

فهرست مطالب

شماره صفحه

عنوان

۷	فصل اول - مقدمه
۷	۱-۱- ضرورت موضوع پایان نامه
۸	۲-۱- مرور کارهای گذشته
۱۱	۳-۱- چارچوب پایان نامه
۱۲	فصل دوم - انواع مبدل‌های ماتریسی و روش‌های مدولاسیون آن‌ها
۱۲	مقدمه
۱۳	۱-۲- مبدل‌های AC/AC
۱۳	۲-۲- مبدل‌های ماتریسی مستقیم
۱۶	۱-۲-۲- مدولاسیون مبدل ماتریسی مستقیم
۱۶	۱-۲-۲-۱- ساده‌ترین تکنیک مدولاسیون
۱۸	۲-۲-۲- روش مدولاسیون Venturini
۱۹	۳-۲-۲- روش اسکالر
۲۰	۳-۲- مبدل ماتریسی غیر مستقیم
۲۲	۱-۳-۲- مدولاسیون مبدل ماتریسی غیرمستقیم
۲۲	۱-۳-۲-۱- مدولاسیون بردار فضایی قسمت اینورتر
۲۷	۲-۳-۲- مدولاسیون بردار فضایی قسمت یکسوکننده
۳۱	۳-۳-۲- مدولاسیون برای کل مبدل ماتریسی
۳۶	۴-۲- بیان دو روش دیگر مدولاسیون مبدل ماتریسی
۳۶	۱-۴-۲- روش کنترل مد لغزشی
۳۶	۱-۴-۲-۱- کنترل کننده ولتاژ خروجی
۳۸	۲-۴-۲- کنترل کننده جریان ورودی
۳۹	۳-۴-۲- انتخاب بردارهای حالت مناسب
۴۲	۲-۴-۲- روش کنترل مستقیم جریان
۴۷	۵-۲- ساختار مبدل ماتریسی با کاهش تعداد سوئیچ
۴۷	۱-۵-۲- کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل ماتریسی
۵۱	۲-۵-۲- مدولاسیون مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه
۵۲	۱-۲-۵-۲- نواحی ششگانه
۵۳	۲-۲-۵-۲- کنترل PWM بردار فضایی
۵۵	۳-۲-۵-۲- جریان لینک DC و ضریب توان طرف بار
۵۶	۴-۲-۵-۲- مدار کلمپ مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه
۵۸	۶-۲- شبیه سازی و نتایج

فصل سوم - کنترل مبدل ماتریسی در شرایط عدم تعادل ولتاژ ورودی.....	۶۹
مقدمه.....	۶۹
۱-۳- روش کنترل توان موثر لحظه‌ای (IEPC).....	۷۰
۱-۱-۳- کنترل توان موثر لحظه‌ای.....	۷۰
۲-۳- روش جبران‌سازی مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ.....	۷۳
۳-۳- روش جبران‌سازی با کنترل‌کننده منطق فازی.....	۷۸
۴-۳- روش جبران‌سازی فیدبک جریان مبتنی بر کنترل‌کننده PI.....	۸۰
۵-۳- روش پیشنهادی برای جبران‌سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی در خروجی با اصلاح q مبتنی بر کنترل‌کننده PI.....	۸۱
۶-۳- شبیه‌سازی و نتایج.....	۸۳
فصل چهارم - کنترل مستقیم شار و گشتاور با روش گام به گام به عقب انتگرالی.....	۹۹
مقدمه.....	۹۹
۱-۴- مدل دینامیکی موتور القایی.....	۱۰۰
۲-۴- کنترل برداری غیرمستقیم در دستگاه شار روتور.....	۱۰۱
۳-۴- کنترل مستقیم گشتاور و شار دور روتور با روش گام به گام به عقب انتگرالی.....	۱۰۳
۱-۳-۴- مفهوم روش گام به گام به عقب.....	۱۰۳
۲-۳-۴- تکنیک گام به گام به عقب انتگرالی.....	۱۰۳
۳-۳-۴- طراحی کنترل‌کننده.....	۱۰۴
۴-۴- شبیه‌سازی و نتایج.....	۱۰۷
فصل پنجم - نتیجه‌گیری و پیشنهادات.....	۱۱۴
۱-۵- نتیجه‌گیری.....	۱۱۴
۲-۵- پیشنهادات.....	۱۱۵
مراجع.....	۱۱۶

فهرست اشکال

عنوان	شماره صفحه
شکل ۱-۲: مبدل های AC/AC.....	۱۳
شکل ۲-۲: مبدل ماتریسی مستقیم.....	۱۴
شکل ۳-۲: محدودیت های سوئیچ زنی مبدل ماتریسی.....	۱۴
شکل ۴-۲: ولتاژ ورودی و خروجی با $q=0/5$	۱۸
شکل ۵-۲: ولتاژ ورودی و خروجی با $q=0/87$	۱۹
شکل ۶-۲: مبدل ماتریسی غیرمستقیم.....	۲۱
شکل ۷-۲: مدار معادل فاز A یک مبدل ماتریسی غیرمستقیم و مدار ساده شده آن.....	۲۲
شکل ۸-۲: قسمت اینورتر مبدل ماتریسی غیرمستقیم.....	۲۲
شکل ۹-۲: بردارهای ولتاژ خروجی قسمت اینورتر و سکتورهای کلیدزنی.....	۲۵
شکل ۱۰-۲: ایجاد بردار مرجع ولتاژ توسط بردارهای همجوار.....	۲۵
شکل ۱۱-۲: شش سکتور بردارهای ولتاژ خروجی.....	۲۶
شکل ۱۲-۲: قسمت یکسوکننده مبدل ماتریسی غیرمستقیم.....	۲۷
شکل ۱۳-۲: بردارهای جریان ورودی قسمت یکسوکننده و سکتورهای کلیدزنی.....	۲۹
شکل ۱۴-۲: ایجاد بردار مرجع جریان ورودی توسط بردارهای همجوار.....	۲۹
شکل ۱۵-۲: شش سکتور بردارهای ولتاژ ورودی.....	۳۱
شکل ۱۶-۲: ایجاد جفت V_1-I_1 به مدت $d_{\beta\gamma}$	۳۳
شکل ۱۷-۲: ایجاد جفت V_6-I_1 به مدت $d_{\alpha\gamma}$	۳۴
شکل ۱۸-۲: ایجاد جفت V_6-I_2 به مدت $d_{\alpha\delta}$	۳۴
شکل ۱۹-۲: ایجاد جفت V_1-I_2 به مدت $d_{\beta\delta}$	۳۴
شکل ۲۰-۲: ایجاد جفت V_0-I_0 به مدت d_0	۳۵
شکل ۲۱-۲: حالت های مختلف سوئیچ زنی مبدل ماتریسی از ترکیب حالت های مختلف قسمت اینورتر و یکسوکننده.....	۳۶
شکل ۲۲-۲: تقسیم بندی ولتاژ ورودی.....	۴۰
شکل ۲۳-۲: تقسیم بندی جریان خروجی.....	۴۰
شکل ۲۴-۲: بلوک دیاگرام کنترل مبدل ماتریسی با روش کنترل مد لغزشی.....	۴۲
شکل ۲۵-۲: ۱۸ بردار گروه ۳.....	۴۲
شکل ۲۶-۲: بلوک دیاگرام کلی روش کنترل مستقیم جریان.....	۴۶
شکل ۲۷-۲: ساختار مبدل ماتریسی مستقیم معمول.....	۴۷
شکل ۲۸-۲: ساختار مبدل ماتریسی دوبل.....	۴۸
شکل ۲۹-۲: ساختار مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچه.....	۴۹
شکل ۳۰-۲: فرآیند کاهش تعداد سوئیچ های روی یک ساق.....	۴۹
شکل ۳۱-۲: ساختار مبدل ماتریسی ۱۵ سوئیچه.....	۵۰
شکل ۳۲-۲: ساختار مبدل ماتریسی ۱۲ سوئیچه.....	۵۰
شکل ۳۳-۲: ساختار مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه.....	۵۱
شکل ۳۴-۲: مبدل ماتریسی ۹ سوئیچه.....	۵۱

