

الرحمن الرحيم



به نام خدا

منشور اخلاق پژوهش

بیامی از خداوند سبحان و اعتماد بر این که عالم محضر خداست و همواره ناظر بر اعمال انسان، و به منظور پاس داشت مقام بلند دانش و پژوهش و نظر بر اهمیت جایگاه دانشگاه در اعتلای فرهنگ و تمدن بشری، مادی و انجمنیان و اصحابیات

علمی و احدی دانشگاه آزاد اسلامی متعهدی کردیم اصول زیر را در انجام فعالیت های پژوهشی مد نظر قرار داده و از آن تخطی نکنیم:

۱- اصل تحقیقت جویی: تلاش در راستای پی جویی تحقیقت و وفاداری به آن و دوری از هرگونه پنهان سازی تحقیقت.

۲- اصل رعایت حقوق: التزام به رعایت کامل حقوق پژوهشگران و پژوهشگران (انسان، حیوان و نبات) و سایر صاحبان حق.

۳- اصل مالکیت مادی و معنوی: تمهید به رعایت کامل حقوق مادی و معنوی دانشگاه و کلیه بهکاران پژوهش.

۴- اصل منافع ملی: تمهید به رعایت مصالح ملی و در نظر داشتن به شرف و توسعه کشور در کلیه مراحل پژوهش.

۵- اصل رعایت انصاف و امانت: تمهید به اجتناب از هرگونه جانب داری غیر علمی و حفاظت از اموال، تجهیزات و منابع در اختیار.

۶- اصل رازداری: تمهید به صیانت از اسرار و اطلاعات محرمانه افراد، سازمان ها و کشور و کلیه افراد و نهادهای مرتبط با تحقیقت.

۷- اصل احترام: تمهید به رعایت حریم ها و حرمت ها در انجام تحقیقتات و رعایت جانب تقد و خودداری از هرگونه حرمت شکنی.

۸- اصل ترویج: تمهید به رواج دانش و اشناء نتایج تحقیقتات و انتقال آن به بهکاران علمی و دانشجویان به غیر از مواردی که منع قانونی دارد.

۹- اصل برنت: التزام به برنت جویی از هرگونه رفتار غیر حرفه ای و اعلام موضع نسبت به کسانی که حوزه علم و پژوهش را به شائبه های غیر علمی می آلائند.



**دانشگاه آزاد اسلامی
واحد اصفهان (خوراسگان)
دانشکده فنی و مهندسی**

پایان نامه برای دریافت درجه کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق
گرایش سیستمهای قدرت

عنوان

**ارائه یک مبدل دو طرفه فلای بک با اسنابر بدون تلفات برای کاربردهای انرژی
تجدید پذیر**

استاد راهنما

دکتر مجید دلشاد

نگارنده

همام حسین مغتاز التمیمی

آبان ۱۴۰۱



يَرْفَعُ اللَّهُ الَّذِينَ آمَنُوا مِنْكُمْ وَ الَّذِينَ أُوْتُوا الْعِلْمَ دَرَجَاتٍ

« قرآن کریم »

تصویب نامه

پایان نامه کارشناسی ارشد: همام حسین مغتاز التیمی

با عنوان: ارائه یک مبدل دو طرفه فلای بک با اسنابر بدون تلفات برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر

در جلسه مورخ ۱۴۰۱/۰۸/۲۶ تحت نظارت شورای پایان نامه متشکل از استادان زیر با درجه و نمره ۱۸,۵ مورد تأیید قرار

گرفت.

