



دانشگاه صنعتی مالک اشتر

مجمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

پایان نامه دوره‌ی کارشناسی ارشد مهندسی برق گرایش الکترونیک قدرت

تحلیل، شبیه سازی و مقایسه فنی چند مبدل اصلح ضریب توان با کلید زنی نرم

داریوش آرشی

استاد راهنما:

دکتر محمدرضا علیزاده پهلوانی

اردیبهشت ۱۴۰۴

الحمد لله الذي
خلقنا من
الحمم



دانشگاه صنعتی مالک اشتر

مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر

پایان نامه دوره‌ی کارشناسی ارشد مهندسی برق گرایش الکترونیک قدرت

مربوط به آقای داریوش آرش

با عنوان

تحلیل، شبیه سازی و مقایسه فنی چند مبدل اصلح ضریب توان با کلید زنی نرم

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر مورد بررسی قرار گرفت و با نمره به تصویب رسید:

۱. استاد راهنما دکتر محمدرضا علیزاده پهلوانی

۲. استاد مشاور

۳. استاد داور

۴. استاد داور

۵.

این سمینار/پایان نامه/رساله طبق نظر استاد راهنما:

۱. طبقه بندی ندارد ☐

۲. طبقه بندی دارد ☐

امضاء استاد راهنما:

تأییدیه صحت و اصالت نتایج سمینار/پایان نامه/رساله

براساس قانون مقررات انتظامی هیات علمی دانشگاه‌ها و الحاقیه مورخ ۸۷/۱۲/۷ مجلس شورای اسلامی اینجانب داریوش آرشی به شماره دانشجویی ۴۰۱۱۴۱۴۰۱۱ دانشجوی رشته برق مقطع تحصیلی کارشناسی ارشد، تأیید می‌نمایم کلیه نتایج این سمینار/پایان نامه/رساله، حاصل کار اینجانب و بدون هرگونه دخل و تصرف است و موارد نسخه‌برداری شده از آثار دیگران را با ذکر کامل مشخصات منبع ذکر کرده‌ام.

در صورت اثبات خلاف مندرجات فوق، به تشخیص دانشگاه مطابق با ضوابط و مقررات حاکم (قانون حمایت از حقوق مولفان و مصنفان و قانون ترجمه و تکثیر کتب و نشریات و آثار صوتی، ضوابط و مقررات آموزشی، پژوهشی و انضباطی . . .) با اینجانب رفتار خواهد شد و حق هرگونه اعتراض در خصوص احقاق حقوق مکتسب و تشخیص و تعیین تخلف و مجازات را از خویش سلب می‌نمایم. در ضمن، مسئولیت هرگونه پاسخگویی به اشخاص اعم از حقیقی و حقوقی و مراجع ذیصلاح (اعم از اداری و قضایی) به عهده‌ی اینجانب خواهد بود و دانشگاه هیچ‌گونه مسئولیتی در این خصوص نخواهد داشت.

نام و نام خانوادگی

امضاء و تاریخ

تمام حقوق مادی و معنوی مترتب بر نتایج مطالعات
ابتکارات و نوآوری های حاصل از این تحقیق متعلق
به دانشگاه صنعتی مالک اشتر است

تقدیم

این پایان نامه را با نهایت احترام و عشق، تقدیم می کنم به خانواده مهربانم، که با عشق بی پایان، حمایت و صبر خالصانه شان، مسیر زندگی و تحصیل مرا روشن ساختند. حضورشان، همواره قوت قلب و انگیزه ی حرکت من بوده است. استاد گرانقدرم، [دکتر محمد رضا علیزاده پهلوانی]، که با دانش ژرف، راهنمایی های صبورانه و دلگرمی های علمی شان، چراغ هدایت در مسیر پژوهش من بوده اند. و به تمام کسانی که با دل و جان در کنارم بوده و مرا در پیمودن این مسیر یاری کرده اند. باشد که این تلاش کوچک، گامی در مسیر گسترش دانش و خدمت به جامعه علمی باشد. با احترام و سپاس،

[داریوش آرش]

[شهریور ۱۴۰۴]

تشکر و قدردانی

به نام خداوند بخشنده و مهربان

تحقق این پایان‌نامه بدون یاری و حمایت بسیاری از عزیزان ممکن نبود. بر خود لازم می‌دانم از همه کسانی که در این مسیر با راهنمایی‌ها و همراهی‌هایشان مرا یاری کردند، صمیمانه سپاسگزاری نمایم. از استاد راهنمای گرامی، جناب آقای دکتر محمدرضا علیزاده پهلوانی، کمال تشکر را دارم که با صبر و حوصله، دانش عمیق و دقت نظرشان، همواره چراغ راه این پژوهش بودند. از اساتید محترم گروه برق و کامپیوتر که با ارائه پیشنهادات سازنده، غنای علمی این کار را افزودند، بی‌نهایت سپاسگزارم. از خانواده عزیزم که در تمام مراحل زندگی، پشتیبان بی‌چون و چرای من بوده‌اند و بدون عشق و حمایت بی‌شرط آن‌ها، این مسیر سخت، هرگز هموار نمی‌شد. از دوستان و همکاران گرامی که در جمع‌آوری داده‌ها، بحث‌های علمی و حتی لحظات دشوار، یار و یاورم بودند، صمیمانه قدردانی می‌کنم. در پایان، از همه کسانی که به‌طور مستقیم و غیرمستقیم در تکمیل این پژوهش نقش داشتند، تشکر می‌کنم.

داریوش آرش

اردیبهشت ۱۴۰۴

چکیده

با افزایش استفاده از بارهای الکترونیک قدرت مانند منابع تغذیه سوئیچینگ و درایوهای موتور، منجر به ایجاد اعوجاج هارمونیک جریانی و کاهش ضریب توان در شبکه می‌شود. برای رفع این مشکل، مبدل‌های اصلاح ضریب توان (PFC) به کار گرفته می‌شوند. مبدل‌های غیرفعال ساده ولی حجیم و کم‌بازده‌اند، در حالی که مبدل‌های فعال با شکل‌دهی جریانی ورودی، ضریب توانی نزدیک به واحد فراهم می‌کنند. با این حال، کلیدزنی سخت در آن‌ها موجب افزایش تلفات و تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. استفاده از روش‌های کلیدزنی نرم نظیر ZVS و ZCS، تلفات را کاهش داده و بازدهی را بهبود می‌بخشد.

در این پایان‌نامه چند ساختار مختلف PFC شبیه‌سازی و از نظر بازدهی، شکل موج جریانی، THD و ضریب توان مقایسه شده‌اند. سپس یک مبدل پیشنهادی بدون پل مبتنی بر توپولوژی بوست با کلیدزنی نرم معرفی و مدل‌سازی گردیده است. نتایج شبیه‌سازی در محیط‌های PSIM و MATLAB نشان می‌دهد که این مبدل علاوه بر کاهش تلفات و تعداد المان‌ها، توانسته است ضریب توان نزدیک به یک و اعوجاج هارمونیک بسیار کم ارائه دهد.

کلیدواژه‌ها: اصلاح ضریب توان، کلیدزنی نرم، THD، مبدل بوست، PSIM، MATLAB.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
ک	فهرست علائم و نشانه‌ها
	فهرست جدول‌ها م
	فهرست شکل‌ها ن
	فصل ۱- مقدمه ای بر تعاریف اصلاح ضریب توان
۱-۱-۱	پیشگفتار
۱-۱-۲	هدف
۱-۱-۳	تشریح و بیان موضوع
۱-۱-۳	ضرورت انجام تحقیق
	فصل ۲- مبدل‌های اصلاح ضریب توان اکتیو و پسیو
۲-۱	مقدمه
۲-۳	روش‌های تصحیح ضرایب توان در یکسوسازها
۲-۳-۱	مبدل‌های اصلاح ضریب توان پسیو
۲-۳-۲	مبدل‌های اصلاح ضریب توان اکتیو
۲-۴	یکسوساز تک فاز
۲-۴-۱	یکسوساز تک سوئیچ‌های تک مرحله‌ای نوع بوست
۲-۴-۱-۱	حالت CCM
۲-۴-۱-۲	حالت DCM
۲-۴-۲	یکسوساز تک فاز تک مرحله‌ای با دو مبدل بوست موازی
۲-۴-۳	یکسوساز تک فاز تک مرحله‌ای با دو مبدل بوست و نقطه‌ای نول مصنوعی
۲-۴-۴	یکسوساز تک فاز تک مرحله‌ای از نوع بوست چند سطحی
۲-۴-۵	یکسوساز تک فاز تک مرحله‌ای بدون پل دیودی با دو مبدل بوست
۲-۴-۶	یکسوساز تک فاز تک مرحله‌ای بدون پل دیودی
	فصل ۳- معرفی ساختاری و عملکردی چند مبدل اصلاح ضریب توان برتر
۳-۱	مقدمه
۳-۲	سوییچ زنی در ولتاژ صفر
۳-۲-۱	مبدل اول
۳-۲-۲	مبدل دوم
۳-۲-۳	مبدل سوم
۳-۲-۴	مبدل چهارم

فصل ۴ -	شبیه سازی عملکردی مبدل برتر	۵۱.....
۴-۱ -	مراحل طراحی مبدل چهارم.....	۵۱.....
۴-۲ -	روش کنترل.....	۵۳.....
۴-۳ -	شبیه سازی مبدل پیشنهادی.....	۵۴.....
۴-۴ -	مقایسه‌ی مبدل پیشنهادی با مبدل اول و دوم و سوم.....	۵۷.....
فصل ۵ -	نتیجه گیری	۵۹.....
فهرست مراجع		۶۱.....
واژه نامه‌ی فارسی به انگلیسی		۶۵.....
واژه نامه‌ی انگلیسی به فارسی		۶۶.....

فهرست علائم و نشانه‌ها

عنوان	علامت اختصاری
ولتاژ بیشینه	V_{max}
ولتاژ خروجی	V_o
مقاومت الکتریکی	R
سلف	L
دیود	D
کلید	S
واحد فرکانس	HZ
خازن	C

کوتاه‌نوشت‌ها

AC	Alternating Current
CCM	Continuous Conduction Mode
DC	Direct Current
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DF	Displacement Factor
EMI	Electromagnetic Interference
IEC	International Electrotechnical Commission
LC	Inductor-Capacitor
PFC	Power Factor Correction
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
THD	Total Harmonic Distortion
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching
ZVZCS	Zero Voltage Zero Current Switching



فهرست جدول‌ها

فهرست جدول‌ها

صفحه	عنوان
۵۸	جدول ۱-۴: مقایسه‌ی مبدل‌های اول و دوم و سوم و چهارم

فهرست شکل‌ها

صفحه	عنوان
۳	شکل ۱-۱: یکسوساز دیودی.....
۳	شکل ۱-۲: جریان و ولتاژ ورودی و خروجی یکسوساز.....
۴	شکل ۱-۳: یکسوساز دیودی تک فاز.....
۴	شکل ۱-۴: شکل موج جریان و ولتاژ.....
۵	شکل ۱-۵: شکل هارمونیک های جریان.....
۱۰	شکل ۲-۱: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه سلف در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط....
۱۱	شکل ۲-۲: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه خازن در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط....
۱۱	شکل ۲-۳: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC سری در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط.....
۱۱	شکل ۲-۴: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC موازی در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط.....
۱۲	شکل ۲-۵: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC موازی در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط.....
۱۲	شکل ۲-۶: الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط....
۱۳	شکل ۲-۷: الف- پل ترستوری تمام کنترل شونده با سلف در مسیر DC، ب- نمودار کنترل فاز ج- پل ترستوری تمام کنترل شونده با مبدل بوست در مسیر DC، د- نمودار کنترل سوئیچ ه- پل ترستوری تمام کنترل شونده با مبدل باک در مسیر DC، و- نمودار کنترل سوئیچ.....
۱۴	شکل ۲-۸: PFC تک فاز تک سوئیچه‌ی تک مرحله‌ای نوع بوست.....
۱۵	شکل ۲-۹: جریان یک مبدل CCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α متغیر - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس.....
۱۶	شکل ۲-۱۰: جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس.....
۱۶	شکل ۲-۱۱: جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α متغیر - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس.....
۱۷	شکل ۲-۱۲: جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی متغیر و α ثابت - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس.....
۱۸	شکل ۲-۱۳: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای دو سوئیچه‌ی نوع بوست.....

- شکل ۲-۱۴: جریان یک مبدل DCM دو سوئیچه‌ی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس ۱۹
- شکل ۲-۱۵: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای دو سوئیچه‌ی نوع بوست با پل خازنی ۱۹
- شکل ۲-۱۶: جریان یک مبدل DCM دو سوئیچه‌ی با پل خازنی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس ۲۰
- شکل ۲-۱۷: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای دو سوئیچه‌ی نوع بوست چند سطحی ۲۱
- شکل ۲-۱۸: جریان یک مبدل DCM دو سوئیچه‌ی با بوست چند سطحی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه‌ی زمان پایین: در حوزه‌ی فرکانس ۲۱
- شکل ۲-۱۹: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل با دو مبدل بوست ۲۲
- شکل ۲-۲۰: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل pseudo totem-pole ۲۲
- شکل ۲-۲۱: یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل دیودی ۲۲
- شکل ۳-۱: اولین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل ۲۵
- شکل ۳-۲: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۰ ۲۵
- شکل ۳-۳: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۱ ۲۶
- شکل ۳-۴: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۲. **Error! Bookmark not defined.** ۲۷
- شکل ۳-۵: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۳ ۲۷
- شکل ۳-۶: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۴ ۲۷
- شکل ۳-۷: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۵ ۲۸
- شکل ۳-۸: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۶. **Error! Bookmark not defined.** ۲۸
- شکل ۳-۹: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۷ ۲۹
- شکل ۳-۱۰: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۸ ۲۹
- شکل ۳-۱۱: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۹ ۳۰
- شکل ۳-۱۲: مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۱۰ ۳۰
- شکل ۳-۱۳: شکل موج‌های کلیدی مبدل پنجم در یک دوره‌ی سوئیچ زنی **Error! Bookmark not defined.** ۳۱
- شکل ۳-۱۴: دومین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل ۳۱
- شکل ۳-۱۵: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۱ ۳۲
- شکل ۳-۱۶: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۲ ۳۲
- شکل ۳-۱۷: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۳ ۳۳
- شکل ۳-۱۸: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۳ ۳۳
- شکل ۳-۱۹: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۵ ۳۴
- شکل ۳-۲۰: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۶ ۳۴

شکل ۳-۲۱: مدار معادل مبدل دوم در مرحله‌ی ۷.....	۳۵
شکل ۳-۲۲: شکل موج‌های کلیدی مبدل دوم در یک دوره‌ی سویچ‌زنی.....	۳۵
شکل ۳-۲۳: سومین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل.....	۳۶
شکل ۳-۲۴: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۱.....	۳۶
شکل ۳-۲۵: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۲.....	۳۷
شکل ۳-۲۶: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۳.....	۳۷
شکل ۳-۲۷: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۳.....	۳۹
شکل ۳-۲۸: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۵.....	۳۹
شکل ۳-۲۹: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۶.....	۳۹
شکل ۳-۳۰: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۷.....	۴۰
شکل ۳-۳۱: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۸.....	۴۰
شکل ۲-۳۳: مدار معادل مبدل سوم در مرحله‌ی ۹.....	۴۱
شکل ۳-۳۴: شکل موج‌های کلیدی مبدل سوم در یک دوره‌ی سویچ‌زنی.....	۴۱
شکل ۳-۳۵: مبدل اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل پیشنهادی.....	۴۲
شکل ۳-۳۶: مدل مبدل پیشنهادی در یک دوره‌ی سویچ‌زنی.....	۴۲
شکل ۳-۳۷: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۱.....	۴۳
شکل ۳-۳۸: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۲.....	۴۳
شکل ۳-۳۹: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۳.....	۴۴
شکل ۳-۴۰: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۴.....	۴۵
شکل ۳-۴۱: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۵.....	۴۶
شکل ۳-۴۲: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۶.....	۴۶
شکل ۳-۴۳: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۷.....	۴۷
شکل ۳-۴۴: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۸.....	۴۸
شکل ۳-۴۵: مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۹.....	۴۹
شکل ۳-۴۶: شکل موج‌های کلیدی مبدل.....	۵۰
شکل ۴-۱: کنترل کننده‌ی مبدل.....	۵۴
شکل ۴-۲: مبدل شبیه سازی شده.....	۵۵
شکل ۴-۳: (a) جریان و ولتاژ ورودی مبدل، (b) هارمونیک‌های موجود در جریان ورودی.....	۵۵

شکل ۴-۴: (a) سویچ زنی نرم سویچ MOS1، (b) سویچ زنی نرم دیود D3

- شکل ۴-۵: سوییچ زنی نرم دیود D6، (b) سوییچ زنی نرم دیود D5 ۵۶
- شکل ۴-۶: (a) سوییچ زنی نرم سوییچ A_{XSW} ، (b) جریان سلف‌های Lr1 و Lr2 ۵۷

فصل ۱ – مقدمه ای بر تعاریف اصلاح ضریب توان

۱-۱- پیشگفتار

گسترش روزافزون تجهیزات الکترونیک قدرت و بارهای غیرخطی، نیاز به بهبود کیفیت توان و کاهش تلفات را بیش از پیش نمایان ساخته است. در این راستا، مبدل‌های اصلاح ضریب توان با کلیدزنی نرم، به‌عنوان راهکاری مؤثر برای ارتقای بازده و کاهش آلودگی هارمونیکی شناخته می‌شوند. این پایان‌نامه حاصل ماه‌ها تحقیق، تحلیل و شبیه‌سازی در زمینه بررسی فنی چند توپولوژی از این مبدل‌هاست. امید است نتایج آن بتواند گامی کوچک در مسیر بهینه‌سازی سیستم‌های قدرت بردارد.

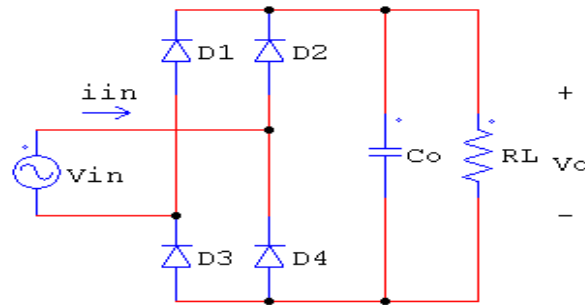
۱-۲- هدف

هدف اصلی این پایان‌نامه، تحلیل، شبیه‌سازی و مقایسه فنی چند مبدل اصلاح ضریب توان (PFC) با بهره‌گیری از روش‌های کلیدزنی نرم (Soft Switching) است. با توجه به رشد روزافزون استفاده از تجهیزات الکترونیک قدرت و بارهای غیرخطی در صنایع مختلف، مسئله کیفیت توان به یکی از چالش‌های اساسی در سیستم‌های قدرت تبدیل شده است. از این رو، اصلاح ضریب توان و کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان (THD) از اهمیت بالایی برخوردار است.

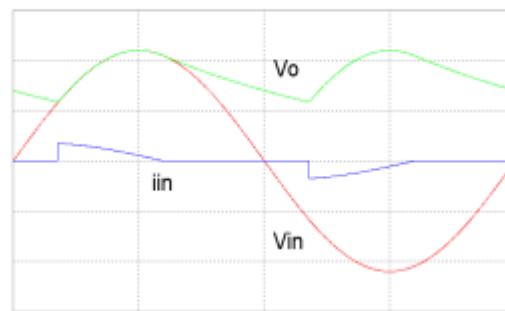
با افزایش روز افزون بارهای غیر خطی و آلوده مانند مبدل‌های DC-DC ، درایوهای الکتریکی و ... که نیاز به تغذیه DC توسط یک یکسوساز دارند استفاده از این یکسو کننده ها را اجتناب ناپذیر می سازد. یکسو کننده های معمولی دارای پیک جریان ورودی و THD بسیار بالا و ضریب توان پایین در ۰.۷-۰.۵ می باشند. برای کم کردن هارمونیکها و افزایش ضریب توان مدارات اصلاح ضریب توان بکار میرود. یک فرم از این نوع مدارات که یک مبدل بوست به دنبال آن می باشد و معمولاً با روش PWM کنترل می شود مبدل اصلاح ضریب توان بدون پل می باشد. در این مبدلها برای بدست آوردن کیفیت جریان بالاتر و کاهش حجم مدار لازم است فرکانس سویچ زنی مبدل را تا حد ممکن افزایش داد اما افزایش فرکانس سویچ زنی باعث افزایش تلفات سویچ زنی مدار و افزایش نویز EMI ناشی از تغییرات شدید ولتاژ و جریان المانهای مدار خواهد شد. برای رفع این مشکلات می توان از روشهای سویچ زنی نرم استفاده نمود. در روش سویچ زنی نرم می توان تلفات ناشی از سویچ زنی را صفر کرد و از تغییرات شدید ولتاژ که زایندهی نویز EMI هستند جلوگیری نمود. سویچ زنی نرم می تواند به صورت سویچ زنی در ولتاژ و یا جریان صفر انجام گیرد. که با وضع استانداردهای مختلف مانند (ICE 1000-3-2) و دیگر استانداردهای مشابه محدودیت هایی در کلاس های مختلف بر مقدار آلودگی های فرکانسی تولیدی این یکسو سازها قرار داده شده است. بعد از وضع این استانداردها مبدل های اصلاح ضریب توان بسیاری پیشنهاد شده تا با استفاده از آنها به عنوان طبقه ی یکسوساز در طبقه ی ورودی منابع تغذیه جریان ورودی آنها را به کیفیتی منطبق با استانداردها برسانند و با حذف آلودگی های فرکانسی استفاده ی بهینه ای از ظرفیت المان های نیمه هادی بعمل آورند. به جهت افزایش راندمان این گونه مبدل ها همواره سه راه کار اساسی مورد توجه بوده است. اولین راهکار کاهش تلفات هدایتی که منجر به ابداع مبدل های اصلاح ضریب توان بدون پل گردیده است. راهکار دوم کاهش تعداد دفعات پردازش توان در این مبدل ها و راهکار سوم حذف تلفات سویچ زنی از طریق اجرای روش های سویچ زنی نرم می باشد. از آنجایی که یکسو سازهای پل دارای جریان ورودی با فرکانس های مختلفی به غیر از فرکانس اصلی می باشند مطابق رابطه ی (۱-۱) این یکسوسازها همواره دارای ضریب توانی کمتر از واحد خواهند بود. هرچند این یکسو سازها (شکل ۱-۱) با طراحی مناسب فیلتر ورودی می توانند به ضریب توانی حدود ۰.۵ تا ۰.۷ برسند، این مبدل ها نیاز به یک خازن بزرگ در خروجی به جهت کاهش نوسانات ولتاژ خواهند داشت. از سویی مطابق شکل (۱-۲) چون این یکسوسازها دارای جریان ورودی غیر سینوسی می باشند بار متصل شده به آن را از دید شبکه به یک بار غیر خطی تبدیل می نماید. همچنین این آلودگی ها که توانی حمل نمی کنند ظرفیت سویچ های نیمه هادی مدار را اشغال نموده و نیاز به المان های نیمه هادی با مقادیر بیشینه ی زیادتر از حد نیاز را ایجاب می نماید.

(۱-۱)

$$PF = \cos(\theta) = \frac{I_{1RMS}}{\sqrt{(I_{1RMS})^2 + (I_{3RMS})^2 + (I_{5RMS})^2 + \dots}}$$



شکل (۱-۱) یکسوساز دیودی



شکل (۱-۲) جریان ، ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی یکسوساز

به جهت کاهش آلودگی‌های تولیدی این یکسوسازها اولین راه حل استفاده از یک مبدل بوست به صورت سری با این یکسوساز می‌باشد که با کنترل جریان سلف بوست می‌توان جریانی همفاز با ولتاژ ورودی و با آلودگی‌های فرکانسی مطابق با استاندارد از شبکه کشید با این کار بار و یکسوساز از دید شبکه همچون یک بار مقاومتی خالص عمل می‌نماید. این مبدل می‌تواند با کنترل کننده‌های مختلف هم در حالت CCM و هم در حالت DCM عمل نماید و به استانداردهای متفاوتی برای جریان ورودی دست یابد در مقالات مختلف مزیت‌ها و معایب هر کدام مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین برخی مبدل‌های پیشنهادی با ترکیب دو روش بالا توانسته‌اند مزایای هر دو روش را با هم ترکیب نمایند. البته در این مبدل همواره سه المان نیمه هادی در سر راه جریان ورودی به مدار قرار دارد که باعث افزایش تلفات هدایتی در این مبدل‌ها می‌شود در مقالات گوناگون با معرفی مبدل‌های اصلاح ضریب توان بدون پل این تعداد به دو عدد کاهش یافته که باعث کاهش تلفات هدایتی مبدل گردیده است.