- شکل ۲-۳۵: نواحی ششگانه ولتاژ ورودی..... ۵۲
- شکل ۲-۳۶: تقسیم‌بندی دوگانه در ناحیه ۲..... ۵۳
- شکل ۲-۳۷: بردار فضایی PWM برای اینورتر در $0 < \theta_o < \frac{\pi}{3}$ ۵۴
- شکل ۲-۳۸: ساختار مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ با مدار کلمپ..... ۵۶
- شکل ۲-۳۹: مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ زمانی که S_c روشن باشد..... ۵۷
- شکل ۲-۴۰: مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ زمانی که S_c خاموش باشد..... ۵۷
- شکل ۲-۴۱: بلوک دیاگرام مبدل ماتریسی مستقیم شبیه‌سازی شده..... ۵۸
- شکل ۲-۴۲: کنترل دامنه ولتاژ خروجی در فرکانس ۵۰ هرتز با مبدل ماتریسی..... ۵۹
- شکل ۲-۴۳: کنترل دامنه ولتاژ خروجی در فرکانس ۵۰ هرتز با مبدل AC/DC/AC..... ۶۱
- شکل ۲-۴۴: کنترل ولتاژ خروجی در دامنه و فرکانس ثابت با تغییر بار با مبدل ماتریسی..... ۶۴
- شکل ۲-۴۵: کنترل ولتاژ خروجی در دامنه و فرکانس ثابت با تغییر بار با مبدل AC/DC/AC..... ۶۶
- شکل ۲-۴۶: توان راکتیو منبع ولتاژ ورودی در شرایط تغییر بار تغذیه شده با مبدل ماتریسی..... ۶۸
- شکل ۳-۱: مبدل ماتریسی غیر مستقیم در روش کنترل توان موثر لحظه‌ای..... ۷۰
- شکل ۳-۲: دیاگرام برداری سه محوری به دو محوری..... ۷۱
- شکل ۳-۳: بلوک دیاگرام کنترل مبدل ماتریسی در شرایط عدم تعادل ولتاژهای ورودی به روش IEPIC..... ۷۲
- شکل ۳-۴: بلوک دیاگرام کل سیستم..... ۷۳
- شکل ۳-۵: مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ DBMC..... ۷۳
- شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام روش جبران‌سازی ولتاژ نامتعادل در مبدل DBMC..... ۷۵
- شکل ۳-۷: بلوک دیاگرام جبران‌سازی عدم تعادل ولتاژ ورودی بر اساس کنترل‌کننده فازی..... ۷۸
- شکل ۳-۸: بلوک دیاگرام کنترل فازی..... ۷۹
- شکل ۳-۹: بلوک دیاگرام سیمولینک روش جبران‌سازی براساس جبران‌کننده فازی..... ۷۹
- شکل ۳-۱۰: بلوک دیاگرام روش جبران‌سازی فیدبک جریان مبتنی بر کنترل‌کننده PI..... ۸۰
- شکل ۳-۱۱: بلوک دیاگرام سیمولینک روش جبران‌سازی جریان مبتنی بر کنترل‌کننده PI..... ۸۱
- شکل ۳-۱۲: بلوک دیاگرام محاسبه q در روش پیشنهادی..... ۸۱
- شکل ۳-۱۳: بلوک دیاگرام جبران‌سازی مبدل ماتریسی با منبع ولتاژ نامتعادل با روش پیشنهادی..... ۸۳
- شکل ۳-۱۴: ولتاژ نامتعادل ورودی..... ۸۴
- شکل ۳-۱۵: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس خروجی ۵۰ هرتز بدون جبران‌سازی..... ۸۶
- شکل ۳-۱۶: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس خروجی ۵۰ هرتز جبران‌سازی شده با روش مرجع [۴۸]..... ۸۷
- شکل ۳-۱۷: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس خروجی ۵۰ هرتز جبران‌سازی شده با روش پیشنهادی..... ۸۸
- شکل ۳-۱۸: کنترل فرکانس ولتاژ خروجی با دامنه ولتاژ ۱۵۰ ولت بدون جبران‌سازی..... ۹۰
- شکل ۳-۱۹: کنترل فرکانس ولتاژ خروجی با دامنه ولتاژ ۱۵۰ ولت جبران‌سازی شده با روش مرجع [۴۸]..... ۹۲
- شکل ۳-۲۱: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس ۵۰ هرتز با روش پیشنهادی و ولتاژ ورودی با هارمونیک پنجم..... ۹۳
- شکل ۳-۲۲: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس ۵۰ هرتز با روش پیشنهادی و ولتاژ ورودی با هارمونیک هفتم..... ۹۵
- شکل ۳-۲۳: کنترل دامنه ولتاژ خروجی با فرکانس ۵۰ هرتز با روش پیشنهادی در ولتاژ ورودی با هارمونیک پنجم و هفتم..... ۹۷

- شکل ۳-۲۰: کنترل فرکانس ولتاژ خروجی با دامنه ولتاژ ۱۵۰ ولت جبران‌سازی شده با روش پیشنهادی.....۹۲
- شکل ۴-۱: مدار معادل موتور القایی.....۱۰۰
- شکل ۴-۲: بلوک دیاگرام کنترل برداری غیرمستقیم در دستگاه شار روتور.....۱۰۱
- شکل ۴-۳: بلوک دیاگرام کنترل سرعت روتور و شار روتور براساس کنترل برداری غیرمستقیم.....۱۰۲
- شکل ۴-۴: کنترل گشتاور و شار روتور با روش کنترل برداری غیرمستقیم.....۱۰۹
- شکل ۴-۵: کنترل گشتاور و شار روتور با روش کنترل گام به گام به عقب.....۱۱۰
- شکل ۴-۶: کنترل سرعت و شار روتور با روش کنترل برداری غیرمستقیم.....۱۱۱
- شکل ۴-۷: کنترل سرعت و شار روتور با روش کنترل گام به گام به عقب.....۱۱۲