امضاء

۱- استاد راهنما: دکتر مجید دلشاد

امضاء

۲- استاد داور داخل گروه: دکتر هادی ثقفی

امضاء

۳- استاد داور خارج گروه: دکتر محمد حسین ارشادی

دکتر مجید طغیانی

معاون پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی

واحد اصفهان (خوراسگان)

تاریخ امضاء

تعهد نامه اصالت رساله یا پایان نامه

اینجانب **همام حسین مغتاز التمیمی** دانش آموخته مقطع کارشناسی ارشد ناپیوسته در رشته برق - سیستم های قدرت از پایان نامه خود تحت عنوان: **ارائه یک مبدل دو طرفه فلای بک با اسنابر بدون تلفات برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر** با کسب نمره و درجه دفاع نموده ام بدینوسیله متعهد می شوم :

(۱) این پایان نامه حاصل تحقیق و پژوهش انجام شده توسط اینجانب بوده و در مواردی که از دستاوردهای علمی و پژوهشی دیگران (اعم از پایان نامه، کتاب، مقاله و....) استفاده نموده ام، مطابق ضوابط و رویه موجود، نام منبع مورد استفاده و سایر مشخصات آن را در فهرست مربوطه ذکر و درج کرده ام.

(۲) این پایان نامه قبلاً برای دریافت هیچ مدرک تحصیلی (هم سطح، پایین تر یا بالاتر) در سایر دانشگاه ها و مؤسسات آموزش عالی ارائه نشده است.

(۳) چنانچه بعد از فراغت از تحصیل، قصد استفاده و هرگونه بهره برداری اعم از چاپ، ثبت اختراع و.... از این پایان نامه داشته باشم، از حوزه معاونت پژوهشی واحد مجوز های مربوطه را اخذ نمایم.

(۴) چنانچه در هر مقطعی زمانی خلاف موارد فوق ثابت شود، عواقب ناشی از آن را می پذیرم و واحد دانشگاهی مجاز است با اینجانب مطابق ضوابط و مقررات رفتار نموده و در صورت ابطال مدرک تحصیلی ام هیچگونه ادعایی نخواهم داشت.

همام حسین مغتاز التمیمی

تاریخ و امضاء

تقدیم به

پدرم

که عالمانه به من آموخت چگونه در عرصه زندگی، ایستادگی را تجربه

نمایم.

و

به مادرم

دریای بیکران فداکاری که وجودم برایش همه رنج بود و وجودش

برایم همه مهر.

پروردگارا جان ما را صفای خود ده

دل ما را هوای خود ده

چشم ما را ضیای خود ده

و ما را از فضل و کرم خود آن ده که آن به

د آغازین کلام، بر خود لازم دانستم با کمال ادب و احترام از استاد کرامی

جناب آقای دکتر مجید دلشاد

به عنوان استاد راهنما

که در مسیر تحصیل علم و انجام این پژوهش همواره مریادی نمودند شکر و قدر دانی نمایم.

فهرست مطالب

عنوان

صفحه

۱	چکیده
	فصل اول: کلیات تحقیق
۱-۱-۱	مقدمه
۲	
۲-۱-۱	نوآوری تحقیق
۴	
۳-۱-۱	ساختار پایان نامه
۴	
	فصل دوم: مبدل های دو طرفه پایه
۱-۲-۱	مقدمه
۵	
۲-۲-۱	طریقه استنتاج مبدل های دو طرفه پایه
۶	
۳-۲-۱	ویژگی ها و کاربردهای مبدل های DC-DC دو طرفه
۱۰	
	فصل سوم: مبدلهای افزایشده با اسنابرهای بدون تلفات
۱-۳-۱	مقدمه
۱۲	
۲-۳-۱	معرفی مبدل های DC/DC دو طرفه
۱۶	
۳-۳-۱	انواع تقسیم بندی مبدل های DAB DC/DC
۱۸	
۱-۳-۳-۱	تقسیمبندی از نظر ایزولاسیون
۱۸	
۲-۳-۳-۱	تقسیم بندی از نظر نوع تغذیه
۲۱	
۴-۳-۱	روشهای کلیدزنی
۲۳	
۵-۳-۱	مروری بر مدارهای اسنابرهای مختلف
۳۰	
۶-۳-۱	مبدل فلای بک ایزوله دو طرفه با اسنابر بدون تلفات
۳۵	
	فصل چهارم: مبدل دو طرفه با کلیدزنی در جریان صفر پیشنهادی
۱-۴-۱	مقدمه
۴۰	
۲-۴-۱	توصیف مبدل دو طرفه پیشنهادی
۴۰	
۳-۴-۱	عملکرد مبدل دو طرفه پیشنهادی
۴۱	
۴-۴-۱	آنالیز مبدل دو طرفه پیشنهادی
۴۶	
۱-۴-۴-۱	بهره مبدل دو طرفه پیشنهادی
۴۶	
۲-۴-۴-۱	طراحی خازن های اسنابر Cr1 و Cr2
۴۷	
۵-۴-۱	شبیه سازی مبدل بسیار افزایشده پیشنهادی
۴۸	
۶-۴-۱	مقایسه راندمان مبدل دو طرفه پیشنهادی در دو حالت بسیار افزایشده و بسیار کاهشده
۵۴	

