

الحمد لله رب العالمين



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه دوره کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت

عنوان:

طراحی و شبیه سازی منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دو پل

نام و نام خانوادگی:

مظفر اسماعیل زالی

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

تیر ماه ۱۳۹۹

تقدیم به:

روح مادر عزیزم

پدر فداکار و دلسوزم

همسر مهربان و نازنینم

فرزندان دلبندم

تقدیر و تشکر

خداوند را شاکر و سپاسگزارم که در مسیر انجام این پایان نامه یاورم بود.

از استاد ارجمندم جناب آقای دکتر علی دستفان نهایت تشکر و قدردانی را دارم که همواره با راهنمایی های ارزشمندشان به من یاری رساندند.

از داوران محترم آقایان دکتر محمدحسین تبار و دکتر امیر حسن نیا سپاسگزارم که داوری این پایان نامه را قبول کردند تا با نظرات ارزشمند خود نواقص این پایان نامه کاهش یابد.

از همسر مهربان و فداکارم سپاسگزارم که همواره مشوق من در گذراندن این مسیر بود و همچنین آیسا و آریای عزیزم که وجودشان باعث دلگرمی من در این مسیر بوده و هست.

تعهد نامه

اینجانب مظفر اسماعیل زالی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق قدرت – گرایش الکترونیک قدرت و ماشین های الکتریکی دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی منبع

تغذیه ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل تحت راهنمایی دکتر علی دستفان متعهد می شوم:

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در دنیای کنونی کم کردن از حجم و وزن از ایده آل‌های هرسیستمی به شمار می‌رود. در دنیای الکترونیک قدرت مبدل‌های ماتریسی این کار را با توجه به ابعاد و اندازه خود در سطح وسیع به عهده گرفته‌اند. در بین آن‌ها مبدل‌های ماتریسی نوع دو پل به خاطر قابلیت‌هایی که در کاهش تعداد کلیدها و کم شدن حجم و وزن المان‌ها و نیز به دلیل قابلیت اطمینان بالا و قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی تا عدد یک و قابلیت انتقال توان در هر دو جهت و شکل موج‌های باکیفیت بالا در خروجی و ورودی دارند، مورد توجه قرار گرفته‌اند.

در این پایان‌نامه با استفاده از مبدل‌های ماتریسی دوپل و روش کنترلی بردار فضایی که نسبت به سایر روش‌های کنترلی در مبدل‌های ماتریسی دارای شکل موج‌هایی باکیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم و قابلیت تنظیم ضریب توان در ورودی می‌باشند، استفاده شده است. از طرفی در قسمت کنترلی مدار شبیه‌سازی شده علاوه بر کنترل‌کننده‌های معمول PI، از کنترل‌کننده منطق فازی استفاده شده که باعث کیفیت بهتر شکل موج‌های خروجی نسبت به کنترل گر PI گردیده است که این مهم نیز از مزایای این طراحی و شبیه‌سازی نسبت به طراحی‌های مشابه گردیده است. در مبدل‌های ماتریسی و به‌ویژه نوع دوپل تنوع الگوریتم‌های کلیدزنی در شبیه‌سازی باعث کیفیت سیگنال‌ها می‌شود که در این رساله هم با بهره بردن از الگوریتم کلید زنی مناسب، سیگنال مطلوب حاصل شده است.

در شبیه‌سازی‌های انجام شده در این پایان‌نامه مشخص گردید که با استفاده از روش کنترل بردار فضایی بهترین کیفیت خروجی و کم‌ترین تغییرات در قبال تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی وجود دارد. از طرفی با کنترل گر منطق فازی دامنه خروجی با کمترین ریزل ممکن محقق گردید. به طوری که THD ولتاژ خروجی در مبدل ماتریسی دوپل با ۱۲ کلید ۵/۹۸٪ برای کنترل‌کننده منطق فازی در مقابل ۶/۴٪ مربوط به کنترل‌کننده PI به دست آمد.

واژه‌های کلیدی:

مبدل ماتریسی دو پل DBMC - بردار فضایی SVPWM - کنترل‌کننده منطق فازی FUZZY

فهرست مطالب

عنوان شماره صفحه

فصل اول: مقدمه ۱

۱-۱- مقدمه ۲

۲-۱- مبدل‌های AC / AC ۲

۳-۱- ضرورت و اهمیت کار ۵

۴-۱- پیکربندی پایان‌نامه ۶

فصل دوم: مبدل ماتریسی و مرور تحقیقات انجام شده ۷

۱-۲- مقدمه ۸

۲-۲- معرفی مبدل ماتریسی ۸

۳-۲- کلیدهای دوطرفه ۱۰

۱-۳-۲- ساختار امیتر مشترک ۱۰

۲-۳-۲- ساختار کلکتور مشترک ۱۱

۳-۳-۲- ساختار پل دیودی ۱۱

۴-۳-۲- کلید دوطرفه با استفاده از RBIGBT ۱۳

۴-۲- اساس عملکرد مبدل ماتریسی ۱۳

۱-۴-۲- ساختار متداول مبدل ماتریسی 3×3 ۱۴

۲-۴-۲- ساختار مبدل ماتریسی دو پل ۱۵

۵-۲- نسبت ولتاژ مبدل ماتریسی (VTR) ۱۹

۶-۲- مرور مقالات و تحقیقات انجام شده ۲۰

۱-۶-۲- کاربردهای موتور القایی: ۲۰

۲-۶-۲- کاربرد در صنایع هواپیمایی: ۲۱

۳-۶-۲- کاربردهای مخابراتی: ۲۵

فصل سوم: نحوه کنترل مبدل ماتریسی ۲۷

۱-۳- مقدمه ۲۸

۲-۳- روش‌های مدولاسیون مبدل ماتریسی ۲۹

۱-۲-۳- روش مدولاسیون آلسینا و نچورینی ۳۰

۲-۲-۳- روش مدولاسیون آلسینا و نچورینی بهبود یافته ۳۳

۳-۲-۳- روش مدولاسیون بردار فضایی ۳۵

۳-۳- روش کموتاسیون ۴۱

۱-۳-۳- دو بازه و مدار معادل ۴۲

۴۴	۳-۲-کموتاسیون به هنگام یک بودن ضریب توان ورودی
۴۵	۳-۳-کموتاسیون به هنگام یک نبودن ضریب توان ورودی
۴۶	۳-۴-روش کلیدزنی SVPWM
۴۶	۳-۴-۱-روش SVM برای بخش یکسو کننده
۴۸	۳-۴-۲-روش SVM برای بخش اینورتر
۵۰	۳-۵-محاسبه نسبت وظیفه کلیدهای مبدل طرف منبع ورودی
۵۳	۳-۶-محاسبه نسبت وظیفه کلیدهای مبدل طرف بار

فصل چهارم: طراحی مبدل پیشنهادی ۵۷

۵۸	۴-۱-مقدمه
۵۸	۴-۲-ساختار منبع تغذیه پیشنهادی
۵۹	۴-۲-۱-طراحی فیلتر ورودی مبدل‌های ماتریسی دو پل
۶۵	۴-۲-۲-مبدل ماتریسی دوپل
۶۶	۴-۲-۳-کنترل سنکرون مبدل ماتریسی دوپل
۶۷	۴-۳-طراحی سیستم کنترلی SVPWM
۶۹	۴-۳-۱-حالت‌های کلید زنی
۷۱	۴-۳-۲-پیاده‌سازی نرم‌افزاری SVPWM
۷۱	۴-۳-۳-تعیین V_{ref} ، V_d و V_q و زاویه α
۷۲	۴-۳-۴-تعیین دوره زمانی T_0 ، T_1 و T_2
۷۳	۴-۳-۵-تعیین زمان کلید زنی هر کلید (S_6-S_1)
۷۶	۴-۴-طراحی کنترل کننده PID
۷۶	۴-۴-۱-طراحی کنترل کننده PI
۷۸	۴-۴-۲-طراحی کنترل گر PID با منطق فازی (FUZZY)

فصل پنجم: شبیه‌سازی و ارائه نتایج ۸۷

۸۸	۵-۱-مقدمه
۸۸	۵-۲-شبیه‌سازی منبع ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده
۹۱	۵-۲-۱-استفاده از کنترل گر PI موازی
۹۴	۵-۲-۲-استفاده از کنترل گر منطق فازی
۹۷	۵-۳-اثر تغییر بار ناگهانی
۹۸	۵-۳-۱-اثر تغییر بار ناگهانی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI
۱۰۰	۵-۳-۲-اثر تغییر بار ناگهانی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر فازی
۱۰۳	۵-۴-اثر تغییر مقدار منبع ورودی
۱۰۴	۵-۵-اثر عدم تقارن بار مصرفی

فصل ششم: نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات ۱۱۳

۱۱۴	۶-۱-نتیجه‌گیری
-----	----------------

۱۱۴.....	۲-۶-پیشنهاد برای کارهای آتی:
۱۱۶.....	منابع و مراجع

شکل ۱-۱: تقسیم‌بندی مبدل‌های AC/AC	۳
شکل ۲-۱: مبدل فرکانسی با ساختار AC/DC/AC	۴
شکل ۱-۲: کلید دوطرفه با ساختار امیتر مشترک	۱۱
شکل ۲-۲: کلید دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک	۱۲
شکل ۳-۲: کلید دوطرفه با ساختار پل دیودی	۱۲
شکل ۴-۲: ساختار کلید دوطرفه با استفاده از دو RBIGBT	۱۲
شکل ۵-۲: مبدل ماتریسی متداول همراه با فیلتر ورودی LC	۱۵
شکل ۶-۲: ساختار کلی مبدل ماتریسی دو پل ۲۴ کلیده به همراه فیلتر ورودی LC	۱۵
شکل ۷-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۸ کلید	۱۷
شکل ۸-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۵ کلید	۱۸
شکل ۹-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۲ کلید	۱۸
شکل ۱۰-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۹ کلید	۱۸
شکل ۱۱-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۶ کلید	۱۸
شکل ۱۲-۲: مقایسه شکل موج ورودی و خروجی با نسبت ولتاژ ۵۰٪	۱۹
شکل ۱۳-۲: مقایسه شکل موج ورودی و خروجی با نسبت ولتاژ ۸۷٪	۱۹
شکل ۱۴-۲: درایو به روش V/f ثابت	۲۱
شکل ۱۵-۲: محل قرارگیری منابع تغذیه بر روی بالگرد	۲۲
شکل ۱۶-۲: شکل منبع تغذیه سوئیچینگ متداول در مخابرات رادیویی	۲۵
شکل ۱-۳: سیکل کاری مربوط به کلیدهای دوطرفه برای هر فاز، در یک پریود کلیدزنی	۳۱
شکل ۲-۳: عملکرد یکسان مبدل ماتریسی و مدار معادل	۳۶
شکل ۳-۳: دیاگرام فضای برداری مبدل ماتریسی غیرمستقیم	۳۹
شکل ۴-۳: ساختار مبدل ماتریسی دو پل ۱۸ کلیده	۳۹
شکل ۵-۳: شش بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی واحد	۴۱
شکل ۶-۳: مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ کلیده در سکتور ۲ و بازه ۱	۴۳
شکل ۷-۳: مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ کلیده در سکتور ۲ و بازه ۲	۴۳
شکل ۸-۳: ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی غیر واحد	۴۵
شکل ۹-۳: نحوه کلیدزنی کلیدهای بخش یکسو کننده و اینورتر	۴۹
شکل ۱۰-۳: PWM فضای برداری مبدل طرف بار در ۶۰ درجه اول	۵۵
شکل ۱۱-۳: ترتیب بردارهای انتخاب‌شده در PWM فضای برداری مبدل طرف بار	۵۵
شکل ۱-۴: اجزای منبع تغذیه به همراه سیستم کنترلی آن	۵۸
شکل ۲-۴: مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام	۵۹

- شکل ۳-۴: نمودار ضریب افزایش فرکانس برحسب فرکانس ورودی ۶۰
- شکل ۴-۴: مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی ۶۱
- شکل ۵-۴: طیف هارمونیک جریانی ورودی یک فاز از مبدل ماتریسی دوپل ۶۳
- شکل ۶-۴: نمودار نمونه ضریب جابجایی ورودی (IDA) و THD_{Vc} برحسب مقدار خازن ۶۴
- شکل ۷-۴: کلید دوپل کلکتور مشترک ۶۵
- شکل ۸-۴: کلید MOSFET استفاده شده در شبیه سازی ها ۶۵
- شکل ۹-۴: حلقه کنترلی مبدل ماتریسی دوپل به همراه سنکرون ساز ۶۶
- شکل ۱۰-۴: رابطه قاب مرجع سه فاز و قاب مرجع dq ساکن ۶۸
- شکل ۱۱-۴: سکتورها و بردارهای کلید زنی ۶۹
- شکل ۱۲-۴: تعیین V_{ref} ، V_q و V_d و زاویه α ۷۱
- شکل ۱۳-۴: بردار مرجع به صورت ترکیبی از بردارهای مجاور در سکتور ۱ ۷۲
- شکل ۱۴-۴: الگوی کلید زنی PWM بردار فضایی برای سکتور ۱ تا ۶ ۷۴
- شکل ۱۵-۴: اجزای کنترل کننده PID ۷۷
- شکل ۱۶-۴: اجزای مدار کنترلی PI موازی ۷۷
- شکل ۱۷-۴: اجزای مدار کنترلی PID با منطق فازی ۷۸
- شکل ۱۸-۴: اجزای ورودی و خروجی منطق فازی ۷۹
- شکل ۱۹-۴: نمودارهای ورودی و خروجی کنترل کننده فازی ۸۱
- شکل ۲۰-۴: نمایش سه بعدی قواعد ۸۲
- شکل ۲۱-۴: پنجره مربوط به تعریف جداول در متلب ۸۳
- شکل ۱-۵: شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل ، در محیط Simulink ۹۰
- شکل ۲-۵: کنترل گر PI مورد استفاده در شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل ۹۱
- شکل ۳-۵: شکل موج ولتاژ ورودی مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۱
- شکل ۴-۵: شکل موج جریان ورودی مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۱
- شکل ۵-۵: شکل موج ولتاژ خروجی مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۲
- شکل ۶-۵: شکل موج ولتاژ dc مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۲
- شکل ۷-۵: شکل موج جریان خروجی مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۲
- شکل ۸-۵: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۳
- شکل ۹-۵: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI ۹۳
- شکل ۱۰-۵: آنالیز FFT برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI ۹۳
- شکل ۱۱-۵: کنترل گر منطق فازی مورد استفاده در شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده ۹۴
- شکل ۱۲-۵: شکل موج های مربوط به شبیه سازی مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۹۵
- شکل ۱۳-۵: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۹۶
- شکل ۱۴-۵: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۹۶
- شکل ۱۵-۵: آنالیز FFT برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۹۶

- شکل ۵-۱۶: شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با اثرات ناگهانی تغییر بار..... ۹۷
- شکل ۵-۱۷: شکل موج‌های شبیه‌سازی تغییر بار مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر PI..... ۹۸
- شکل ۵-۱۸: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI..... ۹۹
- شکل ۵-۱۹: آنالیز FFT تغییر بار برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI..... ۹۹
- شکل ۵-۲۰: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI..... ۹۹
- شکل ۵-۲۱: شکل موج‌های شبیه‌سازی تغییر بار مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۱۰۱
- شکل ۵-۲۲: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی..... ۱۰۲
- شکل ۵-۲۳: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی..... ۱۰۲
- شکل ۵-۲۴: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی ۱۰۲
- شکل ۵-۲۵: شکل موج ها برای بار تک فاز $R=900K\Omega$ و $L=0.7e-6H$ ۱۰۶
- شکل ۵-۲۶: شکل موج ها برای دو تا بار تک فاز $R=900K\Omega$ و $L=0.7e-6H$ ۱۰۷
- شکل ۵-۲۷: شکل موج ها برای بار تک فاز $R=900K\Omega$ و $L=0.7e-6H$ و دو بار بی نهایت..... ۱۰۸
- شکل ۵-۲۸: شکل موج ها برای سه تا بار $R=900K\Omega$ و $R=120\Omega$ و $R=10M\Omega$ با $L=0.7e-6H$ ۱۰۹
- شکل ۵-۲۹: شکل موج ها برای سه تا بار تک فاز مختلف..... ۱۱۰

صفحه

فهرست جداول

جدول ۱-۲: مقایسه مبدل ماتریسی با چند مبدل فرکانسی.....	۹
جدول ۲-۲: مقایسه کلیدهای دوطرفه از نظر اجزای تشکیل دهنده در ساختار مبدل ماتریسی متداول.....	۱۳
جدول ۲-۳: حالت‌های کلیدزنی ممکن در مبدل ماتریسی غیرمستقیم و بردارهای مربوطه	۳۸
جدول ۳-۳: حالت‌های کلیدزنی مربوط به کلیدهای بخش یکسو کننده و ولتاژهای DC در هر زیر بازه.....	۴۴
جدول ۴-۳: دوره‌های وظیفه و وضعیت کلیدهای بخش یکسو کننده در هر بازه کلیدزنی	۴۸
جدول ۵-۳: نسبت وظیفه‌های شش سکتور برای سمت منبع ورودی	۵۲
جدول ۱-۴: الگوهای کلیدزنی و بردارهای خروجی.....	۷۰
جدول ۲-۴: محاسبه زمان کلید زنی در هر سکتور.....	۷۵
جدول ۳-۴: زیگلر-نیکولز.....	۸۰
جدول ۴-۴: تنظیمات مربوط به Kp'	۸۴
جدول ۵-۴: تنظیمات مربوط به Kd'	۸۴
جدول ۶-۴: تنظیمات مربوط به α	۸۵
جدول ۱-۵: پارامترهای شبیه‌سازی منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل.....	۸۹
جدول ۲-۵: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر PI.....	۹۴
جدول ۳-۵: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی.....	۹۷
جدول ۴-۵: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با تغییر بار و کنترل گر PI.....	۱۰۰
جدول ۵-۵: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با تغییر بار و کنترل گر فازی.....	۱۰۳
جدول ۶-۵: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل کننده PI.....	۱۰۳
جدول ۷-۵: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل کننده فازی.....	۱۰۴
جدول ۸-۵: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی و ورودی در ازای بارهای مختلف.....	۱۰۴

فصل اول: مقدمه

۱-۱- مقدمه

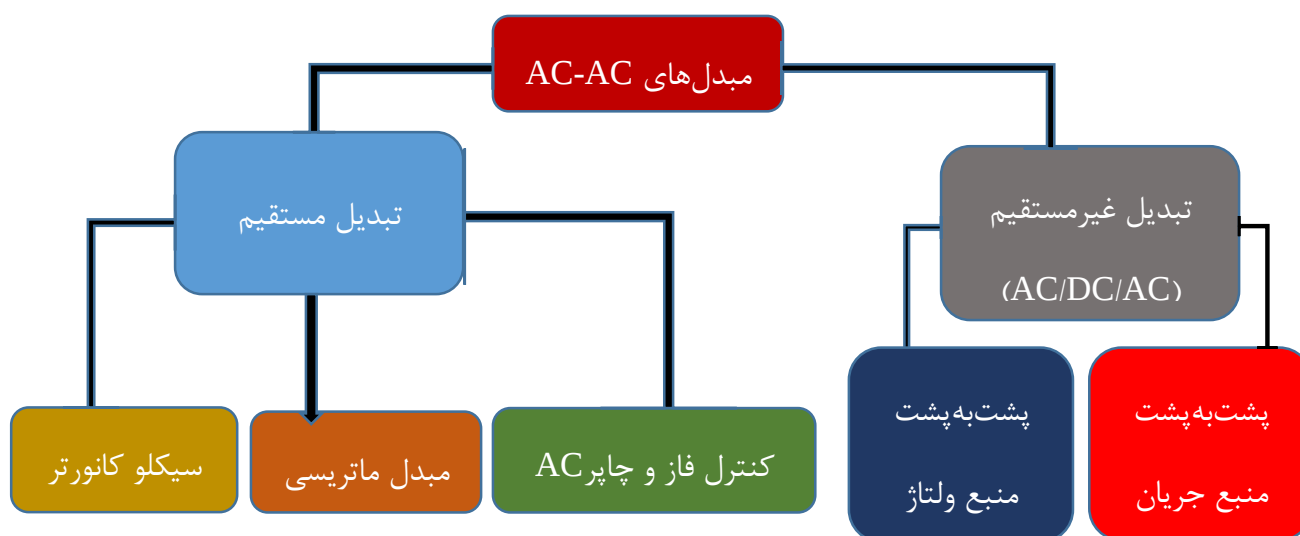
مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزایای فراوان، در سال‌های اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت ساخت فشرده به دلیل عدم وجود المان‌های حجیم ذخیره کننده انرژی، تنظیم ضریب توان ورودی تا عدد یک، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، شکل موج‌های باکیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد. با این حال به دلیل مشکلاتی از قبیل الگوریتم‌های کلیدزنی و کموتاسیون پیچیده، مدارات حفاظت پیچیده در برابر اضافه ولتاژ و نسبت تبدیل ولتاژ محدود به ۰/۸۶۶، استفاده از مبدل‌های ماتریسی تا سال‌های اخیر در صنعت به تعویق افتاده است [۱].

یک مثال خوب در این رابطه، سیستم الکتریکی هواپیماست. وظیفه سیستم الکتریکی در یک هواپیما تولید، تنظیم و توزیع برق در قسمت‌های مختلف هواپیما است. از نیروی الکتریسیته برای راه‌اندازی قسمت‌های ایونیکی، تجهیزات دقیق پروازی، دستگاه‌های اضطراری و بخش خدماتی به مسافران و راه‌اندازی دستگاه‌های مختلف استفاده می‌شود. علت اساسی استفاده از دستگاه‌های تغذیه ۴۰۰ هرتز در هواپیما، روابط ولتاژ و فرکانس با اندازه ماشین الکتریکی در طراحی بوده که باعث پایین آمدن حجم و ابعاد فیزیکی این نوع موتورها و ژنراتورها می‌شود. انرژی الکتریکی ۴۰۰ هرتز این تجهیزات داخلی هنگامی که هواپیما بر روی زمین قرار دارد و موتورهای خاموش است توسط دیزل ژنراتورهایی که برق سه فاز ۴۰۰ هرتز را تولید می‌کنند (GPU)^۱، تأمین می‌شود که علاوه بر بزرگی ابعاد، سنگین و غیرقابل حمل بدون ماشین یدک‌کش می‌باشند و در ضمن خروجی ولتاژ و جریان خوبی هم ندارند. در صورتی که منبع تغذیه پیشنهادی از آنجاکه می‌تواند به دلیل کوچک‌تر شدن و کم‌وزن شدن و سایر مزیت‌هایی که مبدل‌های ماتریسی دارند، جایگزین مناسبی برای این دیزل ژنراتورها باشد [۲].

۱-۲- مبدل‌های AC / AC

مبدل‌های فرکانسی AC به AC در تنظیم کننده‌های توان، درایوهای موتورهای القایی و مبدل‌های مربوط به ژنراتورهای بادی و ... استفاده می‌شود. این مبدل‌ها قابلیت انتقال دو جهته توان را علاوه بر یک‌طرفه بودن دارند. با توجه به روند رو به رشد فناوری کلیدهای توان بالا و استراتژی‌های کموتاسیون و تکنیک‌های

¹ Ground Power Unit



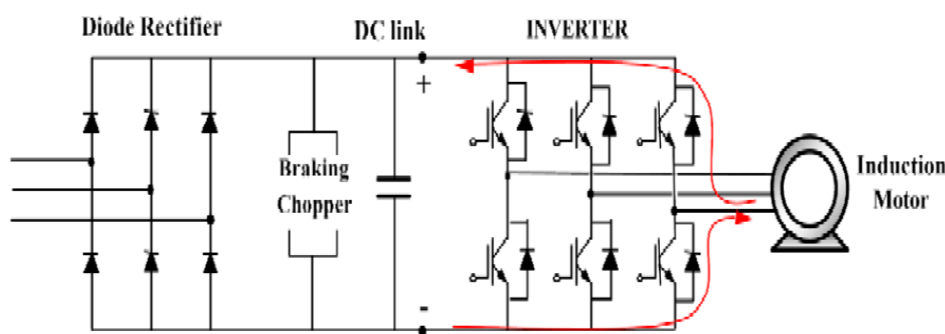
شکل ۱-۱: تقسیم‌بندی مبدل‌های AC/AC

مدولاسیون و کلیدزنی متناسب با آن‌ها، این مبدل‌ها در راستای افزایش کیفیت تبدیل توان، راندمان و کاهش تلفات و هزینه روزبه‌روز بهبود می‌یابند.

مبدل‌های AC/AC را به‌طور کلی بر اساس نمودار شکل ۱-۱ می‌توان تقسیم‌بندی نمود [۳].

تحقیقات انجام‌شده در زمینه مبدل‌های قدرت AC/AC در طول سالیان متمادی در جهت اصلاح و یا بهبود معیارهای عملکردی از دیدگاه بار، شبکه، مسائل اقتصادی و ... را می‌توان به‌صورت ذیل دسته‌بندی نمود:

- ✓ قیمت تمام‌شده
- ✓ وزن و حجم مبدل
- ✓ راندمان کل
- ✓ برآورده نمودن محدودیت‌های استاندارد اعوجاج جریان و پاسخ دینامیکی
- ✓ گستره رنج عملکردی
- ✓ تعمیر و نگهداری



شکل ۱-۲: مبدل فرکانسی با ساختار AC/DC/AC

مبدل‌های AC به AC از نظر ساختاری به دو قسمت اصلی شکل (۱-۱) طبقه‌بندی می‌گردند:

الف) ساختار (AC / DC/AC): مبدل‌های دارای رابط dc با ذخیره‌کنندگی انرژی، شامل مبدل‌های اینورتر منبع ولتاژ^۱ (VSR / VSI) و اینورتر منبع جریان (CSR / CSI)^۲ است. به عنوان نمونه اینورتر منبع ولتاژ مطابق شکل (۲-۱) در ساختار خود دارای یک طبقه یک‌سوساز و یک طبقه اینورتر است. این دوطبقه توسط یک عنصر واسط ذخیره‌کننده انرژی بزرگ و گران‌قیمت از قبیل خازن و سلف به همدیگر کوپل می‌گردند. مبدل‌های اینورتر منبع ولتاژ دارای لینک ولتاژ DC و المان خازن موازی بوده و اینورتر منبع جریان دارای رابط جریان DC و المان سلف سری است. علاوه بر این المان‌های واسط این دسته از مبدل‌ها، به المان‌های فیلتر کننده اضافی برای حذف هارمونیک‌ها و تجهیزات استراتژی کموتاسیون‌ها و غیره مجهز گشته‌اند؛ بنابراین اصلاح‌کننده ضریب توان (PFC)^۳ در این مبدل‌ها قابل توجه است [۴].

مبدل‌های پشت‌به‌پشت با واسط لینک DC با دو تیپ منبع ولتاژ و منبع جریان سال‌های متمادی در صنعت مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در این مبدل‌ها با عنصر ذخیره‌کننده انرژی حجیم در لینک DC علاوه بر قابلیت شارش دو جهته توان دارای شکل موج‌های ورودی و خروجی با کیفیت بالا و ضریب توان ورودی قابل تنظیم هست. همچنین نسبت تبدیل ولتاژ که نسبت دامنه ولتاژ خروجی به دامنه ولتاژ منبع هست، یک (و حتی بالاتر) به دلیل ماهیت عملکرد بوسه مبدل طرف منبع ورودی و فرکانس‌های کمتر و بیشتر از فرکانس شبکه در آن قابل دستیابی هست. با توجه به وجود خازن بزرگ الکترولیتی در باس DC این مبدل‌ها، اندازه

¹ Voltage source rectifier/ Inverter

² Current source rectifier/ Inverter

³ Power Factor Correction

فیزیکی آن‌ها به‌طور فراوانی افزایش می‌یابد. وجود خازن الکتrolیتی در باس DC این مبدل‌ها همچنین سبب شده استفاده از آن‌ها در دماهای بالا امکان‌پذیر نیست [۵].

ب) (AC/AC) مستقیم: مبدل‌های فاقد رابط DC و بدون ذخیره‌کنندگی انرژی، شامل سیکلوکانورترها و مبدل‌های ماتریسی و کنترل فاز و چاپر AC می‌باشند. سیکلوکانورترها دارای دو نوع سه فاز و تک فاز در سطوح مختلف بوده که اغلب به‌صورت سه فاز برای کاربردهای توان بالا و فرکانس پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این مبدل‌ها فرکانس خروجی کسری از فرکانس ورودی است. سیکلوکانورترها و مبدل‌های کنترل فاز به دلیل ارزان‌قیمت بودن مورد توجه قرار گرفته‌اند. از معایب این مبدل‌ها، علاوه بر حجم بودن و دارا بودن محدوده فرکانس خروجی کم، کیفیت پایین و عدم کنترل فرکانس را می‌توان برشمرد. این مبدل‌ها دارای ضریب توان ورودی پایین هستند. تصحیح ضریب توان آن‌ها پرهزینه و مشکل است؛ بنابراین بهینه کردن خصوصیات و معایب مربوط به سیکلوکانورترها به ظهور و تکامل تدریجی مبدل‌های ماتریسی انجامید [۶]. مبدل‌های ماتریسی به‌عنوان دسته دیگری از مبدل‌های AC/AC به دلیل مزایای فراوان، در سال‌های اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی تا عدد یک، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، شکل موج‌های باکیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد. در ضمن به دلیل این‌که المان‌های ذخیره‌کننده انرژی مثل خازن باس DC در مبدل‌های ماتریسی وجود ندارد. امکان ساخت آن‌ها به‌صورت یک مدار فشرده و کوچک وجود دارد. با این حال به دلیل مشکلاتی از قبیل محدود بودن نسبت تبدیل ولتاژ به ۰/۸۶۶، کموتاسیون پیچیده و مدارات حفاظت پیچیده در برابر اضافه ولتاژ و پیچیدگی‌های پیاده‌سازی الگوریتم کلید زنی، استفاده از مبدل‌های ماتریسی تا سال‌های اخیر در صنعت به تعویق افتاده است.

۱-۳- ضرورت و اهمیت کار

به دلیل فراهم بودن برق ۳ فاز در صنعت و به‌عنوان مثال در فرودگاه‌ها به‌عنوان ورودی این منابع تغذیه و اهمیتی که به‌عنوان مثال این نوع منابع تغذیه به هنگام تست‌های پیش از پرواز برای متخصصین دستگاه‌های الکترونیکی و... هواپیما دارد، انجام این تحقیق در صورت دستیابی به جواب مثبت در طراحی و شبیه‌سازی می‌تواند علاوه بر راحت‌تر کردن کار برای کارکنان تعمیر و نگهداری هواپیما و از همه مهم‌تر به دلیل خروجی‌های دقیق‌تر ولتاژ و جریان آسیب کمتری به قطعات الکترونیکی گران‌قیمت هواپیما برساند. در ضمن وزن و حجم پایین این نوع منبع تغذیه برتری آن نسبت به دیزل ژنراتورها را نمایان می‌سازد. لذا موضوع این پایان‌نامه چه از نقطه نظر اقتصادی، چه از نظر safety و... ضروری به نظر رسیده و توجیه دارد.

۱-۴- پیکربندی پایان نامه

در فصل اول این پایان نامه مقدمه‌ای بر مبدل‌های AC/AC و ضرورت و اهمیت کار عنوان شده است. در فصل دوم هم ساختارهای متنوع و مرسوم این مبدل به همراه کلیدهای دو جهته مورد استفاده در این مبدل، معرفی و سپس اساس عملکرد مبدل‌های ماتریسی مورد بررسی قرار گرفته است.

نحوه کنترل مبدل‌های ماتریسی و روش‌های مدولاسیون و کموتاسیون و کلیدزنی‌های مربوطه در فصل سوم مورد بحث قرار گرفته است. در فصل چهارم طراحی مبدل پیشنهادی و فیلتر ورودی و سیستم کنترلی با روش‌های PI و منطق فازی و نحوه کنترل آن گفته شده است. در فصل پنجم نتایج شبیه‌سازی به همراه تجزیه و تحلیل نتایج آن برای هر دو کنترل کننده بیان خواهد گردید و همچنین اثر تغییر بار ناگهانی و تغییر مقدار منبع ورودی برای هر دو حالت بررسی خواهد شد. در فصل ششم به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری و بیان نکات مستخرج از شبیه‌سازی‌ها و همچنین پیشنهادهایی جهت تحقیقات آتی داده خواهد شد.

فصل دوم: مبدل ماتریسی و مرور تحقیقات انجام شده

۲-۱- مقدمه

مبدل‌های ماتریسی برای اولین بار در سال ۱۹۸۰ میلادی معرفی شدند [۷]. پس از آن، این مبدل‌ها به رقیبی برای مبدل‌های متداول AC/DC/AC که دارای عناصر ذخیره کننده انرژی مانند خازن الکترولیتی بزرگ در باس DC خود هستند، تبدیل شده‌اند. مبدل‌های ماتریسی در حال حاضر به علت ویژگی‌های قابل توجهی که دارند از محبوبیت فراوانی برای محققین این زمینه برخوردار است. با این وجود مسائل زیادی در جهت بهینه شدن این مبدل‌ها هنوز باید مورد بررسی قرار گیرند. ویژگی‌های ممتاز مبدل‌های ماتریسی را به صورت زیر می‌توان بیان نمود [۸]:

- الف) جریان ورودی و خروجی سینوسی نسبتاً صاف و کامل
- ب) ضریب جابجایی فازهای ورودی نزدیک یک و امکان تصحیح این ضریب برای انواع بارها
- پ) تلفات کلیدزنی پایین، راندمان بالا در مقایسه با مبدل‌های AC/DC/AC به دلیل فقدان عناصر ذخیره کننده انرژی بزرگ
- ت) پاسخ سریع، کنترل مبدل در شرایط عدم تعادل و اغتشاشات منبع تغذیه با اعمال مدولاسیون مناسب
- ث) ساختاری ساده، طراحی فشرده، قابلیت طراحی یکپارچه مبدل، اندازه کوچک و ارزان قیمت به دلیل استفاده کمتر از المان‌های پسیو نسبت به مبدل‌های (AC/DC/AC)
- ج) استفاده از فیلترهای کوچک‌تر برای بهبود جریان شبکه
- ج) عملکرد مبدل در چهار ربع و توانایی تبدیل مجدد انرژی برگشتی از طرف بار
- ح) جامع بودن مبدل به عنوان جایگزین برای همه مبدل‌های کلاسیک

۲-۲- معرفی مبدل ماتریسی

برای نخستین بار ساختار مبدل ماتریسی توسط Gyugyi و Pully تحت عنوان یک مفهوم هوشمندانه صرفاً نظری، با انگیزه بهینه‌سازی عملکرد اصولی سیکلوکانورترها، جهت به دست آوردن ولتاژ خروجی با فرکانس نامحدود و تبدیل مستقیم با استفاده از کلیدهای دوطرفه قابل کنترل، ارائه گردید. مبدل‌های ماتریسی اولیه با معایبی همچون وجود هارمونیک‌های ناخواسته بزرگ در ولتاژ خروجی و جریان ورودی همراه بوده که به آسانی توسط فیلترها حذف نمی‌شوند. این مشکل توسط Venturini, Alesinne با ارائه

یک روش مدولاسیون جدید با استفاده از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (PWM)^۱ حل گردید [۱]. ساختار مبدل‌های ماتریسی مستقیم (DMC)^۲ با قابلیت کنترل آن‌ها در فرکانس‌های بالا معرفی شد. بعد از این تاریخ مبدل‌های ماتریسی به‌عنوان یک رقیب با مبدل‌های متداول AC/DC/AC که در باس DC خود خازن الکترولیتی بزرگ دارند مطرح شده‌اند. در سال‌های اخیر به دلیل وجود پردازشگرهای DSP سرعت بالا و پیشرفت کلیدهای الکترونیک قدرت، استفاده از مبدل‌های ماتریسی در صنعت مورد توجه قرار گرفته است [۹]. مبدل ماتریسی در واقع یک سیکلوکانورتر کامل شده با کلیدهای کاملاً قابل کنترل است. به این دلیل مبدل‌های ماتریسی را سیکلوکانورترهای با کموتاسیون اجباری نیز می‌گویند. ساختار مبدل ماتریسی نسبت به دیگر مبدل‌های AC/AC مزایای زیادی دارد. البته با توجه به مقایسه‌ای که در جدول (۱-۲) انجام شده مشاهده می‌شود که مبدل ماتریسی به ازای نداشتن المان‌های ذخیره کننده بزرگ دارای شش کلید اضافی است. این تفاوت در صورتی است که مبدل ماتریسی نسبت به دو مبدل اینورتری ذکر شده دارای تشابهاتی از جمله جاری شدن توان در دو جهت و سینوسی بودن جریان ورودی است.

از خصوصیات مبدل ماتریسی جامع بودن این مبدل، به‌عنوان جایگزین تمام مبدل‌های کلاسیک AC/AC، AC/DC، DC/AC، DC/DC است. به عبارتی نوع شکل موج جریان، ولتاژ، فرکانس و تعداد فاز در دو طرف ورودی و خروجی از نظر AC و DC بودن مستقل از هم است.

جدول ۱-۲: مقایسه مبدل ماتریسی با چند مبدل فرکانسی

ساختار	تعداد کلیدهای فعال	دیودهای سریع	دیودهای یک‌سوساز	خازن الکترولیتی بزرگ	سلف بزرگ
مبدل ماتریسی	۱۸	۱۸	۰	۰	۰
اینورتر BACK-TO-BACK	۱۲	۱۲	۰	۱	۳
اینورتر پل دیودی	۶	۶	۶	۱	۰ یا ۱

^۱ Pulse width modulation

^۲ Direct Matrix Converter

با این وجود چه در مباحث تئوری و چه در مباحث کاربردی اغلب نوع AC/AC آن مورد استفاده قرار گرفته است. در بین مبدل‌های AC/AC هم اغلب نوع سه فاز به سه فاز آن کاربردی‌تر بوده و مورد ارزیابی و بررسی تئوری قرار می‌گیرد [۱۰].

اگرچه نوع سه فاز به دو فاز و نوع تک فاز به تک فاز آن هم موجود است، با این حال مرسوم‌ترین و کاربردی‌ترین این نوع مبدل‌ها به صورت سه فاز به سه فاز بوده و دارای ماتریس کلید زنی 3×3 است. ولتاژ و جریان سه فاز مبدل‌های ماتریسی، در ورودی و خروجی این مبدل‌ها، دارای دامنه و فرکانس متفاوت است.

۲-۳- کلیدهای دوطرفه

مبدل‌های ماتریسی به کلیدهای دوطرفه‌ای نیاز دارند که توانایی تحمل ولتاژ در هر دو جهت را داشته باشند و بتوانند جریان را در هر دو جهت هدایت کنند، لذا در بازار برای مبدل‌های ماتریسی کلیدهای آماده با مشخصاتی که ذکر می‌شود طراحی شده که استفاده می‌گردد [۱۱].

در کلیدهای دوطرفه‌ای که در ادامه در مورد آن‌ها صحبت می‌شود، می‌توان از IGBT^۱ و IGCT^۲ و MCT^۳ MOSFET استفاده نمود.

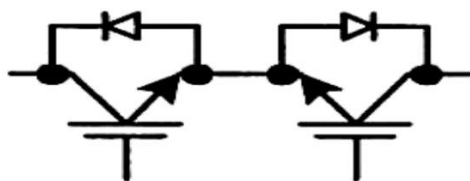
۲-۳-۱- ساختار امیتر مشترک

شکل ۲-۱، کلید دوطرفه با ساختار امیتر مشترک را نشان می‌دهد. مزایای استفاده از این روش نسبت به ساختار پل دیودی، امکان کنترل مستقل جریان در هر دو جهت و تلفات هدایت کمتر به دلیل هدایت دو المان در هر لحظه است. در این ساختار هر کلید دوطرفه نیاز به یک منبع تغذیه ایزوله برای راه‌اندازی گیت‌هایش دارد [۱۱].