فهرست جداول

عنوان	شماره صفحه
جدول ۱-۲: ولتاژهای سه فاز خروجی در حالات مجاز مبدل ماتریسی.....	۱۵
جدول ۲-۲: حالت‌های سوئیچ‌زنی و بردارهای ولتاژ خروجی مربوط به قسمت اینورتر.....	۲۴
جدول ۳-۲: حالات سوئیچ‌زنی و بردارهای جریان ورودی مربوط به قسمت یکسوکننده.....	۲۸
جدول ۴-۲: ترتیب سوئیچ‌زنی زمانی که ولتاژ خروجی و جریان ورودی هر دو در سکتور صفر قرار دارند.....	۳۵
جدول ۵-۲: انتخاب بردار مناسب زمانی که ولتاژهای ورودی در سکتور Vi2 و Vi3 قرار دارند.....	۴۱
جدول ۶-۲: تولید بردار ولتاژ خروجی با توجه به سکتور ولتاژ ورودی.....	۴۳
جدول ۷-۲: جریان‌های سه فاز ورودی در حالات مجاز مبدل.....	۴۴
جدول ۸-۲: تولید بردار جریان ورودی با توجه به سکتور جریان خروجی.....	۴۶
جدول ۹-۲: پارامترهای مبدل ماتریسی.....	۵۸
جدول ۱-۳: عملکرد کنترل کننده فازی.....	۷۹
جدول ۲-۳: پارامترهای مبدل ماتریسی.....	۸۳
جدول ۳-۳: مقایسه THD جریان و ضریب توان ورودی در کنترل دامنه ولتاژ خروجی.....	۸۹
جدول ۴-۳: مقایسه THD جریان و ضریب توان ورودی در کنترل فرکانس ولتاژ خروجی.....	۸۹
جدول ۵-۳: مقایسه THD جریان و ضریب توان ورودی در کنترل دامنه ولتاژ خروجی با هارمونیک پنجم در ولتاژ ورودی.....	۹۴
جدول ۶-۳: مقایسه THD جریان و ضریب توان ورودی در کنترل دامنه ولتاژ خروجی با هارمونیک هفتم در ولتاژ ورودی.....	۹۶
جدول ۷-۳: مقایسه THD جریان و ضریب توان ورودی در کنترل دامنه ولتاژ خروجی با هارمونیک پنجم و هفتم در ولتاژ ورودی.....	۹۸
جدول ۱-۴: مشخصات موتور القایی.....	۱۰۷
جدول ۲-۴: مشخصات مبدل ماتریسی مستقیم.....	۱۰۸
جدول ۳-۴: مقایسه THD جریان ورودی و خروجی در کنترل گشتاور و شار روتور.....	۱۱۳
جدول ۴-۴: مقایسه THD جریان ورودی و خروجی در کنترل سرعت و شار روتور.....	۱۱۳

فصل اول

مقدمه

۱-۱- ضرورت موضوع پایان نامه

در سه دهه اخیر الکترونیک قدرت پیشرفت‌های زیادی در زمینه‌های صنعتی، اقتصادی، مصارف خانگی و ... داشته که می‌توان از این مجموعه کاربرد به کنترل روشنایی و گرمایش، منابع تغذیه AC و DC، درایو ماشین‌ها، جوشکاری برق و موارد بسیار دیگری اشاره کرد. انتظار می‌رود در آینده الکترونیک قدرت تاثیر روزافزونی در صنایع و مصارف انرژی داشته باشد. در دنیای الکترونیک قدرت درایوهای سرعت متغیر با سرعت زیاد در حال پیشرفت می‌باشند که این به دلیل رشد موتورهای چند فاز و نیاز به کنترل سرعت این موتورها در صنعت می‌باشد. درایوهای سرعت متغیر تحت تاثیر اجزا الکترونیک قدرت هنوز به تکامل نرسیده است. مبدل‌های الکترونیک قدرت نقش اساسی در درایوهای سرعت متغیر دارند که در بین این مبدل‌ها، مبدل ماتریسی با خصوصیتی از قبیل مدار قدرت ساده و کم حجم، تولید ولتاژ با دامنه و فرکانس دلخواه و جریان ورودی و خروجی سینوسی می‌تواند پیشرفت‌های زیادی در این زمینه ایجاد کند. مبدل ماتریسی به دلایلی از جمله روش کنترل پیچیده، حفاظت نامناسب در اضافه ولتاژ، پایداری نامناسب کموتاسیون سوئیچ‌های دو جهته در اغتشاشات ولتاژ ورودی و تلفات توان در نیمه‌هادی‌ها کمتر در صنعت استفاده می‌شد که در سال‌های اخیر تحقیقات زیادی بر روی مبدل‌های ماتریسی انجام شده است تا مشکلات پیش روی این مبدل‌ها برای استفاده بیشتر در صنعت مرتفع گردد [۱]-[۵].

۱-۲- مرور کارهای گذشته

مبدل ماتریسی یک مبدل با کموتاسیون اجباری می‌باشد که از مجموعه‌ای از سوئیچ‌های کنترل شده دوجته به عنوان المان‌های اصلی برای تولید ولتاژ خروجی با فرکانس‌های دلخواه تشکیل شده است. این مجموعه نیاز به هیچ‌گونه لینک DC و المان بزرگ ذخیره کننده انرژی ندارد. المان اصلی در مبدل ماتریسی سوئیچ‌های کنترل شده دوجته چهارربعی می‌باشد. در ابتدا در این مبدل‌ها از ترستور با کموتاسیون اجباری برای پیاده‌سازی سوئیچ‌های کنترل شده دوجته استفاده می‌شد [۶]، [۷]. با این روش مدار قدرت پرحجم می‌شد و عملکرد آن بسیار ضعیف بود.

پس از آن استفاده از ترانزیستورهای قدرت برای پیاده‌سازی سوئیچ‌های دوجته مبدل‌های ماتریسی مورد توجه بیشتری قرار گرفتند [۸]، [۹]. با این وجود پیشرفت اصلی در زمینه مبدل‌های ماتریسی پس از انتشار مقاله آلسینا^۱ و ونترونی^۲ در سال ۱۹۸۰ به وجود آمد [۱۰]، [۱۱]. در این مقالات، مدار قدرت مبدل به صورت ماتریسی از کلیدهای دوجته ارائه شد و نام مبدل ماتریسی روی آن قرار گرفت. روش مدولاسیونی که توسط آنها ارائه گردید به روش مستقیم معروف است. این روش بر پایه تخمین تابع انتقال ورودی و خروجی می‌باشد.