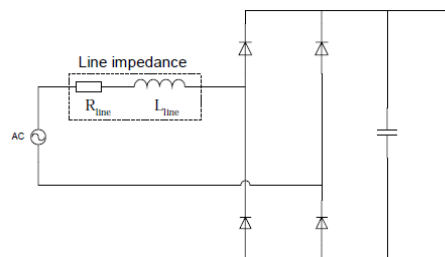
سوییچ زنی در شرایط نرم همواره به عنوان راهکاری به عنوان حذف تلفات سوییچ زنی مبدل‌ها و افزایش راندمان آنها مورد توجه بوده است. در سوییچ زنی نرم ولتاژ یا جریان سوییچ و یا هر دوی آنها در مواقع گذر سوییچ از حالت روشن به خاموش و یا بالعکس را در مقدار صفر نگه می‌دارند بدین وسیله تلفات سوییچ زنی که یکی از مهمترین منابع ایجاد تلفات می‌باشد حذف می‌شود [۳۲] - [۵۱].

در بیشتر یکسوسازهای معمولی دامنه هارمونیکهای فرد قابل مقایسه با هارمونیک اول یا جریان اصلی می باشد. به عنوان مثال در شکل (۱-۱) یک یکسوساز معمولی به همراه هارمونیکهای نرمالیزه شده نسبت به هارمونیک اول رسم شده است. همانطور که دیده می شود هارمونیکهای ۳ و ۵ و ۷ و ۹ قابل توجه می باشند. [2]

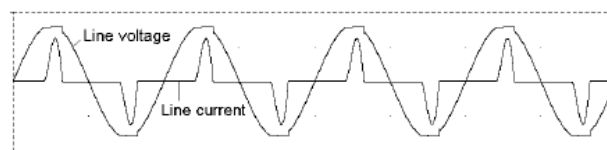
شاید بتوان از اثر یک بار غیر خطی در یک شبکه صرف نظر کرد اما هنگامی که تعداد این بارهای غیرخطی زیاد شود اثرات قابل توجهی بروی شبکه می گذارند. یکی از این بارهای غیر خطی یکسوسازها می باشند که امروزه با توجه به گسترش روزافزون ادوات الکترونیکی تعداد یکسوسازهای متصل به شبکه افزایش یافته است.

از اثرات عمده آنها می توان به موارد زیر اشاره کرد:

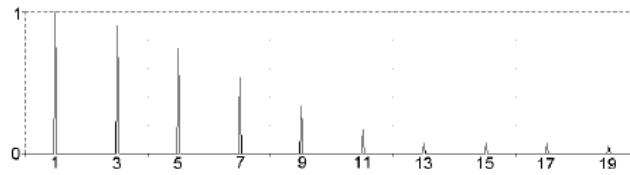
- تلفات و گرم شدن ترانسفورمرها، خازنهای موازی، سیمهای انتقال و ماشینهای AC که باعث کاهش عمر مفید آنها می شود.
- افزایش جریان سیم نول در سیستمهای چهار سیمه به علت هارمونیکهای فرد که موجب افزایش دمای سیم نول و عمل کردن حفاظها می شود.
- کاهش ضریب توان، که این باعث کاهش توان قابل دسترس از یک منبع با توان ظاهری معلوم می شود.
- رزونانس در سیستم قدرت که این پدیده باعث افزایش دامنه ولتاژ و rms جریان شده و در نتیجه باعث کاهش عمر مفید و خرابی خازنها و ایزولاسیون می شود.
- خطا در دستگاههای اندازه گیری
- افزایش نویز و ...



شکل (۱-۳) (الف) - یکسوساز دیودی تک فاز



شکل (۱-۳) (ب) - شکل موج جریان و ولتاژ



شکل (۱-۳) (ج) - شکل هارمونیک‌های جریان

با توجه به مشکلات ذکر شده در بالا و به علت استفاده وسیع از دستگاههای الکترونیکی در زندگی امروزه یکسوسازها تاثیر بسزایی در ایجاد آلودگیهای هارمونیکی شبکه دارند. امروزه استانداردهای مختلفی برای این منظور وضع گردیده است که برای کاربردهای مختلف حد مجازی برای هارمونیک‌های تولیدی تعیین کرده است. یکی از این استانداردهای معروف IEC-61000-3-2 می باشد.

با توجه به مشکلات گفته شده ناشی از آلودگیهای هارمونیکی نیاز به یک پارامتر کمی برای مقایسه دستگاهها و وضع استاندارد ضروری به نظر می رسد. پارامتری که به این منظور تعریف شده است همان ضریب توان می باشد. ضریب توان نسبت توان حقیقی به توان ظاهری می باشد. منظور از این نسبت این است که از یک منبع با توان ظاهری معلوم چه مقدار توان حقیقی می توان گرفت. پس با توجه به این تعریف هر مصرف کننده ای که دارای ضریب توان بالاتری باشد از یک منبع با توان معلوم بهتر می تواند استفاده کند.

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} \quad (1-2)$$

منظور از توان حقیقی (P) توان لحظه ای می باشد که در مصرف کننده منجر به کار می شود. فرض کنید ولتاژ و جریان ورودی مصرف کننده به صورت رابطه (۲) و (۳) باشد. بنابراین متوسط توان از رابطه (۴) بدست می آید.

$$V(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (1-3)$$

$$I(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (1-4)$$

$$P_{ave} = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) I(t) dt \quad (1-5)$$

$$= \begin{cases} 0 & \text{if } n = m \\ \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) & \text{if } n \neq m \end{cases} \quad (1-6)$$

$$P_{ave} = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) \quad (1-7)$$

حال نوبت RMS جریان و ولتاژ می باشد که اگر جریان و ولتاژ به صورت (۲) باشد میزان RMS آنها از رابطه (۷) بدست می آید :

$$\begin{cases} V_{rms} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}} \\ I_{rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}} \end{cases} \quad (1-8)$$

$$PF = \frac{V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n)}{\sqrt{(V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2})(I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2})}} \quad (1-9)$$

از رابطه (۱-۹) برای محاسبه ضریب اصلاح توان در حالتی که جریان و ولتاژ مصرف کننده پریودیک باشد می توان استفاده کرد اما برای ساده کردن فهم این رابطه، آن به دو رابطه برای حالات خاص تبدیل می شود.

اول حالتی که ولتاژ و جریان هر دو به صورت سینوسی باشد که این اتفاق در حالتی رخ می دهد که منبع سینوسی و بار خطی باشد در این صورت رابطه ضریب توان به صورت رابطه (۱-۱۰) ساده می گردد:

$$DF = \cos(\varphi - \theta) = PF \quad (1-10)$$

یعنی ضریب توان برابر کسینوس اختلاف فاز ولتاژ و جریان می باشد که به آن ضریب جابجائی نیز گفته می شود. یا به طور عامتر به اختلاف فاز هارمونیک اول ولتاژ و جریان ضریب جابجائی می گویند. حالت خاص دوم که در اکثر مواقع روی می دهد و در یکسوسازها هم اغلب همین حالت است حالتی است که منبع به صورت سینوسی و بار به صورت غیر خطی می باشد که نتیجه این حالت جریان غیر سینوسی پریودیک می باشد که ضریب توان در این حالت به صورت رابطه (۱-۱۱) بدست می آید:

$$\frac{I_1 \cos(\varphi_1 - \theta_1)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} = \frac{\cos(\varphi_1 - \theta_1)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}}} = \text{PF} = K_p \cdot \text{DF} \quad (1-11)$$

همانطور که از رابطه (۱-۱۱) مشخص است ضریب توان به دو بخش تقسیم می‌شود که بخش اول آن مربوط به آلودگی هارمونیک است. این ضریب معیاری برای نشان دادن میزان غیر سینوسی بودن جریان می‌باشد که آنرا ضریب اعوجاج یا ضریب خلوص می‌نامند که با K_p نشان می‌دهند. این ضریب برای جریان سینوسی برابر یک بوده و با افزایش مولفه‌های هارمونیک کاهش می‌یابد. بخش دوم همان ضریب جابجایی است که با DF نشان می‌دهند. بنابراین ضریب خلوص را می‌توان به صورت رابطه (۱-۱۲) تعریف کرد که از آن می‌توان مفهوم اعوجاج هارمونیک کل یا THD را تعریف کرد. در واقع این ضریب برابر با نسبت RMS هارمونیک‌های غیر اصلی جریان به RMS اصلی جریان است که در رابطه (۱-۱۳) نشان داده شده است.

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{I_1^2}}} \quad (1-12)$$

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \text{rms}}}{I_1 \text{rms}} = \frac{\sqrt{I_{rms}^2 - I_1^2 \text{rms}}}{I_1 \text{rms}} \quad (1-13)$$

با توجه به مطالب گفته شده برای رسیدن به یک ضریب توان بالا، نداشتن مولفه‌های هارمونیک به تنهایی و یا نداشتن اختلاف فاز بین هارمونیک اول جریان و ولتاژ به تنهایی کافی نیست و باید هر دو آنها بطور همزمان تامین گردند.

۱-۳ - تشریح و بیان موضوع :

در دنیای مدرن، بهره‌وری انرژی و کاهش تلفات آن به یکی از مهم‌ترین اهداف در طراحی سیستم‌های الکتریکی تبدیل شده است. یکی از چالش‌های اصلی در این زمینه، بهبود ضریب توان (Power Factor) در سیستم‌های الکتریکی است. ضریب توان به نسبت توان واقعی به توان ظاهری اشاره دارد و به بیان ساده‌تر، نشان‌دهنده کارایی یک سیستم در تبدیل انرژی به کار مفید است. ضریب توان پایین معمولاً به افزایش تلفات انرژی و بار اضافی بر روی شبکه‌های توزیع منجر می‌شود.

یکسو سازها، به عنوان عناصر کلیدی در تبدیل جریان متناوب (AC) به جریان مستقیم (DC)، معمولاً با مشکلاتی در زمینه ضریب توان و تولید هارمونیک‌ها مواجه هستند. این هارمونیک‌ها نه تنها به کیفیت

توان آسیب می‌زنند، بلکه می‌توانند آسیب‌های جدی به تجهیزات الکتریکی وارد کنند و موجب کاهش عمر مفید آن‌ها شوند.

هدف اصلی این پروژه بررسی مدار اصلاح ضریب توان برای یکسو ساز است. با به‌کارگیری تکنیک‌های مدرن، نظیر استفاده از خازن‌ها، فیلترهای اکتیو و سایر روش‌های اصلاح، می‌توانیم ضریب توان را به سطح مطلوب‌تری ارتقا دهیم. این اقدام نه تنها باعث بهبود کارایی سیستم خواهد شد، بلکه با کاهش هارمونیک‌ها، به افزایش کیفیت توان و کاهش تلفات انرژی کمک می‌کند.

از دیگر مزایای این بررسی می‌توان به کاهش بار بر روی شبکه برق، افزایش پایداری سیستم، و تطابق با استانداردهای جهانی اشاره کرد. به‌ویژه در صنایعی که از یکسو سازها در مقیاس وسیع استفاده می‌شود، این اصلاح می‌تواند تأثیرات مثبتی بر روی هزینه‌های عملیاتی و عملکرد کلی سیستم داشته باشد.

در نهایت، استفاده از مدار اصلاح ضریب توان برای یکسو ساز نه تنها به بهینه‌سازی مصرف انرژی کمک می‌کند، بلکه به حفظ محیط زیست از طریق کاهش تلفات انرژی و آلاینده‌گی نیز تأثیرگذار خواهد بود. این پروژه، با در نظر گرفتن چالش‌های موجود و نیازهای روزافزون به بهبود کیفیت انرژی، می‌تواند به عنوان یک راه‌حل کارآمد در صنعت برق و الکترونیک مطرح شود.

۴-۱- ضرورت انجام تحقیق :

این پایان‌نامه به دنبال مقایسه تحلیلی و شبیه سازی چند مبدل اصلاح ضریب توان با کلید زنی نرم است

بهبود کیفیت توان : اصلاح ضریب توان به کاهش هارمونیک‌ها و بهبود کیفیت توان در سیستم‌های الکتریکی کمک می‌کند. این موضوع برای یکسوسازها که معمولاً هارمونیک‌های بالایی تولید می‌کنند، حیاتی است.

کاهش هزینه‌ها : با بهبود ضریب توان، می‌توان هزینه‌های اضافی ناشی از جریمه‌های مربوط به ضریب توان پایین را کاهش داد. این جریمه‌ها ممکن است توسط شرکت‌های توزیع برق اعمال شوند.

افزایش ظرفیت سیستم : با اصلاح ضریب توان، می‌توان ظرفیت ترانسفورماتورها و کابل‌ها را بهینه کرد و از این طریق از بار اضافی جلوگیری کرد.

بهینه‌سازی عملکرد : مقایسه روش‌های مختلف اصلاح ضریب توان می‌تواند به انتخاب بهترین راهکار برای سیستم‌های خاص کمک کند و بهبود عملکرد کلی سیستم را به دنبال داشته باشد.

کاهش تلفات انرژی : با بهینه‌سازی ضریب توان، می‌توان تلفات انرژی در سیستم را کاهش داد و در نتیجه کارایی کلی سیستم را افزایش داد.

بنابراین، انجام این مقایسه به مهندسان و طراحان کمک می‌کند تا راهکارهای مناسب‌تری برای بهینه‌سازی سیستم‌های خود پیدا کنند.

فصل ۲- مبدل های اصلاح ضریب توان اکتیو و پسیو

۲-۱- مقدمه

اغلب تحقیقات که در رابطه با تصحیح ضریب توان (PFC) برای بارهای غیر خطی بخصوص یکسوسازها صورت می گیرد در حقیقت جهت کاهش آلودگیهای هارمونیکی جریان مصرف کننده غیر خطی می باشد. روشهای اصلاح ضریب توان بسته به اینکه در آنها از المانهای اکتیو یا پسیو استفاده می شود به دو دسته کلی اکتیو و پسیو تقسیم می شوند.

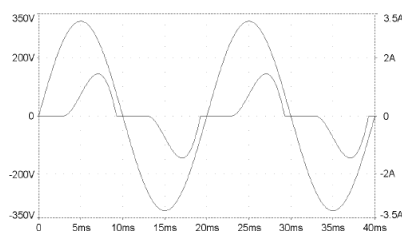
در صورت استفاده از اصلاح کننده پسیو ولتاژ خروجی یکسوساز قابل کنترل نمی باشد. اما در اصلاح کننده های اکتیو با استفاده از المانهای اکتیو همچون سوئیچ ها علاوه بر افزایش قیمت موثر جریان یعنی هارمونیک اول ولتاژ خروجی نیز کنترل می شود. مبدل های اصلاح ضریب توان نیز بسته به فرکانس سوئیچینگ آنها به دو دسته فرکانس پائین و بالا تقسیم می شوند که در ادامه به معرفی هر کدام از روشهای اصلاح ضریب توان پرداخته می شود. در یکسوساز معمولی برای اینکه بتوان ضریب توان بهتری داشت باید خازن خروجی را تا حد ممکن کوچک کرد. با این کار مدت زمان دیودها بیشتر می شود و میزان هارمونیکهای تولیدی کمتر می شود. با کوچک کردن این خازن میزان ریپل خروجی افزایش یافته و برای مصرف کننده بعد از پل، حد معینی از ریپل قابل قبول است که باید آن حد مجاز رعایت گردد. این امر به وضوح در شکل ۲-۲ دیده می شود.

۲-۲- روش های تصحیح ضرایب توان در یکسوساز ها

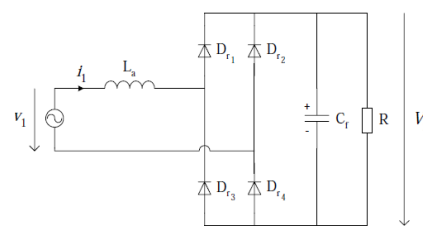
۲-۲-۱- مبدل های اصلاح ضریب توان پسیو

روشی که در مقدمه ارائه گردید دارای محدودیتهای مهمی است از جمله اینکه این روش هارمونیکها را به مقدار زیادی کاهش نداد. و نیز باعث افزایش ریپل خروجی یکسوساز شده است. بنابراین روش دیگر در دستگاههای تک فاز استفاده از یکسوساز به همراه تعدادی المان پسیو سلف و خازن برای اصلاح هارمونیکها می باشد. به این مبدل های اصلاح ضریب توان پسیو می گویند [1]. در این نوع از مبدلها هیچ کنترلی بر ولتاژ خروجی وجود ندارد و ولتاژ خروجی بسته به بار و ولتاژ ورودی تغییر می کند. در اینجا چند نمونه از این مبدلها معرفی می شوند.

اولین روشی که به ذهن می رسد استفاده از سلف در ورودی برای کم کردن تغییرات شدید جریان می باشد. همانطور که در شکل ۱-۲ دیده می شود این روش تغییرات جریان را نرم کرده و در نتیجه میزان هارمونیکهای جریان را کاهش می دهد ولی باعث ایجاد اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان شده است. به عبارت دیگر این روش ضریب خلوص را بهبود ولی ضریب جابجایی را خراب می کند. با طراحی مناسب بطوریکه جریان در هنگام صفر شدن ولتاژ، صفر گردد به ضریب توان ۰.۷۶ می توان رسید [1].



(ب)

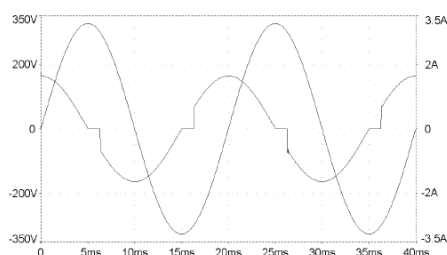


(الف)

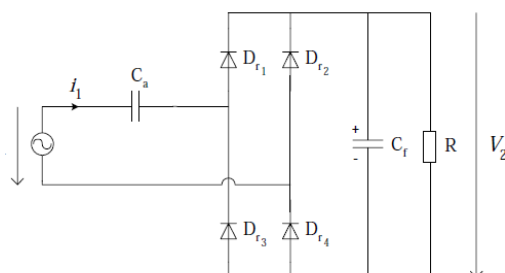
شکل ۲-۱- الف- یکسوساز پل دیودی به همراه سلف در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]

سلف را در این روش می توان در قسمت DC نیز گذاشت. در این روش هر چه سلف بزرگتر انتخاب شود به ضریب توان بهتری می توان دست یافت بطوریکه برای سلف بینهایت، جریان بصورت مربعی و ضریب توان به ۰.۹ می رسد.

یکی دیگر از روشهای ساده استفاده از خازن در ورودی است. در این روش می توان به نسبت مشخصی از ولتاژ ورودی رسید که وابسته به بار و میزان خازن باشد. شکل ۲-۲ مدار و جریان ورودی به همراه ولتاژ ورودی رسم شده است. همانطور که دیده می شود در این روش به خوبی هارمونیکها حذف می شوند ولی باعث ایجاد اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان می گردد. میزان این اختلاف فاز وابسته به مقدار خازن و بار می باشد [1].

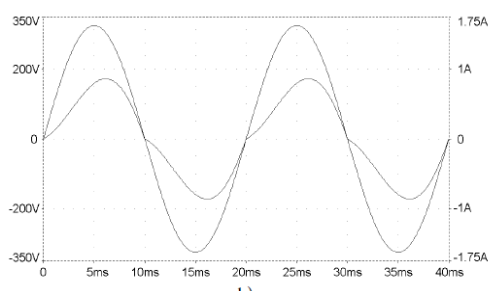


(ب)

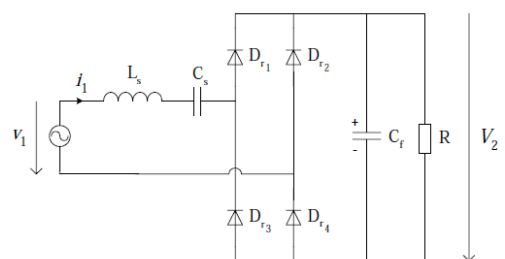


(الف)

شکل ۲-۲-الف- یکسوساز پل دیودی به همراه خازن در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]
روش های دیگر پسیو، برای اصلاح ضریب توان بر اساس فیلتر کردن جریان ورودی است. این روشها با استفاده از مدارات LC سری و موازی سعی در حذف هارمونیکهای عمده و نامطلوب بخصوص هارمونیکهای ۵، ۳ و ۷ دارند. چند نمونه در شکل ۲-۳ تا ۲-۶ آورده شده است.

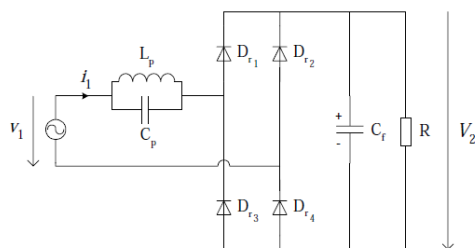


(ب)

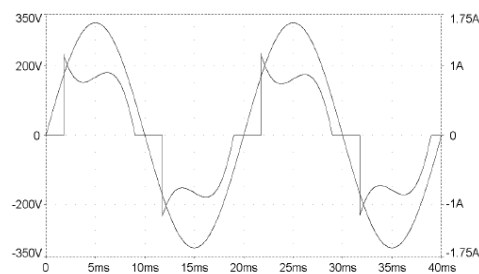


(الف)

شکل ۲-۳-الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC سری در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]

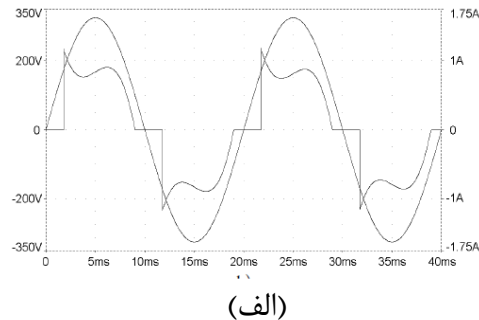
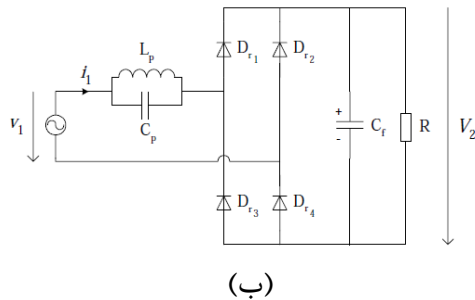


(ب)

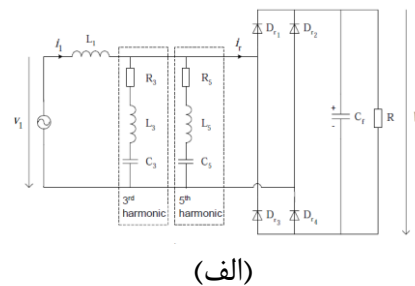
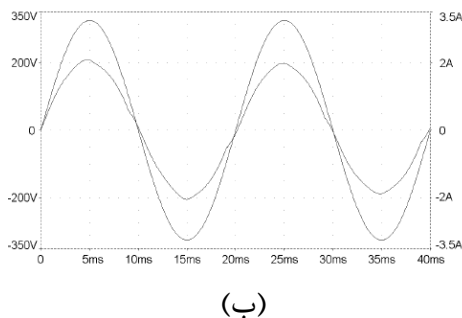


(الف)

شکل ۲-۴-الف- یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC موازی در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]



شکل ۵-۲ - الف - یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر LC موازی در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]



شکل ۶-۲ - الف - یکسوساز پل دیودی به همراه فیلتر در مسیر AC، ب- شکل موج جریان و ولتاژ خط [2]

یکی از مشخصات مهم روش پسیو سادگی و عدم نیاز به مدار کنترل می باشد به همین دلیل در توانهای پائین که می توان حجم فیلترها را تا حد خیلی زیادی کم کرد روشهای مناسبی برای کاهش هزینه و پیچیدگی به نظر می رسد. بنابراین امروزه هم در توانهای پائین از آنها استفاده می گردد.

