادل متصل به منبع تغذیه

۲- سیم پیچی‌های نامتعادل ترانسفورماتورها

۳- امپدانس متفاوت خطوط انتقال

۴- بارهای تک فاز بزرگ

اگرچه ممکن است مقدار عدم تعادل در ولتاژ ورودی بسیار کم باشد، ولی همین مقدار کم در بارهای حساس سبب بروز مشکلات اساسی می‌گردد. در این قسمت یک روش کنترل مبدلهای ماتریسی با ورودی نامتعادل با استفاده از تجزیه ورودی به توالی‌های مثبت و منفی ارائه می‌شود.

۳-۶-۱ روش کنترل

در این بخش یک روش کنترل جدید برای جبران تاثیر عدم تعادل ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ارائه شده است. در روش پیشنهادی ابتدا ولتاژ سه فاز و نامتعادل ورودی بوسیله تجزیه آن به مؤلفه‌های متعادل مثبت و منفی به یک مجموعه سه فاز متعادل با همان فرکانس تبدیل می‌شود، سپس ولتاژ متعادل بدست آمده توسط روابط ۳-۵۸ و ۳-۶۷ به ولتاژ متعادل سه فاز با دامنه و فرکانس مطلوب در خروجی تبدیل می‌شود. روش کار به صورت زیر است. اگر ولتاژ نامتعادل ورودی با استفاده از فیزورها به صورت رابطه ۳-۶۸ نشان داده شود.

$$[V_i] = \bar{v}_i = \begin{bmatrix} V_a < \theta_1 \\ V_b < \theta_2 \\ V_c < \theta_3 \end{bmatrix} \quad (۳-۶۸)$$

ابتدا باید توالی‌های متقارن مثبت، منفی و صفر \bar{v}_i را بدست آورد. مؤلفه‌های متقارن فاز a ورودی به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$\begin{bmatrix} V_a^{(0)} \\ V_a^{(1)} \\ V_a^{(2)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (69-3)$$

با v_a ترتیب توالی‌های صفر، مثبت و منفی ولتاژ فاز a ورودی هستند. ارتباط v_a با $V_a^{(0)}$ ، $V_a^{(1)}$ و $V_a^{(2)}$ به صورت رابطه ۷۰-۳ می‌باشد.

$$v_a = V_a^{(0)} + V_a^{(1)} + V_a^{(2)} \quad (70-3)$$

همچنین روابط زیر بین مولفه‌های صفر، مثبت و منفی فازهای b و c ورودی با مولفه‌های صفر، مثبت و منفی فاز a ورودی برقرار است.

$$\begin{aligned} V_c^{(0)} &= V_c^{(0)} & V_b^{(0)} &= V_a^{(0)} \\ V_c^{(1)} &= \alpha V_c^{(1)} & V_b^{(1)} &= \alpha^2 V_a^{(1)} \\ V_c^{(2)} &= \alpha^2 V_c^{(2)} & V_b^{(2)} &= \alpha V_a^{(2)} \end{aligned} \quad (71-3)$$

با توجه به این که دامنه ولتاژهای توالی‌های صفر، مثبت و منفی فازهای مختلف با یکدیگر برابر هستند روابط زیر را تعریف می‌کنیم.

$$\begin{aligned} |V_a^{(0)}| &= |V_b^{(0)}| = |V_c^{(0)}| = V_0 \\ |V_a^{(1)}| &= |V_b^{(1)}| = |V_c^{(1)}| = V_1 \\ |V_a^{(2)}| &= |V_b^{(2)}| = |V_c^{(2)}| = V_2 \end{aligned} \quad (72-3)$$

بنابراین رابطه ۶۸-۳ را می‌توان به صورت رابطه ۷۳-۳ بازنویسی کرد. (V_0 دامنه توالی صفر ولتاژ

ورودی بوده، V_1 دامنه توالی مثبت ولتاژ ورودی و V_2 دامنه توالی منفی ولتاژ ورودی است)

$$\bar{v}_i = V_0 \cdot \begin{bmatrix} 1 < \phi_0 \\ 1 < \phi_0 \\ 1 < \phi_0 \end{bmatrix} + V_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 < \phi_1 \\ 1 < \phi_1 + 2 \cdot \frac{2\pi}{3} \\ 1 < \phi_1 + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} + V_2 \cdot \begin{bmatrix} 1 < \phi_2 \\ 1 < \phi_2 + \frac{2\pi}{3} \\ 1 < \phi_2 + 2 \cdot \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (73-3)$$

اگر مسیری برای جاری شدن توالی صفر وجود نداشته باشد می توان از آن صرف نظر کرد. بنابراین می توان $[V_i]$ را به صورت رابطه ۷۴-۳ نوشت.

$$[V_i] = [V_{ip}] + [V_{in}] \quad (74-3)$$

P بیانگر توالی مثبت بوده و n بیان کننده توالی منفی می باشد. در قسمت ۳-۵-۲ نشان داده شد، می توان یک رابطه به صورت رابطه ۷۵-۳ بدست آورد بطوریکه در این رابطه ماتریس M ولتاژ سه فاز و متعادل ورودی را به ولتاژهای متعادل خروجی تبدیل می کند.

$$[V_o] = [M] \cdot [V_i] \quad \bar{v}_o = [V_o] \quad (75-3)$$

$[V_i]$ ولتاژ متعادل ورودی است

$[V_o]$ ولتاژ متعادل کنترل شده خروجی است

$[M]$ ماتریس انتقال یا مدولاسیون است

بطور مشابه جریان ورودی را هم می توان به صورت زیر تعریف کرد.

$$[I_i] = [M]^T \cdot [I_o] \quad [I_i] = \bar{i}_{iph} \cdot [I_o] = \bar{i}_{oph} \quad (76-3)$$

$[I_i]$ جریان متعادل ورودی است

$[I_o]$ جریان متعادل کنترل شده خروجی است

$[M]$ ماتریس انتقال یا مدولاسیون است.

به این ترتیب با ترکیب روابط ۷۴-۳ و ۷۵-۳ رابطه ۷۷-۳ بدست می آید.

$$[V_o] = [M] \cdot [V_{ip}] + [M] \cdot [V_{in}] \quad (77-3)$$

اکنون این امکان وجود دارد که روش بخش ۳-۵-۲ را برای ورودی نامتعادل توسعه داد. ماتریس

$[M]$ را می توان به ماتریس های $[M_p]$ و $[M_n]$ تجزیه کرد بطوریکه رابطه زیر برقرار باشد.

$$[M] = [M_p] + [M_n] \quad (78-3)$$

با بازنویسی رابطه ۷۷-۳ به صورت زیر

$$[V_o] = \{[M_p] + [M_n]\} \cdot [V_{ip}] + \{[M_p] + [M_n]\} \cdot [V_{in}]$$

و با دسته بندی بخش هایی از رابطه بالا که اندیس مشابه دارند رابطه ۷۹-۳ بدست می آید.

$$[V_o] = [V_{op}] + [V_{on}] \quad (79-3)$$

هدف تولید توالی مثبت ولتاژ خروجی (V_{op}) است. V_{op} به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$[V_{op}] = [M_n] \cdot [V_{in}] + [M_p] \cdot [V_{ip}] \quad (80-3)$$

V_{on} که توالی منفی ولتاژ خروجی است مطلوب نمی‌باشد و مقدار آن در هر لحظه توسط رابطه ۸۱-۳

محاسبه می‌شود.

$$[V_{on}] = [M_n] \cdot [V_{ip}] + [M_p] \cdot [V_{in}] \quad (81-3)$$

هدف این است که با وجود ورودی نامتعادل $[V_i]$ خروجی مبدل فقط شامل V_{op} باشد، بنابراین

باید مقادیر ماتریس‌های M_n و M_p بگونه‌ای باشند که $[V_{on}]$ برابر صفر گردد. برای یک بردار ورودی

نامتعادل $[V_i]$ شکل کلی ماتریس M_x به صورت رابطه ۸۲-۳ خواهد شد $(x = p, n)$ [56].

$$[M_x] = m_{xk} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi_k) & \cos(\psi_k - k(\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_k - 2 \cdot k(\frac{2\pi}{3})) \\ \cos(\psi_k + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_k - k(\frac{2\pi}{3}) + (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_k - 2 \cdot k(\frac{2\pi}{3}) + (\frac{2\pi}{3})) \\ \cos(\psi_k + 2 \cdot (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_k - k(\frac{2\pi}{3}) + 2 \cdot (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_k - 2 \cdot k(\frac{2\pi}{3}) + (\frac{4\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (82-3)$$

$k=1$ برای ماتریس انتقال توالی مثبت (M_p) است.

$k=2$ برای ماتریس انتقال توالی منفی (M_n) است.

m_{xk} یک عدد اختیاری است.

ψ_k یک زاویه اختیاری است.

با استفاده از رابطه ۸۲-۳ روابط ۸۳-۳ و ۸۴-۳ بدست می‌آیند.

$$[M_{p1}] = m_{p1} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi_1) & \cos(\psi_1 - (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_1 + (\frac{2\pi}{3})) \\ \cos(\psi_1 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_1) & \cos(\psi_1 - (\frac{2\pi}{3})) \\ \cos(\psi_1 - (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_1 + (\frac{2\pi}{3})) & \cos(\psi_1) \end{bmatrix} \quad (83-3)$$

$$[M_{n2}] = m_{n2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\psi_2) & \cos(\psi_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_2 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\psi_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_2) & \cos(\psi_2 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\psi_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_2 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi_2 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۸۴-۳)$$

با جایگذاری روابط ۷۳-۳، ۸۳-۳ و ۸۴-۳ در روابط ۸۰-۳ و ۸۱-۳، برای اینکه معادلات ۸۰-۳ و ۸۱-۳ بطور همزمان برآورده شوند ($[V_{on}] = 0$) باید روابط ۸۵-۳ و ۸۶-۳ بطور هم زمان برقرار باشند.

$$\psi_1 - \phi_1 = \psi_2 - \phi_2 = \theta_o \quad \text{یا} \quad \psi_1 + \phi_2 = \psi_2 + \phi_1 \quad (۸۵-۳)$$

و

$$m_{n2} = -\frac{V_2}{V_1} \cdot m_{p1} \quad \text{یا} \quad m_{p1} \cdot V_2 = -m_{n2} \cdot V_1 \quad (۸۶-۳)$$

θ_o زاویه کنترل شده ولتاژ خروجی نسبت به مرجع ولتاژ فاز a ورودی یعنی θ_1 است. همچنین ϕ_1 و ϕ_2 و V_1 و V_2 آرگومان و دامنه توالی‌های مثبت و منفی ولتاژ ورودی هستند که با استفاده از رابطه ۷۳-۳ بدست آمده‌اند. با جایگذاری روابط ۸۵-۳ و ۸۶-۳ در روابط ۸۳-۳ و ۸۴-۳ روابط ۸۷-۳ و ۸۸-۳ حاصل می‌شود.

$$[M_x] = [M_{p1}] + [M_{n2}] \quad (۸۷-۳)$$

$$[M_x] = m_{p1} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi_1 + \theta_o) & \cos(\phi_1 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_1 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\phi_1 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_1 + \theta_o) & \cos(\phi_1 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\phi_1 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_1 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_1 + \theta_o) \end{bmatrix} \quad (۸۸-۳)$$

$$- \frac{V_2}{V_1} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi_2 + \theta_o) & \cos(\phi_2 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_2 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\phi_2 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_2 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_2 + \theta_o) \\ \cos(\phi_2 + \theta_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\phi_2 + \theta_o) & \cos(\phi_2 + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

همچنین با جای گذاری روابط ۸۸-۳ و ۷۳-۳ در رابطه ۷۵-۳ رابطه ۸۹-۳ بدست می‌آید.

$$[V_o] = \begin{bmatrix} V_{o1} < \theta_{o1} \\ V_{o2} < \theta_{o2} \\ V_{o3} < \theta_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{o1} < \theta_o \\ V_{o2} < \theta_o + \frac{2\pi}{3} \\ V_{o3} < \theta_o + \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (89-3)$$

V_{o1} با استفاده از رابطه ۹۰-۳ بدست می‌آید.

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{o3} = 3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2] \quad (90-3)$$

ub نسبت $\frac{V_2}{V_1}$ ، یعنی دامنه توالی منفی ولتاژ نامتعادل ورودی تقسیم بر دامنه توالی مثبت آن است.

$$ub = \frac{V_n}{V_p} = \frac{V_2}{V_1}$$

ub بیان کننده درصد عدم تعادل در ولتاژ ورودی است. ذکر این نکته لازم است که بررسی درصد عدم تعادل فقط برای ولتاژ مطرح می‌شود [63].

سرانجام با جایگذاری θ_o برابر با θ_1 (به عنوان مرجع در نظر گرفته شده است) و با قرار دادن رابطه ۹۰-۳ در رابطه ۸۹-۳، رابطه ۹۱-۳ بدست می‌آید.

$$[V_o] = 3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2] \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t + \theta_1) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \end{bmatrix} \quad (91-3)$$

رابطه ۹۱-۳ نشان دهنده ولتاژ متعادل خروجی بر حسب ولتاژ نامتعادل ورودی است. از رابطه ۹۱-۳ مشخص است که حداکثر دامنه ولتاژ فاز خروجی باید از محدودیت نشان داده شده در رابطه ۹۲-۳ تبعیت کند.

$$V_{o1} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_1 \quad (92-3)$$

$$V_{o1} = 3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2]$$

۳-۶-۲ بدست آوردن ماتریس مدولاسیون مبدل ماتریسی در حالت نامتعادل بودن ولتاژ

ورودی

در عمل چگونگی کلیدزنی مناسب S_{Aa} تا S_{Cc} در شکل ۳-۱ است که سبب می‌شود با وجود عدم تعادل در ولتاژ ورودی، ولتاژ سه فاز خروجی کاملاً متعادل باشد.

ماتریس $[M_x]$ (رابطه ۳-۸۸)، ماتریس کنترلی است که می‌تواند ولتاژ سه فاز نامتعادل ورودی را به ولتاژ سه فاز متعادل در خروجی تبدیل کند. بنابراین هدف محاسبه دوره وظیفه سوئیچهای مبدل ماتریسی شکل ۳-۱ است، بصورتی که ولتاژ خروجی متعادل باشد. اگر تابع کلیدزنی مربوط به سوئیچ S_{jk} در شکل ۳-۱ در هر دوره تناوب کلیدزنی به صورت رابطه ۳-۹۳ نشان داده شود:

$$S_{jk}(\omega_s t) = \begin{cases} 1 & S_{jk} & \text{Close} \\ 0 & S_{jk} & \text{Open} \end{cases} \quad (93-3)$$

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \quad f_s = \frac{1}{T_s}$$

در ضمن دیدیم که:

$$\sum_{k=a,b,c} S_{jk} = 1 \quad \text{for } j = A, B, C \quad (94-3)$$

با در نظر گرفتن این محدودیت روش محاسبه ماتریس دوره وظیفه سوئیچهای S_{Aa} تا S_{Cc} به صورت زیر می‌باشد. با در نظر گرفتن رابطه ۳-۸۸، ابتدا با استفاده از روابط ۳-۶۹ و ۳-۷۲ مقادیر V_1 و V_2 و ϕ_1 و ϕ_2 محاسبه می‌شوند. سپس با در نظر گرفتن θ_1 به عنوان فاز مرجع، رابطه ۳-۸۸ به صورت زیر ساده می‌شود.

$$[M_x] = m_{p1} \cdot \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (95-3)$$

بطوریکه برای مثال $a_{12} = \cos(\phi_1 + \theta_1 - \frac{2\pi}{3})$ و $b_{12} = \cos(\phi_2 + \theta_1 + \frac{2\pi}{3})$ است، سرانجام m_{p1} با

در نظر گرفتن رابطه ۳-۹۲ برای داشتن حداکثر نسبت تبدیل برابر یک انتخاب می‌شود. رابطه ۳-۹۵ را می‌توان به صورت رابطه ۳-۹۶ ساده‌تر بیان نمود.

$$[M_x] = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \quad (96-3)$$

بطوریکه $c_{11} = a_{11} - \frac{V_2}{V_1} \cdot b_{12}$ است. سرانجام ماتریس دوره وظیفه سوئیچها با در نظر گرفتن محدودیت

ناشی از رابطه ۳-۹۴ به صورت رابطه ۳-۹۷ محاسبه می‌شود.

$|M_x|_{\min}$ کوچکترین مقدار c_{jk} در ماتریس $[M_x]$ است. اگر اندازه عناصر سطرهای ماتریس $[M_x]$ را با هم جمع کنیم، $\sum_{k=a,b,c} |c_{jk}|_{\max}$ برابر با مقدار حد اکثر این سه عدد است. m_v اندیس مدولاسیون ولتاژ می‌باشد.

$$[D] = m_v \cdot \begin{bmatrix} d_{Aa} & d_{Ba} & d_{Ca} \\ d_{Ab} & d_{Bb} & d_{Cb} \\ d_{Ac} & d_{Bc} & d_{Cc} \end{bmatrix} \quad (97-3)$$

$$d_{jk} = \frac{c_{jk} + |M_x|_{\min}}{\sum_{k=a,b,c} |c_{jk}|_{\max}}$$

ماتریس D ماتریسی است که اگر در ولتاژ نامتعادل ورودی ضرب شود، ولتاژ سه فاز متعادل با همان فرکانس در خروجی ایجاد می‌کند. پس از بدست آمدن ماتریس D با استفاده از رابطه ۳-۹۱ ولتاژی سه فاز و متعادل دارای فرکانسی برابر با فرکانس ورودی (f_i) به صورت رابطه ۳-۹۸ بدست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = 3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2] \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \theta_1) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \end{bmatrix} \quad (98-3)$$

حال اگر بردار خروجی $[V_{o1} \ V_{o2} \ V_{o3}]^T$ یک مجموعه سه فاز متعادل با دامنه $3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2]$ و فرکانس f_i باشد، برای بدست آوردن ولتاژی با دامنه V_{om} و فرکانس f_o در خروجی و با استفاده از روابط ۳-۵۸ و ۳-۶۷ می‌توان ماتریس مدولاسیون را به صورت زیر بدست آورد.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = M_{new} \times \begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} \quad (99-3)$$

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_k v_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_i t + \beta_j) \cdot \sin(3\omega_i t) \right] \quad (100-3)$$

$$k = o1, o2, o3 \quad j = A, B, C \quad q = \frac{V_{om}}{3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2]}$$

$$k = o1, o2, o3 \quad \text{به ترتیب برای} \quad \beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$$

با توجه به مطالبی که تاکنون گفته شده است، و با در نظر گرفتن روابط ۳-۹۷ تا ۳-۱۰۰ و محدودیتی که با رابطه ۳-۹۲ ارائه شده است، برای این که ولتاژ سه فاز نامتعادل رابطه ۳-۶۸ به یک مجموعه سه فاز و متعادل با دامنه V_{om} و فرکانس f_o تبدیل شود داریم:

$$\begin{bmatrix} V_{om} \cdot \cos(\omega_o t - \phi_o) \\ V_{om} \cdot \cos(\omega_o t - \phi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{om} \cdot \cos(\omega_o t - \phi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = M_{new} \cdot D \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (101-3)$$

بردار $[v_a \ v_b \ v_c]^T$ در رابطه ۳-۱۰۱ همان ولتاژ سه فاز نامتعادل ورودی نشان داده شده در رابطه ۳-۶۸ است. ماتریس $M_{new} \cdot D$ ماتریسی است که ولتاژ سه فاز و نامتعادل ورودی با فرکانس f_i را به ولتاژ سه فاز و متعادل خروجی با فرکانس f_o تبدیل می‌کند. همچنین با استفاده از این ماتریس می‌توان با وجود عدم در تعادل در جریان خروجی، جریان ورودی را متعادل نگاه داشت. روش ارائه شده در این قسمت نسبت به سایر روشهای جبران عدم تعادل ولتاژ ورودی بسیار ساده‌تر می‌باشد [40][56-59].

۳-۷ خلاصه

در این بخش روشهای کنترل مبدل ماتریسی بطور کامل بررسی شدند. در روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری امکان کنترل ضریب توان ورودی، اختلاف فاز ولتاژ خروجی، دامنه و فرکانس ولتاژ خروجی وجود دارد. این روش امکان جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی را داشته و با توجه به اینکه با فرض یک باس DC مجازی بدست آمده است، فرکانس‌های $6 \times f_i \pm f_o$ در ولتاژ خروجی آن وجود دارد. روش مدولاسیون مستقیم تمام ویژگیهای روش SVPWM بغیر از امکان کنترل اختلاف فاز ولتاژ خروجی و جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی را دارد. روش جدید ارائه شده برای جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی تمام ویژگیهای روش مدولاسیون مستقیم بعلاوه امکان جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی را دارد. ویژگیهای روشهای مذکور بطور خلاصه در جدول ۳-۱۰ آورده شده‌اند.

جدول ۳-۱۰: مقایسه روشهای مختلف کنترل مبدل‌های ماتریسی

روش کنترل	کنترل ضریب قدرت ورودی	کنترل اختلاف فاز خروجی	حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ	جبران عدم تعادل ولتاژ ورودی	حضور فرکانس $6 \times f_i \pm f_o$ در ولتاژ خروجی
SVPWM	بله	بله	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	بله	بله
مدولاسیون مستقیم	بله	خیر	$\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}$	خیر	خیر
مدولاسیون مستقیم با امکان جبران عدم تعادل ولتاژ	بله	خیر	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	بله	خیر

فصل چهارم

طراحی منبع تغذیه پیشنهادی

۴-۱ مقدمه

در این بخش یک منبع تغذیه سه فاز، ۴۰۰ هرتز، ۱۰ کیلو ولت آمپر و ۲۸ ولت با استفاده از مبدل ماتریسی طراحی شده است. از جمله صنایعی که نیاز به منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز دارند می‌توان به صنایع هواپیمایی، سیستم‌های رادار و قطارها اشاره کرد.

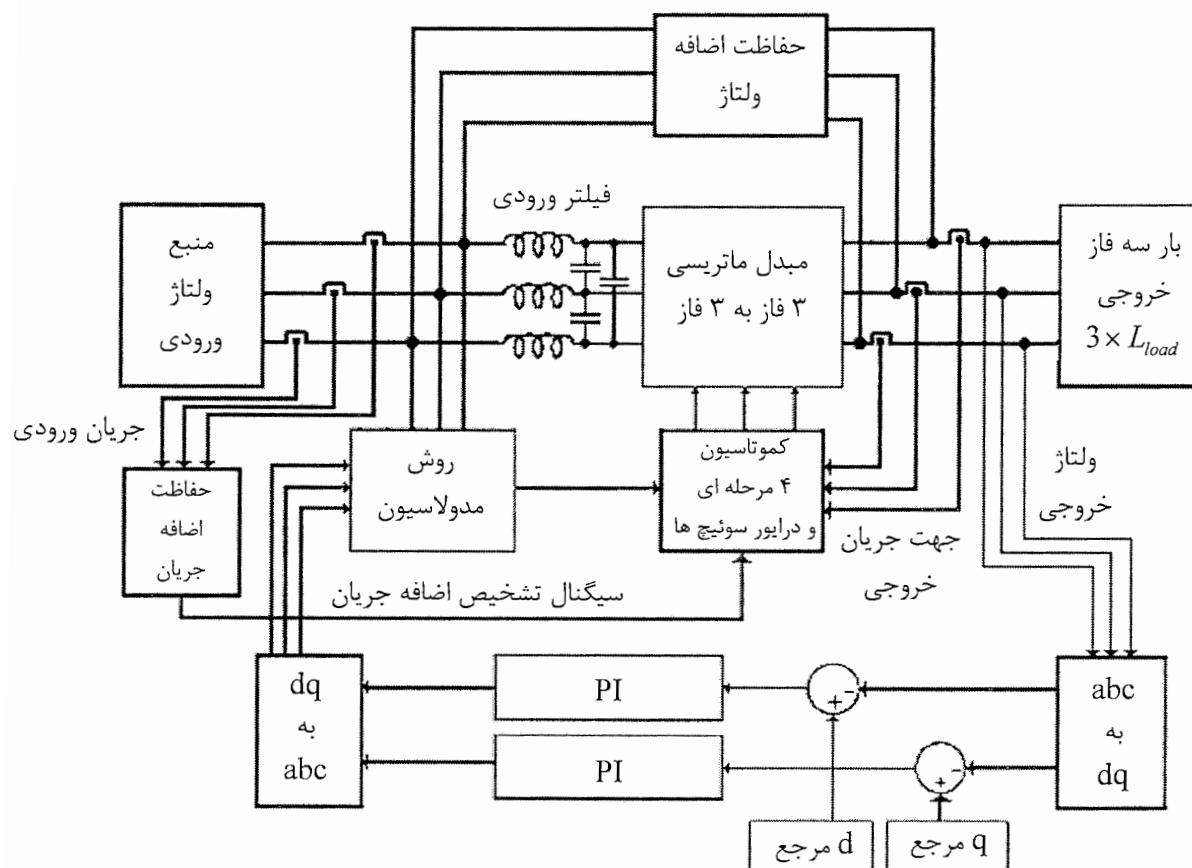
پس از بیان ساختار کلی منبع تغذیه پیشنهادی، بخش‌های مختلف آن شامل مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز، بخش کموتاسیون چند مرحله‌ای، بخش کنترل مبدل ماتریسی، فیلتر ورودی، حفاظت مبدل در برابر اضافه جریان، حفاظت مبدل در برابر اضافه ولتاژ و کنترل کننده مسیر پسخور ولتاژ طراحی و ارائه شده است.

۴-۲ ساختار منبع تغذیه پیشنهادی

در این بخش ساختار کلی یک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز، ۲۸ ولت، ۱۰ کیلو ولت آمپر توضیح داده شده است. بلوک دیاگرام منبع تغذیه در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. این منبع تغذیه شامل قسمت‌های زیر می‌باشد.

- ۱- مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز
- ۲- فیلتر ورودی
- ۳- قسمت انجام عمل کموتاسیون ۴ مرحله‌ای با توجه به تشخیص جهت جریان
- ۴- مدار حفاظت اضافه ولتاژ
- ۵- کنترل کننده مبدل ماتریسی (بخش مدولاسیون بردار فضایی یا مدولاسیون مستقیم)
- ۶- کنترل کننده مسیر پسخور ولتاژ
- ۷- بار خروجی

در ادامه این فصل روش طراحی هر یک از قسمت‌های منبع تغذیه بیان می‌شود.



شکل ۴-۱: ساختار منبع تغذیه پیشنهادی

۳-۴ مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز

در مبدل ماتریسی استفاده شده در این منبع تغذیه، از سوئیچهای دوطرفه با ساختار امیتر مشترک استفاده شده که در شکل ۴-۲ نشان داده شده است. با توجه به این که مقادیر نامی این منبع تغذیه ۱۰ کیلو ولت آمپر و ۲۸ ولت است، حداکثر جریان هریک از IGBT های آن به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

با توجه به این که توان نامی هر فاز مبدل برابر $\frac{10KVA}{3} = 3.33KVA$ بوده و مقدار موثر ولتاژ فاز

مبدل برابر ۲۸ ولت است، مقدار موثر I_S با استفاده از رابطه ۴-۱ محاسبه می‌شود.