تکنیک کنترلی متفاوت دیگری بر پایه لینک DC فرضی در سال ۱۹۸۳ توسط رودریگز^۳ ارائه شد [۱۲]. این روش سوئیچ‌زنی به گونه‌ای انجام می‌شود که هر خط خروجی با مدولاسیون PWM بین مثبت-ترین و منفی‌ترین خط ورودی وصل می‌شود (همان‌گونه که در اینورتر منبع ولتاژ انجام می‌شد) این روش به روش غیر مستقیم معروف است. در سال‌های ۱۹۸۶-۱۹۸۵، زیوگاس^۴ و همکارانش در مقالات [۱۳] و [۱۴] به بررسی روش ارائه شده توسط رودریگز پرداختند و توصیف ریاضی دقیقی از آن ارائه کردند. در سال ۱۹۸۳، براون^۵ [۱۵] و در سال ۱۹۸۵ کاستنر^۶ و رودریگز [۱۶] به بررسی روش کنترل بردارهای فضایی در مبدل‌های ماتریسی پرداختند. پس از آن هابرتال^۷ اولین سری از مقالات خود در زمینه مدولاسیون بردارهای فضایی (SPVM^۸) را روی مبدل‌های ماتریسی پیاده‌سازی کرد [۱۷]-[۲۱]. در [۲۲]-[۲۵] روش‌های مدولاسیون مبدل‌های ماتریسی مستقیم و غیرمستقیم مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. به طور کلی روش‌های مدولاسیونی که بر پایه روش ونترونی می‌باشند به روش مستقیم معروف هستند و روش‌های مبتنی بر لینک DC فرضی به روش غیر مستقیم معروفند.

کموتاسیون هم‌زمان سوئیچ‌های کنترل شده دوجته بدون تخلیه‌های الکتریکی ناشی از اضافه ولتاژ و اضافه جریان که باعث تخریب سوئیچ‌ها می‌گردد غیرممکن بود. این معایب باعث شد که پیاده‌سازی عملی مبدل ماتریسی دشوارتر گردد. خوشبختانه این مشکل با روش‌های کموتاسیون چند مرحله‌ای که باعث عملکرد ایمن سوئیچ‌ها می‌شود حل شده است. از میان روش‌های کموتاسیون مناسب می‌توان به روشی که

¹ Alesina

² Venturini

³ Rodriguez

⁴ Ziogas

⁵ Braun

⁶ Kastner

⁷ Hubertul

⁸ Space-vector modulation

توسط بُرانی^۱ در سال ۱۹۸۹ ارائه شده اشاره کرد [۲۶]. از طرفی روش‌های کموتاسیون دیگری توسط زیگلر^۲ و همکارانش [۲۷] و [۲۸] و روش دیگری توسط ولر^۳ و همکارانش در سال ۱۹۹۸ ارائه شده است [۲۹]-[۳۱]. در [۳۲]-[۴۰] روش‌های مختلف کموتاسیون بیان شده است.

در سال ۲۰۰۲ لیپو^۴ و همکارانش موضوع کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل ماتریسی مطرح کردند [۴۱] و مبدل‌های ماتریسی ۱۵ و ۱۲ و ۹ سوئیچ را معرفی کردند و در [۴۲] به بیان روش مدولاسیون مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ پرداختند.

طرف بار مبدل ماتریسی به دلیل عدم حضور لینک DC تحت تاثیر مستقیم ولتاژ ورودی نامتعادل یا ولتاژ ورودی دارای اغتشاش قرار می‌گیرد که باعث ایجاد هارمونیک در جریان می‌شود. در این حالت عملکرد بار نیز دچار مشکل خواهد شد. اگر اثرات نامطلوب ولتاژ ورودی نامتعادل حذف گردد کاربرد این مبدل‌ها افزایش می‌یابد. تحقیقات زیادی به منظور کاهش اثرات ولتاژ نامتعادل ورودی انجام گرفته شده است. روش مدولاسیون دوطرفه برای مبدل غیرمستقیم که مبدل ماتریسی را به دو قسمت یکسوکنندگی و اینورتری تقسیم می‌کند در [۴۳] مطرح شده است. در این روش تعداد حالات سوئیچ‌زنی کاهش می‌یابد و یک روش جبران‌سازی با تغذیه پیشرو بر پایه اندازه‌گیری لحظه‌ای ولتاژ سه فاز ورودی برای غلبه بر ولتاژ نامتعادل ورودی به کار برده شده است.

در [۴۴] روش جبران‌سازی مبدل ماتریسی غیرمستقیم با استفاده از کنترل توان موثر لحظه‌ای بیان شده است که به توان اکتیو و راکتیو نیاز دارد. در هر لحظه، ولتاژهای سه فاز ورودی اندازه‌گیری شده و از روی آن‌ها جریان‌های مرجع مورد نیاز محاسبه می‌گردد.

عملکرد مبدل ماتریسی پل دوپل با منبع ولتاژ دارای اغتشاش در [۴۵] بررسی شده است. برای کاهش اثرات ولتاژ نامتعادل در بار، یک کنترل کننده تغذیه پیشرو به کار برده شده است. در ابتدا مولفه اصلی ولتاژ ورودی محاسبه می‌گردند، سپس سوئیچ‌زنی مناسب در مبدل طرف منبع اعمال می‌شود تا هارمونیک‌های خروجی را کاهش دهد.

در [۴۶] رفتار درایو موتور القایی با مبدل ماتریسی در شرایط ولتاژ ورودی غیر نرمال، ولتاژ غیرسینوسی و افت ولتاژ کوتاه مدت، مورد بررسی قرار گرفته شده است. از یک روش جبران‌سازی فیدبک مبتنی بر کنترل حلقه بسته جریان خروجی برای بهبود خروجی مبدل استفاده شده است. همچنین از یک جبران‌ساز تغذیه پیشرو^۵ برای اندازه‌گیری لحظه‌ای ولتاژ ورودی به منظور تضمین عملکرد درایو در شرایط غیرنرمال استفاده شده است.

در [۴۷] عملکرد مبدل ماتریسی مستقیم در شرایط عدم تعادل ولتاژ ورودی مورد مطالعه قرار گرفته است و یک روش جدید با استفاده از کنترل کننده منطق فازی توضیح داده شده است. در این روش از جریان برای کاهش تاثیر عدم تعادل ولتاژ ورودی استفاده می‌شود. در [۴۸] روش فوق بهبود پیدا کرده و به جای استفاده از کنترل کننده منطق فازی از یک کنترل کننده PI استفاده می‌شود.

¹ Burany

² Ziegler

³ Wheeler

⁴ Lipo

⁵ Feed-Forward Compensation

امروزه بیشتر تحقیقات بر روی جنبه‌های کاربردی و عملی مانند. پیاده‌سازی مطمئن روش‌های کموتاسیون، مسائل حفاظتی، پیاده‌سازی سوئیچ‌های دوجته و طراحی فیلترهای ورودی متمرکز شده‌اند.