۷-۴- مقایسه مدل دو طرفه پیشنهادی با مدل‌های مشابه پیشین ۵۵

فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۱-۵- نتیجه گیری ۵۶

۲-۵- پیشنهادات ۵۷

مراجع ۵۸

فهرست جدول ها

<u>صفحه</u>	<u>عنوان</u>
۱۱.....	جدول (۱-۲) ویژگی ها و کاربردهای مبدل های دو طرفه.....
۴۹.....	جدول (۱-۴) مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المان های آن.....
۵۵.....	جدول (۲-۴) مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدلهای دو طرفه پیشین.....

فهرست شکل ها

عنوان	صفحه
شکل (۱-۲) مبدل DC-DC دو طرفه	۸
شکل (۲-۲) مبدل DC-DC باک یک طرفه پایه	۷
شکل (۳-۲) مبدل DC-DC باک/بوست دو طرفه پایه	۷
شکل (۴-۲) (الف) مبدل DC-DC باک بوست یک طرفه (ب) مبدل DC-DC باک بوست/باک بوست دو طرفه	۸
شکل (۵-۲) (الف) مبدل DC-DC چوک یک طرفه (ب) مبدل DC-DC چوک/چوک دو طرفه	۸
شکل (۶-۲) مبدل DC-DC سبیک یک طرفه (ب) مبدل DC-DC سبیک/زتا دو طرفه	۹
شکل (۷-۲) مبدل DC-DC فلائی بک یک طرفه (ب) مبدل DC-DC فلائی بک دو طرفه	۹
شکل (۸-۲) (الف) مبدل DC-DC تمام پل یک طرفه (ب) مبدل DC-DC تمام پل دو طرفه	۱۰
شکل (۱-۳) ساختار مبدل DAB در حالت کلی	۱۵
شکل (۲-۳) دیاگرام ساده شده سیگنال های کلیدزنی و ولتاژهای ترانسفورماتور	۱۵
شکل (۳-۳) (الف) مبدل DC/DC پل اکتیو دو تایی ((DAB, (ب) مدار معادل آن [۴۲]	۱۸
شکل (۴-۳) مبدل DC/DC نیم پل دو طرفه ایزوله [۲۹]	۲۰
شکل (۵-۳) ساختار کاهنده-افزاینده استاندارد مبدل DC/DC دو طرفه غیر ایزوله [۴۸]	۲۱
شکل (۶-۳) مبدل DC/D دو طرفه DAB تغذیه با جریان [۵۶]	۲۲
شکل (۷-۳) مبدل DC/D دو طرفه تغذیه با ولتاژ [۴۱]	۲۳
شکل (۸-۳) سیگنالهای کلیدزنی در روش SPS [۶۵]	۲۵
شکل (۹-۳) (الف) شکل موج های IBDC تحت کنترل DPS در شرایط $1 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ (ب) شکل موج ها IBDC تحت کنترل DPS در شرایط $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ [۵۰]	۲۶
شکل (۱۰-۳) شکل موج های کلیدی دو مدولاسیون تحت انتقال توان مثبت. $(V_1 > V_2/n)$ (الف) مدولاسیون دوزنقه ای؛ مدولاسیون مثلثی [۷۱]	۲۷
شکل (۱۱-۳) (الف) مدولاسیون یک طرفه برای افزایش شیفیت فازی در مبدل DAB با $M < 1$ ، (ب) مدولاسیون دو طرفه متقارن برای افزایش شیفیت فازی در T_T با $M < 1$ (ج) مدولاسیون دو طرفه نامتقارن برای افزایش شیفیت فازی در مبدل DAB با $M < 1$ و $x = 1/(1+M)$	۳۰
شکل (۱۲-۳) مبدل DC/D تمام پل ایزوله با اسنابر فلائیک [۵۸]	۳۲
شکل (۱۳-۳) مبدل DAB تغذیه با ولتاژ با اسنابر RCD [۸۲]	۳۳
شکل (۱۵-۳) مبدل DAB با اسنابر کلمپ اکتیو [۸۳]	۳۴
شکل (۱۵-۳) تمام پل ایزوله دو طرفه با کموتاسیون اکتیو [۸۳]	۳۴
شکل (۱۶-۳) نمای شماتیک مبدل فلائی بک دو طرفه	۳۵

