

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

عنوان پایان نامه

**طراحی و شبیه سازی کنترل کننده یکپارچه توان (UPFC)
با استفاده از مبدل ماتریسی**

محقق:

رضا نوروزی زاده

اساتید راهنما:

دکتر علی دستفان

دکتر سید محمدرضا رفیعی

استاد مشاور:

دکتر مهدی بانژاد

ارائه شده جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت

تابستان ۱۳۸۸

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

تقدیم به:

پدر و مادرم

که همواره روشنگر مسیر سخت زندگی‌ام بوده‌اند و شادی و امید بی‌دریغ‌شان هموارکننده راهم...

همچنین بر خود لازم می‌دانم از زحمات و تلاش‌های استاد محترم جناب آقای دکتر علی دستفان تقدیر و تشکر نمایم که در طول مسیر انجام این تحقیق، با راهنمایی‌های پربار و ارزنده خود، اینجانب را یاری دادند.

چکیده:

امروزه با افزایش به هم پیوستگی سیستم‌های انتقال انرژی الکتریکی و نیز افزایش تفضای بار در کلیه نقاط آن به صورت مستمر، استفاده بهینه از منابع و ظرفیت‌های موجود سیستم با حفظ قابلیت اطمینان و نگهداری آن در حدود پایداری، از مسائل بسیار مهم می‌باشد. برای دستیابی به این مهم، استفاده از ادوات FACTS به عنوان یکی از کاراترین روش‌ها مورد توجه قرار گرفته است که باعث افزایش قابلیت اطمینان و ظرفیت عملی خطوط انتقال می‌شود. کنترل‌کننده یکپارچه توان (UPFC) یکی از این ادوات است که شامل دو مبدل ولتاژ با خازن بزرگ می‌باشد.

در این تحقیق از مبدل ماتریسی دو پل به جای دو مبدل ولتاژ با خازن بزرگ در ساختار UPFC استفاده شده که باعث کاهش حجم و هزینه آن می‌شود. برای شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دو پل از روش SVPWM استفاده شده است که قادر به تولید شکل موج‌های تقریباً سینوسی بوده و محتوای هارمونیک آنها بسیار کم است. در ادامه مدلی برای تحلیل UPFC متصل به سیستم قدرت پیشنهاد شده و کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو ارائه شده است. سپس این مدل در یک سیستم قدرت نمونه قرار گرفته و برای دو حالت با بار و بدون بار در سیستم قدرت، برای کنترل توان باس‌های فرستنده و گیرنده، شبیه‌سازی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این مدل با دقت بالایی قادر به توصیف UPFC برای هدف کنترل مستقل توان‌های اکتیو و راکتیو می‌باشد.

کلمات کلیدی: مبدل ماتریسی، عبور توان، کنترل‌کننده یکپارچه توان

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه.....	۱
(۱-۱) دیدگاه کلی.....	۲
(۲-۱) پیشینه پژوهش.....	۴
(۳-۱) مروری بر مطالب پایان نامه.....	۵
فصل دوم: مروری بر مبدل های ماتریسی.....	۷
(۱-۲) مقدمه.....	۸
(۲-۲) سوئیچ های دو طرفه.....	۹
(۱-۲-۲) ساختار پل دیودی.....	۹
(۲-۲-۲) ساختار امیتر مشترک.....	۱۰
(۳-۲-۲) ساختار کلکتور مشترک.....	۱۱
(۳-۲) سوئیچینگ نرم.....	۱۱
(۱-۳-۲) سوئیچینگ نرم با ساختار امیتر مشترک.....	۱۲
(۲-۳-۲) سوئیچینگ نرم با ساختار پل دیودی.....	۱۳
(۴-۲) ساختار متداول مبدل ماتریسی 3×3	۱۴
(۵-۲) مبدل ماتریسی با دوپل.....	۱۶
(۶-۲) روش های کنترل و سوئیچینگ مبدل ماتریسی.....	۱۹
(۱-۶-۲) روش های سوئیچینگ مبدل ماتریسی 3×3	۲۰
(۱-۱-۶-۲) کنترل مبدل ماتریسی به روش مستقیم.....	۲۳
(۲-۱-۶-۲) کنترل مبدل ماتریسی به روش مستقیم بهبود یافته.....	۲۵
(۳-۱-۶-۲) کنترل مبدل ماتریسی به روش مدولاسیون بردار فضایی.....	۲۶
(۱-۳-۱-۶-۲) مدولاسیون بخش VSI و ولتاژ خروجی.....	۳۱
(۲-۳-۱-۶-۲) مدولاسیون بخش VSR و جریان ورودی.....	۳۵
(۳-۳-۱-۶-۲) مدولاسیون همزمان ولتاژ خروجی و جریان ورودی.....	۳۸
(۲-۶-۲) روش سوئیچینگ مبدل ماتریسی دو پل.....	۴۱
(۱-۲-۶-۲) ولتاژها و جریان های ورودی و خروجی.....	۴۳
(۲-۲-۶-۲) بردارهای فضایی.....	۴۴
(۳-۲-۶-۲) روش کموتاسیون.....	۴۵
(۴-۲-۶-۲) روش سوئیچینگ SVPWM.....	۵۰
(۱-۴-۲-۶-۲) روش PWM برای بخش یکسوکننده.....	۵۰

۵۲.....	روش PWM برای بخش اینورتر..... (۲-۴-۲-۶-۲)
۵۵.....	طراحی فیلتر ورودی مبدل‌های ماتریسی..... (۷-۲)
۵۶.....	روش طراحی فیلتر ورودی برای مبدل ماتریسی 3×3 (۱-۷-۲)
۵۸.....	روش طراحی فیلتر ورودی برای مبدل ماتریسی دو پل..... (۲-۷-۲)
۶۴.....	خلاصه..... (۸-۲)
فصل سوم: تحلیل و مدل‌سازی UPFC در سیستم قدرت..... ۶۵.....	
۶۶.....	مقدمه..... (۱-۳)
۶۶.....	مروری بر ادوات FACTS..... (۲-۳)
۷۲.....	عملکرد UPFC در شبکه قدرت..... (۳-۳)
۷۳.....	اصول پایه عملکرد UPFC..... (۱-۳-۳)
۷۵.....	توانایی‌های کنترلی UPFC..... (۲-۳-۳)
۷۸.....	مدل‌سازی UPFC در سیستم قدرت..... (۴-۳)
۷۸.....	مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی دو پل..... (۱-۴-۳)
۷۹.....	مدل‌سازی و تحلیل مدل UPFC با بار در سیستم قدرت..... (۲-۴-۳)
۸۴.....	مدل‌سازی و تحلیل مدل UPFC بدون بار در سیستم قدرت..... (۳-۴-۳)
۸۶.....	خلاصه..... (۵-۳)
فصل چهارم: شبیه‌سازی و ارائه نتایج..... ۸۸.....	
۸۹.....	مقدمه..... (۱-۴)
۸۹.....	شبیه‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 با استفاده از روش SVPWM..... (۲-۴)
۹۷.....	شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دو پل با استفاده از روش SVPWM..... (۳-۴)
۱۰۵.....	شبیه‌سازی UPFC با مبدل ماتریسی دو پل..... (۴-۴)
۱۰۶.....	شبیه‌سازی UPFC با بار در سیستم قدرت..... (۱-۴-۴)
۱۰۷.....	مقایسه نتایج شبیه‌سازی سیستم واقعی و مدل پیشنهادی..... (۱-۱-۴-۴)
۱۰۹.....	کنترل توان اکتیو و راکتیو با استفاده از مدل پیشنهادی..... (۲-۱-۴-۴)
۱۱۰.....	کنترل توان اکتیو و راکتیو با فرستنده..... (۱-۲-۱-۴-۴)
۱۱۴.....	کنترل توان اکتیو و راکتیو با گیرنده..... (۲-۲-۱-۴-۴)
۱۱۹.....	شبیه‌سازی UPFC بدون بار در سیستم قدرت..... (۲-۴-۴)
۱۱۹.....	مقایسه نتایج شبیه‌سازی سیستم واقعی و مدل پیشنهادی..... (۱-۲-۴-۴)
۱۲۳.....	کنترل توان اکتیو و راکتیو با استفاده از مدل پیشنهادی..... (۲-۲-۴-۴)

۱۲۸.....خلاصه (۵-۴)

۱۲۹.....فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۱۳۰.....نتیجه‌گیری (۱-۵)

۱۳۱.....پیشنهادات (۲-۵)

۱۳۲.....مراجع

فهرست جدول‌ها

فصل دوم

- جدول (۱-۲): ۲۷ حالت کلیدزنی مجاز برای مبدل ماتریسی..... ۲۱
- جدول (۲-۲): حالت‌های سوئیچینگ مربوط به سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و ولتاژهای DC در هر زیربازه..... ۴۸
- جدول (۳-۲): دوره‌های وظیفه و وضعیت سوئیچ‌های بخش یکسوکننده در هر بازه سوئیچینگ..... ۵۲

فهرست شکل‌ها

فصل دوم

- شکل (۱-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی..... ۱۰
- شکل (۲-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک..... ۱۰
- شکل (۳-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک..... ۱۱
- شکل (۴-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک با سوئیچینگ نرم..... ۱۳
- شکل (۵-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی با سوئیچینگ نرم..... ۱۴
- شکل (۶-۲): ساختار کلی مبدل ماتریسی..... ۱۵
- شکل (۷-۲): مبدل ماتریسی متداول همراه با فیلتر ورودی LC..... ۱۵
- شکل (۸-۲): ساختار کلی مبدل ماتریسی با دوپل به همراه فیلتر ورودی LC..... ۱۷
- شکل (۹-۲): ساختار مبدل ماتریسی با دوپل با ۱۸ سوئیچ..... ۱۸
- شکل (۱۰-۲): ساختار مبدل ماتریسی با دوپل با ۱۵ سوئیچ..... ۱۹
- شکل (۱۱-۲): ساختار مبدل ماتریسی با دوپل با ۱۲ سوئیچ..... ۱۹
- شکل (۱۲-۲): نماد مبدل ماتریسی 3×3 و سوئیچ‌های روشن و خاموش..... ۲۰
- شکل (۱۳-۲): روند روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها در یک سیکل سوئیچینگ..... ۲۵
- شکل (۱۴-۲): معادل سازی مبدل ماتریسی 3×3 با VSR و VSI..... ۳۰
- شکل (۱۵-۲): ولتاژ باس DC مجازی در یک یکسوکننده دیودی..... ۳۱
- شکل (۱۶-۲): بخش VSI مبدل ماتریسی..... ۳۲
- شکل (۱۷-۲): ۶ ضلعی مربوط به بخش اینورتر..... ۳۴
- شکل (۱۸-۲): بردار مرجع ولتاژ خروجی در یکی از سکتورهای صفحه مختلط..... ۳۴
- شکل (۱۹-۲): بخش VSR مبدل ماتریسی..... ۳۶
- شکل (۲۰-۲): ۶ ضلعی مربوط به بخش یکسوکننده..... ۳۷
- شکل (۲۱-۲): بردار مرجع جریان ورودی در یکی از سکتورهای صفحه مختلط..... ۳۷

- شکل (۲-۲۲): نحوه زمان بندی یک دوره سوئیچینگ..... ۴۱
- شکل (۲-۲۳): وضعیت سوئیچها در سکتور اول ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم ۶ ضلعی VSR..... ۴۲
- شکل (۲-۲۴): وضعیت سوئیچها در سکتور دوم ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم ۶ ضلعی VSR..... ۴۲
- شکل (۲-۲۵): ساختار مبدل ماتریسی با دو پل ۱۸ سوئیچه..... ۴۲
- شکل (۲-۲۶): بردارهای فضایی مجاز [۴۸]..... ۴۵
- شکل (۲-۲۷): ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی واحد [۴۸]..... ۴۶
- شکل (۲-۲۸): ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی غیر واحد [۴۸]..... ۴۹
- شکل (۲-۲۹): بردار ولتاژ مرجع خروجی در صفحه مختلط و سهم زمانی هر بردار..... ۵۳
- شکل (۲-۳۰): نحوه سوئیچینگ سوئیچهای بخش یکسوکننده و اینورتر..... ۵۵
- شکل (۲-۳۱): مدار معادل مبدل ماتریسی 3×3 و فیلتر ورودی..... ۵۷
- شکل (۲-۳۲): مدار معادل مبدل ماتریسی با دوپل و فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام..... ۵۹
- شکل (۲-۳۳): نمودار ضریب افزایش فرکانس بر حسب فرکانس ورودی [۶۰]..... ۵۹
- شکل (۲-۳۴): مدار معادل مبدل ماتریسی با دوپل و فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی..... ۶۰
- شکل (۲-۳۵): نمودار نمونه ضریب جابجایی ورودی (IDF) و THD_{V_c} بر حسب مقدار خازن [۶۰]..... ۶۴

فصل سوم

- شکل (۳-۱): انواع کنترل کننده های سری..... ۶۸
- شکل (۳-۲): انواع کنترل کننده های موازی..... ۶۸
- شکل (۳-۳): انواع کنترل کننده های ترکیبی سری - سری..... ۶۹
- شکل (۳-۴): انواع کنترل کننده های ترکیبی سری - موازی..... ۷۰
- شکل (۳-۵): ساختار کلی UPFC و نمایش برداری ولتاژهای مدار..... ۷۳
- شکل (۳-۶): مدار معادل تک فاز UPFC و خط انتقال همراه با نمایش برداری..... ۷۵
- شکل (۳-۷): نمایش برداری توانایی های کنترلی UPFC..... ۷۶
- شکل (۳-۸): مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی با بار در سیستم قدرت..... ۷۹
- شکل (۳-۹): مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی بدون بار در سیستم قدرت..... ۸۵

فصل چهارم

- شکل (۴-۱): مبدل ماتریسی 3×3 با فیلتر ورودی و بار سه فاز..... ۹۰
- شکل (۴-۲): ولتاژ فاز خروجی V_A برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۰
- شکل (۴-۳): ولتاژ فاز خروجی V_B برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۱

- شکل (۴-۴): ولتاژ فاز خروجی V_C برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۱
- شکل (۵-۴): طیف هارمونیک ولتاژ فاز خروجی V_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۱
- شکل (۶-۴): ولتاژ خط خروجی V_{AB} برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۲
- شکل (۷-۴): ولتاژ خط خروجی V_{BC} برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۲
- شکل (۸-۴): ولتاژ خط خروجی V_{CA} برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۲
- شکل (۹-۴): طیف هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۳
- شکل (۱۰-۴): جریان خروجی i_A برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۳
- شکل (۱۱-۴): جریان خروجی i_B برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۳
- شکل (۱۲-۴): جریان خروجی i_C برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۴
- شکل (۱۳-۴): طیف هارمونیک جریان خروجی i_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۴
- شکل (۱۴-۴): جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۴
- شکل (۱۵-۴): جریان ورودی i_b (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۵
- شکل (۱۶-۴): جریان ورودی i_c (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۵
- شکل (۱۷-۴): طیف هارمونیک جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۵
- شکل (۱۸-۴): جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۶
- شکل (۱۹-۴): جریان ورودی i_b (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۶
- شکل (۲۰-۴): جریان ورودی i_c (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3 ۹۶
- شکل (۲۱-۴): طیف هارمونیک جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۷
- شکل (۲۲-۴): مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی و بار سه‌فاز ۹۸
- شکل (۲۳-۴): ولتاژ فاز خروجی V_A برای مبدل ماتریسی دو پل ۹۸
- شکل (۲۴-۴): ولتاژ فاز خروجی V_B برای مبدل ماتریسی دو پل ۹۸
- شکل (۲۵-۴): ولتاژ فاز خروجی V_C برای مبدل ماتریسی دو پل ۹۹
- شکل (۲۶-۴): طیف هارمونیک ولتاژ فاز خروجی V_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۹۹
- شکل (۲۷-۴): ولتاژ خط خروجی V_{AB} برای مبدل ماتریسی دو پل ۹۹
- شکل (۲۸-۴): ولتاژ خط خروجی V_{BC} برای مبدل ماتریسی دو پل ۱۰۰
- شکل (۲۹-۴): ولتاژ خط خروجی V_{CA} برای مبدل ماتریسی دو پل ۱۰۰
- شکل (۳۰-۴): طیف هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۱۰۰
- شکل (۳۱-۴): جریان خروجی i_A برای مبدل ماتریسی دو پل ۱۰۱
- شکل (۳۲-۴): جریان خروجی i_B برای مبدل ماتریسی دو پل ۱۰۱
- شکل (۳۳-۴): جریان خروجی i_C برای مبدل ماتریسی دو پل ۱۰۱
- شکل (۳۴-۴): طیف هارمونیک جریان خروجی i_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز ۱۰۲

- شکل (۴-۳۵): جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۲
- شکل (۴-۳۶): جریان ورودی i_b (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۲
- شکل (۴-۳۷): جریان ورودی i_c (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۳
- شکل (۴-۳۸): طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز..... ۱۰۳
- شکل (۴-۳۹): ولتاژ باس DC..... ۱۰۳
- شکل (۴-۴۰): جریان باس DC..... ۱۰۴
- شکل (۴-۴۱): جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۴
- شکل (۴-۴۲): جریان ورودی i_b (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۵
- شکل (۴-۴۳): جریان ورودی i_c (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل..... ۱۰۵
- شکل (۴-۴۴): طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز..... ۱۰۵
- شکل (۴-۴۵): سیستم قدرت سه‌بازه و مدل UPFC متصل به آن با بار در سیستم..... ۱۰۶
- شکل (۴-۴۶): نمودارهای مقادیر توان اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و روابط مدل (خط پیوسته) بر حسب δ_b ۱۰۸
- شکل (۴-۴۷): نمودار دامنه جریان تحریک UPFC حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و مدل (خط پیوسته)..... ۱۰۸
- شکل (۴-۴۸): نمودارهای سه‌بعدی مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده بر حسب k و δ_b ۱۰۹
- شکل (۴-۴۹): نمودار سه‌بعدی دامنه جریان تحریک UPFC بر حسب k و δ_b ۱۱۰
- شکل (۴-۵۰): شکل موج ولتاژهای باس فرستنده با $\delta_s = 0^\circ$ ۱۱۱
- شکل (۴-۵۱): شکل موج ولتاژهای باس گیرنده با $\delta_r = -5^\circ$ ۱۱۱
- شکل (۴-۵۲): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a..... ۱۱۲
- شکل (۴-۵۳): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b..... ۱۱۲
- شکل (۴-۵۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز c..... ۱۱۲
- شکل (۴-۵۵): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده..... ۱۱۲
- شکل (۴-۵۶): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a..... ۱۱۳
- شکل (۴-۵۷): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b..... ۱۱۳
- شکل (۴-۵۸): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c..... ۱۱۳
- شکل (۴-۵۹): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC..... ۱۱۴
- شکل (۴-۶۰): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "فرستنده" و مقادیر مرجع آنها..... ۱۱۵

- شکل (۴-۶۱): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a..... ۱۱۶
- شکل (۴-۶۲): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b..... ۱۱۶
- شکل (۴-۶۳): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز c..... ۱۱۷
- شکل (۴-۶۴): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده..... ۱۱۷
- شکل (۴-۶۵): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a..... ۱۱۷
- شکل (۴-۶۶): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b..... ۱۱۷
- شکل (۴-۶۷): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c..... ۱۱۸
- شکل (۴-۶۸): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC..... ۱۱۸
- شکل (۴-۶۹): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "گیرنده" و مقادیر مرجع آنها..... ۱۱۹
- شکل (۴-۷۰): سیستم قدرت دو باسه و مدل UPFC متصل به آن بدون بار در سیستم..... ۱۲۰
- شکل (۴-۷۱): نمودارهای مقادیر توان اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و روابط مدل بدون بار (خط پیوسته) بر حسب δ_b ۱۲۱
- شکل (۴-۷۲): نمودار دامنه جریان تحریک UPFC حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و مدل (خط پیوسته)..... ۱۲۱
- شکل (۴-۷۳): نمودارهای سه‌بعدی مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده بر حسب k و δ_b ۱۲۲
- شکل (۴-۷۴): نمودار سه‌بعدی دامنه جریان تحریک UPFC بر حسب k و δ_b ۱۲۲
- شکل (۴-۷۵): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a..... ۱۲۴
- شکل (۴-۷۶): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b..... ۱۲۴
- شکل (۴-۷۷): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز c..... ۱۲۴
- شکل (۴-۷۸): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده..... ۱۲۴
- شکل (۴-۷۹): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a..... ۱۲۵
- شکل (۴-۸۰): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b..... ۱۲۵
- شکل (۴-۸۱): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c..... ۱۲۵
- شکل (۴-۸۲): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC..... ۱۲۵
- شکل (۴-۸۳): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "فرستنده" و مقادیر مرجع آنها..... ۱۲۷

فصل اول

مقدمه

۱-۱) دیدگاه کلی

امروزه سیستم‌های انتقال انرژی الکتریکی در سراسر دنیا به دلیل افزایش قابلیت اطمینان و ضرورت اطمینان از تأمین پیوسته بار در کلیه نقاط سیستم قدرت، به صورت به هم پیوسته درآمدند. این به هم پیوستگی مزایای بسیاری برای تولیدکنندگان و مصرف‌کنندگان انرژی الکتریکی به همراه دارد که بهره‌برداری از حداکثر ظرفیت تولید و کاهش بهینه هزینه تولید در کنار افزایش قابلیت اطمینان شبکه از مزایای آن است. با اضافه شدن بارهای جدید به شبکه و محدودیت‌های اقتصادی و زیست محیطی افزایش ظرفیت تولید، مسأله امنیت تولید و تأمین بار و قابلیت اطمینان شبکه، هر روز بیش از پیش اهمیت می‌یابد.

بسیاری از شبکه‌های قدرت در سراسر دنیا توسط ادوات و سوئیچ‌های الکترومکانیکی کنترل می‌شوند. اگرچه روش‌های مبتنی بر فن‌آوری میکروالکترونیک، کامپیوتر و مخابرات سرعت بالا در کنترل شبکه قدرت مورد توجه و استفاده قرار گرفته‌اند، اما فرمان و کنترل نهایی که توسط آنها برای کنترل بهینه شبکه اعمال می‌شود، توسط سوئیچ‌های مکانیکی دریافت و اجرا می‌گردد که دارای سرعت و دقت کافی برای عملکرد مورد انتظار نیستند. مشکل دیگر این سوئیچ‌ها این است که به علت عمر کوتاه و فرسودگی زودرس، قابلیت فرمان‌پذیری به صورت مستمر را دارا نیستند. با اضافه شدن

تقاضا برای انرژی الکتریکی در تمامی نقاط سیستم قدرت، به کارگیری ژنراتورهای محلی و تولید پراکنده^۱ و تغییر اساسی ساختار شبکه به سمت اعمال مدیریت بازار برق، استفاده از فن‌آوری‌ها و روش‌هایی که بتوانند به صورت کارآمد و بهینه بر این مشکلات فایق آیند بیش از پیش اهمیت می‌یابد. یکی از راه‌حل‌هایی که در سال‌های اخیر به آن توجه بسیاری شده است، استفاده از فن‌آوری ادوات FACTS^۲ می‌باشد. با استفاده از امکانات الکترونیک قدرت و ماهیت غیر خطی روش‌های سوئیچینگ در ادوات FACTS، ظرفیت عملی خطوط انتقال از حدود پایداری دینامیکی و پایداری ولتاژ فراتر رفته و به حد پایداری حرارتی نزدیک می‌شود. با استفاده از مزایای بسیاری که این ادوات در اختیار طراحان و برنامه‌ریزان شبکه قدرت قرار می‌دهند، نیاز به افزایش خطوط و منابع جدید کاهش می‌یابد که این به نوبه خود از هزینه‌های طراحی و احداث شبکه می‌کاهد. در حالت کلی، ادوات FACTS ولتاژها و جریان‌هایی با دامنه و فاز قابل کنترل با خطوط شبکه قدرت سری یا موازی کرده یا به آن تزریق می‌کنند و با این کار به حداکثر ظرفیت انتقال و حاشیه پایداری شبکه می‌افزایند. با استفاده از سوئیچینگ در ادوات FACTS می‌توان بدون نیاز به عناصر بزرگ ذخیره‌کننده انرژی، توان راکتیو مورد نیاز برای اهداف پایداری و ظرفیت انتقال را تولید یا مصرف نمود و حد پایداری دامنه ولتاژ را افزایش داد و یا با سری کردن ولتاژ با دامنه ثابت و فاز قابل کنترل، حدی از جبران سازی امپدانس پراکنده خط را فراهم نمود و حد پایداری خط را افزایش داد [۱،۲].

یکی از مهم‌ترین و پیچیده‌ترین اعضاء خانواده ادوات FACTS، کنترل کننده یکپارچه توان^۳ می‌باشد که قابلیت کنترل همزمان بسیاری از پارامترهای خط انتقال از جمله امپدانس خط، زاویه انتقال، رگولاسیون ولتاژ و کنترل عبور توان اکتیو و راکتیو را دارا می‌باشد. در بسیاری از کاربردهای

¹ Distributed Generation

² Flexible AC Transmission Systems

³ Unified Power Flow Controller (UPFC)

UPFC در شبکه قدرت، مسئله کنترل توان اکتیو و راکتیو مورد نظر است [۲۳-۳]. ساختار معمول این کنترل کننده شامل دو مبدل ولتاژ است که به صورت سری و پشت به پشت به هم متصل شده‌اند و یک خازن تقریباً بزرگ، وظیفه انتقال توان اکتیو بین دو مبدل و کنترل ولتاژ باس DC را بر عهده دارد. کل این ساختار توسط دو ترانسفورماتور، یکی به صورت موازی جهت تزریق جریان کنترل شده و دیگری به صورت سری جهت تزریق ولتاژ کنترل شده به خط، به سیستم قدرت متصل می‌شود. خازن این کنترل کننده به علت حجم زیاد آن، باعث افزایش حجم و هزینه کلی ساختار UPFC به عنوان یکی از بهترین گزینه‌های ادوات FACTS برای اهداف کنترل و پایداری شده و به همین علت استفاده از UPFC محدود گردیده است. تاکنون تلاش‌های بسیاری توسط محققان برای بهینه‌سازی و بهبود عملکرد UPFC پیشنهاد شده است [۲۳-۸].

در این پایان‌نامه هدف این است که با تغییر در ساختار UPFC و حذف خازن، از UPFC به عنوان کنترل کننده توان اکتیو و راکتیو در شبکه قدرت استفاده شود. روشی که در اینجا پیشنهاد می‌شود، جایگزینی دو مبدل ولتاژ و خازن با یک مبدل ماتریسی است. از مزایای متعدد مبدل ماتریسی می‌توان به دارا نبودن عناصر ذخیره‌کننده انرژی، تبدیل مستقیم AC/AC، قابلیت طراحی با حجم و هزینه پایین، سینوسی بودن شکل موج‌های ورودی و خروجی و نزدیک بودن ضریب توان ورودی به ۱ اشاره کرد [۳۱-۲۴].

۲-۱) پیشینه پژوهش

مفاهیم ادوات FACTS برای اولین بار در سال ۱۹۷۴ توسط N. G. Hingorani به جامعه جهانی معرفی شد. جبران کننده استاتیک توان راکتیو^۱ اولین عضو این ادوات بود که برای اهداف کنترل ولتاژ در سال ۱۹۷۴ در ایالت نبراسکا در آمریکا و توسط شرکت جنرال الکتریک به صورت

^۱ Static VAR Compensator (SVC)

تجاری ساخته شد و مورد استفاده قرار گرفت. همچنین نمونه دیگری از آن در سال ۱۹۷۵ توسط شرکت وستینگ‌هاوس در ایالت مینه‌سوتا به کار گرفته شد. شرکت زیمنس نیز در سال ۱۹۸۴ یک نمونه از کنترل‌کننده رزونانس زیر سنکرون^۱ را به صورت خازن جبران‌ساز سری در ایالت کالیفرنیا ارائه کرد [۱]. با معرفی UPFC، کاربرد ادوات FACTS بصورت گسترده و برای اهداف گوناگون آغاز شد [۴،۶،۷،۱۲،۱۹]. تاکنون روشهای متعددی برای کنترل UPFC متصل به سیستم قدرت ارائه شده است که شامل روشهای تبدیلی و کنترلی نوین نیز می‌شود [۴،۲۰]. در برخی از پژوهشهای انجام شده به صورت پراکنده و گذرا به استفاده از مبدل ماتریسی در UPFC اشاره شده است [۱۵،۲۱].

۳-۱) مروری بر مطالب پایان‌نامه

این تحقیق در پنج فصل، تنظیم و نوشته شده است. فصل اول مقدمه‌ای است بر معرفی اجمالی اهداف پایان‌نامه به صورت کلی که در بردارنده معرفی کلی هدف پایان‌نامه و پیشینه پژوهش‌های انجام شده گذشته در رابطه با آن می‌باشد.

فصل دوم به معرفی انواع سوئیچ‌های دو طرفه مورد استفاده در مبدل‌های ماتریسی، انواع روش‌های سوئیچینگ نرم و ساختارهای گوناگون مبدل ماتریسی اعم از 3×3 و دو پل می‌پردازد. در ادامه روش‌های کنترل و سوئیچینگ مستقیم و SVPWM برای مبدل ماتریسی 3×3 و روش SVPWM برای مبدل ماتریسی دو پل به تفصیل توضیح داده می‌شود. در پایان فصل نیز روش‌های طراحی فیلتر ورودی برای هر دو نوع مبدل ارائه می‌شود.

در فصل سوم، ابتدا مروری کلی بر ادوات FACTS، توانایی‌ها و مزایای استفاده از آنها در سیستم قدرت انجام می‌شود. در ادامه، عملکرد UPFC در سیستم قدرت به همراه توانایی‌های کنترلی

^۱ Sub-Synchronous Resonance

آن ارائه می‌شود. در انتها، انواع مدل‌های پیشنهادی برای تحلیل UPFC با مبدل ماتریسی معرفی شده و روش کنترل هر کدام توضیح داده می‌شود.

فصل چهارم به ارائه نتایج شبیه‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 ، دو پل و UPFC با مبدل ماتریسی با مدل‌های معرفی شده در فصل سوم اختصاص دارد. به دلایلی که در همین فصل آورده می‌شود، از مبدل ماتریسی دو پل به جای دو مبدل ولتاژ و خازن در ساختار UPFC استفاده خواهد شد. تحلیل‌های هارمونیک ولتاژها و جریان‌ها و نمودارهای کنترل توان در همین فصل آورده خواهد شد.

در فصل پنجم، نتیجه‌گیری از شبیه‌سازی‌های انجام شده و درجه رسیدن به کلیه اهداف پایان‌نامه و نیز چند پیشنهاد برای تکمیل تحقیق و ادامه کار بر روی موضوع پایان‌نامه ارائه شده است.

فصل دوم

مروری بر مبدل‌های ماتریسی

۲-۱) مقدمه

مبدل‌های ماتریسی سه فاز در سال‌های اخیر مورد توجه و استفاده فراوانی قرار گرفته‌اند. علت این امر مزایای کاربردی و متعددی است که این مبدل‌ها در اختیار قرار می‌دهند و آنها را برای کاربردهای صنعتی بسیاری، مناسب و قابل استفاده نموده‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به حذف عناصر ذخیره کننده انرژی مانند خازن یا سلف در مقایسه با ساختارهای معمول مبدل‌های AC/DC/AC با روش کنترل مدولاسیون پهنای پالس^۱، قابلیت انتقال توان از منبع به بار و برعکس، نزدیک بودن شکل موج‌های ورودی و خروجی به سینوسی کامل و قابلیت کنترل ضریب توان در ورودی اشاره کرد. همچنین نبود خازن یا سلف در ساختار مبدل ماتریسی امکان طراحی و ساخت این مبدل را با حجم و هزینه کمتر فراهم می‌سازد [۲۴-۲۶، ۳۲-۴۳]. مزیت بسیار مهم مبدل ماتریسی قابلیت کنترل دامنه، فرکانس و زاویه فاز ولتاژ خروجی است که از این قابلیت در بسیاری از کاربردها استفاده شده است. یکی از معایب بزرگ مبدل ماتریسی که کاربرد آن را تا سال‌های متمادی به تعویق انداخته است، مشکلات کموتاسیون سوئیچ‌های آن بوده که در تحقیقات بسیاری به این مسئله پرداخته شده و با ارائه روش‌های مبتنی بر DSP و سوئیچینگ با سرعت بالا، این مشکل تا حد زیادی حل شده است [۲۷، ۳۳، ۳۷، ۴۰، ۴۲، ۴۳].

^۱ Pulse Width Modulation (PWM)

در این فصل ابتدا درباره انواع سوئیچ‌های به کار رفته در مبدل ماتریسی و سوئیچینگ نرم به همراه مزایا و معایب آنها بحث می‌شود. سپس انواع ساختارهای متداول مبدل ماتریسی و ویژگی‌های آنها ارائه می‌شود. پس از آن به معرفی روش‌های کنترل مبدل ماتریسی شامل روش PWM و روش مدولاسیون بردار فضایی^۱ پرداخته خواهد شد و در انتها روش‌های طراحی فیلتر ورودی برای هر دو نوع مبدل ارائه خواهد گردید.

۲-۲ سوئیچ‌های دو طرفه

مبدل ماتریسی برای عملکرد صحیح و مورد انتظار، به سوئیچ‌هایی نیاز دارد که بتواند ولتاژ را در هر دو جهت تحمل کرده و جریان را در هر دو جهت هدایت کند. در حال حاضر سوئیچی که به تنهایی بتواند این نیازها را برآورده کند، ساخته نشده و برای تحقق این امر، از ترکیب عناصر الکترونیک قدرت به صورت مازول‌های ترکیبی استفاده می‌شود که می‌توان در ساختار این مازول‌ها از IGBT^۲، MOSFET^۳، MCT^۴ و IGCT^۵ استفاده کرد [۲۵،۳۳،۳۵،۳۹].

۱-۲-۲ ساختار پل دیودی

ساختار پل دیودی شامل یک IGBT است که در مرکز یک پل دیودی تک فاز قرار گرفته و در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. مزیت اصلی این ساختار این است که جریانی که در هر دو جهت از کل سوئیچ می‌گذرد، فقط از یک ترانزیستور عبور می‌کند. در نتیجه فقط به یک منبع تغذیه جهت درایو سوئیچ نیاز است. از معایب این آرایش می‌توان به تلفات هدایت بالا اشاره کرد زیرا در هر مرحله کموتاسیون، سه عنصر (یک ترانزیستور و دو دیود) در حال هدایت هستند. همچنین جهت

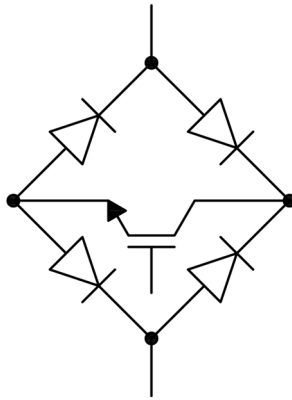
^۱ Space Vector Modulation (SVM)

^۲ Insulated Gate Bipolar Transistor

^۳ Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor

^۴ MOS Controlled Thyristor

^۵ Integrated Gate Commutated Thyristor

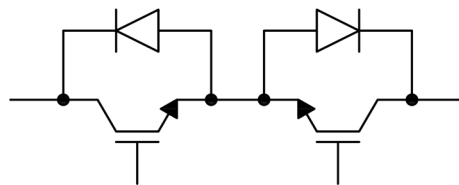


شکل (۲-۱): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی

جریان در این حالت قابل کنترل نیست که این امر، آن را برای برخی روش‌های کموتاسیون پیشرفته غیر قابل استفاده می‌سازد [۲۵].

۲-۲-۲ ساختار امیتر مشترک

ساختار امیتر مشترک از دو IGBT و دو دیود تشکیل شده که هر IGBT و دیود به صورت موازی - معکوس متصل شده‌اند و همان طور که در شکل (۲-۲) دیده می‌شود، امیتر ترانزیستورها در یک نقطه مشترک هستند. دیودها قابلیت تحمل ولتاژ معکوس را دارا هستند. مزیت‌های این ساختار نسبت به پل دیودی این است که هر ترانزیستور را می‌توان به صورت مستقل کنترل کرد و به علت هدایت تنها دو عنصر (یک ترانزیستور و یک دیود) در هر مرحله کموتاسیون، تلفات هدایت آن کمتر است. البته برای درایو هر سوئیچ دوطرفه به یک منبع تغذیه جداگانه نیاز است که می‌توانند از یک منبع ولتاژ مشترک تغذیه شوند.



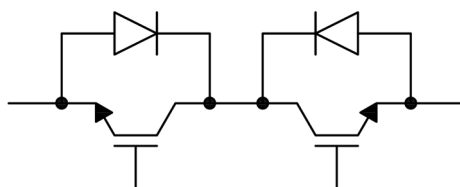
شکل (۲-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک

۳-۲-۲ ساختار کلکتور مشترک

این ساختار مشابه ساختار امیتر مشترک است با این تفاوت که ترانزیستورها در قسمت کلکتور در یک نقطه اشتراک دارند (شکل (۳-۲)). تلفات هدایت هر دو ساختار یکی است. مزیت آن نسبت به ساختار امیتر مشترک این است که هنگامی که به عنوان یک سوئیچ دوطرفه در مبدل ماتریسی به کار برده می‌شود، تنها به ۶ منبع تغذیه برای درایو کلیه سوئیچ‌ها نیاز است. اما نمی‌توان در عمل از آن استفاده کرد زیرا کموتاسیون به علت اندوکتانس بین سوئیچ‌ها با مشکل مواجه می‌شود و نیز درایو هر ترانزیستور باید نسبت به ولتاژ متفاوتی تغذیه شود که این امر کنترل مبدل ماتریسی را دشوارتر می‌سازد. معمولاً ساختار امیتر مشترک به عنوان سوئیچ دوطرفه در مبدل ماتریسی مورد استفاده قرار می‌گیرد [۳۳، ۳۴، ۳۶، ۳۹].

۳-۲ سوئیچینگ نرم^۱

سوئیچینگ نرم عبارت است از سوئیچینگ عناصر الکترونیک قدرت در زمانی که جریان عبوری یا ولتاژ دو سر آنها برابر صفر باشد. این امر تلفات سوئیچینگ را کاهش داده، امکان سوئیچینگ در فرکانس‌های بالا را فراهم نموده و از انتشار امواج الکترومغناطیسی می‌کاهد. در ادامه چند ساختار برای سوئیچ دوطرفه به اختصار معرفی می‌شود [۲۴، ۲۵، ۳۳، ۳۷، ۴۲، ۴۳].



شکل (۳-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک

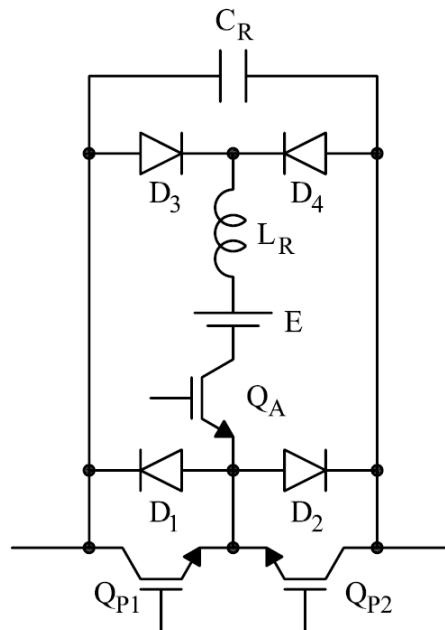
^۱ Soft Switching

۲-۳-۱) سوئیچینگ نرم با ساختار امیتر مشترک

آرایش این ساختار در شکل (۲-۴) نشان داده شده است که علاوه بر عناصر ساختار امیتر مشترک، دارای یک IGBT و دو دیود اضافی، یک خازن، سلف و منبع ولتاژ می‌باشد [۳۳، ۳۷، ۴۴]. سوئیچ ۱ و ۲ به ترتیب به عنوان ورودی و خروجی در نظر گرفته می‌شوند. در زمان کموتاسیون، تمامی سوئیچ‌ها بسته می‌شوند. در این لحظه جریان از منبع سوئیچ ۱ از طریق C_R از D_3 ، L_R ، E ، Q_A و D_2 و نیز C_R از سوئیچ ۲ می‌گذرد. VC_R تا مقدار E شارژ می‌شود در نتیجه یک مدار رزونانسی بین L_R ، C_R و C_R از سوئیچ ۲ تشکیل می‌شود. وقتی ولتاژ VC_R صفر می‌شود، D_1 شروع به هدایت می‌کند و L_R از طریق D_1 و D_3 تخلیه می‌شود و جریان D_1 برابر $I_{LR} - I_{Load}$ است. وقتی $I_{LR} = I_{Load}$ ، Q_{P1} شروع به هدایت می‌کند و جریان آن برابر $I_{Load} - I_{LR}$ است. هنگامی که I_{LR} به صفر می‌رسد، تمام جریان بار از Q_{P1} می‌گذرد. این فرآیند، سوئیچینگ ترانزیستورهای اصلی را در شرایط ولتاژ صفر و سوئیچینگ ترانزیستور کمکی را در شرایط جریان صفر تضمین می‌کند.

مشکل اصلی این مدار این است که تحقق منبع ولتاژ E در سیستم‌های عملی کار دشواری است. یک راه حل، جایگزینی آن با یک خازن خاموش‌کن^۱ در دو سر Q_A است. اما با این کار سوئیچینگ Q_A در شرایط جریان صفر محقق نمی‌شود. تلفات سوئیچینگ با این روش بسیار کاهش می‌یابد و تلفات هدایت نیز کمتر از آرایش پل دیودی است. از معایب آن افزایش حجم و تعداد سوئیچ‌هاست به همین دلیل در مبدل ماتریسی استفاده نمی‌شود.

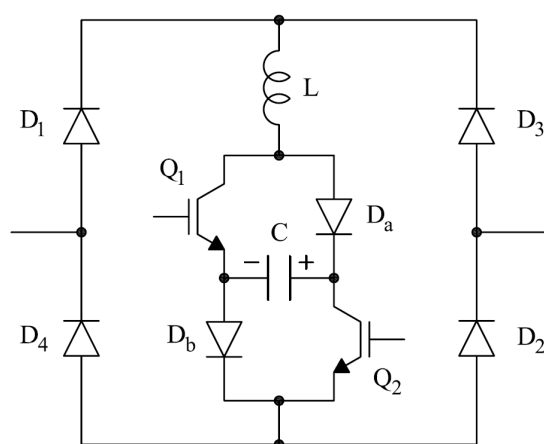
^۱ Snubber Capacitor



شکل (۲-۴): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک با سوئیچینگ نرم

۲-۳-۲ سوئیچینگ نرم با ساختار پل دیودی

شکل (۲-۵) آرایش این ساختار را نشان می‌دهد که از یک پل دیودی، دو سوئیچ فعال Q_1 و Q_2 ، دو دیود سری برای هر سوئیچ، یک خازن و یک سلف تشکیل شده است [۳۳، ۳۷، ۴۵]. سوئیچ‌های فعال به صورت همزمان فرمان می‌گیرند. در لحظه اول خازن در جهت نشان داده شده شارژ می‌شود که دیودهای D_a و D_b را در حالت بایاس معکوس قرار می‌دهد. جریان به تدریج در سلف زیاد شده و باعث سوئیچینگ در جریان صفر ترانزیستورها شده و جریان در مسیر C ، Q_1 و Q_2 جاری می‌شود. ولتاژ خازن به صفر رسیده و دیودهای D_a و D_b را در حالت بایاس مستقیم قرار می‌دهد. در این حالت جریان در سوئیچ‌ها و دیودهای سری جاری می‌شود. در لحظه خاموشی، مسیر جریان به دیودهای D_a و D_b منتقل می‌شود. از آنجایی که ولتاژ خازن به علت انرژی ذخیره شده در سلف به تدریج افزایش می‌یابد، سوئیچ‌ها در ولتاژ صفر خاموش می‌شوند. همچنین جریان سلف به صفر رسیده و خازن دوباره شارژ شده و برای سوئیچینگ بعدی آماده می‌شود.



شکل (۲-۵): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی با سوئیچینگ نرم

در این روش تلفات نزدیک سوئیچینگ صفر به دست می‌آید اما تلفات هدایت افزایش نشان می‌دهد. از دیگر معایب آن افزایش حجم و تعداد سوئیچ‌هاست به طوری که برای یک مبدل ماتریسی 3×3 تعداد ۵۴ دیود و با آرایش امیتر مشترک ساده تعداد ۱۸ دیود مورد نیاز است.

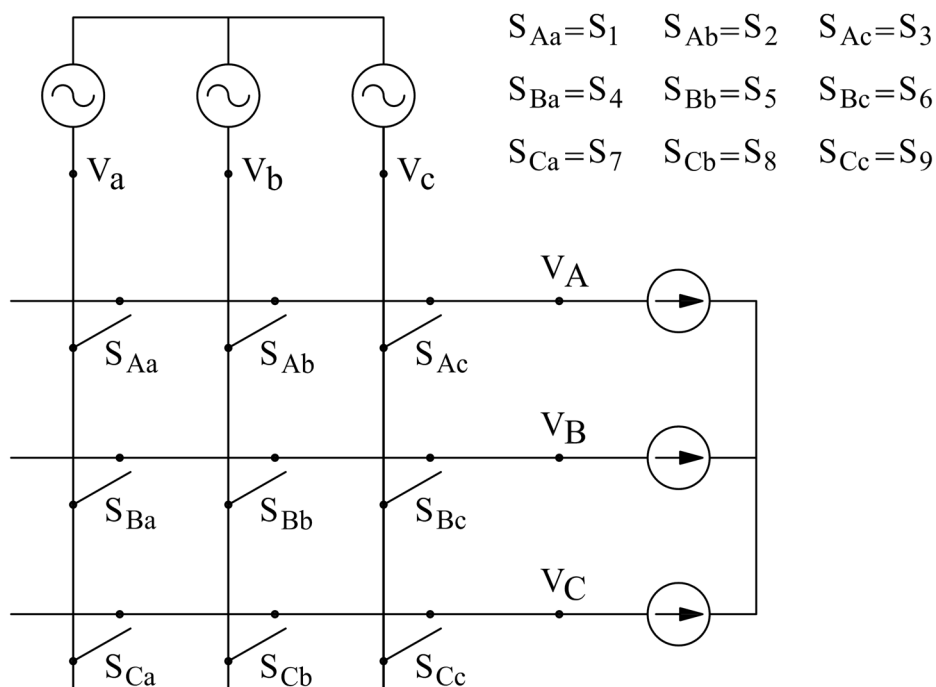
۲-۴ ساختار متداول مبدل ماتریسی 3×3

مبدل‌های ماتریسی برای اولین بار در سال ۱۹۸۰ میلادی معرفی شدند. پس از آن، این مبدل‌ها به رقیبی جدی برای مبدل‌های متداول AC/DC/AC که دارای عناصر ذخیره‌کننده انرژی مانند خازن الکترولیتی بزرگ در باس DC خود هستند تبدیل شده‌اند. شکل (۲-۶) نماد کلی مبدل ماتریسی را نشان می‌دهد. نحوه عملکرد مبدل در این شکل کاملاً مشخص است.