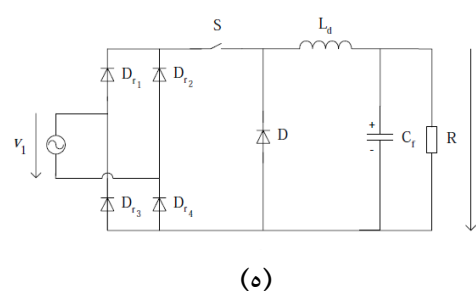
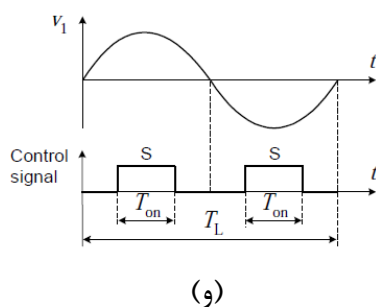
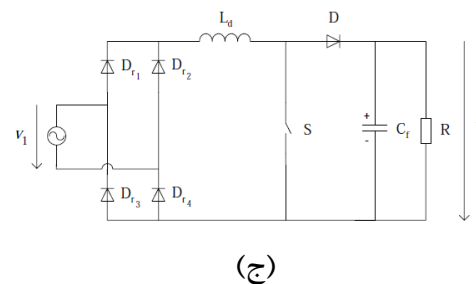
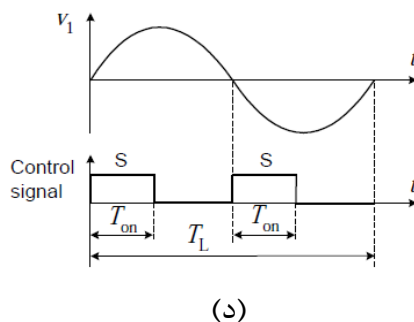
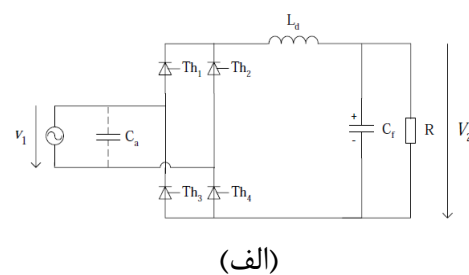
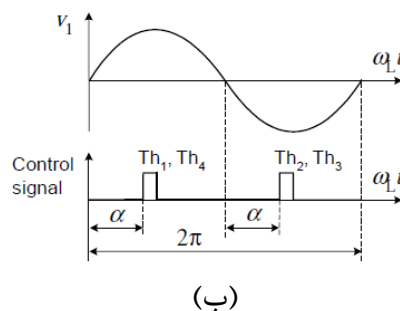
۲-۲-۲- مبدل های اصلاح ضریب توان اکتیو

برای کاهش حجم و وزن منابع تغذیه از مبدل های سوئیچینگ DC-DC به همراه یکسوساز به جای تغذیه های خطی، در دستگاه های الکترونیک استفاده می شود. بنابراین لازم است از مبدل های اصلاح ضریب توان برای کاهش اثرات منفی یکسوسازها به عنوان یک بار غیر خطی در مبدل های DC-DC استفاده می شود. اما همانطور که از بخش قبل مشخص شد مبدل های اصلاح کننده ضریب توان پسیو به علت اینکه سلف و خازنهای آنها برای فرکانس ورودی و هارمونیکهای آن طراحی می شوند، معمولاً دارای حجم و وزن بالایی هستند و حجم و وزن منبع تغذیه را در کل بالا می برند و بعلاوه برای بارهای متغیر مناسب نیستند. یکی از راهکارها برای کاهش حجم و وزن مبدل های اصلاح ضریب توان، همانند مبدل های سوئیچینگ استفاده از سوئیچینگ و المانهای اکتیو می باشد. بطور کلی این دسته از مبدل های اصلاح ضریب توان به دو دسته کلی فرکانس پائین و بالا بر اساس فرکانس سوئیچینگ تقسیم می شوند.

دسته اول که فرکانس سوئیچینگ آنها برابر فرکانس ورودی یا دو برابر آن می باشد از لحاظ کاهش حجم و وزن فرق چندانی با نوع پسیو ندارند ولی از لحاظ ضریب توان بهتر می باشند. مشخصه مشترک در

این دسته از مبدل های اصلاح ضریب توان امکان تنظیم ولتاژ خروجی و ناچیز بودن تلفات کلیدزنی و نویز EMI می باشد.

اولین حالت یکسوساز تمام کنترل شونده به همراه سلف در مسیر DC است. در این روش با استفاده از تریستورها می توان ولتاژ خروجی و همچنین جریان ورودی را کنترل کرد. از مزایای این روش سادگی آن است و استفاده از تریستور با قیمت کم می باشد که قابلیت کنترل نسبی جریان خروجی را به همراه دارد ولی مقدار سلف آن بزرگ است [1].



شکل ۷-۲- الف- پل تریستوری تمام کنترل شونده با سلف در مسیر DC، ب-نمودار کنترل فاز ج- پل تریستوری تمام کنترل شونده با مبدل بوست در مسیر DC، د-نمودار کنترل سوئیچ ه- پل تریستوری تمام کنترل شونده با مبدل باک در مسیر DC، و- نمودار کنترل سوئیچ [2]

حالت دوم: استفاده از مبدل بوست در حالت فرکانس پائین می باشد که در این روش جریان ورودی دارای ریپل جریان قابل توجهی می شود که برای کاهش آن می توان از چندین سوئیچینگ در یک سیکل استفاده کرد.

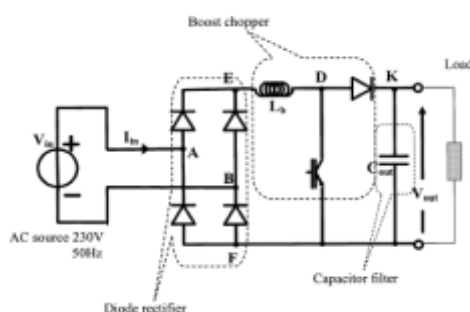
حالت سوم و آخر استفاده از مبدل باک در حالت فرکانس پائین می باشد. در این روش جریان ورودی به صورت ناپیوسته بوده و دارای رپل زیادی نسبت به دو حالت قبل می شود. در این روش همانطور که در شکل نشان داده شده با تقارن لحظه روشن شدن سوئیچ نسبت به لحظات عبور از صفر ولتاژ می توان به ماکزیمم ضریب توان ممکن رسید.

۲-۳- یکسوساز تک فاز

۲-۳-۱- یکسو ساز تک سوئیچی تک مرحله ای نوع بوست

۲-۳-۱-۱- حالت CCM^1

این یکسو ساز شکل ۸-۲ ساده ترین نوع PFC است که با سری کردن یک مبدل بوست با یک یکسو ساز تمام موج بدست می آید [6]. این توپولوژی دارای تنها یک سوئیچ می باشد و می تواند تحت کنترل های مختلفی عمل نماید. خاصیت اصلی این مبدل همان خاصیت اصلی مبدل بوست است که باعث می گردد که ولتاژ خروجی این مبدل همواره بیشتر از مقدار بیشینه ی ولتاژ ورودی باشد.



شکل ۸-۲- PFC تک فاز تک سوئیچی تک مرحله ای نوع بوست [6]

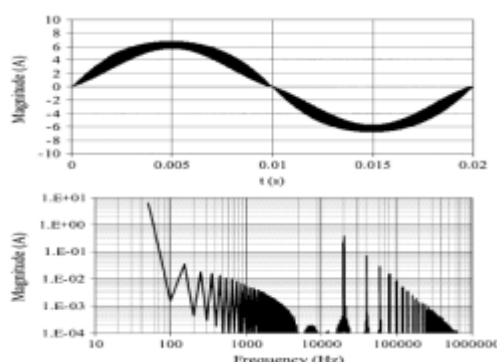
این مبدل بسته به طراحی، شرایط عمل کرد و کنترل اعمالی می تواند به سطوح مختلفی از کیفیت جریان ورودی برسد. کنترل کننده های مختلفی می توانند برای کنترل این مبدل مورد استفاده قرار گیرند. از جمله کنترل کننده ی با فرکانس و نسبت زمان روشن بودن ثابت سوئیچ^۲ [5]، سوئیچ زنی با فرکانس شبکه^۳ [6] که می توانند جریان ورودی را در کاربردهای توان های پایین با قیمت کم و راندمان بالا با استاندارد IEC 1000-3-2 [2] منطبق سازند. و با کنترل های بهتر مانند فرکانس ثابت با نسبت زمان روشن بودن متغیر سوئیچ، می توان جریان هایی با کیفیت بالا مانند شکل ۲-۱۰ بدست آورد. در این روش،

¹Continuous current mode

²Constant duty cycle and frequency

³Line frequency commutated

کنترل کننده هنوز به صورت قابل قبولی ساده است و آلودگی ها دارای فرکانس هایی بالاتر از فرکانس سوئیچ زنی هستند و به راحتی توسط یک فیلتر EMI با مقادیر سلف و خازن کوچک به راحتی قابل حذف می باشند. برای اطمینان از کارکرد مبدل در حالت CCM مقدار سلف باید به صورت رابطه ی ۲-۱۴ تعیین گردد. همچنین به طور کلی برای مبدل های اصلاح ضریب توان از هر نوع، نسبت زمان روشن بودن سوئیچ از رابطه ی ۲-۱۳ توسط کنترل کننده تنظیم می گردد. از مشکلات این روش نیاز به یک کنترل گر جریان با پهنای باند بالا است که با استفاده از یک حس گر جریان، جریان ورودی را کنترل نماید. و این خود باعث افزایش هزینه ی مدار می گردد.



شکل ۲-۹- جریان یک مبدل CCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α متغییر - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [6]

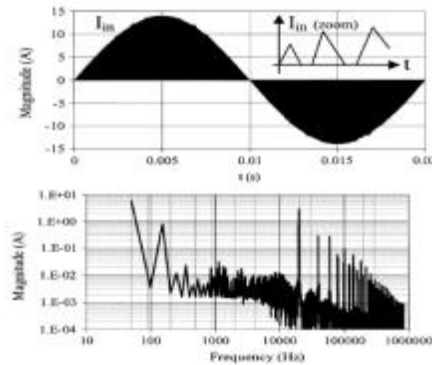
$$\alpha(t) = 1 - |a \cdot \sin(\omega t - \varphi)| \quad 2-13$$

$$L_{\min} = \frac{V_{out}}{4 \cdot \Delta I_{L \max} \cdot F_o} \quad 2-14$$

۲-۳-۱-۲- حالت DCM

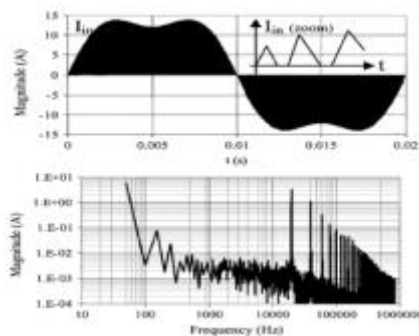
مبدل شکل ۲-۱۰ می تواند در حالت DCM نیز عملکرد مطلوبی داشته باشد. در این حالت نیز می توان کنترل کننده های متفاوتی را بر روی مبدل اعمال نمود از جمله روش سوئیچ زنی با فرکانس و نسبت زمان روشن بودن ثابت (α) که باعث بوجود آمدن شکل موج جریان مطابق با شکل ۲-۱۲ می گردد [4]. در این روش به ازای یک بار مشخص جریان ورودی با افزایش نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی دارای کیفیت بالاتری خواهد شد پس با در نظر گرفتن محدودیت ولتاژ خازن خروجی و سوئیچ امکان رسیدن به کیفیت بالایی برای جریان موجود نمی باشد. بنابراین طراحی این مدار باید با توجه همزمان به توان خروجی و بیشینه ی ولتاژ قابل تحمل برای خازن خروجی انجام شود. پس این مبدل با کنترل اخیر برای کارکردهای با ولتاژ ورودی پایین مناسب است. عیب دیگر آن زیاد بودن دامنه ی آلودگی فرکانس بالا و زیاد بودن دامنه ی جریان ورودی می باشد که باعث افزایش حجم فیلتر EMI و افزایش ظرفیت هدایتی مورد نیاز برای سوئیچ ها و دیودهای مدار و به تبع آن افزایش هزینه ی مدار خواهد بود این موضوع کاربرد این مبدل را به توان های کم محدود می نماید. مزیت این روش ساده بودن روش کنترل آن و عدم نیاز به

حلقه ی کنترل جریان می باشد. با مشاهده ی شکل ۱۰-۲ حوزه ی فرکانس می توان دریافت که در این حالت آلودگی های با فرکانس پایین مقادیر کمتری دارند که خود مزیت دیگری برای این مبدل نسبت به حالت CCM می باشد.



شکل ۱۰-۲- جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [6]

همان طور که در شکل ۱۱-۲ می بینیم با استفاده از کنترل کننده ی اخیر می توان به مقدار آلودگی فرکانس پائین کمتری نسبت به حالت قبل رسید. باز به دلیل DCM بودن نیاز به یک فیلتر EMI بزرگ برای حذف آلودگی های فرکانس بالا وجود دارد. همچنین برای کارکرد مناسب لازم است مقدار سلف ورودی و نسبت زمان روشن بودن سوئیچ بر حسب زمان به ترتیب از روابط ۱۵-۲ و ۱۶-۲ محاسبه گردند.



شکل ۱۱-۲- جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α متغیر - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [6]

$$L < \frac{V_{out} - V_{max}}{I_{max} \cdot 2 \cdot F_o} \cdot \frac{V_{max}}{V_{out}} \quad 2-15$$

$$\alpha(t) = \sqrt{I_{max} \cdot 2 \cdot F_o \cdot L \cdot \frac{V_{out} - V_{in}(t)}{V_{out} \cdot V_{max}}} \quad 2-16$$

در روابط بالا V_{max} مقدار بیشینه ی ولتاژ ورودی است. آخرین حالت ممکن برای کنترل این مبدل در حالت DCM استفاده از فرکانس سوئیچ زنی متغیر و نسبت زمان روشن بودن ثابت سوئیچ است [7].

همان طور که در شکل ۲-۱۳ مشاهده می گردد این روش توازن مناسبی بین آلودگی های فرکانس بالا و پایین ایجاد می نماید و هر دو را در سطحی متوسط نگه می دارد. در واقع این روش باعث می گردد که آلودگی فرکانسی فرکانس بالا در طیف وسیعی پخش شود اما همچنان نیاز به فیلتر EMI بزرگ برای اصلاح آن احساس می گردد. مقادیر سلف ورودی فرکانس های کمینه و بیشینه سوئیچ زنی بر حسب زمان روشن بودن سوئیچ در قالب روابط ۲-۱۷، ۲-۱۸، ۲-۱۹ و ۲-۲۰ آمده اند.

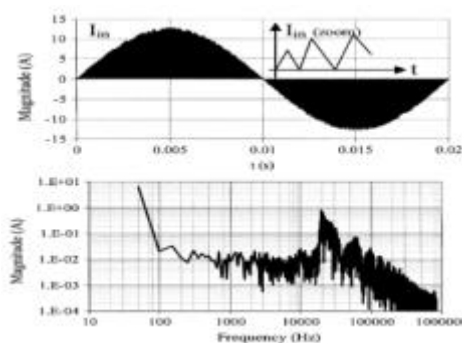
$$L = \frac{V_{\max}^2}{4 \cdot P_{out}} \cdot T_{on} \quad 2-17$$

$$F_{\max} = \frac{1}{T_{on}} \quad 2-18$$

$$F_{\min} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} \quad 2-19$$

در رابطه ی اخیر داریم:

$$T_{off} = \frac{4 \cdot P_{out} \cdot L}{V_{\max} \cdot (V_{out} - V_{\max})} \quad 2-20$$



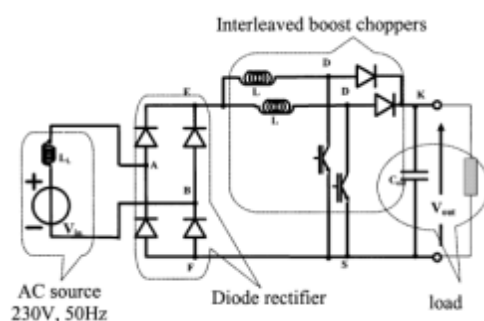
شکل ۲-۱۲- جریان یک مبدل DCM نمونه با فرکانس سوئیچ زنی متغیر و α ثابت - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [6]

۲-۳-۲- یکسوساز تک فاز تک مرحله ای با دو مبدل بوست موازی

مشاهده نمودیم که مبدل های نوع بوست در هر کدام از حالات CCM, DCM دارای مزایا و معایب خاص خود می باشند. برای تجمیع مزایای هر دو حالت و داشتن تبدلی که مزایای حالت DCM را دارا بوده و در عین حال بتوان با فیلتر EMI کوچکی آلودگی های جریان ورودی آن را حذف نمود

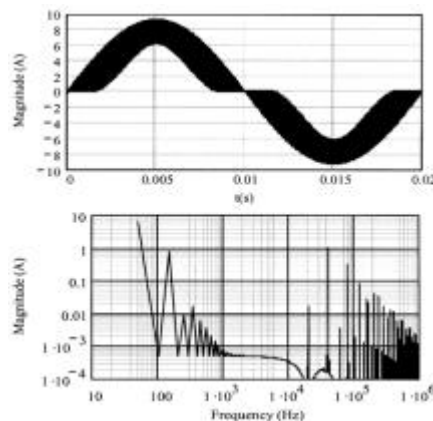
می توان مطابق شکل ۲-۱۴ از دو یا چند مبدل بوست DCM که به صورت موازی با هم عمل می نمایند استفاده نمود [8]. به این صورت مبدلی خواهیم داشت که همواره به صورت DCM عمل می نماید اما ورودی آن جریانی CCM از منبع دریافت می کند که دارای آلودگی جریان فرکانس بالا و فرکانس پایین کمی نسبت به مبدل های معرفی شده ی قبل می باشد.

در واقع این روش ساده ترین راه حل رسیدن به حالت مذکور است. فرکانس سوئیچ زنی بوست های این مبدل به اندازه ی ۱۸۰ درجه با یکدیگر اختلاف فاز دارند، این اختلاف فاز باعث می شود که همواره یکی از مبدل های DCM در حال هدایت باشد این موضوع جریان ورودی مبدل را که حاصل جمع دو مبدل به حالت CCM برده و آلودگی فرکانس بالای جریان ورودی مبدل کاهش خواهد یافت. هر کدام از دو بوست برای حمل جریان ورودی در نیمی از دوره ی تناوب فرکانس سوئیچ زنی طراحی خواهد شد. به طبع تعداد المانهای این مبدل بیشتر از مبدل پیشین می باشد. و کلیه ی روش های کنترل مذکور و به دنبال آن روش طراحی مربوطه می تواند برای کنترل و طراحی این مبدل بکار گرفته شود. برای مثال با استفاده از فرکانس سوئیچ زنی و α ثابت و ولتاژ خروجی ۶۵۰ ولت می توان به جریانی به صورت شکل ۱۳-۲ رسید.



شکل ۱۳-۲- یکسو ساز تکفاز تک مرحله ای دو سوئیچه ی نوع بوست [8]

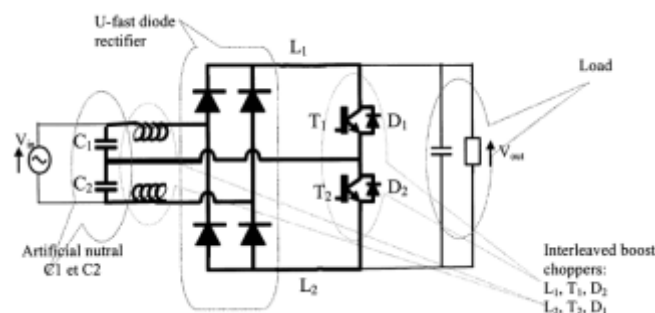
در این شکل جریان ورودی در حوزه ی فرکانس نشان می دهد که آلودگی فرکانس بالای این جریان نسبت به حالت DCM با کنترل کننده ی مشابه کاهش یافته است. اما با کاهش ولتاژ خروجی به مقادیری در حدود ۳۵۰ ولت این آلودگی افزایش قابل توجهی خواهد داشت که به همراه تعداد المان بالای این مبدل باعث از بین رفتن جذابیت این مبدل از دید عملی گردد.



شکل ۲-۱۴- جریان یک مبدل DCM دو سوئیچیهی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزهی زمان پایین: در حوزهی فرکانس [6]

۲-۳-۳- یکسوساز تک فاز تک مرحله ای با دو مبدل بوست و نقطه ی نول مصنوعی

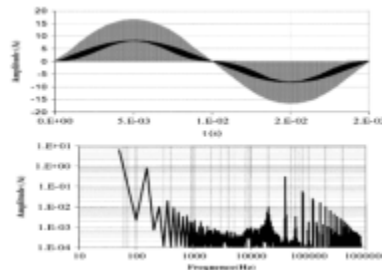
برای کاهش آلودگی فرکانس بالای مبدل همچنین می توان از دو مبدل بوست با نقطه ی نول مصنوعی مطابق شکل ۲-۱۶ استفاده نمود. این مبدل شامل دو مبدل بوست است که توسط یک پل خازنی تغذیه می شوند. مزیت مهم این مبدل وجود پل خازنی است که اجازه می دهد هر کدام از بوست های مدار تقریباً مستقل از دیگری بتواند در هر نیم سیکل ولتاژ ورودی عمل نماید. علاوه بر آن بخش فرکانس بالای جریان ورودی از خازن مربوطه گذشته و ریپل فرکانس بالای جریان ورودی را کاهش می دهد. مزیت دیگر این مبدل عدم وجود دیود سری با خازن خروجی است که باعث کاهش تلفات هدایتی مبدل ناشی از افت ولتاژ المان های الکترونیک قدرت بر سر راه جریان می باشد. بنابراین با توجه به خواص بسیار خوب این مبدل می توان انتظار داشت که با استفاده از یک کنترل بسیار ساده ی فرکانس ثابت و نسبت زمان روشن بودن ثابت سوئیچ بتوان به کیفیت بالایی از جریان ورودی مدار رسید. [9].



شکل ۲-۱۵- یکسو ساز تکفاز تک مرحله ای دو سوئیچیهی نوع بوست با پل خازنی [9]

جریان یک مبدل نمونه از نوع اخیر در شکل ۲-۱۷ آمده است. در شکل جریان مبدل در حوزهی زمان، بخش تیره تر نشان دهنده ی جریان ورودی مدار و بخش روشن تر نشان دهنده ی جریان عبوری از سلف های بوست می باشد. با توجه به شکل موج جریان در حوزه ی فرکانس می توان گفت که این مبدل

حتی با استفاده از یک کنترل ساده آلودگی فرکانس بالا و فرکانس پایین بسیار کمی تولید می نماید. به جهت طراحی سلف و خازن این مبدل می توان از روابط ۲۱-۲ و ۲۲-۲ استفاده نمود.



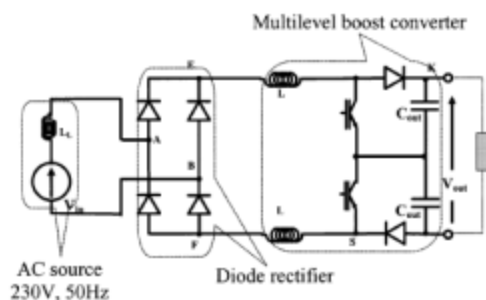
شکل ۲-۱۶- جریان یک مبدل DCM دو سوئیچگی با پل خازنی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [9]

$$L = \frac{V_{out}}{P_{out}} \cdot \alpha^2 \cdot T_o \cdot \frac{2}{T_r} \cdot \int_0^{T_r} \frac{\left(\frac{V_{max}}{2} \cdot \sin(\omega_r t)\right)^2}{V_{out} - \frac{V_{max}}{2} \cdot \sin(\omega_r t)} dt \quad ۲۱-۲$$

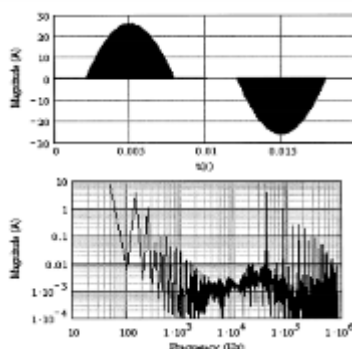
$$C_{1,2} = \Delta I_{max} \cdot \frac{T_o}{4 \cdot \Delta V_{cmax}} \quad ۲۲-۲$$

۲-۴-۴ یکسوساز تک فاز تک مرحله ای از نوع بوست چند سطحی

این توپولوژی که در شکل ۲-۱۹ آمده است دارای مزایای متعددی می باشد از جمله ی این مزایا می توان به چند سطحی بودن ولتاژ خروجی و اندک بودن آلودگی فرکانس بالای مبدل به دلیل دو برابر بودن ولتاژ خروجی اشاره کرد. البته این مبدل دارای تعداد المان فعال و غیر فعال بیشتری می باشد. همچنین به این دلیل که برای کنترل سوئیچ ها نیاز به دو سیگنال که از نظر الکتریکی ایزوله باشند داریم و کنترل این مبدل بسته به اینکه که ولتاژ ورودی بیشتر یا کمتر از نصف ولتاژ خروجی است دارای دو حالت مجزا است، کنترل این مبدل دشوار خواهد بود. علاوه بر آن برای اطمینان از تقسیم مساوی ولتاژ روی دو خازن خروجی این مبدل نیاز به یک کنترل کننده برای کنترل ولتاژ نقطه ی وسط این خازن ها نیز دارد که باعث پیچیده تر شدن کنترل این مبدل می گردد. همچنین ولتاژ گره پایینی خروجی کاملاً شناور است که ایراد اصلی این مبدل می باشد با تمام این پیچیدگی ها این مبدل دارای جریانی با کیفیت متوسط خواهد بود و تنها مزیت آن مناسب بودن این مبدل برای کاربردهای با ولتاژ خروجی بالا می باشد [10].