^۱ Insulated Gate Bipolar Transistor

^۲ Mos Control Thyristor

^۳ Integrated Gate Commutated Thyristor



شکل ۲-۱: کلید دوطرفه با ساختار امیتر مشترک [۱۱]

اگر نیمه‌هادی تشکیل‌دهنده دیودها و IGBT های استفاده‌شده در این ساختار از جنس سیلیکون باشند، استفاده از مبدل ماتریسی تا دمای حدود ۳۰۰ درجه سانتی‌گراد امکان‌پذیر است.

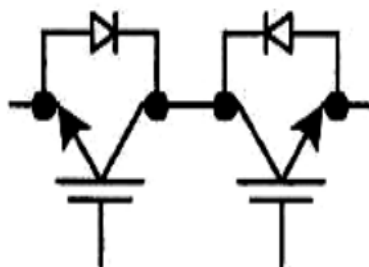
۲-۳-۲- ساختار کلکتور مشترک

کلید دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک در شکل ۲-۲ نشان داده‌شده است. این ساختار شبیه ساختار امیتر مشترک است؛ اما در این ساختار IGBT ها طوری قرار گرفته‌اند که کلکتورهای آن‌ها به هم متصل است تلفات زمان هدایت در این ساختار همانند ساختار امیتر مشترک است. مزیت این روش در مقایسه با ساختار امیتر مشترک این است که وقتی از این ساختار در مبدل ماتریسی استفاده شود به منبع تغذیه DC ایزوله کمتری برای درایو گیت IGBT ها نیاز است. تعداد نقاطی که امیتر IGBT ها به‌طور مشترک به آن‌ها متصل هستند، نسبت به کلکتور مشترک نیاز به منبع تغذیه DC ایزوله بیشتری برای درایو IGBT ها است. در هنگام به کار بردن این ساختار با توجه به بالا بودن اندوکتانس اتصالات بین کلیدهای دوطرفه، استفاده عملی از این ساختار در توان‌های بالا توصیه نمی‌شود؛ بنابراین در اکثر موارد در توان‌های بالا برای تحقق کلیدهای دوطرفه از ساختار امیتر مشترک استفاده می‌شود [۱۲].

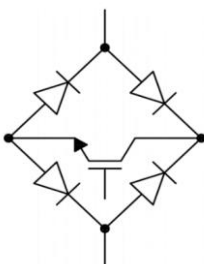
۲-۳-۳- ساختار پل دیودی

این ساختار کلید دوطرفه، همانند شکل ۲-۳ شامل یک کلید یک‌طرفه (مثلاً IGBT) است که در مرکز یک پل دیودی تک فاز قرار گرفته است. مهم‌ترین مزیت این کلید دوطرفه این است که جریان در هر دو جهت توسط یک کلید حمل می‌شود؛ بنابراین هر کلید دوطرفه نیاز به یک مدار درایو گیت دارد. درعین حال به دلیل این که همیشه سه نیمه‌هادی (دو دیود و یک IGBT) در مسیر جریان قرار دارند، تلفات زمان هدایت در این ساختار زیاد است. مشکل اساسی این ساختار این است که جهت جریان در این نوع کلید

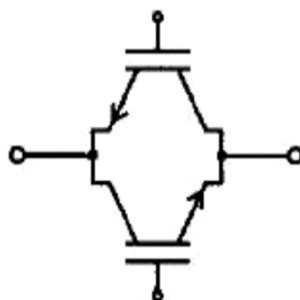
دوطرفه را نمی‌توان کنترل کرد. همچنین در این کلید دوطرفه نمی‌توان روش‌های کموتاسیون با اطمینان بالا را اعمال کرد [۱۳].



شکل ۲-۲: کلید دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک [۱۱]



شکل ۲-۳: کلید دوطرفه با ساختار پل دیودی [۱۱]



شکل ۲-۴: ساختار کلید دوطرفه با استفاده از دو RBIGBT [۱۱]

۲-۳-۴- کلید دوطرفه با استفاده از RBIGT

این نوع کلید شکل ۲-۴ تنها از دو عدد RBIGT^۱ استفاده شده است. همان طور که اشاره شد در کلیدهای دوطرفه با ساختار امیتر مشترک و کلکتور مشترک دیودها به دلیل افزایش سطح تحمل ولتاژ معکوس IGBT ها به صورت سری با آنها قرار گرفته اند. به این دلیل که یک IGBT به تنهایی ولتاژ معکوسی که می تواند تحمل کند بسیار کمتر از ولتاژی است که در حالت مستقیم می تواند تحمل نماید. ولی ساختار RBIGT ها به گونه ای است که تحمل ولتاژ معکوس آنها بالا بوده و نیازی به سری کردن دیود برای حفاظت آنها نیست بررسی کلیدهای دوطرفه ای که با استفاده از RBIGT ها ساخته شده اند نشان می دهد که این کلیدهای دوطرفه در مقایسه با ساختارهای امیتر مشترک متداول تلفات زمان هدایت کمتر و تلفات کلید زنی بالاتری دارند [۱۱].

جدول ۲-۲: مقایسه کلیدهای دوطرفه از نظر اجزای تشکیل دهنده در ساختار مبدل ماتریسی متداول

SUMMARY	IGBTs	Diodes	Isolated power Supplies	Conducting Devices
Diode bridge	۹	۳۶	۹	۳
Common Emitter	۱۸	۱۸	۹	۲
Common Collector	۱۸	۱۸	۶	۲

۲-۴- اساس عملکرد مبدل ماتریسی

مبدل ماتریسی $M \times N$ از کلیدهای دو جهتی قدرت، جهت اتصال مستقیم M فاز ولتاژ منبع به N فاز بار تشکیل شده است. در بین انواع این مبدل، نوع ۳×۳ (سه فازه) آن بیشترین کاربرد را، به دلیل رایج بودن مصرف کننده های سه فاز (موتور)، دارا است. این کلیدها توسط تکنیک های مدولاسیون به گونه ای کنترل می شوند که در هر ستون این ماتریس تنها یک کلید در هر لحظه وصل است. از طرفی هر کلید دارای دو وضعیت قطع و وصل، است؛ بنابراین، به عنوان نمونه، در مبدل های سه فاز به سه فاز با ۹ کلید دوطرفه کنترل شونده، $۲^۹$ یا ۵۱۲ حالت کلید زنی برای ماتریس کلیدها تعریف می گردد. ولی با توجه به تغذیه مبدل ها توسط منابع ولتاژ و دارا بودن خاصیت سلفی اغلب بارهای مصرفی، برای عملکرد سالم مبدل های ماتریسی باید دو قاعده زیر رعایت گردد. این دو قاعده محدودیت های کنترلی را به مبدل اعمال می نمایند.

¹ Reverse Blocking IGBT

الف) برای جلوگیری از اتصال کوتاه در سمت منبع ولتاژ، نباید دو خط ورودی به یک خط خروجی مشابه وصل گردد.

ب) برای جلوگیری از اضافه ولتاژ در خروجی، به علت خاصیت سلفی بار، نباید خطوط خروجی باز شوند. (بروز اضافه ولتاژ)

دو قاعده فوق، تعداد حالت کلید زنی مطمئن و قابل اعمال در این مبدل ها را به 3^3 : ۲۷ حالت کاهش می دهد. جهت حصول یک کلید زنی دقیق و کموتاسیون مطمئن با حداقل تلفات، رعایت دو قاعده فوق سبب انجام فرایند کلید زنی مطلوب در این مبدل ها می گردد [۱۱].

۲-۴-۱- ساختار متداول مبدل ماتریسی 3×3

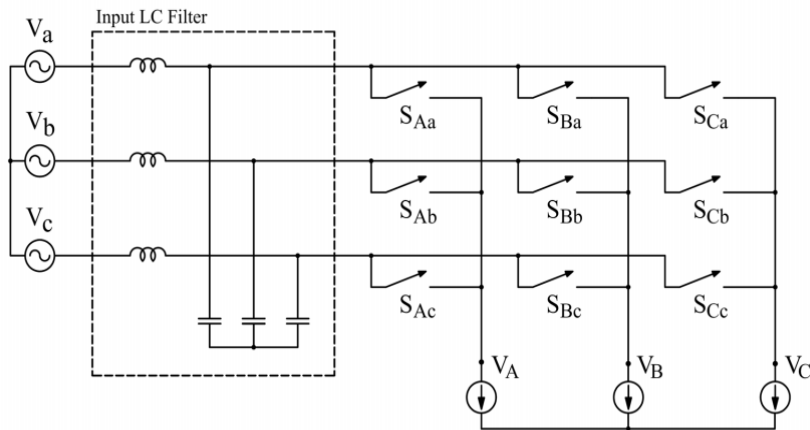
مبدل ماتریسی متداول^۱ دارای ۹ کلید دوطرفه بوده و برای تبدیل ولتاژها و جریان های سه فاز ورودی به ولتاژها و جریان های سه فاز خروجی با دامنه، فرکانس و زاویه فاز موردنظر، به هیچ گونه عنصر ذخیره کننده انرژی نیاز ندارد. هارمونیک هایی با فرکانس بالا در جریان ورودی این مبدل تولید می شود که برای حذف این هارمونیک های ناخواسته، از یک فیلتر LC کوچک در ورودی مبدل استفاده می شود. (شکل ۲-۵).

¹ Conventional Matrix Converter (CMC)

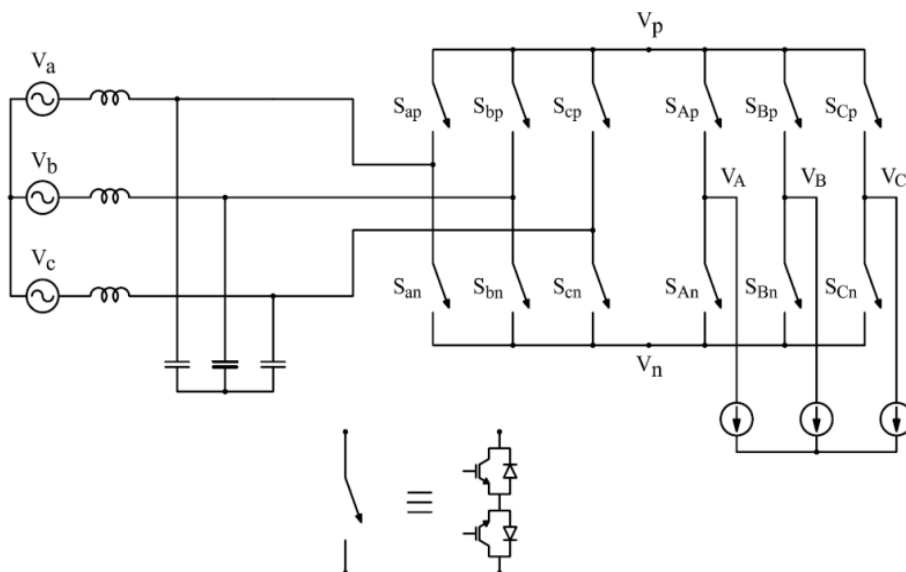
۲-۴-۲- ساختار مبدل ماتریسی دو پل

مبدل ماتریسی با ساختار متداول دارای ۹ کلید دوطرفه بوده که در مجموع به ۱۸ کلید یک طرفه برای تبدیل ولتاژ نیاز دارد. برای کاهش تعداد کلیدهای دوطرفه و ساده کردن مدار محافظ آن در برابر اضافه ولتاژ، از مبدل‌های ماتریسی دو پل استفاده می‌شود. (شکل ۲-۶) در تابع کلیدزنی برای هر کلید دوطرفه (S_{kj}) وقتی کلید باز باشد صفر و وقتی کلید بسته باشد یک در نظر گرفته شود.

رابطه ولتاژهای ورودی و خروجی به صورت زیر خواهد بود:



شکل ۲-۵: مبدل ماتریسی متداول همراه با فیلتر ورودی LC



شکل ۲-۶: ساختار کلی مبدل ماتریسی دو پل ۲۴ کلیده [۱۲] به همراه فیلتر ورودی LC

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Ap} & S_{An} \\ S_{Bp} & S_{Bn} \\ S_{Cp} & S_{Cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad j = a, b, c \quad (2-2)$$

$$S_{KJ} = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

شکل موج‌های ولتاژ خروجی و جریان ورودی مبدل ماتریسی دو پل دقیقاً مشابه مبدل ماتریسی ۳*۳ است و ولتاژ خروجی از روش‌های کلیدزنی مشابه به دست می‌آید [۱۱].

قابلیت‌های آن نیز مانند مبدل ۳*۳ شامل شکل موج‌های ورودی و خروجی باکیفیت بالا، قابلیت تنظیم ضریب توان در ورودی، نداشتن عناصر بزرگ ذخیره کننده انرژی مانند خازن الکتrolیتی در باس DC است.

۲-۴-۱-۲- مبدل ماتریسی دو پل با کلیدهای کاهش یافته

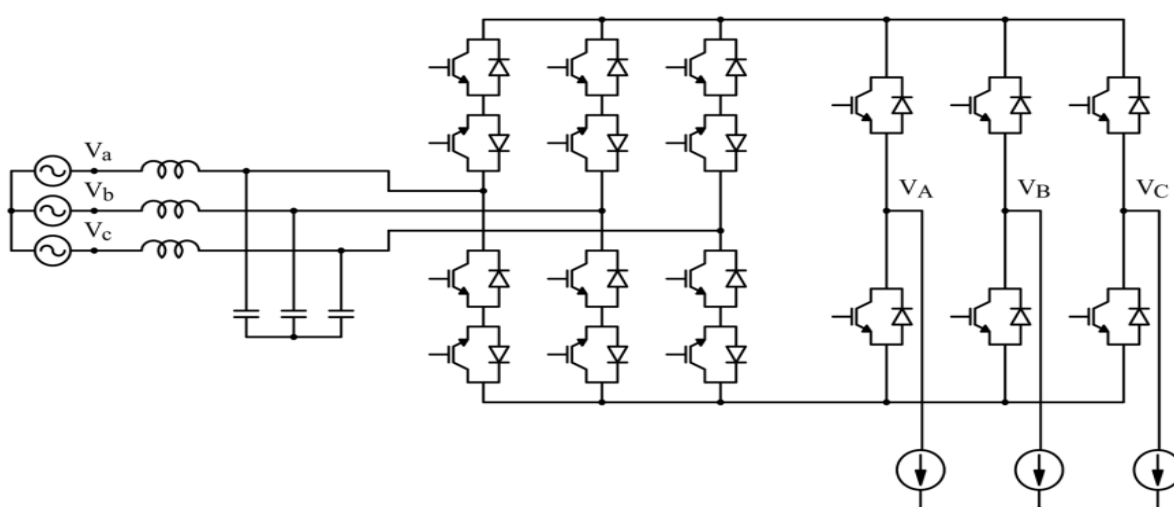
در شکل (۲-۶) می‌توان کلیدهای دوطرفه در سمت بار را با کلیدهای یک‌طرفه که قابلیت مسدود کردن ولتاژ را داشته باشند، جایگزین کرد؛ به شرطی که ولتاژ V_p در همه زمان‌ها بزرگ‌تر از ولتاژ V_n باشد؛ به عبارت دیگر ولتاژ باس DC همواره مثبت است.

در این حالت تعداد کلیدها از ۲۴ عدد به ۱۸ کاهش می‌یابد. ساختار مبدل ماتریسی با ۱۸ کلید در شکل (۷-۲) نشان داده شده است.

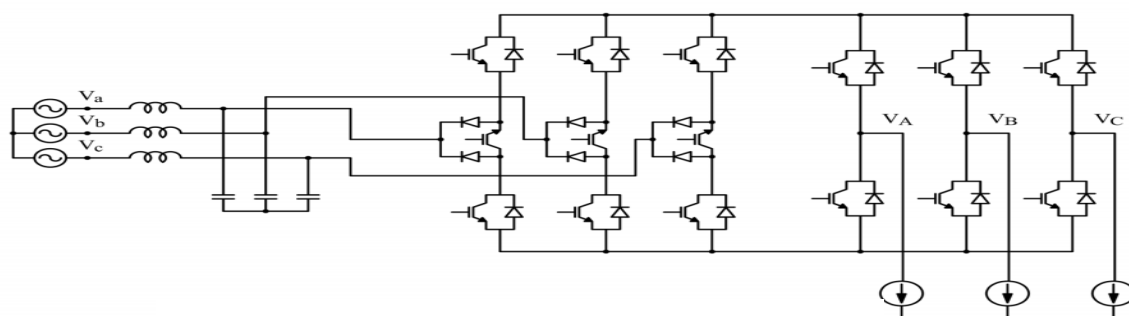
در قسمت کلیدهای دوطرفه در سمت منبع، می‌توان در هر ساق، تعداد کلیدهای یک‌طرفه را از ۴ به ۳ تقلیل داد، زیرا دو کلید وسطی در هر ساق را می‌توان توسط یک منبع تغذیه درایو، کنترل کرد.

به این ترتیب، ساختار ۱۵ کلیده به دست می‌آید. شکل (۸-۲) همچنین می‌توان با جایگزین کردن کلیدهای دوطرفه سمت منبع با کلید با ساختار پل دیودی، مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده به دست آورد که در شکل (۹-۲) مشاهده می‌شود.

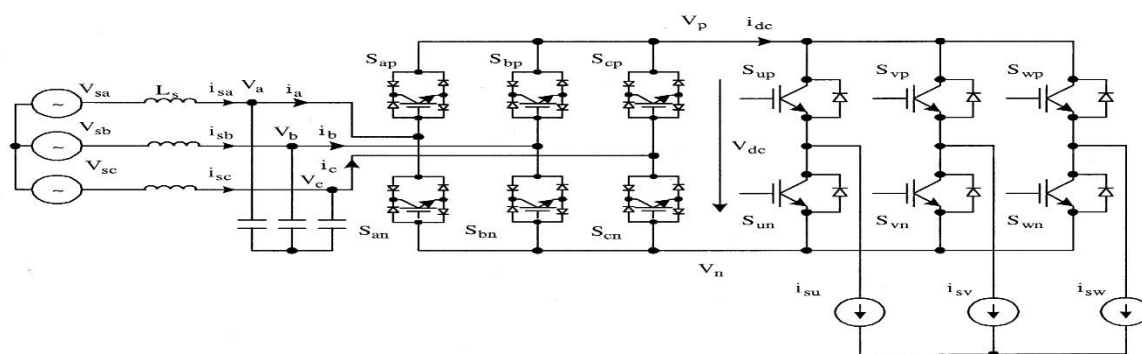
همچنین با کاهش تعداد کلیدها به ۹ کلیده و ۶ کلیده، شکل‌های (۱۰-۲) و (۱۱-۲) به دست می‌آید. در مقایسه با ساختار اصلی مبدل ماتریسی، این ساختارها دارای همان قابلیت‌ها، مانند عملکرد کلید در هر چهار ناحیه صفحه $V-I$ ، کم بودن محتوای هارمونیک و دارا بودن ضریب توان واحد هستند.



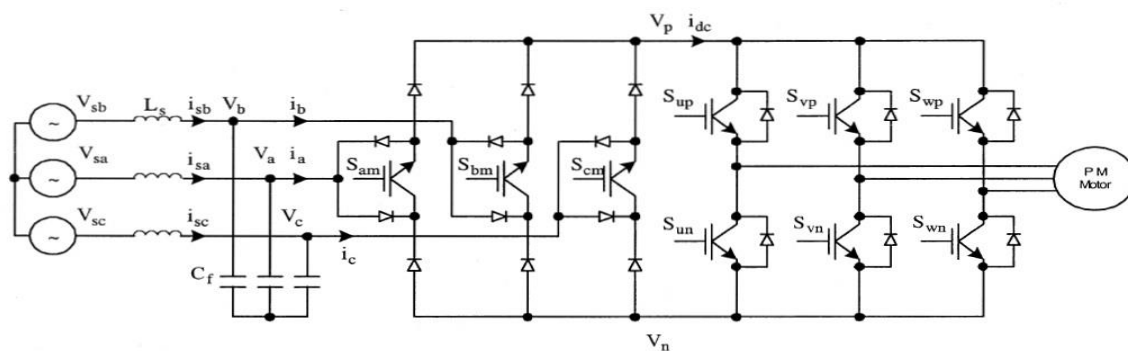
شکل ۷-۲: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۸ کلید [۱۱]



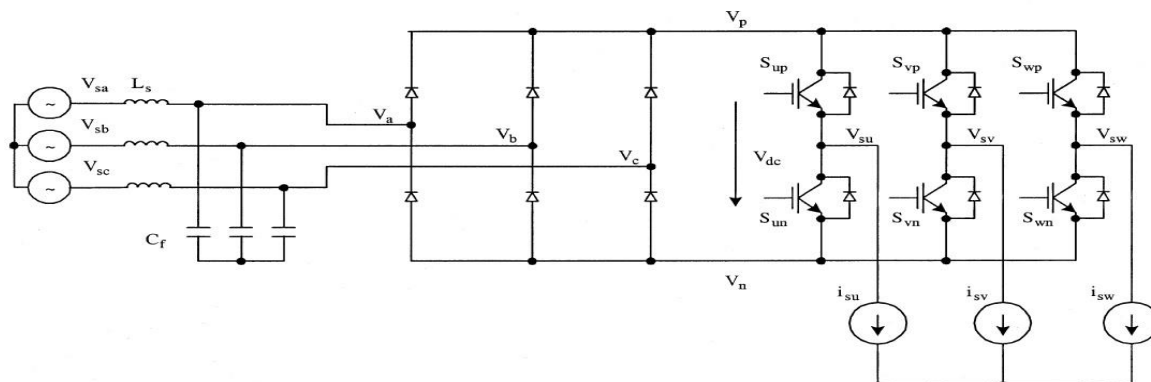
شکل ۲-۸: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۵ کلید [۱۱]



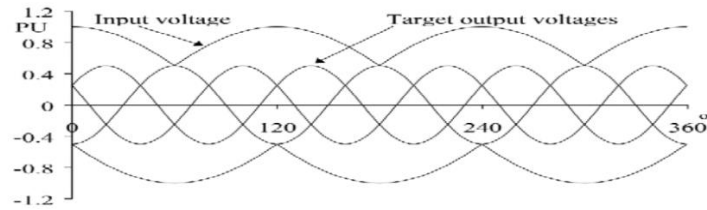
شکل ۲-۹: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۱۲ کلید [۱۱]



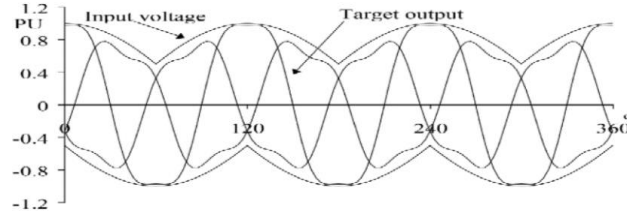
شکل ۲-۱۰: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۹ کلید [۱۱]



شکل ۲-۱۱: ساختار مبدل ماتریسی دو پل با ۶ کلید [۱۱]



شکل ۲-۱۲: مقایسه شکل موج ورودی و خروجی با نسبت ولتاژ ۵۰٪ [۱۴]



شکل ۲-۱۳: مقایسه شکل موج ورودی و خروجی با نسبت ولتاژ ۸۷٪ [۱۴]

۲-۵- نسبت ولتاژ مبدل ماتریسی (VTR)

ادعای جامع بودن مبدل‌های ماتریسی جهت پوشش عملکردی تمامی مبدل‌های AC و DC سبب ایجاد یک طبقه‌بندی متفاوت برای این نوع مبدل‌ها، در راستای تأمین نسبت تبدیل ولتاژ خروجی به ورودی مبدل، می‌گردد. به‌عنوان نمونه در مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز معمولی شکل (۲-۵)، اگرچه دامنه و فرکانس خروجی مطلوب تولید می‌گردد، لیکن با توجه به نوع فرمان کلیدها، مبدل دارای نسبت ولتاژ خروجی به ورودی ۵۰٪ بوده که در شکل (۲-۱۲) مشاهده می‌شود. باید توجه داشت که نسبت ولتاژ موردنظر پایین بوده و به‌عنوان یک عیب عمده برای این مبدل‌ها محسوب می‌گردد. با تزریق هارمونیک‌های سوم جریان ورودی این نسبت به ۷۵٪ و با تزریق هارمونیک سوم ولتاژ خروجی می‌توان این راندمان را توسط الگوریتم‌های مدولاسیون خاص تا نسبت ۸۷٪ افزایش داد. معادله و شکل موج ولتاژ خروجی با اعمال هارمونیک‌های سوم ورودی و خروجی که افزایشی را در نسبت تبدیل (۸۷٪) در پی داشته است، به‌صورت رابطه (۲-۶) مشاهده می‌شود (شکل ۲-۱۳) [۱۴].

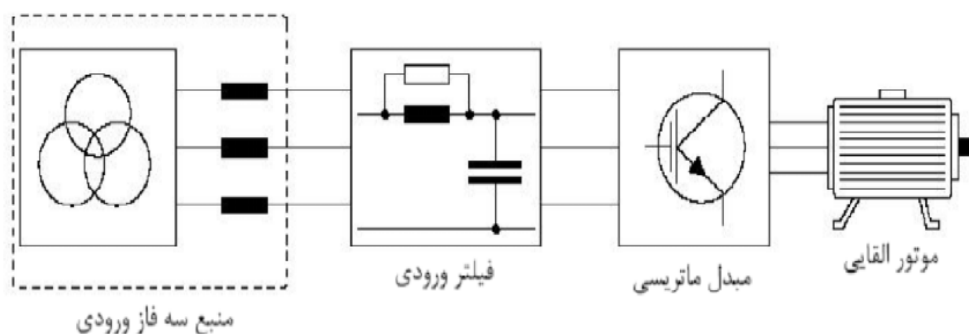
$$qV_{iM} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} = V_o \quad (2-6)$$

۲-۶- مرور مقالات و تحقیقات انجام شده

در تمامی کاربردهای مبدل‌های AC/AC مبدل ماتریسی به دلیل دارا بودن ویژگی‌های مطرح شده و در صورت حل شدن مناسب مسائل مربوطه می‌تواند به عنوان یک جایگزین مناسب مطرح باشد. مراجع [۱۵] - [۱۶] شروع به استفاده از مبدل ماتریسی غیرمستقیم در درایو موتورهای القایی و سنکرون مغناطیس دائم نمودند. در این مراجع عملکرد مبدل ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم از دیدگاه تلفات، اعوجاج شکل موج‌ها و نامتعادلی نسبت به هم و نسبت به مبدل‌های AC-DC-AC در درایو موتور مورد بررسی قرار گرفت.

۲-۶-۱- کاربردهای موتور القایی:

مبدل‌های ماتریسی دارای یکسری ویژگی‌هایی هستند که توانایی ما را در درایو موتورهای القایی بیشتر می‌کنند. از آن جمله بازده انرژی بالا و کار در چهار ناحیه گشتاور- سرعت را می‌توان نام برد. با در نظر گرفتن توانایی برگرداندن انرژی از بار به منبع که به دلیل وجود سوئیچ‌های دو طرفه در مبدل‌های ماتریسی وجود دارد، باعث شده تا یک درایو با بازده بالا را داشته باشیم. در روش کنترل برداری موتورهای القایی با استفاده از مبدل‌های ماتریسی، تنظیم سرعت موتور و کیفیت گشتاور آن قابل رقابت با روش کنترل برداری موتورهای القایی با استفاده از مبدل‌های متداول AC/DC/AC است. همچنین در مبدل ماتریسی پاسخ پله سرعت موتور و پاسخ پله تغییرات بار خیلی بهتر از اینورترهای متداول تغذیه شده منبع ولتاژ است. همچنین ضریب توان ورودی یک را، وقتی که موتور در سرعت نامی باشد و ولتاژ نیوز ولتاژ نامی موتور باشد، می‌توانیم بدست آوریم. در این حالت جریان ورودی نیوز سی‌نوسی بوده و مقدار THD آن بسیار کمتر از مبدل‌های AC/DC/AC رایج می‌باشد. همچنین در کنترل حلقه باز موتورهای القایی به روش V/F ثابت یک گزینه خوب مبدل ماتریسی است، چون همزمان توانایی کنترل هم ولتاژ و هم فرکانس خروجی را دارد.



شکل ۲-۱۴: درایو به روش V/f ثابت

۲-۶-۲- کاربرد در صنایع هواپیمایی:

موتورهای بال‌های هواپیما که وظیفه تغییر دادن موقعیت قسمت متحرک بال‌ها را دارد، موتورهای مغناطیس دائم هستند، که توسط مبدل‌های الکترونیک قدرت راه‌اندازی می‌شوند. با در نظر گرفتن ویژگی‌های مبدل‌های ماتریسی مانند حجم و وزن کوچک، تحمل دماهای بالا و طول عمر بالا، این مبدل‌ها بهترین گزینه در اینجا هستند.

۲-۶-۲-۱- اینورترهای فرکانسی مورد استفاده در صنعت هوایی

اینورتر فرکانسی مورد استفاده در هواگردهای هواپیماها که به اینورترهای هوایی معروف می‌باشند، اینورترهای با سرعت کلیدزنی بالا هستند که با فرکانس ۴۰۰ هرتز نوسان می‌کنند. سرعت کلیدزنی معرف سرعتی است که ولتاژ DC قطع و وصل می‌شود تا یک شکل موج AC تولید کند. این نوع اینورترها تغذیه سیستم‌های حساس ناوبری هواگرد را به عهده دارند. همانطور که قبلاً نیز اشاره گردید، اینورترهای هوایی موجود با سرعت کلیدزنی زیاد، هارمونیک‌های زیادی را در نزدیکی فرکانس کلیدزنی تولید می‌کنند که میزان بازدهی و عمر اینورتر را کاهش داده است [۱۷] و [۲].

اینورتر هوایی یک دستگاه الکتریکی نصب شده بر روی هواگرد است که می‌تواند جریان مستقیم یا DC^1 را به جریان متناوب یا AC^2 تبدیل کند. با استفاده از ترانسفورماتورها، سوئیچ‌ها، المان‌های الکترونیکی و مدارات کنترل، مقدار ولتاژ استاندارد اینورتر هوایی $28V_{DC}$ را به ولتاژ خروجی $115V_{AC}$ با فرکانس

¹ Direct current

² Alternative current

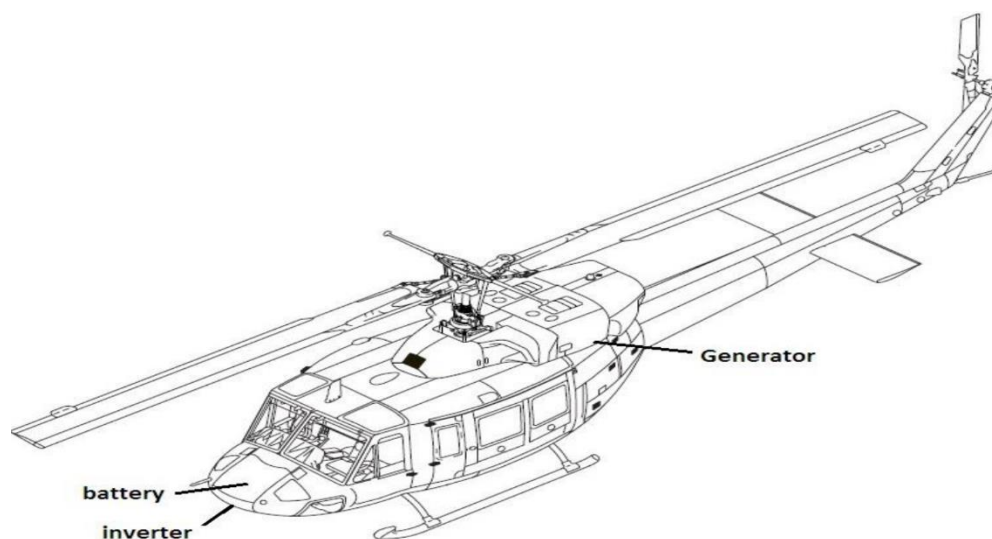
400¹Hz تبدیل نماید. پیکره‌بندی‌های مختلفی برای مدارات قدرت وجود دارد و راه‌حل‌های مختلفی در طراحی اینورتر استفاده می‌شود. روش‌های مختلف طراحی که ممکن است کمابیش اهمیت داشته باشد، به اینکه اینورتر برای چه مقصودی طراحی شده است، بستگی دارد. کیفیت شکل موج به روش‌های زیادی می‌تواند بدست آید. خازن‌ها و سلف‌ها می‌توانند برای فیلتر کردن شکل موج استفاده شوند. اگر طراحی شامل یک ترانسفورمر باشد، فیلتر می‌تواند به اولیه یا ثانویه ترانسفورمر یا به هر دو سمت آن اعمال شود. فیلتر پایین گذر برای اجازه عبور دادن به مولفه اصلی شکل موج به خروجی در حین محدود کردن عبور مولفه‌های هارمونیک به کار برده می‌شود [18]. در صورتیکه این طراحی‌ها با مبدل ماتریسی خصوصا از نوع دوپل صورت پذیرد به مراتب شکل موج‌های با کیفیت ترو با THD پایین تر بدست خواهد آمد.

به عنوان مثال برق مورد نیاز سیستم‌های بالگرد، معمولا از یکی از سه منبع مستقل زیر تأمین می‌شود:

۱. منبع تغذیه بیرونی^۲

۲. ژنراتور^۳

۳. باتری^۴



شکل ۲-۱۵: محل قرارگیری منابع تغذیه بر روی بالگرد

¹ Hertz

²External power unit (E.P.U)

³ Generator

⁴ Battery

در هواگردها دو نوع اینورتر وجود دارد:

۱. اینورتر دینامیکی^۱

۲. اینورتر استاتیکی^۲

با توجه به پیشرفت و انجام ملاحظات مصرف اینورترهای دینامیکی به مرور منسوخ شده و اینورترهای استاتیکی جایگزین آن شده است. اینورترهای استاتیک قطعات متحرک ندارند و در رنج وسیعی برای استفاده در بالگرد و هواپیما مورد استفاده قرار می گیرد. یک ترانسفورمر منبع AC را به هر ولتاژ مطلوب تبدیل می کند، اما در همان فرکانس؛ اینورترها، به علاوه یکسوسازهای DC می تواند برای تبدیل از هر ولتاژ، AC یا DC، به هر ولتاژ دیگر، AC یا DC، در هر فرکانس مطلوب طراحی شود. توان خروجی هرگز از توان ورودی تجاوز نمی کند، اما بازده می تواند زیاد باشد، در یک مدار اینورتر ساده، منبع DC از طریق سر وسط سیم پیچ ورودی به یک ترانسفورمر متصل می شود. یک کلید به سرعت بین سیم پیچ های بالا و پایین سوئیچ می شود تا جریان منبع DC به صورت متناوب از طریق یک سر سیم پیچ اولیه و سپس از دیگری جاری شود. تناوب جریان در سیم پیچ اولیه ترانسفورمر در سیم پیچ ثانویه ترانسفورمر جریان متناوب (AC) تولید می کند. نوع الکترومکانیکی تجهیزات سوئیچینگ شامل دو اتصال ثابت و یک اتصال متحرک با نگهدارنده فنری است. فنر اتصال متحرک را خلاف جهت یکی از اتصالات ثابت نگه می دارد و یک آهنربای مغناطیسی اتصال متحرک را به سمت اتصال ثابت مخالف می کشد. جریان آهنربای مغناطیسی با عمل سوئیچ قطع می شود. به طوری که کلید دائما و به سرعت بین سیم پیچ های بالا و پایین سوئیچ می شود. این نوع کلید اینورتر الکترومغناطیسی، وایرلور یا بیزر نامیده می شود، که قبلا در رادیوهای لامپی اتومبیل استفاده می شد. مکانیزمی مشابه در زنگ درها، بیزرها و سرنگ خالکوبی استفاده شده است. هنگامی که آنها در حال در دسترس بودن با توان نامی مناسب بودند، ترانزیستورهای قدرت و انواع مختلف دیگر سوئیچ های نیمه هادی در طراحی مدارات اینورتر وارد شدند [۱۹] و [۱۸].

با منسوخ شدن این روش ها طراحی های پیشرفته اینورترهای هوایی به سرعت مورد توجه قرار گرفت طرح های مورد نظر کنترلی Multiple Pulse - Width یا Carrier Based PWM شکل موج هایی را ارائه می دهد که با پالس های کم عرض زیادی ترکیب شده اند. فرکانس به نمایندگی از تعداد پالس های باریک در ثانیه،

¹ Dynamic inverter

² Static inverter

فرکانس سوئیچینگ یا فرکانس حامل^۱ نامیده می‌شود. این طرح‌های کنترلی اغلب در اینورترهای کنترل موتورهای فرکانس متغیر استفاده می‌شوند، زیرا رنج وسیعی از ولتاژ و فرکانس خروجی را در حین بهتر کردن کیفیت شکل موج قابل تنظیم می‌کنند. اینورترهای چند سطحی روش دیگری را برای حذف هارمونیک‌ها ارائه می‌کنند. اینورترهای چند سطحی شکل موجی را در خروجی ایجاد می‌کند که چندین پله مجزا از سطوح مختلف ولتاژ را ارائه می‌کند. برای مثال ممکن است که چند موج سینوسی را با داشتن ورودی‌های جریان مستقیم در دو سطح ولتاژ یا ورودی‌های مثبت و منفی با بدنه بالگرد ایجاد کند. با اتصال ترمینال‌های خروجی اینورتر به ترتیب بین مثبت و بدنه بالگرد، مثبت و منفی، بدنه بالگرد و منفی، سپس هر دو به بدنه بالگرد، یک شکل موج پله‌ای در خروجی اینورتر تولید می‌شود [۲۰] و [۲۱].

مطابق با یک قاعده مرسوم در طراحی بالگردها و هواپیماها با کاهش یک پوند از وزن طراحی در واقع حداقل ۵ پوند از وزن نهایی بالگردها و هواپیماها کاسته می‌شود. به دلیل کاهش مصرف سوخت و همچنین سبک‌تر شدن ساختار بدنه بالگردها و هواپیماها برای حمل سوخت کمتر تا رسیدن به مقصد و در نتیجه کاهش هزینه‌های یک بالگرد و هواپیما اهمیت بسزایی دارد [۱۹]. حال اگر طراحی این منابع توسط مبدل‌های ماتریسی خصوصا از نوع دوپل صورت پذیرد تاثیر بسزایی در کاهش وزن و سوخت و هزینه بالگرد یا هواپیما خواهد داشت.

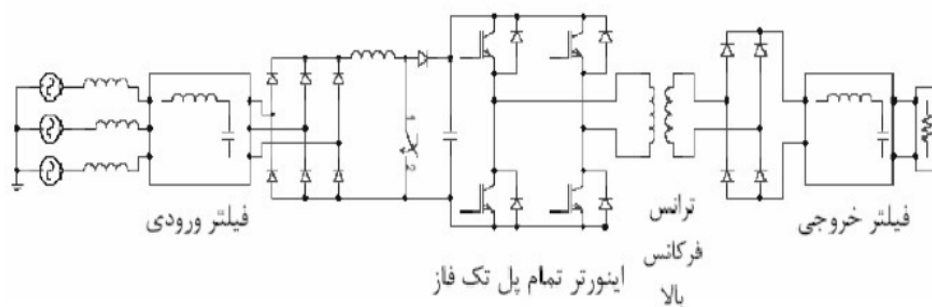
البته فرکانس کاری ۴۰۰ هرتز در هواپیماها و بالگردها دارای اشکالاتی است. اشکال کار در فرکانس ۴۰۰ هرتز این است که سیستم‌های فرکانس بالا دچار افت ولتاژ می‌شوند. مهمترین این آفت‌ها از افت توان راکتیو حاصل می‌گردد. تلفات به دو دلیل طول هادی و دیگری فرکانس داخل هادی می‌باشد. با افزایش فرکانس افت ولتاژ بیشتری اتفاق می‌افتد. در فرکانس ۴۰۰ Hz افت راکتیو می‌تواند تا هفت برابر بزرگتر از فرکانس ۵۰ Hz باشد. این اختلاف به فهم اینکه چرا در شبکه‌های توزیع برق از فرکانس ۵۰ Hz به جای ۴۰۰ Hz داخل بالگرد استفاده می‌شود، کمک می‌کند. فرکانس پائین‌تر افت توان را در مسافت‌های طولانی کاهش می‌دهد. طول بالگرد در مقایسه با ابعاد شبکه توزیع دلیل خوبی است که از افت ناشی از فرکانس ۴۰۰ Hz در مقایسه با مزیت دیگر آن بطور کامل چشم پوشی کنیم. در ادامه به این نکته نیز باید توجه نمود که با توجه به مزیت فرکانس بالا برای استفاده در هواگردها چرا از فرکانسهای بالاتر از ۴۰۰ Hz استفاده نمی‌گردد تا سیستم‌های الکتریکی داخل هواپیما یا بالگرد فوق العاده سبک‌تر شود، دلیل آن اینست

¹ Carrier

که فرکانس 400 Hz بهینه بوده و در صورت بکارگیری فرکانس‌های بیشتر از آن، مدارات شروع به تشعشع می‌نمایند که خود باعث ایجاد اختلال در عملکرد سیستم‌های الکترونیکی و ناوبری هواگرد خواهد شد.

