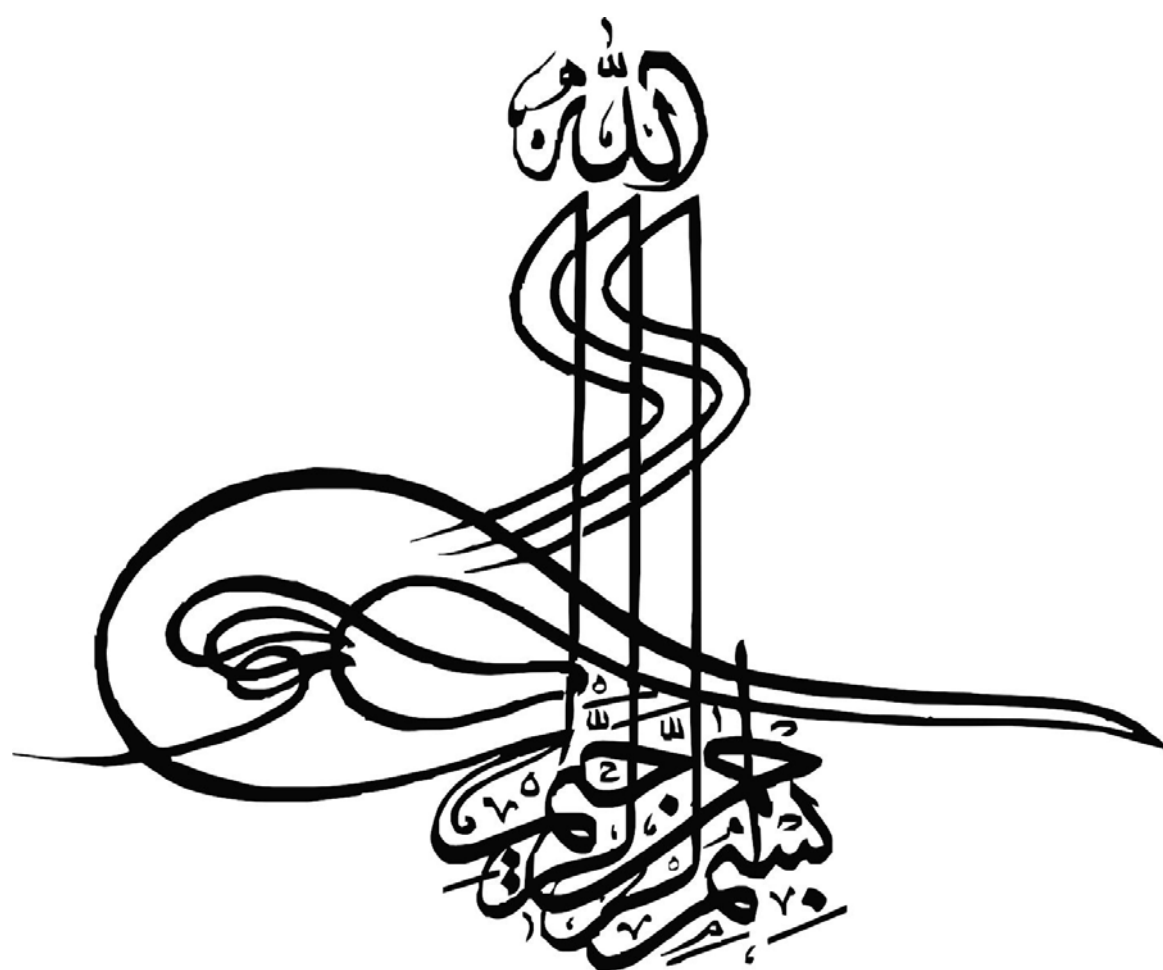






دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده: مهندسی برق و رباتیک

گروه: قدرت

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و ساخت مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز برای کنترل موتور القایی

مصطفی رهیده

استاد راهنما:

دکتر علی دستفان

استاد مشاور:

دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

خرداد ۱۳۸۹

شماره : ۰۷/آ.ت.ب

تاریخ : ۱۳۸۹/۰۳/۲۳

ویرایش : - - - -



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی

ارشد خانم / آقای مصطفی رهیده رشته برق گرایش : قدرت

تحت عنوان : طراحی و ساخت مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز برای کنترل موتور القایی

که در تاریخ ۱۳۸۹/۰۳/۲۳ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : عالی) امتیاز (۱۹ - ۲۰) ☒ دفاع مجدد ☐ مردود ☐

۲- بسیار خوب (۱۸ - ۱۸/۹۹)

۱- عالی (۱۹ - ۲۰)

۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹)

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	علیردستان	استادیار	
۲- استاد مشاور	حمیدرضا...	استاد	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	اسیر...	استادیار	
۴- استاد ممتحن	امین حاجی زاده	استادیار	
۵- استاد ممتحن	سید...	استادیار	

تأیید رئیس دانشکده :

تقدیم به پدر و مادرم

که هستی و همی وجودم از آنهاست.

تشکر و قدردانی

اینجانب بر خود لازم می‌دانم که در این چند خط محدود از تلاش‌ها و کمک‌های بی‌حد و حصر استاد راهنمای خودم دکتر علی دستفان کمال تشکر را داشته باشم، که در مسیر تهیه و ارائه این پروژه کمال همکاری را با اینجانب داشته‌اند.

در ادامه از جناب آقایان مهندس حق شناس، مهندس جهانگیری، مهندس امیر حسن‌نیا، مهندس فرهاد جعفری و مهندس محمد اسکندری کمال تشکر را دارم.

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

1. M. Rahideh, A. Dastfan, H. Toossian Shandiz, "Three-phase To Two-phase Matrix Converter with Reduced Switches," International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ 10) Granada, Spain, March, 2010.
2. M. Rahideh, A. Dastfan, D. tavakolpour, "Structure of Three-Phase to Two-Phase Indirect Matrix Convertor and a Switching Method for Nine-Switch Matrix Convertor " International Conference on Intelligent Control and Information Processing, Dalian, China, August 2010.

تعهد نامه

اینجانب همدرد دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق در
دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و ساخت سیستم کنترل موتور
به نام خانم در فرآیند انتشار مقاله علمی پژوهشی تحت راهنمایی در متعهد می شوم .

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای 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 بافتهای آنها) 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
۸۹/۳/۲۳
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.

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد

چکیده

در سال‌های اخیر مبدل ماتریسی به دلیل مزایای فراوانش مورد توجه ویژه‌ای قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی واحد، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت و شکل موج‌های با کیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد و نیز به دلیل عدم وجود المان‌های ذخیره کننده انرژی مانند خازن باس DC در مبدل‌های ماتریسی، امکان ساخت آنها به صورت یک مدار فشرده و کوچک وجود دارد ولی با این حال به دلیل مشکلاتی از قبیل کموتاسیون پیچیده و مدارات حفاظت پیچیده در برابر اضافه ولتاژ، استفاده از مبدل‌های ماتریسی مستقیم در صنعت تا سال‌های اخیر به تعویق افتاده است. از سوی دیگر با توجه به قابلیت احیای انرژی بوسیله مبدل ماتریسی، این امکان وجود دارد که بیشتر انرژی جنبشی بار به سمت منبع برگردانده شود که در این حالت تلفات تنها ناشی از سوئیچ‌ها و فیلتر ورودی می‌باشد که در نتیجه استفاده از این مبدل را در درایو موتورهای القایی با راندمان بالا محقق می‌بخشد.

برخلاف مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز و مبدل ماتریسی سه فاز به تک فاز در مورد مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز کارهای کمتری انجام شده است به طوری که در این پروژه تمامی حالاتی را که می‌توان با مبدل ماتریسی، ولتاژ دو فاز تولید کرد، طراحی شده است که این حالات به صورت ماتریسی سه فاز به دو متداول (مستقیم) و غیر مستقیم می‌باشند. هر کدام از این مبدل‌ها نیز به دو حالت سه پایه و دوپایه طراحی شده و روش‌های سوئیچینگ هر یک به طور جداگانه نیز آورده شده است. به دلیل تلفات سوئیچینگ در مبدل‌های بالا، مدلی با سوئیچ‌های کاهش یافته به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ نیز آورده شده است به طوری که این مبدل در سمت یکسوکنندگی (سمت خط) فقط از سه عدد سوئیچ استفاده شده است. در محیط سیمولینک MATLAB نیز یک ماشین القایی دو فاز شبیه سازی شده و از مبدل‌های ماتریسی طراحی شده جهت کنترل سرعت این موتور القایی استفاده شده است.

کلمات کلیدی: مبدل ماتریسی، سه فاز به دو فاز، موتور القایی دو فاز

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
چکیده	د
لیست شکل‌ها	س
لیست جداول	ظ
فصل اول: مقدمه	۱
فصل دوم: مروری بر مبدل‌های ماتریسی و کنترل آنها	۴
۱-۲. مقدمه	۵
۲-۲. مروری مبدل‌های AC/DC/AC	۶
۳-۲. سوئیچ‌های دو طرفه	۸
۱-۳-۲. ساختار پل دیودی	۸
۲-۳-۲. ساختار آمیتر مشترک	۹
۳-۳-۲. ساختار کلکتور مشترک	۱۰
۴-۲. مبدل ماتریسی	۱۱
۱-۴-۲. ساختار و مشخصه مبدل ماتریسی	۱۷
۱-۱-۴-۲. مبدل ماتریسی به عنوان یک عملگر ریاضی	۱۷
۲-۱-۴-۲. روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی	۲۲
۱-۲-۱-۴-۲. روش سوئیچینگ وینتوری	۲۲
۱-۱-۲-۱-۴-۲. روش اولیه	۲۳
۲-۱-۲-۱-۴-۲. روش بهبود یافته	۲۵
۲-۲-۱-۴-۲. سوئیچینگ به روش بردارهای فضایی	۲۸
۱-۲-۲-۱-۴-۲. شش سکتور عملیاتی	۳۲
۲-۲-۲-۱-۴-۲. دو بازه و مدار معادل	۳۳
۳-۲-۲-۱-۴-۲. کموتاسیون به هنگام یک بودن ضریب توان ورودی	۳۷
۴-۲-۲-۱-۴-۲. کموتاسیون به هنگام یک نبودن ضریب توان ورودی	۳۷
۵-۲-۲-۱-۴-۲. محاسبه ی نسبت وظیفه ی سوئیچ‌های مبدل طرف خط	۳۸
۶-۲-۲-۱-۴-۲. محاسبه ی نسبت وظیفه ی سوئیچ‌های مبدل طرف بار	۴۱
۵-۲. مسائل مرتبط با مبدل ماتریسی	۴۳
۱-۵-۲. حفاظت اضافه ولتاژ و مدار کلمپ	۴۴
۲-۵-۲. عملکرد مبدل تحت نامتعادلی ولتاژ منبع ورودی	۴۵
فصل سوم: کنترل سرعت موتور القایی	۴۶

۴۷	۱-۳. مقدمه.....
۴۷	۲-۳. روش های کلاسیک کنترل سرعت موتور القایی.....
۴۸	۱-۲-۳. کنترل سرعت با تغییر ولتاژ خط.....
۴۹	۲-۲-۳. کنترل سرعت با تغییر مقاومت روتور.....
۵۰	۳-۲-۳. کنترل سرعت سنکرون.....
۵۰	۱-۳-۲-۳. کنترل سرعت موتور القایی با تغییر قطب.....
۵۲	۲-۳-۲-۳. کنترل سرعت موتور القایی با تغییر فرکانس خط.....
۵۴	۳-۳. روشهای کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتیسی.....
۵۵	۱-۳-۳. روش کنترل گشتاور مستقیم DTC.....
۵۷	۱-۱-۳-۳. اصول روش مستقیم کنترل گشتاور (DTC).....
۵۸	۲-۱-۳-۳. استراتژی کلید زنی مبدل ماتیسی.....
۶۱	۲-۳-۳. روش کنترل توان لحظه ای.....
۶۱	۱-۲-۳-۳. کنترل توان درایو مبدل ماتیسی.....
۶۲	۱-۱-۲-۳-۳. توان اکتیو و راکتیو لحظه ای.....
۶۳	۲-۱-۲-۲-۳. تولید مرجع توان.....
۶۵	۲-۲-۳-۳. مشاهده گر سرعت با استفاده از تئوری توان.....
۶۵	۱-۲-۲-۳-۳. عملکرد با شار فاصله هوایی ثابت.....
۶۷	۲-۲-۲-۳-۳. طراحی آشکار ساز سرعت.....
۶۸	۳-۲-۲-۳-۳. جبران ساز اثر عملکرد غیر خطی مبدل ماتیسی بر توان ورودی.....
۷۲	فصل چهارم: مبدل پیشنهادی و نحوه کنترل آن
۷۳	۱-۴. مقدمه.....
۷۳	۲-۴. مبدل ماتیسی سه فاز به دو فاز.....
۷۳	۱-۲-۴. مبدل ماتیسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز.....
۷۴	۱-۱-۲-۴. ساختار دوپایه ای.....
۷۶	۲-۱-۲-۴. ساختار سه پایه ای.....
۷۷	۳-۱-۲-۴. کموتاسیون چهار مرحله ای.....
۷۹	۲-۲-۴. مبدل ماتیسی سه فاز به دو فاز غیر مستقیم.....
۸۰	۱-۲-۲-۴. نحوه کاهش سوئیچ ها در سمت خط.....
۸۳	۲-۲-۲-۴. ساختار اینورتری.....
۸۳	۱-۲-۲-۲-۴. ساختار دو پایه ای.....
۸۴	۱-۱-۲-۲-۲-۴. استراتژی PWM برای سمت اینورتری.....
۸۸	۲-۲-۲-۲-۴. ساختار سه پایه ای.....
۹۱	۱-۲-۲-۲-۲-۴. استراتژی PWM برای سمت اینورتری.....
۱۰۱	فصل پنجم: شبیه سازی و نتایج

۱-۵	مقدمه.....	۱۰۲
۲-۵	شبیه سازی ماشین القایی دو فاز.....	۱۰۲
۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز.....	۱۰۸
۱-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز.....	۱۰۹
۱-۱-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز دو پایه ای.....	۱۰۹
۱-۱-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز دو پایه ای بدون در نظر گرفتن کموتاسیون.....	۱۰۹
۲-۱-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز با در نظر گرفتن کموتاسیون.....	۱۱۵
۲-۱-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز سه پایه ای بدون در نظر گرفتن کموتاسیون.....	۱۱۹
۲-۳-۵	شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای.....	۱۲۳
۴-۵	شبیه سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی.....	۱۳۴
۱-۴-۵	شبیه سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی در حالت بی باری.....	۱۳۵
۲-۴-۵	شبیه سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی در حالت بارداری.....	۱۳۷
۱۴۲	فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات.....	
۱-۶	نتیجه گیری.....	۱۴۳
۲-۶	پیشنهادهات.....	۱۴۴
۱۴۵	پیوست.....	
۱۴۸	مراجع.....	

لیست شکل ها

- شکل (۱-۲): شماتیک مبدل AC/DC/AC با قابلیت برگشت توان ۵
- شکل (۲-۲): شمای ساده سیستم مبدل ماتریسی ۶
- شکل (۳-۲): دیاگرام اصلی مبدل AC/DC/AC با ورودی دیودی ۷
- شکل (۴-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی ۹
- شکل (۵-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک ۹
- شکل (۶-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک ۱۰
- شکل (۷-۲): مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز با استفاده از سوئیچ دو طرفه با ساختار کلکتور مشترک ۱۱
- شکل (۸-۲): توپولوژی مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز ۱۲
- شکل (۹-۲): ساختار مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) (IMC) ۳ فاز به ۳ فاز ۱۳
- شکل (۱۰-۲): ساختار کلی مبدل ماتریسی غیرمستقیم (IMC) ۱۴
- شکل (۱۱-۲): مبدل ماتریسی ایده آل با نامگذاری سوئیچ ها ۱۷
- شکل (۱۲-۲): زمان قطع و وصل بودن سوئیچ های فاز A ۱۸
- شکل (۱۳-۲): یک نمونه از تعیین زمان برای ۹ سوئیچ مبدل ماتریسی ۲۰
- شکل (۱۴-۲): پوش ولتاژهای سه فاز ورودی و ولتاژ خروجی با حداکثر $V_{IN} 0.5$ ۲۵
- شکل (۱۵-۲): ولتاژهای سه فاز ورودی با تزریق هارمونیک سوم و ولتاژهای خروجی حداکثر ۲۶
- شکل (۱۶-۲): پوش ولتاژهای سه فاز ورودی با تزریق هارمونیک سوم و ولتاژهای خروجی حداکثر $V_{IN} 0.866$ ۲۷
- شکل (۱۷-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم IMC برای استفاده شده در روش کنترل SVM ۲۹
- شکل (۱۸-۲): عملکرد یکسان مبدل ماتریسی و مدار معادل الف) مبدل ماتریسی مستقیم DMC (ب) مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم IMC ۳۰
- شکل (۱۹-۲): مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ سوئیچه ۳۰
- شکل (۲۰-۲): ۶ سکتور عملیاتی در ولتاژ ورودی ۳۳
- شکل (۲۱-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۲ و بازه ۱ ۳۴
- شکل (۲۲-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۲ و بازه ۲ ۳۴
- شکل (۲۳-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۵ و بازه ۱ ۳۵
- شکل (۲۴-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۵ و بازه ۲ ۳۶
- شکل (۲۵-۲): PWM فضای برداری مبدل طرف بار در ۶۰ درجه ی اول ۴۳

- شکل (۲-۲۶): ترتیب بردارهای انتخاب شده در PWM مبدل طرف بار ۴۳
- شکل (۲-۲۷): توپولوژی های مدار کلمپ الف) توپولوژی ۱۲ دیود ب) توپولوژی ۶ دیود ۴۵
- شکل (۳-۱): مشخصه گشتاور- سرعت و منحنی بار ۴۸
- شکل (۳-۲): کنترل سرعت یک موتور القایی با تغییر ولتاژ خط ۴۹
- شکل (۳-۳): کنترل سرعت با تغییر روتور یک موتور القایی با روتور سیم پیچی شده ۵۰
- شکل (۳-۴): یک سیم پیچی استاتور دو قطبی با تغییر قطب ۵۱
- شکل (۳-۵): ساختار درایو یک موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی ۵۵
- شکل (۳-۶): ارتباط بین بردارهای ولتاژ و هر سکتور ۵۷
- شکل (۳-۷): سه حالت ولتاژ لینک DC ۵۹
- شکل (۳-۸): بردارهای فضایی ولتاژ مربوط به ولتاژهای بالا و پایین و متوسط لینک DC مجازی ۵۹
- شکل (۳-۹): بلوک دیاگرام سیستم درایو موتور القایی با مبدل ماتریسی به روش DTC ۶۰
- شکل (۳-۱۰): توپولوژی کنترلی روش IPC برای موتور القایی که به وسیله مبدل ماتریسی تغذیه میشود ۶۲
- شکل (۳-۱۱): دیاگرام بردار فضایی برای کنترل توان ۶۴
- شکل (۳-۱۲): مدار معادل متناظر با فرمول ها در دستگاه مرجع PQ برای یک موتور القایی ۶۵
- شکل (۳-۱۳): طرح یک آشکار ساز سرعت، یک مبدل توان PQ و یک کنترل کننده توان مرجع ۶۸
- شکل (۳-۱۴): پاسخ سرعت مشاهده کننده پیشنهادی بدون سنسور برای عملیات سرعت پایین A) با کموتاسیون ۰.۵ ثانیه B) با کموتاسیون ۲ ثانیه ۷۰
- شکل (۳-۱۵): شکل موج های جریان قبل و بعد اعمال جبران ساز (جبران ساز در ۱ ثانیه اعمال می شود) ۷۱
- شکل (۴-۱): مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز الف) ساختار سه پایه ب) ساختار دو پایه ۷۴
- شکل (۴-۲): کموتاسیون جریان یک فاز خروجی از کلید S_1 به کلید S_2 ۷۸
- شکل (۴-۳): دیاگرام کلیدزنی کموتاسیون چهار مرحله ای ۷۹
- شکل (۴-۴): مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز به دو فاز الف) ساختار دو پایه ای ب) ساختار سه پایه ای ۸۰
- شکل (۴-۵): ساختار ۱۲ سوئیچ یکسو کننده سمت خط مبدل ماتریسی ۸۱
- شکل (۴-۶): کاهش سوئیچ های یکسو کننده سمت خط مبدل ماتریسی از ۱۲ سوئیچ به ۹ ۸۲
- شکل (۴-۷): کاهش سوئی های یکسو کننده سمت خط مبدل ماتریسی از ۹ سوئیچ به ۳ ۸۳
- شکل (۴-۸): دیاگرام بردار فضایی سمت اینورتر برای ساختار دو پایه ای ۸۴
- شکل (۴-۹): توالی کلیدزنی سمت یکسو کننده و اینورتری ۸۷
- شکل (۴-۱۰): اینورتر سه فاز به دو فاز سه پایه ای ۸۹

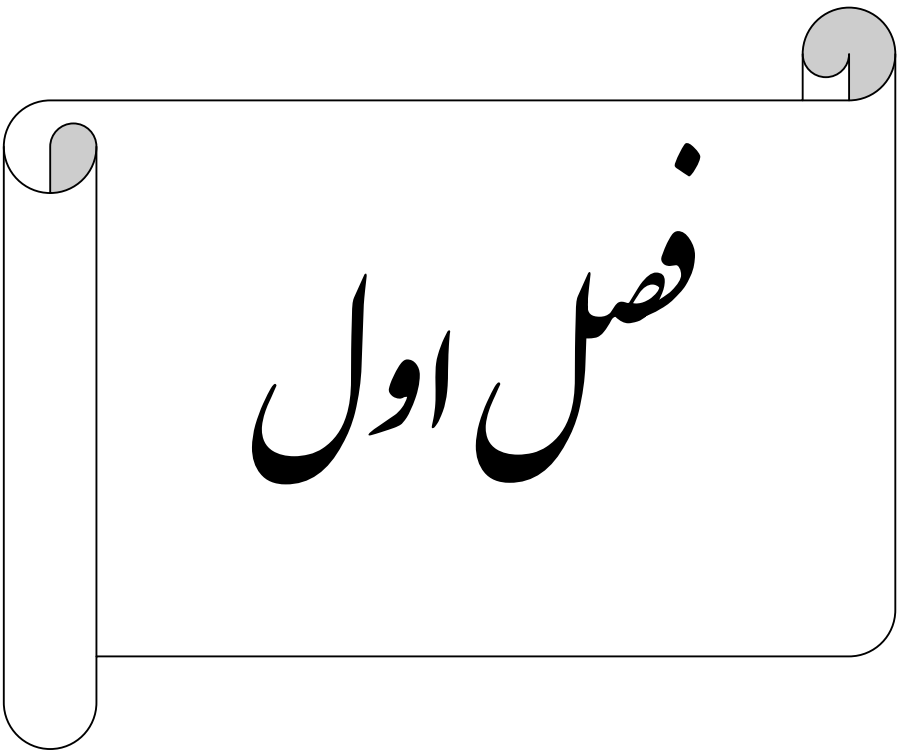
- شکل (۴-۱۱): نمایش نحوه اتصال سوئیچ ها ۸۹
- شکل (۴-۱۲): مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز ۱۸ سوئیچه ۹۰
- شکل (۴-۱۳): دیاگرام فضای برداری مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز الف) دیاگرام فضایی همه ی بردار ها
(ب) بردارهای مربوط به V_{sa} و V_{sb} (ج) بردارهای مربوط به V_{sa} و V_{sc} (د) بردارهای مربوط به V_{sb} و V_{sc} ۹۵
- شکل (۴-۱۴): دیاگرام بردار فضایی سمت اینورتر برای ساختار سه پایه ای ۹۶
- شکل (۵-۱): تبدیل ولتاژهای v_d, v_q به شارهای ψ_d, ψ_q با بلوک ψ_{qd} To v_{qd} ۱۰۴
- شکل (۵-۲): داخل بلوک ROTOR ۱۰۵
- شکل (۵-۳): تبدیل شارهای ψ_d, ψ_q به جریان های i_d, i_q با بلوک ψ_{qd} To i_{qd} ۱۰۵
- شکل (۵-۴): ولتاژهای ورودی به همراه ولتاژهای بزرگنمایی شده این ولتاژها برای موتور القایی ۱۰HP دو فاز شش قطب ۱۰۶
- شکل (۵-۵): جریان های موتور القایی ۱۰HP دو فاز شش قطب الف) جریان های استاتور ب) جریان های روتور ۱۰۷
- شکل (۵-۶): تغییرات سرعت موتور القایی ۱۰HP دو فاز شش قطب بر حسب زمان ۱۰۸
- شکل (۵-۷): تغییرات گشتاور موتور القایی ۱۰HP دو فاز شش قطب بر حسب زمان ۱۰۸
- شکل (۵-۸): مدل شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز دو پایه ای ۱۰۹
- شکل (۵-۹): جریان فاز A ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای الف) شکل جریان ب) طیف هارمونیکي جریان ۱۱۱
- شکل (۵-۱۰): ولتاژهای ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای ۱۱۱
- شکل (۵-۱۱): ولتاژ خروجی فاز A خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای الف) شکل ولتاژ ب) طیف هارمونیکي ۱۱۲
- شکل (۵-۱۲): ولتاژ خروجی فاز B خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای الف) شکل ولتاژ ب) طیف هارمونیکي ۱۱۳
- شکل (۵-۱۳): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای ۱۱۴
- شکل (۵-۱۴): جریان های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای ۱۱۴
- شکل (۵-۱۵): طیف های هارمونیکي جریان های خروجی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) دو پایه ای الف) فاز A ب) فاز B ۱۱۵
- شکل (۵-۱۶): کموتاسیون جریان یک فاز خروجی از کلید S_{AA} به کلید S_{BA} ۱۱۶
- شکل (۵-۱۷): پالس های تولید شده برای سوئیچ های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون همراه با جریان خروجی فاز A ۱۱۷
- شکل (۵-۱۸): پالس های تولید شده برای سوئیچ های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون وقتی جریان خروجی فاز A مثبت است ۱۱۸

- شکل(۵-۱۹): پالس های تولید شده برای سوئیچ های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون وقتی جریان خروجی فاز A منفی است..... ۱۱۸
- شکل(۵-۲۰):ولتاژ خروجی فاز A مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای (الف)شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۲۰
- شکل(۵-۲۱):ولتاژ خروجی فاز B مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای (الف)شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۲۱
- شکل(۵-۲۲): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای ۱۲۲
- شکل(۵-۲۳): جریان های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای ۱۲۲
- شکل(۵-۲۴): طیف های هارمونیکي جریان های خروجی مبدل ماتریسی مستقیم سه پایه ای (الف) جریان فاز A (ب) جریان فاز B ۱۲۳
- شکل(۵-۲۵): جریان های خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای ۱۲۴
- شکل(۵-۲۶): طیف های هارمونیکي جریان های خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای (الف) فاز A (ب) فاز B ۱۲۵
- شکل(۵-۲۷):ولتاژ خروجی فاز A اینورتر دو فاز مستقیم سه پایه ای (الف)شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۲۶
- شکل(۵-۲۸):ولتاژ خروجی فاز B اینورتر دو فاز مستقیم سه پایه ای (الف)شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۲۷
- شکل(۵-۲۹): ولتاژ فیلتر شده خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای ۱۲۸
- شکل(۵-۳۰): مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته پیشنهادی ۱۲۸
- شکل(۵-۳۱): جریان فاز A ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته (الف) شکل جریان (ب) طیف هارمونیکي جریان ۱۲۹
- شکل(۵-۳۲): جریان و ولتاژ ورودی مبدل سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته ... ۱۳۰
- شکل(۵-۳۳): ولتاژ لینک DC مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته ۱۳۰
- شکل(۵-۳۴):ولتاژ فاز A خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۳۱
- شکل(۵-۳۵):ولتاژ فاز B خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته (الف)شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکي ۱۳۲
- شکل(۵-۳۶): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته ۱۳۳
- شکل(۵-۳۷): جریان های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیر مستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته ۱۳۳
- شکل(۵-۳۸): طیف های هارمونیکي جریان های خروجی مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته (الف) جریان فاز A (ب) جریان فاز B ۱۳۴
- شکل(۵-۳۹): گشتاور اعمالی به روتور موتور القایی بر حسب زمان در حالت بی باری ۱۳۵

- شکل (۵-۴۰): سرعت موتور القایی بر حسب زمان در حالت بی باری ۱۳۵
- شکل (۵-۴۱): ولتاژهای فیلتر شده ورودی موتور القایی دو فاز در حالت بی باری ۱۳۶
- شکل (۵-۴۲): جریان های دو فاز استاتور موتور القایی دو فاز در حالت بی باری ۱۳۶
- شکل (۵-۴۳): جریان های دو فاز روتور موتور القایی دو فاز در حالت بی باری ۱۳۷
- شکل (۵-۴۴): گشتاور اعمالی به روتور موتور القایی بر حسب زمان در حالت بارداری ۱۳۸
- شکل (۵-۴۵): سرعت موتور القایی بر حسب زمان در حالت بارداری ۱۳۸
- شکل (۵-۴۶): ولتاژهای فیلتر شده ورودی موتور القایی دو فاز در حالت بارداری ۱۳۹
- شکل (۵-۴۷): ولتاژهای (بدون فیلتر) ورودی موتور القایی دو فاز در حالت بارداری ۱۴۰
- شکل (۴-۴۷): جریانهای استاتور موتور القایی در حالت بارداری ۱۴۰
- شکل (۴-۴۸): جریانهای روتور موتور القایی در حالت بارداری ۱۴۱

لیست جداول

جدول (۱-۲): ۲۷ حالت ممکن و مجاز برای مبدل ماتریسی مستقیم.....	۲۱
جدول (۲-۲): ترکیب سوئیچ های مبدل طرف خط در ۶ سکتور.....	۳۶
جدول (۳-۲): نسبت وظیفه های شش سکتور برای سمت خط.....	۴۰
جدول (۱-۳): نحوه کلیدزنی به روش DTC.....	۵۸
جدول (۱-۴): سیکل کاری و حالت کلیدزنی مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز دوپایه ای در سکتور ۱ ورودی.....	۸۸
جدول (۲-۴): حالات مختلف روشن یا خاموش بودن سوئیچ های سمت بار در مبدل غیر مستقیم سه فاز به دوفاز.....	۸۹
جدول (۳-۴): حالت های کلیدزنی ممکن در IMC و بردارهای مربوطه.....	۹۴
جدول (۴-۴): نسبت وظیفه های شش سکتور برای سمت بار.....	۹۸
جدول (۵-۴): نحوی تغییر بردار در ۶ سکتور.....	۹۹
جدول (۶-۴): سیکل کاری و حالت کلیدزنی مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای.....	۱۰۰



فصل اول

مقدمه

فصل اول: مقدمه

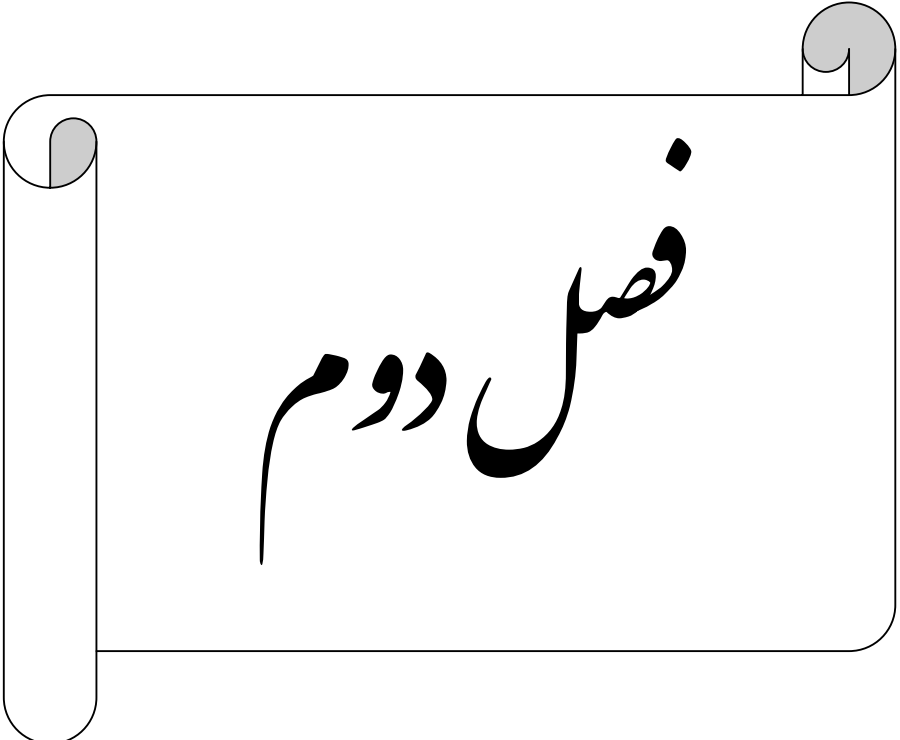
مبدل‌های ماتریسی به دلیل مزایای فراوان، در سالهای اخیر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. از جمله این مزایا می‌توان به قابلیت تنظیم ضریب توان ورودی تا عدد یک، قابلیت انتقال توان در هر دو جهت، شکل موج‌های با کیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد.

در سال ۱۹۸۵ به دلیل مشکلات مذکور توپولوژی جایگزینی به نام مبدل ماتریسی غیرمستقیم (IMC)^۱ معرفی شد. دلیل نامیده شدن این مبدل به عنوان مبدل ماتریسی از یک طرف کارایی یکسان آن از دیدگاه کیفیت شکل موج‌های ولتاژ و جریان ورودی و خروجی و از طرف دیگر یکسان بودن ماتریس‌های کلیدزنی آن با مبدل ماتریسی متداول می‌باشد. مبدل ماتریسی غیرمستقیم دارای کارایی‌های مشابه بسیاری با مبدل ماتریسی متداول از قبیل کیفیت بالای شکل موج ورودی و خروجی، ضریب توان ورودی قابل تنظیم، نبود المان‌های ذخیره کننده انرژی حجیم و طراحی فیلتر ورودی یکسان می‌باشد. این مبدل تحت شرایط کاری خاصی می‌تواند تعداد سوئیچ‌های کمتری نیز داشته باشد. از طرف دیگر مدار حفاظت اضافه ولتاژ این مبدل و کموتاسیون آن بسیار ساده‌تر و مطمئن‌تر از مبدل ماتریسی متداول انجام می‌شود. تاکنون بیشتر تحقیقات انجام گرفته در زمینه‌ی IMC روش‌های کلیدزنی این مبدل، به کارگیری روش‌هایی برای کنترل نامتعادلی ورودی و خروجی، بالا بردن گین ولتاژ خروجی به ورودی و ارائه‌ی توپولوژی‌های چند سطحی برای کاربرد این مبدل در درایو موتورهای القایی و موتور مغناطیس دائم سنکرون بوده است. تاکنون کاربرد این مبدل در کاربردهایی مانند رگولاتور ولتاژ که در خروجی مبدل یک فیلتر LC قرار گرفته و بار مورد نظر نیاز به

¹ Indirect Matrix Converter

یک ولتاژ سینوسی بدون هارمونیک‌های مرتبه‌ی بالا دارد مورد بررسی قرار نگرفته است. در مورد مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز تحقیقات کمی انجام شده، در این پروژه تمامی حالات ممکن که می‌توان با مبدل ماتریسی ولتاژ دوفاز کرد ارائه شده است و یک مبدل سه فاز به دو فاز با سوئیچ‌های کاهش یافته هم ارائه شده است و روش‌های کنترل هر مبدل هم آورده شده است. در این پایان‌نامه مطالب ارائه شده به شرح زیر خواهد بود.

- در فصل دوم مروری بر مبدل‌های ماتریسی، چون مبدل ماتریسی اساساً به صورت سه فاز به سه فاز بوده معادلات و روش‌های کنترلی این مبدل و موارد استفاده این مبدل شرح داده شده است.
 - در فصل سوم روش‌های کلاسیک کنترل سرعت موتور القایی و در ادامه روش‌های کنترل سرعت موتور به وسیله مبدل ماتریسی ارائه می‌شود.
 - در فصل چهارم مبدل‌های پیشنهادی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز به روش‌های سوئیچینگ آنها ارائه می‌شود.
 - در فصل پنجم شبیه سازی، در ابتدا یک ماشین القایی دو فاز را شبیه سازی کرده زیرا در نرم افزار MATLAB فقط ماشین القایی سه فاز و تک فاز موجود می‌باشد و در ادامه برای مبدل‌های پیشنهادی مبدل ماتریسی را به طور کامل شبیه سازی و برای کنترل سرعت موتور القایی استفاده کرده و نتایج آنها آورده شده است.
 - در فصل آخر نتیجه‌گیری و پیشنهادات برای ادامه تحقیقات آورده می‌شود.
- تمامی شبیه سازی‌های انجام گرفته در این پایان نامه در نرم افزار Matlab/Simulink انجام گرفته است.

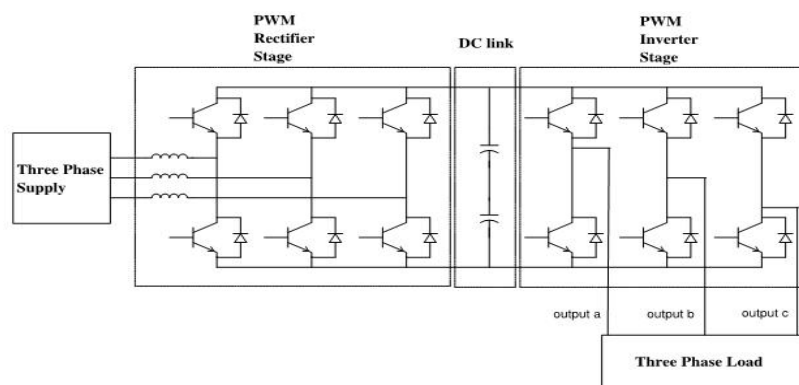


فصل دوم

مروری بر مبدل های ماتریسی و نحوه
کنترل آنها

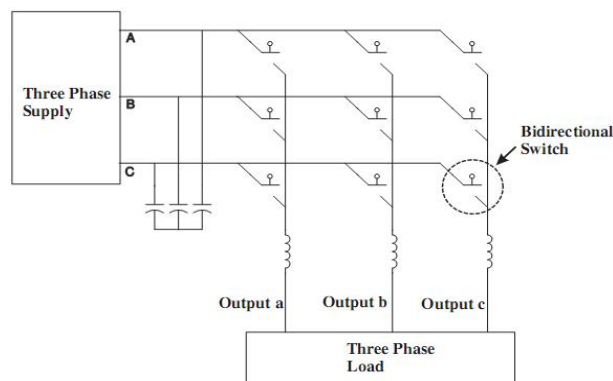
۲-۱. مقدمه

امروزه در بسیاری از کاربردها، از جمله درایو موتورهای AC، نیاز به یک مبدل مجتمع تبدیل ولتاژ^۱ است که مانند مبدل‌های متداول AC/DC/AC دارای شکل موج‌های با کیفیت بالا در ورودی و خروجی بوده و قابلیت تنظیم ضریب قدرت ورودی را داشته باشد. مبدل‌های متداول AC/DC/AC نشان داده در شکل (۲-۱)، سال‌های زیادی است که کاربردهای فراوانی در صنعت دارند. مبدل ماتریسی وسیله‌ای است که برای تبدیل مستقیم انرژی AC به انرژی AC استفاده می‌شود. مزیت اصلی این وسیله، تبدیل دامنه و فرکانس ورودی به دامنه و فرکانس خروجی مطلوب است. اساساً یک مبدل ماتریسی 3×3 ، شامل ۹ سوئیچ دو طرفه، که نیازمند کموتاسیون جهت حداقل کردن تلفات و تولید خروجی مطلوب با شکل موج‌های ورودی و خروجی با کیفیت بالا می‌باشد که در شکل (۲-۲) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱): شماتیک مبدل AC/DC/AC با قابلیت برگشت توان

¹Compact Voltage Source Converter



شکل (۲-۲): شمای ساده سیستم مبدل ماتریسی

در این فصل ابتدا مروری بر مبدل‌های AC/DC/AC ارائه می‌شود و در ادامه مبدل ماتریسی که سه فاز به سه فاز و روش‌های سوئیچینگ این مبدل آورده شده، در پایان هم یک سری از مشکلات و نحوی حل این مشکلات و تعدادی از کاربردهای این مبدل آورده شده است.

۲-۲. مروری مبدل‌های AC/DC/AC

وجود خازن الکترولیتی در باس DC این مبدل‌ها سبب شده استفاده از آنها در دماهای بالا امکان پذیر نباشد. در این مبدل‌ها برای نزدیک کردن شکل موج جریان ورودی به حالت سینوسی نیاز است که یک سلف بزرگ با هر یک از فازهای ورودی مبدل سری شود. این کار سبب می‌شود هزینه مبدل افزایش یافته و حجم آن نیز بیشتر شود. برای حل این مشکلات مقالات زیادی منتشر شده است، در بعضی از این مقالات پیشنهاد شده که خازن‌های بزرگ الکترولیتی با خازن‌هایی از جنس پلی پروپیلن^۱ تعویض گردد [۱]. اگر چه با این کار هنوز هم سلف‌های بزرگ در ورودی این مبدل‌ها وجود دارند و عملکرد سیستم وابستگی زیادی به قابلیت اطمینان سیستم کنترل تعادل توان دارد [۲]. هم اکنون نیز در برخی کاربردهای توان بالا، به خاطر نیازمندی‌های توان بالا و اینکه تکنولوژی مبدل ماتریسی هنوز به طور گسترده‌ای در دسترس نیست، مورد استفاده قرار می‌گیرد.

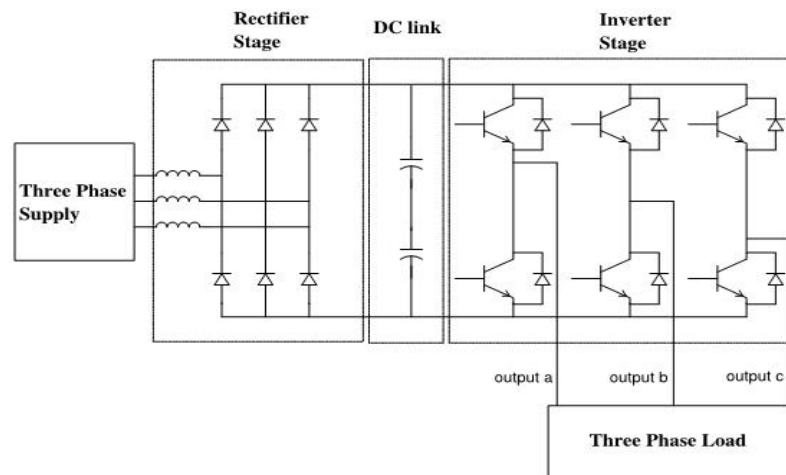
به علاوه، بیشتر فرکانس‌های مورد نیاز کاربردهای صنعتی در محدوده ۵۰ هرتز و ۶۰ هرتز می‌باشند، که به راحتی توسط سیکلوکانورترها به دست می‌آیند. برای یک سیکلوکانورتر ۳ فاز به ۳

¹Polypropylene

فاز، نیاز به ۳۶ عدد ترستور می‌باشد که این باعث می‌شود که سیستم‌های سیکلوکانورتی، بزرگ و پیچیده شوند و تمایل به استفاده از آنها فقط در مواردی باشد که نیاز به توان بالا وجود داشته باشد (1 MW و بالاتر) [۳].

یک مبدل AC/DC/AC با ورودی دیودی در شکل (۲-۳) نشان داده شده است. این مبدل یک خازن بزرگ را نیاز دارد که به منظور فراهم آوردن یک منبع ولتاژ DC ثابت با تغییرات کوچک و به عنوان ذخیره کننده انرژی، در لینک DC قرار گرفته است. این خازن در مقایسه با اجزای نیمه هادی یکسوکننده و اینورتر، دارای ابعاد بزرگی می‌باشد. این یعنی که یک ظرفیت بزرگ با اندازه حجم معقول مورد نیاز می‌باشد. بنابراین معمولاً خازن‌های الکتrolیتی برای اجزای لینک DC مورد استفاده قرار می‌گیرند.

خازن‌های الکتrolیتی برای سطوح توان بیشتر از چند کیلو وات، معمولاً بین ۳۰ تا ۵۰ درصد از حجم کلی مبدل را اشغال کرده و به علاوه این خازن‌ها نسبت به دما نیز حساس می‌باشند.



شکل (۲-۳): دیاگرام اصلی مبدل AC/DC/AC با ورودی دیودی

به علت وجود پل دیودی اولیه، مدار اینورتر نشان داده شده در شکل (۲-۲)، جریان ورودی می‌کشد که شامل هارمونیک‌های پنجم و هفتم می‌باشد و در سطوح توان بالا، به علت اعوجاج هارمونیک تخریق شده به شبکه و تلفات توان، می‌تواند مشکل ساز باشد.

مبدل ماتریسی نشان داده شده در شکل (۲-۲)، شامل یک سری سوئیچ‌های دوطرفه می‌باشد که

هر فاز ورودی را می‌تواند به هر فاز خروجی متصل کند. سیکل کاری سوئیچ‌ها، به منظور تولید دامنه و فرکانس خروجی مطلوب قابل تنظیم می‌باشد. مبدل ماتریسی از آنجا که نیاز به ذخیره کننده انرژی میانی ندارد، به عنوان یک مبدل مستقیم AC به AC در نظر گرفته می‌شود [۴] و [۵].

بیشتر کار روی مبدل ماتریسی در بیست سال گذشته، بر روی الگوریتم‌های مدولاسیون، که در بخش بعد مورد بحث قرار می‌گیرد، متمرکز شده بود و به تازگی کارهایی در زمینه پیاده سازی عملی موضوعاتی مثل کموتاسیون مبدل نیز انجام شده است که در ادامه توضیحاتی در این باب ارائه خواهد شد. با توجه به مشکلات گفته شده در مورد مبدل‌های AC/DC/AC مبدل ماتریسی خیلی از آن مشکلات را ندارد ولی به دلیل روش‌های سوئیچینگ پیچیده برای جلوگیری از کموتاسیون و نبودن سوئیچ‌های دو طرفه، مبدل ماتریسی هنوز در صنعت نسبت به مبدل AC/DC/AC بکار برده نمی‌شود.

۲-۳. سوئیچ‌های دو طرفه

مبدل‌های ماتریسی به سوئیچ‌های دو طرفه ای نیاز دارند که توانایی تحمل ولتاژ در هر دو جهت را داشته باشند و بتوانند جریان را در هر دو جهت هدایت کنند. برای تحقق این سوئیچ‌ها از قطعات مجزا یا از ماژول‌های آماده‌ای که برای مبدل‌های ماتریسی طراحی شده استفاده می‌گردد.

در سوئیچ‌های دو طرفه‌ای که در ادامه در مورد آنها صحبت می‌شود می‌توان از IGBT^۱، MCT^۲، MOSFET^۳ و IGCT^۴ استفاده نمود [۶].

۲-۳-۱. ساختار پل دیودی

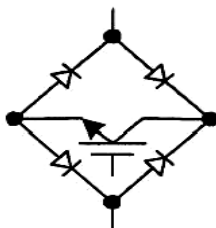
این ساختار سوئیچ دو طرفه، همانند شکل (۲-۴)، شامل یک سوئیچ یک طرفه (مثلاً IGBT) است که در مرکز یک پل دیودی تک فاز قرار گرفته است. مهم‌ترین مزیت این سوئیچ دو طرفه این است که جریان در هر دو جهت توسط یک سوئیچ حمل می‌شود. بنابراین هر سوئیچ دو طرفه نیاز به یک مدار

^۱ Insulated Gate Bipolar Transistor

^۲ Mos Control Thyristor

^۳ Integrated Gate Commutated Thyristor

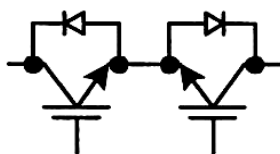
درایو گیت دارد. در عین حال به دلیل این که همیشه سه نیمه هادی (دو دیود و یک IGBT) در مسیر جریان قرار دارند تلفات زمان هدایت در این ساختار زیاد است. مشکل اساسی این ساختار این است که جهت جریان در این نوع سوئیچ دو طرفه را نمی‌توان کنترل کرد، همچنین در این سوئیچ دوطرفه نمی‌توان روش‌های کموتاسیون با اطمینان بالا را اعمال کرد [۷].



شکل (۲-۴): سوئیچ دوطرفه با ساختار پل دیودی

۲-۳-۲. ساختار امیتر مشترک

شکل (۲-۵) سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک را نشان می‌دهد. مزایای استفاده از این روش نسبت به ساختار پل دیودی، امکان کنترل مستقل جریان در هر دو جهت و تلفات هدایت کمتر بدلیل هدایت دو المان در هر لحظه می‌باشد. در این ساختار هر سوئیچ دو طرفه نیاز به یک منبع تغذیه ایزوله برای راه اندازی گیت‌هایش دارد [۷].



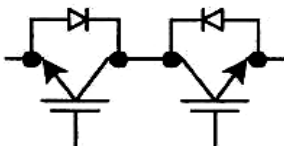
شکل (۲-۵): سوئیچ دوطرفه با ساختار امیتر مشترک

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

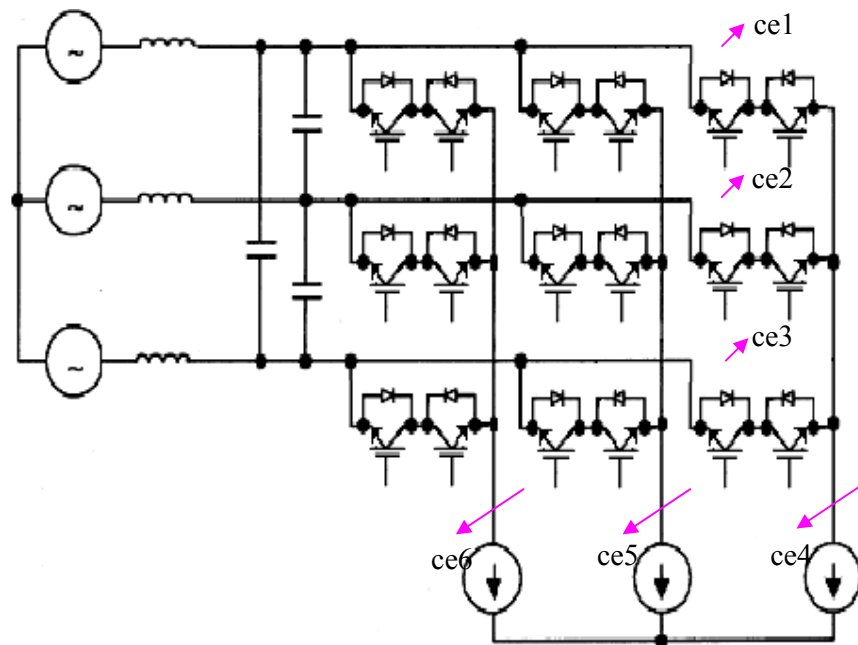
۲-۳-۳. ساختار کلکتور مشترک

سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک در شکل (۶-۲) نشان داده شده است. این ساختار شبیه ساختار امیتر مشترک است اما در این ساختار IGBTها طوری قرار گرفته‌اند که کلکتورهای آنها به هم متصل است.

تلفات زمان هدایت در این ساختار همانند ساختار امیتر مشترک می‌باشد. مزیت این روش در مقایسه با ساختار امیتر مشترک این است که، وقتی از این ساختار در مبدل ماتریسی استفاده شود به ۶ منبع تغذیه DC ایزوله برای درایو گیت IGBTها نیاز است. به این دلیل که در مبدل ماتریسی به تعداد نقاطی که امیتر IGBTها به طور مشترک به آنها متصل هستند، نیاز به منبع تغذیه DC ایزوله برای درایو IGBTها است. همانطور که از شکل (۷-۲) مشخص است هنگام استفاده از این ساختار سوئیچ دو طرفه در مبدل ماتریسی ۶ نقطه وجود دارد که ۳ امیتر به آنها متصل است. این نقاط در شکل (۷-۲) با $ce1$ تا $ce6$ نشان داده شده‌اند. در هنگام به کار بردن این ساختار با توجه به بالا بودن اندوکتانس اتصالات بین سوئیچهای دوطرفه، استفاده عملی از این ساختار در توان‌های بالا توصیه نمی‌شود، بنابراین در اکثر موارد در توان‌های بالا برای تحقق سوئیچهای دو طرفه از ساختار امیتر مشترک استفاده می‌شود [۷].



شکل (۶-۲): سوئیچ دوطرفه با ساختار کلکتور مشترک



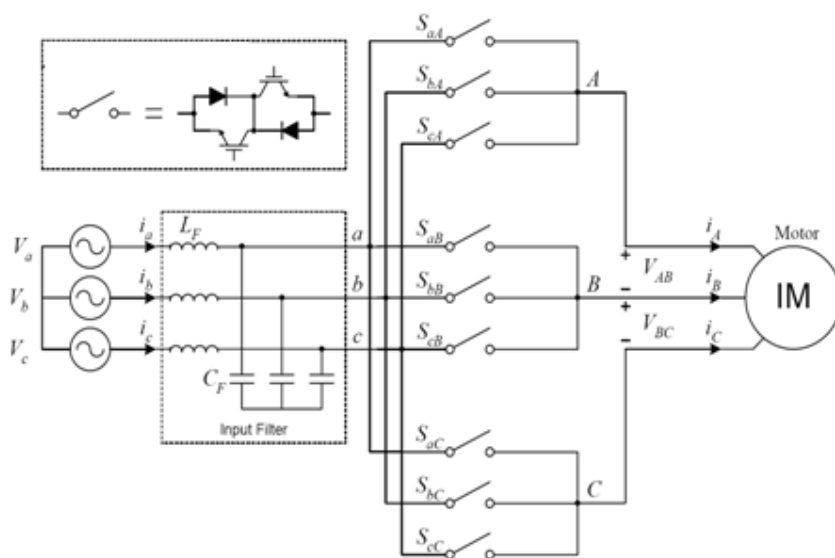
شکل (۲-۷): مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز با استفاده از سوئیچ دو طرفه با ساختار کلکتور مشترک [۷]

۲-۴. مبدل ماتریسی

مبدل ماتریسی اولین بار در اوایل دهه ۱۹۸۰ توسط Alesina و Venturini نامگذاری و بررسی شد [۸]. آنها یک مدل کلی و تئوری ریاضی مرتبط با آن را برای مبدل‌های تلفیقی فرکانس بالا پیشنهاد کردند. سوئیچ‌ها دو طرفه به صورت یک ماتریس مرتب شده‌اند و با استفاده از این ترکیب، هر فاز ورودی می‌تواند به هر فاز خروجی در هر زمان متصل شود. شکل (۲-۲) چنین ترکیبی را نشان می‌دهد [۹].

حداقل تعداد فازهای ورودی ۳ تا می‌باشد و تعداد فازهای خروجی می‌تواند بین یک تا بی‌نهایت (از لحاظ تئوری) انتخاب شود. شکل (۲-۸) ساختار مبدل ماتریسی را نشان می‌دهد که ولتاژ سه فاز منبع را به ولتاژ سه فاز مطلوب برای بار تبدیل می‌کند. این ساختار به نحوی طراحی شده است که در هر لحظه از زمان هر ولتاژ سه فاز ورودی a, b, c را به هر ولتاژ خروجی A, B, C تبدیل می‌کند. امکان جاری شدن توان در هر دوجبهت، توسط کلیدهای دو طرفه فراهم می‌شود.