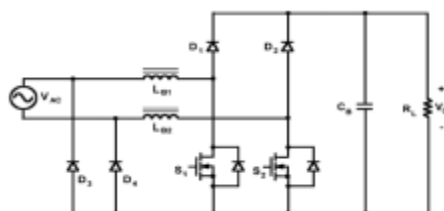
شکل ۱۷-۲- یکسو ساز تکفاز تک مرحله ای دو سوئیچیهی نوع بوست چند سطحی [10]



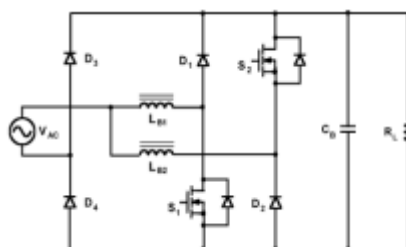
شکل ۱۸-۲- جریان یک مبدل DCM دو سوئیچیهی با بوست چند سطحی نمونه با فرکانس سوئیچ زنی ثابت و α ثابت - بالا: در حوزه ی زمان پایین: در حوزه ی فرکانس [10]

۵-۴-۲ یکسو ساز تک فاز تک مرحله ای بدون پل دیودی با دو مبدل بوست

برای ساده تر کردن مدار کمکی مورد نیاز برای سوئیچ زنی سوئیچ های مدار معرفی شده در بخش پیش می توان از مدار نشان داده شده در شکل ۲-۲۰ استفاده نمود [12]. این مدار شامل دو مبدل بوست است که یکی در نیم سیکل مثبت و دیگری در نیم سیکل منفی فعال می باشد. $D_{3,4}$ دیودهای کند و $D_{1,2}$ دیودهای سریع می باشند. بوست اول توسط المان های L_{B1}, D_1, S_1 و بوست دوم توسط L_{B2}, D_2, S_2 تشکیل می شوند. در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی که بوست اول فعال می باشد دیود D_3 خاموش و دیود D_4 جریان بازگشتی به منبع را حمل می نماید و در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی بوست دوم فعال بوده و دیود D_4 خاموش بوده و دیود D_3 جریان بازگشتی به سمت منبع را حمل می نماید. این مبدل دارای یک سلف ورودی اضافه نسبت به مبدل پیشین می باشد که باعث افزایش تعداد المان های این مبدل گردیده است. هر چند دو سلف مجزا که هر کدام در نیمی از سیکل ورودی فعال است دارای کارایی حرارتی بهتری نسبت به یک سلف تنها می باشند. با توجه محل قرار گرفتن سوئیچ های اصلی مدار شکل ۲-۱۹ می توان گفت که مزیت بزرگ این مبدل نسبت به حالت قبل امکان استفاده از مدار کمکی غیر ایزوله برای روشن و خاموش کردن سوئیچ ها می باشد. همچنین با جابه جا کردن موقعیت سوئیچ ها می توان به مدار شکل ۲-۲۰ رسید. این مدار که با توجه به موقعیت قرار گرفتن سوئیچ ها یکسو ساز بدون پل pseudo totem-pol نامیده می شود دارای هیچ مزیتی نسبت به مدار شکل ۲-۱۹ ندارد. علاوه بر آن نیاز به یک مدار ایزوله برای سوئیچ زنی سوئیچ ها خواهد داشت که عیبی نسبتاً بزرگ برای این مبدل محسوب می گردد [۱۳].



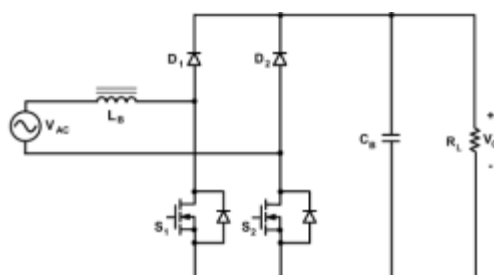
شکل ۲-۱۹- یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل با دو مبدل بوست [12]



شکل ۲-۲۰- یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل pseudo totem-pole [12]

۲-۴-۶ یکسو ساز تک فاز تک مرحله‌ای بدون پل دیودی

این مبدل که در شکل ۲-۲۲ آمده دارای کمترین المان است و یک مدار ساده‌ی غیر ایزوله می‌تواند برای سوئیچ‌زنی سوئیچ‌های اصلی مدار مورد استفاده قرار گیرد. همچنین این مدار می‌تواند در حالات DCM, CCM عمل نماید. در هر زمان تنها دو المان نیمه هادی بر سر راه اصلی جریان قرار دارد که باعث کاهش قابل توجه تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. کنترل هر دو سوئیچ اصلی با یک سیگنال مشترک انجام می‌گردد و همواره هر دو سوئیچ فرمان‌های روشن و خاموش مشابه دریافت می‌کنند اما برای روشن شدن یک سوئیچ در حالت کلی دو شرط لازم است یکی داشتن فرمان روشن در پایه‌ی گیت و دیگری مثبت بودن ولتاژ دو سر سوئیچ، که این شروط در نیم سیکل مثبت تنها برای سوئیچ S_1 و در نیم سیکل منفی تنها برای سوئیچ S_2 برقرار می‌باشد. در نیم سیکل مثبت در هنگام روشن بودن سوئیچ S_1 جریان ورودی در این سوئیچ در جهت مثبت جاری شده و از دیود بدنه‌ی سوئیچ S_2 به سمت منبع باز خواهد گشت. در هنگام قطع سوئیچ S_1 جریان ورودی از راه دیود D_1 و دیود بدنه‌ی سوئیچ S_2 به خروجی می‌رود [۱۱].



شکل ۲-۲۱- یکسو ساز تکفاز تک مرحله‌ای بدون پل دیودی [11]

دسته بعدی مبدل های اصلاح ضریب توان اکتیو فرکانس بالا می باشد. این نوع مبدلها به علت فرکانس بالای کاری دارای حجم فیلتر کمتری نسبت به سایر انواع قبلی می باشد و هر چه این فرکانس را بتوان بالاتر برد باعث کاهش حجم و وزن بیشتر می شود. اما به این نکته باید توجه داشت که با افزایش فرکانس سوئیچینگ تلفات سوئیچینگ افزایش می یابد. از طرف دیگر این روش تعداد المانهای موجود در مسیر توان رفت افزایش می دهد. بنابراین با افزایش تلفات سوئیچینگ و هدایتی بطور همزمان راندمان کل سیستم کاهش می یابد و برای خارج کردن این تلفات از مدار نیاز به Heat sink بیشتری می باشد و در کل حجم و وزن مدار را بهبود نمی بخشد. پس در حین افزایش فرکانس سوئیچینگ باید به تلفات کل سیستم نیز توجه داشت.

فصل ۳ – معرفی ساختاری و عملکردی چند مبدل اصلاح ضریب توان برتر

۳-۱- مقدمه

مبدل تک فاز تک مرحله‌ای غیر ایزوله‌ای بدون پل که در فصل قبل آمده است دارای مزایای مهمی است که مهمترین آن کم بودن تلفات هدایتی مبدل نسبت به دیگر مبدل‌های اصلاح ضریب توان پل دار می‌باشد. در این مبدل‌ها برای بدست آوردن کیفیت جریان بالاتر و کاهش حجم مدار لازم است فرکانس سویچ زنی مبدل را تا حد ممکن افزایش داد اما افزایش فرکانس سویچ زنی باعث افزایش تلفات سویچ زنی مدار و افزایش نویز EMI ناشی از تغییرات شدید ولتاژ و جریان المان‌های مدار خواهد شد. برای رفع این مشکلات می‌توان از روش‌های سویچ زنی نرم استفاده نمود. در روش سویچ زنی نرم می‌توان تلفات ناشی از سویچ زنی را صفر کرد و از تغییرات شدید ولتاژ که زاینده‌ی نویز EMI هستند جلوگیری نمود. سویچ زنی نرم می‌تواند به صورت سویچ زنی در ولتاژ و یا جریان صفر انجام گیرد که در این فصل به بررسی انواع آنها خواهیم پرداخت و یک مبدل جدید از نوع بدون پل با قابلیت سویچ زنی در شرایط ولتاژ صفر پیشنهاد خواهد گردید

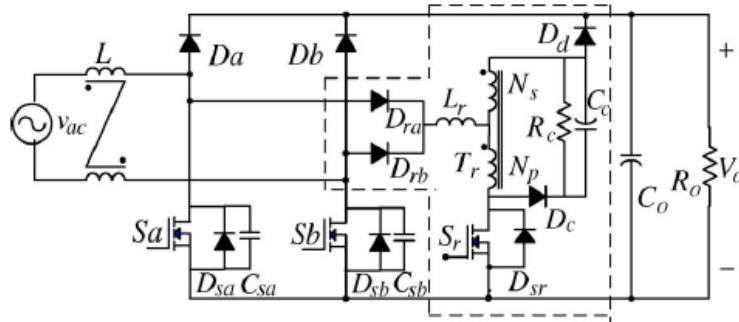
۳-۲- سویچ زنی در ولتاژ صفر

یکی دیگر از روش‌هایی که برای حذف تلفات سویچ زنی و نویز EMI در مبدل‌های اصلاح ضریب توان مورد استفاده قرار می‌گیرد روش سویچ زنی در ولتاژ صفر می‌باشد در این روش یک خازن با ظرفیت کوچک با سویچ مورد نظر موازی شده تا در هنگام قطع سویچ ولتاژ آن به آرامی بالا رفته و هم‌پوشانی آن با جریان سویچ و در نتیجه تلفات سویچ حداقل گردد. در هنگام خاموش شدن نیز به وسیله‌ی یک مدار کمکی ولتاژ خازن مذکور صفر می‌شود تا تلفات لحظه‌ی خاموش شدن کاملاً از بین برود. این روش بیشتر برای مداراتی که از سویچ‌هایی از نوع MOSFET استفاده می‌کند مورد استفاده قرار می‌گیرد زیرا این گونه

سوییچ‌ها دارای خازن بزرگی در پیوند Drain-Source می‌باشند که باعث ایجاد تلفات سوییچ‌زنی در لحظه‌ی روشن شدن می‌شود. در این بخش انواع مبدل‌های اصلاح ضریب توان بدون پل که از روش مذکور برای از بین بردن تلفات سوییچ‌زنی آنها استفاده شده است معرفی می‌شوند.

۳-۲-۱- مبدل اول

این مبدل در شکل ۳-۱ آمده است. با استفاده از یک مدار کمکی که شامل سوییچ S_r سلف L_r و دیودهای D_{ra}, D_{rb}, D_d, D_c و خازن‌های $C_c, C_{sr}, C_{sa}, C_{sb}$ و مقاومت R_c می‌باشد شرایط سوییچ‌زنی در شرایط صفر را برای سوییچ‌ها و دیودهای مدار فراهم می‌آورد [۵۳].

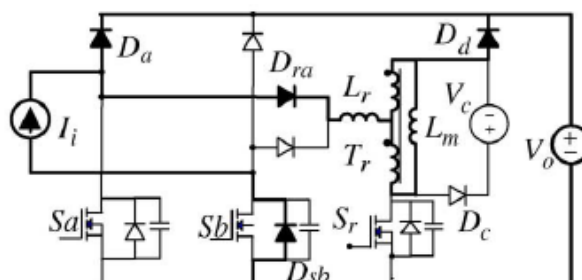


شکل ۳-۱- اولین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل [53]

هر دوره‌ی سوییچ‌زنی این مبدل دارای ۱۰ مرحله است که در ادامه خواهد آمد برای تحلیل راحت‌تر کارکرد این مبدل فرض کنیم که ولتاژ خروجی و جریان ورودی در طول یک دوره‌ی سوییچ‌زنی ثابت باشند و بتوان آنها را به ترتیب با منابع ولتاژ و جریان DC مدل کرد.

• مرحله‌ی ۰ $[t_{10}-t_0]$ - شکل ۳-۲

قبل از t_0 سوییچ اصلی S_a و سوییچ کمکی S_r خاموش می‌شوند و جریان ورودی در بار بوسیله D_a می‌ریزد و از طریق دیود بدنه S_b به ورودی اصلی وارد می‌شود. یک قسمت از جریان ورودی از طریق شاخه D_{ra} ، L_r ، T_r و D_b به بار می‌رود و از طریق D_b برمی‌گردد. در این مد i_{D_a} با i_a و V_{s_a} با V_0 تقریباً برابر است.

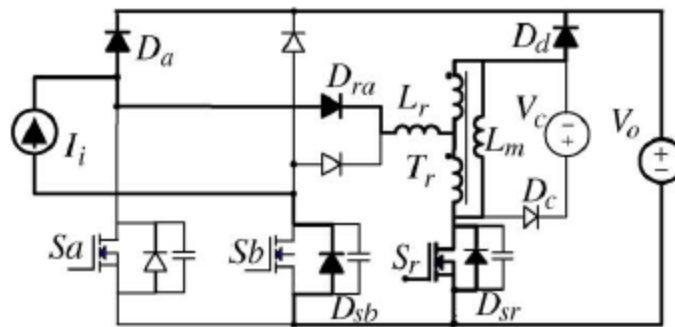


شکل ۳-۲- مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۱ [53]

• مرحله ۱ $[t_0-t_1]$ - شکل ۳-۳

در t_0 سوئیچ S_r روشن می‌شود و i_{L_r} از طریق L_r ، D_{ra} و سیم‌پیچ N_p ترانس T_r برای بوجود آوردن جریان i_s در سیم‌پیچ N_s ، جایی که جریان i_s در V_0 از طریق D_d جاری می‌شود و از طریق D_{sr} بر می‌گردد. در طول این دوره ولتاژ دوسر ترانس ثابت و برابر V_s و جریان i_{L_m} بصورت خطی از این می‌باشد. تا جایی که D_a روشن باشد i_{L_r} بصورت خطی شروع به افزایش می‌کند و سوئیچ کمکی بصورت نرم روشن می‌شود. این مد زمانی به پایان می‌رسد که i_{L_r} با جریان i_{in} برابر شود و مدت زمان این مد از طریق رابطه زیر محاسبه می‌شود.

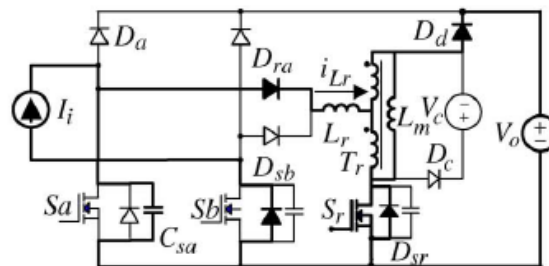
$$t_{01} = \frac{I_i}{V_o(1-n)/L_r} \quad 3-1$$



شکل ۳-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۱ [53]

• مرحله ۲ $[t_1-t_2]$ - شکل ۳-۴

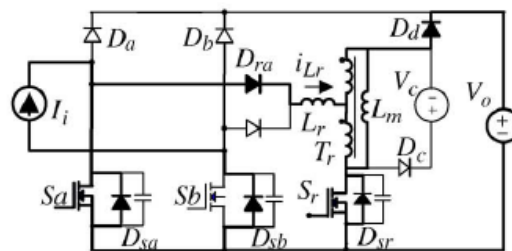
هنگامی که جریان i_{L_r} به i_{in} رسید، دیود D_a خاموش می‌شود و مد دوم آغاز می‌شود. در طول این مد سوئیچ کمکی در حالت روشن باقی می‌ماند و رزونانس بین L_r و خازن C_{sa} شروع می‌شود. جریان i_{L_r} شروع به افزایش می‌کند. هنگامی که $V_{C_{sa}}$ به صفر رسید، این مد به پایان می‌رسد.



شکل ۳-۴- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۲ [53]

• مرحله ۳ $[t_2-t_3]$ - شکل ۳-۵

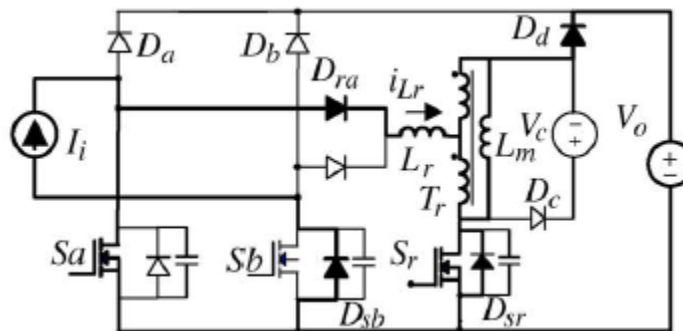
در t_2 ، V_{sa} تا صفر کاهش پیدا می کند و مد سوم شروع می شود. با صفر شدن V_{sa} دیود D_{sa} روشن شود. i_{Lr} بصورت خطی شروع به کاهش می کند و i_{sa} شروع به افزایش می کند. در طول این دوره سوئیچ اصلی S_a تحت ZVS روشن می شود. هنگامی که جریان i_{sa} از منفی به صفر افزایش پیدا می کند، این مد به پایان می رسد.



شکل ۵-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ی ۳ [53]

• مرحله ی ۴ $[t_3-t_4]$ - شکل ۶-۳

در این مرحله جریان سوئیچ اصلی به صورت خطی افزایش و جریان سلف L_r به صورت خطی کاهش پیدا می کند تا انرژی ذخیره شده در L_r از طریق ترانس به بار انتقال داده شود. با صفر شدن جریان سلف L_r این مد به پایان می رسد.

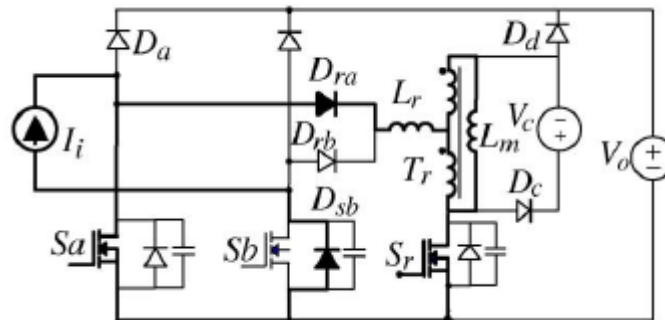


شکل ۶-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ی ۴ [53]

• مرحله ی ۵ $[t_4-t_5]$ - شکل ۷-۳

در این مد جریان مغناطیس کننده i_m بصورت خطی افزایش می یابد. جریان مغناطیس کننده گی باید طوری طراحی شود که از جریان بار کوچکتر باشد. در این مرحله سوئیچ کمکی می تواند تحت ZCS خاموش شود.

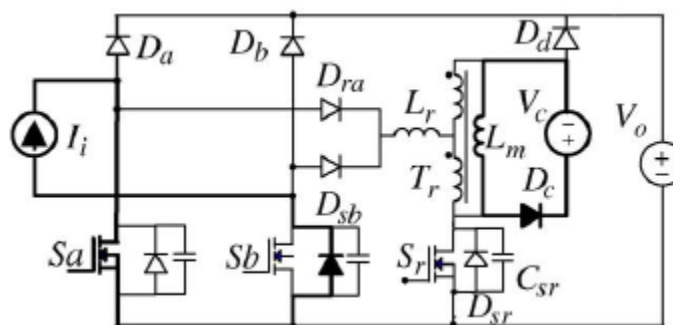
با صفر شدن جریان سلف L_r این مرحله آغاز خواهد شد در این مرحله جریان ورودی از طریق سوئیچ S_a و دیود بدنه‌ی سوئیچ S_b جاری می‌شود مدت زمان این مرحله توسط کنترل کننده تعیین شده و برای کنترل جریان ورودی به کار گرفته می‌شود.



شکل ۷-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۵ [53]

• مرحله‌ی ۶ $[t_5-t_6]$ - شکل ۸-۳

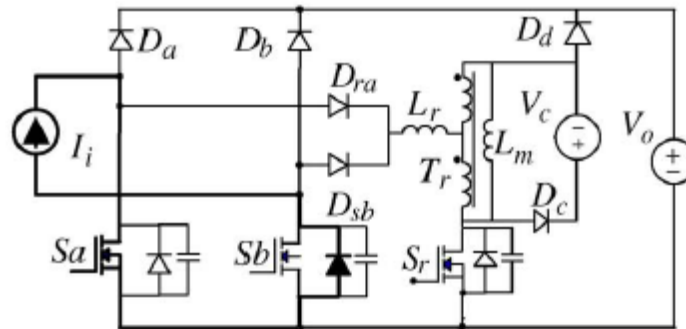
در t_5 سوئیچ کمکی خاموش می‌شود. جریان مغناطیس کننده گی در D_c جاری می‌شود و i_m بصورت خطی کاهش می‌یابد تا به صفر برسد زیرا ولتاژ ثابت V_c به سلف مغناطیس کننده گی اعمال شود.



شکل ۸-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله‌ی ۶ [53]

• مرحله‌ی ۷ $[t_6-t_7]$ - شکل ۹-۳

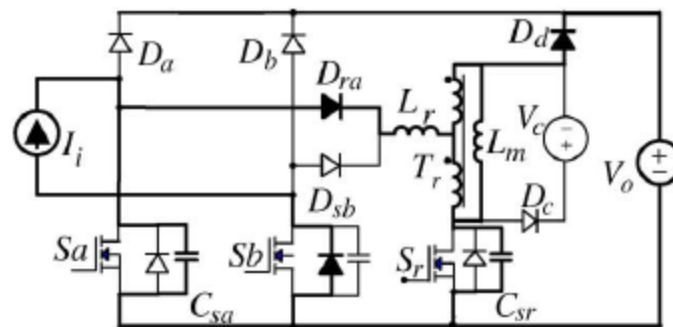
در این مد D_c خاموش می‌شود ولی سوئیچ اصلی هنوز روشن می‌باشد و جریان سلف مدار از طریق سوئیچ اصلی و D_{sb} هدایت می‌شود



شکل ۹-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۷ [53]

- مرحله ۸ $[t_7-t_8]$ - شکل ۱۰-۳

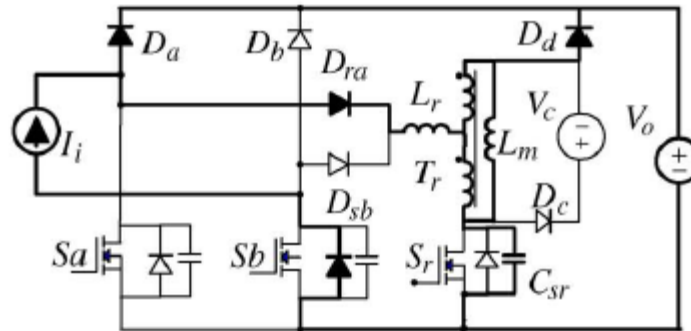
در t_7 سوئیچ اصلی خاموش و جریان ورودی خازنهای C_{sa} و C_{sr} را شارژ می کند. هنگامی که ولتاژ خازن C_{sa} به ولتاژ خروجی رسید D_a روشن می شود و این مد به پایان می رسد.



شکل ۱۰-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۸ [53]

- مرحله ۹ $[t_8-t_9]$ - شکل ۱۱-۳

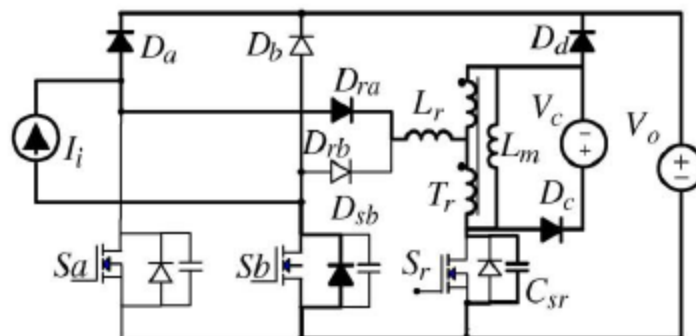
در این مد قسمتی از جریان ورودی هنوز در حال شارژ کردن خازن C_{sa} می باشد.