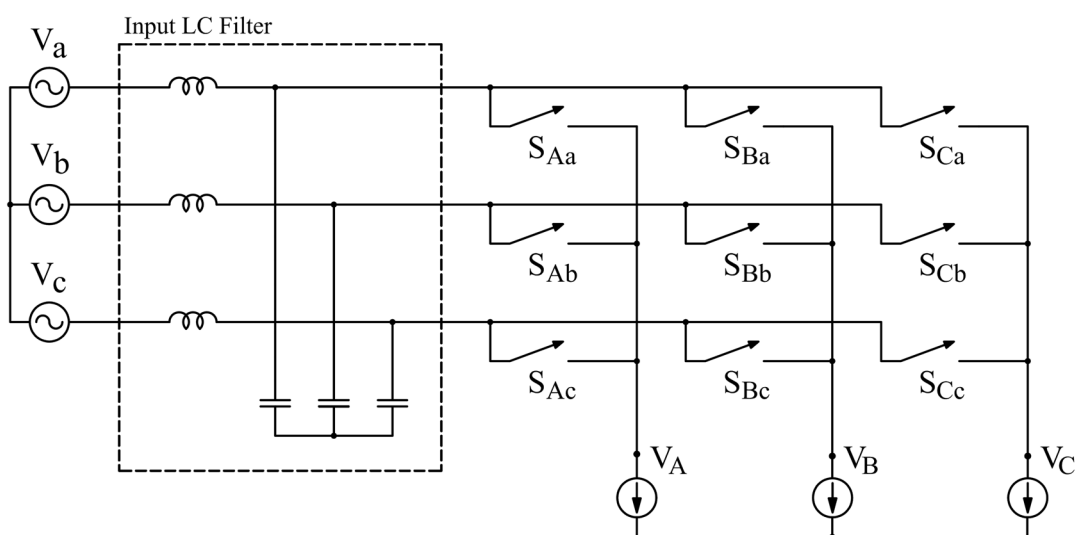
مبدل ماتریسی متداول^۱ دارای ۹ سوئیچ دوطرفه بوده و برای تبدیل ولتاژها و جریان‌های سه‌فاز ورودی به ولتاژها و جریان‌های سه‌فاز خروجی با دامنه، فرکانس و زاویه فاز مورد نظر، به هیچ‌گونه عنصر ذخیره‌کننده انرژی نیاز ندارد. با به کارگیری روش‌هایی که در ادامه این فصل برای سوئیچینگ مبدل ماتریسی معرفی خواهند شد، هارمونیک‌هایی با فرکانس بالا در جریان ورودی

^۱ Conventional Matrix Converter (CMC)

مبدل تولید می‌شود. برای حذف این هارمونیک‌های ناخواسته، از یک فیلتر LC کوچک در ورودی مبدل استفاده می‌شود که روش طراحی این فیلتر نیز در ادامه توضیح داده خواهد شد (شکل (۷-۲)).



شکل (۶-۲): ساختار کلی مبدل ماتریسی



شکل (۷-۲): مبدل ماتریسی متداول همراه با فیلتر ورودی LC

۵-۲) مبدل ماتریسی دو پل

مبدل ماتریسی با ساختار متداول دارای ۹ سوئیچ دوطرفه بوده که در مجموع به ۱۸ سوئیچ یک طرفه برای تبدیل ولتاژ نیاز دارد. برای کاهش تعداد سوئیچ‌های دوطرفه و ساده کردن مدار محافظ آن در برابر اضافه ولتاژ، از مبدل‌های ماتریسی دو پل استفاده می‌شود. اگر تابع سوئیچینگ هر سوئیچ دوطرفه (S_{jk}) در شکل (۶-۲) وقتی سوئیچ باز باشد برابر صفر و وقتی سوئیچ بسته باشد برابر ۱ در نظر گرفته شود، رابطه ولتاژهای ورودی و خروجی به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۱-۲)$$

در حالی که ولتاژ ورودی متعادل باشد، می‌توان ماتریس بالا را به دو ماتریس مجزا تبدیل

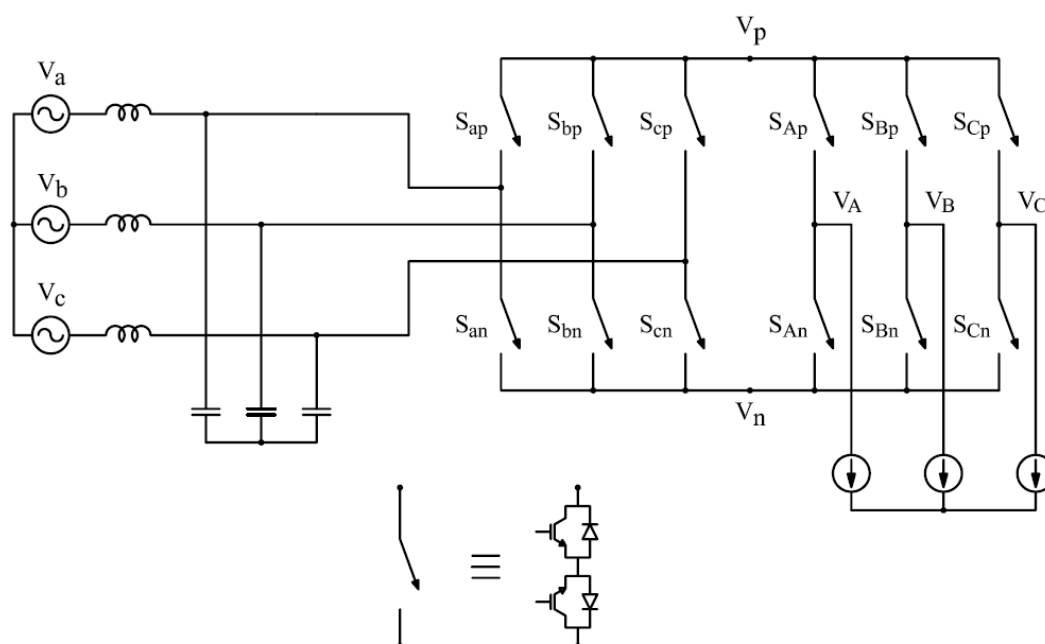
کرد:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Ap} & S_{An} \\ S_{Bp} & S_{Bn} \\ S_{Cp} & S_{Cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۳-۲)$$

مبدل ماتریسی دو پل به صورت مستقیم از معادلات (۲-۲) و (۳-۲) بدست می‌آید که

ساختار آن در شکل (۸-۲) نشان داده شده است. شکل موج‌های ولتاژ خروجی و جریان ورودی آن دقیقاً مشابه مبدل ماتریسی ۳×۳ می‌باشد و ولتاژ خروجی از روشهای سوئیچینگ مشابه بدست می‌آید. قابلیت‌های آن نیز مانند مبدل ۳×۳ شامل شکل موج‌های ورودی و خروجی با کیفیت بالا، قابلیت تنظیم ضریب توان در ورودی، نداشتن عناصر بزرگ ذخیره‌کننده انرژی مانند خازن الکترولیتی در باس DC و طراحی فیلتر ورودی مانند CMC است [۴۶-۴۸].



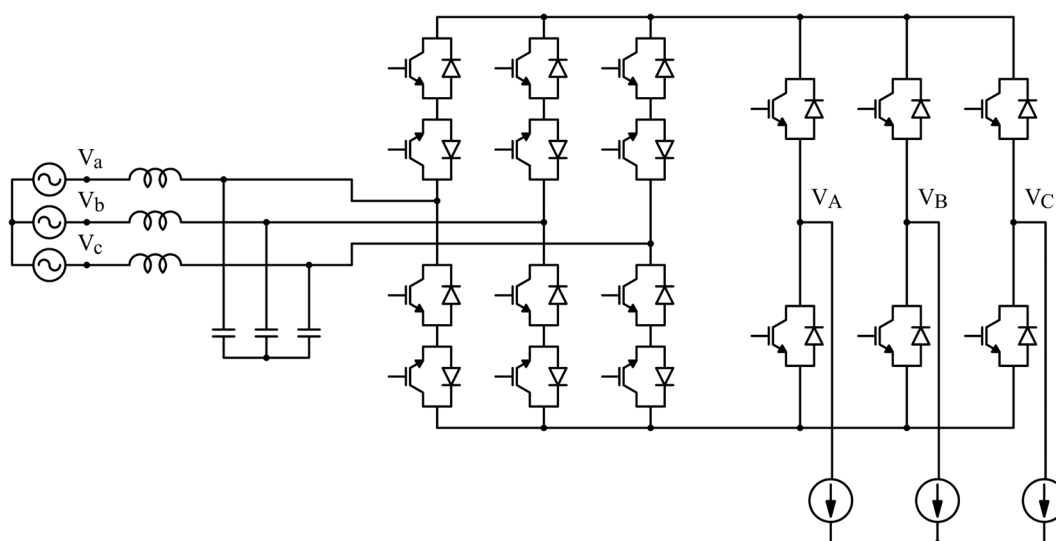
شکل (۲-۸): ساختار کلی مبدل ماتریسی دو پل به همراه فیلتر ورودی LC

در معادله (۲-۳) می‌توان سوئیچ‌های دو طرفه در سمت بار را با سوئیچ‌های یک طرفه که قابلیت مسدود کردن ولتاژ را داشته باشند جایگزین کرد به شرطی که ولتاژ V_p در همه زمان‌ها بزرگ‌تر از ولتاژ V_n باشد؛ به عبارت دیگر ولتاژ باس DC همواره مثبت باشد [۴۶-۴۸]. در این حالت تعداد سوئیچ‌ها از ۲۴ به ۱۸ کاهش می‌یابد. ساختار مبدل ماتریسی با ۱۸ سوئیچ در شکل (۲-۹) نشان داده شده است.

در قسمت سوئیچ‌های دو طرفه در سمت منبع، می‌توان در هر ساق، تعداد سوئیچ‌های یک طرفه را از ۴ به ۳ تقلیل داد زیرا دو سوئیچ وسطی در هر ساق را می‌توان توسط یک منبع تغذیه درایو، کنترل کرد. به این ترتیب، ساختار ۱۵ سوئیچه بدست می‌آید که در شکل (۲-۱۰) به نمایش درآمده است.

همچنین می‌توان با جایگزین کردن سوئیچ‌های دو طرفه سمت منبع با سوئیچ با ساختار پل

دیودی، مبدل ماتریسی ۱۲ سوئیچه بدست آورد که در شکل (۲-۱۱) مشاهده می‌شود [۴۸].

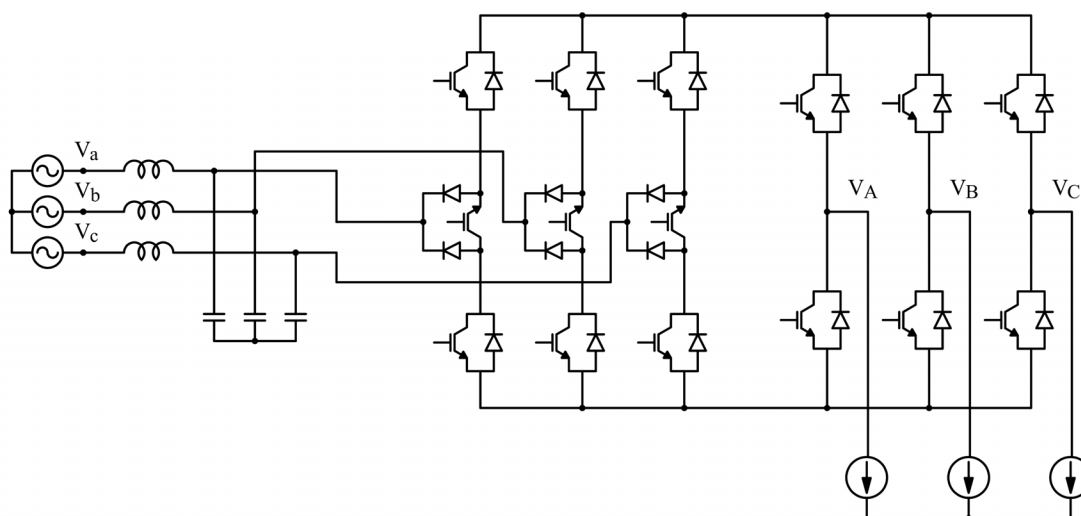


شکل (۲-۹): ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۸ سوئیچ

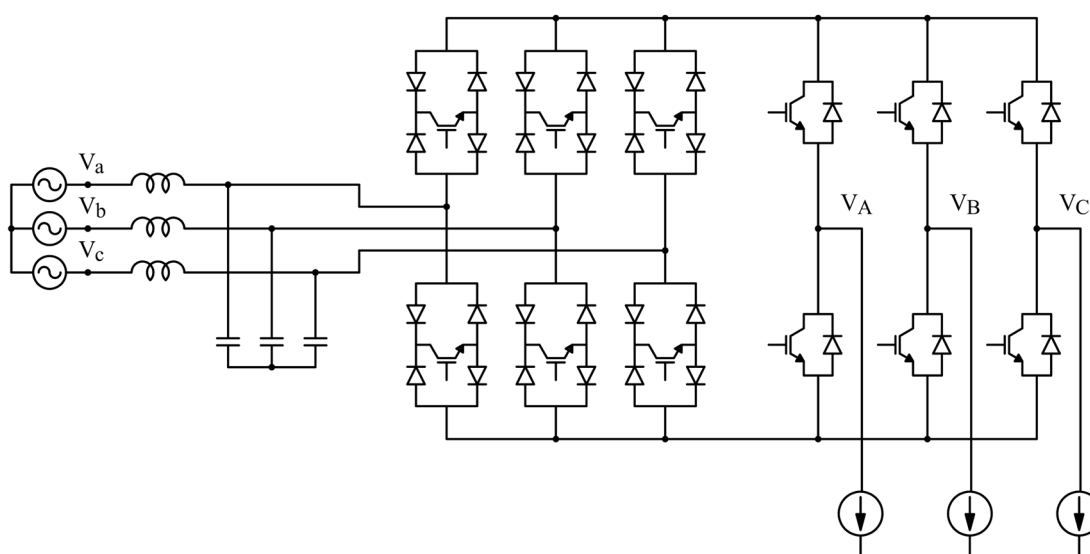
در مقایسه با ساختار اصلی مبدل ماتریسی، این ساختارها دارای همان قابلیت‌ها مانند عملکرد سوئیچ در هر چهار ناحیه صفحه $V-I$ ، کم بودن محتوای هارمونیک و دارا بودن ضریب توان واحد می‌باشند.

کلیه ساختارهای مبدل ماتریسی که با تعداد سوئیچ کمتر نسبت به ساختار ۲۴ سوئیچه معرفی شدند، فقط قابلیت انتقال توان از منبع به بار را دارند و عبور توان از بار به منبع در حالت بازتولید^۱ امکان‌پذیر نیست. در نتیجه این ساختارها دارای کاربردهای محدودی هستند و نمی‌توان از آنها به فراوانی ساختارهای دیگر استفاده کرد. بنابراین برای استفاده از مبدل ماتریسی به عنوان UPFC در حالت کنترل عبور توان از ساختار ۲۴ سوئیچه استفاده خواهد شد. اگرچه همان‌طور که در فصل مربوط به نتایج شبیه‌سازی UPFC نشان داده خواهد شد، به علت مثبت نگه داشتن ولتاژ باس DC، استفاده از ساختار ۱۸ سوئیچه به علت کاهش تعداد سوئیچ‌ها پیشنهاد می‌شود.

^۱ Re-generative mode



شکل (۲-۱۰): ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۵ سوئیچ



شکل (۲-۱۱): ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۲ سوئیچ

۲-۶) روش‌های کنترل و سوئیچینگ مبدل ماتریسی

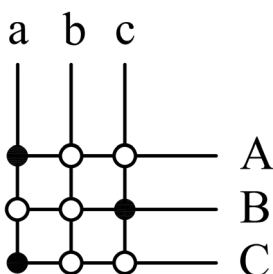
برای کنترل و سوئیچینگ مبدل ماتریسی چندین روش وجود دارد که بستگی به نوع مبدل و انتظار ما از آن دارد. در این بخش، روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی 3×3 و مبدل ماتریسی دو پل شرح داده خواهد شد.

۲-۶-۱) روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی ۳×۳

مبدل ماتریسی متداول با ۹ سوئیچ دوطرفه شکل (۲-۶) را در نظر بگیرید. خروجی این مبدل از اتصال فازهای ولتاژ ورودی به خروجی (به روشی که توضیح داده خواهد شد) بدست می‌آید. این اتصال‌ها باید به گونه‌ای باشد که از اتصال کوتاه شدن فازهای ورودی جلوگیری شود. بنابراین هیچ دو سوئیچی در یک سطر شکل (۲-۶) نباید به صورت همزمان روشن باشند. همچنین از آنجا که معمولاً بار مبدل ماتریسی به صورت القایی بوده و جریان بار باید به صورت پیوسته باشد، همواره باید مسیری برای عبور جریان بار موجود باشد. در غیر این صورت، به علت قطع مسیر جریان بار و رابطه $V = L_{load}(di_{load}/dt)$ ، ولتاژهایی فراتر از حد تحمل سوئیچ‌ها تولید شده و به آنها آسیب می‌رساند. بنابراین همواره باید یک سوئیچ در هر سطر روشن باشد.

با توجه به توضیحات ارائه شده، از میان کلیه حالت‌های ممکن برای روشن بودن سوئیچ‌های مبدل، تنها ۲۷ حالت مجاز وجود دارد. این حالت‌های مجاز در جدول (۲-۱) نشان داده شده‌اند. این جدول بر اساس شکل (۲-۱۲) بدست آمده، نقاط توپر به معنی روشن بودن سوئیچ s_{jk} و نقاط توخالی به معنی خاموش بودن آن است و $j \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\}$ [۲۵].

این حالت‌ها به سه گروه تقسیم می‌شوند: گروه اول شامل ۶ ترکیب است و در هر ترکیب، هر فاز خروجی به یک فاز متفاوت ورودی متصل می‌شود. گروه دوم شامل ۱۸ ترکیب است و در هر



شکل (۲-۱۲): نماد مبدل ماتریسی ۳×۳ با سوئیچ‌های روشن و خاموش

ترکیب، هر دو فاز خروجی به یک فاز ورودی متصل می‌شود. در نتیجه همواره یکی از ولتاژهای خط خروجی صفر است و دو ولتاژ خط دیگر قرینه یکدیگر هستند. گروه سوم شامل ۳ ترکیب است و در هر ترکیب، هر سه فاز خروجی به یک فاز ورودی متصل می‌شود. در نتیجه هر سه ولتاژ خط خروجی صفر است. کلیه حالت‌ها در جدول (۱-۲) آورده شده است.

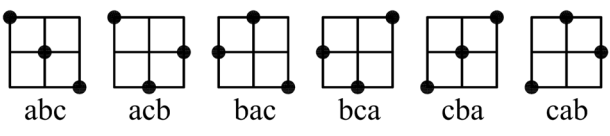
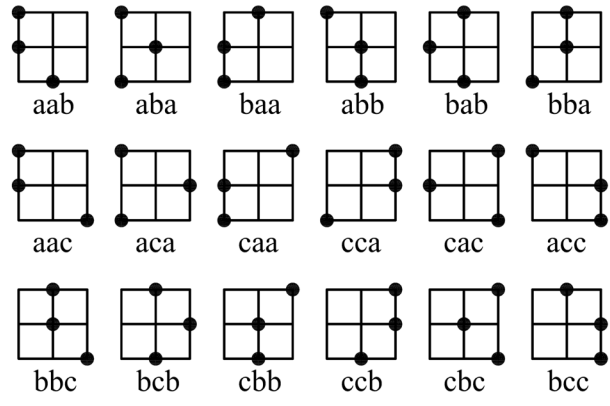
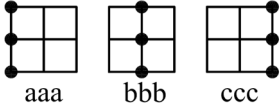
روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی 3×3 بر اساس جدول (۱-۲) به شرح زیر است:

(۱) روش مدولاسیون مستقیم

(۲) روش مدولاسیون بردار فضایی

ولتاژها و جریان‌های ورودی مبدل به صورت زیر است:

جدول (۱-۲): ۲۷ حالت کلیدزنی مجاز برای مبدل ماتریسی

گروه ۱	 abc acb bac bca cba cab
گروه ۲	 aab aba baa abb bab bba aac aca caa cca cac acc bbc bcb cbb ccb cbc bcc
گروه ۳	 aaa bbb ccc

$$\bar{V}_i = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

$$\bar{I}_i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

که φ_i اختلاف فاز ولتاژ و جریان ورودی است. هدف، بدست آوردن ماتریسی به صورت رابطه (۶-۲) است که اگر در هر لحظه در ولتاژ ورودی ضرب شود، ولتاژ مورد نظر خروجی به صورت رابطه (۷-۲) بدست آید:

$$M = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

$$\bar{V}_o = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = M \cdot \bar{V}_i = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

که φ_o اختلاف فاز ولتاژ خروجی و ورودی است. درایه‌های ماتریس M باید دارای شرایط زیر باشند [۲۹]:

$$0 < m_{jk} < 1 \quad j \in \{A, B, C\}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (8-2)$$

$$m_{ja} + m_{jb} + m_{jc} = 1 \quad j \in \{A, B, C\} \quad (9-2)$$

رابطه بین ولتاژها و جریان‌های ورودی و خروجی که توسط ماتریس M برقرار می‌شود عبارت

است از:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۱۰-۲)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ab} & m_{Ac} \\ m_{Ba} & m_{Bb} & m_{Bc} \\ m_{Ca} & m_{Cb} & m_{Cc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (۱۱-۲)$$

روش کنترل مبدل ماتریسی باید به گونه‌ای باشد که شروط بیان شده در روابط (۸-۲) و

(۹-۲) را برآورده سازد.

۲-۶-۱-۱) کنترل مبدل ماتریسی به روش مستقیم

اگر نقطه زمین ولتاژهای ورودی و خروجی در مبدل ماتریسی به زمین متصل باشد، برای

کنترل آن از روش مستقیم استفاده می‌شود. در این روش نسبت تبدیل ولتاژ $\frac{V_{om}}{V_{im}} = \frac{1}{2}$ می‌باشد. اگر

نسبت تبدیل ولتاژ بیش از $\frac{1}{2}$ انتخاب شود، حالت فرامدولاسیون پیش می‌آید. هدف، بدست آوردن

زمان روشن بودن هر کدام از سوئیچ‌های مبدل به گونه‌ای است که با ضرب ماتریس M در بردار ولتاژ ورودی در هر لحظه، بردار مورد نظر ولتاژ خروجی بدست آید.

m_{jk} تابع عملکرد سوئیچ بر حسب زمان است. اگر فرکانس سوئیچینگ مبدل برابر f_s باشد

$$(T_s = \frac{1}{f_s}) \text{، } m_{jk} \text{ توسط رابطه زیر تعریف می‌شود:}$$

$$m_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_s} \quad (۱۲-۲)$$

که T_s برابر طول سیکل سوئیچینگ و t_{jk} مدت زمان روشن بودن سوئیچ S_{jk} در بازه T_s است. در

واقع m_{jk} دوره وظیفه سوئیچ S_{jk} است. در هر سیکل سوئیچینگ، سوئیچ S_{ja} به اندازه $m_{ja} \cdot T_s$ ،

سوئیچ S_{jb} به اندازه $m_{jb} \cdot T_s$ و سوئیچ S_{jc} به اندازه $m_{jc} \cdot T_s$ روشن است ($m_{ja} \neq m_{jb} \neq m_{jc}$) و این عمل به صورت متناوب در هر سیکل تکرار می‌شود.

با توجه به توضیحات بالا، مقدار متوسط ولتاژ خروجی تولید شده در سیکل سوئیچینگ k ام

برای فاز A به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_{A(ave)} = m_{Aa}^k \cdot v_a^k + m_{Ab}^k \cdot v_b^k + m_{Ac}^k \cdot v_c^k \quad (13-2)$$

روش محاسبه مقدار m_{jk} به صورت زیر است:

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_j v_k}{V_{im}^2} \right] \quad j \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \quad (14-2)$$

که v_k و v_j به ترتیب مقدار لحظه‌ای ولتاژ ورودی j ام و ولتاژ مرجع خروجی k ام و V_{im} پیک ولتاژ فاز ورودی است [۲۵]. به عنوان مثال برای تولید ولتاژ خروجی ۱۰۰ ولت و ۸۰ هرتز از ولتاژ ورودی ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز، m_{Aa} به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$m_{Aa} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2 \times 220\sqrt{2} \cos(100\pi t) \times 100\sqrt{2} \cos(160\pi t)}{(220\sqrt{2})^2} \right]$$

سایر m_{jk} ها نیز به صورت مشابه بدست می‌آیند. نحوه روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها به

این صورت است که در ابتدای سیکل سوئیچینگ، ابتدا سوئیچ‌های S_{Aa} ، S_{Ba} و S_{Ca} روشن شده و

هرکدام به ترتیب برای مدت زمان $m_{Aa} \cdot T_s$ ، $m_{Ba} \cdot T_s$ و $m_{Ca} \cdot T_s$ روشن می‌مانند. در سطر اول مبدل

شکل (۲-۶) پس از اتمام زمان $m_{Aa} \cdot T_s$ ، سوئیچ S_{Aa} خاموش شده و سوئیچ بعدی یعنی S_{Ab} برای

مدت زمان $m_{Ab} \cdot T_s$ روشن می‌شود. پس از اتمام این مدت زمان، سوئیچ S_{Ab} نیز خاموش شده و

سوئیچ بعدی یعنی S_{Ac} برای مدت زمان $m_{Ac} \cdot T_s$ روشن شده و سپس خاموش می‌شود. به این ترتیب

سوئیچ‌های S_{Aa} ، S_{Ab} و S_{Ac} در پایان دوره T_s یکبار روشن شده و خاموش شده‌اند. رابطه زیر این

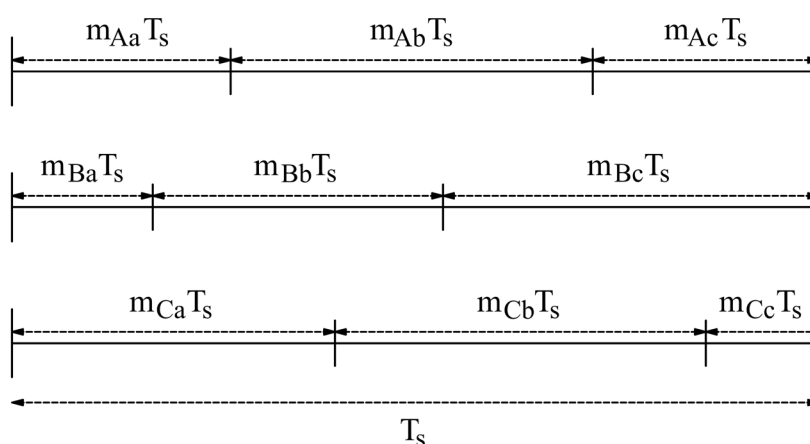
موضوع را نشان می‌دهد [۳۲]:

$$\begin{aligned}
 m_{Aa} + m_{Ab} + m_{Ac} &= 1 \\
 m_{Ba} + m_{Bb} + m_{Bc} &= 1 \\
 m_{Ca} + m_{Cb} + m_{Cc} &= 1
 \end{aligned}
 \tag{۱۵-۲}$$

این روند در هر دوره T_s برای سوئیچ‌های سطرهای بعدی یعنی S_{Ba} ، S_{Bb} و S_{Bc} و همچنین S_{Ca} ، S_{Cb} و S_{Cc} به همین ترتیب تکرار می‌شود (شکل (۲-۱۳)). بنابراین با توجه به ترتیب گفته شده، کلیه ۲۷ حالت روشن و خاموش بودن سوئیچ‌ها با در نظر گرفتن شرایط بیان شده در روابط (۲-۸) و (۲-۹) اتفاق افتاده و شکل موج ولتاژ مطلوب خروجی بدست می‌آید.

۲-۶-۱-۲ کنترل مبدل ماتریسی به روش مستقیم بهبود یافته

روش مستقیم بر این اساس تشریح شد که نقطه زمین ولتاژهای ورودی و خروجی در مبدل ماتریسی به زمین متصل باشد و نسبت تبدیل ولتاژ برابر $\frac{1}{2}$ است. اما در بسیاری از کاربردهای مبدل ماتریسی، این نقاط به زمین وصل نبوده و دارای اختلاف ولتاژی برابر $f(t)$ هستند. اثبات می‌شود که می‌توان $f(t)$ را به گونه‌ای انتخاب کرد که نسبت تبدیل ولتاژ به حراکثر $\frac{\sqrt{3}}{2}$ افزایش پیدا کند. یک انتخاب به این صورت است که ضربی از هارمونیک‌های سوم ولتاژهای ورودی و خروجی را به ولتاژ



شکل (۲-۱۳): روند روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها در یک سیکل سوئیچینگ

مرجع خروجی اضافه کرد. در نتیجه شاهد افزایش نسبت تبدیل از $\frac{1}{2}$ به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ خواهیم بود. در این روش، مدت زمان روشن بودن سوئیچ‌ها از رابطه دیگری بدست می‌آید.

ولتاژهای مرجع خروجی در روش مستقیم بهبود یافته به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + f(t) \quad (16-2)$$

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

با توجه به شکل (۶-۲) و این نکته که در سیستم سه سیمه هارمونیک سوم وجود ندارد، هارمونیک سوم ولتاژ ورودی و خروجی در قسمت خروجی حذف خواهد شد.

درایه‌های ماتریس M از رابطه زیر محاسبه شده و به همان ترتیب گفته شده در بخش قبل

روشن و خاموش می‌شوند [۲۵]:

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_j v_k}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \theta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (17-2)$$

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

$$k = a, b, c \quad \theta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$$

۳-۱-۶-۲ کنترل مبدل ماتریسی به روش مدولاسیون بردار فضایی

با توجه به شکل (۶-۲) در هر لحظه از زمان سوئیچ‌های مبدل ماتریسی باید به گونه‌ای

روشن و خاموش شوند که هیچ دو فاز ورودی اتصال کوتاه نشده و نیز به علت طبیعت القایی بار،

فازهای خروجی اتصال باز نشوند. بر این اساس تابع عملکرد سوئیچ‌ها و شرایط آنها در روابط (۲-۸) و (۲-۹) ذکر شد. این شرایط برای عملکرد صحیح و ایمن مبدل ماتریسی ضروری است.

با توجه به شکل (۲-۶) و جدول (۲-۱)، روابط زیر برای ولتاژهای خط خروجی و جریان‌های

فاز ورودی به صورت مستقیم بدست می‌آیند:

$$\bar{v}_{oL} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ba} & S_{Ab} - S_{Bb} & S_{Ac} - S_{Bc} \\ S_{Ba} - S_{Ca} & S_{Bb} - S_{Cb} & S_{Bc} - S_{Cc} \\ S_{Ca} - S_{Aa} & S_{Cb} - S_{Ab} & S_{Cc} - S_{Ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = T_{phL} \bar{v}_{iph} \quad (18-2)$$

$$\bar{i}_{iph} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ba} & S_{Ab} - S_{Bb} & S_{Ac} - S_{Bc} \\ S_{Ba} - S_{Ca} & S_{Bb} - S_{Cb} & S_{Bc} - S_{Cc} \\ S_{Ca} - S_{Aa} & S_{Cb} - S_{Ab} & S_{Cc} - S_{Ac} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{AB} \\ i_{BC} \\ i_{CA} \end{bmatrix} = T_{phL}^T \bar{i}_{oL} \quad (19-2)$$

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. ماتریس T_{phL} ماتریس لحظه‌ای انتقال فاز ورودی به خط خروجی می‌باشد. ماتریس M در رابطه (۲-۶) نیز همان ماتریس لحظه‌ای انتقال فاز ورودی به فاز خروجی است که با T_{phh} نمایش داده می‌شود:

$$T_{phh} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \quad (20-2)$$

اگر تابع عملکرد سوئیچ S_{jk} در فرکانس‌های پایین به d_{jk} نشان داده شود، روابط زیر بین

ولتاژها و جریان‌های ورودی و خروجی بدست می‌آیند [۲۹]:

$$0 < d_{jk} < 1 \quad j \in \{A, B, C\}, k \in \{a, b, c\} \quad (21-2)$$

$$d_{ja} + d_{jb} + d_{jc} = 1 \quad j \in \{A, B, C\} \quad (22-2)$$

$$\bar{v}_{oL} = T_{phL} \bar{v}_{iph} \quad (23-2)$$

$$\bar{i}_{iph} = T_{phL}^T \bar{i}_{oL} \quad (24-2)$$

$$\bar{v}_{oph} = T_{phph} \bar{v}_{iph} \quad (25-2)$$

$$\bar{i}_{iph} = T_{phph}^T \bar{i}_{oph} \quad (26-2)$$

اکنون ماتریس‌های T_{phL} و T_{phph} به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$T_{phL} = \begin{bmatrix} d_{Aa} - d_{Ba} & d_{Ab} - d_{Bb} & d_{Ac} - d_{Bc} \\ d_{Ba} - d_{Ca} & d_{Bb} - d_{Cb} & d_{Bc} - d_{Cc} \\ d_{Ca} - d_{Aa} & d_{Cb} - d_{Ab} & d_{Cc} - d_{Ac} \end{bmatrix} \quad (27-2)$$

$$T_{phph} = \begin{bmatrix} d_{Aa} & d_{Ab} & d_{Ac} \\ d_{Ba} & d_{Bb} & d_{Bc} \\ d_{Ca} & d_{Cb} & d_{Cc} \end{bmatrix} \quad (28-2)$$

ولتاژهای فاز ورودی و خط خروجی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\bar{v}_{iph} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (29-2)$$

$$\bar{v}_{oL} = \begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \sqrt{3} V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (30-2)$$

تابع تبدیل فرکانس اصلی فاز ورودی به خط خروجی به صورت زیر است:

$$T_{phL} = m \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t - \varphi_o + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \varphi_i + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^T \quad (31-2)$$

که m اندیس مدولاسیون ($0 < m < 1$) بوده و φ_i یک زاویه اختیاری می‌باشد. روابط (۲۹-۲) تا (۳۱-۲) به شرطی در رابطه (۲۳-۲) صدق می‌کنند که رابطه زیر برقرار باشد:

$$V_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{im} \times m \times \cos(\varphi_i) \quad (۳۲-۲)$$

با توجه به رابطه (۳۲-۲) مشخص است که باید مصالحه‌ای میان اندیس مدولاسیون m

نسبت تبدیل ولتاژ $\frac{V_{om}}{V_{im}}$ و اختلاف فاز میان ولتاژ و جریان ورودی φ_i برقرار کرد. اگر $\varphi_i = 0$ و

$m = 1$ انتخاب شوند، نسبت تبدیل ولتاژ برابر $\frac{\sqrt{3}}{2}$ بدست می‌آید. این مقدار حداکثر نسبت تبدیل

ولتاژ بوده، محدودیت ذاتی مبدل ماتریسی محسوب شده و مستقل از روش مدولاسیون مبدل می‌باشد.

از رابطه (۳۱-۲)، ماتریس انتقال فاز ورودی به خط خروجی (T_{phL}) توسط حاصل ضرب دو

ماتریس به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$T_{phL} = T_{VSI}(\omega_o) \times T_{VSR}^T(\omega_i) \quad (۳۳-۲)$$

با ضرب کردن ماتریس $T_{VSR}^T(\omega_i)$ در بردار ولتاژ ورودی در رابطه (۲۹-۲)، یک ولتاژ ثابت به

صورت زیر بدست می‌آید:

$$T_{VSR}^T(\omega_i) \times \bar{v}_{iph} = \frac{3}{2} V_{im} \cos(\varphi_i) = const. \quad (۳۴-۲)$$

این رابطه مانند عملکرد یک یکسوساز^۱ می‌باشد. همچنین با ضرب کردن رابطه (۳۴-۲) در

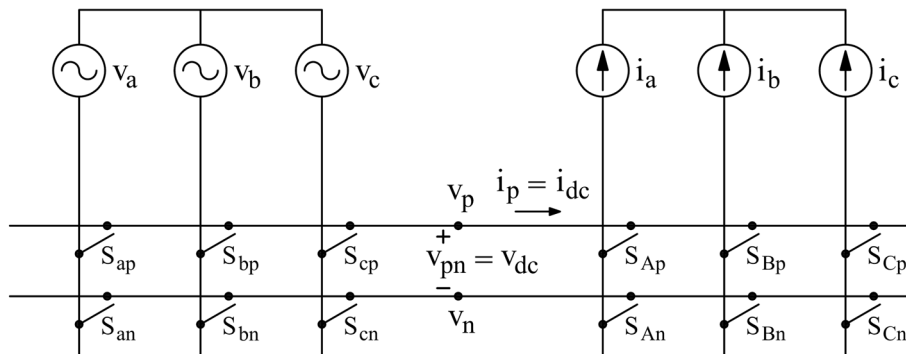
ماتریس $T_{VSI}(\omega_o)$ عملکرد یک اینورتر^۲ تحقق می‌یابد.

با توجه به توضیحات داده شده، مبدل ماتریسی ۳×۳ به صورت مجازی به مبدل شکل

(۱۴-۲) تبدیل می‌شود.

^۱ Voltage Source Rectifier (VSR)

^۲ Voltage Source Inverter (VSI)



شکل (۲-۱۴): معادل‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 با VSI و VSR

ولتاژ باس DC مجازی v_{pn} برابر یکی از ۶ حالت زیر است:

$$v_{pn} \in \{v_{ac}, v_{bc}, v_{ba}, v_{ca}, v_{cb}, v_{ab}\} \quad (۲-۳۵)$$

باس DC مجازی در مبدل ماتریسی وجود ندارد و هدف از معرفی آن، ارائه روش کنترل و

سوئیچینگ مبدل به روش SVPWM و استفاده از VSI و VSR می‌باشد.

در مبدل ماتریسی شکل (۲-۱۴) که متشکل از یک VSR و یک VSI می‌باشد، ولتاژ باس

DC مجازی به صورت شکل (۲-۱۵) است که از ولتاژهای خط ورودی تشکیل شده است. بنابراین در

روش SVPWM از گروه اول جدول (۲-۱) استفاده نشده و فقط از گروه دوم و سوم استفاده خواهد

شد.

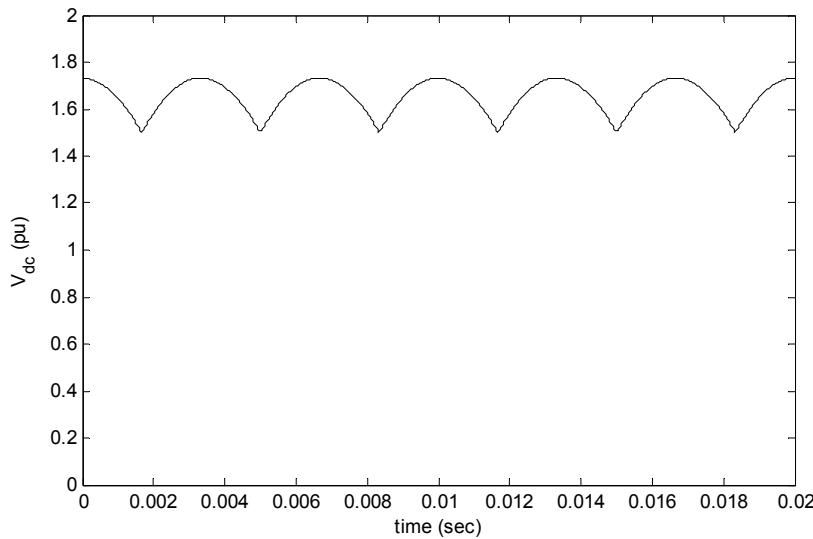
با توجه به شکل موج ولتاژ باس DC، ولتاژ خروجی مبدل دارای هارمونیک‌هایی با

فرکانس‌های $n \times |6f_i \pm f_o|$ $n=1,2,3,\dots$ است که f_i فرکانس ورودی و f_o فرکانس خروجی

می‌باشد.

حال به معرفی روش مدولاسیون بردار فضایی مبدل ماتریسی مربوط به دو بخش VSI

و VSR پرداخته و مدولاسیون هر دو بخش به صورت همزمان ارائه خواهد شد.



شکل (۲-۱۵): ولتاژ باس DC مجازی در یک یکسوکننده دیودی

۲-۶-۱-۳-۱) مدولاسیون بخش VSI و ولتاژ خروجی

بخش VSI مبدل ماتریسی به صورت مجزا در شکل (۲-۱۶) نشان داده شده است. اگر حالت روشن بودن سوئیچ‌ها را با $p \equiv 1$ و خاموش بودن آنها را با $n \equiv 0$ نمایش دهیم، سوئیچ‌های بخش VSI، ۸ ترکیب مجاز خواهند داشت که ۶ حالت به ولتاژ خروجی غیر صفر و ۲ ترکیب به ولتاژ خروجی صفر منجر می‌شود.

برای بررسی ولتاژ خط خروجی در فضای برداری مختلط، از تبدیل زیر استفاده می‌شود:

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} \left[v_{AB} + v_{BC} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{CA} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \quad (۲-۳۶)$$

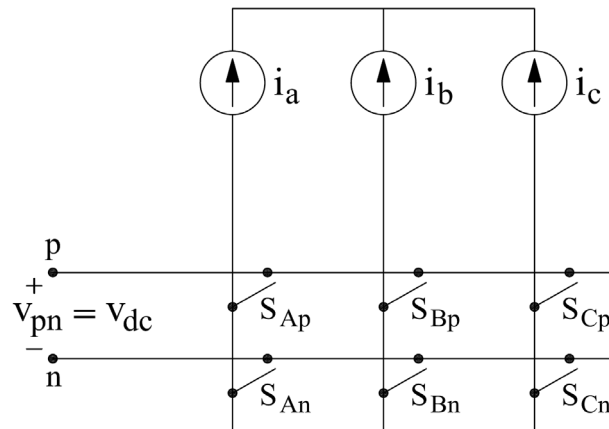
اگر ولتاژهای خط در رابطه (۲-۳۰) با استفاده از این تبدیل به فضای مختلط نگاشته شوند،

رابطه زیر برای ولتاژ خروجی بدست می‌آید:

$$\bar{v}_{oL} = \sqrt{3} V_{om} e^{j(\omega_o t - \phi_o + \pi/6)} \quad (۲-۳۷)$$

اگر حالت روشن بودن سوئیچ‌های S_{Ap} ، S_{Bp} و S_{Cp} را با $S_{jk} = 1$ و خاموش بودن آنها

را با $S_{jk} = 0$ نمایش دهیم، با در نظر گرفتن نگاشت در رابطه (۲-۳۶)، ۸ حالت مختلف برای این



شکل (۱۶-۲): بخش VSI مبدل ماتریسی

سوئیچ‌ها وجود دارد که در زیر معرفی می‌شوند:

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

در این حالت وضعیت ولتاژهای خط خروجی و ولتاژ باس DC تحت نگاشت رابطه (۳۶-۲) به

صورت زیر است:

$$v_{AB} = v_{dc}$$

$$v_{BC} = 0$$

$$v_{CA} = -v_{dc}$$

در نتیجه ولتاژ \bar{v}_{oL} در این حالت برابر است با:

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \left[1 + 0 \times e^{j\frac{2\pi}{3}} - e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] = \frac{2}{3} v_{dc} \left[\frac{3}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$$

$$= \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{\pi}{6} = V_1(p, n, n)$$

به همین ترتیب ولتاژ خروجی در سایر حالت‌ها به صورت زیر بدست می‌آید:

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

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{\pi}{2} = V_2(p, p, n)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{5\pi}{6} = V_3(n, p, n)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{7\pi}{6} = V_4(n, p, p)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{3\pi}{2} = V_5(n, n, p)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = \frac{2}{3} v_{dc} \angle \frac{11\pi}{6} = V_6(p, n, p)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = 0 = V_7(p, p, p)$$

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

$$\bar{v}_{oL} = 0 = V_8(n, n, n)$$

اگر ۸ حالت بدست آمده در صفحه مختلط ترسیم شوند، تشکیل یک ۶ ضلعی می‌دهند که

رئوس آن توسط ۶ حالت اول ساخته شده و حالت‌های صفر ۷ و ۸ در مرکز آن قرار می‌گیرند. این ۶

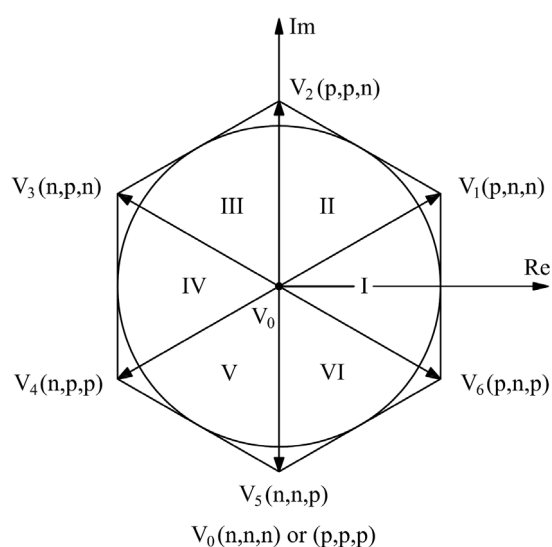
ضلعی در شکل (۲-۱۷) رسم شده است [۲۵، ۳۴].

رابطه (۲-۳۷) به این معناست که یک بردار با طول $\sqrt{3}V_{om}$ که ابتدای آن در مرکز صفحه

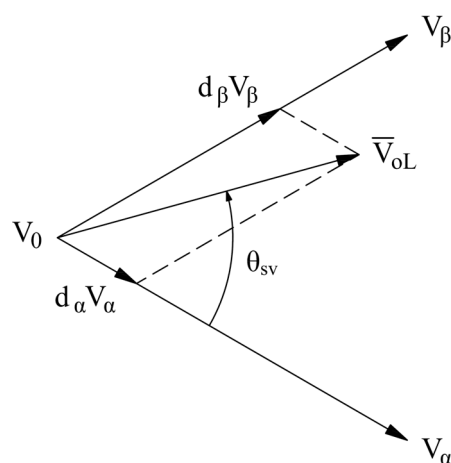
مختلط قرار گرفته با سرعت زاویه‌ای ω_o حول مرکز صفحه و در جهت مثبت مثلثاتی در حال

چرخش است. بنابراین مطابق شکل (۲-۱۸) میتوان در هر لحظه از زمان، این بردار چرخان را با

استفاده از دو بردار مجاور آن (V_α و V_β) و بردار صفر (V_0) توصیف کرد.