مبدل‌های ماتریسی 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 با کیفیت بسیار بالا در ورودی و خروجی اشاره کرد. درضمن به دلیل این که المان‌های ذخیره کننده انرژی مثل خازن باس DC در مبدل‌های ماتریسی وجود ندارد امکان ساخت آنها به صورت یک مدار فشرده و کوچک وجود دارد. با این حال به دلیل مشکلاتی از قبیل کموتاسیون پیچیده و مدارات حفاظت پیچیده در برابر اضافه ولتاژ، استفاده از مبدل‌های ماتریسی تا سال‌های اخیر در صنعت به تعویق افتاده است [۸] و [۱۰]. مبدل ماتریسی به دو صورت وجود دارد، یکی مبدل ماتریسی مستقیم^۱ CMC (مبدل ماتریسی سنتی یا متداول هم گفته می‌شود) و دیگری مبدل ماتریسی غیر مستقیم^۲ IMC می‌باشد.



شکل (۸-۲): توپولوژی مبدل ماتریسی ۳ فاز به ۳ فاز [۸]

مبدل‌های ماتریسی به عنوان یک رقیب با مبدل‌های متداول AC/DC/AC که در باس DC خود

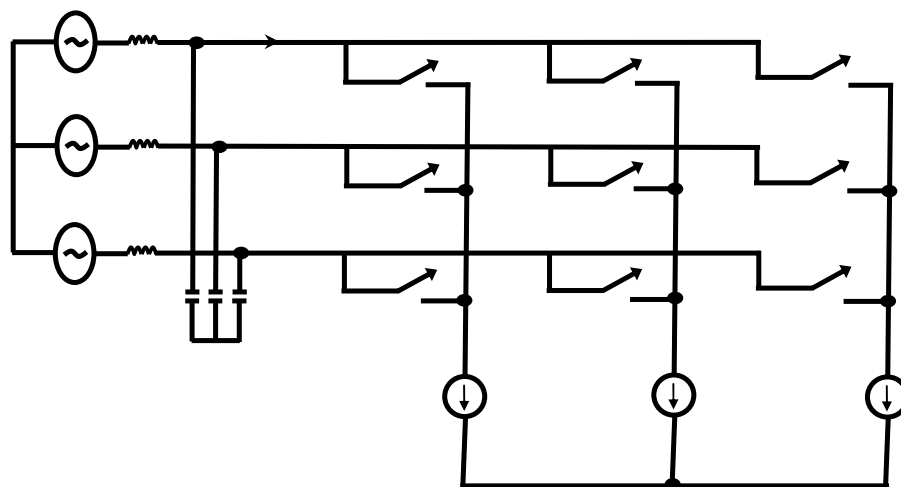
خازن الکترولیتی بزرگ دارند مطرح شده‌اند. در سال‌های اخیر به دلیل وجود پردازشگرهای DSP^۳ سرعت بالا و سوئیچ‌های الکترونیک قدرت مانند IGBT و MCT، استفاده از مبدل‌های ماتریسی در

^۱ Conventional Matrix Converter

^۲ Indirect Matrix Converter

^۳ Digital Signal Processo

صنعت مورد توجه قرار گرفته است. یک شکل کلی از مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز در شکل (۲-۹) نشان داده شده است. این مبدل ۹ سوئیچ دو طرفه داشته و برای تبدیل ولتاژ سه فاز ورودی به ولتاژ سه فاز خروجی نیاز به هیچ المان ذخیره کننده انرژی ندارد. بجز چند فیلتر کوچک در ورودی مبدل که برای جلوگیری از تزریق هارمونیک‌های ناشی از کلیدزنی ترانزیستورها در منبع ورودی استفاده می‌شوند.

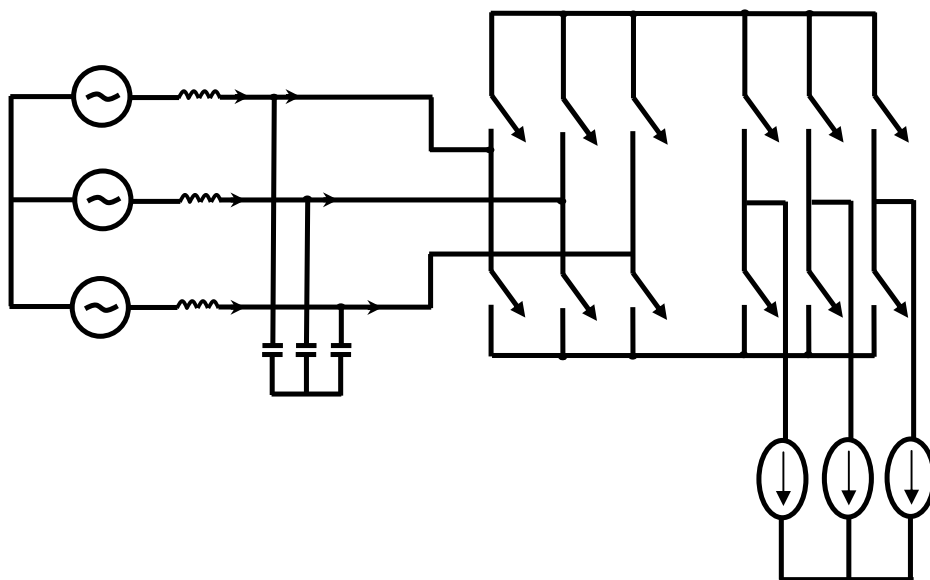


شکل (۲-۹): ساختار مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) (IMC) ۳ فاز به ۳ فاز

تحقیقات بسیاری برای استفاده عملی از مبدل‌های ماتریسی در صنعت انجام شده است. این تحقیقات در زمینه کموتاسیون مطمئن مبدل‌های ماتریسی و ساختار سوئیچ‌های دو طرفه در آنها [۱۱] و یا در زمینه کنترل مبدل‌های ماتریسی به روش مدولاسیون پهنای پالس PWM^۱ صورت گرفته است [۱۲] و [۱۳]. با این وجود مبدل ماتریسی هنوز نتوانسته است به طور گسترده در صنعت راه یابد. مسئله‌ی اصلی مشکلات کموتاسیون این مبدل می‌باشد که از نیاز به عدم اتصال کوتاه مدار ورودی و عدم مدار باز شدن مدار طرف بار ناشی می‌شود. برای حل این مشکلات در مقالات روش‌هایی منشتر شده است. اما این روش‌ها به طور عمومی کموتاسیون چند مرحله‌ای پیچیده یا یک مدار حفاظت عمومی را معرفی می‌کنند که بر پیچیدگی مبدل می‌افزاید.

^۱ Pulse Width Modulation

در سال‌های بعد به منظور کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل ماتریسی مستقیم و ساده کردن استراتژی کلیدزنی، کموتاسیون و مدار حفاظت در برابر اضافه ولتاژ خانواده‌ی جدیدی از مبدل‌های ماتریسی بنام مبدل ماتریسی غیر مستقیم (IMC) معرفی شد. توپولوژی IMC اولین بار توسط P.D.Ziogas در سال ۱۹۸۵ میلادی پیشنهاد شد [۱۴]، اما تا سال ۲۰۰۱ میلادی این مبدل به عنوان مبدل ماتریسی شناخته نمی‌شد. شکل (۲-۱۰) توپولوژی استاندارد مبدل ماتریسی غیرمستقیم را با ۱۲ سوئیچ دو طرفه نمایش می‌دهد. یک پیکر بندی ۱۸ سوئیچ را معرفی کرد. این مبدل هیچ عنصر ذخیره کننده انرژی در لینک DC نداشت [۱۵] و [۱۶]. کنترل PWM و کموتاسیون مورد بحث قرار گرفت. اما طرح عملی این مقالات کیفیت پایینی را در شکل موج‌های جریان ورودی و خروجی از خود نشان داد و کموتاسیون چهار مرحله‌ای پیچیده‌ای را به کار برد و به همین دلیل زیاد مورد توجه قرار نگرفت.



شکل (۲-۱۰): ساختار کلی مبدل ماتریسی غیرمستقیم (IMC)

این مبدل غیرمستقیم نیز به عنوان تغییر دهنده‌ی مستقیم فرکانس نامیده شده و کموتاسیون تحت جریان صفر در طرف ورودی با شبیه سازی‌ها نمایش داده شد [۱۷]. بعد از آن مراجع شروع به رفتار با این توپولوژی به صورت مبدل ماتریسی کردند. در این مقالات، روش PWM این مبدل، عمل

سنکرون سازی سوئیچ‌های مبدل‌های طرف خط، مدار حفاظت اضافه ولتاژ ساده‌ی این مبدل و کموتاسیون تحت جریان صفر مبدل طرف خط هم مورد بررسی قرار گرفت [۱۸] و [۱۹]. ساختارهایی با تعداد سوئیچ‌های کمتر برای این مبدل معرفی شده است [۲۰].

از شکل‌های (۲-۹) و (۲-۱۰) می‌توان نتیجه گرفت که مبدل ماتریسی غیرستقیم حاصل تلفیق مبدل ماتریسی مستقیم و مبدل AC/DC/AC می‌باشد.
روابطه بین IMC و مبدل AC/DC/AC عبارتند از:

- IMC از این جهت که دارای لینک DC میانی می‌باشد و دو مبدل ۶ سوئیچه در ورودی و خروجی دارد شبیه به مبدل AC/DC/AC می‌باشد.
- IMC دارای یک فیلتر کوچک در طرف خط می‌باشد. اما مبدل AC/DC/AC نیاز به یک خازن در لینک DC و سه سلف بزرگ در طرف خط می‌باشد.
- کنترل مبدل AC/DC/AC و IMC متفاوت می‌باشد.
- اگر چه IMC توپولوژی متفاوتی در مقایسه با ^۱ DMC دارد اما شباهت‌های بسیاری بین آنها وجود دارد :

- از آنجا که از عناصر ذخیره کننده‌ی انرژی بزرگ استفاده نمی‌شود، هر دو مبدل می‌توانند طراحی فشرده داشته باشند.
 - طراحی فیلتر ورودی هر دو مبدل یکسان می‌باشد.
 - هر دو مبدل دارای نسبت تبدیل ولتاژ یکسان، شکل موج‌های ورودی و خروجی سینوسی و ضریب توان ورودی قابل تنظیم (شامل یک) می‌باشند.
- با این وجود می‌توان مزایای زیر را برای IMC نسبت به DMC برشمرد :

^۱ Direct Matrix Converter

• IMC کموتاسیون مطمئن تر و ساده‌تری دارد. ثابت شده است که سوئیچ‌های طرف خط در جریان صفر کموتاسیون می‌کنند و سوئیچ‌های طرف بار شبیه به یک اینورتر DC/AC متداول عمل می‌کنند.

• با قرار دادن برخی از محدودیت‌ها تعداد سوئیچ‌های IMC می‌تواند کاهش یابد.

اگر چه مبدل‌های ماتریسی دارای معایب متعددی می‌باشند ولی اکثر این معایب قابل برطرف شدن می‌باشند. به عنوان مثال، مشکل کاهش حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ، با طراحی موتور به نحوی که ولتاژ خروجی کاهش یافته مبدل حداکثر شار ممکن در موتور تولید شود، برطرف می‌گردد. مشکل نیاز به فضای فیزیکی زیاد برای تعداد بالای کلیدها را می‌توان با استفاده از ماژول‌های الکترونیک قدرت از قبیل ماژول ماتریسی^۱ با تغییر توپولوژی مبدل ماتریسی در جهت استفاده از تعداد کلید کمتر برطرف کرد. همچنین مشکلات پیچیدگی کنترل و حساسیت به اغتشاشات ولتاژ ورودی با به کارگیری الگوریتم‌های کنترل مختلف برطرف می‌شوند. همه این موارد به بهبود عملکرد مبدل ماتریسی منجر می‌شوند و مبدل ماتریسی را به یک گزینه مناسب برای مجموعه‌های مجتمع مبدل - محرکه الکتریکی تبدیل می‌کند.

تبدیل توان AC به AC می‌تواند با استفاده از یک مرحله یکسوسازی و یک مرحله اینورتری و یا با استفاده از یک مبدل ماتریسی یا روش تبدیل مستقیم شرح داده شود. یک مبدل ماتریسی فقط یک مرحله تبدیل در مقایسه با دو مرحله برای روش یکسوسازی/ اینورتری استفاده می‌کند. ساختار هر کدام از مبدل‌ها به ویژه دارای مزایا و معایبی است. بنابراین انتخاب به نیازمندی‌های کاربردی وابسته است.

روش‌های مدولاسیون استفاده شده در مبدل‌های ماتریسی سال‌های بسیاری توسط محققان مورد توجه قرار گرفته‌اند [۲۲] و شمای مدولاسیون عددی باز بینی شده‌اند [۲۳] و [۲۴]. الگوریتم SVM سنتی (قدیمی) معمولاً هر دوی هارمونیک‌های ولتاژ زوج و فرد را تولید می‌کند [۲۵] و [۲۶].

¹ Eupec EconomacTM

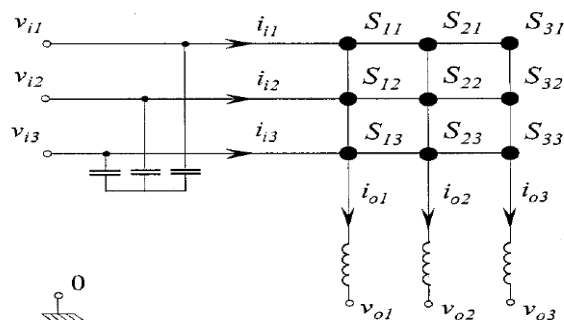
۲-۴-۱. ساختار و مشخصه مبدل ماتریسی

قبل این که روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی توضیح داده شود، این مبدل را به صورت عملگر ریاضی توضیح داده می‌شود سپس روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی به طور کامل ارائه شده است.

۲-۴-۱-۱. مبدل ماتریسی به عنوان یک عملگر ریاضی

قبل از اینکه روش‌های سوئیچینگ مبدل ماتریسی را مطرح کنیم بهتر است مبدل ماتریسی را کاملاً ایده‌آل و حتی مستقل از این واقعیت که سوئیچ‌ها فقط دارای دو حال قطع و وصل هستند، همانطور که در شکل (۲-۱۱) نشان داده شده، بررسی کنیم یعنی فرض کنیم سوئیچ‌ها می‌توانند در هر لحظه کسری از ورودی را به خروجی وصل کنند به عبارت دیگر اگر مقدار یک معرف اتصال ورودی به خروجی و مقدار صفر معرف قطع سوئیچ باشد فرض کنیم سوئیچ در هر لحظه می‌تواند عددی بین صفر و یک داشته باشد [۲۷].

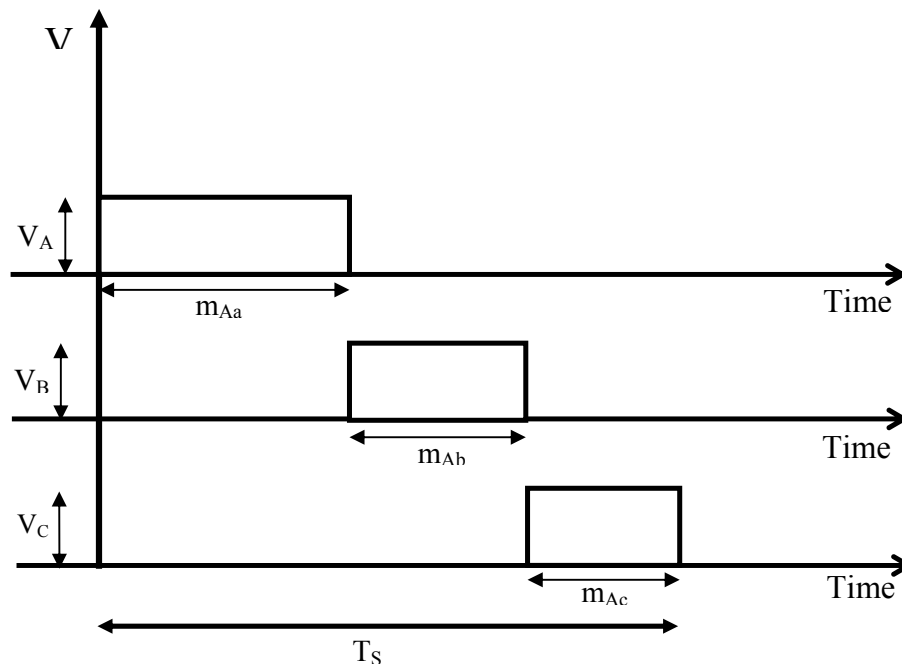
اگر فرض کنیم مبدل ماتریسی با چنین سوئیچ‌های فرضی ساخته شده باشد، آنگاه هر سوئیچ می‌تواند به طور لحظه‌ای مقدار میانگین وضعیت‌های سوئیچینگ سوئیچ واقعی را اختیار کند. می‌توانیم چنین حالت ایده‌آلی را با فرکانس سوئیچینگ بی‌نهایت تعبیر کنیم. در عمل با این فرض به مبدل فرکانس پایین مبدل ماتریسی می‌رسیم که در بخش مدل سازی دقیقاً بررسی می‌شود. اگر مجدداً به شکل‌های اولیه توجه کنیم می‌توانیم در مورد ماتریس کانورتور به روابط زیر برسیم:



شکل (۲-۱۱): مبدل ماتریسی ایده‌آل با نامگذاری سوئیچ‌ها [۲۸]

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad \sum_{k=1,2,3} S_{jk} = 1 \quad \begin{cases} j = 1, 2, 3 \\ S_{jk} = 1 \text{ or } 0 \end{cases} \quad (1-2)$$

S_{ij} ها در فرمول ۱-۲ تابع زمان و به طور لحظه ای ۱ یا ۰ هستند. این اتفاقی است که در عمل می‌افتد. شرطی که در فرمول ۱-۲ نوشته شده است بیان می‌کند در هر سطر ماتریس S و در هر ستون از کلیدهای مبدل ماتریسی یک فقط یکی از سوئیچ‌ها باید وصل یا یک فقط یکی از درایه‌های ماتریس باید یک باشند. برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن در ورودی ابتدا سوئیچ مربوط به فاز a به اندازه زمان محاسبه شده روشن می‌شود و سپس سوئیچ مربوط به فاز b و سپس سوئیچ مربوط به فاز c روشن خواهد شد. نمونه‌ای از این روند برای یک سیکل سوئیچینگ در شکل (۱۲-۲) برای فاز a آمده است.



شکل (۱۲-۲): زمان قطع و وصل بودن سوئیچ‌های فاز A

از آن جا که مبدل ماتریسی توسط یک منبع ولتاژ ورودی تغذیه می‌شود و به یک بار القایی متصل شده است، همواره باید دو قانون زیر برقرار باشد.

◀ برای اجتناب از اتصال کوتاه هیچگاه نباید ولتاژ دو فاز ورودی به یک خط مشترک از خروجی وصل شوند.

◀ برای اجتناب از وقفه در تغذیه بار القایی هیچگاه نباید یکی از فازهای خروجی باز بماند.

این شرط کلی و نقص ناپذیر عملکرد یک مبدل ماتریسی است و دلیل آن این است که اگر هر سه سوئیچ‌های یک ستون قطع باشند جریان خروجی قطع می‌شود و مبدل ماتریسی نمی‌تواند مانند یک منبع ولتاژ عمل کند. همچنین اگر بیش از یک سوئیچ وصل باشد، منبع ورودی اتصال کوتاه می‌شود که این حالت هم قطعاً مورد قبول نیست بنابراین با داشتن این محدودیت‌ها $2^3 = 8$ حالت کلیدزنی در مبدل ماتریسی تنها به ۲۷ حالت مجاز می‌باشند هر ستون تنها ۳ حالت مجاز.

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

$$\begin{bmatrix} L_{i1}(t) \\ L_{i2}(t) \\ L_{i3}(t) \end{bmatrix} = S^T \begin{bmatrix} L_{o1}(t) \\ L_{o2}(t) \\ L_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

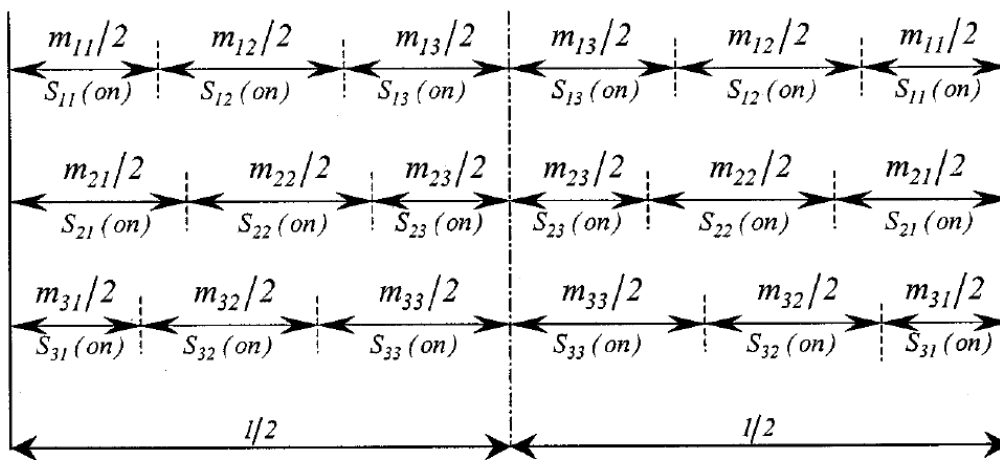
دو فرمول ۲-۲ و ۳-۲ معادله کار مبدل ماتریسی را به سادگی بیان می‌کند S با میانگین‌گیری مناسب از ولتاژ ورودی و جریان خروجی به ترتیب ولتاژ خروجی و جریان ورودی را می‌سازد. S از درایه‌های ۰ و ۱ و متغیر با زمان ساخته شده است. طبقاً فرکانس سوئیچینگ، فرکانس تغییر درایه های S است. این فرکانس به ولتاژ خروجی و جریان ورودی هم منتقل می‌شوند.

اما اگر در فرمول ۲-۲ میانگین‌گیری را اعمال کنیم می‌توانیم به جای S_{ij} ها زمان یک بودن آنها نسبت به کل زمان یک سیکل یا به عبارتی سیکل کاری آنها را بنویسیم در این صورت خواهیم داشت:

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad 0 \leq m_{ij} \leq 1 \text{ and } \sum_{j=1}^3 m_{ij} = 1 \quad (i=1,2,3) \quad (4-2)$$

شرط عملکرد درست مبدل ماتریسی پس از میانگین‌گیری به شرط مجموع سیکل کاری‌های یک سطر که باید برابر با یک باشند تبدیل شده است.

وقتی نوبت به ارائه روش‌های سوئیچینگ می‌شود یک راه همین محاسبه ریاضی این مقادیر m_{ij} است که ولتاژ ورودی معلوم را به ولتاژ خروجی مورد نظر تبدیل می‌کند. پس از تولید ولتاژ جریانی با اندازه و فاز نامعلوم (وابسته به بار) تولید می‌شود که باید همان ماتریس M این جریان خروجی را به جریان ورودی با فاز مساوی با فاز ولتاژ ورودی یا هر فاز دلخواه (البته عملی برای جریان) دیگری تبدیل کند [۲۸]، که در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است.



شکل (۲-۱۳): یک نمونه از تعیین زمان برای ۹ سوئیچ مبدل ماتریسی [۲۸]

در شکل (۲-۱۳) دیده می‌شود که یک سیکل سوئیچینگ به دو قسمت مساوی و متقارن تقسیم شده است. این کار باعث کاهش هارمونیک‌ها می‌شود و البته سعی می‌شود ترتیب تغییرات حالات سوئیچ‌ها به نحوی انتخاب می‌شود که حداقل فرکانس سوئیچینگ را داشته باشیم. این کار در اینورترهای معمولی هم انجام می‌شود [۲۸].

اما می‌توان اثرگذاری ماتریس M یا S بر ولتاژ ورودی و جریان خروجی را از دیدگاه دیگری بررسی کرد. این دیدگاه بر اساس ۲۷ حالت ممکن بنا شده است به عبارتی به جای اینکه اثر ۹ مقدار m را بررسی کنیم اثر هریک از این ۲۷ حالت را مورد مطالعه قرار می‌دهیم. همانطور که در جدول (۲-۱) نشان داده شده است [۲۶] و [۲۷].

این ترتیب کلید زنی به سه دسته تقسیم می‌شوند.

✓ گروه اول شامل ۶ ترکیب می‌باشد که هر فاز خروجی به فاز ورودی متفاوت وصل شده اند.

✓ گروه ۲ سه زیر گره دارد که هر کدام ۶ ترکیب تشکیل شده اند که در هر زیر گروه هر بار دو

فاز خروجی اتصال کوتاه می‌شوند (به فاز ورودی مشابه متصل هستند).

✓ گروه سوم شامل سه ترکیب می‌باشد که در آنها همه فاز خروجی به هم وصل هستند و هر بار

به یک فاز ورودی وصل می‌شوند.

جدول (۲-۱): ۲۷ حالت ممکن و مجاز برای مبدل ماتریسی مستقیم [۲۹]

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

هریک از این دو دیدگاه به یک دسته از روشهای سوئیچینگ ارائه شده منجر می‌شوند. در کنار

این روش‌ها که مبتنی بر از پیش دانستن شکل موج ورودی هستند می‌توان روش‌هایی را هم که به

طور لحظه‌ای ورودی را می‌بینند و بر اساس آن خروجی را تعیین می‌کنند قرار داد. مثلاً می‌توان به

طور لحظه‌ای مقادیر هر یک از سه فاز ورودی را دید و هر کدام را که به مقدار مورد نظر در خروجی

نزدیک‌تر است به خروجی متصل نمود، یا با فرض یک سیکل سوئیچینگ، در این سیکل خروجی را به

هر سه ورودی وصل نمود اما زمان هر کدام باید نسبت عکس با فاصله آنها با سیگنال مورد نظر در خروجی داشته باشد [۲۷].

با داشتن مجموعه‌ای از ولتاژهای سه فاز ورودی و اتخاذ روش کلیدزنی مناسب هر مجموعه ولتاژ در خروجی را می‌توان ایجاد کرد. با این حال صرف نظر از استراتژی کلید زنی، برای ولتاژ خروجی تولیدی در این مبدل محدودیت‌های فیزیکی داریم که نباید حداکثر ولتاژ پیک خروجی نمی‌تواند از حداقل اختلاف دو فاز ورودی بیشتر باشد. برای کنترل ولتاژ خروجی دلخواه، پوش منحنی ولتاژ سه فاز مرجع باید کاملاً در این پوش ولتاژ سه فاز ورودی قرار گیرد.

۲-۱-۴-۲. روش های سوئیچینگ مبدل ماتریسی

روش‌های کنترلی که تاکنون برای مبدل ماتریسی استفاده شده است کاملاً پیچیده هستند و امروزه موضوع بسیاری از تحقیقات در زمینه الکترونیک قدرت می‌باشند، در میان روش‌های کنترل مستقل ولتاژ و جریان ورودی دو روش با کاربرد وسیع دو روش کلی با پیش فرض دانستن شکل موج ورودی رادراین قسمت بررسی می‌کنیم.

➤ روش سوئیچینگ وینتوری بر اساس آنالیز تبدیل ریاضی

➤ روش مدولاسیون بردار فضایی (SVM)

۲-۱-۴-۲-۱. روش سوئیچینگ وینتوری

روش اول که در آن هدف محاسبات رابدست آوردن مقادیر هر کدام از عرض پالس‌ها قرار می‌دهند به روش وینتوری معروف است. این روش در سال ۱۹۸۱ توسط Venturini و Alesina معرفی شد.

در این روش با داشتن یک مجموعه ولتاژ سه فاز به اندازه ثابت V_i و فرکانس f_i یک تابع کلیدزنی تعریف می‌شود که با مشخص کردن دوره کارکرد ۹ سوییچ دو طرفه و نمونه برداری تکه‌ای موج‌های ورودی، ولتاژهای سه فاز در خروجی را می‌توان تولید کرد [۲۷].

ولتاژهای خروجی از قبل توسط ولتاژ مرجع تعیین شده است و با اتصال یک با سه فاز مجموع‌های از جریانهای ورودی I_i با فرکانس زاویه‌ای ω_i که می‌توان آنها را در زاویه مشخصی نسبت به ولتاژهای خروجی داشته باشیم.

که با ارتباط دادن ولتاژ و جریانهای ورودی و خروجی رابطه ذیل حاصل می‌شود [۲۷]

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \\ V_{o3}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix}}_{M^T} \begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \\ I_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

برای متغیرهای ورودی و خروجی داریم:

$$\begin{aligned} V_o &= |V_o| \angle \alpha_o & V_i &= |V_i| \angle \alpha_i & q &= \frac{|V_o|}{|V_i|} \\ I_o &= |I_o| \angle \beta_o & I_i &= |I_i| \angle \beta_i & \varphi &= \alpha_i - \beta_i \end{aligned} \quad (7-2)$$

۲-۴-۱-۲-۱-۱. روش اولیه

ابتدا ماتریس نسبت تبدیل را می‌یابیم که شامل توابع دوره وظیفه ۹ کلید دوطرفه است. برای یک مجموعه ولتاژ سه فاز ورودی خواهیم داشت.

$$|V_i(t)| = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{im} \cos(\omega_i t) \\ V_{im} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (8-2)$$

که در آن V_{im} اندازه و ω_i فرکانس ولتاژ ورودی می‌باشد. در طول هر تناوب نمونه برداری (T_s) مقدار متوسط نمونه‌های قطعه‌ای از شکل موج ورودی با توجه به توالی‌های کلیدزنی سه فاز، ولتاژهای خروجی را تولید می‌کند [۲۷].

ولتاژهای خروجی سه فاز که توسط تابع تبدیل به ولتاژهای تغذیه ورودی مرتبط می‌شوند، به صورت زیر تعریف می‌گردند.

$$|V_o(t)| = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{om} \cos(\omega_o t) \\ V_{om} \cos(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{om} \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (9-2)$$

با حل این معادلات برای $\phi = 0$ (جابجایی فاز جریان ورودی نسبت به ولتاژ ورودی) به معادلات

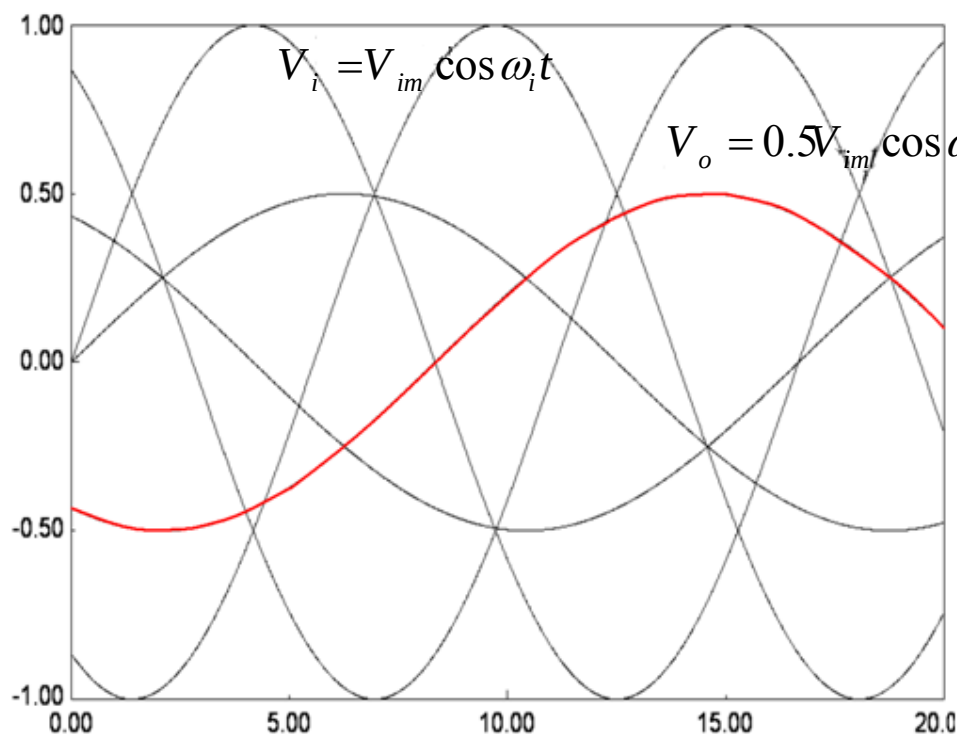
زیر می‌رسیم:

$$m_{ef} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[\omega_o t - (l-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\omega_o t - (l-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (10-2)$$

تا اینجا تنها زمان اتصال هرکدام از سه سوئیچ مکمل (سوئیچ‌هایی که روی یک ستون مبدل ماتریسی قرار دارند) تعیین شده است. اما این زمان‌ها که مجموع آنها برابر یک دوره سوئیچینگ است را می‌توان به روش‌های گوناگونی در طول یک دوره جا داد.

تفاوت این روش‌های گوناگون می‌تواند در وضعیت هارمونیک‌های خروجی و همین طور تلفات سوئیچینگ می‌باشد. این موضوع مهم برای تمام روش‌های سوئیچینگ وجود دارد به این دلیل که تمام روش‌ها هدف خود را میان‌گیری از ورودی در یک دوره و تولید ورودی قرار می‌دهند. اینکه اجزایی که در هر دوره از آنها میان‌گیری می‌شود با چه آرایشی در این دوره قرار می‌گیرند خارج از محاسبات اولیه قرار می‌گیرند.

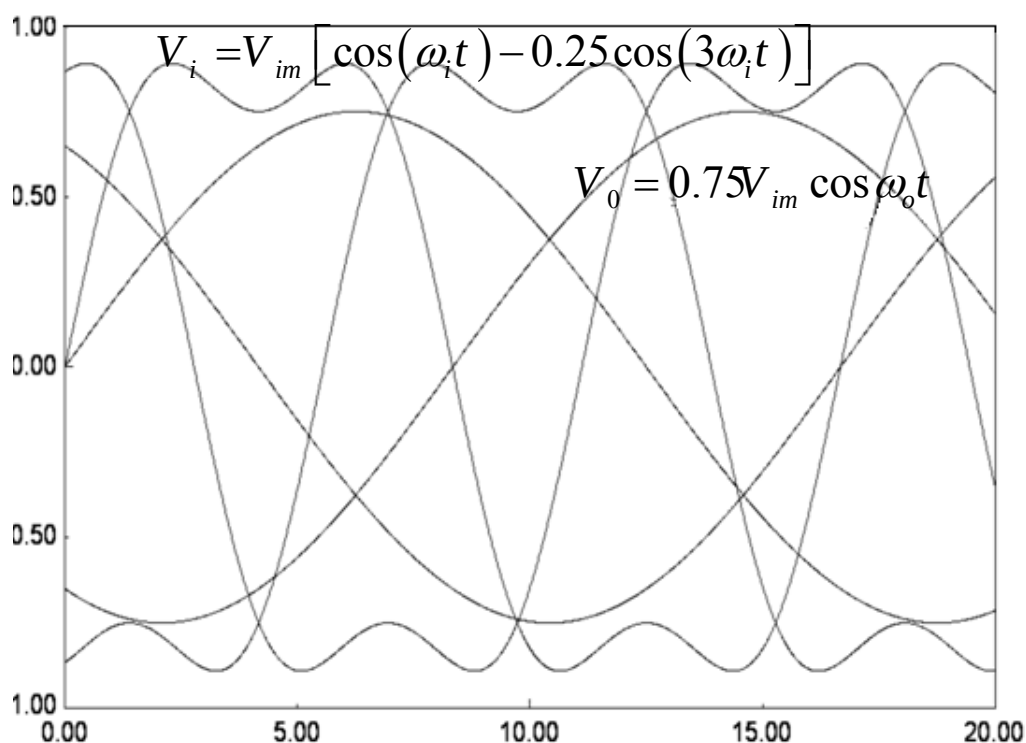
در این روش q نسبت تعدیل ولتاژ ($q = V_{om}/V_{im}$) است. این توابع مدولاسیون برای کنترل کلیدهای مبدل ماتریسی در جهت رسیدن به جریان‌های ورودی سینوسی، مشابه جریان‌های سینوسی خروجی، استفاده می‌شوند. برای تولید کامل شکل موج‌های ولتاژ خروجی در هر فرکانس، ولتاژهای خروجی مورد نیاز باید درون پوش تشکیل شده از ولتاژهای ورودی قرار گیرند. همانطور که در شکل (۲-۱۴) نشان داده شده است، بدیهی است که این محدودیت حداکثر نسبت تبدیل را به مقدار 0.5 محدود می‌کند [۲۷].



شکل (۲-۱۴): پوش ولتاژهای سه فاز ورودی و ولتاژ خروجی با حداکثر $V_{in} 0.5$ [۲۷]

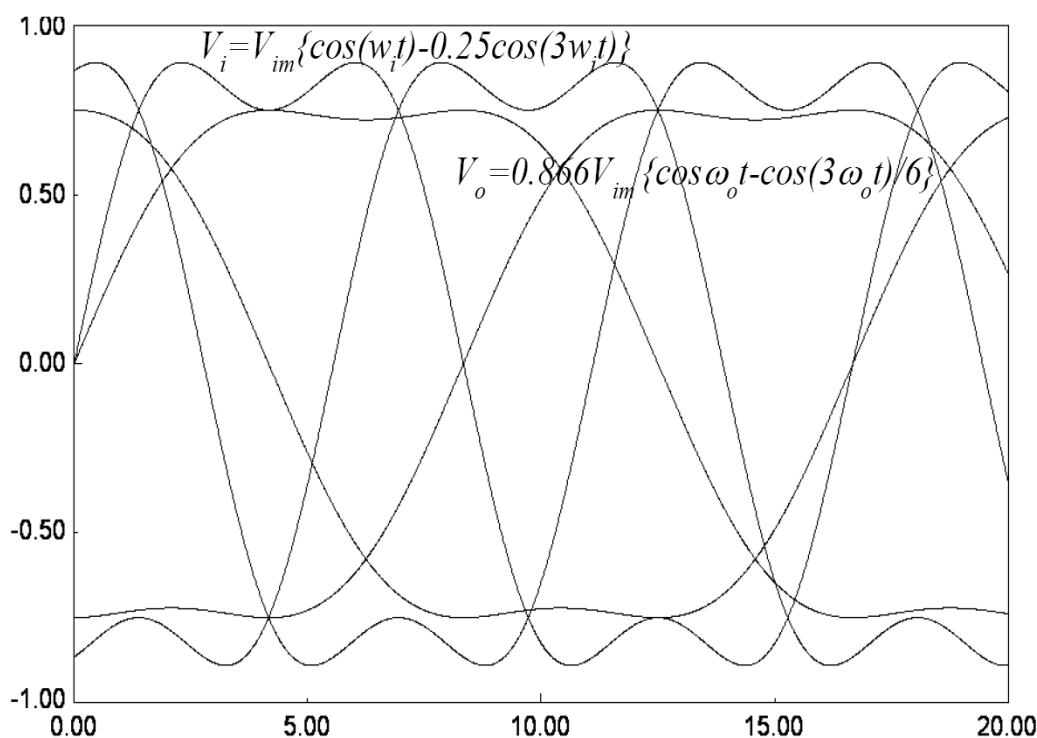
۲-۱-۲-۱-۴-۲. روش بهبود یافته

در طرح کنترلی که در قسمت قبل تشریح شد، حداکثر اندازه ولتاژ خروجی به نصف اندازه ولتاژ ورودی محدود می‌شد. در طرح بهبود یافته حداکثر نسبت ولتاژ به 0.866 افزایش می‌یابد. در این طرح، برای افزایش حد ولتاژ خروجی، هارمونیک سوم فرکانس ورودی از ولتاژهای ورودی کم می‌شود. اندازه بهینه هارمونیک سوم فرکانس ورودی، $V_{im}/4$ است که امکان تولید حداکثر نسبت تبدیل 0.75 را با افزایش ناحیه درون پوش ولتاژهای ورودی فراهم می‌کند. توجه شود که تفریق هارمونیک سوم فرکانس ورودی از ولتاژهای ورودی، معادل اضافه کردن هارمونیک سوم به ولتاژهای خروجی می‌باشد که در شکل (۲-۱۵) نشان داده شده است [۲۷].



شکل (۲-۱۵): ولتاژهای سه فاز ورودی با تزریق هارمونیک سوم و ولتاژهای خروجی حداکثر $0.75 V_{im}$ [۲۷]

افزایش بیشتر نسبت تبدیل ولتاژ را می‌توان با کم کردن هارمونیک سوم فرکانس خروجی از ولتاژهای خروجی مطلوب بدست آورد با کاهش مقدار حداکثر دامنه ولتاژ خروجی، توان به نسبت تبدیل 0.866 دست یافت که حداکثر بهره ولتاژی است که می‌تواند در یک مبدل ماتریسی بدست آید. اندازه بهینه برای هارمونیک سوم فرکانس خروجی $V_{om}/6$ بدست می‌آید. شکل (۲-۱۶) چگونگی افزایش حداکثر مقدار ولتاژ خروجی با تزریق هارمونیک سوم را نشان می‌دهد. تزریق هارمونیک سوم فرکانس خروجی به ولتاژهای خروجی مطلوب، تاثیری روی بارهای سه فاز با خط خنثی مجزا ندارد. این امر به دلیل حذف هارمونیک‌های سوم در این سیستم است [۲۷].



شکل (۲-۱۶): پوش ولتاژهای سه فاز ورودی با تزریق هارمونیک سوم و ولتاژهای خروجی حداکثر $V_{in} 0.866$ [۲۷]

تزریق دو مرحله‌ای هارمونیک که در بالا تشریح شد، عبارات ولتاژهای خروجی را به صورت زیر

تغییر می‌دهد [۲۷].

$$\begin{bmatrix} V_{a1}(t) \\ V_{a2}(t) \\ V_{a3}(t) \end{bmatrix} = V_{cm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_p t) \\ \cos(\omega_p t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_p t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \frac{V_{im}}{4} \begin{bmatrix} \cos(3\omega_p t) \\ \cos(3\omega_p t) \\ \cos(3\omega_p t) \end{bmatrix} - \frac{V_{cm}}{6} \quad (1)$$

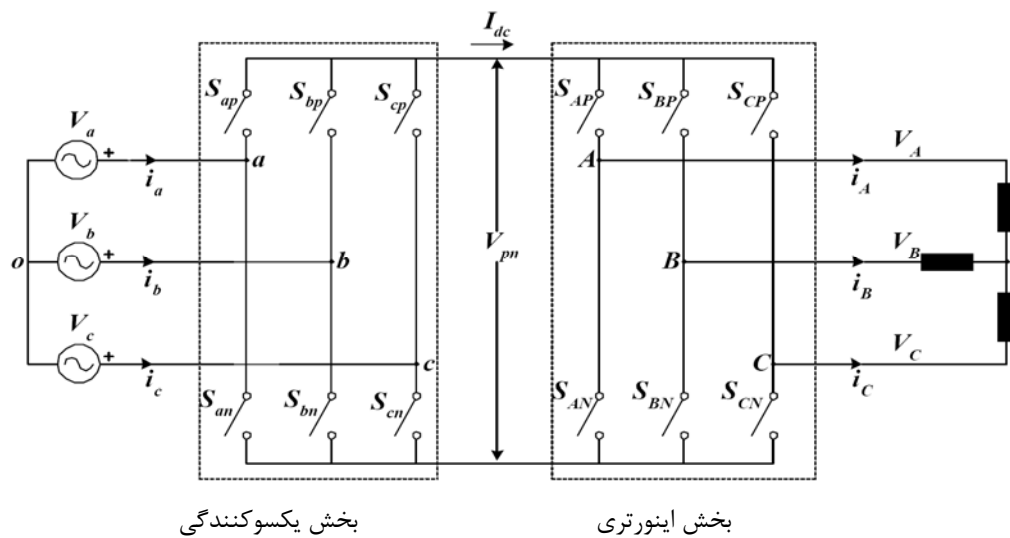
$$= \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix}$$

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \left[2q \cos\left(\omega_p t - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \left[\cos\left(\omega_p t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_p t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_p t) \right] - \frac{2q}{3\sqrt{3}} \left[\cos\left(4\omega_p t - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\omega_p t - (1-j)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \right] \quad (12)$$

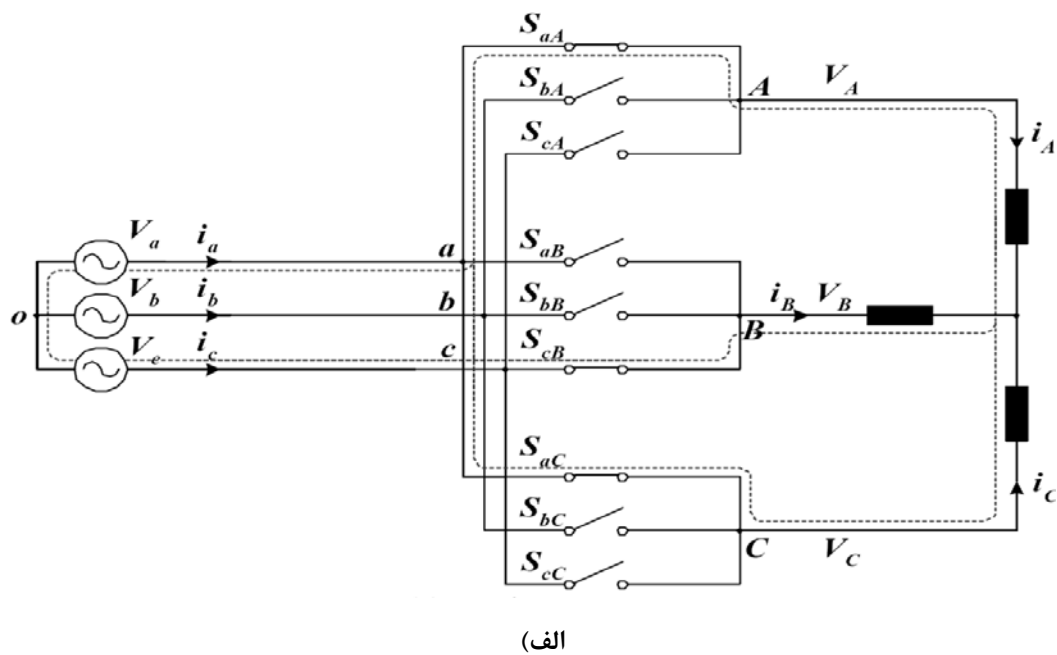
۲-۴-۱-۲. سوئیچینگ به روش بردارهای فضایی

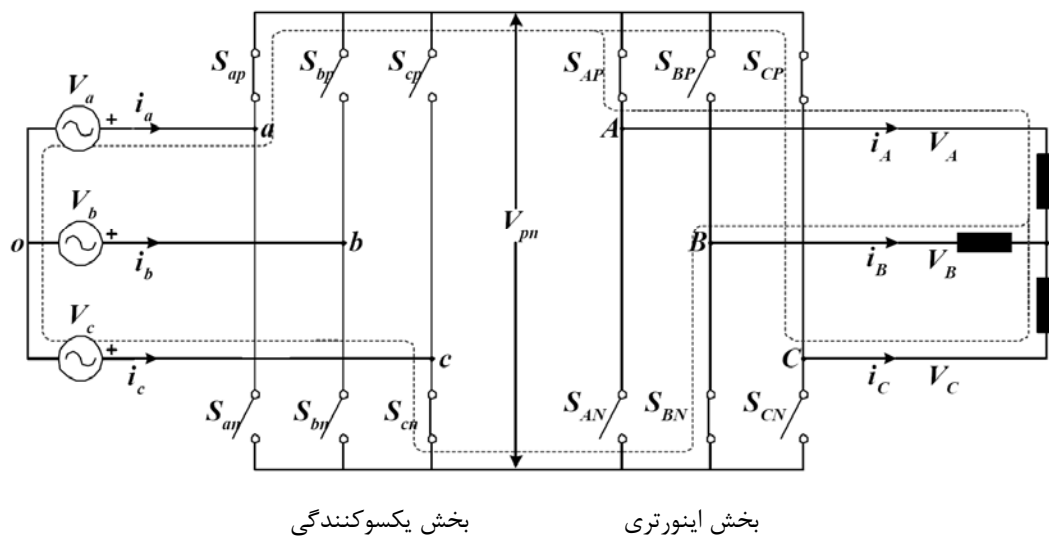
در سال ۱۹۸۹، هابر الگوریتم روش مدولاسیون بردار فضایی را برای مبدل‌های ماتریسی ارائه کرد. طرح اولیه روش مدولاسیون بردار فضایی تنها روی تولید ولتاژ سینوسی خروجی با به کارگیری تکنیک مدولاسیون بردار فضایی با بخش مدولاسیون بردار فضایی خروجی متمرکز شده بود. بعدها هابر طرح کامل مدولاسیون بردار فضایی را با استفاده از روش مدولاسیون بردار فضایی در بخش ورودی، مشابه بخش خروجی ارائه کرد، که قابلیت دستیابی همزمان با جریان‌های ورودی و خروجی سینوسی را فراهم می‌کرد [۲۷]. این الگوریتم با به کارگیری مدولاسیون بردار فضایی استفاده شده در اینورترهای منبع ولتاژ مدولاسیون بردار فضایی معمولی، برای مبدل‌های ماتریسی توانایی‌های قابل توجهی فراهم نمود. درحالی که روش وینتوری به دلیل داشتن پایه ریاضی، انعطاف‌پذیری کمتری داشت. الگوریتم مدولاسیون بردار فضایی امکان استفاده از مبدل‌های ماتریسی را برای بسیاری از روش‌های کنترل فراهم ساخت.

روش مدولاسیون بردار فضایی از این واقعیت استخراج شده است که مبدل‌های ماتریسی دقیقاً عملکرد یکسانی با همتای غیرمستقیم خود دارند. مبدل‌های ماتریسی نیز، شامل یک مرحله یکسوسازی و یک مرحله اینورتری با یک اتصال DC مجازی می‌باشند. شکل (۲-۱۷) 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 که این موضوع در شکل (۲-۱۸) نشان داده شده است [۲۷]. پس می‌توان فرض کرد که تبدیل قدرت AC به AC با یک اتصال DC مجازی به صورت مستقل و در دو مرحله یکسوسازی و اینورتری انجام می‌پذیرد. ولتاژ اتصال DC با برش ولتاژ ورودی در مرحله یکسوسازی تولید می‌شود. با به کارگیری الگوریتم معکوس، ولتاژ اتصال DC مجازی به صورت ورودی یک اینورتر منبع ولتاژ PWM معمولی، ولتاژهای خروجی را تولید می‌کند.



شکل (۲-۱۷): مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم IMC برای استفاده شده در روش کنترل SVM [۲۷]

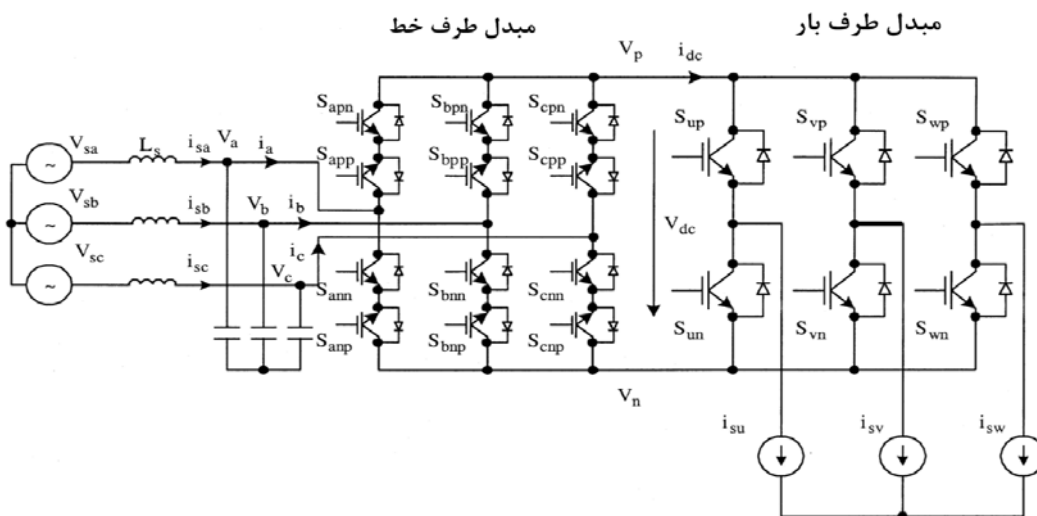




شکل (۲-۱۸): عملکرد یکسان مبدل ماتریسی و مدار معادل الف) مبدل ماتریسی مستقیم DMC (ب) مدار معادل مبدل ماتریسی غیر مستقیم IMC [۲۷]

برای بدست آوردن شکل موج‌های با کیفیت بالا و کموتاسیون مطمئن، کنترل مدولاسیون پهنای پالس مبدل ماتریسی غیر مستقیم بسیار مهم می‌باشد. روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری با کموتاسیون مطمئن برای مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ سوئیچ مطابق شکل (۲-۱۹) معرفی می‌شود [۳۰]. برای ساده سازی آنالیز فرض می‌شود فیلتر در ورودی مبدل وجود ندارد.

بنابراین:



شکل (۲-۱۹): مبدل ماتریسی غیرمستقیم ۱۸ سوئیچ [۳۰]

$$L_S = 0; C_S = 0; V_{SX} = V_X; i_{SX} = i_X \quad (۱۳-۲)$$

که V_X ولتاژ طرف خط در فاز X و $x = a, b, c$.

فرض می‌شود ولتاژ ورودی یک ولتاژ سه فاز متعادل سینوسی باشد یعنی :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_m \cos \theta_{av} = V_m \cos(\omega_i t) \\ V_{sb} &= V_m \cos \theta_{bv} = V_m \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} &= V_m \cos \theta_{cv} = V_m \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (۱۴-۲)$$

جریان‌های خروجی هم یک جریان سه فاز متعادل سینوسی فرض می‌شود :

$$\begin{aligned} i_A &= I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ i_B &= I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C &= I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (۱۵-۲)$$

که در روابط ۱۴-۲ و ۱۵-۲ ω_i, ω_o به ترتیب فرکانس زاویه ای خروجی و ورودی،

φ_o زاویه‌ی اولیه‌ی جریان فاز خروجی، V_m و I_o به ترتیب دامنه‌ی ولتاژ ورودی و جریان خروجی

و θ_{av}, θ_{bv} و θ_{cv} زاویه‌ی الکتریکی ولتاژ فاز a, b, c و ورودی می‌باشد.

به علاوه جریان ورودی و ولتاژ خروجی مطلوب عبارتند از :

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I_m \cos \theta_a = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in}) \\ i_{sb} &= I_m \cos \theta_b = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in} - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc} &= I_m \cos \theta_c = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (۱۶-۲)$$

و :

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_o \cos \theta_{ou} = V_o \cos(\omega_o t + \psi_{out}) \\
 V_B &= V_o \cos \theta_{ov} = V_o \cos(\omega_o t + \psi_{out} - \frac{2\pi}{3}) \\
 V_C &= V_o \cos \theta_{ow} = V_o \cos(\omega_o t + \psi_{out} + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{۱۷-۲}$$

که :

$\psi_{in} = \theta_{av} - \theta_a$ زاویه ضریب توان طرف خط، $\psi_{out} = \theta_{ou} - \theta_{oi}$ زاویه ضریب توان طرف بار،
 $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ زاویه ی الکتریکی جریان فاز a, b, c در ورودی، و θ_{ou}, θ_{ov} و θ_{ow} زاویه ی الکتریکی
ولتاژ خروجی B, A و C می باشد.