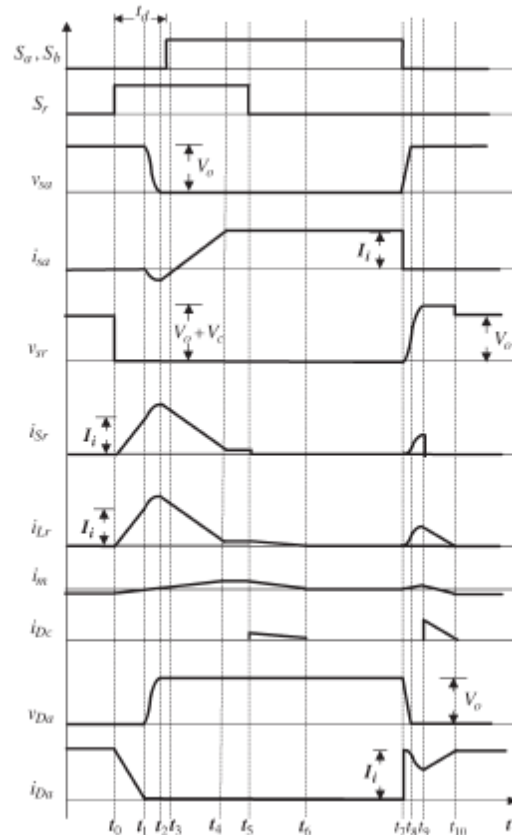
شکل ۱۱-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۹ [53]

• مرحله ۱۰ $[t_9-t_{10}]$ - شکل ۱۲-۳

در t_9 ولتاژ خازن C_{sr} تا $V_c + V_o$ شارژ می شود و جریان سلف L_r به صورت خطی کاهش می یابد و انرژی آن از طریق ترانس به خروجی منتقل می شود. هنگامی که جریان سلف L_r به صفر رسید و $V_o = V_{sr}$ این مد به پایان می رسد.



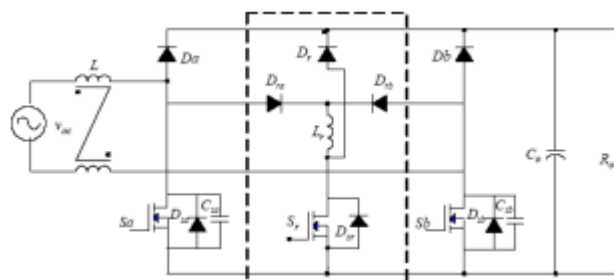
شکل ۱۲-۳- مدار معادل مبدل اول در مرحله ۱۰ [53]



شکل ۳-۱۳- شکل موج‌های کلیدی مبدل اول در یک دوره سوئیچ‌زنی [53]

۳-۲-۲- مبدل دوم

این مبدل در شکل ۳-۱۴ آمده است. با استفاده از یک مدار کمکی که شامل سوئیچ S_r سلف L_r و دیودهای D_{ra}, D_{rb}, D_{r} می‌باشد شرایط سوئیچ‌زنی در شرایط صفر را برای سوئیچ‌ها و دیودهای مدار فراهم می‌آورد [۳۳].

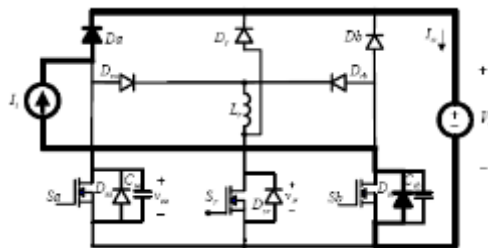


شکل ۳-۱۴- دومین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل [33]

هر دوره سوئیچ‌زنی این مبدل دارای ۷ مرحله است که در ادامه خواهد آمد برای تحلیل راحت‌تر کارکرد این مبدل فرض کنیم که ولتاژ خروجی و جریان ورودی در طول یک دوره سوئیچ‌زنی ثابت باشند و بتوان آنها را به ترتیب با منابع ولتاژ و جریان DC مدل کرد.

• مرحله ۱ $[t_6 - t_0]$ - شکل ۳-۱۵

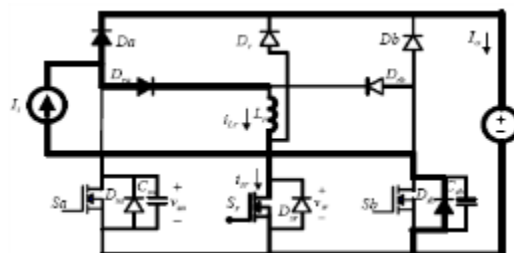
در این مرحله سویچ‌های مدار خاموش بوده و جریان ورودی از طریق دیود D_a و دیود بدنه‌ی سویچ S_b خروجی را تغذیه می‌کند.



شکل ۳-۱۵- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ۱ [33]

• مرحله ۲ $[t_0 - t_1]$ - شکل ۳-۱۶

این مرحله با روشن شدن سویچ S_r آغاز می‌شود. جریان سلف L_r تحت تاثیر ولتاژ خروجی به صورت خطی بالا می‌رود و جریان دیود D_a با همان سرعت کاهش خواهد یافت. با رسیدن سلف رزونانس به جریان ورودی و خاموش شدن دیود D_a این مرحله به پایان خواهد رسید. مدت زمان این مرحله مطابق رابطه‌ی ۳-۲ بیان می‌شود.



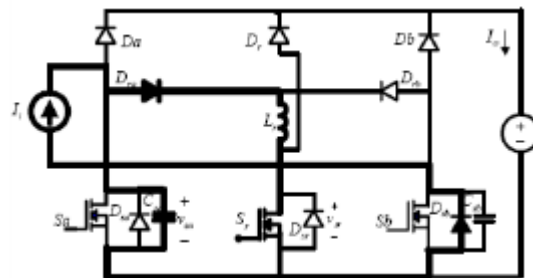
شکل ۳-۱۶- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ۲ [33]

$$t_{01} = \frac{I_i}{V_o / L_r}$$

۳-۲

• مرحله ۳ $[t_1 - t_2]$ - شکل ۳-۱۷

این مرحله با خاموش شدن دیود D_a آغاز می‌شود با خاموش شدن این دیود یک رزونانس بین خازن C_{sa} و سلف L_r اتفاق خواهد افتاد ولتاژ این خازن کاهش یافته و ولتاژ روی دیود D_a با همان سرعت افزایش می‌یابد با صفر شدن ولتاژ خازن و روشن شدن دیود بدنه‌ی سویچ S_a در شرایط ZVS این مرحله به انتها خواهد رسید. مدت زمان این مرحله و جریان سلف L_r به صورت زیر بیان می‌شوند.



شکل ۳-۱۷- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ی ۳ [33]

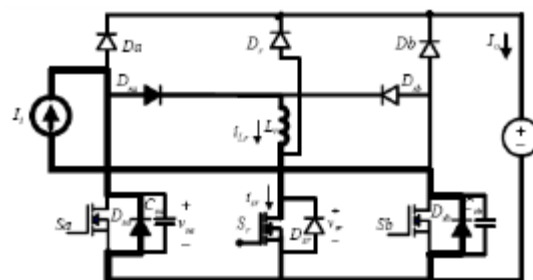
$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{sa}} \quad ۳-۳$$

$$i_{Lr}(t_2) = I_i + \frac{V_o}{\sqrt{L_r/C_{sa}}} \quad ۳-۴$$

• مرحله ی ۳ $[t_2-t_3]$ - شکل ۳-۱۸

در این مرحله یک جریان هرز گرد از طریق D_{sa} , D_{ra} , L_r , S_r جاری می گردد بنابراین در این مرحله می توان سویچ S_a را در شرایط ZVZCS روشن نمود. برای اطمینان از روشن شدن سویچ در شرایط مذکور باید این سویچ با تاخیر معینی بعد از روشن شدن سویچ کمکی روشن شود. مدت زمان این تاخیر عبارتست از:

$$t_d \geq t_{01} + t_{12} = \frac{I_i}{V_o/L_r} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r \cdot C_{sa}} \quad ۳-۵$$

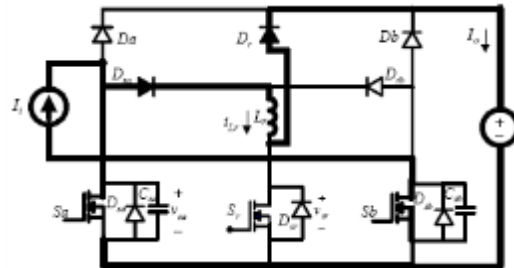


شکل ۳-۱۸- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ی ۳ [33]

• مرحله ی ۵ $[t_3-t_3]$ - شکل ۳-۱۹

این مرحله با خاموش شدن سویچ کمکی آغاز می شود به دنبال خاموش شدن این سویچ جریان سلف L_r از طریق دیود D_r به خروجی می ریزد و ولتاژ سویچ به ولتاژ خروجی محدود می گردد همچنین ولتاژ خروجی به سلف رزونانس اعمال شده جریان آن را به صورت خطی کاهش می دهد در این حال جریان سویچ با همان

سرعت افزایش یافته تا به جریان ورودی مدار برسد. در این لحظه این مرحله به انتها خواهد رسید. مدت زمان این مرحله به صورت زیر بیان می شود.

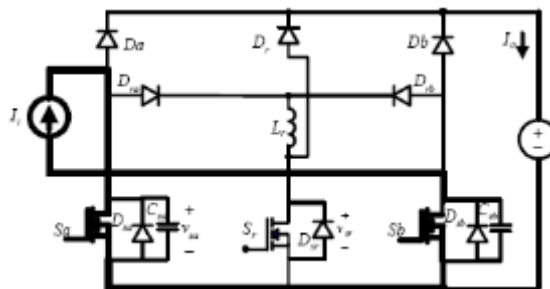


شکل ۳-۱۹- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ۵ [33]

$$t_{34} = \frac{L_r}{V_o} \cdot \left(I_i + \frac{V_o}{\sqrt{L_r/C_{sa}}} \right) \quad ۳-۶$$

• مرحله ۶ $[t_3-t_5]$ - شکل ۳-۲۰

با صفر شدن جریان سلف L_r این مرحله آغاز خواهد شد در این مرحله جریان ورودی از طریق سویچ S_a و دیود بدنه S_b جاری می شود مدت زمان این مرحله توسط کنترل کننده تعیین شده و برای کنترل جریان ورودی به کار گرفته می شود.

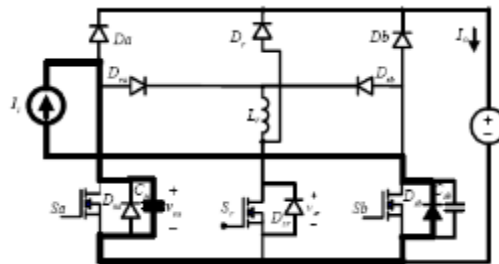


شکل ۳-۲۰- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ۶ [33]

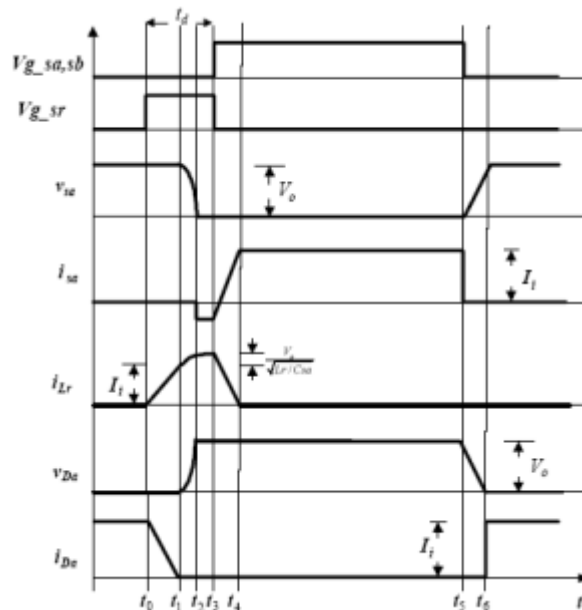
• مرحله ۷ $[t_5-t_6]$ - شکل ۳-۲۱

این مرحله با خاموش شدن سویچ S_a در شرایط ZVS آغاز می شود در این مرحله جریان ورودی باعث شارژ ولتاژ خازن C_{sb} به صورت خطی می گردد با رسیدن ولتاژ این خازن به ولتاژ خروجی و روشن شدن دیود D_a در شرایط ZVS این مرحله به انتها خواهد رسید و مدار به مرحله اول باز خواهد گشت. مدت زمان این دوره به صورت زیر بیان می شود. شکل موجهای کلیدی این مبدل در شکل ۳-۲۲ آمده است.

$$t_{56} = \frac{C_{sa} \cdot V_a}{I_i} \quad ۳-۷$$



شکل ۲۱-۳- مدار معادل مبدل دوم در مرحله ی ۷ [33]

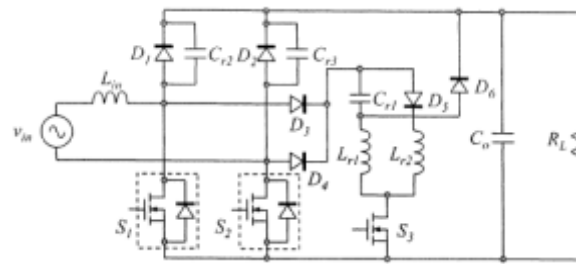


شکل ۲۲-۳- شکل موج های کلیدی مبدل دوم در یک دوره ی سویچ زنی [33]

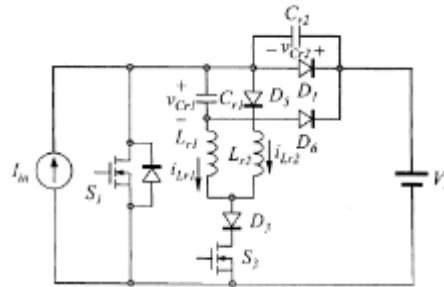
۳-۲-۳- مبدل سوم

این مبدل که در شکل ۲۳-۳ آمده است با استفاده از یک مدار کمکی نسبتاً ساده سویچ زنی در شرایط ZVS برای سویچ های اصلی مبدل اصلاح ضریب توان بدون پل ایجاد می شود. این مدار کمکی متشکل از المان های C_{r1}, C_{r2}, C_{r3} به عنوان خازن های رزونانس، دیودهای D_3, D_3, D_5, D_6 ، سلف های L_{r1}, L_{r2} و سویچ S_3 می باشد.

هر دوره ی سویچ زنی این مبدل شامل ۹ مرحله است که در ادامه آمده است. برای سادگی تحلیل فرض کنیم که ولتاژ خروجی و جریان ورودی مبدل در طول یک دوره ی سویچ زنی ثابت باشد از سوی دیگر در هر نیم سیکل ولتاژ ورودی تنها یکی از سویچ ها فعال بوده و دیگری همواره خاموش است به این ترتیب می توان مطابق شکل زیر خروجی را به صورت یک منبع ولتاژ DC و ورودی را به صورت یک منبع جریان DC مدل کرد و مدار را تنها با سویچ های نیمه ی فعال آن نشان داد. همچنین فرض شود که قبل از مرحله ی اول همه ی سویچ های مبدل خاموشند و جریان ورودی از طریق دیود D_1 به خروجی می ریزد و جریان سلف های مدار کمکی و ولتاژ خازن های آن صفرند [۳۹].



شکل ۳-۲۳- سومین مبدل (ZVS) اصلاح ضریب توان قدرت بدون پل [39]

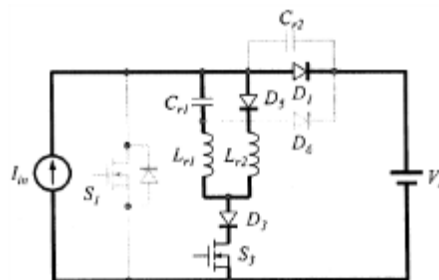


شکل ۳-۲۳- مدل مبدل در طول یک دوره سوئیچ زنی [39]

• مرحله ۱ $[t_0-t_1]$ - شکل ۳-۲۴

این مرحله با روشن شدن سوئیچ S_3 در شرایط ZCS آغاز می‌شود. در این مرحله سلف L_{r2} به صورت خطی از ولتاژ V_o شارژ می‌شود و همزمان یک رزونانس بین C_{r1} , L_{r1} از مسیر V_o , D_3 , S_3 آغاز شده و جریان آن زیاد می‌شود و باعث زیاد شدن ولتاژ خازن C_{r1} نیز می‌شود. با رسیدن حاصل جمع این دو جریان به جریان ورودی و خاموش شدن دیود D_1 این به پایان می‌رسد. طول دوره‌ی این مرحله به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\Delta t_1 \equiv t_1 - t_0 \cong \frac{L_r I_{in}}{V_o} \left(\frac{n_L}{1 + n_L} \right) \quad ۳-۸$$



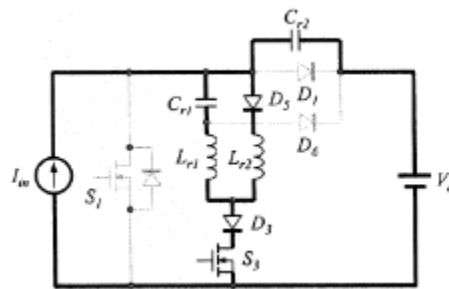
شکل ۳-۲۴- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۱ [39]

• مرحله ۲ $[t_1-t_2]$ - شکل ۳-۲۵

در این مرحله سلف L_{r2} شروع به رزونانس با خازن C_{r2} می‌کند و جریان آن بالا رفته و همزمان ولتاژ خازن C_{r2} نیز بالا خواهد رفت و ولتاژ سوئیچ S_1 با همان سرعت کاهش خواهد یافت. با رسیدن ولتاژ این خازن به ولتاژ خروجی و رسیدن ولتاژ خروجی به صفر این مرحله به انتها خواهد رسید در عین حال

رزونانس بین C_{r1}, L_{r1} از مسیر V_o, D_3, S_3 ادامه یافته و ولتاژ خازن C_{r1} بالا خواهد رفت. طول دوره‌ی این مرحله به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\Delta t_2 \equiv t_2 - t_1 \cong \frac{\pi}{2\omega_r} \left(\frac{K_A^2 - K_B^2}{K_A^3 - K_B^3 - K_A + K_B} \right) \quad 3-9$$

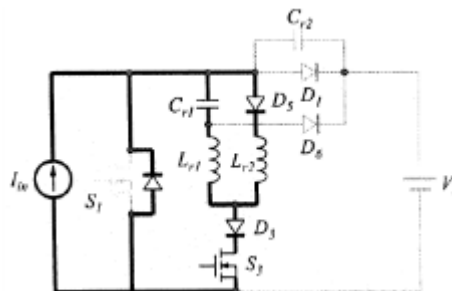


شکل ۳-۲۵- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۲ [39]

• مرحله ۳ $[t_2 - t_3]$ - شکل ۳-۲۶

با رسیدن ولتاژ سوئیچ S_1 به صفر دیود بدنه‌ی آن روشن شده و یک جریان هرز گرد را از مسیر D_3, D_5, L_{r2}, S_3 جاری خواهد ساخت. در این مرحله جریان رزونانس سلف L_{r1} به مقدار بیشینه‌ی خود رسیده و شروع به کاهش می‌کند و ولتاژ خازن C_{r1} همچنان بالا می‌رود با رسیدن دوباره‌ی حاصل جمع دو جریان رزونانس به جریان ورودی و خاموش شدن دیود بدنه‌ی سوئیچ S_1 این مرحله به انتها خواهد رسید. در این مرحله می‌توان سوئیچ S_1 را در شرایط ZVZCS روشن نمود. طول دوره‌ی این مرحله به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\Delta t_3 \equiv t_3 - t_2 \cong \frac{n_c n_L}{\omega_r} \times \left\{ \tan^{-1} \frac{V_{Cr1}(t)}{Z_o i_{Lr1}(t_2)} \sqrt{\frac{n_c}{n_L}} + \sin^{-1} \frac{I_{in} - i_{Lr2}(t_2)}{\sqrt{[i_{Lr1}(t)]^2 + \frac{n_c}{n_L} \left[\frac{V_{Cr1}(t)}{Z_o} \right]^2}} \right\} \quad 3-10$$



شکل ۳-۲۶- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۳ [39]

• مرحله ی ۳ $[t_3-t_3]$ - شکل ۳-۲۷

در این مرحله جریان رزونانس سلف L_{r1} کاهش یافته و به صفر می‌رسد و شروع به افزایش به سمت مقدار بیشینه‌ی منفی خود می‌کند از آنجایی که جریان سلف L_{r2} ثابت است با منفی شدن جریان سلف L_{r1} جریان سویچ S_3 شروع به کاهش می‌کند و جریان سویچ S_1 با همان سرعت افزایش خواهد یافت. با رسیدن جریان سلف L_{r1} به جریان سلف L_{r2} دیود D_3 خاموش شده و جریان سویچ S_3 نیز به صفر می‌رسد و در این لحظه این مرحله به انتها می‌رسد. طول دوره‌ی این مرحله به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\Delta t_4 \equiv t_4 - t_3 \cong \frac{n_c n_L}{\omega_r} \times \left\{ \tan^{-1} \frac{V_{Cr1}(t)}{Z_o i_{Lr1}(t_2)} \sqrt{\frac{n_c}{n_L}} + \sin^{-1} \frac{I_{in} - i_{Lr2}(t_2)}{\sqrt{[i_{Lr1}(t)]^2 + \frac{n_c}{n_L} \left[\frac{V_{Cr1}(t)}{Z_o} \right]^2}} \right\} - \Delta t_3 \quad ۳-۱۱$$

همچنین مدت زمان روشن بودن سویچ S_3 طبق رابطه‌ی ۳-۱۱ تعیین می‌شود.

$$\Delta t_{on} = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad ۳-۱۲$$

پارامترهای آمده در روابط بالا به صورت زیر تعریف می‌گردند.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_{r1} L_{r1}}}, Z_o = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}} \quad ۳-۱۳$$

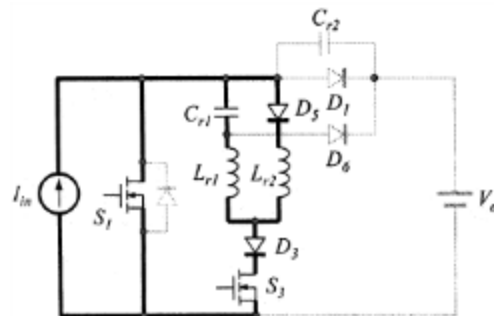
$$K_A = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{1}{n_c} + \frac{1}{n_c n_L} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{1}{n_c} + \frac{1}{n_c n_L} \right)^2 - \frac{4}{n_c n_L}} \right]} \quad ۳-۱۴$$

$$K_B = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\left(1 + \frac{1}{n_c} + \frac{1}{n_c n_L} \right) - \sqrt{\left(1 + \frac{1}{n_c} + \frac{1}{n_c n_L} \right)^2 - \frac{4}{n_c n_L}} \right]} \quad ۳-۱۵$$

$$n_c \equiv \frac{C_{r2}}{C_{r1}}, n_L \equiv \frac{L_{r2}}{L_{r1}} \quad ۳-۱۶$$

$$n_c < 1 \quad ۳-۱۷$$

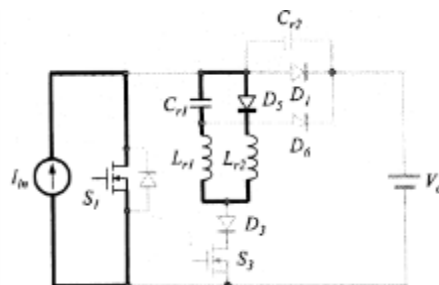
$$n_c < 1 \quad ۳-۱۸$$



شکل ۲۷-۳- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۳ [39]

• مرحله ۵ $[t_3-t_5]$ - شکل ۲۸-۳

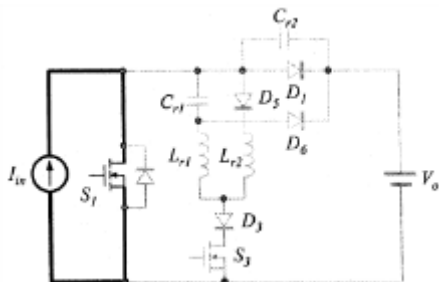
این مرحله با خاموش شدن دیود D_3 و سوییچ S_3 آغاز می‌شود در این لحظه سلف‌های L_{r1} و L_{r2} با هم سری شده و شروع به نوسان با خازن C_{r1} می‌کنند جریان آنها به سمت مقدار بیشینه‌ی منفی رفته و شروع به کاهش می‌کند. با صفر شدن جریان این دو سلف و خاموش شدن دیود D_5 این مرحله به انتها خواهد رسید. در طول این دوره ولتاژ خازن C_{r1} صفر شده و تا حدی در جهت منفی شارژ خواهد شد.