- شکل (۳-۱۷) مدار معادل وضعیت اول مبدل فلای یک دو طرفه ۳۶
- شکل (۳-۱۸) مدار معادل وضعیت دوم مبدل فلای یک دو طرفه ۳۶
- شکل (۳-۱۹) مدار معادل وضعیت سوم مبدل فلای یک دو طرفه ۳۷
- شکل (۳-۲۰) مدار معادل وضعیت چهارم مبدل فلای یک دو طرفه ۳۷
- شکل (۳-۲۱) مدار معادل وضعیت پنجم مبدل فلای یک دو طرفه ۳۸
- شکل (۳-۲۲) مدار معادل وضعیت ششم مبدل فلای یک دو طرفه ۳۸
- شکل (۳-۲۳) شکل موجهای کلیدی مبدل فلای یک دو طرفه ۳۹
- شکل (۴-۱) مبدل دو طرفه ایزوله پیشنهادی ۴۱
- شکل (۴-۲) شکل موجهای کلیدی مبدل دو طرفه ایزوله پیشنهادی ۴۲
- شکل (۴-۳) مدار معادل وضعیت اول مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۳
- شکل (۴-۴) مدار معادل وضعیت دوم مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۳
- شکل (۴-۵) مدار معادل وضعیت سوم مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۴
- شکل (۴-۶) مدار معادل وضعیت چهارم مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۴
- شکل (۴-۷) مدار معادل وضعیت پنجم مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۵
- شکل (۴-۸) مدار معادل وضعیت ششم مبدل دو طرفه پیشنهادی ۴۵
- شکل (۴-۹) شکل موج بهره ولتاژ بر حسب ضریب وظیفه مبدل دو طرفه پیشنهادی در حالت افزایشده ۴۷
- شکل (۴-۱۰) شکل موج بهره ولتاژ بر حسب ضریب وظیفه مبدل دو طرفه پیشنهادی در حالت کاهشده ۴۸
- شکل (۴-۱۱) شماتیک مبدل شبیه سازی شده مبدل دو طرفه پیشنهادی در نرم افزار PSpice الف-حالت افزایشده ۴۸
- ب- حالت کاهشده ۵۰
- شکل (۴-۱۲) شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ (قرمز) سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۱
- شکل (۴-۱۳) شکل موج جریان دیود DA_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ر مقیاس ۵۱
- شکل (۴-۱۴) شکل موج جریان دیود DA_2 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۱
- شکل (۴-۱۵) شکل موج جریان دیود DA_3 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۲
- شکل (۴-۱۶) شکل موج جریان دیود DA_4 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۲
- شکل (۴-۱۷) شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ (قرمز) سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت کاهشده ۵۲
- شکل (۴-۱۸) شکل موج جریان دیود DA_3 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۳
- شکل (۴-۱۹) شکل موج جریان دیود DA_4 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۳
- شکل (۴-۲۰) شکل موج جریان دیود DA_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۳
- شکل (۴-۲۱) شکل موج جریان دیود DA_2 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده ۵۴
- شکل (۴-۲۲) نمودار بازده مبدل دو طرفه پیشنهادی در هر دو حالت بسیار افزایشده و بسیار کاهشده ۵۴