شکل (۲-۱۷): ۶ ضلعی مربوط به بخش اینورتر



شکل (۲-۱۸): بردار مرجع ولتاژ خروجی در یکی از سکتورهای صفحه مختلط

همان‌طور که در شکل (۲-۱۸) نشان داده شده است، بردار \bar{v}_{oL} در هر لحظه از زمان در یکی از سکتورهای صفحه مختلط (یکی از سکتورهای شکل (۲-۱۷)) قرار دارد. تصویر این بردار بر روی بردارهای مجاور آن به ترتیب با $d_\alpha V_\alpha$ و $d_\beta V_\beta$ نشان داده می‌شود. این مطلب به این معناست که برای بدست آوردن مقدار لحظه‌ای \bar{v}_{oL} بر حسب مقادیر V_α ، V_β و V_0 ، باید در هر دوره سوئیچینگ مقادیر d_α ، d_β و d_{0v} را بدست آورد. با توجه به شکل، این مقادیر از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$d_{\alpha} = \frac{T_{\alpha}}{T_s} = m_v \sin(60 - \theta_{sv}) \quad (38-2)$$

$$d_{\beta} = \frac{T_{\beta}}{T_s} = m_v \sin(\theta_{sv}) \quad (39-2)$$

$$d_{0v} = \frac{T_{0v}}{T_s} = 1 - d_{\alpha} - d_{\beta} \quad (40-2)$$

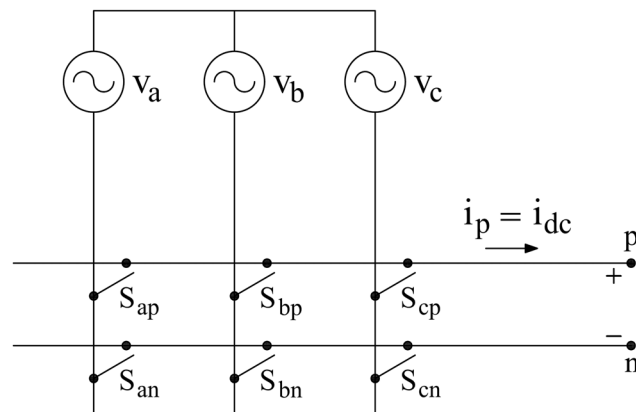
در روابط بالا، مقدار θ_{sv} همواره بین صفر و 60° درجه است و با تغییر سکتور بردار \bar{v}_{oL} ، مقدار این زاویه دوباره در این بازه قرار خواهد گرفت. به بیان دیگر، θ_{sv} زاویه بین بردار \bar{v}_{oL} و بردار مجاور آن یعنی V_{α} و در جهت مثبت مثلثاتی است. در ابتدای هر سکتور مقدار آن برابر صفر و در انتهای آن برابر 60° درجه می‌باشد. d_{α} ، d_{β} و d_{0v} در واقع دوره وظیفه یا زمان روشن بودن سوئیچ‌های اینورتر شکل (2-16) هستند. $d_{\alpha}T_s$ مدت زمانی است که مقدار \bar{v}_{oL} برابر V_{α} است، $d_{\beta}T_s$ مدت زمانی است که مقدار \bar{v}_{oL} برابر V_{β} است و $d_{0v}T_s$ مدت زمانی است که مقدار \bar{v}_{oL} برابر V_0 است. در این روابط، m_v اندیس مدولاسیون ولتاژ بوده و مقدار آن از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$m_v = \frac{\sqrt{3}V_{om}}{V_{dc}} \quad 0 \leq m_v \leq 1 \quad (41-2)$$

در نظر گرفتن m_v به صورت رابطه بالا سبب می‌شود که مقدار آن در هر لحظه به مقدار ولتاژ باس DC مجازی وابسته باشد. این امر باعث می‌شود که عدم تعادل ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی ظاهر نشود [49-58].

۲-۶-۱-۳-۲) مدولاسیون بخش VSR و جریان ورودی

بخش VSR مبدل ماتریسی به صورت مجزا در شکل (2-19) نشان داده شده است. این بخش مانند یک یکسوکننده سه‌فاز است که با ورودی ولتاژ سه‌فاز تغذیه می‌شود و بار آن یک جریان ثابت $i_{dc} = i_p$ می‌باشد.



شکل (۲-۱۹): بخش VSR مبدل ماتریسی

اگر اندیس‌های α با μ ، β با ρ و γ با σ تعویض شوند، مدولاسیون مربوط به بخش VSR به طور کامل با بخش VSI قابل مقایسه است. ۶ ضلعی مربوط به بخش VSR در شکل (۲-۲۰) ترسیم شده است. در اینجا جریان باس DC مجازی تحت نگاشت رابطه (۲-۳۶) به یک بردار چرخان در صفحه مختلط تبدیل شده که مرکز آن در مرکز ۶ ضلعی شکل (۲-۲۰) قرار دارد.

مقادیر دوره‌های وظیفه سوئیچ‌های بخش یکسوکننده d_μ ، d_ρ و d_{0c} به صورت زیر محاسبه

می‌شوند:

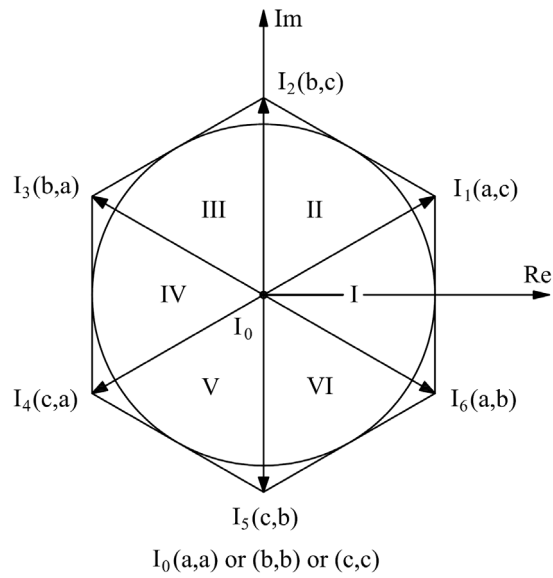
$$d_\mu = \frac{T_\mu}{T_s} = m_c \sin(60 - \theta_{sc}) \quad (۲-۴۲)$$

$$d_\rho = \frac{T_\rho}{T_s} = m_c \sin(\theta_{sc}) \quad (۲-۴۳)$$

$$d_{0c} = \frac{T_{0c}}{T_s} = 1 - d_\mu - d_\rho \quad (۲-۴۴)$$

m_c اندیس مدولاسیون جریان بوده و مقدار آن برابر است با:

$$m_c = \frac{I_{im}}{i_{dc}} \quad 0 \leq m_c \leq 1 \quad (۲-۴۵)$$

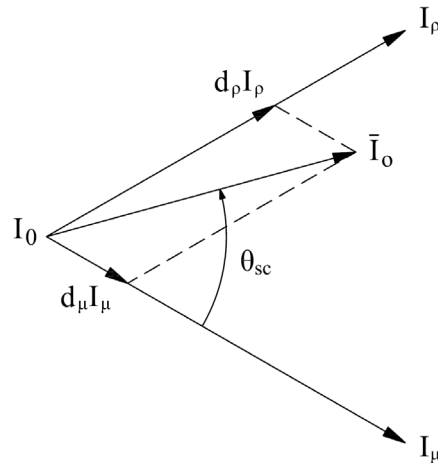


شکل (۲-۲۰): ۶ ضلعی مربوط به بخش یکسوکونده

مانند بخش قبل، در اینجا نیز زاویه بین بردار \bar{I}_0 و بردار مجاور قبلی یعنی I_μ به عنوان

زاویه θ_{sc} در نظر گرفته می‌شود (شکل (۲-۲۱)) و مقدار آن در ابتدا و انتهای هر سکتور به ترتیب

برابر صفر و ۶۰ درجه خواهد بود.



شکل (۲-۲۱): بردار مرجع جریان ورودی در یکی از سکتورهای صفحه مختلط

۲-۶-۱-۳-۳ مدولاسیون همزمان ولتاژ خروجی و جریان ورودی

برای مدولاسیون همزمان ولتاژ خروجی و جریان ورودی، مقادیر زیر باید محاسبه شوند [۳۹]:

$$d_{\alpha\mu} = \frac{T_{\alpha\mu}}{T_s} = m_v m_c \sin(60 - \theta_{sv}) \sin(60 - \theta_{sc}) \quad (۴۶-۲)$$

$$d_{\beta\mu} = \frac{T_{\beta\mu}}{T_s} = m_v m_c \sin(\theta_{sv}) \sin(60 - \theta_{sc}) \quad (۴۷-۲)$$

$$d_{\beta\rho} = \frac{T_{\beta\rho}}{T_s} = m_v m_c \sin(\theta_{sv}) \sin(\theta_{sc}) \quad (۴۸-۲)$$

$$d_{\alpha\rho} = \frac{T_{\alpha\rho}}{T_s} = m_v m_c \sin(60 - \theta_{sv}) \sin(\theta_{sc}) \quad (۴۹-۲)$$

$$d_0 = 1 - d_{\alpha\mu} - d_{\beta\mu} - d_{\beta\rho} - d_{\alpha\rho} \quad (۵۰-۲)$$

در هر لحظه از زمان مشخص است که بردار مرجع ولتاژ خروجی و جریان ورودی به ترتیب در کدام سکتور از ۶ ضلعی ولتاژ خروجی و جریان ورودی قرار دارند. شماره این سکتورها برای فرمان دادن به سوئیچ‌های مبدل ماتریسی مورد نیاز است. نحوه فرمان دادن به سوئیچ‌ها با یک مثال توضیح داده می‌شود که برای سایر سکتورها مشابه است.

فرض کنید بردار مرجع ولتاژ خروجی در سکتور اول از ۶ ضلعی VSI و بردار مرجع جریان ورودی در سکتور اول از ۶ ضلعی VSR قرار گرفته باشند. در سکتور اول از ۶ ضلعی VSR، ولتاژ باس DC برابر v_{ab} یا v_{ac} است. بنابراین هنگام بررسی تصویر بردار مرجع جریان ورودی بر روی I_6 ، v_{pn} برابر v_{ab} است در نتیجه $p = a$ و $n = b$ است. همچنین هنگام بررسی تصویر بردار مرجع جریان ورودی بر روی I_1 ، v_{pn} برابر v_{ac} می‌باشد در نتیجه $p = a$ و $n = c$ است. حال، ولتاژهای خروجی v_A و v_B و v_C به صورت زیر بدست می‌آیند:

مرحله ۱: از ابتدای بازه T_s ، برای مدت زمان $\frac{d_{\alpha\mu}}{2} T_s$ ، با توجه به اینکه

مشخص می‌شود که $p = a$ و $n = b$ در نتیجه از

که فاز A خروجی به فاز a ورودی، فاز B خروجی به فاز b ورودی و فاز C خروجی به فاز a ورودی متصل می‌شود. با توجه به شکل (۶-۲) در طول این مدت باید سوئیچ‌های S_1 ، S_5 و S_7 روشن و سایر سوئیچ‌ها خاموش باشند.

مرحله ۲: پس از پایان مرحله ۱، برای مدت زمان $\frac{T_{\beta\mu}}{2} = \frac{d_{\beta\mu}}{2} T_s$ ، با توجه به این که $I_\mu = I_6(p, n) = I_6(a, b)$ مشخص می‌شود که $p = a$ و $n = b$. در نتیجه از $v_\beta = v_1(p, n, n) = v_1(A, B, C)$ بدست می‌آید: $v(A, B, C) = v(a, b, b)$. این امر به این معناست که فاز A خروجی به فاز a ورودی، فاز B خروجی به فاز b ورودی و فاز C خروجی به فاز b ورودی متصل می‌شود. با توجه به شکل (۶-۲) در طول این مدت باید سوئیچ‌های S_1 ، S_5 و S_8 روشن و سایر سوئیچ‌ها خاموش باشند.

مرحله ۳: پس از پایان مرحله ۲، برای مدت زمان $\frac{T_{\beta\rho}}{2} = \frac{d_{\beta\rho}}{2} T_s$ ، با توجه به این که $I_\rho = I_1(p, n) = I_1(a, c)$ مشخص می‌شود که $p = a$ و $n = c$. در نتیجه از $v_\beta = v_1(p, n, n) = v_1(A, B, C)$ بدست می‌آید: $v(A, B, C) = v(a, c, c)$. این امر به این معناست که فاز A خروجی به فاز a ورودی، فاز B خروجی به فاز c ورودی و فاز C خروجی به فاز c ورودی متصل می‌شود. با توجه به شکل (۶-۲) در طول این مدت باید سوئیچ‌های S_1 ، S_6 و S_9 روشن و سایر سوئیچ‌ها خاموش باشند.

مرحله ۴: پس از پایان مرحله ۳، برای مدت زمان $\frac{T_{\alpha\rho}}{2} = \frac{d_{\alpha\rho}}{2} T_s$ ، با توجه به این که $I_\rho = I_1(p, n) = I_1(a, c)$ مشخص می‌شود که $p = a$ و $n = c$. در نتیجه از $v_\alpha = v_6(p, n, p) = v_6(A, B, C)$ بدست می‌آید: $v(A, B, C) = v(a, c, a)$. این امر به این معناست که فاز A خروجی به فاز a ورودی، فاز B خروجی به فاز c ورودی و فاز C خروجی به فاز a ورودی

متصل می‌شود. با توجه به شکل (۲-۶) در طول این مدت باید سوئیچ‌های S_1 ، S_6 و S_7 روشن و سایر سوئیچ‌ها خاموش باشند.

مرحله ۵: پس از پایان مرحله ۴، برای مدت زمان $T_0 = d_0 T_s$ باید وضعیت سوئیچ‌ها را مشخص کرد. با توجه به این که هر سه ولتاژ خط خروجی باید صفر باشند می‌توان از یکی از سه وضعیت جدول (۲-۱) استفاده کرد. برای حداقل کردن تلفات سوئیچینگ، باید وضعیت سوئیچ‌های روشن مرحله قبل را در نظر گرفت که برابر بودند با S_1 ، S_6 و S_7 و $v(A, B, C) = v(a, c, a)$. نتیجه این است که در وضعیت جدید $v(A, B, C) = v(a, a, a)$ کمترین تغییر در وضعیت سوئیچ‌ها حاصل می‌شود.

مرحله ۶: مانند مرحله ۴.

مرحله ۷: مانند مرحله ۳.

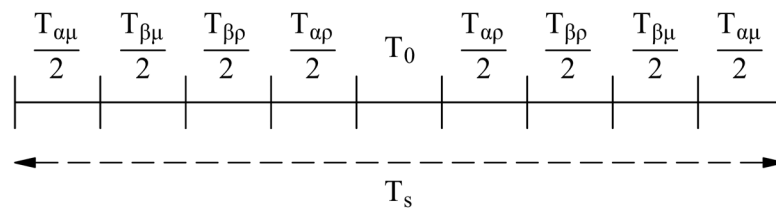
مرحله ۸: مانند مرحله ۲.

مرحله ۹: مانند مرحله ۱.

نحوه زمان‌بندی یک دوره سوئیچینگ T_s در شکل (۲-۲۲) نشان داده شده است. علت انتخاب نحوه سوئیچینگ به صورت متقارن، کاهش میزان هارمونیک‌های ولتاژ خروجی است.

نحوه سوئیچینگ برای زمانی که بردار ولتاژ خروجی و جریان ورودی در سایر سکتورهای ۶ ضلعی‌های مربوط باشند به همین ترتیب انجام می‌شود.

برای کاهش تلفات سوئیچینگ در یک دوره T_s ، توجه به وضعیت سوئیچ‌های روشن در مرحله ۴ برای تعیین وضعیت سوئیچ‌های مرحله ۵ الزامی است اما باز هم مشاهده می‌شود که در برخی از دوره‌های T_s ، تعداد تغییر وضعیت سوئیچ‌ها ۸ و در برخی دیگر ۱۰ عدد است. به عنوان مثال از شکل (۲-۲۳) مشخص است که در سکتور اول ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم ۶ ضلعی VSR، تعداد ۸ تغییر وضعیت برای سوئیچ‌ها صورت می‌گیرد؛ اما در سکتور دوم ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم



شکل (۲-۲۲): نحوه زمان‌بندی یک دوره سوئیچینگ

۶ ضلعی VSR برای سوئیچ‌ها، تعداد ۱۰ تغییر صورت می‌گیرد که در شکل (۲-۲۴) نشان داده شده‌اند.

اگر به نحوه انتخاب سوئیچ‌ها در مراحل ۹ گانه دقت شود، ملاحظه می‌شود که برای ولتاژ خروجی از ترتیب $\alpha, \beta, \beta, \alpha, 0, \alpha, \beta, \beta, \alpha$ و برای جریان ورودی از ترتیب $\mu, \mu, \rho, \rho, 0, \rho, \rho, \mu, \mu$ استفاده شده است. روش انتخاب این ترتیب که در زیر آمده، تعداد تغییر وضعیت سوئیچ‌ها را در کلیه حالت‌ها در تعداد ۸ ثابت نگه می‌دارد:

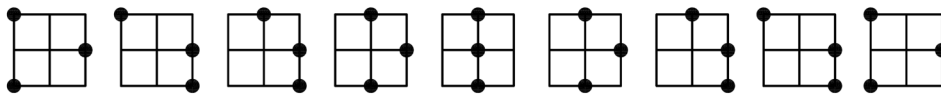
(۱) ترتیب مدولاسیون برای جریان ورودی همواره به صورت $\mu, \mu, \rho, \rho, 0, \rho, \rho, \mu, \mu$ می‌باشد.

(۲) اگر مجموع شماره سکتور ولتاژ خروجی و سکتور جریان ورودی عددی فرد است، از ترتیب $\alpha, \beta, \beta, \alpha, 0, \alpha, \beta, \beta, \alpha$ استفاده می‌شود.

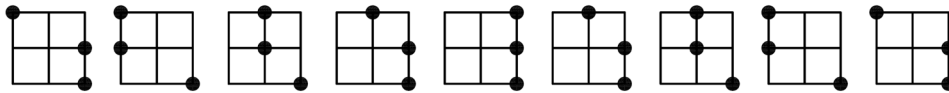
(۳) اگر مجموع شماره سکتور ولتاژ خروجی و سکتور جریان ورودی عددی زوج است، از ترتیب $\beta, \alpha, \alpha, \beta, 0, \beta, \alpha, \alpha, \beta$ استفاده می‌شود.

۲-۶-۲ روش سوئیچینگ مبدل ماتریسی دو پل

در بخش‌های قبلی ساختارهای گوناگون مبدل ماتریسی دو پل معرفی شدند. برای بدست آوردن شکل موج‌هایی با کیفیت بالا و کموتاسیون ایمن، روش کنترل انتخاب شده برای سوئیچینگ مبدل از اهمیت فراوانی برخوردار است. در این بخش، روش مدولاسیون پهنای پالس بردار

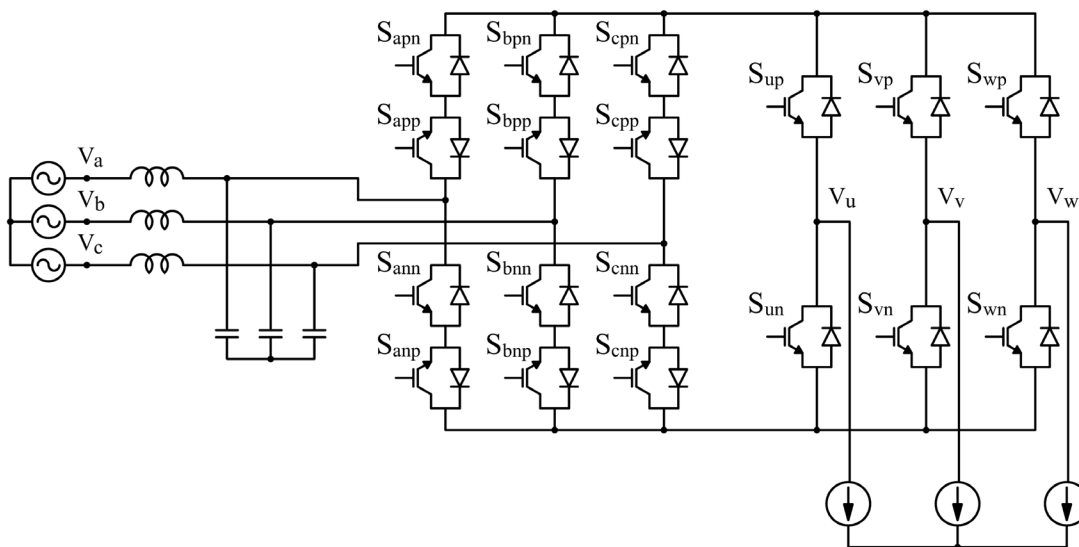


شکل (۲-۲۳): وضعیت سوئیچ‌ها در سکتور اول ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم ۶ ضلعی VSR



شکل (۲-۲۴): وضعیت سوئیچ‌ها در سکتور دوم ۶ ضلعی VSI و سکتور دوم ۶ ضلعی VSR

فضایی^۱ برای مبدل ماتریسی دو پل معرفی می‌شود که شکل موج‌هایی با کیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم تولید کرده و قابلیت تنظیم ضریب توان در ورودی را دارا می‌باشد [۴۶-۵۶، ۴۸-۶۵]. این روش با تغییر بسیار اندک قابل اعمال به کلیه ساختارهایی است که در این فصل برای مبدل ماتریسی دو پل ارائه گردید. ساختار انتخاب شده برای تشریح روش، ساختار ۱۸ سوئیچ‌ه شکل (۲۵-۲) می‌باشد.



شکل (۲-۲۵): ساختار مبدل ماتریسی دو پل ۱۸ سوئیچ‌ه

^۱ Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)

۲-۶-۲-۱) ولتاژها و جریان‌های ورودی و خروجی

برای ساده‌سازی تحلیل روش، فرض می‌شود که فیلتری در ورودی مبدل وجود ندارد. منبع ورودی به صورت ولتاژهای سه‌فاز متعادل در نظر گرفته می‌شود. قابل ذکر است که برای ورودی از اندیس‌های a و b و c و برای خروجی از اندیس‌های u و v و w استفاده می‌شود [۴۶-۴۸]. ولتاژهای ورودی عبارتند از:

$$\begin{cases} v_a = V_{im} \cos \theta_{av} = V_{im} \cos(\omega_i t) \\ v_b = V_{im} \cos \theta_{bv} = V_{im} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c = V_{im} \cos \theta_{cv} = V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (51-2)$$

به دلیل این که بار مبدل‌های ماتریسی عموماً به صورت القایی است، جریان خروجی مبدل به صورت سه‌فاز متعادل سینوسی فرض می‌شود:

$$\begin{cases} i_u = I_o \cos \theta_{oi} = I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ i_v = I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ i_w = I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (52-2)$$

که φ_o زاویه فاز اولیه جریان خروجی است.

هدف از به کارگیری روش SVPWM تولید ولتاژهای سه‌فاز متعادل در خروجی و جریان‌های

سه‌فاز متعادل در ورودی به صورت روابط زیر است:

$$\begin{cases} v_u = V_{om} \cos \theta_{ou} = V_{om} \cos(\omega_o t + \varphi_o + \psi_{out}) \\ v_v = V_{om} \cos \theta_{ov} = V_{om} \cos(\theta_{ou} - \frac{2\pi}{3}) \\ v_w = V_{om} \cos \theta_{ow} = V_{om} \cos(\theta_{ou} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (53-2)$$

$$\begin{cases} i_a = I_{im} \cos \theta_a = I_{im} \cos(\omega_i t - \psi_{in}) \\ i_b = I_{im} \cos \theta_b = I_{im} \cos(\omega_i t - \psi_{in} - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_{im} \cos \theta_c = I_{im} \cos(\omega_i t - \psi_{in} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (54-2)$$

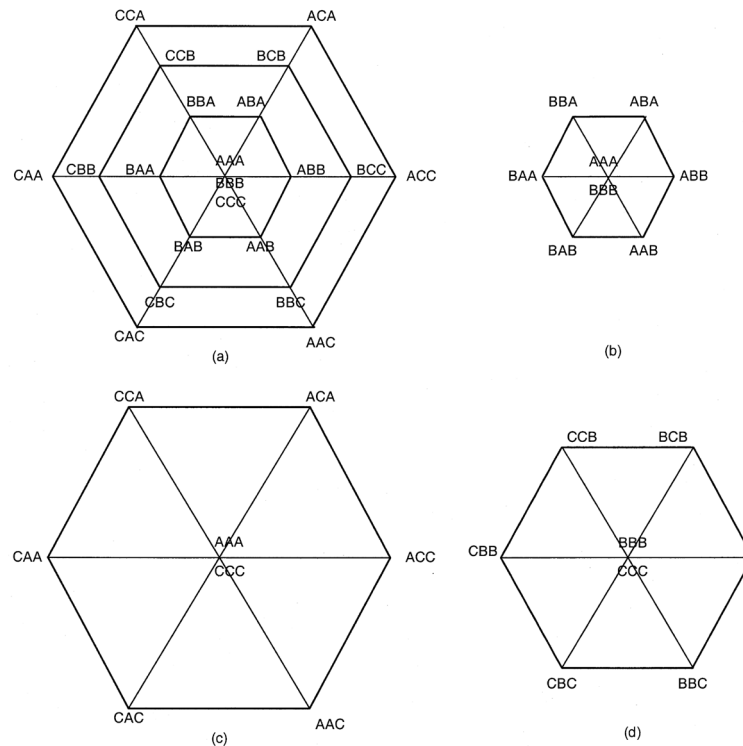
که $\psi_{in} = \theta_{av} - \theta_a$ زاویه ضریب توان ورودی و $\psi_{out} = \theta_{ou} - \theta_{oi}$ زاویه ضریب توان خروجی است.

۲-۶-۲-۲ بردارهای فضایی

مبدل ماتریسی دو پل یک مبدل دو مرحله‌ایست. این مبدل در مرحله اول ولتاژهای فاز ورودی را به یک ولتاژ DC تبدیل می‌کند. از آنجا که در قسمت یکسوکننده، سه ورودی و دو خروجی وجود دارد، تعداد ترکیب‌های ممکن برای سوئیچ‌ها برابر $3^2=9$ عدد است. اما به این دلیل که ولتاژ باس DC نباید منفی باشد، ۳ ترکیب قابل استفاده نیستند. در نتیجه ۶ ترکیب مجاز برای سوئیچ‌های بخش یکسوکننده وجود دارد. در مرحله دوم، بخش اینورتر، ولتاژ DC را به ولتاژهای سه‌فاز خروجی تبدیل می‌کند. از آنجا که در این بخش، ۲ ورودی و ۳ خروجی وجود دارد، تعداد ترکیب‌های مجاز سوئیچ‌ها برابر $2^3=8$ می‌باشد. در حالت کلی برای سوئیچ‌های مبدل ماتریسی تعداد $6 \times 8 = 48$ ترکیب مجاز وجود دارد [۴۸].

با توجه به این رابطه، هرکدام از ۴۸ ترکیب سوئیچ‌ها بردار ولتاژ خروجی معینی به دست می‌دهد. این بردارها با فرض $V_a > V_b > V_c$ (برای سادگی نمایش) در شکل (۲-۲۶) نشان داده شده‌اند. بردارهای ولتاژ خروجی بدست آمده دارای خصوصیات زیر هستند:

- دامنه متغیر این بردارها برابر با دامنه متغیر هر یک از ولتاژهای خط ورودی است.
- در هر لحظه از زمان، این بردارها توسط یکی از بردارهای اینورتر DC/AC نمایش داده می‌شوند که ورودی این اینورتر یکی از ولتاژهای خط ورودی است.

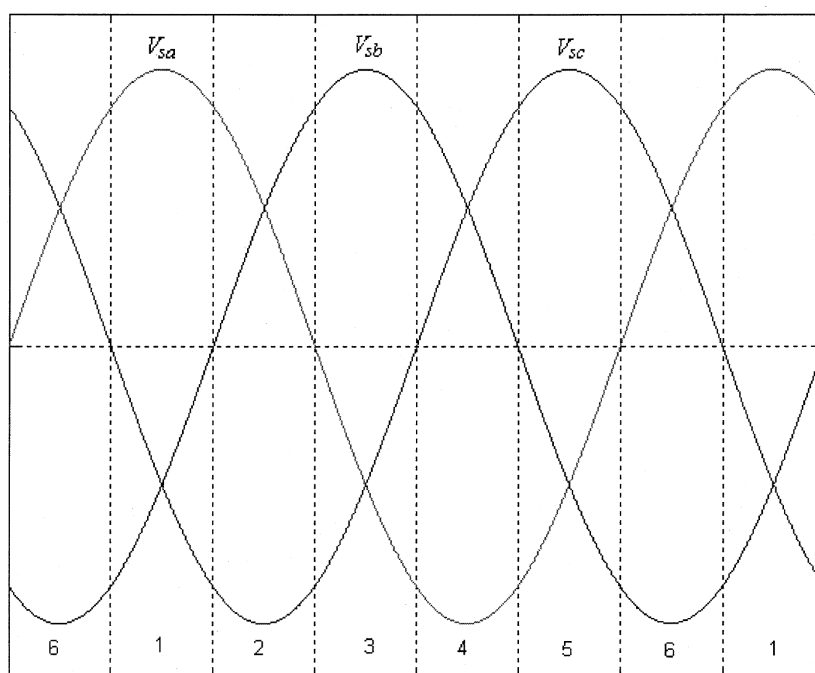


شکل (۲-۲۶): بردارهای فضایی مجاز [۴۸]

▪ از آنجا که ولتاژ باس DC باید همواره نامنفی باشد، ۴۸ بردار گفته شده همواره به صورت متغیر انتخاب می‌شوند.

۲-۶-۳ روش کموتاسیون

در این بخش فرض بر این است که ضریب توان ورودی برابر ۱ است؛ یعنی ولتاژ و جریان ورودی هم‌فاز هستند. با توجه به نمودار ولتاژهای فاز ورودی که در شکل (۲-۲۷) نشان داده شده‌اند، ۶ بازه زمانی عملکرد در مبدل ماتریسی قابل تصور است. به دلیل این که ضریب توان ورودی برابر ۱ است، در هر بازه تنها یکی از ولتاژها دارای بیشترین قدرمطلق دامنه نسبت به دو ولتاژ دیگر است. به عنوان مثال، در بازه ۱ ولتاژ V_a و در بازه ۲ ولتاژ V_c دارای بیشترین قدرمطلق دامنه است. در سایر بازه‌ها، این ولتاژ به همین ترتیب بدست می‌آید [۴۸].



شکل (۲-۲۷): ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی واحد [۴۸]

اگر فرکانس سوئیچینگ برابر f_s باشد، هر بازه سوئیچینگ $(T_s = \frac{1}{f_s})$ به دو زیربازه ۱ و ۲

تقسیم می‌شود. به عنوان مثال در بازه عملکرد ۲ در شکل (۲-۲۷)، V_c دارای بیشترین قدرمطلق دامنه نسبت به دو ولتاژ دیگر است و بزرگترین دو ولتاژ خط ورودی در این بازه برابر $V_a - V_c$ و $V_b - V_c$ است (توجه شود که V_c منفی است). حالت‌های سوئیچینگ در هر زیربازه به صورت زیر تعیین می‌شوند:

▪ در زیربازه ۱، سوئیچ‌های S_{bpn} ، S_{bnp} ، S_{cnp} و S_{cnn} روشن و بقیه سوئیچ‌های یکسوکننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (v_{dc}) برابر $V_b - V_c$ ، جریان فاز ورودی i_b و $-i_c$ برابر جریان DC (i_{dc}) و i_a برابر صفر است. دوره وظیفه این زیربازه با d_{bc} نشان داده می‌شود.

▪ در زیربازه ۲، سوئیچ‌های S_{app} ، S_{apn} ، S_{cnp} و S_{cnn} روشن و بقیه سوئیچ‌های یکسوکننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (v_{dc}) برابر $V_a - V_c$ ، جریان فاز ورودی i_a و

$-i_c$ برابر جریان DC (i_{dc}) و i_b برابر صفر است. دوره وظیفه این زیر بازه با d_{ac} نشان داده می‌شود.

به طور مشابه در بازه عملکرد ۵، V_c همچنان دارای بیشترین قدرمطلق دامنه است و بیشترین دو ولتاژ خط مثبت برابر $V_c - V_a$ و $V_c - V_b$ هستند (V_c در اینجا مثبت است). حالت‌های سوئیچینگ در هر زیربازه به صورت زیر تعیین می‌شوند:

▪ در زیربازه ۱، سوئیچ‌های S_{ann} ، S_{anp} ، S_{cpp} و S_{cpn} روشن و بقیه سوئیچ‌های یکسوکننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (v_{dc}) برابر $V_c - V_a$ ، جریان فاز ورودی $-i_a$ و i_c برابر جریان DC (i_{dc}) و i_b برابر صفر است. دوره وظیفه این زیر بازه با d_{ac} نشان داده می‌شود.

▪ در زیربازه ۲، سوئیچ‌های S_{bnn} ، S_{bnp} ، S_{cpp} و S_{cpn} روشن و بقیه سوئیچ‌های یکسوکننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (v_{dc}) برابر $V_c - V_b$ ، جریان فاز ورودی $-i_b$ و i_c برابر جریان DC (i_{dc}) و i_a برابر صفر است. دوره وظیفه این زیر بازه با d_{bc} نشان داده می‌شود.

حالت‌های سوئیچینگ مربوط به سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و ولتاژهای DC در هر زیربازه سوئیچینگ برای هر ۶ بازه عملکرد در جدول (۲-۲) آورده شده است. سوئیچ‌هایی که در این جدول برای هر زیربازه آورده نشده‌اند، در آن زیربازه خاموش می‌باشند.

برای بدست آوردن جریان‌های ورودی و ولتاژهای خروجی سینوسی، دوره‌های وظیفه هر زیربازه باید به صورت دقیق محاسبه شوند. روش محاسبه آنها در بخش‌های بعدی ارائه خواهد شد.

از آنجا که مبدل ماتریسی در بخش اینورتر، در هر زیربازه به صورت یک مبدل DC/AC متداول در نظر گرفته می‌شود، با رعایت موارد زیر، کموتاسیون سوئیچ‌ها کاملاً ایمن و به سادگی انجام می‌شود:

جدول (۲-۲): حالت‌های سوئیچینگ مربوط به سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و ولتاژهای DC در هر زیربازه

بازه	زیربازه ۱		زیربازه ۲	
	سوئیچ‌های روشن	v_{dc}	سوئیچ‌های روشن	v_{dc}
۱	$S_{apn}, S_{app}, S_{bnn}, S_{bnp}$	$V_a - V_b$	$S_{apn}, S_{app}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_a - V_c$
۲	$S_{bpn}, S_{bpp}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_b - V_c$	$S_{apn}, S_{app}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_a - V_c$
۳	$S_{bpn}, S_{bpp}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_b - V_c$	$S_{bpn}, S_{bpp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_b - V_a$
۴	$S_{cpn}, S_{cpp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_c - V_a$	$S_{bpn}, S_{bpp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_b - V_a$
۵	$S_{cpn}, S_{cpp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_c - V_a$	$S_{cpn}, S_{cpp}, S_{bnn}, S_{bnp}$	$V_c - V_b$
۶	$S_{apn}, S_{app}, S_{bnn}, S_{bnp}$	$V_a - V_b$	$S_{cpn}, S_{cpp}, S_{bnn}, S_{bnp}$	$V_c - V_b$

- کلیه سوئیچ‌های بخش اینورتر در یک زیربازه خاص به صورت همزمان، عمل کموتاسیون را انجام می‌دهند و این عمل درست مانند یک مبدل DC/AC متداول صورت می‌پذیرد. همچنین برای جلوگیری از ایجاد هرگونه مسیر اتصال کوتاه، مقداری زمان مرده^۱ بین پایان کموتاسیون یک سوئیچ و آغاز کموتاسیون سوئیچ بعدی در نظر گرفته می‌شود.
- با اعمال بردارهای ولتاژ صفر در ابتدا و انتهای هر زیربازه، سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و اینورتر در حالت جریان صفر، کموتاسیون خود را انجام می‌دهند.

کلیه این مراحل برای حالتی تشریح شد که ضریب توان ورودی برابر ۱ باشد. در غیر این

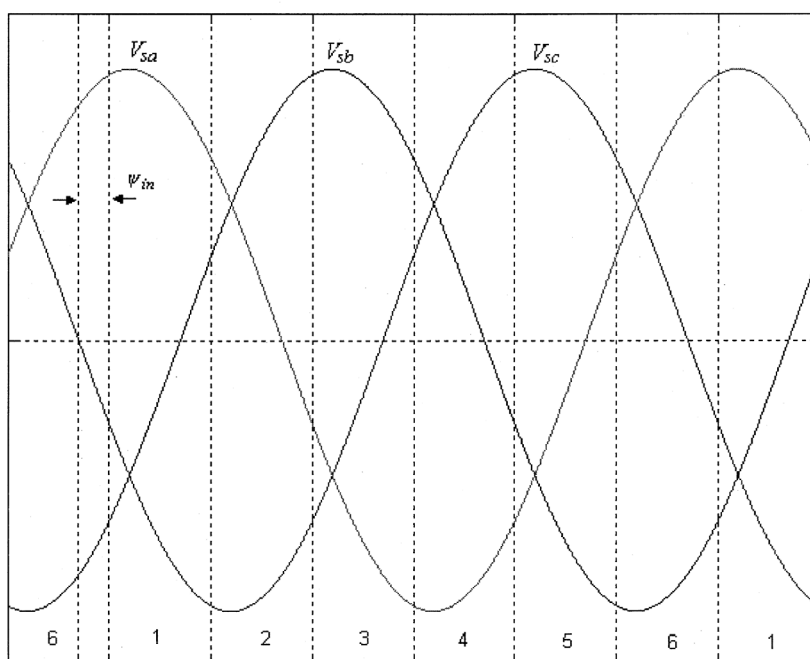
صورت و با شرط $\psi_{in} \in (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ روش کموتاسیون ذکر شده همچنان قابل استفاده است. در این

شرایط، ولتاژ باس DC همچنان می‌تواند مثبت باشد تا دیویدهای موازی-معکوس بخش اینورتر در حالت بایاس مستقیم قرار نگیرند. شکل (۲-۲۸)، وضعیت ولتاژهای ورودی و ۶ بازه عملکرد را وقتی

است. به عنوان مثال در بازه ۲، V_c همچنان دارای بیشترین قدرمطلق دامنه است و ولتاژهای

^۱ Dead time

اگر $V_b - V_c$ و $V_a - V_c$ مثبت هستند. در نتیجه روش سوئیچینگ گفته شده در اینجا نیز اعتبار دارد. اگر $\psi_{in} \notin (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ روش گفته شده قابل استفاده نیست و ولتاژ باس DC ممکن است منفی شود که باعث قرار گرفتن دیویدهای سوئیچ‌های بخش اینورتر در حالت بایاس مستقیم شده و مشکلاتی را برای مبدل به وجود می‌آورند. برای تضمین داشتن ورودی و خروجی سینوسی، باید ملاحظات ویژه‌ای در نظر گرفت تا ولتاژ باس DC مثبت بدست آید. ثابت می‌شود که ساختارهایی با قابلیت عملکرد در ۴ ناحیه صفحه V-I کماکان می‌توانند ورودی و خروجی با کیفیت بالا فراهم کنند. اما ساختارهایی که قابلیت انتقال توان در دو جهت را دارا نیستند، هارمونیک‌هایی نزدیک به فرکانس مورد نظر در سیستم ایجاد می‌کنند. از آنجا که خصوصیت اصلی مبدل ماتریسی فراهم کردن ضریب توان نزدیک ۱ است، حالت‌هایی که $\psi_{in} \notin (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ مورد بحث قرار نخواهند گرفت [۴۶-۴۸].



شکل (۲-۲۸): ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان غیر واحد [۴۸]

۲-۶-۲-۴) روش سوئیچینگ SVPWM

در این بخش، روش سوئیچینگ SVPWM به تفصیل بیان شده و نحوه محاسبه دوره‌های وظیفه سوئیچ‌های مبدل ارائه می‌شود. برای این کار، روش کنترل بخش‌های یکسوکننده و اینورتر به صورت مجزا توضیح داده می‌شود.

۲-۶-۲-۴-۱) روش PWM برای بخش یکسوکننده

اگر ولتاژهای سه‌فاز ورودی متعادل باشند، دو حالت ممکن برای ولتاژهای فاز ورودی وجود دارد:

۱) دو ولتاژ مثبت هستند و یکی منفی است. اگر فرض شود که ولتاژهای A و B مثبت بوده و ولتاژ C منفی باشد، رابطه زیر میان این سه ولتاژ برقرار است:

$$|V_c| = |V_a| + |V_b|$$

در این صورت باید سوئیچ‌های S_{cnp} و S_{cmn} روشن بوده و سوئیچ‌های S_{app} ، S_{apn} ، S_{bpb} و S_{bpn} به شیوه‌ای که قبلاً تشریح شد تحت مدولاسیون قرار گیرند. سایر سوئیچ‌ها باید خاموش باشند. وقتی S_{app} و S_{apn} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $v_a - v_c$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیربازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{ac} = -\frac{\cos \theta_{av}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۵۵-۲)$$

و وقتی S_{bpb} و S_{bpn} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $v_b - v_c$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیربازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{bc} = -\frac{\cos \theta_{bv}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۵۶-۲)$$

مقدار متوسط ولتاژ DC در این زیربازه سوئیچینگ برابر است با:

$$v_{dc(ave)} = d_{ac}(v_a - v_c) + d_{bc}(v_b - v_c) \quad (57-2)$$

با جایگزینی (51-2)، (55-2) و (56-2) در (57-2) به رابطه زیر می‌رسیم:

$$v_{dc(ave)} = \frac{3V_{im}}{2|\cos\theta_{cv}|}$$

(2) دو ولتاژ منفی هستند و یکی مثبت است. اگر فرض شود که ولتاژهای A و B منفی بوده و ولتاژ C مثبت باشد، رابطه زیر میان این سه ولتاژ برقرار است:

$$|V_c| = |V_a| + |V_b|$$

در این صورت باید سوئیچ‌های S_{cpn} و S_{cpp} روشن بوده و سوئیچ‌های S_{ann} ، S_{anp} ، S_{bnp} و S_{bnn} به شیوه‌ای که قبلاً تشریح شد تحت مدولاسیون قرار گیرند. سایر سوئیچ‌ها باید خاموش باشند. وقتی S_{ann} و S_{anp} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $v_c - v_a$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیربازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{ac} = -\frac{\cos\theta_{av}}{\cos\theta_{cv}} \quad (58-2)$$

و وقتی S_{bnp} و S_{bnn} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $v_c - v_b$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیربازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{bc} = -\frac{\cos\theta_{bv}}{\cos\theta_{cv}} \quad (59-2)$$

مقدار متوسط ولتاژ DC در این زیربازه سوئیچینگ برابر است با:

$$v_{dc(ave)} = d_{ac}(v_c - v_a) + d_{bc}(v_c - v_b) \quad (60-2)$$

با جایگزینی (51-2)، (58-2) و (59-2) در (60-2) به رابطه زیر می‌رسیم:

$$v_{dc(ave)} = \frac{3V_{im}}{2|\cos\theta_{cv}|}$$

با بهره‌گیری از این روش، می‌توان دوره‌های وظیفه و حالت‌های سوئیچینگ را برای سایر

بازه‌های عملکرد بدست آورد. متوسط ولتاژ باس DC در زیربازه‌های سوئیچینگ برابر است با:

$$V_{dc(ave)} = \frac{3V_{in}}{2|\cos\theta_{in}|} \quad (61-2)$$

$$|\cos\theta_{in}| = \max(|\cos\theta_{av}|, |\cos\theta_{bv}|, |\cos\theta_{cv}|)$$

دوره‌های وظیفه زیربازه‌های ۱ و ۲ (d_1 و d_2) و وضعیت سوئیچ‌ها در هر بازه سوئیچینگ در

جدول (۳-۲) آورده شده است. در این جدول نیز سوئیچ‌های ذکر نشده در هر زیربازه خاموش

می‌باشند [۶۱].

۲-۶-۲-۴ روش PWM برای بخش اینورتر

در فضای برداری، بردار فضایی ولتاژ مرجع خروجی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\bar{V}_o = V_u + V_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_w e^{-j\frac{2\pi}{3}} = k \left(\frac{3V_{om}}{2} \right) \angle \theta_o \quad (62-2)$$

که k نسبت تبدیل ولتاژ ($0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$) و $\theta_o = \theta_{ou}$ زاویه بردار مرجع خروجی است

($\theta_o \in [0, 2\pi]$).

جدول (۳-۲): دوره‌های وظیفه و وضعیت سوئیچ‌های بخش یکسوکننده در هر بازه سوئیچینگ

θ_{av}	$-\frac{\pi}{6} \sim \frac{\pi}{6}$		$\frac{\pi}{6} \sim \frac{\pi}{2}$		$\frac{\pi}{2} \sim \frac{5\pi}{6}$		$\frac{5\pi}{6} \sim \frac{7\pi}{6}$		$\frac{7\pi}{6} \sim \frac{3\pi}{2}$		$\frac{3\pi}{2} \sim -\frac{\pi}{6}$	
دوره وظیفه	d_1	d_2	d_1	d_2	d_1	d_2	d_1	d_2	d_1	d_2	d_1	d_2
مقدار	d_{ca}	d_{ba}	d_{bc}	d_{ac}	d_{ab}	d_{cb}	d_{ca}	d_{ba}	d_{bc}	d_{ac}	d_{ab}	d_{cb}
سوئیچ‌های روشن	S_{apn}, S_{app}		S_{cnn}, S_{cnp}		S_{bpn}, S_{bnp}		S_{ann}, S_{anp}		S_{cpn}, S_{cpp}		S_{bnn}, S_{bnp}	
سوئیچ‌های تحت کموتاسیون	S_{cnn}, S_{cnp}		S_{bpn}, S_{bnp}		S_{ann}, S_{anp}		S_{cpn}, S_{cpp}		S_{bnn}, S_{bnp}		S_{apn}, S_{app}	
	S_{bnn}, S_{bnp}		S_{apn}, S_{app}		S_{cnn}, S_{cnp}		S_{bpn}, S_{bnp}		S_{ann}, S_{anp}		S_{cpn}, S_{cpp}	

با توجه به وضعیت سوئیچ‌های بخش اینورتر، حالت‌های بردار فضایی ولتاژ مرجع خروجی مانند مبدل ماتریسی 3×3 در صفحه مختلط یک ۶ ضلعی تشکیل می‌دهد که در شکل (۲-۲۹) نشان داده شده است. همان طور که در شکل مشخص است، زاویه θ_o برابر با زاویه بین بردار مرجع و بردار حالت قبلی و در جهت مثبت مثلثاتی است و در هر سکتور، مقدار آن بین صفر و 60° درجه تغییر می‌کند [۴۶-۴۸،۶۱].