شکل ۲۸-۳- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۵ [39]

• مرحله ۶ $[t_5-t_6]$ - شکل ۲۹-۳

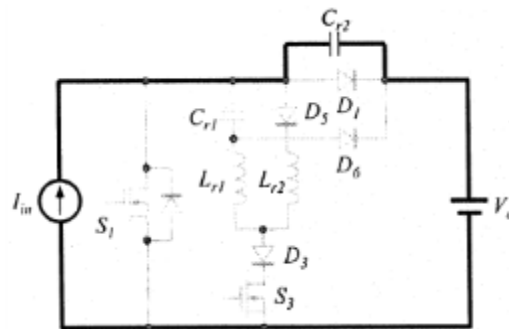
این مرحله با خاموش شدن دیود D_5 آغاز خواهد شد در طول این مرحله جریان ورودی از مسیر سوییچ S_1 و دیود بدنه‌ی سوییچ S_2 جاری شده و سوییچ S_3 خاموش است. طول دوره‌ی این مرحله توسط کنترل کننده برای کنترل جریان ورودی تعیین می‌شود.



شکل ۲۹-۳- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۶ [39]

• مرحله ۷ $[t_6-t_7]$ - شکل ۳۰-۳

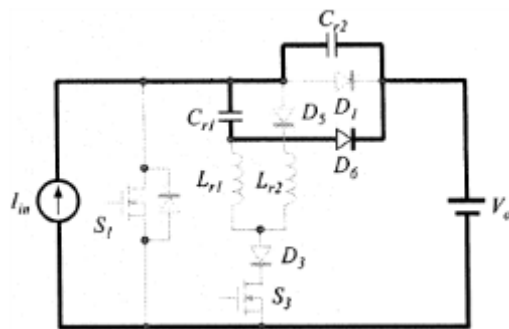
این مرحله با خاموش شدن سویچ S_1 توسط کنترل کننده در شرایط ZVS آغاز خواهد شد. جریان ورودی از مسیر خازن C_{r2} به سمت خروجی جاری شده و ولتاژ آن را به صورت خطی کاهش خواهد داد با رسیدن ولتاژ این خازن به ولتاژ خازن C_{r1} این مرحله به انتها خواهد رسید.



شکل ۳-۳۰- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۷ [39]

• مرحله ۸ $[t_7-t_8]$ - شکل ۳-۳۱

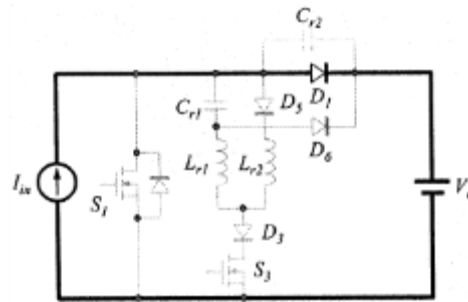
با رسیدن ولتاژ خازن C_{r2} به ولتاژ خازن C_{r1} این مرحله آغاز می شود در این لحظه دیود D_6 روشن شده و ولتاژ خازن C_{r1} نیز تحت تاثیر جریان ورودی به صورت خطی کاهش می یابد. با صفر شدن ولتاژ این دو خازن این مرحله به انتها خواهد رسید.



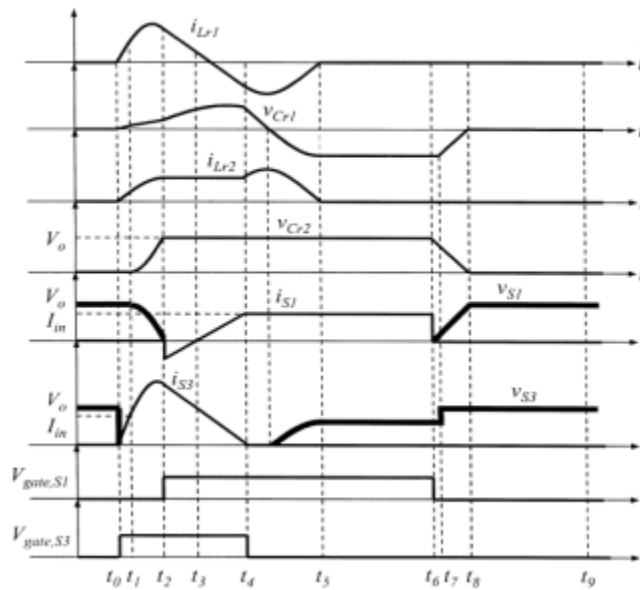
شکل ۳-۳۱- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۸ [39]

• مرحله ۹ $[t_8-t_9]$ - شکل ۳-۳۲

با صفر شدن ولتاژ خازن های رزونانس دیود D_6 خاموش شده و دیود D_1 در شرایط ZVS روشن خواهد شد در طول این مرحله انرژی ذخیره شده در سلف ورودی به خروجی منتقل خواهد شد. به این ترتیب مبدل به مرحله ی آغازین باز گشته است و می تواند مرحله ی ۱ را آغاز نماید. شکل موج های کلیدی مربوط به یک دوره ی سویچ زنی این مبدل در شکل ۳-۳۴ آمده است.



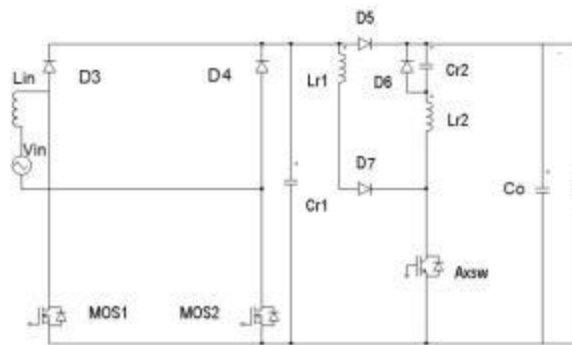
شکل ۳-۳۳- مدار معادل مبدل سوم در مرحله ۱ [39]



شکل ۳-۳۴- شکل موج‌های کلیدی مبدل سوم در یک دوره‌ی سوئیچ‌زنی [39]

۳-۲-۴- مبدل چهارم

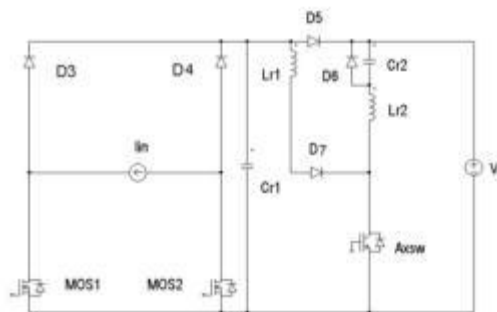
این مبدل که در شکل ۳-۳۵ آمده است دارای دو بخش می‌باشد یکی مبدل اصلی اصلاح ضریب توان که شامل سوئیچ‌های $MOS_{1,2}$ ، $D_{3,4}$ می‌باشد و دیگری مدار کمکی است که شامل خازن‌های $C_{r1,2}$ ، دیودهای $D_{5,6,7}$ ، سوئیچ AX_{sw} و سلف‌های $L_{r1,2}$ می‌باشد که شرایط سوئیچ زنی در ولتاژ صفر را برای سوئیچ‌ها و دیودهای اصلی فراهم می‌آورد. در ضمن سوئیچ مدار کمکی در شرایط ZCS دیودهای آن در شرایط سوئیچ‌زنی نرم عمل می‌نمایند. کنترل کننده‌ی مدار گیت هر دو سوئیچ را با به صورت مشابه در هر دو نیم سیکل روشن می‌کند اما در هر نیم سیکل تنها ولتاژ Drain-Source یکی از سوئیچ‌ها مثبت بوده روشن خواهد شد. در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی، سوئیچ MOS_1 در جهت مستقیم هدایت کرده و سوئیچ MOS_2 در جهت منفی و از راه دیود بدنه‌ی خویش هدایت می‌کند. با خاموش شدن سوئیچ MOS_1 دیود D_3 هدایت کرده و در تمام طول این نیم سیکل دیود D_4 خاموش می‌باشد به همین ترتیب در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی سوئیچ MOS_2 در جهت مستقیم و سوئیچ MOS_1 از طریق دیود بدنه‌ی خود هدایت خواهد کرد با خاموش شدن سوئیچ MOS_2 دیود D_4 هدایت خواهد کرد در تمام این نیم سیکل دیود D_3 خاموش خواهد بود.



شکل ۳-۳۵- مبدل اصلاح ضریب توان بدون پل پیشنهادی

۱/۱. مراحل سویچ زنی

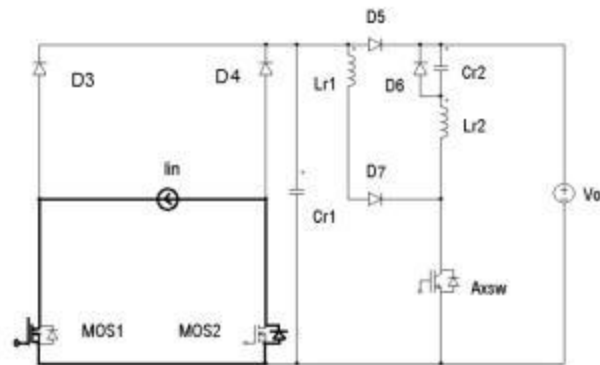
هر دوره ی سویچ زنی مبدل شامل ۹ مرحله است که در این بخش بررسی می شوند برای بررسی ساده تر مراحل سویچ زنی فرض شود که خازن خروجی و سلف ورودی به اندازه ی کافی بزرگ بوده و ولتاژ خروجی و جریان ورودی مدار در طول یک دوره ی سویچ زنی ثابت باشند. در این صورت می توان در طول یک دوره ی سویچ زنی مبدل را مطابق با شکل ۳-۳۶ مدل کرد. در این مدل ورودی و خروجی به ترتیب به صورت منابع جریان و ولتاژ DC مدل شده اند. همچنین به دلیل متقارن بودن مدار در این بخش تنها به یک دوره ی سویچ زنی در نیم سیکل مثبت ولتاژ ورودی می پردازیم. زیرا در نیم سیکل منفی ولتاژ ورودی مدار دقیقاً مشابه نیم سیکل مثبت عمل خواهد کرد.



شکل ۳-۳۶- مدل مبدل پیشنهادی در یک دوره ی سویچ زنی

• مرحله ی ۱ $[t_0 - t_1]$ - شکل ۳-۳۷

در این مرحله سویچ MOS₁ روشن بوده و جریان ورودی از این سویچ در جهت مستقیم و از سویچ MOS₂ در جهت معکوس و از راه دیود بدنه ی آن عبور می کند در این مرحله ولتاژ ورودی در حال شارژ سلف ورودی است. مدت زمان این دوره توسط کنترل کننده تعیین شده و برای کنترل جریان ورودی به کار گرفته می شود. این مرحله با خاموش شدن سویچ MOS₁ به انتها خواهد رسید.

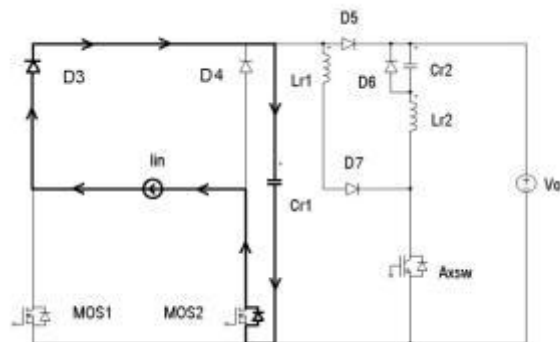


شکل ۳-۳۷- مدار معادل مبدل مرحله ۱

• مرحله ۲ $[t_1-t_2]$ - شکل ۳-۳۸

با خاموش شدن سویچ MOS₁ جریان ورودی از طریق خازن Cr₁ و D₃ جاری شده و ولتاژ این خازن را به صورت خطی بالا می‌برد. با رسیدن ولتاژ خازن Cr₁ به ولتاژ خروجی و روشن شدن D₅ این مرحله به پایان خواهد رسید. مدت زمان این مرحله مطابق رابطه‌ی ۵-۱ بیان می‌شود.

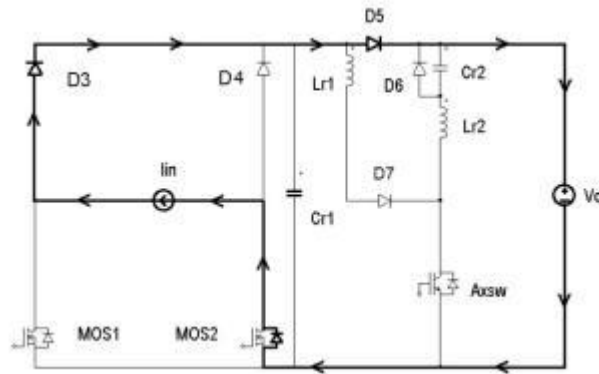
$$t_2 - t_1 = \frac{C_{r1} V_o}{i_{in}} \quad ۳-۱۹$$



شکل ۳-۳۸- مدار معادل مبدل مرحله ۲

• مرحله ۳ $[t_2-t_3]$ - شکل ۳-۳۹

این مرحله با روشن شدن دیود D₅ آغاز می‌شود و در طول این مرحله جریان ورودی از طریق دیودهای D₅ و D₃ دیود بدنه‌ی سویچ MOS₂ به خروجی می‌ریزد.



شکل ۳-۳۹- مدار معادل مبدل مرحله ی ۳

• مرحله ی ۴ $[t_3-t_4]$ - شکل ۳-۴۰

با نزدیک شدن به زمان روشن شدن سویچ MOS₁ سویچ AX_{sw} روشن خواهد شد. به دلیل سری بودن سلف های L_{r1}, L_{r2} با این سویچ روشن شدن این سویچ در شرایط ZCS انجام خواهد شد. یک رزونانس تحت تاثیر ولتاژ خروجی بین خازن C_{r3} و سلف L_{r2} آغاز می شود و جریان آن شروع به بالا رفتن می نماید. از سویی با روشن شدن این سویچ ولتاژ خروجی به سلف L_{r1} اعمال شده و جریان آن به صورت خطی بالا می رود با بالا رفتن این جریان، جریان دیود D_5 با همان سرعت کاهش خواهد یافت. با رسیدن جریان سلف L_{r1} به جریان ورودی و صفر شدن جریان دیود D_5 این مرحله به پایان خواهد رسید. مدت زمان این مرحله، جریان سلف های رزونانس، جریان سویچ AX_{sw} و ولتاژ خازن رزونانس به صورت زیر بدست خواهد آمد. روابط آمده برای ولتاژ خازن C_{r3} و جریان L_{r2} تا زمان t_7 معتبر می باشند.

$$t_3 - t_4 = \frac{i_{in} \times L_{r1}}{V_o} \quad 3-20$$

$$i_{L_{r1}} = \frac{V_o}{L_{r1}} t \quad 3-21$$

$$i_{L_{r2}} = \frac{V_o}{Z_{r1}} \sin(\omega_1 t) \quad 3-22$$

$$i_{L_{r2}} = \frac{V_o}{Z_{r1}} \sin(\omega_1 t) \quad 3-23$$

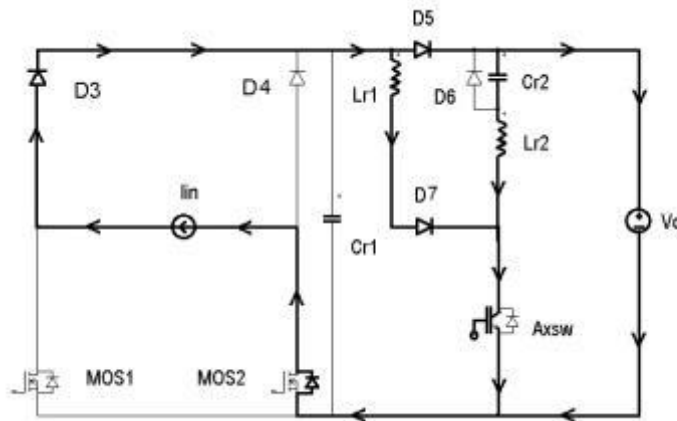
$$i_{AX_{sw}} = i_{L_{r1}} + i_{L_{r2}} \quad 3-24$$

$$V_{C_{r2}} = 2V_o \sin\left(\frac{\omega_1 t}{2}\right) \quad 3-25$$

در روابط اخیر داریم:

$$Z_{r1} = \sqrt{\frac{L_{r2}}{C_{r2}}} \quad 3-26$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_{r2}}} \quad 3-27$$



شکل ۴۰-۳- مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۴

• مرحله‌ی ۵ $[t_4-t_5]$ - شکل ۴۱-۳

با رسیدن جریان سلف L_{r1} به جریان ورودی این مرحله آغاز خواهد شد. در این لحظه یک رزونانس بین خازن C_{r1} و سلف L_{r1} آغاز شده و جریان L_{r1} تحت این رزونانس بالا خواهد رفت در همین حال ولتاژ خازن C_{r1} کاهش یافته و ولتاژ دیود D_5 با همان سرعت افزایش خواهد یافت. با صفر شدن ولتاژ خازن C_{r1} و رسیدن ولتاژ دیود D_5 به V_0 این مرحله به انتها خواهد رسید. در طول این دوره رزونانس بین خازن C_{r3} و L_{r2} ادامه یافته و ولتاژ خازن C_{r3} به مقدار بیشینه‌ی خود یعنی $2V_0$ رسیده و شروع به کاهش می‌کند جریان این رزونانس به صفر رسیده و شروع به افزایش در جهت منفی می‌کند. مدت زمان این دوره و جریان سلف L_{r1} به صورت زیر بیان می‌شوند.

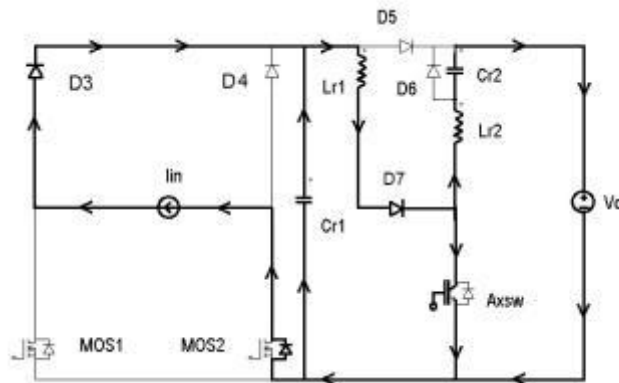
$$t_5 - t_4 = \frac{\pi}{2\omega_0} \quad 3-28$$

$$i_{L_{r1}} = \frac{V_0}{Z_{r0}} \sin(\omega_0 t) + i_{in} \quad 3-29$$

در دو رابطه‌ی اخیر داریم:

$$Z_{r0} = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}}, \quad 3-30$$

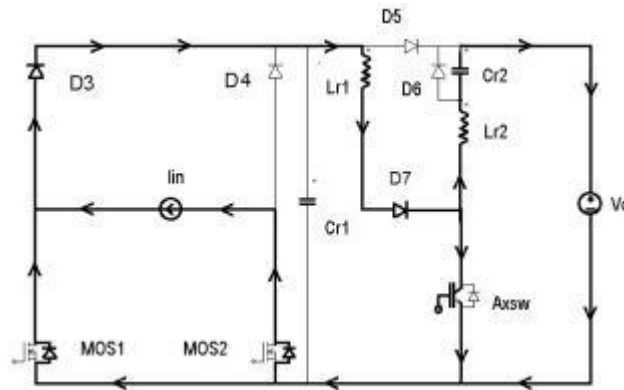
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \quad 3-31$$



شکل ۴۱-۳- مدار معادل مبدل مرحله ی ۵

• مرحله ی ۶ $[t_5-t_6]$ - شکل ۴۲-۳

این مرحله با روشن شدن دیود بدنه ی سویچ MOS₁ در شرایط ZVS آغاز خواهد شد. در این مرحله یک جریان هرز گرد از طریق دیود بدنه ی سویچ های MOS_{1,2} و المان های AX_{sw} ، L_{r1} ، D_3 برقرار می گردد در این مرحله می توان سویچ MOS₁ را در شرایط ZVZCS روشن نمود. در این مرحله جریان رزونانس بین C_{r2} و L_{r2} و در جهت منفی افزایش یافته و این مرحله با برابر شدن این جریان با جریان هرز گرد سلف L_{r1} و صفر شدن جریان سویچ AX_{sw} که حاصل جمع دو جریان اخیر است این مرحله به پایان می رسد. طول دوره ی این مرحله و جریان هرز گرد سلف L_{r1} مطابق روابط زیر بیان می شوند.



شکل ۴۲-۳- مدار معادل مبدل مرحله ی ۶

$$t_6 - t_5 = \frac{1}{\omega_1} \sin^{-1} \left(- \frac{i_{in} + \frac{V_o}{Z_{r0}}}{\frac{V_o}{Z_{r1}}} \right) \quad 3-32$$

$$- \frac{\pi}{2\omega_0} - \frac{i_{in} \times L_{r1}}{V_o}$$

$$i_{L_{r1}} = \frac{V_o}{Z_{r0}} + i_{in} \quad 3-33$$

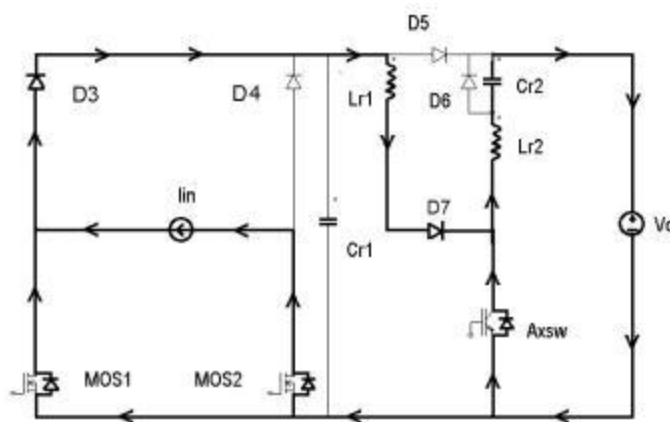
• مرحله ی ۷ $[t_6-t_7]$ - شکل ۴۳-۳

با افزایش جریان رزونانس بین C_{r2} ، L_{r2} در جهت منفی و بیشتر شدن این جریان از جریان هرز گرد سلف L_{r1} ، جریان سویچ AX_{sw} منفی شده و این جریان از طریق دیود بدنه ی این سویچ جاری خواهد

شد جریان این دیود برابر با اختلاف مقادیر دو جریان ذکر شده می‌باشد. در طول این دوره جریان رزونانس بین L_{r2} , C_{r2} افزایش یافته به مقدار بیشینه‌ی منفی رسیده و شروع به کاهش می‌کند با رسیدن دوباره‌ی این جریان به جریان هرز گرد سلف L_{r1} این مرحله به پایان خواهد رسید لازم به ذکر است که در طراحی این مبدل باید شرایطی فراهم شود که بیشینه‌ی جریان رزونانس بین L_{r2} , C_{r2} بیشتر از جریان هرز گرد سلف L_{r1} معرفی شده در رابطه‌ی ۳-۳۳ باشد. در طول این مرحله می‌توان سویچ AX_{sw} را در شرایط ZVZCS خاموش کرد. همچنین سویچ MOS_1 هنوز در شرایط ZVZCS به سر می‌برد و می‌تواند در این مرحله نیز روشن شود. طول دوره‌ی این مرحله و جریان سویچ AX_{sw} مطابق روابط زیر بیان می‌شوند.

$$i_{AX_{sw}} = i_{in} + \frac{V_o}{Z_{r0}} + \frac{V_o}{Z_{r1}} \sin(\omega_1 t) \quad 3-34$$

$$t_7 - t_6 = \frac{3\pi - 2\sin^{-1}\left(-\frac{i_{in} + \frac{V_o}{Z_{r0}}}{\frac{V_o}{Z_{r1}}}\right)}{\omega_1} \quad 3-35$$



شکل ۳-۴۳- مدار معادل مبدل مرحله‌ی ۷

• مرحله‌ی ۸ $[t_7 - t_8]$ - شکل ۳-۴۴

این مرحله با خاموش شدن دیود بدنه‌ی سویچ AX_{sw} آغاز می‌شود از آنجایی که سویچ AX_{sw} از مرحله‌ی قبل خاموش بوده است سلف‌های L_{r1} , L_{r2} که دارای جریان‌های برابر می‌باشند با هم سری شده و شروع به رزونانس با خازن C_{r3} می‌کنند تحت این رزونانس جریان سلف معادل آنها کاهش یافته و جریان سویچ MOS_1 با همان سرعت افزایش می‌یابد. همچنین بر اثر این رزونانس ولتاژ خازن C_{r2} کاهش می‌یابد با صفر شدن این ولتاژ این مرحله به پایان می‌رسد. در طول این مرحله ولتاژ خازن C_{r2} و جریان سلف $L_{r1} + L_{r2}$ را می‌توان به صورت زیر بیان کرد.