چکیده

امروزه مبدل‌های دو طرفه به خاطر انتقال توان در دو جهت در سیستم‌های متنوعی نظیر سیستم‌های قدرت پیل سوختی، سیستم‌های انرژی الکتریکی خودروهای هیبریدی، منابع تغذیه بدون وقفه DC و ... مورد استفاده قرار گرفته‌اند. از آنجایی که در مبدل‌های با کلید زنی سخت حداقل وجود دو عدد سوئیچ اصلی برای انتقال توان در دو جهت اجتناب ناپذیر است، ولی به خاطر تلفات کلیدزنی راندمان و چگالی توان این مبدل‌ها پایین است. روش‌های زیادی برای ایجاد شرایط کلید زنی نرم در این مبدل‌ها ارائه شده است، ولی اضافه کردن سوئیچ برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در دو جهت باعث پیچیده شدن عملکرد و کنترل مبدل می‌گردد. استفاده از ترانسفورمر موجب ایزوله شدن سمت ولتاژ بالا و ولتاژ پایین مبدل گشته و بهره ولتاژ نیز قابل تنظیم می‌باشد. در این تحقیق یک مبدل دو طرفه جدید ایزوله ارائه شده بطوریکه با استفاده از یک اسنابر جدید علاوه بر ایجاد کلیدزنی نرم برای هر دو سوئیچ اصلی مبدل بدون تحمیل سوئیچ اضافی انرژی مدار اسنابر به خروجی منتقل می‌گردد. تعداد المان مبدل پیشنهادی پایین است و کنترل آن به علت اینکه در هر طرف تنها یک سوئیچ عمل می‌کند بسیار ساده است. عملکرد مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل گردیده و در نرم افزار PSpice شبیه سازی شده است که نتایج آن تحلیل تئوریک مبدل را تایید می‌کند.

کلمات کلیدی: مبدل دو طرفه، ایزوله، اسنابرها، بدون تلفات، راندمان بالا

فصل اول

کلیات تحقیق

۱-۱- مقدمه

برای کاهش وابستگی به سوخته‌های فسیلی و مقدار انتشار گازهای گلخانه‌ای، تقاضا برای استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر در طی دو دهه اخیر افزایش یافته است. منابع عمده انرژی تجدیدپذیر شامل انرژی بادی، انرژی فتوولتائیک، انرژی پیل سوختی هیدروژن، انرژی موج و انرژی زمین گرمایی است. به دلیل طبیعت غیر قابل پیش بینی منابع انرژی تجدیدپذیر، نفوذ بیشتر این منابع باعث به وجود آمدن چالش‌هایی در سیستم قدرت الکتریکی موجود می‌شود.

سیستم توزیع توان الکتریکی موجود نیاز به تغییر برای تعامل با منابع انرژی تجدیدپذیر دارند. سیستم قدرت مرسوم شامل ژنراتورهای بزرگ و متمرکز است که تولید توان، قابل پیش بینی و برنامه ریزی است. جریان توان الکتریکی یک طرفه از ژنراتورها به مصرف کننده‌ها است. در هر حال، این موضوع در حال تغییر است، اول این که منابع انرژی تجدیدپذیر توزیع شده هستند و ممکن است نزدیک به مصرف کننده واقع شده باشند. به علاوه، جهت شارش توان همواره در یک جهت نیست. مصرف کنندگان توانایی فروش انرژی الکتریکی را به شبکه دارند. ثانیاً، منابع توان تجدیدپذیر همانند ژنراتورهای قدرت متمرکز، قابل برنامه ریزی و پیش بینی نیستند. بنابراین نصب ذخیره ساز انرژی الکتریکی در سطح توزیع ضروری و مطلوب است. دستگاه‌های ذخیره کننده انرژی میتوانند به شکل‌های ایستگاه باتری یا باتری‌های نصب شده در خودروهای هیبریدی متصل به شبکه باشند.