با معرفی روش کنترل برداری^۱ (FOC) در اوایل دهه‌ی ۸۰ قرن بیستم [۴۹]، امکان کنترل مستقل شار و گشتاور تولیدی موتور همانند موتور DC فراهم گردید و تحویلی شگرف در طراحی و ساخت درایوهای القایی نسبت به نمونه‌های قبلی مبتنی بر روش کنترل اسکالری ایجاد شد. کنترل برداری این موتور در دستگاه‌های مختصات مرجع دو محوری متصل به بردار فضایی شار دور مغناطیسی روتور [۵۰]-[۵۱]، استاتور [۵۲]-[۵۳]، منتجه فاصله هوایی [۵۴] و نیز دستگاه مختصات مرجع عمومی [۵۵]-[۵۶] سنکرون با فرکانس تغذیه موتور، معرفی و پیاده‌سازی شده است. این روش‌ها علیرغم سرعت پاسخ‌دهی زیاد و قابل مقایسه با درایوهای DC، از مشکلاتی همچون محقق نشدن کنترل برداری در شرایط گذرای شار [۵۷]، وابستگی زیاد به پارامترهای الکتریکی موتور و محاسبات زیاد جهت انتقال معادلات از دستگاه ساکن متصل به استاتور، به دستگاه مرجع گردان و بالعکس رنج می‌برند [۵۸]. همچنین نیاز به رگولاتورهای جریانی در ساختار این کنترل کننده، تنظیم دقیق ضرایب آن را در نواحی مختلف مشکل می‌سازد.

تکنیک‌های کنترل مستقیم گشتاور^۲ (DTC) در دستگاه مرجع ساکن برای اولین بار توسط تاکاهاشی و به منظور رفع معایب کنترل برداری در دهه‌ی ۸۰ معرفی شد [۵۹]. در این روش، خطای تعقیب شار استاتور و گشتاور تولیدی موتور نسبت به مقادیر مرجع خواسته شده با انتخاب و اعمال بردار فضایی ولتاژ مناسب در یک باند هیستریزس محدود می‌گردد.

استفاده از تکنیک‌های کنترل غیرخطی در پیاده‌سازی کنترل برداری و کنترل مستقیم شار و گشتاور از حدود دهه ۹۰ رواج یافت و در حال حاضر بهترین گزینه برای کنترل درایوهای الکتریکی به‌نظر می‌رسند، چرا که با بهره‌گیری از این روش‌ها امکان از بین بردن نسبی معایب روش‌های متعارف، ضمن حصول محاسن آن‌ها وجود دارد.

در مرجع [۶۰]، کنترل مستقیم شار و گشتاور تولیدی موتور القایی با بهره‌گیری از یک کنترل کننده پیش‌بین زاویه‌ی شار دور استاتور برای بردار فضایی ولتاژ مرجع معرفی شده است. در این روش از یک اینورتر ولتاژ دو سطحی مدولاسیون بردار فضایی برای حالت‌های سوئیچ‌زنی اینورتر ولتاژ استفاده شده است.

در مرجع [۶۱]، یک کنترل کننده‌ی مبتنی بر خطی سازی ورودی-خروجی^۳ در دستگاه گردان متصل به بردار شار دور مغناطیسی روتور برای تنظیم مولفه‌های دو محوری جریان استاتور در دستگاه مزبور پیشنهاد شده است. در این روش کنترلی، مولفه‌های غیر ولتاژی موجود در مشتق بردار جریان استاتور به عنوان اغتشاش شناسایی شده و از روی ولتاژها و جریان‌های نمونه‌برداری شده بازسازی شده‌اند.

مرجع [۶۲]، یک کنترل کننده‌ی مود لغزشی^۴ (SM) برای کنترل مستقیم شار و گشتاور یک درایو القایی سه فاز را نشان می‌دهد که در دستگاه گردان سنکرون متصل به بردار فضایی شار دور استاتور پیاده‌سازی شده است.

¹ Field Orientation Control

² Direct Torque Control

³ Input-Output Feedback Linearization

⁴ Sliding-Mode

استفاده از تکنیک گام به گام به عقب تطبیقی^۱ در دستگاه گردان متصل به بردار شار دور مغناطیسی روتور در مرجع [۶۳] آورده شده است، که در آن علاوه بر تعیین قانون کنترل، اندازه گشتاور مکانیکی متصل به محور روتور و اتصال موازی مقاومت اهمی روتور و مقاومت مدل تلفات هسته نیز تخمین زده می‌شود. لازم به ذکر است که در تعیین قانون کنترل و قوانین تخمین، از مدل تقلیل یافته کنترل برداری موتور القایی استفاده شده که در شرایط گذرا صحیح نمی‌باشد.

در [۶۴] کنترل مستقیم گشتاور با روش خطی‌سازی-ورودی خروجی برای مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ و کنترل مستقیم گشتاور کلاسیک برای مبدل ماتریسی ۱۸ سوئیچ معمول مورد مطالعه قرار گرفته است.

۱-۳- چارچوب پایان نامه

در فصل دوم مبدل‌های ماتریسی مستقیم و غیر مستقیم و روش‌های مدولاسیون آن‌ها بررسی می‌گردد. سپس مراحل کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل ماتریسی شرح داده می‌شود و مبدل ماتریسی ۹ سوئیچ و روش مدولاسیون آن توضیح داده می‌شود. در پایان روش‌های کموتاسیون مبدل ماتریسی مورد مطالعه قرار می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی مبدل AC/DC/AC و مبدل ماتریسی مستقیم با روش مدولاسیون Venturini در قسمت شبیه‌سازی نشان داده می‌شود و با هم مقایسه می‌گردد.

در فصل سوم ابتدا روش‌های مدولاسیون مبدل ماتریسی مستقیم در شرایط عدم تعادل در ولتاژ ورودی بررسی می‌گردد و سپس روش جدید جبران‌سازی برای مبدل ماتریسی شرح داده می‌شود. در این روش بدون نیاز به سنسورهای ولتاژ و جریان در خروجی و فقط با تخمین ولتاژ خروجی و با استفاده از یک کنترل‌کننده PI خروجی مبدل ماتریسی متعادل می‌شود. در نهایت شبیه‌سازی برای حالت‌های مختلف نشان داده شده است.

در فصل چهارم روش‌های کنترل برداری و گام به گام به عقب برای کنترل سرعت و شار روتور توضیح داده می‌شود و نتایج شبیه‌سازی با منبع ولتاژ نامتعادل برای مقایسه دو روش آورده شده است. فصل پنجم به نتیجه‌گیری نهایی و ارائه‌ی پیشنهادات خواهد پرداخت.

¹ Adaptive Inegrotor Backstepping

فصل دوم

انواع مبدل ماتریسی و روش‌های مدولاسیون آن‌ها

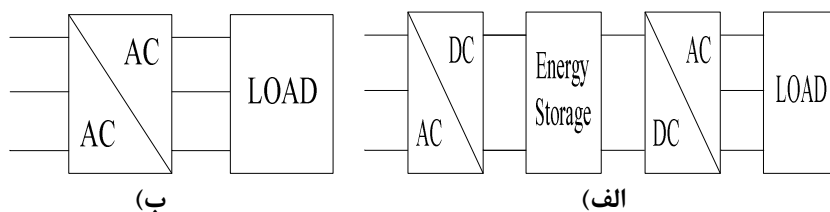
مقدمه

در این فصل در ابتدا مبدل‌های ماتریسی مستقیم و غیرمستقیم و روش‌های مدولاسیون آن‌ها مورد مطالعه قرار می‌گیرد. سپس تعداد سوئیچ‌های مبدل کاهش داده می‌شود تا مبدل ۹ سوئیچه و روش مدولاسیون آن بدست آید. روش‌های کموتاسیون مبدل‌های ماتریسی مستقیم نیز در این فصل بررسی می‌گردند. در پایان شبیه‌سازی برای مبدل AC/DC/AC (یکسوکننده-اینورتر) و مبدل ماتریسی با روش مدولاسیون Venturini انجام می‌شود و نتایج آن‌ها با هم مقایسه می‌گردد.