۲-۶-۳- کاربردهای مخابراتی:

مبدل‌های ماتریسی در مخابرات رادیویی به عنوان منابع تغذیه سوئیچینگ توان بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند. شکل این منابع را در شکل ۲-۱۶ مشاهده می‌کنید، ابتدا ولتاژ سه فاز ورودی به وسیله یک پل دیودی سه فاز یکسو می‌شود. بعد از آن ولتاژ خروجی یکسوساز به یک مبدل DC/DC برای اصلاح ضریب قدرت ورودی داده می‌شود. سپس توسط یک خازن الکتrolیتی بزرگ تبدیل به DC ثابت می‌شود. بعد از این مرحله یک اینورتر تمام پل تک فاز قرار گرفته که ولتاژ DC را به ولتاژ AC فرکانس بالا تبدیل می‌کند. این ولتاژ به وسیله یک ترانس فرکانس بالا به یک پل دیودی تکفاز داده می‌شود. خروجی یکسوشده این پل دیودی پس از فیلتر شدن به عنوان DC استفاده می‌شود [۲۲].



شکل ۲-۱۶: شکل منبع تغذیه سوئیچینگ متداول در مخابرات رادیویی

همانطور که می‌دانیم حجم این مبدل به دلیل استفاده از خازن بزرگ است و همچنین به دلیل استفاده از چند طبقه مبدل الکترونیک قدرت، بازده پایین است. حال می‌توانیم از مبدل ماتریسی سه فاز به تکفاز استفاده کنیم و سپس ولتاژ خروجی آن را به یک ترانس فرکانس بالا داده و سپس ولتاژ DC مورد نظر را بسازیم. در این حالت از امتیازات مبدل‌های ماتریسی که عنوان شد، بهره می‌بریم. در صورت تحقق این موضوع با مبدل‌های ماتریسی دوپل ترانس فرکانس بالا نیز حذف شده و سیستم سبکتر و کم حجم تر می‌شود.

فصل سوم: نحوه کنترل مبدل ماتریسی

۳-۱- مقدمه

الگوریتم کلید زنی مبدل ماتریسی مستقیم در سال ۱۹۸۰ میلادی برای اولین بار به صورت روش مستقیم توسط ونچورینی مطرح گردید. روش دیگر کلیدزنی توسط Roy در سال ۱۹۸۷ ارائه گردید [۲۳]. این روش‌ها اصطلاحاً روش‌های عددی بودند و بر اساس مقادیر ولتاژ و جریان عمل می‌کردند. در سال‌های بعد روش‌های متعدد مدولاسیون تغییر پهنای پالس به دو شکل کلی موج حامل و مدولاسیون فضای برداری SVM مطرح گردید [۲۴] و [۲۵].

همچنین در سال‌های بعد روش‌های کنترل مستقیم گشتاور DTC^۱ و روش‌های پی‌ش‌بین جری‌ان و گشتاور نیز برای کنترل مبدل ماتریسی مطرح گردید. پی‌چیدگی‌های الگوریتم‌های کلید زنی مبدل‌های ماتریسی سبب پی‌چیده شدن پیاده‌سازی آن‌ها و نیاز به انتخاب پردازشگرهای قدرتمند و پرهزینه و یا پذیری سرعت کمتر، فرکانس کلید زنی قابل‌دستیابی محدود و درنتیجه کیفیت پایینی شکل موج‌های ورودی و خروجی خواهد بود. بنابراین تحقیقات در این زمینه در جهت اصلاح روش‌های کلیدزنی و روش‌های پیاده‌سازی انجام شده است. در مراجع [۹] و [۲۶] استفاده از DSP^۲ های قدرتمند برای پیاده‌سازی پیشنهاد گردیده است. اما چینی پردازشگرهای بسیاری ارزان‌قیمت بوده و در کارهای صنعتی، مقرون‌به‌صرفه نیستند. در مرجع [۲۷] استفاده از ترکیب میکروکنترلر و مدارات منطقی پیشنهاد گردیده است. اما در این روش نیز به دلیل پی‌چیدگی و نیاز به پردازش اضافه، ماکزیمم فرکانس کلیدزنی قابل‌دستیابی محدود خواهد بود. امروزه ترکیب DSP ها با FPGA^۳ در بسیاری از سیستم‌های الکترونیکی قدرت مورد استفاده قرار می‌گیرد. [۲۸] و [۲۹] همچنین در برخی مراجع از ترکیب DSP و CPLD^۴ برای کلیدزنی مبدل‌های ماتریسی استفاده شده است. [۳۰] در این روش‌ها، نسبت‌های وظیفه کلیدزنی توسط DSP محاسبه و به تراشه CPLD فرستاده می‌شود. به همین دلیل سنکرون بودن دو تراشه از الزامات این روش‌ها است که باعث پی‌چیدگی و بازهم سرعت پایینی می‌شود.

^۱ Direct Torque Control

^۲ Digital Signal Processor

^۳ Field Programmable Gate Array

^۴ Complex Programmable Logic Device

در مرجع [۳۱] روشی مبتنی بر مدولاسیون پهنای موج حامل^۱ با ترکیب یک DSP و FPGA پیشنهاد گردید که دیگر نیازی به انتقال اطلاعات بین دو تراشه نبوده و در نتیجه فرکانس کلید زنی‌های بالا قابل دستیابی خواهد بود. تمامی روش‌ها در مدولاسیون مبدل ماتریسی بر اساس معیارهایی چون:

- پیچیدگی‌های ریاضی و پیاده‌سازی عملی
 - کیفیت شکل موج‌های ورودی و خروجی
 - پاسخ دینامیکی
 - فرکانس کلیدزنی
- مقایسه می‌شوند.

جدول (۳-۱) مقایسه اجمالی روش‌های کلید زنی مطرح شده بر اساس این معیارها را نمایش می‌دهد.

پیش‌بین جریان	DTC	SVM	ونچورینی	موج حامل	
پایین	بالا	خیلی بالا	پایین	خیلی پایین	پیچیدگی
بالا	بالا	پایین	خیلی پایین	پایین	فرکانس کلید زنی
خیلی سریع	سریع	خوب	خوب	خوب	پاسخ دینامیکی

۳-۲- روش‌های مدولاسیون مبدل ماتریسی

به‌طور کلی پنج روش مدولاسیون اصلی برای مبدل ماتریسی وجود دارد که روش‌های دیگر، در حقیقت تعمیم این چند روش برای برخی کاربردها یا اصلاح آن‌ها برای بهبود عملکردشان و یا ترکیبی از این روش‌هاست. پنج روش مدولاسیون اصلی برای مبدل ماتریسی مستقیم به شرح زیر است [۳۲] و [۳۳]:

^۱ Carrier Based PWM

- روش مدولاسیون آلسینا^۱ ونچورینی^۲
- روش مدولاسیون آلسینا ونچورینی بهبودیافته
- روش مدولاسیون بردار فضایی غیرمستقیم^۳
- روش مدولاسیون بردار فضایی مستقیم^۴
- روش مدولاسیون پهنای پالس^۵

۳-۲-۱- روش مدولاسیون آلسینا ونچورینی

در روش مدولاسیون آلسینا ونچورینی، امکان کنترل کامل ولتاژهای خروجی و ضریب توان ورودی، فراهم گردید، اما حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ورودی ۵۰٪ به دست آمد.

اگر تابع کلید زنی یک کلید، به صورت زیر بیان شود [۷]:

$$S_{KJ} = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \quad (۱-۳)$$

S_{KJ} هنگامی که کلید S_{KJ} بسته است برابر یک در نظر گرفته می شود در غیر این صورت و هنگامی که کلید S_{KJ} باز است، برابر صفر در نظر گرفته می شود و با توجه به موارد ذکر شده می توان نوشت:

ولتاژهای فازی ورودی و خروجی را می توان به صورت بردارهای زیر تعریف نمود: (شکل ۲-۳ الف)

$$V_o = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad V_i = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (۲-۳)$$

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad j = a, b, c \quad (۳-۳)$$

^۱ Alesina

^۲ Venturini

^۳ Indirect Space Vector

^۴ Direct Space Vector

^۵ Pulse Width Modulation (PWM)

همچنین ارتباط بین ورودی و خروجی را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{Aa}(t)S_{Ba}(t)S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t)S_{Bb}(t)S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t)S_{Bc}(t)S_{Cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (۴-۳)$$

$$V_o = T.V_i$$

که در رابطه بالا T تابع تبدیل برحسب زمان هست.

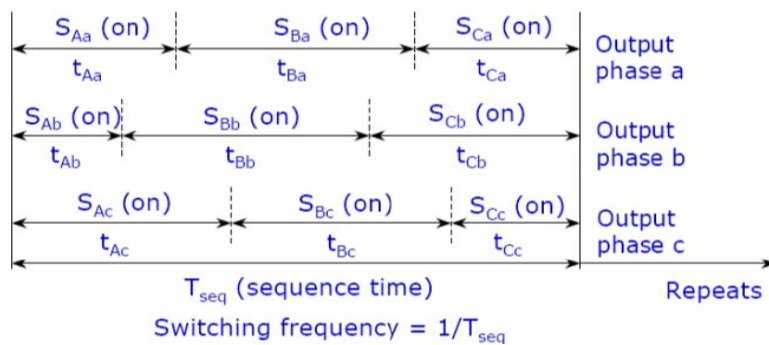
روابط فوق به طور مشابهی برای ارتباط جریان ورودی و خروجی، به صورت زیر حاکم است:

$$i_i = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}; \quad i_o = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} \quad (۵-۳)$$

$$i_o = T^T.i_i$$

که در این روابط T^T ترانزپوز ماتریس T است و مقادیر ورودی و خروجی بیان شده برحسب زمان می‌باشند. با توجه به اینکه کلیدهای قدرت دو جهتی با فرکانس کلیدزنی بالا کار می‌کنند، یک ولتاژ خروجی فرکانس پایین با دامنه و فرکانس متغیر را می‌توان توسط مدوله کردن سیکل کاری کلیدهای موردنظر تولید نمود. یک نمونه کلیدزنی برای بررسی رفتار مبدل در فرکانس‌های خروجی زیر فرکانس مطابق شکل (۳-۱) برای هر کدام از کلیدهای (شکل ۲-۵) می‌توان استفاده نمود [۷].

زمان اتصال خط ورودی A به خط خروجی مربوطه بوده و T_s هم، زمان پریود الگوی PWM موردنظر است. نحوه روشن و خاموش کردن کلیدها به این صورت است که در اولین دوره تناوب برای فاز a خروجی، ابتدا S_{Aa} و S_{Ba} و S_{Ca} روشن می‌شوند و به ترتیب به مدت $M_{Aa}T_s$ و $M_{Ba}T_s$ و $M_{Ca}T_s$ روشن می‌مانند. سپس کلید S_{Aa} خاموش شده و کلید S_{Ab} برای مدت زمان $M_{Ab}T_s$ روشن



شکل ۳-۱: سیکل کاری مربوط به کلیدهای دوطرفه برای هر فاز، در یک پریود کلیدزنی

می‌شود سپس کلید S_{Ab} خاموش شده و کلید S_{Ac} برای مدت زمان $M_{Ac}T_s$ روشن می‌شود. پس یک دوره تناوب تمام می‌شود. برای بقیه کلیدها هم به همین ترتیب خواهد بود. بدین ترتیب ولتاژهای سه فاز مطلوب خروجی با برش زدن ورودی به دست می‌آید.

این توابع زمانی پیوسته می‌تواند برای معرفی و مقایسه استراتژی‌های مدولاسیون مورد استفاده قرار گیرند. اگر $M_{kj}(t)$ سیکل کاری مربوط به کلید S_{KJ} باشد و داشته باشیم $M_{kj}(t) = t_{kj}/T_{seq}$ ، بنابراین می‌توان نوشت: [۷]

$$0 < M_{kj} < 1 \quad K = A, B, C \quad j = a, b, c \quad (۳-۶)$$

حال اگر ماتریس تابع تبدیل فرکانس پایین به صورت زیر تعریف گردد:

$$M(T) = \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ba}(t) & M_{Ca}(t) \\ M_{Ab}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Cb}(t) \\ M_{Ac}(t) & M_{Bc}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (۳-۷)$$

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ba}(t) & M_{Ca}(t) \\ M_{Ab}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Cb}(t) \\ M_{Ac}(t) & M_{Bc}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix}$$

$$M_{Aa} + M_{Ab} + M_{Ac} = 1$$

$$M_{Ba} + M_{Bb} + M_{Bc} = 1$$

$$M_{Ca} + M_{Cb} + M_{Cc} = 1$$

(۳-۸)

مقدار متوسط $V_{A(avrage)}$ در زمان کلید زنی k ام برابر است با فرمول زیر:

$$V_{A(avrage)} = m_{Aa}^k v_a^k + m_{Ab}^k v_b^k + m_{Ac}^k v_c^k \quad (۳-۹)$$

برای ولتاژهای ورودی و خروجی رابطه زیر وجود دارد:

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(w_o t) \\ \cos\left(w_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \cos\left(w_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (۳-۱۰)$$

$$V_o = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) \\ \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, V_o(t) = M(t) \cdot V_i(t) \quad (11-3)$$

و برای جریان‌های ورودی و خروجی فرکانس پایین هم رابطه زیر برقرار است:

$$I_i = M(T)^T \cdot i_o \quad (12-3)$$

در این روش برای محاسبه M_{jk} داریم:

$$M_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_s} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_i v_k}{V_{im}^2} \right] \quad (13-3)$$

$$K = a, b, c \quad j = A, B, C$$

این رابطه برای هر مبدل ماتریسی m به n درست است و برای حالتی که ضریب توان ورودی برابر یک است و ولتاژ سه فاز ورودی متعادل است، محاسبه شده است.

۳-۲-۲- روش مدولاسیون آلسینا ونچورینی بهبودیافته

در روش مدولاسیون آلسینا ونچورینی، محدودیت حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ کوچک‌تر یا مساوی 0.5 به خاطر آن است که نقطه زمین ولتاژهای ورودی و نقطه خنثی ولتاژهای خروجی یکسان در نظر گرفته شده است ولی در اکثر مبدل‌ها نقطه خنثی خروجی به نقطه زمین ولتاژهای ورودی متصل نیست. نقطه خنثی خروجی نسبت به نقطه زمین ورودی حالت شناور داشته و نسبت به آن دارای اختلاف پتانسیلی برابر با $f(t)$ است می‌شود ثابت کرد که می‌توان $f(t)$ را به گونه‌ای انتخاب کرد که نسبت تبدیل ولتاژ از 0.5 به $\frac{\sqrt{3}}{2}$ افزایش پیدا کند.

لذا در روش بهبودیافته داریم:

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(w_o t) + f(t) \\ \cos\left(w_o t - \frac{2\pi}{3}\right) + f(t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{2\pi}{3}\right) + f(t) \end{bmatrix} \quad (۱۴-۳)$$

و ولتاژهای ورودی را به صورت (۱۵-۳) در نظر بگیریم:

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(w_i t) \\ \cos\left(w_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (۱۵-۳)$$

و برای $f(t)$ داریم:

$$f(t) = \frac{1}{4} V_{im} \cos(3w_i t) - \frac{1}{6} V_{om} \cos(3w_o t) \quad (۱۶-۳)$$

با در نظر گرفتن $f(t)$ به صورت بالا نسبت تبدیل ولتاژ $\frac{\sqrt{3}}{2}$ را به دست می آوریم. همچنین با توجه به اینکه سیستم سه فاز سه سیمه است پس $f(t)$ در خروجی ظاهر نخواهد شد. در این روش درایه های ماتریس به صورت زیر به دست می آیند.

$$M_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_s} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_i v_k}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(w_i t + \beta_j) \sin(3w_i t) \right] \quad (۱۷-۳)$$

$$K = a, b, c \quad j = A, B, C, \quad q = \frac{|v_{om}|}{|v_{im}|} \quad \beta_j = 0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}$$

یک محدودیت ذاتی مستقل از الگوریتم کنترلی در مبدل وجود دارد که حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ورودی را با تزریق هارمونیک سوم می توان به ۰/۸۶۶ رساند.

۳-۲-۳- روش مدولاسیون بردار فضایی

روش مدولاسیون بردار فضایی، در ابتدا فقط برای کنترل ولتاژهای خروجی، استفاده شد. سپس، به منظور استخراج کامل توانایی‌های مبدل ماتریسی، برای کنترل ضریب توان ورودی، بدون نیاز به ضریب توان خروجی، استفاده کامل از ولتاژهای ورودی و کاهش تعداد کموتاسیون کلیدها در هر دوره تناوب، توسعه داده شد [۱۱].

در هر دو روش مدولاسیون برداری، حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ بین ورودی و خروجی 0.866 است. روش مدولاسیون بردار فضایی مستقیم، از نظر نحوه عملکرد، مزایا و معایب کاملاً مشابه روش مدولاسیون برداری غیرمستقیم است و تفاوت آن فقط در نحوه تعریف متغیرهای الگوریتم کنترلی است.

در مدولاسیون بردار فضایی غیرمستقیم، بردارهای ولتاژ خروجی و جریان ورودی به ترتیب برای حالت‌های مختلف کلیدزنی در قسمت اینورتر و یک‌سوساز مدار معادل مبدل تعریف می‌شوند و سپس حالت‌های کلید زنی برای ایجاد حالت‌های مبدل باهم ترکیب می‌شوند.

در حالی که در مدولاسیون برداری مستقیم، بردارهای ولتاژ و جریان به‌طور مستقیم بر اساس حالت‌های کلیدزنی مبدل تعریف می‌شوند. امکان پیاده‌سازی راحت‌تر، قابلیت کنترل بهتر و امکان کاهش مؤلفه‌های هارمونیک از مزایای روش کنترل برداری نسبت به روش‌های دیگر است. لذا از آنجایی که در این پایان‌نامه از این روش برای کنترل استفاده شده در این خصوص توضیحات مبسوط داده می‌شود و از توضیح سایر روش‌ها صرف‌نظر می‌شود.

مبدل‌های ماتریسی نیز، شامل یک مرحله یک‌سوسازی و یک مرحله اینورتری با یک اتصال DC مجازی می‌باشند. شکل (۳-۲ ب) مدار معادل یک مبدل ماتریسی شامل کلیدهای دوطرفه را نمایش می‌دهد. واضح است که مبدل ماتریسی جریان‌ها و ولتاژهای ورودی و خروجی یکسانی با مدار معادل خود دارد. پس می‌توان فرض کرد که تبدیل قدرت AC به AC با یک اتصال DC مجازی به‌صورت مستقل و در دو مرحله یک‌سوسازی و اینورتری انجام می‌پذیرد.

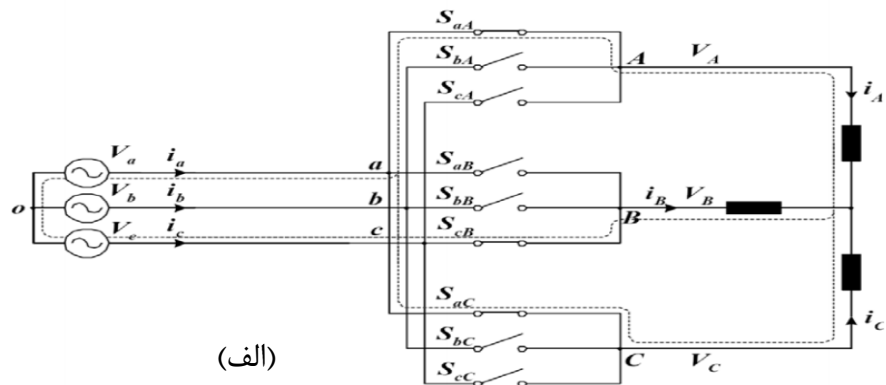
ولتاژ اتصال DC با برش ولتاژ ورودی در مرحله یک‌سوسازی تولید می‌شود. با به‌کارگیری الگوریتم معکوس، ولتاژ اتصال DC مجازی به‌صورت ورودی یک اینورتر منبع ولتاژ PWM معمولی، ولتاژهای خروجی را تولید می‌کند.

۳-۲-۱- فضای برداری مبدل ماتریسی دو پل

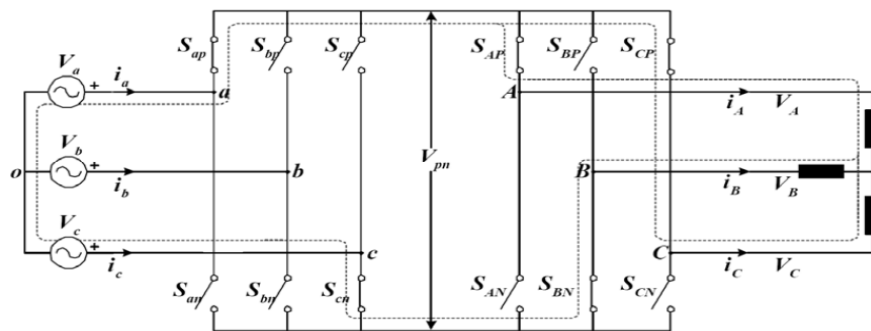
مبدل ماتریسی غیرمستقیم یک مبدل تبدیل AC/AC دوحله‌ای است. در ابتدا مبدل طرف منبع ورودی ولتاژ سه فاز ورودی را به ولتاژ DC تبدیل می‌کند. چون مبدل طرف منبع ورودی دارای سه ورودی و دو خروجی است بنابراین $3^2 = 9$ ترکیب کلید ممکن وجود دارد. در این میان از آنجایی که باید ولتاژ لینک DC همیشه مثبت باشد ۳ ترکیب غیرقابل استفاده است. در مرحله دوم مبدل طرف بار ولتاژ لینک DC را به ولتاژ سه فاز در خروجی تبدیل می‌کند که چون مبدل طرف بار دو ورودی و سه خروجی دارد ۸ ترکیب کلید زنی ممکن در آن وجود دارد؛ بنابراین ۶ در ۸ یعنی $48 = 6 * 8$ حالت مجاز در کلید زنی این مبدل وجود خواهد داشت [۱۱].

در مختصات abc ولتاژ مطلوب خروجی در فضای برداری عبارت است از:

$$\vec{V} = V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (3-18)$$



(الف)



(ب) بخش اینورتری بخش یکسو کنندگی

شکل ۳-۲: عملکرد یکسان مبدل ماتریسی و مدار معادل

الف) مبدل ماتریسی مستقیم ب) مبدل ماتریسی غیرمستقیم [۴۰]

بنابراین هر یک از ۴۸ حالت کلید زنی ممکن در مبدل ماتریسی غیرمستقیم می‌تواند یک بردار خاص در فضای برداری ایجاد کند. زاویه و دامنه این بردارها در جدول ۳-۲ جمع‌آوری شده است. شکل ۳-۳ دیاگرام این بردارها را نمایش می‌دهد. بر اساس دامنه و زاویه، این بردارها را می‌توان به چند گروه تقسیم کرد [۱۱].

- بردارهای صفر ($V_1 - V_5$) که نماینده ۳۰ حالت کلید زنی در مبدل می‌باشند. در هر یک از این حالات هر سه فاز خروجی به یک‌فاز ورودی متصل می‌شود. در این میان V_1 و V_2 هر سه فاز خروجی را به یک نقطه لینک DC وصل می‌کند. از آنجاکه این دو بردار در لینک DC جریان صفر تولید می‌کنند کلیدهای طرف منبع ورودی می‌توانند تحت جریان صفر کموتاسیون کنند. از طرف دیگر V_3, V_4 و V_5 در لینک DC ولتاژ صفر تولید می‌کنند، بنابراین کلیدهای طرف بار می‌توانند تحت ولتاژ صفر کموتاسیون کنند. از جدول ۳-۲ می‌توان مشاهده کرد همه بردارهای صفر در طرف منبع ورودی جریان صفر تولید می‌کنند.

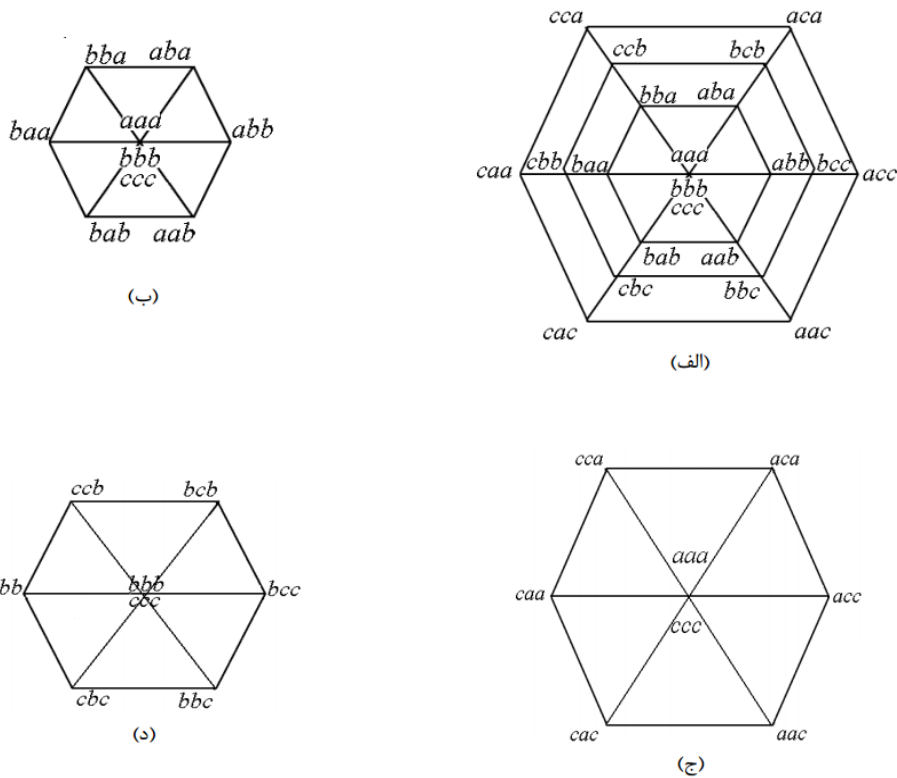
- بردارهای ($V_6 - V_{11}$) مربوط به ولتاژهای V_{sa} و V_{sb} می‌باشند و هر سه فاز خروجی را به فاز a یا b وصل می‌کنند. دامنه این بردارها هنگامی که V_{sa} بزرگ‌تر از V_{sb} است برابر ولتاژ خط V_{sab} و اگر V_{sb} بزرگ‌تر از V_{sa} باشد برابر ولتاژ خط V_{sba} است. دیاگرام این بردارها به همراه aaa (هر فاز سه فاز خروجی به فاز a از ورودی متصل باشند) و bbb (هر فاز سه فاز خروجی به فاز b از ورودی متصل باشند) می‌تواند دیاگرامی شبیه به اینورتر متداول با ولتاژ لینک $V_{dc} = |V_{sab}|$ مطابق شکل (۳-۳ ب) ایجاد کند.

- بردارهای ($V_{12} - V_{17}$) مربوط به ولتاژهای V_{sa} و V_{sc} می‌باشند و هر سه فاز خروجی را به فاز a یا c وصل می‌کنند. دامنه این بردارها هنگامی که V_{sa} بزرگ‌تر از V_{sc} است برابر ولتاژ خط V_{sac} و اگر V_{sc} بزرگ‌تر از V_{sa} باشد برابر ولتاژ خط V_{sca} است. دیاگرام این بردارها به علاوه aaa و ccc می‌تواند دیاگرامی شبیه به اینورتر متداول با ولتاژ لینک $V_{dc} = |V_{sac}|$ مطابق شکل (۳-۳ ج) ایجاد کند.

- بردارهای ($V_{18} - V_{23}$) مربوط به ولتاژهای V_{sb} و V_{sc} می‌باشند و هر سه فاز خروجی را به فاز b یا c وصل می‌کنند. دامنه این بردارها هنگامی که V_{sb} بزرگ‌تر از V_{sc} است برابر ولتاژ خط V_{sbc} و اگر V_{sc} بزرگ‌تر از V_{sb} باشد برابر ولتاژ خط V_{scb} است. دیاگرام این بردارها به علاوه bbb و ccc می‌تواند دیاگرامی شبیه به اینورتر متداول با ولتاژ لینک $V_{dc} = |V_{sbc}|$ مطابق شکل (۳-۳ د) زیر ایجاد کند [۱۱].

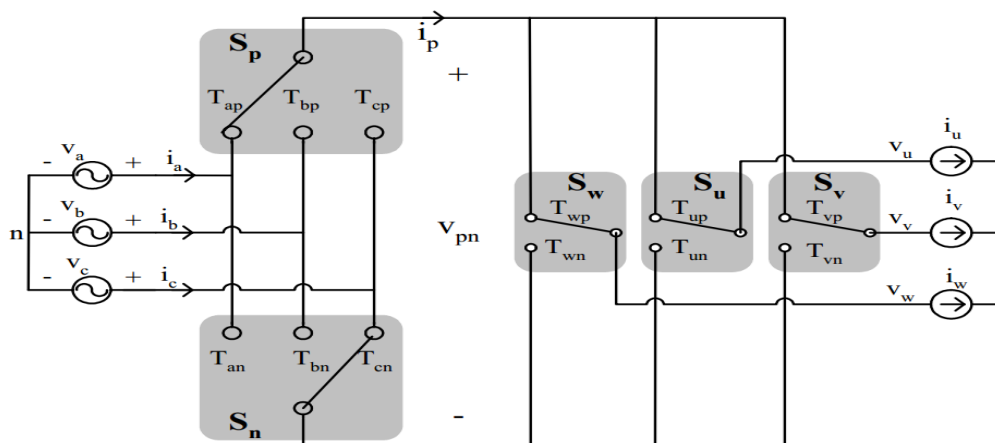
جدول ۳-۲: حالت‌های کلیدزنی ممکن در مبدل ماتریسی غیرمستقیم و بردارهای مربوطه [۱۱]

ردیف	P	N	C	B	A	V_C	V_B	V_A	i_{dc}	V_{dc}	i_{sc}	i_{sb}	i_{sa}	$\angle V$	$ V $
۱	X	X	P	P	P	V_{sx}	V_{sx}	V_{sx}	0	X	0	0	0	-	0
۲	X	X	N	N	N	V_{sx}	V_{sx}	V_{sx}	0	X	0	0	0	-	0
۳	a	a	X	X	X	V_{sa}	V_{sa}	V_{sa}	X	0	0	0	0	-	0
۴	b	b	X	X	X	V_{sb}	V_{sb}	V_{sb}	X	0	0	0	0	-	0
۵	c	c	X	X	X	V_{sc}	V_{sc}	V_{sc}	X	0	0	0	0	-	0
۶	a	b	N	N	P	V_{sb}	V_{sb}	V_{sa}	i_A	V_{sab}	0	$-i_A$	i_A	0	V_{sab}
۷	a	b	P	N	P	V_{sa}	V_{sb}	V_{sa}	$-i_B$	V_{sab}	0	i_B	$-i_B$	$\pi/3$	V_{sab}
۸	a	b	P	N	N	V_{sa}	V_{sb}	V_{sb}	i_C	V_{sab}	0	$-i_C$	i_C	$2\pi/3$	V_{sab}
۹	a	b	P	P	N	V_{sa}	V_{sa}	V_{sb}	$-i_A$	V_{sab}	0	i_A	$-i_A$	π	V_{sab}
۱۰	a	b	N	P	N	V_{sb}	V_{sa}	V_{sb}	i_B	V_{sab}	0	$-i_B$	i_B	$4\pi/3$	V_{sab}
۱۱	a	b	N	P	P	V_{sb}	V_{sa}	V_{sa}	$-i_C$	V_{sab}	0	i_C	$-i_C$	$5\pi/3$	V_{sab}
۱۲	a	c	N	N	P	V_{sc}	V_{sc}	V_{sa}	i_A	V_{sac}	$-i_A$	0	i_A	0	V_{sac}
۱۳	a	c	P	N	P	V_{sa}	V_{sc}	V_{sc}	$-i_B$	V_{sac}	i_B	0	$-i_B$	$\pi/3$	V_{sac}
۱۴	a	c	P	N	N	V_{sa}	V_{sc}	V_{sc}	i_C	V_{sac}	$-i_C$	0	i_C	$2\pi/3$	V_{sac}
۱۵	a	c	P	P	N	V_{sa}	V_{sa}	V_{sc}	$-i_A$	V_{sac}	i_A	0	$-i_A$	π	V_{sac}
۱۶	a	c	N	P	N	V_{sc}	V_{sa}	V_{sc}	i_B	V_{sac}	$-i_B$	0	i_B	$4\pi/3$	V_{sac}
۱۷	a	c	N	P	P	V_{sc}	V_{sa}	V_{sa}	$-i_C$	V_{sac}	i_C	0	$-i_C$	$5\pi/3$	V_{sac}
۱۸	b	c	N	N	P	V_{sc}	V_{sc}	V_{sb}	i_A	V_{sbc}	$-i_A$	i_A	0	0	V_{sbc}
۱۹	b	c	P	N	P	V_{sb}	V_{sc}	V_{sc}	$-i_B$	V_{sbc}	i_B	$-i_B$	0	$\pi/3$	V_{sbc}
۲۰	b	c	P	N	N	V_{sb}	V_{sc}	V_{sc}	i_C	V_{sbc}	$-i_C$	i_C	0	$2\pi/3$	V_{sbc}
۲۱	b	c	P	P	N	V_{sb}	V_{sb}	V_{sc}	$-i_A$	V_{sbc}	i_A	$-i_A$	0	π	V_{sbc}
۲۲	b	c	N	P	N	V_{sb}	V_{sb}	V_{sc}	i_B	V_{sbc}	$-i_B$	i_B	0	$4\pi/3$	V_{sbc}
۲۳	b	c	N	P	P	V_{sc}	V_{sb}	V_{sb}	$-i_C$	V_{sbc}	i_C	$-i_C$	0	$5\pi/3$	V_{sbc}



شکل ۳-۳: دیاگرام فضای برداری مبدل ماتریسی غیرمستقیم

الف) دیاگرام فضایی همه بردارها (ب) بردارهای مربوط به V_{sa} و V_{sb} (ج) بردارهای مربوط به V_{sa} و V_{sc} (د) بردارهای مربوط به V_{sb} و V_{sc} [۱۱]



شکل ۳-۴: ساختار مبدل ماتریسی دو پل ۱۸ کلیده [۱۱]

توجه کنید X در ستون‌های ۲ و ۳ برابر یکی از قطب‌های P یا N است دو در ستون‌های ۴، ۵ و ۶ برابر یکی از فازهای A, B, یا C است.

برای به دست آوردن شکل موج‌هایی باکیفیت بالا و کموتاسیون ایمن، روش کنترل انتخاب‌شده برای کلیدزنی مبدل از اهمیت فراوانی برخوردار است. در این بخش، روش مدولاسیون پالس بردار فضایی برای مبدل ماتریسی دو پل معرفی می‌شود که شکل موج‌هایی باکیفیت بالا و محتوای هارمونیک کم تولید کرده را دارا است. [۳۴] این روش با تغییر بسیار اندک قابل اعمال به کلیه ساختارهایی است که در این فصل برای مبدل ماتریسی دو پل (۱۸-۱۵-۱۲ و... کلیده) ارائه گردید. ساختار انتخاب‌شده برای تشریح روش، ساختار ۱۸ کلیده شکل (۳-۴) است.

۳-۲-۲-۲-ولتاژها و جریان‌های ورودی و خروجی

برای ساده‌سازی تحلیل روش، فرض می‌شود که فیلتری در ورودی مبدل وجود ندارد. منبع ورودی به‌صورت ولتاژهای سه فاز متعادل در نظر گرفته می‌شود. قابل‌ذکر است که برای ورودی از اندیس‌های a و b و c و برای خروجی از اندیس‌های u و v و w استفاده می‌شود [۳۴] و [۶]. ولتاژهای ورودی عبارت‌اند از:

$$\begin{cases} V_a = V_{im} \cos \theta_{av} = V_{im} \cos (\omega_i t) \\ V_b = V_{im} \cos \theta_{bv} = V_{im} \cos (\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_{im} \cos \theta_{cv} = V_{im} \cos (\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (۱۹-۳)$$

و جریان‌های ورودی:

$$\begin{cases} i_a = I_i \cos (\omega_i t + \psi_{in}) \\ i_b = I_i \cos (\omega_i t + \psi_{in} - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_i \cos (\omega_i t + \psi_{in} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (۲۰-۳)$$

به دلیل این‌که بار مبدل‌های ماتریسی عموماً به‌صورت القایی است، جریان خروجی مبدل به‌صورت سه فاز متعادل سینوسی فرض می‌شود:

$$\begin{cases} i_u = I_o \cos (\omega_o t + \psi_o) \\ i_v = I_o \cos (\omega_o t + \psi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ i_w = I_o \cos (\omega_o t + \psi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (۲۱-۳)$$

θ_{av} و θ_{bv} و θ_{cv} زاویه‌های الکتریکی ولتاژهای ورودی می‌باشند. $\psi_{in} = \theta_{av} - \theta_a$ زاویه ضریب توان ورودی (سمت منبع) و $\psi_{out} = \theta_{ou} - \theta_{oi}$ زاویه ضریب توان خروجی (سمت بار) است. θ_{ou} و θ_{ov} و θ_{ow} زاویه الکتریکی ولتاژهای خروجی می‌باشند [۱۱].

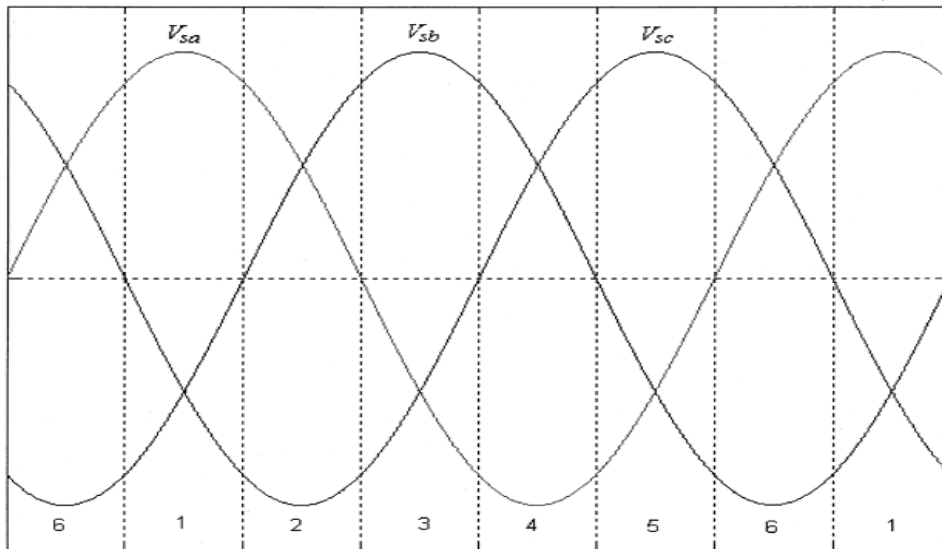
ولتاژهای خروجی نیز:

$$\begin{cases} V_u = V_{om} \cos \theta_{ou} = V_{om} \cos (\omega_o t + \phi_o + \psi_{out}) \\ V_v = V_{om} \cos \theta_{ov} = V_{om} \cos (\theta_{ou} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_w = V_{om} \cos \theta_{ow} = V_{om} \cos (\theta_{ou} + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (22-3)$$

۳-۳- روش کموتاسیون

در این بخش فرض بر این است که ضریب توان ورودی برابر یک است؛ یعنی ولتاژ و جریان ورودی هم‌فاز هستند. با توجه به نمودار ولتاژهای فاز ورودی که در شکل (۳-۵) نشان داده شده‌اند، شش بازه زمانی عملکرد در مبدل ماتریسی قابل تصور است [۱۱].