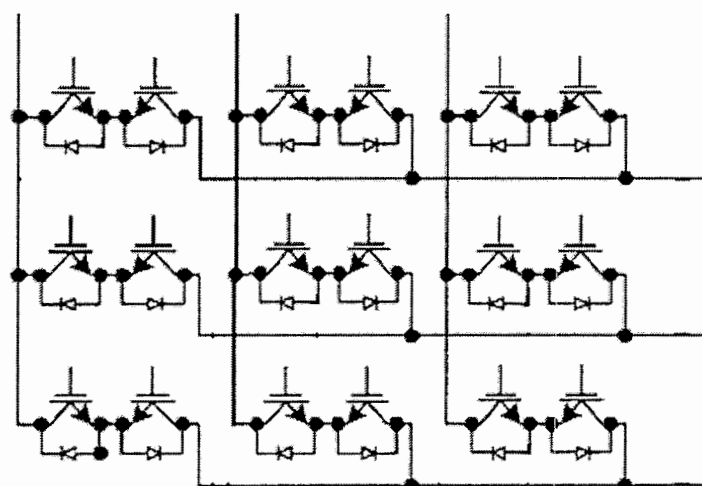
$$I_{S(rms)} = \frac{10 \times 1000 \times \frac{1}{3}}{28} = 120 \quad (4-1)$$

بنابراین جریان پیک قابل تحمل هر IGBT باید برابر با $120 \times \sqrt{2} = 170$ آمپر باشد. به عنوان ضریب اطمینان مقدار I_s را برابر ۲۰۰ آمپر انتخاب می‌کنیم.

همچنین با توجه به اینکه ولتاژ ورودی مبدل ماتریسی ۲۲۰ ولت ۵۰ هرتز است، حداقل ولتاژ قابل تحمل هر IGBT که با V_s نشان داده می‌شود با استفاده از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$V_s = 220 \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} = 539 \text{ (volt)}$$

بنابراین برای اطمینان بیشتر ولتاژ قابل تحمل هر IGBT برابر ۸۰۰ ولت انتخاب می‌شود.



شکل ۴-۲: مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز با سوئیچهای دو طرفه با ساختار امیتر مشترک

۴-۴ طراحی فیلتر ورودی در مبدلهای ماتریسی

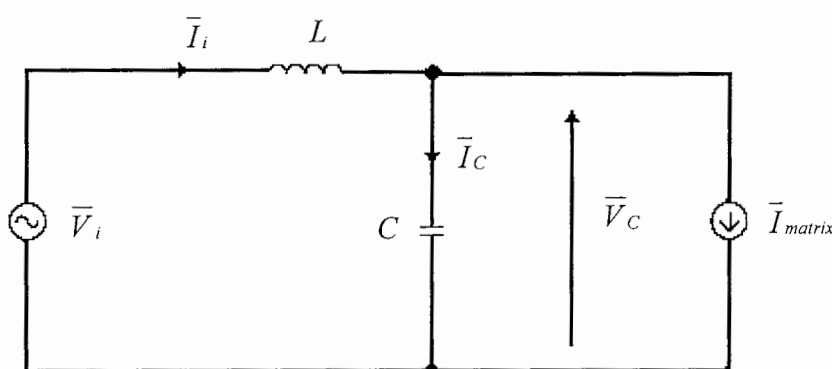
فیلتر ورودی بین مبدل ماتریسی و منبع ورودی قرار گرفته و مانع از تزریق هارمونیکهای جریان ناشی از عمل کلیدزنی به منبع ورودی می‌شود.

قبلا گفتیم که ماتریس مدولاسیون یک مبدل ماتریسی ایده‌آل را می‌توان به گونه‌ای طراحی کرد که ضریب قدرت ورودی مبدل ماتریسی برابر با یک گردد. در حالتی که فیلتر ورودی برای حذف اعوجاج‌های جریان ورودی به کار برده شده است، یک اختلاف فاز میان جریان و ولتاژ ورودی ایجاد می‌کند، این اختلاف فاز وابسته به جریان خروجی مبدل می‌باشد. بنابراین هنگام طراحی فیلتر ورودی

باید با توجه به حداکثر جریان بار، اختلاف فاز ایجاد شده توسط فیلتر ورودی از یک مقدار خاص (به طور مثال $\pi/6$) کمتر باشد.

با توجه به اینکه روشهای کنترل مبدلهای ماتریسی این امکان را فراهم می‌کنند که ضریب توان ورودی مبدل ماتریسی برابر با یک گردد، لازم است فیلتر ورودی به صورتی طراحی شود که اختلاف فاز ایجاد شده توسط آن حداقل باشد. از آنجایی که خازن فیلتر نقش اصلی ایجاد این اختلاف فاز را بر عهده دارد، مبدل ماتریسی دارای جریان ورودی پس فاز خواهد بود. میزان اختلاف فاز جریان ورودی نسبت به ولتاژ ورودی وابسته به مقدار جریان خروجی مبدل ماتریسی است [48-52].

فرض کنید حداکثر اختلاف فازی که فیلتر ورودی مجاز است میان ولتاژ و جریان ورودی ایجاد کند برابر با $\frac{\pi}{6}$ باشد (یاد آوری می‌شود که حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ در مبدل ماتریسی یعنی $\frac{\sqrt{3}}{2}$ زمانی بدست می‌آید که اختلاف فاز ولتاژ و جریان ورودی صفر باشد) بنابراین فیلتر ورودی باید به صورتی طراحی شود که $\phi_i \leq \frac{\pi}{6}$ باشد.



شکل ۳-۴: مدار معادل تک فاز فیلتر ورودی

همانطور که در شکل ۳-۴ دیده می‌شود برای طراحی فیلتر ورودی، مبدل ماتریسی به صورت یک منبع جریان در نظر گرفته شده است، ابتدا باید ولتاژ خازن را بدست آورد.

$$\bar{V}_c = \bar{V}_i - jL\omega\bar{I}_i \quad \omega_i = 2 \times \pi \times 50 \quad (۲-۴)$$

$$\bar{V}_C = \sqrt{|\bar{V}_i|^2 + |\omega_i \cdot L \cdot \bar{I}_i|^2} e^{-j \cdot \arctg \frac{\omega_i L \bar{I}_i}{\bar{V}_i}}$$

ارتباط میان جریان مبدل ماتریسی \bar{I}_{matrix} و جریان ورودی \bar{I}_i اینگونه بدست می‌آید [49].

$$\bar{I}_{matrix} = \sqrt{[\bar{I}_i \cdot (1 - \omega_i^2 \cdot L \cdot C)]^2 + (\omega_i \cdot C \cdot \bar{V}_i)^2} \cdot e^{-j \arctg \frac{\omega_i \cdot C \cdot \bar{V}_i}{\bar{I}_i \cdot (1 - \omega_i^2 L \cdot C)}} \quad (3-4)$$

حال ضریب جابه‌جایی مبدل ماتریسی با استفاده از معادلات ۲-۴ و ۳-۴ به صورت زیر بدست آمده

و باید کمتر از $\frac{\pi}{6}$ باشد.

$$-\arctg \frac{\omega_i \cdot L \cdot \bar{I}_i}{\bar{V}_i} + \arctg \frac{\omega_i \cdot C \cdot \bar{V}_i}{\bar{I}_i \cdot (1 - \omega_i^2 \cdot L \cdot C)} < \frac{\pi}{6} \quad (4-4)$$

با استفاده از رابطه ۴-۴ حداکثر مقدار مجاز برای خازن فیلتر ورودی به صورت زیر بدست می‌آید.

$$C < \frac{\operatorname{tg}(\frac{\pi}{6} + \arctg(\frac{\omega_i L \bar{I}_i}{\bar{V}_i}))}{\omega_i \bar{V}_i} [1 - \frac{\omega_i^2}{\omega_c^2}] \cdot \bar{I}_i \quad (5-4)$$

که در رابطه ۵-۴ فرکانس قطع فیلتر می‌باشد. اندوکتانس فیلتر بین ولتاژ و جریان ورودی اختلاف فازی ایجاد می‌کند که با توجه به رابطه ۶-۴ از آن صرف نظر می‌شود.

$$\arctg \frac{\omega_i L \bar{I}_i}{\bar{V}_i} \ll \frac{\pi}{6} \quad (6-4)$$

همچنین با توجه به این که فرکانس قطع فیلتر خیلی بیشتر از فرکانس ورودی است (رابطه ۷-۴)

می‌توان حداکثر مقدار ممکن برای خازن فیلتر را بدست آورد ($\omega_i = 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/sec}$) و

$$(V_{im} = \sqrt{2} \times 220 \text{ ولت})$$

$$\frac{\omega_i^2}{\omega_c^2} \ll 1 \quad (7-4)$$

با توجه به روابط ۸-۴ و ۹-۴ مقدار خازن وابسته به دامنه جریان ورودی و توان مطلوب خروجی می‌باشد. این مقادیر بویژه زمانی مهم می‌باشند که جریان ورودی مبدل ماتریسی مقدار کمی دارد. در

رابطه ۴-۱۰ با توجه به مقادیر داده شده برای V_{im} ، ω_i و P_{out} محدوده مجاز ظرفیت خازن به صورت زیر نشان داده شده است.

$$C < \frac{tg(\frac{\pi}{6})}{\omega_i \cdot V_i} \cdot \bar{I}_i$$

$$C < 5.9 \times 10^{-6} \quad (۸-۴)$$

رابطه ۴-۸ را می‌توان به صورت رابطه ۴-۹ بازنویسی کرد.

$$C < \frac{tg(\frac{\pi}{6})}{3\omega_i V_{rms}^2} \times P_{out} \quad (۹-۴)$$

با توجه به مقادیر V_{im} و ω_i رابطه زیر برای محدوده مجاز خازن بدست می‌آید.

$$V_{rms} = 220$$

$$C < 12 \times 10^{-9} \times P_{out} \quad (۱۰-۴)$$

مقدار اندوکتانس فیلتر با استفاده از رابطه ۴-۱۱ بدست می‌آید.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}} \quad (۱۱-۴)$$

توجه کنید برای حداقل کردن اثر تشدید توسط فیلتر ورودی که در فرکانس f_c ایجاد می‌شود این فرکانس حداقل ۱۰ برابر فرکانس منبع ورودی انتخاب می‌شود. همچنین f_c حداقل باید ۱۰ برابر کمتر از فرکانس کلیدزنی باشد. بنابراین رابطه ۴-۱۲ آخرین رابطه‌ای است که برای طراحی فیلتر ورودی بدست می‌آید [48-52].

$$10 \times 50 < f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}} < \frac{f_s}{10} \quad (۱۲-۴)$$

با توجه به این که در منبع تغذیه نشان داده شده در شکل ۴-۱ فرکانس کلیدزنی برابر ۱۰ کیلو هرتز ($f_s = 10KHZ$) بوده و منبع ورودی ۲۲۰ ولت ۵۰ هرتز است، با استفاده از روابط ۴-۹ و ۴-۱۲ مقادیر L و C فیلتر ورودی به صورت زیر بدست می‌آیند.

$$L = 180 \times 10^{-6} H$$

$$C = 360 \times 10^{-6} F$$

۴-۵ کموتاسیون در مبدل‌های ماتریسی

به عمل انتقال جریان از یک سوئیچ به سوئیچ دیگر کموتاسیون می‌گویند. در این مبحث از تعریف زیر برای بررسی مباحث مربوط به کموتاسیون استفاده می‌شود. به یک سوئیچ دوطرفه، مانند سوئیچ‌های شکل ۴-۴ که شامل دو IGBT و دو دیود است، یک سلول کموتاسیون گفته می‌شود. به هر سوئیچ یک طرفه از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد روشن شود سوئیچ داخل شونده گفته شده و به هر سوئیچ یک طرفه از یک سلول کموتاسیون که باید در لحظه بعد خاموش گردد، سوئیچ خارج شونده گفته می‌شود [43,44]. در هنگام بررسی روش‌های کموتاسیون مبدل‌های ماتریسی، باید دو شرط زیر مد نظر باشد:

۱- سوئیچ‌های یک سطر مبدل نباید در یک زمان روشن باشند، زیرا این عمل باعث اتصال کوتاه در فازهای ورودی و عبور جریان بالا از سوئیچ‌های مبدل می‌شود.

۲- در هر لحظه حداقل باید یکی از سوئیچ‌های ستون‌های مبدل روشن باشند. به این ترتیب مسیر جریان بارهای سلفی همیشه برقرار بوده و اضافه ولتاژ ناشی از قطع جریان بار که به صورت $L_{Load} \frac{di}{dt}$ است به سوئیچ‌های مبدل آسیب نمی‌رساند.

روش‌های متفاوتی برای برقراری این دو شرط وجود دارد که در این قسمت چهار روش مختلف بررسی می‌شوند.

۴-۵-۱ کموتاسیون همراه با همپوشانی جریان^۱

در این روش سوئیچ داخل شونده روشن می‌شود قبل از این که سوئیچ خارج شونده خاموش گردد. این عمل سبب یک اتصال کوتاه زودگذر میان دو فاز منبع ورودی می‌شود، بنابراین یک اندوکتانس خارجی سری با هر یک از فازهای ورودی مبدل باید موجود باشد تا از افزایش جریان در مدت زمان اتصال کوتاه

جلوگیری کند. به دلیل این که اندوکتانس های مورد استفاده بزرگ و گران هستند، این روش به ندرت مورد استفاده قرار می گیرد [44,47].

۴-۵-۲ کموتاسیون با زمان مرده جریان^۱

در این روش سوئیچ خارج شونده خاموش می شود قبل از این که سوئیچ داخل شونده روشن گردد. با این کار در یک زمان مرده هیچ مسیری برای جریان بار وجود ندارد. بنابراین لازم است توسط مدارات اسنابر^۲ یک مسیر برای جریان بار ایجاد گردد. به دلیل این که انرژی تلف شده در هر زمان مرده بالا بوده در عین حال مدار اسنابر فضای زیادی را در مقایسه با سوئیچها اشغال می کند، این روش مناسب نمی باشد. همچنین طبیعت دوطرفه بودن سوئیچها طراحی مدارات اسنابر را مشکل می نماید [44,47].

۴-۵-۳ کموتاسیون ۴ مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت جریان

برای بیان این روش مبدل ماتریسی دو فاز به تک فاز شکل ۴-۴ را در نظر بگیرید. تمام حالت های کموتاسیون که در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز شکل ۳-۱ وجود دارد با مبدل شکل ۴-۴ قابل بررسی بوده و استفاده از این مبدل از عمومیت بحث نمی کاهد. در این روش دیاگرام زمانی طرز عملکرد سوئیچها به صورت شکل ۴-۵ می باشد. فرض کنید جریان بار ابتدا در جهت نشان داده شده در شکل ۴-۴ 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 I_L 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.

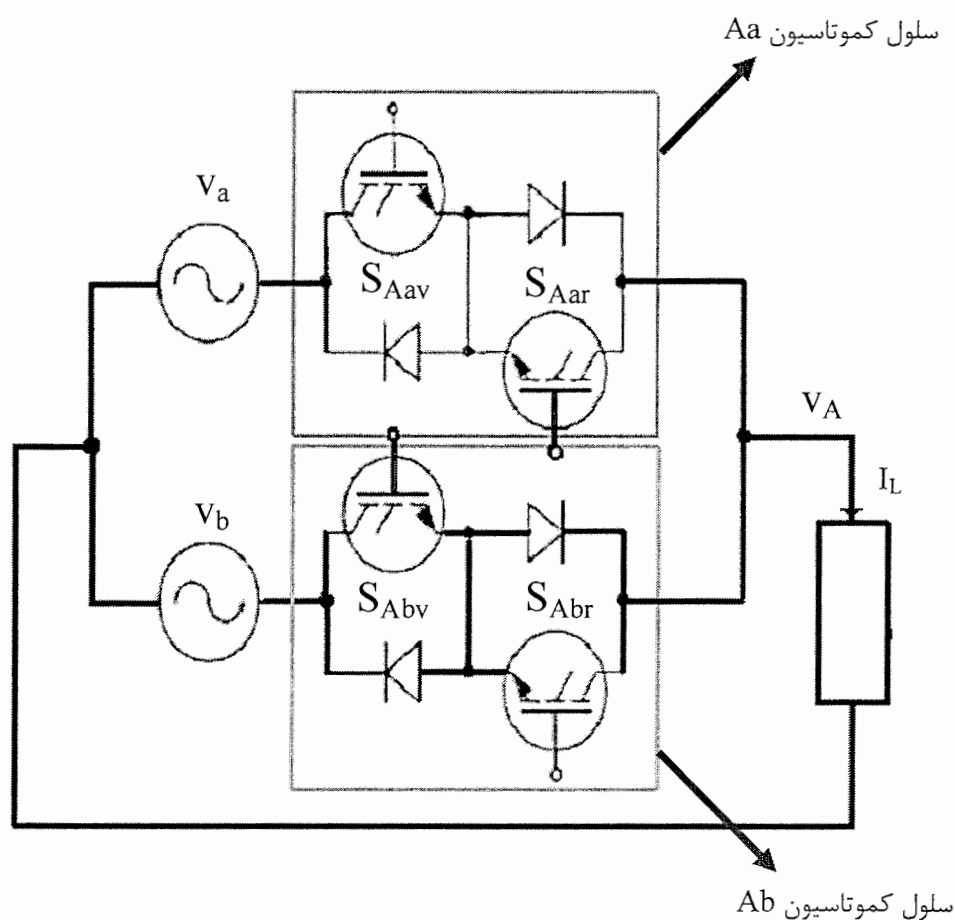
بعد از یک مدت زمان کوچک S_{Aav} خاموش می شود و S_{Abr} سیگنال گیت را دریافت می کند. به این ترتیب عمل کموتاسیون تکمیل می شود. نمودار پله به پله این روش در شکل ۴-۶ نشان داده شده

1-Dead Time Current Commutation

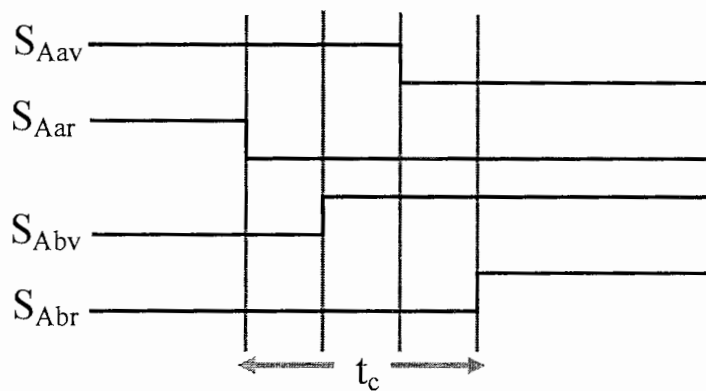
2-Snubber

است. همانطور که در شکل ۴-۵ نشان داده شده است انجام عمل کموتاسیون در این روش به اندازه t_c طول می‌کشد، این زمان وابسته به زمانهای روشن و خاموش شدن IGBT های موجود در سلول‌های 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. بنابراین در جریان‌های بسیار کم ممکن است این روش با مشکل مواجه شود [47][43,44].

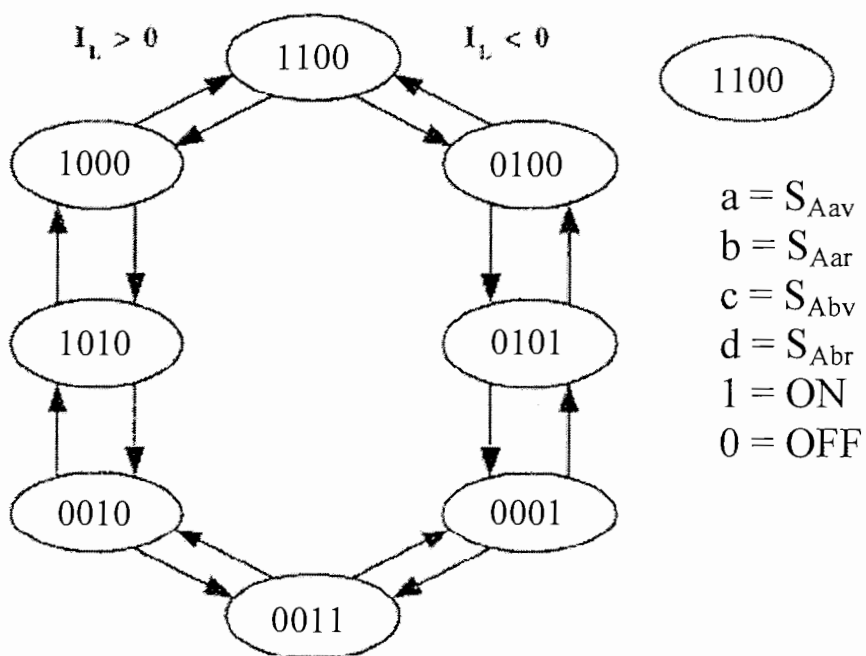
در منبع تغذیه پیشنهادی شکل ۴-۲ از روش کموتاسیون ۴ مرحله‌ای بر اساس تشخیص جهت جریان استفاده شده است.



شکل ۴-۴: مبدل ماتریسی دو فاز به تک فاز



شکل ۴-۵: دیاگرام زمانی کموتاسیون ۴ مرحله ای



شکل ۴-۶: دیاگرام پله به پله کموتاسیون ۴ مرحله ای

۴-۵-۴ کموتاسیون ۲ مرحله ای با استفاده از تشخیص جهت ولتاژ یا کموتاسیون به روش

METZI

۴-۵-۴-۱ دوره های ۶۰ درجه ای

این روش کموتاسیون بر اساس اندازه‌گیری ولتاژهای فاز ورودی صورت می‌گیرد. راه حل این روش بر اساس تشخیص فواصل ۶۰ درجه‌ای از شکل موج ولتاژهای فاز ورودی است، بطوریکه در این فواصل ولتاژهای فاز تغییر علامت نمی‌دهد (شکل ۴-۸).

در هر مرحله یک ولتاژ فاز ورودی بالاترین مقدار را دارا می‌باشد که با V_P مشخص می‌شود. یک ولتاژ فاز ورودی نیز دارای کمترین مقدار است که با V_N مشخص می‌گردد و یک ولتاژ فاز هم بین V_P و V_N است که با V_M مشخص می‌شود. اختلاف بین V_P و V_N با V_{dc} نشان داده می‌شود. در جدول ۴-۱ ارتباط میان هریک از ولتاژهای فاز ورودی با سطوح ولتاژ V_P و V_N و V_M نشان داده شده است. با توجه به شکل ۴-۸ در هریک از مراحل ۶۰ درجه این سطوح ولتاژ تغییر نکرده و برابر یکی از ولتاژهای فاز ورودی می‌باشند. به طور مثال در مرحله ۶، V_P برابر V_a ، V_M برابر V_c و V_N برابر V_b است.

۴-۵-۴-۲ حالت‌های کلیدزنی

با استفاده از سوئیچهای یک سطر شکل ۴-۷، به طور مثال S_{Aa} ، S_{Ab} و S_{Ac} می‌توان قوانین مربوط به چگونگی عمل کلیدزنی را بدست آورد. در هریک از مراحل ۱ تا ۶ نشان داده شده در شکل ۴-۸ وضعیت ولتاژ فازهای ورودی به صورت زیر می‌باشد.

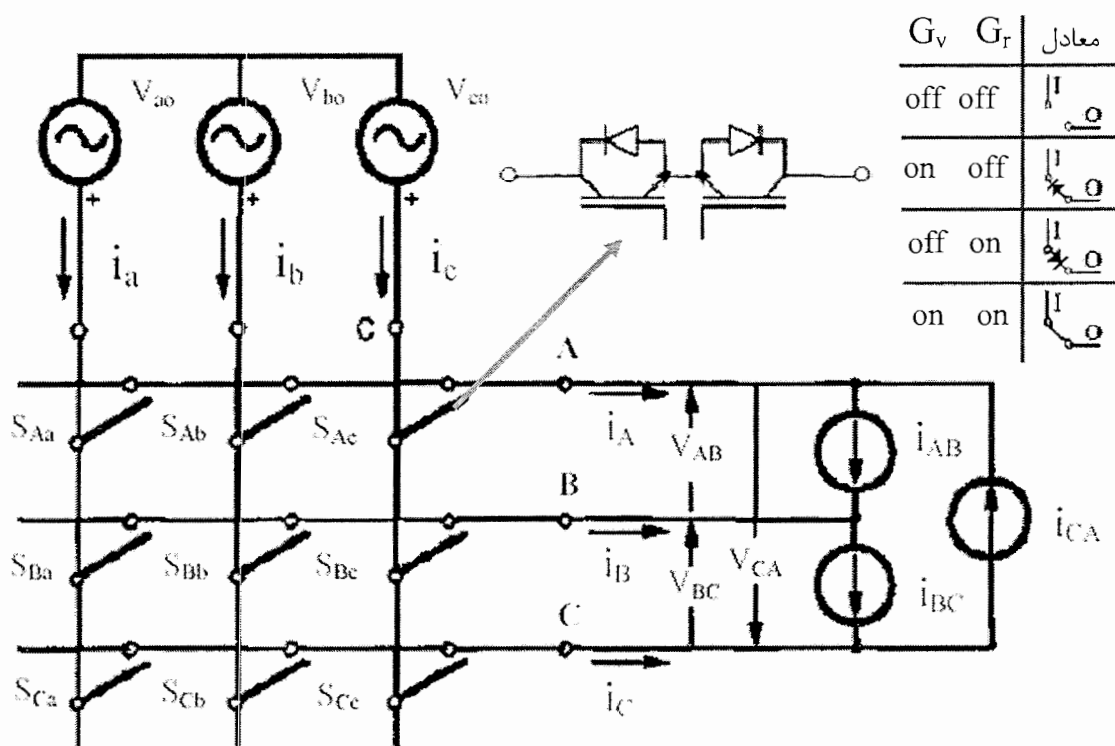
$$V_P > V_M > V_N$$

اگر از سوئیچهای دو طرفه‌ای که مسیر جریان در جهات مختلف در آنها متفاوت است استفاده شود، با در نظر گرفتن ۶ حالت کلیدزنی نشان داده شده در شکل ۴-۹، سه حالت اصلی P و M و N و سه حالت میانی NP و MN و PM از بروز هر نوع تنش ناشی از اتصال کوتاه ورودی و یا مدار باز خروجی جلوگیری می‌شود. در هر حالت اصلی این اطمینان حاصل می‌گردد که یک مسیر دو طرفه برای جریان خروجی به طرف منبع ورودی وجود دارد. در شکل ۴-۹ حالت‌های P به V_P و M به V_M و N به V_N اشاره داشته و به آنها حالت‌های اصلی گفته می‌شود. در هر حالت اصلی، فقط دو عدد از IGBT ها

سیگنال گیت را دریافت نمی‌کنند و بیشتر ترانزیستورها سیگنال گیت را دریافت می‌نمایند. واضح است که در این حالت تعدادی از سوئیچها به صورت اضافه سیگنال گیت را دریافت نموده‌اند. عمل کموتاسیون از یک حالت اصلی به حالت اصلی دیگر در دو مرحله صورت می‌گیرد. به طور مثال زمانی که می‌خواهیم یک فاز خروجی را از فاز ۱ ورودی قطع و به فاز ۲ ورودی وصل نمائیم باید به این صورت عمل نمود.