مبدل ماتریسی غیرمستقیم یک مبدل تبدیل AC/AC دو مرحله ای می باشد. در ابتدا مبدل طرف خط
ولتاژ سه فاز ورودی را به ولتاژ DC در لینک DC تبدیل می کند. چون مبدل طرف خط دارای سه
ورودی و دو خروجی می باشد بنابراین ۹ ترکیب سوئیچ ممکن وجود دارد. در این میان از آنجا که ولتاژ
لینک DC همیشه مثبت می باشد ۳ ترکیب غیر قابل استفاده می باشد. در مرحله ی دوم مبدل طرف
بار ولتاژ لینک DC را به ولتاژ سه فاز در خروجی تبدیل می کند. چون مبدل طرف بار دو ورودی و سه
خروجی دارد ۸ ترکیب کلیدزنی ممکن در آن وجود دارد.

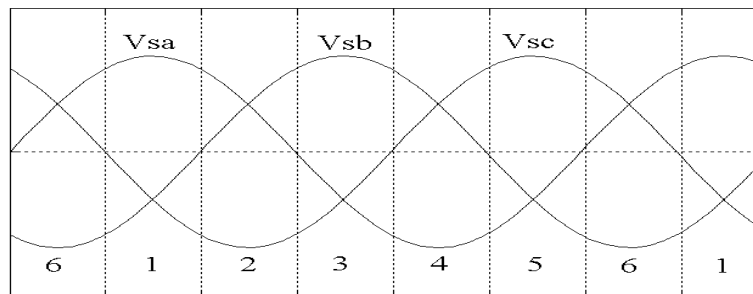
در حالت مختلط، فضای برداری ولتاژ مطلوب در خروجی عبارتست از :

$$\overline{V_o} = V_A + V_B \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} \tag{۱۸-۲}$$

بنابراین با توجه به رابطه ۱۸-۲ هر یک از ۴۸ حالت کلیدزنی ممکن در مبدل ماتریسی
غیرمستقیم می تواند یک بردار خاص در فضای برداری ایجاد کند.

۲-۴-۱-۲-۱. شش سکتور عملیاتی

مطابق شکل (۲۰-۲) برای یافتن زاویه ی جریان ورودی ۶ سکتور وجود دارد. به دلیل وجود ضریب
توان یک، می توان منحنی ولتاژ سه فاز ورودی را به شکل نشان داده شده در شکل (۲۰-۲) به جای
منحنی جریان ورودی در نظر بگیریم. در هر لحظه از زمان در هر سکتور تنها یک فاز دارای بزرگترین
قدر مطلق از نظر اندازه می باشد.



شکل (۲-۲۰): ۶ سکتور عملیاتی در ولتاژ ورودی [۳۰]

برای مثال V_{sa} بزرگترین قدرمطلق دامنه‌ی ولتاژ را در سکتور ۱ و V_{sc} بزرگترین قدرمطلق دامنه ولتاژ را در سکتور ۲ و به همین ترتیب دارا می‌باشند.

۲-۴-۱-۲-۲. دو بازه و مدار معادل

هر دوره‌ی کلیدزنی در مبدل ماتریسی غیرمستقیم به دو بازه تقسیم می‌شود. ولتاژ لینک DC در یک بازه برابر یک ولتاژ خط ورودی و مثبت و در بازه‌ی دیگر برابر یک ولتاژ خط ورودی دیگر و باز هم مثبت می‌باشد. با انتخاب مناسب نسبت وظیفه‌ی دو بازه می‌توان یک ولتاژ متوسط DC برابر در طول یک دوره‌ی کلیدزنی ایجاد کرد.

برای مثال، اندازه‌ی ولتاژ V_{sc} در سکتور ۲ دارای بزرگترین قدرمطلق ولتاژ می‌باشد. در این سکتور $V_{sa} - V_{sc}$ و $V_{sb} - V_{sc}$ بزرگترین ولتاژهای خط مثبت می‌باشند. بنابراین در سکتور ۲ حالت سوئیچ‌های مبدل طرف خط را می‌توان با مراحل زیر تعیین کرد.

• در بازه‌ی اول، سوئیچ‌های $S_{app}, S_{apn}, S_{cnp}, S_{cnn}$ روشن و بقیه سوئیچ‌های مبدل

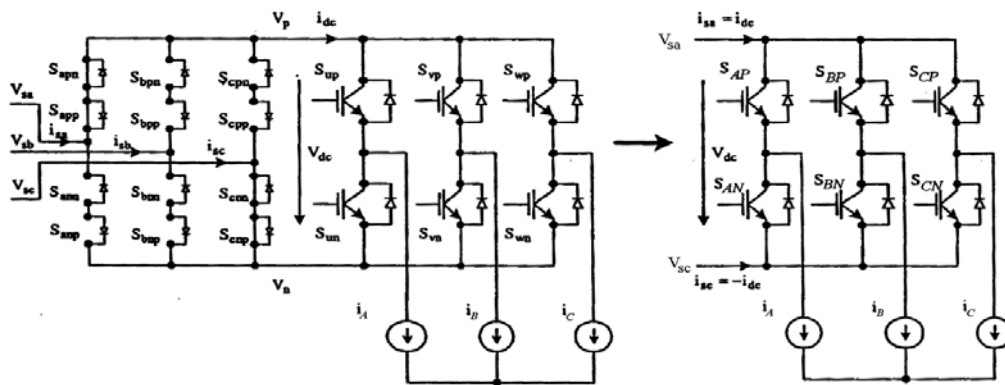
طرف خط خاموش می‌مانند. ولتاژ لینک DC برابر $V_{sa} - V_{sc}$ و جریان فاز ورودی i_{sa} و $-i_{sc}$

برابر جریانی لینک DC و جریان i_{sb} برابر صفر می‌باشد. نسبت وظیفه‌ی این بازه d_{ac} نامیده

می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۲-۲۱) نمایش داده شده است. مطابق

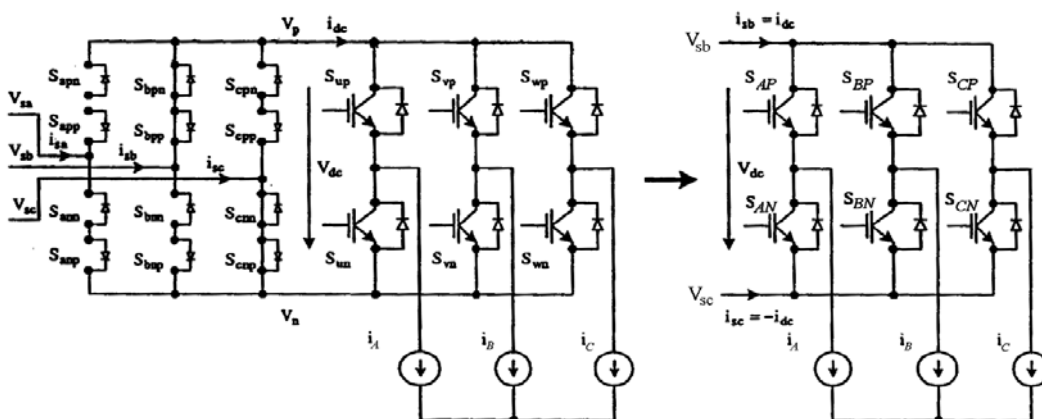
شکل (۲-۲۱) در این بازه مبدل معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک DC $V_{sa} - V_{sc}$

می‌باشد.



شکل (۲-۲۱): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۲ و بازه ۱ [۳۰]

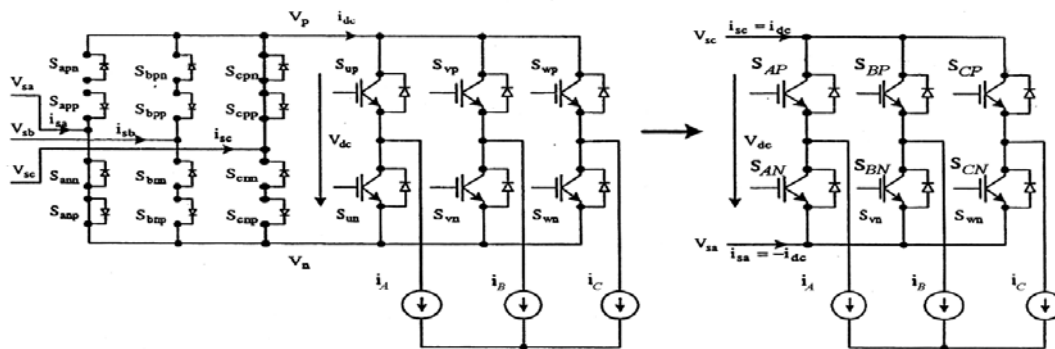
• در بازه‌ی دوم، سوئیچ‌های $S_{bnp}, S_{bpn}, S_{cnp}, S_{cnn}$ روشن و بقیه‌ی سوئیچ‌ها خاموش می‌باشند. ولتاژ لینک DC برابر $V_{sb} - V_{sc}$ و جریان فاز ورودی i_{sb} و $-i_{sc}$ برابر جریان لینک DC و جریان i_{sa} برابر صفر می‌باشد. نسبت وظیفه‌ی این بازه d_{bc} نامیده می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۲-۲۲) نمایش داده شده است. مطابق شکل (۲-۲۲) در این بازه مبدل معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک DC $V_{sb} - V_{sc}$ می‌باشد.



شکل (۲-۲۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۲ و بازه ۲ [۳۰]

به طور مشابه در سکتور ۵، دارای بزرگترین قدرمطلق ولتاژ و ولتاژهای خط $V_{sc} - V_{sa}$ و $V_{sc} - V_{sb}$ بزرگترین ولتاژهای مثبت در این سکتور می‌باشند. بنابراین در این سکتور حالت سوئیچ‌های طرف خط را می‌توان مطابق مراحل زیر تعیین کرد.

- در بازه‌ی اول، سوئیچ‌های $S_{anp}, S_{ann}, S_{cpp}, S_{cpn}$ روشن و بقیه سوئیچ‌های مبدل طرف خط خاموش می‌مانند. ولتاژ لینک DC برابر $V_{sc} - V_{sa}$ و جریان فاز ورودی i_{sc} و $-i_{sa}$ برابر جریان لینک DC و جریان i_{sb} برابر صفر می‌باشد. نسبت وظیفه‌ی این بازه d_{ac} نامیده می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۲۳-۲) نمایش داده شده است. مطابق شکل (۲۳-۲) در این بازه مبدل معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک DC $V_{sc} - V_{sa}$ می‌باشد.

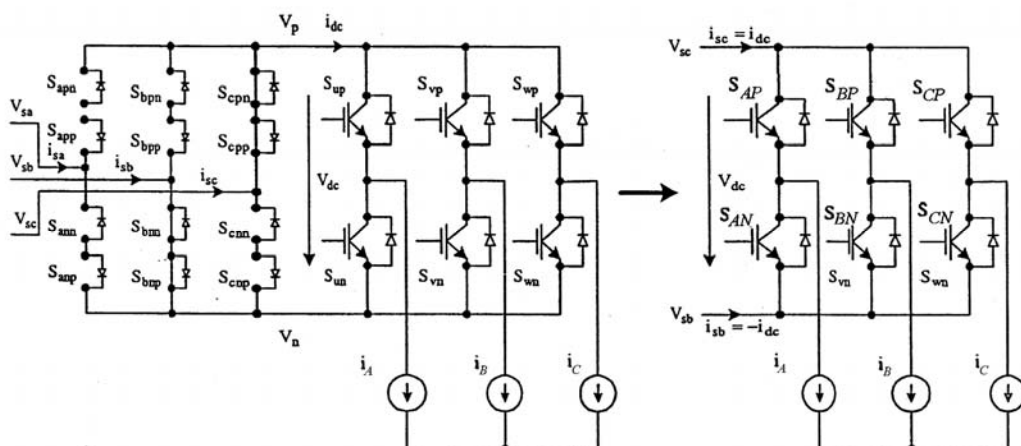


شکل (۲۳-۲): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۵ و بازه ۱ [۳۰]

- در بازه دوم، سوئیچ‌های $S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpp}, S_{cpn}$ روشن و بقیه سوئیچ‌ها خاموش می‌باشند. ولتاژ لینک DC برابر $V_{sc} - V_{sb}$ و جریان فاز ورودی i_{sc} و $-i_{sb}$ برابر جریان لینک DC و جریان i_{sa} برابر صفر می‌باشد. نسبت وظیفه‌ی این بازه d_{bc} نامیده می‌شود. مدار معادل مبدل در این بازه در شکل (۲۴-۲) نمایش داده شده است. مطابق شکل (۲۴-۲) در این بازه مبدل معادل یک اینورتر معمولی با ولتاژ لینک DC $V_{sc} - V_{sb}$ می‌باشد.

با استفاده از همین روش می‌توان ترکیب سوئیچ‌های مبدل طرف خط را در سکتورهای دیگر

تعیین نمود.



شکل (۲-۲۴): مدار معادل مبدل ماتریسی غیرمستقیم در سکتور ۵ و بازه ۲ [۳۰]

جدول (۲-۲): ترکیب سوئیچ‌های مبدل طرف خط را در هر ۶ سکتور به همراه ولتاژهای لینک DC

در هر بازه نمایش می‌دهد. سوئیچ‌هایی که در هر قسمت در جدول نشان داده نشده‌اند خاموش می‌باشند.

جدول (۲-۲): ترکیب سوئیچ‌های مبدل طرف خط در ۶ سکتور [۳۰]

بازه‌ی دوم		بازه‌ی اول		سکتور
V_{dc}	سوئیچ‌های روشن	V_{dc}	سوئیچ‌های روشن	
$V_{sa} - V_{sc}$	$S_{cnp}, S_{cnn}, S_{apn}, S_{app}$	$V_{sa} - V_{sb}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{apn}, S_{app}$	۱
$V_{sb} - V_{sc}$	$S_{bpp}, S_{bpn}, S_{cnp}, S_{cnn}$	$V_{sa} - V_{sc}$	$S_{app}, S_{apn}, S_{cnp}, S_{cnn}$	۲
$V_{sb} - V_{sa}$	$S_{anp}, S_{ann}, S_{bpn}, S_{bpp}$	$V_{sb} - V_{sc}$	$S_{cnp}, S_{cnn}, S_{bpn}, S_{bpp}$	۳
$V_{sb} - V_{sa}$	$S_{cpp}, S_{cpn}, S_{anp}, S_{ann}$	$V_{sb} - V_{sa}$	$S_{bpp}, S_{bpn}, S_{anp}, S_{ann}$	۴
$V_{sc} - V_{sb}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpn}, S_{cpp}$	$V_{sc} - V_{sa}$	$S_{anp}, S_{ann}, S_{cpn}, S_{cpp}$	۵
$V_{sa} - V_{sb}$	$S_{app}, S_{apn}, S_{bnp}, S_{bnn}$	$V_{sc} - V_{sb}$	$S_{cpp}, S_{cpn}, S_{bnp}, S_{bnn}$	۶

۲-۴-۱-۲-۳. کموتاسیون به هنگام یک بودن ضریب توان ورودی

از آنجا که در هر بازه از پریود کلیدزنی مبدل معادل یک اینورتر متداول DC/AC می‌باشد، با در نظر گرفتن قوانینی می‌توان کموتاسیون آن را بسیار ساده کرد.

- همه‌ی سوئیچ‌های طرف بار در یک بازه کموتاسیون می‌کنند. از آنجا که در هر بازه مبدل ماتریسی غیرمستقیم معادل یک اینورتر متداول می‌باشد کموتاسیون مبدل طرف بار تنها با اضافه کردن یک زمان مرده برای جلوگیری از اتصال کوتاه شدن لینک DC انجام می‌شود.
- همه‌ی سوئیچ‌های مبدل طرف خط در هر بازه در حالت خود باقی می‌مانند. این سوئیچ‌ها تنها در گذر از یک بازه به بازه دیگر کموتاسیون می‌کنند. حال اگر در نزدیکی گذر از یک بازه به بازه‌ی دیگر در مبدل طرف بار از بردارهای ولتاژ صفر استفاده شود، سوئیچ‌های مبدل طرف خط می‌توانند تحت جریان صفر کموتاسیون کنند.
- از آنجا که کموتاسیون سوئیچ‌های طرف خط تحت جریان صفر انجام می‌شود مسئله‌ی کموتاسیونی که در مبدل ماتریسی مستقیم وجود دارد در این مبدل وجود ندارد. اما برای جلوگیری از اتصال کوتاه بین دو سوئیچ در حال کموتاسیون باید مقداری زمان مرده در نظر گرفت.

۲-۴-۱-۲-۴. کموتاسیون به هنگام یک نبودن ضریب توان ورودی

هنگامی که ضریب توان طرف خط یک نیست روش بالا همچنان می‌تواند برای اختلاف فازی بین $\pi/6$ و $-\pi/6$ بین ولتاژ و جریان ورودی به عنوان روشی مؤثر مورد استفاده قرار گیرد. دلیل این امر اینست که در این بازه مثبت بودن ولتاژ لینک DC و بایاس مستقیم نشدن دیودهای موازی معکوس مبدل طرف بار گارانتی می‌شود.

۲-۴-۱-۲-۵. محاسبه ی نسبت وظیفه ی سوئیچ های مبدل طرف خط اهداف مدلاسیون پهنای پالس در مبدل طرف خط نگه داشتن یک متوسط ولتاژ مثبت ثابت در لینک DC، کشیدن جریان با مؤلفه ی اصلی سینوسی از شبکه و نگه داشتن ضریب توان واحد در ورودی می باشد.

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

(۱) دو ولتاژ مثبت و یک ولتاژ منفی

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

$$|V_{sc}| = |V_{sa}| + |V_{sb}| \quad (۱۹-۲)$$

در چنین شرایطی سوئیچ S_{cn} باید روشن نگه داشته شود و سوئیچ های S_{ap}, S_{bp} مدوله شوند. هنگامی که S_{ap} روشن می شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{ac} می شود. در این حالت نسبت وظیفه ی سوئیچ S_{ap} برابر است با :

$$d_{ac} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_c} \quad (۲۰-۲)$$

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

$$d_{bc} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_c} \quad (۲۱-۲)$$

متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره ی کلیدزنی برابر است با :

$$V_{dc} = d_{ac} \cdot (V_{sa} - V_{sc}) + d_{bc} \cdot (V_{sb} - V_{sc}) \quad (۲۲-۲)$$

با قرار دادن فرمول های ۱۴-۲، ۲۰-۲ و ۲۱-۲ در ۲۲-۲ می توان نوشت :

$$V_{dc} = \frac{3 \cdot V_m}{2 \cdot |\cos\theta_c|} \quad (۲۳-۲)$$

(۲) دو ولتاژ منفی و یک ولتاژ مثبت

فرض کنید فاز a و b منفی و فاز c مثبت باشد. در چنین شرایطی سوئیچ S_{cp} باید روشن نگه داشته شود و سوئیچ‌های S_{an}, S_{bn} مدوله شوند. هنگامی که S_{an} روشن می‌شود، ولتاژ لینک DC برابر V_{ca} و مثبت می‌شود. نسبت وظیفه‌ی سوئیچ S_{an} برابر است با :

$$d_{ac} = -\frac{\cos\theta_a}{\cos\theta_c} \quad (24-2)$$

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

$$d_{bc} = -\frac{\cos\theta_b}{\cos\theta_c} \quad (25-2)$$

متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره‌ی کلیدزنی برابر است با :

$$V_{dc} = d_{ac} \times (V_{sc} - V_{sa}) + d_{bc} \times (V_{sc} - V_{sb}) \quad (26-2)$$

با قرار دادن فرمول‌های ۱۴-۲، ۲۴-۲ و ۲۵-۲ در ۲۶-۲ می‌توان نوشت :

$$V_{dc} = \frac{3 \times V_m}{2 \times |\cos\theta_c|} \quad (27-2)$$

با به کار بردن همین روش نسبت وظیفه‌ها و حالت‌های کلیدزنی برای تمامی حالت‌های مدار قابل

استخراج می‌باشد. برای ۶ سکتور در جدول (۴-۲) نسبت وظیفه‌ها آورده شده است.

جدول (۳-۲): نسبت وظیفه های شش سکتور برای سمت خط

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

مقدار متوسط ولتاژ لینک DC در یک دوره ی کلیدزنی هر یک از این حالت‌ها

برابر :

$$V_{dc} = \frac{3 \times V_m}{2 \times \cos\theta} \quad (28-2)$$

می‌باشد که :

$$\cos\theta = \max(|\cos\theta_a|, |\cos\theta_b|, |\cos\theta_c|) \quad (29-2)$$

لازم به ذکر است ولتاژ متوسط لینک DC محاسبه شده در فرمول ۲۸-۲ با فرض یک بودن

ضریب توان ورودی می‌باشد. در ضریب توان‌های غیر از یک باید افت ولتاژ ناشی از یک نبودن ضریب

توان در رابطه‌ی ولتاژ متوسط لحاظ شود.

۲-۴-۱-۲-۲-۶. محاسبه ی نسبت وظیفه ی سوئیچ های 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 $V_{dc} = (3/2) \times V_m \cos \psi_{in}$ در نظر بگیریم.

در فرم مختلط فضای برداری ولتاژ خروجی عبارتست از :

$$\vec{V}_{o-ref} = V_A + V_B \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \times e^{-j\frac{2\pi}{3}} = k \times \frac{3V_m \times \cos \psi_{in}}{2} \angle \theta_0 \quad (2-30)$$

که k نسبت تبدیل ولتاژ $0 < k < \sqrt{3}/2$ و $\theta_o = \theta_{ou}$ زاویه ی بردار مطلوب خروجی می باشد.

فرض کنید $0 < \theta_o < \pi/3$ و سیستم در سکتور ۲ کار می کند. مطابق شکل (۲-۲۵) فرض کنید

که بردار ولتاژ مرجع را با بردارهای مجاور $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ و بردار صفر بسازیم. نسبت وظیفه های این سه بردار بصورت ذیل می باشد [۳۰]:

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_o\right) \\ d_2 &= \frac{2k}{\sqrt{3}} \sin \theta_o \\ d_0 &= 1 - d_1 - d_2 \end{aligned} \quad (2-32)$$

طبق قوانین محاسبه ی نسبت وظیفه در فضای برداری به ترتیب عبارتند از:

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

$$i_{dc} = d_1 \times i_{su} - d_2 \times i_{sw} = k \times I_o \times \cos(\theta_o - \theta_{oi}) = I_{im} \quad (2-32)$$

از آنجا که در هر سیکل کلیدزنی دو بازه وجود دارد، نسبت وظیفه ی بردارهای $\vec{V}_1, \vec{V}_2$ و بردار

صفر بین دو بازه باید به نسبت سهم هر بازه از پریود کلیدزنی پخش شود. در بازه اول :

$$\begin{aligned} d_{1bc} &= d_1 \times |\cos \theta_b| \\ d_{2bc} &= d_2 \times |\cos \theta_b| \\ d_{0bc} &= d_{bc} - d_{1bc} - d_{2bc} \end{aligned} \quad (2-33)$$

در بازه ی دوم نسبت وظیفه ی این بردارها عبارتند از:

$$\begin{aligned} d_{1ac} &= d_1 \times |\cos \theta_a| \\ d_{2ac} &= d_2 \times |\cos \theta_a| \\ d_{0ac} &= d_{ac} - d_{1ac} - d_{2ac} \end{aligned} \quad (2-34)$$

ولتاژ متوسط واقعی خروجی در بازه ی ۱ در کل سیکل کلیدزنی عبارتست از :

$$\begin{aligned}\bar{V}_{o1} &= (d_1 \times \bar{V}_{1p1} + d_2 \times \bar{V}_{2p1}) \times |\cos\theta_b| \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \frac{2 \times V_{bc}}{3 \times V_m} \times \cos\theta_b\end{aligned}\quad (35-2)$$

که $\bar{V}_{1p1}$ و $\bar{V}_{2p1}$ مقادیر $\bar{V}_1$ و $\bar{V}_2$ در بازه یک با ولتاژ لینک DC برابر V_{bc} می‌باشد. متوسط

بردار ولتاژ خروجی در بازه ۲ عبارتست از :

$$\begin{aligned}\bar{V}_{o2} &= (d_1 \times \bar{V}_{1p2} + d_2 \times \bar{V}_{2p2}) \times |\cos\theta_a| \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \frac{2 \times V_{ac}}{3 \times V_m} \times \cos\theta_a\end{aligned}\quad (36-2)$$

که $\bar{V}_{1p2}$ و $\bar{V}_{2p2}$ مقادیر $\bar{V}_1$ و $\bar{V}_2$ در بازه دوم با ولتاژ لینک DC برابر V_{ac} می‌باشد. بنابراین

بردار کلی ولتاژ خروجی با استفاده از روابط ۳۵-۲ و ۳۶-۲ عبارتست از:

$$\begin{aligned}\bar{V}_o &= \bar{V}_{o1} + \bar{V}_{o2} \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \frac{2 \times (V_{ac} \times \cos\theta_a + V_{bc} \times \cos\theta_b)}{3 \times V_m} \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \frac{2 \times (V_{sa} \times \cos\theta_a + V_{sb} \times \cos\theta_b + V_{sc} \times \cos\theta_c)}{3 \times V_m} \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \frac{2 \times V_m \times (\cos\theta_{av} \times \cos\theta_a + \cos\theta_{bv} \times \cos\theta_b + \cos\theta_{cv} \times \cos\theta_c)}{3 \times V_m} \\ &= (d_1 \times \bar{V}_1 + d_2 \times \bar{V}_2) \times \cos(\theta_{av} - \theta_a) = k \times \frac{3 \times V_m \times \cos\psi_{in}}{2} \angle \theta_o\end{aligned}\quad (37-2)$$

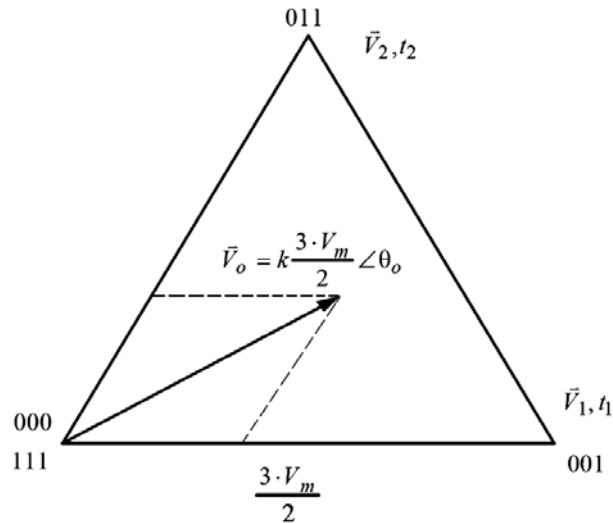
از طرف دیگر جریان ورودی عبارتست از:

$$\begin{aligned}i_{sa} &= d_1 \times |\cos\theta_a| \times i_{su} - d_2 \times |\cos\theta_a| \times i_{sw} \\ &= \cos\theta_a \times (d_1 \times i_{su} - d_2 \times i_{sw}) = I_{im} \times \cos\theta_a \\ i_{sb} &= d_1 \times |\cos\theta_a| \times i_{su} - d_2 \times |\cos\theta_b| \times i_{sw} \\ &= \cos\theta_b \times (d_1 \times i_{su} - d_2 \times i_{sw}) = I_{im} \times \cos\theta_b \\ i_{cs} &= -i_{sa} - i_{sb} = -I_{im} \times (\cos\theta_a + \cos\theta_b) \\ &= I_{im} \times \cos\theta_c\end{aligned}\quad (41-2)$$

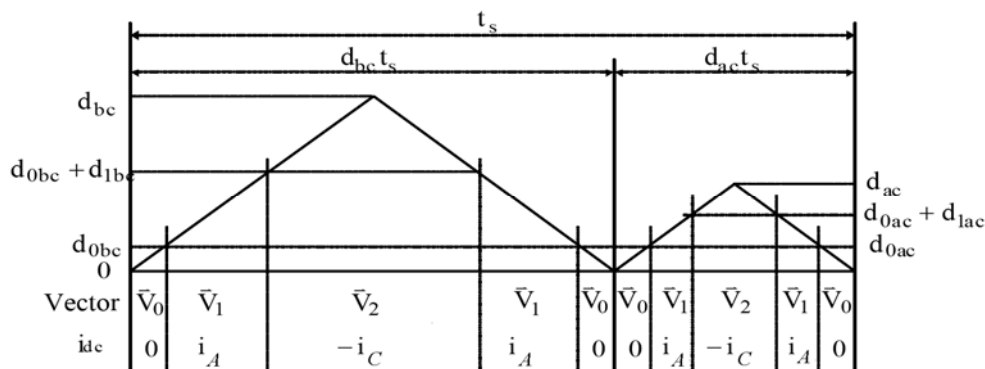
این نتایج نشان می‌دهد که روش مدولاسیون فضای برداری به کار برده شده می‌تواند ولتاژ

خروجی و جریان ورودی سینوسی با ضریب توان مورد انتظار را تولید کند. با استفاده از همین تئوری

بردارهای مشابه و نسبت وظیفه‌های مربوطه در سکتورهای دیگر قابل محاسبه می‌باشند. شکل (۲-۲۶) ترتیب سوئیچ‌های مورد استفاده در PWM مبدل را نمایش می‌دهد [۳۰].



شکل (۲-۲۵): PWM فضای برداری مبدل طرف بار در ۶۰ درجه ی اول [۳۰]



شکل (۲-۲۶): ترتیب بردارهای انتخاب شده در PWM مبدل طرف بار [۳۰]

۲-۵. مسائل مرتبط با مبدل ماتریسی

از آنجا که IMC عناصر ذخیره کننده‌ی انرژی ندارد، مشخصه‌ی عملکرد این مبدل با مبدل AC/DC/AC با توجه به این که مبدل IMC قابلیت بازگشت توان را ندارد، باید در برابر حفاظت اضافه ولتاژ، کنترل نامتعادلی متفاوت می‌باشد. IMC به دلیل عملکرد یکسان با DMC در بسیاری از

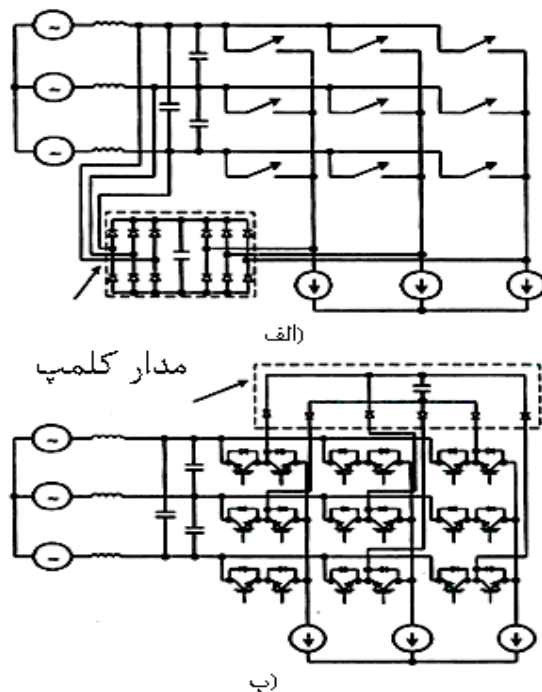
زمینه‌ها مسائل مرتبط با DMC را دارا می‌باشد. بنابراین لازم است که این مسائل مورد بررسی قرار گرفته شود.

۲-۵-۱. حفاظت اضافه ولتاژ و مدار کلمپ

اضافه ولتاژ در مبدل ماتریسی می‌تواند به دلیل آشفستگی در خط ظاهر شود. همچنین بروز یک خطای جریان زیاد در طرف خروجی می‌تواند موجب بروز اضافه ولتاژ خطرناک شود. برای مثال هنگامی که همه‌ی سوئیچ‌ها خاموش می‌شوند جریان طرف بار یکباره قطع می‌شود. به همین دلیل انرژی ذخیره شده در اندوکتانس موتور باید برای جلوگیری از اضافه ولتاژ تخلیه شود.

یک مدار کلمپ می‌تواند به طور هم زمان مسیری را برای هر دو جریان ورودی و خروجی ایجاد و مشکل توضیح داده شده در قسمت قبل را مرتفع کند.

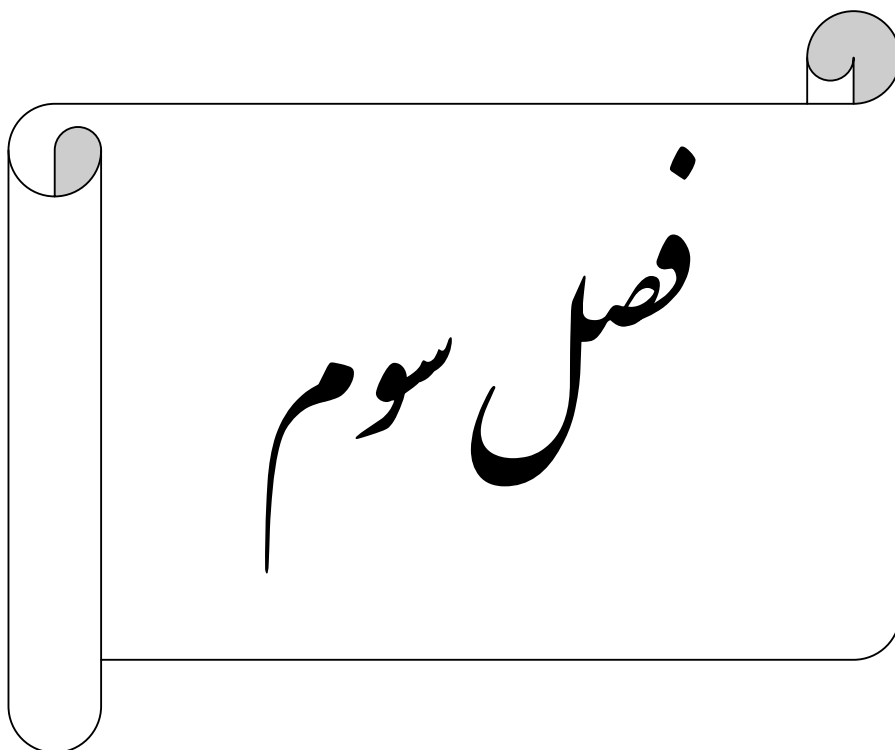
شکل (۲-۲۷ الف) یک مدار کلمپ متداول معرفی شده است [۳۱]. این مدار شامل دو گروه پل دیودی با زمان بازیابی سریع و یک خازن جذب کننده‌ی انرژی کموتاسیون می‌باشد. در شرایط نرمال این مدار تنها باید از عهده‌ی انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشستی برآید. اما در شرایط خطا از آن برای حفاظت مبدل در برابر جرقه‌های اضافه ولتاژ استفاده می‌شود. در این حالت بعد از اینکه همه‌ی سوئیچ‌ها یکباره خاموش شدند مدار کلمپ می‌تواند انرژی بار را تخلیه و از آسیب رسیدن به سوئیچ‌ها جلوگیری کند. شکل (۲-۲۷ ب) توپولوژی جدیدی را با تعداد دیودهای کاهش یافته از ۱۲ به ۶ نمایش می‌دهد [۱۱]. ایده‌ی اصلی این توپولوژی تغییر تعدادی از اتصال‌های پشت به پشت بعضی از سوئیچ‌های دو طرفه می‌باشد. عیب اصلی این روش این است که نمی‌تواند مدارات تقویت کننده سیگنال‌های فرمان سوئیچ‌ها را مینیمم کند.



شکل (۲-۲۷): توپولوژی های مدار کلیمپ (الف) توپولوژی ۱۲ دیود (ب) توپولوژی ۶ دیود [۳۲]

۲-۵-۲. عملکرد مبدل تحت نامتعادلی ولتاژ منبع ورودی

از آنجا که منبع ولتاژ یک مبدل فرکانسی مستقیم می‌باشد، اغتشاشات طرف خط به طور مستقیم در طرف بار ظاهر می‌شود. اگر روش‌های جبران نامتعادلی به کار گرفته نشود، نامتعادلی ولتاژ منبع می‌تواند سبب ایجاد هارمونیک‌های ناخواسته در شکل موج‌های ورودی و خروجی شود. عملکرد دو استراتژی کنترل نامتعادلی را برای حالتی که ولتاژ خط تنها دارای ترتیب‌های مثبت و منفی می‌باشد مورد بررسی قرار داد [۳۲]. استراتژی اول مسیر یکسانی را برای هر دو بردار ولتاژ و جریان فراهم می‌کند. استراتژی دوم به طور دینامیکی به بهینه سازی روش مدولاسیون می‌پردازد طوری که بدون آنکه کاهشی در ولتاژ طرف بار رخ دهد اعوجاج جریان خط را مینیمم کند. این مقاله‌ها نشان می‌دهد که روش دوم عملکرد بهتری نسبت به روش اول دارد. روش اول هارمونیک‌های مرتبه‌ی پایین زیادی را در ورودی و خروجی وارد می‌کند. این در حالی است که روش دوم ولتاژ خروجی سینوسی با جریان ورودی با اعوجاج کم را فراهم می‌سازد.



کنترل سرعت موتور القایی

فصل سوم: کنترل سرعت موتور القایی

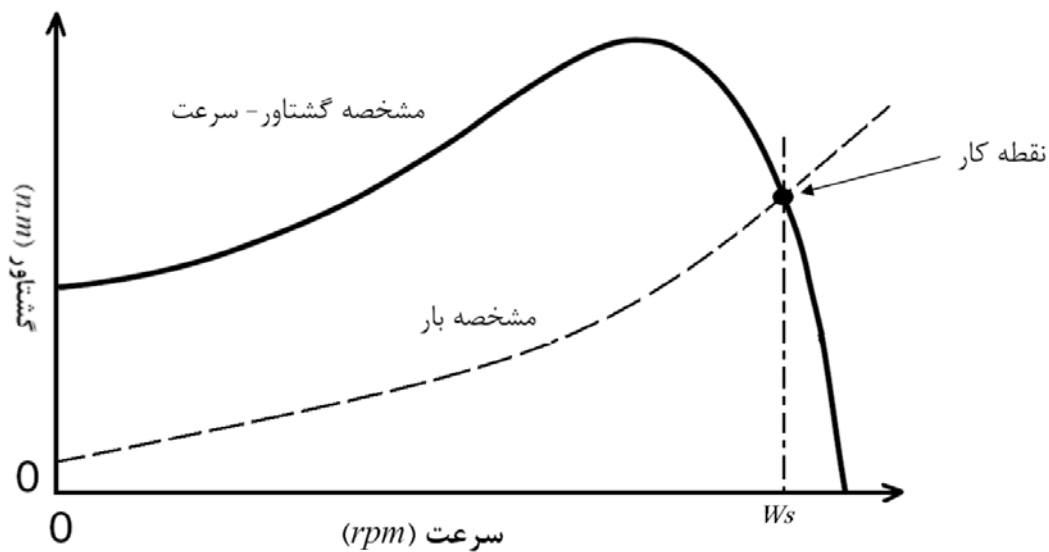
۳-۱. مقدمه

با وجود پردازنده‌های سریع و با قیمت کم و سوئیچ‌های حالت جامد، محرکه‌های موتور القایی در مقایسه با محرکه‌های موتور DC از مزایای بیشتری برخوردار شده‌اند که از دلایل آن می‌توان به نسبت قدرت به وزن، رفتار، شتاب گیری تعمیرات و نگهداری، قابلیت کار در محیط‌های آلوده صنعتی و سرعت کار بالا بدن نیاز به کموتاتورهای مکانیکی اشاره کرد. قیمت مناسب و استحکام بالای ماشین القایی و شاید کنترل قابل انعطاف آن دلایل دیگری بر انتخاب محرکه‌های موتور القایی در کاربردهای محدوده توان پایین تا متوسط باشد.

در این فصل، ابتدا چند روش رایج و کلاسیک کنترل سرعت ماشین القایی را بررسی می‌شود و سپس روش‌های استفاده شده مبدل ماتریسی برای کنترل سرعت موتور القایی آورده می‌شود.

۳-۲. روش‌های کلاسیک کنترل سرعت موتور القایی

از آنجایی که موتور القایی به عنوان یک محرک مکانیکی مطرح است، کنترل سرعت آن اهمیت خاصی دارد. سرعت موتور القایی با توجه به نقطه کار یعنی محل برخورد مشخصه موتور و مشخصه بار تعیین می‌شود، که در شکل (۳-۱) نشان داده شده است. مشخصه بار ثابت است، لذا تغییر سرعت با تغییر مشخصه گشتاور-سرعت امکان پذیر است.



شکل (۱-۳): مشخصه گشتاور-سرعت و منحنی بار [۳۳]

مشخصه T - ω موتور القایی با فرمول زیر بیان می‌شود

$$T = \frac{3 \frac{R_2}{s} V_{th}^2}{w_s \left[\left(R_{th} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (x_{th} + x_2)^2 \right]} \cong \frac{3 V_{th}^2}{w_s R_2} \quad (۱-۳)$$

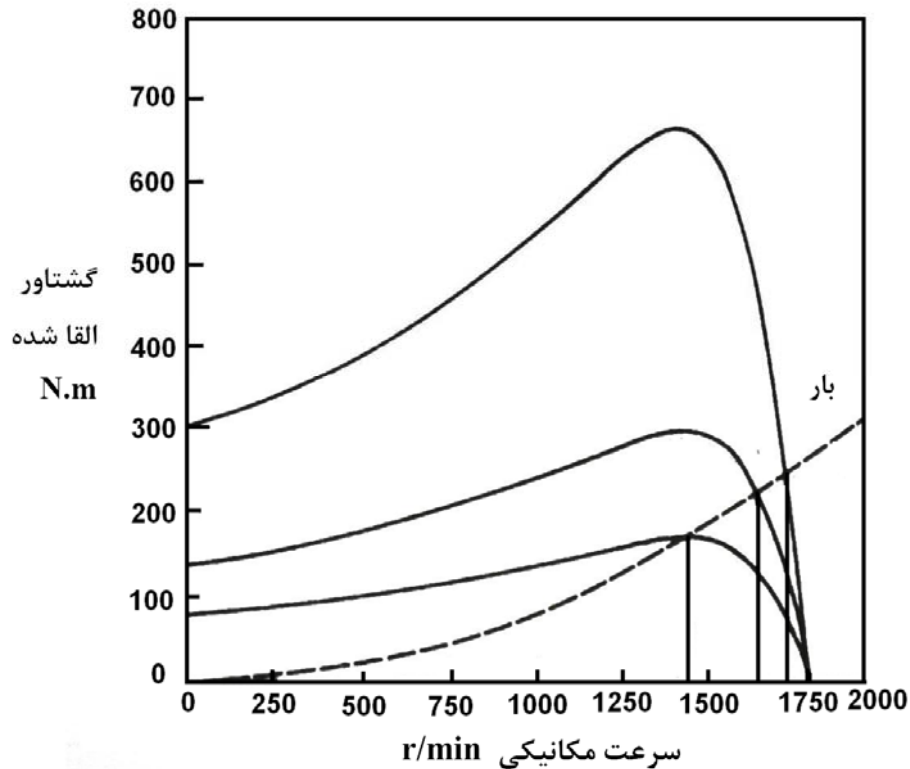
با توجه به فرمول ۱-۳ تغییر مشخصه گشتاور - سرعت با کنترل ولتاژ ورودی، مقاومت روتور و یا سرعت میدان استاتور (ω_s) امکانپذیر است.

۳-۲-۱. کنترل سرعت با تغییر ولتاژ خط

برای تمامی انواع موتورهای القایی به آسانی قابل اعمال است تغییر ولتاژ توسط اتوترانس یا مبدل‌های دیگر انجام می‌شود. حساسیت سرعت نسبت به ولتاژ کم است اما گشتاور با مجذور ولتاژ متناسب است و کاهش ولتاژ می‌تواند باعث عدم راه‌اندازی موتور یا این که راه‌اندازی موتور خیلی آرام و سنگین انجام شود. افزایش ولتاژ باعث صدمه به عایق‌های موتور خواهد شد. بنابراین محدوده تغییرات سرعت نسبتاً کم است [۳۳].

مشخصات گشتاور - سرعت یک بار مانند شکل (۲-۳) باشد، با تغییر ولتاژ خط می‌توان سرعت

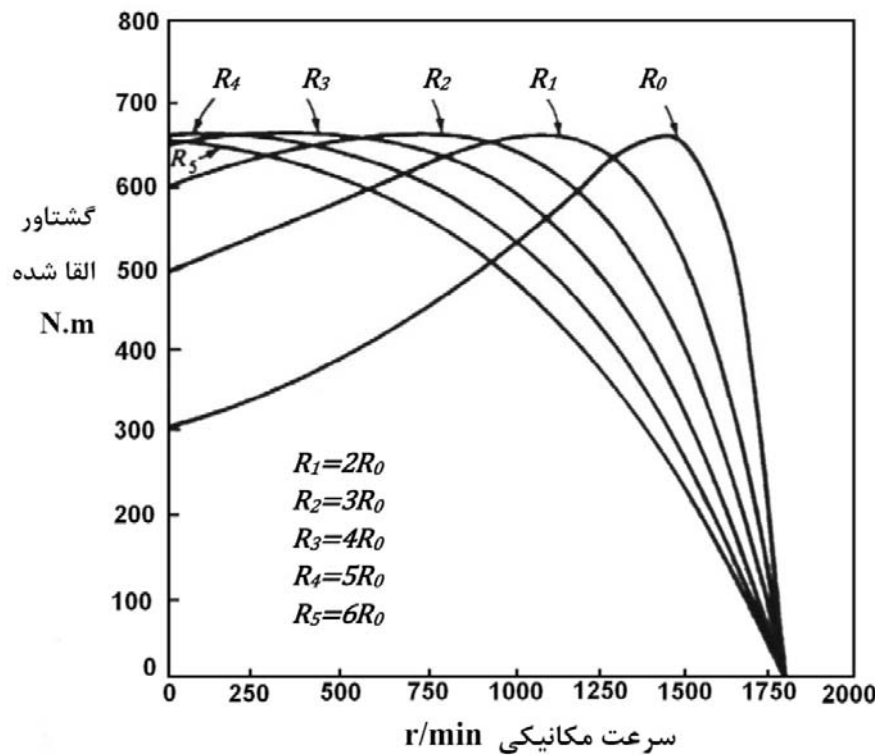
موتور را در گستردهء محدودی کنترل کرد. این روش کنترل سرعت می‌توان در موتورهای کوچک گردانندهء پنکه‌ها بکار می‌رود.



شکل (۳-۲): کنترل سرعت یک موتور القایی با تغییر ولتاژ خط [۳۳]

۳-۲-۲. کنترل سرعت با تغییر مقاومت روتور

در موتورهای القایی با روتور سیم‌پیچی شده، می‌توان با گذاشتن یک مقاومت اضافی در مدار روتور ماشین، شکل منحنی گشتاور - سرعت آن را تغییر داد. منحنی گشتاور سرعت در شکل (۳-۳) باشد، تغییر مقاومت روتور باعث تغییر سرعت کار موتور می‌شود، ولی گذاشتن مقاومت اضافی در مدار روتور یک موتور القایی بازده ماشین را به شدت کم می‌کند. به همین خاطر مسئله کاهش بازده این روش کنترل سرعت تنها برای فواصل زمانی کوتاه و فقط برای موتورهایی که روتور سیم‌پیچی شده هستند به کار می‌رود و برای موتورهای قفس سنجابی قابل اجرا نمی‌باشد.



شکل (۳-۳): کنترل سرعت با تغییر روتور یک موتور القایی با روتور سیم پیچی شده [۳۳]

۳-۲-۳. کنترل سرعت سنکرون

سرعت میدان دوار استاتور (ω_s) تابعی از تعداد قطب‌های آن و فرکانس تغذیه است.

سرعت سنکرون یک موتور القایی عبارت است از:

$$n_{sync} = \frac{120f_s}{p} \quad (۲-۳)$$

پس تنها راه‌های تغییر سرعت سنکرون عبارتند از:

- ✓ تغییر فرکانس الکتریکی
- ✓ تغییر تعداد قطب‌های ماشین

۳-۲-۳-۱. کنترل سرعت موتور القایی با تغییر قطب

تغییر قطب‌هایی استاتور با طراحی خاص سیم‌پیچ‌های خاصی امکانپذیر است. تعداد قطب‌ها همواره

باید زوج باشد. لذا کنترل سرعت با این روش با تغییرات گسسته سرعت همراه است معمولاً برای

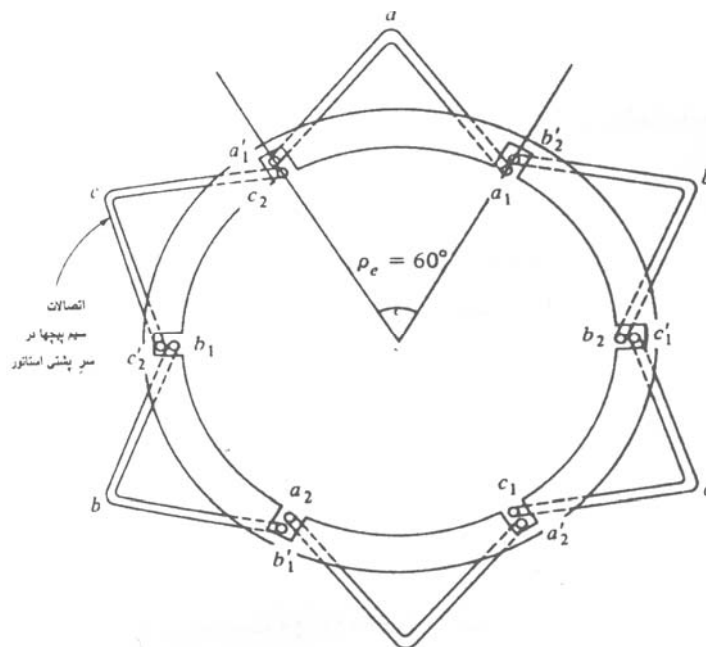
ساخت موتورهای دو سرعته از این روش استفاده می‌شود.

برای تغییر تعداد قطب‌های یک موتور القایی دو روش اصلی وجود دارد:

✓ روش قطب‌های تالی

✓ سیم پیچ‌های استاتور جداگانه

روش قطب‌های تالی یک روش کاملاً قدیمی کنترل سرعت است که در سال ۱۸۹۷ ابداع شد. این روش بر این حقیقت استوارست که تنها با تغییر اتصالات پیچک می‌توان تعداد قطب‌های سیم پیچ استاتور یک موتور القایی را به نسبت ۲ به ۱ تغییر داد. شکل (۳-۴) یک استاتور موتور القایی دو قطبی ساده مناسب برای تغییر قطب نشان می‌دهد. دقت کنید که هر پیچک گام خیلی کوتاهی دارد (۶۰ تا ۹۰ درجه) [۳۳].



شکل (۳-۴): یک سیم پیچی استاتور دو قطبی با تغییر قطب [۳۳]

توجه کنید که استاتور چهار قطب مغناطیسی دارد که دو برابر قبل است. در چنین موتوری روتور از نوع قفس سنجابی است، زیرا تعداد قطب‌های روتور قفس سنجابی همیشه تعداد قطب‌های استاتور دارد، بنابراین می‌تواند تغییر تعداد قطب‌های استاتور را بپذیرد.

وقتی موتور از حالت دو قطبی به چهار قطبی تبدیل می‌شود، گشتاور ماکزیمم حاصل در موتور

القایی می‌تواند مثل قبل باشد (گشتاور ثابت)، نصف قبل باشد (گشتاور مربعی که در پنکه‌ها و وسایل دیگر به کار می‌رود)، یا دو برابر قبل باشد (توان خروجی ثابت)، این مسئله به چگونگی آرایش مجدد سیم‌پیچ‌های استاتور بستگی دارد [۳۳].

عیب اصلی روش قطب‌های تالی برای تغییر سرعت این است که تنها تغییر سرعت به نسبت ۲ به ۱ ممکن است. روش سنتی غلبه بر این محدودیت به کار گرفتن سیم‌پیچ‌های استاتور چندگانه با تعداد قطب‌های مختلف و تحریک یکی از آنهاست. برای مثال یک موتور می‌تواند یک سیم‌پیچ استاتور چهار قطبی و یک سیم‌پیچ شش قطبی داشته باشد، به این ترتیب در یک سیستم 60-Hz می‌توان سرعت سنکرون را با اتصال منبع تغذیه به دسته سیم‌پیچی دیگر از ۱۸۰۰ به ۱۲۰۰ دور بر دقیقه رساند. متأسفانه استاتور با چند سیم‌پیچ هزینه موتور را زیاد می‌کند و به همین دلیل تنها وقتی که واقعاً لازم است به کار می‌رود.

با ترکیب روش قطب‌های تالی و سیم‌پیچ‌های استاتور چندگانه می‌توان یک موتور القایی چهار سرعته ساخت. برای مثال با دو سیم‌پیچ چهار و شش قطبی می‌توان یک موتور 60-Hz ساخت که سرعت‌های 600 r/min ، 900 r/min ، 1200 r/min ، 1800 r/min کار کند.

روش‌های معرفی شده دارای مشکلات زیاد و گسسته هستند. بنابراین در گذشته موتورهای القایی به موتورهای با سرعت ثابت مشهور بوده و در کاربرد سرعت متغییر از موتورهای DC استفاده می‌شد. اما امروزه با پیشرفت تکنولوژی نیمه هادی‌های قدرت و ساخت اینورترها، و دسترسی به منابع با فرکانس قابل تغییر آسان شده که روشی مهم‌تر کنترل پیوسته و بدون تلفات سرعت موتور القایی محسوب می‌شود. معمولاً موتورهای القایی در لغزش کم کار می‌کنند لذا سرعت روتور تابعی از سرعت سنکرون و فرکانس استاتور است.

۳-۲-۲-۳. کنترل سرعت موتور القایی با تغییر فرکانس خط

اگر فرکانس الکتریکی ولتاژ اعمال شده به استاتور به یک موتور القایی تغییر کند، آهنگ چرخش میدان مغناطیسی آن  نیز متناسب با تغییر فرکانس تغییر می‌کند، و نقطه بی‌باری منحنی

گشتاور - سرعت نیز به همراه آن تغییر می‌کند، سرعت سنکرون موتور در شرایط نامی را سرعت پایه می‌نامند. با استفاده از فرکانس متغیر می‌توان سرعت موتور را بالاتر یا پایین‌تر از سرعت پایه کنترل کرد. یک کنترل کننده فرکانس متغیر موتور القایی در صورتی که خوب طراحی شده باشد می‌تواند انعطاف زیادی در اختیار مصرف کننده قرار دهد. به این ترتیب می‌توان سرعت موتور القایی را در گسترده‌ای از حدود ۵ درصد سرعت پایه تا دو برابر سرعت پایه کنترل کرد. ولی این نکته مهم است که محدودیت‌های ولتاژ و گشتاور خاصی با تغییر فرکانس در نظر گرفته شود. تا عملکرد مطمئن به دست آید.