یکی از بارزترین مشکلات تکنولوژی و فن آوری در عرصه بهره‌گیری از منابع انرژی‌های نو و تجدیدپذیر، علاوه بر خود منابع، مبدل‌های توان بکار رفته در این منابع می‌باشند. اغلب منابع انرژی‌های نو و تجدیدپذیر

نیازمند مبدل های توان برای تبدیل توان خروجی به انرژی الکتریکی قابل بهره گیری توسط مصرف کننده هستند. این مبدل های توان با توجه به نوع منبع انرژی به کار رفته، متفاوت می باشند. مبدل های توان، بخش جدایی ناپذیر اکثر این سیستم ها هستند؛ بنابراین، با پیشرفت و توسعه این مبدل ها گامی موار در زمینه بهره برداری از این منابع انرژی برداشته می شود.

پیش بینی می شود که در آینده سیستم های DC در ترکیب با سیستم های AC سنتی بیشتر استفاده خواهند شد تا تعداد طبقات تبدیلی و تلفات انرژی کاهش یابد و به چگالی توان بالا برسند. استانداردها برای سیستم های توزیع توان مدرن امروزه توسط بسیاری از صنایع برای ارتقا و تجمیع فناوری DC در حال تکامل هستند و سطوح ولتاژ DC مشترکی را همچون ۳۸۰ V، ۴۸ V، ۲۴ V و غیره اتخاذ کرده اند. بسیاری از منابع انرژی توزیع شده شامل پانل های خورشیدی، باتری و پیل های سوختی به صورت مستقیم توان DC را تولید می کنند. تعداد فزاینده ای از بارها نیز توان DC مصرف می کنند. در بسیاری از چنین کاربردهایی که شامل ذخیره کننده انرژی و بارهای DC هستند، باتری پشتیبان با یک مبدل دو طرفه با عملکرد بالا برای مدیریت توان مورد نیاز است تا یک سیستم توان DC قابل اطمینان و بدون وقفه ایجاد شود. گاهی اوقات ایزوالسیون الکتریکی نیز ممکن است برای جدا کردن طرف اولیه (ورودی) و ثانویه (خروجی) مورد نیاز باشد. رشد PHEV/EV ها، انرژی تجدیدپذیر و کاربردهای ذخیره سازی انرژی برای شتاب دهی نیاز به مبدل های DC/DC دو طرفه توان بالا مورد انتظار است. مبدل های DC/DC دو طرفه قابلیت کنترل توان برای شارژ و دشارژ باتری را دارند.

مبدل های DC/DC دو طرفه معمولاً جهت افزایش سطح ولتاژ کم منابع انرژی تجدیدپذیر نظیر پانل های خورشیدی به ولتاژ مطلوب (حالت فزاینده) یا بالعکس جهت کاهش سطح ولتاژ طرف ولتاژ بالا جهت ذخیره در باتری (کاهنده) مورد استفاده قرار می گیرند. مبدل DC/DC دو طرفه پل اکتیو دوتایی (DAB) در سال های اخیر با توجه به ویژگی های ذاتی توجه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است. این مبدل های DC/DC و مشتقات آن معمولاً به عنوان واسط بین طرف ولتاژ پایین و طرف ولتاژ بالا استفاده می شود. از جمله کاربردهای آن می توان به واسط بین منابع تولید انرژی تجدیدپذیر نظیر فتوولتائیک و باتری ذخیره کننده و لینک DC که بعد از آن ولتاژ DC به ولتاژ و فرکانس مورد نظر شبکه توسط اینورتر تبدیل می شود، اشاره کرد. این مبدل دارای بخش های مختلفی است که به نگرانی های محققان جهت بهبود بازده، نسبت فزاینده زیاد، نسبت دور پایین

ترانسفورماتور، نحوه کلیدزنی کلیدهای قدرت، تلفات کلیدزنی پایین و سایر مسائل مربوط به این مبدل ها تبدیل شده است .