ضرایب d_1 و d_2 توسط روابط زیر محاسبه می‌شوند:

$$d_1 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin(60 - \theta_o) \quad (۶۳-۲)$$

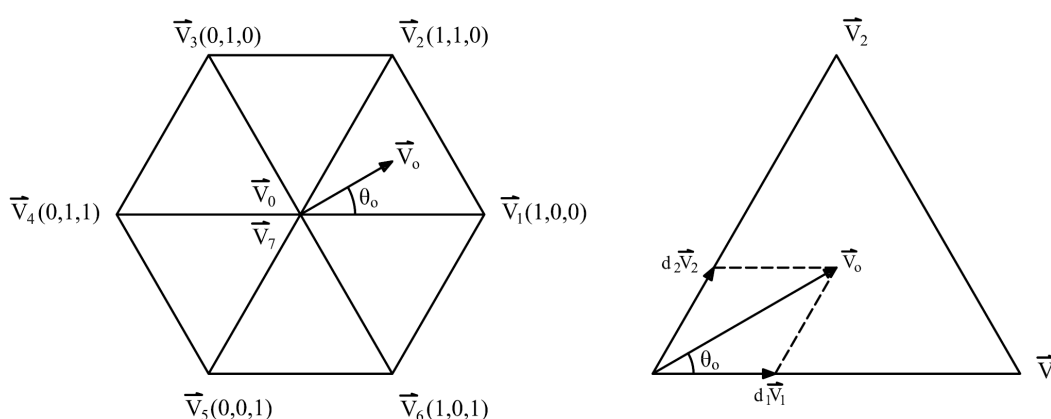
$$d_2 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin \theta_o \quad (۶۴-۲)$$

سهم زمانی بردارهای $d_1 \bar{V}_1$ و $d_2 \bar{V}_2$ با t_{10} و t_{20} نشان داده شده و به صورت زیر تعریف

می‌شوند:

$$t_{10} = d_1 T_s = \frac{2kT_s}{\sqrt{3}} \sin(60 - \theta_o) \quad (۶۵-۲)$$

$$t_{20} = d_2 T_s = \frac{2kT_s}{\sqrt{3}} \sin \theta_o \quad (۶۶-۲)$$



شکل (۲-۲۹): بردار ولتاژ مرجع خروجی در صفحه مختلط و سهم زمانی هر بردار

با توجه به رابطه (۶۱-۲)، سهم زمانی بردارهای \bar{V}_1 ، \bar{V}_2 و \bar{V}_0 به صورت زیر تعریف

می‌شوند:

$$t_1 = t_{10} \cos \theta_{in} \quad (۶۷-۲)$$

$$t_2 = t_{20} \cos \theta_{in} \quad (۶۸-۲)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (۶۹-۲)$$

نحوه سوئیچینگ سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و اینورتر و سهم زمانی هر زیربازه در شکل

(۳۰-۲) نشان داده شده است. قسمت بالایی شکل مربوط به بخش یکسوکننده و قسمت پایینی شکل

مربوط به بخش اینورتر می‌باشد. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، در ابتدا و انتهای هر زیربازه

از بردارهای صفر استفاده شده است و جریان DC در هنگام کموتاسیون سوئیچ‌ها صفر است در نتیجه

کموتاسیون سوئیچ‌ها در حالت ولتاژ صفر و به صورت ایمن صورت می‌گیرد. این امر باعث می‌شود که

روش کموتاسیون به راحتی انجام شده و مشکلات کموتاسیون مبدل‌های ماتریسی متداول در اینجا

وجود نداشته باشد. همچنین تلفات سوئیچینگ به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد [۴۸،۶۱].

از آنجا که i_{dc} برای بردارهای \bar{V}_1 ، \bar{V}_2 و \bar{V}_0 به ترتیب برابر i_u ، i_w و صفر می‌باشد، مقدار

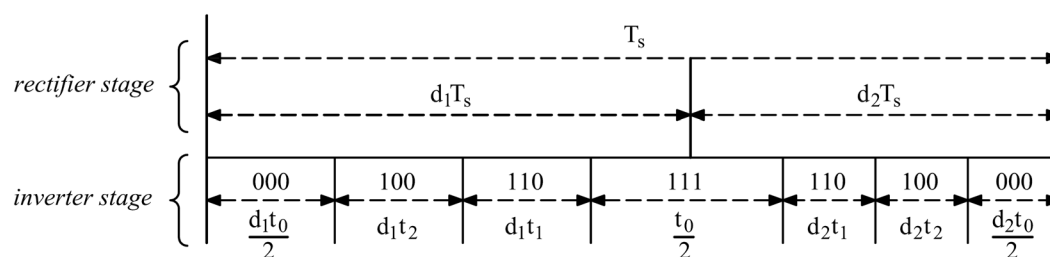
متوسط جریان DC در این بازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} i_{dc(ave)} &= \frac{t_1 i_u - t_2 i_w}{T_s} \\ &= \frac{2k}{\sqrt{3}} I_{om} \cos \theta_{in} [\sin(60 - \theta_o) \cos \theta_{oi} - \sin \theta_o \cos(\theta_{oi} + \frac{2\pi}{3})] \\ &= k I_{om} \cos \theta_{in} \cos(\theta_o - \theta_{oi}) = k I_{om} \cos \theta_{in} \cos \psi_{out} \end{aligned} \quad (۷۰-۲)$$

بردار ولتاژ DC نیز با توجه به رابطه (۵۷-۲) و (۶۰-۲) برابر است با:

$$\bar{v}_{dc(ave)} = k d_1 V_{ab} \cos \theta_a \angle \theta_o + k d_2 V_{ac} \cos \theta_a \angle \theta_o = \frac{3}{2} k V_{im} \angle \theta_o \quad (۷۱-۲)$$

ویژگی‌های اساسی و قابل توجه این روش نسبت به روش‌های دیگر در زیر آورده شده‌اند:



شکل (۲-۳۰): نحوه سوئیچینگ سوئیچ‌های بخش یکسوکننده و اینورتر

- جریان‌های ورودی به صورت سینوسی و با کیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم بوده و فقط دارای هارمونیک‌هایی با فرکانس‌های بالا و دور از فرکانس اصلی هستند که با قرار دادن یک فیلتر کوچک در ورودی به سادگی قابل حذف شدن هستند.
- ضریب توان در ورودی بسیار نزدیک به ۱ بوده و قابل تنظیم به صورت دلخواه می‌باشد.
- حداکثر دامنه جریان ورودی برابر $kI_{om} \cos \psi_{out}$ است.
- ولتاژهای خروجی به صورت سینوسی و با کیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم بوده و فقط دارای هارمونیک‌هایی با فرکانس‌های بالا هستند. حداکثر دامنه ولتاژ خروجی برابر $\frac{3}{2} kV_{im}$ بوده و حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ برابر $\frac{\sqrt{3}}{2}$ می‌باشد ($0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$) که برابر با حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ در مبدل‌های ماتریسی متداول است.
- کموتاسیون کلید سوئیچ‌های بخش اینورتر در لحظه‌های جریان صفر صورت می‌گیرد در نتیجه مشکلات کموتاسیون مبدل‌های ماتریسی متداول وجود ندارد [۴۸].

۷-۲) طراحی فیلتر ورودی مبدل‌های ماتریسی

کلید مبدل‌های ماتریسی به علت به کارگیری انواع روش‌های سوئیچینگ، هارمونیک‌هایی در جریان ورودی ایجاد می‌کنند که عموماً دارای فرکانس بالا هستند. با قرار دادن یک فیلتر در ورودی

این مبدل‌ها می‌توان به حذف این هارمونیک‌ها اقدام کرد. در این بخش به تشریح روش طراحی فیلتر ورودی در مبدل‌های ماتریسی 3×3 و دو پل خواهیم پرداخت.

۲-۷-۱) روش طراحی فیلتر ورودی برای مبدل ماتریسی 3×3

در بخش‌های قبلی گفته شد که ماتریس مدولاسیون مبدل ماتریسی را می‌توان طوری طراحی کرد که ضریب توان در ورودی برابر با ۱ گردد. فیلتر ورودی به علت دارا بودن خازن، اختلاف فازی میان ولتاژ و جریان ورودی ایجاد می‌کند. بنابراین ضروری است که مبدل ماتریسی قادر به جبران این اختلاف فاز باشد. از آنجا که خازن نقش اساسی در به وجود آوردن این اختلاف فاز دارد، مبدل دارای جریان ورودی پس‌فاز است. مقدار پس‌فاز بودن جریان ورودی بستگی به دامنه جریان بار دارد که خود بر دامنه جریان ورودی تأثیر می‌گذارد. بنابراین طراحی فیلتر ورودی باید به گونه‌ای انجام شود که زاویه اختلاف فاز ایجاد شده توسط آن حداقل گردد [۲۶، ۶۲].

برای عملکرد صحیح مبدل ماتریسی فرض می‌شود که حداکثر زاویه اختلاف فاز ولتاژ و

جریان ورودی برابر $\frac{\pi}{6}$ باشد. از آنجا که حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ در اختلاف فاز ورودی صفر حاصل

می‌شود، زاویه اختلاف فاز ورودی فیلتر باید کمتر از $\frac{\pi}{6}$ انتخاب شود ($\psi_{in} < \frac{\pi}{6}$).

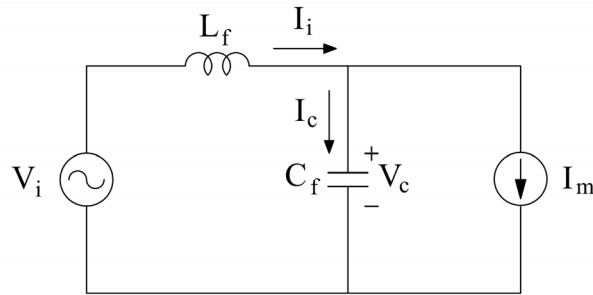
شکل (۲-۳۱) مبدل ماتریسی به همراه فیلتر را به صورت تکفاز نشان می‌دهد که مبدل به

صورت یک منبع جریان در نظر گرفته شده است [۲۶].

با در نظر گرفتن $\omega_i = 2\pi f_i$ به عنوان فرکانس زاویه‌ای ورودی، ولتاژ خازن برابر است با:

$$\begin{aligned} \bar{V}_c &= \bar{V}_i - jL_f \omega_i \bar{I}_i \\ &= \sqrt{|\bar{V}_i|^2 + |L_f \omega_i \bar{I}_i|^2} e^{-j \tan^{-1} \frac{L_f \omega_i |\bar{I}_i|}{|\bar{V}_i|}} \end{aligned} \quad (۲-۷۲)$$

همچنین، رابطه بین جریان ورودی I_i و جریان مبدل I_m به صورت زیر است:



شکل (۲-۳۱): مدار معادل مبدل ماتریسی ۳×۳ و فیلتر ورودی

$$\bar{I}_m = \sqrt{|\bar{I}_i \cdot (1 - \omega_i^2 L_f C_f)|^2 + |\omega_i C_f \bar{V}_i|^2} \cdot e^{-j \tan^{-1} \frac{\omega_i C_f |\bar{V}_i|}{(1 - \omega_i^2 L_f C_f) |\bar{I}_i|}} \quad (۲-۷۳)$$

اختلاف فاز ورودی مبدل ماتریسی بنا به روابط (۲-۷۲) و (۲-۷۳) برابر است با:

$$-\tan^{-1} \left(\frac{L_f \omega_i |\bar{I}_i|}{|\bar{V}_i|} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{C_f \omega_i |\bar{V}_i|}{(1 - \omega_i^2 L_f C_f) |\bar{I}_i|} \right) < \frac{\pi}{6} \quad (۲-۷۴)$$

از رابطه (۲-۷۴) حداکثر مقدار مجاز خازن فیلتر ورودی بدست می‌آید که $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$

فرکانس قطع فیلتر می‌باشد:

$$C_f < \frac{\tan \left[\frac{\pi}{6} + \tan^{-1} \left(\frac{L_f \omega_i |\bar{I}_i|}{|\bar{V}_i|} \right) \right]}{\omega_i |\bar{V}_i|} \left[1 - \left(\frac{\omega_i}{\omega_c} \right)^2 \right] |\bar{I}_i| \quad (۲-۷۵)$$

اندوکتانس فیلتر L_f اختلاف فازی بین ولتاژ و جریان ورودی ایجاد می‌کند که با توجه به

رابطه (۲-۷۴) معمولاً می‌توان از آن صرف نظر کرد. همچنین از آنجا که فرکانس قطع فیلتر بسیار

بیشتر از فرکانس ورودی انتخاب می‌شود، رابطه (۲-۷۷) برقرار است:

$$\tan^{-1} \left(\frac{L_f \omega_i |\bar{I}_i|}{|\bar{V}_i|} \right) \ll \frac{\pi}{6} \quad (۲-۷۶)$$

$$\left(\frac{\omega_i}{\omega_c} \right)^2 \ll 1 \quad (۲-۷۷)$$

با توجه به دو رابطه اخیر و تعریف توان خروجی به صورت $P_{out} = 3v_{iref}i_{iref}$ ، حداکثر مقدار مجاز خازن از رابطه (۷۵-۲) بدست می‌آید:

$$C_f < \frac{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}{\omega_i |\bar{V}_i|} |\bar{I}_i| \Rightarrow C_f < \frac{\tan\left(\frac{\pi}{6}\right)}{3\omega_i |\bar{V}_{rms}|^2} P_{out} \quad (78-2)$$

برای حداقل کردن اثر تشدید فیلتر ورودی، فرکانس تشدید حداقل ۱۰ برابر فرکانس ورودی انتخاب می‌شود. این فرکانس همچنین باید ۱۰ برابر کمتر از فرکانس سوئیچینگ باشد. بنابراین رابطه زیر بدست می‌آید:

$$10f_i < f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} < \frac{f_s}{10} \quad (79-2)$$

از رابطه (۷۹-۲) حدود مجاز مقدار اندوکتانس فیلتر بدست می‌آید.

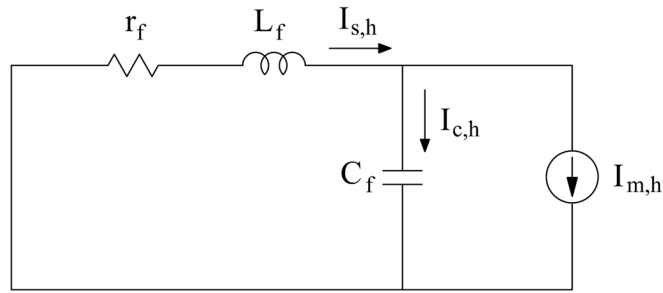
۲-۷-۲ روش طراحی فیلتر ورودی برای مبدل ماتریسی دو پل

مدار معادل تک‌فاز مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام در شکل (۳۲-۲) نشان داده شده است. در این شکل، مبدل ماتریسی به صورت یک منبع جریان در نظر گرفته شده است [۶۰].

اندیس h بیانگر هارمونیک h ام جریان و ولتاژ ورودی می‌باشد. رابطه بین جریان ورودی و جریان مبدل ماتریسی به صورت تابع انتقال زیر است:

$$G(s) = \frac{i_{s,h}}{i_{m,h}} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{r_f}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (80-2)$$

دامنه این تابع انتقال برابر است با:



شکل (۳۲-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام

$$|G(f)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_r}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi \frac{f}{f_r}\right]^2}} \quad (۸۱-۲)$$

$$\xi = \frac{r_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$$

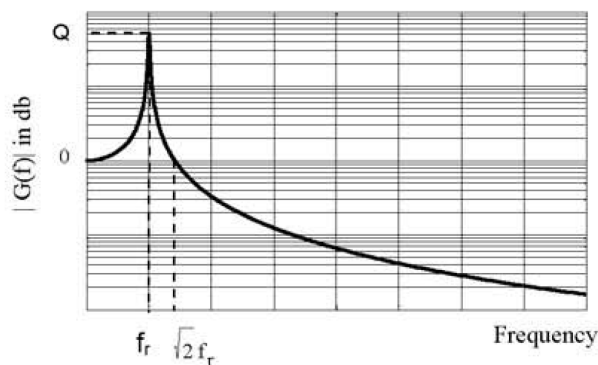
بسیار کوچکتر از ۱

است؛ در نتیجه برای ضریب کیفیت فیلتر به رابطه زیر می‌رسیم:

$$Q = \frac{1}{r_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (۸۲-۲)$$

نمودار دامنه این تابع انتقال (ضریب افزایش فرکانس) $|G(f)|$ بر حسب فرکانس ورودی در

شکل (۳۳-۲) نشان داده شده است.



شکل (۳۳-۲): نمودار ضریب افزایش فرکانس بر حسب فرکانس ورودی [۶۰]

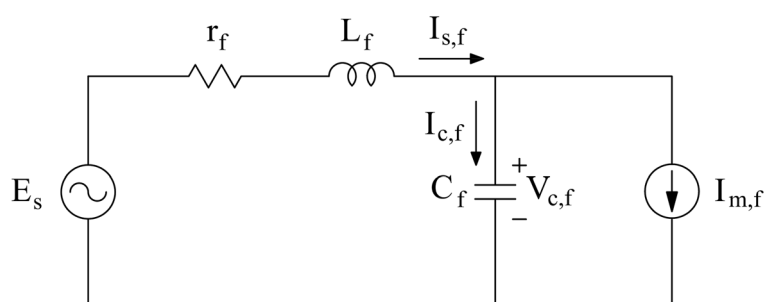
از این نمودار می‌توان نتیجه گرفت که هارمونیک‌هایی با فرکانس کمتر از $\sqrt{2}f_r$ در جریان مبدل، بدون کاهش دامنه از فیلتر ورودی عبور می‌کنند. بدترین وضعیت وقتی است که جریان مبدل حاوی هارمونیک‌هایی با فرکانس نزدیک به فرکانس تشدید باشد. با انتخاب فرکانس تشدید بین فرکانس ورودی و فرکانس سوئیچینگ بر اساس رابطه (۷۹-۲) می‌توان از این امر جلوگیری کرد. همچنین برای کاهش مشکلات ناشی از پدیده تشدید مانند نوسانات جریان ورودی، ضریب کیفیت فیلتر باید کوچک انتخاب شود. این کار با افزایش یک مقاومت میراکننده به فیلتر امکان‌پذیر می‌شود که منجر به افزایش مقدار ضریب کیفیت (رابطه (۸۲-۲)) خواهد شد. برای کاهش مقدار ضریب کیفیت می‌توان مقدار اندوکتانس فیلتر را افزایش و مقدار خازن را کاهش داد که نتیجه این کار، تغییر فرکانس تشدید است. از طرف دیگر، افزایش مقدار خازن باعث کاهش اعوجاج ولتاژ خازن می‌شود. حداکثر مقدار خازن به ضریب توان ورودی و حجم فیلتر بستگی دارد [۶۰].

مدار معادل تک‌فاز مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی در شکل

(۳۴-۲) نشان داده شده است. اندیس f بیانگر فرکانس اصلی جریان و ولتاژ ورودی می‌باشد.

روابط زیر میان ولتاژها و جریان‌های مدار برقرار است:

$$\begin{aligned} E_s &= (r_f + jX_l)i_{s,f} + V_{c,f} \\ V_{c,f} &= jX_c(-i_{s,f} + i_{m,f}) \end{aligned} \quad (۸۳-۲)$$



شکل (۳۴-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی

زاویه اختلاف فاز میان ولتاژ و جریان ورودی θ برابر است با:

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{|V_{m,f}|}{X_c |I_{m,f}|} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{\frac{r}{X_c} |V_{m,f}| + X_l |I_{m,f}|}{|V_{m,f}| \left(1 - \frac{X_l}{X_c} \right) + r |I_{m,f}|} \right] \quad (۸۴-۲)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، θ به دامنه جریان ورودی مبدل وابسته است. برای بررسی

تغییر نقطه کار مدار بر θ ، رابطه (۸۴-۲) بر حسب نسبت تبدیل ولتاژ q بازنویسی می‌شود:

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{Z_o}{X_c q^2 \cos \varphi_o} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{X_l q^2 \cos \varphi_o}{Z_o \left(1 - \frac{1}{\omega_r^2} \right)} \right] \quad (۸۵-۲)$$

Z_o و $\cos \varphi_o$ به ترتیب اندازه امپدانس بار و ضریب توان خروجی هستند. از این رابطه

مشخص است که θ به نسبت تبدیل ولتاژ بستگی زیادی دارد. در عمل، کاهش q ، مقدار θ را

افزایش داده و ضریب جابجایی ورودی را کاهش می‌دهد. با انتخاب مناسب X_l و X_c می‌توان جریان

ورودی را وقتی $q = \frac{\sqrt{3}}{2}$ با ولتاژ ورودی هم‌فاز نمود. با قرار دادن $\theta = 0$ در رابطه (۸۵-۲) و تعریف

کمیت توان خروجی P_{out} داریم:

$$L_f = \frac{3|E_s|^2}{2\omega_r P_{out}} \quad (۸۶-۲)$$

$$C_f = \frac{2P_{out}}{3\omega_r |E_s|^2} \quad (۸۷-۲)$$

با توجه به این دو رابطه، مقدار بزرگ اندوکتانس برای زمانی که توان خروجی کم است و

مقدار کوچک خازن برای زمانی که توان خروجی زیاد است انتخاب می‌شود.

اعوجاج ولتاژ خازن به دلیل هارمونیک‌هایی است که در ورودی مبدل ماتریسی تولید شده و

از خازن عبور می‌کنند. از آنجا که در باس DC مبدل، هیچ عنصر ذخیره‌کننده انرژی وجود ندارد،

اعوجاج ایجاد شده در ولتاژ خازن به صورت مستقیم در ولتاژ خروجی مبدل ظاهر شده و از کیفیت آن می‌کاهد. از طرف دیگر، مقدار RMS ریپل ولتاژ خازن ناشی از هارمونیک k ام جریان خازن $I_{h,k}$ برابر است با:

$$V_{h,k} = \frac{1}{2\pi f_i C_f k} \frac{I_{h,k}}{\sqrt{2}} \quad (۸۸-۲)$$

با توجه به رابطه بالا و اینکه کلیه هارمونیک‌های جریان ورودی توسط خازن جذب می‌شوند، مقدار RMS ریپل ولتاژ خازن برابر است با:

$$V_h = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (V_{h,k})^2} = \frac{1}{2\pi f_i C_f \sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{h,k}}{k}\right)^2} \quad (۸۹-۲)$$

از این رابطه پیداست که با افزایش مقدار خازن، مقدار ریپل ولتاژ خازن کاهش می‌یابد. برای طراحی فیلتر ورودی، مقدار خازن برای حداقل کردن ریپل ولتاژ آن و مقدار اندوکتانس برای تعیین فرکانس ورودی استفاده خواهند شد. هدف، بدست آوردن مقدار بهینه ضریب جابجایی ورودی^۱ و THD قابل قبول ولتاژ خازن و جریان ورودی است. برای رسیدن به این هدف، مراحل زیر باید طی شوند:

(۱) ابتدا باید طیف فرکانسی جریان ورودی را با استفاده از شبیه‌سازی و اعمال روش

SVPWM بدست آورد. با انتخاب مناسب فرکانس تشدید فیلتر، باید از وقوع پدیده

تشدید در فرکانس‌های عمده جریان ورودی از قبیل فرکانس پنجم جلوگیری شود. به

عنوان مثال، فرکانس تشدید ۱۵ برابر فرکانس اصلی در نظر گرفته می‌شود.

(۲) برای حداقل کردن ریپل ولتاژ خازن، مقدار اندوکتانس و خازن فیلتر محاسبه می‌شوند.

کمیت THD_{V_c} به عنوان THD ولتاژ خازن تعریف می‌شود. با استفاده از روابط (۸۸-۲)

^۱ Input Displacement Factor (IDF)

و (۸۹-۲) و در نظر گرفتن هارمونیک‌های غالب جریان ورودی تا بعد از فرکانس سوئیچینگ (F_d)، رابطه زیر برای مقدار خازن فیلتر بدست می‌آید:

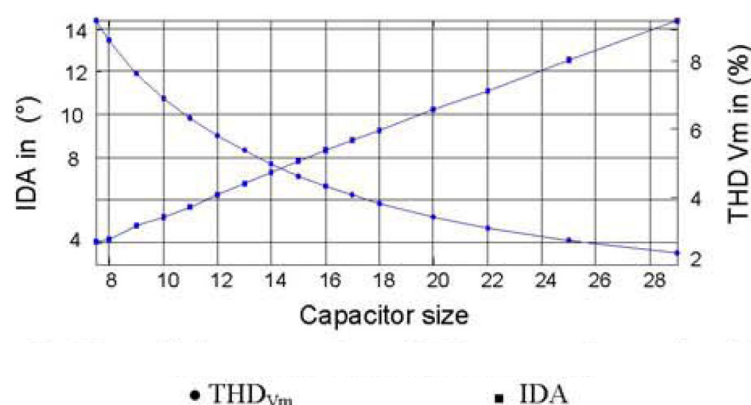
$$C_f = V_h \frac{1}{2\pi f_i \sqrt{2} |V_{c,f}| THD_{V_c}} \sqrt{\sum_{k \in F_d} \left(\frac{I_{h,k}}{k}\right)^2} \quad (۹۰-۲)$$

از رابطه $f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}}$ و معلوم بودن f_r و C_f و انتخاب مقدار مناسب برای

THD_{V_c} (به عنوان مثال ۰.۲)، مقدار اندوکتانس فیلتر L_f بدست می‌آید. باید توجه شود که با این روش، حد بالایی برای خازن (C_{max}) و حد پایینی برای اندوکتانس (L_{min}) بدست می‌آیند.

(۳) برای داشتن ضریب جابجایی ۱ در ورودی و با حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ، از روابط (۸۶-۲) و (۸۷-۲) استفاده می‌شود که به ترتیب حد بالایی برای اندوکتانس (L_{max}) و حد پایینی برای خازن (C_{min}) بدست می‌دهند.

(۴) مقادیر محاسبه شده در مرحله ۲، برای THD_{V_c} مقدار قابل قبولی بدست داده اما ضریب جابجایی ورودی از ۱ دور است. همچنین با استفاده از مقادیر محاسبه شده در مرحله ۳، ضریب جابجایی ورودی بسیار نزدیک به ۱ بوده اما برای THD_{V_c} مقدار زیادی بدست می‌آید. بنابراین باید مصالحه‌ای میان ضریب جابجایی ورودی و THD_{V_c} برقرار کرد تا مقدار بهینه هر دو بدست آید. یک روش کار به این صورت است که مقادیر مختلف هر دو کمیت برای بازه‌های $[L_{min}, L_{max}]$ و $[C_{min}, C_{max}]$ به مدار اعمال شده و نمودار ضریب جابجایی ورودی و THD_{V_c} را بر حسب مقدار خازن در یک نمودار رسم کرد. مقیاس این نمودار در هر سمت آن به کمیت مربوطه بستگی دارد و برای رسم هر دو نمودار به صورت همزمان، مقیاس‌ها با توجه به کمیت مربوطه محدود شده است. یک نمونه از این نمودار در شکل (۳۵-۲) به نمایش درآمده است [۶۰]. نقطه تقاطع این دو نمودار، مقدار



شکل (۲-۳۵): نمودار نمونه ضریب جابجایی ورودی (IDF) و THD_{Vc} بر حسب مقدار خازن [۶۰]

بهینه خازن را بدست می‌دهد و می‌توان مقدار بهینه اندوکتانس را بر اساس آن محاسبه کرد.

۲-۸ خلاصه

در این فصل ابتدا انواع سوئیچ‌های دوطرفه به کاررفته در مبدل‌های ماتریسی و نحوه سوئیچینگ نرم معرفی شدند. سپس انواع ساختارهای ممکن برای مبدل ماتریسی دو پل معرفی شده و ویژگی‌های هرکدام تشریح شد. در ادامه انواع روش‌های کنترل و سوئیچینگ مبدل‌های ماتریسی 3×3 و دو پل بررسی شدند. در روش مستقیم برای مبدل ماتریسی 3×3 ، نسبت تبدیل ولتاژ به $\frac{1}{2}$ محدود است اما با یک تغییر اندک در آن، می‌توان این نسبت را به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ افزایش داد. در روش SVPWM، ولتاژهای خروجی و جریان‌های ورودی به صورت بردارهای چرخان در صفحه مختلط در نظر گرفته شده و بر اساس آنها نحوه سوئیچینگ در هر دو نوع مبدل تعیین می‌شود. در پایان فصل، دو روش طراحی فیلتر ورودی برای هر دو نوع مبدل به تفکیک معرفی و تشریح شد.

فصل سوم

تحلیل و مدل سازی UPFC در سیستم قدرت

۱-۳ مقدمه

این فصل به تحلیل و چگونگی عملکرد کنترل‌کننده یکپارچه توان اختصاص دارد. در ابتدا مختصری درباره ادوات FACTS، توانایی‌ها و مزایای استفاده از آنها در سیستم قدرت توضیح داده می‌شود. سپس به تحلیل عملکرد UPFC در حالت پایدار در سیستم قدرت پرداخته شده و روش‌های کنترل آن برای کنترل عبور توان اکتیو و راکتیو در خط انتقال متصل به آن به اختصار معرفی می‌شوند. در انتها مدل‌های پیشنهادی برای این کنترل‌کننده با مبدل ماتریسی دو پل و روش کنترل آنها ارائه خواهد شد.

۲-۳ مروری بر ادوات FACTS

در حالت کلی ادوات FACTS مدارات سوئیچینگ هستند که با استفاده از ماهیت غیرخطی روش‌های سوئیچینگ و بدون نیاز به عناصر ذخیره‌کننده بزرگ انرژی می‌توانند مقادیر مورد نیاز توان راکتیو را به شکل سری یا موازی به خط انتقال تزریق کرده و یا از آن جذب نمایند و همچنین با جبران‌سازی امپدانس سری خط و یا جبران افت ولتاژ در طول خط، ظرفیت خط انتقال را تا حد حرارتی بالا ببرند [۱،۲]. به طور معمول، ظرفیت خطوط انتقال به علت محدودیت‌های پایداری و

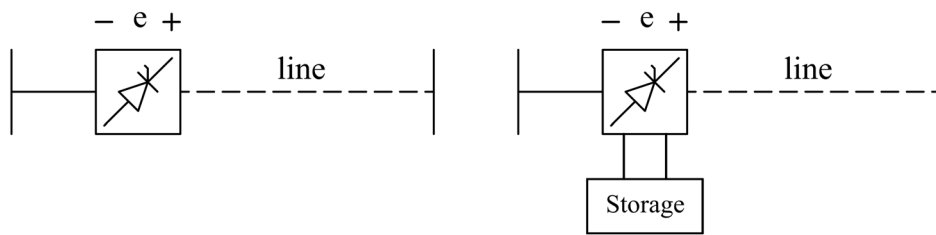
دامنه ولتاژ در نقاط مختلف آن، محدود می‌شود. برای خطوط انتقال با طول متوسط، معمولاً مسئله افت ولتاژ به دلیل اتصال ناگهانی بارهای بزرگ و یا اتصال کوتاه، توان قابل انتقال توسط خط را محدود می‌کند و در خطوط بلند، این محدودیت به دلیل مسائل پایداری به وجود می‌آید. اما در خطوط کوتاه ممکن است حد حرارتی مجاز، تنها عامل محدودیت انتقال توان باشد. با توجه به مطالب گفته شده، ادوات FACTS در خطوط با طول متوسط برای جبران افت ولتاژ و در خطوط بلند برای بلند افزایش حاشیه پایداری مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱].

در حالت کلی کنترل‌کننده‌های FACTS بر اساس نوع عملکرد به چهار گروه تقسیم می‌شوند

[۱]:

- کنترل‌کننده‌های سری
- کنترل‌کننده‌های موازی
- کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - سری
- کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - موازی

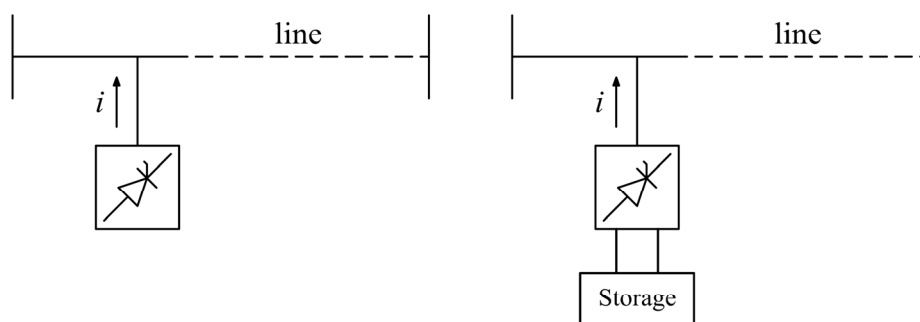
کنترل‌کننده‌های سری شامل یک امپدانس متغیر مانند خازن یا سلف و یا منبع فرکانس اصلی سیستم قدرت، زیر سنکرون یا هارمونیک ساخته شده توسط ادوات الکترونیک قدرت و یا ترکیبی از آنها می‌باشند. تمامی این کنترل‌کننده‌ها یک ولتاژ سری به خط تزریق می‌کنند. تا زمانی که اختلاف زاویه فاز ولتاژ تزریق شده با جریان خط ۹۰ درجه باشد (ولتاژ عمود بر جریان باشد)، کنترل‌کننده سری تولیدکننده یا مصرف‌کننده توان راکتیو است. هر اختلاف زاویه دیگری به معنی کنترل توان اکتیو نیز می‌باشد. شکل (۳-۱) این نوع کنترل‌کننده‌ها را نشان می‌دهد که می‌توانند شامل عناصر ذخیره‌کننده انرژی (کوچک) نیز باشند.



شکل (۳-۱): انواع کنترل‌کننده‌های سری

کنترل‌کننده‌های موازی نیز مانند سری می‌توانند شامل یک امپدانس متغیر یا منبع فرکانس یا ترکیبی از هر دو باشند که یک جریان کنترل شده به خط تزریق می‌کنند. با کنترل زاویه بین ولتاژ خط و جریان تزریق شده می‌توان توان اکتیو یا راکتیو یا هر دو را کنترل کرد. انواع کنترل‌کننده‌های موازی که می‌توانند شامل عناصر ذخیره‌کننده انرژی (کوچک) نیز باشند در شکل (۳-۲) نشان داده شده‌اند.

کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - سری، ترکیبی از چند کنترل‌کننده سری مجزا هستند که به صورت مجزا در یک سیستم چند خطه و یا به صورت یکپارچه کنترل می‌شوند و برای هر خط، جبران‌سازی راکتیو سری فراهم می‌کنند و از طریق پیوند الکتریکی بین خود به مبادله توان اکتیو می‌پردازند. این تبادل و نیز عملکرد هماهنگ کنترل‌کننده‌ها، امکان کنترل همزمان^۱ توان اکتیو و



شکل (۳-۲): انواع کنترل‌کننده‌های موازی

^۱ Coordinated Control

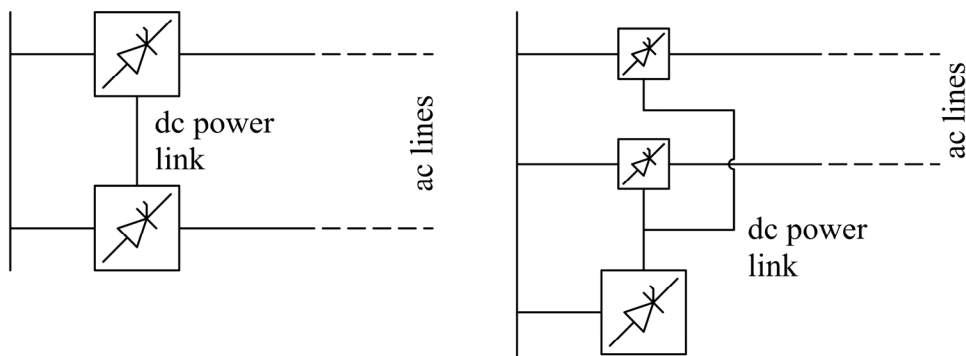
راکتیو را در خطوط سیستم اصلی فراهم می‌سازد. انواع کنترل‌کننده‌های سری - سری در شکل (۳-۳) به نمایش درآمده است.

کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - موازی شامل چند کنترل‌کننده سری و موازی هستند که به صورت هماهنگ کنترل می‌شوند. کنترل‌کننده یکپارچه توان^۱ در این گروه قرار می‌گیرد. این کنترل‌کننده‌ها توسط بخش سری، یک ولتاژ کنترل‌شده و توسط بخش موازی، یک جریان کنترل‌شده به خط تزریق می‌کنند. در صورت کنترل همزمان کنترل‌کننده‌های سری و موازی، تبادل توان اکتیو از طریق پیوند الکتریکی بین آنها انجام می‌شود. شکل (۳-۴) کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - موازی را نشان می‌دهد.

با توجه به موارد گفته شده و اهمیت استفاده از ادوات FACTS در شبکه قدرت، توانایی‌های

گوناگون و قابل توجه این ادوات در کنترل پارامترهای شبکه انتقال به اختصار آورده می‌شود [۱،۲]:

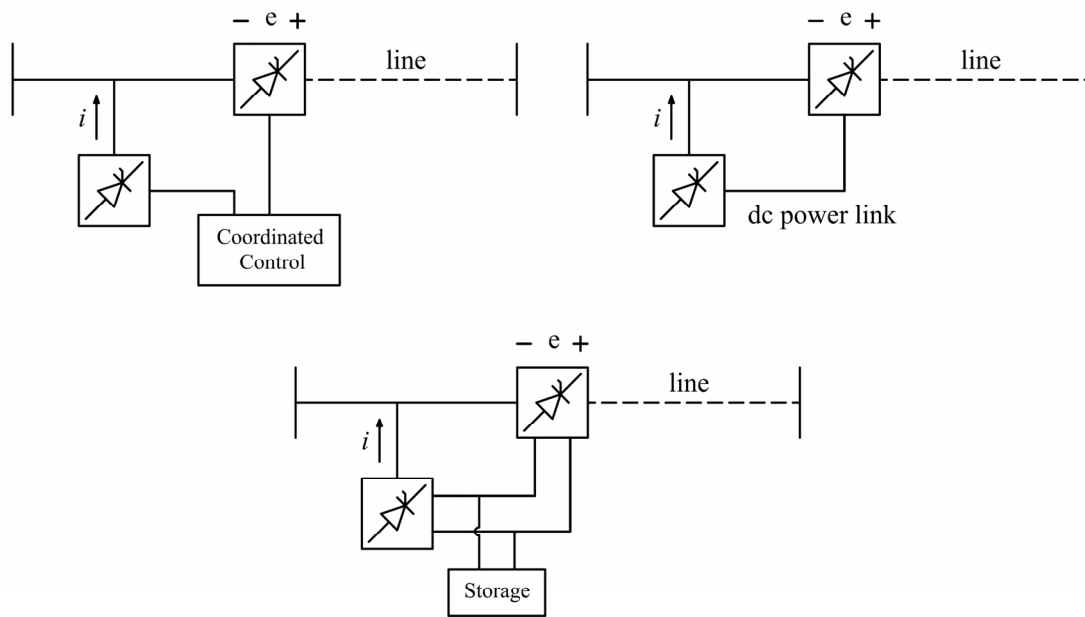
- کنترل امپدانس خط X (توسط خازن سری کنترل شده با تایریستور)^۲ که منجر به کنترل جریان خط می‌شود.



شکل (۳-۳): انواع کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - سری

^۱ Unified Power Flow Controller (UPFC)

^۲ Thyristor-Controlled Series Capacitor (TCSC)



شکل (۳-۴): انواع کنترل‌کننده‌های ترکیبی سری - موازی

- وقتی زاویه انتقال خط زیاد نباشد، کنترل امپدانس خط X و یا زاویه آن باعث کنترل جریان توان اکتیو عبوری از خط می‌شود.
- کنترل زاویه خط (توسط رگولاتور زاویه فاز^۱) که باعث کنترل جریان و نیز توان اکتیو عبوری از خط می‌شود.
- تزریق یک ولتاژ سری با خط انتقال و با اختلاف زاویه 90° درجه با جریان (عمود بر جریان) می‌تواند باعث افزایش یا کاهش اندازه جریان خط شود. از آنجایی که جریان خط نسبت به ولتاژ تزریقی 90° درجه پس‌فاز است، تزریق این ولتاژ (توسط جبران‌کننده سری سنکرون استاتیک^۲) به معنی تزریق توان راکتیو به خط انتقال است. در نتیجه امکان کنترل جریان و توان اکتیو عبوری از خط در صورت کوچک بودن زاویه انتقال وجود دارد.

^۱ Phase Angle Regulator

^۲ Static Series Synchronous Compensator (SSSC)

- تزریق یک ولتاژ سری به خط انتقال با زاویه دلخواه، امکان کنترل اندازه و زاویه جریان خط را به دست می‌دهد. این امر به معنای آن است که با تزریق ولتاژ با دامنه و فاز متغیر به خط انتقال (توسط کنترل‌کننده یکپارچه توان) می‌توان مقدار توان اکتیو و راکتیو عبوری از خط را به صورت دقیق کنترل کرد.
- به علت کوچک بودن امپدانس درواحد خط انتقال در مقایسه با ولتاژ خط، ظرفیت توان کنترل‌کننده نسبت به توان عبوری از خط کوچک خواهد بود. در نتیجه کنترل‌کننده با هزینه و اندازه کمتری برای طراحی و نصب انتخاب می‌شود.
- در صورت کوچک بودن زاویه انتقال، کنترل ولتاژ خط می‌تواند ابزار مناسبی برای کنترل توان اکتیو و راکتیو عبوری از خط باشد.
- ترکیب کنترل امپدانس خط با کنترل‌کننده سری و نیز رگولاسیون ولتاژ با کنترل‌کننده موازی می‌تواند ابزار بسیار مناسبی برای کنترل عبور توان اکتیو و راکتیو انتقالی بین دو سیستم قدرت باشد.

مزایای استفاده از ادوات FACTS در سیستم قدرت عبارتند از:

- کنترل عبور توان اکتیو و راکتیو در راستای ضرورت‌های پیش‌بینی شده در سیستم قدرت
- افزایش ظرفیت انتقال توان (بارگذاری) خطوط انتقال تا حد پایداری حرارتی که می‌تواند کوتاه‌مدت یا فصلی باشد.
- افزایش امنیت سیستم قدرت از طریق بالا بردن حد پایداری گذرا، محدود کردن جریان‌های اتصال کوتاه و اضافه بار، کنترل قطعی‌های ناخواسته و میرا کردن نوسانات الکترومکانیکی سیستم قدرت و ماشین‌های الکتریکی

- فراهم نمودن خطوط انتقال بین ناحیه‌ای^۱ و کاهش نیاز به افزایش رزرو تولید در هر دو ناحیه
- فراهم نمودن انعطاف‌پذیری بیشتر تولید
- کاهش انتقال توان راکتیو و افزایش ظرفیت خطوط برای انتقال توان اکتیو
- کاهش انتقال توان حلقه‌ای^۲
- افزایش بهره‌برداری از واحدهای تولیدی با هزینه کمتر

۳-۳ عملکرد UPFC در شبکه قدرت

مفهوم کنترل‌کننده یکپارچه توان (UPFC) در سال ۱۹۹۱ توسط L. Gyugyi معرفی شد [۱۷]. این وسیله برای کنترل و جبران‌سازی دینامیک سیستم‌های انتقال توان AC ابداع گردید و قادر به حل بسیاری از مسائل و مشکلات موجود در سیستم قدرت می‌باشد. UPFC می‌تواند به صورت همزمان یا انتخابی، کلیه پارامترهای مربوط به انتقال توان در خط انتقال شامل ولتاژ، امپدانس و زاویه فاز را کنترل کند. عبارت "یکپارچه" که در نامگذاری UPFC استفاده شده، بیانگر همین ویژگی منحصر به فرد آن می‌باشد. در کلیه کنترل‌کننده‌های ادوات FACTS غیر از UPFC مانند STATCOM, TCSC, SSSC و ... کنترل توان اکتیو به صورت همزمان و در راستای کنترل توان راکتیو قابل انجام بوده و مستقل نیست؛ به عبارت دیگر افزایش توان اکتیو خط، منجر به افزایش توان راکتیو توسط این کنترل‌کننده‌ها شده و قابلیت کنترل مستقل توان‌ها برای آنها وجود ندارد. اما UPFC این قابلیت را داراست و همین ویژگی، آن را برای کاربردهای گوناگون در سیستم قدرت مورد توجه بسیار قرار داده است [۱، ۱۷].

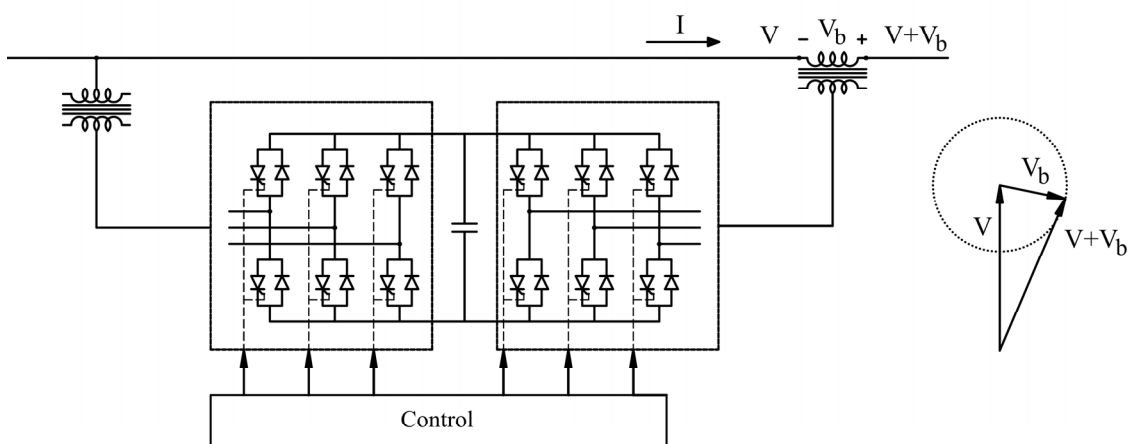
^۱ Inter-area tie lines

^۲ Loop flows

۳-۳-۱) اصول پایه عملکرد UPFC

UPFC به صورت پایه از دو مبدل ولتاژ تشکیل شده که به صورت پشت به پشت به هم متصل شده‌اند و در محل اتصال آنها (باس DC) یک خازن وجود دارد. این دو مبدل توسط دو ترانسفورماتور یکی به صورت موازی و دیگری به صورت سری با خط انتقال متصل شده‌اند که به ترتیب مبدل موازی و مبدل سری نامیده می‌شوند. ساختار کلی UPFC در شکل (۳-۵) نشان داده شده است. انتقال توان اکتیو بین دو مبدل از طریق خازن باس DC صورت گرفته و هر مبدل به صورت مستقل و بنا به نیاز، توان راکتیو از خط انتقال جذب کرده و یا به آن تزریق می‌کند.