با تغییر فرکانس ورودی سطح شار داخل ماشین تغییر می‌کند. زیرا شار به ولتاژ و فرکانس وابسته است.

$$\begin{cases} \varphi = \varphi_m \sin(\omega t) \\ e = N \frac{d\varphi}{dt} \end{cases} \Rightarrow N \frac{d\varphi}{dt} = N \omega \varphi_m \cos(\omega t) \Rightarrow e_m \propto f \cdot \varphi_m \Rightarrow \varphi_m \propto \frac{e_m}{f} \quad (3-3)$$

برای ثابت نگه داشتن شار داخل ماشین، تغییر فرکانس در ولت به هرتز باید ثابت انجام شود. یعنی متناسب با تغییر فرکانس ولتاژ، و ولتاژ روی اندوکتانس مغناطیس کنندگی (E) ماشین تغییر می‌کند. تغییر E با تغییر ولتاژ ورودی موتور V میسر است. البته در ولتاژ و فرکانس پایین نمی‌توان از افت ولتاژ روی امپدانس استاتور صرف نظر کرد و افزایش بیشتری در ولتاژ لازم است البته ذکر این مطلب هم در این جا لازم است که موتورهای با گشتاور راه اندازی زیاد حتماً باید در ابتدا ولتاژ زیاده‌تر اعمال کرد ولی برای موتورهای گشتاور راه اندازی کم این امر لازم نیست.

برای افزایش سرعت موتور باید فرکانس استاتور را افزایش داد. اگر فرکانس بیشتر از فرکانس نامی شود، اعمال ولتاژ بیشتر از ولتاژ نامی به موتور استاندارد نیست. لذا ولتاژ در مقدار نامی ثابت می‌شود و فقط فرکانس افزایش می‌یابد، در این حالت نسبت $\frac{V}{f}$ ثابت نبوده و شار ماشین در حال کاهش است.

در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس نامی ولتاژ ترمینال ثابت است، اگر فرکانس موتور ثابت فرض

شود گشتاور متناسب با مجذور عکس فرکانس استاتور خواهد بود.

$$\begin{cases} T = \frac{3V_{th}^2}{2\omega_s R_2} s = \frac{3V_{th}^2}{2\pi R_2} \frac{1}{f_s} \frac{f_r}{f_s} \Rightarrow T \propto \frac{1}{f_s^2} \\ f_r = s f_s \end{cases} \quad (4-3)$$

در فرکانس‌های کمتر از فرکانس نامی، نسبت $\frac{V}{f}$ ثابت نگه داشته می‌شود. اگر فرکانس

روتور ثابت فرض شود، گشتاور متناسب با مجذور شار داخل ماشین خواهد بود و چون در این

ناحیه نسبت $\frac{V}{f}$ است پس گشتاور تقریباً ثابت و تغییرات آن کم می‌باشد.

$$\begin{cases} T = \frac{3V_{th}^2}{2\omega_s R_2} s = \frac{3f_r}{2\pi R_2} \frac{V_{th}^2}{f_s^2} \Rightarrow T \propto \left(\frac{V_{th}}{f}\right)^2 \propto \varphi^2 \\ f_r = s f_s \end{cases} \quad (5-3)$$

۳-۳. روشهای کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی

در این قسمت هدف ارائه چند روش متداول که کنترل سرعت موتور القایی بوسیله مبدل ماتریسی را

به اختصار توضیح داده شود استفاده از مبدل ماتریسی برای درایو موتورهای القایی به دلایل زیر به

مراتب بهتر از روش‌های اینورتری معمول است:

۱. عدم وجود خازن لینک dc که عمر محدود دارد

۲. قابلیت انتقال توان دو طرفه

۳. جریان ورودی و خروجی سینوسی

به علاوه بخاطر قابلیت اطمینان و تراکم‌پذیری ساختارهای ادوات نیمه‌هادی، استفاده از مبدل

ماتریسی منجر به قابلیت کار گسترده‌ای بالاتری می‌شود و شاخص حجم و وزن کمتر می‌باشد. با این

حال به خاطر عملیات کلیدزنی در مبدل‌های ماتریسی پیچیدگی‌های خاص خود را دارد. و روش‌های

مدولاسیون و کنترل کموتاسیون نسبت به روش مدولاسیون PWM بکار رفته در اینورترها بسیار

سخت‌تر می‌باشد.

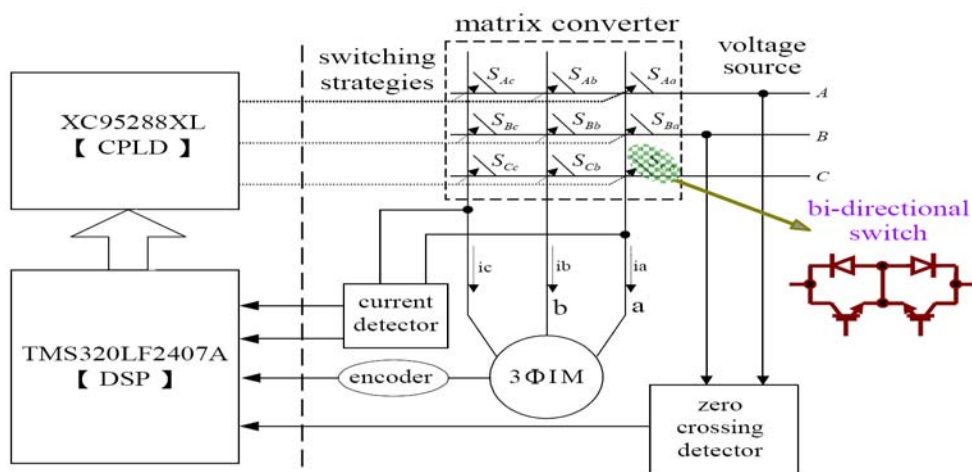
روش‌های که در چند دهه اخیر بشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند به شرح زیر می‌باشد:

۱. کنترل مستقیم گشتاور^۱ (DTC)

۲. کنترل توان لحظه‌ای^۲ (IPC)

۳-۳-۱. روش کنترل گشتاور مستقیم DTC

در کاربردهای AC/AC مبدل ماتریسی در سال‌های اخیر مورد توجه قرار گرفته است و تحقیقات بسیاری در مورد اصول پایه و کاربردهای این مبدل انجام شده است. برای داشتن جریان سینوسی در ورودی و خروجی این مبدل، روش‌هایی زیادی ارائه شده است. یکی از روش‌های کنترل سرعت موتورهای القایی با مبدل ماتریسی روش کنترل گشتاور مستقیم DTC می‌باشد. شکل (۳-۵) نحوه کنترل موتور القایی با این روش را توضیح می‌دهد.



شکل (۳-۵): ساختار درایو یک موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی [۳۴]

روش DTC یک روش کنترل سیستم موتوری است که کارایی بالایی دارد. از آنجاییکه برای سیستم درایو تغذیه اینورتری پیشنهاد شده است این سیستم در سالان اخیر تکنولوژی مهمی به حساب می‌آید. برای تعیین استراتژی کلیدزنی روش متداول DTC مقدار گشتاور الکترومغناطیسی و شار استاتور را تخمین می‌زند تا انحراف گشتاور و شار استاتور در یک باند هستریزس محدود کند [۳۴].

^۱ Direct torque control (DTC)

^۲ Instantaneous power control (IPC)

مزایا روش DTC عبارتند از:

۱. پاسخ سریع گشتاور و شار
۲. عدم نیاز به سنسور سرعت و موقعیت
۳. عدم نیاز به عملیات جدا سازی ولتاژها و جریانه‌ها

بنابراین روش DTC نظر بسیاری از محققان برای مطالعه و بررسی‌های بیشتر به خود جلب کرده است. در سالیان اخیر مبدل ماتریسی به همراه روش DTC هدف بسیاری از مطالعات بوده است. تکنیک‌های کنترل و کاربرد عملی در این زمینه به منظور درایو سیستم‌های موتوری پیشرفت روز افزونی داشته است. اما مهمترین نقطه ضعف این روش وجود رینگ در گشتاور الکترومغناطیسی است. برای کم کردن این رینگ برخی محققان راه‌حلهایی پیشنهاد کرده‌اند که اکثر آنها از روش‌های زیر برای بهبود اثر رینگ روی گشتاور خروجی استفاده کرده‌اند.

۱. کنترل کننده‌های فازی
۲. اینورترهای چند سطحی
۳. مدولاسیون SVM

استفاده از روش‌های پیچیدگی ساختار سیستم را افزایش می‌دهد و باعث می‌شود حجم کار زیادی بر DSP تحمیل شود. بعلاوه طراحی کنندگان می‌بایستی تجربیات زیادی در مورد تئوری‌های مربوط داشته باشد.

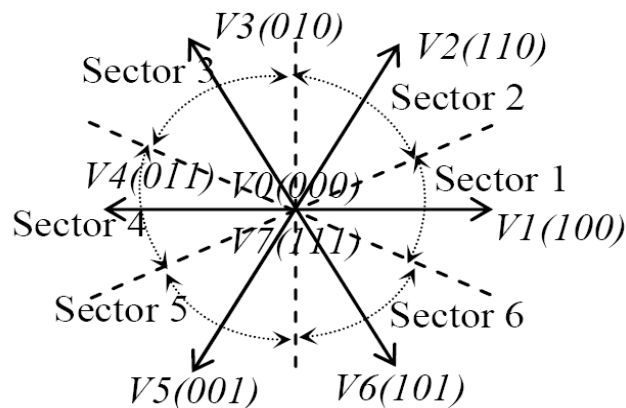
با استفاده از اینورترهای چند سطحی می‌توان مجموعه بیشتری از بردارهای ولتاژ را برای کنترل گشتاور و ولتاژ موتور تولید کرد تا گشتاور الکترومغناطیسی مسطحی داشته باشیم. با این حال این اینورتر نیاز به عناصر کلید زنی بیشتری و هزینه ساخت و پیچیدگی کلی سیستم می‌شود [۳۴].

با توجه به خاصیت مبدل ماتریسی می‌توان مجموعه بیشتری از بردارهای فضایی را به DTC اعمال کرد. در نتیجه سیستم‌های درایو که با مبدل ماتریسی تغذیه می‌شوند بدون نیاز به عناصر

کلیدزنی اضافی می‌توانند به خوبی عملکرد اینورتری چند سطحی داشته باشند. با داشتن همزمان مزایای مبدل ماتریسی و روش DTC می‌توان پاسخ گشتاور سریعی در یک گسترده وسیع از سرعت‌ها داشته باشیم و همچنین نیازی به تبدیل مختصات به منظور جدا سازی جریان‌ها و ولتاژها نمی‌باشد. با انتخاب مناسب بردارهای فضایی ریپل گشتاور و انحراف جریان به خوبی کاهش داد.

۳-۱-۳-۱. اصول روش مستقیم کنترل گشتاور (DTC)

برای نگه داشتن انحرافات شار استاتور و گشتاور الکترومغناطیسی در باند هسترزیس، طبق اصول پایه روش DTC متداول باید بردارهای فضایی ولتاژ مناسب را از ۶ بردار غیر صفر و ۲ بردار صفر انتخاب کرد که در شکل (۳-۶) نشان داده شده است. انحراف شار استاتور و گشتاور را با استفاده از مقایسه‌گر باند هسترزیس می‌توان کنترل کرد. انحراف شار استاتور بوسیله مقایسه‌گر هسترزیس دو سطحی و انحرافات گشتاور با استفاده از مقایسه‌گر سه سطحی کنترل می‌شود. بسته به افزایش یا کاهش شار و گشتاور روش DTC بردارهای فضایی مناسب را برای روان تر کردن درایو موتور انتخاب می‌کند. نحوه کلید زنی در روش DTC به ازای بردار فضایی در جدول (۳-۱) آمده است [۳۴].



شکل (۳-۶): ارتباط بین بردارهای ولتاژ و هر سکتور [۳۴]

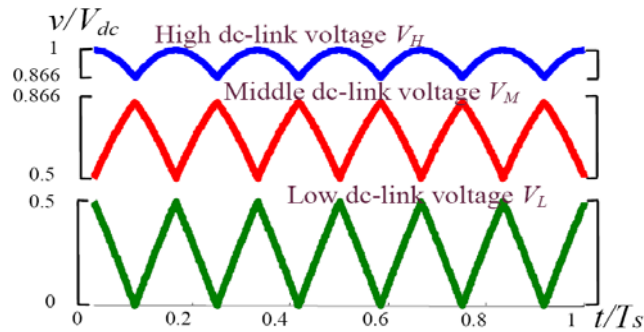
جدول (۳-۱): نحوه کلیدزنی به روش DTC [۳۴]

سکتور ۱	سکتور ۲	سکتور ۳	سکتور ۴	سکتور ۵	سکتور ۶		
V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	گشتاور صعودی	شار در حال افزایش
V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	گشتاور نگه‌دارنده	
V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	گشتاور کاهشی	
V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	گشتاور صعودی	شار در حال کاهش
V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	گشتاور نگه‌دارنده	
V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	گشتاور کاهشی	

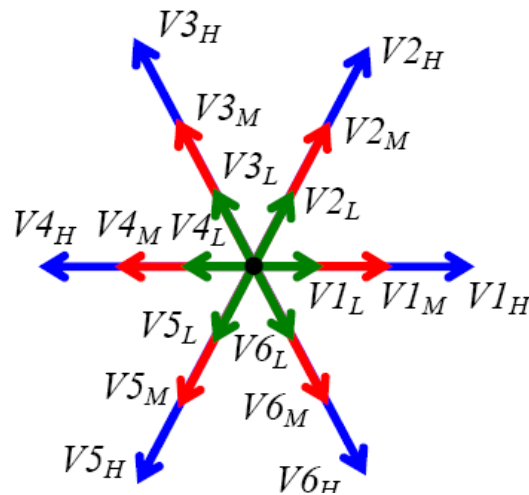
۳-۱-۲. استراتژی کلید زنی مبدل ماتریسی

روش کلیدزنی مبدل ماتریسی بر اساس قاعده‌ای است که در اینورترها و یکسوسازهای متداول به کار می‌رود. با استفاده از این روش سیگنال‌های تبدیل AC/DC و DC/AC بطور جداگانه ساخته می‌شوند. پس الگوی کلیدزنی مبدل ماتریسی دو مرحله‌ای استخراج می‌شود.

در مرحله AC/DC با آسانی می‌توان مشاهده کرد ولتاژ لینک DC را با الگوهای مختلف کلیدزنی می‌توان تنظیم کرد سه نوع متفاوت برای ولتاژ لینک DC داریم: ولتاژهای پایین، متوسط، بالا. این شکل موج‌های ولتاژ در شکل (۳-۷) نشان داده شده‌اند. ولتاژ لینک DC بالاتر بازده تنظیم سرعت گسترده‌تری ایجاد می‌کند. اما در عین حال باعث انحرافات جریان شدید می‌شود، اگر ولتاژ لینک DC با توجه به سرعت موتور انتخاب شود کارایی سیستم درایو بالاتر می‌رود. اما در عین حال تنها سه نوع متفاوت ولتاژ لینک DC را می‌توان انتخاب کرد. که در شکل (۳-۷) نشان داده شده است. بردارهای فضایی ولتاژ مربوط به ولتاژهای بالا و پایین و متوسط لینک DC مجازی در شکل (۳-۸) نشان داده شده‌اند [۳۴].



شکل (۷-۳): سه حالت ولتاژ لینک DC [۳۴]



شکل (۸-۳): بردارهای فضایی ولتاژ مربوط به ولتاژهای بالا و پایین و متوسط لینک DC مجازی [۳۴]

در مرحله DC/AC بوسیله یک اینورتر عملیات کنترل جریان تنظیم می‌شوند. هر پایه شامل یک سوئیچ پایینی بطور مستقل جریان یک فاز را کنترل می‌کنند. وقتی فرمان جریان یک فاز بزرگتر از مقدار واقعی جریان آن باشد سوئیچ‌های بالای این پایه روشن می‌شود در غیر صورت این سوئیچ پایینی روشن می‌شود. در نتیجه رگلاتور جریان، کلیدهای مرحله DC/AC را طوری کنترل می‌کند که جریان سه فاز فرمان را دنبال کند [۳۴].

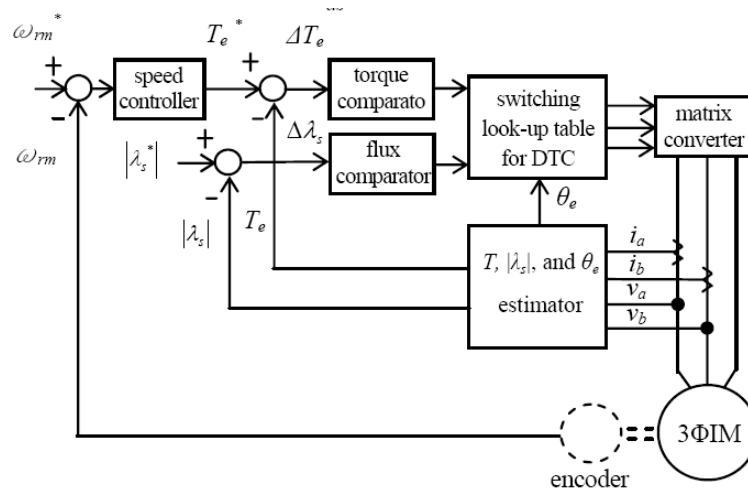
شکل (۹-۳) بلوک دیاگرام سیستم درایو موتور القایی با مبدل ماتریسی به روش DTC را نشان می‌دهد. در این سیستم معادلات ریاضی استفاده شده برای T_e , θ_e بصورت زیر بدست می‌آیند.

$$\lambda_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt \quad (۶-۳)$$

$$\lambda_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (۷-۳)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (۸-۳)$$

که در این سه فرمول بالا V_{ds} و i_{ds} ولتاژها و جریانهای استاتور در محور d در دستگاه مرجع گردان، V_{qs} و i_{qs} ولتاژ و جریان استاتور در محور q، R_s مقاومت فاز استاتور، λ_{ds} ، λ_{qs} به ترتیب شارهای استاتورهای محور q و d در این دستگاه می‌باشند.



شکل (۹-۳): بلوک دیاگرام سیستم درایو موتور القایی با مبدل ماتریسی به روش DTC [۳۴]

زاویه شار θ_e با فرمول زیر بدست می‌آید [۳۴]

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right) \quad (۹-۳)$$

در انتها گشتاور موتور القایی با داشتن جریانها و شارهای استاتور بصورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3p}{4} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\ &= \frac{3p}{4} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \end{aligned} \quad (۱۰-۳)$$

L_m اندوکتانس متقابل روتور و استاتور، P تعداد قطبهای موتور

مهمترین ضعف روش DTC مرسوم، تولید ریپل گشتاور زیاد بوسیله سیستم درایو می‌باشد.

مطابق مشخصات مبدل ماتریسی سه بردار ولتاژ مختلف در هر موقعیت بردار فضایی داریم. در نتیجه

سیستم درایو از بردارهای ولتاژ بیشتری برای کنترل گشتاور و شار استاتور و تولید گشتاور

الکترومغناطیسی مسطح‌تر همزمان با کار موتور می‌توان استفاده کند. در نتیجه به سرعت موتور و

ریپل گشتاور بهترین بردار ولتاژ انتخاب شده است. یک بردار ولتاژ بالا سرعت موتور را افزایش می‌دهد و بالعکس. بردار ولتاژ صفر سرعت موتور را کاهش می‌دهد. پش قاعده انتخاب بردار ولتاژ به منظور کنترل همزمان گشتاور و شار به این صورت می‌باشد که اگر سیستم درایو در یک سرعت بالا یا در شرایط شتاب گیری کار می‌کند الگوی کلیدزنی از بین بردارهای گروه بالا و متوسط انتخاب می‌شود. در مقابل اگر سیستم درایو در سرعت کم کار می‌کند الگوی کلیدزنی از بین بردارهای ولتاژ پایین و بردار صفر انتخاب می‌شود. اگر در سرعت متوسط درایو شود یا در حالت ماندگار برای ثابت نگه داشتن سرعت اولیه کار می‌کند، الگوی ولتاژ از بین بردارهای ولتاژ گروه متوسط و پایینی انتخاب می‌شود. با استفاده از این قاعده برای کنترل موتور القایی، ریپل گشتاور الکترومغناطیسی و انحراف جریان بطور محسوس کاهش می‌یابد و عملکرد سیستم درایو موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی بهبود می‌یابد [۳۴].

۳-۳-۲. روش کنترل توان لحظه‌ای

این روش برای درایو موتورهای القایی کارایی نسبتاً بالایی دارد. اساس کنترل لحظه‌ای، توان حقیقی و ظاهری موتور می‌باشد. در موتور القایی توان حقیقی می‌توان با گشتاور تولیدی موتور و توان ظاهری می‌توان با شار موتور کنترل کرد. مزایای روش IPC عبارتند از:

۱. الگوریتم پیاده سازی نسبتاً ساده

۲. داشتن یک الگوریتم متنی بر قوانین فیزیکی پایه

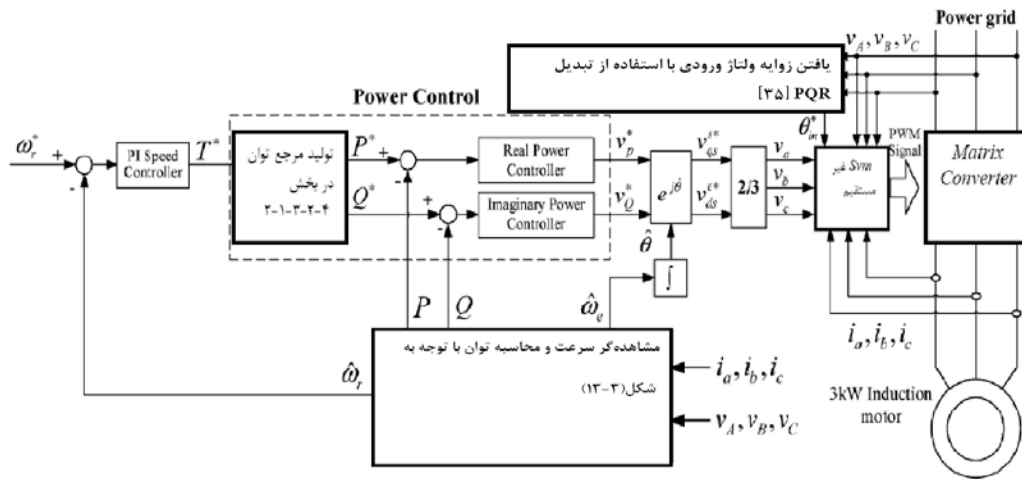
۳. استحکام و عدم نیاز به پارامترهای جزئی

۴. قابلیت اعمال به همه ماشین‌های AC

۳-۳-۱. کنترل توان درایو مبدل ماتریسی

روش IPC بر اساس کنترل لحظه‌ای توان حقیقی و مجازی تزریق شده به ماشین القایی می‌باشد. همانطور که می‌دانیم توان حقیقی گشتاور تولیدی موتور را کنترل می‌کند و توان مجازی شار را

کنترل می‌کند. ساختار کنترلی کنترلی در شکل (۳-۱۰) نشان داده شده است. کنترلرهای شامل تنظیم‌کننده‌های PI توان حقیقی و مجازی می‌باشند که گشتاور مرجع و توان حقیقی و مجازی به عنوان ورودی دریافت می‌کند و ولتاژهای فرمان اینورتر را در دستگاه مرجع سنکرون تولید می‌کند [۳۵].



شکل (۳-۱۰): توپولوژی کنترلی روش IPC برای موتور القایی که به وسیله مبدل ماتریسی تغذیه می‌شود [۳۵]

۳-۳-۱-۲-۳-۳. توان اکتیو و راکتیو لحظه ای

در این قسمت توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای با ضرب اسکالر بردارهای فضایی جریان و ولتاژ تعریف می‌شوند. ولتاژها و جریانهای سه فاز مختصات abc به دستگاه $\alpha\beta$ مطابق رابطه زیر انتقال می‌یابند [۳۵]:

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (۳-۱۱)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (۳-۱۲)$$

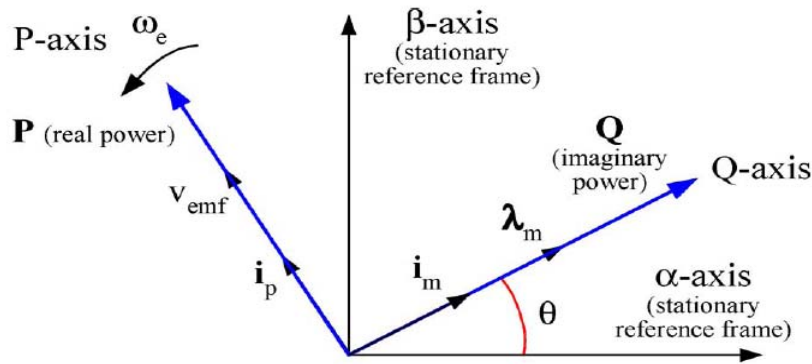
توانهای اکتیو و راکتیو مطابق زیر تعریف می‌شوند.

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{P} \\ \bar{Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{\alpha} + \tilde{i}_{\alpha} \\ \bar{i}_{\beta} + \tilde{i}_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

که در این رابطه‌ها $\bar{P}, \bar{Q}$ متوسط توانهای راکتیو و اکتیو DC منتج شده از مؤلفه‌های متقارن جریان بار $(\bar{i}_{\alpha}, \bar{i}_{\beta})$ می‌باشند. $\bar{P}$ متوسط توان تحویلی بار و $\bar{Q}$ متوسط توان گردشی بین فازست. $\tilde{P}, \tilde{Q}$ ریپل توان راکتیو و اکتیو می‌باشند که از مؤلفه‌های غیر متقارن و هارمونیک جریان بار منتج می‌شوند. $\tilde{P}$ ریپل توان اکتیو متناظر با نوسانات توان بین بار و منبع می‌باشد و $\tilde{Q}$ ریپل توان راکتیو متناظر با نوسانات توان فازست [۳۵]. همانطور که در فرمول ۳-۱۳ آمده است توان‌های لحظه‌ای P, Q شامل دو قسمت می‌باشند. یکی مولفه DC و دیگری مولفه AC است. توان لحظه‌ای را با استفاده فیلترهای بدون عنصر ذخیره کننده انرژی می‌توان به دو قسمت AC و DC مجزا کرد. قسمت AC توانها $(\tilde{P}, \tilde{Q})$ توان بی‌مصرف ناشی از شرایط مداری غیر ایده‌ال مثل نامتقارن ولتاژ و بار و اغتشاشات ولتاژ سیستم و بارهای غیرخطی می‌باشد [۳۵].

۳-۲-۲-۱-۲. تولید مرجع توان

اگر توان حقیقی لحظه‌ای تزریق شده به استاتور را به سه قسمت شامل توان هدر رفته در مقاومت‌های استاتور و روتور، تغییر انرژی مغناطیسی ذخیره شده در اندوکتانس موتور و توان مصرف شده در تبدیل انرژی تقسیم کنیم. به این معناست که مقداری از توان در مقاومت روتور و استاتور و تلفات آهنی هدر می‌رود. گرچه می‌توان از توان تلفاتی مقاومتی استاتور و روتور صرف‌نظر کرد اما توان مقاومت روتور را نمی‌توان در نظر گرفت خصوصاً در شرایط بار سنگین که لغزش موتور زیاد باشد. در ادامه یک روش جبرانسازی ساده را برای این توانها توضیح داده خواهد شد. توان لحظه‌ای مجازی موتور متناسب با شدت تغییرات اندازه بردار شار در موتور می‌باشد. دیاگرام فازوری برای کنترل توان در شکل (۳-۱۱) آورده شده است.



شکل (۳-۱۱): دیاگرام بردار فضایی برای کنترل توان [۳۵]

توان مجازی مرجع Q با در نظر گرفتن فرکانس لغزش موتور به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$Q^* = i_m v_{emf} = i_m \omega_e \lambda_m = i_m (P \omega_m + \omega_{sl}) \lambda_m \quad (۳-۱۴)$$

i_m : جریان مغناطیس‌کنندگی، v_{EME} : ولتاژ emf پشتی، ω_e : فرکانس الکتریکی، λ_m : اندازه

شار، P : تعداد جفت قطبهای موتور، ω_m : فرکانس مکانیکی، ω_{sl} : فرکانس لغزشی

فرکانس لغزش موتور بطور مستقیم با گشتاور مربوط است. معادله لغزشی بر حسب گشتاور به

صورت زیر است [۳۵]

$$\omega_{sl} = \frac{i_p}{T_r |i_m|} = \frac{T_e}{(3/2)(L_m^2 / L_r) |i_m|^2 T_r} \quad (۳-۱۵)$$

با استفاده از معادله ۳-۱۴ و ۳-۱۵ لغزش را بصورت زیر می‌توان نوشت

$$s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_r + \omega_{sl}} = 1 + \frac{\omega_r L_m i_m^2}{Q^*} \quad (۳-۱۶)$$

توان حقیقی مرجع را از روی معادله ۳-۱۶ می‌توان به صورت زیر نوشت

$$P^* = \frac{P_{mech}}{1-s} = -\frac{Q^* T^*}{p_p L_m i_m^2} \quad (۳-۱۷)$$

با فرض اینکه اندوکتانس نشی موتور نسبت به L_r خیلی کوچک باشد توان مجازی در محور Q را

میتوان به صورت زیر نوشت [۳۵]:

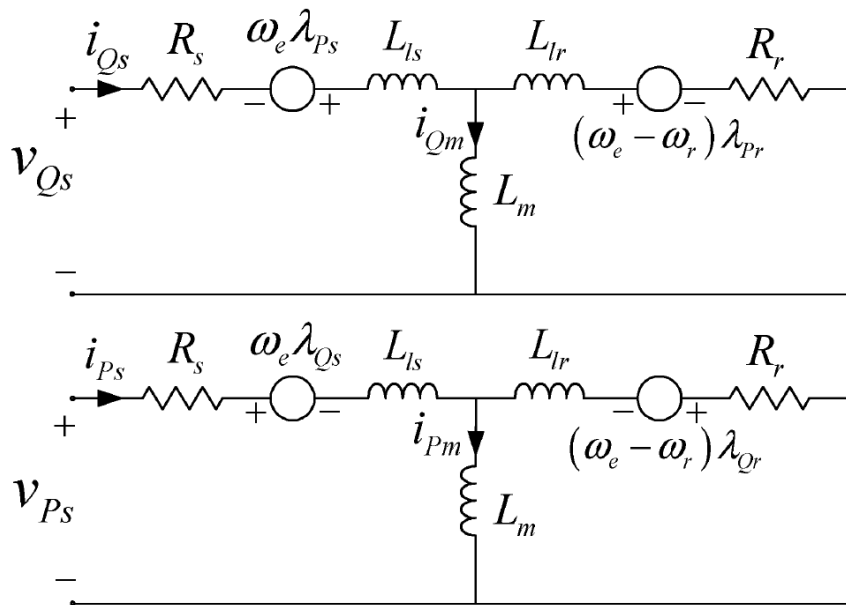
$$Q^* = L_m i_m^2 \omega_r + \frac{2T^*}{3PT_r} \quad (۳-۱۸)$$

۳-۲-۳-۳ مشاهده گر سرعت با استفاده از تئوری توان

۳-۲-۲-۳-۳ عملکرد با شار فاصله هوایی ثابت

یک موتور القایی را با ولتاژ زیر می‌توان توصیف کرد. مدار معادل متناظر با فرمولها در دستگاه مرجع PQ در شکل (۱۲-۳) نشان داده شده است.

$$\begin{aligned} v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{Qs} - \omega_e \lambda_{Ps} \\ v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} \lambda_{Ps} + \omega_e \lambda_{Qs} \\ 0 &= R_r i_{Qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{Qr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{Pr} \\ 0 &= R_r i_{Pr} + \frac{d}{dt} \lambda_{Pr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{Qr} \end{aligned} \quad (۱۹-۳)$$



شکل (۱۲-۳): مدار معادل متناظر با فرمولها در دستگاه مرجع PQ برای یک موتور القایی [۳۵]

معادلات شار متناظر به صورت زیر بدست می‌آید

$$\begin{aligned}
\lambda_{Qs} &= \lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs} \\
\lambda_{Ps} &= \lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps} \\
\lambda_{Qr} &= \lambda_{Qm} + L_{lr} i_{Qr} \\
\lambda_{Pr} &= \lambda_{Pm} + L_{lr} i_{Pr} \\
\lambda_{Qm} &= L_m i_{Qm} \\
\lambda_{Pm} &= L_m i_{Pm}
\end{aligned} \tag{۲۰-۳}$$

گشتاور الکترومغناطیسی برحسب مؤلفه محور P,Q بصورت زیر می باشد [۳۵]

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (i_{Qs} \lambda_{Pm} + i_{Ps} \lambda_{Qm}) \tag{۲۱-۳}$$

معادلات ولتاژ استاتور در معادله ۱۹-۳ را می توان به این صورت نوشت

$$\begin{aligned}
v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}) - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) \\
v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs})
\end{aligned} \tag{۲۲-۳}$$

اگر کنترل توان طوری انجام شود که مشتقات زمانی جریانهای محورهای P, Q استاتور در دستگاه مرجع گردان طی یک دوره نمونه برداری کنترل ثابت بمانند آنگاه گشتاور الکترومغناطیسی تنها بوسیله جریان محور Q کنترل می شود، از معادلات ۲۱-۳ و ۲۲-۳ داریم که :

$$\begin{aligned}
v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Qm}) - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) \\
v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Pm}) + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs})
\end{aligned} \tag{۲۳-۳}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (i_{Ps} \lambda_{Qm}) \tag{۲۴-۳}$$

با صرف نظر از جملات مربوط به تغییر شار فاصله هوایی $\lambda_{Pm}, \lambda_{Qm}$ فرمول ۲۳-۳ را می توان به

صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned}
v_{Qs} &= R_s i_{Qs} - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) \\
v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs})
\end{aligned} \tag{۲۵-۳}$$

اگر افت ولتاژ روی مقاومت استاتور ناچیز باشد یعنی $|(R_s + j\omega_e L_{ls}) i_s| \ll |\lambda_m|$ آنگاه

$$|V_s| \gg |V_{EMF}| \gg |\lambda_m| \omega_e = L_m |i_m| \omega_e \quad (26-3)$$

که در آن V_{EMF} اندازه ولتاژ EMF

اگر تغییرات شار فاصله هوایی و جریانهای استاتور در دستگاه مرجع گردان ثابت باشند ω_e را از جریان مغناطیس کنندگی و ولتاژ تغذیه می‌توان محاسبه نمود [35].

برای ساخت یک الگوریتم کنترل بدون سنسور سرعت موتور القایی تغذیه شده با مبدل ماتریسی با کارایی بالا، اطلاعات دقیق بیشتری از سرعت موتور و پارامترهای موتور مورد نیاز می‌باشد. بطور ویژه در عملکرد سرعت پایین مدل ماشین بدون یک طرح برای شناسایی پارامترهای متغیر در حین کار عملکرد رضایت بخشی نخواهد داشت. برای بر طرف کردن این مشکل یا روش با استفاده از شار ثابت فاصله هوایی و توان مجازی تزریقی به موتور در زیر آمده است. این روش برای این مشکل وابسته به اطلاعات مقاومتها نخواهد داشت چون که توان مجازی مستقیماً مربوط به شار و فرکانس موتور می‌باشد و نه مربوط به توان مصرف شده در مقاومتها است [35].

۳-۲-۲-۳ طراحی آشکار ساز سرعت

توان حقیقی لحظه‌ای مربوط عمده شامل توان حقیقی مصرف شده در مقاومت لغزشی روتور بعلاوه توان ذخیره شده در میدان می‌باشد و توان مجازی Q مربوط به آهنگ تغییرات اندازه بردار شار در موتور می‌باشد. در حالت ماندگار Q برابر با توان راکتیو مرسوم در یک موتور خواهد بود.

شکل (۳-۱۳) یک دیاگرام برداری برای موتور القایی را نشان می‌دهد که رابطه بین جریان‌ها و ولتاژها و شار در آن نمایش داده شده است.

$$Q \gg i_m |V_{EMF}| \quad (27-3)$$

معادله ۲۷-۳ را با استفاده از معادله ۲۶-۳ می‌توان به صورت زیر نوشت

$$Q = L_m i_m^2 (\omega_r + \omega_{sl}) \quad (28-3)$$

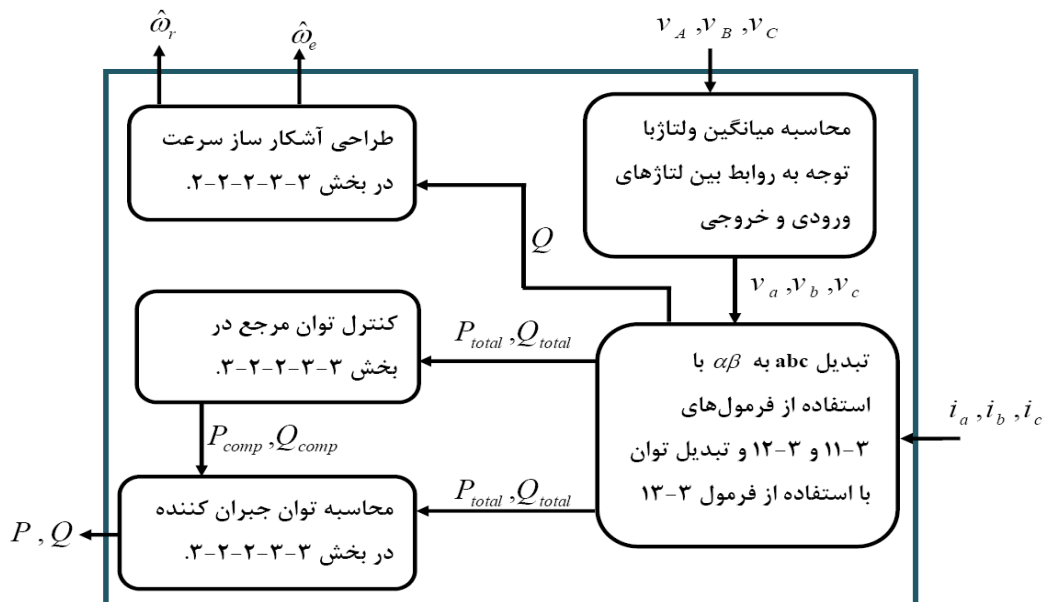
که در آن $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$

با دانستن اینکه Q از فرمول ۳-۱۳ بدست می‌آید، آنگاه از معادله ۳-۲۸ ω_r را می‌توان بدست آورد.

$$\omega_r = \frac{V_\alpha i_\beta - V_\beta i_\alpha}{L_m i_m^2} - \omega_{sl} \quad (3-29)$$

که در آن $\omega_{sl} = \frac{i_p}{\tau_r i_m}$ و $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ می‌باشد.

طرح مورد نظر در شکل (۳-۱۳) نمایش داده شده است این طرح شامل یک آشکار ساز سرعت، یک مبدل توان PQ و یک کنترل کننده توان مرجع می‌باشد [۳۵].



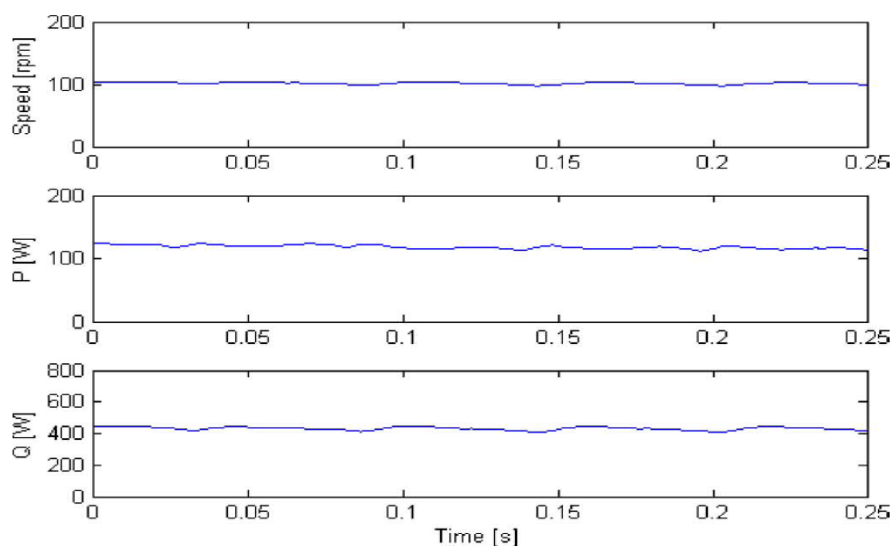
شکل (۳-۱۳): طرح یک آشکار ساز سرعت، یک مبدل توان PQ و یک کنترل کننده توان مرجع

اگر مبدل ماتریسی ایده‌آل نباشد این امر باعث اعوجاج در ولتاژ بخصوص در سرعت‌های کم می‌شود. بنابراین اعوجاج در Q نیز در اثر این غیر خطی بودن اتفاق می‌افتد.

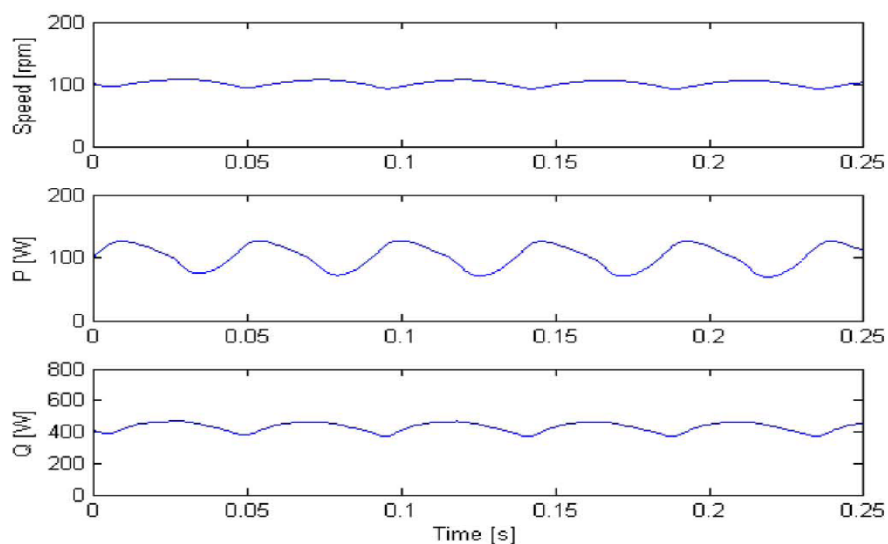
۳-۲-۲-۳-۳ جبران‌ساز اثر عملکرد غیر خطی مبدل ماتریسی بر توان ورودی

همانطور که در بخش قبل توضیح داده شد ولتاژ ناشی از عملکرد غیر خطی درایو مبدل ماتریسی باعث اعوجاج در ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی می‌شود و در نتیجه آن اعوجاج در توان مجازی و ریپل

گشتاور می‌باشد [۳۵]. ولتاژهای پارازیتی تابعی از تاخیر کموتاسیون، زمان خاموش و روشن کردن ادوات کلیدزنی، افت ولتاژ ادوات کلیدزنی در حالت روشن و پلاریته جریان می‌باشند. تاخیر کموتاسیون، افت ولتاژ حالت روشن ادوات کلیدزنی و پلاریته جریان در شرایط عملکردی تغییر می‌کنند. از آنجاییکه اندازه گیری تاخیر کموتاسیون و افت ولتاژها و بعلاوه مشخص کردن علامت جریان موقعی که جریان فاز نزدیک صفر می‌باشد کار بسیار مشکلی است، جبرانسازی عملکرد غیر خطی مبدل ماتریسی off-line ساده نیست. برای برطرف کردن این مشکل می‌بایست یک روش جبران‌ساز on-line با استفاده از تبدیل توان برای عملکرد بهتر کنترل بدون سنسور بکار گرفته شود. شکل (۳-۱۴) چند نمونه از توان‌های حقیقی و مجازی را نشان می‌دهد در شکل (۳-۱۴-a) توان حقیقی P و توان مجازی Q تقریباً فقط شامل یک مؤلفه DC می‌باشند. در شکل (۳-۱۴-b) توان‌ها در اثر عملکرد غیر خطی مبدل ماتریسی دستخوش اعوجاج می‌شوند و توانهای P, Q مؤلفه AC دارند. همانطور که در شکل مشخص است اگر جریانهای مبدل ماتریسی سینوسی متعادل باشند، آنگاه توانهای P, Q فقط شامل مؤلفه DC می‌باشند [۳۵]. وقتی جریانهای نامتعادل در اثر عملکرد غیرخطی مبدل ماتریسی دارای اعوجاج باشند مؤلفه‌های هارمونیک و نامتعادل در توانهای P, Q وجود خواهند داشت. برای حذف جریانهای نامتعادل و اعوجاجی یک روش کنترل توان باید اتخاذ شود. برای ایجاد توانهای جبران‌سازی فیلترهای پایین گذر مرتبه اول ساده‌ای را برای جداسازی متغیرهای محاسبه شده به دو قسمت AC, DC می‌توان بکار برد [۳۵].



(a)



(b)

شکل (۳-۱۴): پاسخ سرعت مشاهده کننده پیشنهادی بدون سنسور برای عملیات سرعت پایین (a) با

کموتاسیون ۰.۵ ثانیه (b) با کموتاسیون ۲ ثانیه [۳۵]

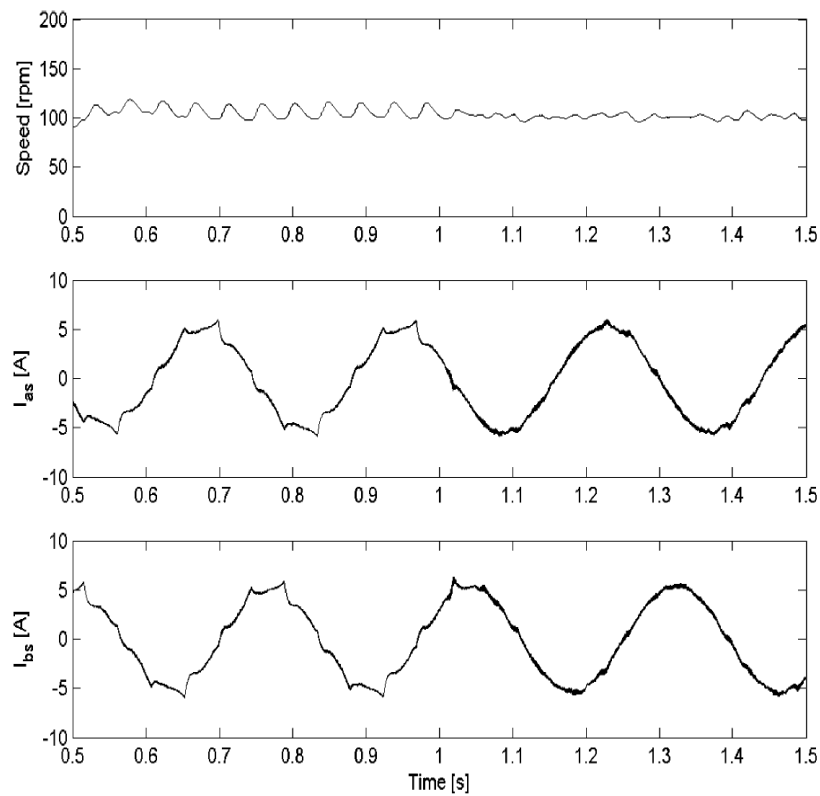
مؤلفه $\tilde{P}, \tilde{Q}$ AC مربوط به شرایط غیر خطی مثل هارمونیک‌ها خواهند بود. بنابراین برای داشتن

جریان‌های خروجی سینوسی متفازن P, Q باید به درستی کنترل شوند. توان‌های جبران‌ساز بصورت زیر

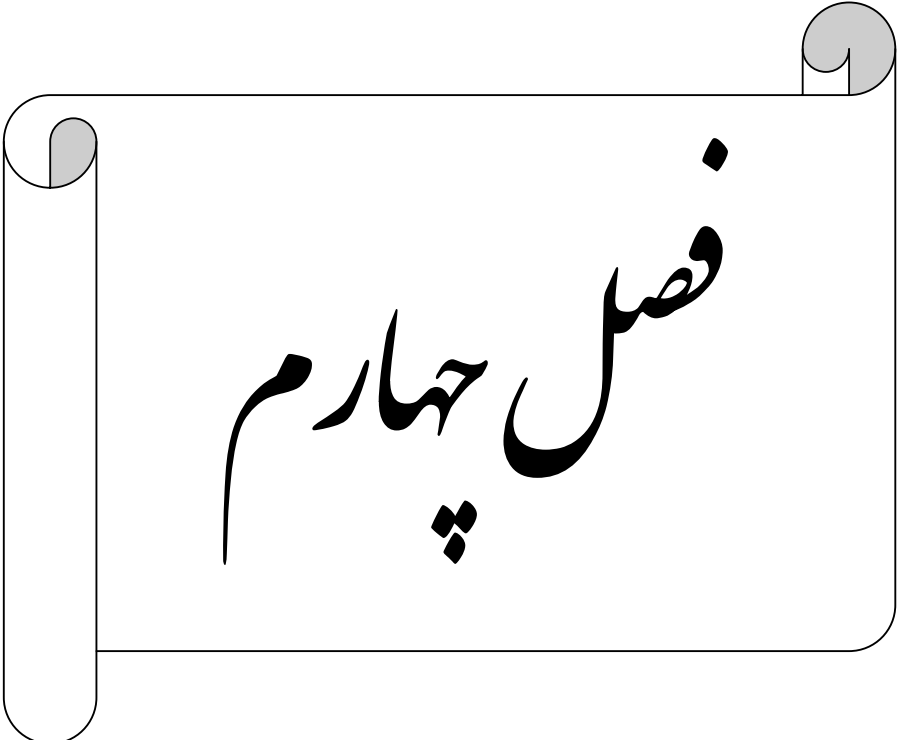
تعریف می‌شوند [۳۵]:

$$P_{comp} = \tilde{P} \quad \text{and} \quad Q_{comp} = \tilde{Q} \quad (3-30)$$

شکل (۳-۱۵) شکل موج‌های برای جبران‌سازی عملکرد غیرخطی مبدل ماتریسی را نشان می‌دهد. قبل از شروع جبران‌سازی عملکرد غیرخطی باعث ایجاد نوسانات نامطلوب با فرکانس ۶ برابر فرکانس اصلی شکل موج سرعت می‌شود. نوسانات سرعت بعد از شروع جبران‌سازی تقریباً از بین می‌رود.



شکل (۳-۱۵): شکل موج‌های جریان قبل و بعد اعمال جبران‌سازی (جبران‌ساز در ۱ ثانیه اعمال می‌شود) [۳۵]



فصل چهارم

مبدل پشهادی ونحوه کنترول آن

۴-۱. مقدمه

مبدل پیشنهادی یک مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز به دو فاز با سوئیچ‌های کاهش یافته می‌باشد که مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز را از ۱۸ سوئیچ به ۱۲ و سپس به ۹ سوئیچ کاهش می‌دهد [۳۰]، در این جا هدف به دست آوردن دو ولتاژ با اختلاف ۹۰ درجه است و این مدل پیشنهادی در سمت خط (یکسوکننده) با مبدل ۹ سوئیچه می‌باشد [۳۰]، کار اصلی در اینجا در سمت اینورتری این مبدل می‌باشد، در زمینه مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز کارهای انجام شده در [۳۶] و [۳۷] می‌باشد. در این فصل برای این مبدل در تمامی حالات آن روابط مورد نظر بدست آورده شده است. در ابتدای این فصل مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز به طور کامل شرح داده خواهد شد و سپس مدل نهایی آن ارائه می‌گردد.

۴-۲. مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

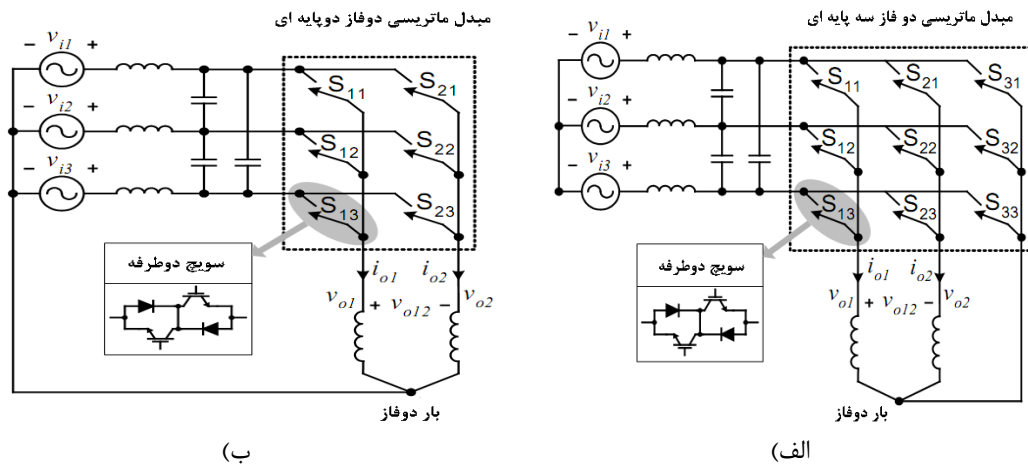
مبدل ماتریسی سه فاز به دوفاز هم همانند مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز دارای دو مبدل به صورت مبدل مستقیم و مبدل غیر مستقیم می‌باشد. از لحاظ کارکرد این مبدل بسیار شبیه به مبدل سه فاز با سه فاز بوده است و دارای تفاوت‌هایی می‌باشند. که تفاوت آنها بیشتر در حالات سوئیچینگ می‌باشد.

۴-۲-۱. مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز

این مبدل خود به دو صورت، سه پایه و دوپایه وجود دارد، همانطور که در شکل (۴-۱) نشان داده شده است. در مدل سه پایه یک پایه از خروجی، به عنوان زمین دو خروجی دیگر در نظر گرفته می‌شود در حالی در مدل دو پایه، زمین ورودی با زمین خروجی یکی می‌باشد. در حالتی که زمین خروجی با

زمین ورودی یکی نباشد، می‌توان از روش بهبود یافته که در قسمت‌های قبل توضیح داده شد استفاده نمود، که در این روش دامنه ولتاژ خروجی به دلیل اعمال هارمونیک سوم ورودی و خروجی به ولتاژ

ورودی، به $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$ افزایش می‌یابد.



شکل (۴-۱): مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز (الف) ساختار سه پایه (ب) ساختار دو پایه

۴-۲-۱-۱. ساختار دوپایه ای

این مبدل شامل ۶ سوئیچ دو طرفه می‌باشد که هر سوئیچ یکی از سه فاز ورودی را به یکی از دو فاز خروجی وصل می‌کند.

در این روش با داشتن یک مجموعه ولتاژ سه فاز به اندازه ثابت V_i و فرکانس $\omega = \frac{2\pi}{T}$ یک تابع کلیدزنی تعریف می‌شود که با مشخص کردن دوره کارکرد ۶ سوئیچ دو طرفه و نمونه برداری تکه‌ای موج‌های ورودی، می‌توان ولتاژهای دو فاز در خروجی را تولید نمود.