۱- سوئیچ یک طرفه ای که در حالت اصلی بعدی نیاز به روشن بودن آن نیست خاموش کنیم.

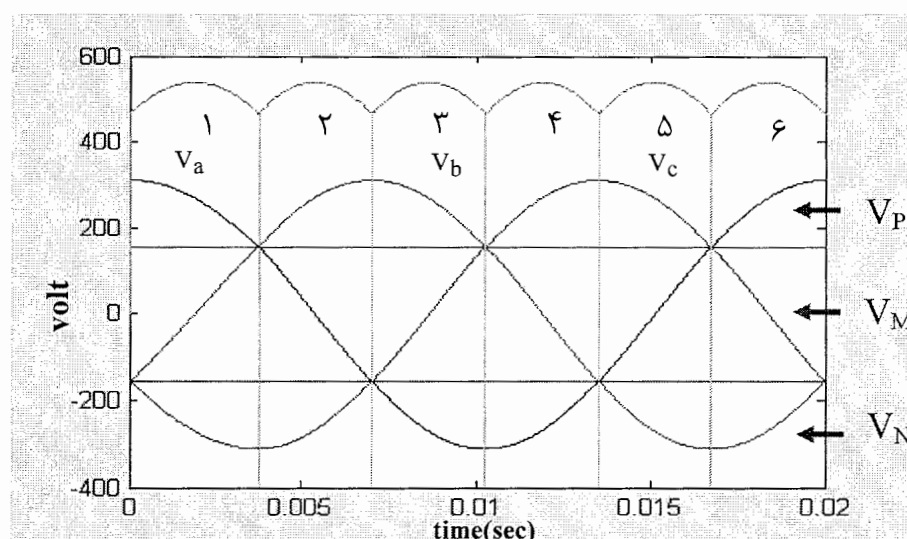
۲- سوئیچ یک طرفه ای که در حالت اصلی بعدی لازم است روشن باشد، روشن کنیم.



شکل ۴-۷: مبدل ماتریسی ایده آل

یک حالت میانی با توجه به زمان روشن شدن هر یک از IGBT ها به طور مثال حدود ۲ میکرو

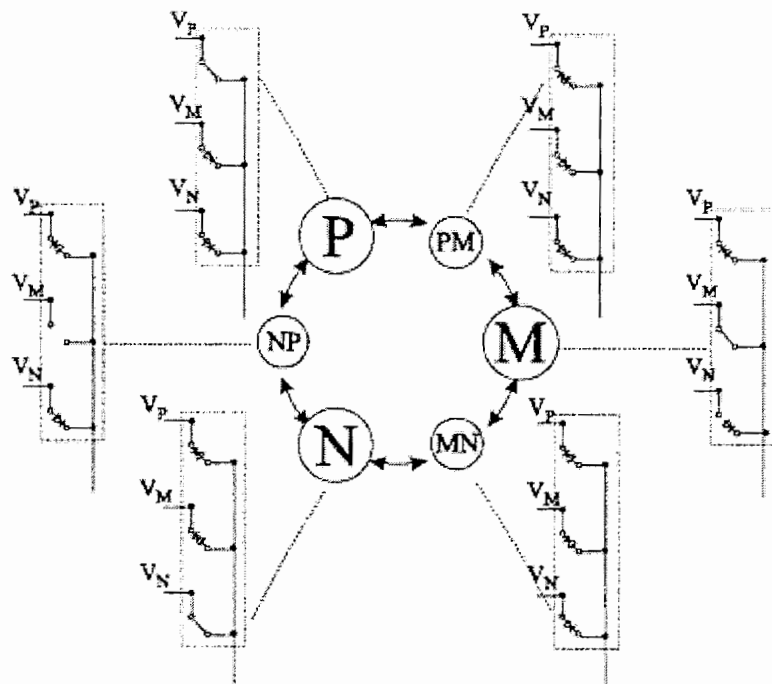
ثانیه طول می کشد. یعنی بعد از گرفتن این تصمیم که باید از یک حالت اصلی به یک حالت میانی رفت، حداقل باید به اندازه زمان روشن شدن یک IGBT زمان طی شود تا حالت میانی تکمیل گردد. این روش کموتاسیون با توجه به این که به دو مرحله نیاز دارد در مقایسه با روش ۴ مرحله ای این امکان را فراهم می کند که فرکانس کلیدزنی مبدل بالاتر برود و به این ترتیب اندازه فیلتر ورودی مبدل کاهش یابد [45,46].



شکل ۴-۸: دوره های ۶۰ درجه ای

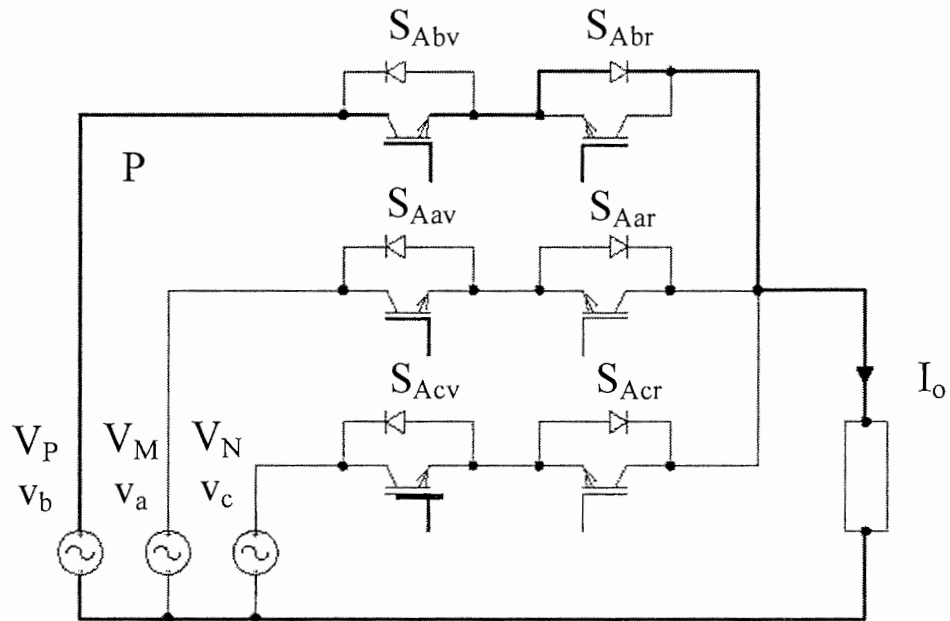
جدول ۴-۱: وضعیت ولتاژهای فاز در هر یک از دوره های ۶۰ درجه

دوره	V_P	V_M	V_N
۱	v_a	v_b	v_c
۲	v_b	v_a	v_c
۳	v_b	v_c	v_a
۴	v_c	v_b	v_a
۵	v_c	v_a	v_b
۶	v_a	v_c	v_b

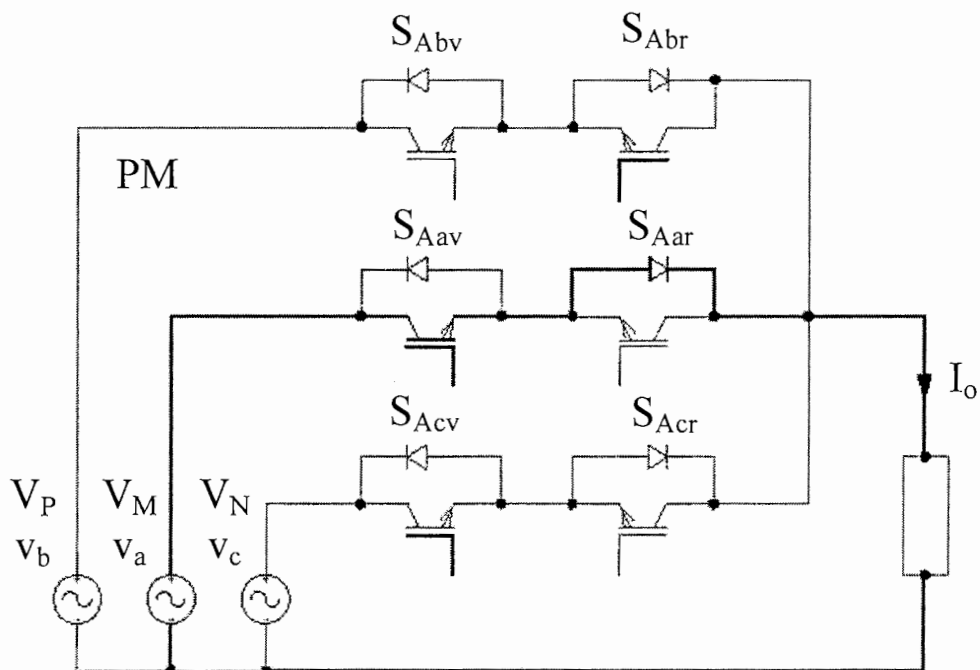


شکل ۴-۹: مراحل سوئیچینگ کموتاسیون دو مرحله ای

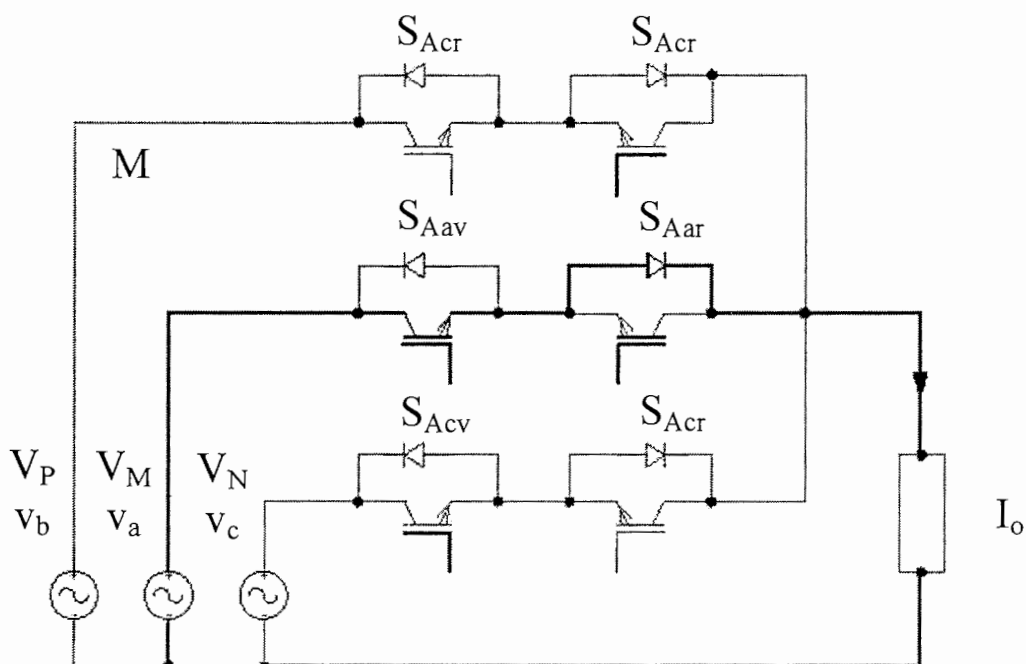
در اشکال ۴-۱۰ الف تا ۴-۱۰ ج یک کموتاسیون مربوط به دوره ۶۰ درجه دوم نشان داده شده است. مفهوم IGBT هایی که گیت آنها پر رنگ تر است این است که آن IGBT سیگنال گیت را دریافت می کند. مسیر اصلی جریان هم با خط پر رنگ نشان داده شده است. در حالت اصلی P، ۴ عدد از IGBT ها سیگنال گیت را دریافت می کنند. سوئیچهای مستقیم و معکوس S_{Abr} و S_{Abv} تضمین کننده مسیر دو طرفه جریان از فاز V_b ورودی به خط خروجی هستند. سوئیچهای S_{Aav} و S_{Acv} به این دلیل که $V_p > V_m > V_n$ است، نمی توانند از خود جریان عبور دهند، و بنابراین آنها با اینکه سیگنال گیت را دریافت می کنند خاموش می باشند. برای رسیدن به حالت اصلی M دو مرحله ای که قبلاً ذکر شد باید انجام شود. در اولین مرحله S_{Abv} باید خاموش شود. و در پی آن جریان به اجبار از درون سوئیچ S_{Aav} عبور می کند. سپس S_{Aar} باید سیگنال گیت را دریافت نماید. به این ترتیب به حالت اصلی M رسیده ایم [45,46].



شکل ۴-۱۰-الف: وضعیت سوئیچ ها در مرحله P



شکل ۴-۱۰-ب: وضعیت سوئیچ ها در مرحله PM



شکل ۴-۱۰-ج: وضعیت سوئیچ ها در مرحله M

۴-۶ طراحی حفاظت مبدل ماتریسی در برابر اضافه ولتاژ ناشی از قطع جریان بار ($L_{load} \frac{di}{dt}$)

۴-۶-۱ استفاده از مدار برشگر با دو پل دیودی

همانطور که در بخش ۴-۵ بیان شد در هنگام عملکرد عادی مبدل (زمانیکه هیچ خطایی رخ نداده است و بار خروجی به منبع تغذیه متصل می‌باشد) کموتاسیون مرحله به مرحله (۲ مرحله‌ای یا ۴ مرحله‌ای) مانع از بروز هر نوع اضافه ولتاژ به صورت $L_{load} \frac{di}{dt}$ شده و بنابراین سوئیچهای مبدل در مقابل اضافه ولتاژ ناشی از قطع موقت جریان بار محافظت می‌شوند. مشکل اساسی در حفاظت مبدل مربوط به زمانی است که باید مبدل را به صورت ناگهانی خاموش کرد و به این ترتیب مقدار جریان بار ناگهان به صفر می‌رسد.

با توجه به شکل ۴-۱۱ اگر مبدل ناگهان خاموش گردد، انرژی ذخیره شده در بار القایی (L_{load}) باید تخلیه شود، اگر مسیری برای تخلیه این انرژی وجود نداشته باشد یک اضافه ولتاژ به صورت

باعث آسیب دیدن سوئیچهای مبدل می‌شود. بنابراین برای حفاظت مبدل در مقابل این اضافه ولتاژ باید مسیری برای عبور جریان بار فراهم نمود تا انرژی ذخیره شده در L_{load} به سوئیچهای مبدل آسیب نرساند.

یک مدار برشگر کلی برای حفاظت مبدل ماتریسی در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است. مدار برشگر شامل دو پل دیودی سه فاز با دیودهایی از نوع بازیابی سریع^۱ در دو طرف مبدل ماتریسی می‌باشد، یک خازن (C_C) انرژی کموتاسیون را دریافت نموده و یک مقاومت موازی با C_C می‌تواند انرژی آن را تخلیه نماید.

مدار برشگر با این فرض طراحی می‌شود که در هنگام بروز خطا یک سیگنال الکتریکی به درایور سوئیچهای مبدل ارسال می‌گردد این سیگنال باعث می‌شود تمامی سوئیچهای مبدل به سرعت خاموش شوند. در این لحظه مدار برشگر باید بدون این که به مبدل قدرت آسیب برسد انرژی ذخیره شده در بار را تخلیه نماید.

انرژی ذخیره شده در بار القایی سه فاز که جریان سینوسی متعادل سه فاز از آنها می‌گذرد با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

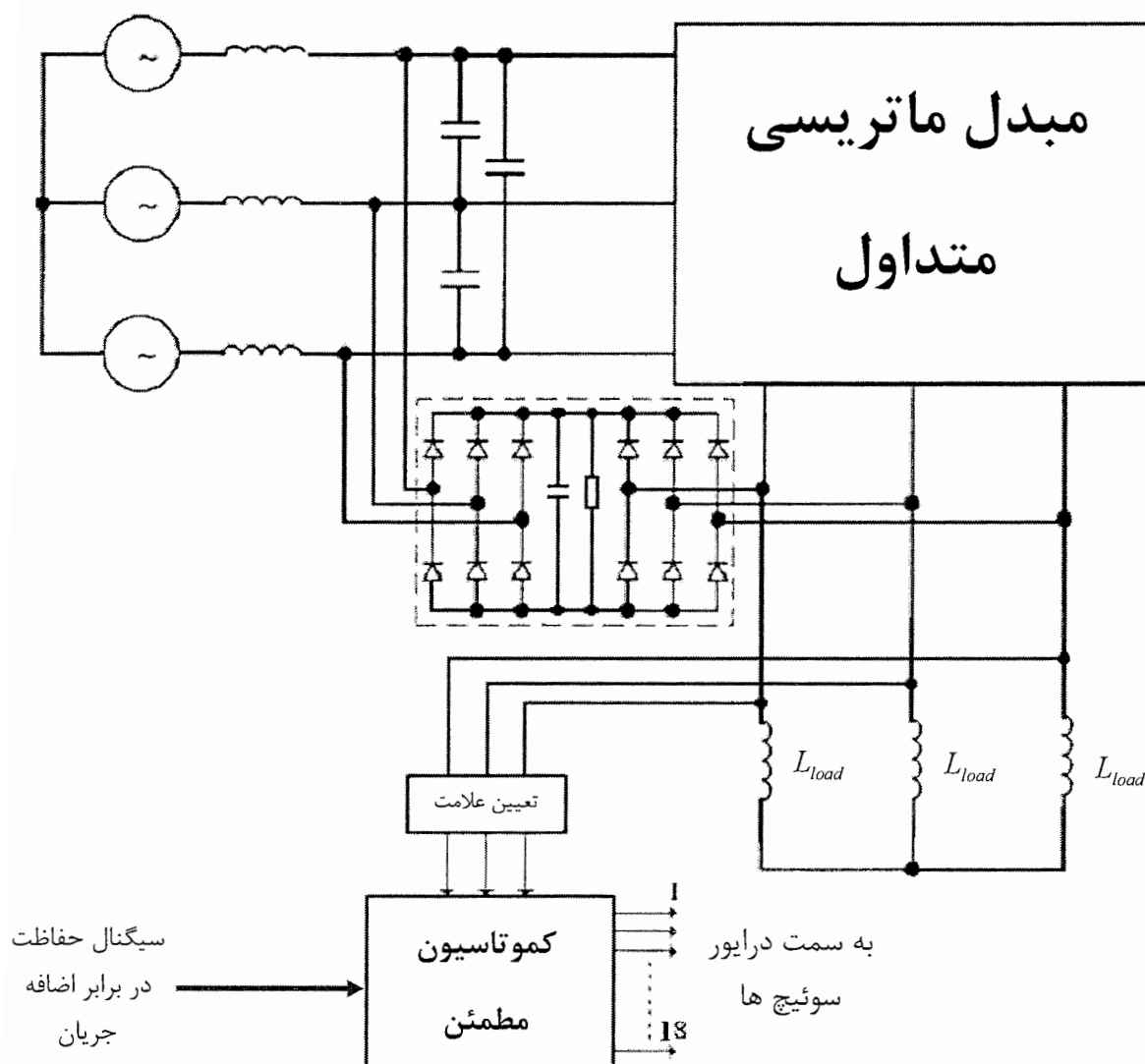
$$Q_L = \frac{1}{2} L \times (i_1^2 + i_2^2 + i_3^2) = \frac{3}{4} L \times I^2 \quad (4-13)$$

Q_L انرژی ذخیره شده در اندوکتانس بار سه فاز و i_1 ، i_2 و i_3 جریان‌های فاز خروجی و I مقدار موثر جریان خط خروجی است. زمانی که مبدل یک بار پسو را تغذیه می‌کند، Q_L کل انرژی منتقل شده به مدار برشگر خواهد بود.

شکل ۴-۱۲ الف مدار معادل در زمانی را نشان می‌دهد که تمامی سوئیچهای مبدل خاموش هستند و خازن مدار برشگر از طریق دیودهای آن شارژ می‌شود. در مدت زمان خطا دیودهای مدار برشگر در حال هدایت می‌باشند. خازن مدار برشگر (C_C) از طریق بار (L_{load}) به دیودها متصل شده و در جهتی قرار می‌گیرد که انرژی ذخیره شده در اندوکتانس بار در آن تخلیه شود. ولتاژ اولیه خازن مدار

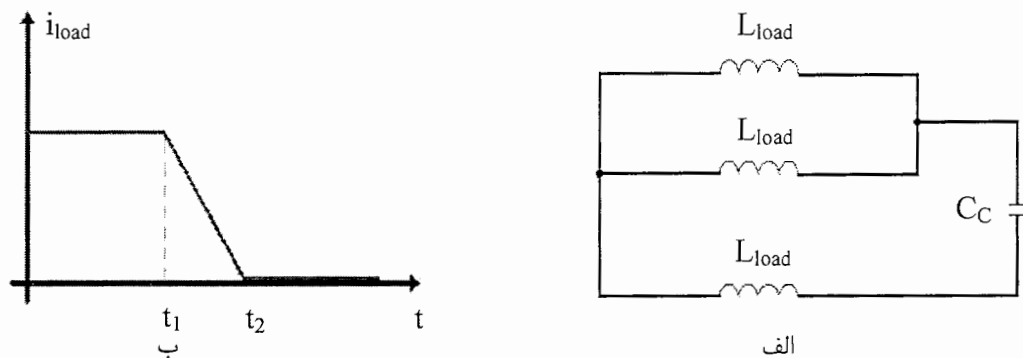
برشگر V_{C0} برابر پیک ولتاژ خط ورودی می‌باشد. به طور مثال برای شبکه ۲۲۰ ولت V_{C0} به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$V_{C0} = 220 \times \sqrt{2} \times \sqrt{3} = 539$$



شکل ۴-۱۱ ساختار مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز به همراه مدار برشگر متداول

دیودهای مدار برشگر تا زمانی که جریان i_{load} به صفر برسد هدایت خواهند کرد. این موضوع در شکل ۴-۱۲ ب نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۲ تخلیه انرژی اندوکتانس بار در خازن مدار برشگر در مدت زمان بروز خطا (الف) مدار معادل مبدل و بار (ب) جریان بار سلفی قبل و بعد از خطا

t_1 زمان بروز خطا و t_2 زمانی است که جریان i_{load} به صفر می‌رسد در فاصله t_1 تا t_2 دیودها هدایت می‌کنند. انرژی انتقال داده شده به مدار برشگر به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\Delta Q_L = \frac{3}{4} (L_{load} \times i_{Load}^2) \quad (14-4)$$

ΔQ_L جهت طراحی پارامترهای خازن به کار می‌رود. حداکثر ولتاژ خازن مدار برشگر به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$V_{C1} = \sqrt{\frac{(\frac{1}{2} V_{C0}^2 C_C) + \Delta Q_L}{\frac{1}{2} C_C}} \quad (15-4)$$

V_{C1} ولتاژ دو سر خازن بعد از تخلیه انرژی بار می‌باشد. با قرار دادن معادله ۴-۱۴ در ۴-۱۵ رابطه ۴-۱۶ که نشان دهنده ظرفیت خازن است بدست می‌آید.

$$C_C = \frac{2 \times \Delta Q_L}{V_{max}^2 - V_{C0}^2} = \frac{\frac{3}{2} \times I_{lim} \times (L_{load})}{V_{max}^2 - 539^2} \quad (16-4)$$

در معادله (۴-۱۶) V_{C1} با V_{max} جایگزین شده است. V_{max} حداکثر ولتاژ قابل قبول مدار برشگر می‌باشد که همان ولتاژ نامی سوئیچ‌های یک طرفه (IGBT) است. در صورتی که ولتاژ دو سر هر یک از

IGBT ها از V_{max} بیشتر شود به آنها آسیب می‌رسد. i_L در معادله (۴-۱۶) با I_{lim} جایگزین شده است. که I_{lim} حداکثر جریان مجاز عبوری از خط خروجی می‌باشد. همان طور که دیده می‌شود سه پارامتر در طراحی مدار برشگر مؤثر می‌باشد.

۱- حداکثر ولتاژ مربوط به نیمه هادی‌ها (IGBT)

۲- اندوکتانس بار

۳- محدوده جریان مبدل

I_{lim} مقداری است که اگر جریان خروجی از آن بیشتر شود مدار حفاظت در مقابل اضافه جریان عمل کرده و همان طور که در شکل ۴-۱ نشان داده شده است با ارسال سیگنالی به قسمت درایور سوئیچهای قدرت باعث خاموش شدن تمام آنها می‌شود. [53,61].

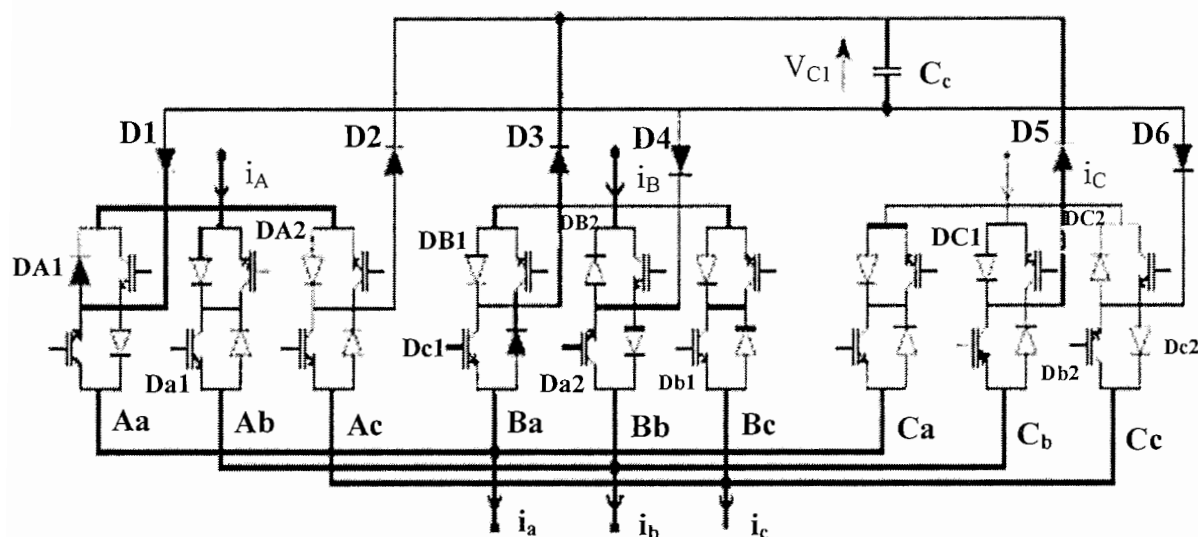
با توجه به رابطه ۴-۱۶ و مقادیر داده شده در بخش ۴-۱ برای ولتاژ و جریان نامی هر IGBT ($V_{max} = V_G = 800, I_{lim} = I_G = 170$) مقدار خازن C_C به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$C_C = \frac{\frac{3}{2} \times 170 \times 0.0027}{800^2 - 539^2} = 1.97 \times 10^{-6} F$$

مقدار اندوکتانس بار در این رابطه برابر 0.0027 در نظر گرفته شده است.