۲-۱- نوآوری تحقیق

هدف از این پایان نامه ارائه مبدل دو طرفه با حداقل المان کمکی و ایجاد شرایط کلید زنی نرم برای تمام المانهای نیمه هادی می باشد. همچنین مبدل پیشنهادی دارای ساختار ایزوله بوده و انرژی اسنابر به نحو مطلوبی به خروجی منتقل می شود. در هر لحظه فقط یک سویچ از مبدل عمل می کند لذا پیاده سازی مدار کنترل برای آن نیز ساده است.

۳-۱- ساختار پایان نامه

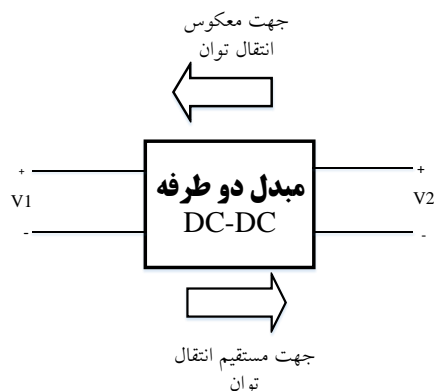
ابتدا در فصل دوم طریقه طراحی مبدل دو طرفه از روی مبدل های پایه با کلید زنی سخت و عملکرد آنها بیان می شود، و در فصل سوم چند نمونه از مبدل های دو طرفه ارائه شده در سال های اخیر با کلید زنی نرم مورد بررسی قرار گرفته و مزایا و معایب آن ها بیان می گردد. در فصل چهارم مبدل جدید غیر ایزوله دو طرفه تحت شرایط کلید زنی نرم معرفی می شود، مبدل به صورت کامل تحلیل گشته و در نرم افزار PSPICE شبیه سازی می گردد. در نهایت در فصل پنجم نتیجه گیری و پیشنهادات ارائه شده است.

فصل دوم

مبدل‌های دو طرفه پایه

۲-۱- مقدمه

مبدل‌های DC-DC دو طرفه امکان انتقال توان در هر دو جهت را دارند. همانطور که در شکل (۲-۱) نشان داده شده می‌شود این انتقال توان توسط انتقال دو طرفه جریان صورت می‌پذیرد، این در حالی است که پلاریته ولتاژ در دو انتهای مبدل بدون تغییر باقی می‌ماند. با توجه به چنین ویژگی‌هایی این مبدل‌ها به طور گسترده‌ای در شارژر/دشارژرهای باتری، سیستم‌های موتورهای راه‌انداز خودروهای الکتریکی هیبریدی، تجهیزات مخابراتی، منابع تغذیه بدون وقفه DC، سیستم‌های کامپیوتری و غیره کاربرد دارند.