با ارتباط دادن ولتاژ و جریان‌های ورودی و خروجی به فرمول زیر می‌رسیم:

$$\begin{bmatrix} V_{o1}(t) \\ V_{o2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1}(t) \\ V_{i2}(t) \\ V_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (۴-۱)$$

$$\begin{bmatrix} I_{i1}(t) \\ I_{i2}(t) \\ I_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \\ m_{13} & m_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{o1}(t) \\ I_{o2}(t) \end{bmatrix} \quad (۲-۴)$$

تمامی شرایطی که قبلاً برای m_{ij} در نظر گرفته شده بود اینجا نیز باید برقرار باشد.

برای متغیرهای ورودی و خروجی ابتدا ماتریس نسبت تبدیل را می‌یابیم که شامل توابع دوره

وظیفه ۶ کلید دوطرفه است. برای یک مجموعه ولتاژ سه فاز ورودی خواهیم داشت.

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{im} \cos(\omega_i t) \\ v_{im} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (۳-۴)$$

که در آن V_{im} اندازه و ω_i فرکانس ولتاژ ورودی می‌باشد. در طول هر تناوب نمونه برداری

(T_s) مقدار متوسط نمونه‌های قطعه‌ای از شکل موج ورودی با توجه به توالی‌های کلیدزنی سه فاز،

ولتاژهای خروجی را تولید می‌کنند. ولتاژهای خروجی دو فاز که توسط تابع تبدیل به ولتاژهای تغذیه

ورودی مرتبط می‌شوند، به صورت زیر تعریف می‌گردند:

$$\begin{bmatrix} V_o(t) \\ V_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{om} \cos(\omega_o t) \\ v_{om} \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (۴-۴)$$

که در آن

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (۵-۴)$$

که از حل معادلات بالا مقادیر m_{ij} به صورت زیر بدست می‌آید

$$\begin{aligned}
 m_{11} &= \frac{T_s}{3} \times \left[1 + \left[2 \times V_a(t) \times V_{o1}(t) \right] / (v_{im}^2) \right] \\
 m_{12} &= \frac{T_s}{3} \times \left[1 + \left[2 \times V_b(t) \times V_{o1}(t) \right] / (v_{im}^2) \right] \\
 m_{13} &= T_s - m_{11} - m_{12} \\
 m_{21} &= \frac{T_s}{3} \times \left[1 + \left[2 \times V_a(t) \times V_{o2}(t) \right] / (v_{im}^2) \right] \\
 m_{22} &= \frac{T_s}{3} \times \left[1 + \left[2 \times V_b(t) \times V_{o2}(t) \right] / (v_{im}^2) \right] \\
 m_{23} &= T_s - m_{21} - m_{22}
 \end{aligned} \tag{۴-۶}$$

۴-۲-۱-۲. ساختار سه پایه ای

این مبدل شامل ۹ سوئیچ دو طرفه می باشد به طوری که هر سوئیچ، یکی از سه فاز ورودی را به هر یک از سه ترمینال خروجی وصل می کند.

در این روش با داشتن یک مجموعه ولتاژ سه فاز با اندازه ثابت V_i و فرکانس $f_i = \frac{\omega_i}{2\pi}$ یک تابع کلیدزنی تعریف می شود که با مشخص کردن دوره کارکرد ۹ سوئیچ دو طرفه و نمونه برداری تکه ای موج های ورودی، ولتاژهای دو فاز در خروجی را می توان تولید نمود.

ولتاژهای خروجی هم به صورت زیر می باشد [۳۶]:

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \tag{۴-۷}$$

$$V_{o1}(t) = V_A(t) - V_C(t) \quad , \quad V_{o2}(t) = V_B(t) - V_C(t)$$

از ترکیب فرمول های ۴-۳ و ۴-۷ مقادیر m_{ij} به صورت زیر بدست می آید:

$$[M(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} + \frac{2}{9} \times \frac{v_{om}}{v_{im}} \begin{bmatrix} x(1) + y(1) & x(2) + y(2) & x(3) + y(3) \\ x(2) + y(2) & x(3) + y(3) & x(1) + y(1) \\ x(3) + y(3) & x(1) + y(1) & x(2) + y(2) \end{bmatrix} \tag{۴-۸}$$

که مقادیر $x(i)$, $y(i)$ به صورت زیر می باشد [۳۰]:

$i = 1, 2, 3$

$$x(i) = \cos\left[\left(\omega_o + \omega_i\right)t - (n-1)\frac{2\pi}{3}\right] + \cos\left[\left(\omega_o - \omega_i\right)t + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right] \quad (9-4)$$

$$y(i) = \cos\left[\left(\omega_o + \omega_i\right)t + \frac{\pi}{6} - (n-1)\frac{2\pi}{3}\right] + \cos\left[\left(\omega_o - \omega_i\right)t + \frac{5\pi}{6} + (n-1)\frac{2\pi}{3}\right]$$

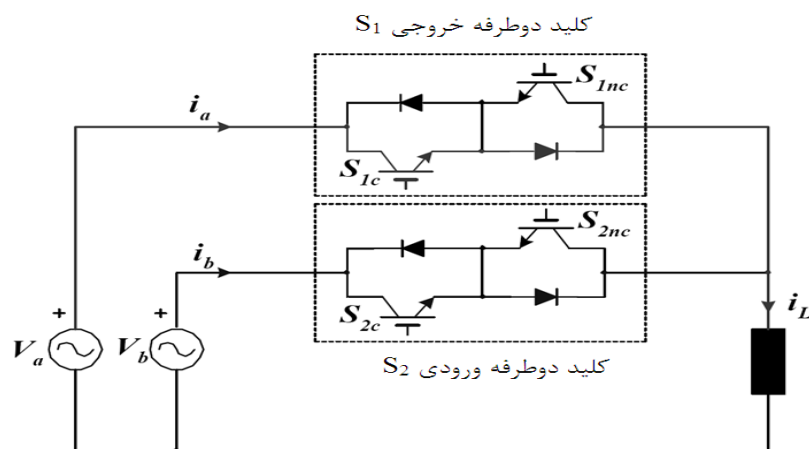
با در نظر گرفتن سوئیچ‌های دوطرفه ایده‌آلی و بدون در نظر گرفتن زمان خاموش و روشن شدن سوئیچ‌ها، می‌توان مقادیر m_{ij} را از فرمول‌های ۴-۶ و ۴-۹ بدست آورد در هر پریود زمانی سوئیچینگ (T_s) شش پالس تولید نمود. البته در عمل این زمانی صادق است که سوئیچ دو طرفه داشته باشیم. در محیط سیمولینک MATLAB این کار قابل اجرا است که در ادامه نتایج آن آورده شده است. در عمل این سوئیچ‌ها دو طرفه خود از دو یا چند سوئیچ تشکیل شده است و برای اجتناب از اتصال کوتاه نشدن ترمینال‌های ورودی و اتصال باز نشدن ترمینال‌های خروجی از روش‌های مختلفی استفاده شده است که متداول‌ترین آن کموتاسیون چهار مرحله است، در ادامه آورده شده است.

۴-۲-۱-۳. کموتاسیون چهار مرحله‌ای

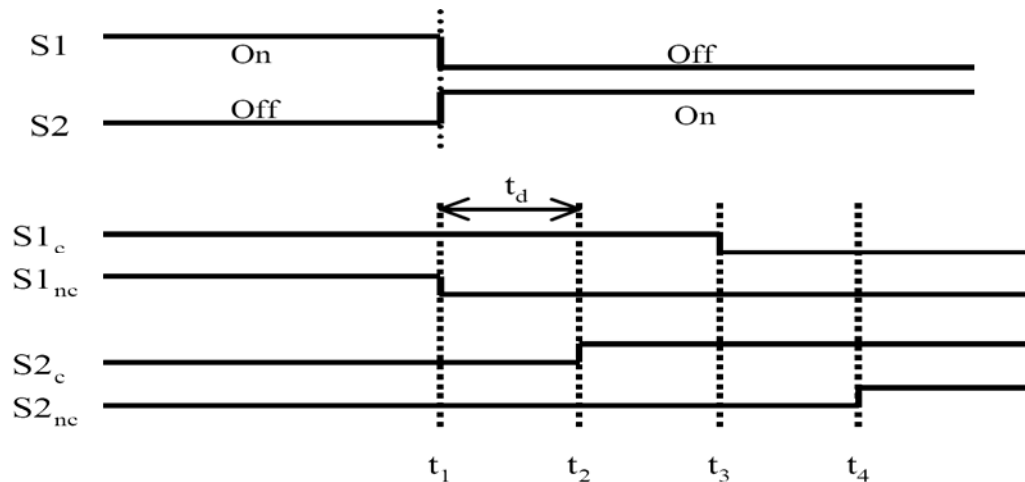
از آنجایی که مبدل ماتریسی لینک DC ذخیره کننده انرژی ندارد، ایجاد هر اغتشاش در ولتاژ ورودی به سرعت در ولتاژ خروجی تاثیر می‌گذارد و بطور خاص برای مقابله به اضافه ولتاژ منبع و اضافه جریان طرف بار باید یک روش محافظتی مناسب اتخاذ کرد [۲۷]. در مبدل ماتریسی کموتاسیون جریان مطمئن بین کلیدها نسبت به اینورترهای PWM رایج مشکل‌تر است. این امر به دلیل است که درمبدل ماتریسی مسیر هرزگردی که توسط دیودهای اینورتر فراهم می‌شود، وجود ندارد. بنابراین درتمامی زمان‌ها، کموتاسیون باید کنترل شود و هیچگاه دوکلید نباید در یک لحظه روشن شوند زیرا این عمل می‌تواند باعث وقوع اتصال کوتاه خط به خط و آسیب رسیدن به مبدل گردد. همچنین کلیدهای دوطرفه نباید در یک لحظه از زمان برای یک فاز خروجی خاموش باشند و این به دلیل است که ممکن است مسیری برای عبور جریان بار القایی وجود نداشته باشد و موجب اضافه ولتاژهای بزرگ گردد. این ملزومات به دلیل این که کلیدهای نیمه هادی نمی‌توانند به صورت آنی خاموش و روشن

شوند، با یکدیگر در تضاد می‌باشند. که عدم توانایی کلید زنی آنی به دلیل تاخیر انتشار و زمان‌های کلید زنی می‌باشد.

یک روش مرسوم برای کموتاسیون جریان، استفاده از روش کموتاسیون چهار مرحله ای می‌باشد، که در آن دانستن جهت جریان خروجی ضروری می‌باشد. شکل (۲-۴) کموتاسیون بین جریان‌های فاز خروجی از کلید دوطرفه S_1 به S_2 را نشان می‌دهد. قبل از کموتاسیون گیت هر دو IGBT موجود در سلول کلید زنی $S_1(S_{1nc}, S_{2c})$ برای هدایت جریان در هر دو جهت آتش شده‌اند. فرض کنید که جریان بار در جهت نشان داده شده باشد هنگام نیاز به کموتاسیون از S_1 به S_2 اطلاعات جهت جریان برای تعیین این که کدام کلید یک طرفه در S_1 در حال هدایت نیست به کار می‌رود. در ابتدا این کلید یک طرفه خاموش می‌شود. در این مثال، کلید یک طرفه S_{1nc} خاموش می‌گردد. سپس گیت کلیدی که در ادامه در سلول کلیدزنی S_2 هدایت خواهد کرد، آتش می‌شود (در این مثال S_{2c}). هنگامی که کلید S_{1c} که در حال خاموش شدن است جریان بار به کلید بعدی منتقل می‌شود. کلید یک طرفه دیگر در این سلول S_{2nc} برای ایجاد امکان جاری شدن جریان برگشتی روشن می‌شود. دیاگرام زمانی این فرایند در شکل (۳-۴) نمایش داده شده است. برای اختصاص زمان کلید زنی کافی به کلیدها، تاخیر کلیدزنی کلیدها توسط مشخصه‌های آنها تعیین می‌شود.



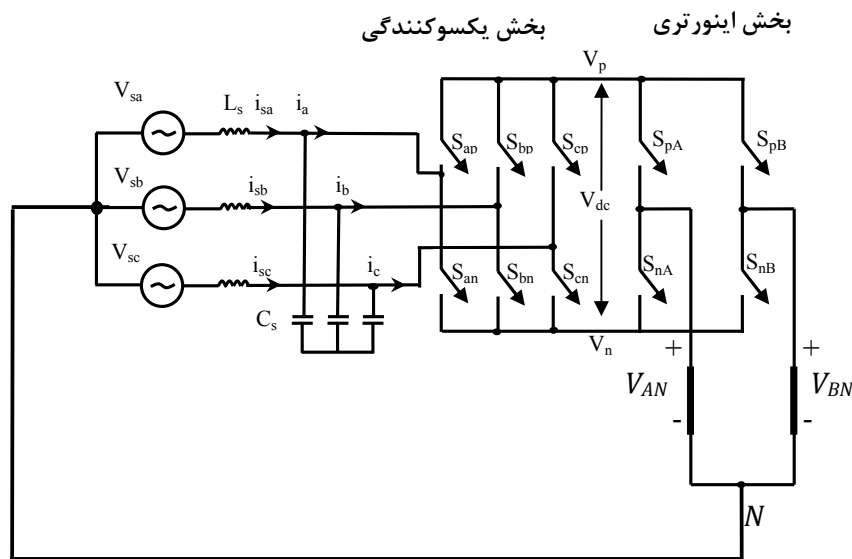
شکل (۲-۴): کموتاسیون جریان یک فاز خروجی از کلید S_1 به کلید S_2



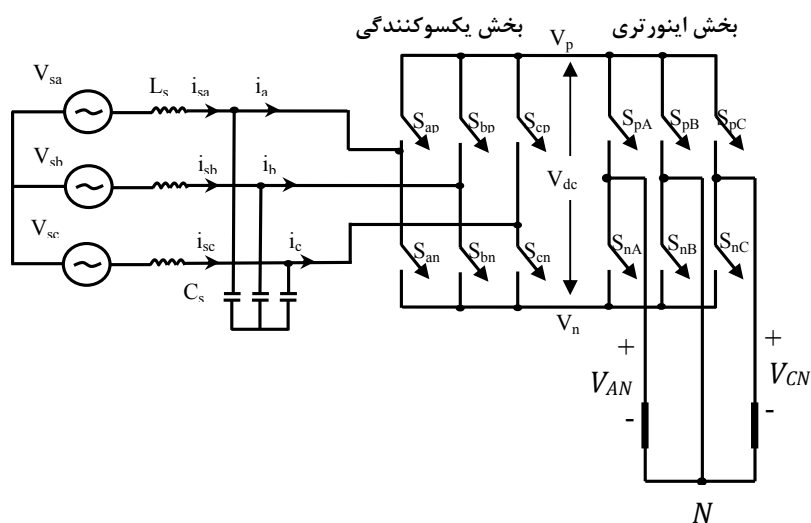
شکل (۴-۳): دیاگرام کلیدزنی کموتاسیون چهار مرحله ای [۲۷]

۴-۲-۲. مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیر مستقیم

مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیر مستقیم به دو صورت سه پایه و دوپایه همان طور که در شکل (۴-۴) آورده شده، وجود دارد. مبدل ماتریسی غیرمستقیم همانطوری که قبلاً هم گفته شد از دو قسمت یکسوکننده و اینورتری تشکیل شده است، در اینجا قسمت یکسوکنندگی آن از مدل سوئیچ‌های کاهش یافته استفاده شده، در قسمت اینورتری هم در دو حالت دوپایه و سه پایه به همراه روش‌های سوئیچینگ برای هر مدل به صورت جدا آورده شده است. در این بخش ابتدا نحو کاهش یافتن سوئیچ‌ها در سمت خط توضیح داده شده است و سپس به قسمت اینورتری مبدل ارائه می‌شود و در آخر هم مدل پیشنهادی در حالات سه پایه و دو پایه ارائه می‌گردد.



(الف)



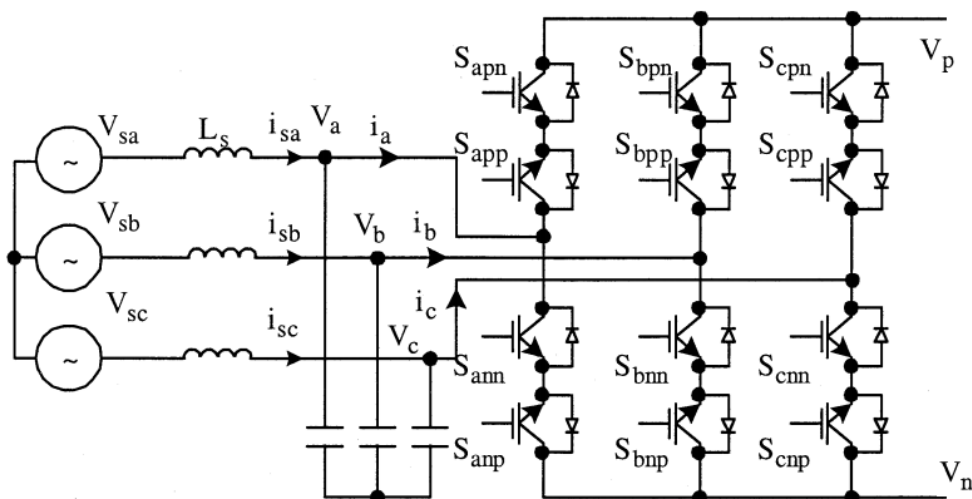
(ب)

شکل (۴-۴): مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز به دو فاز (الف) ساختار دو پایه ای (ب) ساختار سه پایه ای

۴-۲-۲-۱. نحوه کاهش سوئیچ ها در سمت خط

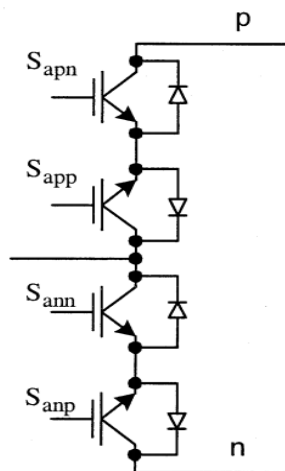
اگر سوئیچ‌های دوطرفه سمت یکسوکننده اتصال پشت به پشت^۱ شکل داده شوند، ساختار ۹ سوئیچه نشان داده شده در شکل (۴-۵) بدست می‌آید.

¹ Back to back

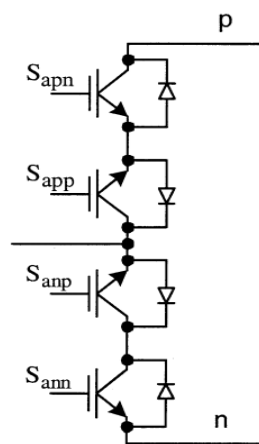


شکل (۴-۵): ساختار ۱۲ سوئیچ یکسوکننده سمت خط مبدل ماتریسی [۳۰]

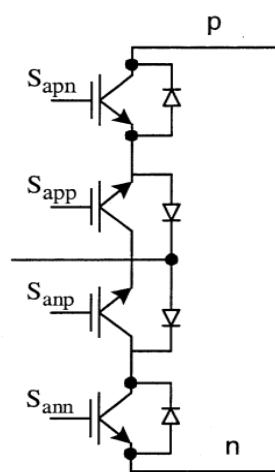
شکل (۴-۶) مدار معادل پایه فاز a ورودی را نشان می‌دهد. شکل (۴-۶ب) جای دو سوئیچ S_{anp} و S_{ann} که به هم سری هستند، عوض شده، حال در شکل (۴-۶ج) سوئیچ‌های S_{anp} و S_{app} می‌توانند سیگنال درایو گیت یکسان اعمال نمود پس به جای این دو سوئیچ یک سوئیچ S_{am} قرار داده شده است. اگر فرض نمائیم که این مبدل در حالت یک طرفه توان بوده و به عبارتی حالت Regenerative نباشد در این حالت می‌توان سوئیچ‌های S_{an} و S_{ap} را که فقط برای جریان منفی می‌باشند، حذف نمود به عبارتی این یکسوکننده سمت خط مبدل ماتریسی از ۹ سوئیچ به سه سوئیچ کاهش می‌یابد که در شکل (۴-۷) نشان داده شده است [۳۰].



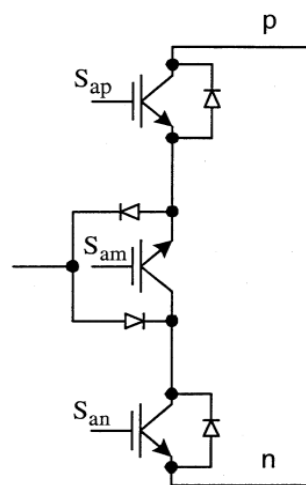
(الف)



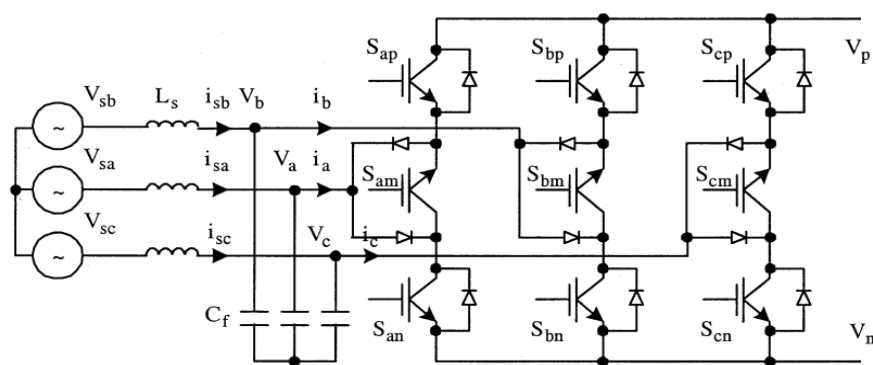
(ب)



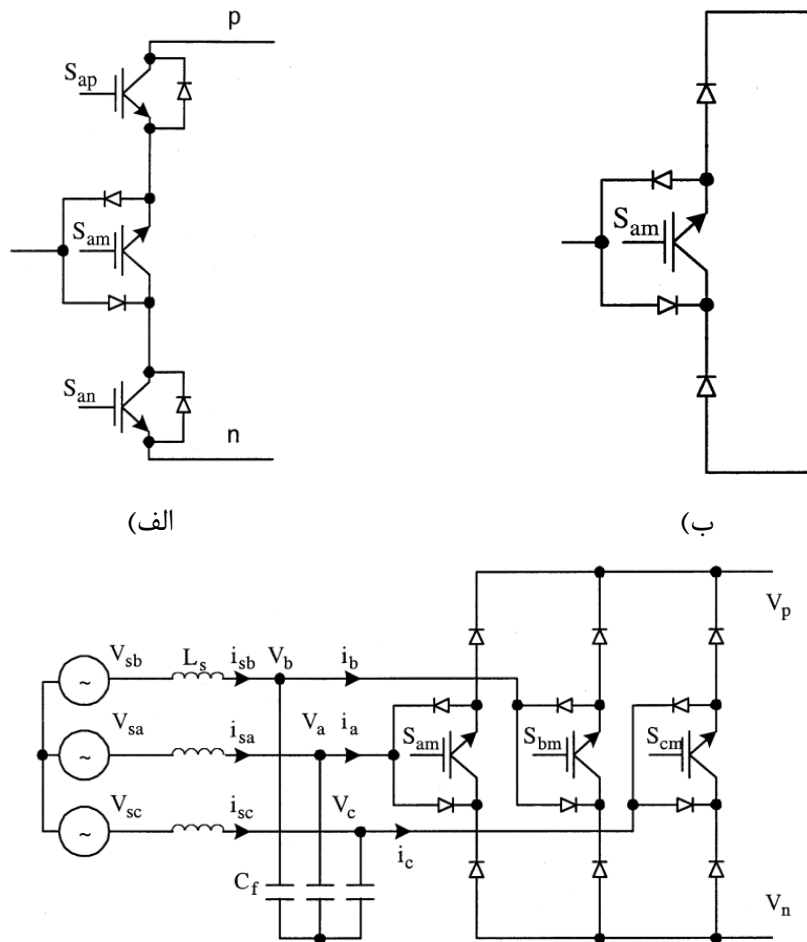
(ج)



(د)



شکل (۴-۶): کاهش سوئیچ‌های یکسوکننده سمت خط مبدل ماتریسی از ۱۲ سوئیچ به ۹ [۳۰]



شکل (۴-۷): کاهش سوئیچ‌های یکسوکننده سمت خط مبدل ماتریسی از ۹ سوئیچ به ۳ [۳۰]

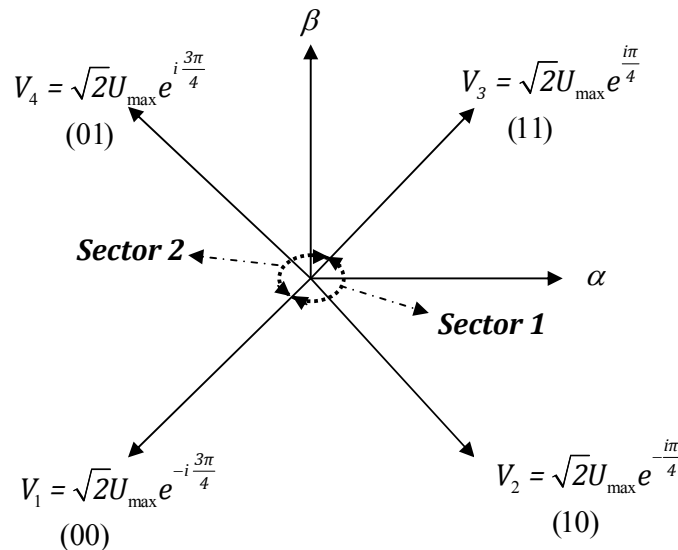
۲-۲-۲-۴ ساختار اینورتری

۱-۲-۲-۲-۴ ساختار دو پایه ای

در شکل (۴-۴ الف) آرایش مبدل غیر مستقیم سه فاز به دو فاز را نشان داده شده است. مهمترین هدف طرف یکسوساز ساختن دو ولتاژ V_p و V_n با پلاریته مخالف با اندازه‌های برابر می‌باشد، که این قسمت در بخش‌های قبل (مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز) به طور کامل توضیح داده شده است، که مقدار این ولتاژ DC از فرمول‌های ۲-۲۸ و ۲-۲۹ بدست می‌آید. سمت اینورتری شامل دو شاخه می‌باشد که زمین خروجی با زمین ورودی یکی می‌باشد.

۴-۲-۲-۱-۱. استراتژی PWM برای سمت اینورتری

با داشتن ۴ سوئیچ در سمت خروجی چهار بردار به صورتی که در شکل (۸-۴) نشان داده شده است را می توان تولید کرد.



شکل (۸-۴): دیاگرام بردار فضایی سمت اینورتر برای ساختار دو پایه ای

در شکل (۸-۴) مقدار U_{max} همان مقدار لینک DC می باشد که از فرمول های ۲۸-۲ و ۲۹-۲

بدست آمده است.

$$U_{max} = V_{dc} = \frac{3 \times V_m}{2 \times \cos \theta_{max}}$$

تکرار فرمول های

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

(۲۸-۲) و (۲۹-۲)

همان طوری که در فصل های گذشته هم توضیح داده شد بردار مرجع از مجموع بردارهای

خروجی در نظر گرفته می شود، در حالی سه فاز، سه بردار بودن که با هم ۱۲۰ درجه اختلاف فاز

داشتند و بردار مرجع به صورت زیر بود:

$$\vec{V}_o = V_A + V_B \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \times e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

تکرار فرمول (۱۸-۲)

بردار مرجع برای این مبدل دو فاز هم از مجموع دو بردار خروجی بدست می آید:

$$\overline{V}_O = V_{AN} + V_{BN} \times e^{j\frac{\pi}{2}} = V_{AN} + jV_{BN} \quad (10-4)$$

با فرض داشتن سهم وظیفه بردارها d_1, d_2, d_0 ، ولتاژ خروجی در سکتور ۱ از ترکیب ولتاژهای

V_1, V_2, V_3 به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\overline{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_1 + d_2V_2 + d_0V_3 \quad (11-4)$$

که با توجه به مقدارهای V_1, V_2, V_3 و بسط فرمول بالا به صورت زیر مقادیر d_1, d_2, d_0 بدست

می‌آید

$$\begin{aligned} V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) &= \sqrt{2}U_{max} [d_1V_1 + d_2V_2 + d_0V_3] \\ &= \sqrt{2}U_{max} \left[d_1e^{-i\frac{3\pi}{4}} + d_2e^{-i\frac{\pi}{4}} + d_0e^{i\frac{\pi}{4}} \right] \\ &= U_{max} [d_1(-1-j) + d_2(1-j) + d_0(1+j)] \\ &= U_{max} [(-d_1 + d_2 + d_0) + j(-d_1 - d_2 + d_0)] \end{aligned} \quad (12-4)$$

در ضمن باید بین d_1, d_2, d_0 رابطه زیر برقرار باشد

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \Rightarrow d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad (13-4)$$

اگر در فرمول ۱۲-۴ سمت موهومی دو طرف را با هم برابر و قسمت حقیقی دو طرف مساوی هم

قرار داده شود، محاسبه‌ی نسبت وظیفه در فضای برداری به ترتیب عبارتند از:

$$\begin{cases} -d_1 + d_2 + d_0 = \frac{V_{AN}}{U_{max}} \\ -d_1 - d_2 + d_0 = \frac{V_{BN}}{U_{max}} \end{cases} \quad (14-4)$$

از روابط ۱۳-۴ و ۱۴-۴ مقادیر d_1, d_2, d_0 برای سکتور ۱ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\Rightarrow \begin{cases} d_1 = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{V_{AN}(t)}{U_{max}} \right] = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2V_{AN}(t) \cos \theta_{max}}{3V_m} \right] \\ d_2 = \left[\frac{V_{AN}(t) - V_{BN}(t)}{2U_{max}} \right] = \left[\frac{2(V_{AN}(t) - V_{BN}(t)) \cos \theta_{max}}{6V_m} \right] \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (15-4)$$

بردار ولتاژ خروجی در سکتور ۲ از ترکیب ولتاژهای V_3, V_4, V_1 به صورت زیر می‌باشد:

$$\bar{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_3 + d_2V_4 + d_0V_1 \quad (16-4)$$

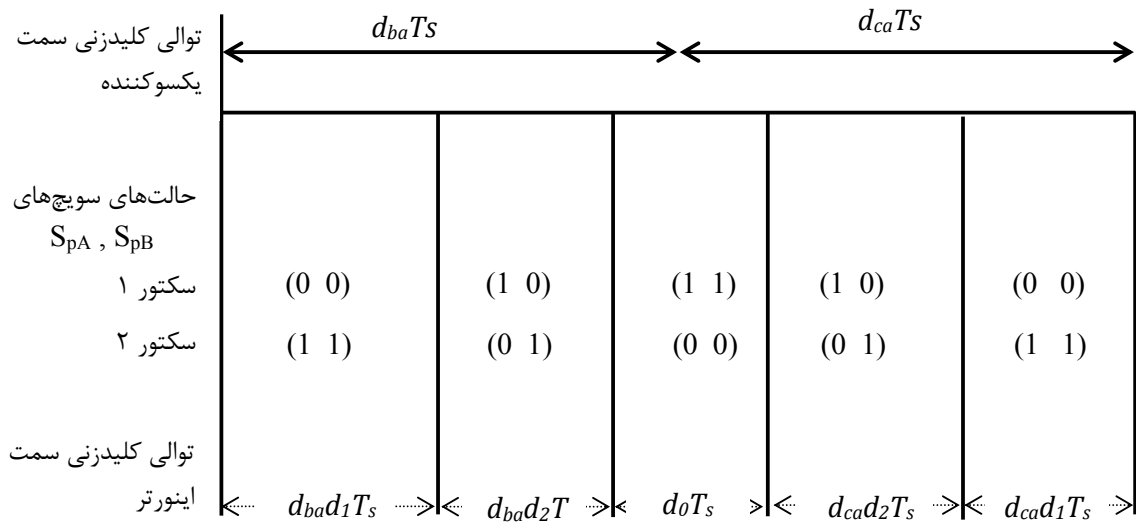
که با توجه به مقدارهای V_3, V_4, V_1 و بسط فرمول بالا به صورت زیر مقادیر d_1, d_2, d_0 بدست می‌آید:

$$V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = \sqrt{2}U_{max} [d_1V_3 + d_2V_4 + d_0V_1] \quad (17-4)$$

مثل حالت قبل مقادیر d_1, d_2, d_0 بدست می‌آید

$$\begin{cases} d_1 = \left[\frac{V_{AN}(t) - V_{BN}(t)}{2U_{max}} \right] = \left[\frac{2(V_{AN}(t) - V_{BN}(t)) \cos \theta_{max}}{6V_m} \right] \\ d_2 = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{V_{AN}(t)}{U_{max}} \right] = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2V_{AN}(t) \cos \theta_{max}}{3V_m} \right] \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (17-4)$$

با بدست آوردن نسبت وظیفه‌ی در سمت اینورتری و با داشتن نسبت وظیفه در سمت یکسوکننده (که در بخش سه فاز به سه فاز بدست آمده است) برای مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم دو پایه‌ای نیز می‌توان با اعمال این نسبت وظیفه‌ها، نسبت وظیفه کل را در یک زمان سوئیچینگ (T_s) بدست آورد که این روند در شکل (۹-۴) به وضوح نشان داده شده است.



شکل (۴-۹): توالی کلیدزنی سمت یکسوکننده و اینورتری

در جدول (۴-۱) سیکل کاری و کلیدزنی سوئیچ‌ها برای یک سکتور ورودی و دو سکتور خروجی نوشته

شده است و برای بقیه سکتورهای ورودی هم به همین صورت می‌باشد.

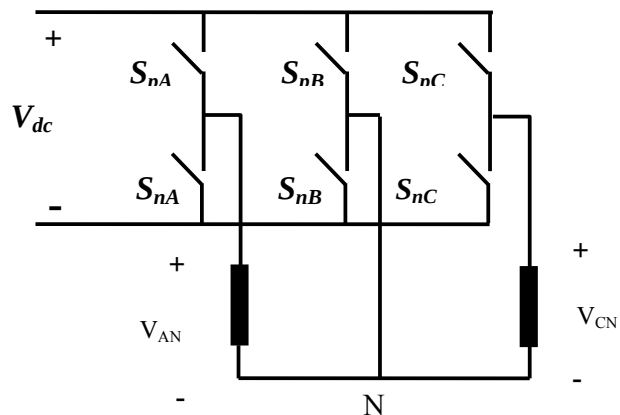
جدول (۴-۱): سیکل کاری و حالت کلیدزنی مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز دوپایه ای در سکتور ۱ ورودی

نسبت وظیفه‌ی	ولتاژهای خروجی V_{AN}, V_{BN}	حالت‌های سوئیچ‌های S_{pA}, S_{pB}	ولتاژهای لینک dc	سکتور خروجی	سکتور ورودی
۱	۱	$V_b \quad V_b$	$0 \quad 0$	V_a, V_b	$d_{ba}d_1$
		$V_a \quad V_b$	$1 \quad 0$	V_a, V_b	$d_{ba}d_2$
		$V_a \quad V_a$	$1 \quad 1$	V_a, V_b	$d_{ba}d_0$
		$V_a \quad V_a$	$1 \quad 1$	V_a, V_c	$d_{ca}d_0$
		$V_a \quad V_c$	$1 \quad 0$	V_a, V_c	$d_{ca}d_2$
		$V_c \quad V_c$	$0 \quad 0$	V_a, V_c	$d_{ca}d_1$
	۲	$V_a \quad V_a$	$1 \quad 1$	V_a, V_b	$d_{ba}d_1$
		$V_b \quad V_a$	$0 \quad 1$	V_a, V_b	$d_{ba}d_2$
		$V_b \quad V_b$	$0 \quad 0$	V_a, V_b	$d_{ba}d_0$
		$V_b \quad V_b$	$0 \quad 0$	V_a, V_c	$d_{ca}d_0$
		$V_b \quad V_a$	$0 \quad 1$	V_a, V_c	$d_{ca}d_2$
		$V_a \quad V_a$	$1 \quad 1$	V_a, V_c	$d_{ca}d_1$

۴-۲-۲-۲-۲. ساختار سه پایه ای

در شکل (۴-۵) ب) آرایش مبدل غیر مستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه‌ای نشان داده شده است. مهمترین هدف طرف یکسوساز ساختن دو ولتاژ V_p و V_n با پلاریته مخالف با اندازه‌های برابر می‌باشد، که این قسمت در بخش‌های قبل (مبدل ماتریسی سه فاز به سه فاز) به طور کامل توضیح داده شده ، که مقدار این ولتاژ DC از فرمول‌های ۲-۲۸ و ۲-۲۹ بدست می‌آید. سمت اینورتری شامل سه شاخه می‌باشد که یک شاخه به عنوان زمین دو شاخه دیگر خروجی می‌باشد، همانطوری که در

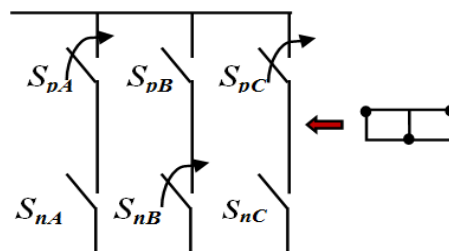
شکل (۴-۱۰) نشان داده شده است، چون مبدل طرف بار دو ورودی و سه خروجی دارد ۸ ترکیب کلیدزنی ممکن در جدول (۴-۲) آورده شده است.



شکل (۴-۱۰): اینورتر سه فاز به دو فاز سه پایه ای

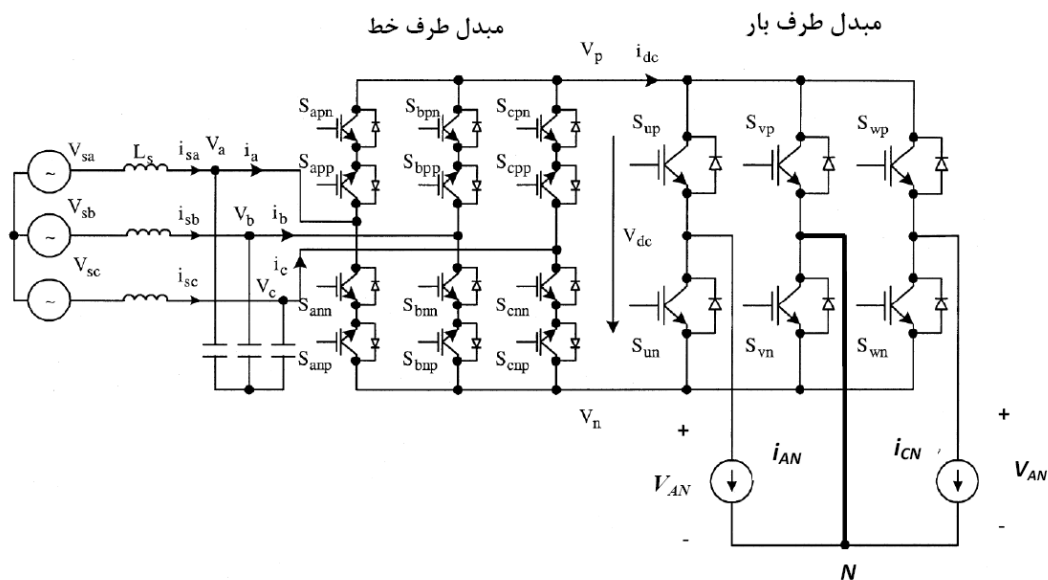
جدول (۴-۲): حالات مختلف روشن یا خاموش بودن سوئیچ های سمت بار در مبدل غیر مستقیم سه فاز به دو فاز

بردار فضایی		ولتاژهای خروجی		سوئیچ ها			
		V_{CN}	V_{AN}	S_{cP}	S_{bP}	S_{aP}	
بردار صفر		0	0	0	0	0	۱
بردار ثابت (اکتیو)		V_{dc}	0	1	0	0	۲
بردار ثابت (اکتیو)		$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	1	0	۳
بردار ثابت (اکتیو)		0	$-V_{dc}$	1	1	0	۴
بردار ثابت (اکتیو)		0	V_{dc}	0	0	1	۵
بردار ثابت (اکتیو)		V_{dc}	V_{dc}	1	0	1	۶
بردار ثابت (اکتیو)		$-V_{dc}$	0	0	1	1	۷
بردار صفر		0	0	1	1	1	۸



شکل (۴-۱۱): نمایش نحوه اتصال سوئیچ ها

در این قسمت روش مدولاسیون پهنای پالس در فضای برداری با کموتاسیون مطمئن برای مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز با ۱۸ سوئیچ مطابق شکل (۴-۱۲) معرفی می‌شود. برای ساده سازی آنالیز فرض می‌شود فیلتر در ورودی مبدل وجود ندارد. بنابراین :



شکل (۴-۱۲) : مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز ۱۸ سوئیچ

$$L_S = 0; C_S = 0; V_{SX} = V_X; i_{SX} = i_X \quad (4-18)$$

که V_X ولتاژ طرف خط در فاز X و $X = a, b, c$.

فرض می‌شود ولتاژ ورودی یک ولتاژ سه فاز متعادل سینوسی باشد یعنی :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_m \cos \theta_{av} = V_m \cos(\omega_i t) \\ V_{sb} &= V_m \cos \theta_{bv} = V_m \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} &= V_m \cos \theta_{cv} = V_m \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4-19)$$

جریان‌های خروجی هم یک جریان دو فاز متعادل فرض می‌شود :

$$\begin{aligned} i_{AN} &= I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ i_{CN} &= I_o \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (20-4)$$

که در روابط ۴-۱۹ و ۴-۲۰، ω_i, ω_o به ترتیب فرکانس زاویه ای خروجی و ورودی، φ_o زاویه ی اولیه ی

جریان فاز خروجی، V_m و I_o به ترتیب دامنه ی ولتاژ ورودی و جریان خروجی، θ_{av}, θ_{bv} و θ_{cv}

زاویه ی الکتریکی ولتاژ فاز a, b, c و ورودی می باشد.

به علاوه جریان ورودی و ولتاژ خروجی مطلوب عبارتند از :

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I_m \cos \theta_a = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in}) \\ i_{sb} &= I_m \cos \theta_b = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in} - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc} &= I_m \cos \theta_c = I_m \cos(\omega_i t - \psi_{in} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (21-4)$$

و :

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_o \cos \theta_{oA} = V_o \cos(\omega_o t + \psi_{out}) \\ V_{CN} &= V_o \cos \theta_{oC} = V_o \cos(\omega_o t + \psi_{out} + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (22-4)$$

که :

$$\psi_{in} = \theta_{oA} - \theta_a \text{ زاویه ضریب توان طرف خط، } \psi_{out} = \theta_{oA} - \theta_a \text{ زاویه ی ضریب توان طرف بار،}$$

θ_b, θ_a و θ_c زاویه ی الکتریکی جریان فاز a, b, c در ورودی، θ_{oA} و θ_{oC} زاویه ی الکتریکی ولتاژ

خروجی A و C می باشد.

۴-۲-۲-۱. استراتژی PWM برای سمت اینورتری

مبدل طرف بار ولتاژ لینک DC که توسط مبدل طرف خط تولید شده، را به ولتاژ دو فاز در خروجی

تبدیل می کند. چون مبدل طرف بار دو ورودی و سه خروجی دارد ۸ ترکیب کلیدزنی ممکن در آن

وجود دارد. بردار مرجع در این حالت همانند مبدل دوپایه ای می باشد. همان طوری که در قسمت سه

فاز توضیح داده شد بردار مرجعی که از ولتاژهای خروجی تشکیل می شود باید دارای اندازه یکسان

باشد و فقط جهت تغییر کند.

با توجه به فرمول ۴-۱۰ برای تولید ولتاژ مرجعی که اندازه آن ثابت باشد بایستی دو حالت از ۸ حالت جدول (۴-۲) یعنی حالت‌های ۳ و ۶ را حذف نمود با این کار، از ۴ بردار اکتیو و دو بردار صفر باقی مانده جهت برای تولید ولتاژ دوفاز استفاده می‌گردد.

بنابراین با توجه به فرمول ۴-۱۰ هریک از ۳۶ حالت کلیدزنی ممکن در مبدل ماتریسی غیرمستقیم می‌تواند یک بردار خاص در فضای برداری ایجاد کند که زاویه و دامنه‌ی این بردارها در جدول (۴-۳) جمع آوری شده است. شکل (۴-۱۳) دیاگرام این بردارها را در حالتی که $V_{sa} > V_{sb} > V_{sc}$ صادق باشد نمایش می‌دهد. بر اساس دامنه و زاویه، این بردارها را می‌توان به چند گروه تقسیم کرد که در زیر آورده شده است.

- بردارهای صفر ($V_1 - V_5$) در مبدل می‌باشند. شباهت این بردارها این است که در همه هر سه پایه خروجی به یک فاز ورودی متصل می‌باشد. در این میان V_1 و V_2 هر سه فاز خروجی را به یک نقطه‌ی لینک DC وصل می‌کنند. از آنجا که این دو بردار در لینک DC جریان صفر تولید می‌کنند سوئیچ‌های طرف خط می‌توانند تحت جریان صفر، کموتاسیون کنند. از طرف دیگر V_3, V_4, V_5 در لینک DC ولتاژ صفر تولید می‌کنند، بنابراین سوئیچ‌های طرف بار می‌توانند تحت ولتاژ صفر کموتاسیون نمایند. از جدول (۴-۳) می‌توان مشاهده کرد که تمامی بردارهای صفر در طرف خط ورودی، جریان صفر تولید می‌کنند.

- بردارهای مربوط به ولتاژهای V_{sa} و V_{sb} ($V_6 - V_9$) هر فاز خروجی را به فاز a یا b وصل می‌کنند. دامنه‌ی این بردارها هنگامی که V_{sa} بزرگتر از V_{sb} می‌باشد برابر ولتاژ خط V_{sab} و اگر V_{sb} بزرگتر از V_{sa} باشد برابر ولتاژ خط V_{sba} می‌باشد. دیاگرام این بردارها به علاوه‌ی aaa و bbb می‌تواند دیاگرامی شبیه به یک اینورتر متداول با ولتاژ لینک $|V_{AN}| = |V_{CN}| = V_{dc} = |V_{ab}|$ مطابق شکل (۴-۱۳ ب) ایجاد کند. لازم به ذکر است بردار aaa یعنی هر سه پایه خروجی به فاز a از ورودی متصل باشند.

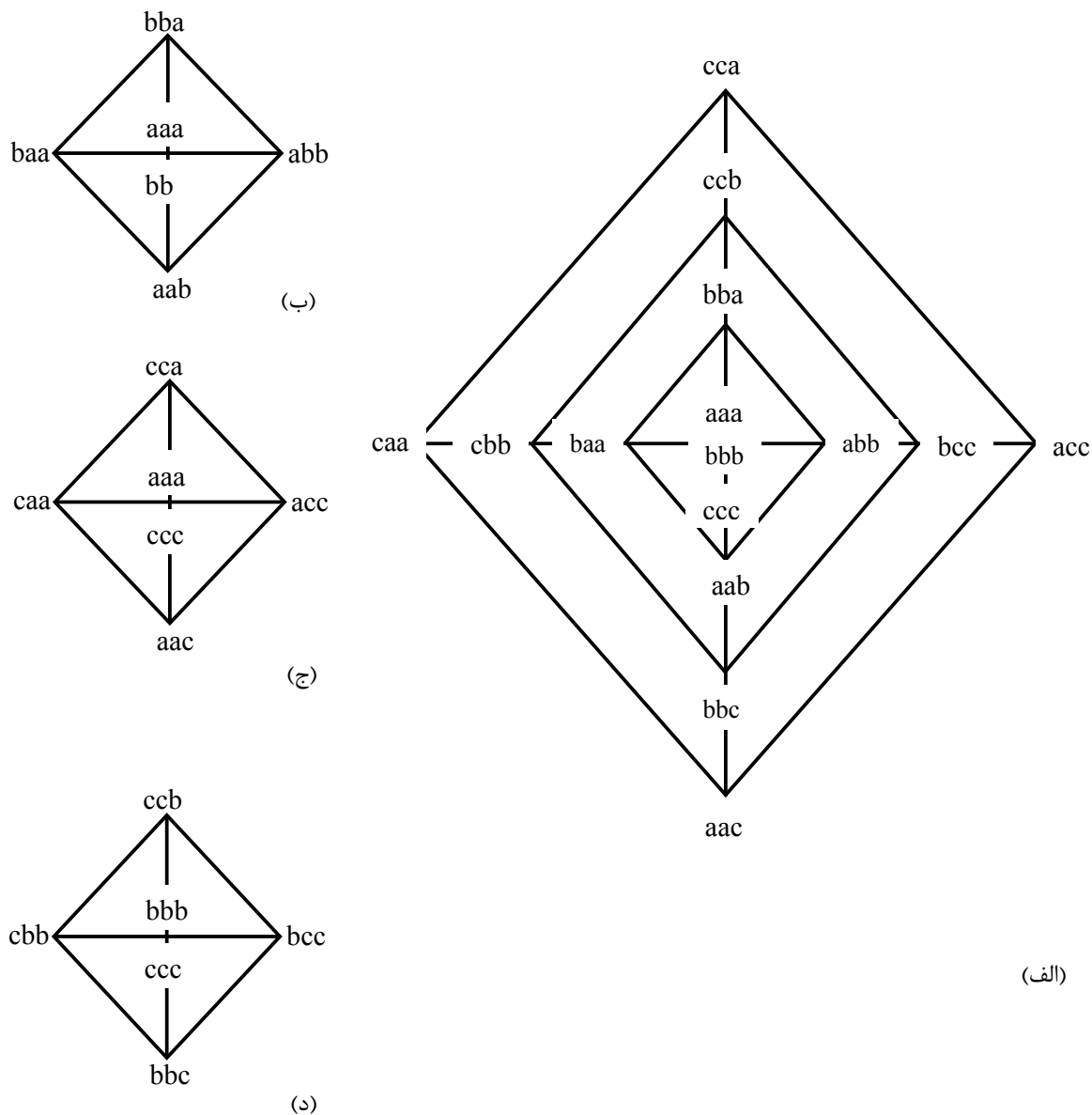
- بردارهای مربوط به ولتاژهای V_{sa} و V_{sc} ($V_{10} - V_{13}$) هر پایه خروجی را به فاز a یا c وصل می‌کنند. دامنه‌ی این بردارها هنگامی که V_{sa} بزرگتر از V_{sc} می‌باشد برابر ولتاژ خط V_{sc} بود و اگر V_{sc} بزرگتر از V_{sa} باشد برابر ولتاژ خط V_{sa} می‌باشد. دیاگرام این بردارها به علاوه‌ی aaa و ccc می‌تواند دیاگرامی شبیه به یک اینورتر متداول با ولتاژ لینک $|V_{AN}| = |V_{CN}| = V_{dc} = |V_{ac}|$ مطابق شکل (۴-۱۳ج) ایجاد نماید.

- بردارهای مربوط به ولتاژهای V_{sb} و V_{sc} ($V_{14} - V_{17}$) هر پایه فاز خروجی را به فاز b یا c وصل می‌کنند. دامنه‌ی این بردارها هنگامی که V_{sb} بزرگتر از V_{sc} می‌باشد برابر ولتاژ خط V_{sc} و اگر V_{sc} بزرگتر از V_{sb} باشد برابر ولتاژ خط V_{sb} می‌باشد. دیاگرام این بردارها به علاوه‌ی bbb و ccc می‌تواند دیاگرامی شبیه به یک اینورتر متداول با ولتاژ لینک $|V_{AN}| = |V_{CN}| = V_{dc} = |V_{cb}|$ مطابق شکل (۴-۱۳د) ایجاد کند.

توجه کنید در جدول (۴-۳) X در ستون‌های ۲ و ۳ یکی از قطب‌های P یا N و در ستون‌های ۴، ۵ و ۶ برابر یکی از فازهای A, B یا C می‌باشد.

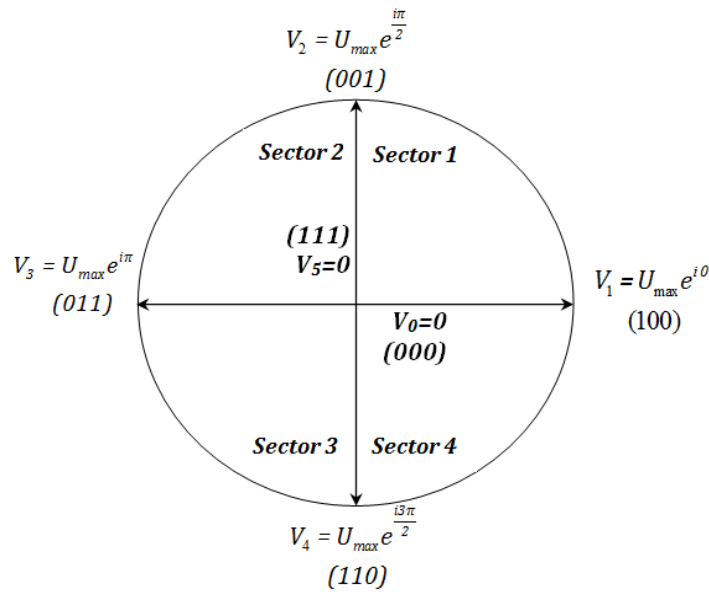
جدول (۴-۳): حالت های کلیدزنی ممکن در IMC و بردارهای مربوطه

$\hat{u}_3$	P	N	C	B	A	V_{CN}	V_{AN}	V_C	V_B	V_A	i_{dc}	V_{dc}	i_{sc}	i_{sb}	i_{sa}	$<V$	$ V $
۱	X	X	P	P	P	0	0	V_{sx}	V_{sx}	V_{sx}	0	X	0	0	0	-	0
۲	X	X	N	N	N	0	0	V_{sx}	V_{sx}	V_{sx}	0	X	0	0	0	-	0
۳	a	a	X	X	X	0	0	V_{sa}	V_{sa}	V_{sa}	X	0	0	0	0	-	0
۴	b	b	X	X	X	0	0	V_{sb}	V_{sb}	V_{sb}	X	0	0	0	0	-	0
۵	c	c	X	X	X	0	0	V_{sc}	V_{sc}	V_{sc}	X	0	0	0	0	-	0
۶	a	b	N	N	P	0	V_{ab}	V_{sb}	V_{sb}	V_{sa}	i_A	V_{sab}	0	$-i_A$	i_A	0	V_{sab}
۷	a	b	P	N	N	V_{ab}	0	V_{sa}	V_{sb}	V_{sb}	i_C	V_{sab}	0	$-i_C$	i_C	$\frac{\pi}{2}$	V_{sab}
۸	a	b	P	P	N	0	V_{ba}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sb}	$-i_A$	V_{sab}	0	i_A	$-i_A$	π	V_{sab}
۹	a	b	N	P	P	V_{ba}	0	V_{sb}	V_{sa}	V_{sa}	$-i_C$	V_{sab}	0	i_C	$-i_C$	$\frac{3\pi}{2}$	V_{sab}
۱۰	a	c	N	N	P	0	V_{ac}	V_{sc}	V_{sc}	V_{sa}	i_A	V_{sac}	$-i_A$	0	i_A	0	V_{sac}
۱۱	a	c	P	N	N	V_{ac}	0	V_{sa}	V_{sc}	V_{sc}	i_C	V_{sac}	$-i_C$	0	i_C	$\frac{\pi}{2}$	V_{sac}
۱۲	a	c	P	P	N	0	V_{ca}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sa}	$-i_A$	V_{sac}	0	i_A	$-i_A$	π	V_{sac}
۱۳	a	c	N	P	P	V_{ca}	0	V_{sc}	V_{sa}	V_{sa}	$-i_C$	V_{sac}	0	i_C	$-i_C$	$\frac{3\pi}{2}$	V_{sac}
۱۴	b	c	N	N	P	0	V_{bc}	V_{sc}	V_{sc}	V_{sb}	i_A	V_{sbc}	$-i_A$	i_A	0	0	V_{sbc}
۱۵	b	c	P	N	N	V_{bc}	0	V_{sb}	V_{sc}	V_{sc}	i_C	V_{sbc}	$-i_C$	i_C	0	$\frac{\pi}{2}$	V_{sbc}
۱۶	b	c	P	P	N	0	V_{cb}	V_{sb}	V_{sb}	V_{sc}	$-i_A$	V_{sbc}	i_A	$-i_A$	0	π	V_{sbc}
۱۷	b	c	N	P	P	V_{cb}	0	V_{sc}	V_{sb}	V_{sb}	$-i_C$	V_{sbc}	i_C	$-i_C$	0	$\frac{3\pi}{2}$	V_{sbc}



شکل (۴-۱۳): دیاگرام فضای برداری مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز الف) دیاگرام فضایی همه ی بردار ها 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}

با داشتن ۶ سوئیچ در سمت خروجی ۶ بردار اکتیو و دو بردار صفر تولید می‌شود بطوریکه در جدول (۴-۲) نشان داده شده است. اما دو حالت از حالت‌های ایجاد شده اندازه بزرگتری دارند، که در اینجا آن دو حالت حذف شده و فقط با ۴ بردار اکتیو و ۲ بردار صفر دو ولتاژ خروجی تولید خواهد شد. این ۴ بردار اکتیو و دو بردار صفر در شکل (۴-۱۴) نشان داده شده است.