۱-۲- مبدل‌های AC/AC

در اغلب کاربردهای صنعتی مبدل‌های AC/AC مورد نیاز است. در این موارد مبدل توان را از شبکه دریافت می‌کند و به قسمت دیگری با دامنه و فرکانس و یا فاز مورد نیاز تحویل می‌دهد. مبدل‌های AC/AC به دو گروه مستقیم و غیرمستقیم تقسیم‌بندی می‌شوند. مبدل‌های غیرمستقیم شامل دو مبدل به همراه یک لینک DC بین دو مبدل می‌باشند. در این مبدل‌ها در ابتدا ورودی AC به DC و سپس از DC به AC با دامنه و فرکانس دلخواه تبدیل می‌شود. این مبدل در شکل (۱-۲-الف) نشان داده شده است. مبدل‌های این گروه به دو دسته مبدل‌های AC/DC/AC و مبدل‌های ماتریسی غیرمستقیم تقسیم می‌شوند. در مبدل‌های AC/DC/AC در قسمت لینک DC از خازن به عنوان المان ذخیره کننده انرژی استفاده می‌شود اما در مبدل‌های ماتریسی غیرمستقیم خازن لینک DC حذف می‌شود.

اما همان‌طور که در شکل (۱-۲-ب) مشاهده می‌شود لینک DC در مبدل‌های مستقیم وجود ندارد. مبدل‌های این گروه به سه دسته تقسیم می‌شوند. نوع اول جهت ایجاد ولتاژ با دامنه متفاوت استفاده می‌شوند. نوع دوم زمانی استفاده می‌شوند که فرکانس خروجی کمتر از فرکانس منبع باشد و به سیکلوکانورتر معروف است. نوع سوم مبدل‌های AC/AC مستقیم، به مبدل‌های ماتریسی معروفند و در این مبدل‌ها خروجی با دامنه و فرکانس دلخواه تولید می‌شود. در این فصل هدف بررسی کلی انواع متداول مبدل‌های ماتریسی و روش‌های مدولاسیون آن‌ها می‌باشد.

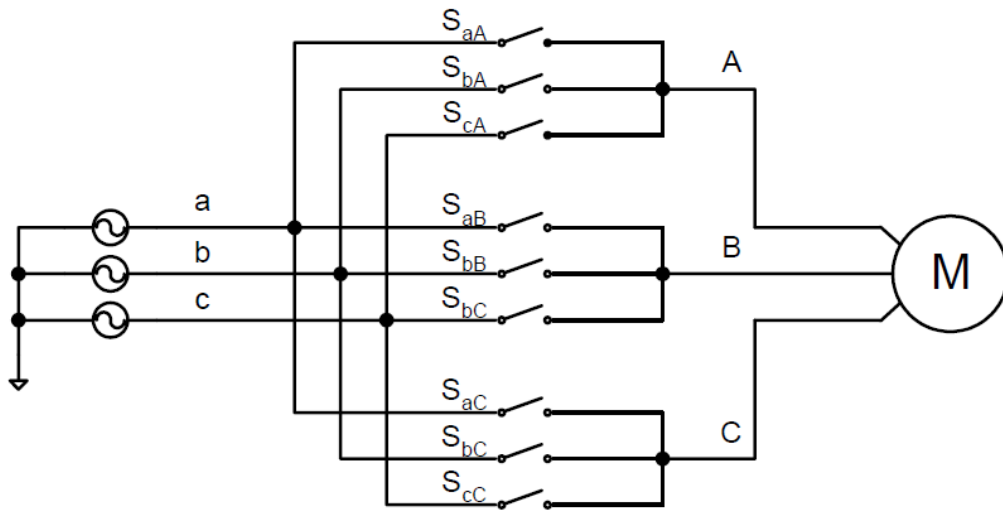


شکل ۱-۲: مبدل‌های AC/AC (الف) مبدل AC/AC غیرمستقیم (ب) مبدل AC/AC مستقیم

۲-۲- مبدل ماتریسی مستقیم

در کاربردهای صنعتی مبدل مطلوب مبدلی است که ولتاژی با دامنه و فرکانس دلخواه تولید کند و هم‌زمان دارای جریان ورودی سینوسی و ضریب توان ورودی واحد باشد. در سال‌های اخیر مبدل‌های ماتریسی به علت دارا بودن خصوصیات فوق مورد توجه زیادی قرار گرفته‌اند. همان‌طور که گفته شد در مبدل‌های ماتریسی علاوه بر مزایای فوق نیازی به المان ذخیره کننده انرژی نمی‌باشد و تنها از یک فیلتر ورودی کوچک برای حذف اثرات کلیدزنی استفاده می‌شود. با این وجود استفاده صنعتی از این مبدل‌ها به خاطر پیچیدگی روش‌های مدولاسیون مبدل‌های ماتریسی محدود می‌باشد.

در شکل (۲-۲) یک مبدل ماتریسی مستقیم مشاهده می‌شود. این مبدل ماتریسی شامل ۹ سوئیچ دو جهته است که می‌تواند هر یک از فازهای ورودی را به هر یک از فازهای خروجی متصل کند.



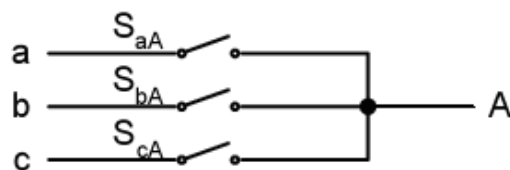
شکل ۲-۲: مبدل ماتریسی مستقیم

چون مبدل ماتریسی با منبع ولتاژ تغذیه می‌شود فازهای ورودی نباید اتصال کوتاه شوند و چون بار به طور معمول ماهیت سلفی دارد فازهای خروجی نیز نباید باز بمانند. این دو قانون برای سوئیچ‌های متصل به فاز A در شکل (۳-۲) نشان داده شده است. اگر حالات مختلف یک سوئیچ به صورت زیر تعریف شوند.