۴-۶-۲ مدار برشگر با تعداد دیودهای کمتر

با استفاده از مدار برشگری که در مورد آن بحث شد تعداد نیمه هادی‌های مورد استفاده در مبدل ماتریسی افزایش پیدا می‌کند. مدار برشگر خود شامل ۱۲ دیود از نوع بازیابی سریع می‌باشد. با یک بررسی دقیق‌تر در سوئیچهای مبدل ماتریسی شکل ۴-۲ مشخص می‌شود که می‌توان تعدادی از دیودهای مدار برشگر شکل ۴-۱۱ را با دیودهای سوئیچهای دو طرفه جایگزین کرد. مفهوم این کار این است که، در این روش بعضی از دیودهای سوئیچهای دو طرفه می‌توانند به عنوان دیودهای مدار برشگر نیز عمل کنند. حداکثر کاهش در دیودهای مدار برشگر زمانی میسر می‌شود که ۳ عدد از سوئیچهای دو طرفه دارای ساختار امیتر مشترک بوده و ۶ عدد دیگر دارای ساختار کلکتور مشترک باشند.



شکل ۴-۱۳: مدار برشگر با تعداد دیودهای کاهش یافته

همانطور که در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده است این کار باعث می‌شود تعداد دیودهای مدار برشگر از ۱۲ عدد به ۶ عدد کاهش یابد، روش طراحی خازن مدار برشگر در این مدار کاملاً مشابه با روش ارائه شده برای مدار برشگر شکل ۴-۱۱ است [53].

۴-۶-۳ حفاظت مبدل ماتریسی در برابر اضافه ولتاژ با استفاده از ورستور

یک مسئله مهم در مبدلهای ماتریسی عدم وجود یک مسیر هرزگرد هنگام تغذیه بارهای القایی است. این مشکل همانطور که در شکل ۴-۱۱ نشان داده شد، با اضافه کردن پلهای دیودی سه فاز در ورودی و خروجی مبدل بر طرف می‌شود. استفاده از پلهای دیودی در مدار حفاظت اضافه ولتاژ تعداد نیمه‌هادیهای موجود در مبدل ماتریسی را افزایش داده و هزینه آن را بالا می‌برند.

از آنجا که انرژی ذخیره شده در بارهای القایی در توان‌های کم معمولاً خیلی کوچک است، هنگام خاموش شدن مبدل ماتریسی به المانی نیاز است که انرژی ذخیره شده در بار را جذب کند، ورستور می‌تواند این کار را انجام دهد. نحوه اتصال ورستورها به مبدل ماتریسی به صورت شکل ۴-۱۴ می‌باشد. ورستورهای موجود در خط ورودی، مبدل را در مقابل ولتاژهای گذرا در ورودی محافظت می‌کنند.

وریستورهای موجود در خروجی، حفاظت مبدل در برابر انرژی ذخیره شده در بار در لحظه خاموشی مبدل را برعهده دارند.

طول عمر وریستور وابسته به تنش‌هایی است که به واسطه خاموش شدن مبدل و یا بروز خطا به آن وارد می‌شود. مطالعه رفتار وریستورها نشان می‌دهد که اگر ولتاژ و جریان این قطعه درست انتخاب شده باشد تا حدود ۱ میلیون بار می‌تواند در مقابل اضافه ولتاژهای ناگهانی درست عمل کند. این عدد در مقایسه با طول عمر مبدل ماتریسی عدد قابل قبولی است. تنش‌های بیشتر مثل اتصال کوتاه شدن وریستور برای مدت طولانی و قطع یک فاز منبع می‌تواند تعداد دفعات تنش‌پذیری وریستورها را کاهش دهد.

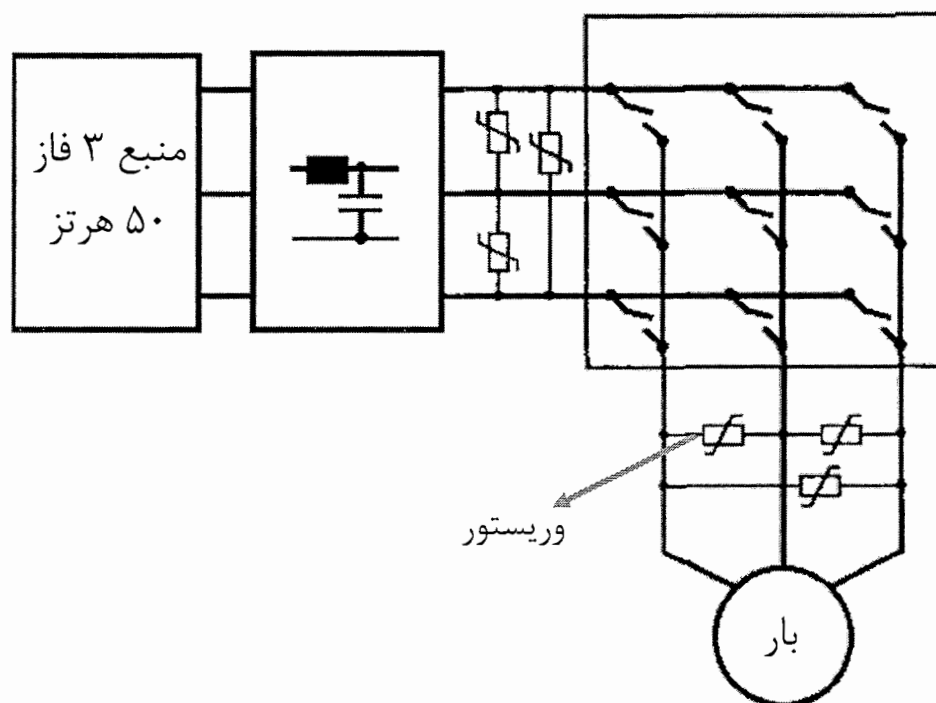
در شکل ۴-۱۵ یک وریستور بین فاز A و B خروجی متصل است. با توجه به این که زمان خاموش شدن سوئیچ‌های S_{Ac} و S_{Bc} با هم متفاوت است و در لحظه خاموش شدن مبدل مدتی طول می‌کشد تا وریستور مانع افزایش ولتاژ شود امکان دارد وضعیت نامطلوبی بوجود آید. به عنوان مثال در زمانی بسیار کوتاه اگر سوئیچ S_{Ac} روشن و سوئیچ S_{Bc} خاموش باشد و اضافه ولتاژ ناشی از $L_{load} \frac{di}{dt}$ توسط وریستور سد نشده باشد، سوئیچ S_{Bc} دچار تنش اضافه ولتاژ شده و آسیب می‌بیند. برای حل این مشکل نیاز است که یک مدار اضافی به هر یک از IGBT ها اضافه گردد، تا آنها را در مقابل اضافه ولتاژ زود گذر هنگام خاموش شدن مبدل محافظت کند.

۴-۶-۴ حفاظت بوسیله وریستور و دیود باز دارنده^۱

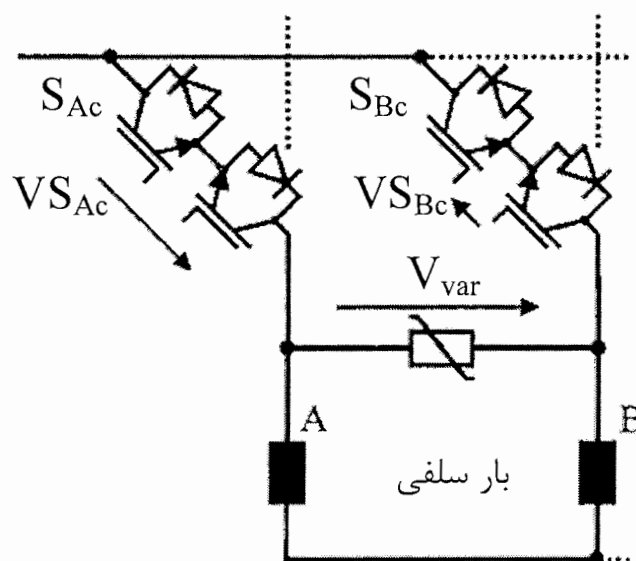
برای حفاظت یک IGBT در مقابل اضافه ولتاژ می‌توان از یک مدار ساده که در آن IGBT ها توسط دیودهای باز دارنده حفاظت شده‌اند، استفاده کرد. این دیودها دارای ویژگی‌های دیود زبر بوده ولی ولتاژ شکست معکوس آنها نسبت به دیود زبر بالاتر است. حداکثر ولتاژ معکوس دیودهای بازدارنده باید از حداکثر ولتاژ معکوس قابل تحمل هر IGBT کمتر باشد. مدار یک IGBT حفاظت شده با این روش در شکل ۴-۱۶ دیده می‌شود. اگر ولتاژ کلکتور امیتر v_{ce} ترانزیستور از ولتاژ شکست معکوس دیود

1- Suppressor diode

باز دارنده بیشتر شود این دیود هدایت کرده و سبب می شود گیت IGBT مجددا شارژ شود.

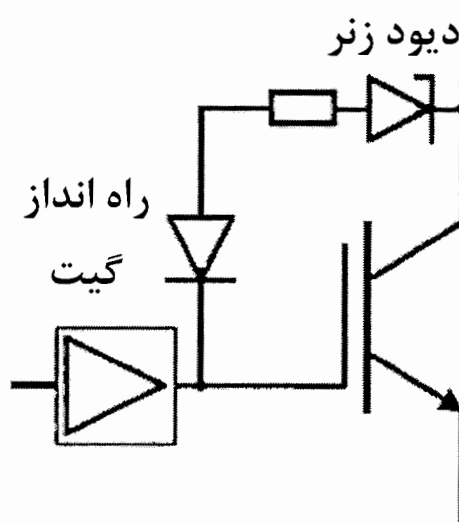


شکل ۴-۱۴: مبدل ماتریسی که با استفاده از وریستور محافظت شده است



شکل ۴-۱۵: دو سوئیچ مجاور در یک سطر از مبدل ماتریسی که با استفاده از وریستور محافظت شده است

بدون وارد شدن در ناحیه اشباع هدایت کرده و در این لحظه تلفات زیادی در آن ایجاد می‌شود. این اتفاق هنگام خاموش بودن تمام IGBT ها رخ داده و تلفات ایجاد شده آسیبی به سوئیچ نمی‌زند، و بنابراین IGBT به این طریق حفاظت خواهد شد. برای اطمینان از عملکرد صحیح مبدل و افزایش طول عمر آن ترکیبی از هر دو نوع حفاظت IGBT ها (حفاظت با ورستور و دیود باز دارنده) پیشنهاد شده است [54].

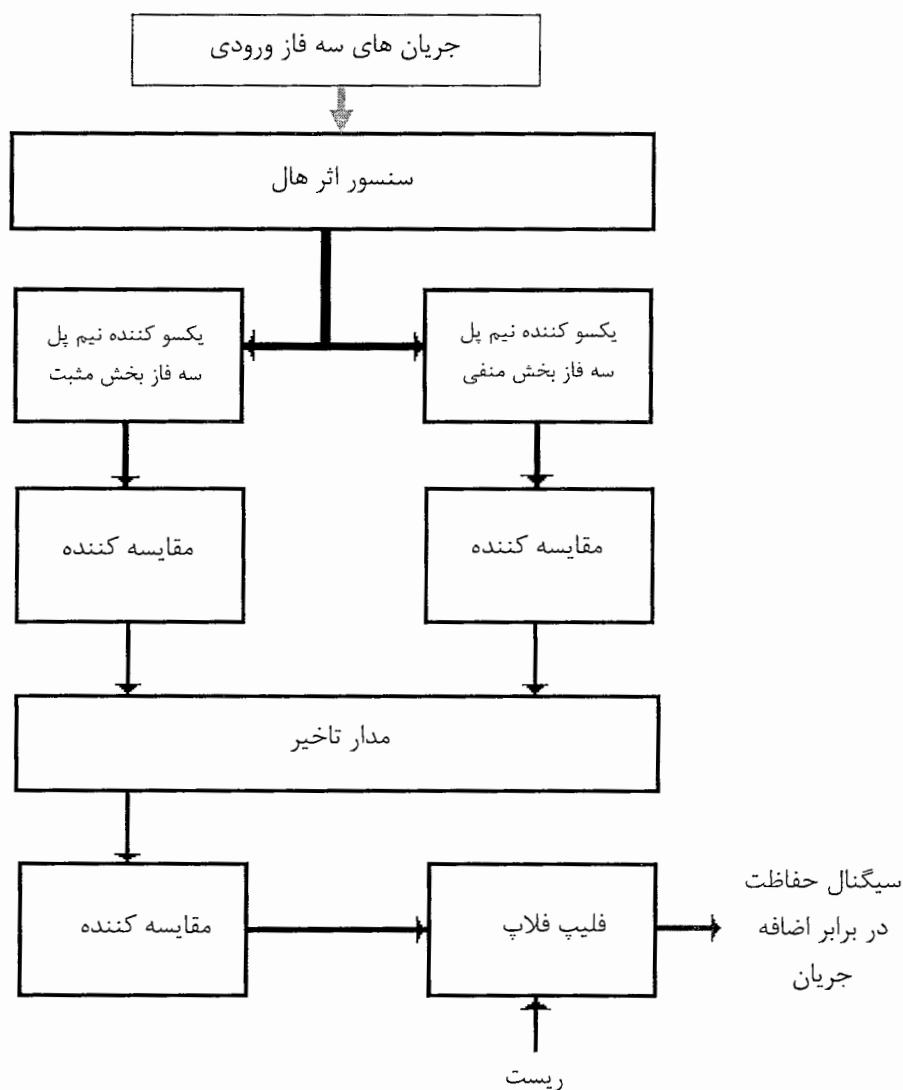


شکل ۴-۱۶: راه انداز گیت IGBT به همراه دیود باز دارنده

۷-۴ طراحی مدار حفاظت در برابر اضافه جریان

بلوک دیاگرام بخش حفاظت مبدل ماتریسی در برابر اضافه جریان در شکل ۴-۱۷ نشان داده شده است. در این قسمت با استفاده از سنسورهای اثرهال مقدار جریان فازهای ورودی اندازه‌گیری می‌شوند. خروجی سنسورهای اثرهال به دو مدار دیودی نیم پل سه فاز داده شده است. خروجی مدار نیم پل مثبت نشان دهنده مقدار جریان در سیکل‌های مثبت و خروجی مدار نیم پل منفی نشان دهنده مقدار آن در سیکل‌های منفی جریان ورودی است. سپس خروجی مدارات نیم پل با مقدار مجاز آنها توسط دو مقایسه کننده مقایسه می‌شوند. از یک مدار تاخیر استفاده شده است تا مقادیر بالای جریان که زمان حضور کمی دارند ندیده گرفته شوند. خروجی مدار تاخیر نیز به یک مقایسه کننده دیگر داده شده است

که اگر مقدار جریان بالاتر از حد مجاز آن باشد و مدت زمان حضور آن زیاد باشد در این صورت خروجی مقایسه کننده سوم فعال شده و سبب می‌گردد خروجی فلیپ فلاپ موجود در شکل ۴-۱۷ فعال شود.



شکل ۴-۱۷ بلوک دیاگرام بخش حفاظت در برابر اضافه جریان

خروجی این فلیپ فلاپ سیگنال حفاظت مبدل در برابر اضافه جریان است. اگر این سیگنال فعال شود تمام سوئیچهای مبدل ماتریسی خاموش می‌شوند. برای این که مبدل دوباره شروع به کار کند باید فلیپ فلاپ ریست شود [38].

۸-۴ طراحی کنترل کننده مسیر پسخور ولتاژ خروجی

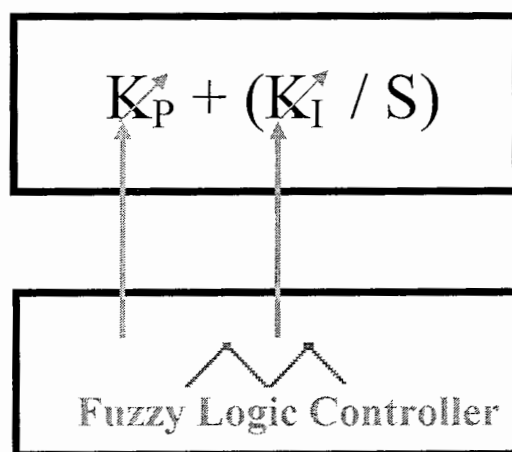
همانطور که در شکل ۴-۱ نشان داده شده است مسیر پسخور ولتاژ با استفاده از دو کنترل کننده PI در فضای dq بسته شده است. مقادیر K_P و K_I برای ولتاژ فاز ۲۸ ولت در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با استفاده از روش سعی و خطا به صورت زیر بدست آمده اند.

$$K_P = 0.0039$$

$$K_I = .095$$

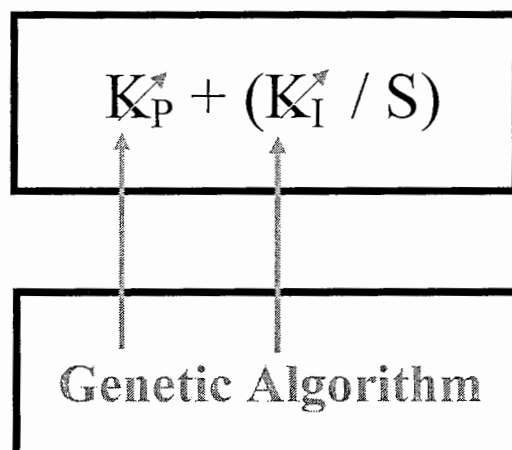
در صورتی نیاز به یک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز ولتاژ متغیر باید مقادیر مناسب K_P و K_I را در ولتاژهای خروجی دیگر محاسبه نمود، از دو روش زیر برای تعیین مقادیر K_P و K_I می توان استفاده کرد.

۱- تعیین مقادیر بهینه K_P و K_I در هر لحظه از زمان با استفاده از دو کنترل کننده فازی مجزا، بلوک دیاگرام این روش کنترل در شکل ۴-۱۸ نشان داده شده است [55].



شکل ۴-۱۸ ساختار کنترل کننده فازی تطبیقی

۲- تعیین مقادیر بهینه K_P و K_I در هر لحظه از زمان با استفاده از روشهای بهینه ساز مبتنی بر الگوریتم ژنتیک، بلوک دیاگرام این روش کنترل در شکل ۴-۱۹ نشان داده شده است [33].



شکل ۴-۱۹ ساختار کنترل کننده تطبیقی بر پایه استفاده از الگوریتم ژنتیک

۹-۴ خلاصه

در این فصل روش طراحی هریک از قسمتهای منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز ، ۲۸ ولت و ۱۰ کیلو ولت آمپر بیان شده و مقادیر عددی بخشهای مختلف آن محاسبه گردید. روشهای طراحی بیان شده در این فصل برای هر منبع تغذیه دیگر با مقادیر فرکانس، ولتاژ و توان متفاوت به همین صورت قابل استفاده است.

فصل پنجم

شبیه سازی منبع تغذیه پیشنهادی

۵-۱ مقدمه

کلیه شبیه سازی‌های انجام شده در این فصل با استفاده از جعبه ابزار POWER در نرم افزار MATLAB 6.5 انجام شده است. در این فصل ابتدا عملکرد مبدل ماتریسی به صورت حلقه باز در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز با استفاده از هر دو روش مدولاسیون مستقیم و مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری شبیه سازی و بررسی شده است. سپس عملکرد منبع تغذیه طراحی شده در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی متعادل با استفاده از روشهای مدولاسیون مستقیم و مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری شبیه سازی و ارزیابی شده است.

با مقایسه نتایج و با توجه به اینکه کیفیت ولتاژ خروجی در فرکانس ۴۰۰ هرتز با روش مدولاسیون مستقیم بسیار بهتر از روش مدولاسیون پهنای پالس می‌باشد از این روش برای شبیه سازی‌های بعدی منبع تغذیه پیشنهادی استفاده گردید. در ادامه عملکرد منبع تغذیه طراحی شده هنگام تغییر ناگهانی بار با استفاده از روش کنترل مدولاسیون مستقیم مورد بررسی قرار گرفته است. عملکرد منبع تغذیه طراحی شده با ولتاژ ورودی نامتعادل با روش پیشنهادی ارائه شده در بخش ۳-۶ نیز شبیه سازی و نتایج آن ارائه شده است.

۵-۲ بررسی عملکرد مبدل ماتریسی شکل ۳-۱ در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

این شبیه سازی برای یک مبدل ماتریسی به صورت حلقه باز انجام شده و در آن بار خروجی مبدل ماتریسی یک بار سلفی مقاومتی با مقادیر $R=1.25 \Omega$ اهم و $L=0.025 H$ هانری است. ولتاژ فاز ورودی ۲۲۰ ولت ۵۰ هرتز و ولتاژ فاز خروجی ۴۱ ولت ۳۰ هرتز می‌باشد. با توجه به اینکه فرکانس

خروجی ۳۰ هرتز است، فرکانس کلیدزنی را می‌توان عددی بزرگتر یا مساوی $20 \times 30 = 600$ هرتز انتخاب کرد، در این شبیه سازی فرکانس کلیدزنی برابر ۳۰۰۰ هرتز انتخاب شده است.

از هر دو روش کنترل مدولاسیون مستقیم و مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری در این شبیه سازی استفاده شده است. با توجه به مطالب ذکر شده در بخش ۳-۳-۱-۱ پیش بینی می‌شود در روش SVPWM هارمونیکهای با فرکانس $6 \times f_i \pm f_o$ و مضارب آنها در ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی وجود داشته باشند. بنابراین در فرکانسهای خروجی که کوچکتر از فرکانس منبع ورودی هستند ($f_o \leq f_i$) فرکانس این هارمونیکها بزرگتر از فرکانس اصلی ولتاژ خروجی است و فاصله کافی از آن را دارد تا بتوان براحتی آنها را توسط یک فیلتر پایین گذر حذف کرد. به طور مثال اگر فرکانس ورودی برابر ۵۰ هرتز باشد برای $f_o \leq 50$ فرکانس هارمونیکهای ذکر شده در بازه مشخص شده در رابطه زیر قرار دارند.

$$250 \leq 6 \times f_i \pm f_o \leq 350$$

به این ترتیب ملاحظه می‌شود در روش SVPWM در فرکانسهای خروجی که کوچکتر از فرکانس ورودی هستند به راحتی می‌توان هارمونیکهای با فرکانس $6 \times f_i \pm f_o$ را توسط یک فیلتر پایین گذر حذف کرد.

با توجه به قابلیت‌های ذاتی روش SVPWM مانند امکان جبران عدم تعادل ولتاژ ورودی، امکان جبران عدم تعادل جریان خروجی و توانایی کنترل ضریب توان ورودی، در فرکانسهای پایین بویژه فرکانسهای کمتر از فرکانس ورودی روش SVPWM بهترین روش برای کنترل مبدل ماتریسی است و غالباً از آن استفاده شده است [31-35].

در تمامی شبیه سازی‌های انجام شده مقدار 1^{THD} ولتاژ خط خروجی مبدل ماتریسی با استفاده از رابطه زیر محاسبه شده است، در این رابطه V_{S1} دامنه هارمونیک اصلی و V_{Sn} دامنه هارمونیک n ام می‌باشد ($n \neq 1$).

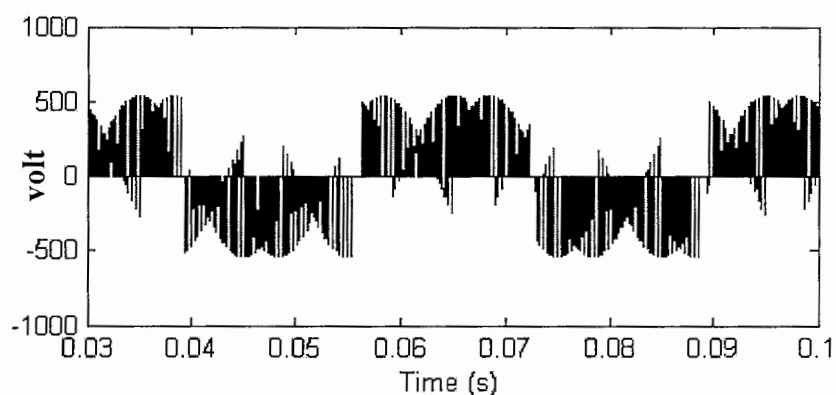
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} V_{Sn}^2}}{V_{S1}} \times 100 \quad (1-5)$$

همچنین THD جریان خروجی مبدل ماتریسی با استفاده از رابطه ۲-۵ محاسبه شده است، در این رابطه I_{S1} دامنه هارمونیک اصلی و I_{Sn} دامنه هارمونیک n ام می باشد ($n \neq 1$).

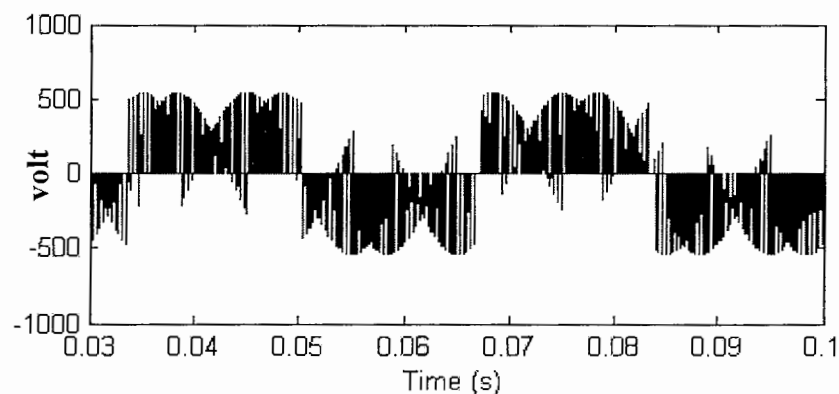
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_{Sn}^2}}{I_{S1}} \times 100 \quad (2-5)$$

در کلیه شبیه سازی ها مقدار THD ولتاژ و جریان برای هارمونیکهای موجود در بازه 0 تا 1000 هرتز محاسبه شده اند.

شکلهای ۱-۵ تا ۳-۵ به ترتیب نشان دهنده ولتاژهای خط خروجی v_{CA} و v_{BC} ، v_{AB} هنگام استفاده

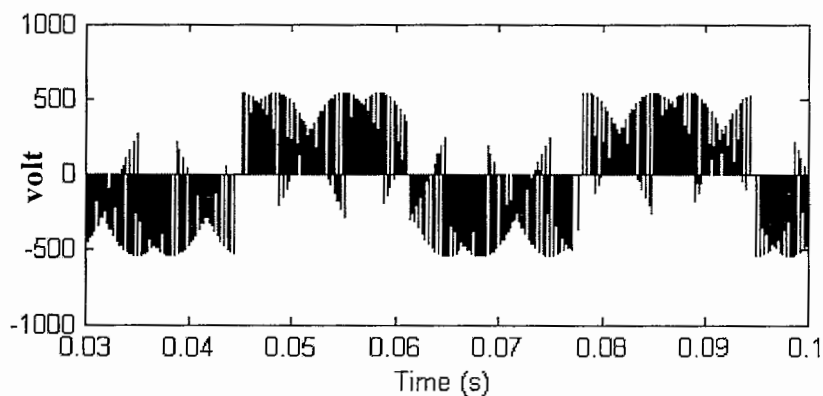


شکل ۱-۵: ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

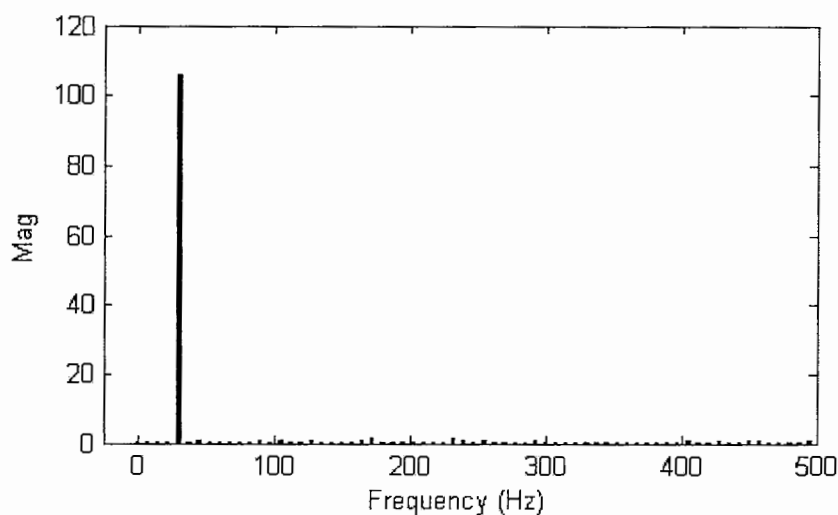


شکل ۲-۵: ولتاژ خط خروجی v_{BC} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

از روش مدولاسیون مستقیم بوده و شکل ۴-۵ تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در این روش می باشد. در این روش مقدار THD ولتاژ خط خروجی برابر 1.6% بدست آمده است.