عملکرد اصلی UPFC عبارت است از تزریق یک ولتاژ با دامنه $|V_b|$ و فاز δ_b (هر دو قابل کنترل) به خط انتقال که توسط مبدل سری انجام می‌شود. این ولتاژ تزریقی به عنوان یک منبع ولتاژ سنکرون AC عمل می‌کند. با عبور جریان خط از این منبع ولتاژ، توان اکتیو و راکتیو قابل کنترلی میان UPFC و خط انتقال مبادله می‌شود. مبدل سری، توان راکتیوی را که از طریق ترانسفورماتور سری با خط انتقال مبادله می‌شود، تولید یا مصرف می‌نماید. همچنین توان اکتیو عبوری از طریق خازن در باس DC به صورت توان اکتیو مثبت یا منفی ظاهر می‌شود [۱].

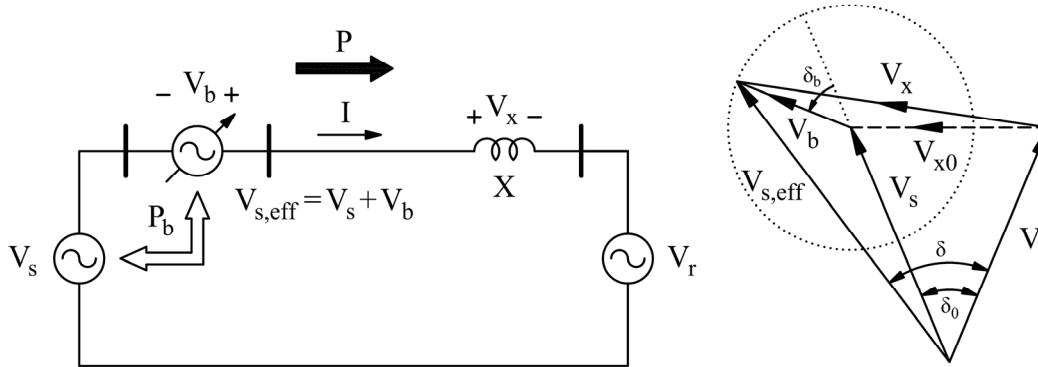


شکل (۳-۵): ساختار کلی UPFC و نمایش برداری ولتاژهای مدار

وظیفه اصلی مبدل موازی، تولید یا مصرف توان راکتیو ارسالی یا درخواستی از مبدل سری به صورت توان DC در باس DC است که ناشی از تزریق ولتاژ سری به خط انتقال توسط مبدل سری است. این توان DC دوباره به وسیله مبدل موازی به توان AC تبدیل شده و از طریق ترانسفورماتور موازی به عنوان جریان تحریک UPFC به خط انتقال تزریق می‌شود. علاوه بر توان اکتیو مورد نیاز مبدل سری، مبدل موازی در صورت نیاز قادر به تولید و یا مصرف توان راکتیو قابل کنترل می‌باشد و در نتیجه امکان جبران‌سازی راکتیو موازی و مستقل را برای خط انتقال فراهم می‌سازد. این نکته قابل ذکر است که درحالی که مسیر مستقیم بسته‌ای برای عبور توان راکتیو ناشی از تزریق ولتاژ سری از مبدل سری به مبدل موازی و خط انتقال وجود دارد، توان راکتیو مبادله شده مربوط به آن، توسط مبدل سری تولید یا مصرف می‌شود و در نتیجه نیازی به عبور آن از خط انتقال نیست. بنابراین مبدل موازی می‌تواند در ضریب توان واحد کار کند و یا به صورتی کنترل شود که توان راکتیوی با خط انتقال مبادله نماید که مستقل از توان راکتیو مبادله شده توسط مبدل سری است. واضح است که در این صورت، هیچ توان راکتیوی می‌تواند از باس DC عبور نکند [۱۰، ۱۲، ۱۴، ۱۷].

همان‌طور که اشاره شد، ولتاژ تزریقی UPFC در خط انتقال متصل به آن مانند یک منبع ولتاژ سنکرون عمل می‌کند و در فرکانس اصلی سیستم قدرت با بردار $\bar{V}_b = |V_b| \angle \delta_b$ نمایش داده می‌شود ($0 \leq |V_b| \leq |V_b|_{\max}$, $0 \leq \delta_b \leq 2\pi$). مدار معادل تک‌فاز UPFC و خط انتقال با امپدانس X در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. در این شکل که نشان‌دهنده عملکرد نامحدود UPFC است، منبع ولتاژ به مبادله توان اکتیو و راکتیو با خط انتقال می‌پردازد.

همان‌طور که می‌دانیم، یک منبع ولتاژ سنکرون تنها قادر به تولید توان راکتیو مبادله شده است و توان اکتیو باید توسط یک منبع دیگر به آن داده شده و یا از آن جذب شود. در ساختار UPFC در شکل (۳-۶) این کار توسط یکی از دو باس ابتدایی و انتهایی خط صورت می‌گیرد [۱].



شکل (۳-۶): مدار معادل تک‌فاز UPFC و خط انتقال همراه با نمایش برداری

۲-۳-۳ توانایی‌های کنترلی UPFC

عملکرد کنترل‌کننده یکپارچه توان در حوزه‌های متداول انتقال توان شامل جبران‌سازی راکتیو موازی (رگولاسیون ولتاژ)، جبران‌سازی سری و رگولاسیون زاویه فاز نشان می‌دهد که این کنترل‌کننده توانایی منحصر به فرد و قابل توجهی در این حوزه دارا بوده و بهترین گزینه برای دستیابی به اهداف کنترلی مورد نظر می‌باشد. با استفاده از نمایش برداری، توانایی‌های کنترلی UPFC در شکل (۳-۷) به نمایش درآمده است [۱۷، ۱].

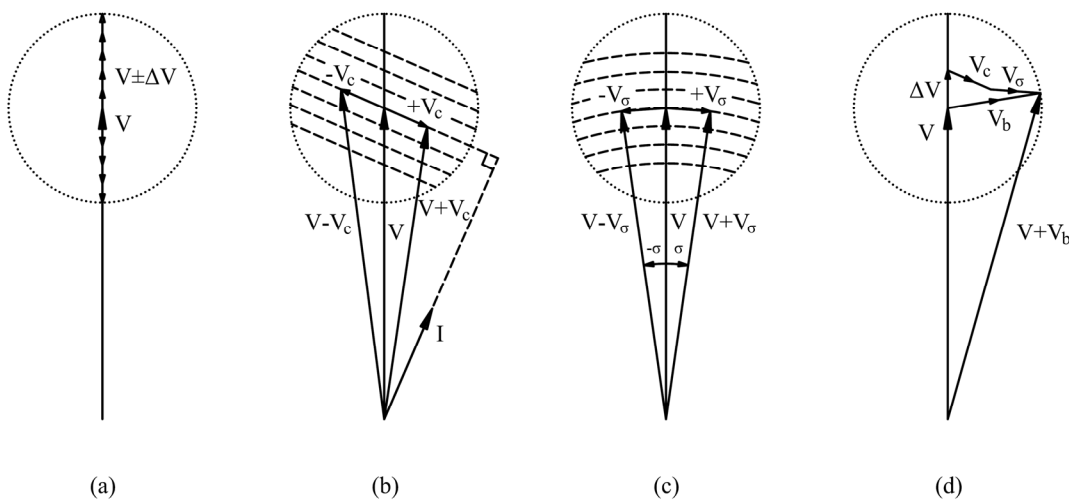
رگولاسیون ولتاژ با تزریق پیوسته ولتاژ هم‌فاز - ناهم‌فاز در شکل (۳-۷-ا) نشان داده شده است. در اینجا دامنه ولتاژ تزریقی برابر $|V_b| = \pm \Delta V$ و زاویه فاز آن برابر $\delta_b = 0$ می‌باشد. عملکرد UPFC در این حالت مانند عملکرد یک ترانسفورماتور با تپ متغیر است که دارای تپ‌هایی با دامنه تغییرات بسیار کوچک است.

شکل (۳-۷-ب) جبران‌سازی راکتیو سری UPFC را نشان می‌دهد که در آن، دامنه ولتاژ تزریقی برابر $|V_b| = |V_c|$ و زاویه فاز آن 90° درجه با جریان خط اختلاف دارد (بردار ولتاژ تزریقی بر بردار جریان خط عمود است). عملکرد UPFC در این حالت، جبران‌سازی سلفی یا خازنی سری است

که مشابه عملکرد SSSC می‌باشد. دامنه ولتاژ تزریقی می‌تواند مانند SSSC و مستقل از تغییرات دامنه جریان خط، ثابت نگه داشته شده و یا متناسب با تغییرات دامنه جریان افزایش یا کاهش یابد که در حالت اخیر، UPFC مانند یک سلف یا خازن سری است.

رگولاسیون زاویه فاز (تغییر فاز^۱) در شکل (۳-۷-۳) نشان داده شده است. در این حالت، زاویه فاز ولتاژ خط نسبت به حالت عدم وجود UPFC بسته به میزان زاویه σ پیش‌فاز یا پس‌فاز است و دامنه ولتاژ تزریقی برابر $|V_b| = |V_\sigma|$ و به گونه‌ای است که دامنه ولتاژ خط ثابت می‌ماند. در اینجا UPFC مانند یک رگولاتور زاویه فاز عمل می‌کند.

در حالت کلی، UPFC می‌تواند کلیه عملکردهای کنترلی گفته شده را به صورت همزمان نیز انجام دهد که این امر در شکل (۳-۷-۴) به نمایش درآمده است و ویژگی منحصر به فرد آن نسبت به سایر کنترل‌کننده‌های FACTS همین است. در این حالت ولتاژ تزریقی برابر $\overline{V_b} = \overline{\Delta V} + \overline{V_c} + \overline{V_\sigma}$ می‌باشد.



شکل (۳-۷): نمایش برداری توانایی‌های کنترلی UPFC

^۱ Phase shift

برای درک بهتر عملکرد UPFC در حوزه کنترل انتقال توان، با توجه به شکل (۳-۶) توان

اکتیو P و توان راکتیو باس گیرنده $-jQ_r$ از رابطه زیر بدست می‌آیند:

$$P - jQ_r = \bar{V}_r \left(\frac{\bar{V}_s + \bar{V}_b - \bar{V}_r}{jX} \right)^* \quad (1-3)$$

اگر $\bar{V}_b = 0$ رابطه بالا توصیف کننده سیستم جبران نشده است. با فرض $\bar{V}_b \neq 0$ رابطه توان

اکتیو و راکتیو به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$P - jQ_r = \bar{V}_r \left(\frac{\bar{V}_s - \bar{V}_r}{jX} \right)^* + \frac{\bar{V}_r \bar{V}_b^*}{-jX} \quad (2-3)$$

ولتاژ باس‌های فرستنده و گیرنده و تزریقی به ترتیب به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s &= |V| e^{j\frac{\delta}{2}} \\ \bar{V}_r &= |V| e^{-j\frac{\delta}{2}} \\ \bar{V}_b &= |V_b| e^{j\left(\frac{\delta}{2} + \delta_b\right)} \end{aligned} \quad (3-3)$$

با جایگزینی رابطه (۳-۳) در (۲-۳) داریم:

$$P(\delta, \delta_b) = P_0(\delta) + P_{pq}(\delta_b) = \frac{|V|^2}{X} \sin \delta - \frac{|V||V_b|}{X} \cos \left(\frac{\delta}{2} + \delta_b \right) \quad (4-3)$$

$$Q_r(\delta, \delta_b) = Q_{0r}(\delta) + Q_{pq}(\delta_b) = \frac{|V|^2}{X} (1 - \cos \delta) - \frac{|V||V_b|}{X} \sin \left(\frac{\delta}{2} + \delta_b \right) \quad (5-3)$$

که $P_0(\delta) = \frac{|V|^2}{X} \sin \delta$ و $Q_{0r}(\delta) = \frac{|V|^2}{X} (1 - \cos \delta)$ توان اکتیو و راکتیو دریافتی در باس گیرنده

بدون وجود UPFC و با زاویه انتقال معین δ می‌باشد. از آنجا که زاویه δ_b می‌تواند هر مقداری بین

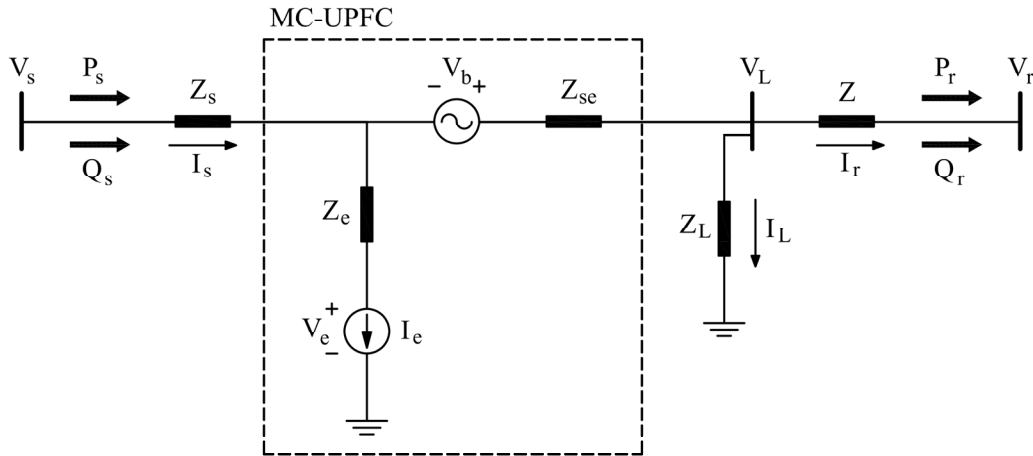
صفر و 360° درجه داشته باشد، توان‌های $P_{pq}(\delta_b)$ و $Q_{pq}(\delta_b)$ با دامنه‌های بین $-\frac{|V||V_b|}{X}$ و $\frac{|V||V_b|}{X}$ و مستقل از δ قابل کنترل می‌باشند [۱].

۴-۳ مدل‌سازی UPFC در سیستم قدرت

برای مدل‌سازی و تحلیل UPFC با استفاده از مبدل ماتریسی، استفاده از مبدل ماتریسی دو پل به جای دو مبدل ولتاژ و خازن باس DC در ساختار متداول آن پیشنهاد می‌شود. در این بخش، مدل UPFC با استفاده از مبدل ماتریسی دو پل معرفی و تشریح می‌شود.

۱-۴-۳ مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی دو پل

یک مدل تک‌خطی در نظر گرفته شده برای UPFC با مبدل ماتریسی در مدار شکل (۳-۸) نشان داده شده است که شامل دو منبع ولتاژ و جریان و امپدانس ترانسفورماتورهای سری و موازی است. برای تحلیل و شبیه‌سازی این مدل، یک سیستم قدرت سه باسه ساده همراه با خط انتقال و بار در نظر گرفته شده و UPFC به باس فرستنده متصل می‌شود. ولتاژ باس‌های فرستنده و گیرنده که شامل دو ژنراتور بوده و باس بار را تغذیه می‌کنند، به ترتیب برابر با $\bar{V}_s = |V_s| \angle \delta_s$ و $\bar{V}_r = |V_r| \angle \delta_r$ ، امپدانس بار برابر با $Z_L = R_L + jX_L = |Z_L| e^{j\delta_L}$ (یا به صورت توانی برابر با $S_L = P_L + jQ_L$) و امپدانس خط انتقال برابر با $Z = R + jX$ می‌باشد. در این مدل UPFC، امپدانس ترانسفورماتور سری و Z_s امپدانس باس فرستنده (در صورت وجود) و Z_e امپدانس ترانسفورماتور موازی است. در اینجا، منبع باس فرستنده به صورت ایده‌آل در نظر گرفته می‌شود؛ به عبارت دیگر $Z_s = 0$. این مدل در بسیاری از مراجع به عنوان مدل اصلی UPFC برای مدل‌سازی و تحلیل به کار برده شده است [۱۳-۲۳].



شکل (۳-۸): مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی با بار در سیستم قدرت

منبع ولتاژ تزریقی قابل کنترل و منبع جریان تحریک UPFC به صورت زیر در نظر گرفته

می‌شوند:

$$\bar{V}_b = |V_b| \angle \delta_b \quad (۳-۶)$$

$$\bar{I}_e = |I_e| \angle \gamma_e \quad (۳-۷)$$

دامنه ولتاژ تزریقی به صورت درصدی از ولتاژ باس فرستنده در نظر گرفته می‌شود:

$$|V_b| = k |V_s| \quad (۳-۸)$$

k اندیس مدولاسیون UPFC نامیده شده و بر اساس محدودیت نسبت تبدیل مبدل

ماتریسی، دارای محدوده معینی می‌باشد. برای ساده‌سازی شبیه‌سازی، این اندیس برابر با نسبت

تبدیل مبدل ماتریسی و دارای محدوده زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (۳-۹)$$

۳-۴-۲) مدل‌سازی و تحلیل مدل UPFC با بار در سیستم قدرت

معادلات ولتاژ و جریان حاکم بر مدار شکل (۳-۸) با فرض $Z_s = 0$ به صورت زیر است:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_e + \bar{I}_L + \bar{I}_r \quad (۱۰-۳)$$

$$\bar{V}_e = \bar{V}_s - Z_e \bar{I}_e \quad (۱۱-۳)$$

$$\bar{V}_s + \bar{V}_b - Z_{se}(\bar{I}_s - \bar{I}_e) - Z \bar{I}_r = \bar{V}_r \quad (۱۲-۳)$$

$$\bar{V}_r + Z \bar{I}_r = Z_L \bar{I}_L \quad (۱۳-۳)$$

از آنجا که کلیه سوئیچ‌های مبدل ماتریسی به صورت ایده‌آل و بدون تلفات در نظر گرفته می‌شوند، توان اکتیوی که بین دو بخش یکسوکننده و اینورتر مبدل مبادله می‌شود، در هر دو جهت عبور توان ثابت می‌ماند. به عبارت دیگر، توان اکتیو انتقالی بین منبع جریان \bar{I}_e و منبع ولتاژ \bar{V}_b ثابت است:

$$\text{Re}\{\bar{V}_e \bar{I}_e^*\} = \text{Re}\{\bar{V}_b (\bar{I}_s - \bar{I}_e)^*\} \quad (۱۴-۳)$$

از روابط (۱۰-۳) تا (۱۳-۳)، جریان باس فرستنده و گیرنده بر حسب جریان تحریک به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_e + \frac{(\bar{V}_s + \bar{V}_b)(Z + Z_L) - Z_L \bar{V}_r}{ZZ_L + ZZ_{se} + Z_L Z_{se}} = \bar{I}_e + \frac{Z_1}{Z_t} \quad (۱۵-۳)$$

$$\bar{I}_r = \frac{Z_L(\bar{V}_s + \bar{V}_b) - \bar{V}_r(Z_L + Z_{se})}{ZZ_L + ZZ_{se} + Z_L Z_{se}} = \frac{Z_2}{Z_t} \quad (۱۶-۳)$$

مقادیر Z_1 ، Z_2 و Z_t به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$Z_1 = (\bar{V}_s + \bar{V}_b)(Z + Z_L) - Z_L \bar{V}_r = \bar{V}_s(Z + Z_L) - Z_L \bar{V}_r + k|V_s|e^{j\delta_b}(Z + Z_L) \quad (۱۷-۳)$$

$$Z_2 = Z_L(\bar{V}_s + \bar{V}_b) - \bar{V}_r(Z_L + Z_{se}) = Z_L \bar{V}_s - \bar{V}_r(Z_L + Z_{se}) + k|V_s||Z_L|e^{j(\delta_L + \delta_b)} \quad (۱۸-۳)$$

$$Z_t = ZZ_L + ZZ_{se} + Z_L Z_{se} = |Z_t|e^{j\delta_t} \quad (۱۹-۳)$$

توجه شود که مقادیر Z_i های معرفی شده لزوماً بیانگر امپدانس نیستند و فقط برای معرفی پارامترهای تعریف شده به کار برده می شوند. برای ساده سازی محاسبات بعدی، مقادیر زیر تعریف می شوند:

$$Z_p = Z + Z_L = |Z_p| e^{j\delta_p} \quad (20-3)$$

$$Z_3 = \bar{V}_s(Z + Z_L) - Z_L \bar{V}_r = |Z_3| e^{j\delta_3} \quad (21-3)$$

$$Z_4 = -\bar{V}_r(Z_{se} + Z_L) + Z_L \bar{V}_s = |Z_4| e^{j\delta_4} \quad (22-3)$$

با جایگزینی روابط تعریف شده (۱۷-۳) تا (۲۲-۳) در (۱۵-۳) و (۱۶-۳) داریم:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_e + Z_5 + ke^{j\delta_b} Z_6 \quad (23-3)$$

$$\bar{I}_r = Z_7 + ke^{j\delta_b} Z_8 \quad (24-3)$$

در دو رابطه بالا، مقادیر تعریف شده Z_5 تا Z_8 عبارتند از:

$$Z_5 = \frac{|Z_3|}{|Z_t|} e^{j(\delta_3 - \delta_t)} = |Z_5| e^{j\delta_5} \quad (25-3)$$

$$Z_6 = \frac{|V_s| |Z_p|}{|Z_t|} e^{j(\delta_p - \delta_t)} = |Z_6| e^{j\delta_6} \quad (26-3)$$

$$Z_7 = \frac{|Z_4|}{|Z_t|} e^{j(\delta_4 - \delta_t)} = |Z_7| e^{j\delta_7} \quad (27-3)$$

$$Z_8 = \frac{|V_s| |Z_L|}{|Z_t|} e^{j(\delta_L - \delta_t)} = |Z_8| e^{j\delta_8} \quad (28-3)$$

برای محاسبه دامنه جریان تحریک در رابطه (۲۳-۳) از رابطه بقای توان اکتیو در رابطه

(۱۴-۳) استفاده می شود. عبارت سمت چپ این رابطه برابر است با:

$$\text{Re}\left\{\bar{V}_e \bar{I}_e^*\right\} = A_1 |I_e| + B_1 |I_e|^2 \quad (29-3)$$

مقادیر A_1 و B_1 به صورت زیر بدست می آیند:

$$A_1 = |V_s| \cos(\delta_s - \gamma_e) \quad (30-3)$$

$$B_1 = |Z_e| \cos \gamma_e \quad (31-3)$$

عبارت سمت راست رابطه (۳-۱۴) برابر است با:

$$\text{Re} \left\{ \overline{V_b} (\overline{I_s} - \overline{I_e})^* \right\} = C_1 \quad (32-3)$$

مقدار C_1 نیز به صورت زیر بدست می‌آید:

$$C_1 = k |V_s| \left[|Z_5| \cos(\delta_b - \delta_s) + k |Z_6| \cos \delta_6 \right] \quad (33-3)$$

با برابر قرار دادن دو رابطه (۳-۲۹) و (۳-۳۲) مقدار دامنه جریان تحریک بدست می‌آید:

$$A_1 |I_e| + B_1 |I_e|^2 = C_1 \Rightarrow |I_e| = \frac{-A_1 \pm \sqrt{A_1^2 + 4B_1 C_1}}{2B_1} \quad (34-3)$$

که رابطه‌ای کاملاً غیرخطی و بر حسب دو پارامتر کنترلی UPFC یعنی k و δ_b می‌باشد. از دو مقدار بدست آمده برای $|I_e|$ ، تنها یک مقدار آن قابل قبول است که این مقدار با مقایسه آن با مقادیر واقعی بدست آمده از شبیه‌سازی، مشخص می‌شود.

برای بدست آوردن روابطی برای توان‌های اکتیو و راکتیو باس فرستنده، از روابط آشنای زیر

استفاده می‌شود:

$$P_s = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ \overline{V_s} \overline{I_s}^* \right\} \quad (35-3)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \text{Im} \left\{ \overline{V_s} \overline{I_s}^* \right\} \quad (36-3)$$

که $\overline{V_s}$ و $\overline{I_s}$ ولتاژ و جریان فاز می‌باشند.

با جایگزینی روابط (۳-۲۳)، (۳-۲۴) و (۳-۳۴) داریم:

$$P_s(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_s| |I_e| \cos(\delta_s - \gamma_e) + |V_s| |Z_5| \cos(\delta_s - \delta_5) + k |V_s| |Z_6| \cos(\delta_s - \delta_b - \delta_6) \right] \quad (37-3)$$

$$Q_s(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_s| |I_e| \sin(\delta_s - \gamma_e) + |V_s| |Z_5| \sin(\delta_s - \delta_5) + k |V_s| |Z_6| \sin(\delta_s - \delta_b - \delta_6) \right] \quad (38-3)$$

این دو رابطه به وضوح نشان می‌دهند که توان اکتیو و راکتیو فرستنده، علاوه بر اندیس مدولاسیون و زاویه فاز ولتاژ تزریقی، به امپدانس‌های ترانسفورماتورهای سری و موازی، امپدانس خط انتقال و بار و نیز دامنه و زاویه فاز ولتاژ باس‌های فرستنده و گیرنده بستگی دارند. برای توان‌های اکتیو و راکتیو باس گیرنده نیز روابط مشابهی بدست می‌آید:

$$P_r(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_r| |Z_7| \cos(\delta_r - \delta_7) + k |V_r| |Z_8| \cos(\delta_r - \delta_b - \delta_8) \right] \quad (39-3)$$

$$Q_r(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_r| |Z_7| \sin(\delta_r - \delta_7) + k |V_r| |Z_8| \sin(\delta_r - \delta_b - \delta_8) \right] \quad (40-3)$$

با توجه به روابط (37-3) تا (40-3)، محدوده مقادیر توان‌های ارسالی و دریافتی باس‌های فرستنده و گیرنده بدست می‌آیند. از آنجا که مدل پیشنهادی با پارامترهای محاسبه شده، دارای دو درجه آزادی برای کنترل توان اکتیو و راکتیو است (اندیس مدولاسیون و زاویه فاز ولتاژ تزریقی)، با مساوی قرار دادن آنها با مقادیر توان‌های مورد نظر برای اهداف کنترل توان، می‌توان مقادیر مناسبی در محدوده مجاز برای پارامترهای کنترل بدست آورد. به عبارت دیگر برای باس فرستنده داریم:

$$\begin{cases} P_s(k, \delta_b) = P_{s,ref} \\ Q_s(k, \delta_b) = Q_{s,ref} \end{cases} \quad (41-3)$$

با حل دستگاه غیرخطی بالا، مقادیر مورد نظر برای پارامترهای کنترلی $k = k^*$ و $\delta_b = \delta_b^*$ بدست می‌آیند و با تنظیم این مقادیر در سیستم کنترل UPFC با مبدل ماتریسی، می‌توان کنترل مناسبی روی انتقال توان انجام داد. برای باس گیرنده نیز می‌توان دستگاه مشابهی به صورت زیر تشکیل داد و با حل آن مقادیر پارامترهای کنترل را برای کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو باس گیرنده بدست آورد:

$$\begin{cases} P_r(k, \delta_b) = P_{r,ref} \\ Q_r(k, \delta_b) = Q_{r,ref} \end{cases} \quad (42-3)$$

قابل ذکر است که کنترل عبور توان های اکتیو و راکتیو برای باس فرستنده و گیرنده به صورت مجزا صورت می گیرد؛ یعنی می توان توان های اکتیو و راکتیو باس فرستنده را کنترل کرده و کنترلی روی توان های باس گیرنده نداشت و یا توان های اکتیو و راکتیو باس گیرنده را کنترل کرده و توان های باس فرستنده کنترلی نداشته باشند. به هر حال برای عملکرد UPFC باید باس کنترل (باسی که توان های آن باید کنترل شوند) را تعیین کرد.

۳-۴-۳ مدل سازی و تحلیل مدل UPFC بدون بار در سیستم قدرت

برای نشان دادن تطبیق مدل پیشنهاد شده با نتایج شبیه سازی، به مدل سازی UPFC بدون وجود بار در سیستم قدرت می پردازیم. مدار معادل تک خطی این مدل در شکل (۳-۹) نشان داده شده است. معادلات ولتاژ و جریان مدار با فرض $Z_s = 0$ به صورت زیر نوشته می شوند:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_e + \bar{I}_r \quad (43-3)$$

$$\bar{V}_e = \bar{V}_s - Z_e \bar{I}_e \quad (44-3)$$

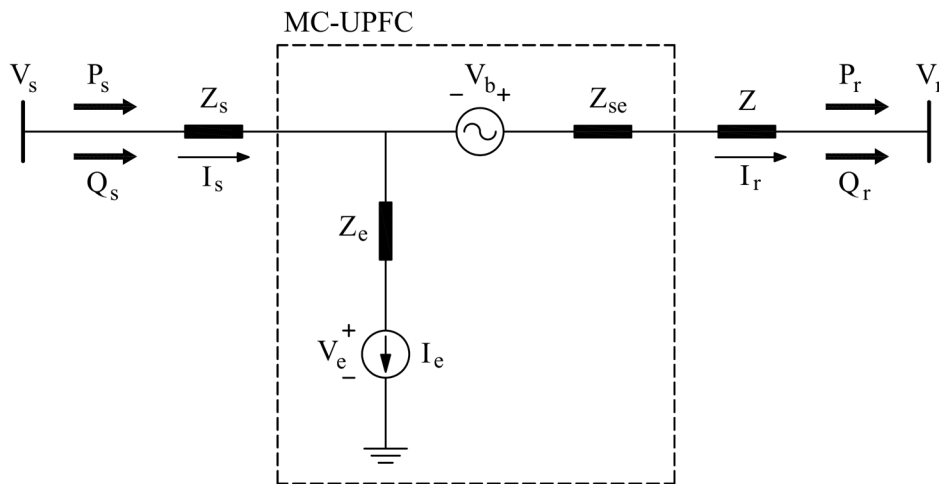
$$\bar{V}_s + \bar{V}_b - (Z_{se} + Z) \bar{I}_r = \bar{V}_r \quad (45-3)$$

با توجه به توضیحات داده شده، رابطه (۳-۱۴) یعنی بقای توان اکتیو مبادله شده بین دو بخش یکسوکننده و اینورتر در مبدل ماتریسی در اینجا نیز برقرار است.

از روابط (۳-۴۳) تا (۳-۴۵) جریان های \bar{I}_s و \bar{I}_r برابرند با:

$$\bar{I}_s = \bar{I}_e + \frac{\bar{V}_s + \bar{V}_b - \bar{V}_r}{Z_{se} + Z} = \bar{I}_e + Z_1 + ke^{j\delta_b} Z_2 \quad (46-3)$$

$$\bar{I}_r = Z_1 + ke^{j\delta_b} Z_2 \quad (47-3)$$



شکل (۳-۹): مدل پیشنهادی برای UPFC با مبدل ماتریسی بدون بار در سیستم قدرت

مقادیر Z_1 و Z_2 به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$Z_1 = \frac{\overline{V_s} - \overline{V_r}}{Z_{se} + Z} = |Z_1| e^{j\delta_1} \quad (۳-۴۸)$$

$$Z_2 = \frac{|V_s|}{Z_{se} + Z} = |Z_2| e^{j\delta_2} \quad (۳-۴۹)$$

برای محاسبه دامنه جریان تحریک در رابطه (۳-۴۶) از رابطه بقای توان اکتیو در رابطه

(۳-۱۴) استفاده می‌شود. عبارت سمت چپ این رابطه برابر است با:

$$\text{Re} \left\{ \overline{V_e} I_e^* \right\} = A_2 |I_e| + B_2 |I_e|^2 \quad (۳-۵۰)$$

مقادیر A_2 و B_2 به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$A_2 = |V_s| \cos(\delta_s - \gamma_e) \quad (۳-۵۱)$$

$$B_2 = |Z_e| \cos \gamma_e \quad (۳-۵۲)$$

عبارت سمت راست رابطه (۳-۱۴) برابر است با:

$$\text{Re} \left\{ \overline{V_b} (\overline{I_s} - \overline{I_e})^* \right\} = C_2 \quad (۳-۵۳)$$

مقدار C_2 نیز به صورت زیر بدست می‌آید:

$$C_2 = k|V_s| \left[|Z_1| \cos(\delta_b - \delta_1) + k|Z_2| \cos \delta_2 \right] \quad (54-3)$$

با برابر قرار دادن دو رابطه (50-3) و (53-3) مقدار دامنه جریان تحریک بدست می‌آید:

$$A_2|I_e| + B_2|I_e|^2 = C_2 \Rightarrow |I_e| = \frac{-A_2 \pm \sqrt{A_2^2 + 4B_2C_2}}{2B_2} \quad (55-3)$$

در اینجا باز هم رابطه‌ای کاملاً غیر خطی بر حسب دو متغیر کنترلی مدار یعنی k و δ_b

برای دامنه جریان تحریک بدست می‌آید. روابط بدست آمده برای توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های

فرستنده و گیرنده به صورت زیر هستند:

$$P_s(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_s||I_e| \cos(\delta_s - \gamma_e) + |V_s||Z_1| \cos(\delta_s - \delta_1) + k|V_s||Z_2| \cos(\delta_s - \delta_b - \delta_2) \right] \quad (56-3)$$

$$Q_s(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_s||I_e| \sin(\delta_s - \gamma_e) + |V_s||Z_1| \sin(\delta_s - \delta_1) + k|V_s||Z_2| \sin(\delta_s - \delta_b - \delta_2) \right] \quad (57-3)$$

$$P_r(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_r||Z_1| \cos(\delta_r - \delta_1) + k|V_r||Z_2| \cos(\delta_r - \delta_b - \delta_2) \right] \quad (58-3)$$

$$Q_r(k, \delta_b) = \frac{3}{2} \left[|V_r||Z_1| \sin(\delta_r - \delta_1) + k|V_r||Z_2| \sin(\delta_r - \delta_b - \delta_2) \right] \quad (59-3)$$

با حل دستگاه‌هایی مشابه روابط (41-3) و (42-3)، مقادیر مناسب پارامترهای

کنترلی بدست می‌آیند. در اینجا نیز باس کنترل باید تعیین شود.

۵-۳ خلاصه

در این فصل، ابتدا مروری کلی بر ادوات FACTS انجام شد و ملاحظه گردید که استفاده از

آنها مزایای بسیاری در رسیدن به اهداف گوناگون کنترلی در سیستم قدرت دارد. سپس کنترل‌کننده

یکپارچه توان از این خانواده به صورت تفصیلی مدل‌سازی شد و مورد تحلیل قرار گرفت. برای این کار، مدلی بر اساس ساختار مداری و عملکرد UPFC پیشنهاد شد و با و بدون بار در یک سیستم قدرت نمونه قرار داده و تحلیل شد. برای کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو در دو باس فرستنده و گیرنده، معادلاتی بر حسب پارامترهای کنترلی UPFC بدست آمد که با استفاده از این معادلات، می‌توان مقادیر مناسب پارامترهای کنترلی را برای کنترل مورد نظر توان‌های اکتیو و راکتیو خط انتقال بدست آورد.

فصل چهارم

شبیه‌سازی و ارائه نتایج

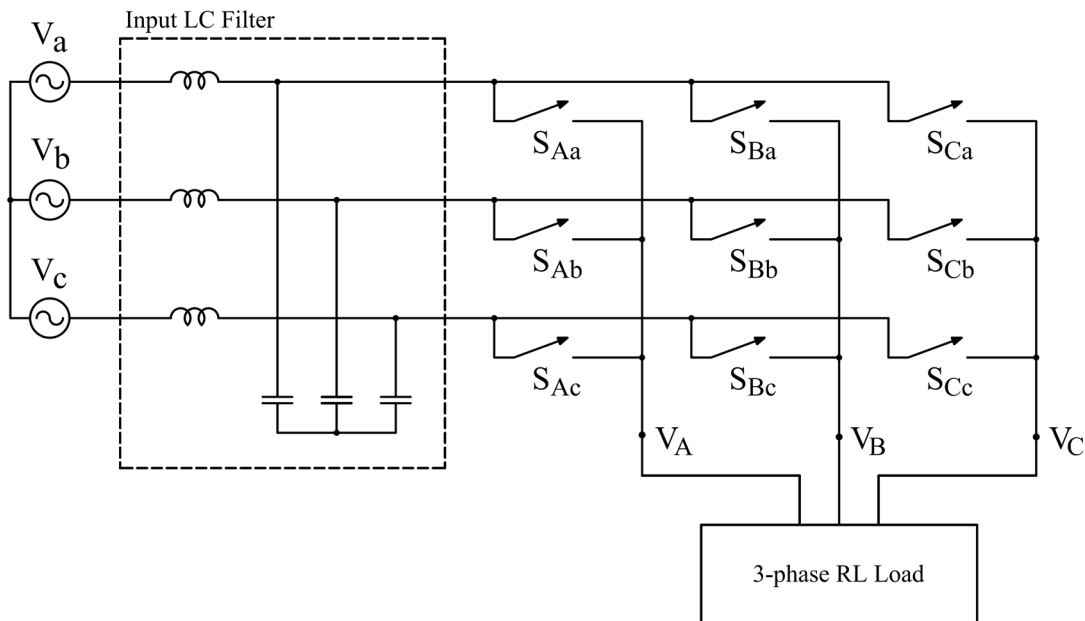
۴-۱) مقدمه

در این فصل، نتایج شبیه‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 ، مبدل ماتریسی دو پل و کنترل‌کننده یکپارچه توان با مبدل ماتریسی ارائه می‌شود. کلیه شبیه‌سازی‌ها در محیط SIMULINK از نرم‌افزار MATLAB 7.3 اجرا شده است. در ابتدا عملکرد مبدل ماتریسی 3×3 به همراه فیلتر ورودی ارائه می‌شود. پس از آن، به ارائه نتایج حاصل از شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دو پل به همراه فیلتر ورودی پرداخته خواهد شد. در انتها، مدل پیشنهادی کنترل‌کننده یکپارچه توان شبیه‌سازی شده و نتایج حاصل از آن ارائه خواهد شد.

۴-۲) شبیه‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 با استفاده از روش SVPWM

در این بخش، عملکرد مبدل ماتریسی 3×3 با روش کنترل معرفی شده در بخش ۲-۶-۱-۳ بررسی شده و سپس فیلتر ورودی برای آن طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای این مراحل در ادامه آورده می‌شود.

ساختاری که برای این شبیه‌سازی از آن استفاده می‌شود، ساختار شکل (۴-۱) است. بار مبدل، یک بار RL با مقادیر $R = 2\Omega$ و $L = 10mH$ و روش کنترل آن SVPWM و به صورت حلقه

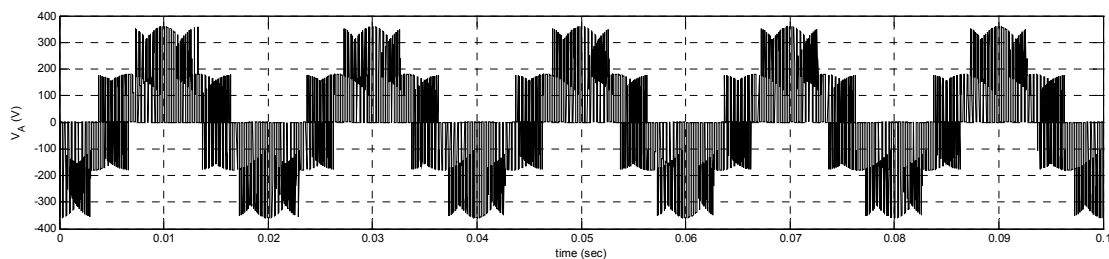


شکل (۴-۱): مبدل ماتریسی 3×3 با فیلتر ورودی و بار سه‌فاز

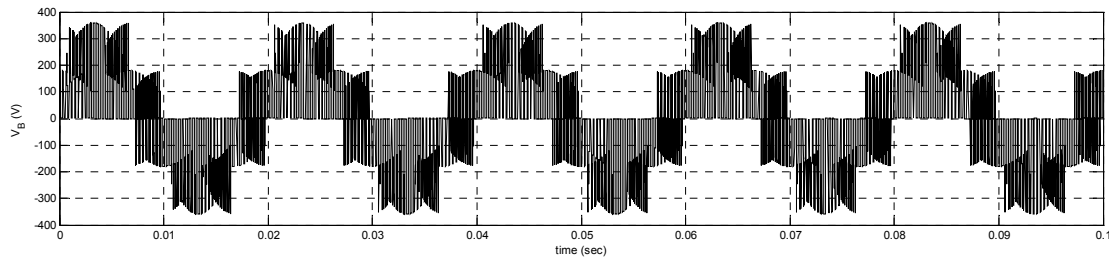
باز است. ولتاژ ورودی مدار به صورت سه‌فاز متعادل با دامنه ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز است. از آنجا که توصیه شده فرکانس سوئیچینگ بیش از ۲۱ برابر فرکانس ورودی انتخاب شود، حداقل مقدار آن باید بیش از $21 \times 50 = 1050$ هرتز باشد. در این شبیه‌سازی، فرکانس سوئیچینگ برابر ۳ کیلوهرتز در نظر گرفته شده و فرکانس خروجی برابر ۵۰ هرتز است.

با اعمال روش کنترل SVPWM به مبدل ماتریسی 3×3 ، شکل موج ولتاژهای فاز خروجی

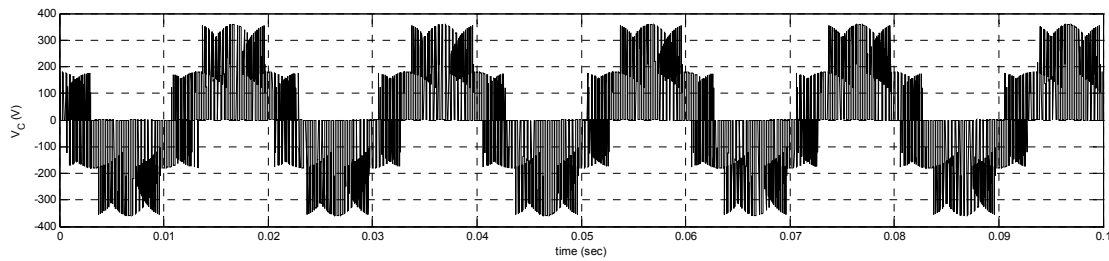
V_A ، V_B و V_C به صورت شکل‌های (۴-۲) تا (۴-۴) بدست می‌آیند.



شکل (۴-۲): ولتاژ فاز خروجی V_A برای مبدل ماتریسی 3×3



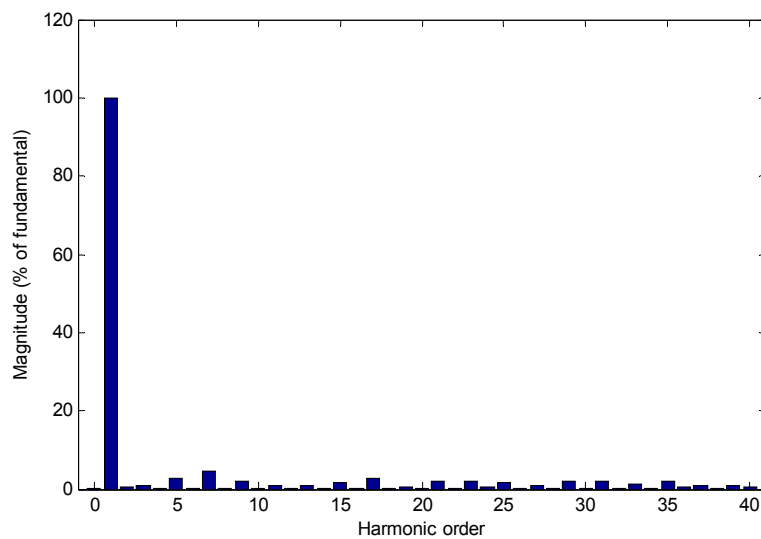
شکل (۳-۴): ولتاژ فاز خروجی V_B برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۴-۴): ولتاژ فاز خروجی V_C برای مبدل ماتریسی 3×3

طیف هارمونیک ولتاژ ورودی V_A نیز در شکل (۵-۴) آورده شده است. THD آن برابر $8/6\%$

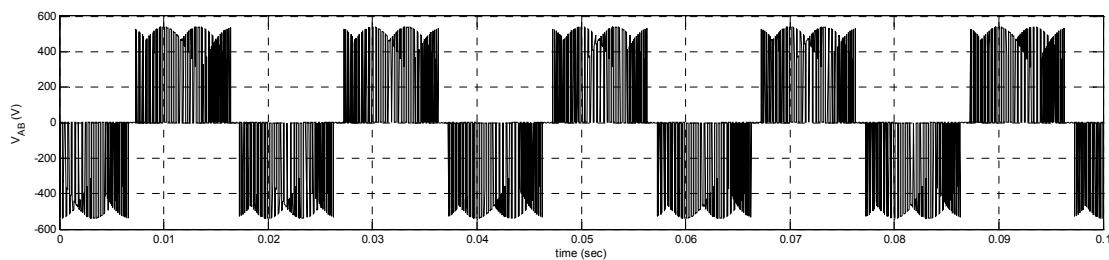
بدست می‌آید که مقدار آن قابل قبول است.



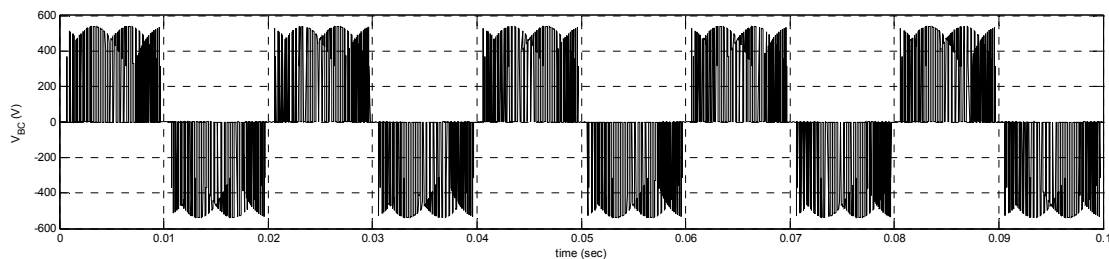
شکل (۵-۴): طیف هارمونیک ولتاژ فاز خروجی V_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

شکل موج‌های بدست آمده برای ولتاژهای خط خروجی V_{AB} ، V_{BC} و V_{CA} در شکل‌های (۶-۴) تا (۸-۴) و طیف هارمونیک ولتاژ خط V_{AB} در شکل (۹-۴) به نمایش درآمده است. THD ولتاژ V_{AB} برابر ۸/۶٪ بدست آمد.