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{switch } S_{ij} \text{ closed} \\ 0 & \text{switch } S_{ij} \text{ open} \end{cases} \quad i = \{a, b, c\} \quad j = \{A, B, C\} \quad (1-2)$$

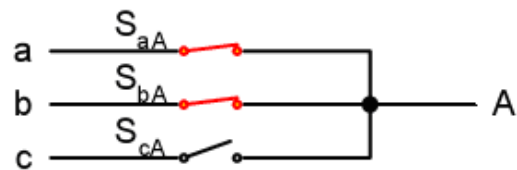
شکل کلی این دو قانون را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد.

$$S_{aj} + S_{bj} + S_{cj} = 1 \quad j = \{A, B, C\} \quad (2-2)$$



Output phase A is open

(ب)



Input phase a & b are short

(الف)

شکل ۳-۲: محدودیت‌های سوئیچ‌زنی مبدل ماتریسی الف) دو فاز ورودی اتصال کوتاه شده است ب) فاز خروجی مدار باز شده است

با توجه به این دو قانون تعداد حالات مجاز کلیدزنی به ۲۷ حالت کاهش می‌یابد و هر حالت را می‌توان توسط یک کد سه رقمی تعریف کرد. در حقیقت کد سه رقمی به این صورت تعریف می‌شود که کدام فاز خروجی به کدام فاز ورودی وصل می‌شود. به عنوان مثال کد aba نشان می‌دهد که خروجی A به ورودی a و خروجی B به ورودی b و خروجی C به ورودی a متصل می‌شود. این ۲۷ حالت مجاز در جدول (۱-۲) نشان داده شده است.

جدول ۱-۲: ولتاژهای سه فاز خروجی در حالات مجاز مبدل ماتریسی

حالت	گروه	ولتاژهای سه فاز خروجی			اندازه ولتاژ خروجی	زاویه ولتاژ خروجی
		V_A	V_B	V_C		
۱	۱	V_a	V_b	V_c	$ V_i $	$\angle V_i$
۲		V_c	V_a	V_b	$ V_i $	$\angle V_i + \frac{2\pi}{3}$
۳		V_b	V_c	V_a	$ V_i $	$\angle V_i + \frac{4\pi}{3}$
۴	۲	V_a	V_c	V_b	$ V_i $	$-\angle V_i$
۵		V_b	V_a	V_c	$ V_i $	$-\angle V_i + \frac{2\pi}{3}$
۶		V_c	V_b	V_a	$ V_i $	$-\angle V_i + \frac{4\pi}{3}$
۷	۳	V_a	V_b	V_b	$\frac{2}{3}V_{ab}$	0
۸		V_b	V_c	V_c	$\frac{2}{3}V_{bc}$	0
۹		V_c	V_a	V_a	$\frac{2}{3}V_{ca}$	0
۱۰		V_a	V_a	V_b	$\frac{2}{3}V_{ab}$	$\frac{\pi}{3}$
۱۱		V_b	V_b	V_c	$\frac{2}{3}V_{bc}$	$\frac{\pi}{3}$
۱۲		V_c	V_c	V_a	$\frac{2}{3}V_{ca}$	$\frac{\pi}{3}$
۱۳		V_b	V_a	V_b	$\frac{2}{3}V_{ab}$	$\frac{2\pi}{3}$
۱۴		V_c	V_b	V_c	$\frac{2}{3}V_{bc}$	$\frac{2\pi}{3}$
۱۵		V_a	V_c	V_a	$\frac{2}{3}V_{ca}$	$\frac{2\pi}{3}$
۱۶		V_b	V_a	V_a	$\frac{2}{3}V_{ab}$	π
۱۷		V_c	V_b	V_b	$\frac{2}{3}V_{bc}$	π
۱۸		V_a	V_c	V_c	$\frac{2}{3}V_{ca}$	π
۱۹	V_b	V_b	V_a	$\frac{2}{3}V_{ab}$	$\frac{4\pi}{3}$	

۲۰		V_c	V_c	V_b	$\frac{2}{3}V_{bc}$	$\frac{4\pi}{3}$
۲۱		V_a	V_a	V_c	$\frac{2}{3}V_{ca}$	$\frac{4\pi}{3}$
۲۲		V_a	V_b	V_a	$\frac{2}{3}V_{ab}$	$\frac{5\pi}{3}$
۲۳		V_b	V_c	V_b	$\frac{2}{3}V_{bc}$	$\frac{5\pi}{3}$
۲۴		V_c	V_a	V_c	$\frac{2}{3}V_{ca}$	$\frac{5\pi}{3}$
۲۵	۴	V_a	V_a	V_a	0	0
۲۶		V_b	V_b	V_b	0	0
۲۷		V_c	V_c	V_c	0	0

۲-۲-۱- مدولاسیون مبدل ماتریسی مستقیم

۲-۲-۱-۱- ساده‌ترین تکنیک مدولاسیون [۲۲]

در مبدل ماتریسی هدف بدست آوردن ولتاژ خروجی سینوسی و جریان ورودی سینوسی می‌باشد برای این منظور ولتاژ ورودی و جریان خروجی مطابق روابط زیر می‌باشند.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (۳-۲)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \Phi_0) \\ \cos(\omega_o t + \Phi_0 + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \Phi_0 + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (۴-۲)$$

در روابط فوق V_{im} دامنه ولتاژ ورودی، I_{om} دامنه جریان خروجی، ω_i فرکانس زاویه‌ای ورودی و ω_o فرکانس زاویه‌ای خروجی می‌باشند. ولتاژهای خروجی و جریان‌های ورودی را مطابق روابط (۲-۵) و (۲-۶) در نظر گرفته می‌شود.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = q V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = q \frac{\cos(\Phi_o)}{\cos(\Phi_i)} I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \Phi_i) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \Phi_i + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (۶-۲)$$

در روابط (۵-۲) و (۶-۲)، q نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی است. ماتریس مدولاسیون $M(t)$ را به گونه‌ای محاسبه می‌شود تا رابطه (۷-۲) را برآورده نماید.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{bA} & m_{cA} \\ m_{aB} & m_{bB} & m_{cB} \\ m_{aC} & m_{bC} & m_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۷-۲)$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M(t)]^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}$$

بر این اساس دو ماتریس مدولاسیون مجزا به دست می‌آید.

$$M_1 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad \omega_m = (\omega_o - \omega_i) \quad (۸-۲)$$

$$M_2 = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t) \\ 1+2q\cos(\omega_m t - 4\pi/3) & 1+2q\cos(\omega_m t) & 1+2q\cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \omega_m = (\omega_o + \omega_i) \quad (۹-۲)$$

در معادله (۸-۲)، $\Phi_i = \Phi_o$ فرض می‌گردد و در حقیقت فازهای ورودی و خروجی هم فاز می‌شوند. در معادله (۹-۲)، $\Phi_i = -\Phi_o$ فرض می‌گردد و در حقیقت فازهای ورودی و خروجی دارای فاز مخالف می‌شوند. با این روش می‌توان ضریب توان‌های مختلف را ایجاد کرد.