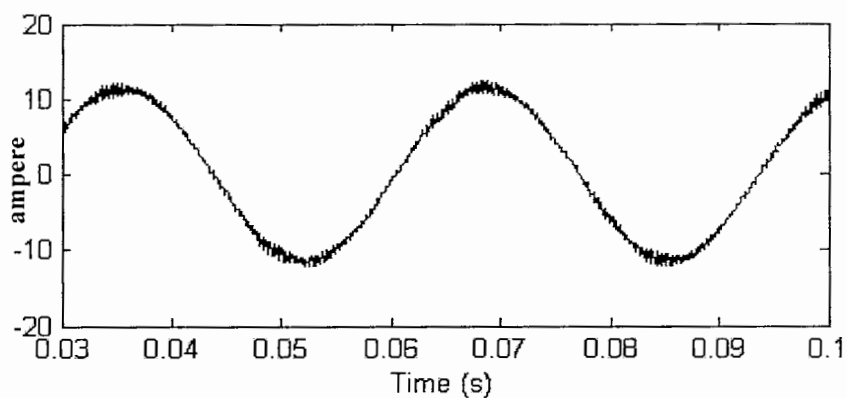


شکل ۳-۵: ولتاژ خط خروجی v_{CA} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

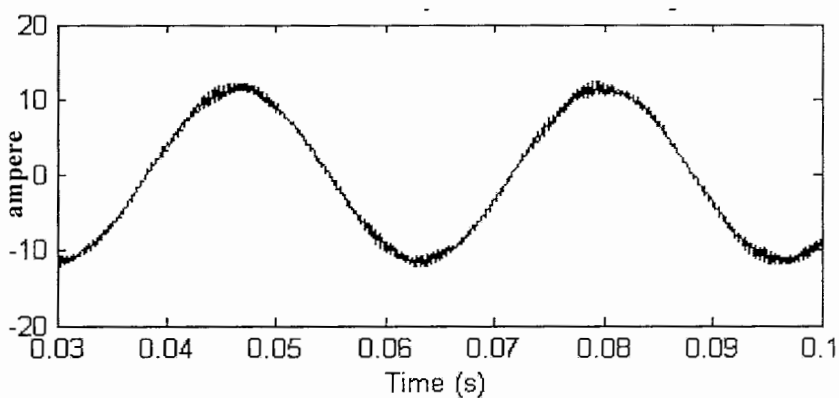


شکل ۴-۵: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

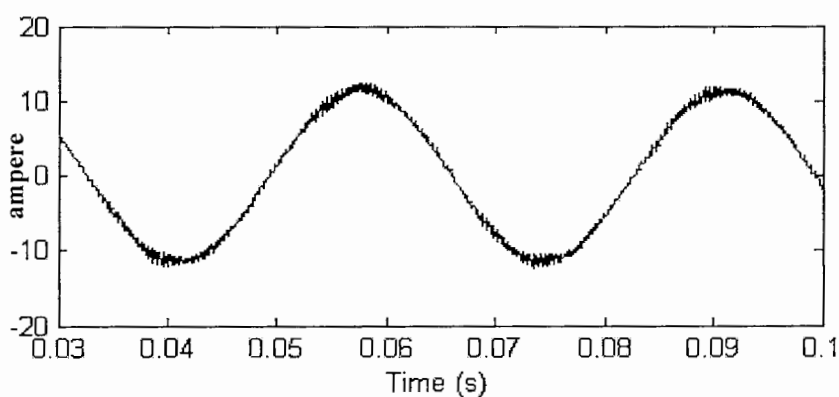
شکل‌های ۵-۵ تا ۷-۵ به ترتیب نشان دهنده جریان‌های خط خروجی i_A, i_B, i_C و در روش مدولاسیون مستقیم بوده و شکل ۸-۵ تحلیل هارمونیک جریان خط خروجی i_A در روش مذکور است.



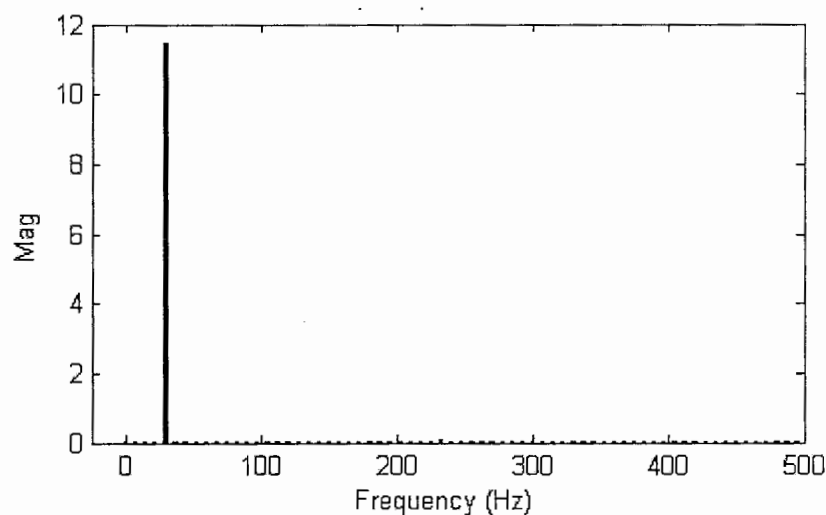
شکل ۵-۵: جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



شکل ۵-۶: جریان خط خروجی i_B در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



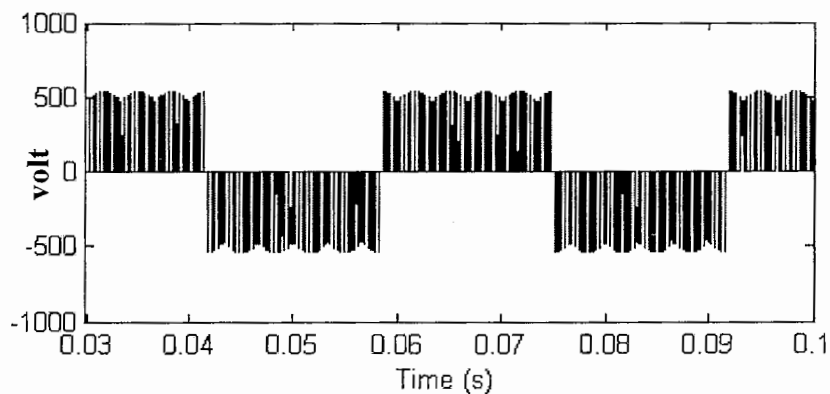
شکل ۵-۷: جریان خط خروجی i_C در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



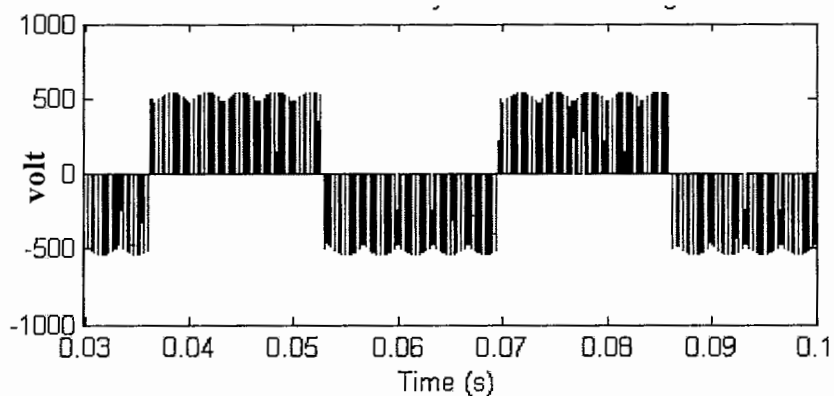
شکل ۵-۸: تحلیل هارمونیک جریان خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند که مقدار THD جریان خروجی در روش مدولاسیون مستقیم برابر 0.6% است.

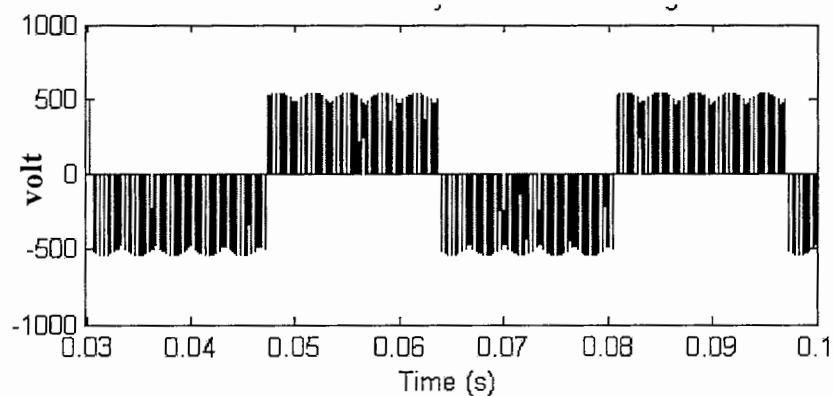
شکل‌های ۵-۹ تا ۵-۱۱ به ترتیب نشان دهنده ولتاژهای خط خروجی v_{AB} ، v_{BC} و v_{CA} هنگام استفاده از روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری بوده و شکل ۵-۱۲ تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در این روش می‌باشد. با توجه به نتایج شبیه سازی‌ها THD ولتاژ خط خروجی در این روش برابر 16.37% بدست آمده است.



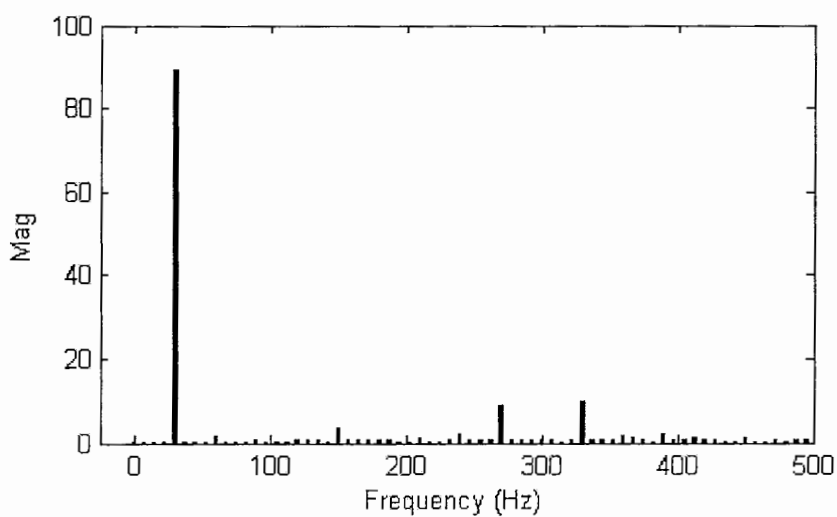
شکل ۵-۹: ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



شکل ۵-۱۰: ولتاژ خط خروجی v_{BC} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



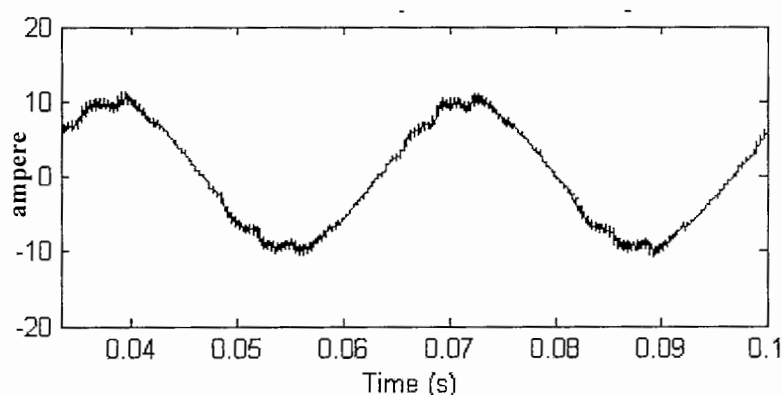
شکل ۵-۱۱: ولتاژ خط خروجی v_{CA} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



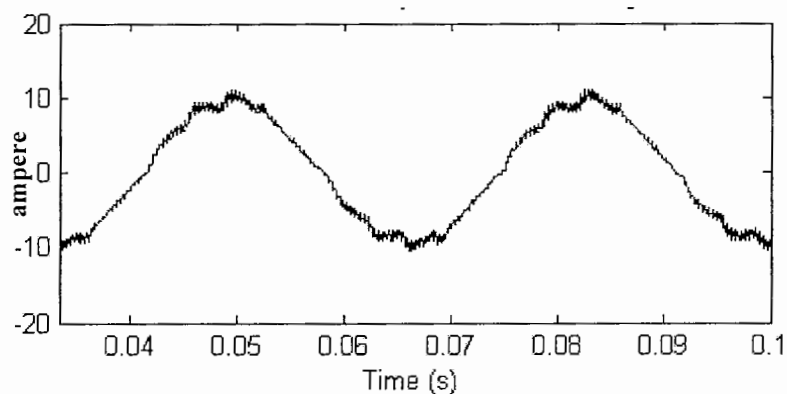
شکل ۵-۱۲: تحلیل هارمونیک ولتاژ v_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

از شکل ۵-۱۲ مشخص است که در حوضه فرکانس هارمونیک‌های ۲۷۰ هرتز و ۳۳۰ هرتز فاصله زیادی تا فرکانس ۳۰ هرتز دارند و به راحتی می‌توان آنها را توسط یک فیلتر پایین گذر حذف نمود. به این ترتیب وجود این هارمونیک‌ها به هیچ وجه از کیفیت ولتاژ خروجی در روش SVPWM نمی‌کاهد، بطوریکه در بسیاری از کاربردها از روش SVPWM برای کنترل مبدل ماتریسی استفاده می‌شود.

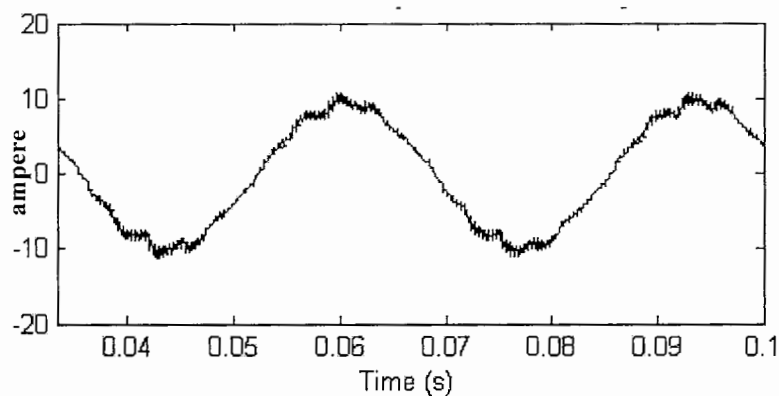
شکل‌های ۵-۱۳ تا ۵-۱۵ به ترتیب نشان دهنده جریان‌های خط i_A ، i_B و i_C در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز هنگام استفاده از روش SVPWM و شکل ۵-۱۶ تحلیل هارمونیکی جریان خط خروجی i_A در روش مذکور است، THD جریان خروجی با استفاده از رابطه ۵-۲ محاسبه شده و مقدار آن برابر ۴.۷٪ می‌باشد.



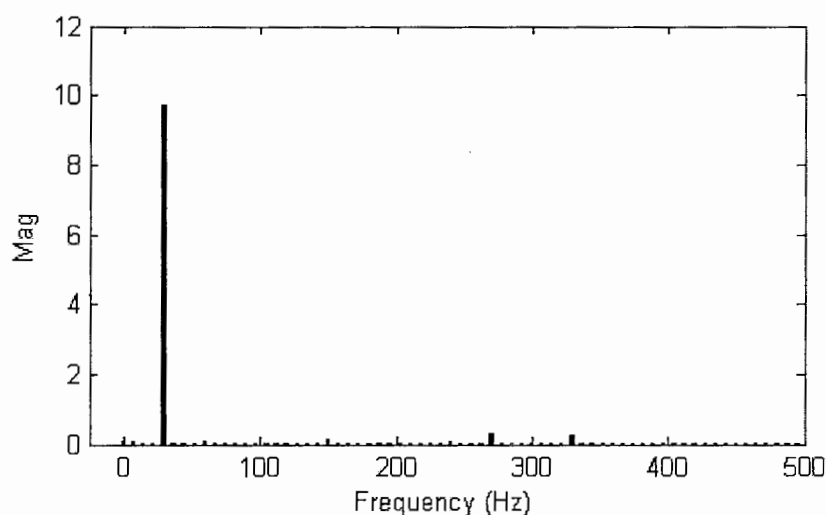
شکل ۵-۱۳: جریان خط i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



شکل ۵-۱۴: جریان خط i_B در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



شکل ۵-۱۵: جریان خط i_c در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز



شکل ۵-۱۶: تحلیل هارمونیک جریان خط i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز

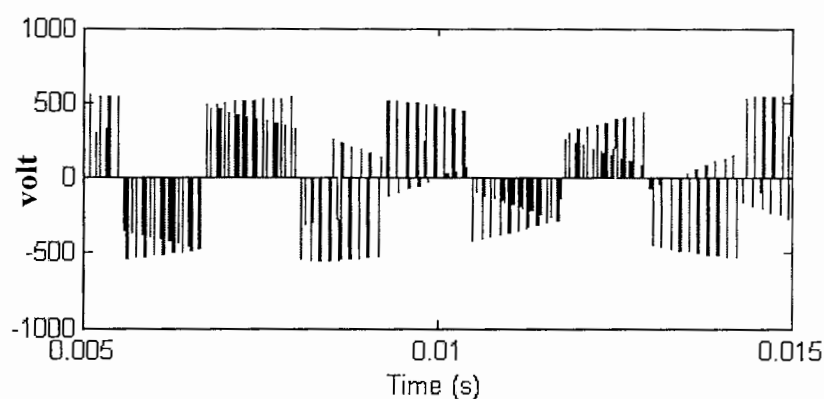
از آنجا که بار خروجی مبدل ماتریسی خود مانند یک فیلتر پایین گذر می باشد، می تواند باعث کاهش دامنه هارمونیکهای جریان ۲۷۰ و ۳۳۰ هرتز در جریان خروجی شود. این موضوع در شکل ۵-۱۶ نشان داده شده است.

۵-۳ بررسی عملکرد منبع تغذیه با فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

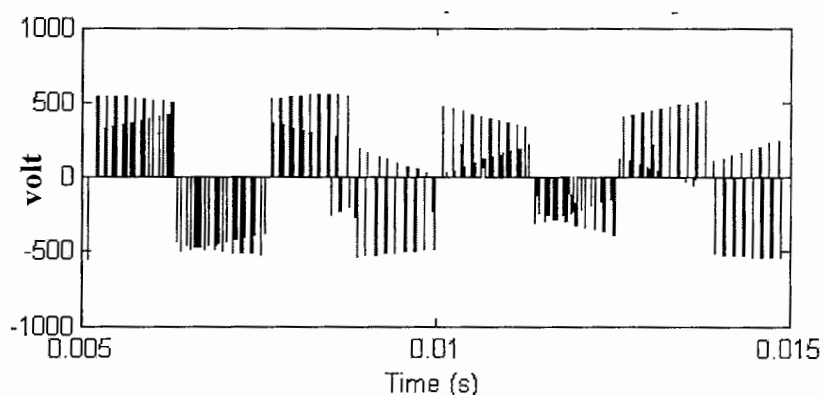
در این قسمت عملکرد منبع تغذیه پیشنهادی با استفاده از روشهای کنترل، مدولاسیون مستقیم و مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری بررسی شده است. بار خروجی مبدل ماتریسی یک بار سلفی

مقاومتی سه فاز با مقادیر $R = 0.125 \Omega$ اهم و $L = 0.0025 H$ هانری است. ولتاژ فاز ورودی ۲۲۰ ولت ۵۰ هرتز بوده و ولتاژ فاز خروجی ۲۸ ولت ۴۰۰ هرتز می باشد. فرکانس کلیدزنی برابر ۱۰ کیلوهرتز و ضرایب K_P و K_I در کنترل کننده PI مسیر پسخور ولتاژ به ترتیب برابر ۰.۰۰۳۹ و ۰.۰۹۵ انتخاب شده است. مقدار اندوکتانس منبع ۵ درصد (برحسب پیونیت) فرض شده است.

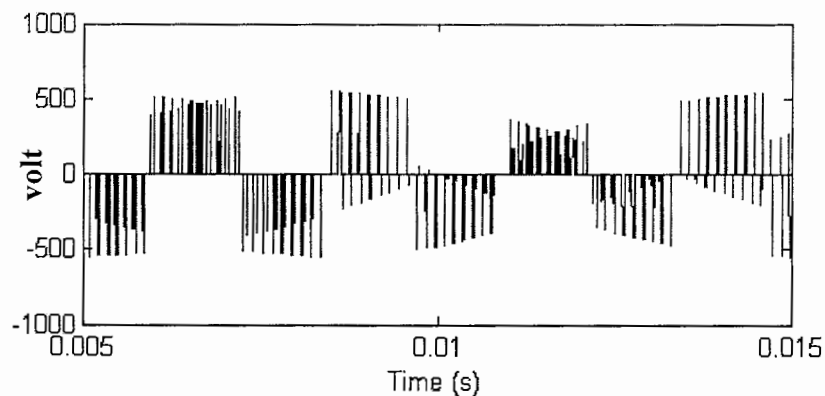
شکل‌های ۱۷-۵ تا ۱۹-۵ به ترتیب نشان دهنده ولتاژهای خط v_{BC} ، v_{AB} و v_{CA} هنگام استفاده از روش مدولاسیون مستقیم بوده و شکل ۲۰-۵ تحلیل هارمونیک ولتاژ خط v_{AB} در این روش می باشد.



شکل ۱۷-۵: ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

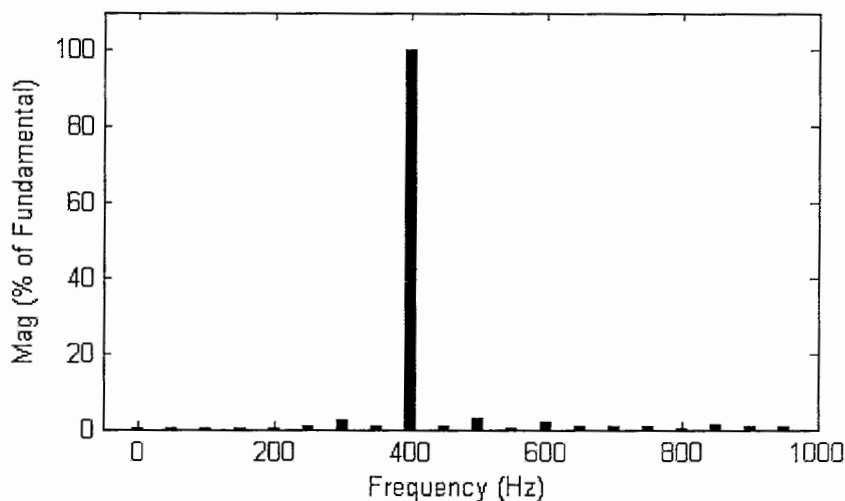


شکل ۱۸-۵: ولتاژ خط خروجی v_{BC} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۱۹-۵: ولتاژ خط خروجی v_{CA} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

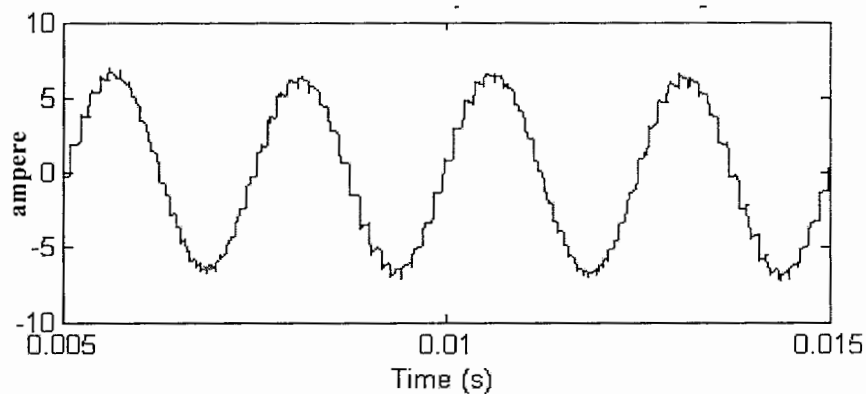
همانطور که از شکل ۲۰-۵ مشخص است تنها هارمونیک‌های موجود در ولتاژ خط خروجی هارمونیک‌های با فرکانس ۳۰۰، ۵۰۰ و ۶۰۰ هرتز است که دامنه آنها از ۲ درصد دامنه هارمونیک اصلی کمتر است. با توجه به نتایج شبیه سازی در روش مدولاسیون مستقیم مقدار THD ولتاژ خط خروجی برابر 2.48% بدست آمده است.