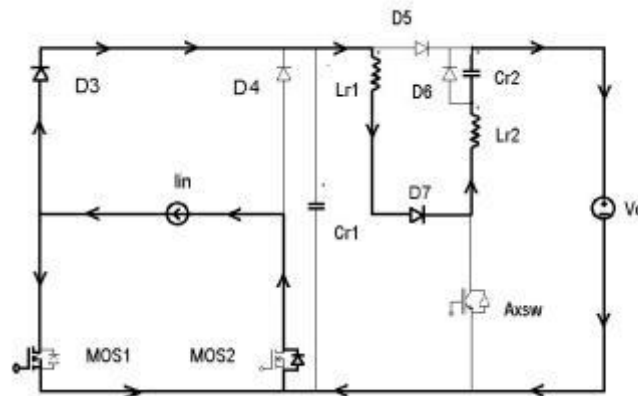
$$V_{Cr2} = 2V_o \sin\left(\frac{\omega_2 t}{2}\right) + V_{Cr2}(t_7) \cos(\omega_2 t) + Z_{r2} i_{L_T}(t_7) \sin(\omega_2 t) \quad 3-36$$

$$i_{L_T} = \left(\frac{V_{Cr3}(t_7) - V_o}{Z_{r2}}\right) \sin(\omega_2 t) + i_{L_T}(t_7) \cos(\omega_2 t) \quad 3-37$$

$$L_T = L_{r1} + L_{r2} \quad 3-38$$

$$Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_T}{C_{r2}}} \quad 3-39$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_T C_{r2}}} \quad 3-40$$



شکل ۳-۴۴- مدار معادل مبدل مرحله ی ۸

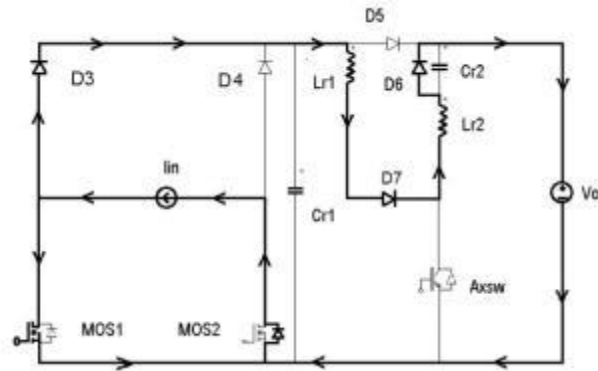
• مرحله ی ۹ [t₈-t₉] - شکل ۳-۴۵

این مرحله با رسیدن ولتاژ خازن C_{r3} به صفر آغاز خواهد شد. با صفر شدن این ولتاژ، دیود D_6 تحت تاثیر جریان موجود در سلف $L_{r1}+L_{r2}$ روشن خواهد شد. با روشن شدن این دیود در شرایط ZVS ولتاژ خروجی به سلف $L_{r1}+L_{r2}$ اعمال شده و جریان آن را به صورت خطی کاهش می دهد و جریان سوئیچ MOS_1 با همان سرعت افزایش خواهد یافت. با صفر شدن جریان سلفهای رزونانس و رسیدن جریان سوئیچ به جریان ورودی این مرحله به پایان خواهد رسید با به پایان رسیدن این مرحله مبدل همه ی مراحل سوئیچ زنی را طی کرده و به حالت اول باز خواهد گشت. در طول این مرحله جریان سلفها ولتاژ سوئیچ AX_{SW} و مدت زمان این مرحله به صورت زیر بیان می شوند. شکل موجهای کلیدی این مبدل برای یک دوره ی سوئیچ زنی در شکل ۳-۴۶ آمده است.

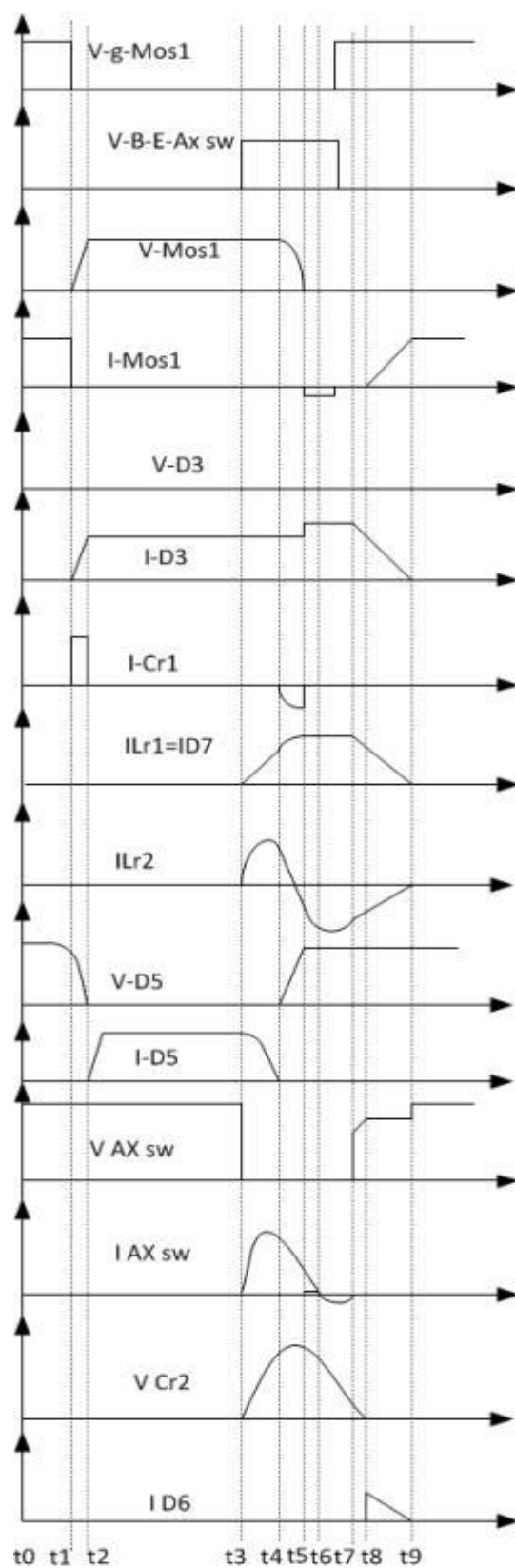
$$i_{L_T} = i_{L_T}(t_8) - \frac{V_o}{L_T} t \quad 3-41$$

$$V_{AX_{sw}} = \frac{V_o L_{r1}}{L_T} \quad 3-42$$

$$t_9 - t_8 = \frac{i_{L_T}(t_8) L_T}{V_o} \quad 3-43$$



شکل ۳-۴۵- مدار معادل مبدل مرحله ی ۹



شکل ۴۶-۳- شکل موج‌های کلیدی مبدل

فصل ۴ – شبیه سازی عملکردی مبدل برتر

۴-۱- مراحل طراحی مبدل چهارم

طراحی این مبدل دارای ۴ مرحله به شرح زیر می باشد:

۱. تعیین ولتاژ و توان خروجی مبدل و محدوده ی تغییرات ولتاژ ورودی. برای این مبدل مقدار موثر ولتاژ ورودی در محدوده ی بین مقادیر ۹۶ تا ۲۶۵ ولت در تغییر خواهد بود. همچنین این مبدل لازم است که در همه ی شرایط ولتاژ ورودی باری با ولتاژ ۴۰۰ ولت DC و با توان حداکثر ۱۰۰۰ وات را تغذیه نماید. [54]
۲. تعیین فرکانس سویچ زنی و انتخاب سویچ ها و دیودهای اصلی مدار: به جهت دستیابی به حداقل آلودگی فرکانس پایین در جریان ورودی لازم است که فرکانس سویچ زنی به اندازه ی کافی بزرگتر از فرکانس ولتاژ ورودی مدار انتخاب شود در این مبدل فرکانس سویچ زنی برابر با ۸۰ kHz انتخاب می شود. همچنین با انتخاب ۱۰٪ ریپل جریان ورودی، بیشینه ی جریان ورودی که برابر با بیشینه ی جریان سویچ های MOS_{1,2} و دیودهای D_{3,4} مقدار جریان بیشینه بدست خواهد آمد.

$$i_{in,max} = \frac{\sqrt{2}p_{0,max}}{v_{in,min}} + \frac{\Delta i_{in}}{2} \quad 4-1$$

همچنین این سویچ ها و دیودها باید قابلیت تحمل ولتاژی برابر با ولتاژ خروجی را داشته باشند. با در نظر گرفتن مقادیر مشخص شده در مرحله ی طراحی، برای سویچ ها و دیودهای اصلی مبدل جریان بیشینه برابر با ۱۶.۵ آمپر و ولتاژ بیشینه ی آنها برابر با ۴۰۰ ولت انتخاب می شود. [54]

۳. طراحی مدار کمکی:

در این مرحله می توان مدار کمکی را طراحی نمود. برای اجتناب از تاثیر موثر مدار کمکی بر عملکرد مدار اصلی طول دوره ی رزونانس باید نسبت به دوره ی فرکانس سوئیچ زنی مدار اصلی قابل نظر باشد. به همین دلیل فرکانس رزونانس Z_{r1} که ناشی از امپدانس ناشی از سلف L_{r2} و خازن C_{r2} است مطابق رابطه ی زیر انتخاب خواهد شد. [54]

$$\frac{f_{r1}}{f_s} \approx 6.3 \quad 4-2$$

با توجه به رابطه ۴-۲ فرکانس رزونانس این مدار به صورت رابطه ی ۴-۳ انتخاب خواهد شد.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r2}.C_{r3}}} = 5.03 \times 10^5 (Hz) \quad 4-3$$

C_{r1} باید به گونه ای انتخاب شود که در بیشینه ی جریان ورودی زمان شارژ شدن آن بزرگتر از زمان خاموش شدن سوئیچ (t_f) باشد. از سویی این زمان باید از زمان دوره ی رزونانس Z_{r1} کوچکتر باشد. بنابراین برای این خازن داریم:

$$\frac{i_{in,max} t_f}{V_o} < C_{r1,2} < \frac{2\pi i_{in,max}}{\omega_1 V_o} \quad 4-5$$

همچنین با انتخاب بیشینه ی جریان سلف L_{r1} برابر با $1.2i_{in,max}$ و جایگذاری این مقدار در رابطه ی ۴-۵ مقدار اندوکتانس این سلف طبق رابطه ی زیر محاسبه خواهد شد. [54]

$$L_{r1} = \left(\frac{5V_o}{i_{in,max}}\right)^2 C_{r1} \quad 4-6$$

برای دست یابی به شرایط ZVZCS در هنگام خاموش شدن برای سوئیچ AX_{sw} لازم است که رابطه ی ۴-۷ برای بیشینه ی جریان رزونانس Z_{r1} برقرار باشد:

$$i_{Z_{r1},max} > i_{in,max} + \frac{V_o}{Z_{r0}} \quad 4-7$$

$$i_{Z_{r1},max} = \frac{V_o}{Z_{r1}} \quad 4-8$$

بنابراین مقادیر C_{r2} و L_{r2} را می توان مطابق روابط ۴-۳ و ۴-۹ انتخاب نمود.

۴-۹

$$i_{Z_{in}} = \frac{V_o}{r}$$

با توجه به مرحله ی سوم طراحی عناصر مدار کمکی به صورت $C_{r1}=10 (\mu F)$ ، $C_{r2}=5(nF)$ ، $C_o=40 (\mu H)$ ، L_{r1} ، $L_{r2}=10 (\mu H)$ طراحی می گردند.

۴. طراحی اندوکتانس سلف ورودی و ظرفیت خازن خروجی:

با استفاده از روش مطرح شده در [52] سلف L_{in} و خازن C_o برای حداقل کردن ریبیل جریان ورودی و ولتاژ خروجی به صورت $L_{in}=650\mu H$ و $C_o=940\mu F$ انتخاب می شوند.

۴-۲- روش کنترل

مبدل پیشنهادی مانند مبدل های اصلاح ضریب توان نوع بوست می تواند با استفاده از یک کنترل کننده ی دو حلقه ای کنترل شود. این کنترل کننده دارای یک حلقه ی کنترل ولتاژ برای کنترل متوسط ولتاژ خروجی و یک حلقه ی کنترل جریان برای شکل دادن به جریان ورودی و رسیدن به ضریب توان نزدیک به واحد است. پهنای باند حلقه ی کنترل ولتاژ لازم است به اندازه ای محدود باشد که مانع از ورود ریبیل ولتاژ خروجی به کنترل کننده شود برای ولتاژ ورودی با فرکانس $50 Hz$ ریبیل ولتاژ خروجی برابر با $100 Hz$ خواهد بود پس لازم است که پهنای باند کنترل کننده ی ولتاژ کمتر از این مقدار انتخاب شود [۵۳].

در این کنترل کننده ولتاژ فاز ورودی با استفاده از یک ترانس ولتاژ حس شده و قدر مطلق آن به عنوان سیگنال سنکرون کننده جریان ورودی استفاده خواهد شد. این سیگنال با ضرب شدن در خروجی حلقه ی کنترل کننده ی ولتاژ به عنوان سیگنال مرجع برای کنترل جریان ورودی بکار گرفته می شود. جریان ورودی با استفاده از یک حس گر جریان اندازه گرفته شده و قدر مطلق آن با استفاده از یک مقایسه کننده با سیگنال مرجع جریان مقایسه می شود. خروجی این مقایسه کننده به پایه ی Set یک S-R flip-flop از نوع آسنکرون استفاده می شود. همچنین یک نوسان ساز به پایه ی Reset این flip-flop متصل است که برای خاموش کردن آن و مشخص کردن فرکانس سویچ زنی استفاده می شود. خروجی این فلیپ-فلاپ به یک مدار منطقی ساده متصل بوده و سیگنال های ساده به جهت کنترل سویچ های $MOS_{1,2}$ و AX_{sw} را تولید خواهد کرد.

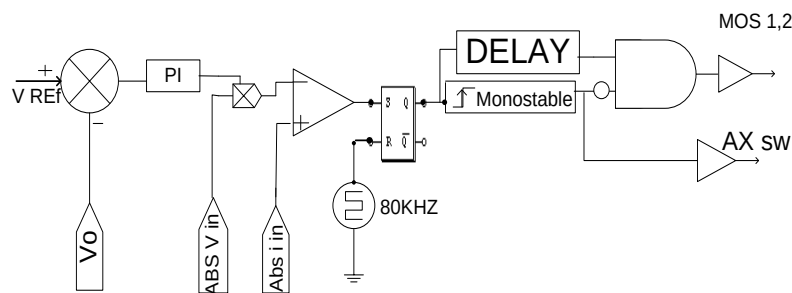
روشن شدن سویچ های اصلی مدار باید بعد از یک تاخیر کوتاه پس از روشن شدن سویچ کمکی انجام شود این تاخیر باید به اندازه ای باشد که مراحل ۴ و ۵ سویچ زنی طی شود و شرایط سویچ زنی در ولتاژ صفر برای این سویچ ها فراهم شود. بنابراین یک بلوک تاخیر در مدار کنترل کننده قرار گرفته با به وجود آوردن یک تاخیر مناسب بعد از روشن شدن سویچ کمکی، سویچ اصلی را در یکی از مراحل ۶ یا ۷ انجام دهد. از سوی دیگر سویچ AX_{sw} در طول مرحله ی ۷ سویچ زنی در شرایط ZVZCS قرار دارد بنابراین زمان روشن بودن این سویچ باید به گونه ای باشد که این سویچ در مرحله ی ۷ خاموش شود. بنابراین زمان

تاخیر سوئیچ اصلی و زمان روشن بودن سوئیچ کمکی می توانند به ترتیب مطابق روابط ۴-۱۰ و ۴-۱۱ محاسبه شوند.

$$t_{delay} = 2.2 \mu Sec \quad 4-10$$

$$T_{on,AXsw} = 2.1 \mu Sec \quad 4-11$$

سیگنال روشن بودن سوئیچ کمکی توسط یک monostable تریگر شونده با لبه ی بالا رونده ی سیگنال تولید می شود. کوتاه ترین مقادیر t_{delay} و $T_{on,AXsw}$ زمانی اتفاق می افتد که ولتاژ ورودی در کمترین مقدار ممکن و توان خروجی در مقدار بیشینه باشد. با توجه به دو رابطه ی ۴-۱۰ و ۴-۱۱ مقادیر t_{delay} و $T_{on,AXsw}$ به ترتیب ۲.۲ و ۲.۱ میکرو ثانیه انتخاب می گردند.

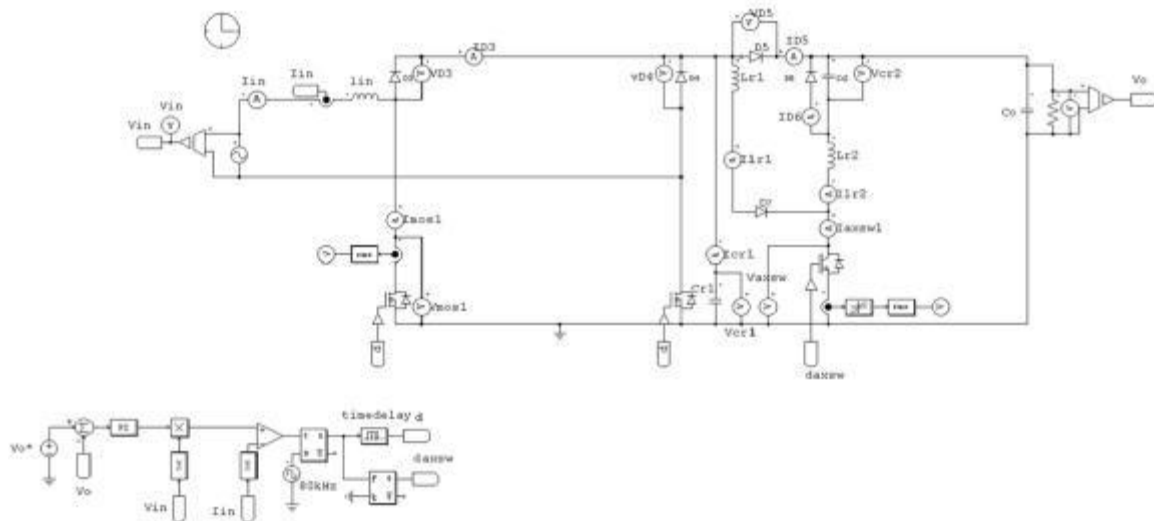


شکل ۴-۱- کنترل کننده ی مبدل

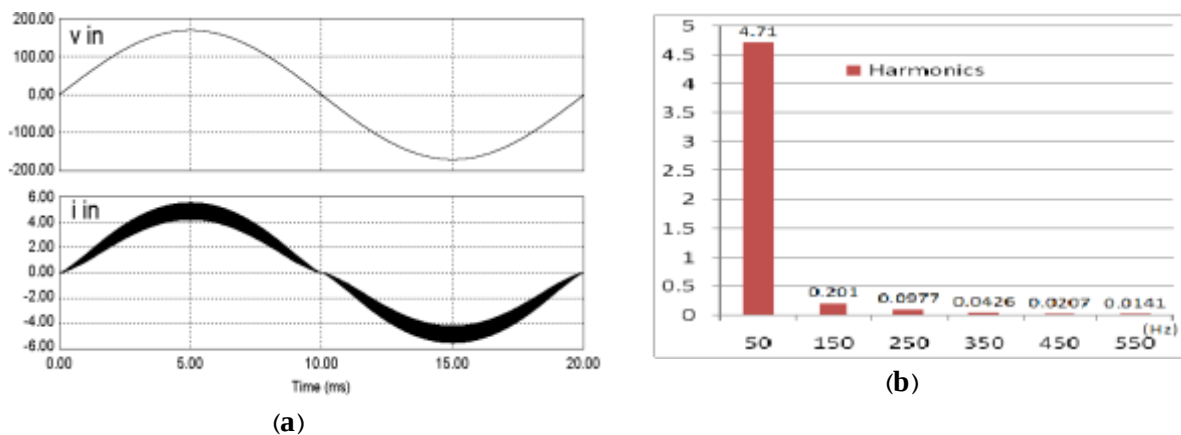
۴-۳- شبیه سازی مبدل پیشنهادی

یک نمونه از مبدل پیشنهادی با استفاده از نرم افزار PSIM شبیه سازی گردیده است. در مبدل شبیه سازی شده مقدار موثر ولتاژ ورودی برابر با ۱۲۰ ولت، توان خروجی ۴۰۰ وات، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت، فرکانس سوئیچ زنی ۸۰kHz و هر پله ی زمانی^۱ برای شبیه سازی برابر 10^{-8} ثانیه انتخاب شده است. شمایی از مبدل شبیه سازی شده در شکل ۴-۱۴ آمده است. و نتایج شبیه سازی در شکل های ۴-۲ تا ۴-۶ آمده است.

¹Step size

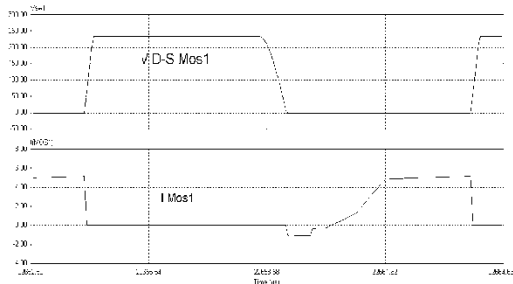


شکل ۲-۴- مبدل شبیه سازی شده

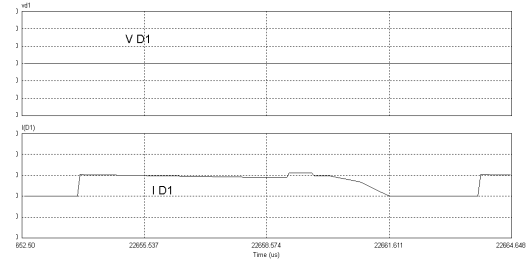


شکل ۳-۴- (a) جریان و ولتاژ ورودی مبدل، (b) هارمونیک های موجود در جریان ورودی

شکل ۳-۴ (a) نشان دهنده ی جریان و ولتاژ ورودی مبدل می باشد. جریان ورودی کاملاً هم فاز با ولتاژ ورودی مبدل است. و شکل ۳-۴ (b) آلودگی های فرکانسی جریان ورودی مبدل است این آلودگی ها کاملاً مطابق با استاندارد IEC 6 1000-3-2 class A [1] می باشند. [54]



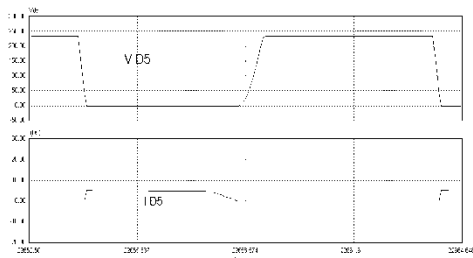
(a)



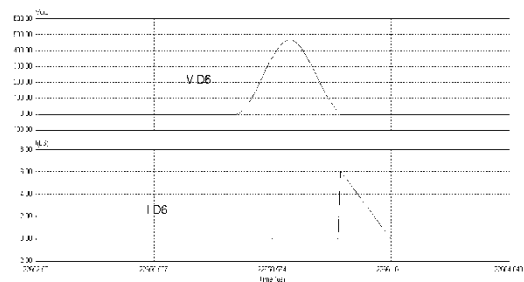
(b)

شکل ۴-۴ - (a) سوییچ زنی نرم سوییچ MOS1، (b) سوییچ زنی نرم دیود D3[54]

شکل ۴-۴ (a) نشان دهنده سوییچ زنی نرم سوییچ MOS₁ است ملاحظه می شود که در هنگام خاموش شدن این سوییچ ولتاژ آن به آرامی بالا می رود پس روشن شدن در شرایط ZVS بوده و در هنگام روشن شدن ابتدا ولتاژ سوییچ صفر شده سپس این سوییچ روشن می گردد در این لحظه جریان این سوییچ منفی است و از راه دیود بدنه عبور می نماید پس سوییچ مذکور در شرایط ZVZCS روشن می شود. همچنین شکل ۴-۴ (b) نشان دهنده سوییچ زنی نرم دیود D₃ در هنگام خاموش شدن می باشد در این شکل مشاهده می شود که در لحظه خاموش شدن هیچ گونه همپوشانی بین جریان و ولتاژ این دیود وجود ندارد.