با ترکیب روابط (۸-۲) و (۹-۲) ماتریس مدولاسیون برای کنترل ضریب توان ورودی بدست می‌آید.

$$M(t) = \alpha_1 M_1(t) + \alpha_2 M_2(t) \quad , \quad \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (۱۰-۲)$$

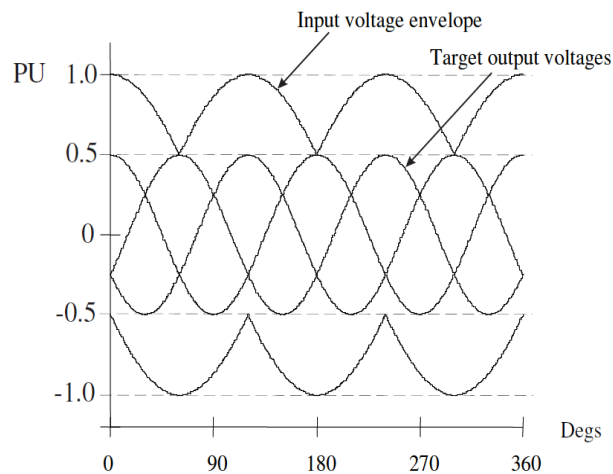
بدون توجه به ضریب توان بار می‌توان با تنظیم α_1 و α_2 ضریب توان ورودی را کنترل کرد به طور مثال اگر $\alpha_1 = \alpha_2$ باشد، ضریب توان ورودی واحد می‌شود. همچنین با تغییر α_1 و α_2 می‌توان حالت‌های پیش‌فازی و پس‌فازی را تنظیم کرد.

اگر $\alpha_1 = \alpha_2$ باشد درایه‌های ماتریس مدولاسیون با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شوند.

$$m_{Kj} = \frac{t_{Kj}}{T_s} = \frac{1}{3} \left(1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} \right) \quad , \quad K = A, B, C \quad , \quad j = a, b, c \quad (۱۱-۲)$$

V_{im} متوسط ولتاژ ورودی می‌باشد.

با استفاده از این روش همانگونه که در شکل (۴-۲) نشان داده شده است حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی، q ، ۵۰٪ می‌باشد. به همین دلیل این روش در مسائل عملی کاربرد کمتری دارد.



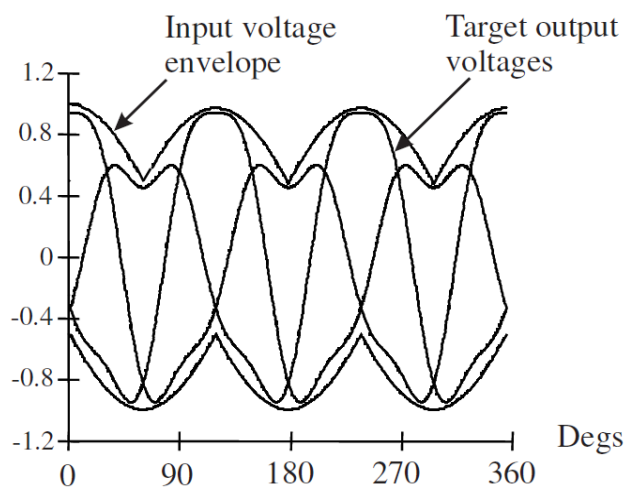
شکل ۲-۴: ولتاژ ورودی و خروجی با $q=0/5$ [۲۲]

۲-۲-۱-۲-۲ روش مدولاسیون Venturini [۲۲]

همانطور که در روش قبل توضیح داده شد حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی ۵۰٪ می‌باشد. برای رفع این مشکل ولتاژ خروجی مطلوب را به صورت ترکیبی از هارمونیک سوم فرکانس ولتاژهای ورودی و خروجی در نظر می‌گیریم.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \end{bmatrix} \quad (۱۲-۲)$$

در این حالت حداکثر نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی ۸۶٪ می‌شود که در شکل (۲-۵) نشان داده شده است.



شکل ۲-۵: ولتاژ ورودی و خروجی با $q=0.87$ [۲۲]

الگوریتم کلی که توسط Venturini ارائه شد که برای تنظیم ضریب توان‌های مختلف استفاده می‌شد. این الگوریتم برای تنظیم ضریب توان واحد در ورودی بسیار ساده‌تر می‌شود و به صورت معادله (۱۳-۲) در می‌آید.

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_J}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (13-2)$$

$$K = A, B, C \quad , \quad J = a, b, c \quad , \quad \beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

۲-۲-۱-۳- روش اسکالر^۱

روش اسکالر در سال ۱۹۸۷ مطرح شد. زمان عملکرد هر کدام از سوئیچ‌ها توسط روابط زیر محاسبه می‌شود.

$$m_{Lj} = \frac{(V_j - V_M) V_L}{1.5 V_{im}^2}$$

$$m_{Kj} = \frac{(V_j - V_M) V_K}{1.5 V_{im}^2} \quad j = a, b, c \quad (14-2)$$

$$m_{Mj} = 1 - (m_{Lj} + m_{Kj})$$

¹ Scaler Method

زیر نویس M به ولتاژ ورودی که علامتش با دو ولتاژ دیگر متفاوت است اشاره می‌کند. زیرنویس L بین دو ولتاژ ورودی با دامنه هم علامت، آن را که دامنه‌اش کوچک‌تر است نشان می‌دهد و ولتاژ سوم را با زیرنویس K نمایش می‌دهد. V_j ولتاژ خروجی مطلوب می‌باشد. در روش اسکالر می‌توان از رابطه (۲-۱۵) برای زمان عملکرد سوئیچ‌ها استفاده کرد.

$$m_{KJ} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t + \beta_k) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (۲-۱۵)$$

$$K = A, B, C \quad , \quad J = a, b, c \quad , \quad \beta_K = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

۲-۳- مبدل ماتریسی غیرمستقیم [۲۳]

موضوع اصلی در مبدل ماتریسی این است که ولتاژهای خروجی از ولتاژهای ورودی و جریان‌های ورودی از جریان‌های خروجی تولید می‌شود. بر این اساس می‌توان مبدل ماتریسی مستقیم را با یک ماتریس سه در سه مدل کرد. بنابراین ولتاژهای خروجی و جریان‌های ورودی در مبدل ماتریسی توسط ماتریس تابع انتقال T و ترانزاده آن T^T ایجاد می‌شود.

$$V_o = T * V_I$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۲-۱۶)$$

$$I_I = T^T * I_O$$

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (۲-۱۷)$$

در روابط بالا V_a و V_b و V_c ولتاژهای فاز ورودی و V_A و V_B و V_C ولتاژهای فاز خروجی و از طرفی I_a و I_b و I_c جریان‌های فاز ورودی و I_A و I_B و I_C جریان‌های فاز خروجی می‌باشند. اگرچه بعد از ارائه یک روش تحلیل ریاضی متمرکز توسط ونترونی در سال ۱۹۸۰ تکنیک‌های کلیدزنی متفاوت دیگری نیز ارائه شده است ولی در این بین روش کلیدزنی غیرمستقیم یکی از بهترین روش‌های شناخته شده می‌باشد. روش مدولاسیون غیرمستقیم برای اولین بار در سال ۱۹۸۹ توسط برویویچ^۱ و همکاران پیشنهاد شد. مدار مورد استفاده در این روش مداری شامل یک یکسوکنده و یک اینورتر است که مانند شکل (۲-۶) به هم متصل شده‌اند. این نوع از مبدل ماتریسی دارای قابلیت انتقال توان در هر دو طرف را دارد.

¹ Borojevic