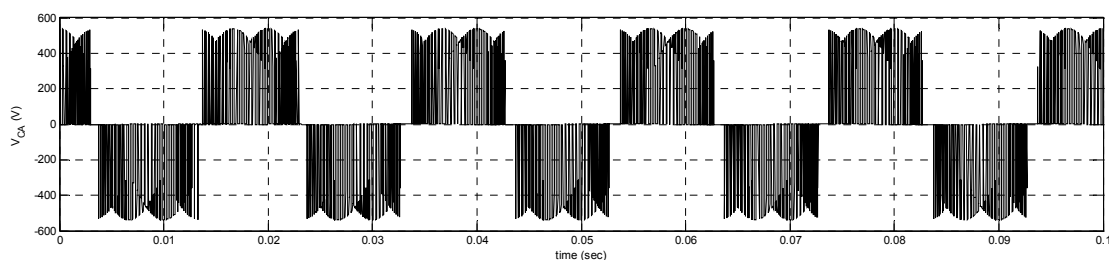
شکل‌های (۱۰-۴) تا (۱۲-۴) نشان‌دهنده شکل موج جریان‌های خروجی i_A ، i_B و i_C و شکل (۱۳-۴) نشان‌دهنده طیف هارمونیک جریان خروجی i_A می‌باشد. THD این جریان برابر ۱٪ بدست آمد.



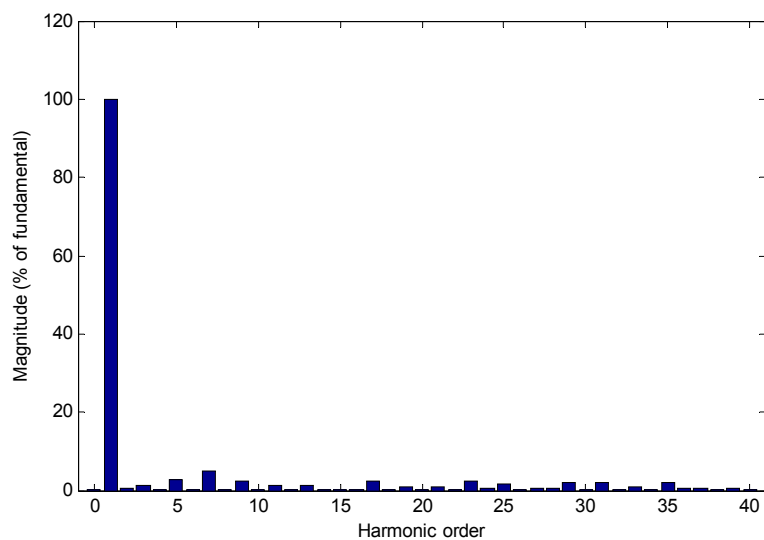
شکل (۶-۴): ولتاژ خط خروجی V_{AB} برای مبدل ماتریسی 3×3



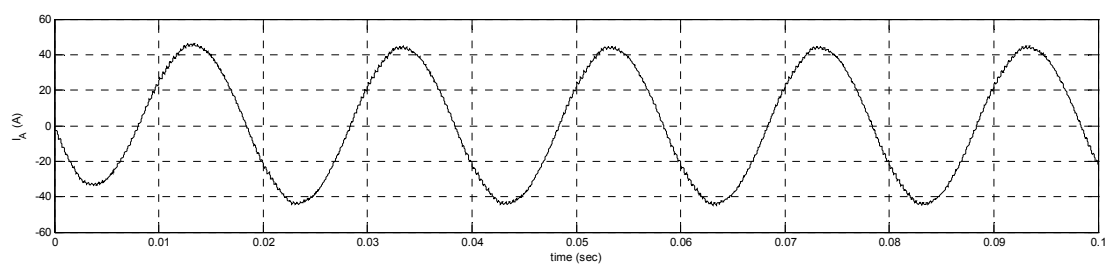
شکل (۷-۴): ولتاژ خط خروجی V_{BC} برای مبدل ماتریسی 3×3



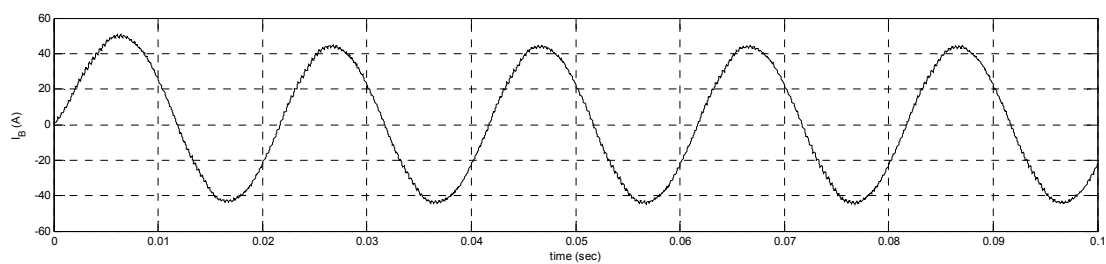
شکل (۸-۴): ولتاژ خط خروجی V_{CA} برای مبدل ماتریسی 3×3



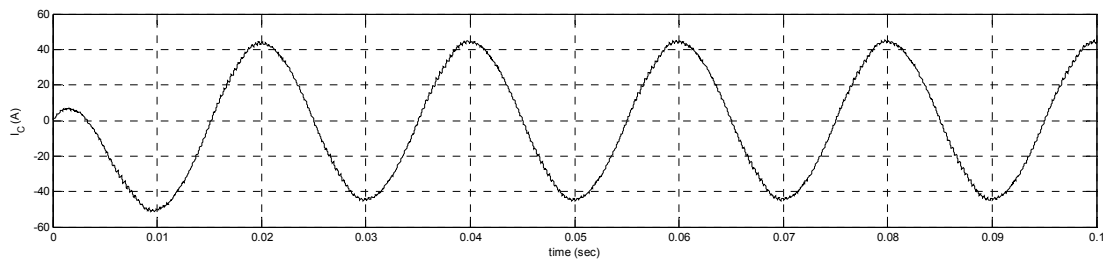
شکل (۹-۴): طیف هارمونیکی ولتاژ خط خروجی V_{AB} در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز



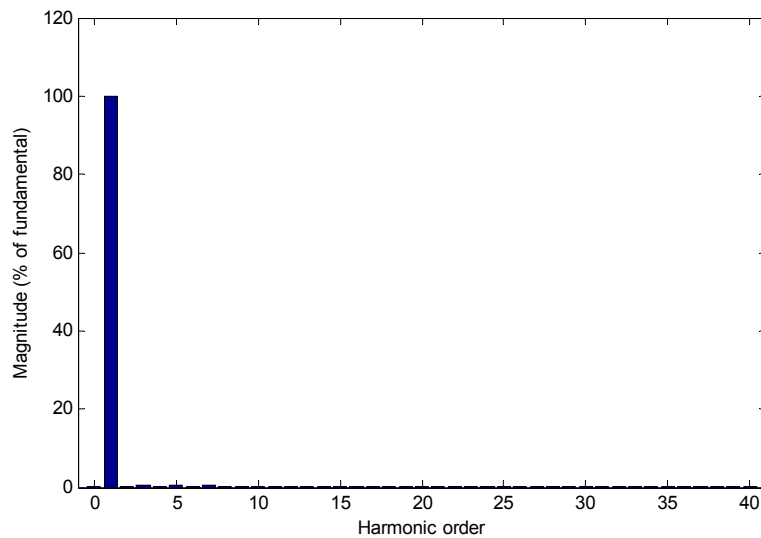
شکل (۱۰-۴): جریان خروجی i_A برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۱۱-۴): جریان خروجی i_B برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۴-۱۲): جریان خروجی i_c برای مبدل ماتریسی 3×3

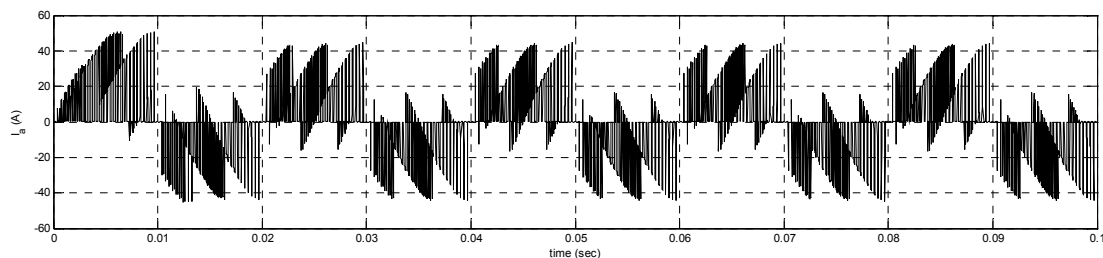


شکل (۴-۱۳): طیف هارمونیکی جریان خروجی i_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

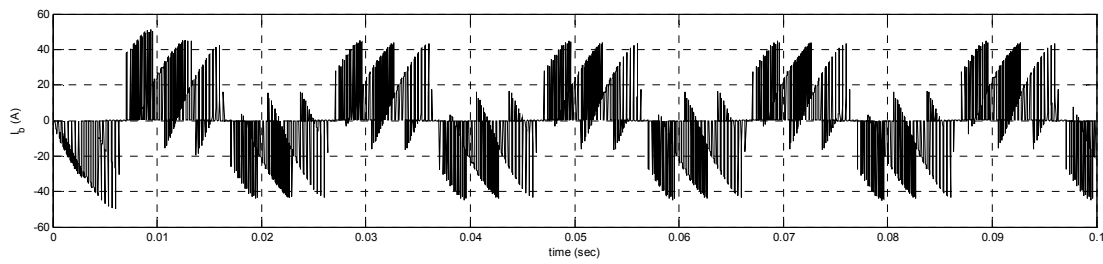
در شکل‌های (۴-۱۴) تا (۴-۱۶) شکل موج جریان‌های ورودی i_a ، i_b و i_c (بدون فیلتر

ورودی) و در شکل (۴-۱۷) طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a نشان داده شده است. THD این

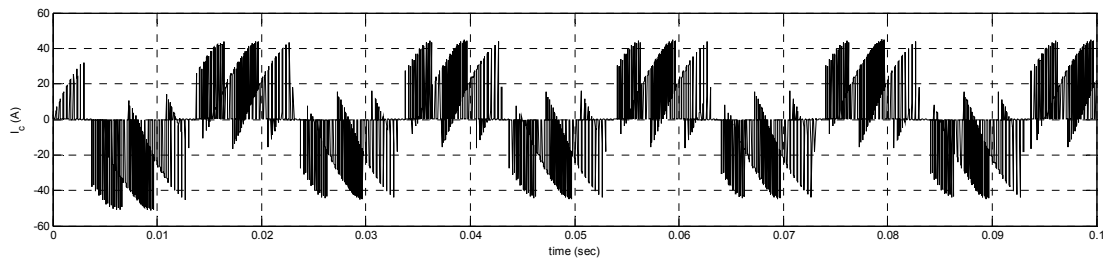
جریان برابر $3/15\%$ بدست آمد.



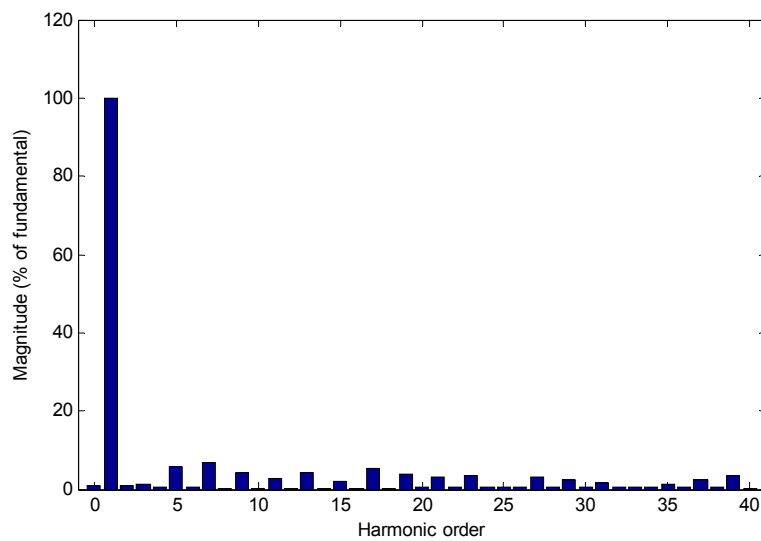
شکل (۴-۱۴): جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۴-۱۵): جریان ورودی i_b (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۴-۱۶): جریان ورودی i_c (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3

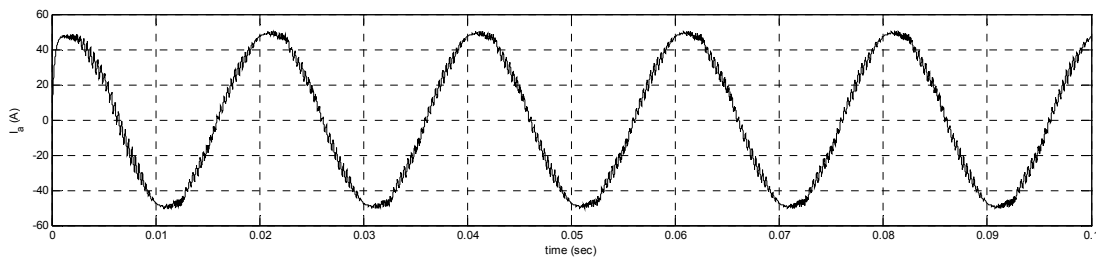


شکل (۴-۱۷): طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

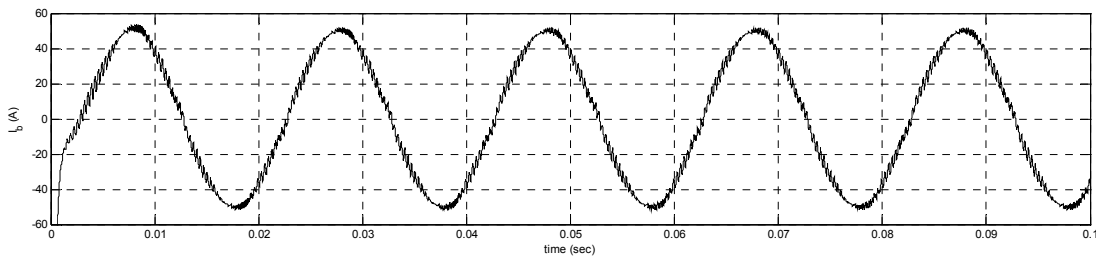
کلیه شکل موج‌های جریان‌های بدست آمده تا اینجا برای حالتی است که فیلتری در ورودی مبدل وجود ندارد. با استفاده از روشی که برای طراحی فیلتر ورودی در فصل ۲ توضیح داده شد و نیز طیف فرکانسی جریان ورودی، مقدار پارامترهای فیلتر ورودی به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$R = 0.5\Omega, \quad L = 1\mu H, \quad C = 500\mu F$$

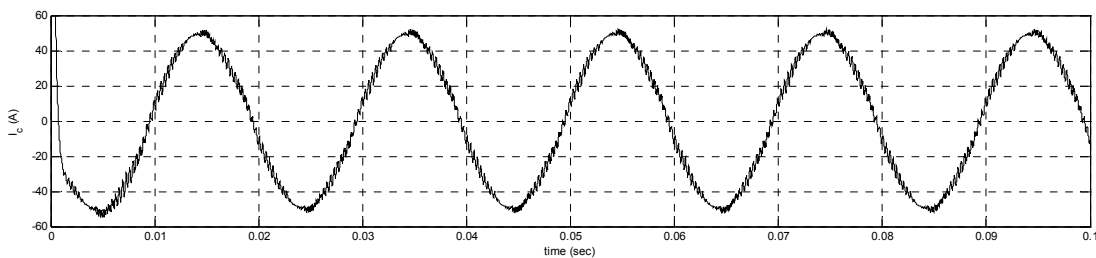
شکل موج جریان‌های ورودی i_a ، i_b و i_c (جریان‌های ورودی به فیلتر) پس از نصب فیلتر ورودی در شکل‌های (۴-۱۸) تا (۴-۲۰) و طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a در این حالت در شکل (۴-۲۱) نشان داده شده است. THD این جریان برابر ۲٪ بدست آمد که نسبت به حالت بدون فیلتر، کاهش قابل ملاحظه‌ای یافته است.



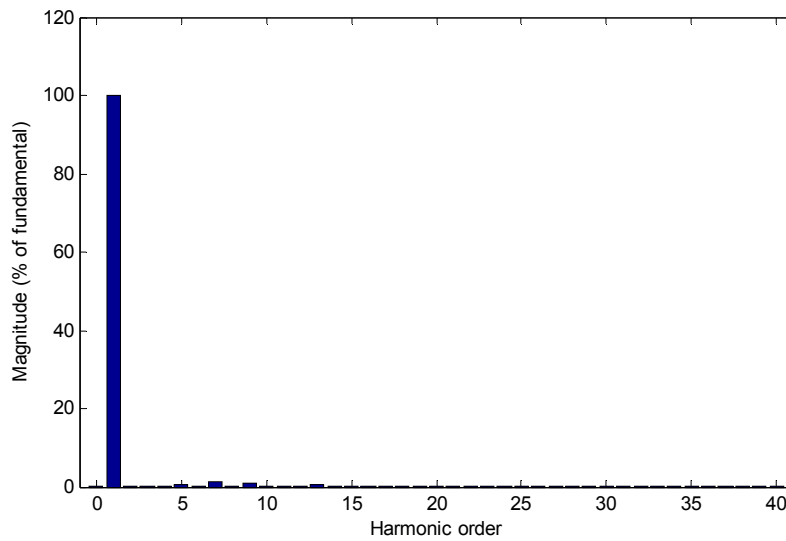
شکل (۴-۱۸): جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3



شکل (۴-۱۹): جریان ورودی i_b (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3



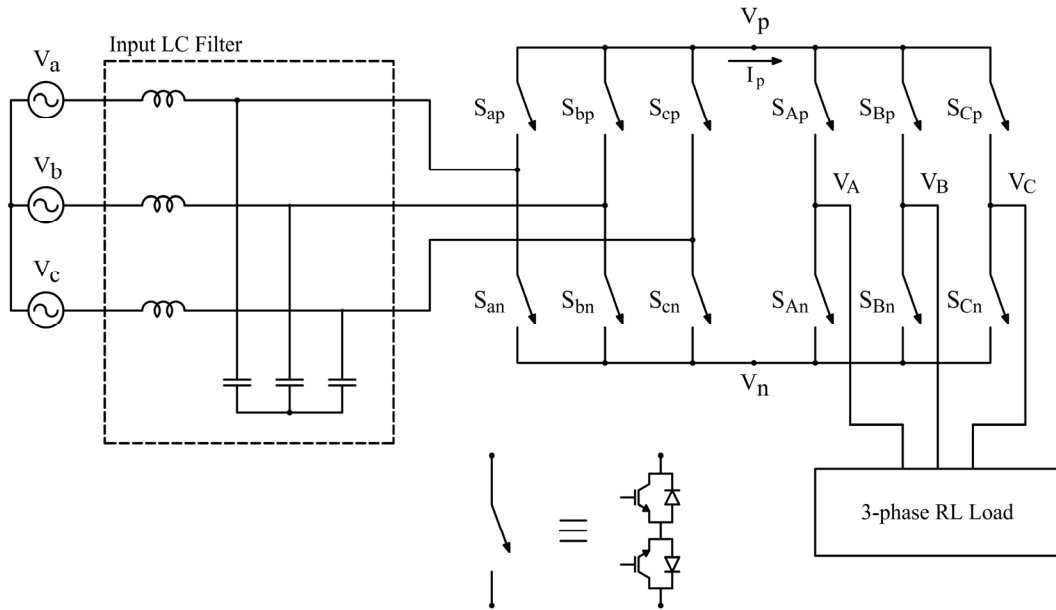
شکل (۴-۲۰): جریان ورودی i_c (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی 3×3



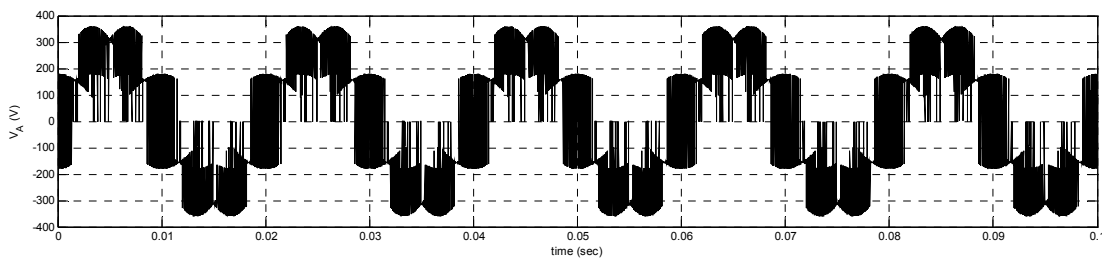
شکل (۴-۲۱): طیف هارمونیک جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

۳-۴ شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دو پل با استفاده از روش SVPWM

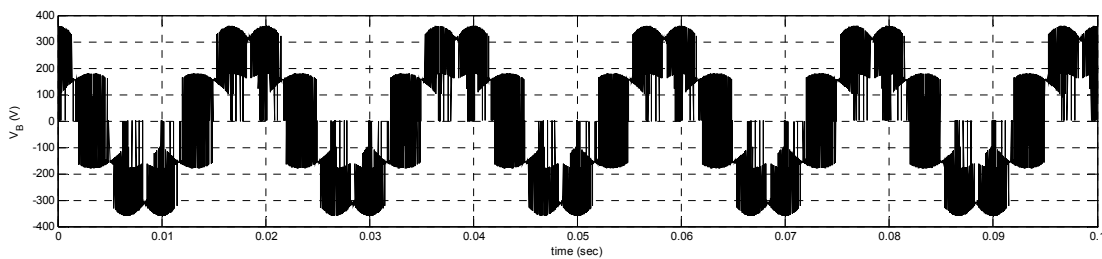
در این بخش نتایج شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دو پل با استفاده از روش کنترل SVPWM که در بخش ۲-۶-۲ معرفی شد به همراه طراحی فیلتر ورودی آورده می‌شود. ساختار استفاده شده در این شبیه‌سازی، ساختار شکل (۴-۲۲) است. بار مبدل، یک بار RL با مقادیر $R = 8\Omega$ و $L = 5mH$ و کنترل آن به صورت حلقه باز می‌باشد. ولتاژ ورودی مدار به صورت سه‌فاز متعادل ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز است. در اینجا فرکانس سوئیچینگ ۱۰ کیلوهرتز انتخاب شده و فرکانس خروجی ۵۰ هرتز است. شکل موج بدست آمده برای ولتاژهای فاز خروجی V_A ، V_B و V_C در شکل‌های (۴-۲۳) تا (۴-۲۵) و طیف هارمونیک ولتاژ V_A در شکل (۴-۲۶) نشان داده شده است. THD این ولتاژ برابر ۰.۷٪ بدست آمد که کمتر از THD ولتاژ برای مبدل ماتریسی ۳×۳ است.



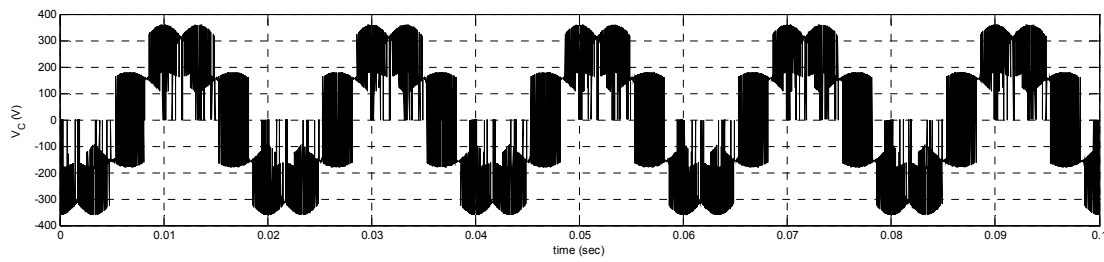
شکل (۴-۲۲): مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی و بار سه‌فاز



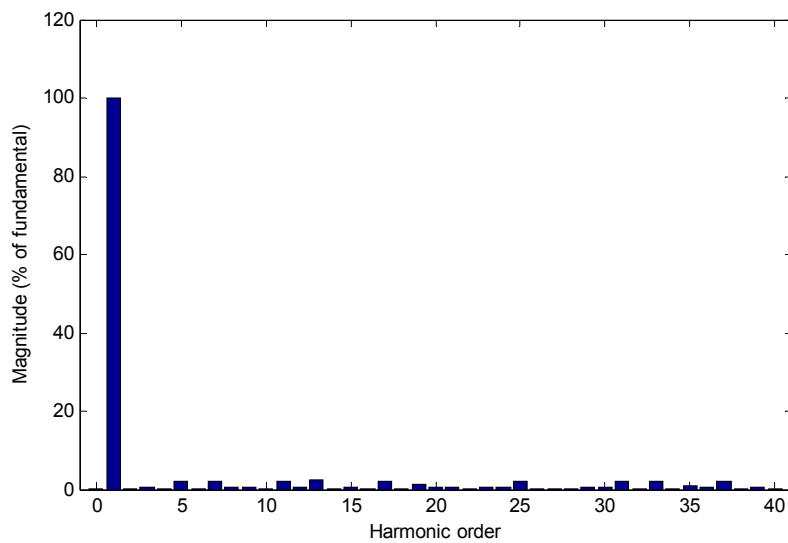
شکل (۴-۲۳): ولتاژ فاز خروجی V_A برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۲۴): ولتاژ فاز خروجی V_B برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۲۵): ولتاژ فاز خروجی V_C برای مبدل ماتریسی دو پل

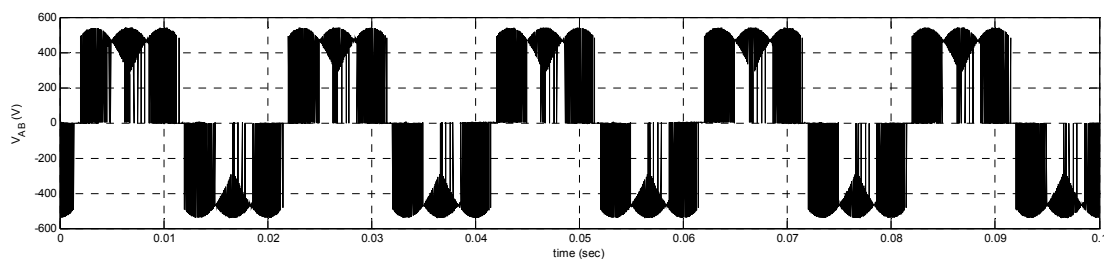


شکل (۴-۲۶): طیف هارمونیک ولتاژ فاز خروجی V_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

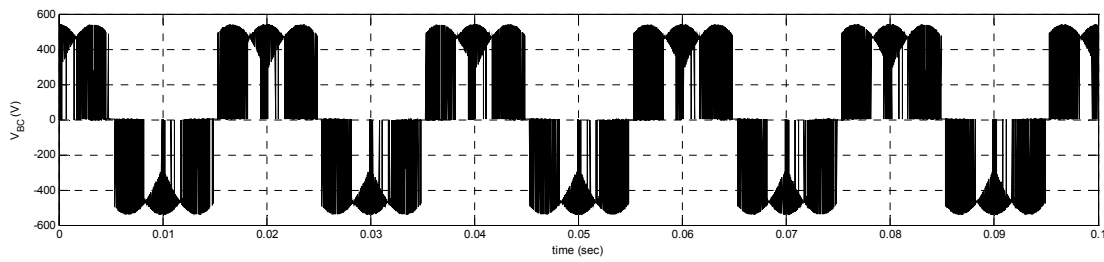
در شکل‌های (۴-۲۷) تا (۴-۲۹) شکل موج ولتاژهای خط خروجی V_{AB} ، V_{BC} و V_{CA} و در

شکل (۴-۳۰) طیف هارمونیک ولتاژ خط V_{AB} به نمایش درآمده است. THD این ولتاژ نیز برابر ۷٪

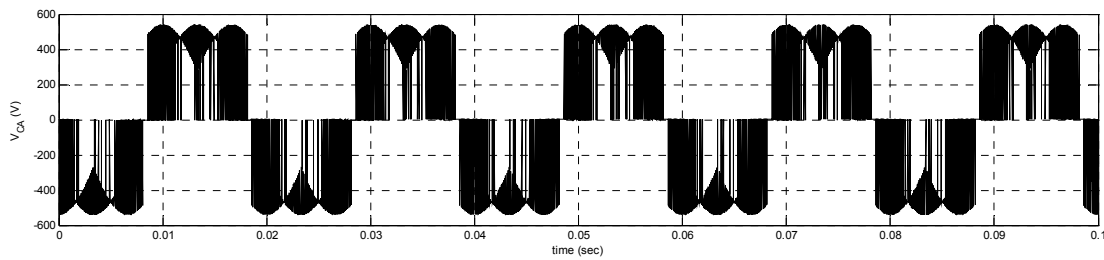
بدست آمد.



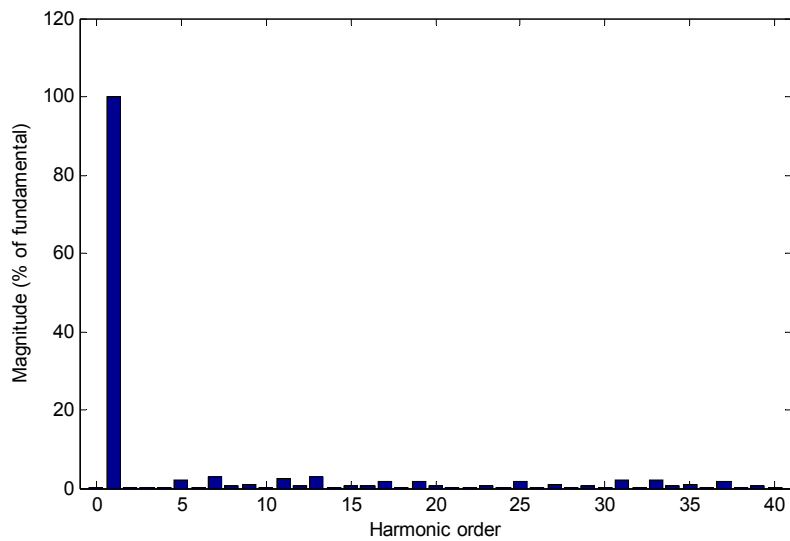
شکل (۴-۲۷): ولتاژ خط خروجی V_{AB} برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۲۸): ولتاژ خط خروجی V_{BC} برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۲۹): ولتاژ خط خروجی V_{CA} برای مبدل ماتریسی دو پل

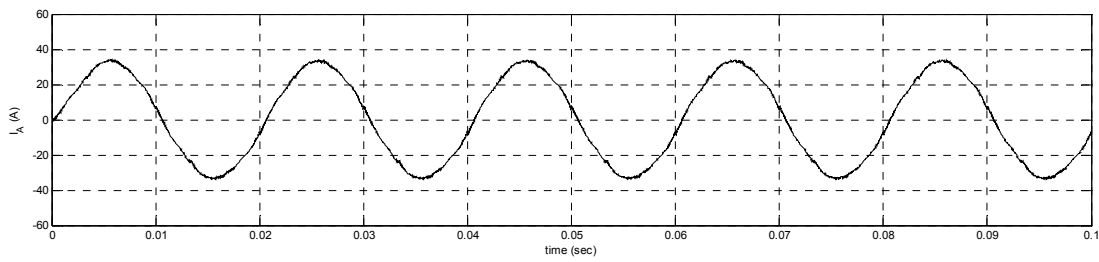
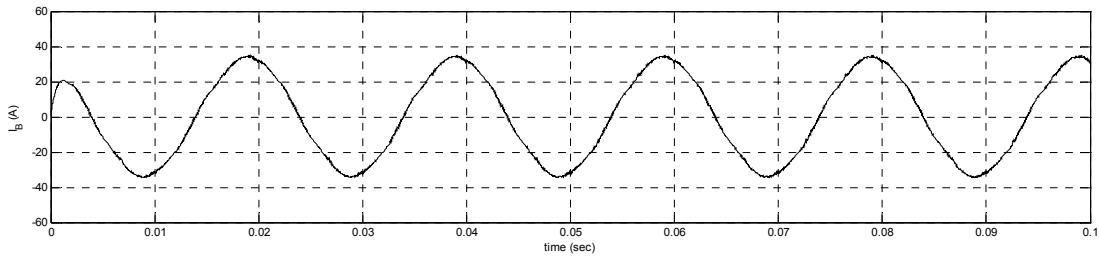
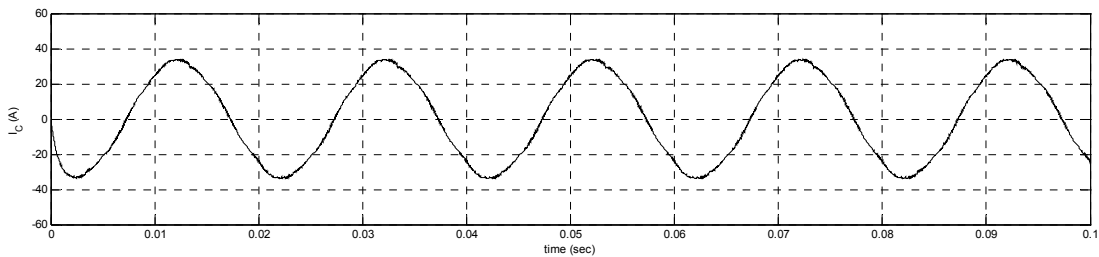


شکل (۴-۳۰): طیف هارمونیک ولتاژ خط خروجی V_{AB} در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

شکل‌های (۴-۳۱) تا (۴-۳۳) شکل موج جریان‌های خروجی i_A ، i_B و i_C و شکل (۴-۳۴)

طیف هارمونیک جریان خروجی i_A را نشان می‌دهد. THD این جریان برابر ۱/۹٪ بدست آمد که

نزدیک به مقدار THD بدست آمده برای جریان خروجی مبدل ماتریسی 3×3 است. این THD بسیار

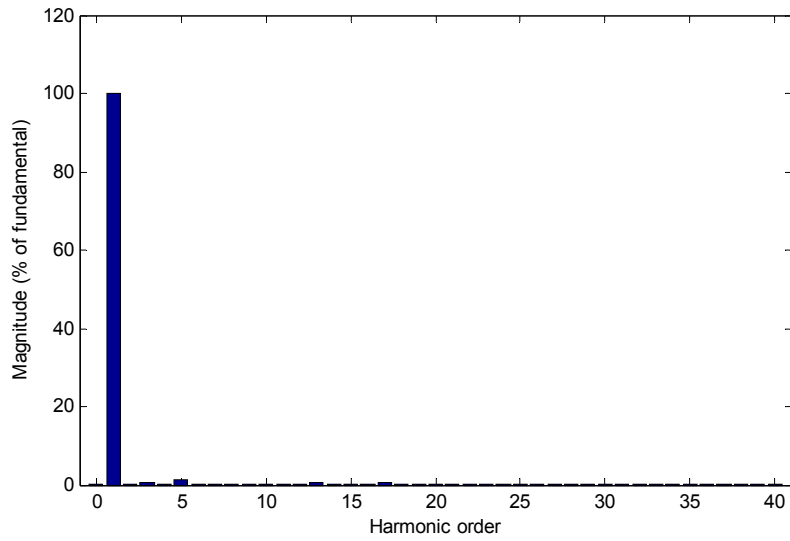
شکل (۴-۳۱): جریان خروجی i_A برای مبدل ماتریسی دو پلشکل (۴-۳۲): جریان خروجی i_B برای مبدل ماتریسی دو پلشکل (۴-۳۳): جریان خروجی i_C برای مبدل ماتریسی دو پل

کم، نشان‌دهنده توانایی بالای روش SVPWM در تولید ولتاژها و جریان‌های با کیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم می‌باشد.

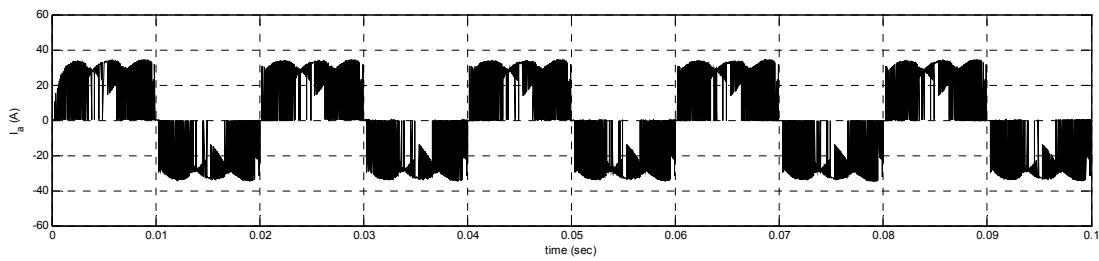
شکل موج جریان‌های ورودی i_a ، i_b و i_c (بدون فیلتر ورودی) در شکل‌های (۴-۳۵) تا

(۴-۳۷) و طیف هارمونیک جریان i_a در شکل (۴-۳۸) آورده شده است. THD این جریان برابر

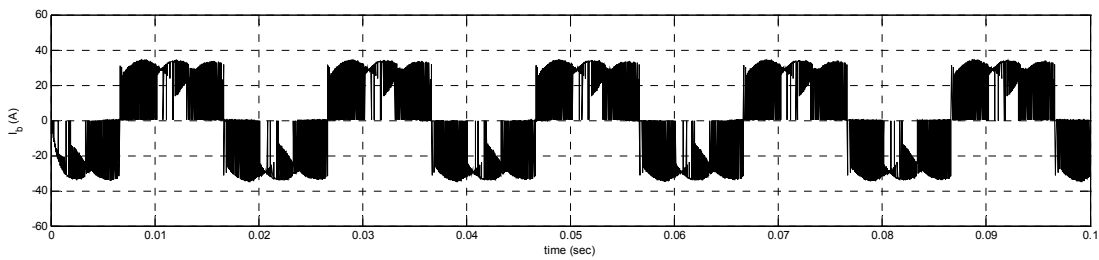
۵/۸٪ بدست آمد.



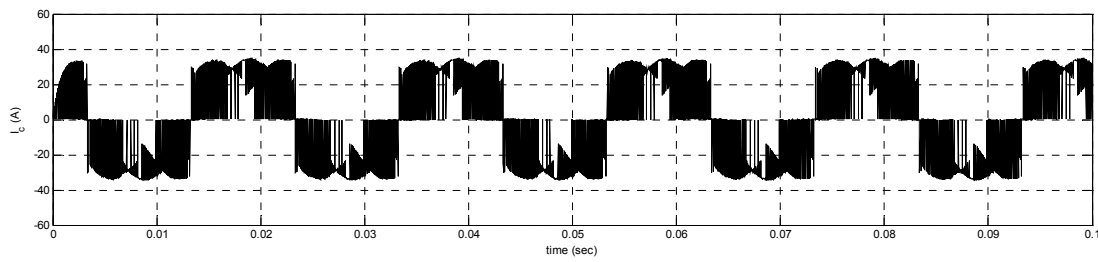
شکل (۴-۳۴): طیف هارمونیک جریانی خروجی i_A در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز



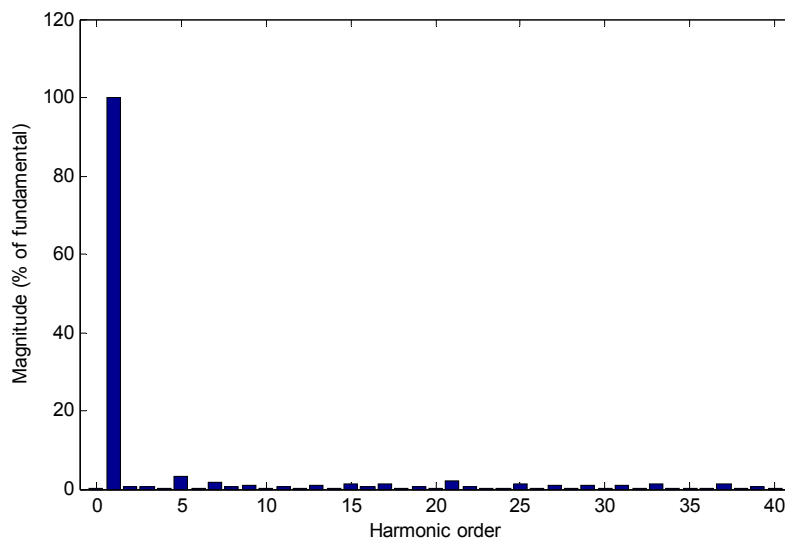
شکل (۴-۳۵): جریانی ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۳۶): جریانی ورودی i_b (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۳۷): جریان ورودی i_c (بدون فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل

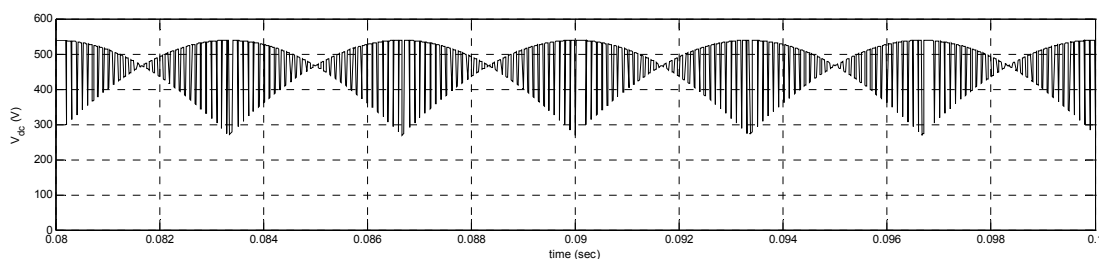


شکل (۴-۳۸): طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a (بدون فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

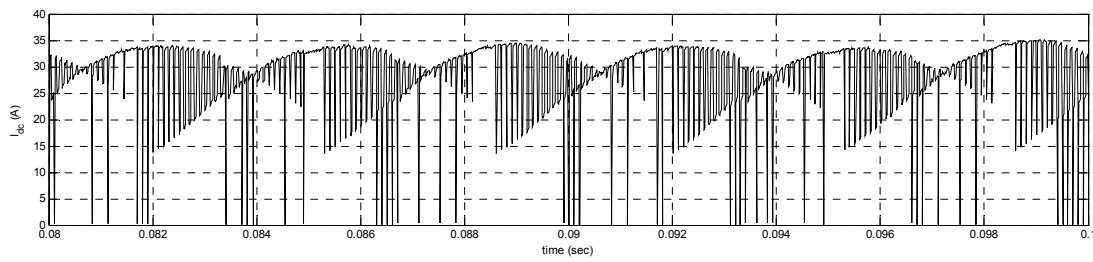
ولتاژ و جریان باس DC (ولتاژ v_{pn} و جریان i_p در شکل (۴-۲۲)) نیز در شکل‌های (۴-۳۹)

و (۴-۴۰) نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود، ولتاژ باس DC در کلیه زمان‌ها مثبت

نگه داشته شده می‌شود. مقدار DC ولتاژ و جریان باس DC به ترتیب برابر ۴۸۷ ولت و ۲۹ آمپر است.



شکل (۴-۳۹): ولتاژ باس DC

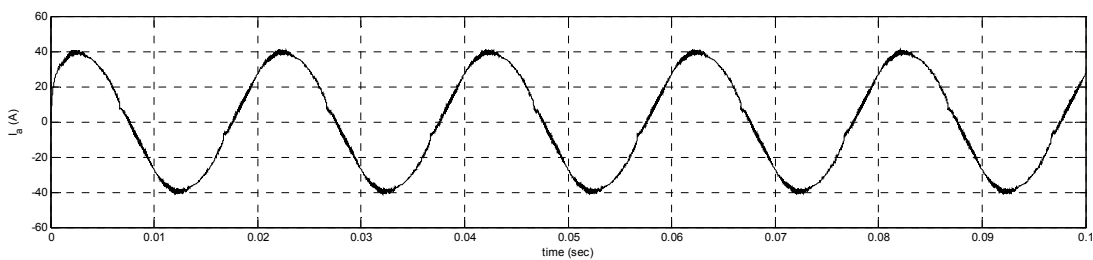


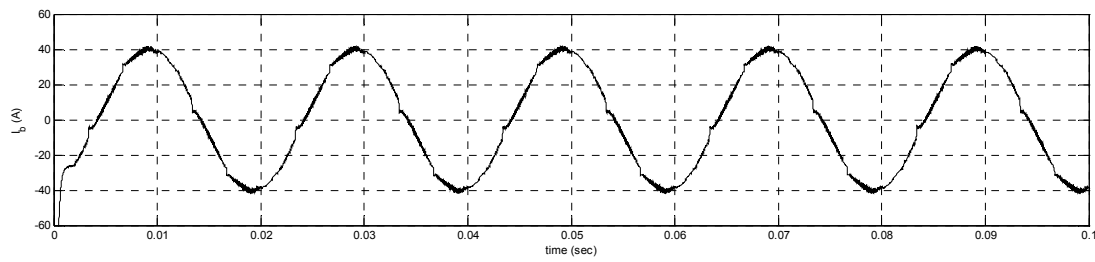
شکل (۴-۴۰): جریان باس DC

برای حذف هارمونیک‌های جریان ورودی، از یک فیلتر ورودی LC استفاده می‌شود. مقادیر پارامترهای این فیلتر با استفاده از روش گفته شده در فصل ۲ و طیف هارمونیکی جریان ورودی، به صورت زیر بدست می‌آیند:

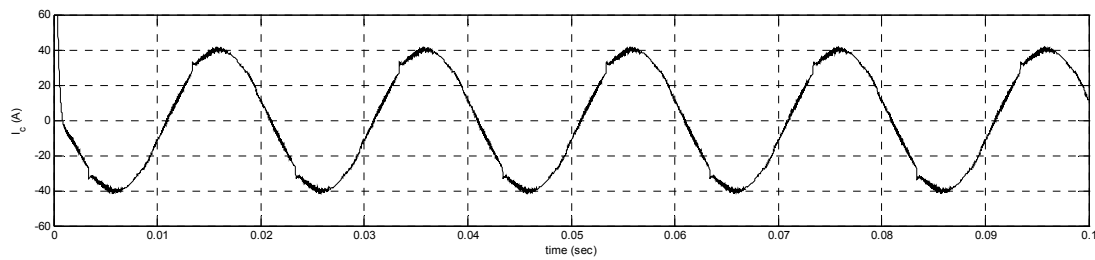
$$R = 0.8\Omega, \quad L = 1\mu H, \quad C = 300\mu F$$

شکل موج جریان‌های ورودی i_a ، i_b و i_c (جریان‌های ورودی به فیلتر) پس از نصب فیلتر در شکل‌های (۴-۴۱) تا (۴-۴۳) و طیف هارمونیکی جریان i_a در شکل (۴-۴۴) آورده شده است. THD این جریان در این حالت برابر $2/3\%$ بدست آمد که مقدار آن نسبت به حالت بدون فیلتر کاهش یافته و شکل موج آن به سینوسی نزدیک‌تر شده است.