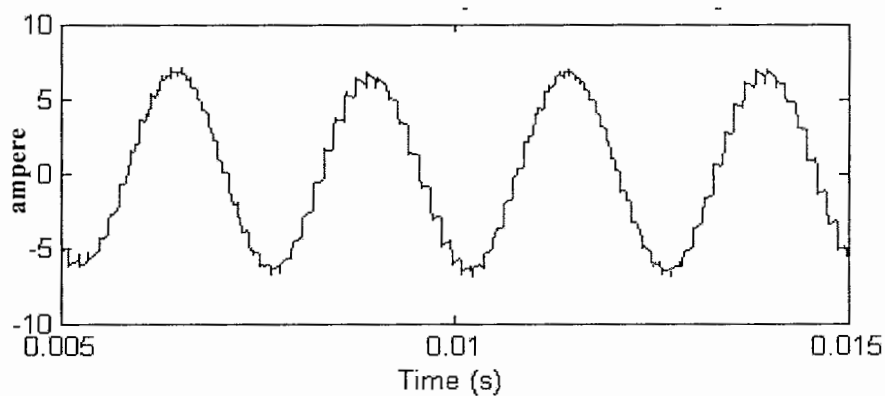
شکل ۲۰-۵: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

شکل‌های ۲۱-۵ تا ۲۳-۵ به ترتیب نشان دهنده جریان‌های خط i_A, i_B, i_C بوده و شکل ۲۴-۵

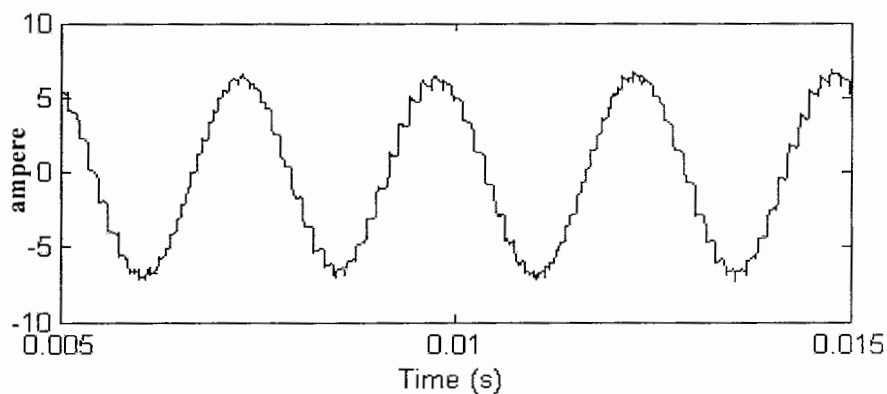
تحلیل هارمونیک جریانی خط i_A در روش ذکر شده می‌باشد. در این روش مقدار THD جریانی خط خروجی 2.65% بدست آمده است.



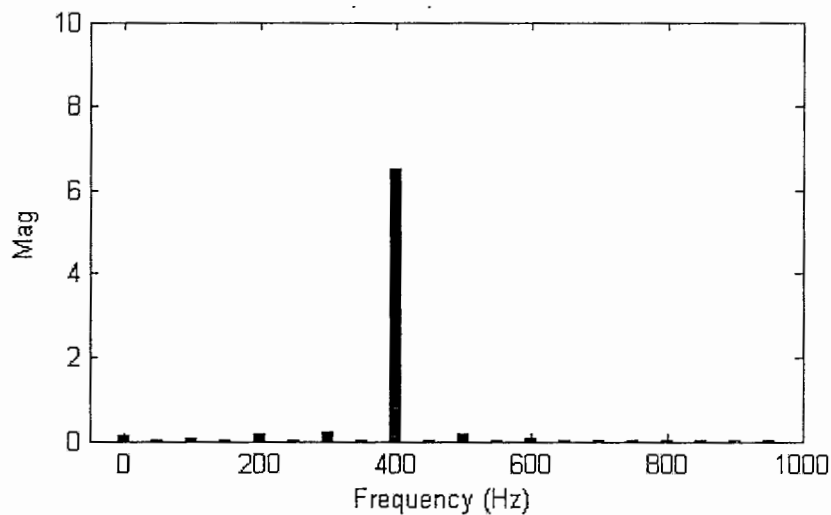
شکل ۵-۲۱: جریانی خط خروجی i_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۲۲: جریانی خط خروجی i_B در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۲۳: جریانی خط خروجی i_C در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

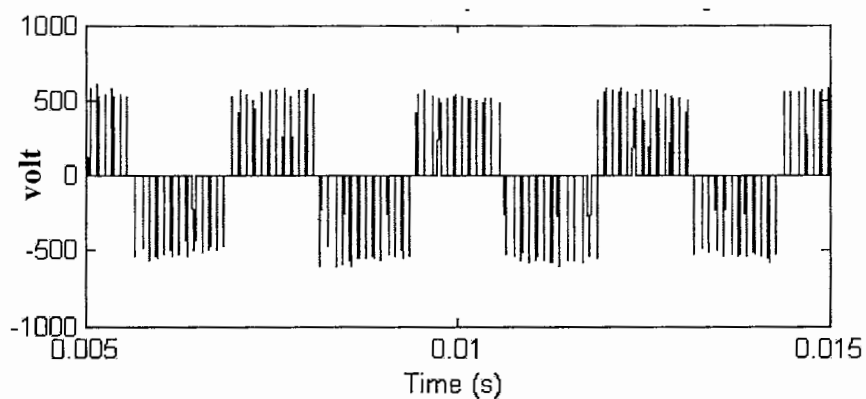


شکل ۵-۲۴: تحلیل هارمونیک جریان خط خروجی I_A در روش مدولاسیون مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰

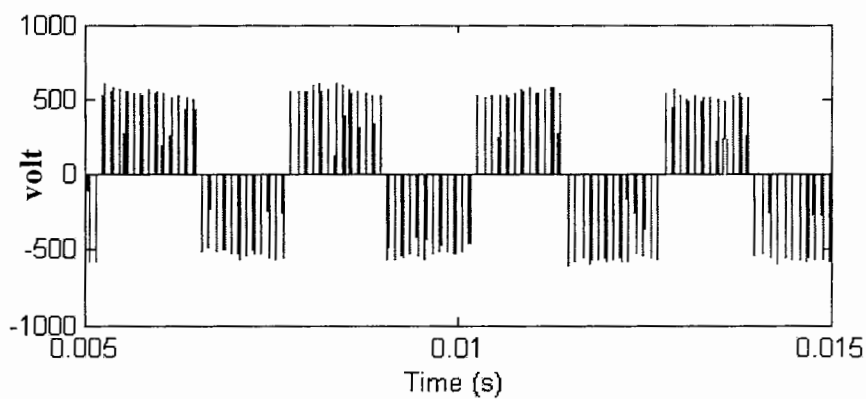
شکلهای ۵-۲۵ تا ۵-۲۷ به ترتیب نشان دهنده ولتاژهای خط v_{BC} ، v_{AB} و v_{CA} هنگام استفاده از روش SVPWM بوده و شکل ۵-۲۸ تحلیل هارمونیک ولتاژ خط v_{AB} در این روش می‌باشد. THD ولتاژ خط خروجی در این روش برابر ۱۶.۲۹٪ بدست آمده است، همانطور که در شکل ۵-۲۸ دیده می‌شود علت بالا بودن مقدار THD ولتاژ در این روش وجود هارمونیکهای ۱۰۰ هرتز، ۷۰۰ هرتز و مضارب آنها در ولتاژ خط خروجی است. در بخش ۳-۳-۱-۱ توضیح داده شد هارمونیکهای با فرکانس $|6 \times f_i \pm f_o|$ در ولتاژ خروجی روش SVPWM وجود دارند. با توجه به اینکه فرکانس خروجی برابر ۴۰۰ هرتز است، مقدار این فرکانسها به صورت زیر محاسبه می‌شوند که با نتیجه بدست آمده در شکل ۵-۲۸ مطابقت دارد.

$$|6 \times f_i + f_o| = |6 \times 50 + 400| = 700 \text{ Hz}$$

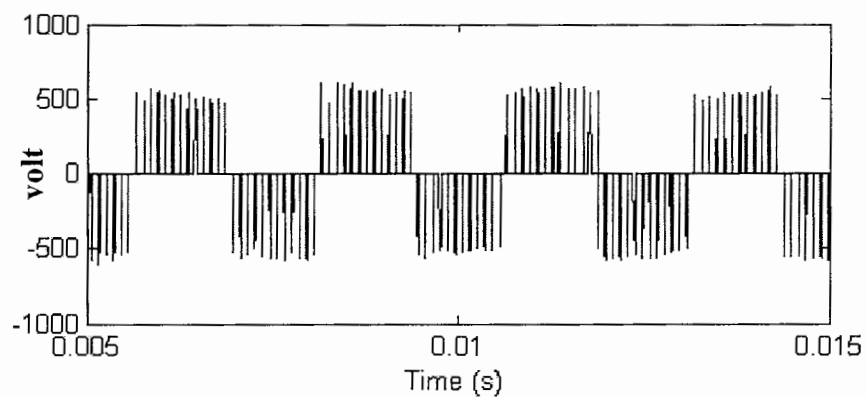
$$|6 \times f_i - f_o| = |6 \times 50 - 400| = 100 \text{ Hz}$$



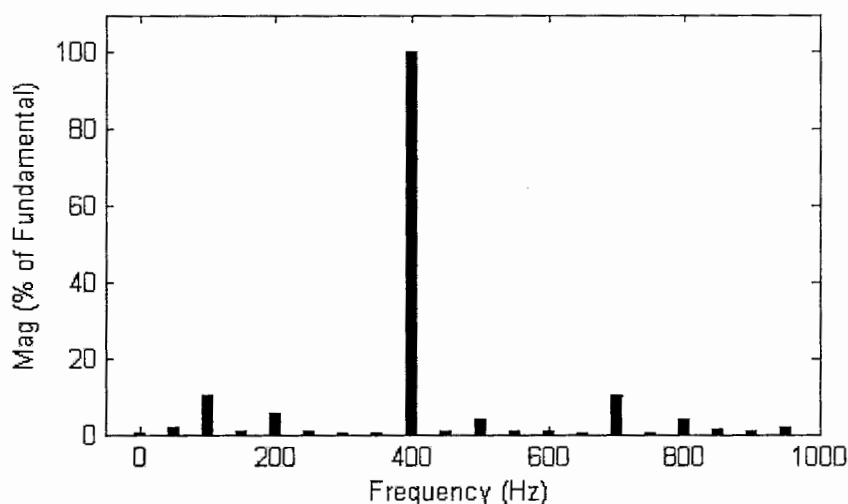
شکل ۵-۲۵: ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۲۶: ولتاژ خط خروجی v_{BC} در روش SVPWM در فرکانس خروجی 400 هرتز

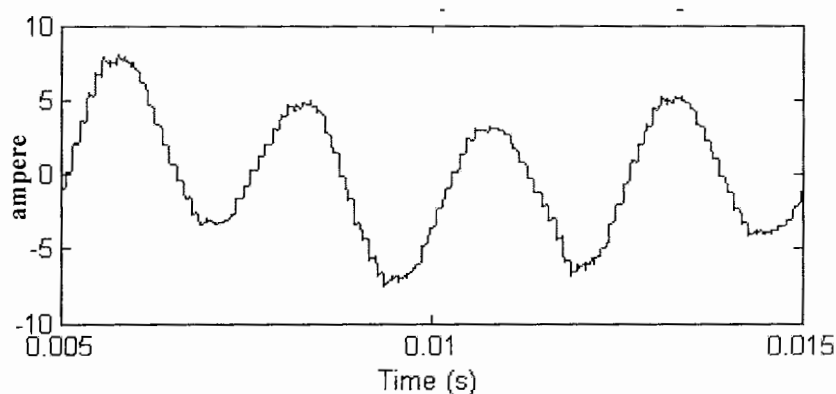


شکل ۵-۲۷: ولتاژ خط خروجی v_{CA} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

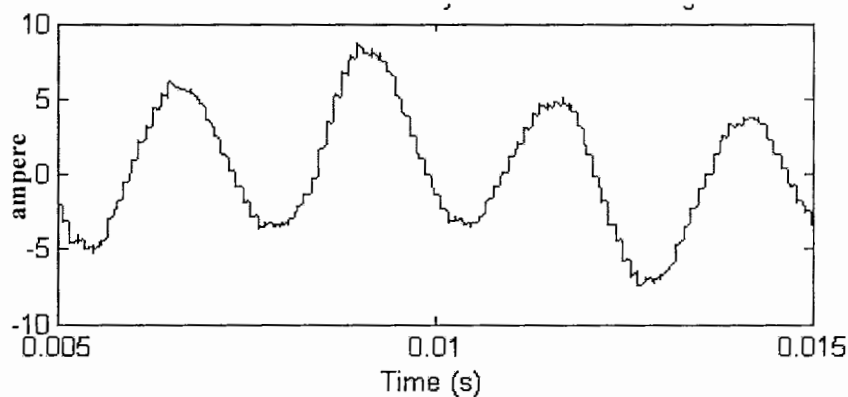


شکل ۵-۲۸: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

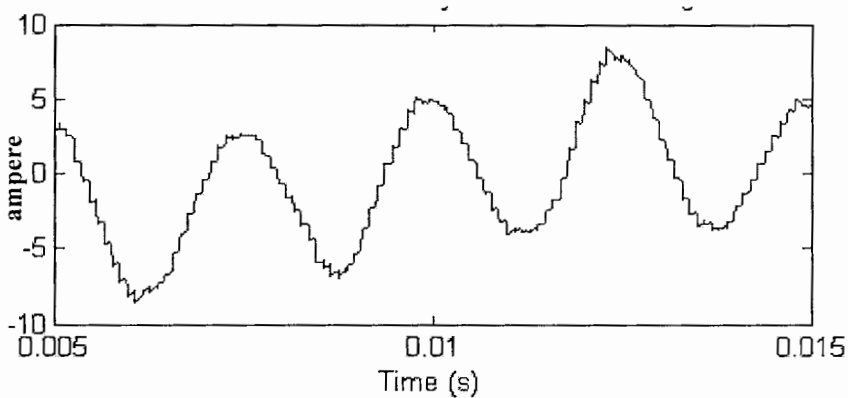
شکل‌های ۵-۲۹ تا ۵-۳۱ به ترتیب نشان دهنده جریان‌های خط i_A, i_B, i_C بوده و شکل ۵-۳۲ تحلیل هارمونیک جریان خط i_A در روش ذکر شده می‌باشد. همانطور که در شکل ۵-۳۲ مشاهده می‌شود در روش SVPWM دامنه هارمونیک ۱۰۰ هرتز در جریان خروجی حدود ۴۰ درصد دامنه هارمونیک اصلی است. نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهد مقدار THD جریان خروجی در این روش برابر ۳۶.۵۲٪ است.



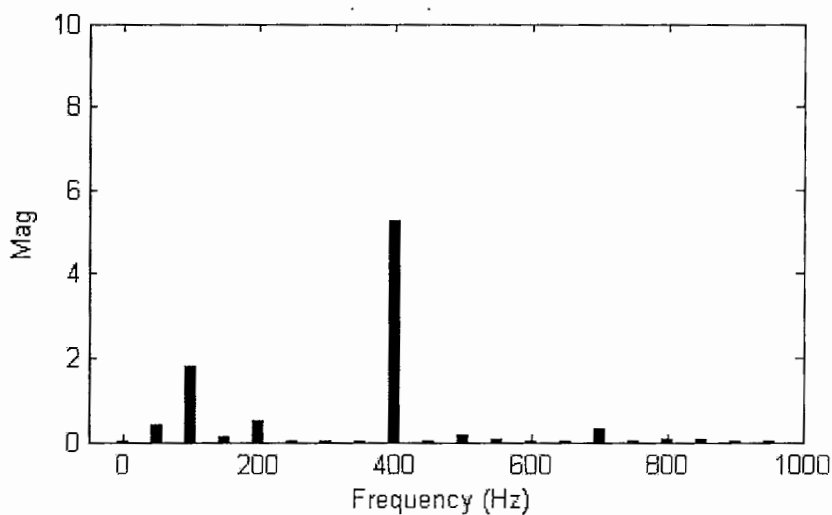
شکل ۵-۲۹: جریان خط خروجی i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰



شکل ۵-۳۰: جریان خط خروجی i_B در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰



شکل ۵-۳۱: جریان خط i_C در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۳۲: تحلیل هارمونیکی جریان خط i_A در روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز

در روش SVPWM و در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز هارمونیکهای با فرکانس ۱۰۰ هرتز و ۷۰۰ هرتز دو مشکل اساسی ایجاد می‌کنند.

۱- به دلیل اینکه این هارمونیکها به فرکانس اصلی (۴۰۰ هرتز) نزدیک هستند، امکان حذف آنها توسط یک فیلتر پایین گذر وجود ندارد و برای حذف آنها باید از یک فیلتر میان گذر با پهنای باند کوچک و ضریب کیفیت بالا و یا از چندین فیلتر تنظیم شده استفاده کرد. استفاده از این فیلتر سبب افزایش هزینه، حجم و تلفات منبع تغذیه می‌شود.

۲- با توجه به اینکه بار سلفی مقاومتی مانند یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند، باعث کاهش دامنه هارمونیک ۷۰۰ هرتز در جریان خروجی مبدل ماتریسی شده است. در صورتیکه دامنه هارمونیک با فرکانس ۱۰۰ هرتز افزایش پیدا می‌کند، دلیل افزایش دامنه هارمونیک ۱۰۰ هرتز در ادامه شرح داده می‌شود.

همانطور که می‌دانیم اگر اندازه ولتاژ دو سر یک بار سلفی مقاومتی برابر V و فرکانس آن f باشد، اندازه جریان به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$I = \frac{V}{\sqrt{(2 \times \pi \times f \times L)^2 + R^2}}$$

در صورت ثابت بودن V هرچه مقدار f کوچکتر باشد دامنه هارمونیک با فرکانس f در جریان بار بالاتر می‌رود. بنابراین همانطور که در شکل ۵-۳۲ ملاحظه می‌شود در صورتی که از فیلتر میان گذر در خروجی منبع تغذیه استفاده نشود، هارمونیک ۱۰۰ هرتز در جریان خروجی مبدل ماتریسی مقدار قابل ملاحظه ای دارد، بطوریکه استفاده عملی از روش SVPWM در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز امکان پذیر نمی‌باشد.

با توجه به نتایج شبیه سازی‌ها دیده می‌شود مقدار THD ولتاژ خط خروجی در روش SVPWM 6.6 برابر مقدار آن در روش مدولاسیون مستقیم است. همچنین مقدار THD جریان خط خروجی در روش SVPWM، 13.78 برابر مقدار آن در روش مدولاسیون مستقیم می‌باشد. به این ترتیب

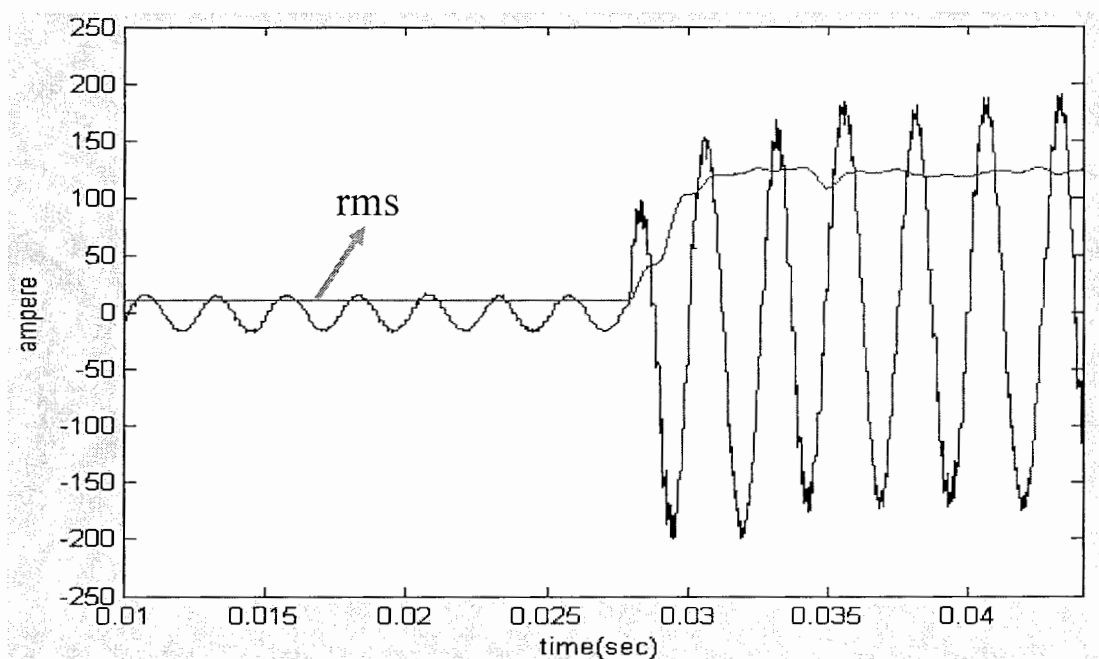
می توان نتیجه گرفت در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز عملکرد روش مدولاسیون مستقیم بسیار بهتر از روش SVPWM می باشد.

با توجه به کیفیت بسیار خوب ولتاژ خروجی در روش مدولاسیون مستقیم (در فرکانس ۴۰۰ هرتز) در کلیه شبیه سازی هایی که در ادامه این فصل انجام شده از روش مدولاسیون مستقیم استفاده شده است.

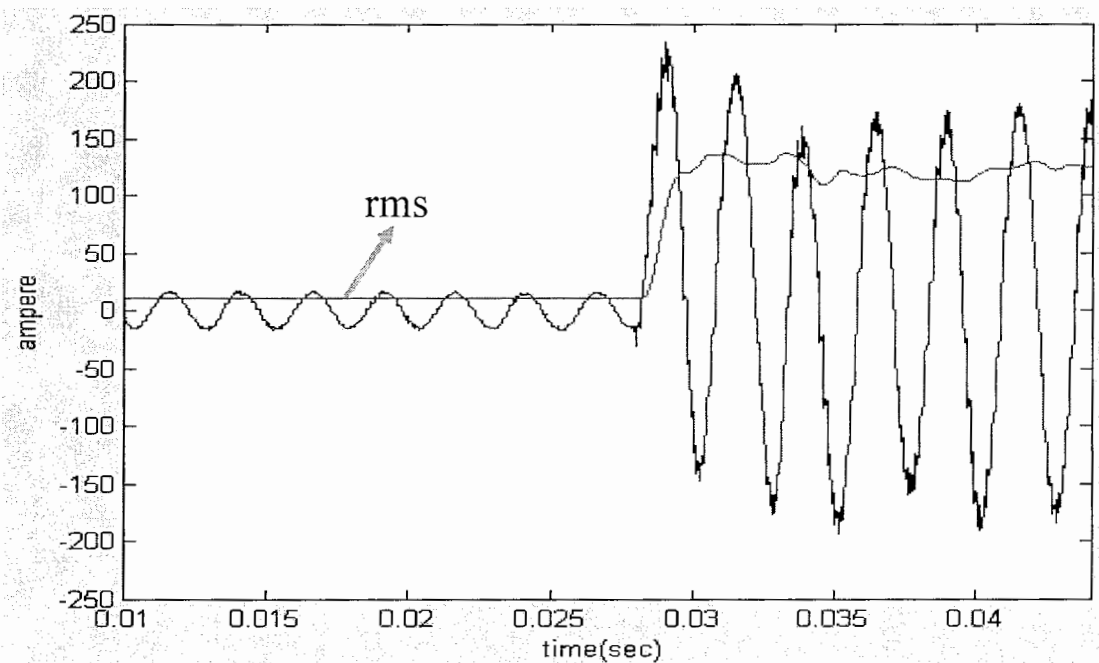
۴-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه پیشنهادی در حالت گذرا

در این قسمت منبع تغذیه با روش مدولاسیون مستقیم بهبود یافته مطرح شده در بخش ۳-۵-۲ کنترل می شود. در ابتدا بار خروجی منبع تغذیه یک بار متعادل سه فاز با مقادیر $R = 0.045 \Omega$ اهم و $L = 0.0009 H$ هانری است. سپس در زمان $t = 0.0275$ ثانیه امپدانس بار ناگهان به یک دهم کاهش پیدا می کند، با توجه به تغییر ناگهانی اعمال شده مقدار موثر جریان خط خروجی از ۱۲ آمپر به ۱۲۰ آمپر افزایش می یابد.

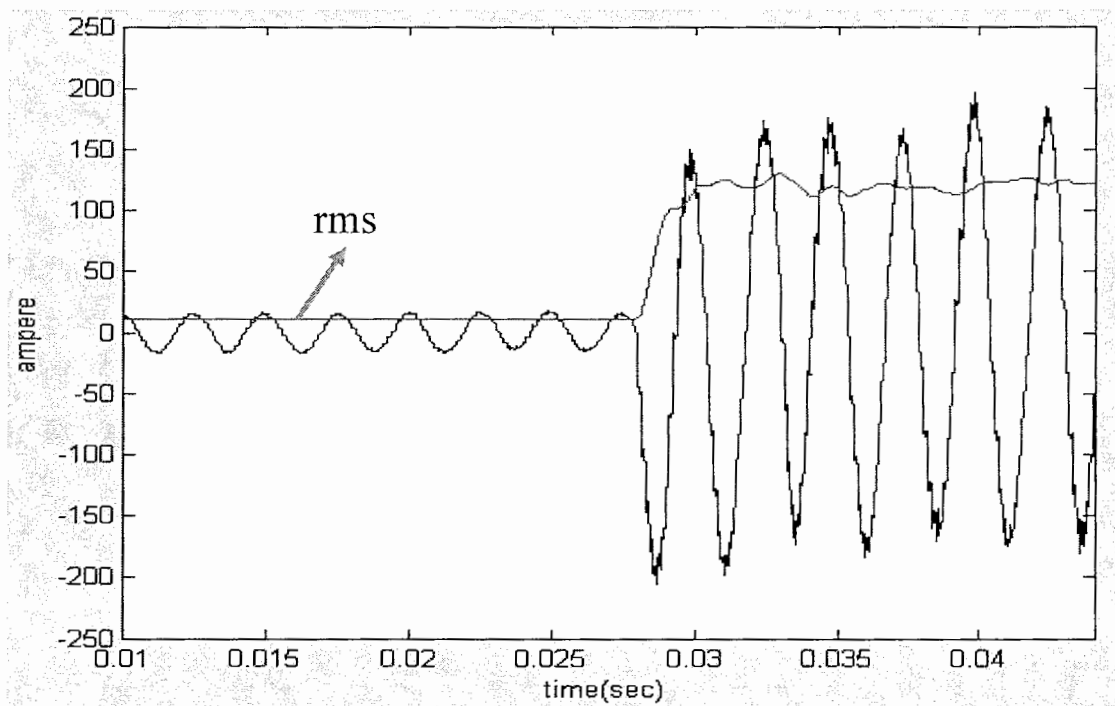
جریان فازهای A، B و C خروجی به همراه مقدار موثر آنها به ترتیب در شکل های ۵-۳۳ تا ۵-۳۵ نشان داده شده اند. از شکل ۵-۳۳ مشخص است که امپدانس بار در لحظه $t = 0.0275$ به یک دهم کاهش یافته و مقدار موثر جریان فاز A خروجی در زمانی کمتر از 0.0125 ثانیه به مقدار پایدار ۱۲۰ آمپر رسیده است. همچنین فراجش^۱ ایجاد شده در جریان خط خروجی برابر 2.48% است. شکل ۵-۳۶ نشان دهنده ولتاژ خط خروجی v_{AB} در زمانهای قبل و بعد از تغییر ناگهانی بار بوده و شکل ۵-۳۷ تحلیل هارمونیک آن می باشد. با مقایسه شکل ۵-۲۰ و شکل ۵-۳۷ مشخص می شود ولتاژ خط خروجی هنگام تغییر ناگهانی بار دچار تغییر قابل ملاحظه ای نشده است. نتایج ذکر شده نشان دهنده پاسخ سریع روش کنترل ارائه شده است.