شکل (۴-۱۴): دیاگرام بردار فضایی سمت اینورتر برای ساختار سه پایه‌ای

در شکل (۴-۱۴) مقدار U_{max} همان مقدار لینک DC می‌باشد که از فرمول‌های ۲-۳۱ و ۲-۳۲

بدست آمده است.

$$U_{max} = V_{dc} = \frac{3 \times V_m}{2 \times \cos \theta_{max}}$$

تکرار فرمول‌های

$$\cos \theta_{max} = \max[|\cos \theta_a|, |\cos \theta_b|, |\cos \theta_c|]$$

۲۸-۲ و ۲۹-۲

بردار ولتاژ خروجی در سکتور ۱ از ترکیب ولتاژهای V_1, V_2, V_0 به صورت زیر می‌باشد:

$$\bar{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_1 + d_2V_2 + d_0V_0 \quad (۴-۲۳)$$

که با توجه به مقدارهای V_1, V_2, V_0 و بسط فرمول بالا به صورت زیر مقادیر d_1, d_2, d_0 بدست

می‌آید

$$\begin{aligned} V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) &= \sqrt{2}U_{max} [d_1V_1 + d_2V_2 + d_0V_0] \\ &= \sqrt{2}U_{max} \left[d_1e^{i0} + d_2e^{i\frac{\pi}{2}} + d_0 \times 0 \right] \\ &= U_{max} [d_1 + jd_2] \end{aligned} \quad (۴-۲۴)$$

بین d_1, d_2, d_0 رابطه زیر باید برقرار باشد:

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \Rightarrow d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad \text{تکرار فرمول (۴-۱۳)}$$

اگر در فرمول ۴-۲۴ سمت موهومی دو طرف را با هم برابر و قسمت حقیقی دو طرف مساوی هم

قرار داده شود، محاسبه‌ی نسبت وظیفه در فضای برداری به ترتیب عبارتند از:

$$\begin{cases} d_1 = \left[\frac{V_{AN}(t)}{U_{max}} \right] = \frac{2V_{AN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m} \\ d_2 = \left[\frac{V_{AN}(t) - V_{BN}(t)}{2U_{max}} \right] = \frac{2V_{BN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m} \\ d_0 = 1 - d_1 - d_2 \end{cases} \quad (۴-۲۵)$$

نسبت وظیفه‌ی در ۴ سکتور دیگر هم به همین صورت حساب می‌شود که در جدول (۴-۴) این

مقدار وظیفه‌ی بردار آورده شده است. باید به این نکته اشاره نمود برای کاهش تلفات سوئیچینگ

هنگامی که سوئیچ‌ها از یک حالت به حالت دیگر می‌روند حد امکان باید کمترین خاموش روشن شدن

همزمان را داشته باشد. مثلاً در سکتور یک اگر از هر دو بردار صفر V_0 ، V_5 استفاده شود حالات به

صورت زیر خواهد شد:

$$\begin{array}{ccccccc} (000) & (100) & (001) & (111) & (001) & (100) & (000) \\ V_0 & \longrightarrow & V_1 & \longrightarrow & V_2 & \longrightarrow & V_0 \end{array}$$

در صورتی اگر به دو تغییر که در بالا با خط چین نشان داده شده است توجه شود در تغییر اولی

دو سوئیچ باید هم زمان روشن شود، و در تغییر دومی باید دو سوئیچ خاموش شود، ولی اگر جای

بردار V_5 بردار V_0 قرار داده شود این دو تغییر در هر دو حالات به روشن یا خاموش شدن یک سوئیچ

می‌رسد.

$$\begin{array}{ccccccc} (000) & (100) & (001) & (000) & (001) & (100) & (000) \\ V_0 & \longrightarrow & V_1 & \longrightarrow & V_2 & \longrightarrow & V_0 \end{array}$$

که برای تمامی سکتورها این تغییر بردارها در جدول (۴-۵) آورده شده است.

جدول (۴-۴): نسبت وظیفه های شش سکتور برای سمت بار

نسبت وظیفه ی بردارها	بردار مرجع	سکتور
$d_1 = \frac{2V_{AN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_2 = \frac{2V_{BN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_0 = 1 - d_1 - d_2$	$\vec{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_1 + d_2V_2 + d_0V_0$	۱
$d_1 = \frac{2V_{AN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_2 = \frac{-2V_{BN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_0 = 1 - d_1 - d_2$	$\vec{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_2 + d_2V_3 + \left(\frac{d_0}{2}\right)V_0 + \left(\frac{d_0}{2}\right)V_5$	۲
$d_1 = \frac{-2V_{AN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_2 = \frac{-2V_{BN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_0 = 1 - d_1 - d_2$	$\vec{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_3 + d_2V_4 + d_0V_5$	۳
$d_1 = \frac{-2V_{BN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_2 = \frac{2V_{AN}(t)\cos\theta_{max}}{3V_m}$ $d_0 = 1 - d_1 - d_2$	$\vec{V}_{o-ref} = V_{AN}(t) + jV_{BN}(t) = d_1V_4 + d_2V_1 + \left(\frac{d_0}{2}\right)V_0 + \left(\frac{d_0}{2}\right)V_5$	۴

جدول (۴-۵): نحوی تغییر بردار در ۶ سکتور

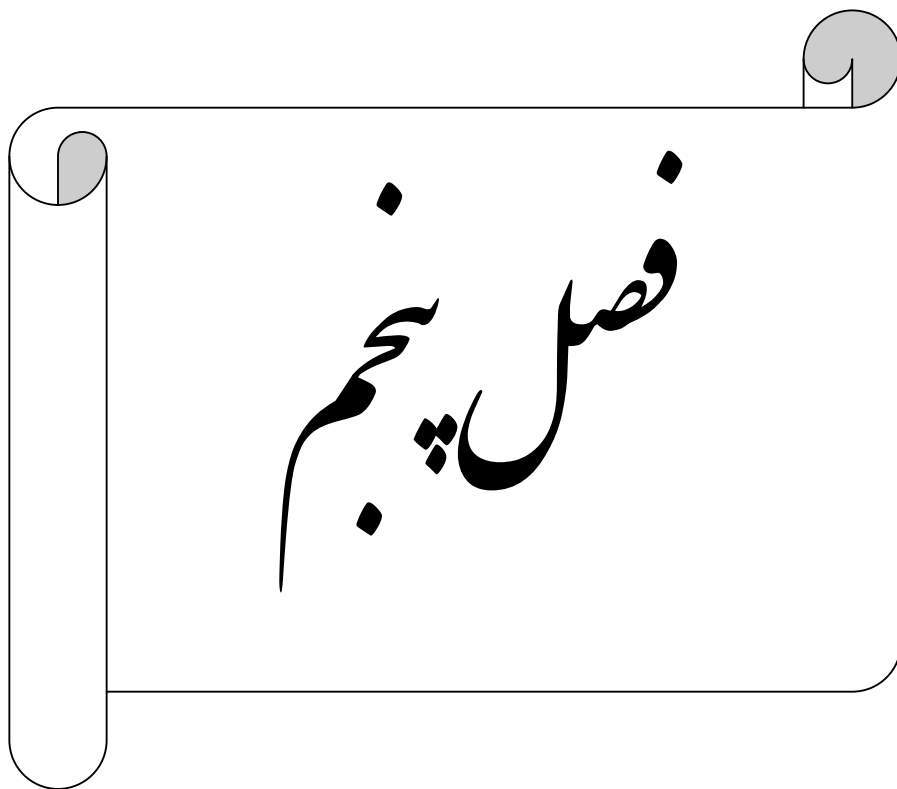
سکتور ۱	(000) V_0	(100) V_1	(001) V_2	(000) V_0	(001) V_2	(100) V_1	(000) V_0
سکتور ۲	(000) V_0	(001) V_2	(011) V_3	(111) V_5	(011) V_3	(001) V_2	(000) V_0
سکتور ۳	(111) V_5	(011) V_3	(110) V_4	(111) V_5	(110) V_4	(011) V_3	(111) V_5
سکتور ۴	(111) V_5	(110) V_4	(100) V_1	(000) V_0	(100) V_1	(110) V_4	(111) V_5

در جدول (۴-۶) نیز سیکل عملکرد مبدل سه فاز به دو فاز سه پایه ای در یک سکتور یکسوکننده به

همراه ۲ سکتور اینورتری نشان داده شده است

جدول (۴-۶): سیکل کاری و حالت کلیدزنی مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای

نسبت وظیفه‌ی	ولتاژهای خروجی V_{AN}, V_{BN}	حالت‌های سوئیچ‌های S_{pA}, S_{pB}, S_{pC}	ولتاژهای لینک dc	سکتور خروجی	سکتور ورودی
۱	۱	V_a, V_b	0 0 0	0 0	$d_{ab}(d_0/4)$
		V_a, V_b	1 0 0	V_{ab} 0	$d_{ab}d_1$
		V_a, V_b	0 0 1	V_{ab} 0	$d_{ab}d_2$
		V_a, V_b	0 0 0	0 0	$d_{ab}(d_0/4)$
		V_a, V_c	0 0 0	0 0	$d_{ac}(d_0/4)$
		V_a, V_c	0 0 1	V_{ac} 0	$d_{ac}d_2$
		V_a, V_c	1 0 0	V_{ac} 0	$d_{ac}d_1$
		V_a, V_c	0 0 0	0 0	$d_{ac}(d_0/4)$
	۲	V_a, V_b	0 0 0	0 0	$d_{ab}(d_0/4)$
		V_a, V_b	0 0 1	V_{ab} 0	$d_{ab}d_1$
		V_a, V_b	0 1 1	0 V_{ba}	$d_{ab}d_2$
		V_a, V_b	1 1 1	0 0	$d_{ab}(d_0/4)$
		V_a, V_c	1 1 1	0 0	$d_{ac}(d_0/4)$
		V_a, V_c	0 1 1	0 V_{ca}	$d_{ac}d_2$
		V_a, V_c	0 0 1	0 V_{ac}	$d_{ac}d_1$
		V_a, V_c	0 0 0	0 0	$d_{ac}(d_0/4)$



شیء سازی و نتایج

۵-۱. مقدمه

در این فصل ابتدا شبیه سازی ماشین القایی دو فاز را به اختصار توضیح داده می‌شود، سپس انواع مبدل ماتریسی که شبیه سازی شده همراه با نتایج آنها ارائه می‌گردد. در پایان نیز ماشین القایی دو فاز شبیه سازی شده را به مبدل ماتریسی متصل کرده و سرعت آن را برای گشتاور متفاوت کنترل خواهد شد.

۵-۲. شبیه سازی ماشین القایی دو فاز

در این بخش به دلیل حجیم بودن فرمولهای مربوط به ماشین از گفتن آن صرفنظر شده و تنها به ذکر بلوک‌های بکار رفته تا حد امکان می‌پردازیم. برای استفاده از دستگاه مرجع ابتدا ولتاژهای V_a, V_b را باید به دستگاه مرجع اختیاری منتقل کنیم. به دلیل این که ولتاژهای تولید شده توسط مبدل ماتریسی دو ولتاژ با اختلاف ۹۰ درجه دقیقاً همان حالات بردارهای q, d را نسبت به هم دارند، نیاز به تبدیل آنها به q, d نیست. مرحله بعد به دست آوردن شارها و جریان‌ها از روی ولتاژها می‌باشد [۳۸]. به دلیل این که تبدیل این معادلات به فرم فضای حالت کار وقت گیری می‌باشد بهتر ولتاژها را بر حسب شارها و شارها بر حسب جریان‌ها نوشته شود که در این جا فرم بدست آمده ارائه شده است.

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{qs} \\ \dot{\psi}_{ds} \\ \dot{\psi}'_{qr} \\ \dot{\psi}'_{dr} \end{bmatrix} = w_b \begin{bmatrix} -\frac{r_s X'_{rr}}{D} & -\frac{w}{w_b} & \frac{r_s X_M}{D} & 0 \\ \frac{w}{w_b} & -\frac{r_s X'_{rr}}{D} & 0 & \frac{r_s X_M}{D} \\ \frac{r'_r X_M}{D} & 0 & -\frac{r'_r X_{ss}}{D} & -\frac{w-w_r}{w_b} \\ 0 & \frac{r'_r X_M}{D} & \frac{w-w_r}{w_b} & -\frac{r'_r X_{ss}}{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V'_{qr} \\ V'_{dr} \end{bmatrix} \quad (۱-۵)$$

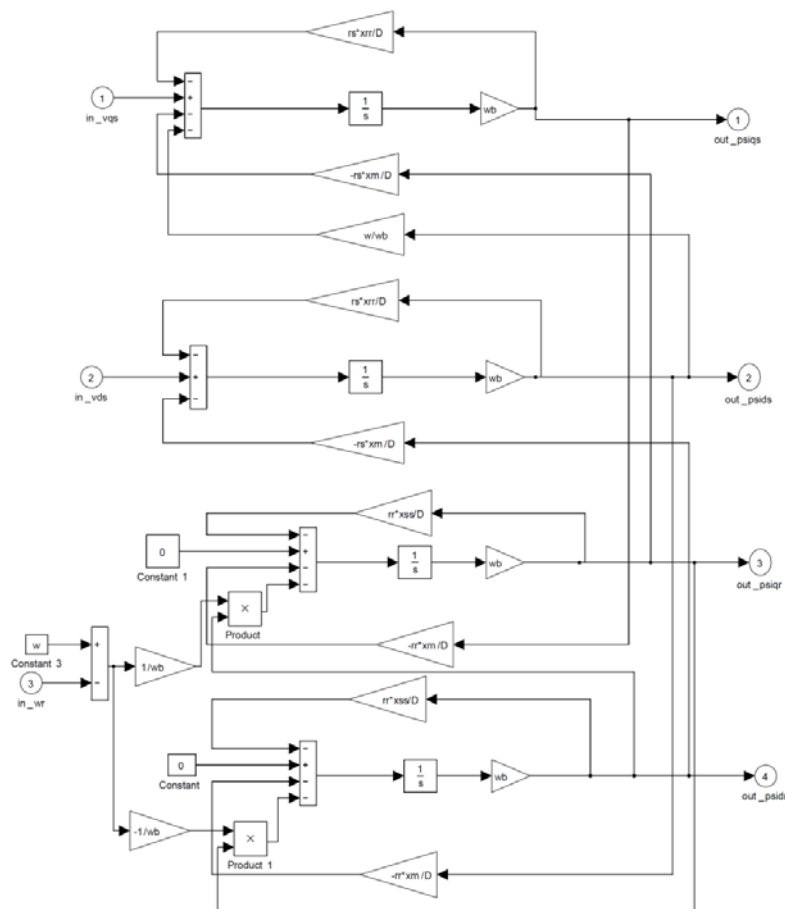
$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} X'_{rr} & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & X'_{rr} & 0 & -X_M \\ -X_M & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & \frac{D}{X'_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{dr} \end{bmatrix} \quad (۲-۵)$$

که در معادله (۲-۵) مقدار D به صورت زیر می‌باشد

$$D = X_{ss} X'_{rr} - X_M^2 \quad (۳-۵)$$

شبیه سازی معادلات حالت بدست آمده برای تبدیل ولتاژهای V_d , V_q به شارهای ψ_q, ψ_d با

بلوک ψ_{qd} To v_{qd} انجام شده است که در شکل (۱-۵) نشان داده شده است.



شکل (۵-۱): تبدیل ولتاژهای v_d, v_q به شارهای ψ_d, ψ_q با بلوک ψ_{qd} To v_{qd}

حال به عنوان آخرین قدم باید معادله دینامیکی روتور را شبیه سازی کنیم. گشتاور

الکترومغناطیسی به صورت زیر می باشد:

$$T_e = J \left[\frac{2}{p} \right] P w_r + T_L \quad (۴-۵)$$

T_L را باید بسته به حالت های مختلف عملکرد (با بار یا بدون بار) مقداره ی کنیم. اما گشتاور

الکترومغناطیسی ماشین را می توان از روی شارهای پیوندی مطابق رابطه (۵-۵) بدست می آورد. در

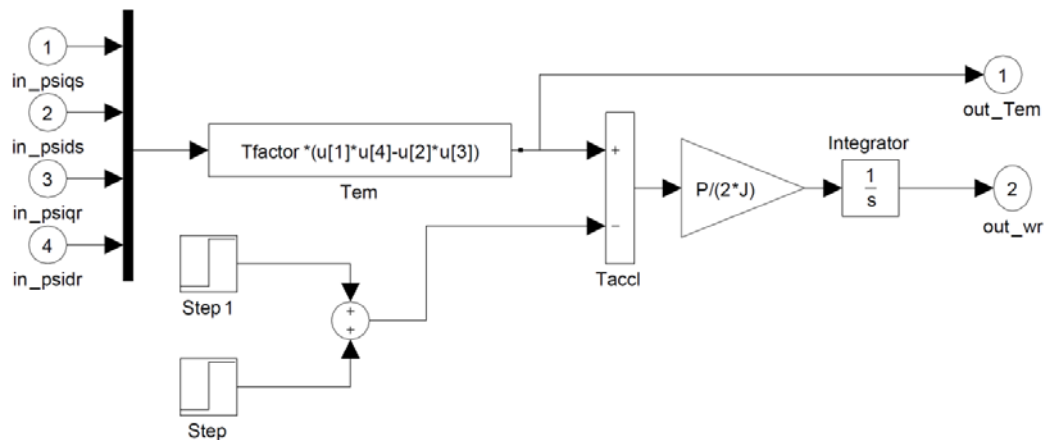
این صورت برای تحلیل دینامیک سرعت موتور نیازی به بدست آوردن جریان ها از روی شارها نخواهد

بود.

$$T_e = \left[\frac{p}{2} \right] \frac{X_M}{D w_b} [\psi_{qs} \psi'_{dr} - \psi'_{qr} \psi_{dr}] \quad (۵-۵)$$

شبیه سازی معادله دینامیکی روتور در داخل بلوک *rotor* انجام شده است که در شکل (۵-۲)

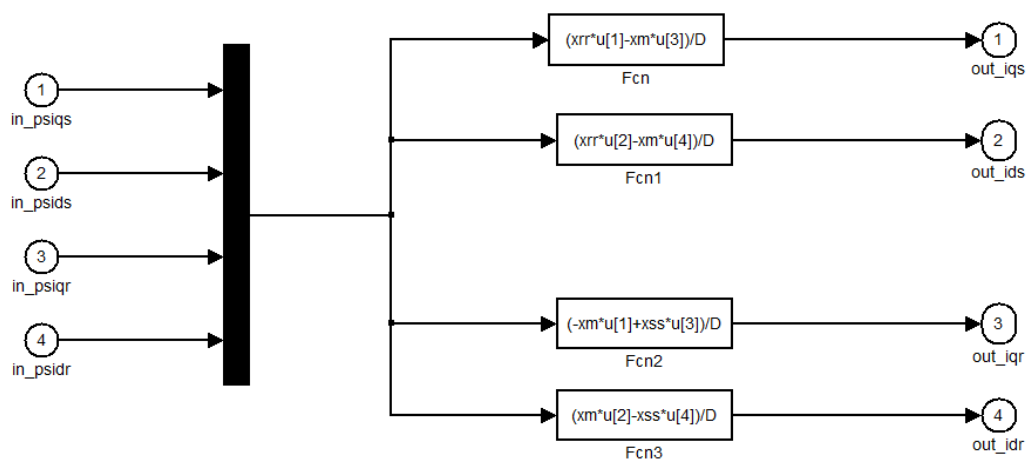
نشان داده شده است.



شکل (۵-۲): داخل بلوک *rotor*

در این جا با استفاده از معادله (۵-۲) جریانهای دستگاه مرجع را با داشتن شارهای پیوندی می-

توانیم بدست آوریم. که در شکل (۵-۳) نشان داده شده است، این کار در بلوک *ψqd To iqd* انجام گرفته است.



شکل (۵-۳): تبدیل شارهای ψ_q, ψ_d به جریان های i_q, i_d با بلوک *ψqd To iqd*

در ادامه نتایج مربوط به موتور القایی ۲ فاز با مشخصات زیر آمده است [۳۸]

$$P_n = 10hp$$

$$V_m = 80v$$

$$p = 6$$

$$r_s = 0.1214 \Omega$$

$$x_{ls} = 0.2078 \Omega$$

$$x_m = 3.6497 \Omega$$

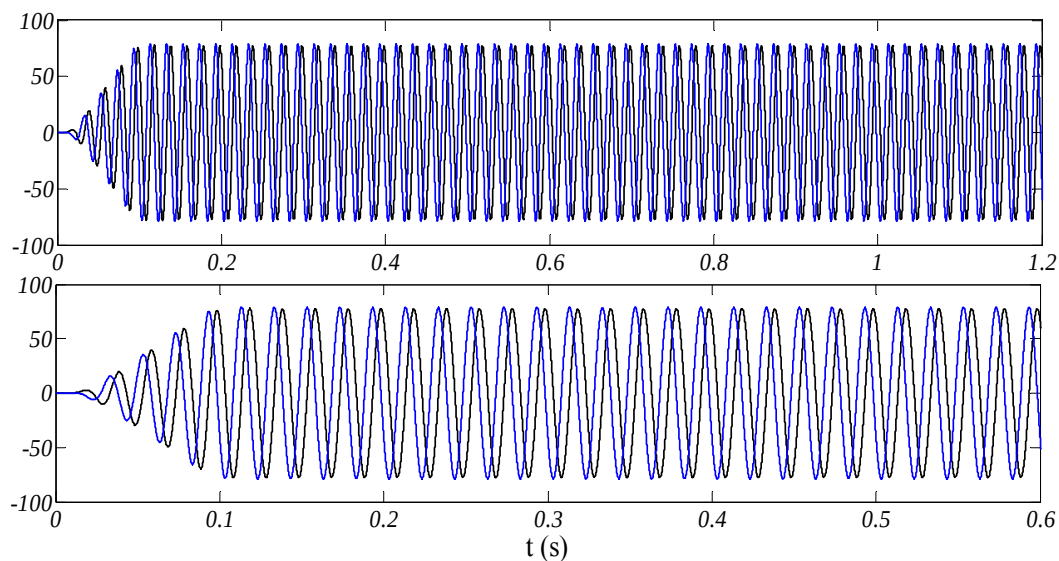
$$x_{lr} = 0.0863 \Omega$$

$$J = 0.47$$

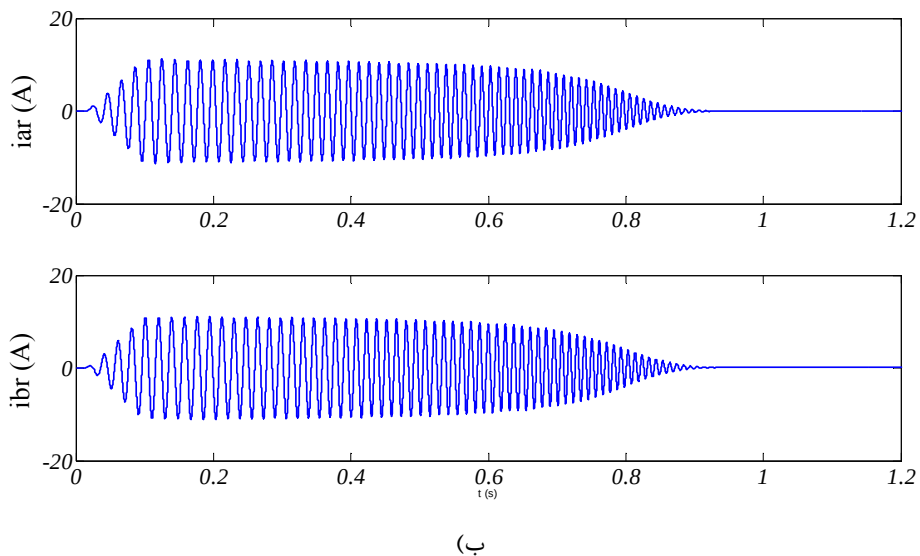
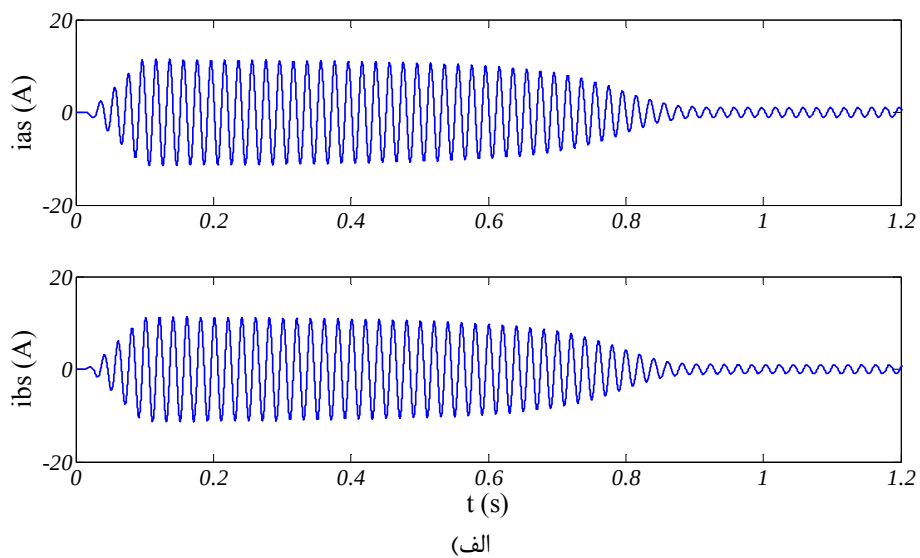
در شکل (۴-۵) ولتاژهای ورودی موتور القایی مورد نظر می باشد. در شکل (۵-۵) هم جریان های هر دو

فاز برای استاتور و روتور آورده شده است. به موتور هیچ گشتاوری اعمال نشده فقط در حالت راه انداز

موتور کنترل شده است.

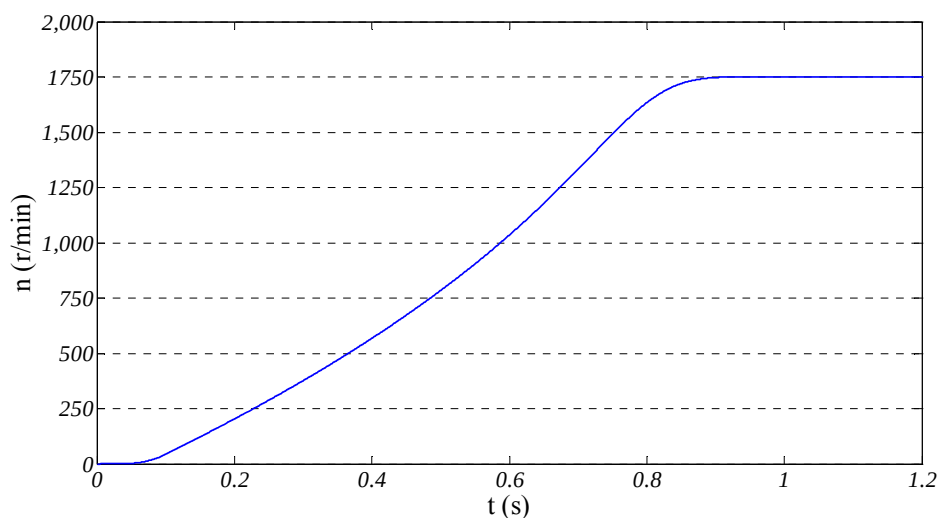


شکل (۴-۵): ولتاژهای ورودی به همراه ولتاژهای بزرگنمایی شده این ولتاژها برای موتور القایی ۱۰hp دو فاز شش قطب

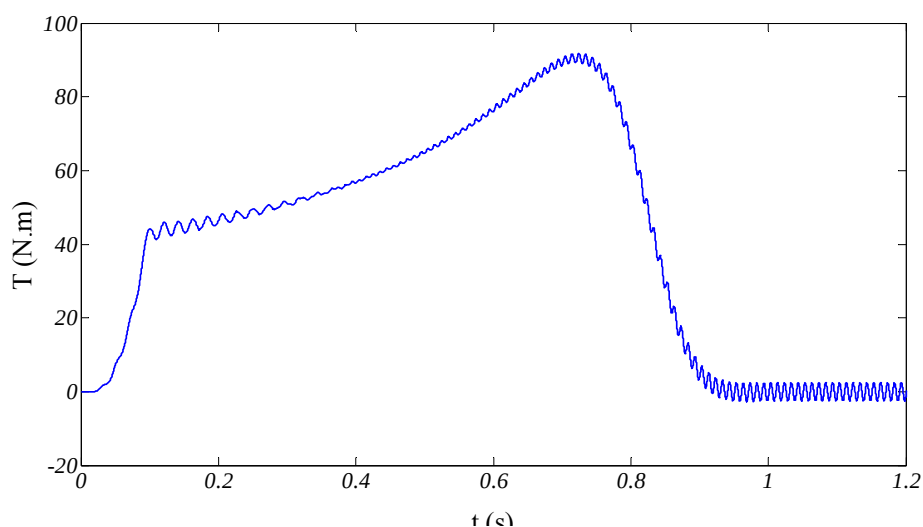


شکل (۵-۵): جریان های موتور القایی ۱۰hp دو فاز شش قطب (الف) جریان های استاتور (ب) جریان های روتور

در شکل (۵-۶) تغییرات سرعت بر حسب زمان آورده شده است، موتور در حالت بی‌باری می‌باشد و سرعت آن نزدیک سرعت سنکرون می‌باشد. در ادامه هم تغییرات گشتاور بر حسب زمان در شکل (۵-۷) آورده شده است.



شکل (۵-۶): تغییرات سرعت موتور القایی ۱۰hp دو فاز شش قطب بر حسب زمان



شکل (۵-۷): تغییرات گشتاور موتور القایی ۱۰hp دو فاز شش قطب بر حسب زمان

۵-۳. شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز

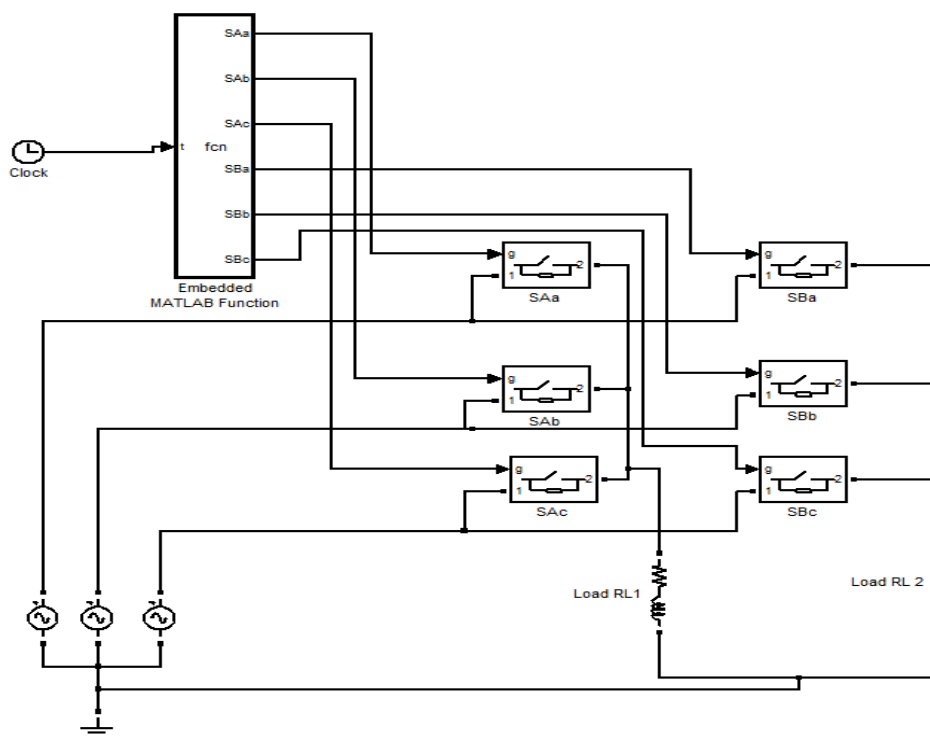
همانطور که در فصل‌های گذشته ذکر شده، مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز به دو صورت غیر مستقیم و متداول (مستقیم) می‌باشد، هر یک نیز به دو صورت دو پایه و سه پایه می‌باشد. در ادامه این حالات را با توجه با فرمول‌های گفته شده در فصل ۳، آورده شده است.

۵-۳-۱. شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز

۵-۳-۱-۱. شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز پایه ای همانطوری که گفته شده در این مبدل، نسبت ولتاژ خروجی به ورودی نمی تواند بیشتر از ۰.۵ باشد، در این جا این مبدل به دو صورت شبیه سازی شده است، یکی حالتی که کموتاسیون سوئیچ ها در نظر گرفته نشود که در این حالت در شبیه سازی به دلیل خاموش و روشن شده سوئیچ ها نمی باشد مشکلی پیش نمی آید در حالی در عمل هر سوئیچ زمانی را جهت روشن یا خاموش شدن نیاز دارد

۵-۳-۱-۱-۱. شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز پایه ای بدون در نظر گرفتن کموتاسیون

در این قسمت با توجه به دو پایه بودن خروجی با ۶ سوئیچ دو طرفه قابل اجرا می باشد که شکل مداری آن در شکل (۵-۸) نشان داده شده است.



شکل (۵-۸): مدل شبیه سازی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز پایه ای

لازم به ذکر است که نتایج بدست آورده شده با استفاده از مقادیر زیر می باشد:

$$f_{in} = 50\text{Hz} , f_{out} = 100\text{Hz}$$

ولتاژ ورودی فاز a

$$V_a(t) = 220\sqrt{2} \cos(100\pi t)$$

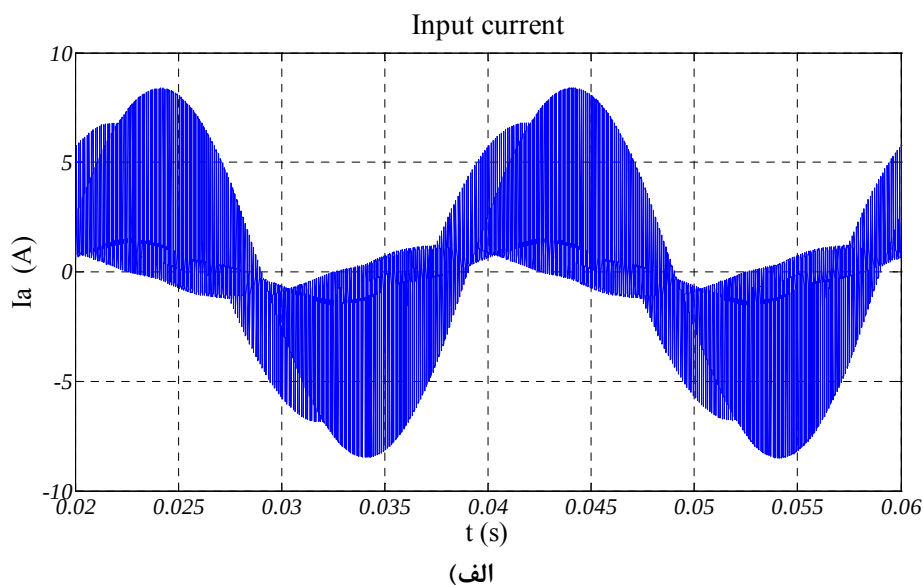
$$V_A(t) = 100 \cos(200\pi t) , V_B(t) = 100 \cos(200\pi t + \frac{\pi}{2})$$

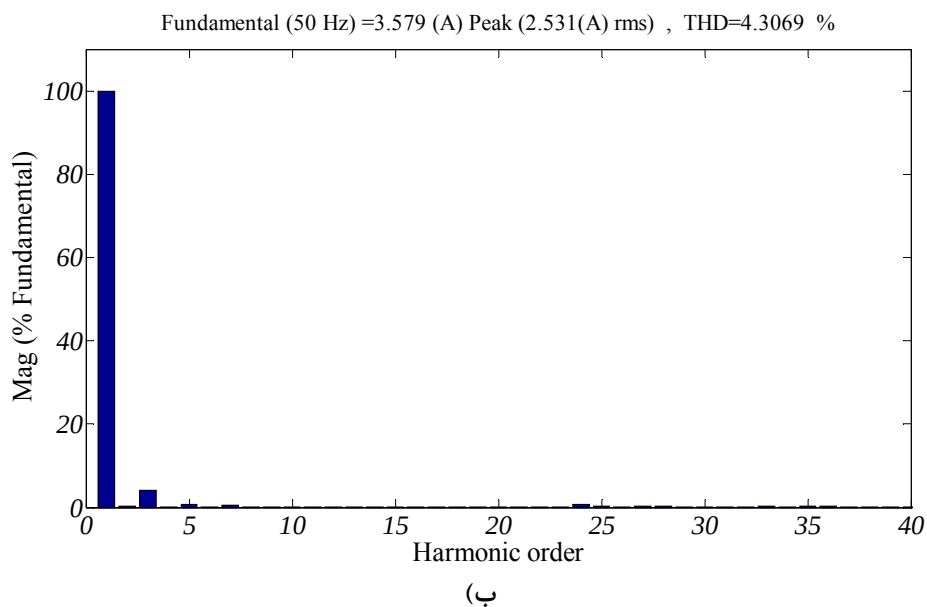
برای تولید پالس ها در این بخش از فرمول های ۴-۴ و ۵-۴ استفاده شده است.

شکل (۵-۹ الف) جریان ورودی فاز a مبدل را نشان می دهد و در شکل (۵-۹ ب) طیف

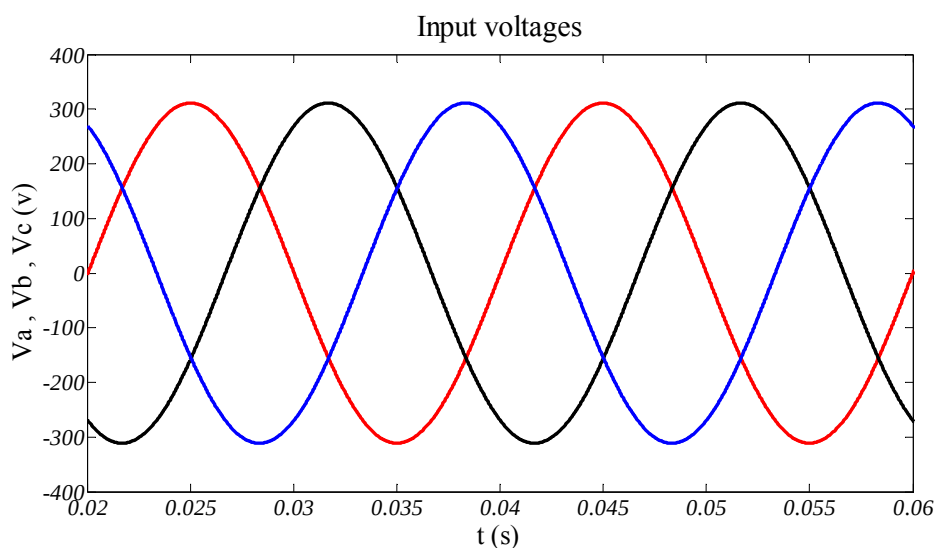
فرکانسی این جریان آمده است که در آن درصد هارمونیکی جریان ورودی $THD = 4/30.68\%$ می باشد.

در شکل (۵-۱۰) نیز ولتاژهای سه فاز ورودی مبدل نشان داده شده است.





شکل (۵-۹): جریان فاز a ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای الف) شکل جریان ب) طیف هارمونیکي جریان



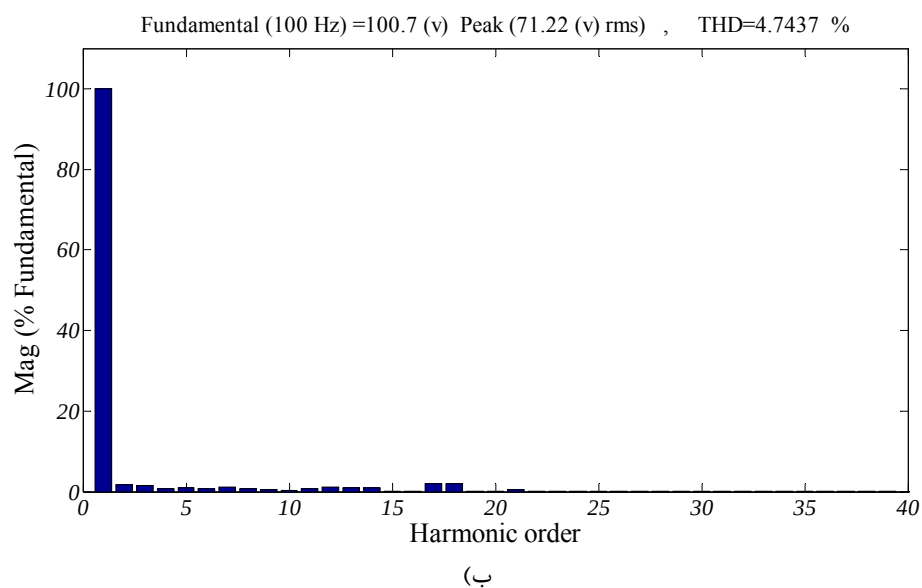
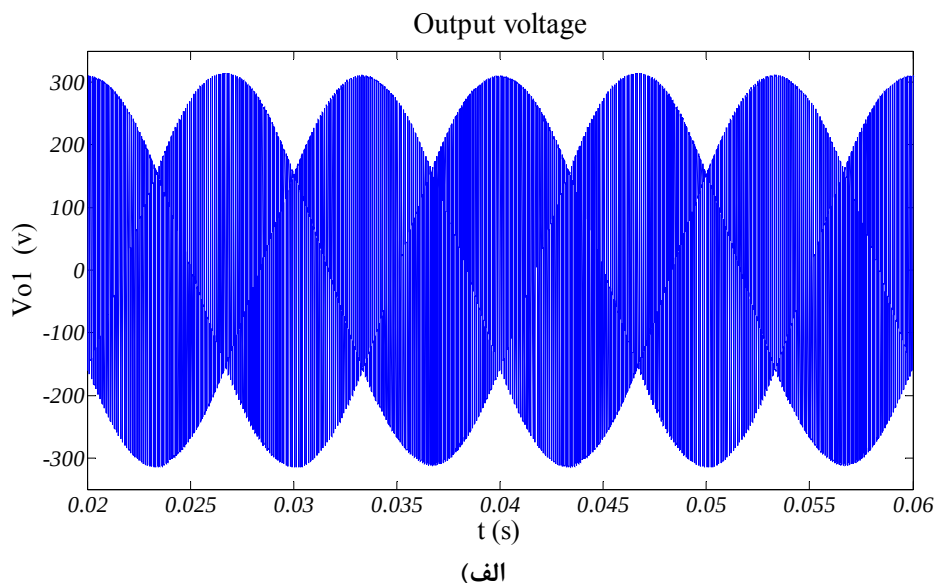
شکل (۵-۱۰): ولتاژهای ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای

شکل (۵-۱۱ الف) ولتاژ تولید شده در خروجی فاز A را نشان می‌دهد و در شکل (۵-۱۱ ب) طیف

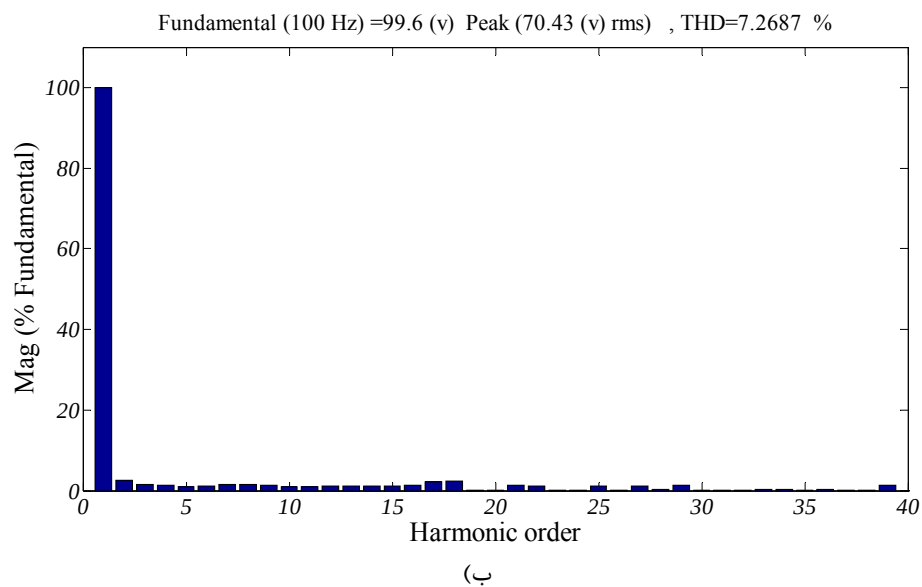
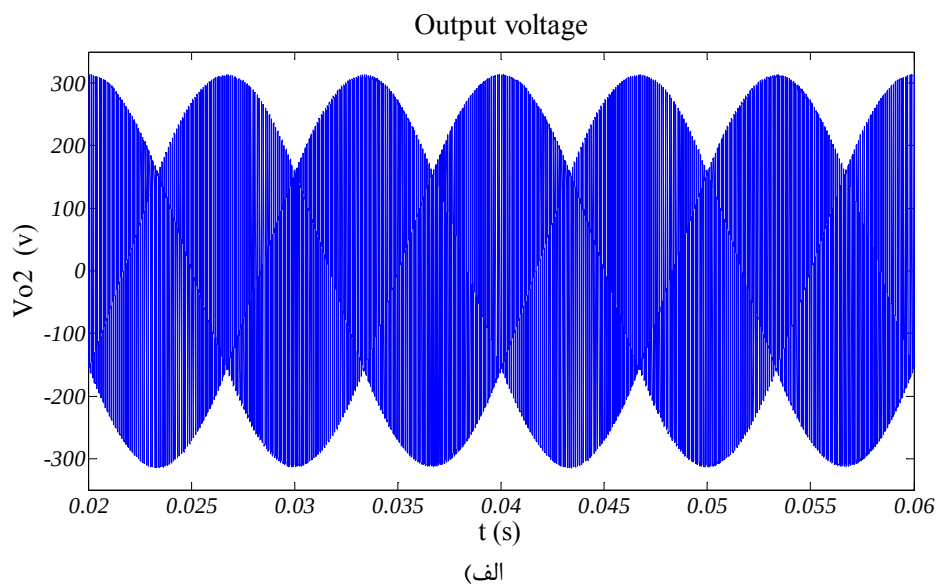
هارمونیکي این ولتاژ را نشان داده شده است که درصد هارمونیکي این ولتاژ $THD = 4.7437\%$

می‌باشد. در شکل (۵-۱۲ الف) هم ولتاژ خروجی فاز B و در شکل (۵-۱۲ ب) طیف هارمونیکي مربوط

به این ولتاژ آمده است که درصد هارمونیکی ولتاژ خروجی در این فاز $\% \text{THD} = 7/2678$ می‌باشد که این مقدار از مقدار فاز A کمی بیشتر است.

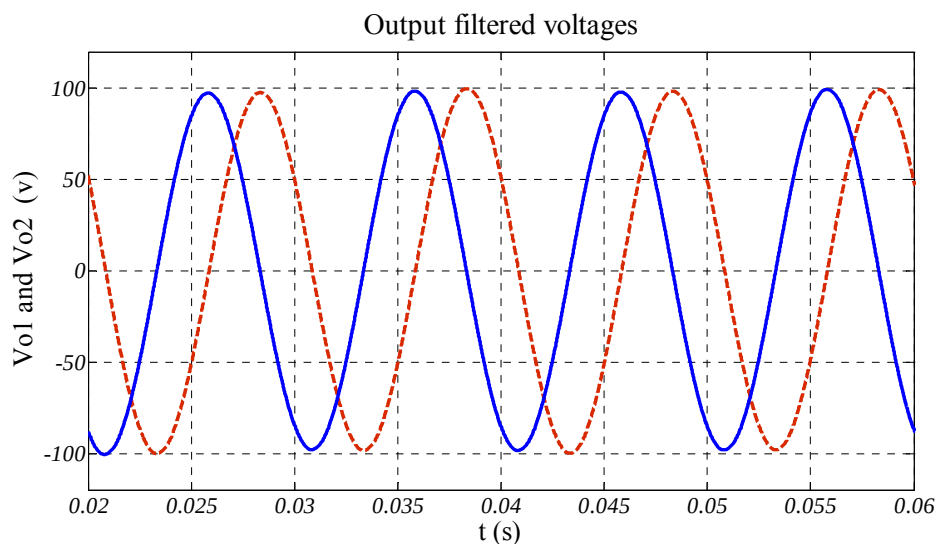


شکل (۵-۱۱): ولتاژ خروجی فاز A خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکی

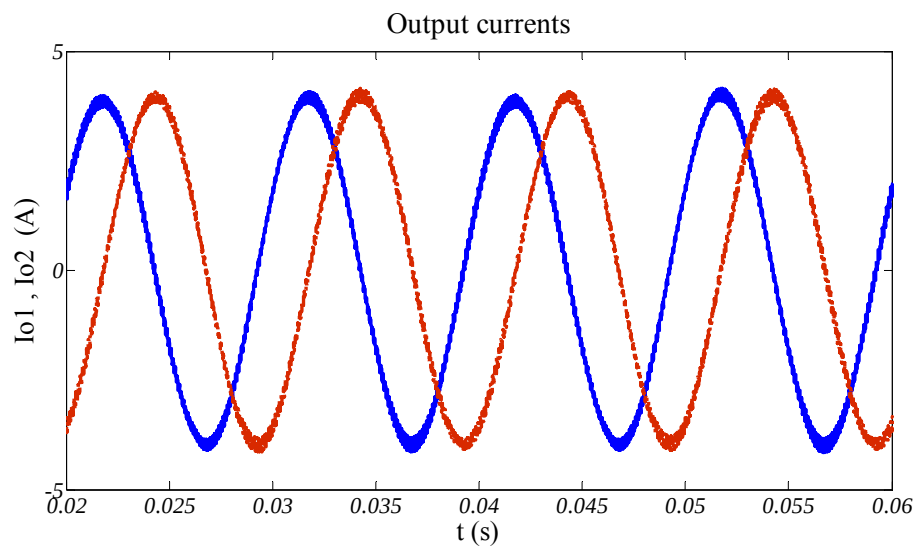


شکل (۵-۱۲): ولتاژ خروجی فاز B خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیک

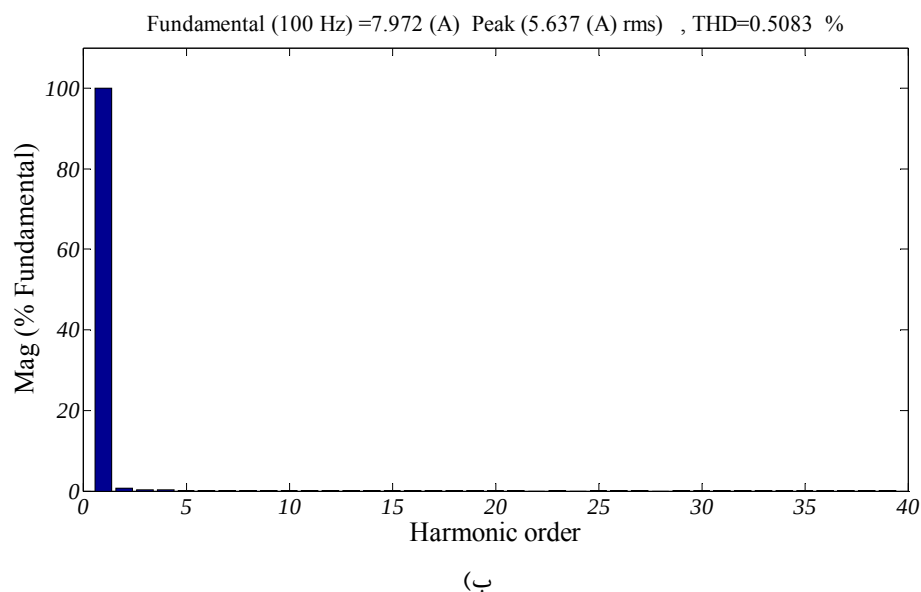
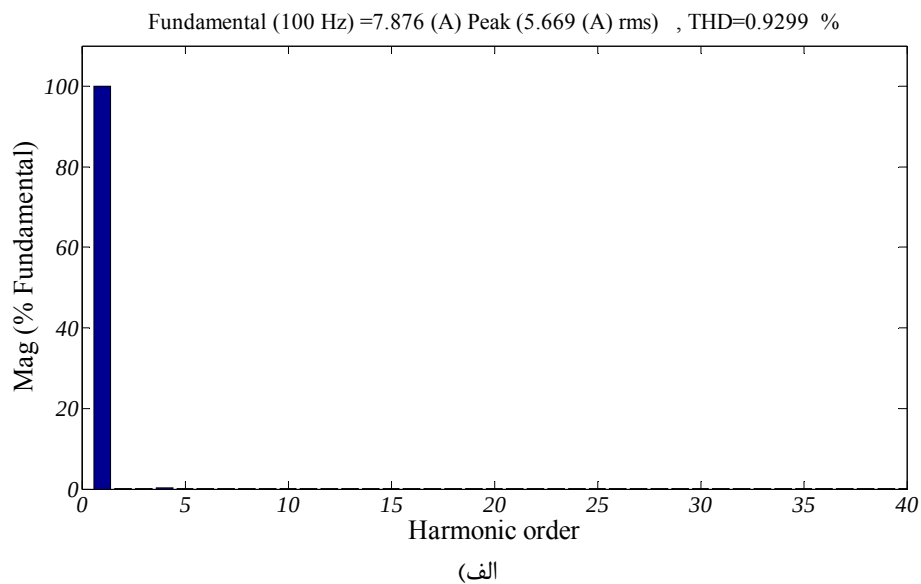
در شکل (۵-۱۳) ولتاژهای خروجی فیلتر شده نشان داده شده است و همان طور که در شکل به وضوح مشاهده می شود مشخص است اختلاف فاز زاویه ولتاژهای تولید شده، ۹۰ درجه می باشد.