به دلیل این که ضریب توان ورودی برابر یک است، در هر بازه تنها یکی از ولتاژها دارای بیشترین قدر مطلق دامنه نسبت به دو ولتاژ دیگر است. به عنوان مثال، در بازه یک ولتاژ V_a و در بازه دو، ولتاژ V_c دارای بیشترین قدر مطلق دامنه است. در سایر بازه‌ها، این ولتاژ به همین ترتیب به دست می‌آید.



شکل ۳-۵: شش بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی واحد [۱۱]

۳-۳-۱- دو بازه و مدار معادل

اگر فرکانس کلیدزنی برابر f_s باشد، هر بازه کلیدزنی $(T_s = \frac{1}{f_s})$ به دو زیر بازه ۱ و ۲ تقسیم می‌شود. هر دوره کلید زنی در مبدل ماتریسی غیرمستقیم به دو بازه تقسیم می‌شود [۱۱].

ولتاژ لینک DC در یک بازه برابر یک ولتاژ خط ورودی و مثبت و در بازه دیگر برابر یک ولتاژ خط ورودی دیگر و بازهم مثبت هست.

با انتخاب مناسب نسبت وظیفه دو بازه می‌توان یک ولتاژ متوسط DC برابر در طول یک دوره کلید زنی ایجاد کرد.

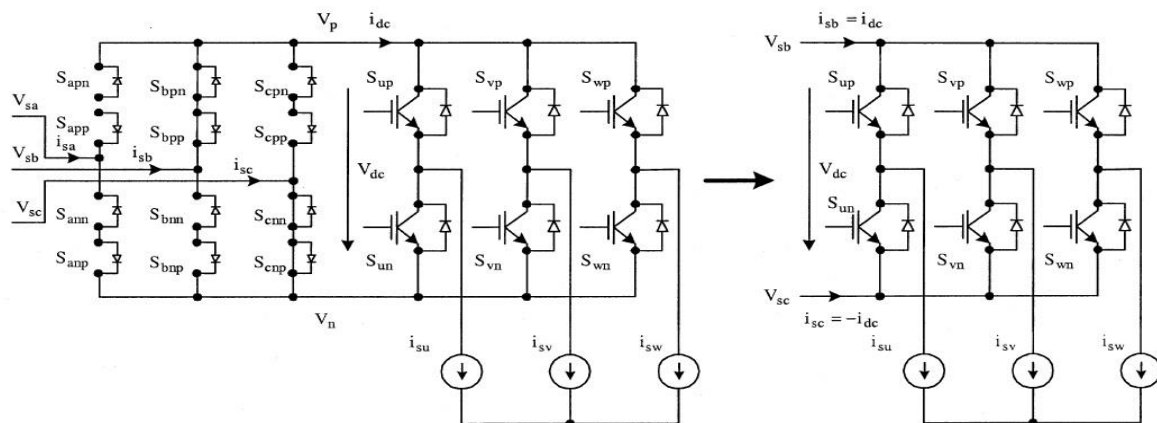
به‌عنوان مثال در بازه عملکرد ۲ در شکل (۳-۵)؛ V_c دارای بیشترین قدر مطلق دامنه نسبت به دو ولتاژ دیگر است و بزرگ‌ترین دو ولتاژ خط ورودی در این بازه برابر $V_a - V_c$ و $V_b - V_c$ است (توجه شود که V_c منفی است.) حالت‌های کلیدزنی در هر زیر بازه به‌صورت زیر تعیین می‌شوند:

■ در زیر بازه ۱، کلیدهای S_{bnp} ، S_{bpn} و S_{cnp} روشن و بقیه کلیدهای یکسو کننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (V_{dc}) برابر $V_b - V_c$ ، جریان فاز ورودی $i_b = -i_c$ برابر جریان DC (i_{dc}) و i_a برابر صفر است.

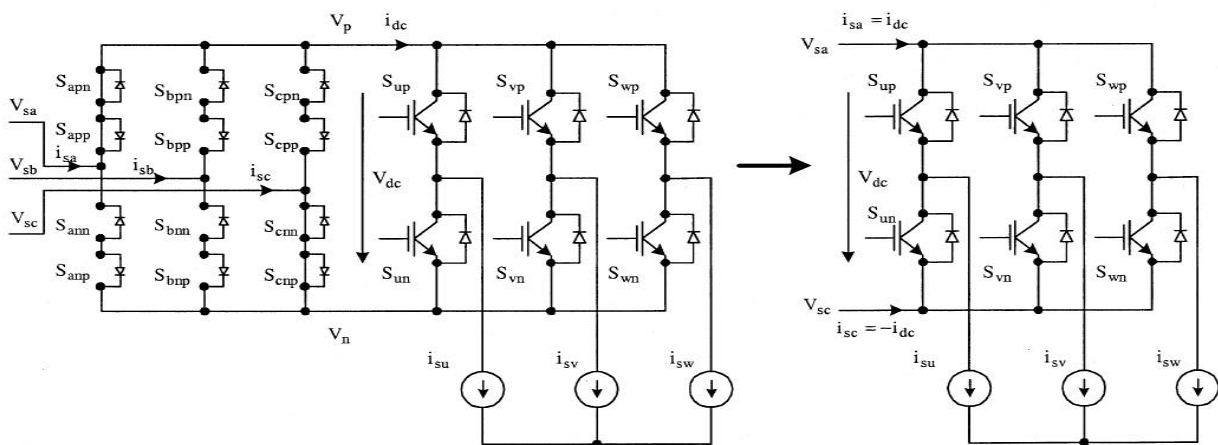
دوره وظیفه این زیر بازه با d_{bc} نشان داده می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۳-۶) نمایش داده شده است.

■ در زیر بازه ۲، کلیدهای S_{apn} ، S_{app} و S_{cnp} روشن و بقیه کلیدهای یکسو کننده خاموش هستند. ولتاژ باس DC (V_{dc}) برابر $V_a - V_c$ ، جریان فاز ورودی $i_a = -i_c$ برابر جریان DC (i_{dc}) و i_b برابر صفر است.

دوره وظیفه این زیر بازه با d_{ac} نشان داده می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۳-۷) نمایش داده شده است [۱۱].



شکل ۳-۶: مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ کلید در سکتور ۲ و بازه ۱ [۱۱]



شکل ۳-۷: مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ کلید در سکتور ۲ و بازه ۲ [۱۱]

حالت‌های کلیدزنی مربوط به کلیدهای بخش یکسو کننده و ولتاژهای DC در هر زیر بازه کلیدزنی برای هر شش بازه عملکرد در جدول (۳-۳) آورده شده است.

کلیدهایی که در این جدول برای هر زیر بازه آورده نشده‌اند، در آن زیر بازه خاموش می‌باشند. برای به دست آوردن جریان‌های ورودی و ولتاژهای خروجی سینوسی، دوره‌های وظیفه هر زیر بازه باید به صورت دقیق محاسبه شوند.

از آنجاکه مبدل ماتریسی در بخش اینورتر، در هر زیر بازه به صورت یک مبدل DC/AC متداول در نظر گرفته می‌شود، با رعایت موارد زیر، کموتاسیون کلیدها کاملاً ایمن و به سادگی انجام می‌شود.

جدول ۳-۳: حالت‌های کلیدزنی مربوط به کلیدهای بخش یکسو کننده و ولتاژهای DC در هر زیر بازه [۱۱]

بازه	زیر بازه ۱		زیر بازه ۲	
	کلیدهای روشن	V_{dc}	کلیدهای 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	$S_{bpn}, S_{bnp}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_b - V_c$	$S_{apn}, S_{app}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_a - V_c$
۳	$S_{bpn}, S_{bnp}, S_{cnn}, S_{cnp}$	$V_b - V_c$	$S_{bpn}, S_{bnp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_b - V_a$
۴	$S_{cpn}, S_{cpp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_c - V_a$	$S_{bpn}, S_{bnp}, S_{ann}, S_{anp}$	$V_b - V_a$
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 کلیدهای بخش اینورتر در یک زیر بازه 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 کلید و آغاز کموتاسیون کلید بعدی در نظر گرفته می‌شود.
- با اعمال بردارهای ولتاژ صفر در ابتدا و انتهای هر زیر بازه، کلیدهای بخش یکسو کننده و اینورتر در حالت جریان صفر، کموتاسیون خود را انجام می‌دهند.

۳-۳-۲- کموتاسیون به هنگام یک بودن ضریب توان ورودی

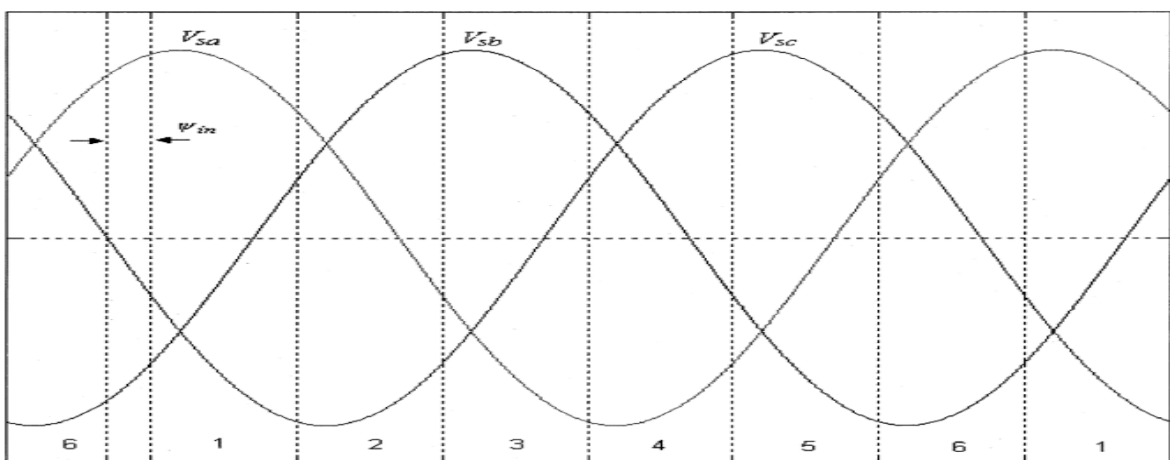
از آنجاکه در هر بازه مبدل ماتریسی غیرمستقیم معادل یک اینورتر متداول است کموتاسیون مبدل طرف بار تنها با اضافه کردن یک‌زمان مرده برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن لینک DC انجام می‌شود.

¹ Dead time

از آنجاکه کموتاسیون کلیدهای طرف منبع ورودی تحت جریان صفر انجام می‌شود، مسئله کموتاسیونی که در مبدل ماتریسی مستقیم وجود دارد در این مبدل وجود ندارد. اما برای جلوگیری از اتصال کوتاه بین دو کلید در حال کموتاسیون باید مقداری زمان مرده در نظر گرفت.

۳-۳-۳- کموتاسیون به هنگام یک نبودن ضریب توان ورودی

کلیه این مراحل برای حالتی تشریح شد که ضریب توان ورودی برابر یک 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 دیودهای موازی- معکوس بخش اینورتر در حالت بایاس مستقیم قرار نگیرند. شکل (۳-۸)، وضعیت ولتاژهای ورودی و شش بازه عملکرد را وقتی $\psi_{in} \in (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ نشان می‌دهد. از این شکل می‌توان دریافت که ولتاژ باس DC در هر زیر بازه مثبت است. به عنوان مثال در بازه دو، V_c همچنان دارای بیشترین قدر مطلق دامنه است و ولتاژهای $V_a - V_c$ و $V_b - V_c$ مثبت هستند. در نتیجه روش کلیدزنی 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 دیودهای کلیدهای 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 به دست آید. از آنجاکه خصوصیت اصلی مبدل ماتریسی فراهم کردن ضریب توان نزدیک یک است، حالت‌هایی که $\psi_{in} \notin (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ مورد بحث قرار نخواهند گرفت.



شکل ۳-۸: ۶ بازه عملکرد برای ولتاژهای ورودی در حالت ضریب توان ورودی غیر واحد [۱۱]

۳-۴- روش کلیدزنی SVPWM

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

۳-۴-۱- روش SVM برای بخش یکسو کننده

اگر ولتاژهای سه فاز 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:

$$|V_c| = |V_a| + |V_b| \quad (۳-۲۳)$$

در این صورت باید کلیدهای S_{cnp} و S_{cnn} روشن بوده و کلیدهای S_{apn} و S_{app} و S_{bpn} و S_{bpp} به شیوه‌ای که قبلاً تشریح شد تحت مدولاسیون قرارگیرند و سایر کلیدها باید خاموش باشند. وقتی S_{apn} و S_{app} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $V_a - V_c$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیر بازه به صورت زیر محاسبه می‌شود [۳۵]:

$$d_{ac} = - \frac{\cos \theta_{av}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۳-۲۴)$$

و وقتی S_{bpn} و S_{bpp} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $V_b - V_c$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیر بازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{bc} = - \frac{\cos \theta_{bv}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۳-۲۵)$$

مقدار متوسط ولتاژ DC در این زیر بازه کلیدزنی برابر است با:

$$v_{dc(ave)} = d_{ac} (V_a - V_c) + d_{bc} (V_b - V_c) \quad (۳-۲۶)$$

با جایگزینی (۳-۲۴)، (۳-۲۵) و (۳-۲۶) به رابطه زیر می‌رسیم:

$$v_{dc(ave)} = \frac{3 V_{im}}{2 |\cos \theta_{cv}|} \quad (۳-۲۷)$$

(۲) 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:

$$|V_c| = |V_a| + |V_b| \quad (۲۸-۳)$$

در این صورت باید کلیدهای S_{cpn} و S_{cpp} روشن بوده و کلیدهای S_{anp} و S_{ann} ، S_{bnp} و S_{bnn} به شیوه‌ای که قبلاً تشریح شد تحت مدولاسیون قرارگیرند و سایر کلیدها باید خاموش باشند. وقتی S_{anp} و S_{ann} روشن هستند، ولتاژ DC برابر $V_c - V_a$ و مثبت است. دوره وظیفه این زیر بازه به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$d_{ac} = - \frac{\cos \theta_{av}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۲۹-۳)$$

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

$$d_{bc} = - \frac{\cos \theta_{bv}}{\cos \theta_{cv}} \quad (۳۰-۳)$$

مقدار متوسط ولتاژ DC در این زیر بازه کلیدزنی برابر است با:

$$v_{dc(ave)} = d_{ac}(V_c - V_a) + d_{bc}(V_c - V_b) \quad (۳۱-۳)$$

با جایگزینی (۲۸-۳)، (۲۹-۳) و (۳۰-۳) در (۳۱-۳) به رابطه زیر می‌رسیم:

$$v_{dc(ave)} = \frac{3V_{im}}{2|\cos \theta_{cv}|} \quad (۳۲-۳)$$

با بهره‌گیری از این روش، می‌توان دوره‌های وظیفه و حالت‌های کلیدزنی را برای سایر بازه‌های عملکرد به دست آورد. متوسط ولتاژ باس DC در زیر بازه‌های کلیدزنی برابر است با [۳۵]:

$$v_{dc(ave)} = \frac{3V_{im}}{2|\cos \theta_{in}|} \quad (۳۳-۳)$$

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

دوره‌های وظیفه زیر بازه‌های ۱ و ۲ (d_1 و d_2) و وضعیت کلیدها در هر بازه کلیدزنی در جدول (۴-۳) آورده شده است. در این جدول نیز کلیدهای ذکر نشده در هر زیر بازه خاموش می‌باشند.

جدول ۳-۴: دوره‌های وظیفه و وضعیت کلیدهای بخش یکسو کننده در هر بازه کلیدزنی [۱۱]

θ_{av}	بازه ۱		بازه ۲		بازه ۳		بازه ۴		بازه ۵		بازه ۶	
	$\frac{-\pi}{6} \sim \frac{\pi}{6}$		$\frac{\pi}{6} \sim \frac{\pi}{2}$		$\frac{\pi}{2} \sim \frac{5\pi}{6}$		$\frac{5\pi}{6} \sim \frac{7\pi}{6}$		$\frac{7\pi}{6} \sim \frac{3\pi}{2}$		$\frac{3\pi}{2} \sim \frac{-\pi}{6}$	
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}
کلیدهای روشن	S _{apn} , S _{app}		S _{cnn} , S _{cnp}		S _{bpn} , S _{bpp}		S _{ann} , S _{anp}		S _{cpn} , S _{cpp}		S _{bnn} , S _{bnp}	
کلیدهای تحت کموتاسیون	S _{cnn} , S _{cnp} S _{bnn} , S _{bnp}		S _{bpn} , S _{bpp} S _{apn} , S _{app}		S _{ann} , S _{anp} S _{cnn} , S _{cnp}		S _{cpn} , S _{cpp} S _{bpn} , S _{bpp}		S _{bnn} , S _{bnp} S _{ann} , S _{anp}		S _{apn} , S _{app} S _{cpn} , S _{cpp}	

۳-۴-۲- روش SVM برای بخش اینورتر

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

$$\vec{V}_o = V_u + V_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_w e^{-j\frac{2\pi}{3}} = k \left(\frac{3V_{om}}{2} \right) \angle \theta_o \quad (3-34)$$

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

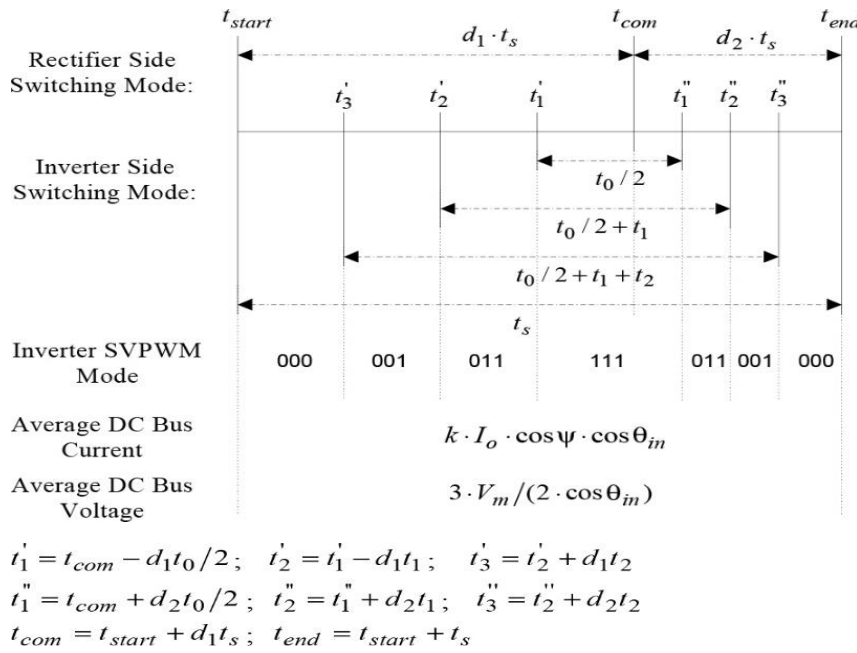
با توجه به شکل (۳-۱۰)، سهم زمانی بردارهای $\vec{V}_1$ ، $\vec{V}_2$ و $\vec{V}_0$ به صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$t_1 = t_{10} \cos \theta_{in} \quad \text{و} \quad t_{10} = k \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_o)}{\sin(\frac{\pi}{3})} t_s \quad (3-35)$$

$$t_2 = t_{20} \cos \theta_{in} \quad \text{و} \quad t_{20} = k \frac{\sin(\theta_o)}{\sin(\frac{\pi}{3})} t_s \quad (3-36)$$

$$t_0 = t_s - t_1 - t_2 \quad (3-37)$$

نحوه کلیدزنی کلیدهای بخش یکسو کننده و اینورتر و سهم زمانی هر زیر بازه در شکل (۳-۹) نشان داده شده است. قسمت بالایی شکل مربوط به بخش یکسو کننده و قسمت پایینی شکل مربوط به بخش اینورتر می‌باشد. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، در ابتدا و انتهای هر زیر بازه از بردارهای صفر



شکل ۳-۹: نحوه کلیدزنی کلیدهای بخش یکسو کننده و اینورتر [۳۵]

استفاده شده است و جریان DC در هنگام کموتاسیون کلیدها صفر است در نتیجه کموتاسیون کلیدها در حالت ولتاژ صفر و به صورت ایمن صورت می گیرد. این امر باعث می شود که روش کموتاسیون به راحتی

انجام شده و مشکلات کموتاسیون مبدل های ماتریسی متداول در اینجا وجود نداشته باشد. همچنین تلفات کلیدزنی به میزان قابل توجهی کاهش می یابد.

از آنجاکه i_{dc} برای بردارهای $\vec{V}_1$ ، $\vec{V}_2$ و $\vec{V}_0$ به ترتیب برابر $-i_w$ ، i_u و صفر می باشد، مقدار متوسط جریان DC در این بازه به صورت زیر محاسبه می شود.

$$i_{dc(ave)} = \frac{t_1 i_u - t_2 i_w}{T_s} \quad (3-38)$$

$$i_{dc(ave)} = \frac{2k}{\sqrt{3}} I_{om} \cos \theta_{in} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_o \right) \cos \theta_{oi} - \sin \theta_o \cos \left(\theta_{oi} + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$= k I_{om} \cos \theta_{in} \cos(\theta_o - \theta_{oi}) = k I_{om} \cos \theta_{in} \cos \psi_{out}$$

بردار ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_o = kd_1 V_{ab} \cos \theta_a \angle \theta_o + kd_2 V_{ac} \cos \theta_a \angle \theta_o = \frac{3}{2} k V_{im} \angle \theta_o \quad (39-3)$$

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

- 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 یک بوده و قابل تنظیم به صورت دلخواه می‌باشد.
- حداکثر دامنه جریان ورودی برابر $k I_{om} \cos \psi_{out}$ 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 $\frac{3}{2} k V_{im}$ 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 کلیه کلیدهای بخش اینورتر در لحظه‌های جریان صفر صورت می‌گیرد در نتیجه مشکلات کموتاسیون مبدل‌های ماتریسی متداول وجود ندارد.

۳-۵- محاسبه نسبت وظیفه کلیدهای مبدل طرف منبع ورودی

اهداف مدولاسیون پهنای پالس در مبدل طرف منبع ورودی نگاه داشتن یک متوسط ولتاژ مثبت ثابت در لینک DC، کشیدن جریان با مؤلفه اصلی سینوسی از شبکه و نگاه داشتن ضریب توان واحد در ورودی می‌باشد.

از آنجا که ولتاژهای ۳ فاز ورودی متعادل می‌باشند دو حالت ممکن برای فازهای ورودی وجود دارد.

دو ولتاژ مثبت و یک ولتاژ منفی:

فرض کنید فاز a و b مثبت و فاز c منفی باشد:

$$|V_{sc}| = |V_{sa}| + |V_{sb}| \quad (40-3)$$

در چنین شرایطی کلید S_{cn} باید روشن نگه داشته شود و کلیدهای S_{ap} ، S_{bp} مدوله شوند.

هنگامی که S_{ap} روشن می‌شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{ac} می‌شود. در این حالت نسبت وظیفه کلید S_{ap} برابر است با:

$$d_{ac} = -\frac{\cos \theta a}{\cos \theta c} \quad \text{و} \quad (\text{زاویه الکتریکی جریان ورودی: } \theta a \text{ و } \theta b \text{ و } \theta c) \quad (41-3)$$

هنگامی که S_{bp} روشن می‌شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{bc} و مثبت می‌شود. در این حالت نسبت وظیفه کلید S_{bp} برابر است با:

$$d_{bc} = -\frac{\cos \theta b}{\cos \theta c} \quad (42-3)$$

متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره کلید زنی برابر است با:

$$v_{dc} = d_{ac} (V_{sa} - V_{sc}) + d_{bc} (V_{sb} - V_{sc}) \quad (43-3)$$

با قرار دادن فرمول‌های ۴۰-۳ و ۴۱-۳ و ۴۲-۳ در ۴۳-۳ می‌توان نوشت:

$$v_{dc} = \frac{3V_m}{2|\cos \theta_c|} \quad (44-3)$$

دو ولتاژ منفی و یک ولتاژ مثبت:

فرض کنید فاز a و b منفی و فاز c مثبت باشد. در چنین شرایطی کلید S_{cp} باید روشن نگه‌داشته شود و کلیدهای S_{an} و S_{bn} مدوله شوند. هنگامی که S_{an} روشن می‌شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{ca} و مثبت می‌شود. نسبت وظیفه کلید S_{an} برابر است با:

$$|V_{sc}| = |V_{sa}| + |V_{sb}| \quad (45-3)$$

$$d_{ac} = -\frac{\cos \theta a}{\cos \theta c} \quad (46-3)$$

هنگامی که S_{bn} روشن می‌شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{cb} و مثبت می‌شود. نسبت وظیفه کلید S_{bn} برابر است با:

$$d_{bc} = -\frac{\cos \theta b}{\cos \theta c} \quad (47-3)$$

متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره کلید زنی برابر است با:

$$v_{dc} = d_{ac} (V_{sa} - V_{sc}) + d_{bc} (V_{sb} - V_{sc}) \quad (48-3)$$

با قرار دادن فرمول‌های ۴۵-۳ و ۴۶-۳ و ۴۷-۳ در ۴۸-۳ می‌توان نوشت:

$$v_{dc} = \frac{3V_m}{2|\cos\theta_c|} \quad (49-3)$$

با به کار بردن همین روش نسبت وظیفه‌ها و حالت‌های کلید زنی برای تمامی حالت‌های مدار قابل استخراج می‌باشد. برای شش سکتور در جدول (3-5) نسبت وظیفه‌ها آورده شده است.

جدول 3-5: نسبت وظیفه‌های شش سکتور برای سمت منبع ورودی [۱۱]

سکتور	نسبت وظیفه	
۱	$d_{ca} = -\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a}$	$d_{ba} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_a}$
۲	$d_{bc} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_c}$	$d_{ac} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_c}$
۳	$d_{ab} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_b}$	$d_{cb} = -\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_b}$
۴	$d_{ca} = -\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_a}$	$d_{ba} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_a}$
۵	$d_{bc} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_c}$	$d_{ac} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_c}$
۶	$d_{ab} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_b}$	$d_{cb} = -\frac{\cos\theta_c}{\cos\theta_b}$

مقدار متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره کلید زنی هر یک از این حالت‌ها برابر است با:

$$v_{dc} = \frac{3V_m}{2|\cos\theta_c|} \quad (50-3)$$

$$\max(|\cos\theta_a|, |\cos\theta_b|, |\cos\theta_c|) = \cos\theta \quad (51-3)$$

لازم به ذکر است ولتاژ متوسط لینک DC محاسبه شده در فرمول 3-50 با فرض یک بودن ضریب توان ورودی می‌باشد. در ضریب توان‌های غیر از یک باید افت ولتاژ ناشی از یک نبودن ضریب توان در رابطه ولتاژ متوسط لحاظ شود.

۳-۶- محاسبه نسبت وظیفه کلیدهای مبدل طرف بار

ابتدا مناسب است مبدل را معادل یک اینورتر DC/AC با ولتاژ سه فاز خروجی V_A, V_B, V_C و ولتاژ لینک DC در نظر بگیریم.

$$V_{dc} = (3/2) \times V_m \cos \psi_{in} \quad (52-3)$$

در فرم مختلط فضای برداری ولتاژ خروجی عبارت است از:

$$\vec{V_{o-ref}} = V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{-j\frac{2\pi}{3}} = k \left(\frac{3V_m \cos \psi_{in}}{2} \right) \angle \theta_o \quad (53-3)$$

که k نسبت تبدیل ولتاژ $0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$ و $\theta_o = \theta_{ou}$ زاویه بردار مطلوب خروجی می باشد. فرض کنید $0 \leq \theta_o \leq \frac{\pi}{3}$ و سیستم در سکتور دو کار می کند. مطابق شکل (۳-۱۰) فرض کنید که بردار ولتاژ مرجع را با بردارهای مجاور V_1, V_2 و بردار صفر بسازیم. نسبت وظیفه های این سه بردار به صورت ذیل می باشد: طبق قوانین محاسبه نسبت وظیفه در فضای برداری به ترتیب عبارت اند از:

$$d_1 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_o) \text{ و } d_2 = \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin(\theta_o) \text{ و } d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad (54-3)$$

جریان متوسط DC لینک اینورتر با نسبت وظیفه های بالا عبارت است از:

$$i_{dc} = d_1 * i_{su} - d_2 * i_{sw} = k * I_o * \cos(\theta_o - \theta_{oi}) = I_{im} \quad (55-3)$$

از آنجاکه در هر سیکل کلید زنی دو بازه وجود دارد، نسبت وظیفه بردارهای $\vec{V}_1$ و $\vec{V}_2$ و بردار صفر بین دو بازه باید به نسبت سهم هر بازه از پریود کلید زنی پخش شود. در بازه اول:

$$d_{obc} = d_{bc} - d_{1bc} - d_{2bc} \quad (56-3)$$

در بازه دوم نسبت وظیفه این بردارها عبارت اند از:

$$\begin{aligned} d_{1ac} &= d_1 * |\cos \theta_a| \\ d_{2ac} &= d_2 * |\cos \theta_a| \\ d_{0ac} &= d_{ac} - d_{1ac} - d_{2ac} \end{aligned} \quad (57-3)$$

ولتاژ متوسط واقعی خروجی در بازه یک در کل سیکل کلید زنی عبارت است از:

$$\vec{V_{o1}} = (d_1 * \vec{V_{1p1}} + d_2 * \vec{V_{2p1}}) |\cos \theta_b| = (d_1 * \vec{V_1} + d_2 * \vec{V_2}) \frac{2V_{bc}}{3V_m} \cos \theta_b \quad (58-3)$$

که $\vec{V}_{2p1}$ و $\vec{V}_{1p1}$ مقادیر $\vec{V}_1$ و $\vec{V}_2$ در بازه یک با ولتاژ لینک DC برابر V_{bc} می باشد. متوسط بردار ولتاژ خروجی در بازه دوم عبارت است از:

$$\vec{V}_{o2} = (d_1 * \vec{V}_{1p2} + d_2 * \vec{V}_{2p2}) |\cos \theta_a| = (d_1 * \vec{V}_1 + d_2 * \vec{V}_2) \frac{2V_{ac}}{3V_m} \cos \theta_a \quad (59-3)$$

که $\vec{V}_{1p2}$ و $\vec{V}_{2p2}$ مقادیر $\vec{V}_1$ و $\vec{V}_2$ در بازه دوم با ولتاژ لینک DC برابر V_{ac} می باشد. بنابراین بردار کلی ولتاژ خروجی با استفاده از روابط 58-3 و 59-3 عبارت است از:

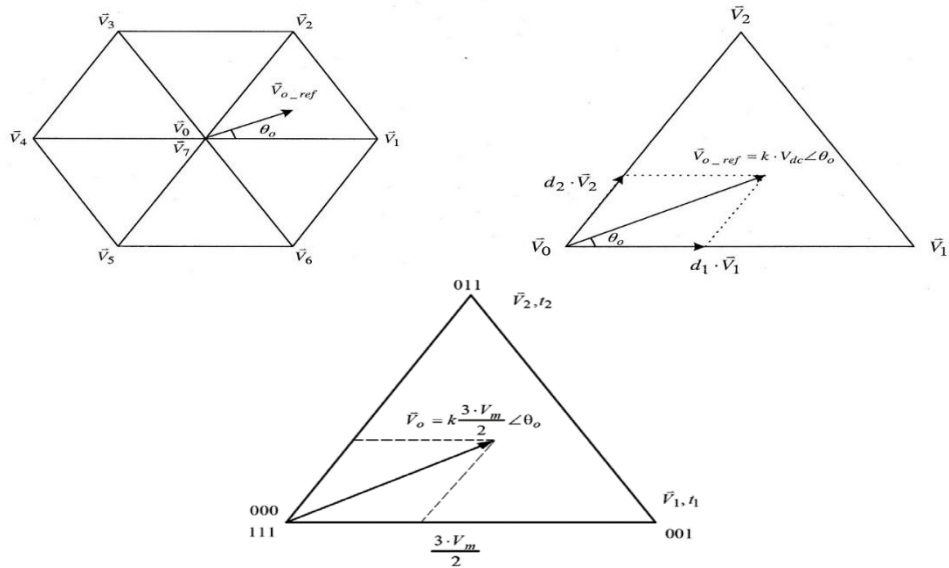
$$\begin{aligned} \vec{V}_o &= \vec{V}_{o1} + \vec{V}_{o2} = (d_1 * \vec{V}_1 + d_2 * \vec{V}_2) * \frac{2 * (V_{ac} * \cos \theta_a + V_{bc} * \cos \theta_b)}{3 * V_m} \quad (60-3) \\ &= (d_1 * \vec{V}_1 + d_2 * \vec{V}_2) * \frac{2 * (V_{sa} * \cos \theta_a + V_{sb} * \cos \theta_b + V_{sc} * \cos \theta_c)}{3 * V_m} = \\ &= (d_1 * \vec{V}_1 + d_2 * \vec{V}_2) * \frac{2 * V_m * (\cos \theta_{av} * \cos \theta_a + \cos \theta_{bv} * \cos \theta_b + \cos \theta_{cv} * \cos \theta_c)}{3 * V_m} \\ &= (d_1 * \vec{V}_1 + d_2 * \vec{V}_2) * \cos(\theta_{av} - \theta_a) = k \left(\frac{3V_m * \cos \psi_{in}}{2} \right) \angle \theta_o \end{aligned}$$

از طرف دیگر جریان ورودی عبارت است از:

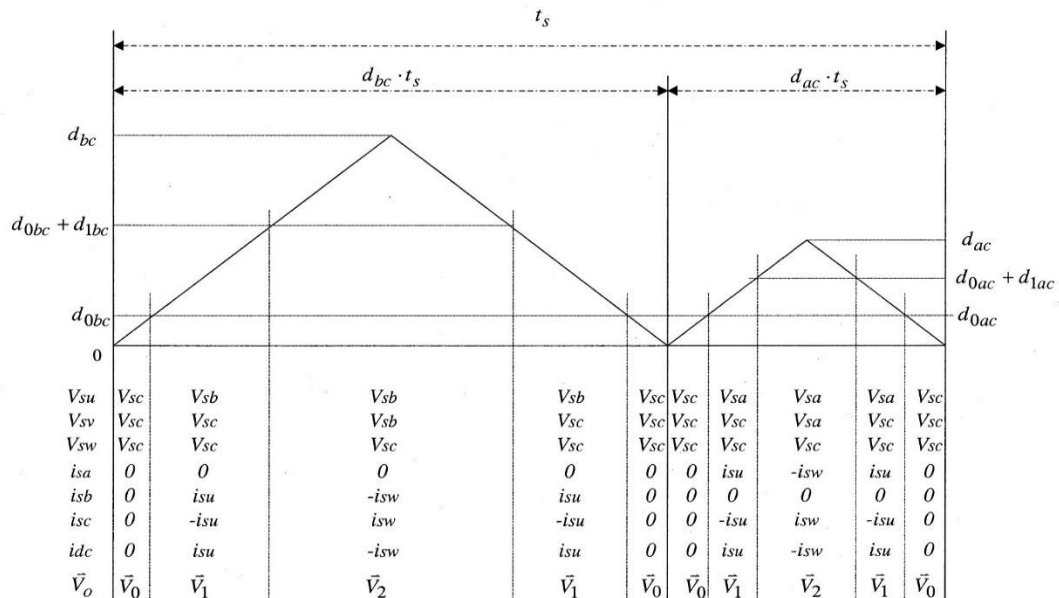
$$\begin{aligned} i_{sa} &= (d_1 * |\cos \theta_a| * i_{su} - d_2 * |\cos \theta_a| * i_{sw}) \\ &= \cos \theta_a * (d_1 * i_{su} - d_2 * i_{sw}) = I_{im} * \cos \theta_a \\ i_{sb} &= (d_1 * |\cos \theta_b| * i_{su} - d_2 * |\cos \theta_b| * i_{sw}) \\ &= \cos \theta_b * (d_1 * i_{su} - d_2 * i_{sw}) = I_{im} * \cos \theta_b \\ i_{sc} &= -i_{sa} - i_{sb} = -I_{im} * (\cos \theta_a + \cos \theta_b) = I_{im} * (\cos \theta_c) \end{aligned} \quad (61-3)$$

این نتایج نشان می دهد که روش مدولاسیون فضای برداری به کاربرده شده می تواند ولتاژ خروجی و جریان ورودی سینوسی با ضریب توان مورد انتظار را تولید کند. با استفاده از همین تئوری بردارهای مشابه و نسبت وظیفه های مربوطه در سکتورهای دیگر قابل محاسبه می باشند. شکل (3-11) ترتیب کلیدهای مورد استفاده در PWM فضای برداری مبدل را نمایش می دهد.

با این اوصاف با انتخاب روش بردار فضایی برای کنترل مبدل ماتریسی دوپل در فصول بعد به طراحی و شبیه‌سازی منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با استفاده از این روش کنترلی می‌پردازیم.



شکل ۳-۱۰: PWM فضای برداری مبدل طرف بار در ۶۰ درجه اول [۱۱]



شکل ۳-۱۱: ترتیب بردارهای انتخاب شده در PWM فضای برداری مبدل طرف بار [۱۱]

فصل چهارم: طراحی مبدل پیشنهادی و نحوه کنترل آن

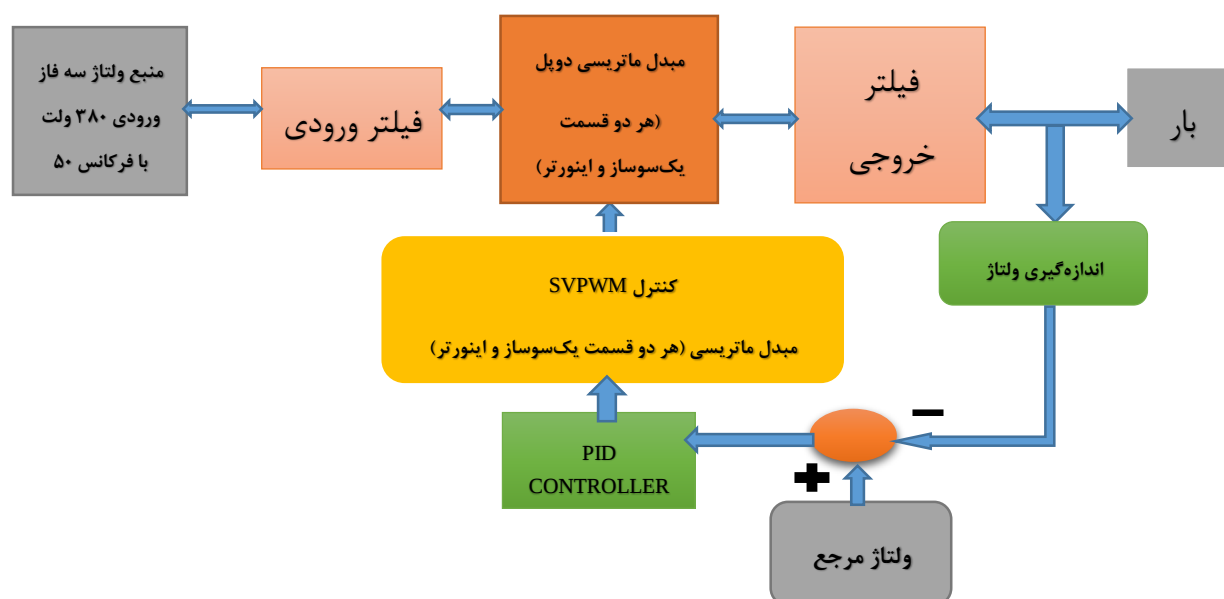
۴-۱- مقدمه

برای طراحی مبدل پیشنهادی، چندین قسمت بایستی مدنظر قرار بگیرد که مهمترین آن‌ها عبارت‌اند از:

- ۱- فیلتر ورودی
- ۲- مبدل ماتریسی دو پل ۱۲ کلیده
- ۳- کنترل کننده SVPWM و سنکرون ساز و ...
- ۴- کنترل کننده PI و قسمت مقایسه گر
- ۵- فیلتر خروجی و بار خروجی

۴-۲- ساختار منبع تغذیه پیشنهادی

شکل ۴-۱ اجزای منبع تغذیه سه فاز با فرکانس ۴۰۰ هرتز خروجی را نشان می‌دهد. ولتاژ ورودی سه فاز ۳۸۰ ولت با فرکانس ۵۰ هرتز است که دارای امپدانس داخلی ۰/۱ پریونیت است و ولتاژ خروجی ۱۱۵ ولت است. بار خروجی می‌تواند یک بار سلفی- مقاومتی یا یک موتور القایی سه فاز باشد. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است، از ولتاژ بار که ولتاژ بعد از طبقه فیلتر خروجی است، نمونه‌گیری شده و سپس با مقادیر ولتاژ مرجع در فضای محورهای مستقیم و متعامد مقایسه شده و سپس با توجه به الگوی کلید زنی مبدل ماتریسی دو پل، کلیدزنی کلیدهای مبدل‌ها انجام می‌شود.