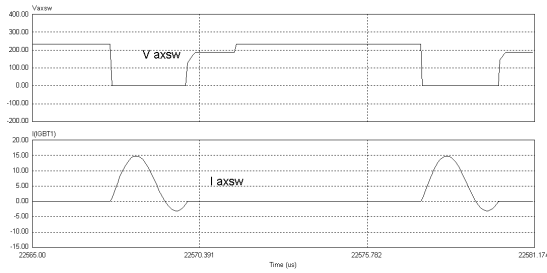
(a)



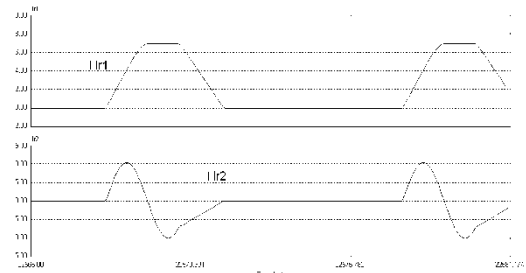
(b)

شکل ۴-۵ - (a) سوییچ زنی نرم دیود D6، (b) سوییچ زنی نرم دیود D5[54]

شکل ۴-۵ (a) نشان دهنده سوییچ زنی نرم دیود D₆ می باشد در این دیود نیز مطابق انتظار بین ولتاژ و جریان آن همپوشانی وجود ندارد. شکل ۴-۵ (b) نشان دهنده ولتاژ خازن C_{r2} (که برابر با ولتاژ دیود D₆ است) و جریان دیود D₆ می باشد. شرایط سوییچ زنی نرم این دیود کاملاً واضح است.



(a)



(b)

شکل ۴-۶- (a) سوییچ زنی نرم سوییچ A_{xsw} ، (b) جریان سلف های L_{r2} و L_{r1}

شکل ۴-۶ (a) نشان دهنده ی سوییچ زنی نرم سوییچ A_{xsw} است همان طور که این شکل نشان می دهد. در لحظه ی روشن شدن جریان این سوییچ صفر است پس سوییچ مذکور در شرایط ZCS روشن می شود و در لحظه ی خاموش شدن ولتاژ این سوییچ صفر و جریان آن نیز منفی بوده و در حال عبور از دیود بدنه ی آن می باشد پس این سوییچ در شرایط ZVZCS خاموش خواهد شد. همچنین جریان های سلف های L_{r2} و L_{r1} در شکل ۴-۶ (b) آمده است.

۴-۴- مقایسه ی مبدل پیشنهادی با مبدل اول و دوم و سوم

جدول ۴-۱ نشان دهنده ی تفاوت ها و شباهت های مبدل پیشنهادی و مبدل مشابه آن که در فصل ۳ آمده است، می باشد. طبق این جدول مشاهده می گردد که مبدل پیشنهادی با استفاده از تعداد المان های کمتر شرایط مشابهی برای سوییچ های اصلی مبدل فراهم می آورد. البته این مبدل نسبت به دیگر مبدل های معرفی شده در فصل ۳ دارای استرس جریان بیشتری در سوییچ کمکی می باشد هرچند به خاطر عملکرد بسیار کوتاه مدت این سوییچ مقدار موثر جریان آن پایین می باشد.

جدول ۴-۱ مقایسه‌ی مبدل های اول و دوم و سوم و چهارم

ویژگی	مبدل اول	مبدل دوم	مبدل سوم	مبدل چهارم
تعداد کلیدها	۲	۲	۲	۲
تعداد دیودها	۴	۲	۲	۲
نوع کلید زنی	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
تلفات کلید زنی	کم	خیلی کم	کم	خیلی کم (نزدیک صفر)
تلفات هدایتی	زیاد	متوسط	کم	خیلی کم
پیچیدگی مدار	متوسط	زیاد	کم	کم
راندمان	٪۹۴-٪۹۲	٪۹۵-٪۹۴	٪۹۶-٪۹۵	٪۹۸-٪۹۷
مزایا	پیاده سازی ساده، عملکرد قابل قبول در توان های متوسط	کاهش محسوس کلیدزنی، کیفیت جریان ورودی بهتر	حذف دیودهای پل ، تلفات هدایتی مناسب برای توان های بالا	ترکیب مزایای مبدل دوم: تلفات بسیار کم ،تعداد المان کمتر ،کیفیت جریان عالی
معایب	تلفات هدایتی بالا به علت دیودهای پل	مدار کنترلی و کمکی ، پیچیده تر ،افزایش حجم	بیشتر به حساسیت EMI نویز و طراحی دقیق لازم دارد	پیاده سازی اولیه دشوارتر، نیاز به طراحی دقیق برای عملکرد پایدار

فصل ۵- نتیجه گیری

نتیجه گیری

در این پژوهش به بررسی، تحلیل و شبیه سازی چندین ساختار مبدل اصلاح ضریب توان با کلیدزنی نرم پرداخته شد. با توجه به رشد روزافزون بارهای غیرخطی در سیستم های قدرت، اهمیت بهبود کیفیت توان و کاهش اعوجاج هارمونیکی جریان بیش از پیش آشکار گردیده است. هدف اصلی در این پایان نامه، یافتن تبدلی با راندمان بالا، تلفات کم، ضریب توان نزدیک به واحد و پیاده سازی ساده بوده است.

در فصل دوم، اصول اصلاح ضریب توان و توپولوژی های مختلف مبدل های فعال و غیرفعال معرفی گردید. سپس در فصل سوم، چهار ساختار منتخب از مبدل های اصلاح ضریب توان فعال با روش های کلیدزنی نرم به تفصیل بررسی شدند. در ادامه، در فصل چهارم، مبدل پیشنهادی (چهارم) طراحی و شبیه سازی شده و عملکرد آن با سه مبدل دیگر مقایسه گردید.

نتایج تحلیل مقایسه ای نشان داد که:

مبدل اول با ساختار ساده و کلیدزنی ZVS، عملکرد قابل قبولی در توان های متوسط دارد، اما به دلیل وجود پل دیودی، تلفات هدایتی بالاتر و راندمان پایین تری نسبت به سایر مبدل ها از خود نشان می دهد. مبدل دوم با بهره گیری از مدار کمکی رزونانسی، تلفات کلیدزنی را به میزان قابل توجهی کاهش می دهد. با این حال، افزایش حجم و پیچیدگی مدار کمکی و کنترل، از نقاط ضعف این توپولوژی محسوب می شود.

مبدل سوم (Bridgeless PFC) با حذف پل دیودی توانست تلفات هدایتی را کاهش داده و راندمان را به طور چشمگیری افزایش دهد. این مبدل برای توان‌های بالا مناسب است، اما نسبت به نویز الکترومغناطیسی حساس‌تر بوده و نیازمند طراحی دقیق‌تری است. در نهایت، مبدل چهارم پیشنهادی با ترکیب مزایای مبدل دوم و سوم، ساختاری ساده‌تر ولی کارآمدتر ارائه نمود. این مبدل علاوه بر حذف پل دیودی و کاهش تلفات هدایتی، با یک مدار کمکی ساده موفق به تحقق کلیدزنی نرم (ZVS) در کلیدها و دیودها شد. شبیه‌سازی‌های انجام‌شده نشان داد که این مبدل قادر به دستیابی به راندمان بسیار بالا (۹۷ تا ۹۸ درصد)، ضریب توان نزدیک به یک و اعوجاج هارمونیک بسیار پایین می‌باشد.

جمع‌بندی نهایی:

با توجه به نتایج به‌دست‌آمده می‌توان نتیجه گرفت که مبدل پیشنهادی چهارم به‌عنوان بهترین گزینه در میان مبدل‌های بررسی‌شده مطرح می‌شود. این مبدل نه تنها محدودیت‌های مبدل‌های قبلی را برطرف می‌سازد، بلکه با ساده‌سازی ساختار مدار کمکی و کاهش تعداد المان‌ها، گزینه‌ای مناسب برای پیاده‌سازی عملی در منابع تغذیه با توان متوسط تا بالا خواهد بود.

پیشنهاد برای کارهای آینده:

با وجود نتایج مطلوب این پژوهش، زمینه‌های متعددی برای تحقیقات آتی وجود دارد. از جمله می‌توان به بهینه‌سازی بیشتر مدار کنترلی مبدل پیشنهادی، بررسی عملکرد آن در شرایط دینامیکی و بارهای متغیر، تحلیل اثرات الکترومغناطیسی (EMI) و راهکارهای کاهش آن، و در نهایت طراحی و پیاده‌سازی عملی نمونه آزمایشگاهی اشاره نمود. همچنین استفاده از نیمه‌هادی‌های پیشرفته نظیر GaN و SiC می‌تواند به کاهش بیشتر تلفات و افزایش چگالی توان منجر گردد. این مبدل پیشنهادی تحلیل شده، برای آن یک روش طراحی معرفی گردیده، این مبدل با استفاده از نرم افزار PSIM شبیه سازی گردیده‌اند و نتیجه عملی آن آورده شده است.

فهرست مراجع

- [1] IEC 61000-3-2, "International Electro Technical Commission" Geneve, Switzerland 1998.
- [2] Grigore, V., "Topological issues in single-phase power factor correction," Helsinki University of Technology (Espoo, Finland) November, 2001
- [3] Kazerani, M. Ziogas, P. D and Joos, G., "A novel active current wave shaping technique for solid-state input power factor conditioners," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, no. 1, pp. 72–78, Feb. 1991.
- [4] Crébier, J. C. Revol, B and Ferrieux, J. P., "Boost-Chopper-Derived PFC Rectifiers: Interest and Reality," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 1, February 2005.
- [5] Garcia, O. Cobos, J. A. Priet, R and Uceda, J., "Single switch AC/DC power factor correction converter valid for both three phase and single phase application," in *Proc. EPE'97*, 1997, pp. 1.188–1.193.
- [6] Buso, S and Spiazzi, G., "A line frequency commutated rectifier complying with IEC 1000-3-2 standard," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 3, pp. 501–510, June. 2000.
- [7] Lai, J. S and Chen, D., "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode," in *Proc. IEEE APEC'93*, 1993, pp. 267–273.
- [8] Patterson, A. "Modeling and simulation of a power factor correction circuit based on the Unitrode UC3854 integrated circuit," in *Proc. EPE'95, Seville, Spain*, 1995, pp. 2.749–2.753.
- [9] Spangler, J, et al., "A comparison between hysteretic and fixed frequency boost converters used for power factor correction," in *Proc. IEEE APEC'93*, 1993, pp. 281–286.
- [10] Balogh, L, et al., "Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous inductor current mode," in *Proc. IEEE APEC'93*, 1993, pp. 168–174.
- [11] Nabae, A, Nakano. H and Arai, S., "Novel sinusoidal converters with high power factor," in *Conf. Rec. IEEE-IAS. Annual Meeting*, vol. 2, 1994, pp. 775–780.
- [12] Zhang, M, et al., "Single-phase three-level boost power factor correction converter," in *Proc. IEEE APEC'95*, 1995, pp. 434–439.
- [13] Larouci, C, et al., "Volume optimization of a PFC flyback structure under electromagnetic compatibility, loss and temperature constraints," in *Proc. IEEE PESC'02*, vol. 3, 2002, pp. 1120–1125.
- [14] Mitchell, D. M., "AC-DC converter having an improved power factor," *U.S. Patent 4-412-277*, Oct. 25, 1983.

- [15] Tollik, D and Pietkiewicz., A, "Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies," in *Proc. Int. Telecommunication Energy Conf.*, Oct. 1992, pp. 517–523.
- [16] Souza, A, F, and Barbi, I., "High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses," in *Proc. Int. Telecommunication Energy Conf.*, June 1999, pp. 8.1.1–8.1.5.
- [17] Salmon, J, C., "Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase ac supplies and using either single or split dc rail voltage outputs," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, Mar. 1995, pp. 473–479.
- [18] Liu, J, Chen, W., Zhang, J, Xu, D, and Lee, F, C., "Evaluation of power losses in different CCM mode single-phase boost PFC converters via simulation tool," in *Rec. IEEE Industry Applications Conf.*, Sep. 2001, pp. 2455–2459.
- [19] Lee, K, C., Choi, H, S, and Cho, B, H., "Power Factor Correction Converter Using Delay Control" *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, July 2000.
- [20] Madigan, M. Erickson, R and Ismail, E., "Integrated high-quality rectifier-regulators," *IEEE power Electronics Specialists Conf.(PESC) Record*, PP.1043-1051, June 1992.
- [21] Qian, J, Zhao, Q and Lee, F, C., "Single-stage single-switch powerfactor-correction AC/DC converter with DC bus voltage feedback for universal line applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 1079–1088, Nov. 1998.
- [22] Shen, M and Qian, Zh., "A Novel High-Efficiency Single-Stage PFC Converter With Reduced Voltage Stress," *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 38, No. 2, March/April 2002.
- [23] Tsai, F, Markowski, P and Whitcomb, E., "Off-line Flyback Converter with Input Harmonic Current Correction," in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf. (INTELEC)*, Oct. 1996, pp. 120–124.
- [24] Zhang, J., 'M. M., "An Improved CCM Single-Stage PFC Converter With a Low Frequency Auxiliary Switch ," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, January 2003.
- [25] Chow, M, H, L. Siu, K, W. Tse, C, K, and Lee, Y, Sh., "A Novel Method for Elimination of Line-Current Harmonics in Single-Stage PFC Switching Regulators," *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 13, No. 1, January 1998.
- [26] Lazaro, A and Olias. E., "Single-Switch Power Factor Correction AC-DC Converter with Storage Capacitor Size Reduction," in *proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.(PESC 02)*, Cairns, Australia, 2002, pp. 1357-1362.
- [27] Lu, D, D, Ch and Lee. Y. Sh., "A Single-Switch AC/DC Converter with Voltage Regulated Storage Capacitor," *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 1, No. 3, September 2003.
- [28] Lazaro, A. Barrado, A, Pleite and Olfas. E., "New Family of Single-Stage PFC Converters with Series Inductance Interval," in *proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.(PESC 03)*, Acapulco, Mexico, 2003, pp. 1959-1964.
- [29] Lzaro, A. Barrado, A. Pleite, J, R and Vazquez, E, O., "The series Inductance Interval, A Naw Family of Single-Stage PFC Converters," in *proc. IEEE Applaied Power Ectronics Conf.(APEC 04)*, Anaheim, CA, 2004, pp. 723-729.

- Garcia, O. Cobos, J.A. Prieto, R. Alou, P and Uceda, J., "Simple AC/DC Converters to Meet IEC 1000-3-2," in *proc. IEEE Power electronics Specialists Conf.(PESC 04), Nagano, Japan, 2005*, pp.1222-1229.
- [31] Lázaro, A. Barrado, A. Sanz, M. Salas, V and Olías, E., "New Power Factor Correction AC-DC Converter with Reduced Storage Capacitor Voltage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 1, February 2007.
- [32] Barbi, I and Da Silva, S, A, O., "Sinusoidal Line Current Rectification at Unity Power Factor With Boost Quasi-Resonant Converters," *IEEE APEC Records*, 1990, PP.553-562.
- [33] Wang, Ch, M., "A Novel ZCS-PWM Power-Factor Preregulator With Reduced Conduction losses," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 52, no. 3, June 2005.
- [34] Martins, D, C. Seixas, F, J. Barbi, I and Brilhante, J, A, "A family of DC-to-DC PWM converters using a new ZVS commutation cell," in *Proc. IEEE power electronics Specialist Conf. Nant. France* , 1993, pp. 524-530.
- [35] Toffano, R, Jr. Treviso, C, H. Farias, V, J. Vieira, J, B, Jr and De-Freitas, L, C., "A Self-Resonant-PWM Boost Converters With Unity Power Factor Operation By Using a Bang-Bang Current Controller Strategy With Fixed Switching Frequency," in *proceeding of IEEE Applied Power Electronics Conf.(APEC 95), Dallas, TX, 1995*, pp.454-458.
- [36] Lee F, C and Zhao, Y., "Improved soft-switching ZVT converters with active snubber," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, vol. 2, 1998, pp. 1063-1069.2.
- [37] Souza, A, F, D and barbi, I., "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 10, No. 6, November 1995.
- [38] Filho, N, P. Farias, V, J and Feritas, L, C., "A novel family of dc-dc PWM converters using the self-resonance principle," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1994, pp. 1385-1391.
- [39] Wang, Ch,M., "A Novel Zero-Voltage-Switching PWM Boost Rectifier With High Power Factor and Low Conduction Losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 2, April 2005.
- [40] Iang, Y and Jovanović, M, M., "High- Power-Factor Soft Switched Boost Converter," *IEEE Trans. Power Electronics*. Vol. 21, No. 1, January 2006.
- [41] Kim, Y, H and Park, K, S., "A High-Efficiency Soft Switching Zero-Voltage-Transition converter Using Combined Inductor Energy Recovery Circuits," in *Proc. ISIE 2001.IEEE International Symp.*, June 2001, PP.712-717.
- [42] Martins, M, L, D, S and Hey, H, L., "Self-Commutated Auxiliary Circuit ZVS PWM converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 19. No. 6, November 2004.
- [43] Tasi, H, Y and Chen, D., "A novel soft-switching bridgeless power factor correction circuit," in *Proc. Eur. Conf. Electron. Appl.*, Sep. 2007, pp. 1-10.
- [44] Kim, I, D. Nho, E, C and Lai, J, S., "Simple ZVT PWM single-phase rectifier with reduced conduction loss and unity power factor," in *Proc. 37th IEEE PESC Conf*, 2006, pp. 1-7.
- [45] Cansesin, C, A and Bari, I., "A Novel Single-Phase ZCS-PWM High-Power-Factor Boost Rectifier," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 14, No 4, July 1999.

- [46] Hwu, K. I., Litasi, C. and Lin, K. F., "A Simple passive ZCS Circuit for PFC Converter," IN APEC 2008. 23th Annual IEEE, Applied Power Electronics conf. and exp., PP.1022-1026.
- [47] Souza, A. F. D. and Barbi, I., "A New ZCS Quasi- Resonant Unity Power Factor Rectifier With Reduced Conduction Losses," in *IEEE PESC Rec*, 1995, pp. 1171-1177.
- [48] Stein, C. M. D. O., Pinheiro, J. R. and Hey, H. L., "A ZCT Auxiliary Commutation Circuit for Interleaved Boost Converters Operating in Critical Conduction Mode," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 17, No. 6, November 2006.
- [49] Kim, I. and Bose, B. I., "A new ZCS turn-on and ZVS turn-off unity power factor PWM rectifier with reduced conduction loss and no auxiliary switches," *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol. 147, no.2, pp. 146-152, Mar. 2000.
- [50] Wang, Ch. M., "A Novel ZCS-PWM Power-Factor Preregulator with Reduced Conduction Losses," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 3, June 2005.
- [51] Mahdavi, M. and Farzanehfard, H., "Zero-Current-Transition Bridgeless PFC without Extra Voltage and Current Stress," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 56, No. 7, July 2009.
- [52] Lee F. C., Lin, R. L. and Zhao, Y., "Improved soft-switching ZVT converters with active snubber," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf.*, vol. 2, 1998, pp. 1063-1069.2.
- [53] Hsien, Yi, Tsai, Tsun, Hsiao, Hsia, and Dan Chen, H., "A Family of Zero-Voltage-Transition Bridgeless Power-Factor-Correction Circuits With a Zero-Current-Switching Auxiliary Switch," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, Vol. 56, No. 7, July 2011.
- [54] H. Aran, "New Power-Factor-Correction (PFC) Converter," M.Sc. thesis, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran, Feb. 2012.

واژه‌نامه‌ی فارسی به انگلیسی

کلیدزنی در ولتاژ صفر	Zero Voltage Switching (ZVS)	اصلاح ضریب توان	Power Factor Correction (PFC)
کلیدزنی در جریان صفر	Zero Current Switching (ZCS)	مبدل بوست	Boost Converter
کلیدزنی در ولتاژ و جریان صفر	Zero Voltage Zero Current Switching (ZVZCS)	مبدل باک	Buck Converter
تداخل الکترومغناطیسی	Electromagnetic Interference (EMI)	یکسوساز	Rectifier
جریان پیوسته	Continuous Conduction Mode (CCM)	یکسوساز پل	Diode Bridge Rectifier
جریان ناپیوسته	Discontinuous Conduction Mode (DCM)	یکسوساز بدون پل	Bridgeless Rectifier
کنترل پهنای پالس	Pulse Width Modulation (PWM)	خازن	Capacitor (C)
ولتاژ بیشینه	Maximum Voltage (Vmax)	سلف	Inductor (L)
ولتاژ خروجی	Output Voltage (Vo)	مقاومت	Resistor (R)
توان واقعی	Active Power	دیود	Diode (D)
		کلید / سوئیچ	Switch (S)
		ضریب توان	Power Factor (PF)
		اعوجاج هارمونیک کل	Total Harmonic Distortion (THD)
		ضریب جابجایی	Displacement Factor (DF)
		بازده / راندمان	Efficiency
		کیفیت توان	Power Quality
		فرکانس کلیدزنی	Switching Frequency
		کلیدزنی نرم	Soft Switching
		کلیدزنی سخت	Hard Switching

واژه‌نامه‌ی انگلیسی به فارسی

به‌طور مشابه، لغات پانویسی شده باید در اینجا به‌ترتیب حروف الفبای انگلیسی و از چپ به‌راست آورده شود.

ZVZCS (Zero Voltage Zero Current Switching)	کلیدزنی در ولتاژ و جریان صفر	AC (Alternating Current)	جریان متناوب
Efficiency	راندمان	DC (Direct Current)	جریان مستقیم
Boost Converter	مبدل بوست	CCM (Continuous Conduction Mode)	حالت جریان پیوسته
Buck Converter	مبدل باک	DCM (Discontinuous Conduction Mode)	حالت جریان ناپیوسته
Bridgeless Rectifier	یکسوساز بدون پل	PFC (Power Factor Correction)	اصلاح ضریب توان
Diode Bridge Rectifier	یکسوساز پل دیودی	PWM (Pulse Width Modulation)	مدولاسیون پهنای پالس
		EMI (Electromagnetic Interference)	تداخل الکترومغناطیسی
		THD (Total Harmonic Distortion)	اعوجاج هارمونیک کل
		DF (Displacement Factor)	ضریب جابجایی
		RMS (Root Mean Square)	مؤثر
		ZVS (Zero Voltage Switching)	کلیدزنی در ولتاژ صفر
		ZCS (Zero Current Switching)	کلیدزنی در جریان صفر

In the Name of God

Lib No.: MUT.....

Degree: Master of Science (M.Sc.)

Title: Analysis, simulation and technical comparison of several power factor correction converters with soft switching

Author: dariush arash

Supervisor: Dr. mohhamadreza alizadeh pahlavani

Department: Faculty of Electrical and Computer Engineering

Date: aug. 24, 2025

Abstract:

The growing use of power electronic loads such as switch-mode power supplies and motor drives has led to current harmonics and poor power factor in electrical networks. Power factor correction (PFC) converters are employed to mitigate these issues. Passive PFCs are simple but bulky and less efficient, while active PFCs can achieve nearly unity power factor by shaping the input current. However, hard switching increases switching losses and electromagnetic interference. Soft-switching techniques such as ZVS and ZCS reduce these losses and improve efficiency

In this thesis, several PFC converter structures are analyzed and simulated in terms of efficiency, input current waveform, THD, and power factor. A novel bridgeless boost-based soft-switching PFC converter is then proposed and modeled. Simulation results in PSIM and MATLAB demonstrate that the proposed converter reduces switching losses and component count while achieving near-unity power factor and very low harmonic distortion

Keywords: Power Factor Correction (PFC), Soft Switching, THD, Boost Converter, PSIM, MATLAB.



دانشگاه صنعتی ملک اشتر

Malek Ashtar University of Technology

Faculty of Electrical and Computer Engineering

Analysis, simulation and technical comparison of several power factor correction converters with soft switching

Abstract

The growing use of power electronic loads such as switch-mode power supplies and motor drives has led to current harmonics and poor power factor in electrical networks. Power factor correction (PFC) converters are employed to mitigate these issues. Passive PFCs are simple but bulky and less efficient, while active PFCs can achieve nearly unity power factor by shaping the input current. However, hard switching increases switching losses and electromagnetic interference. Soft-switching techniques such as ZVS and ZCS reduce these losses and improve efficiency.

In this thesis, several PFC converter structures are analyzed and simulated in terms of efficiency, input current waveform, THD, and power factor. A novel bridgeless boost-based soft-switching PFC converter is then proposed and modeled. Simulation results in PSIM and MATLAB demonstrate that the proposed converter reduces switching losses and component count while achieving near-unity power factor and very low harmonic distortion.

Keywords: Power Factor Correction (PFC), Soft Switching, THD, Boost Converter, PSIM, MATLAB.



دانشگاه صنعتی ملک اشتر

Malek Ashtar University of Technology

Faculty of Electrical and Computer Engineering

M.Sc. Thesis

Title

**Analysis, simulation and technical comparison of several power
factor correction converters with soft switching**

By

Dariush arash

Supervised by

Dr. Mohammadreza Alizadeh pahlavani

August, 2025