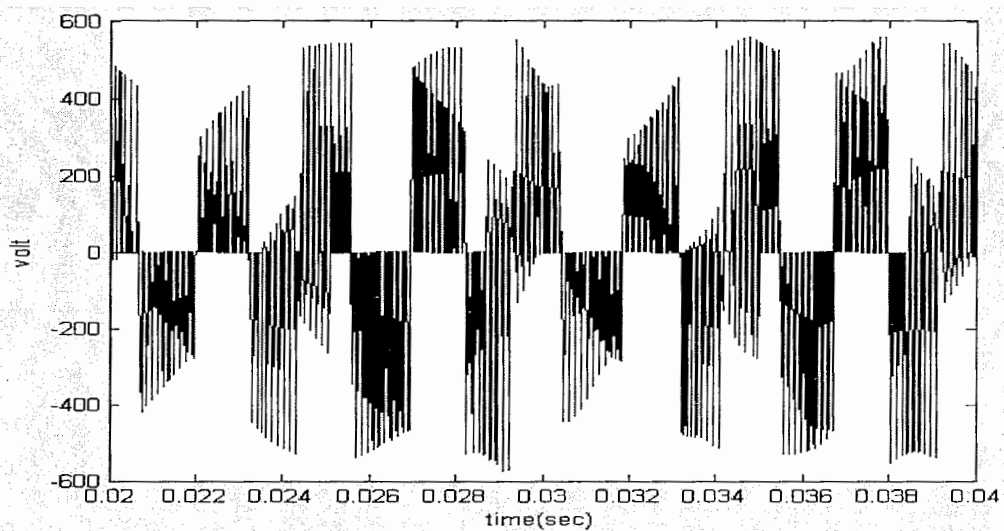
شکل ۳۳-۵: جریان خط I_A در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



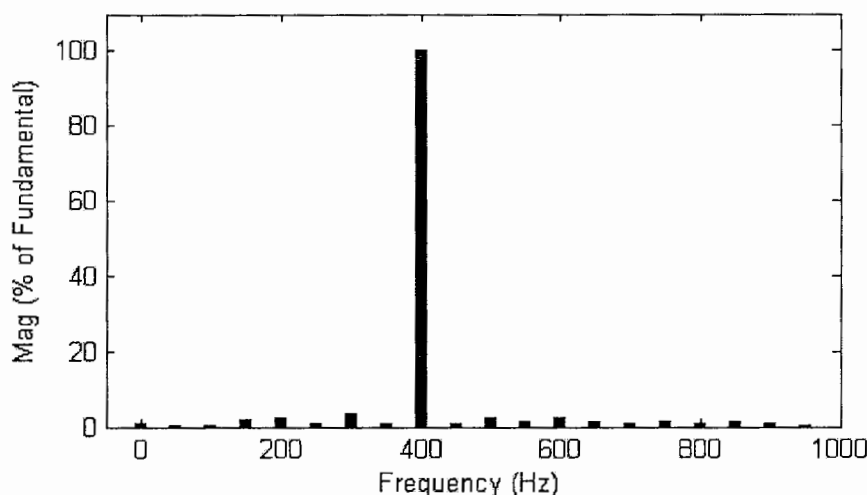
شکل ۳۴-۵: جریان خط I_B در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۳۵: جریان خط I_C در روش مدولاسیون مستقیم هنگام تغییر ناگهانی بار در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز



شکل ۵-۳۶: ولتاژ خط V_{AB} قبل و بعد از تغییر ناگهانی بار



شکل ۵-۳۷: تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} قبل و بعد از تغییر ناگهانی بار

۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه پیشنهادی در ولتاژ ورودی نامتعادل

در این شبیه سازی ورودی منبع تغذیه شکل ۴-۱ یک ولتاژ نامتعادل سه فاز ۵۰ هرتز با رابطه زیر

می باشد.

$$\bar{v}_i = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cdot \cos(\omega_1 t) \\ 0.8404 \cdot V_{im} \cdot \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \frac{0.2\pi}{180}) \\ 0.9281 \cdot V_{im} \cdot \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \frac{8.5\pi}{180}) \end{bmatrix} \quad V_{im} = 220 \times \sqrt{2} \quad (3-5)$$

یک بار سه فاز متعادل سلفی مقاومتی با مقادیر زیر به خروجی منبع تغذیه متصل شده است.

$$L = 0.00075H \quad R = 0.0375\Omega$$

ضرایب K_P و K_I در کنترل کننده PI مسیر پسخور ولتاژ به ترتیب برابر 0.0039 و 0.095

هستند. مقدار اندوکتانس منبع ۵ درصد (برحسب پیونیت) انتخاب شده است. فرکانس کلیدزنی منبع

تغذیه ۱۰ کیلو هرتز بوده ($f_s = 10KH$) و ولتاژ فاز خروجی ۲۸ ولت، ۴۰۰ هرتز است.

با در نظر گرفتن شرایط ذکر شده عملکرد منبع تغذیه با استفاده از روش مدولاسیون مستقیم بدون

جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی شبیه سازی و بررسی شده است. سپس عملکرد آن با استفاده از

روش کنترل مطرح شده در بخش ۳-۶ که امکان جبران سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی را دارد، شبیه سازی و نتایج آن ارائه شده است.

۱-۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه با استفاده از روش مستقیم با ولتاژ وروی نامتعادل

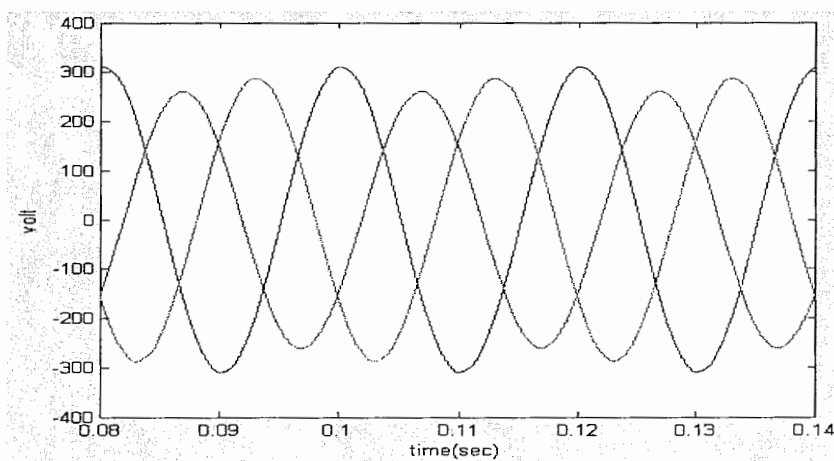
این شبیه سازی با استفاده از روش مطرح شده در بخش ۳-۵-۲ انجام شده و رابطه ۳-۶۷ در آن به صورت زیر مورد استفاده قرار گرفته است.

$$m_{kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_k v_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_i t + \beta_j) \cdot \sin(3\omega_i t) \right]$$

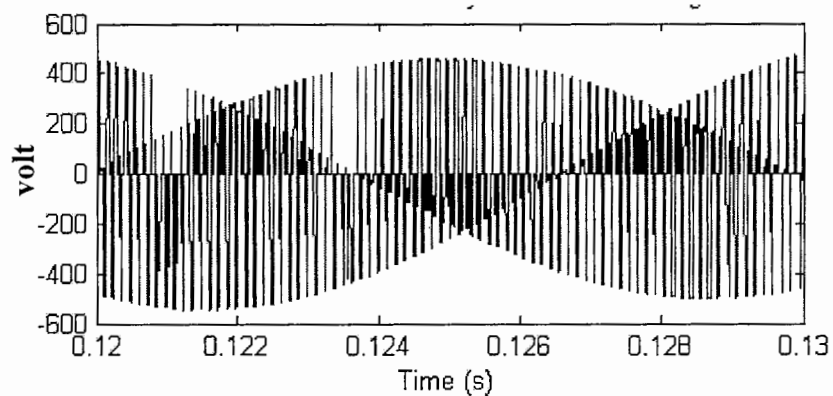
$$j = a, b, c \quad k = A, B, C \quad q = \frac{|V_{om}|}{|V_{im}|}$$

$$j = a, b, c \quad \text{به ترتیب برای } \beta_j = 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$$

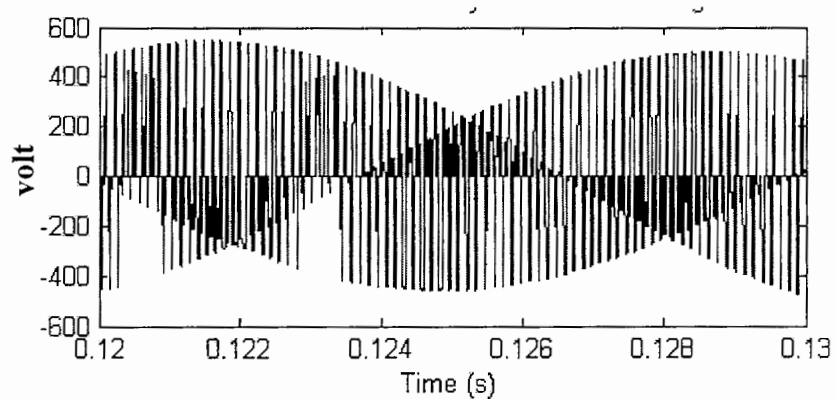
در رابطه بالا ولتاژ فازهای ورودی به صورت رابطه ۳-۵ بوده و شکل ۳۸-۵ نشان دهنده ولتاژهای هر سه فاز ورودی در این شبیه سازی می باشد. شکل های ۳۹-۵ تا ۴۱-۵ به ترتیب ولتاژهای خط v_{BC} ، v_{AB} و v_{CA} هنگام استفاده از این روش را نمایش می دهند و تحلیل هارمونیک ولتاژ خط v_{AB} در این روش در شکل ۴۲-۵ نشان داده شده است.



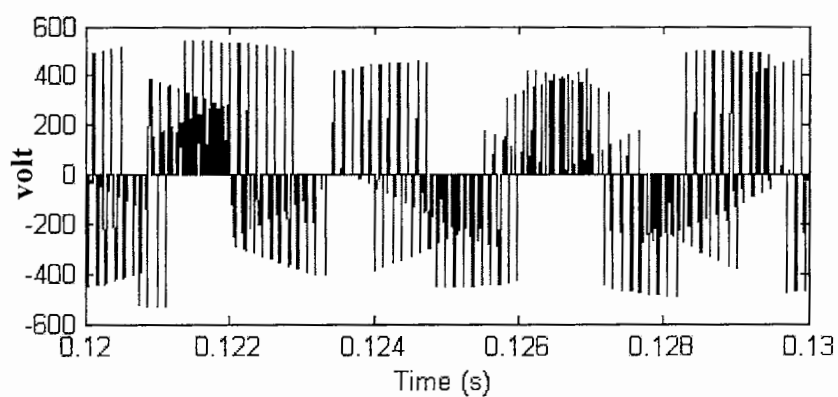
شکل ۳۸-۵ ولتاژهای نامتعادل سه فاز ورودی



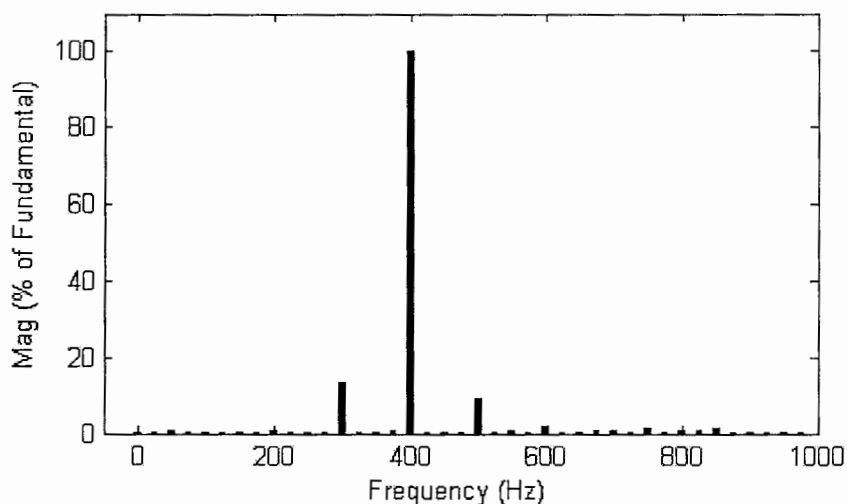
شکل ۳۹-۵: ولتاژ v_{AB} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۴۰-۵: ولتاژ v_{BC} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



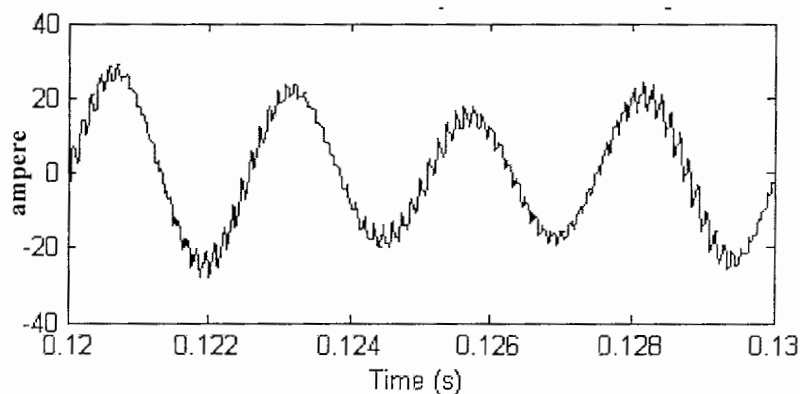
شکل ۴۱-۵: ولتاژ v_{CA} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



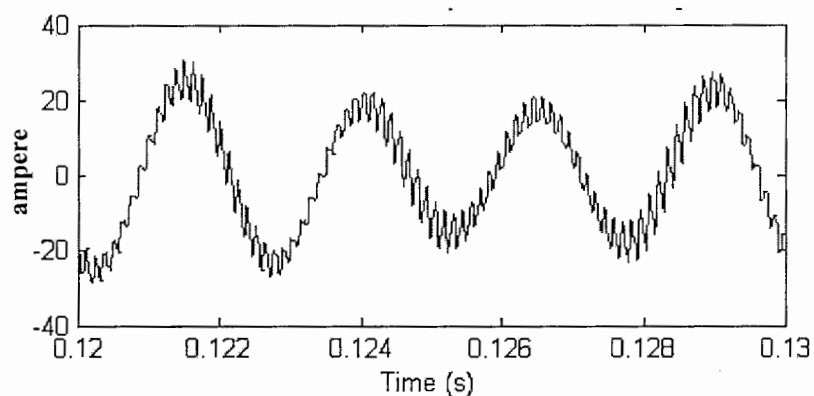
شکل ۴۲-۵: تحلیل فرکانسی ولتاژ v_{AB} در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند که دامنه هارمونیک‌های ۳۰۰ هرتز و ۵۰۰ هرتز در ولتاژ خط خروجی به ترتیب برابر ۱۳.۷۶٪ و ۹.۵۲٪ دامنه هارمونیک اصلی است. مقدار THD ولتاژ خط خروجی در این روش با ورودی نامتعادل برابر ۱۶.۲٪ بدست آمده است.

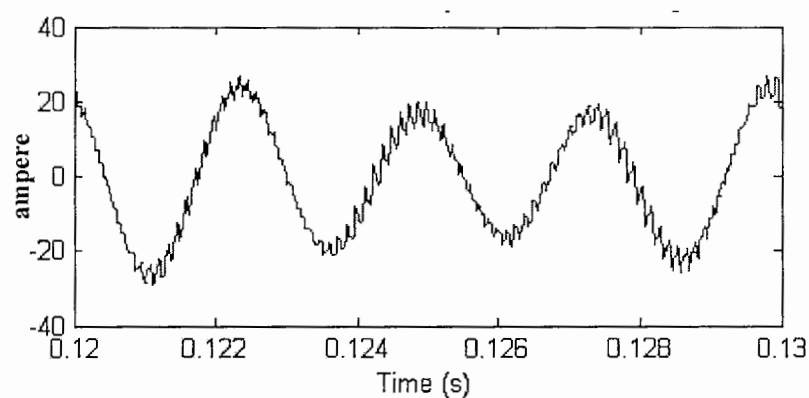
شکل‌های ۴۳-۵ تا ۴۵-۵ به ترتیب جریان‌های خط i_A, i_B, i_C را نشان می‌دهند، و شکل ۴۶-۵ تحلیل هارمونیک‌های جریان خط i_A در روش ذکر شده است. دامنه هارمونیک‌های ۳۰۰ هرتز و ۵۰۰ هرتز در جریان خط خروجی به ترتیب برابر ۶.۲۵٪ و ۱۷.۳۶٪ دامنه هارمونیک اصلی است. مقدار THD جریان خط خروجی در این روش با ورودی نامتعادل برابر ۲۰.۰۳٪ بدست آمده است.



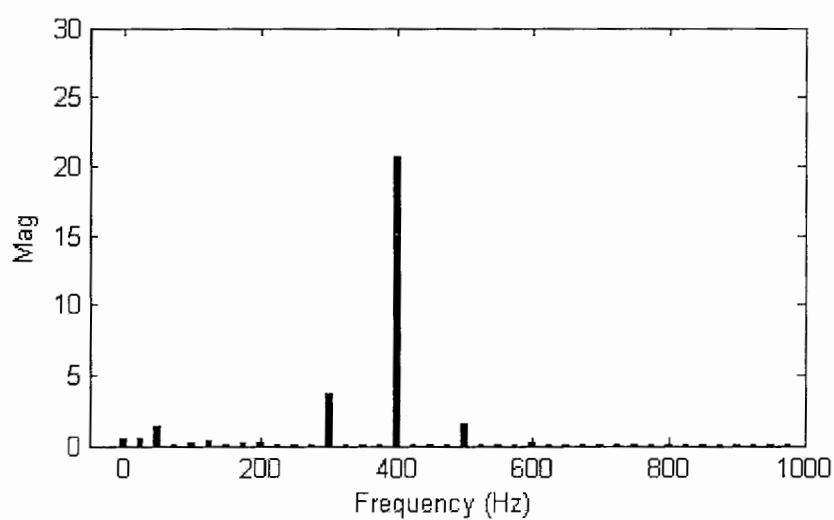
شکل ۴۳-۵: جریان i_A در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۴۴-۵: جریان I_B در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۴۵-۵: جریان I_C در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



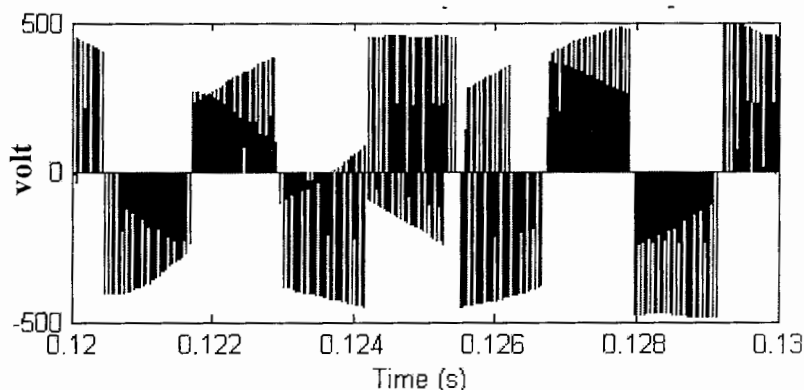
شکل ۴۶-۵: تحلیل فرکانسی جریان خط I_A در روش مستقیم در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

۲-۵-۵ بررسی عملکرد منبع تغذیه با جبران عدم تعادل ولتاژ ورودی

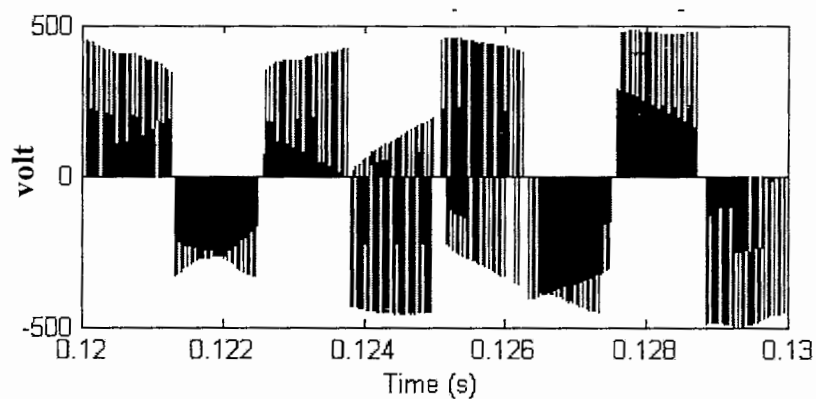
با توجه به روابط ۳-۶۸ و ۳-۵ مقادیر θ_1 ، θ_2 و θ_3 در رابطه ۳-۶۸ به ترتیب برابر ۰.۰، $\frac{0.2\pi}{180}$ و $\frac{8.5\pi}{180}$ رادیان است. با استفاده از روابط ۳-۶۹ تا ۳-۷۳ و روابط ۳-۸۹ و ۳-۹۰ مقدار ub که نشان دهنده درصد عدم تعادل در ولتاژ سه فاز ورودی است برابر با ۱۰ درصد بدست می‌آید. همچنین با استفاده از روابط ۳-۸۹ و ۳-۹۰ یک ولتاژ متعادل با دامنه ۲۱۵ ولت و فرکانسی برابر با فرکانس ورودی (۵۰ هرتز) به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \end{bmatrix} = 3 \cdot m_{p1} \cdot V_1 \cdot [1 - (ub)^2] \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t + \theta_1) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \theta_1) \end{bmatrix} = 215 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

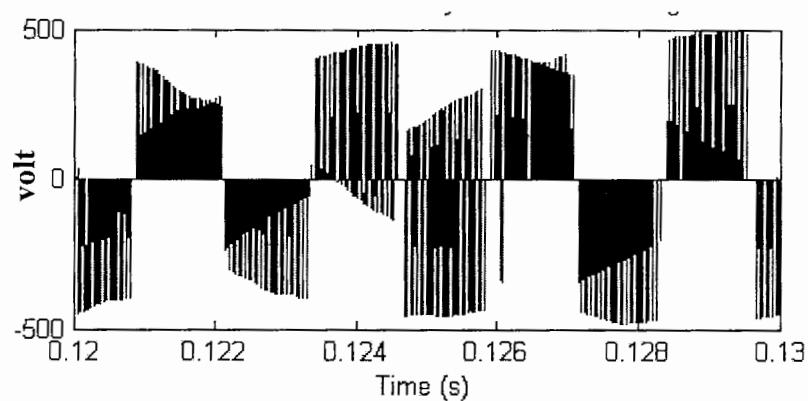
پس از بدست آوردن رابطه ۴-۵، شبیه سازی با استفاده از روابط ۳-۹۹ و ۳-۱۰۰ انجام شده است. شکل‌های ۴۷-۵ تا ۴۹-۵ به ترتیب نشان دهنده ولتاژهای خط v_{CA} ، v_{BC} ، v_{AB} هنگام استفاده از این روش بوده و شکل ۵۰-۵ تحلیل هارمونیک ولتاژ خط خروجی v_{AB} در این روش می‌باشد. مقدار THD ولتاژ خط خروجی در این روش برابر ۲.۹۹٪ بدست آمده است. شکل ۵۰-۵ نشان دهنده ولتاژهای خط خروجی است که با استفاده از یک فیلتر پایین گذر مرتبه دوم با فرکانس قطع ۷۰۰ هرتز فیلتر شده اند.



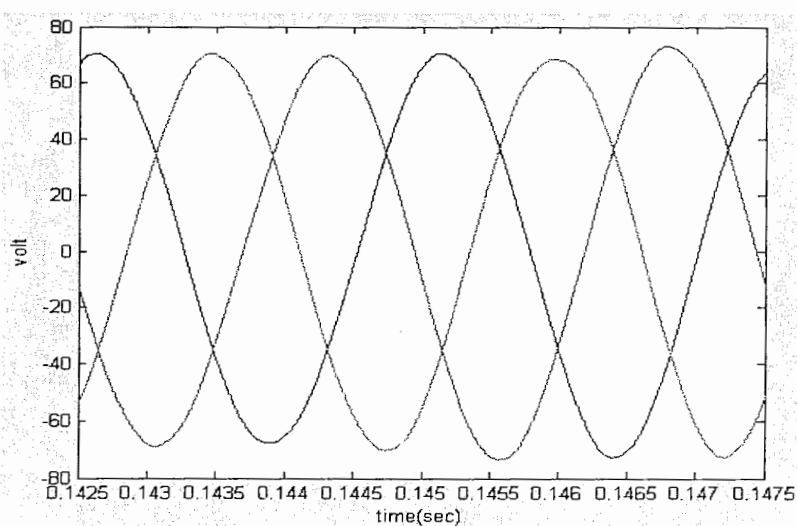
شکل ۴۷-۵: ولتاژ v_{AB} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۴۸-۵: ولتاژ v_{BC} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

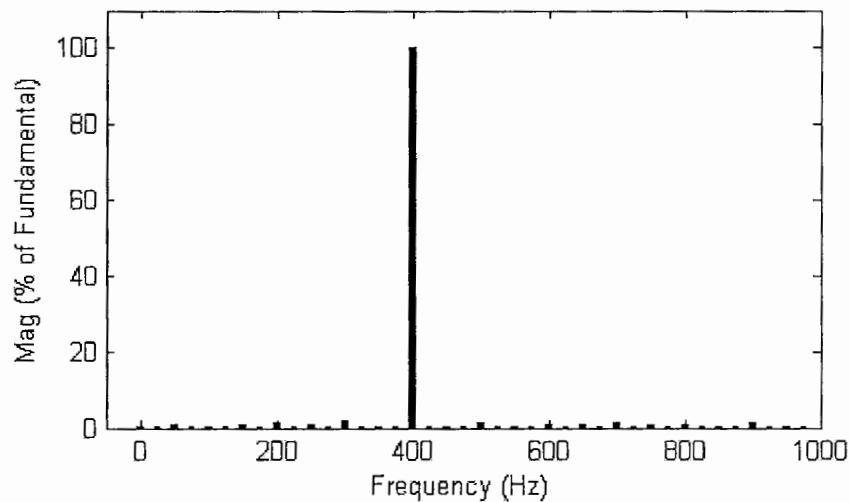


شکل ۴۹-۵: ولتاژ v_{CA} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

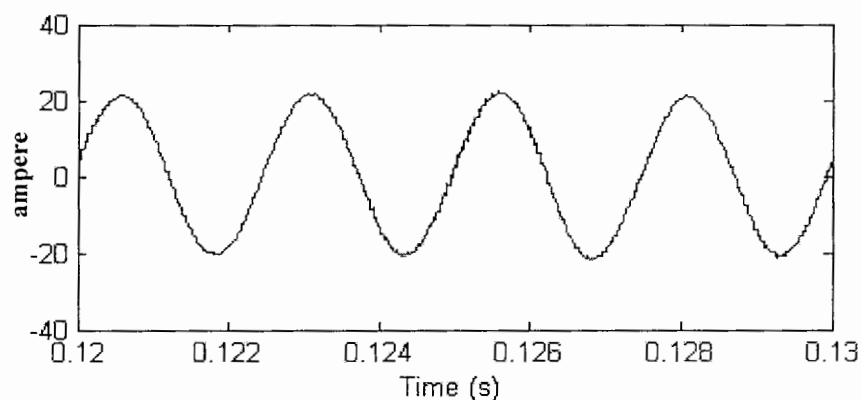


شکل ۵۰-۵: ولتاژهای خط خروجی در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

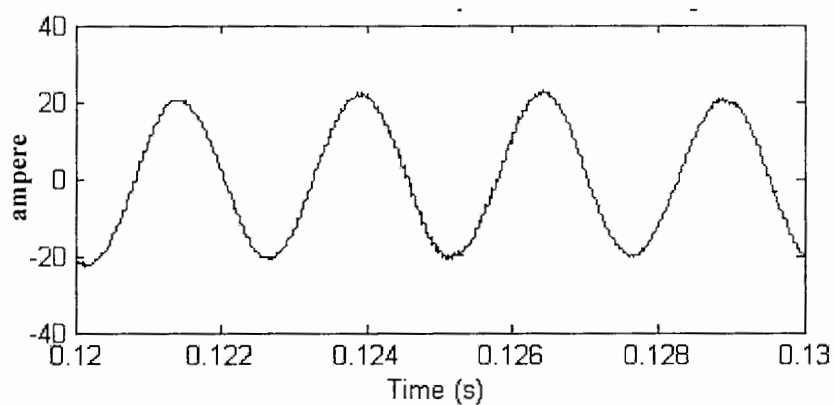
همچنین شکل‌های ۵-۵۲ تا ۵-۵۴ به ترتیب نشان دهنده جریان‌های خط i_A, i_B, i_C و i_C بوده و شکل ۵-۵۵ نمایش یک سیکل از آنها در این روش می‌باشد. تحلیل هارمونیک جریان خط i_A در روش ذکر شده در شکل ۵-۵۶ آورده شده است. با توجه به نتایج شبیه سازی‌ها مقدار THD جریان خط خروجی در این روش برابر 5.77% می‌باشد.