شکل ۴-۱: اجزای منبع تغذیه به همراه سیستم کنترلی آن

۴-۲-۱- طراحی فیلتر ورودی مبدل‌های ماتریسی دو پل

کلیه مبدل‌های ماتریسی به علت به کارگیری انواع روش‌های کلید زنی، 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.

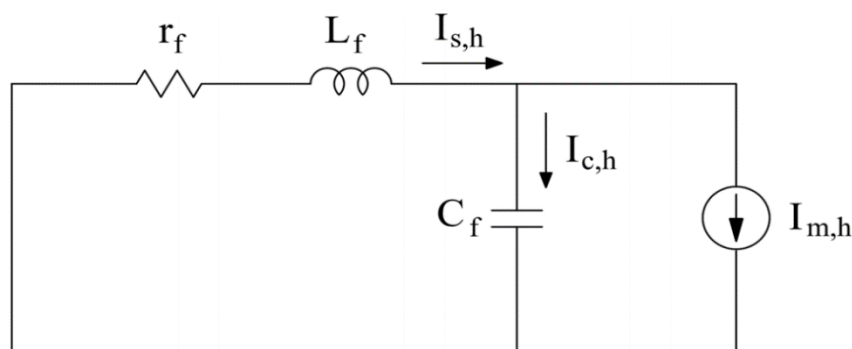
مدار معادل تک‌فاز مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام در شکل (۴-۲) نشان داده شده است. در این شکل، مبدل ماتریسی به صورت یک منبع جریان در نظر گرفته شده است. [۳۶]

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

$$G(s) = \frac{i_{s,h}}{i_{m,h}} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{r_f}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (۴-۱)$$

$$|G(f)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_o}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta \frac{f}{f_o}\right)^2}} \quad (۴-۲)$$

ضریب میرایی $\zeta = \frac{r_f}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$ بسیار کوچک‌تر از یک است؛ در نتیجه برای ضریب کیفیت فیلتر و فرکانس تشدید فیلتر به رابطه زیر می‌رسیم:



شکل ۴-۲: مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای هارمونیک h ام [۳۶]

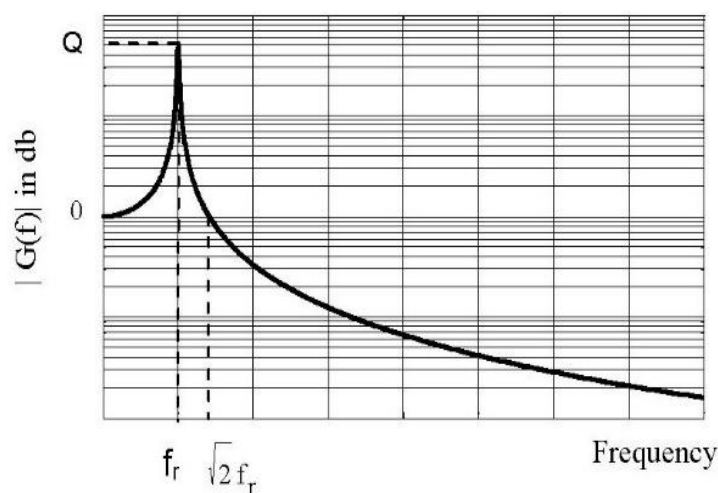
$$Q = \frac{1}{r_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (3-4)$$

$$f_r = f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (4-4)$$

نمودار دامنه این تابع انتقال (ضریب افزایش فرکانس) $|G(f)|$ برحسب فرکانس ورودی در شکل (۳-۴) نشان داده شده است.

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 کلیدزنی بر اساس رابطه (۴-۴) 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 میرا کننده به فیلتر امکان‌پذیر می‌شود که منجر به کاهش مقدار ضریب کیفیت (رابطه ۳-۴) خواهد شد. برای کاهش مقدار ضریب کیفیت می‌توان مقدار اندوکتانس فیلتر را کاهش و مقدار خازن را افزایش داد که نتیجه این کار، تغییر فرکانس تشدید است.



شکل ۳-۴: نمودار ضریب افزایش فرکانس برحسب فرکانس ورودی [۳۶]

از طرف دیگر، افزایش مقدار خازن باعث کاهش اعوجاج ولتاژ خازن می‌شود. حداکثر مقدار خازن به ضریب توان ورودی و حجم فیلتر بستگی دارد. [۳۶]

مدار معادل تک‌فاز مبدل ماتریسی دو پل با فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی در شکل (۴-۴) نشان داده شده است. اندیس f بیانگر فرکانس اصلی جریان و ولتاژ ورودی است.

روابط زیر میان ولتاژها و جریان‌های مدار برقرار است:

$$V_{c,f} = jX_c(-i_{s,f} + i_{m,f}) \quad (۵-۴)$$

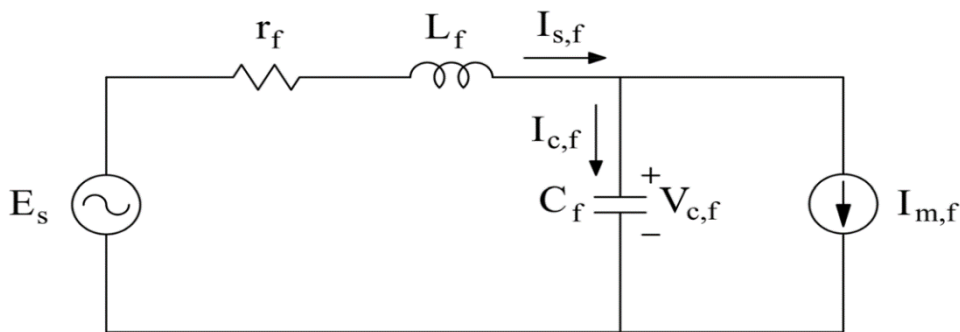
زاویه اختلاف فاز میان ولتاژ و جریان ورودی θ برابر است با:

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{V_{m,f}}{X_c |I_{m,f}|} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{\frac{r}{X_c} |V_{m,f}| + X_l |I_{m,f}|}{|V_{m,f}| \left(1 - \frac{X_l}{X_c} \right) + r |I_{m,f}|} \right] \quad (۶-۴)$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، θ به دامنه جریان ورودی مبدل وابسته است. برای بررسی تغییر نقطه کار مدار، θ در رابطه ۶-۴ را برحسب نسبت تبدیل ولتاژ q بازنویسی می‌شود:

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{Z_o}{X_c q^2 \cos \varphi_o} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{X_l q^2 \cos \varphi_o}{Z_o \left(1 - \frac{1}{\omega_f^2} \right)} \right] \quad (۷-۴)$$

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 توان



شکل ۴-۴: مدار معادل مبدل ماتریسی دو پل و فیلتر ورودی برای فرکانس اصلی [۳۶]

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 (۴-۷) و تعریف کمیت توان خروجی P_{out} داریم:

$$L_f = \frac{3|E_s|^2}{2\omega_r P_{out}} \quad (۸-۴)$$

$$C_f = \frac{2P_{out}}{3\omega_r |E_s|^2} \quad (۹-۴)$$

با توجه به این دو رابطه، مقدار بزرگ اندوکتانس (L_{max}) برای زمانی که توان خروجی کم است و مقدار کوچک خازن (C_{min}) برای زمانی که توان خروجی کم 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 ذخیره کننده 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:

$$V_{h,k} = \frac{I_{h,k}}{2\pi f_i C_f k \sqrt{2}} \quad (۱۰-۴)$$

$$V_h = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (V_{h,k})^2} = \frac{1}{2\pi f_i C_f \sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{h,k}}{k}\right)^2} \quad (۱۱-۴)$$

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، به دست آوردن مقدار بهینه ضریب توان ورودی و THD قابل قبول ولتاژ خازن و جریان ورودی است. برای رسیدن به این هدف، مراحل زیر باید طی شوند:

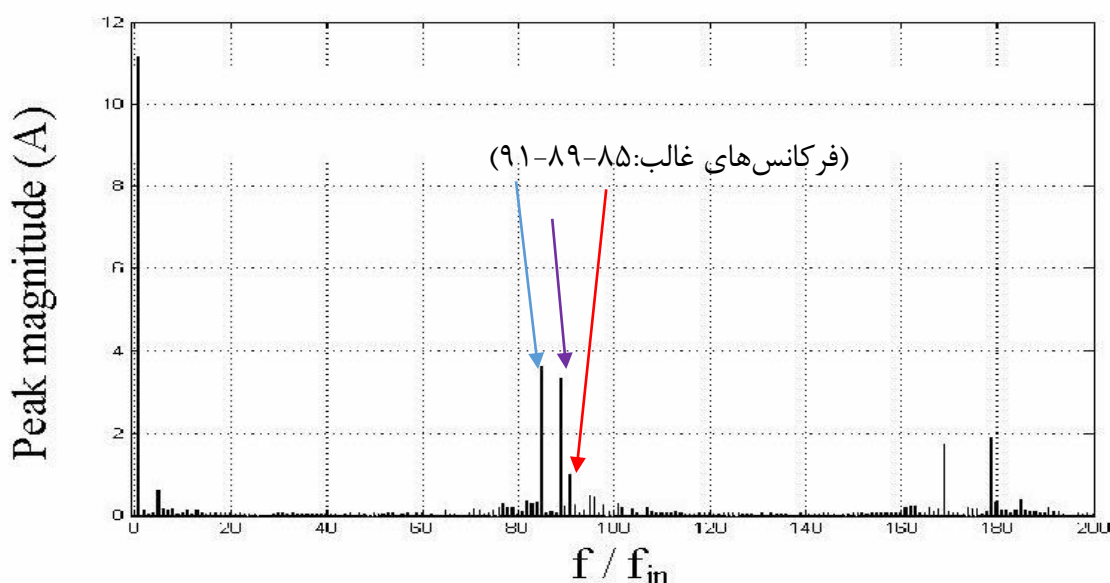
۱- ابتدا باید طیف فرکانسی جریان ورودی را با استفاده از شبیه‌سازی و اعمال روش SVPWM به دست آورد. با انتخاب مناسب فرکانس تشدید فیلتر، باید از وقوع پدیده تشدید در فرکانس‌های عمده جریان ورودی از قبیل فرکانس پنجم جلوگیری شود. به عنوان مثال، فرکانس تشدید ۱۵ برابر فرکانس اصلی در نظر گرفته می‌شود. به عنوان مثال با فرکانس اصلی ۵۰ هرتز فرکانس تشدید $f_r = 50 * 15 = 750$ هرتز خواهد شد. در اینجا بار سه فاز خروجی را نیز مقادیر $R = 20\Omega$ و $L = 12 mH$ و فرکانس

کلیدزنی $f_r = 4.2 \text{ kHz}$ در نظر گرفته شده است. همانطور که مشاهده می شود فرکانس تشدید ۷۵۰ هرتز بین فرکانس اصلی و فرکانس کلیدزنی انتخاب شده است. [۳۶]

۲- برای حداقل کردن رپل ولتاژ خازن، مقدار اندوکتانس و خازن فیلتر محاسبه می شوند. کمیت THD_{Vc} به عنوان THD ولتاژ خازن تعریف می شود. با در نظر گرفتن هارمونیک های غالب جریان ورودی تا بعد از فرکانس کلیدزنی، (F_d) رابطه زیر برای مقدار خازن فیلتر به دست می آید:

$$C_f = V_h \frac{1}{2\pi f_i |V_{c,f}| THD_{Vc} \sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=F_d}^{\infty} \left(\frac{I_{h,k}}{k}\right)^2} \quad (12-4)$$

از رابطه $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}$ و با معلوم بودن f_r از مرحله اول و محاسبه C_f از فرمول (۱۲-۴) مرحله دوم و انتخاب مقدار مناسب برای THD_{Vc} (به عنوان مثال ۲٪) مقدار اندوکتانس فیلتر L_f به دست می آید. باید توجه شود که با این روش، حد بالایی برای خازن (C_{max}) و حد پایینی برای اندوکتانس (L_{min}) به دست می آیند. که در اینجا با توجه به شکل ۴-۵ فرکانس های غالب ۸۵-۸۹-۹۱ را در فرمول ۱۲-۴ قرار داده و مقدار اندوکتانس $L_{min} = 1.55 \text{ mH}$ و مقدار خازن $C_{max} = 29 \mu F$ به دست می آید. [۳۶]



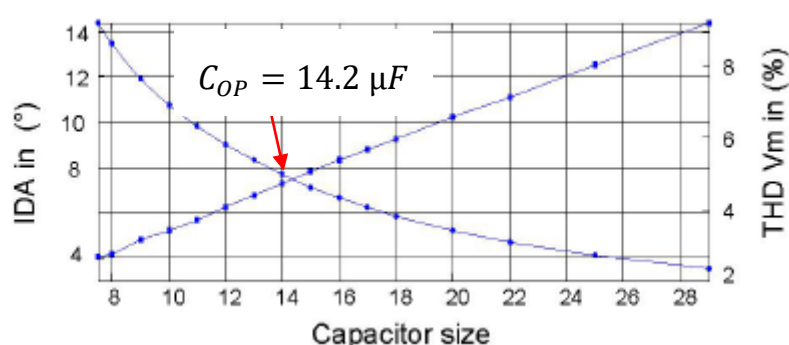
شکل ۴-۵: طیف هارمونیکی جریان ورودی یک فاز از مبدل ماتریسی دوپل [۳۶]

۳- برای داشتن ضریب جابجایی یک ورودی^۱ برای حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ، از روابط (۸-۴) و (۹-۴) استفاده می‌شود که به ترتیب حد بالایی برای اندوکتانس (L_{max}) و حد پایینی برای خازن (C_{min}) به دست می‌دهند که در اینجا $L_{max} = 6 \text{ mH}$ و $C_{min} = 7.5 \mu F$ به دست می‌آید.

۴- مقادیر محاسبه‌شده در مرحله دو، برای THD_{Vc} مقدار قابل قبولی به دست داده اما ضریب جابجایی ورودی از یک دور است. همچنین با استفاده از مقادیر محاسبه‌شده در مرحله ۳، ضریب جابجایی ورودی بسیار نزدیک به یک بوده اما برای THD_{Vc} مقدار زیادی به دست می‌آید. بنابراین باید مصالحه‌ای میان ضریب جابجایی ورودی و THD_{Vc} برقرار کرد تا مقدار بهینه هردو به دست 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_{Vc} را برحسب 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 (۴-۵) به نمایش درآمده است [۳۶]. نقطه تقاطع این دو نمودار، مقدار بهینه خازن را به دست می‌دهد و می‌توان مقدار بهینه اندوکتانس را بر اساس آن محاسبه کرد که در اینجا $C_{OP} = 14.2 \mu F$ است.

با استفاده از فرمول ۴-۴ نیز مقدار اندوکتانس بهینه برای این مثال $L_{OP} = 3.17 \text{ mH}$ به دست می‌آید.

در نتیجه مقادیر $IPF = 0.992$ و $THD_{Vc} = 4.9\%$ به دست می‌آید. [۳۶]



شکل ۴-۶: نمودار نمونه ضریب جابجایی ورودی (IDA) و THD_{Vc} برحسب مقدار خازن [۳۶]

¹ Input Displacement Factor (IDF)

² Input Power Factor (IPF)

۴-۲-۲- مبدل ماتریسی دوپل

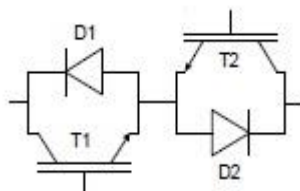
در طراحی این منبع تغذیه از کلیدهای قدرت دوپل شکل ۴-۷ (IGBT) که باقابلیت اطمینان بالا در شرایط دمایی از -50 تا $+150$ درجه سانتی‌گراد و در طیف وسیع از $5A$ تا $3600A$ (آمپر) و از V (ولت) 200 تا $6500V$ ارائه می‌شوند، استفاده شده است. در بازار طیف وسیعی از این کلیدها را که توسط شرکت‌های سازنده مختلف از قبیل POWEREX-ABB-DYNEX-SEMIKRON,..... ارائه می‌شوند، می‌توان یافت. در شبیه‌سازی مبدل ماتریسی که در فصل بعد ارائه می‌شود از کلیدهای MOSFET شکل ۴-۸ با مشخصات زیر استفاده شده است که جزو کلیدهای کتابخانه متلب می باشد که ۱۲ عدد از آن‌ها با مشخصات زیر استفاده شده است.

R_{on} : مقاومت داخلی FET که طبق راهنمای برنامه متلب روی مقدار 0.1 تنظیم می‌شود. اگر L_{on} روی صفر تنظیم باشد دیگر R_{on} نمی‌تواند صفر باشد.

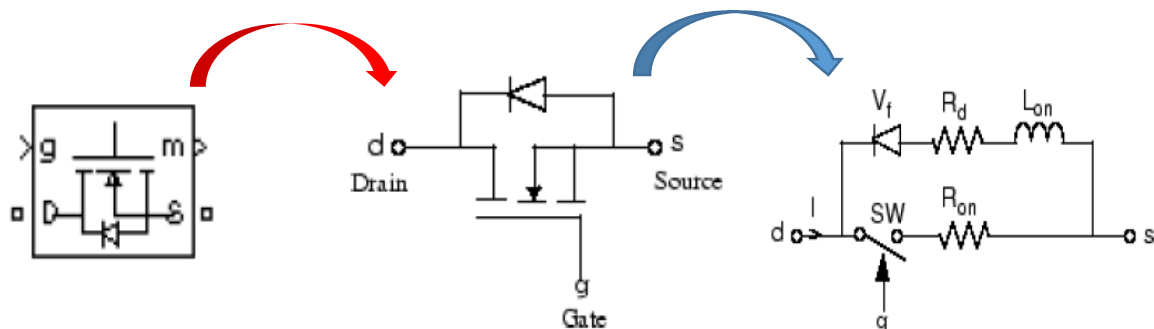
L_{on} : اندوکتانس داخلی دیود که طبق راهنمای برنامه متلب روی مقدار صفر تنظیم می‌شود. اگر R_{on} روی صفر تنظیم باشد دیگر L_{on} صفر نخواهد بود.

R_d : مقاومت داخلی دیود که طبق راهنمای برنامه متلب روی مقدار 0.01 تنظیم می‌شود.

V_f : مقدار ولتاژ مستقیم دیود که طبق راهنمای برنامه متلب روی مقدار صفر تنظیم می‌شود. سایر مقادیر در فصل بعد گفته می‌شود.



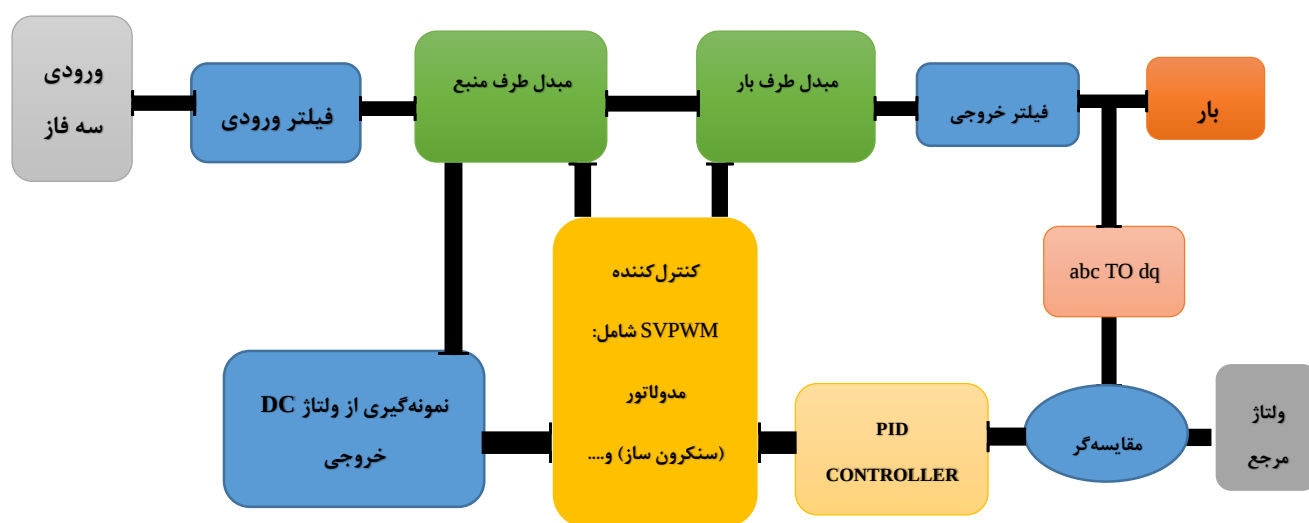
شکل ۴-۷: کلید دوپل کلکتور مشترک



شکل ۴-۸: کلید MOSFET استفاده شده در شبیه‌سازی‌ها

شکل ۴-۹ حلقه کنترلی پیشنهادی به کار گرفته شده در کنترل مبدل ماتریسی دوپل را نمایش می دهد. ولتاژ مرجع خروجی $V_{SET-POINT}$ ، به همراه ولتاژ خروجی اندازه گیری شده که با تبدیل پارک دوبعدی شده مقایسه گردیده به دستگاه مرجع سنکرون منتقل می شوند. سپس این متغیرهای DC وارد کنترل گر سنکرون می شوند. کنترل گر سنکرون، اندیس مدولاسیون و زاویه بردار ولتاژ مناسب را برای استفاده در الگوریتم مدولاسیون فضای برداری (SVM) تولید می کند. در بلوک سنکرون ساز واقع در بلوک کنترل کننده SVPWM عمل سنکرون سازی انجام می شود.

برای کنترل مبدل طرف منبع ورودی از ولتاژ لینک dc نمونه‌برداری شده و توسط کنترل کننده PID مقدار خطا تخمین زده شده و به سیستم کنترلی مدولاسیون فضای برداری داده شده است. همچنین برای کنترل مبدل طرف بار از ولتاژ خروجی نمونه‌برداری شده و با تبدیل پارک به کنترل کننده PID منتقل می‌شوند. سپس این متغیرهای خطا برای استفاده در الگوریتم مدولاسیون فضای برداری (SVM) استفاده می‌شوند. الگوریتم SVM سیکل وظیفه کلیدهای مبدل طرف بار و طرف منبع را تعیین می‌کند. در مبدل ماتریسی غیرمستقیم سیکل وظیفه کلیدهای مبدل خروجی با سیکل وظیفه کلیدهای ورودی سنکرون باشند. بعد از عمل سنکرون سازی توسط مدولاتور سیگنال‌های کلید زنی مبدل طرف بار و منبع ساخته و به سر کلیدها فرستاده می‌شوند.



شکل ۴-۹: حلقه کنترل، میدل ماتریس، دویل به همراه سنکرون ساز

مهم‌ترین بخش طراحی مبدل ماتریسی، طراحی سیستم کنترلی SVPWM که برای این منظور از روش کنترل مدولاسیون بردار فضایی SVPWM در فصل قبل استفاده شده و توسط نرم‌افزار شبیه‌سازی MATLAB/SIMULINK و نتایج آن مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۴-۳- طراحی سیستم کنترلی SVPWM

مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی SVPWM یک تکنیک پیشرفته برای تولید موج سینوسی می‌باشد و یک ولتاژ بالا با THD کم فراهم می‌کند. هدف اصلی از هر تکنیک مدولاسیون به دست آوردن خروجی متغیر با داشتن مؤلفه اصلی ماکزیمم و هارمونیک‌های مینیمم می‌باشد. روش مدولاسیون بردار فضایی بهترین تکنیک برای کاربرد درایو فرکانس متغیر است.

مفهوم بردار فضایی که از میدان گردان موتور القایی مشتق شده است برای مدوله کردن ولتاژ خروجی اینورتر و رکتیفایر استفاده می‌شود. در این تکنیک مدولاسیون، کمیت‌های سه فاز به کمیت‌های دو فاز معادل در قاب مرجع سنکرون یا مرجع ساکن تبدیل می‌شوند. از این مؤلفه دو فاز، اندازه بردار مرجع پیدا می‌شود و برای مدوله کردن خروجی مبدل AC-AC استفاده می‌شود. فرآیند به دست آوردن بردار فضای گردان در بخش زیر توضیح داده می‌شود:

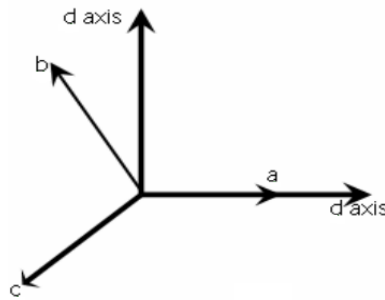
با توجه به قاب مرجع ساکن، مؤلفه‌های ولتاژ سینوسی سه فاز به صورت رابطه زیر می‌باشد:

$$V_a = V_m \sin(\omega t) \quad (۴-۱۳)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (۴-۱۴)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \quad (۴-۱۵)$$

هنگامی که ولتاژ سه فاز اعمال می‌شود، یک شار چرخشی در فاصله هوایی تولید می‌کند. این شار برآیند گردان به صورت یک بردار ولتاژ گردان نمایش داده می‌شود. اندازه و زاویه این بردار گردان همچنان که در زیر توضیح داده خواهد شد، به وسیله تبدیل کلارک قاب مرجع ساکن را به دست می‌دهد.



شکل ۴-۱۰: رابطه قاب مرجع سه فاز و قاب مرجع dq ساکن

برای پیاده‌سازی PWM بردار فضایی همچنان که در شکل زیر نشان داده شده است معادلات ولتاژ در قاب مرجع سه فاز abc به قاب مرجع dq ساکن یا $\alpha\beta$ که شامل محور d (افقی) و q (عمودی) می‌باشد تبدیل می‌شوند.

در شکل ۴-۱۰ رابطه بین این دو قاب مرجع به صورت معادله زیر می‌باشد.

$$[f_{dq0}] = k_s [f_{abc}] \quad (۴-۱۶)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} = k_s \quad (۴-۱۷)$$

f می‌تواند یک متغیر ولتاژ یا جریان باشد. شش بردار غیر صفر و دو بردار صفر جهت مدولاسیون بردار فضایی برای مبدل‌های ماتریسی دوسطحی امکان‌پذیر است. در شکل ۴-۱۱ شش بردار غیر صفر V_1 - V_6 به صورت محورهای یک شش ضلعی نشان داده شده‌اند و توان تحویلی به لینک DC و بار را فراهم می‌کند. زاویه بین هر دو بردار غیر صفر مجاور هم 60° درجه است در ضمن دو بردار صفر V_0 و V_7 در مبدأ می‌باشند و ولتاژ صفر به بار اعمال می‌کنند. هشت بردار، بردارهای فضایی اصلی نامیده می‌شوند و به صورت $V_0, V_1, \dots, V_7$ و نام‌گذاری می‌شوند.

ضلع روبروی هر دو بردار مجاور یک سکتور می‌باشد که در مجموع شش سکتور ایجاد می‌شود هدف از تکنیک SVPWM، تقریب زدن بردار V_{ref} با استفاده از هشت الگوی کلید زنی می‌باشد.

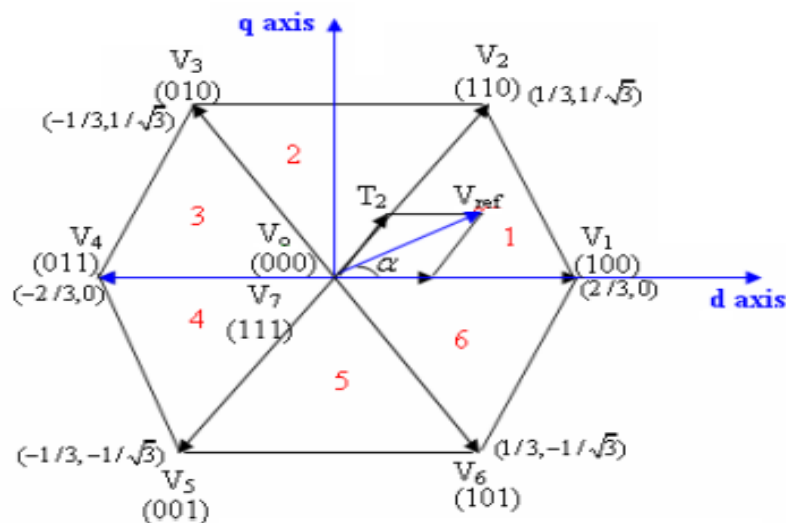
شکل ۴-۱۱ سکتورها و بردارهای کلید زنی را نشان می‌دهد.

۴-۳-۱- حالت‌های کلید زنی

برای مد عملکرد، هشت حالت کلید زنی وجود دارد که کلیدهای سه فاز بازوی پایینی یا بالایی on وصل است. با توجه به اینکه همیشه کلیدهای بالایی و پایینی به‌طور مکمل در حال کموتاسیون هستند کافی است که حالت هر کلید بازوی بالایی یا پایینی نمایش داده شود. در بحث زیر حالت‌های کلیدهای پل بالایی ارائه خواهد شد و حالت‌های پایینی مکمل آن است. هشت الگوی کلید زنی on و off برای کلیدهای قدرت بالایی وجود دارد.

یک یعنی کلید on و صفر یعنی کلید off است.

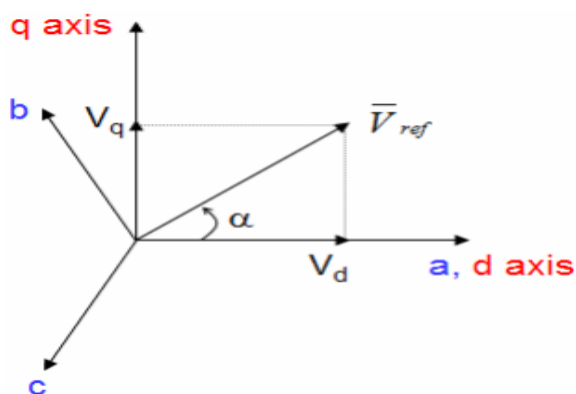
جدول ۴-۱ جزئیات ولتاژهای خط و فاز برحسب ولتاژ dc ورودی برای هشت حالت کلیدزنی را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۱: سکتورها و بردارهای کلید زنی

جدول ۴-۱: الگوهای کلیدزنی و بردارهای خروجی

بردارهای ولتاژ	بردارهای کلیدزنی			ولتاژ فاز			ولتاژ خط		
	A	B	C	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0



شکل ۴-۱۲: تعیین V_{ref} ، V_q و V_d و زاویه α

۴-۳-۲- پیاده سازی نرم افزاری SVPWM

SVM بردار فضایی به صورت مراحل زیر پیاده سازی می شود:

گام اول: تعیین V_{ref} ، V_q و V_d و زاویه α

گام دوم: تعیین دوره زمانی T_1 ، T_2 و T_0

گام سوم: تعیین زمان کلیدزنی هر کلید (S_1-S_6)

۴-۳-۳- تعیین V_{ref} ، V_q و V_d و زاویه α

در شکل ۴-۱۲ تعیین V_{ref} ، V_q و V_d و زاویه α به صورت زیر تعیین می شود:

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cos 60 - V_{cn} \cos 60 = V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \quad (۴-۱۸)$$

$$V_q = 0 + V_{bn} \cos 30 - V_{cn} \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \quad (۴-۱۹)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (۲۰-۴)$$

$$|\vec{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (۲۱-۴)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t = 2\pi f t \quad (۲۲-۴)$$

۴-۳-۴- تعیین دوره زمانی T_0, T_2, T_1 :

برای محاسبه دوره‌های زمانی مذکور به ترتیب زیر عمل می‌کنیم

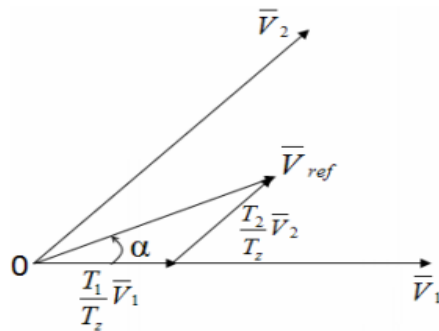
۴-۳-۴-۱- محاسبه زمان کلید زنی در سکتور ۱

در شکل ۴-۱۳ مدت زمان کلیدزنی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\int_0^{T_z} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \vec{V}_0 dt \quad (۲۳-۴)$$

$$T_z * \vec{V}_{ref} = (T_1 * \vec{V}_1 + T_2 * \vec{V}_2) \quad (۲۴-۴)$$

$$T_z * |\vec{V}_{ref}| * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (۲۵-۴)$$



شکل ۴-۱۳: بردار مرجع به صورت ترکیبی از بردارهای مجاور در سکتور ۱

$$T_1 = T_z * a * \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (26-4)$$

$$T_2 = T_z * a * \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (27-4)$$

$$\left\{ \text{where } T_z = \frac{1}{f_z} \text{ and } a = \frac{|V_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \right\} \quad (28-4)$$

۴-۳-۲- محاسبه زمان کلید زنی در هر سکتور

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} * \sin(\frac{n\pi}{3} - \alpha) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} * (\sin \frac{n\pi}{3} * \cos \alpha - \cos \frac{n\pi}{3} * \sin \alpha) \end{aligned} \quad (29-4)$$

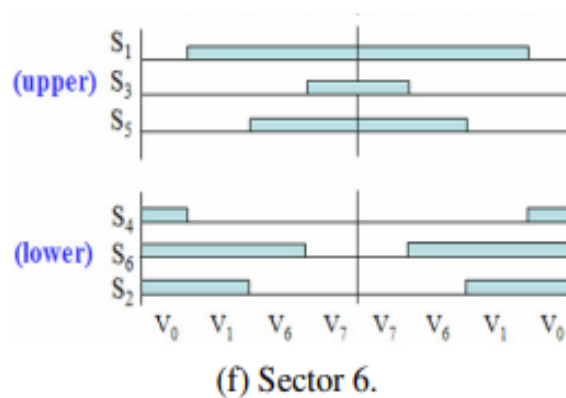
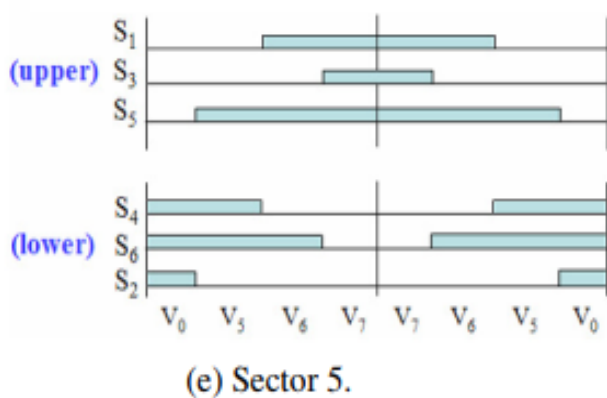
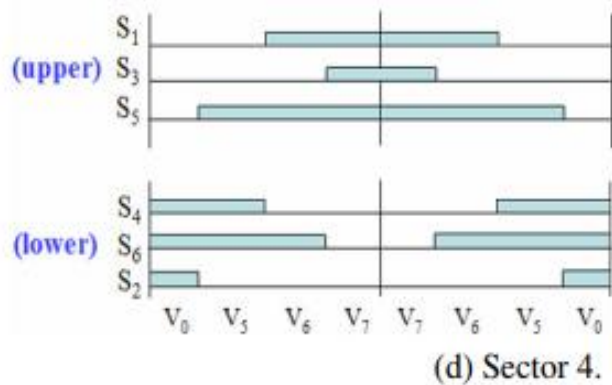
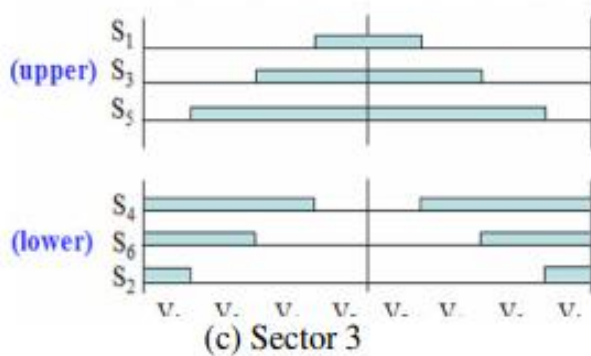
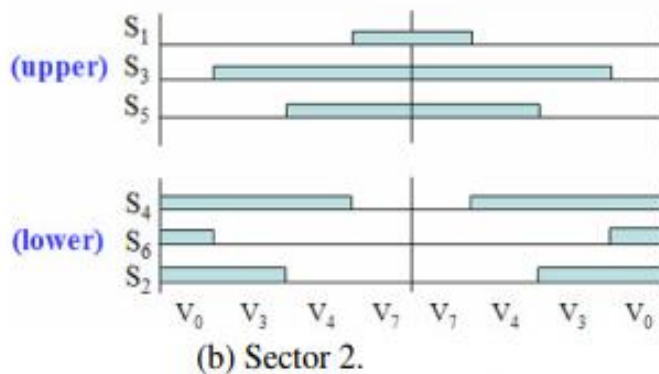
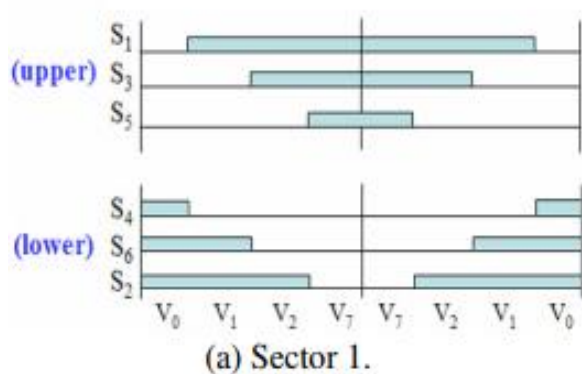
$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} * \sin(\alpha - \frac{(n-1)\pi}{3}) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |V_{ref}|}{V_{dc}} * (-\sin \frac{(n-1)\pi}{3} * \cos \alpha + \cos \frac{(n-1)\pi}{3} * \sin \alpha) \end{aligned} \quad (30-4)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad \text{و} \quad n = \text{sector 1 to 6 and } 0 \leq \alpha \leq 60 \quad (31-4)$$

۴-۳-۵- تعیین زمان کلید زنی هر کلید (S6-S1)

الگوهای کلید زنی SVM بردار فضایی در هر سکتور در اشکال ۴-۱۴ نشان داده شده است.

در جدول ۴-۲ دوره زمانی T_1 ، T_2 و T_0 در شش سکتور به طور خلاصه لیست شده اند.



شکل ۴-۱۴: الگوی کلید زنی PWM بردار فضایی برای سکتور ۱ تا ۶

جدول ۴-۲: محاسبه زمان کلید زنی در هر سکتور

سکتور	کلیدهای بالایی ($S_1-S_3-S_5$)	کلیدهای پایینی ($S_4-S_6-S_2$)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

۴-۴- طراحی کنترل کننده PID

طراحی کنترل کننده PID، نیازمند تنظیم و تصمیم‌گیری در خصوص مقادیر سه پارامتر است که اصطلاحاً به‌عنوان ضرایب یا بهره‌های کنترل کننده PID شناخته می‌شوند؛ اما تنظیم این ضرایب کار آسانی نیست و قواعد و رویکردهای فراوانی برای این موضوع، پیشنهاد شده است. استراتژی‌های موجود در زمینه طراحی و تنظیم ضرایب کنترل کننده PID، به دو گروه کلی قابل تقسیم هستند:

یک دسته از روش‌ها، ضرایب را برای یک بار تنظیم می‌کنند و این مقادیر در کل دوران استفاده، ثابت است و به همان صورت استفاده می‌شود.