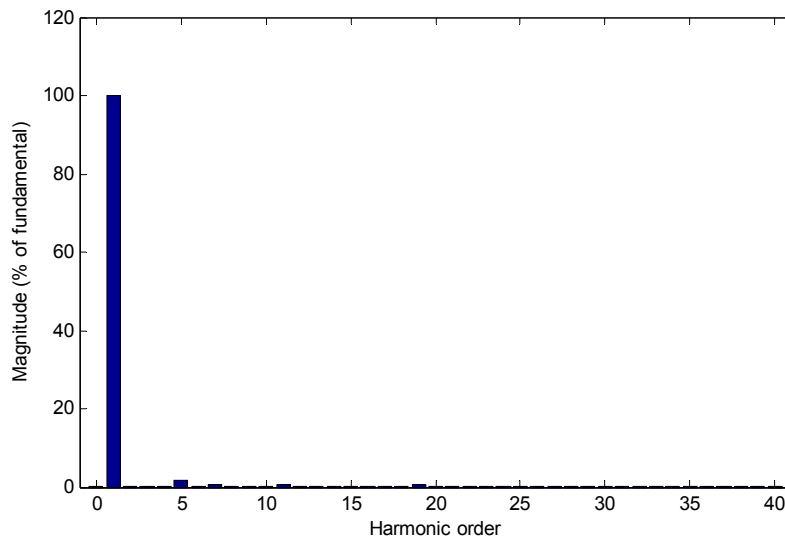
شکل (۴-۴۱): جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۴۲): جریان ورودی i_b (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۴۳): جریان ورودی i_c (با فیلتر ورودی) برای مبدل ماتریسی دو پل



شکل (۴-۴۴): طیف هارمونیکی جریان ورودی i_a (با فیلتر ورودی) در فرکانس خروجی ۵۰ هرتز

۴-۴ شبیه‌سازی UPFC با مبدل ماتریسی دو پل

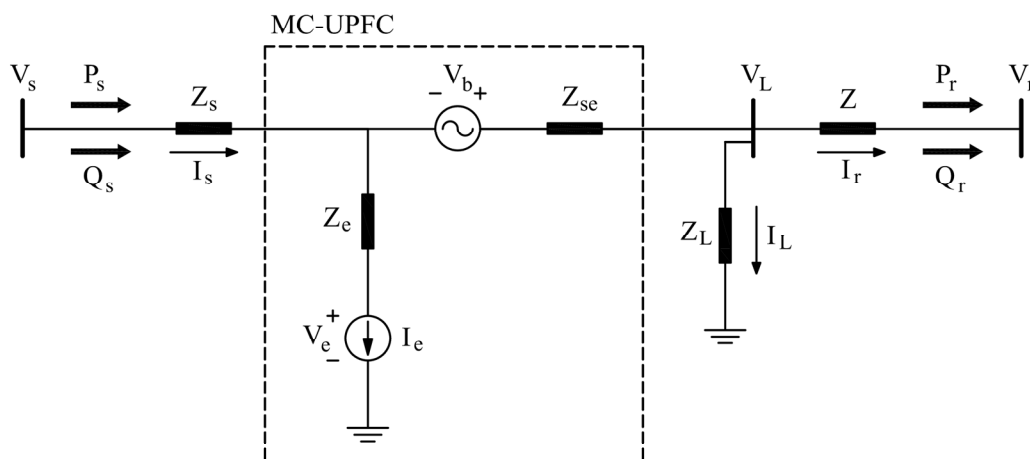
در این بخش، نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی UPFC با استفاده از مبدل ماتریسی دو پل

برای مدل پیشنهاد شده برای UPFC در فصل ۳ به صورت جداگانه ارائه می‌شود.

کنترل UPFC و مبدل ماتریسی به صورت حلقه باز می‌باشد. ولتاژ باس‌های فرستنده و گیرنده برابر با ۱۵۰ کیلوولت RMS و زاویه آنها به ترتیب در $\delta_s = 0$ و $\delta_r = -5$ درجه ثابت نگه داشته می‌شود؛ به عبارت دیگر، به هر باس یک ژنراتور با ولتاژ و زاویه گفته شده متصل شده است. امپدانس داخلی ژنراتور باس فرستنده برابر صفر در نظر گرفته می‌شود یعنی $Z_s = 0$. توان مورد نیاز بار سیستم برابر با $P_L = 100MW$ و $Q_L = 50MVAR$ ، امپدانس خط انتقال برابر با $R = 10\Omega$ و $L = 0.16H$ و توان مبنا برابر با $S_B = 1000MVA$ در نظر گرفته می‌شود. فرکانس سوئیچینگ مبدل ماتریسی برابر با $f_s = 10kHz$ و فرکانس ورودی و خروجی آن برابر ۵۰ هرتز است.

۴-۴-۱) شبیه‌سازی UPFC با بار در سیستم قدرت

همان‌طور که در فصل ۳ توضیح داده شد، در مدل UPFC، امپدانس ترانسفورماتور سری در سمت منبع ولتاژ در نظر گرفته می‌شود (شکل (۴-۴۵)). برای این شبیه‌سازی، امپدانس ترانسفورماتور سری برابر با $Z_{se} = 0.001 + j0$ پریونیت و امپدانس ترانسفورماتور موازی برابر با $Z_e = 0.001 + j0.05$ پریونیت قرار داده می‌شوند. محدوده اندیس مدولاسیون UPFC برابر با



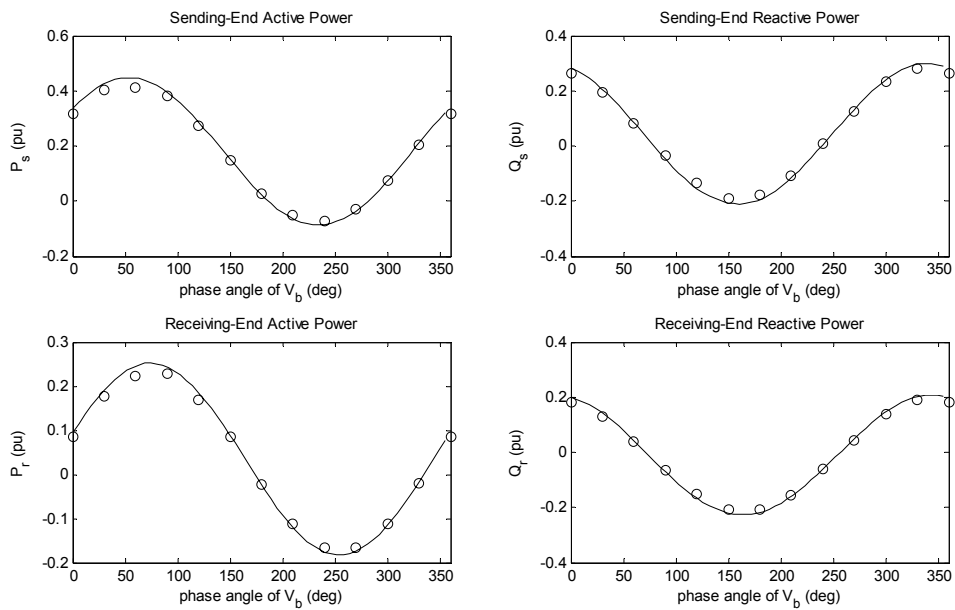
شکل (۴-۴۵): سیستم قدرت سه‌بسه و مدل UPFC متصل به آن با بار در سیستم

محدوده نسبت تبدیل ولتاژ مبدل ماتریسی ($0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$) در نظر گرفته می‌شود. با توجه به روش مدولاسیون به کار گرفته شده برای کنترل مبدل ماتریسی، جریان ورودی (تحریک) UPFC، همواره با ولتاژ ورودی آن هم‌فاز است. به عبارت دیگر زاویه جریان تحریک γ_e ، بسیار نزدیک به صفر است و برای کلیه مراحل شبیه‌سازی برابر با صفر قرار داده می‌شود.

۴-۴-۱) مقایسه نتایج شبیه‌سازی سیستم واقعی و مدل پیشنهادی

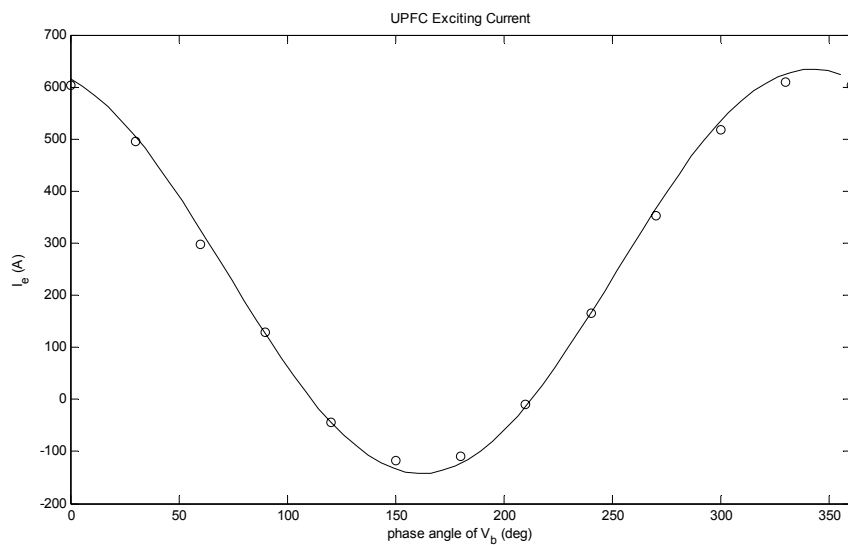
برای نشان دادن مطابقت مدل پیشنهادی با سیستم واقعی، برای اندیس مدولاسیون برابر با $k = 0.5$ ثابت و زاویه ولتاژ تزریقی به ازای مقادیر $\delta_b = 0, 30, \dots, 360$ درجه، UPFC با بار در سیستم قدرت با مقادیر گفته شده، شبیه‌سازی شده و مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو هر دو باس فرستنده و گیرنده برای هر مقدار δ_b ثبت شدند. همین عمل بر اساس روابط بدست آمده از مدل پیشنهادی برای این توان‌ها انجام شد. سپس نمودار توان‌های شبیه‌سازی و مدل در یک نمودار ترسیم شدند. این نمودارها در شکل (۴-۴۶) به نمایش درآمده‌اند. در این شکل، نمودار توان‌های حاصل از شبیه‌سازی به صورت دایره‌هایی توخالی و نمودار توان‌های حاصل از روابط مدل به صورت خطوط پیوسته نشان داده شده‌اند. همان‌طور که از این نمودارها مشخص است، بین نتایج شبیه‌سازی و نتایج حاصل از مدل، مطابقت بسیار خوبی برقرار است.

اگر برای جریان تحریک UPFC نیز نتایج حاصل از شبیه‌سازی و مدل برای $k = 0.5$ ثابت و زاویه ولتاژ تزریقی به ازای مقادیر $\delta_b = 0, 30, \dots, 360$ درجه در یک نمودار ترسیم شوند، نتیجه مشابهی بدست می‌آید که در شکل (۴-۴۷) نشان داده شده است و مطابق انتظار، این دو نمودار نیز با دقت بسیار خوبی بر هم منطبق هستند. شکل‌های (۴-۴۶) و (۴-۴۷) بدان معنی هستند که مدل پیشنهادی با روابط ارائه شده، می‌تواند با دقت بسیار بالا، UPFC را توصیف و پیش‌بینی کند.



شکل (۴-۴۶): نمودارهای مقادیر توان اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های

توخالی) و روابط مدل (خط پیوسته) بر حسب δ_b



شکل (۴-۴۷): نمودار دامنه جریان تحریک UPFC حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و مدل (خط پیوسته)

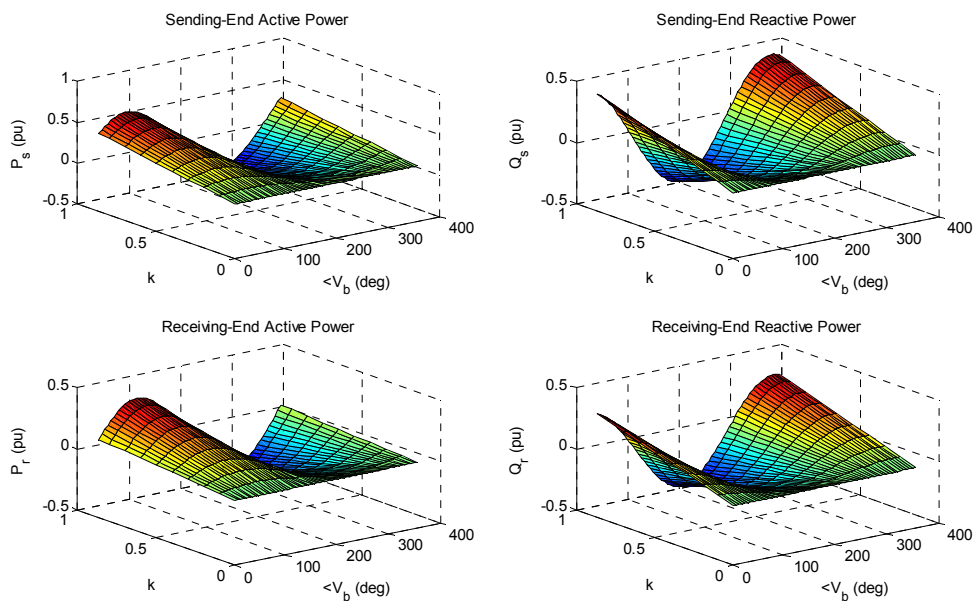
اگر نمودارهای توان اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده به ازای کلیه مقادیر ممکن k

و δ_b ترسیم شوند، نمودارهای سه‌بعدی توان بدست می‌آید که در شکل (۴-۴۸) به نمایش درآمده‌اند.

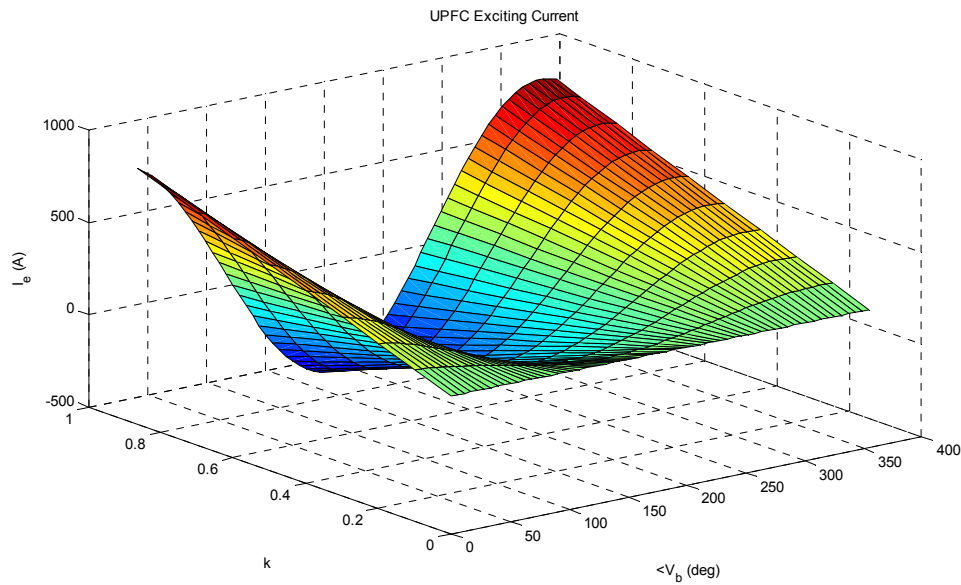
در این نمودارها، محور x نشان‌دهنده زاویه فاز ولتاژ تزریقی و محور y نشان‌دهنده اندیس مدولاسیون UPFC است. همچنین نمودار سه‌بعدی جریان تحریک برحسب دو پارامتر k و δ_b در شکل (۴-۴۹) آورده شده است. از این شکل مشخص است که هرچه دامنه ولتاژ تزریقی به خط انتقال بیشتر باشد (k بزرگ‌تر باشد)، دامنه تغییرات جریان تحریک بیشتر خواهد بود.

۴-۴-۱-۲) کنترل توان اکتیو و راکتیو با استفاده از مدل پیشنهادی

در این بخش، نتایج حاصل از شبیه‌سازی روش کنترل عبور توان اکتیو و راکتیو برای باس‌های فرستنده و گیرنده ارائه می‌شود. قبل از اجرای روش، باید باس کنترل (باسی که توان‌های آن باید کنترل شوند) را تعیین کرد.



شکل (۴-۴۸): نمودارهای سه‌بعدی مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده بر حسب k و δ_b



شکل (۴-۴۹): نمودار سه‌بعدی دامنه جریان تحریک UPFC بر حسب k و δ_b

۴-۴-۱-۲-۱) کنترل توان اکتیو و راکتیو باس فرستنده

برای شروع، باس فرستنده به عنوان باس کنترل انتخاب می‌شود. با استفاده از روابط بدست

آمده از مدل برای توان‌های اکتیو و راکتیو (روابط (۳-۳۷) و (۳-۳۸))، محدوده این توان‌ها که توسط

UPFC قابل کنترل هستند، در سیستم قدرت در نظر گرفته شده بدست می‌آیند که بر حسب

پیرونیته برابر است با:

$$P_s \in [-0.28, 0.64] \text{ pu}$$

$$Q_s \in [-0.39, 0.48] \text{ pu}$$

برای نشان دادن قابلیت کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو در روش کنترل ارائه شده در

فصل ۳، مقادیر مورد نظر توان‌ها را در چهار مرحله به عنوان توان مرجع UPFC انتخاب می‌کنیم. با

این کار، سمت راست دستگاه معادلات (۳-۴۱) تعیین می‌شود. با قرار دادن روابط (۳-۳۷) و (۳-۳۸)

به عنوان معادلات سمت چپ این دستگاه و حل آن، مقادیر پارامترهای کنترلی UPFC بدست

می‌آیند. نتایج بدست آمده برای چهار مرحله به صورت زیر است:

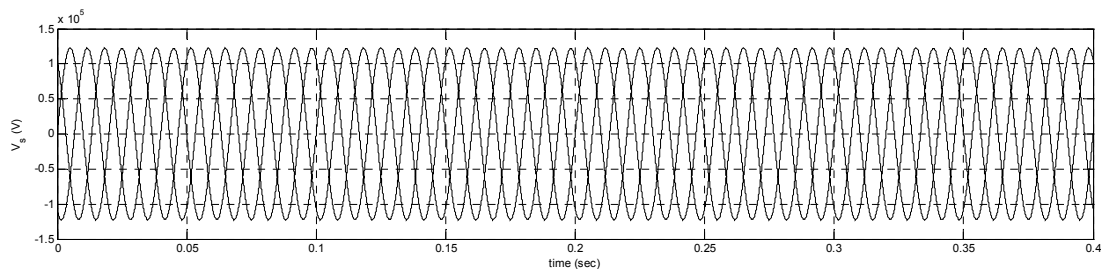
$$\begin{cases} P_{s,ref} = 0.3 pu \\ Q_{s,ref} = 0.3 pu \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.51 \\ \delta_b^* = 349.22^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{s,ref} = 0.3 pu \\ Q_{s,ref} = -0.1 pu \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.43 \\ \delta_b^* = 109.8^\circ \end{cases}$$

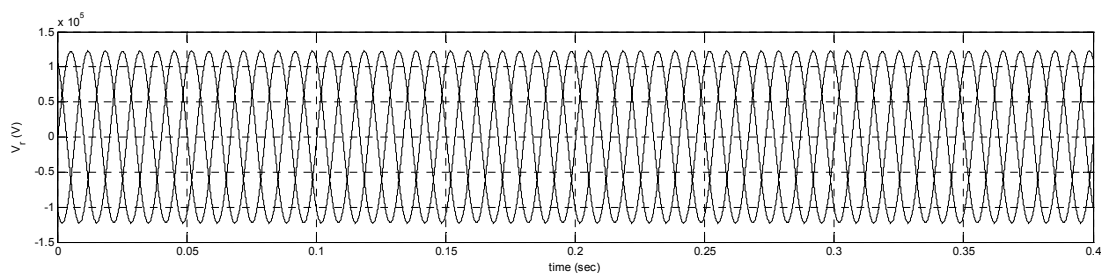
$$\begin{cases} P_{s,ref} = -0.1 pu \\ Q_{s,ref} = -0.1 pu \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.57 \\ \delta_b^* = 219.1^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{s,ref} = -0.1 pu \\ Q_{s,ref} = 0.2 pu \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.84 \\ \delta_b^* = 270.4^\circ \end{cases}$$

برای شبیه‌سازی مدل با پارامترهای محاسبه شده، سیستم قدرت با مقادیر داده شده به همراه UPFC برای مدت ۰/۴ ثانیه شبیه‌سازی می‌شود. شکل موج ولتاژهای باس‌های فرستنده و گیرنده در شکل‌های (۵۰-۴) و (۵۱-۴) نشان داده شده‌اند. از این شکل‌ها، زاویه ولتاژهای باس‌ها مشخص است.

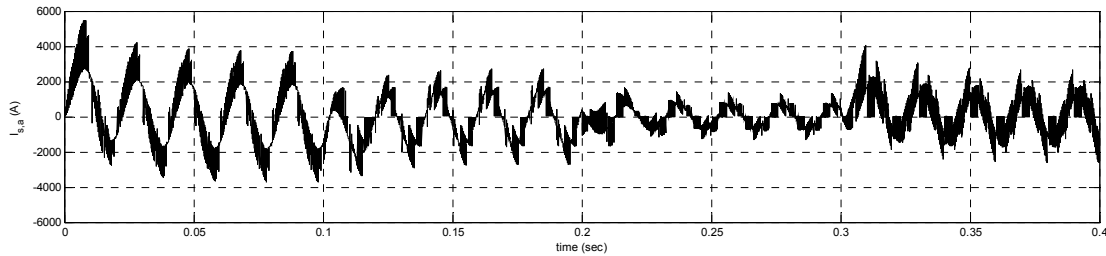


شکل (۵۰-۴): شکل موج ولتاژهای باس فرستنده با $\delta_s = 0^\circ$

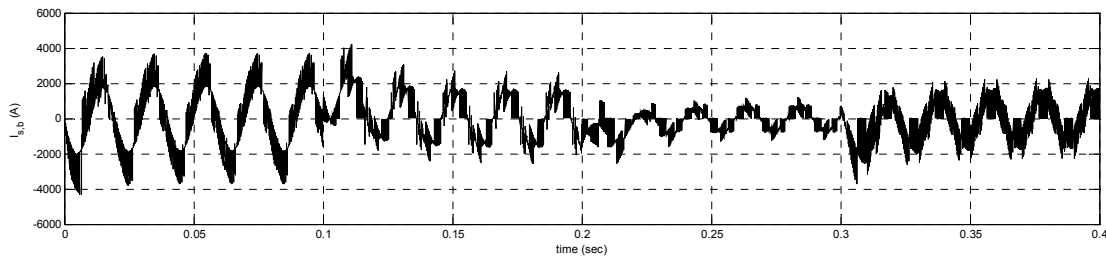


شکل (۵۱-۴): شکل موج ولتاژهای باس گیرنده با $\delta_r = -5^\circ$

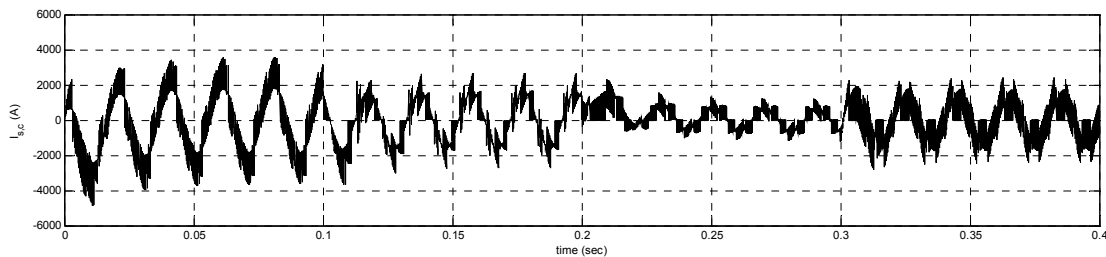
شکل موج جریان‌های خروجی از باس فرستنده به سیستم در شکل‌های (۵۲-۴) تا (۵۴-۴) و جریان‌های ورودی به باس گیرنده از سیستم در شکل (۵۵-۴) به نمایش درآمده‌اند.



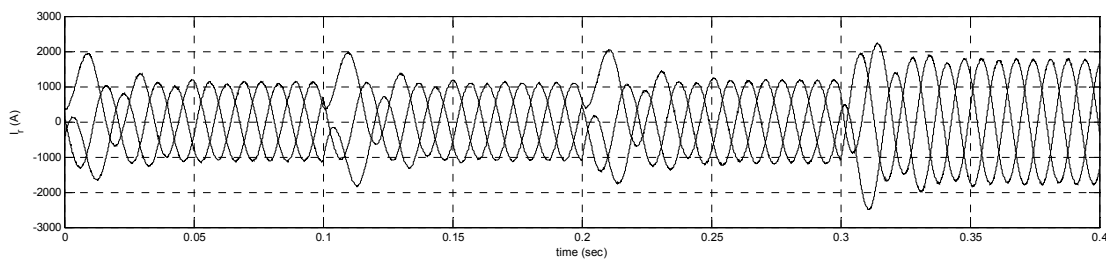
شکل (۵۲-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a



شکل (۵۳-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b

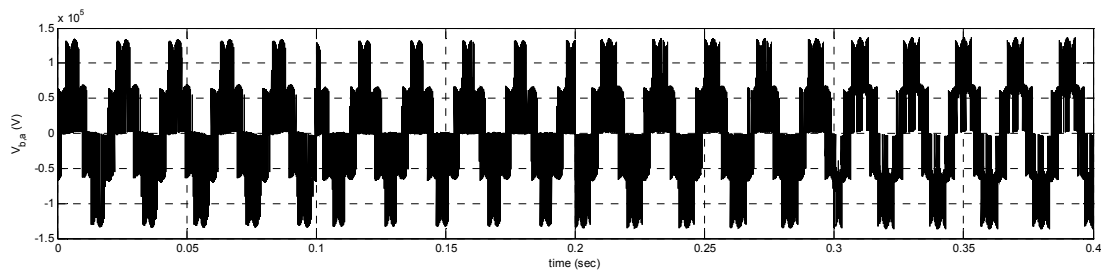


شکل (۵۴-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز c

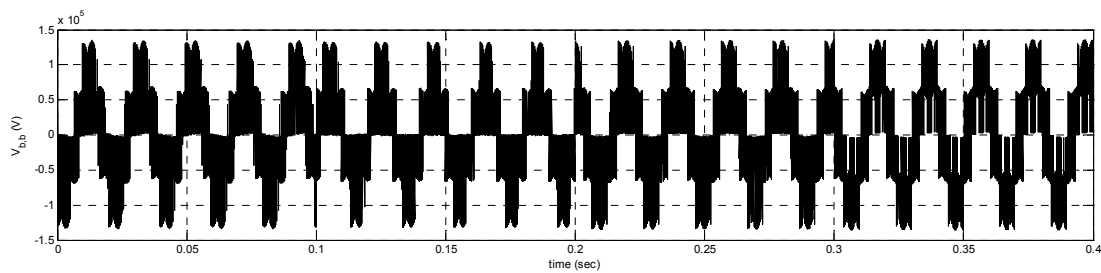


شکل (۵۵-۴): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده

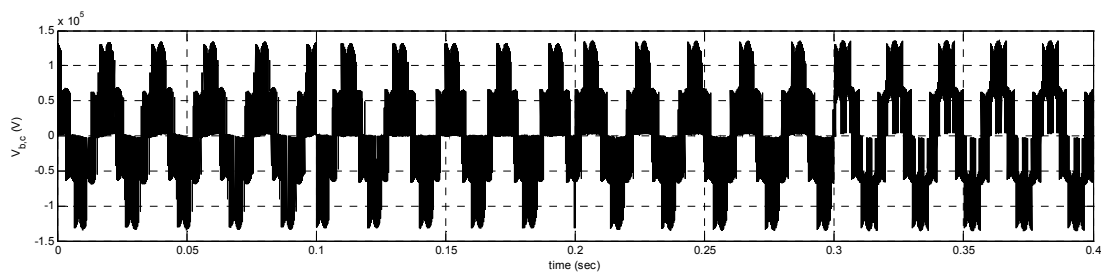
شکل موج ولتاژهای تزریقی به خط انتقال با اندازه و زاویه فاز محاسبه شده در بالا، در شکل‌های (۴-۵۶) تا (۴-۵۸) نشان داده شده است. تغییرات در این ولتاژ در هر ۰/۱ ثانیه کاملاً مشخص است که علت آن، تغییرات پارامترهای کنترلی UPFC است. همچنین شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال در شکل (۴-۵۹) آورده شده که تغییرات این جریان‌ها نیز در شکل مشخص است.



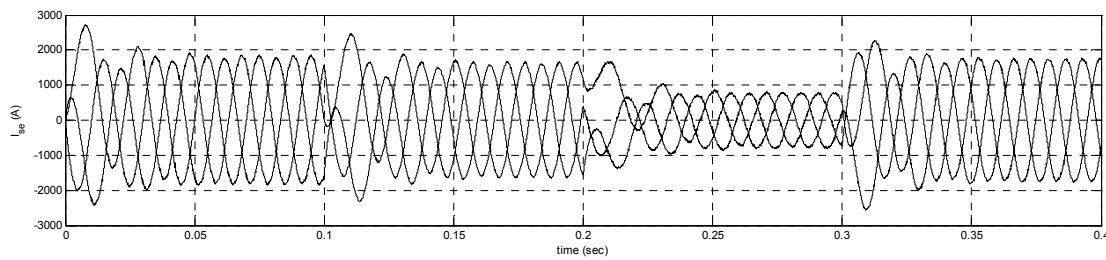
شکل (۴-۵۶): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a



شکل (۴-۵۷): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b



شکل (۴-۵۸): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c



شکل (۴-۵۹): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC

نمودار تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو باس فرستنده و مقادیر مرجع آنها بر اساس پارامترهای بدست آمده در بالا در شکل (۴-۶۰) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشخص است، UPFC به خوبی قادر به کنترل مستقل توان‌ها بر روی مقادیر مرجع مورد نظر می‌باشد.

۴-۴-۱-۲-۲) کنترل توان اکتیو و راکتیو باس گیرنده

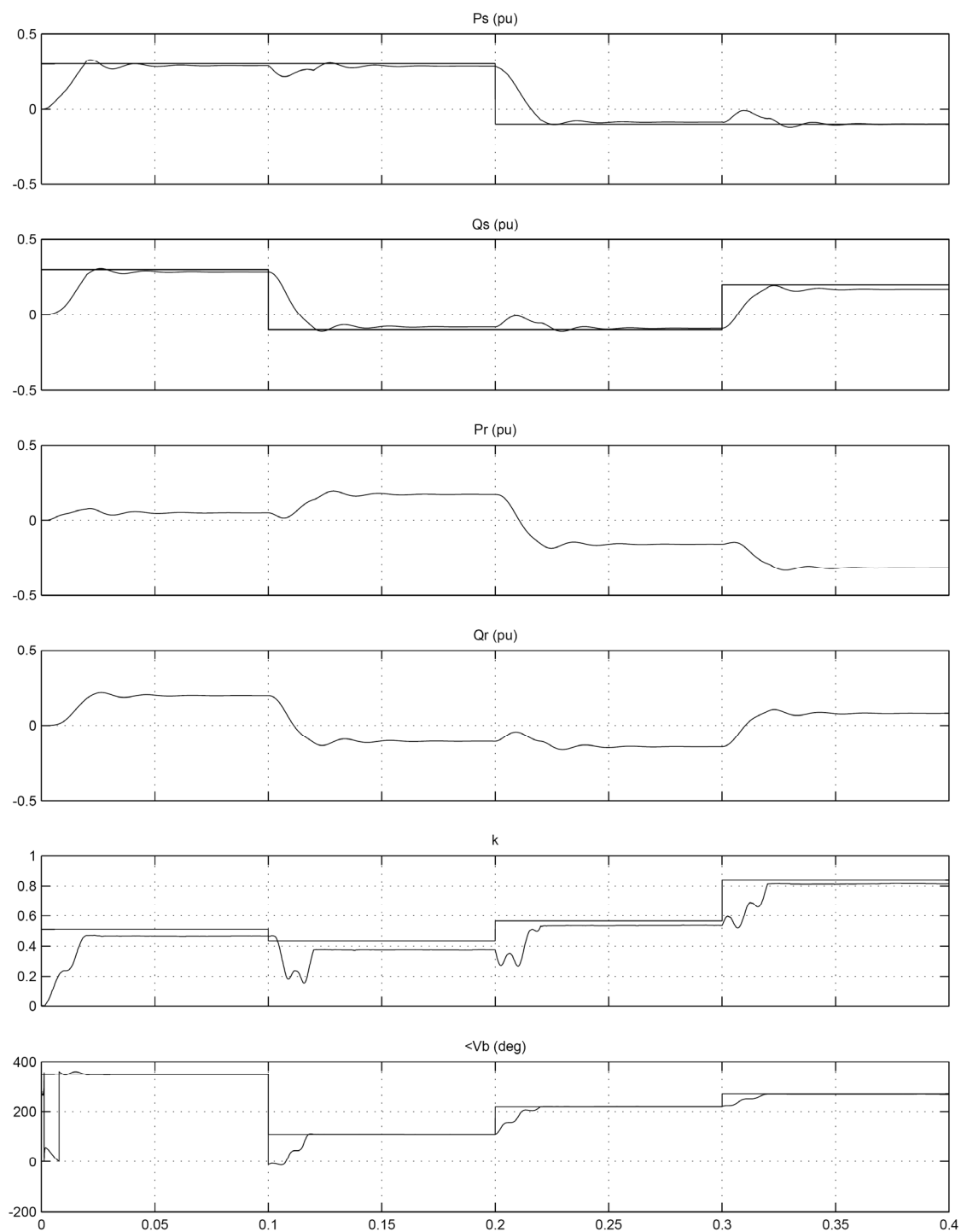
اگر باس گیرنده به عنوان باس کنترل انتخاب شود، مانند قبل چهار مرحله انتخاب مقادیر مرجع توان‌ها در نظر گرفته می‌شود که این مقادیر از محدوده مجاز توان‌های اکتیو و راکتیو باس گیرنده تعیین می‌شوند که این محدوده‌ها برابرند با:

$$P_r \in [-0.34, 0.41] \text{ pu}$$

$$Q_r \in [-0.38, 0.36] \text{ pu}$$

روابط (۳-۳۹) و (۳-۴۰) به عنوان معادلات سمت چپ دستگاه معادلات (۳-۴۲) و مقادیر مرجع انتخاب شده از محدوده بالا برای سمت راست این دستگاه انتخاب می‌شوند. با حل این دستگاه برای باس گیرنده، مقادیر پارامترهای کنترل به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} P_{r,ref} = 0.2 \text{ pu} \\ Q_{r,ref} = 0.2 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.61 \\ \delta_b^* = 22.3^\circ \end{cases}$$



شکل (۴-۶۰): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "فرستنده" و مقادیر مرجع آنها

$$\begin{cases} P_{r,ref} = 0.2 \text{ pu} \\ Q_{r,ref} = -0.2 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.58 \\ \delta_b^* = 123.3^\circ \end{cases}$$

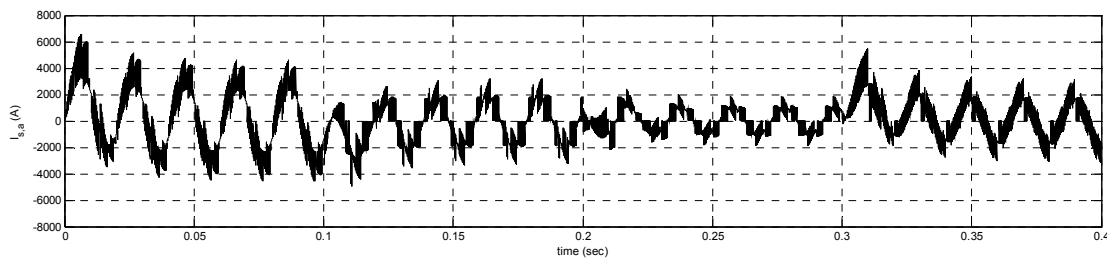
$$\begin{cases} P_{r,ref} = -0.2 \text{ pu} \\ Q_{r,ref} = -0.2 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.7 \\ \delta_b^* = 215.1^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{r,ref} = -0.2 \text{ pu} \\ Q_{r,ref} = 0.2 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.73 \\ \delta_b^* = 295.6^\circ \end{cases}$$

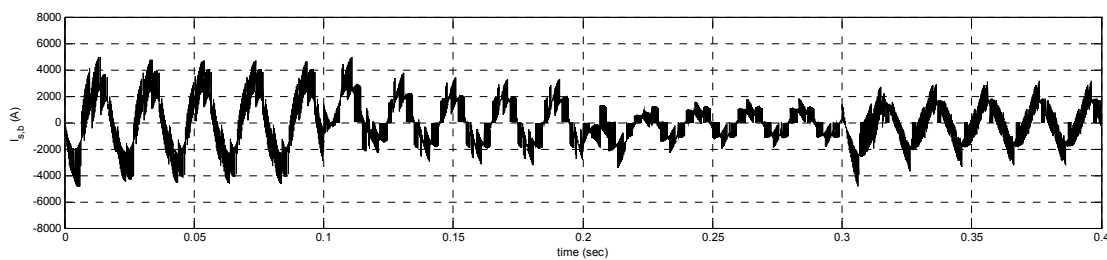
ولتاژ باس‌های فرستنده و گیرنده در این حالت، مانند شکل‌های (۴-۵۰) و (۴-۵۱) است.

شکل موج جریان‌های خروجی از باس فرستنده به سیستم در شکل‌های (۴-۶۱) تا (۴-۶۳) و

جریان‌های ورودی به باس گیرنده از سیستم در شکل (۴-۶۴) به نمایش درآمده‌اند.



شکل (۴-۶۱): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a



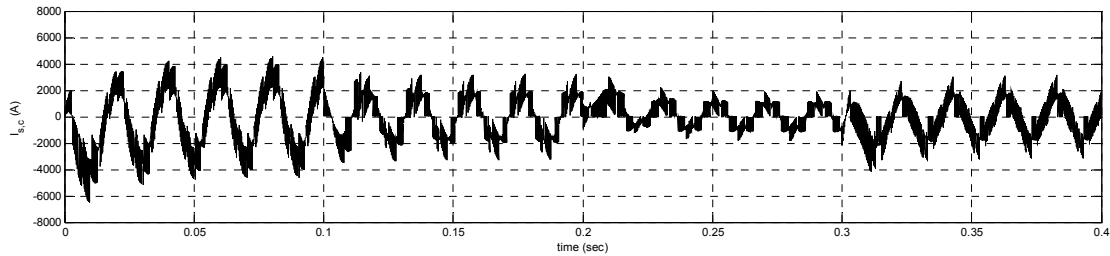
شکل (۴-۶۲): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b

شکل موج ولتاژهای تزریقی به خط انتقال با اندازه و زاویه فاز محاسبه شده در این بخش،

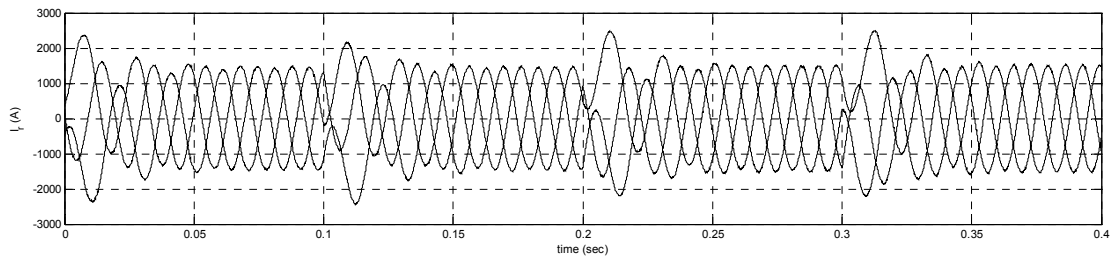
در شکل‌های (۴-۶۵) تا (۴-۶۷) نشان داده شده است. تغییرات در این ولتاژ نیز در هر ۰/۱ ثانیه کاملاً

مشخص است که علت آن، تغییرات پارامترهای کنترلی UPFC است. همچنین شکل موج جریان‌های

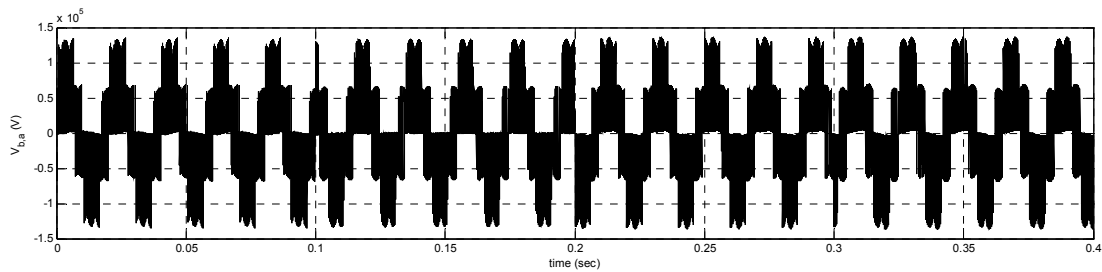
تزریقی به خط انتقال در شکل (۴-۶۸) آورده شده که تغییرات این جریان‌ها نیز در این شکل مشخص است.



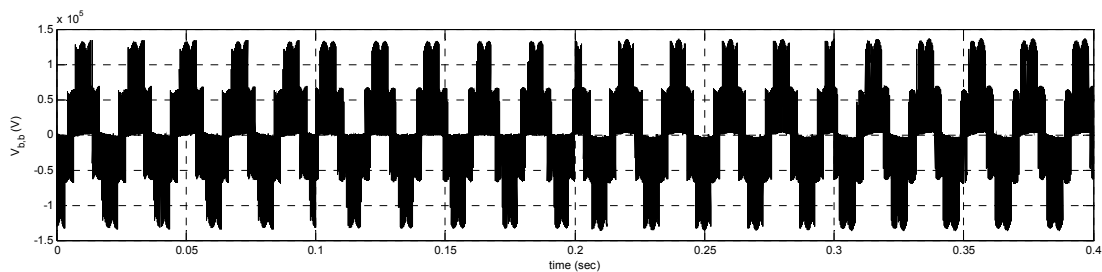
شکل (۴-۶۳): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز C



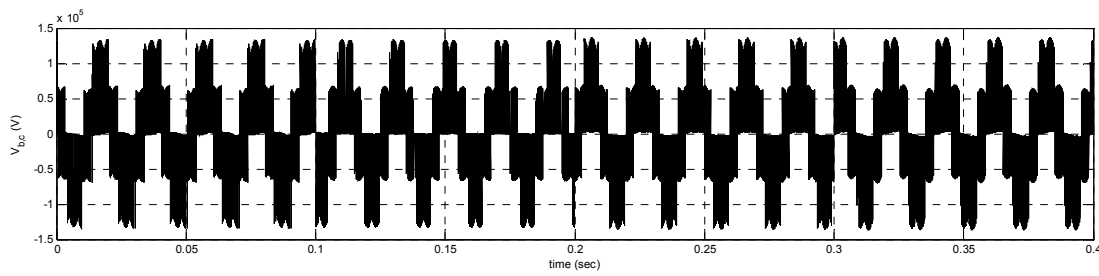
شکل (۴-۶۴): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده



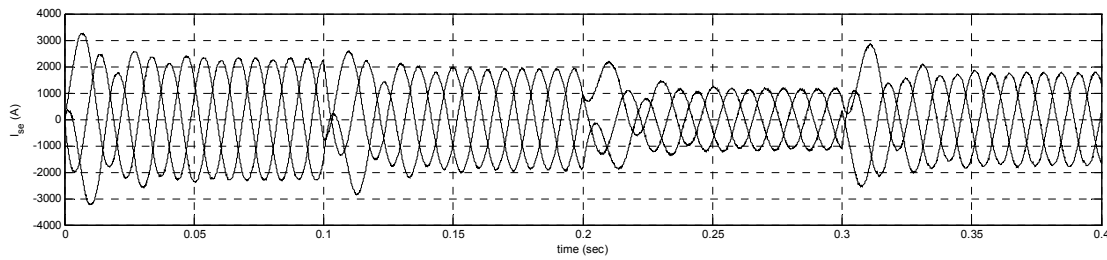
شکل (۴-۶۵): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a



شکل (۴-۶۶): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b



شکل (۴-۶۷): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c

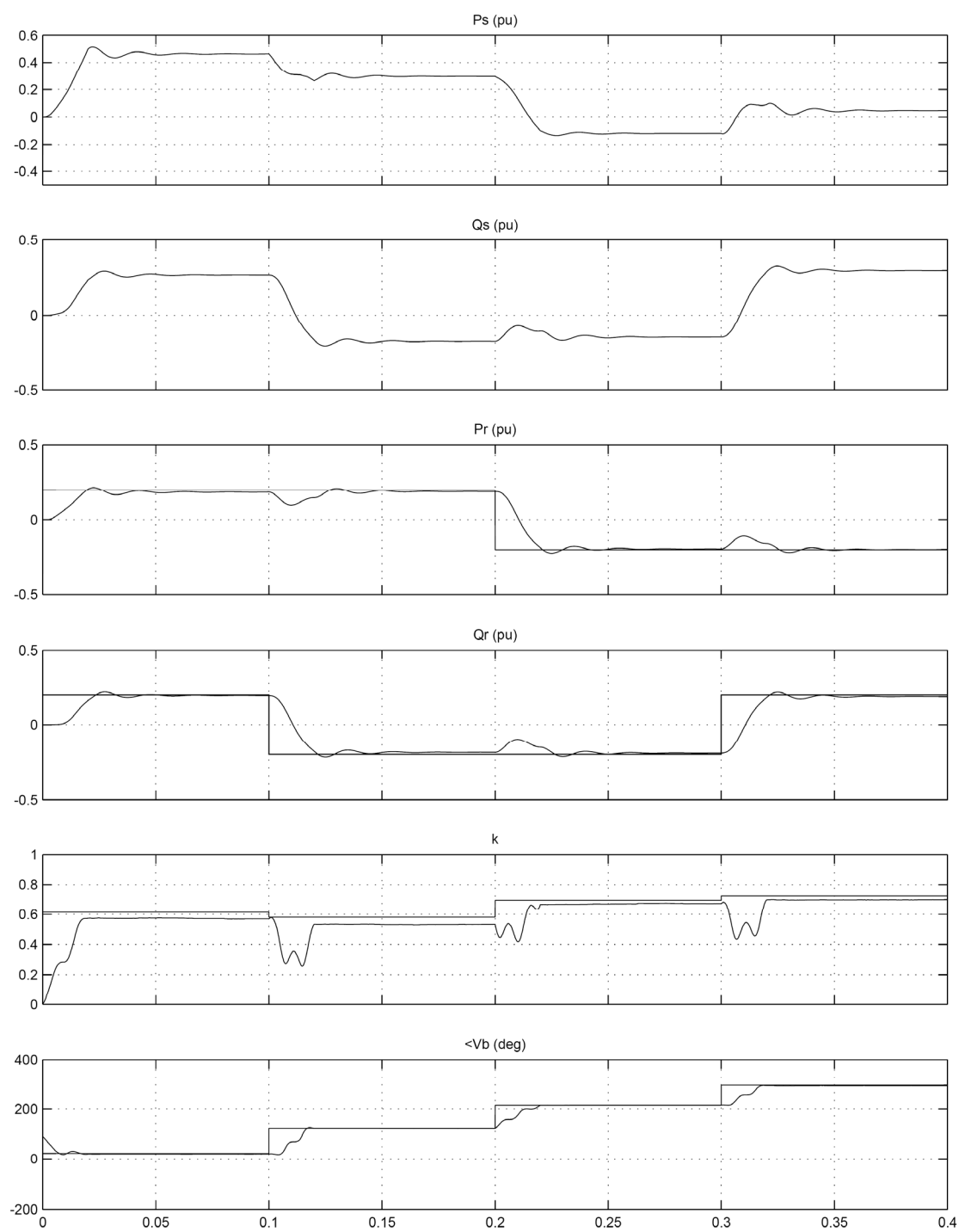


شکل (۴-۶۸): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC

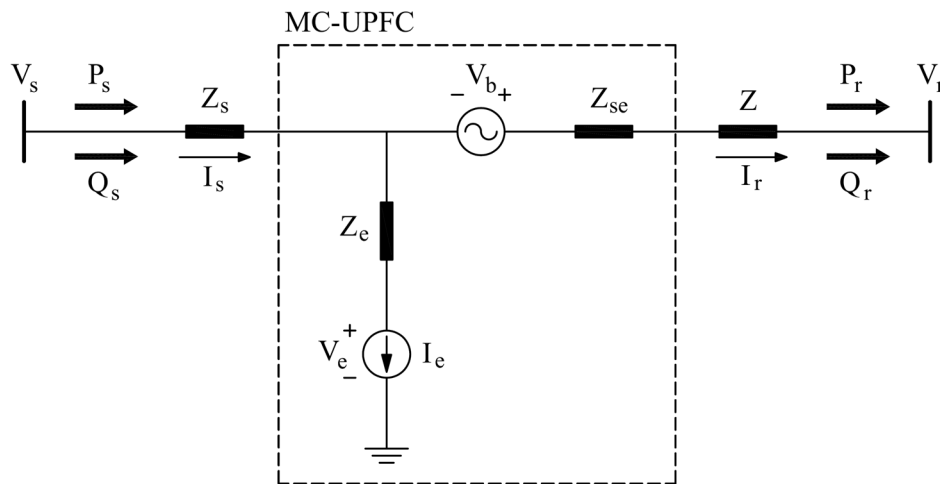
نمودار تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو باس گیرنده و مقادیر مرجع آنها بر اساس پارامترهای بدست آمده در بالا در شکل (۴-۶۹) نشان داده شده است. در اینجا نیز UPFC قادر به کنترل مستقل توان‌ها روی مقادیر مرجع آنها می‌باشد.