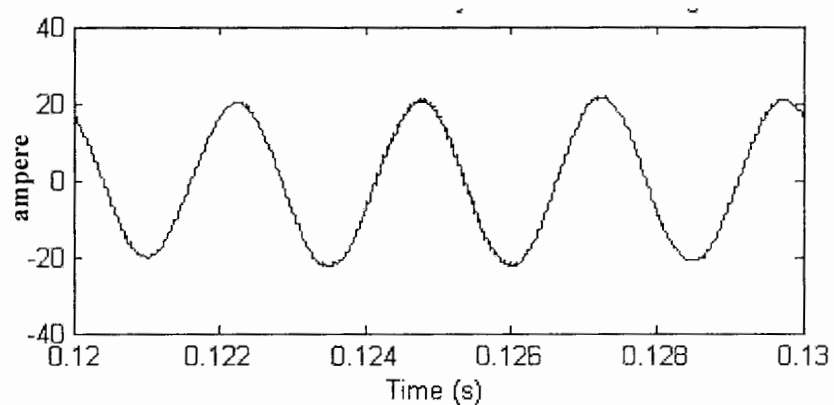
شکل ۵-۵۱: تحلیل فرکانسی ولتاژ V_{AB} در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



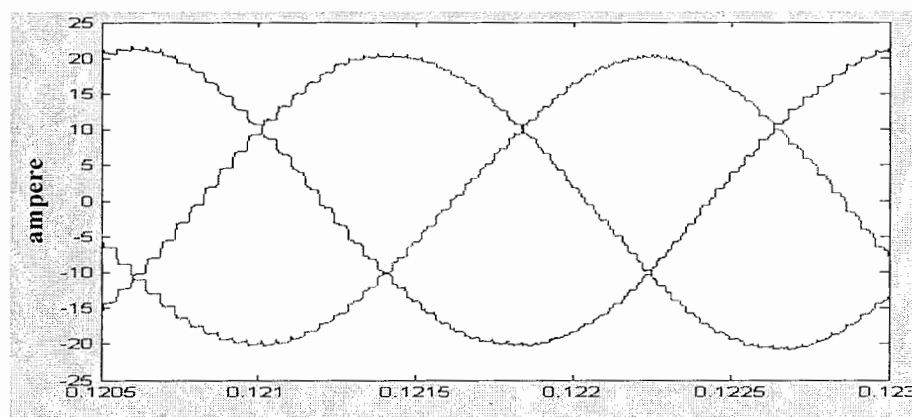
شکل ۵-۵۲: جریان i_A در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



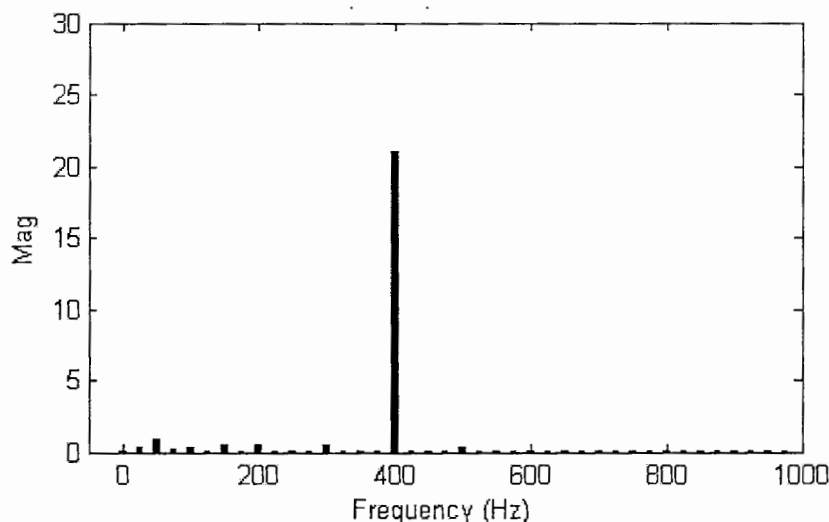
شکل ۵-۵۳: جریان i_B در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۵-۵۴: جریان i_C در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۵-۵۵: جریانهای هر سه فاز خروجی در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل



شکل ۵-۵۶: تحلیل فرکانسی جریان ۱A در روش جبران کننده عدم تعادل ورودی در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز با ورودی نامتعادل

مقایسه نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند در روش ارائه شده برای جبران سازی عدم تعادل در ولتاژ ورودی، مقدار THD ولتاژ خروجی کمتر از ۲۰٪ زمانی است که از روش مستقیم استفاده شود. همچنین میزان عدم تعادل در ولتاژ خروجی کمتر از ۱ درصد است درحالی‌که مقدار آن در ولتاژ ورودی برابر ۱۰ درصد می‌باشد، که نشان دهنده بهبود قابل توجه در عدم تعادل ولتاژ می‌باشد.

۵-۶ خلاصه

عملکرد مبدل ماتریسی با استفاده از هر دو روش مدولاسیون مستقیم و مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری در فرکانس خروجی ۳۰ هرتز بررسی شد، نتایج شبیه سازی‌ها نشان داد در فرکانسهای کمتر از فرکانس ورودی و فرکانسهای نزدیک به آن روش SVPWM روش مناسب برای کنترل مبدل ماتریسی است.

نتایج بدست آمده از بررسی و شبیه سازی عملکرد منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز ۲۸ ولت با استفاده از روشهای SVPWM و مدولاسیون مستقیم، نشان داد که در روش SVPWM دامنه هارمونیک‌های با فرکانس ۱۰۰ هرتز، ۷۰۰ هرتز و مضارب آنها بسیار بیشتر از دامنه آنها در روش مدولاسیون مستقیم

است، بطوریکه در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز امکان استفاده از روش SVPWM وجود ندارد. سپس عملکرد منبع تغذیه مورد نظر با روش کنترل مدولاسیون مستقیم در شرایط گذرا بررسی شد، ملاحظه شد زمانی که امپدانس بار ناگهان به 0.1 کاهش پیدا می کند، جریان خروجی در زمانی کمتر از 0.0125 ثانیه به حالت پایدار رسیده و فراجاهش ایجاد شده در جریان خروجی هنگام تغییر بار کمتر از 2.5% است.

در انتهای این بخش عملکرد منبع تغذیه طراحی شده با استفاده از روش کنترل پیشنهادی که امکان جبران سازی عدم تعادل در ولتاژ ورودی را دارد بررسی شد، هنگام استفاده از این روش زمانی که ولتاژ ورودی ۱۰ درصد عدم تعادل دارد، میزان عدم تعادل در ولتاژ خروجی کمتر از ۱ درصد است.

فصل ششم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه

مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزایای فراوان، در سال‌های اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی تا عدد یک، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، شکل موج‌های با کیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی، حجم و وزن کمتر نسبت به مبدل‌های AC/DC/AC اشاره کرد.

در این رساله انواع سوئیچ‌های دو طرفه مورد استفاده در مبدل‌های ماتریسی معرفی و مزایا و معایب آنها بررسی شد. سپس مبدل‌های ماتریسی متداول و مبدل‌های ماتریسی با دو پل معرفی شده و مزایا و معایب آنها بررسی گردید. ملاحظه شد مبدل‌های ماتریسی در بخش‌های مختلفی از صنعت مثل درایو موتورهای القایی، صنایع هواپیمایی، منابع تغذیه سوئیچینگ، رگولاتورهای ولتاژ و UPFC استفاده شده‌اند.

بررسی عملکرد مبدل ماتریسی در فرکانس‌های خروجی که کمتر از فرکانس منبع ورودی هستند نشان داد در فرکانس‌های پایین روش SVPWM روش مناسب برای کنترل مبدل ماتریسی است. در این رساله یک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز، ۲۸ ولت و ۱۰ کیلو ولت آمپر با استفاده از مبدل‌های ماتریسی طراحی گردید. نتایج شبیه سازی‌ها نشان می‌دهند در فرکانس خروجی ۴۰۰ هرتز روش کنترل مدولاسیون مستقیم عملکرد بسیار بهتری نسبت به روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری دارد. سپس عملکرد منبع تغذیه طراحی شده در حالت گذرا مورد بررسی قرار گرفت، مشاهده گردید زمانی که امپدانس بار ناگهان به ۰٫۱ مقدار قبلی آن کاهش پیدا می‌کند جریان خروجی مبدل با فراجش بسیار کم و زمان نشست بسیار کوتاه به حالت پایدار می‌رسد که این مطلب نشان دهنده پاسخ مناسب روش کنترل ارائه شده است. پس از آن عملکرد منبع تغذیه طراحی شده با ولتاژ ورودی

نامتعادل با استفاده از روش کنترل مدولاسیون مستقیم مورد بررسی قرار گرفت نتایج بدست آمده نشان می‌دهند زمانی که ولتاژ ورودی نامتعادل است روش مدولاسیون مستقیم از کارایی خوبی برخوردار نمی‌باشد.

در انتها عملکرد منبع تغذیه با روش پیشنهادی برای جبران عدم تعادل در ولتاژ ورودی مورد بررسی قرار گرفت. ملاحظه گردید هنگام استفاده از این روش با وجود عدم تعادل در ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی منبع تغذیه تقریباً متعادل می‌باشد.

۶-۲ پیشنهادها

استفاده از روش جدول بندی بهره^۱ برای طراحی کنترل کننده مسیر پسخور ولتاژ، به این ترتیب خروجی مبدل منحصر به ولتاژ ۲۸ ولت نخواهد بود و با طراحی جدول بهره برای ولتاژهای خروجی دیگر می‌توان از این منبع تغذیه به عنوان یک منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با ولتاژ متغیر استفاده کرد. بررسی امکان طراحی یک منبع تغذیه سوئیچینگ مخابراتی با استفاده از مبدل‌های ماتریسی با دو پل بطوریکه تعداد المانهای مورد استفاده در آن نسبت به منابعی تغذیه مشابه که از مبدل‌های ماتریسی متداول استفاده کرده اند کمتر باشد.

^۱-Gain Scheduling

مراجع:

- [١] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-٢٨, No. ٤, pp. ٣١٩-٣٣٠, ١٩٨١.
- [٢] A. Alesina and M. Venturini, "Intrinsic Amplitude Limits and Optimum Design of ٩-Switch Direct PWM AC-AC Converter", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ١٢٨٤-١٢٩١, ١٩٨٨.
- [٣] A. Alesina and M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters" IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. ٤, No.١, pp. ١٠١-١١٢, ١٩٨٩.
- [٤] A. Zuckerberger , D. Weinstock and A. Alexandrovitz, "Matrix Converter-Theory and Simulation" IEEE Trans on Industry Applications, pp. ٤,٥,٥,١-٤,٥,٥,٥
- [٥] P. Wheeler , J. Clare , L. Empringham and M. Bland, "Matrix Converters: A Technology Review ",IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. ٤٩, No. ٢, pp. ٢٧٦-٢٨٨, ٢٠٠٢.
- [٦] M. Milanovic and B. Dobaj, "Unity Input Displacement Factor Correction Principle for Direct AC to AC Matrix Converters Based on Modulation Strategy" IEEE Trans. On Circuits and Systems, Vol. ٤٧, No. ٢, pp. ٢٢١-٢٣٠, ٢٠٠٠.
- [٧] M. Milanovic and B. Dobaj, "A Novel Unity Power Factor Correction Principle in Direct Ac to AC Matrix Converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. ٧٤٦- ٧٥٢ , ١٩٩٨.
- [٨] K. G. Kerris , P. W. Wheeler , J. C. Clare and L. Empringham, "Implementation of A matrix Converter Using P-Chanel Mos-Controlled Thyristors", IEEE Power Electronic and Variable Speed Drive Conference, No. ٤٧٥, pp. ٣٥-٣٩, ٢٠٠٠.
- [٩] S. Sunter and J. C. Clare, "A True For Quadrant Matrix Converter Induction Motor Drive With Servo Performance", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. ١٤٦-١٥١, ١٩٩٦.

- [١٠] Y. Tatar and S. Sunter, "Pspice Modelling and Simulation of A Matrix Converter-fed Induction Motor Drive", International Journal for Engineering Modeling, Vol. ١٣, No.١-٢, ٢٠٠٠.
- [١١] L. Zhang , C. Watthanasaran and W. Shepherd, "Control of AC-AC Matrix Converters For Unbalanced and/or Distorted Supply Voltage" IEEE, Power Electronics Specialists Conference, pp. ١١٠٨-١١١٤, ٢٠٠١.
- [١٢] L. Huber and D. Borojevic, " Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters", IEEE Power Electronic Specialists Conference , pp. ٨٧١-٨٧٤, ١٩٨٩.
- [١٣] L. Huber and D. Borojevic and N. Burany, "Voltage Space Vector Based PWM Control of Forced Commutated Cycloconverters", IEEE Industrial Electronic Conference, Vol. ١, pp. ١٠٤-١١١, ١٩٨٩
- [١٤] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulation with Unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ١٠٣٢-١٠٤١, ١٩٩١.
- [١٥] L. Huber and D. Borojevic, "Digital Modulator for Forced Commutated Cycloconverters With Input Power Factor Correction", IEEE Power Electronic Specialists Conference , pp. ٥١٨-٥٢٣, ١٩٩٢.
- [١٦] L. Huber and D. Borojevic and N. Burany, "Analysis, Design and Implementation of the Space-Vector Modulator for Forced-Commutated Cycloconverter", IEE. B, Vol. ١٣٩, No. ٢, pp. ١٠٣-١١٣, ١٩٩٢.
- [١٧] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction" IEEE Trans. On Industry Application, Vol. ٣١, No. ٤, pp. ١٢٣٤-١٢٤٤, ١٩٩٥.
- [١٨] P. Nielsen , F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "Space Vector Modulated Matrix Converter with Minimized Number of Switching and A Feed-Forward Compensation of Input Voltage Unbalance" IEEE Proc. Power Electronic and Drive Systems (PEDES'٩٦), vol. II, New Delhi, India, Jan. ٨-١١, pp. ٨٣٣-٨٣٩, ١٩٩٦.

- [١٩] R. Petrocelli , B. A. Zahawi and C. Liu, “New Modulation Method for Matrix Converters Using Space Vectors”, IEE Power Electronic and Variable Speed Drive Conference, No. ٤٧٥, pp.٤٦١-٤٦٥, ٢٠٠٠.
- [٢٠] O. Simon , J. Mahlein , M. N. Muenzer and M. Bruckmann, “Modern Solutions for Industrial Matrix-converter Application”, IEEE Trans. On Industrial Electronic, Vol. ٤٩, No. ٢, pp. ٤٠١-٤٠٦, ٢٠٠٢.
- [٢١] K. Sun and D. Zhou and L. Huang and K. Matsuse, “Compensation Control of Matrix Converter Fed Induction Motor Drive Under Abnormal Input Voltage Conditions”, IEEE, pp. ٦٢٣-٦٢٩, ٢٠٠٤.
- [٢٢] S. Senini and P. Wolfs, “Space Vector Modulation-A Novel Implementation Using Integer Microcontrollers”, Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC' 2000) , pp. ٦٩-٧٤, ٢٠٠٠.
- [٢٣] M. Takei , T. Naito and K. Ueno, “The Reverse Blocking IGBT for Matrix Converter With Ultra-Thin Wafer Technology”, IEE Proceedings on Circuits and Devices System, Vol. ١٥١, No. ٣, pp. ٢٤٣-٢٤٧, June ٢٠٠٤.
- [٢٤] M. Munzer , M. Loddenkotter, O. Simon and M. Bruckman, “EconoMAC the first all-in-one IGBT Module for Matrix Converters”, Drives and Control and Power Electronics Conference, ٢٠٠١.
- [٢٥] M. J. Bland and P. W. Wheeler and J. C. Clare and L. Empringham, “Comparison of Bi-directional Switch Component for Direct AC-Ac Converter”, IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ٢٩٠٥-٢٩٠٩, ٢٠٠٤.
- [٢٦] I. Coskun and A. Saygin, “Speed Control of Induction Motor by Matrix Converter”, G.U. Journal of Science, ١٧(٢): pp. ٦٣-٧٦.
- [٢٧] E. Watanabe , S. Ishii , E. Yamamoto , H. Hara , J. K. Kang and A. M. Hava, “High Performance Motor Drive Using Matrix Converter”, Advances in Induction Motor Control IEE Seminar, pp. ٧/١-٧/٦, ٢٠٠٠.
- [٢٨] A. Schuster, “A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System”, IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ٧١٤-٧٢٠, ١٩٩٨.

- [٢٩] C. Klumpner and I. Boldea and F. Blaabjerg, "Artificial Loading of the Induction Motors Using A Matrix Converter", IEEE Power Electronic and Variable Speed Drive Conference, pp. ٤٠-٤٥, ٢٠٠٠.
- [٣٠] T. Matsuo , S. Bernet , R. S. Colby and T. A. Lipo, "Application of Matrix Converter to Induction Motor Drives" IEEE Trans on Industry Applications, Vo, ١, pp. ٦٠-٦٧, ١٩٩٦.
- [٣١] P. W. Wheeler and J. C. Clare and M. Apap and L. Empringham and C. Whitley and G. Towers, "Power Supply Loss Ride-Through and Device Voltage Drop Compensation in a Matrix Converter Permanent Magnet Motor Drive for an Aircraft Actuator", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ١٤٩-١٥٤, ٢٠٠٤.
- [٣٢] S. Ratanapanachote , H. J. Cha and P. N. Enjeti, "A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ٢٢٣٧-٢٢٤٣, ٢٠٠٤.
- [٣٣] D. Katsis , P. Wheeler , J. Clare and P. Zanchetta, "A Three-Phase Utility Power Supply Based on the Matrix Converter", ٣٩th IEEE Industry Applications Conference, ٢٠٠٤.
- [٣٤] R. Strzelecki , A. Noculak , H. Tunia , K. P. Sozanski and Z. Fedyczak, "UPFC with Matrix Converter" EPE, pp. ١-٩, ٢٠٠١.
- [٣٥] B. Lu , M. Kazerani and B. T. Ooi, "Automatic Feedback Strategy for Regulation of Real and Reactive Power in an Asynchronous Link Based on a Voltage-Source Matrix Converter" ٢٨th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. ٢, pp. ٨٤٢-٨٤٦, June ١٩٩٧.
- [٣٦] P. Tenti , L. Malesani and L. Rossetto, "Optimum Control of N-Input K-Output Matrix Converters" IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. ٧, No. ٤, pp. ٧٠٧-٧١٣ , ١٩٩٢.
- [٣٧] C. L. Neft and C. D. Schauder, "Theory and Design of a ٣٠-Hp Matrix Converter", IEEE Trans on Industry Applications, Vol. ٢٨, pp. ٥٤٦-٥٥١, ١٩٩٢.

-
- [٣٨] L. Huber , D. Borojevic , X. F. Zhuang and F. C. Lee, “Design and Implementation of A Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. ٨٦٠-٨٦٥, ١٩٩٣.
- [٣٩] R. W. Erickson and O. A. AL-Naseem, “A new Family of Matrix Converters””, ٧th IEEE Industrial Electronic Society Conference, Vol.٢, pp. ١٥١٥-١٥٢٠, ٢٠٠١.
- [٤٠] L. Wei , Y. Matsushita and T. A. Lipo, “Investigation of Dual-bridge Matrix Converter Operation Under Unbalanced Source Voltages”, IEEE ٣٤th Annual Power Electronics Specialists Conference , pp. ١٢٩٣-١٢٩٨, ٢٠٠٣.
- [٤١] L. Empringham , P.W.Wheeler and J. C. Clare, “Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications”,
- [٤٢] J. W. Kolar and M. Baumann and F. Schafmeister and H. Ertl, “Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter”, IEEE.
- [٤٣] N. Burany, “Safe Control of Four-Quadrant Switches”, in IEEE Industry Applications Society Annual Meeting Conference, pp. ١١٩٠-١١٩٤, ١٩٨٩.
- [٤٤] 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. ٧٠٧-٧١٣, ١٩٩٨.
- [٤٥] M. Ziegler and W. Hofmann, “Semi Natural Two Steps Commutation Strategy for Matrix Converters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference pp.٧٢٧-٧٣١, ١٩٩٨.
- [٤٦] M. Ziegler and W. Hofmann, “Implementation of A Two Steps Commutated Matrix Converter”, IEEE, pp. ١٧٥-١٨٠, ١٩٩٩.
- [٤٧] W. Hofmann and M. Ziegler, “Multi-Step Commutation and Control Policies for Matrix Converters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference,
- [٤٨] L. Huber and D. Borojevic, “Input filter Design of Forced Commutated Cycloconverters”, ٦th IEEE Electro technical Conference, pp. ١٣٥٦-١٣٥٩, ١٩٩١.

-
- [٤٩] S. F. Pinto and J. F. Silva, "Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converter", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. ٤٤٨-٤٥٣, ٢٠٠١.
- [٥٠] P. W. Wheeler and H. Zhang and D. A. Grant, "A Theoretical and Practical Consideration of Optimized Input Filter Design for A Low Loss Matrix Converter", IEE, pp. ١٣٨-١٤٢.
- [٥١] P. Wheeler and D. Grant, "Optimized Input Filter Design and Low-Loss Switching Techniques for A Practical Matrix Converter", IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. ١٤٤, No. ١, pp. ٥٣-٦٠, ١٩٩٧.
- [٥٢] S. Muller , U. Ammann and S. Röss, "New Modulation Strategy for a Matrix Converter with A Very Small Main Filter" IEEE ٣٤th , Power Electronics Specialist Conference, , Vol.٣, pp.١٢٧٥-١٢٨٠, ٢٠٠٣.
- [٥٣] P.Nielsen and F. Blaabjerg and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drive" in IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. ٣٥, No. ٥, ١٩٩٩, pp. ١١٥٠-١١٦١
- [٥٤] J. Mahlein and M. Braun, "A Matrix Converter without Diode Clamped Over-Voltage Protection", in Power Electronics and Motion Control Conference, ٢٠٠٠. Proceedings. The Third International Proc. Vol.٢, Beijing, china, pp.٨١٧-٨٢٢, ٢٠٠٠.
- [٥٥] D. Chen and T. H. Liu, "Implementation of Novel Matrix Converter PMSM Drive", IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, Vol. ٣٧, No. ٣, pp. ٨٦٣-٨٧٥, ٢٠٠١.
- [٥٦] D. Vincenti and P. D. Ziogas and R. V. Patel, "An Analysis and Design of a Forced Commutated Three-Phase PWM Ac Controller with Unbalance Correction Capability", IEEE, PP.٤٨٧-٤٩٣, ١٩٩٢.
- [٥٧] P. Enjeti and X. Wang, "A Critical Evaluation of Harmonics Generated by Forced Commutated Cycloconverters(FCC'S) Under Unbalance", IEEE Proc of IAS, pp. ١١٦٢- ١١٦٨, ١٩٩٠.

-
- [٥٨] D. Casadei and G. Serra and A. Tani, "Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters Under Input/Output Unbalance", IEEE Transactions On Industrial Electronics, pp. ٤٥٧-٤٦٢, ١٩٩٥.
- [٥٩] P. Nielsen and D. Casadei and G. Serra and A. Tani, "Evaluation of The Input Current Quality by Three Different Modulation Strategies for SVM Controlled Matrix Converters with Input Voltage Unbalance", IEEE Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth Conference, pp. ٧٩٤-٨٠٠, ١٩٩٦.
- [٦٠] S. Kim and S. K. Sul and T. A. Lipo, "AC to AC Power Conversion Based on Matrix Converter Topology With Unidirectional Switches", IEEE Trans. On Industry Application, Vol. ٣٦, No. ١, pp. ١٣٩-١٤٥, ٢٠٠٠.
- [٦١] L. Wei, "The Development of Matrix Converters with Reduced Number of Switches", PHD Thesis at University of Wisconsin, ٢٠٠٣.
- [٦٢] Texas Instruments Application Report (SPRA٥٢٤), "Space-Vector PWM With TMS٣٢٠C٢٤x/F٢٤x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns", March ١٩٩٩.
- [٦٣] IEEE Std, ١١٥٩ "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality", ١٩٩٥.

Abstract

Nowadays, More attention has been paid to matrix converters as they have many advantages over other conventional converters such as AC/DC/AC configuration. These advantages are: small volume, capability of work in high temperature, long life, wave shape with high quality in the input and output, input power factor control capability and output voltage phase control capability. Therefore in this thesis a three-phase, 400 Hz, 28-Volt, 10KVA power supply by using matrix converter has been introduced. The proposed power supply can be used for other output frequencies and voltages by tuning PI controller coefficient in the voltage feedback path.

In this thesis, the designed power supply has been simulated by using Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) and direct modulation techniques. The simulation results show that although SVPWM technique has better result at low output frequencies such as 30 Hz, the performance of the direct modulation method is much better than the SVPWM technique at high output frequencies such as 400 Hz. Simulation results of the proposed power supply in the load transient show a fast response of the proposed method.

Finally, a new method, with the input unbalance-voltage compensation capability, is proposed. Then the power supply performance by using this method for unbalance input voltage is evaluated. The simulation results show that when 10% unbalances in the input voltages exist, the output voltages are almost balanced.



*Faculty of Electrical and Robotic Engineering
Shahrood University of Technology*

***Design and Simulation of a Three-Phase, 400
Hz Power Supply by Using Matrix Converter***

By:
Mehdi Haghshenas

Supervisor
Ali Dastfan

**This thesis submitted to the Shahrood University of Technology in partial
fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in
Power Engineering**

January 2006