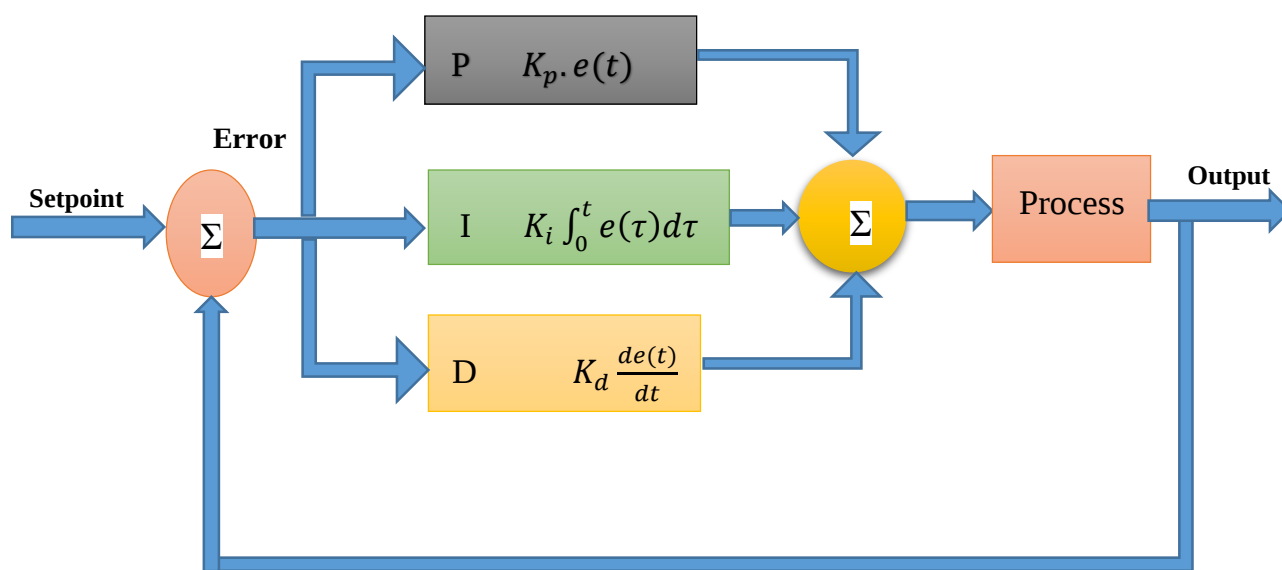
به‌عنوان یک مثال معروف از روش‌های این دسته، می‌توان به روش زی‌گلر-نی‌کولز^۱ اشاره نمود که رویکردی ثابت در طول زمان است و یک‌بار و برای همیشه، پیشنهادی را برای مقادیر ضرایب کنترل کننده PID پیشنهاد می‌دهد. این رویکردها، غالباً ساده هستند و بعضاً بر اساس کارهای تجربی و بعضاً درنتیجه محاسبات پیشنهاد شده‌اند.

اما غالباً مشکلی که این روش‌ها دارند، عدم تطبیق‌پذیری ضرایب است که منجر به افت کیفیت پاسخ، برای برخی حالات می‌شود لذا از این روش‌ها در اینجا استفاده نشده است. روش‌های دیگر طراحی کنترل کننده PID، رویکردهایی آنلاین هستند که در هر لحظه از زمان، مقادیر پارامترهای کنترل کننده PID را، با توجه به شرایط تعیین می‌کنند و از این‌رو، به این دسته از کنترل کننده‌ها، کنترل کننده‌های PID تطبیقی نیز گفته می‌شود که منطق فازی جزو این دسته از کنترل کننده‌ها می‌باشند.

۴-۴-۱- طراحی کنترل کننده PI

طراحی و تنظیم ضرایب کنترل کننده PID با منطق فازی، رویکردی مشابه با کنترل کننده‌های تطبیقی و با تکیه بر توان استنتاج سیستم‌های فازی ایجاد شده است که در هر لحظه از زمان، برای مقادیر ضرایب کنترل کننده PID پیشنهادی به‌خصوص را دارد.

^۱ Ziegler-Nichols

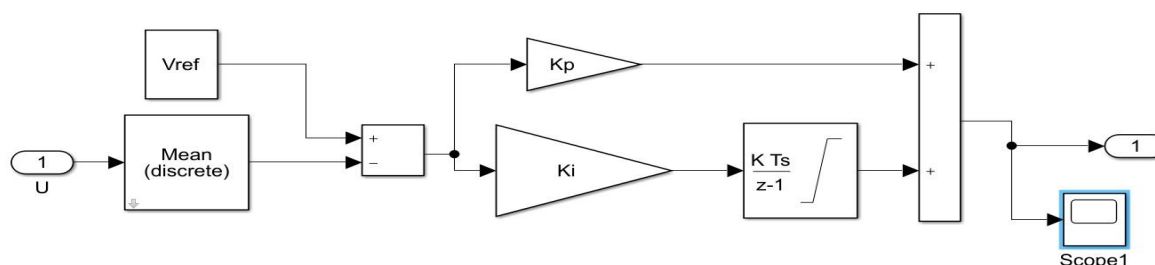


شکل ۴-۱۵: اجزای کنترل کننده PID

این رویکرد، نوعی زمان‌بندی بهره^۱ است که وظیفه تعیین مقادیر بهره‌ها، بر عهده یک سیستم فازی است. این سیستم فازی، با دریافت خطا و مشتق خطا در هر لحظه از زمان، مقادیر ضرایب کنترل کننده PID را به صورت مناسبی محاسبه و در ساختار کنترل کننده جایگذاری می‌نماید.

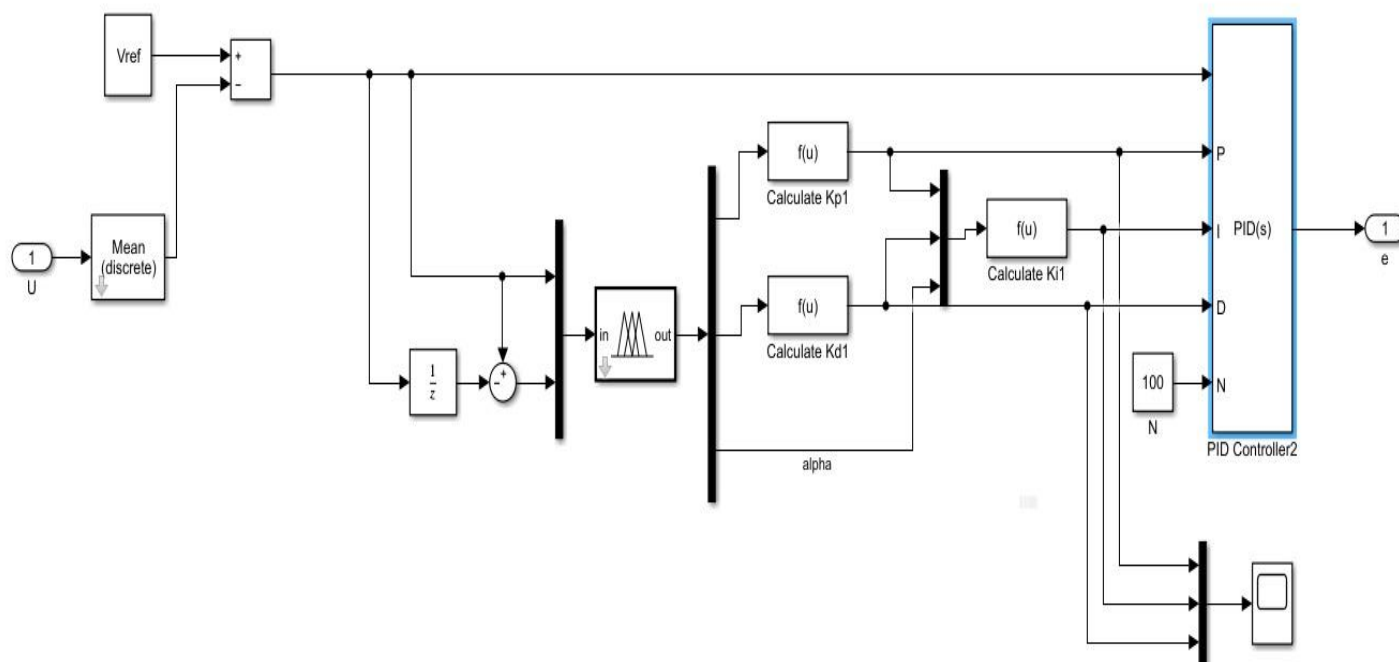
$$Gc(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (۴-۳۲)$$

در این قسمت، طراحی یک سیستم حلقه بسته برای مبدل پیشنهاد شده است تا ولتاژ خروجی مبدل، با وجود اغتشاش‌های ولتاژ ورودی و بار ثابت باقی بماند. جهت انتخاب کنترل کننده مناسب، حاشیه فاز تابع تبدیل حلقه، بدون در نظر گرفتن کنترل محاسبه شده است. به منظور اطمینان از پایداری حلقه بسته



شکل ۴-۱۶: اجزای مدار کنترلی PI موازی

^۱ Gain Scheduling



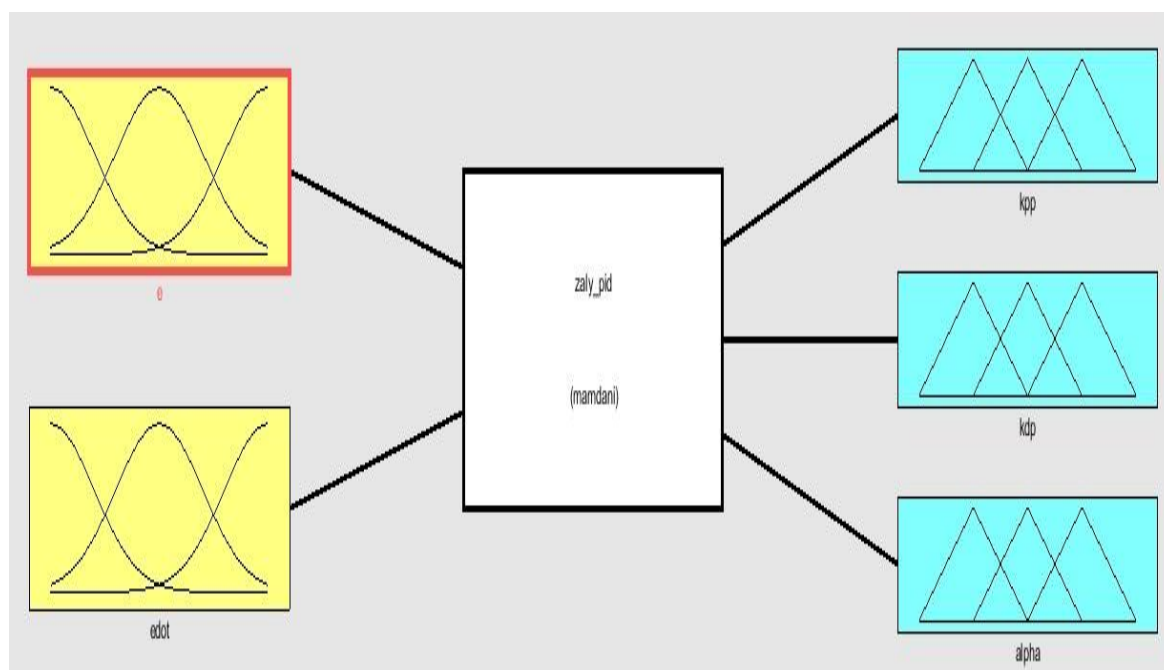
شکل ۴-۱۷: اجزای مدار کنترلی PID با منطق فازی

مبذل، از جبران ساز پیش فاز استفاده شده تا حاشیه فاز سیستم را بهبود دهد و همچنین از یک جبران ساز پس فاز به منظور افزایش بهره حلقه در فرکانس‌های پایین و کوچک کردن خطای ولتاژ خروجی مبذل نسبت به ولتاژ مرجع استفاده شده است. در نتیجه برای مبذل پیشنهادی یک کنترل کننده PI با توجه به مشخصات آن طراحی شده است.

در ضمن برای مبذل پیشنهادی یک کنترل گر PID با منطق فازی نیز طراحی شده است که در ادامه باهم مقایسه شده‌اند.

۴-۴-۲- طراحی کنترل گر PID با منطق فازی (FUZZY)

با توجه به این که قسمت مشتق گیر D از نویزی که وارد سیستم می‌شود نیز مشتق می‌گیرد و این مقدار بسیار بزرگی می‌شود که زمان پروسس را زیاد می‌کند معمولاً در ۸۰ درصد از موارد در صنعت از کنترل گر PI به جای PID استفاده می‌شود [۳۷] و [۳۸].



شکل ۴-۱۸: اجزای ورودی و خروجی منطق فازی [۳۷]

همچنین گران‌تر بودن کنترل‌گر PID نسبت به PI از دلایل دیگر این موضوع هست. از طرفی درجهایی که نیاز به دقت و پایداری نسبتاً بالا می‌باشد از PID استفاده می‌شود. در این شبیه‌سازی از کنترل‌گر PI استفاده شده تا سرعت شبیه‌سازی افزایش یابد ولی به دلیل نیاز به ضریب K_d مربوط به مشتق گیر در محاسبات سایر ضرایب، K_d نیز محاسبه شده است.

سیستم فازی با نگاه کردن به خطا (e) و مشتق خطا (e') مقادیر K_p ، K_i ، K_d را تغییر می‌دهد. در این کنترل‌کننده با تعریف توابع ورودی (e) و (e') خروجی‌های K_p' و K_d' و α حاصل می‌شود و با توجه به فرمول‌ها مقادیر ضرایب کنترلی تعیین می‌شود [۳۷].

$$Gc(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d \cdot s \right) \quad (۳۳-۴)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (۳۴-۴)$$

$$K_d = K_p \cdot T_d \quad (۳۵-۴)$$

جدول ۴-۳: زیگلر-نیکولز

Control Type	K_p	K_i	K_d
P	$0.5 K_u$	-----	-----
PI	$0.45 K_u$	$1.2 K_p/T_u$	-----
PD	$0.8 K_u$	-----	$K_p T_u/8$
PID	$0.6 K_u$	$2K_p/T_u$	$K_p T_u/8$

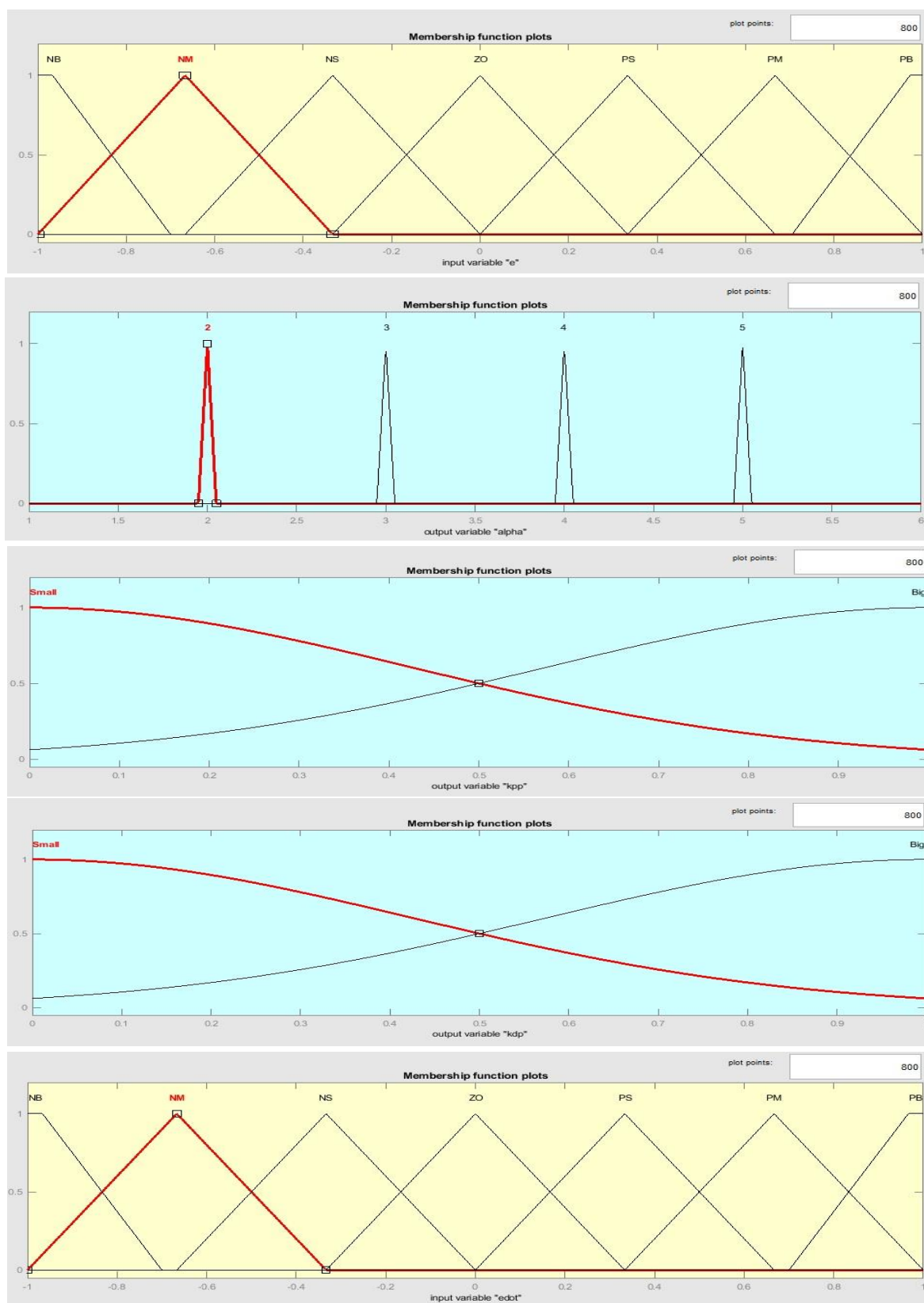
(K_u : بهره‌ای است که در سیستم حلقه بسته باعث نوسان می‌شود).

(T_u : ثابت زمانی است که در پایداری مرزی اتفاق می‌افتد).

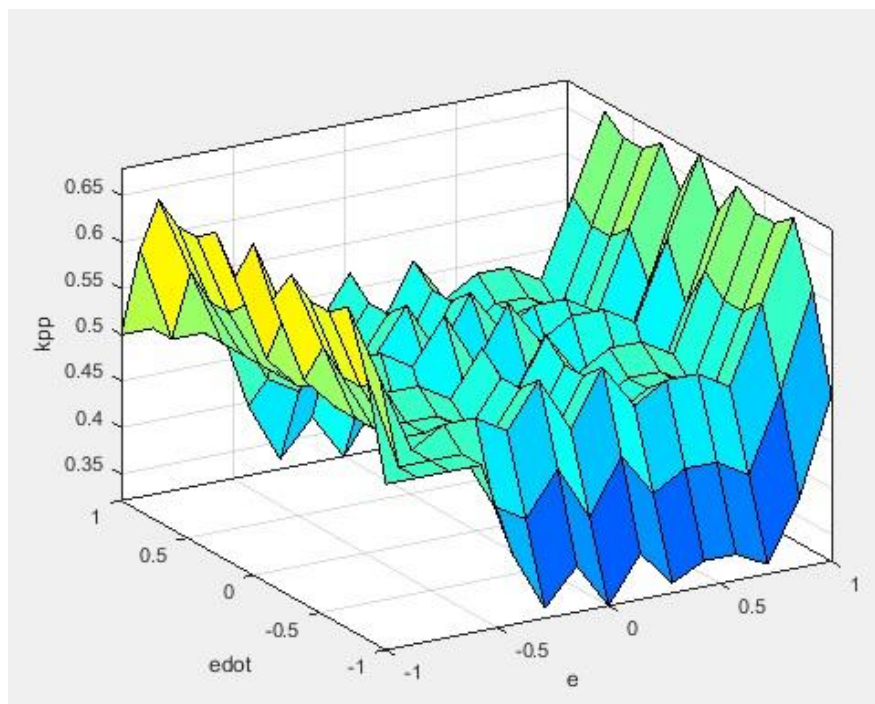
$$\left\{ \begin{array}{l} K_i = \frac{K_p^2}{\alpha K_d} \\ \alpha = \frac{T_i}{T_d} \end{array} \right. \quad (۴-۳۶)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K'p = \frac{K_p - K_p^{min}}{K_p^{max} - K_p^{min}} \\ K'd = \frac{K_d - K_d^{min}}{K_d^{max} - K_d^{min}} \end{array} \right. \quad (۴-۳۷)$$

همیشه α عددی است مستقل از سیستم ($5 \geq \alpha \geq 2$) در روش زیگلر نیکولز $\alpha = 4$ می‌باشد [۳۷].



شکل ۴-۱۹: نمودارهای ورودی و خروجی کنترل کننده فازی [۳۷]



شکل ۴-۲۰: نمایش سه بعدی قواعد

با توجه به قوانین تجربی و قواعدی تحت عنوان Rules جداول زیر پر می شوند.

$$\begin{aligned}
 &\left\{ \begin{array}{l} \text{Rule } i: \\ \text{If } e \text{ is } A_i \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_i \text{ Then } K'_p \text{ is } \{_{small}^{Big} \\ \text{If } e \text{ is } A_i \text{ and } \dot{e} \text{ is } B_i \text{ Then } K'_d \text{ is } \{_{small}^{Big} \\ \alpha = 2, 3, 4, 5 \end{array} \right. \quad (38-4)
 \end{aligned}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu_{small} = -1/4 \ln(x) = \min(-1/4 \ln(x), 1) \\ \mu_{Big} = -1/4 \ln(1-x) = \min(-1/4 \ln(1-x), 1) \\ \sum \mu_i = 1 \quad \mu_{A_i}(e) \cdot \mu_{B_i}(\dot{e}) = \mu_i \end{array} \right. \quad (39-4)$$

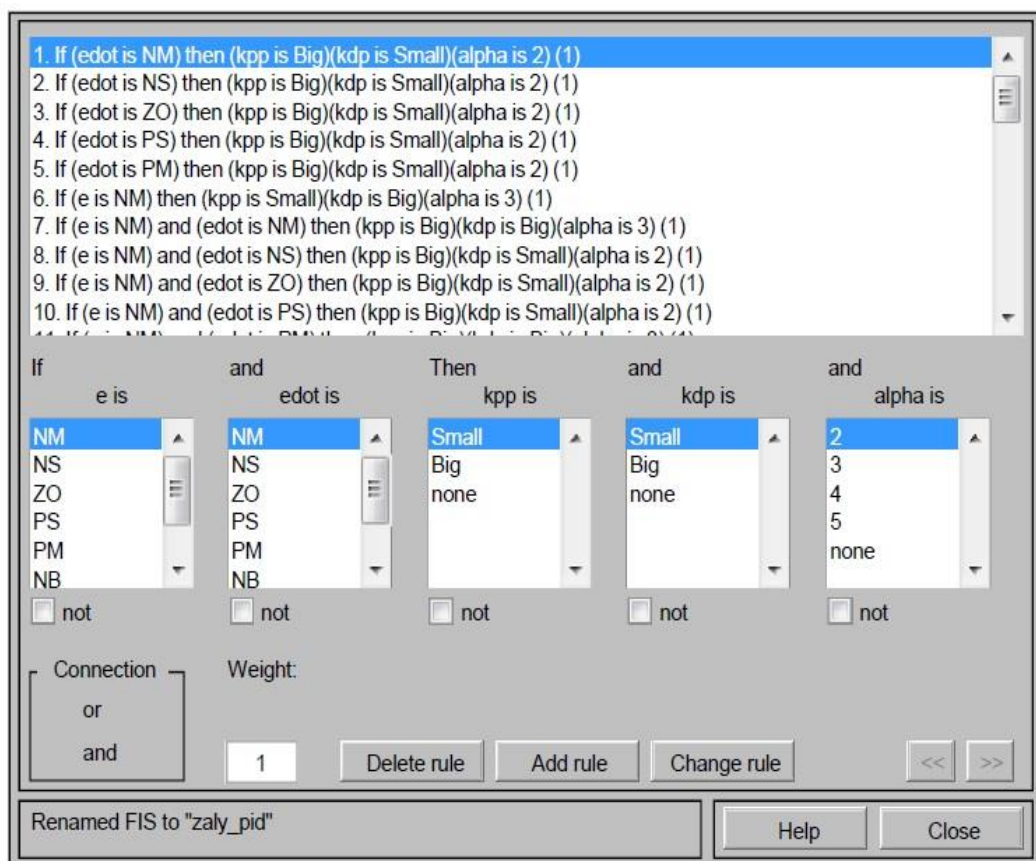
$$\left\{ \begin{array}{l} K'_p = \sum_i \mu_i \cdot K'_{p_i} \\ K'_d = \sum_i \mu_i \cdot K'_{d_i} \\ \alpha = \sum_i \mu_i \cdot \alpha_i \\ K_p = K_p^{min} + (K_p^{max} - K_p^{min}) K'_p \end{array} \right. \quad (40-4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_d = K_d^{min} + (K_d^{max} - K_d^{min}) K'_d \\ K_i = \frac{K_p^2}{\alpha K_d} \end{array} \right. \quad (4-41)$$

با یک قاعده‌ای که از زیگلر نیکولز گرفته شده مقدار K_p^{min} و K_p^{max} و K_d^{min} و K_d^{max} تعیین می‌شود.

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p^{min} = 0.32 Ku \quad K_d^{min} = 0.08 KuTu \\ K_p^{max} = 0.6 Ku \quad K_d^{max} = 0.15 KuTu \end{array} \right. \quad (4-42)$$

نکته مهم: در واقع در منطق فازی تمامی حالات جدول زیگلر نیکولز را با زمان‌های اعمالی متفاوت بسته به درخواست سیستم می‌توان داشت تا سیستم در بهترین حالت خود قرار داشته باشد [۳۷].



شکل ۴-۲۱: پنجره مربوط به تعریف جداول در متلب

جدول ۴-۴: تنظیمات مربوط به K_p'

B=Big M=Medium O=Zero S=Small $e(k)$	$\Delta e(k)$							
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	S	B	B	B	B	B	S
	NS	S	S	B	B	B	S	S
	ZO	S	S	S	B	S	S	S
	PS	S	S	B	B	B	S	S
	PM	S	B	B	B	B	B	S
	PB	B	B	B	B	B	B	B

با اجرای فرمان متنی FUZZY در نرم افزار متلب و تعاریف مربوط به توابع ورودی و خروجی طبق جداول زیر سیستم کنترلی PID با مقادیر ضرایب تعیین و مشخص می شود.

جدول ۴-۵: تنظیمات مربوط به K_d'

$e(k)$	$\Delta e(k)$							
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	NB	S	S	S	S	S	S	S
	NM	B	B	S	S	S	B	B
	NS	B	B	B	S	B	B	B
	ZO	B	B	B	B	B	B	B
	PS	B	B	B	S	B	B	B
	PM	B	B	S	S	S	B	B
	PB	S	S	S	S	S	S	S

جدول ۴-۶: تنظیمات مربوط به α

$e(k)$	$\Delta e(k)$							
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	NB	2	2	2	2	2	2	2
	NM	3	3	2	2	2	3	3
	NS	4	3	3	2	3	3	4
	ZO	5	4	3	3	3	4	5
	PS	4	3	3	2	3	3	4
	PM	3	3	2	2	2	3	3
	PB	2	2	2	2	2	2	2

با اعمال ضرایب کنترلی PID که به صورت ON LINE با مقایسه مقدار خطا و مشتق اش مدام تغییر می کنند تا مقدار خطا به صفر نزدیک شود و خروجی سیستم در حالت پایدار و ثابت باقی بماند [۳۷].

فصل پنجم: شبیه‌سازی و ارائه نتایج

۵-۱- مقدمه

به‌منظور نشان دادن عملکرد منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با استفاده از مبدل ماتریسی دوپل و مطابقت آن با تئوری ساختار مبدل ماتریسی دو پل از نرم‌افزار Matlab در محیط Simulink استفاده شده است. شایان‌ذکر است در روند انجام این شبیه‌سازی از انجام ساده‌ترین الگوریتم‌های کلید زنی تا حصول پیشرفته‌ترین روش‌های کلید زنی که نهایتاً منجر به بهترین جواب ممکن بود آزمایش گردید و خروجی‌های آن ثبت گردیده که نهایتاً بهترین حالت ممکن در این پایان‌نامه ذکر شده است.

به دلیل اینکه برگشت توان در مبدل ۱۸ کلیده برقرار است و در ۱۲ کلیده برقرار نیست ولی از طرفی کاهش تعداد کلیدها باعث کاهش زمان کلید زنی و تلفات گرمایی آن می‌شود که در اینجا مهم‌تر می‌باشد لذا تمامی شبیه‌سازی‌های حلقه باز و حلقه بسته آن در حالت ۱۲ کلیده انجام شد و در نهایت مدار موردنظر نیز همین مدار خواهد بود. البته برای حصول و محقق شدن این امر شرط $i_{dc} \geq 0$ بایستی برقرار باشد که در اینجا برقرار است.

در روند شبیه‌سازی منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل اثرات ناگهانی تغییر بار خروجی و تغییرات ناگهانی منبع ولتاژ ورودی نیز در نظر گرفته شد. کلیه شبیه‌سازی‌ها بر اساس مدولاسیون کنترلی SVPWM انجام گردیده و در بخش سیستم کنترلی آن هر دو روش استفاده از کنترل گر PI و کنترل گر منطق فازی مورد استفاده بوده است.

۵-۲- شبیه‌سازی منبع ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده:

مشخصات مبدل پی‌شنهادی مربوط به شبیه‌سازی در جدول ۵-۱ آمده است. به‌منظور دستیابی به کلیه‌های غی‌رای‌ده‌آل دوطرفه، باقابلیت انسداد ولتاژ و هدایت جری‌ان در دو طرف، از دو ترانزیستور MOSFET با پارامترهای واقعی که به‌صورت موازی و معکوس به هم متصل شده‌اند استفاده شده است.

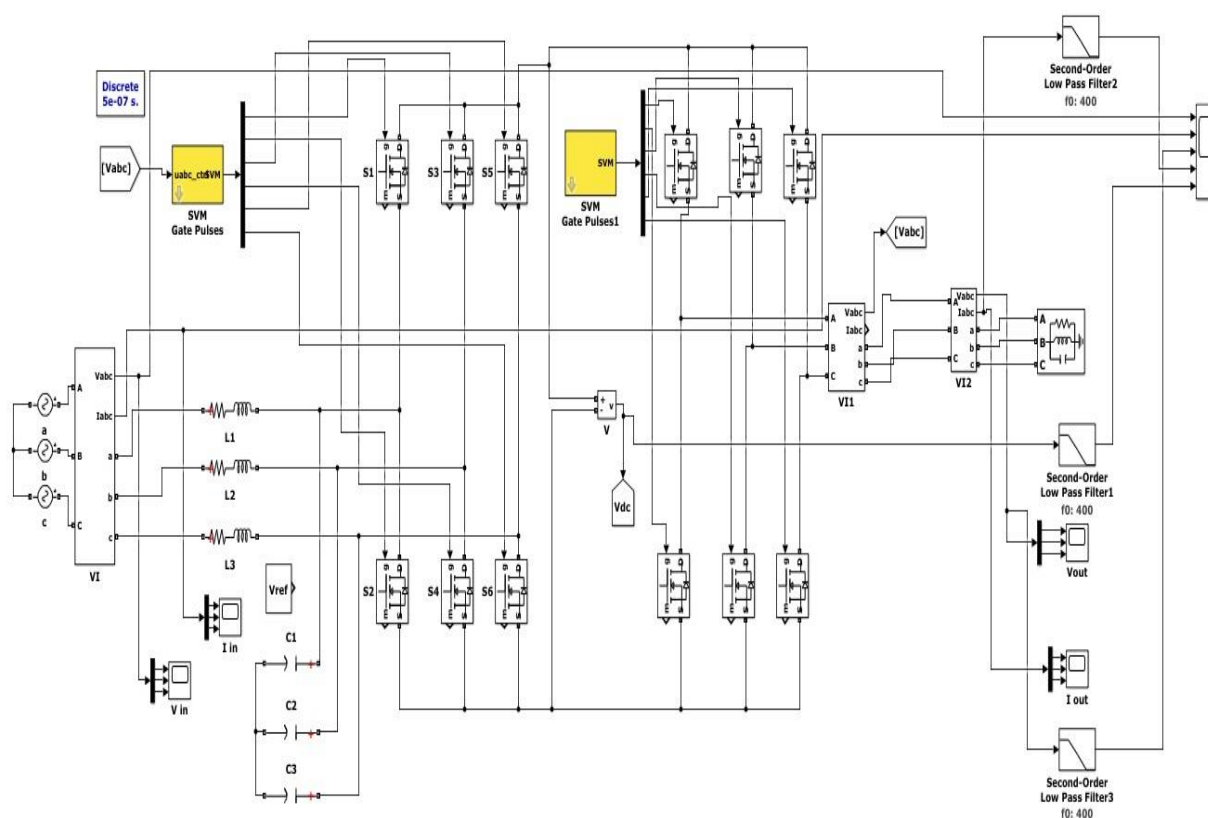
در این شبیه‌سازی دامنه و فرکانس ورودی منبع تغذیه به ترتیب ۲۲۰ ولت و ۵۰ هرتز می‌باشد؛ و همچنین برای دامنه و فرکانس خروجی منبع تغذیه به ترتیب ۱۱۵ ولت و ۴۰۰ هرتز می‌باشد. لذا در داخل نرم‌افزار $V_{SET-POINT} = 115 \text{ to } 120 \text{ v}$ تنظیم گردیده است.

جدول ۵-۱: پارامترهای شبیه‌سازی منبع تغذیه ۴۰۰ هرتز با مبدل ماتریسی دوپل

220 V_{rms}	ولتاژ ورودی	
115 V_{rms}	ولتاژ خروجی	
50Hz	فرکانس ورودی	
400Hz	فرکانس خروجی	
0.7 mH	L_{IN}	فیلتر ورودی مبدل ماتریسی
3 μF	C_{IN}	
0.9 Ω	R_{IN}	
1V	$V_{forward}$	پارامترهای کلید
1000V	ولتاژ قابل تحمل	
4500 A	جریان قابل تحمل	
1 Ω	R_{on}	
1s	t_{fall}	
2s	t_{tail}	
10 Ω	$RSnubber$	
22mF	$CSnubber$	
75mH	L_{Load}	بار خروجی
12 Ω	R_{Load}	

با توجه به این که با کاهش تعداد کلیدها میزان تلفات ناشی از کلید زنی کاهش می‌یابد و نیز زمان کلیدزنی نهایی هم کاهش می‌یابد و در ضمن اگر برگشت توان مدنظر نباشد می‌توان شبیه‌سازی‌ها را بر اساس ۱۲ کلید انجام داد. این کار را برای هردو کنترل گر PI موازی و کنترل گر فازی انجام داده و نتایج را باهم مقایسه می‌کنیم.

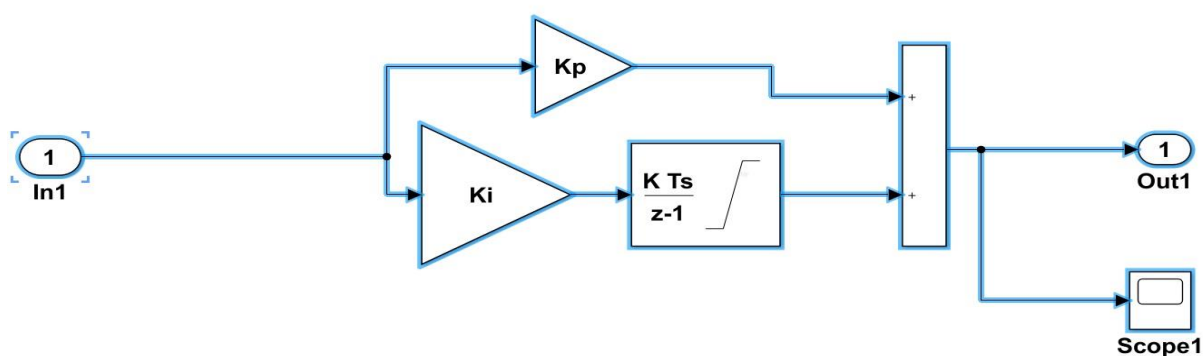
در کلیه شبیه‌سازی‌ها مقدار THD ولتاژ و جریان‌ها برای هارمونیک‌های موجود در بازه صفر تا ۱۰۰۰ هرتز محاسبه شده‌اند. برای ولتاژ و جریان خروجی ۳۶ سیکل و از $t=0.01$ s و برای ولتاژ و جریان ورودی ۴ سیکل در نظر گرفته شده است. فرکانس کلیدزنی ۱۰ کیلو هرتز است.



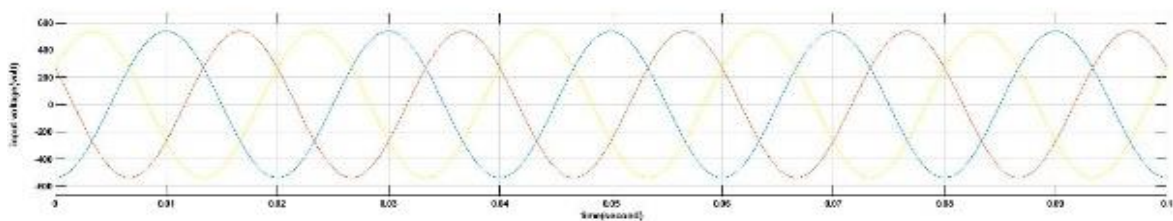
شکل ۵-۱: شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل، در محیط Simulink

۵-۲-۱- استفاده از کنترل گر PI موازی:

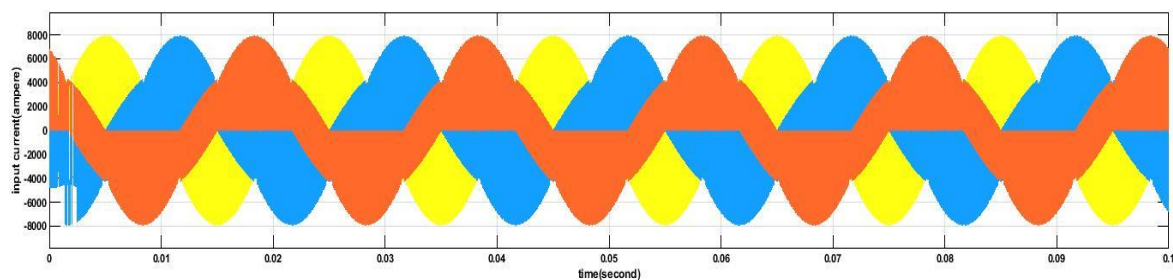
در کنترل گرهای PI بر اساس سعی و خطا و کاملاً به صورت تجربی ضرایب کنترلی تعیین می‌شوند ولی در سیستم کنترل فازی این ضرایب به صورت برنامه‌ای تعیین می‌گردد و سعی شده با توجه به کیفیت



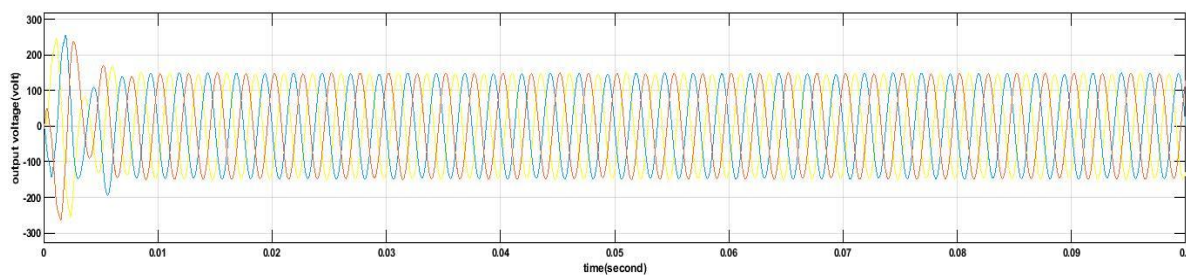
شکل ۵-۲: کنترل گر PI مورد استفاده در شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل



شکل ۵-۳: شکل موج ولتاژ ورودی مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI

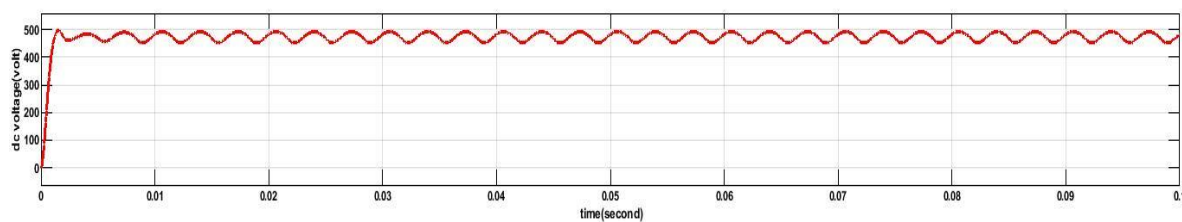


شکل ۵-۴: شکل موج جریان ورودی مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI

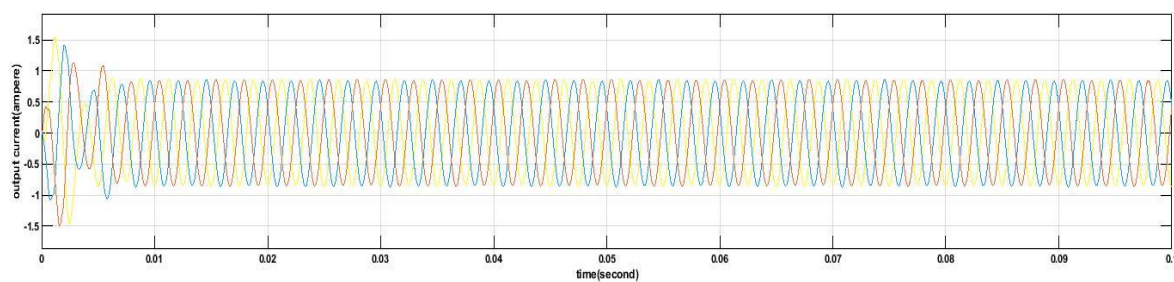


شکل ۵-۵: شکل موج ولتاژ خروجی مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI

خروجی بهینه‌ترین اعداد معین شود که این امر باعث افزایش زمان شبیه‌سازی در سیستم با کنترل فازی نسبت به PI گردد.