۴-۴-۲) شبیه‌سازی UPFC بدون بار در سیستم قدرت

سیستم قدرت استفاده شده در این بخش مانند بخش قبل است با این تفاوت که باری در سیستم وجود ندارد (شکل (۴-۷۰)). هدف از شبیه‌سازی در این بخش، صرفاً بررسی توانایی UPFC با مبدل ماتریسی در کنترل توان خالص مبادله شده بین دو باس فرستنده و گیرنده است. در اینجا یک ژنراتور به باس گیرنده متصل است. نتایج حاصل در ادامه آورده می‌شود.



شکل (۴-۶۹): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "گیرنده" و مقادیر مرجع آنها



شکل (۷۰-۴): سیستم قدرت دو باسه و مدل UPFC متصل به آن بدون بار در سیستم

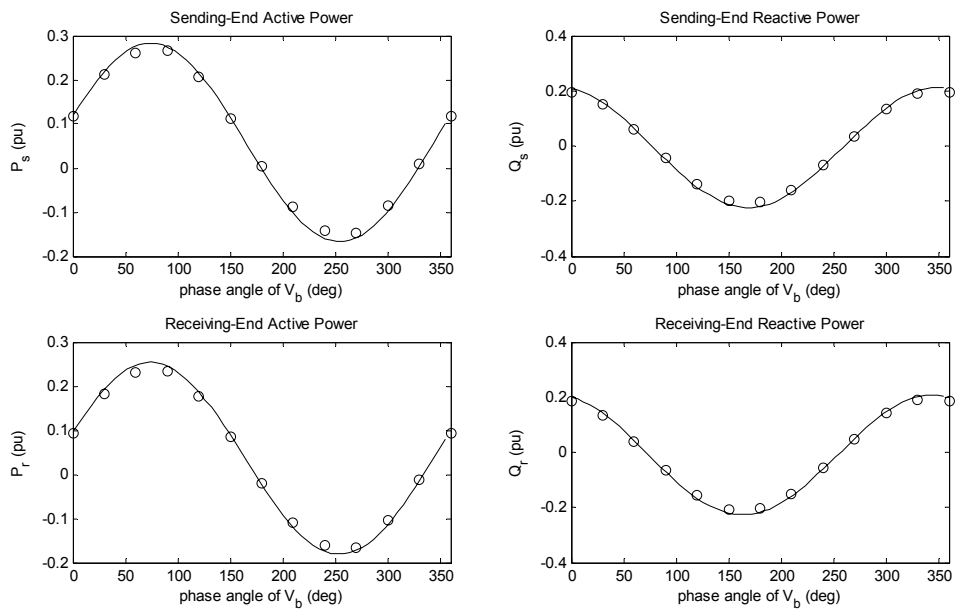
۱-۲-۴-۴ مقایسه نتایج شبیه‌سازی سیستم واقعی و مدل پیشنهادی

در ابتدا برای نشان دادن مطابقت مدل بدون بار با سیستم واقعی، برای اندیس مدولاسیون $k = 0.5$ ثابت و زاویه ولتاژ تزریقی $\delta_b = 0, 30, \dots, 360$ درجه، نمودارهای توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده حاصل از شبیه‌سازی و نیز نمودارهای بدست آمده از روابط مدل در یک نمودار ترسیم شدند. این نمودارها در شکل (۷۱-۴) نشان داده شده‌اند.

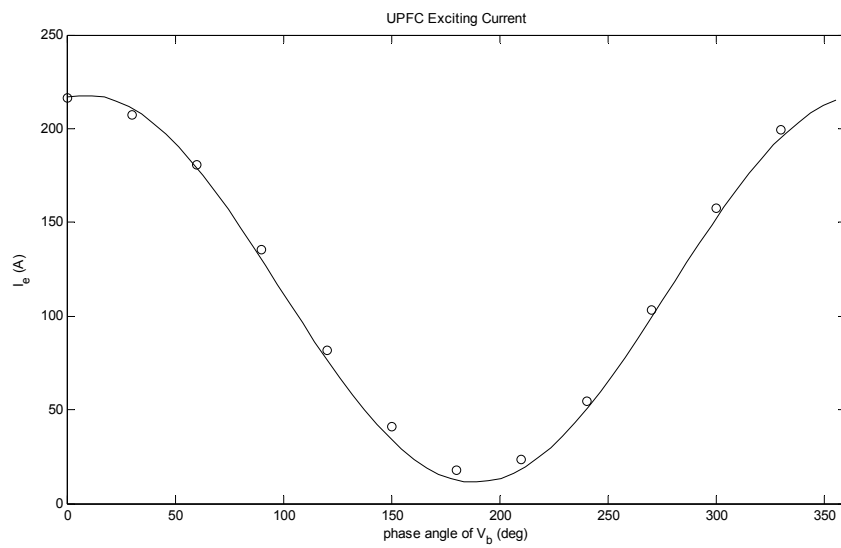
در اینجا نیز مطابقت بسیار خوبی بین این نمودارها مشاهده می‌شود که ناشی از توانایی و دقت بالای این مدل در توصیف سیستم واقعی است. همین عمل برای جریان تحریک UPFC نیز انجام شد که نتیجه آن در شکل (۷۲-۴) قابل مشاهده است. تطابق دو نمودار در این شکل نیز بسیار خوب است.

نمودارهای سه‌بعدی توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده بر حسب دو پارامتر

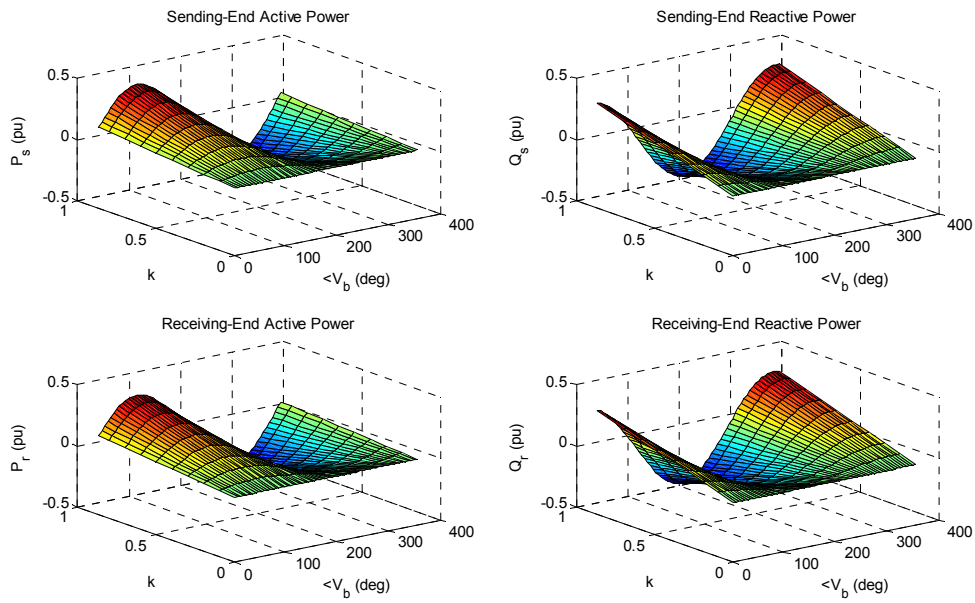
k و δ_b در شکل (۷۳-۴) و نمودار سه‌بعدی جریان تحریک در شکل (۷۴-۴) ترسیم شده است.



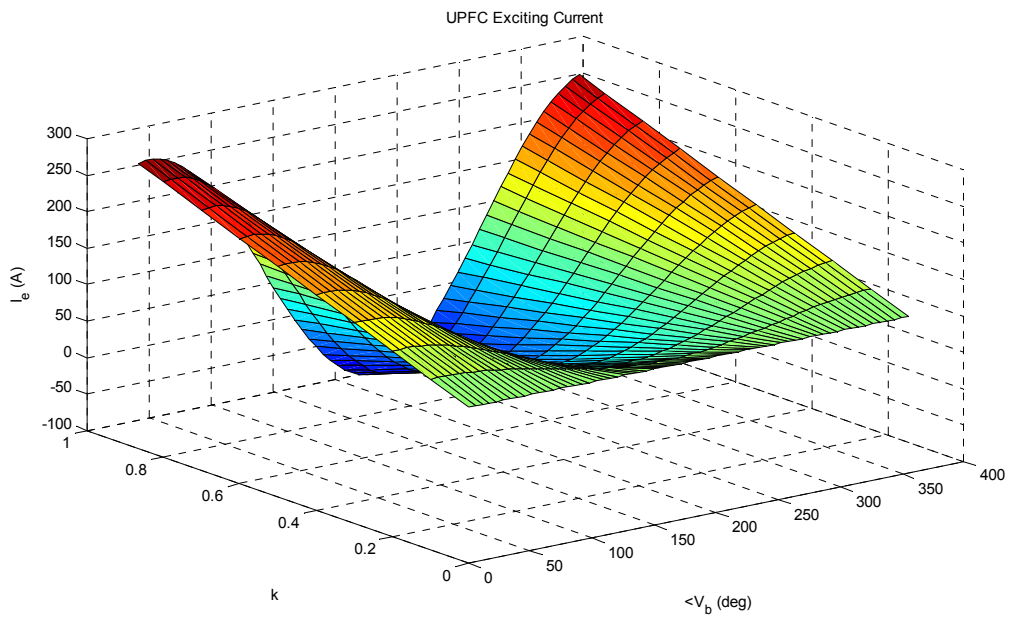
شکل (۴-۷۱): نمودارهای مقادیر توان اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و روابط مدل بدون بار (خط پیوسته) بر حسب δ_b



شکل (۴-۷۲): نمودار دامنه جریان تحریک UPFC حاصل از شبیه‌سازی (دایره‌های توخالی) و مدل (خط پیوسته)



شکل (۴-۷۳): نمودارهای سه‌بعدی مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس‌های فرستنده و گیرنده بر حسب k و δ_b



شکل (۴-۷۴): نمودار سه‌بعدی دامنه جریان تحریک UPFC بر حسب k و δ_b

۴-۴-۲) کنترل توان اکتیو و راکتیو با استفاده از مدل پیشنهادی

در این بخش، نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل UPFC بدون بار با استفاده از روش گفته شده در فصل ۳ ارائه می‌شود. در اینجا نیز باید باس کنترل (باسی که توان‌های آن باید کنترل شوند) تعیین شود. از آنجا که در این سیستم باری وجود ندارد، توان باس فرستنده به صورت مستقیم و با تلفات ناچیزی به باس گیرنده منتقل می‌شود. در نتیجه بین مقادیر این توان‌ها اختلاف ناچیزی وجود دارد. با توجه به این نکته، کنترل توان‌های یکی از این دو باس، منجر به کنترل توان‌های باس دیگر می‌شود. بنابراین، تنها نتایج حاصل از شبیه‌سازی در کنترل توان اکتیو و راکتیو باس فرستنده در این بخش آورده می‌شود.

در اینجا، باس فرستنده به عنوان باس کنترل انتخاب می‌شود. محدوده این توان‌ها که توسط

UPFC قابل کنترل هستند، بر اساس روابط (۳-۵۶) و (۳-۵۷) برابر است با:

$$P_s \in [-0.33, 0.45] \text{ pu}$$

$$Q_s \in [-0.38, 0.37] \text{ pu}$$

مانند بخش قبل، با انتخاب مقادیر مرجع مناسب از محدوده بالا و تشکیل دستگاه (۳-۴۱) و

حل آن، مقادیر پارامترهای کنترلی به صورت زیر بدست می‌آیند:

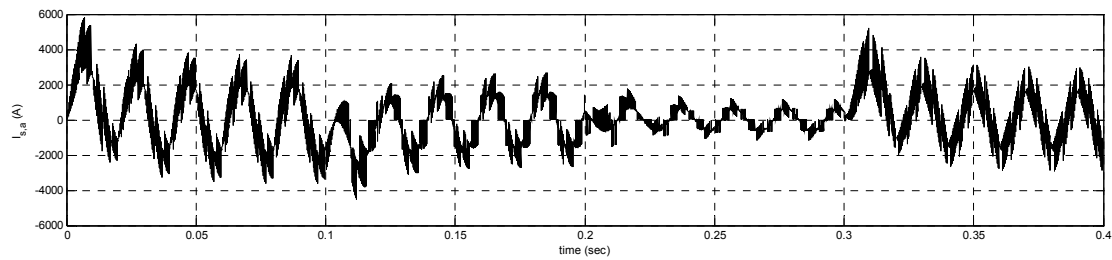
$$\begin{cases} P_{s,ref} = 0.3 \text{ pu} \\ Q_{s,ref} = 0.3 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.81 \\ \delta_b^* = 18.8^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{s,ref} = 0.3 \text{ pu} \\ Q_{s,ref} = -0.1 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.58 \\ \delta_b^* = 100.7^\circ \end{cases}$$

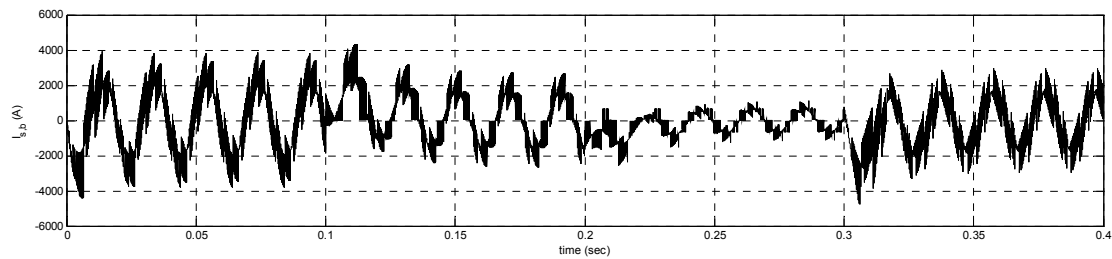
$$\begin{cases} P_{s,ref} = -0.1 \text{ pu} \\ Q_{s,ref} = -0.1 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.38 \\ \delta_b^* = 224.4^\circ \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{s,ref} = -0.1 \text{ pu} \\ Q_{s,ref} = 0.3 \text{ pu} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k^* = 0.85 \\ \delta_b^* = 313.5^\circ \end{cases}$$

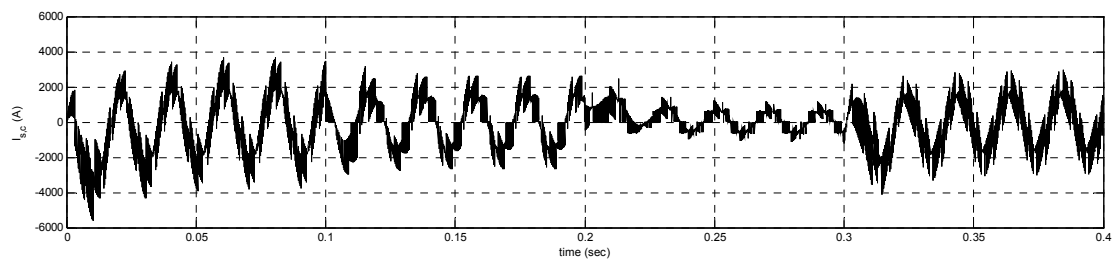
برای شبیه‌سازی این مدل، با تنظیم پارامترهای کنترلی UPFC در مقادیر محاسبه شده در بالا، کل سیستم برای $0/4$ ثانیه شبیه‌سازی می‌شود. شکل موج جریان‌های خروجی از باس فرستنده به سیستم در شکل‌های (۷۵-۴) تا (۷۷-۴) و جریان‌های ورودی به باس گیرنده از سیستم در شکل (۷۸-۴) نشان داده شده است.



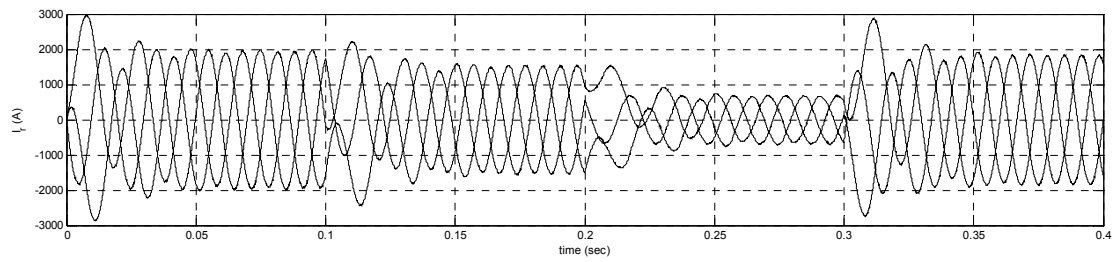
شکل (۷۵-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز a



شکل (۷۶-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز b



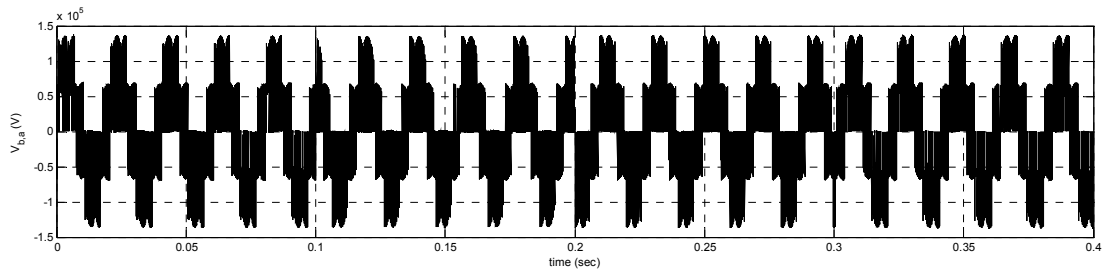
شکل (۷۷-۴): شکل موج جریان خروجی از باس فرستنده در فاز c



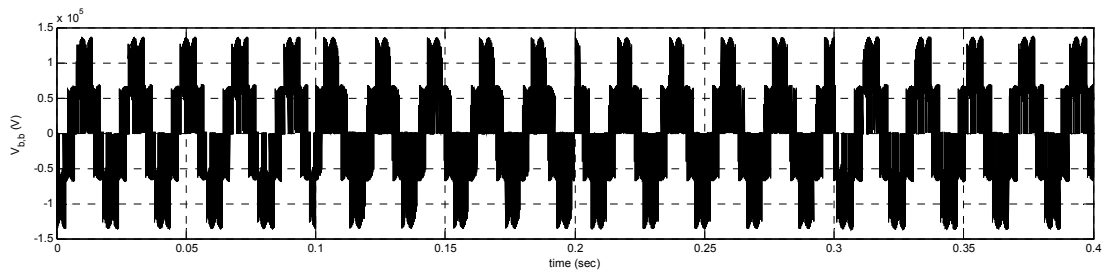
شکل (۴-۷۸): شکل موج جریان‌های ورودی به باس گیرنده

شکل موج ولتاژهای تزریقی به خط انتقال در شکل‌های (۴-۷۹) تا (۴-۸۱) و شکل موج

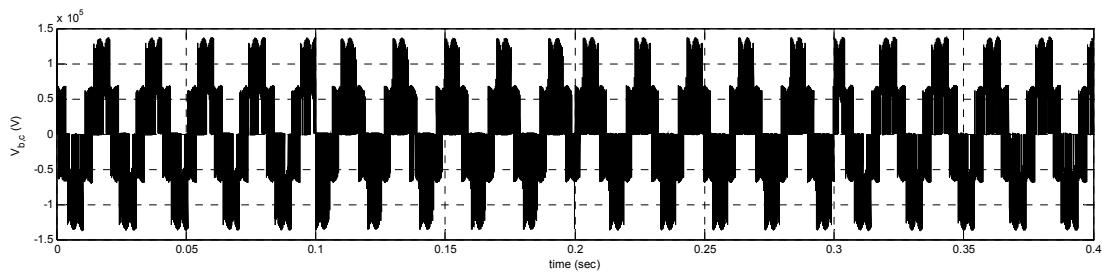
جریان‌های تزریقی به خط انتقال در شکل (۴-۸۲) آورده شده است.



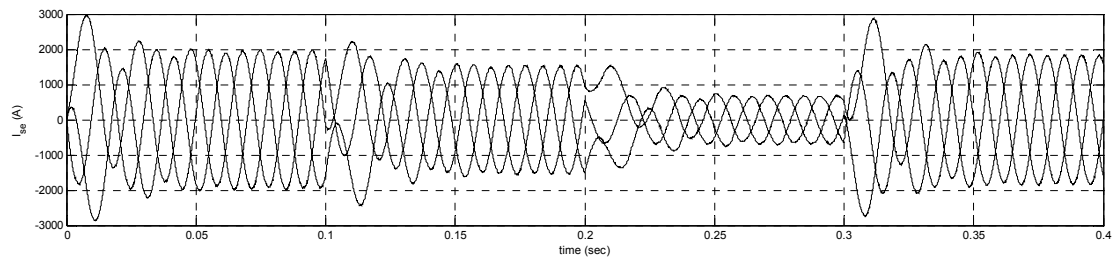
شکل (۴-۷۹): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز a



شکل (۴-۸۰): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز b



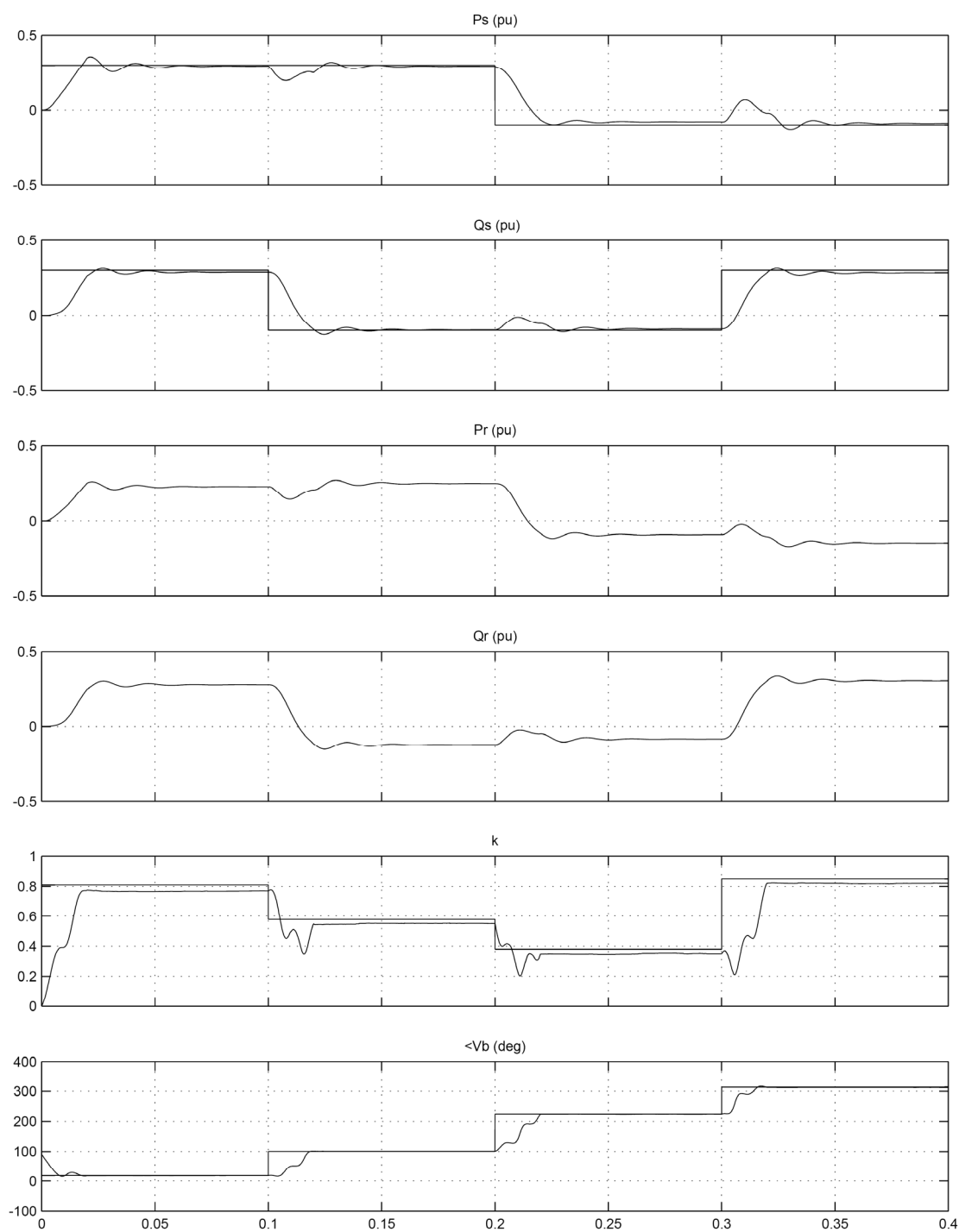
شکل (۴-۸۱): شکل موج ولتاژ تزریقی توسط UPFC در فاز c



شکل (۴-۸۲): شکل موج جریان‌های تزریقی به خط انتقال توسط UPFC

نمودارهای تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو برای باس فرستنده به همراه مقادیر مرجع آنها در شکل (۴-۸۳) به نمایش درآمده‌اند. از این شکل مشخص است که UPFC به خوبی قادر به کنترل توان اکتیو و راکتیو برای باس فرستنده بر روی مقادیر مرجع می‌باشد.

اگر برای باس گیرنده، شبیه‌سازی‌های فوق انجام شود، نتایج مشابهی بدست می‌آید.



شکل (۴-۸۳): نمودار تغییرات مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو باس "فرستنده" و مقادیر مرجع آنها

۴-۵ خلاصه

در این فصل، نتایج شبیه‌سازی مبدل ماتریسی 3×3 و دو پل به روش SVPWM به همراه تحلیل هارمونیک ولتاژها و جریان‌های آنها آورده شد. از شبیه‌سازی این دو مبدل و مقایسه و بررسی نتایج آنها این نتیجه بدست آمد که مبدل ماتریسی دو پل از نظر تولید جریان خروجی سینوسی و محتوای هارمونیک آن بهتر عمل کرده و با استفاده از یک فیلتر کوچک در ورودی، جریان ورودی با هارمونیک‌های کمتری نسبت به مبدل ماتریسی 3×3 بدست می‌دهد. در نتیجه، از این نوع مبدل ماتریسی در شبیه‌سازی کنترل‌کننده یکپارچه توان می‌توان استفاده کرد.

از شبیه‌سازی UPFC با مبدل ماتریسی این نتیجه بدست آمد که چه با وجود بار و چه بدون وجود بار، مدلی که برای توصیف UPFC در سیستم قدرت معرفی شد، قابلیت کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو را برای باس‌های فرستنده و گیرنده دارا بوده و می‌توان این مدل را با روشی که گفته شد، برای اهداف کنترل توان در هر سیستم قدرت دیگری به کار برد.

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱) نتیجه‌گیری

امروزه استفاده از سیستم‌های انتقال انرژی الکتریکی به صورت مستمر در حال افزایش است. به علت به هم پیوسته شدن سیستم‌های قدرت و اهمیت مسائلی چون افزایش قابلیت اطمینان سیستم در کنار استفاده بهینه از ظرفیت‌های موجود خطوط انتقال، به کارگیری ادوات FACTS به یکی از راه‌حل‌های قابل توجه و بسیار کارآمد تبدیل شده است. این ادوات بدون استفاده از عناصر بزرگ ذخیره‌کننده انرژی و از طریق عناصر و روش‌های الکترونیک قدرت، قادر به کنترل بهینه ولتاژ و تأمین توان راکتیو مورد نیاز سیستم انتقال می‌باشند. با به کارگیری این ادوات، ظرفیت خطوط انتقال از حدود پایداری دینامیکی بیشتر شده و به حدود پایداری حرارتی نزدیک می‌شود. در نتیجه، نیاز به افزایش خطوط و منابع جدید کاهش می‌یابد.

یکی از مهم‌ترین و پیچیده‌ترین اعضاء ادوات FACTS، کنترل‌کننده یکپارچه توان (UPFC) می‌باشد که در ساختار معمول خود، از دو مبدل ولتاژ و یک خازن تقریباً بزرگ تشکیل شده است. در این تحقیق، از مبدل ماتریسی با دو پل به جای مبدل‌های ولتاژ و خازن استفاده گردید که باعث حذف خازن و در نتیجه کاهش حجم و هزینه UPFC می‌شود. مبدل‌های ماتریسی با دو پل که در سال‌های اخیر مورد توجه بسیاری قرار گرفته‌اند، دارای مزایای متعددی هستند که می‌توان به نبود

خازن در ساختار آن، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، سینوسی بودن شکل موج‌های ورودی و خروجی و نزدیک بودن ضریب توان ورودی به ۱ اشاره نمود.

در این تحقیق، برای تحلیل UPFC با مبدل ماتریسی، یک مدل پیشنهاد شد و روش کنترل برای آن، برای کنترل مستقل توان اکتیو و راکتیو با و بدون بار در سیستم قدرت تشریح گردید. سپس برای نشان دادن دقت مدل، نمودارهای کنترل توان حاصل از شبیه‌سازی و روابط مدل، ترسیم شدند که مشاهده شد از تطابق بسیار خوبی نسبت به هم برخوردارند. در ادامه برای هر دو حالت وجود و عدم وجود بار در سیستم قدرت، UPFC با مبدل ماتریسی به خط انتقال متصل شده و شبیه‌سازی شد. نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این مدل، به خوبی قادر به توصیف UPFC متصل به خط انتقال بوده و با دقت بالایی این کار را انجام می‌دهد به طوری که اختلاف مقادیر توان‌های کنترل شده با مقادیر مرجع آنها برای باس‌های فرستنده و گیرنده ناچیز است.

۵-۲) پیشنهادات

روش کنترل پیشنهاد شده برای UPFC با مبدل ماتریسی به صورت محاسباتی است. استفاده از سیستم‌های کنترل و کنترل‌کننده‌های مناسب برای کنترل مستقل توان‌ها و استفاده از روش‌های کنترلی نوین، همان‌طور که برای UPFC با ساختار معمول آن در تحقیقات قبلی انجام شده، قابل اجرا می‌باشد.

سیستم قدرتی که در این تحقیق از آن استفاده شده، صرفاً برای بررسی عملکرد UPFC با مبدل ماتریسی، ساده و به صورت سه باسه انتخاب شده است. استفاده از سیستم‌های قدرت بزرگ‌تر و پیچیده‌تر برای بررسی عملکرد UPFC در آنها پیشنهاد می‌شود.

- [1] N. G. Hingorani and L. Gyugyi, "Understanding Facts - Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems", IEEE Press, NY, USA, 1999.
- [2] Edvina Uzunovic, "EMTP, Transient Stability and Power Flow Models and Controls of VSC based FACTS Controllers", PhD Dissertation, University of Waterloo, Ontario, Canada, 2001.
- [3] C. Schauder and H. Mehta, "Vector Analysis and Control of Advanced Static VAR Sompensators", IEE Proceedings of Conference on Generation, Transmission and Distribution, Vol. 140, Issue 4, pp. 299-306, July 1993.
- [4] A. M. Dejamkhooy, M. Banejad and N. Talebi, "Fuzzy Logic based UPFC Controller for Damping Low Frequency Oscillations of Power Systems", IEEE 2nd International Power and Energy Conference, Publication Date: 1-3 December 2008, pp. 85-88, 2008.
- [5] Hideaki Fujita Yasuhiro Watanabe and Hirofumi Akagi, "Control and Analysis of a Unified Power Flow Fontroller", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, Issue 6, pp. 1021-1027, November 1999.
- [6] S. Tara Kalyani and G. Tulasiram Das, "Simulation of Real and Reactive Power Flow Control with UPFC Connected To a Transmission Line", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, JATIT, 2008.
- [7] S. Krishna and K.R. Padiyar, "Discrete Control of Unified Power Flow Controller for Stability Improvement", Electric Power Systems Research, Vol. 75, Issues 2-3, pp. 178-189, August 2005.
- [8] A. Dasgupta, P. Tripathy and P.S. Sensarma, "Matrix Converter as UPFC for Transmission Line Compensation", 7th International Conference on Power Electronics, pp. 1050-1055, Publication Date: 22-26 October 2007.
- [9] A. Sapin, J. J. Simond and P. Allenbach, "Investigation of The 3-Level Unified Power Flow Controller (UPFC)", Presented at EPE, Graz, 2001.
- [10] Edvina Uzunovic, Claudio A. Canizares and John Reeve, "Fundamental Frequency Model of Unified Power Flow Controller", North American Power Symposium (NAPS), Cleveland, Ohio, October 1998.
- [11] K. R. Padiyar and A. M. Kulkarni, "Control Design and Simulation of UPFC", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No.4, October 1998.
- [12] Samina Elyas Mubeen, R. K. Nema and Gayatri Agnihotri, "Power Flow Control with UPFC in Power Transmission System", Proceedings of World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 30, July 2008.

- [13] S. Zheng, Y. L. Tan, S. Cheng and Y. Zhu, "Dynamic Characteristic Study of UPFC Based on a Detailed Simulation Model", IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 2, pp. 1360-1364, Publication Date: 2000.
- [14] A. Nabavi-Niaki and M.R. Iravani, "Steady-State And Dynamic Models Of Unified Power Flow Controller (UPFC) For Power System Studies", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 11, No. 4, November 1996.
- [15] João Ferreira and Sónia Pinto, "P-Q Decoupled Control Scheme for Unified Power Flow Controllers Using Sparse Matrix Converters", 5th International Conference on European Electricity Market, May 2008.
- [16] I. Papic, P. Zunko, D. Povh and M. Weinhold, "Basic Control of Unified Power Flow Controller", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 12, No. 4, November 1997.
- [17] L. Gyugyi, "Unified Power Flow Control Concept for Flexible AC Transmission Systems", IEE Proceedings of Conference on Generation, Transmission and Distribution Vol. 139, Issue 4, pp. 323-331, July 1992.
- [18] Zhengyu Huang, Yixin Ni, C. M. Shen, Felix F. Wu, Shousun Chen and Baolin Zhang, "Application of Unified Power Flow Controller in Interconnected Power Systems - Modeling, Interface, Control Strategy, and Case Study", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 15, No. 2, May 2000.
- [19] C. D. Schauder, L. Gyugyi, M. R. Lund, D. M. Hamai, T. R. Rietman, D. R. Torgerson and A. Edris, "Operation of the Unified Power Flow Controller (UPFC) Under Practical Constraints", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 2, April 1998.
- [20] Predrag C. Stefanov and Aleksandar M. Stankovic, "Modeling of UPFC Operation under Unbalanced Conditions with Dynamic Phasors", IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 17, No. 2, May 2002.
- [21] Boon-Teck Ooi and Mehrdad Kazerani, "Unified Power Flow Controller Based on Matrix Converter", 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 502-507, Publication Date: 23-27 June 1996.
- [22] Kalyan K. Sen and Eric J. Stacey, "UPFC - Unified Power Flow Controller: Theory, Modeling, and Applications", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998.
- [23] B. Kawkabani, Y. Pannatier and J. J. Simond, "Modeling and Transient Simulation of Unified Power Flow Controllers (UPFC) in Power System Studies", IEEE Power Tech, Lausanne, 1-5 July 2007.

- [24] Jochen Mahlein, Jens Igney, Jörg Weigold, Michael Braun and Olaf Simon, "Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [25] Patrick W. Wheeler, José Rodríguez, Jon C. Clare, Lee Empringham and Alejandro Weinstein, "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [26] S. Ferreira Pinto and J. Fernando Silva, "Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converters", IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. Vol. 2, pp. 648-653, 2001.
- [27] Jang-Hyoun Youm, and Bong-Hwan Kwon, "Switching Technique for Current-Controlled AC-to-AC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 2, April 1999.
- [28] M. Ziegler and W. Hofmann, "Implementation of a Two Steps Commutated Matrix Converter", 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 175-180, 1999.
- [29] Said Bouchiker, Gerard-Andre Capolino and Michel Poloujadoff, "Vector Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998.
- [30] Axel Schuster, "A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive System", 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 714-720, May 1998.
- [31] L. Empringham, P. W. Wheeler and J. C. Clare, "Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques", 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 707-713, May 1998.
- [32] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani and Luca Zarri, "Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [33] Ralph Teichmann and Jun Oyama, "ARCP Soft-Switching Technique in Matrix Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [34] Han Ju Cha and Prasad N. Enjeti, "An Approach to Reduce Common-Mode Voltage in Matrix Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, July/August 2003.

- [35] Mehrdad Kazerani, "A Direct AC-AC Converter based on Current-Source Converter Modules", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, September 2003.
- [36] M. J. Bland, P. W. Wheeler, J. C. Clare and L. Empringham, "Comparison of Bi-directional Switch Components for Direct AC-AC Converters", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [37] M. J. Bland, J. C. Clare, P. W. Wheeler, L. Empringham and M. Apap, "An Auxiliary Resonant Soft Switching Matrix Converter", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 3, pp. 2393-2399, 2004.
- [38] S. Ferreira Pinto and J. Fernando Silva, "Direct Control Method for Matrix Converters with Input Power Factor Regulation", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 3, pp. 2366-2372, 2004.
- [39] Matti Jussila, Mika Salo and Heikki Tuusa, "Realization of a Three-phase Indirect Matrix Converter with an Indirect Vector Modulation Method", IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, Vol. 2, pp. 689-694, 2004.
- [40] Jun-Koo Kang, Hidenori Hara, Ahmet M. Hava, Eiji Yamamoto, Eiji Watanabe and Tsuneo Kume, "The Matrix Converter Drive Performance under Abnormal Input Voltage Conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [41] Peter Mutschler and Matthias Marcks, "A Direct Control Method for Matrix Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [42] Frede Blaabjerg, Domenico Casadei, Christian Klumpner and Marco Matteini, "Comparison of Two Current Modulation Strategies for Matrix Converters Under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [43] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, Michael Bland and Maurice Apap, "Gate Drive Level Intelligence and Current Sensing for Matrix Converter Current Commutation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [44] M.V.M. Villaç and A.J. Perin, "A New Bi-Directional ZVS Switch for Direct AC/AC Converter Applications", IEEE APEC95, pp. 977-983, 1995.
- [45] Ching-Tsai Pan and Jeng Jong Sheih, "A Zero Switching Loss Matrix Converter", IEEE PESC 93, pp. 545-550, 1993.

- [46] Lixiang Wei, T.A.Lipo and Ho Chan, "Matrix Converter Topologies with Reduced Number of Switches", IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, pp. 57-63, 2002.
- [47] Lixiang Wei and Thomas A.Lipo, "Investigation of 9-switch Dual-bridge Matrix Converter Operating under Low Output Power Factor", Conference Record of the Industry Applications Conference, Vol. 1, pp. 176-181, October 2003.
- [48] Lixiang Wei, "The Development of Matrix Converters with Reduced Number of Switches", PhD Dissertation, University of Wisconsin Madison, USA, 2003.
- [49] Mehrdad Kazerani and Boon-Teck Ooi, "Feasibility of Both Vector Control and Displacement Factor Correction by Voltage Source Type AC-AC Matrix Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 5, October 1995.
- [50] Yong Shi, Xu Yang, Qun He, and Zhaoan Wang, "Research on a Novel Capacitor Clamped Multilevel Matrix Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, September 2005.
- [51] S. Angkititrakul and R. W. Erickson, "Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter", 19th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2, pp. 813-819, 2004.
- [52] Hisashi Hotate and Kouki Matsuse, "Basic Characteristics of Matrix-Converter Controlled By Space Vector Modulation Considering Input Voltage Conditions", The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, Vol. 2, pp. 719-723, August 2004.
- [53] Boon-Teck Ooi and Mehrdad Kazerani, "Application of Dyadic Matrix Converter Theory in Conceptual Design Of Dual Field Vector And Displacement Factor Controls", Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 2, pp. 903-910, October 1994.
- [54] Peter Nielsen, Frede Blaabjerg and John K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, September/October 1999.
- [55] B. W. Augdahl, H. L. Hess, B. K. Johnson and D.C. Katsis, "Output Protection Strategies for Battlefield Power Supplied by Matrix Converters", Proceedings of the 37th Annual North American Power Symposium, 2005.
- [56] Mahmoud Hamouda, Farhat Fnaiech and Kamal AL-Haddad, "Space Vector Modulation Scheme for Dual-Bridge Matrix Converters using Safe-Commutation Strategy", 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005.

- [57] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2, pp. 777-791, 2002.
- [58] Lixiang Wei, Y. Matsushita and T. A. Lipo, "A Compensation Method for Dual-Bridge Matrix Converter Operating Under Distorted Source Voltages", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 3, pp. 2078-2084, November 2003.
- [59] Bingsen Wang and Giri Venkataramanan, "Six Step Modulation of Matrix Converter with Increased Voltage Transfer Ratio", 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006.
- [60] Mahmoud Hamouda, Farhat Fnaiech and Kamal AL-Haddad, "Input Filter Design for SVM Dual Bridge Matrix Converter", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 797-802, 2006.
- [61] Lixiang Wei and Thomas. A Lipo, "A Novel Matrix Converter Topology with Simple Commutation", Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, Vol. 3, pp. 1749-1754, 2001.
- [62] S. Pinto and J. Silva, "Sliding Mode Direct Control of Matrix Converters", Electric Power Applications, IET, Vol. 1, Issue 3, pp. 439-44, Publication Date: May 2007.
- [63] Johann W. Kolar, Frank Schafmeister, Simon D. Round and Hans Ertl, "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, September 2007.
- [64] Mahmoud Hamouda, Farhat Fnaiech and Kamal AL-Haddad, "A DSP based Real-time Simulation of Dual-Bridge Matrix Converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 4-7 June 2007.
- [65] Mehrdad Kazerani and Boon Teck Ooi, "Direct AC-AC Matrix Converter Based on Three-phase Voltage-Source Converter Modules", Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Vol. 2, pp. 812-817, November 1993.

Abstract

Due to increase in solidarity of modern electric systems and rapid development of load demands in many parts of power systems, it is of vital importance to optimally utilize the existing system sources and capacities with an essential level of reliability along with keeping the system in its stability limits. To do so, using Flexible AC Transmission Systems (FACTS) devices is recommended as one of the best ways to increase both reliability and practical capacity of transmission lines. Unified Power Flow Controller (UPFC) is one of the most recent members of these devices, which consists of two voltage-source converters with a large capacitor connecting them.

The aim of this thesis is to replace the two converters and the large capacitor with a dual-bridge matrix converter which results in considerable decrease in UPFC's cost and volume. Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) method is used to control the matrix converter which is capable of producing nearly sinusoidal waveforms at unity input power factor. A detailed model of UPFC with matrix converter connected to a simple power system is proposed and its control strategy is described in order to control real and reactive power flow through the sending and receiving-end buses of the system with and without load. Simulation results show that this control strategy is highly capable of driving the newly-structured UPFC in independent control of real and reactive power flow in both sending and receiving-end buses within their reference values.

Keywords: Matrix Converter, Power Flow, Unified Power Flow Controller



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Design and Simulation of Unified Power Flow Controller (UPFC) using Matrix Converter

By:

Reza Norouzizadeh

Under Supervision of:

Dr. Ali Dastfan

Dr. S. M. R. Rafiei

Advisor:

Dr. Mahdi Banejad

A thesis submitted to the Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Shahrood University of Technology

In partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science

in Electrical Engineering

September 2009