شکل (۵-۱۳): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای در شکل (۵-۱۴) جریان‌های خروجی نشان داده شده است که در شکل (۵-۱۵) طیف هارمونیکی این جریان‌های خروجی آورده شده است همانطور که در این شکل مشخص است درصد هارمونیکی جریان‌های فاز A و فاز B به ترتیب $THD = 0.9992\%$ و $THD = 0.83\%$ می‌باشد.



شکل (۵-۱۴): جریان‌های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) دو پایه ای



شکل (۵-۱۵): طیف های هارمونیکی جریان های خروجی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) دو پایه ای (الف) فاز A

(ب) فاز B

۵-۳-۱-۲. شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز با در نظر

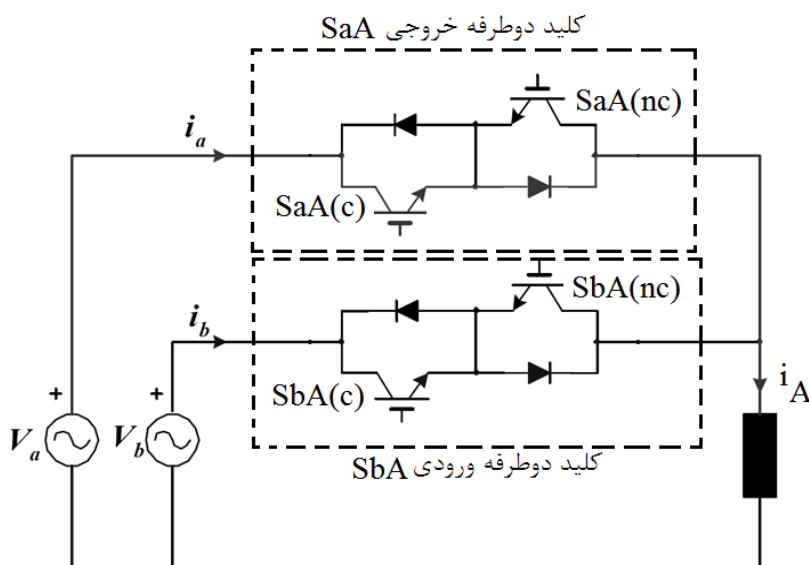
گرفتن کموتاسیون

در این بخش همان طور که قبل گفته شده نتایج ولتاژ و جریان ها کاملاً شبیه حالت قبل می باشد و در این قسمت تنها پالس های تولید شده جهت سوئیچ های دو طرفه در فاز های a و b ورودی متصل به فاز A خروجی آورده شده است. در فصل های قبل ذکر شد که در عمل خاموش و روشن شدن سوئیچ-

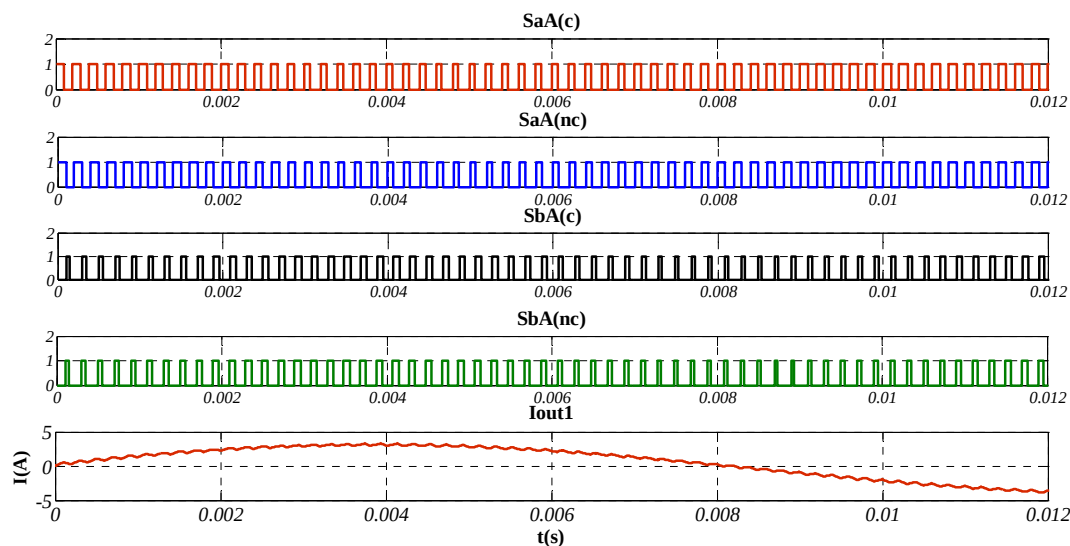
ها آنی نیست و هر سوئیچ زمانی هر چقدر هم که کم باشد نیاز دارد تا خاموش یا روشن گردد. در این قسمت از روی اطلاعات یک سوئیچ IGBT مدل BUP 314D زمان خاموش و روشن شدن این

سوئیچ را در شبیه سازی اعمال شده است. ($T_{d(on)}=100\text{ ns}$, $T_{d(off)}=600\text{ ns}$)

همانطور که در شکل (۵-۱۶) نشان داده شده است اگر سوئیچ دو طرفه S_{aA} متشکل از دو سوئیچ $S_{aA(c)}$ (برای عبور جریان در جهت مثبت) $S_{aA(nc)}$ (برای عبور جریان در جهت منفی) در نظر گرفته شد و برای فاز b متصل به فاز خروجی A نیز به همین منوال باشد، پالس‌های تولید شده جداگانه هر سوئیچ در شکل‌های زیر آورده شده است. به طوری که در شکل (۵-۱۷) پالس‌های تولید شده جهت سوئیچ‌های دو طرفه S_{aA} و S_{bA} به همراه جریان خروجی فاز A آورده شده است.

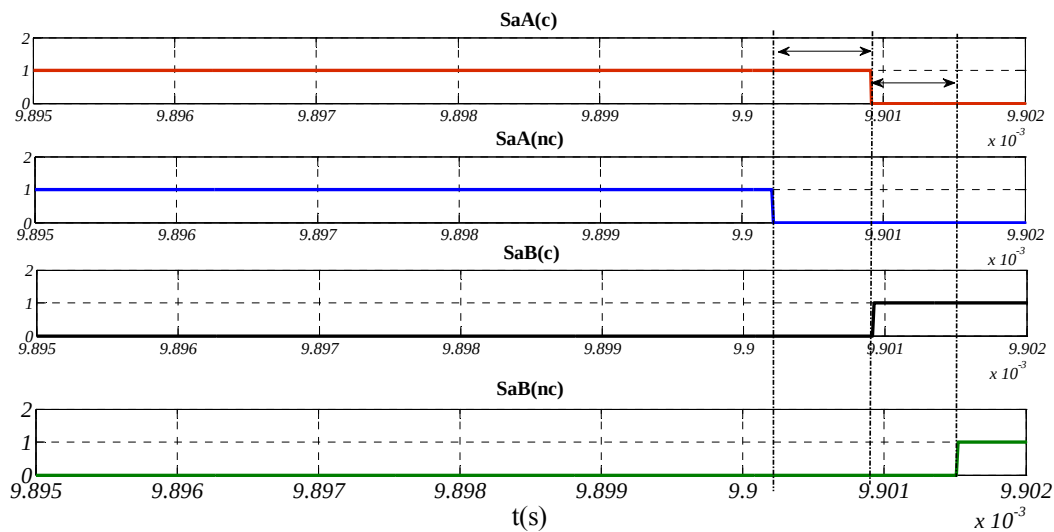


شکل (۵-۱۶): کموتاسیون جریان یک فاز خروجی از کلید S_{aA} به کلید S_{bA}



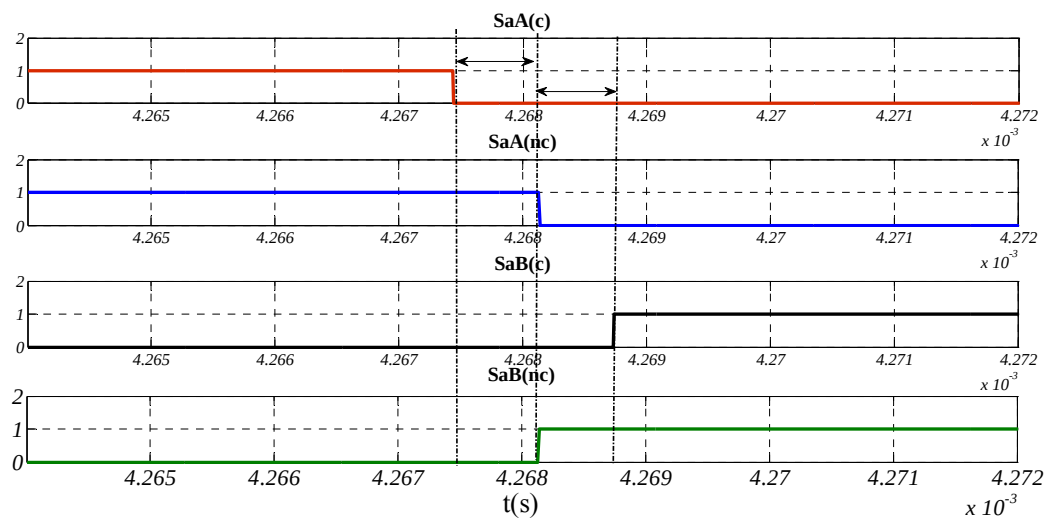
شکل (۵-۱۷): پالس‌های تولید شده برای سوئیچ‌های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون همراه با جریان خروجی فاز A

در شکل (۵-۱۷) فرض بر این است که دو سوئیچ S_{aA} روشن بوده و در لحظه‌ای که باید این سوئیچ‌ها خاموش شوند و سوئیچ‌های S_{bA} روشن گردند، ابتدا جریان خروجی چک می‌شود که مثبت است یا منفی حال اگر مثبت باشد ابتدا سوئیچ $S_{aA(nc)}$ خاموش می‌شود و سپس با اطمینان حاصل شدن از خاموش شدن سوئیچ $S_{aA(nc)}$ ، سوئیچ $S_{bA(c)}$ می‌گردد و بعد که از روشن شدن سوئیچ گفته شده، سوئیچ $S_{aA(c)}$ خاموش می‌گردد. که در مجموع زمان سپری شده جهت خاموش شدن اولین سوئیچ و روشن شدن آخرین سوئیچ گذشته ۱۵۰۰ ns خواهد بود که این روند در شکل (۵-۱۸) کاملاً مشخص می‌باشد.



شکل (۵-۱۸): پالس های تولید شده برای سوئیچ های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون وقتی جریان خروجی فاز A مثبت است

شکل (۵-۱۹) نیز همانند شکل (۵-۱۸) با این تفاوت که جریان خروجی منفی در ابتدا سوئیچ $S_{aA}(c)$ خاموش شود و در فاز b نیز به جای سوئیچ $S_{bA}(c)$ ، ابتدا سوئیچ $S_{bA}(nc)$ روشن می شود.



شکل (۵-۱۹): پالس های تولید شده برای سوئیچ های دو طرفه برای جلوگیری از کموتاسیون وقتی جریان خروجی فاز A منفی است

۵-۳-۱-۲. شبیه سازی مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز سه پایه ای

بدون در نظر گرفتن کموتاسیون

در این بخش مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز سه پایه ای بدون در نظر گرفتن کموتاسیون سوئیچ ها شبیه سازی شده ، برای محاسبه مقادیر m_{ij} از فرمول های ۴-۹ و ۴-۱۰ استفاده شده است. همانطوری که قبلاً هم گفته شده اگر در شبیه سازی کموتاسیون سوئیچ ها در نظر گرفته نشود مشکلی پیش نخواهد آمد زیرا در شبیه سازی با نرم افزار MATLAB خاموش و روشن شدن سوئیچ ها آنی می باشد. در این قسمت با تزریق ضریب هایی از هارمونیک های سوم ورودی و خروجی به موج اصلی ورودی افزایش ولتاژ انجام شده است با این تفاوت که درصد هارمونیک ولتاژ در شکل های که در ادامه آورده شده، افزایش پیدا کرده است.

$$f_{in} = 50\text{Hz} , f_{out} = 100\text{Hz}$$

$$V_a(t) = 220\sqrt{2} \cos(100\pi t)$$

ولتاژ ورودی فاز a

$$\begin{cases} V_A(t) = 200 \cos(200\pi t) \\ V_B(t) = 200 \cos(200\pi t + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$

ولتاژهای خروجی

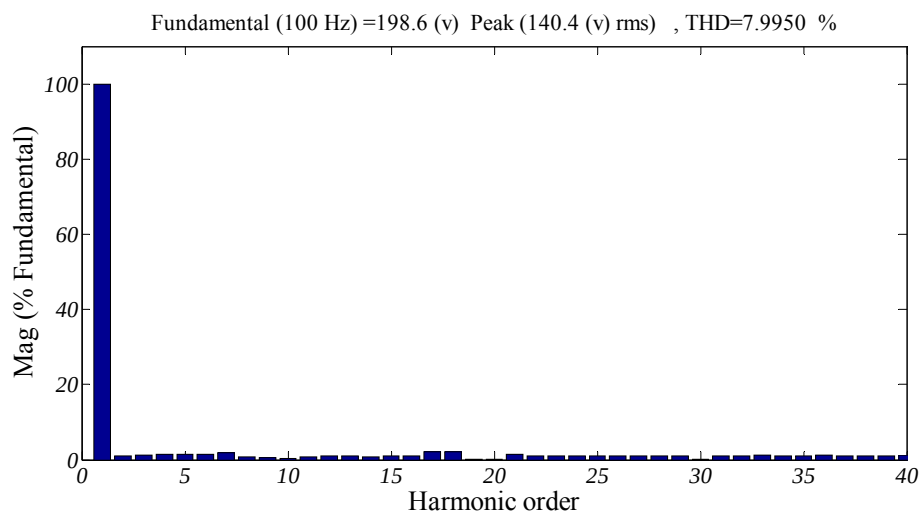
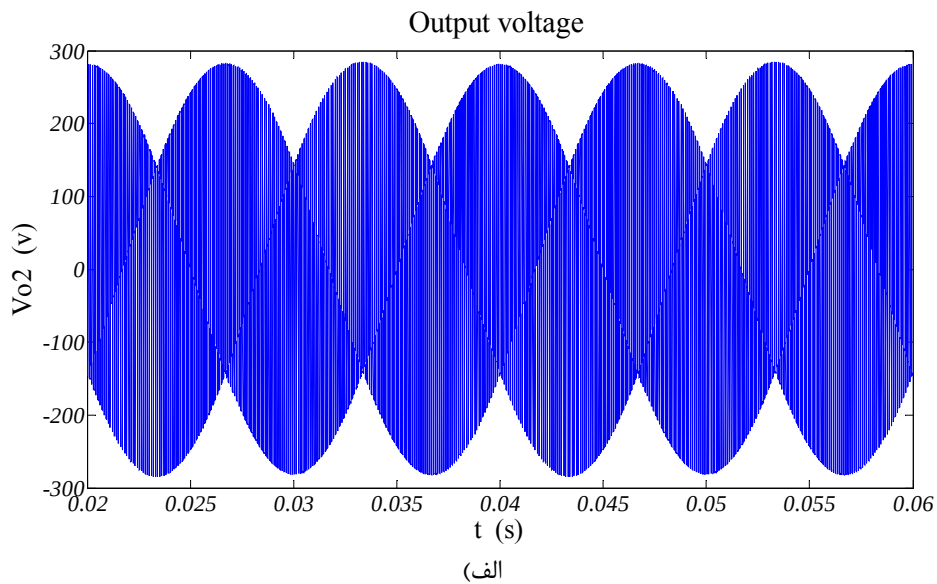
$$X_L = 22\Omega , R_L = 11.72\Omega$$

بار خروجی

در شکل (۵-۲۰-الف) ولتاژ خروجی فاز A نشان داده شده است در ادامه شکل (۵-۲۰-ب) طیف

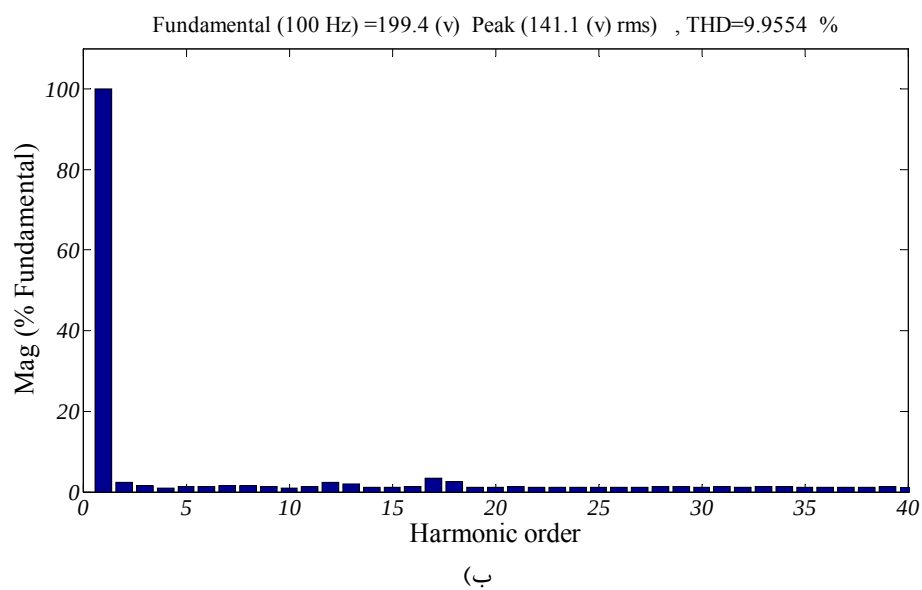
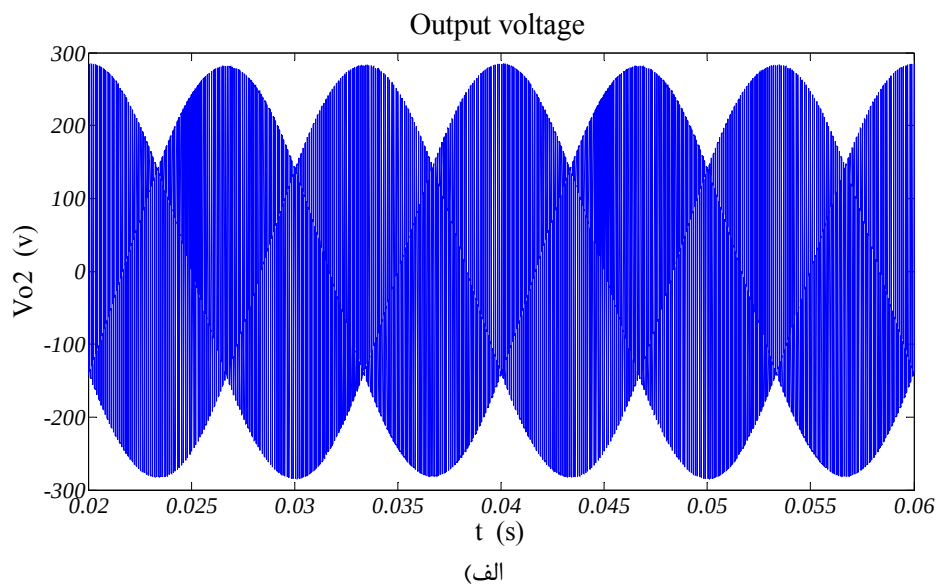
هارمونیک این ولتاژ آورده شده است در این شکل کاملاً مشخص است که درصد هارمونیک این ولتاژ

تا $\text{THD} = 7/9950\%$ افزایش یافته است.

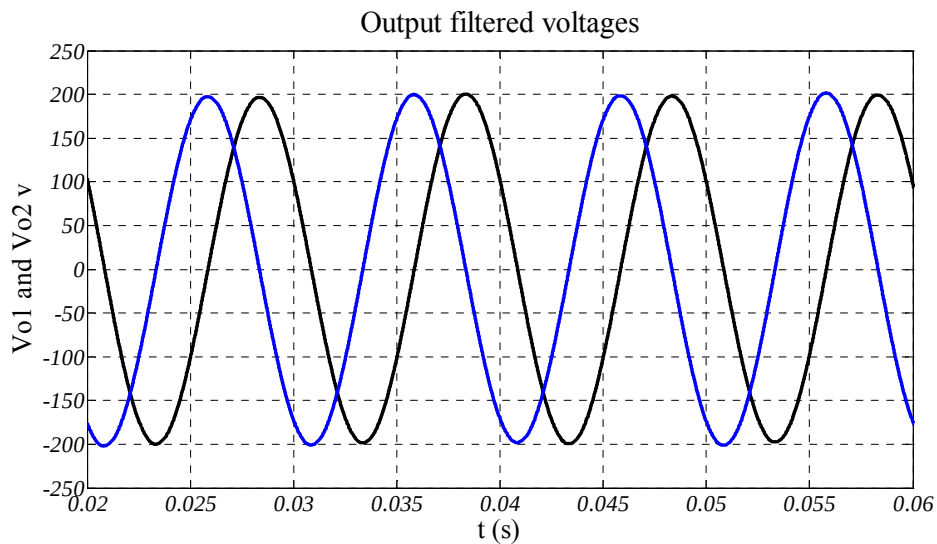


شکل (۵-۲۰): ولتاژ خروجی فاز A مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیک

در شکل (۵-۲۱) ولتاژ خروجی فاز B به همراه طیف هارمونیک این ولتاژ آورده شده است که درصد هارمونیک این ولتاژ هم تا $THD = 9/9594\%$ افزایش یافته است. در ادامه شکل (۵-۲۲) جهت نشان دادن اختلاف فاز ولتاژهای تولید شده و ولتاژهای فیلتر شده خروجی آورده شده است.



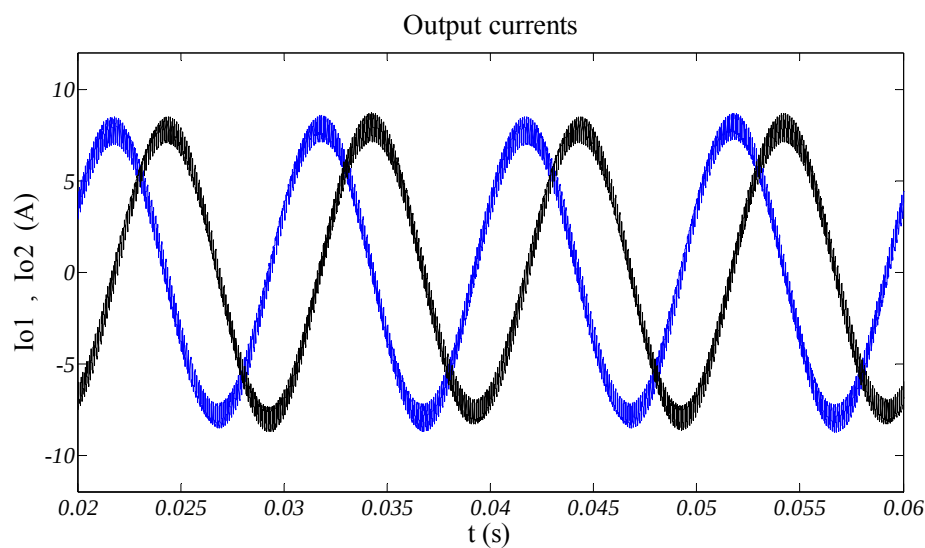
شکل (۵-۲۱): ولتاژ خروجی فاز B مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای الف) شکل ولتاژ ب) طیف هارمونیک



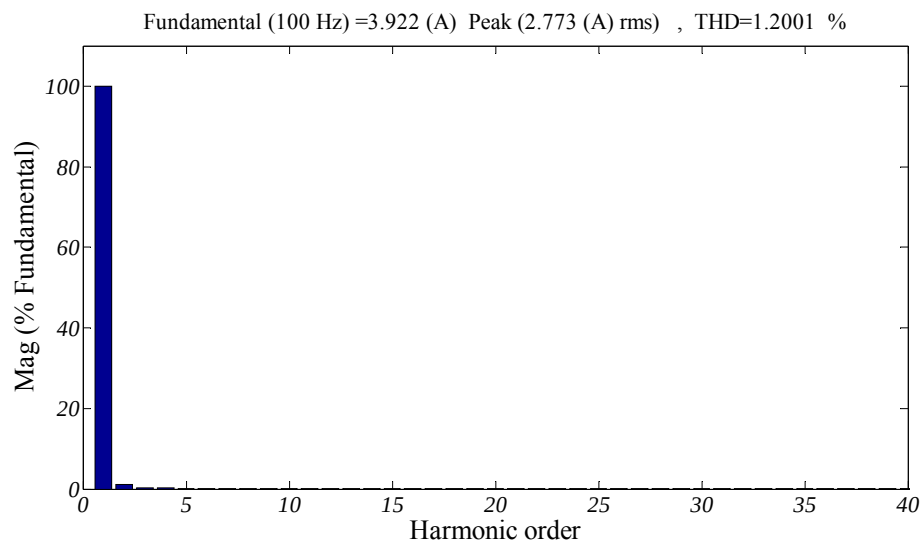
شکل (۵-۲۲): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای

در شکل (۵-۲۳) جریان‌های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز دو پایه آورده شده است و در

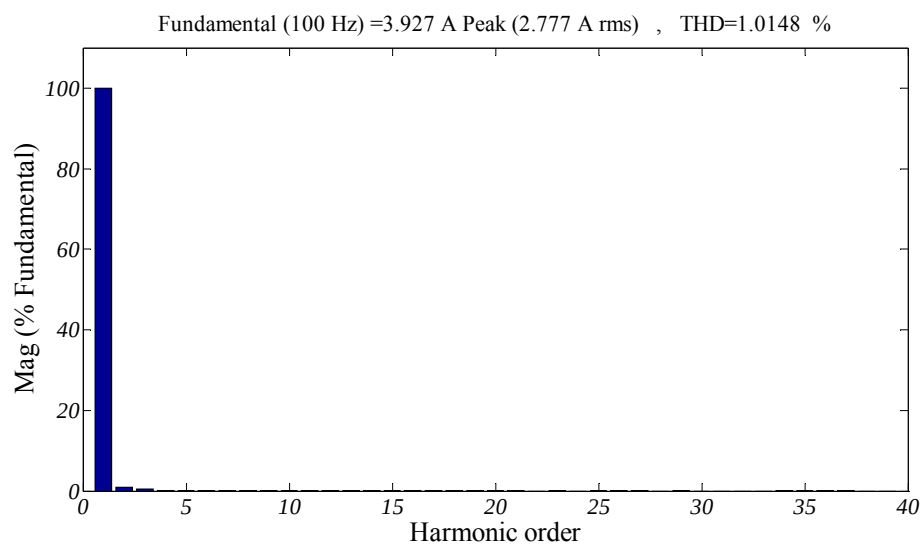
ادامه نیز در شکل (۵-۲۴) طیف‌های هارمونیکی این جریان‌ها آورده شده است.



شکل (۵-۲۳): جریان‌های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز متداول (مستقیم) سه پایه ای



(الف)



(ب)

شکل (۵-۲۴): طیف های هارمونیک جریان های خروجی مبدل ماتریسی مستقیم سه پایه ای (الف) جریان فاز A (ب) جریان فاز B

۵-۳-۲. شبیه سازی مبدل ماتریسی غیر مستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای

در این بخش جهت تولید پالس ها از فرمول های بخش ۴-۲-۲. استفاده شده است به این صورت که ابتدا با توجه به فرکانس خروجی فضای بردار به چهار سکتور تقسیم می شود که در هر سکتور با محاسبه مقدارهای سهم زمانی d_0 , d_2 , d_1 از جدول (۴-۴) با توجه به این که در چه ناحیه ای قرار

دارد محاسبه می گردد به طوری که در هر ناحیه یک سری از سوئیچ ها روشن و یک سری خاموش می باشد.

$$f_{in} = 50\text{Hz} , f_{out} = 100\text{Hz}$$

$$V_a(t) = 220\sqrt{2} \cos(100\pi t)$$

ولتاژ ورودی فاز a

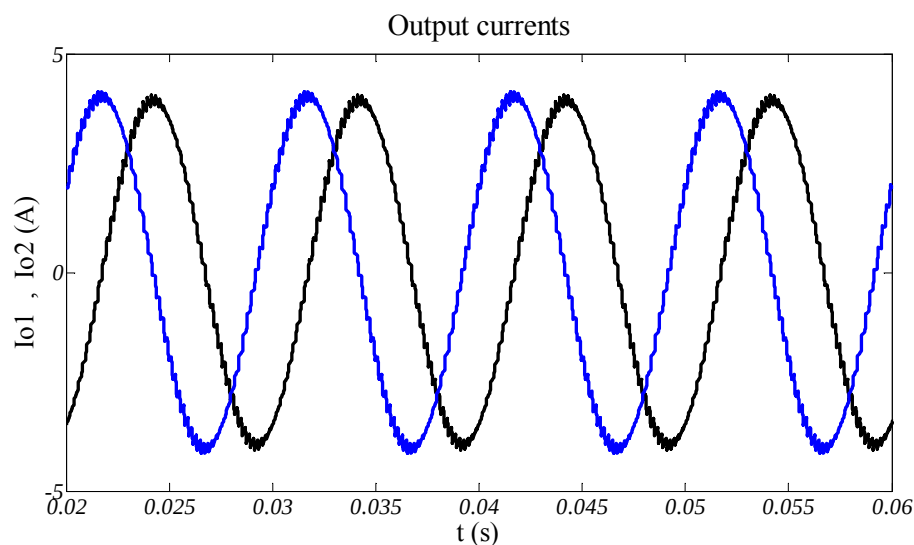
$$\begin{cases} V_A(t) = 200 \cos(200\pi t) \\ V_B(t) = 200 \cos(200\pi t + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$

ولتاژهای خروجی

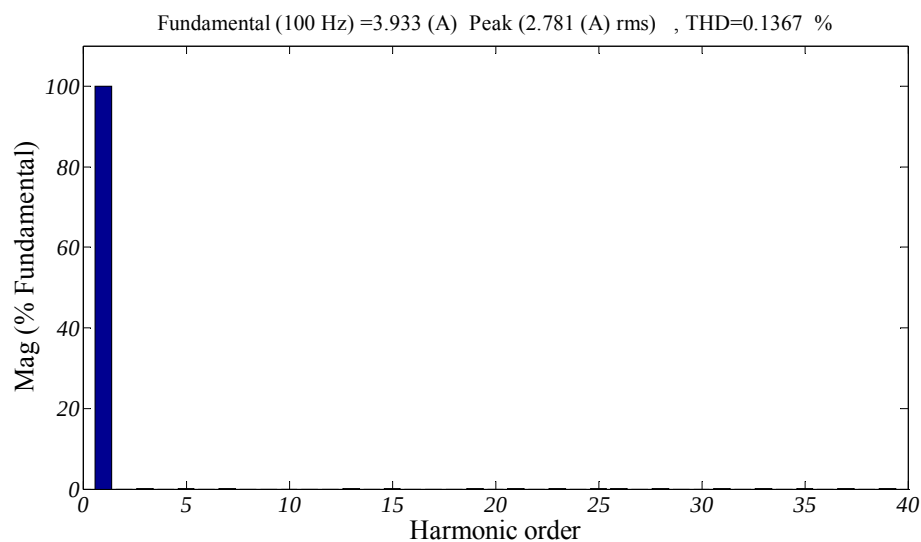
$$X_L = 22\Omega , R_L = 50\Omega$$

بار خروجی

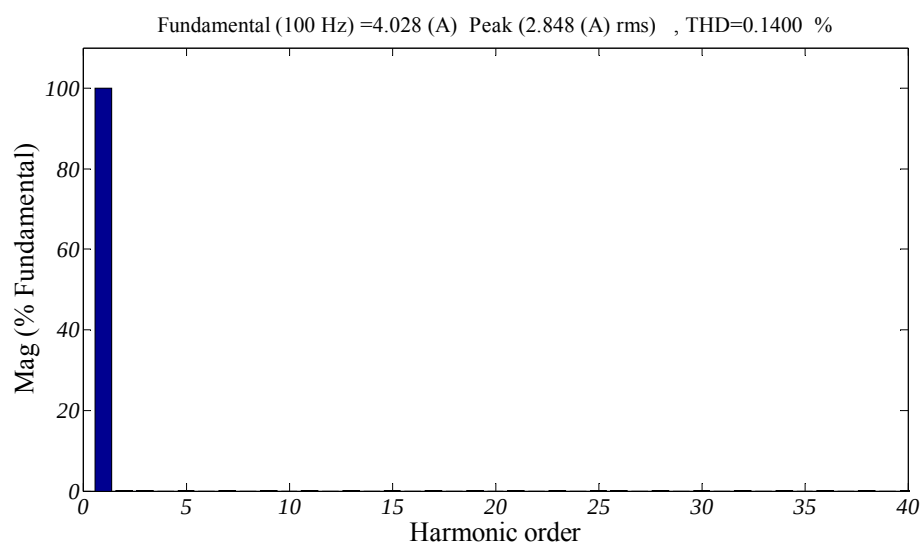
در این بخش ابتدا نتایج مربوط به اینورتری که در شکل (۴-۸) نشان داده شده بود ارائه می شود در شکل (۵-۲۵) جریان های خروجی اینورتر مورد نظر آورده شده است و طیف هارمونیک جریانی خروجی فاز A و فاز B به ترتیب در شکل (۵-۲۶ الف) و شکل (۵-۲۶ ب) نشان داده شده است، درصد هارمونیک جریانی های خروجی فاز A و فاز B به ترتیب $\text{THD} = 1/2001\%$ و $\text{THD} = 1/148\%$ می باشد.



شکل (۵-۲۵): جریان های خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای



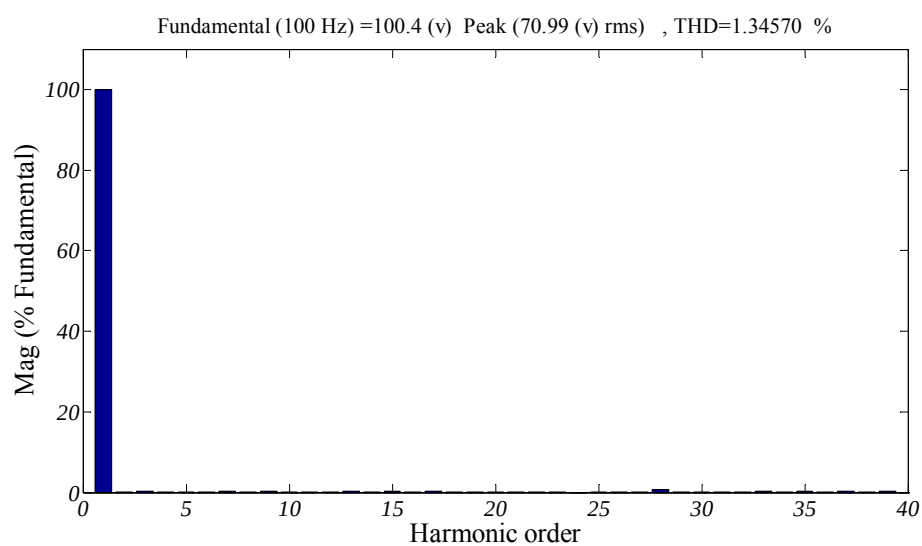
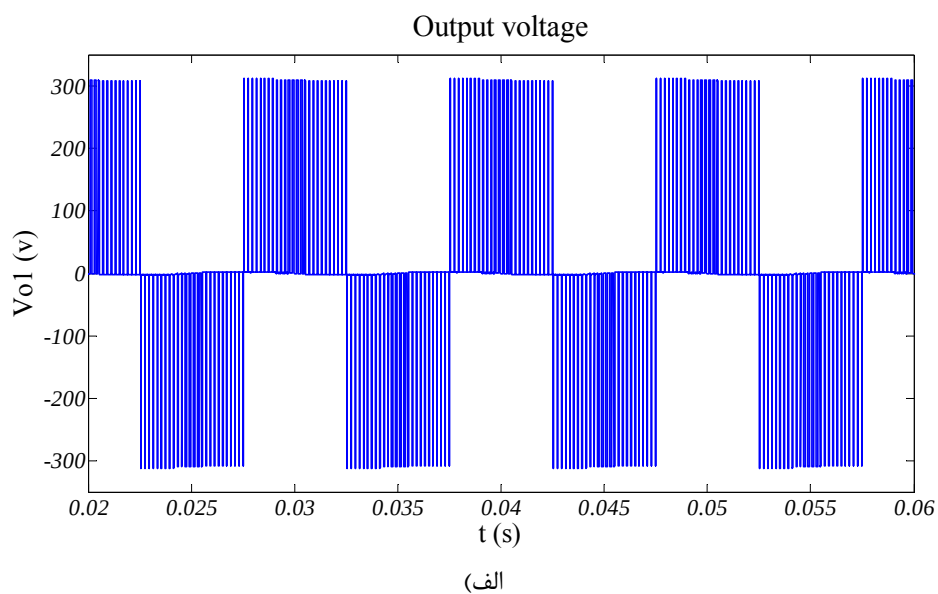
(الف)



(ب)

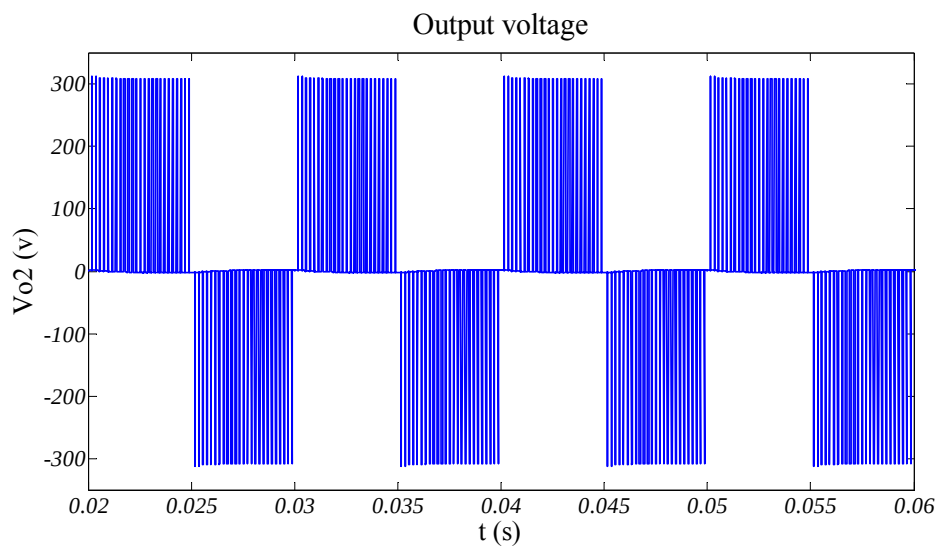
شکل (۵-۲۶): طیف های هارمونیکی جریان های خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای (الف فاز A ب فاز B)

در شکل (۵-۲۷-الف) ولتاژ خروجی تولید شده فاز A و در شکل (۵-۲۷-ب) طیف هارمونیکی این ولتاژ که درصد هارمونیکی آن به غیر از هارمونیک ۳۷ و ۳۹ که به خاطر نزدیک به فرکانس سوئیچینگ ۵۰۰۰ Hz می باشد $THD = 1/3470\%$ است.

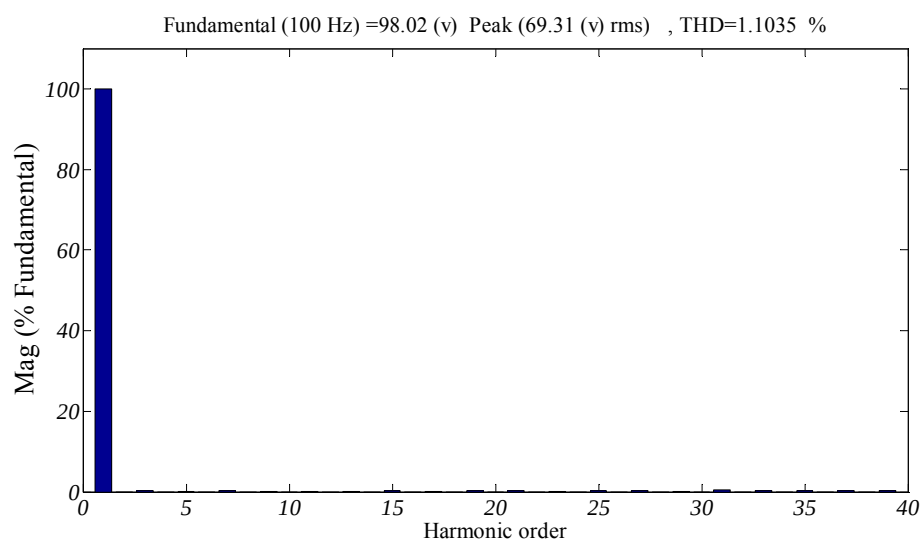


شکل (۵-۲۷): ولتاژ خروجی فاز A اینورتر دو فاز مستقیم سه پایه ای (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکی

در شکل های (۵-۲۸-الف) و (۵-۲۸-ب) ولتاژ خروجی فاز B و طیف هارمونیکی این ولتاژ نشان داده شده است که درصد هارمونیکی این ولتاژ $THD=1/3470\%$ می باشد.



(ب)

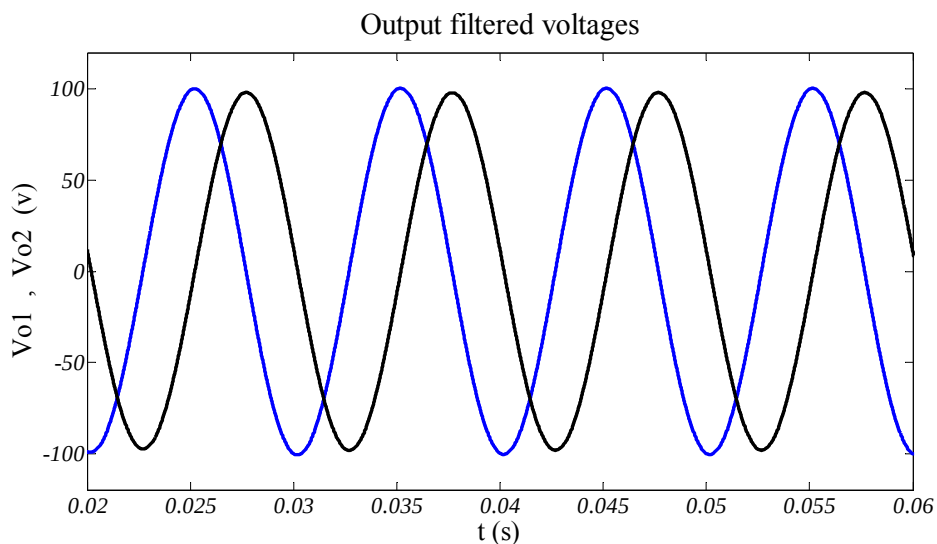


(الف)

شکل (۵-۲۸): ولتاژ خروجی فاز B اینورتر دو فاز مستقیم سه پایه ای (الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیک

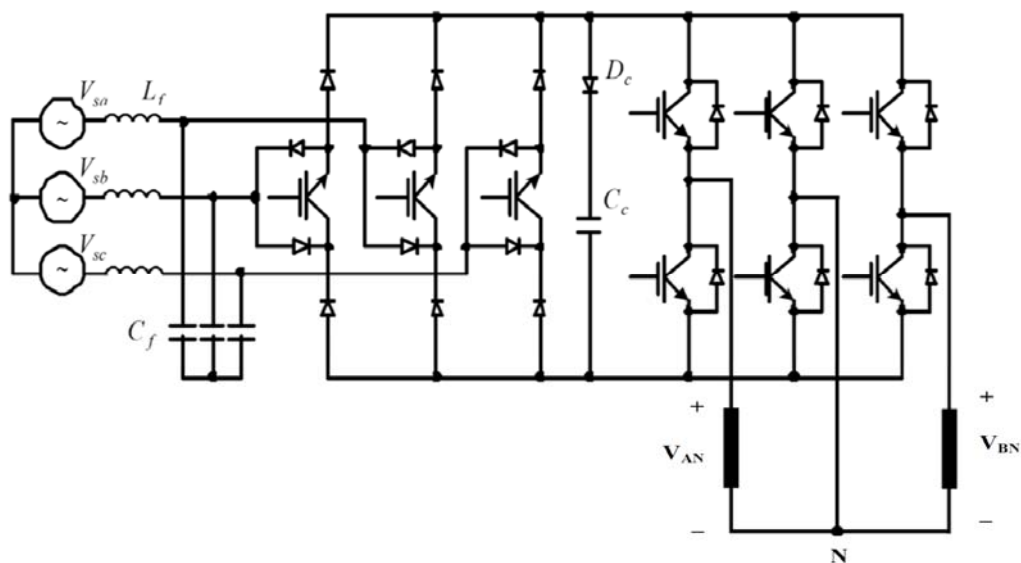
در شکل (۵-۲۹) ولتاژهای فیلتر شده خروجی نشان داده شده است همانطوری که در شکل کاملاً

مشخص است اختلاف فاز دو ولتاژ ۹۰ درجه می‌باشد.



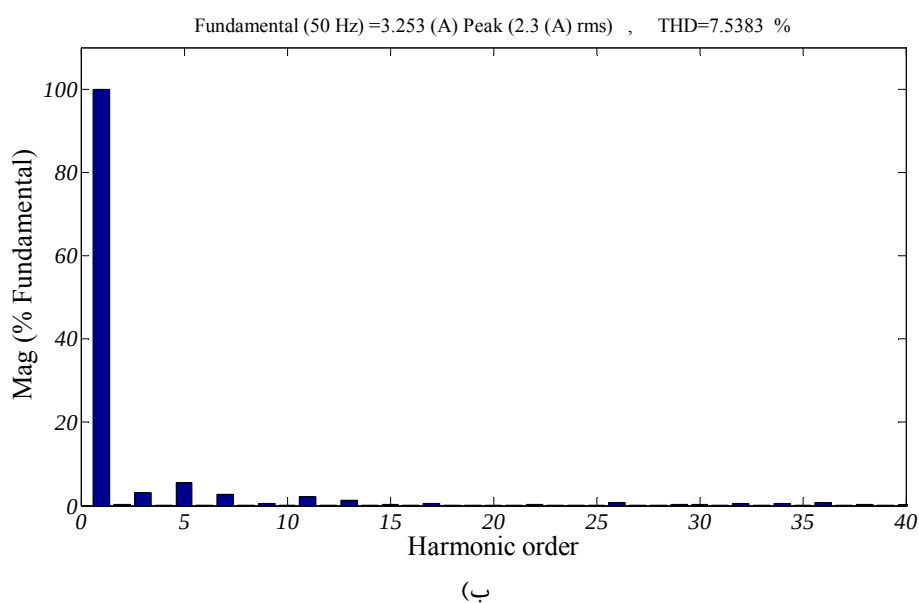
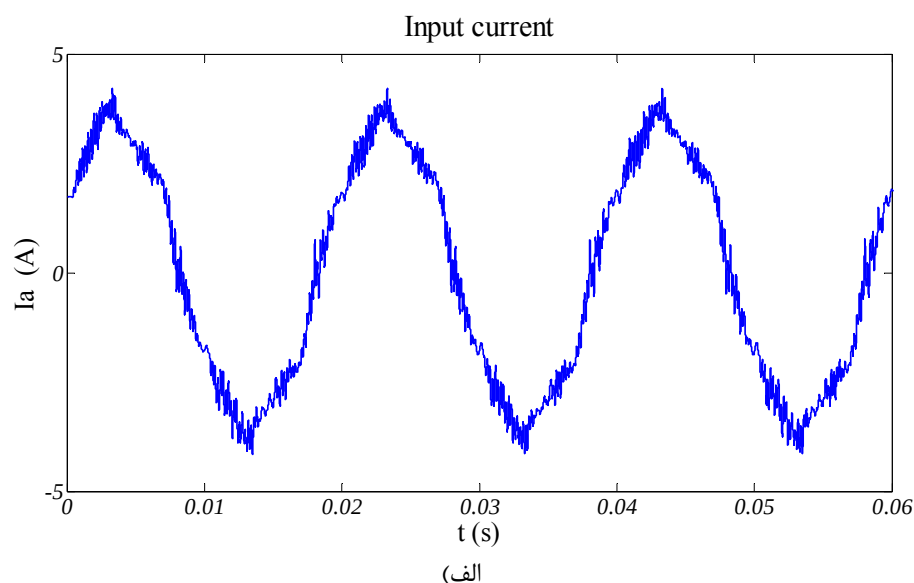
شکل (۵-۲۹): ولتاژ فیلتر شده خروجی اینورتر دو فاز سه پایه ای

در این قسمت اینوتر بخش قبل را به یکسو کننده با سوئیچ های کاهش یافته وصل کرده به طوری که به جای ولتاژ DC ثابت از ولتاژ خروجی یکسو کننده به عنوان ورودی استفاده می شود، همان طوری که در شکل (۵-۳۰) نشان داده شده است. خازن C_c و دیود D_c نیز به منظور اضافه ولتاژ خروجی اینوتر می باشد مقدار این خازن خیلی کم می باشد.

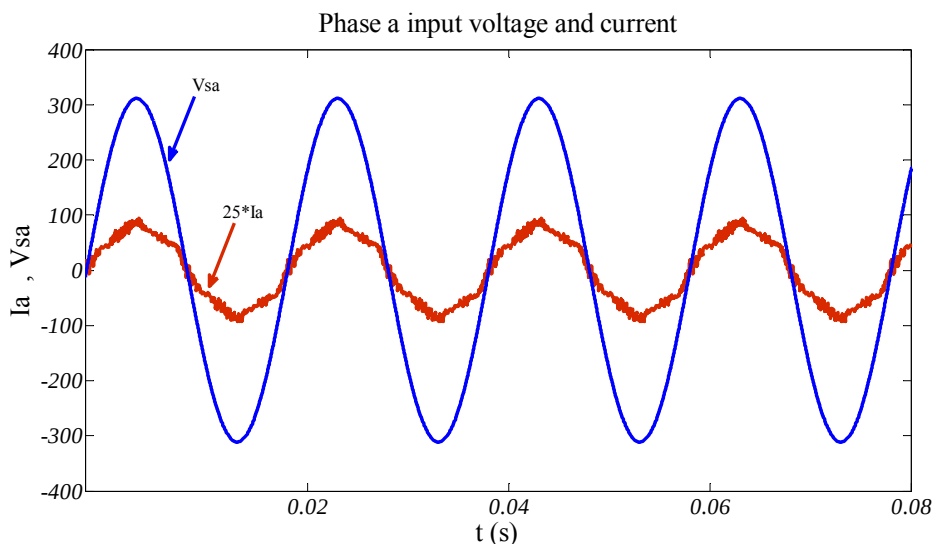


شکل (۵-۳۰): مبدل ماتریسی غیرمستقیم سه فاز به دو فاز سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته پیشنهادی

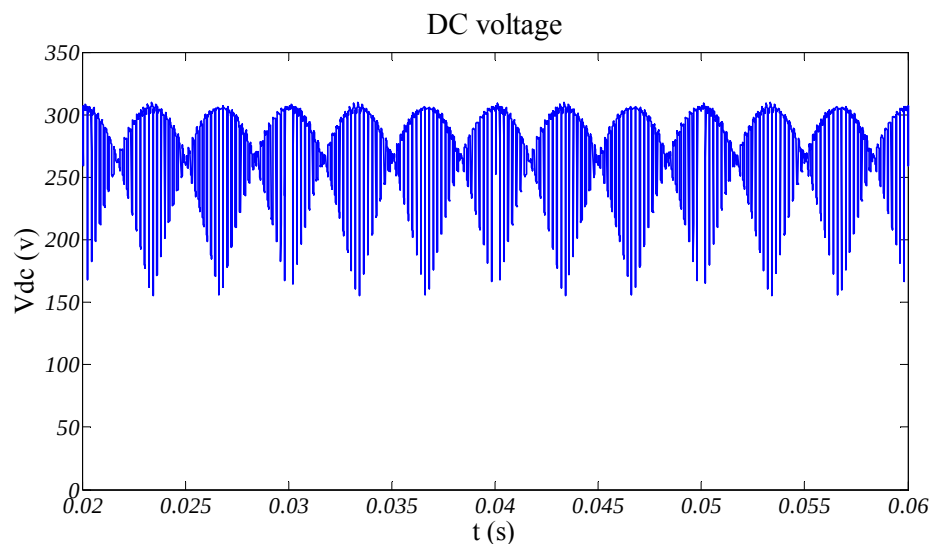
در شکل (۵-۳۱-الف) جریان ورودی فاز a این مبدل آورده شده است همانطور که در شکل (۵-۳۱-ب) مشخص است درصد هارمونیکی ($THD=7.5383\%$) این جریان قابل قبول می‌باشد. شکل (۵-۳۲) ولتاژ و جریان ورودی با هم آورده شده است به وضوح مشخص است که اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان ورودی مبدل خیلی کم است. شکل (۵-۳۳) ولتاژ خروجی یکسوکننده را نشان می‌دهد که به عنوان ولتاژ ورودی اینورتر پیشنهادی می‌باشد.