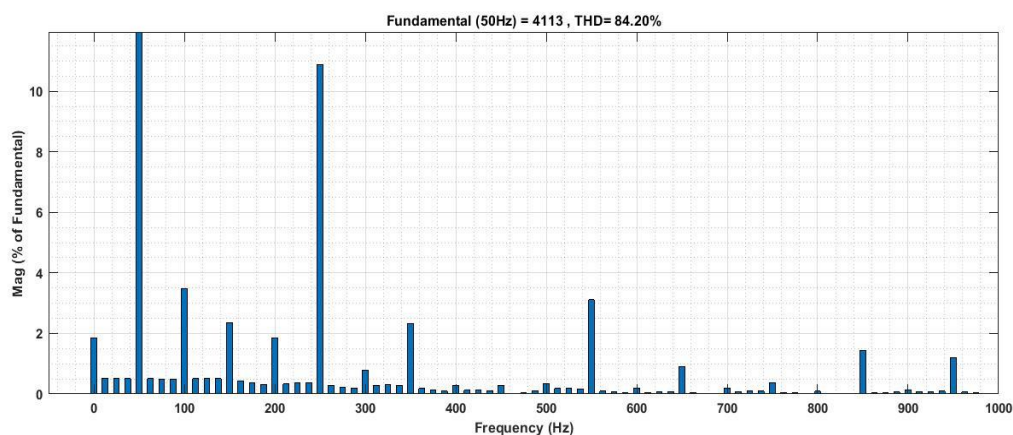


شکل ۵-۶: شکل موج ولتاژ dc مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI

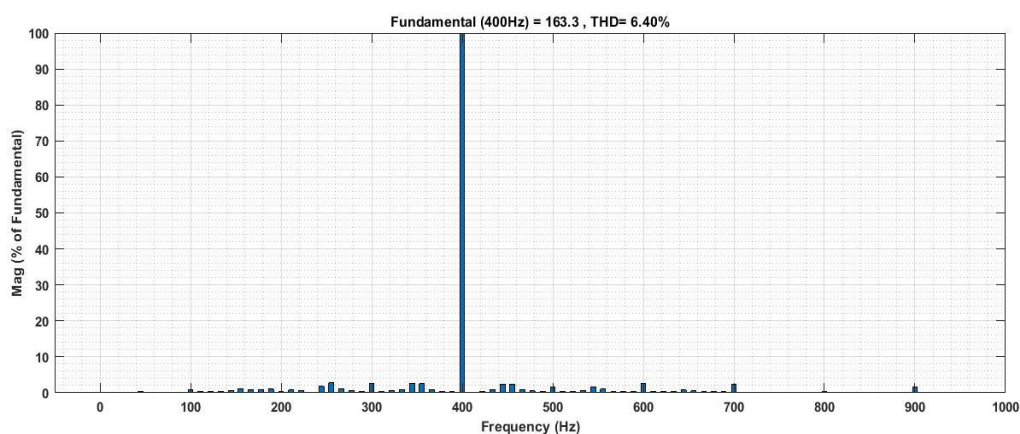


شکل ۵-۷: شکل موج جریان خروجی مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI

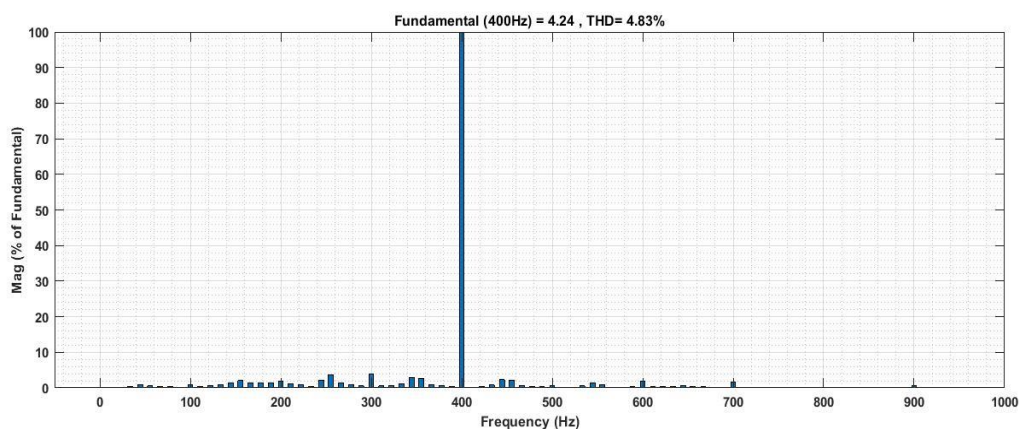
همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود شکل موج ولتاژ ورودی شکل موجی باکیفیت و شکل موج‌های خروجی نیز پس از گذشت زمان گذرای اولیه (حدوداً $t=0.005$) به حالت ثابت باکیفیت مطلوب می‌رسد.



شکل ۵-۸: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI



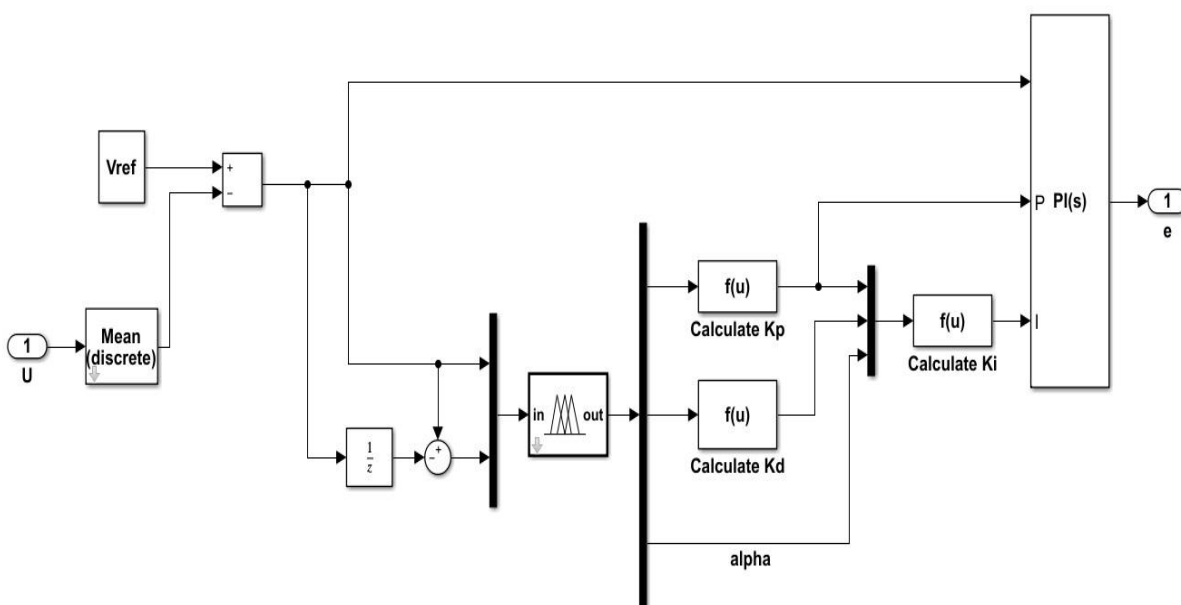
شکل ۵-۹: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI



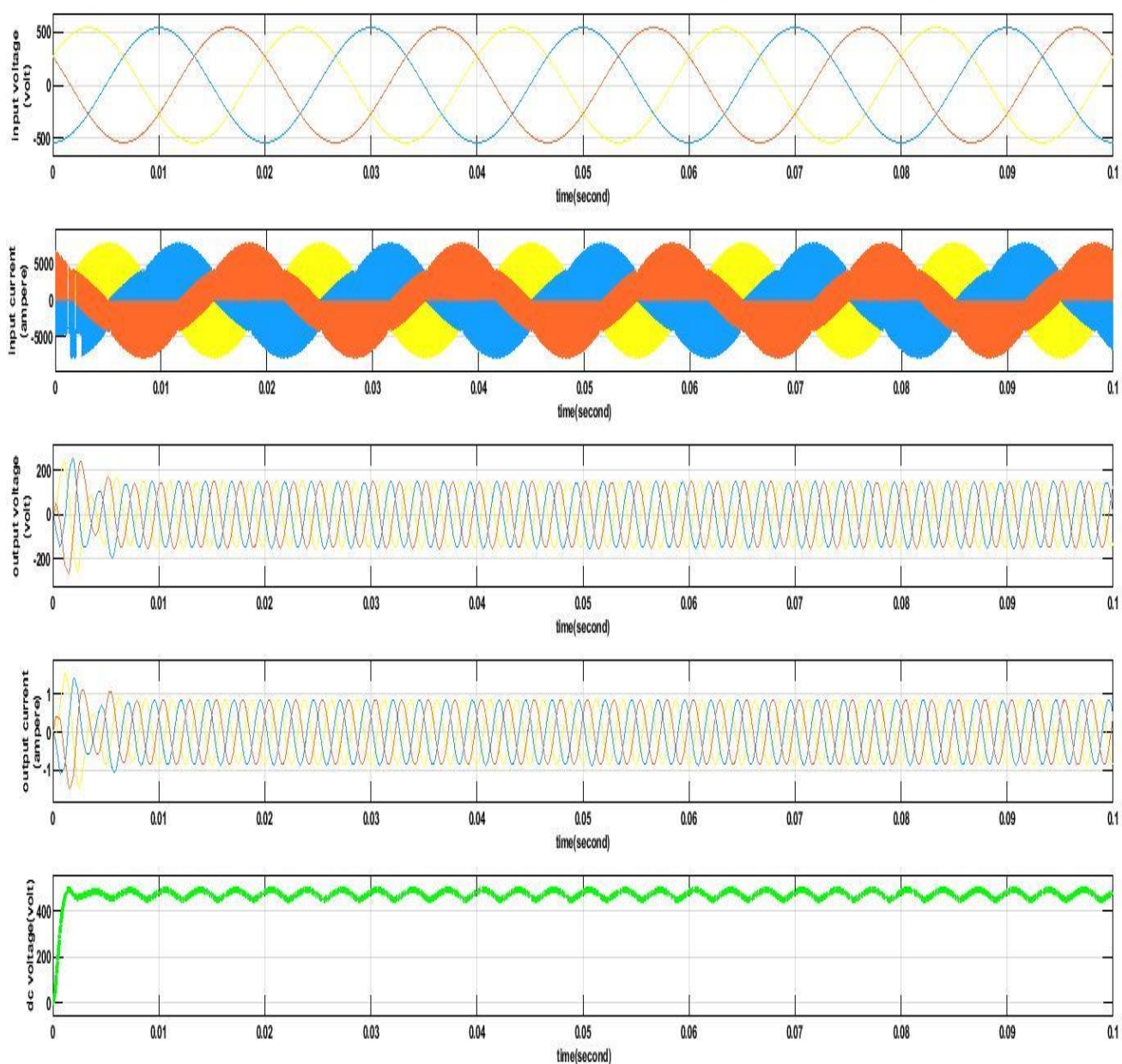
شکل ۵-۱۰: آنالیز FFT برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI

	THD%	مقدار ولتاژ و جریان
$I_{in} (A)$	٪.۸۴/۲	۴۱۱۳
$V_{out} (V)$	٪.۶/۴	۱۶۳/۳
$I_{out} (A)$	٪.۴/۸۳	۴/۲۴

همان‌طور که در فصل چهارم نیز در خصوص این کنترل‌کننده توضیح داده شد با استفاده از تعاریفی که در سیستم فازی (که البته منحصر به فرد نیست و امکان یافتن تعاریفی که باعث ثبت خروجی بهتر و دقیق‌تر نیز باشد وجود دارد) می‌توان به شکل موج‌های با کیفیت بالاتر دست یافت. تنها ایراد این سیستم نسبت به سیستم PI همان‌طور که در قبل نیز گفته شد. افزایش زمان شبیه‌سازی در این روش به دلیل محاسبه پیچیده‌تر ضرایب کنترل‌کننده PID است. شکل (۵-۱۱) کنترل‌گر فازی مورد استفاده در شبیه‌سازی این رساله است که ضرایب همان‌طور که در فصل قبل توضیح داده شد تعیین می‌گردد.

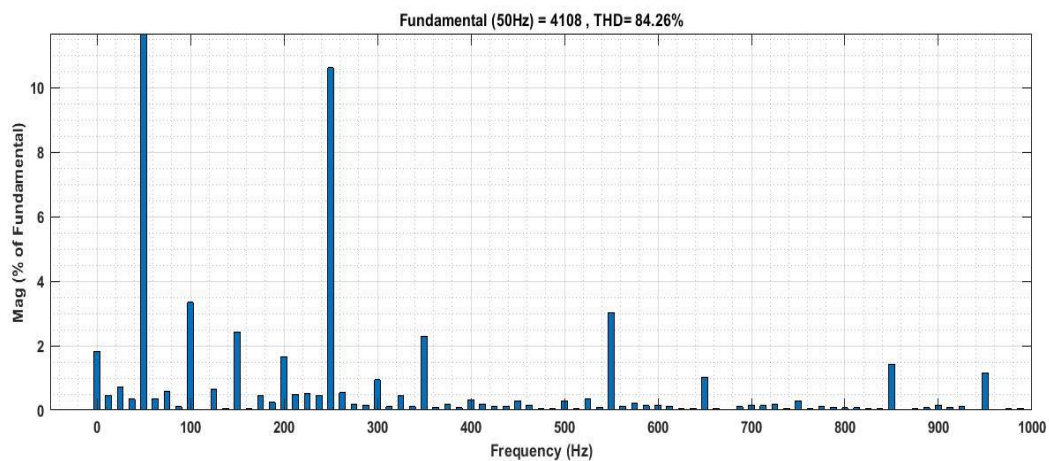


१५

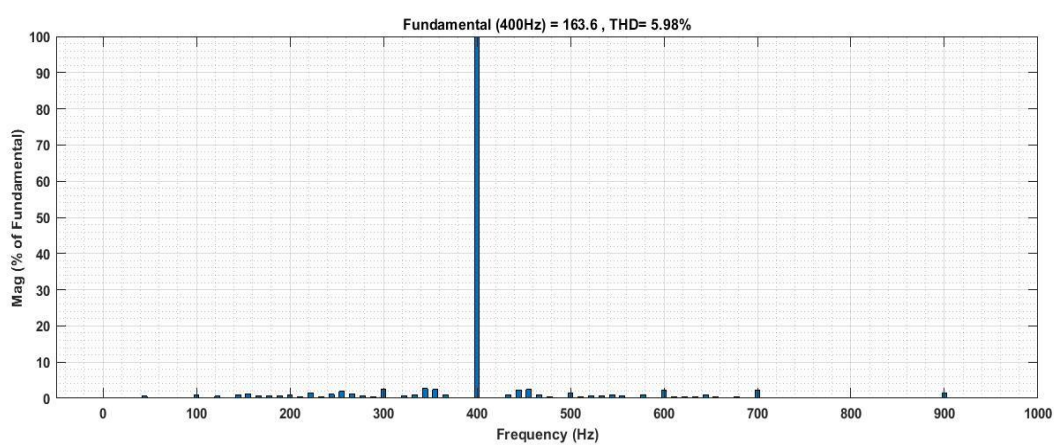


شکل ۵-۱۲: شکل موج‌های مربوط به شبیه‌سازی مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر فازی

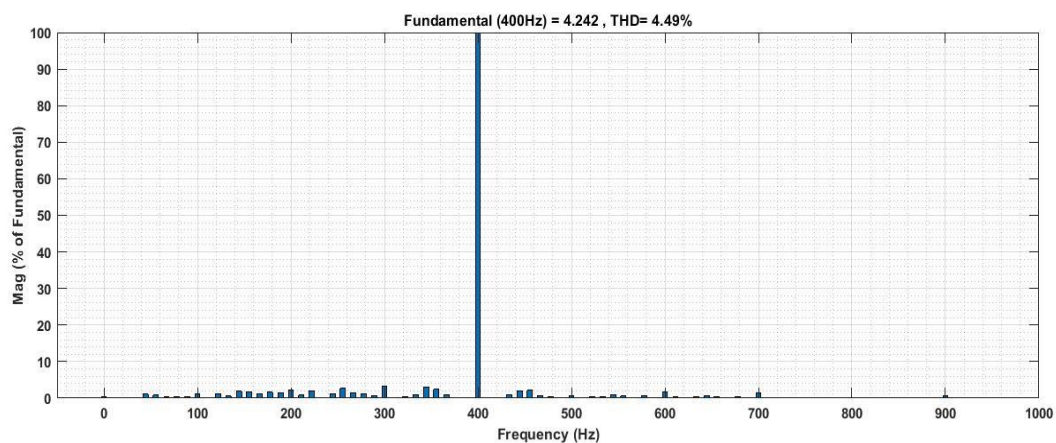
با توجه به شکل (۵-۱۲) شکل موج‌های خروجی دارای کیفیت بالایی بوده و پس از آنالیز آن‌ها نسبت به کنترل گر PI دیده خواهد شد که حتی نسبت به آن نیز دارای کیفیت بالاتری هستند.



شکل ۵-۱۳: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گرافازی



شکل ۵-۱۴: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گرافازی



شکل ۵-۱۵: آنالیز FFT برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گرافازی

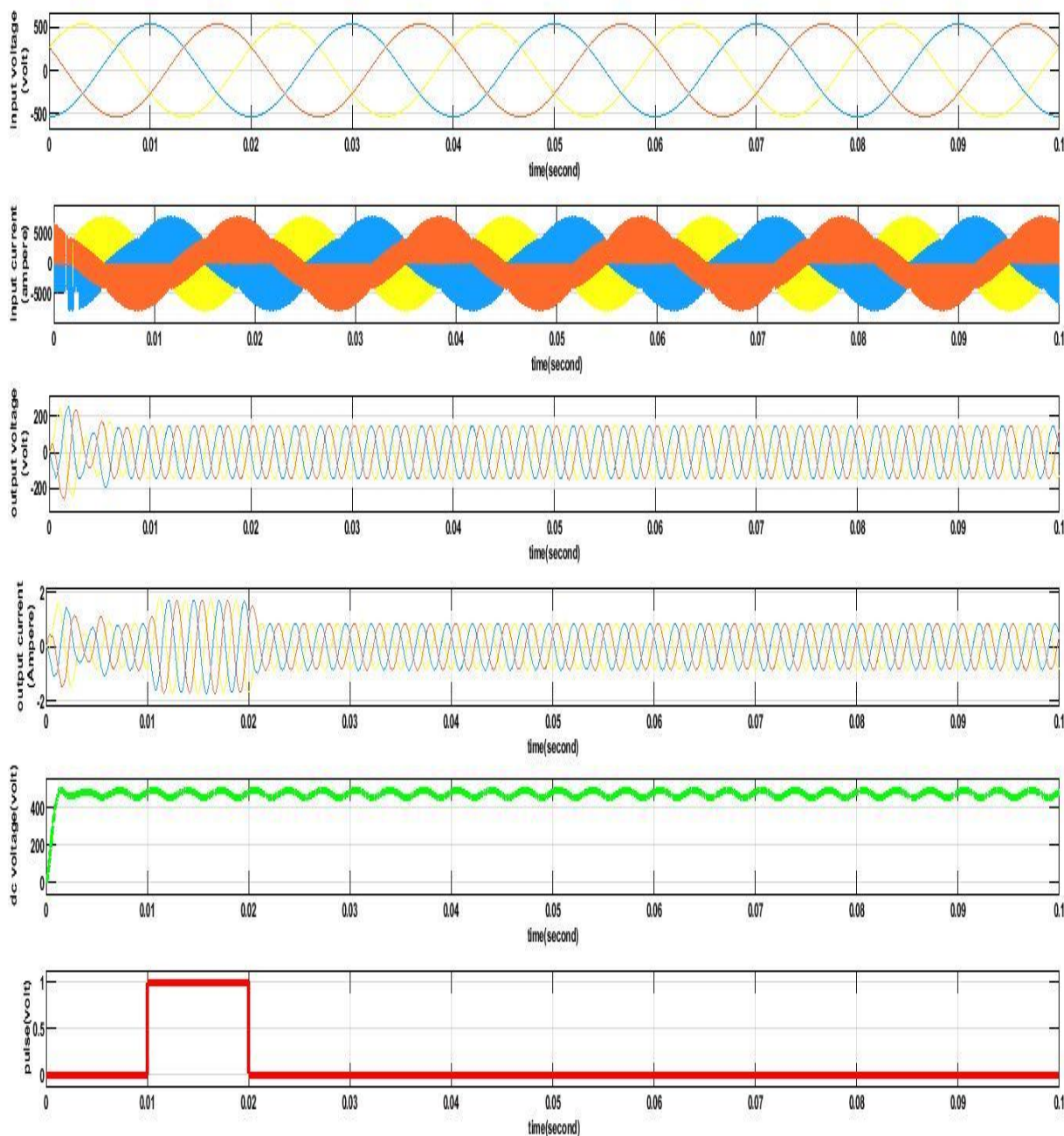
	THD%	مقدار ولتاژ و جریان
I_{in} (A)	٪.۸۴/۲۶	۴۱۰.۸
V_{out} (V)	٪.۵/۹۸	۱۶۳/۶
I_{out} (A)	٪.۴/۴۹	۴/۲۴۲

۵-۳- اثر تغییر بار ناگهانی:

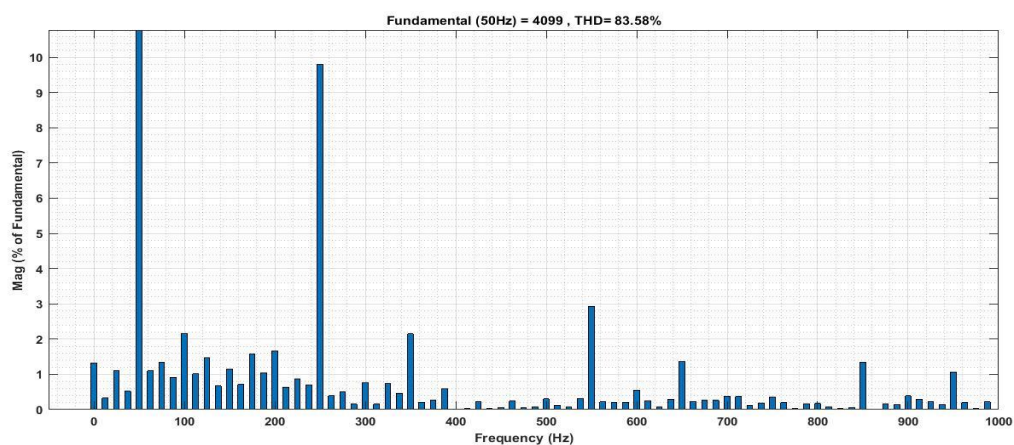
97

۵-۳-۱- اثر تغییر بار ناگهانی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر PI:

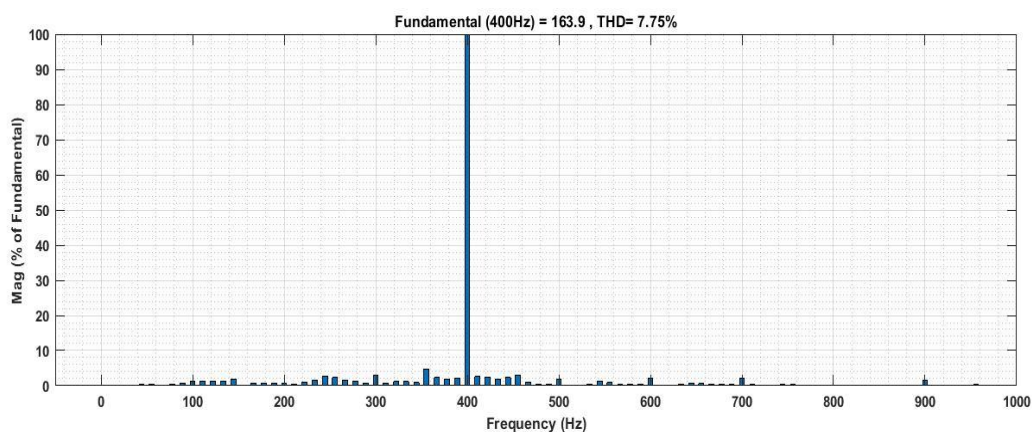
همان‌طور که در شکل ۵-۱۷ دیده می‌شود به محض اعمال این پالس در $t = 0.01$ s تغییر دامنه در جریان خروجی دیده می‌شود ولی شکل موج و کیفیت آن زیاد تغییر نمی‌کند به دلیل مسیر پس‌خور و کنترلی ولتاژ خروجی شکل و دامنه ولتاژ خروجی همان‌طور که در شکل دیده می‌شود ثابت باقی‌مانده که جزو مزیت‌های این طراحی و شبیه‌سازی به حساب می‌آید.



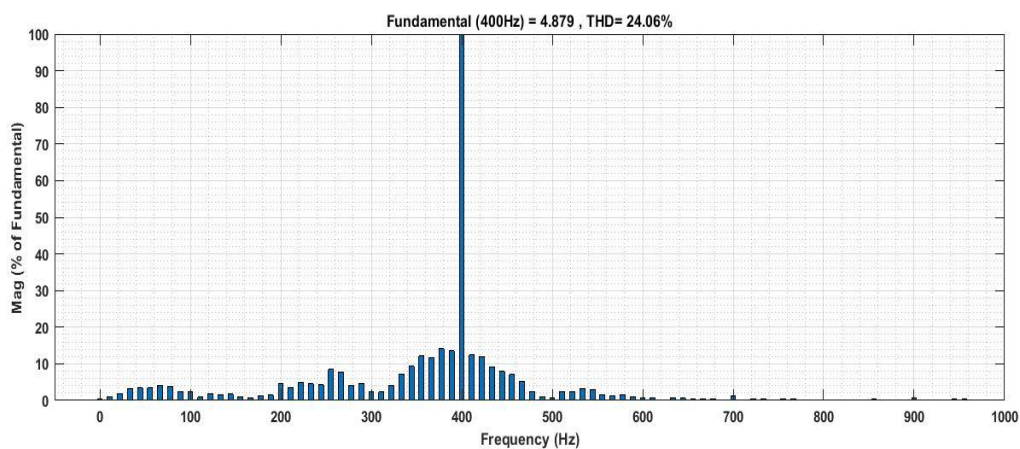
شکل ۵-۱۷: شکل موج‌های شبیه‌سازی تغییر بار مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گر PI



شکل ۵-۱۸: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI



شکل ۵-۱۹: آنالیز FFT تغییر بار برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI



شکل ۵-۲۰: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل گر PI

جدول ۵-۴: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با تغییر بار و کنترل گر PI

مقدار ولتاژ و جریان	THD%	
۴۰۹۹	٪۸۳/۵۸	$I_{in} (A)$
۱۶۳/۹	٪۷/۷۵	$V_{out} (V)$
۴/۸۷۹	٪۲۴/۰۶	$I_{out} (A)$

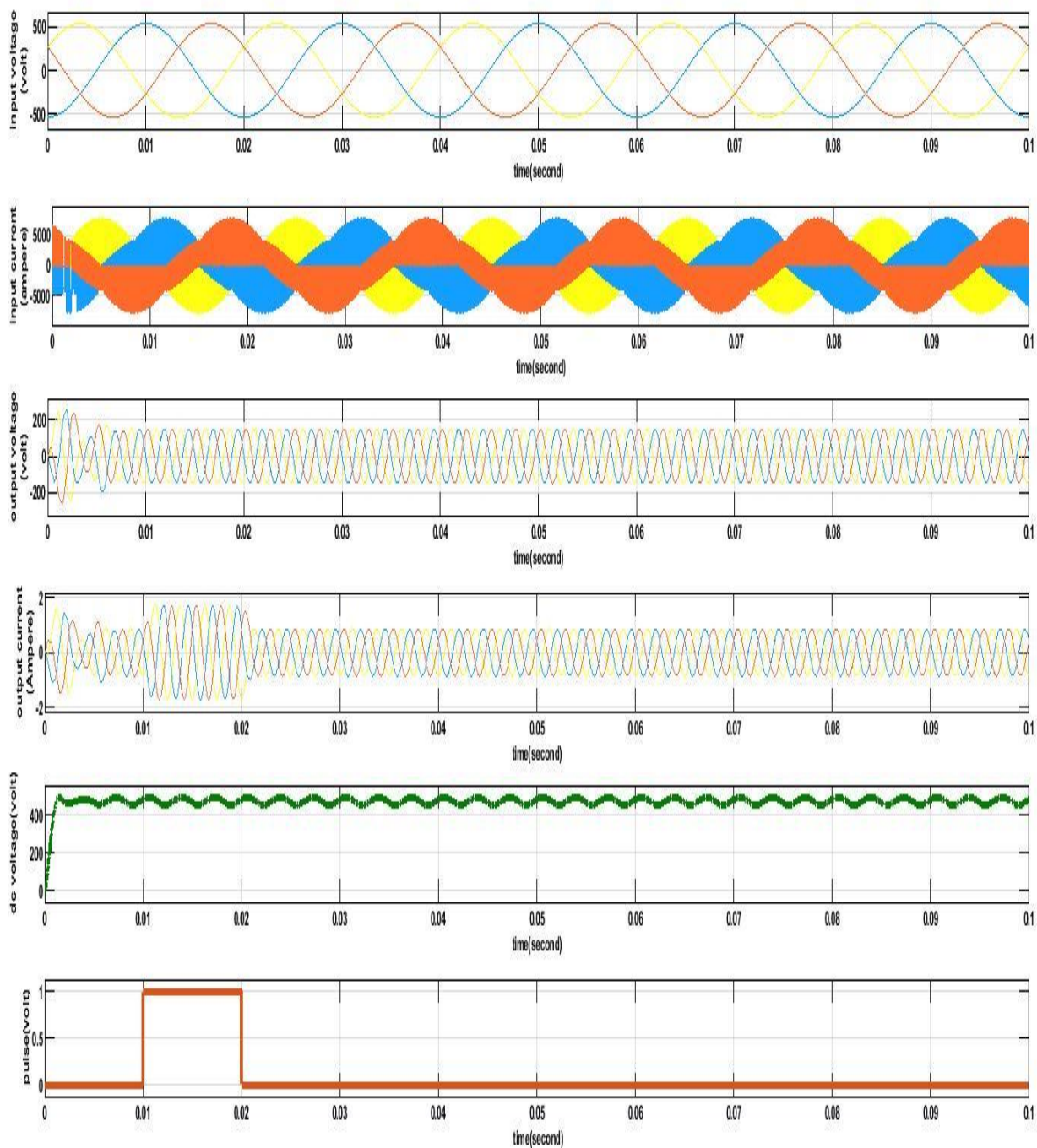
مقادیر جدول (۵-۴) از روی آنالیز FFT مربوطه حاصل شده که با مقادیر کنترل گر فازی مقایسه خواهد شد.

۵-۳-۲- اثر تغییر بار ناگهانی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل گر فازی:

اثرات تغییر ناگهانی بار خروجی سه فاز و تک فاز در منبع تغذیه با کنترل گر فازی هم همان‌طور که در شکل (۵-۲۱) دیده می‌شود دقیقاً مثل کنترل کننده PI است با THD پایین‌تر در شکل موج خروجی و کیفیت بهتر شکل موج ولتاژ و جریان خروجی که این مطلب مؤید مناسب بودن این روش کنترلی نسبت به PI است. در اینجا نیز طولانی بودن زمان شبیه‌سازی نسبت به PI جزو معایب محسوب می‌شود ولی به خاطر کیفیت و دقت شکل موج خروجی قابل اغماض است.

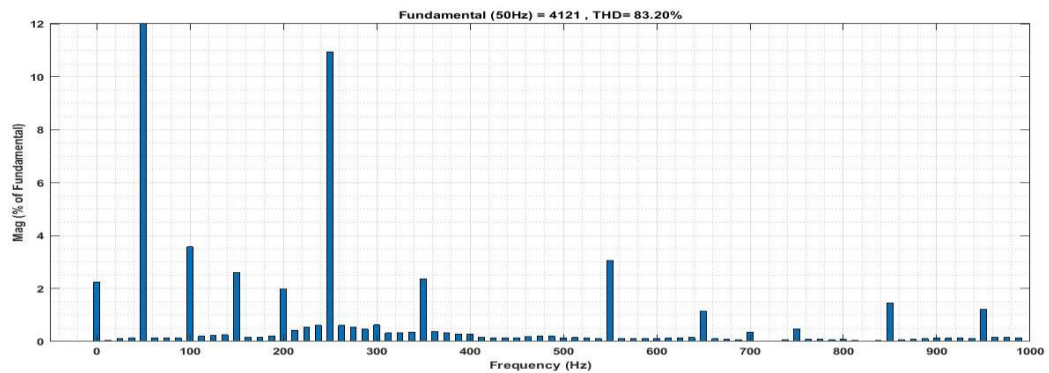
نتیجه‌گیری از آنچه که در این فصل بررسی شد این است که با یک دسته کد نویسی و برنامه‌نویسی minimal شده می‌توان به یک خروجی باکیفیت دست یافت آن‌چنان که در اینجا حاصل شده است. از طرفی با انتخاب نوع کنترل کننده‌ای که از مسیر پس‌خور ولتاژ خروجی میزان خروجی را کنترل می‌کند می‌توان به کیفیت بالاتر رسید که در برنامه‌ریزی کنترل گر فازی به‌وضوح این امر مشاهده گردید. از طرفی در روش svpwm با توجه به هارمونیک‌های مزاحم لزوم استفاده از فیلترهای مناسب ضروری به نظر می‌رسد.

در ضمن بار خروجی مبدل ماتریسی خود مانند یک فیلتر پایین گذر عمل می‌کند که می‌تواند باعث کاهش دامنه هارمونیک‌های مزاحم خروجی شود.

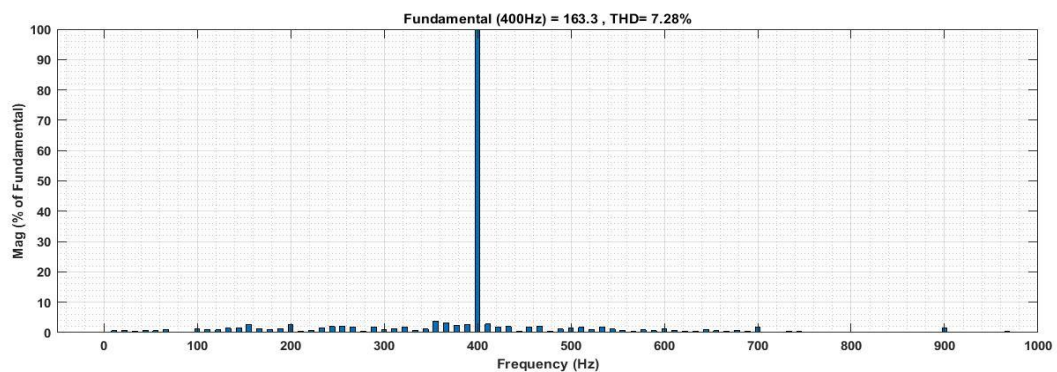


شکل ۵-۲۱: شکل موج‌های شبیه‌سازی تغییر بار مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با کنترل گرافازی

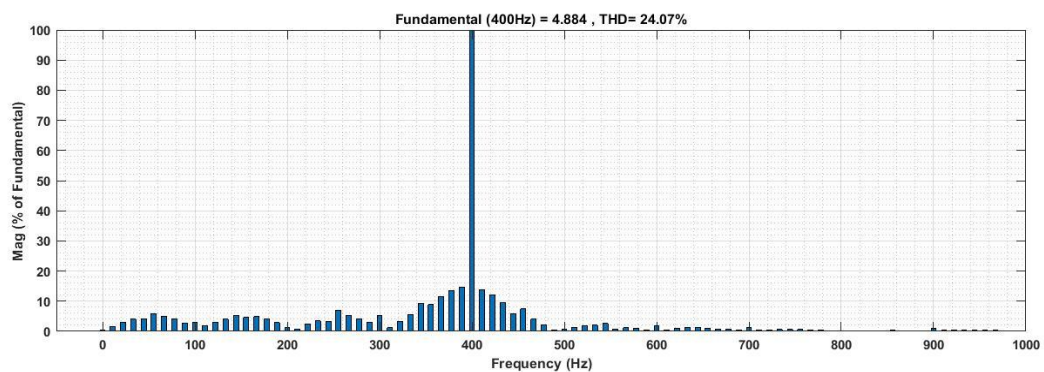
آنچه در این شبیه‌سازی مورد توجه قرار گرفت که آن را از سایر کارهای صورت پذیرفته در این زمینه متمایز می‌سازد استفاده از روش کنترل بردار فضایی با بهترین کیفیت خروجی و کم‌ترین تغییرات در قبال تغییر بار و تغییر ولتاژ ورودی است. از طرفی با کنترل‌گر فازی دامنه خروجی با کمترین ریبیل ممکن محقق می‌گردد که در شبیه‌سازی‌ها قابل‌رویت بود.



شکل ۵-۲۲: آنالیز FFT برای جریان ورودی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل‌گر فازی



شکل ۵-۲۳: آنالیز FFT برای ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل‌گر فازی



شکل ۵-۲۴: آنالیز FFT تغییر بار برای جریان خروجی مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با کنترل‌گر فازی

جدول ۵-۵: مقادیر مربوط به آنالیز FFT مبدل ماتریسی ۱۲ کلیده با تغییر بار و کنترل گر فازی

مقدار ولتاژ و جریان	THD%	
۴۱۲۱	٪۸۳/۲۰	$I_{in} (A)$
۱۶۳/۳	٪۷/۲۸	$V_{out} (V)$
۴/۸۸	٪۲۴/۰۷	$I_{out} (A)$

از مقایسه جداول (۴-۵) و (۵-۵) می‌توان دریافت که کنترل گر فازی در اینجا نیز عملکرد بهتری نسبت به PI دارد و همچنین منبع تغذیه نسبت به تغییرات بار مقاوم بوده و خروجی ثابت و یکنواختی می‌دهد.

۵-۴- اثر تغییر مقدار منبع ورودی:

یکی از مهم‌ترین خصایص یک منبع تغذیه خوب این است که در مقابل تغییرات مقدار منبع ورودی از خود مقاومت نشان داده و دستخوش تغییرات وسیع نگردد. در اینجا برای آزمایش این موضوع در هر دو حالت کنترل گری یعنی فازی و PI این موضوع بررسی شد و مقادیر ولتاژ و جریانی خروجی اندازه‌گیری و در دو جدول ۵-۶ و ۵-۷ آورده شده است.

جدول ۵-۶: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل کننده PI

ولتاژ ورودی (ولت)	ولتاژ خروجی (ولت)	THD _V (درصد.٪)	جریان خروجی (آمپر)	THD _I (درصد.٪)
۱۶۰	۱۱۳/۹	۵/۷	۲/۹۵۷	۳/۹
۲۰۰	۱۱۵/۶	۴/۹	۳/۰۰۳	۳/۷۳
۲۲۰	۱۱۵/۹	۶/۵۱	۲/۹۸۸	۵/۱۶
۲۶۰	۱۱۹/۲	۵/۵۹	۳/۱۰۲	۴/۱۴
۳۶۰	۱۲۲/۱	۳/۳۹	۳/۱۷	۲/۵۲

جدول ۵-۷: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی در مبدل ماتریسی دوپل با کنترل‌کننده فازی

ولتاژ ورودی (ولت)	ولتاژ خروجی (ولت)	THD _V (درصد/)	جریان خروجی (آمپر)	THD _I (درصد/)
۱۶۰	۱۱۴/۳	۵/۸۹	۲/۹۱	۴/۳۵
۲۰۰	۱۱۶/۷	۴/۷۶	۳/۰۲۶	۳/۵۴
۲۲۰	۱۱۵/۷	۵/۹۸	۲/۹۹۹	۴/۴۹
۲۶۰	۱۱۴/۳	۵/۸۹	۲/۹۷۱	۴/۳۵
۳۶۰	۱۲۲/۳	۳/۴۵	۳/۱۷۴	۲/۵۷

همان‌طور که در جداول مشاهده می‌گردد باوجود تغییرات ولتاژی در منبع ورودی مبدل ماتریسی دوپل خروجی‌های تقریباً ثابت و یکدستی هم از نظر ولتاژ و هم از نظر جریان به ما می‌دهد که مؤید کارایی خوب این مبدل و طراحی آن است. در ضمن در مقادیر ولتاژ نزدیک به ولتاژ اصلی ورودی (۲۲۰ ولت) کنترل‌گر فازی نسبت به PI دارای عملکرد بهتری است.

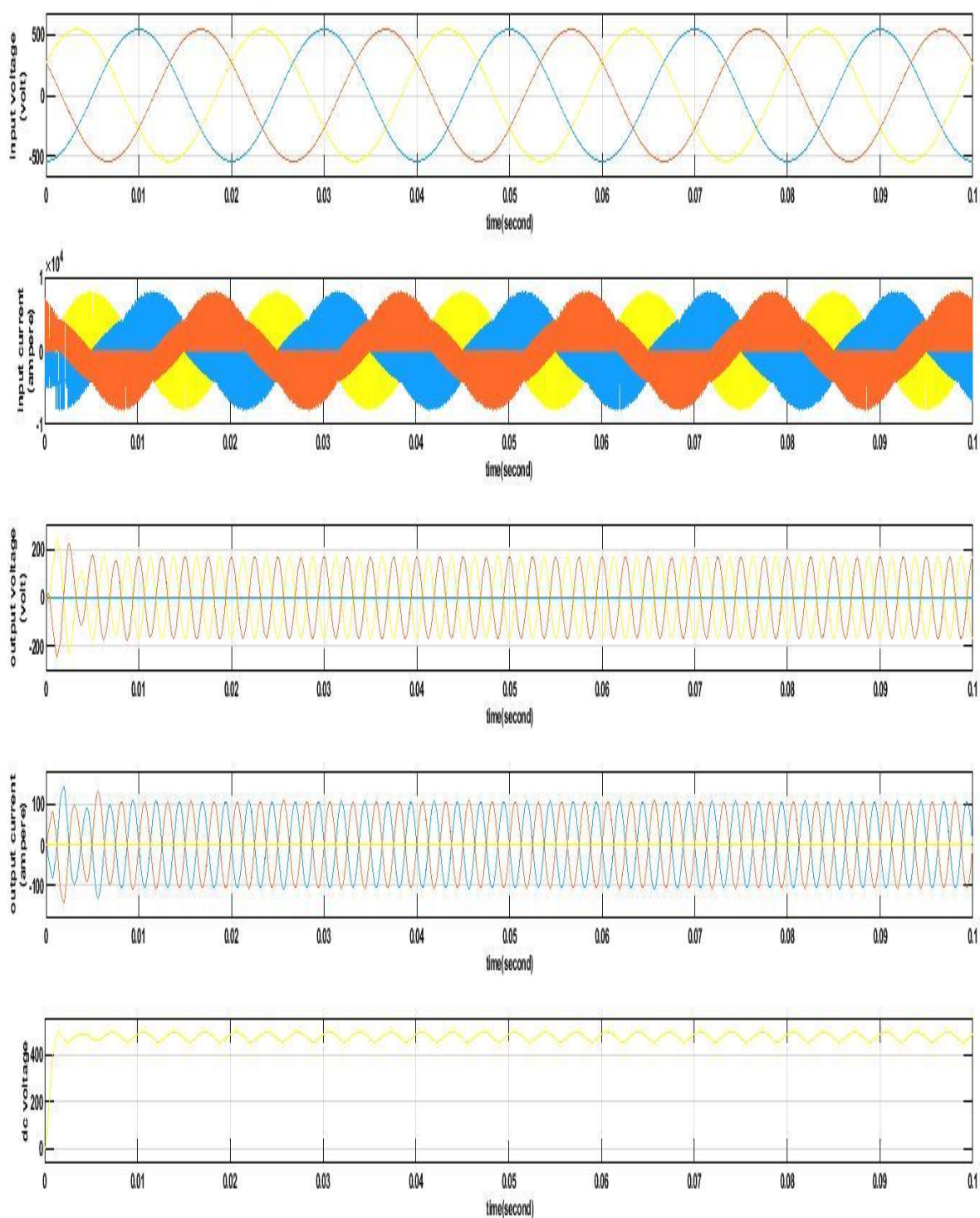
۵-۵-۵- اثر عدم تقارن بار مصرفی:

آنچه که مسلم است در صنعت و خصوصاً صنعت هوانوردی (بالاخص داخل هواپیما) انواع مصرف‌کننده‌های تک فاز و سه فاز وجود دارد که اتصال آنها به منبع تغذیه باعث عدم تقارن در مصرف خواهد شد. لذا منبع ما می‌بایست نسبت به این عدم تقارن پایدار بوده و شکل موج‌های ولتاژ و جریانش ورودی و خروجی کیفیت و حالت خود را حفظ کرده و THD قابل قبولی داشته باشند. برای آزمایش این موضوع از بارهای مختلف در خروجی استفاده گردید که نتایج آن در جدول ۵-۸ آمده است.

جدول ۵-۸: مقادیر ولتاژ و جریان خروجی و ورودی در ازای بارهای مختلف

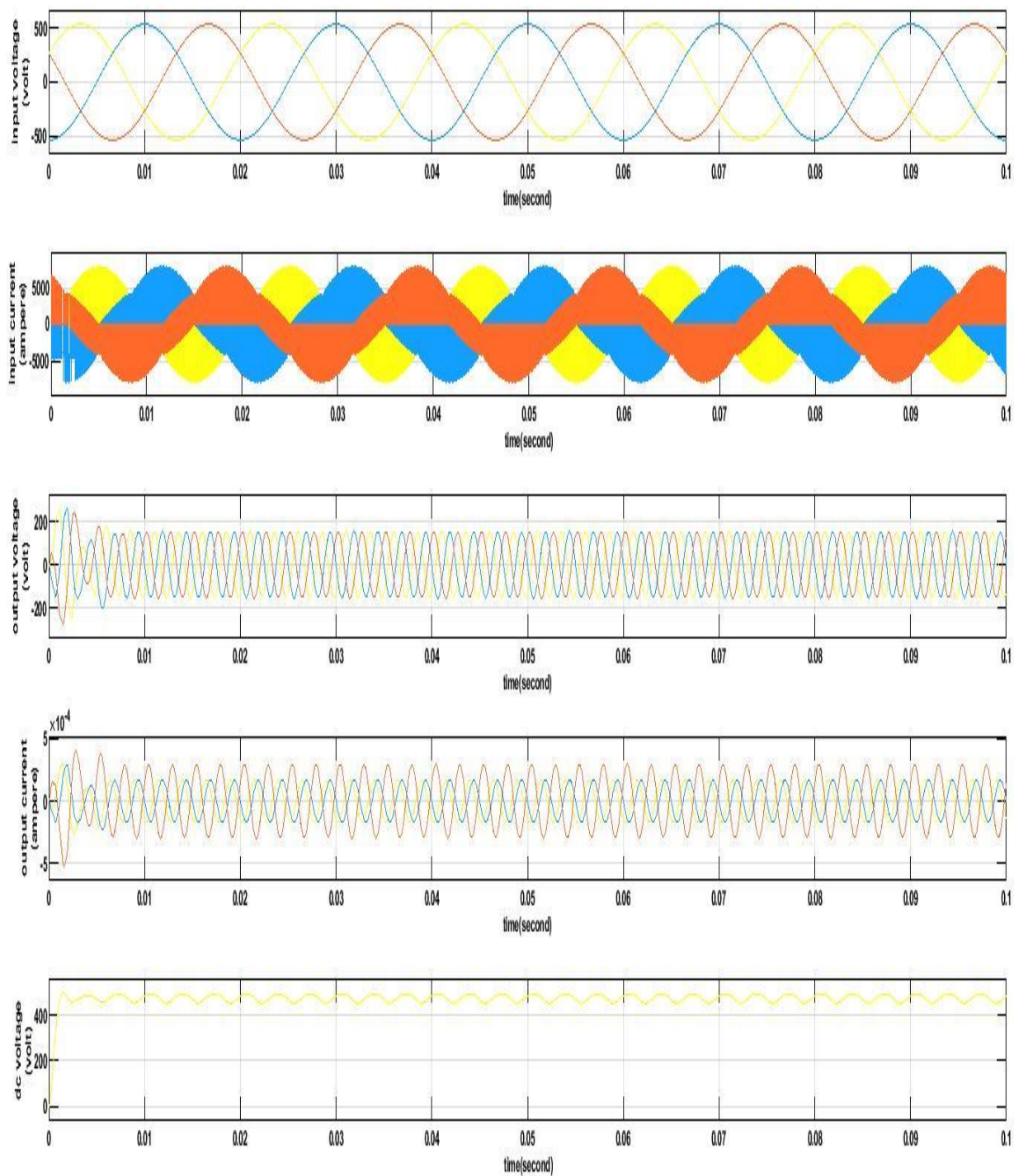
بارهای متصل به فازهای خروجی	I_{in} ampere	THD_{lin} %	V_{out} volt	$THD_{V_{out}}$ %	I_{out} ampere	$THD_{I_{out}}$ %
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$	۳۵۲۴	۹۸/۲۴	۱۶۶	۰/۴	۰/۰۰۰۲	۰/۴
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$	۴۱۰۶	۸۴/۴۰	۱۵۰/۹	۰/۴۷	۰/۰۰۰۱۶	۰/۴۶
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$	۴۱۰۱	۸۴/۴۶	۱۵۰/۹	۰/۴۹	۰/۰۰۰۱۶	۰/۴۹
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$ ۲ تا بار بی نهایت	۴۱۰۶	۸۴/۴۰	۱۵۰/۹	۰/۴۸	۰/۰۰۰۱۸	۰/۴۵
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$	۴۱۰۶	۸۴/۴۰	۱۵۰/۹	۰/۴۷	۰/۰۰۰۱۶	۰/۴۷
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=120\Omega$	۴۱۰۱	۸۴/۴۶	۱۵۰/۹	۰/۴۹	۰/۰۰۰۱۷	۰/۴۸
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=10M\Omega$	۴۱۰۵	۸۴/۳۶	۱۵۱	۰/۴۶	۰/۰۰۰۱۵	۰/۴۹
بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$	۴۱۰۶	۸۴/۴۰	۱۵۰/۹	۰/۴۷	۰/۰۰۰۱۶	۰/۴۷
بار تک فاز $L=4e-5H$ و $R=120\Omega$	۴۱۰۱	۸۴/۴۶	۱۵۰/۹	۰/۴۹	۰/۰۰۰۱۷	۰/۴۸
بار تک فاز $L=3e-9H$ و $R=10M\Omega$	۴۱۰۵	۸۴/۳۶	۱۵۱	۰/۴۶	۰/۰۰۰۱۵	۰/۴۹

همانطور که از مقادیر ولتاژ و جری‌ان ورودی و خروجی مندرج در جدول ۵-۸ مشخص است، سیستم از نظر پایداری در قبال بارهای مصرفی مختلف شرایط خوبی دارد و قابلیت اطمینان بالایی دارد. شکل موج‌های مربوط به ولتاژهای ورودی و خروجی و هم‌چنین ولتاژ DC در ادامه آمده است. برای بار تک فاز $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$ در خروجی داریم:



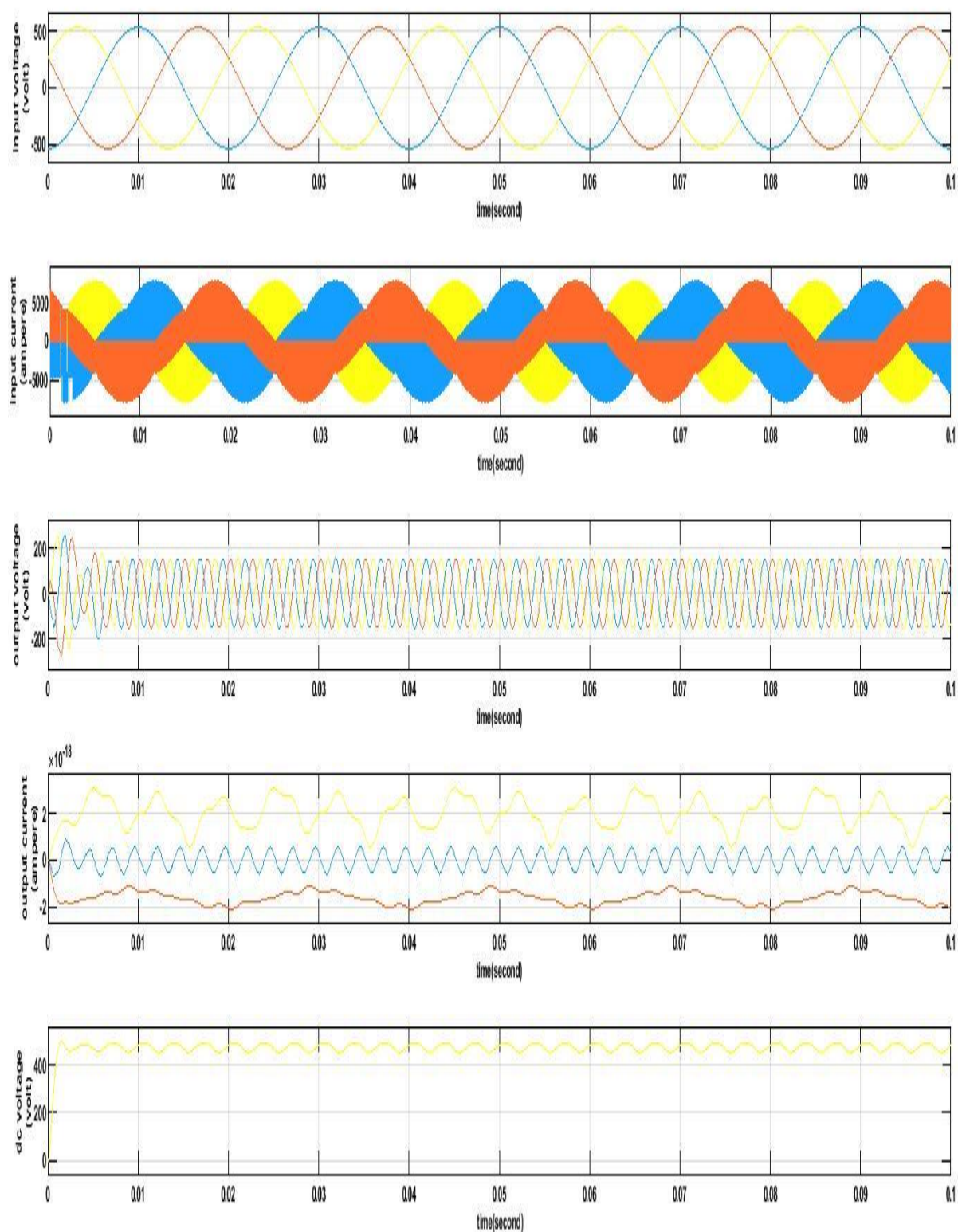
شکل ۵-۲۵: شکل موج‌ها برای بار تک فاز $R=900K\Omega$ و $L=0.7e-6H$

در خروجی داریم: $L=0.7e-6H$ و $R=900K\Omega$ برای دو تا بار تک فاز



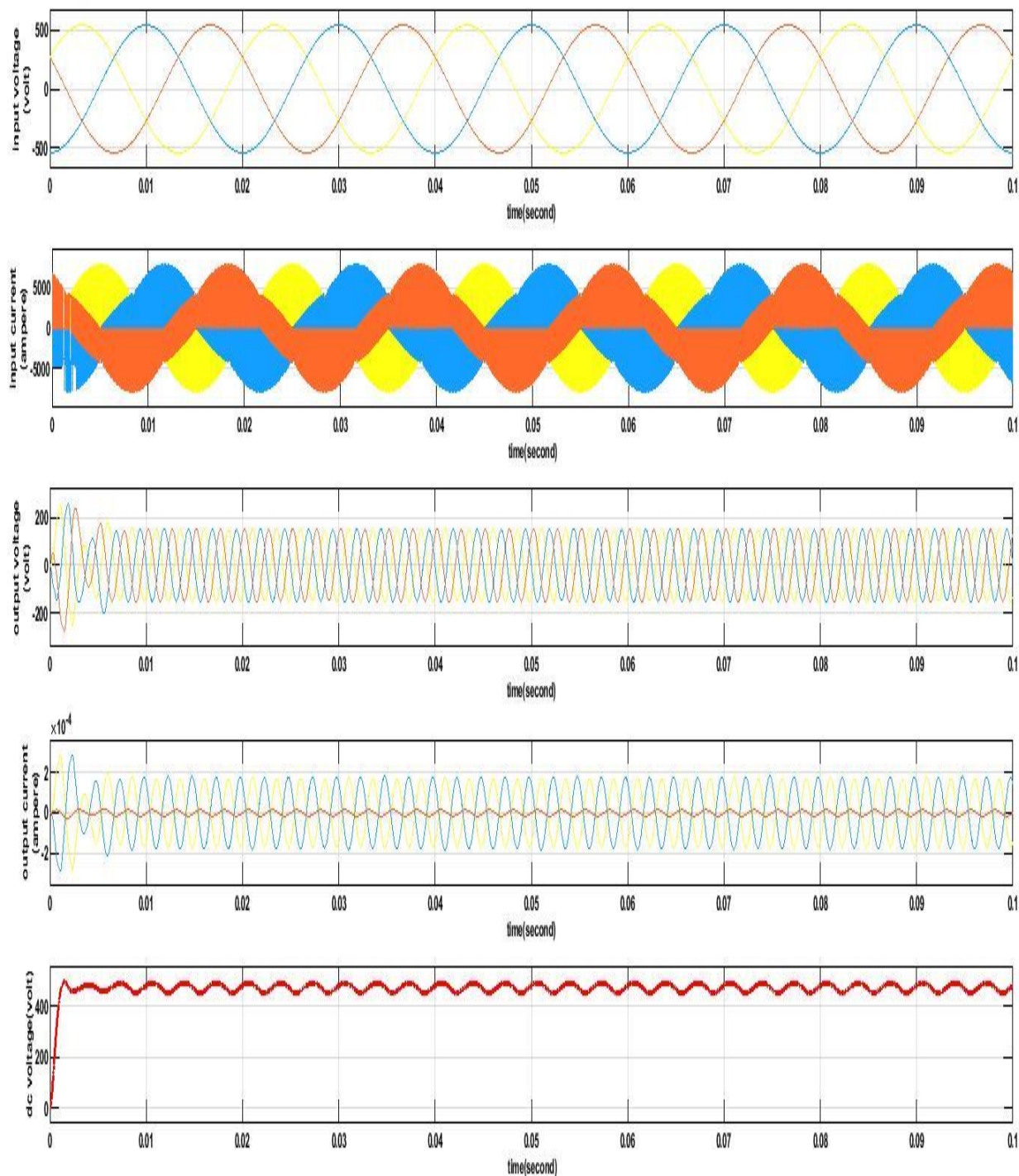
شکل ۵-۲۶: شکل موج‌ها برای دو تا بار تک فاز $L=0.7\text{e-}6\text{H}$ و $R=900\text{K}\Omega$

برای بار تک فاز $L=0.7\text{e-}6\text{H}$ و $R=900\text{K}\Omega$ و دو بار بی‌نهایت:



شکل ۵-۲۷: شکل موج ها برای بار تک فاز $R=900K\Omega$ و $L=0.7e-6H$ و دو بار بی نهایت

برای ۳ تا بار تک فاز $R=900\text{K}\Omega$ و $R=120\Omega$ و $R=10\text{M}\Omega$ با اندوکتانس $L=0.7\text{e-}6\text{H}$ در خروجی داریم:



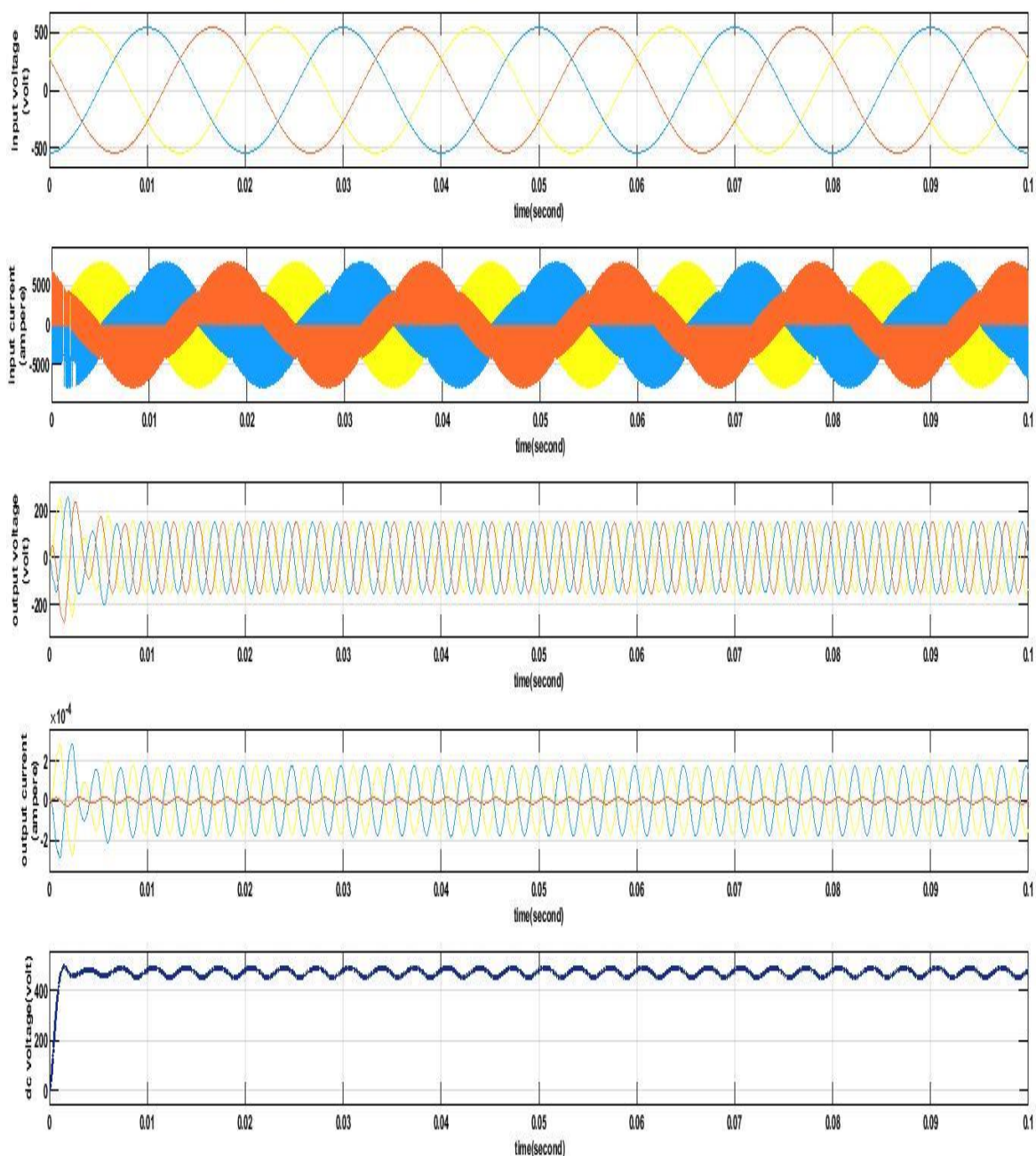
شکل ۵-۲۸: شکل موج‌ها برای سه بار $R=900\text{K}\Omega$ و $R=120\Omega$ و $R=10\text{M}\Omega$ با $L=0.7\text{e-}6\text{H}$

برای ۳ تا بار تک فاز با مشخصات زیر در خروجی داریم:

$R=900K\Omega$ با اندوکتانس $L=0.7e-6H$

$R=120\Omega$ با اندوکتانس $L=4e-5H$

$R=10M\Omega$ با اندوکتانس $L=3e-9H$



شکل ۵-۲۹: شکل موج ها برای سه تا بار تک فاز مختلف

همانطور که در شکل های ۵-۲۵ تا ۵-۲۹ دیده می شود در تمامی اشکال، سیگنالهای ولتاژ و جری آن ورودی و خروجی، کیفیت شکل موج خوب حفظ شده و قابل قبول است. مقدار دامنه و THD نیز بر اساس مقادیر بدست آمده از آنالیز و ثبت شده در جدول ۵-۸ مناسب و قابل پذیرش است. لذا طراحی مربوط به منبع تغذیه، قابل اعتماد نسبت به تغییرات بار و تغییرات اثر منبع و همچنین عدم تقارن بار در خروجی است. با استفاده از انواع بارهای تک فاز و سه فاز در خروجی شکل موج ها دستخوش تغییر نشده و حالت سینوسی خود را حفظ کرده اند و تنها جری آن خروجی بر اساس امپدانس کشیده از خروجی سطح دامنه اش بالا و پایینی می شود.

فصل ششم: نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات

۶-۱- نتیجه‌گیری:

برای جمع‌بندی و نتیجه‌گیری از فصول قبل بایستی گفت که در فصل اول مقدمه و آشنایی با انواع مبدل AC/AC و شرایط و خصیصه‌های آن‌ها بیان شد. در فصل دوم ساختار کلیدهای دوطرفه و ساختار مبدل ماتریسی متداول و دوپل و انواع کاهش‌یافته بررسی شد. در فصل سوم نحوه کنترل مبدل‌های ماتریسی و روش‌های مدولاسیون بالأخص روش بردار فضایی بررسی گردید. در فصل چهارم طراحی مبدل پیشنهادی و نحوه کنترل آن به روش‌های فازی و PI و همچنین طراحی سیستم کنترلی SVPWM مورد بررسی قرار گرفت و در فصل پنجم هم شبیه‌سازی‌ها با مبدل ماتریسی دوپل ۱۲ کلیده با هردو روش کنترلی PI و منطق فازی بررسی شد. اثرات تغییر بار و تغییر مقدار منبع ورودی و همچنین اثر عدم تقارن بار در خروجی لحاظ گردید و مقدار پایداری منبع تغذیه طراحی شده برای این تغییرات سنجیده شد.

مزایای مبدل‌های ماتریسی دوپل و کاهش تعداد کلیدها و به تبع آن کاهش تلفات ناشی از کلید زنی نسبت به سایر مبدل‌های ماتریسی که باعث افزایش راندمان و کارایی و کیفیت بالاتر شکل موج‌های خروجی که جزو مزایا و علل انجام این پژوهش و پایان‌نامه بوده وقتی با روش مدولاسیون SVPWM همراه شد و روش کنترلی ولتاژ خروجی آن نیز از نوع فازی انتخاب گردید یک منبع تغذیه باکیفیت و مناسب که بهترین راندمان و بهترین کیفیت را در شکل موج خروجی خود داراست نتیجه داد.

در این طراحی و شبیه‌سازی به دلیل عدم وجود المان ذخیره کننده منبع تغذیه‌ای کم‌حجم و کوچک ساخته خواهد شد و کنترل گر فازی آن اثرات منفی هارمونیک‌های موجود در ولتاژ ورودی را حذف کرده و میزان هارمونیک‌های خروجی را کاهش داده و پایداری کنترل ولتاژ و جریان بار را تضمین می‌کند و جریان ورودی هم در برابر این تغییرات کیفیت خوبی دارد.

۶-۲- پیشنهاد برای کارهای آتی:

همان‌طور که قبلاً هم گفته شد برنامه‌ریزی و حالات الگوهای کلید زنی و طراحی کنترل‌کننده فازی منحصر به فرد نبوده و می‌توان با بهبود این روش‌ها و الگوها راندمان مؤثر سیستم را بالا برد و با طراحی برنامه‌ریزی بهینه‌تر در الگوریتم فازی منحنی‌های خروجی باکیفیت‌تر و بهتری ایجاد نمود. الگوریتم‌های کنترلی که برای مبدل‌های ماتریسی ارائه می‌شود بایستی بر اساس کمترین خطا پایه‌ریزی شود تا از تعداد

کلیدزنی بکاهد و شکل موج خروجی با کمترین خطا و کمترین تلفات و بالاترین راندمان حاصل شود
باین حال موارد زیر از نظر نگارنده می‌تواند باعث بهتر شدن کارهای بعدی گردد:

۱- بررسی تأثیرات انواع خطاهایی که در واقعیت بر روی سیستم‌های سه فاز و منابع تغذیه رخ می‌دهد و
بهینه‌سازی مجدد تلفات با استفاده از روش‌های مختلف کلیدزنی

۲- عملکرد مبدل‌های ماتریسی در شرایط نامتعادل فقط از نظر دامنه بررسی شده است و نامتعادلی از لحاظ
فاز و یا هم‌زمان دامنه و فاز در نظر گرفته نشده است که لازم است در تحقیقات آتی بررسی شود.

منابع و مراجع

- [1] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 4, no. 1, pp. 101–112, 1989.
- [2] M. H. Tooley and D. Wyatt, *Aircraft electrical and electronic systems: principles, operation and maintenance*. Routledge, 2009.
- [3] K. Iimori, K. Shinohara, O. Tarumi, Z. Fu, and M. Muroya, "New current-controlled PWM rectifier-voltage source inverter without DC link components," *Proc. Power Convers. Conf. - Nagaoka, PCC*, vol. 2, pp. 783–786, 1997.
- [4] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter Part I : Derivation , Basic Principle of Operation , Space Vector Modulation , Dimensioning," *Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2002. APEC 2002. Seventeenth Annu. IEEE*, vol. 00, no. c, pp. 777–791, 2002.
- [5] P. Song and J. Lin, "A hybrid AC-DC-AC matrix converter with a boost circuit," *ICEMI 2009 - Proc. 9th Int. Conf. Electron. Meas. Instruments*, pp. 2416–2421, 2009.
- [6] T. Wijekoon, C. Klumpner, P. Zanchetta, and P. W. Wheeler, "Implementation of a hybrid AC-AC direct power converter with unity voltage transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1918–1926, 2008.
- [7] M. Venturini and A. Alesina, "The generalised transformer: A new bidirectional, sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1980-Janua, pp. 242–252, 1980.
- [8] S. Müller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, 2005.
- [9] E. J. Bueno, Á. Hernández, F. J. Rodríguez, C. Girón, R. Mateos, and S. Cóbreces, "A DSP- and FPGA-based industrial control with high-speed communication interfaces for grid converters applied to distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 654–669, 2009.
- [10] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, "A review of control and modulation methods for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, 2012.
- [11] L. Wei, *The development of matrix converters with reduced number of switches*. University of Wisconsin--Madison, 2003.
- [12] L. Empringham, P. W. Wheeler, and J. C. Clare, "Intelligent commutation of matrix converter bi-directional switch cells using novel gate drive techniques," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, no. figure 1, pp. 707–713, 1998.
- [13] M. J. Bland, P. W. Wheeler, J. C. Clare, and L. Empringham, "Comparison of Bi-directional switch components for direct AC-AC converters," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 4, pp. 2905–2909, 2004.

- [14] T. Wijekoon, C. Klumpner, and P. Wheeler, "Improvement of output voltage capability of a two stage direct power converter under unbalanced input voltages," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 14--pp.
- [15] M. Eskola, M. Jussila, and H. Tusa, "Indirect Matrix Converter Fed PMSM - Sensorless Control using Carrier Injection Matti Eskola, Matti Jussila, Heikki Tuusa," *2004 35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 4010–4016, 2004.
- [16] S. Kwak, "Indirect matrix converter drives for unity displacement factor and minimum switching losses," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 77, no. 5–6, pp. 447–454, 2007.
- [17] L. Mihalache, "Improved load disturbance rejection method for 400Hz GPU inverters," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 1, no. C, pp. 95–101, 2004.
- [18] F. Gao, P. Wang, Y. Li, Z. Li, and H. Zhu, "Wireless parallel operation of 400-Hz high-power inverters in ground power units for airplanes," *Proc. EPE-PEMC 2010 - 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, pp. 165–171, 2010.
- [19] س. نوری، م. اعلمی، خانزاده و م. مظاهری، "عنوان: طراحی، شبیه سازی، ساخت و جایگزینی اینورتر استاتیکی در هواپیما."
- [20] Z. Li, Y. Li, P. Wang, F. Gao, and L. Zhao, "The inner current-loop in double-loop digital control of 400 Hz inverter based power supply under low switching frequency condition," in *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2010, pp. 293–298.
- [21] L. Jian, K. Yong, and C. Jian, "A novel repetitive PD control strategy for single-phase 400Hz CVCF inverters," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 1, pp. 544–549, 2002.
- [22] S. Ratanapanachote, H. J. Cha, and P. N. Enjeti, "A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter," vol. 21, no. 1, pp. 124–130, 2006.
- [23] G. Roy and G. E. April, "Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, no. 1, pp. 368–375, 1989.
- [24] M. Jussila, M. Salo, and H. Tuusa, "Realization of a three-phase indirect matrix converter with an indirect vector modulation method," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 689–694, 2003.
- [25] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "The use of matrix converters in direct torque control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 6, pp. 1057–1064, 2001.
- [26] M. P. Kazmierkowski, M. Jasinski, and G. Wrona, "DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 7, no. 2, pp. 204–211, 2011.
- [27] J. Weigold, O. Simon, J. Mahlein, and J. Igney, "Implementation of a matrix converter space vector control in programmable logic," *EPE J. (European Power Electron. Drives Journal)*, vol. 13, no. 1, 2002.

- [28] E. Ormaetxea *et al.*, “Matrix converter protection and computational capabilities based on a system on chip design with an FPGA,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 272–287, 2011.
- [29] S. Mukherjee, A. Dasgupta, M. Sengupta, P. Syam, and A. K. Chattopadhyay, “Implementation of indirect SVPWM control for a three phase matrix converter using TMS320LF2407A in combination with FPGA EPIC6Q240C8,” *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 1442–1447, 2006.
- [30] K. Sun, D. Zhou, L. Huang, K. Matsuse, and K. Sasagawa, “A novel commutation method of matrix converter fed induction motor drive using RB-IGBT,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 777–786, 2007.
- [31] M. Hamouda, H. F. Blanchette, K. Al-Haddad, and F. Fnaiech, “An efficient DSP-FPGA-based real-time implementation method of SVM algorithms for an indirect matrix converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5024–5031, 2011.
- [32] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 2, pp. 370–381, 2002.
- [33] V. Singh and N. Saxena, “a Novel Converter : Matrix Converters,” vol. 2, no. 2, pp. 151–157, 2014.
- [34] S. Li, F. Liu, Y. Zhong, X. Xing, and J. Lu, “Improving voltage transfer ratio of matrix converter employing single-mode and two-mode overmodulation technology,” *2009 2nd Int. Conf. Intell. Comput. Technol. Autom. ICICTA 2009*, vol. 3, pp. 71–74, 2009.
- [35] L. Wei and T. A. Lipo, “A novel matrix converter topology with simple commutation,” *Conf. Rec. - IAS Annu. Meet. (IEEE Ind. Appl. Soc.)*, vol. 3, no. C, pp. 1749–1754, 2001.
- [36] M. Hamouda, F. Fnaiech, and K. Al-Haddad, “Input filter design for SVM dual-bridge matrix converters,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2, pp. 797–802, 2006.
- [37] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, “Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers,” *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, vol. 23, no. 5, pp. 1392–1398, 1993.
- [38] A. Boukadoum, T. Bahi, S. Oudina, Y. Souf, and S. Lekhchine, “Fuzzy control adaptive of a matrix converter for harmonic compensation caused by nonlinear loads,” *Energy Procedia*, vol. 18, pp. 715–723, 2012.
- [39] L. Wei, *The development of matrix converters with reduced number of switches*. 2003.
- [40] C. A. Silva, L. A. Córdova, P. Lezana, and L. Empringham, “Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating DC links for current waveform improvement,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 6, pp. 2304–2312, 2011.

Abstrac

In today's world, reducing volume and weight is one of the ideals of any system. In the power electronic world, the matrix converters has taken on a large scale due to their dimensions and size. Among them, two-bridge matrix converters due to their capabilities in reducing the number of switches and reducing the volume and weight of the elements, as well as due to high reliability and the ability to adjust the input power factor to one and the ability to transfer power in both directions and waveforms. High quality output and input are taken into consideration. In this dissertation, using duplicate matrix converters and spatial vector control method, which have high quality waveforms with low harmonic content and the ability to adjust the power factor at the input, compared to other control methods in matrix converters. On the other hand, in the control part of the simulated circuit, in addition to the usual PI controllers, a fuzzy logic controller is used, which causes better quality of output waveforms than the PI controller, which is one of the advantages of this design and simulation over similar designs. In matrix converters, especially doped type, the variety of switching algorithms in the simulation causes the quality of signals, which in this paper, by using the appropriate switching algorithm, the desired signal is obtained. In the simulations performed in this dissertation, it was found that using the spatial vector control method, there is the best output quality and the least changes in terms of load change and input voltage change. On the other hand, with the fuzzy logic controller, the output amplitude was achieved with the least possible ripple. So that the output voltage THD was obtained in the doped matrix converter with 12 switches of 5.98% for the fuzzy logic controller versus 6.4% for the PI controller.

Keywords: DBMC(Double Bridge Matrix Converter)-SVPWM(Space Vector Pulse Width Moudlation)-FUZZY



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotic

MSc Thesis in Electrical Power Systems Engineering

**Design and simulation of a Three-phase, 400-Hz power supply
with a double-bridge matrix converter**

By: Mozaffar Esmail Zali

Supervisor:
Dr. Ali Dastfan

July 2020