شکل (۵-۳۱): جریان فاز a ورودی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته
 (الف) شکل جریان (ب) طیف هارمونیکی جریان



شکل (۵-۳۲): جریان و ولتاژ ورودی مبدل سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته

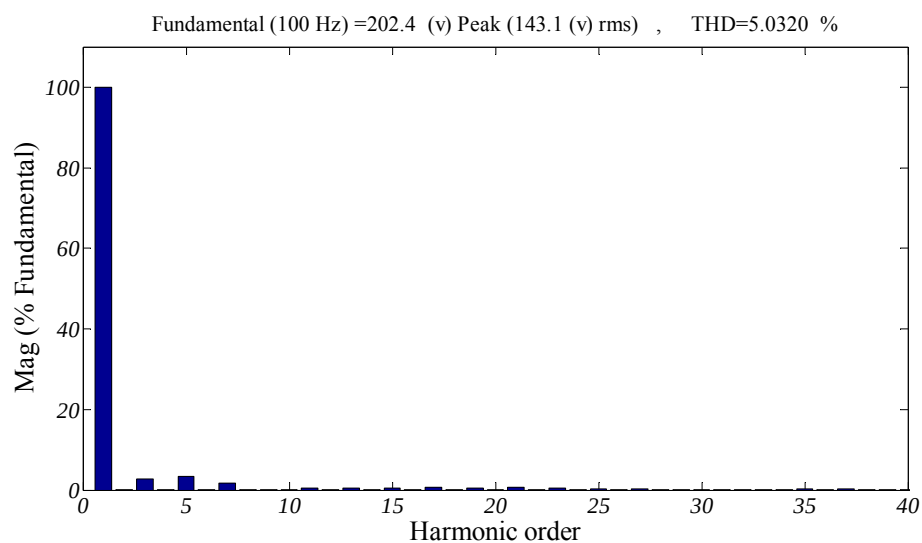
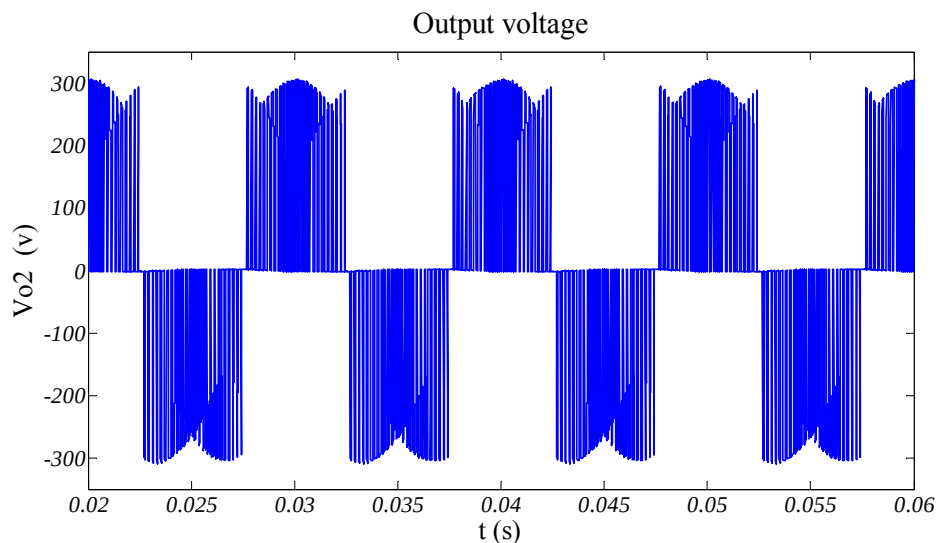


شکل (۵-۳۳): ولتاژ لینک DC مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته

در شکل های (۵-۳۴ الف) و (۵-۳۵ الف) ولتاژهای خروجی تولید شده برای مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته را نشان می دهد و در شکل های (۵-۳۴ ب) و (۵-۳۵ ب) به ترتیب طیف های هارمونیکی این ولتاژها نشان داده شده است که درصد هارمونیکی این ولتاژها به ترتیب $THD = 5.032\%$ و $THD = 4.5359\%$ می باشد و در ادامه نیز ولتاژهای خروجی فیلتر شده در شکل (۵-۳۶) آورده شده است در پایان این قسمت نیز جریان های خروجی و طیف های

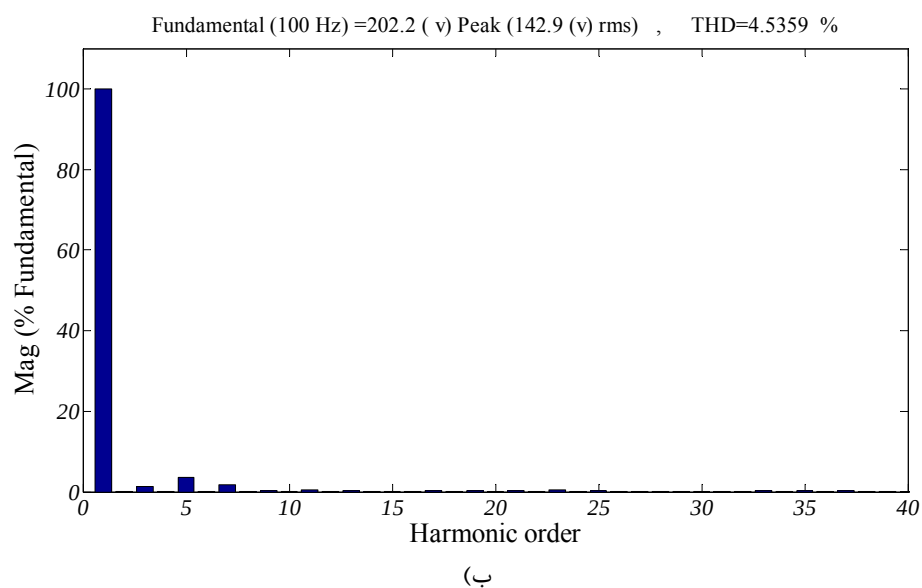
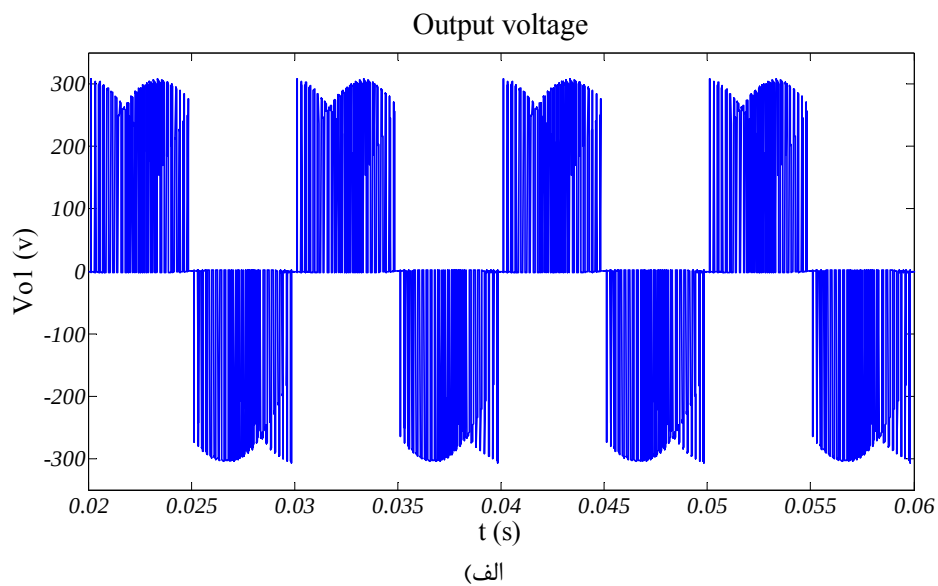
هارمونیکی این جریان‌ها به ترتیب در شکل‌های (۵-۳۷) و (۵-۳۸) آورده شده است به طوری که درصد

هارمونیکی این جریان‌ها به ترتیب $THD=4/4156\%$ و $THD=3/1345\%$ می‌باشد

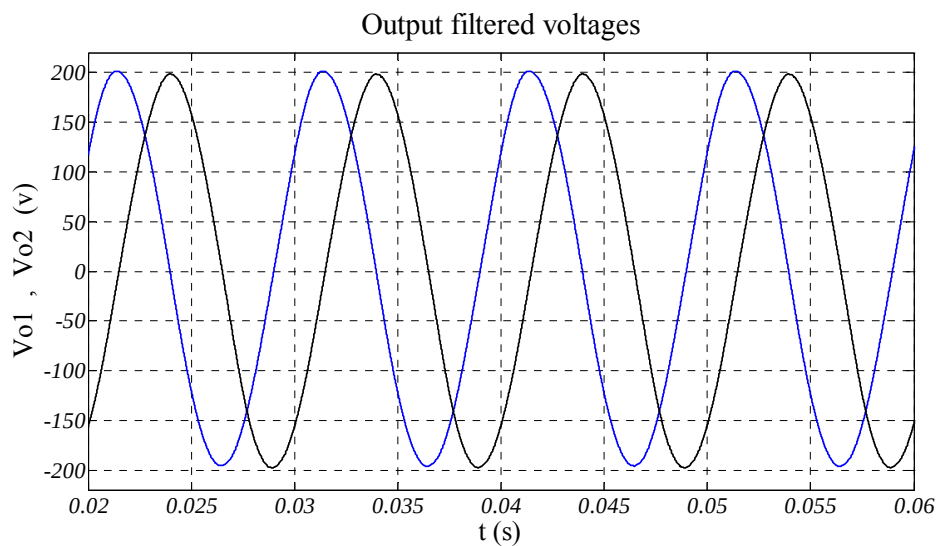


شکل (۵-۳۴): ولتاژ فاز A خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ‌های کاهش یافته

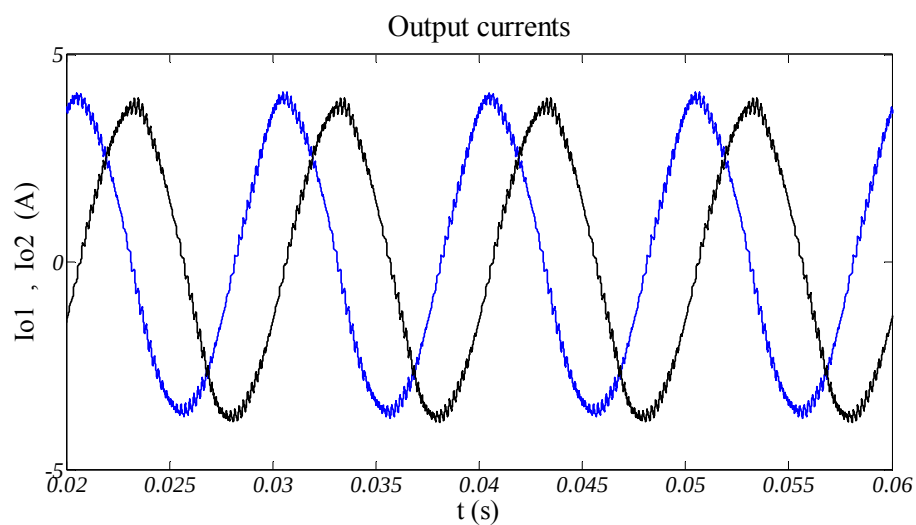
(الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیکی



شکل (۵-۳۵): ولتاژ فاز B خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته
الف) شکل ولتاژ (ب) طیف هارمونیک

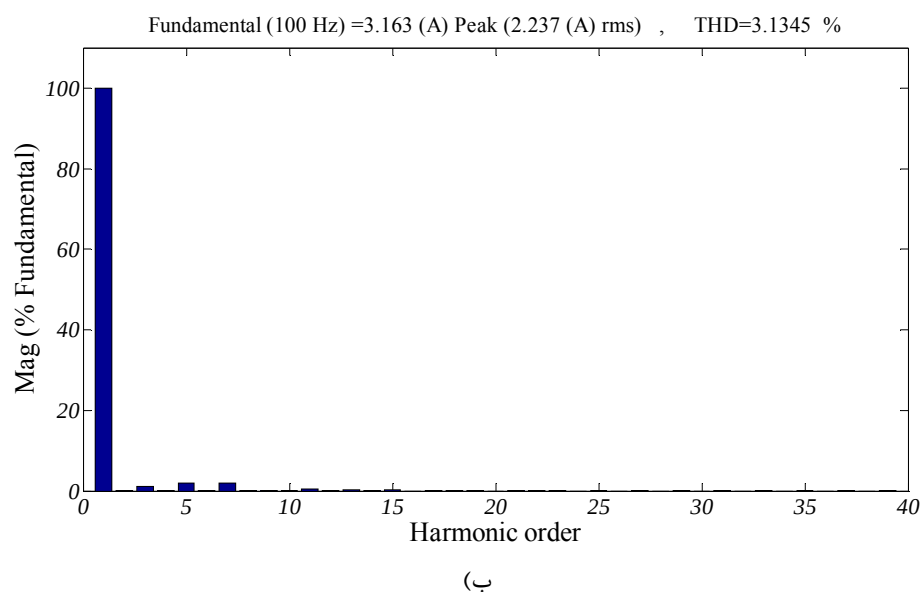
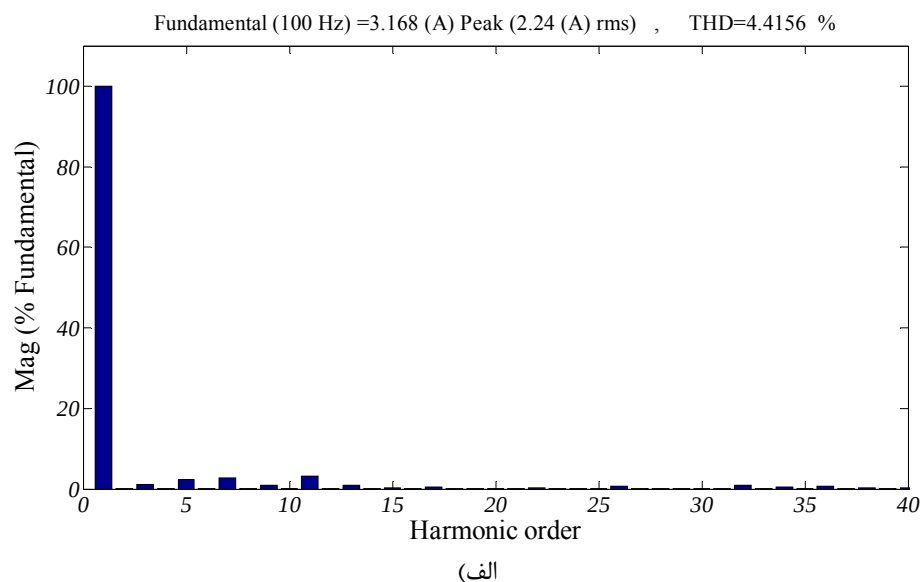


شکل (۵-۳۶): ولتاژهای فیلتر شده خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیرمستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته



شکل (۵-۳۷): جریان های خروجی مبدل ماتریسی سه فاز به دو فاز غیر مستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته

ب.



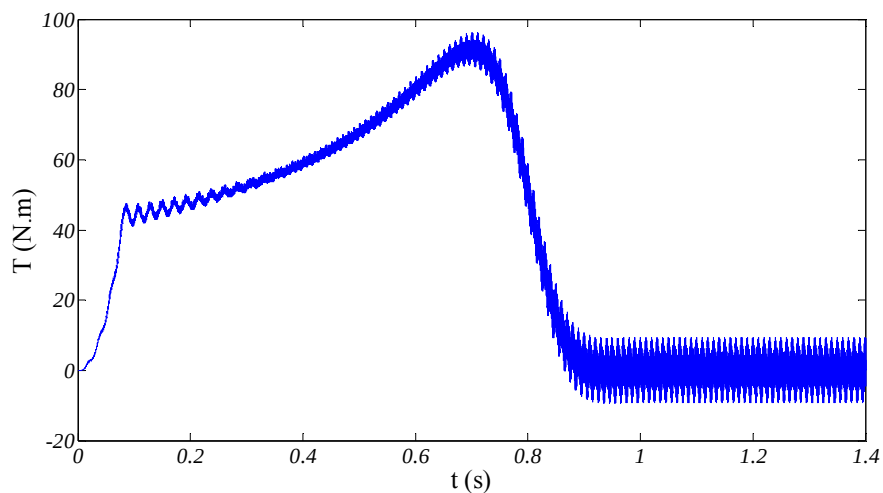
شکل (۵-۳۸): طیف های هارمونیکی جریان های خروجی مبدل ماتریسی غیر ستقیم سه پایه ای با سوئیچ های کاهش یافته (الف) جریان فاز A (ب) جریان فاز B

۴-۵. شبیه سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی

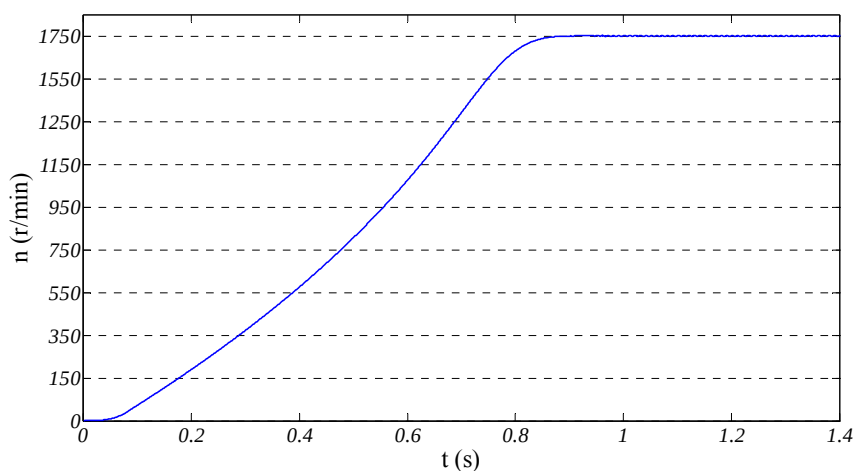
در این بخش قصد بر این است که مبدل های ماتریسی پیشنهادی و طراحی شده را برای کنترل سرعت موتور القایی استفاده نمود که این کار در دو حالت شبیه سازی شده است یکی در حالت بی باری دیگری در حالتی که در دو مرحله به موتور گشتاور اعمال می شود که در این دو مرحله هدف بر این بوده که سرعت موتور را در یک سرعت خاص نگه داشته شود.

۵-۴-۱. شبیه‌سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی در حالت بی‌باری

در این بخش موتور فقط راه‌اندازی شده در حالت بی‌باری نگه داشته می‌شود. موتور به این صورت کنترل می‌شود که در اول به خاطر جلوگیری از افزایش جریان راه‌اندازی ولتاژ ورودی نامی به موتور اعمال نمی‌شود. شکل (۵-۳۹) تغییرات گشتاور را نشان می‌دهد، در این شکل هم مشخص است که وقتی موتور به حالت پایدار رسیده گشتاور آن تقریباً صفر است به دلیل این که در حالت بی‌باری می‌باشد و هیچ گشتاوری به موتور اعمال نشده است. شکل (۵-۴۰) تغییرات سرعت موتور القایی را نشان می‌دهد، موتور در نزدیک سرعت سنکرون 1750 r/min می‌چرخد.

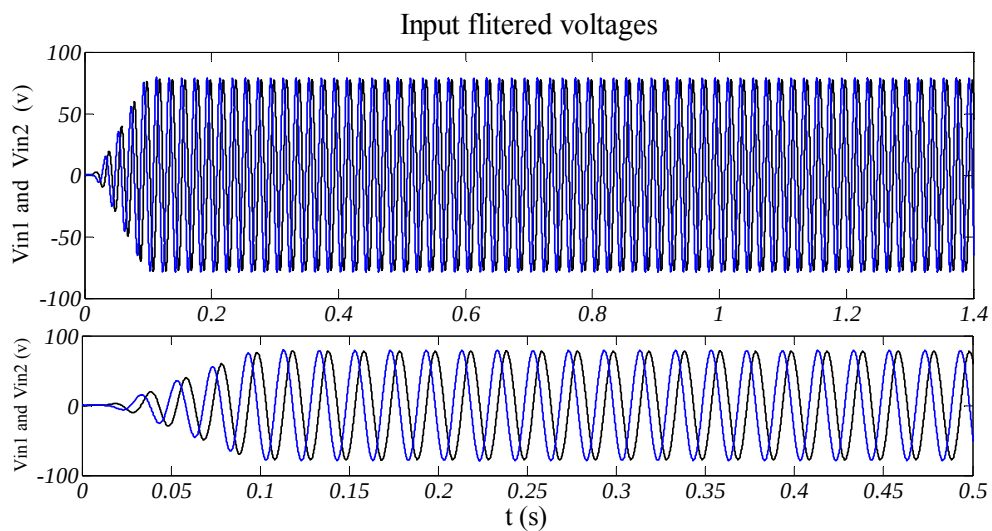


شکل (۵-۳۹): گشتاور اعمالی به روتور موتور القایی بر حسب زمان در حالت بی‌باری

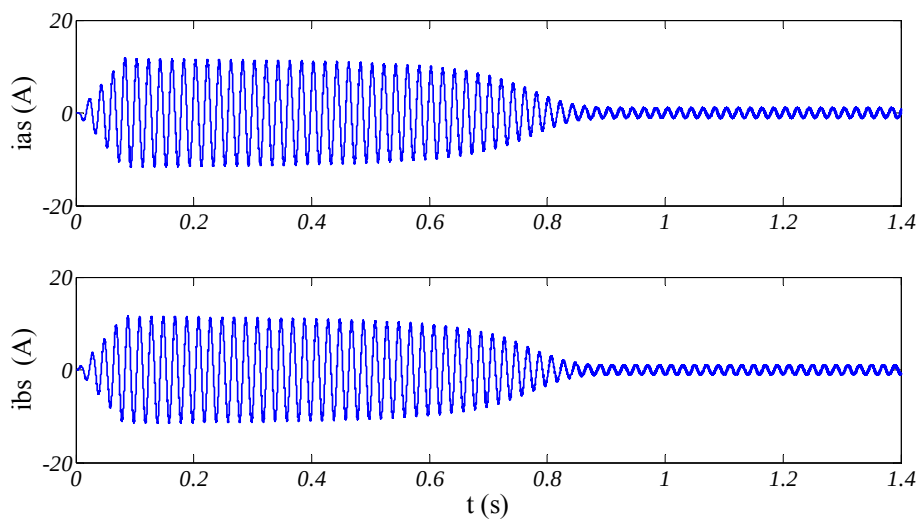


شکل (۵-۴۰): سرعت موتور القایی بر حسب زمان در حالت بی‌باری

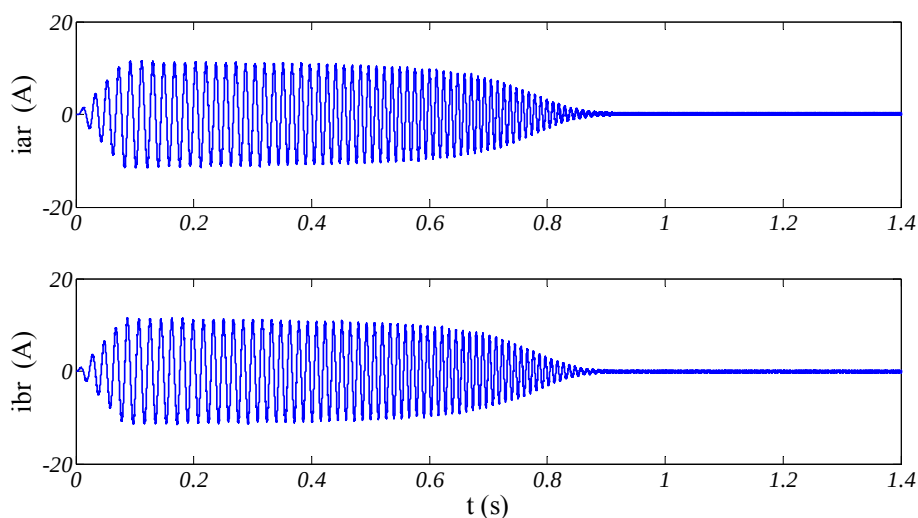
شکل (۵-۴۱) ولتاژهای فیلتر نشان داده شده است که در این شکل برای بهتر نشان دادن لحظه راه اندازی شکل را در یک بزرگنمایی نشان داده شده است. شکل های (۵-۴۲) و (۵-۴۳) جریان های استاتور و روتور موتور القایی آورده شده است.



شکل (۵-۴۱): ولتاژهای فیلتر شده ورودی موتور القایی دو فاز در حالت بی باری



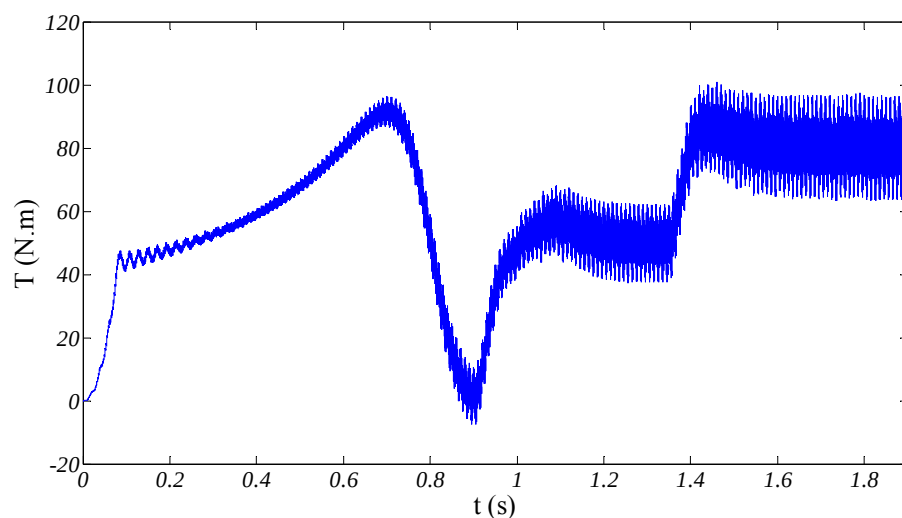
شکل (۵-۴۲): جریان های دو فاز استاتور موتور القایی دو فاز در حالت بی باری



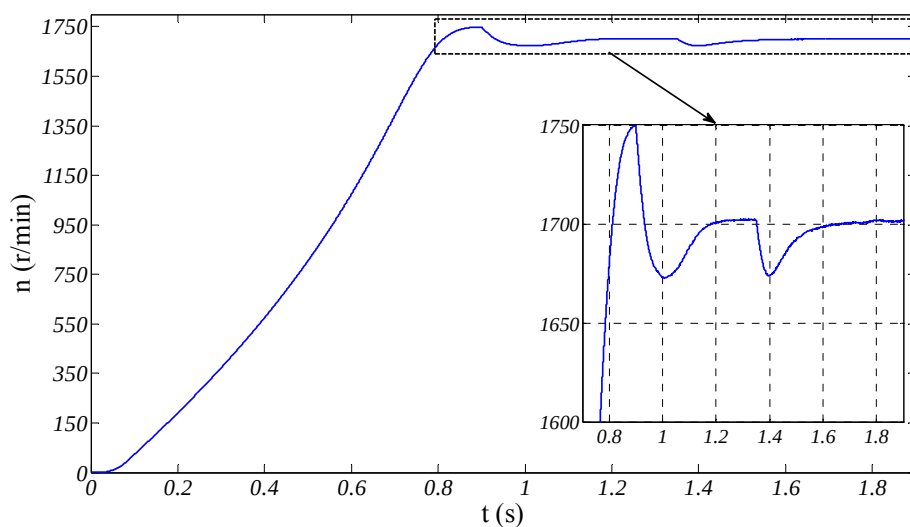
شکل (۴۳-۵): جریان‌های دو فاز روتور موتور القایی دو فاز در حالت بی‌باری

۵-۴-۲- شبیه‌سازی کنترل سرعت موتور القایی با مبدل ماتریسی در حالت بارداری

در این بخش قصد بر این است که در حالتی که موتور گشتاور اعمال می‌شود سرعت موتور در یک سرعت خاص نگه داشته شود. وقتی که موتور حالت گذرا را رد کرد به موتور طی دو مرحله گشتاور داده می‌شود. تا قبل از این که به موتور گشتاوری اعمال شود موتور بعد از رد کردن حالت گذرا به نزدیک سرعت سنکرون 1750 r/min می‌رسد. در لحظه 0.9 s به موتور گشتاور 50 N.m اعمال می‌شود، سرعت موتور کم می‌شود و با اعمال ولتاژ سرعت موتور در 1700 r/min ثابت نگه داشته شده است. در لحظه $1/35 \text{ s}$ به موتور دوباره گشتاور 30 N.m می‌شود باز با اعمال ولتاژ به موتور سرعت موتور را در همان سرعت قبلی نگه داشته شده است ($n=1700 \text{ n/min}$). تمامی مراحل گفته شده به وضوح در شکل‌های (۴۴-۵) و (۴۵-۵) نشان داده شده است.

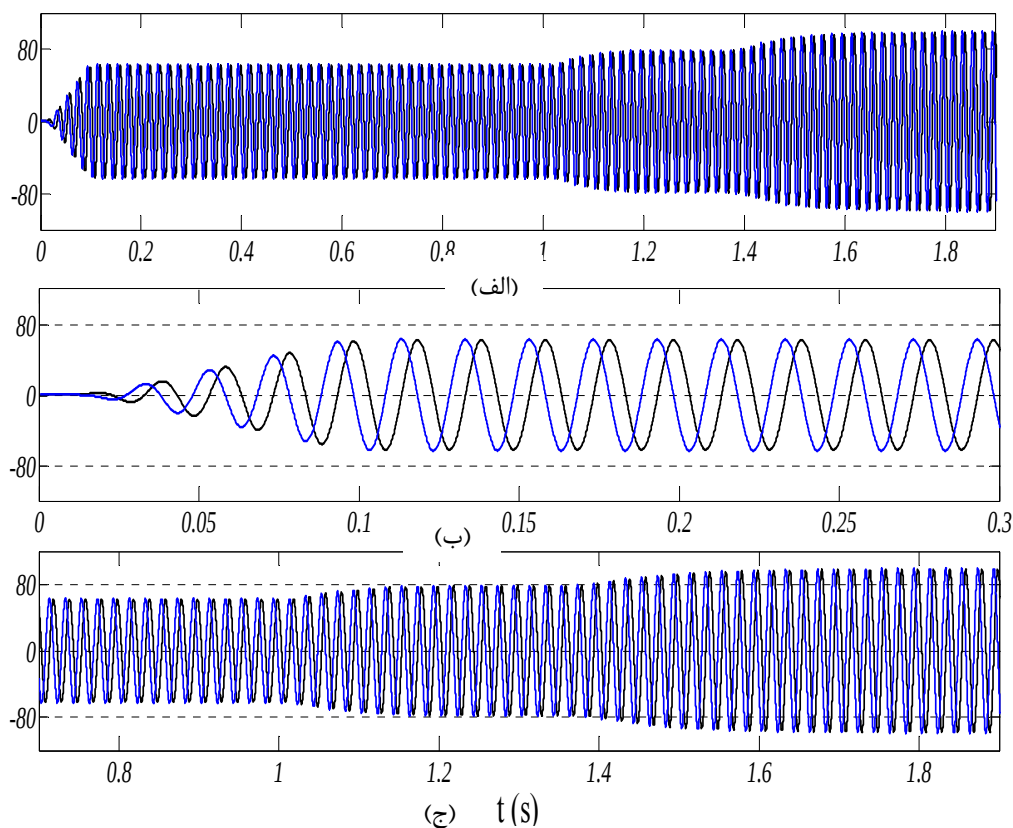


شکل (۴۴-۵): گشتاور اعمالی به روتور موتور القایی بر حسب زمان در حالت بارداری



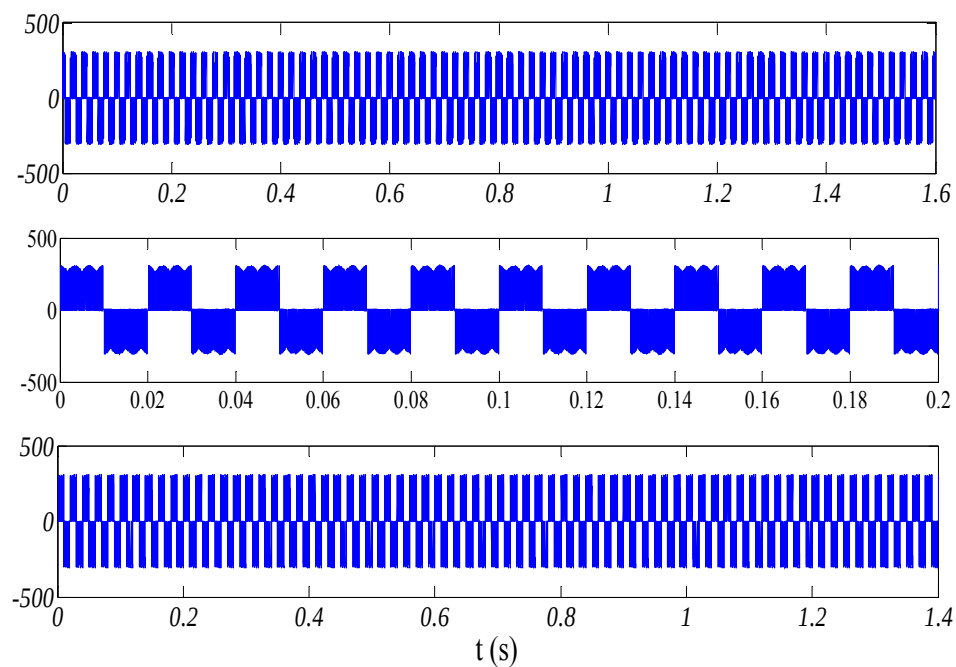
شکل (۴۵-۵): سرعت موتور القایی بر حسب زمان در حالت بارداری

شکل (۴۶-۴) ولتاژ ورودی موتور که همان ولتاژ خروجی مبدل ماتریسی می‌باشد، آورده شده است. شکل (۴۶-۴) ب) ولتاژ لحظه راه اندازی را نشان می‌دهد، شکل (۴۶-۴) ج) ولتاژ لحظاتی که موتور گشتاور اعمال شده و ولتاژ زیادتر شده را نشان می‌دهد. در لحظه‌های که گشتاور اعمال می‌شود برای ثابت نگه داشتن سرعت موتور سرعت موتور ولتاژ مبدل زیاد شده است.

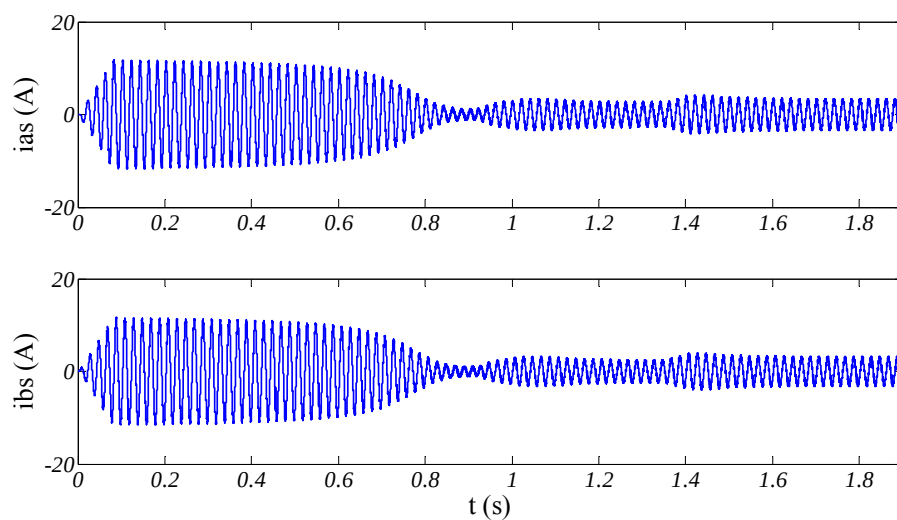


شکل (۴۶-۵): ولتاژهای فیلتر شده ورودی موتور القایی دو فاز در حالت بارداری

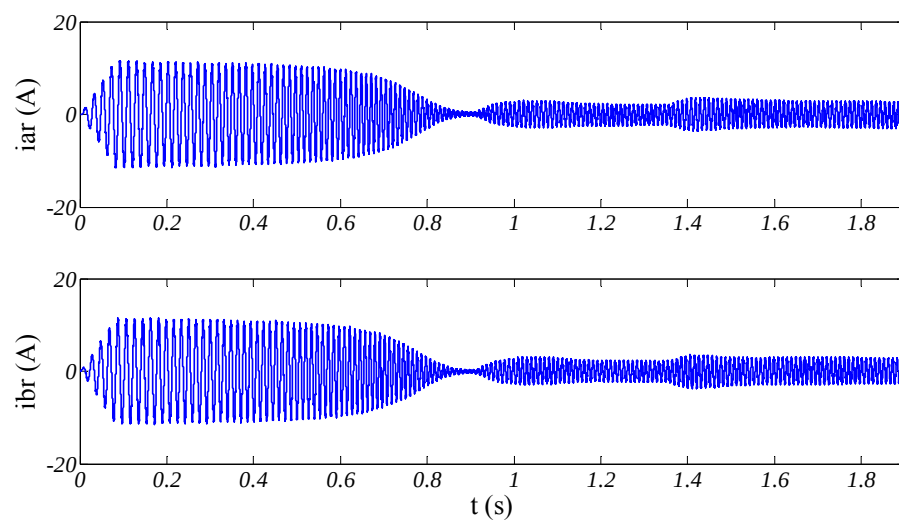
شکل (۴۷-۵) هم ولتاژهای (بدون فیلتر) که به موتور اعمال شده آورده شده است، در این شکل هم برای وضوح بهتر یکی از ولتاژها را با بزرگنمایی نشان داده شده است. شکل‌های (۴۸-۵) و (۴۹-۵) به ترتیب جریان‌های استاتور و روتور موتور القایی مورد نظر را نشان می‌دهد. در زمان‌های که به موتور گشتاور اعمال می‌شود جریان‌های موتور افزایش می‌یابد همان طوری که در شکل‌های (۴۶-۵) و (۴۸-۴) به وضوح مشخص است.



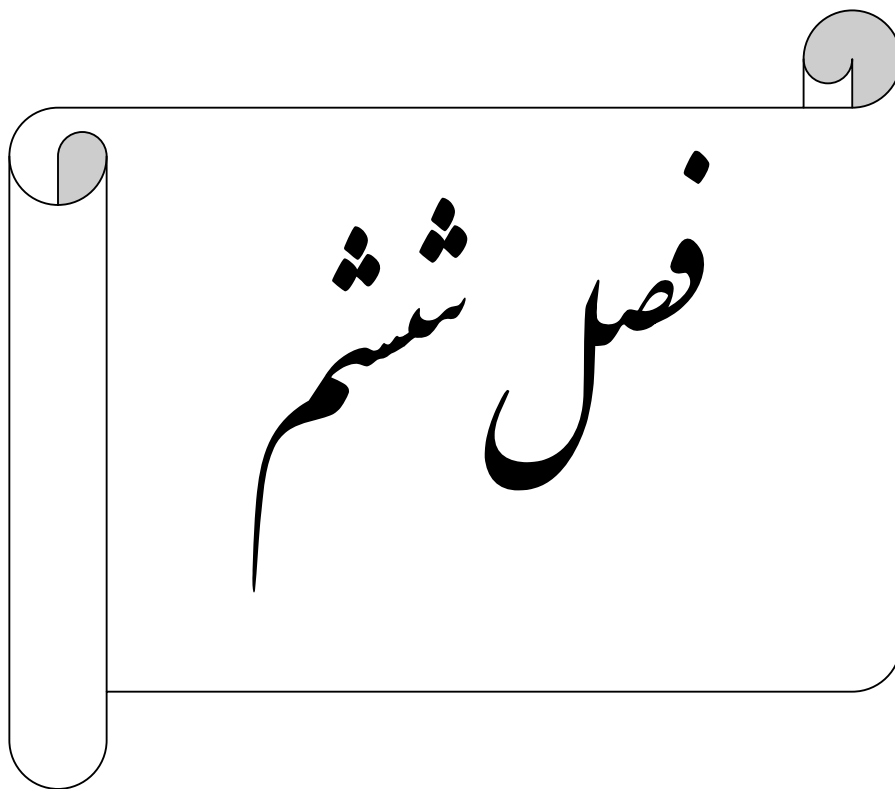
شکل (۴۷-۵): ولتاژهای (بدون فیلتر) ورودی موتور القایی دو فاز در حالت باردار



شکل (۴۷-۴): جریان‌های استاتور موتور القایی در حالت باردار



شکل (۴-۴۸): جریان‌های روتور موتور القایی در حالت بارداری



نتیجہ گیری و پیشہ دات

۱-۶ نتیجه گیری

در این پروژه برای تولید ولتاژ دو فاز تمامی حالتی که می توان با مبدل ماتریسی ولتاژ دو فاز تولید کرد ارائه شد.

مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) سه فاز به دو فاز به دو صورت دو پایه و سه پایه ارائه شد، در مدل سه پایه هدف افزایش ولتاژ و جدا کردن زمین ورودی و خروجی بود اما با توجه نتایجی که در فصل قبل آورده شد، درصد هارمونیک ولتاژها و جریانها در حالت دوپایه به صورت $THD_{I_{o1}} = 4.7434\%$, $THD_{V_{o2}} = 7.2687\%$, $THD_{I_{o1}} = 0.9299\%$, $THD_{I_{o2}} = 0.5083\%$ می باشد در

صورتی که درصد هارمونیک ولتاژها و جریانها در حالت سه پایه $THD_{V_{o1}} = 7.9950\%$, $THD_{V_{o2}} = 9.9554\%$, $THD_{I_{o1}} = 1.2001\%$, $THD_{I_{o2}} = 1.0148\%$

می باشد. در حالت سه پایه دو سوئیچ هم نسبت به دو پایه بیشتر است و تلفات سوئیچینگ بیشتر دارد با این توضیحات به نظر می رسد که مبدل ماتریسی دو پایه نسبت به سه پایه بهتر باشد.

مبدل ماتریسی غیر مستقیم مشکل کموتاسیون مبدل ماتریسی متداول (مستقیم) را ندارد. در مبدل غیر مستقیم در سمت خط از مدل سوئیچهای کاهش یافته استفاده شده است این مدل از نظر تلفات سوئیچینگ خیلی کمتری نسبت به حالت عادی مبدل ماتریسی غیر مستقیم دارد ولی این مبدل همانطور که قبلاً گفته شد، فقط ضریب توان خاصی از خروجی را جواب می دهد، اگر مقدار سلف زیاد باشد در لینک DC مبدل اضافه ولتاژ زیادی دیده می شود و ولتاژهای خروجی هم به شدت خراب می شود.

برای کنترل سرعت موتور القایی به دلیل نتایج مشابه فقط نتایج مربوط به یکی از مبدلها که به موتور وصل شده، آورده شده است.

۲-۶ پیشنهادات

✓ تکمیل کار عملی

✓ طراحی سیستم کنترلی حلقه بسته و بررسی حالت‌های دینامیکی سیستم
برای کنترل بهتر موتور که بتوان کنترل فرکانس هم داشته باشیم بهتر است از کنتر حلقه بسته
استفاده کرد. در این پایان نامه کنترل موتور فقط با کنترل ولتاژ ورودی موتور بوده است.

پیوست

طراحی فیلتر ورودی

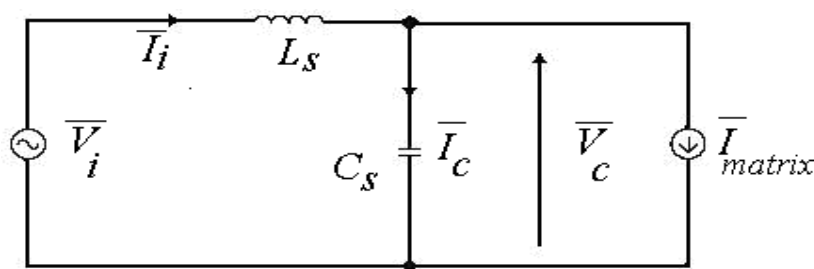
۱. طراحی فیلتر ورودی

همانطور که در فصل دوم گفته شد طراحی فیلتر ورودی مبدل ماتریسی مستقیم و غیرمستقیم مشابه می‌باشد. فیلتر ورودی بین مبدل ماتریسی و منبع ورودی قرار گرفته و مانع از تزریق هارمونیک‌های جریان ناشی از عمل کلیدزنی به منبع ورودی می‌شود. ماتریس مدولاسیون یک مبدل ماتریسی ایده‌آل را می‌توان به گونه‌ای طراحی کرد که ضریب قدرت ورودی مبدل ماتریسی برابر با یک گردد. در حالتی که فیلتر ورودی برای حذف اعوجاج‌های جریان ورودی به کار برده شده است، یک اختلاف فاز میان جریان و ولتاژ ورودی ایجاد می‌کند، این اختلاف فاز وابسته به جریان خروجی مبدل می‌باشد. بنابراین هنگام طراحی فیلتر ورودی باید با توجه به حداکثر جریان بار، اختلاف فاز ایجاد شده توسط فیلتر ورودی از یک مقدار خاص (به طور مثال ۵ درجه) کمتر باشد.

با توجه به اینکه روش‌های کنترل مبدل‌های ماتریسی این امکان را فراهم می‌کنند که ضریب توان ورودی مبدل ماتریسی برابر با یک گردد، لازم است فیلتر ورودی به صورتی طراحی شود که اختلاف فاز ایجاد شده توسط آن حداقل باشد. میزان اختلاف فاز جریان ورودی نسبت به ولتاژ ورودی وابسته به مقدار جریان خروجی مبدل ماتریسی است [۳۹] و [۴۰].

فرض کنید حداکثر اختلاف فازی که فیلتر ورودی مجاز است میان ولتاژ و جریان ورودی ایجاد کند برابر با ۵ درجه باشد (یاد آوری می‌شود که حداکثر نسبت تبدیل ولتاژ در مبدل ماتریسی یعنی $\frac{\sqrt{3}}{2}$ زمانی بدست می‌آید که اختلاف فاز ولتاژ و جریان ورودی صفر باشد) بنابراین فیلتر ورودی باید

به صورتی طراحی شود که $\phi \leq 5^\circ$ باشد.



شکل ۱: مدار معادل تک فاز فیلتر ورودی

همانطور که در شکل ۱ دیده می‌شود برای طراحی فیلتر ورودی، مبدل ماتریسی به صورت یک منبع جریان در نظر گرفته شده است، ابتدا باید ولتاژ خازن را بدست آورد.

$$\bar{V}_c = \bar{V}_i - jL\omega_r \bar{I}_i \quad (1)$$

$$\omega_r = 2 \times \pi \times 50$$

$$\bar{V}_c = \sqrt{|\bar{V}_i|^2 + |\omega_r \cdot L \cdot \bar{I}_i|^2} e^{-j \arctg \frac{\omega_r L_s \bar{I}_i}{\bar{V}_i}} \quad (2)$$

ارتباط میان جریان مبدل ماتریسی $\bar{I}_{matrix}$ و جریان ورودی $\bar{I}_i$ اینگونه بدست می‌آید [۴۰].

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

حال ضریب جابه‌جایی مبدل ماتریسی با استفاده از معادلات ۲ و ۳ به صورت زیر بدست آمده و باید کمتر از ۵ درجه باشد.

$$-\arctg \frac{\omega_r \cdot L_s \cdot \bar{I}_i}{\bar{V}_i} + \arctg \frac{\omega_r \cdot C_s \cdot \bar{V}_i}{\bar{I}_i \cdot (1 - \omega_r^2 \cdot L_s \cdot C_s)} < 5^\circ \quad (4)$$

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

$$C_s < \frac{tg(5^\circ + \arctg(\frac{\omega_r L_s \bar{I}_i}{\bar{V}_i}))}{\omega_r \bar{V}_i} [1 - \frac{\omega_r^2}{\omega_c^2}] \cdot \bar{I}_i \quad (5)$$

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

$$\arctg \frac{\omega_r L_s \bar{I}_i}{\bar{V}_i} \ll 5 \quad (6)$$

با توجه به روابط ۷ و ۸ مقدار خازن وابسته به دامنه جریان ورودی و توان مطلوب خروجی می‌باشد. این مقادیر بویژه زمانی مهم می‌باشند که جریان ورودی مبدل ماتریسی مقدار کمی دارد. در رابطه ۹ با توجه به مقادیر داده شده برای ω_r ، V_{im} و P_{out} محدوده مجاز ظرفیت خازن به صورت زیر نشان داده شده است.

$$C_s < \frac{tg(5)}{\omega_r \cdot \bar{V}_i} \cdot \bar{I}_i \quad (7)$$

$$C_s < \frac{tg(5)}{3\omega_r V_{rms}^2} \times P_{out} \quad (8)$$

با توجه به ولتاژ مؤثر فاز ورودی (۲۲۰/√۳) و توان خروجی ۷/۴۶ kVA مقدار خازن فیلتر ورودی عبارتست از:

$$C_s < 47 \times 10^{-6} F \quad (9)$$

مقدار اندوکتانس فیلتر با استفاده از رابطه الف-۱۰ بدست می‌آید.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (10)$$

از آنجا که فرکانس قطع فیلتر باید از ۱۰ برابر فرکانس منبع ورودی یعنی ۵۰۰ هرتز بزرگتر باشد با انتخاب فرکانس قطع ۲۰۰۰ هرتز مقادیر اندوکتانس و کاپاسیتانس فیلتر ورودی عبارتند از :

$$\begin{aligned} L_s &= 200 \times 10^{-6} H \\ C_s &= 30 \times 10^{-6} F \end{aligned} \quad (11)$$

مراجع

- [1] L.Malesoni, L.Rossetto, P.Tenti and P.Tornasin, "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link", IEEE Trans. On industry Applications, vol. 31, No.2, 1995, pp. 287-292.
- [2] J.Kim and S.Sul, "New control scheme for AC-DC-AC converter without DC-Link electrolytic capacitor", PESC, pp. 388-396, 1993.
- [3] T. H. Barton, "Rectifiers, Cycloconverters, and AC Controllers", Oxford University Press, 1994.
- [4] Patrick W. Wheeler, Jose Rodriguez, J. C. Clare, Lee Empringham, and Alejandro Weinstein, "Matrix converters: A technology review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, No. 2, 2002, pp. 276 – 288.
- [5] Patrick W. Wheeler, Jon C. Clare, Lee Empringham, and Michael Bland, "Matrix Converters", Power Engineering Journal, vol. 16, Issue: 6, pp. 273 - 282 ,2002.
- [6] K. G. Kerris , P. W. Wheeler , J. C. Clare and L. Empringham, "Implementation of A matrix Converter Using P-Channel Mos-Controlled Thyristors", IEEE Power Electronic and Variable Speed Drive Conference, No. 475, pp. 35-39, 2000.
- [7] L. Empringham, P. W. Wheeler and J.C. Clare, "Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-Directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Techniques", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 707-713, 1998.
- [8] A.Alesina and M.Venturini, "Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol. CAS-28, No. 4,1981, pp. 319-330.
- [9] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory", IEEE Transactions on Power Electron, vol. 7, No. 1, 1992, pp. 240-250.
- [10] A. Alesina and M. Venturini, "The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor", Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, vol.1, pp. 242-252, 1980.
- [11] P. Nielsen, F. Blabber and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives", in IEEE Trans.On Industry Applications, Vol. 35, No. 5, 1999, pp. 1150-1161.
- [12] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. On Industry Application, Vol. 31, No. 6, 1995, pp. 1234-1246.

- [13] P. Mustschler, and M. Marcks, "A direct control method for matrix converters", IEE Trans. On Industrial Electronics, vol.49, No.2, 2002, pp.362-369.
- [14] P. Ziogas, Y. Kang, V. Stefanovic, "Rectifier-inverter frequency changers with suppressed DC link components", In proceedings of IEEE IAS, pp.1180-1189, 1985.
- [15] K. Iimori, K. Shinohara, O. Tarumi, Z. Fu, and M. Muroya, "New current-controlled PWM rectifier- voltage source inverter without DC link components", Proc. Conf. Rec. PCC, vol. 2, pp.783-786,1997.
- [16] M. Muroya, K. Shinohara, K. Iimori, and H. Sako, "Four-step commutation strategy of PWM rectifier of converter circuit without DC link components for induction motor drives", Proc. IEEE IEMDC, 2001, pp. 770-772.
- [17] J. Holtz, and U. Boelkens, "Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable motors", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 36, No.4, 1989, pp.475-479.
- [18] L. Wei, T. A. Lipo, "A novel matrix converter topology with simple commutation", in Proceedings of the IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 3, 2001, pp. 1749–1754.
- [19] L. Wei, T. A. Lipo, and C. Ho, "Matrix converter topologies with reduced number of switches", Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 57, 2002.
- [20] M. Jussila, M. Salo, H. Tuusa, "Induction motor drive fed by a vector modulated indirect matrix converter", Power Electronics Specialists Conference, vol. 4, pp. 2862 – 2868, 2004.
- [21] L. Gyugyi and B. Pelly, "Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications" John Wiley and Sons, 1976.
- [22] M. Venturini, and S. M. Cuk, "A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements", in Proceeding Powercon 7, San Diego, pp. 1 - 15, 1980.
- [23] G. Roy, L. Duguay, S. Manias, and G. E. April, "Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm", IEEE IAS Conference Record, pp. 889 - 898, 1987.
- [24] G. Roy and G. E. April, "Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm", IEEE PESC Conference Record, pp. 368 - 375, 1989.
- [25] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Some improved forced commutated cycloconverter structures," IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, vol. 1A-21, pp. 1242 - 1253.
- [26] P. D. Ziogas, S. I. Khan, and M. H. Rashid, "Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1986, vol. 1-33, pp. 271 – 280.

-
- [27] Hamid A.Toliyat and Steven Campbell, "DSP-BASED ELECTROMECHANICAL MOTION CONTROL", Boca Raton Landon New York Washinton, D.C, 2004.
 - [28] 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 TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, 2002, NO. 2, pp.370 - 381.
 - [29] Fang Lin Luo, Hong Ye, Muhammad Rashid "Digital Power Electronics and Application ", Elsevier (USA),2005.
 - [30] L. Wei, "The Development of Matrix Converters with Reduced Number of Switches", PhD thesis, University of Wisconsin, Madison, 2003
 - [31] C. Neft, "AC power supplied static switching apparatus having energy recovery capability", U.S patent 4 0697 230, 1986.
 - [32] D. Casadei, G. Serra and A. Tani, "Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters under Input/Output Unbalance", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 1, 1995, pp.457-462.
 - [33] S. J. Chapman BAE SYSTEMS Australia"Electric Machinery ", 2004 McGraw-Hill.
 - [34] Der-Fa Chen, Chin-Wen Liao, Kai-Chao Yao "Direct Torque Control for a Matrix Converter Based on Induction Motor Drive Systems", Innovative Computing, Information and Control International Conference pp. 101 - 101 , 2007.
 - [35] Kyo-Beum Lee and Frede Blaabjerg, "Simple Power Control for Sensorless Induction Motor Drives Fed by a Matrix Converter", IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 23, NO. 3, 2008, pp. 781 - 788.
 - [36] Sang shin Kwak, Hamid A. Toliyat, " Direct AC/AC Converters with 2 Legs and 3 Legs for Two-Phase Systems", Power Electronics Specialists Conference ,PP. 1-5, 2006.
 - [37] S. s. Kwak, H. A. Toliyat, "A Matrix Converter for Fault Tolerant Strategies and Two-Phase Machine Drives", Industrial Electronics Society Conference , vol.1, pp. 251 - 256,2002 .
 - [38] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery" IEEE Press power Engineering Society, 1986 .
 - [39] L. Huber and D. Borojevic, "Input filter Design of Forced Commutated Cycloconverters", 6th IEEE Electro technical Conference, pp. 1356-1359, 1991.
 - [40] S. F. Pinto and J. F. Silva, "Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converter", IEEE Power Electronic Specialists Conference, pp. 648-653, 2001.

Abstract

In recent years, matrix converters because of the vast benefits have been paid special attention. Among these advantages Adjustable input unit power factor, power transfer in both directions and form waves with a very high quality input and output, and also due to the absence of elements such as energy storage capacitors in the DC bus converters' matrix the possibility of making them into a compact circuit and there are small but. However, due to problems such as complex commutation complex circuit protection against voltage added, using the direct matrix converters in the industry until recently has been postponed. On the other hand, the ability to restore energy by the matrix converter, it is possible that more kinetic energy at the source to be returned in this case only the losses due to switch input is filtered as a result of using this converter in the drive Induction motors with high efficiency will be achieved.

Unlike the three-phase matrix converter three-phase and three phase matrix converter single phase to three phase matrix converter in phase two work less has been done so that this project, all states that can be the matrix converter, two-phase voltage produced, States that this is designed as two conventional three-phase matrix (direct) and indirect are. Each of these converters as well as two state and two tripod base design and methods of switching each one separately is also given. Due to losses in switching converters, high model with switches declined to reduce the switching losses is given so that the converter Rectifier side (the line) only three switches are used. Simulink MATLAB environment as a two-phase induction machine simulation and design of matrix converters for induction motor speed control system.

Key words: Matrix converter, three phase-two phase, two-phase inductive motor



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotics Engineering

Designing and implementation of a Three-phase to two-phase matrix converter for Induction motor drive

By:
Mostafa Rahideh

Under Supervision of:
Dr. Ali Dastfan

Consultant:
Dr. Heydar Toossian Shandiz

**June
2010**