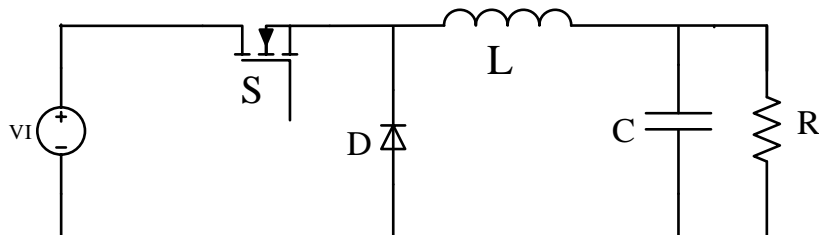
شکل (۲-۱): مبدل DC-DC دو طرفه

مبدل های DC-DC دوطرفه به دو نوع ایزوله و غیر ایزوله تقسیم بندی می شوند. در مبدل های دو طرفه ایزوله برای ایجاد ایزولاسیون از یک ترانسفورماتور استفاده می شود، که هزینه و تلفات هدایتی را افزایش می دهد. مبدل های دوطرفه غیر ایزوله به دلیل ساختار ساده تر دارای بازده بالاتر و چگالی توان بیشتری هستند. بنابراین اگر در مدار نسبت تبدیل ولتاژ بالا نیاز نباشد، همچنین ایزولاسیون دو طرف مهم نباشد از نوع غیر ایزوله استفاده می شود. البته از آنجایی که ایزولاسیون انعطاف پذیری و امنیت مدار را بالاتر می برد، مبدل های ایزوله کاربرد وسیع تری در صنعت پیدا کرده اند. همچنین با تنظیم نسبت دور ترانس ایزوله می توان به بهره های ولتاژ بالایی رسید، به این ترتیب در صورتی که بهره ولتاژ بالایی نیاز باشد و دو طرف مدار نتوانند زمین شوند از نوع ایزوله استفاده می شود.

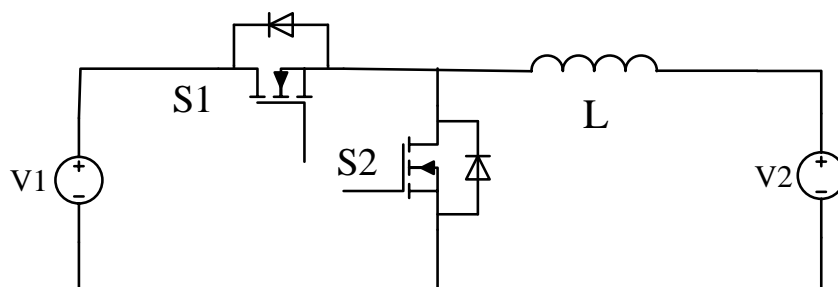
مبدل های DC-DC یک طرفه پایه نمی توانند در دو جهت توان را انتقال دهند، زیر در ساختار این مبدل ها دیود وجود دارد که مانع عبور جریان در جهت مخالف می شود. از این رو با جایگزین کردن دیود مبدل های پایه با یک سوئیچ امکان ایجاد جریان در جهت معکوس نیز فراهم می شود. بنابراین در این فصل طریقه طراحی مبدل های DC-DC دوطرفه نتیجه شده از مبدل های یک طرفه پایه ارائه می گردد، سپس اشاره مختصری به ویژگی های هر کدام می شود.

۲-۲- طریقه استنتاج مبدل های دوطرفه پایه

با جایگزین کردن سوئیچ به جای دیود در مبدل های پایه یک مبدل دوطرفه نتیجه می شود، به شرطی که دیود بدنه سوئیچ اضافه شده هم جهت دیود مبدل باشد. بنابراین با تغییر ناچیزی در مبدل های یک طرفه پایه می توان به یک مبدل دو طرفه رسید. در شکل (۲-۲) یک مبدل باک پایه نشان داده می شود همانطور که در شکل (۲-۳) دیده می شود می توان با جایگزین کردن دیود با سوئیچ به یک مبدل دوطرفه باک/بوست دست پیدا کرد.



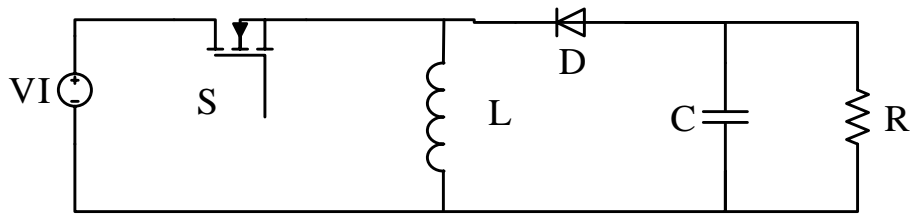
شکل (۲-۲): مبدل DC-DC باک یک طرفه پایه



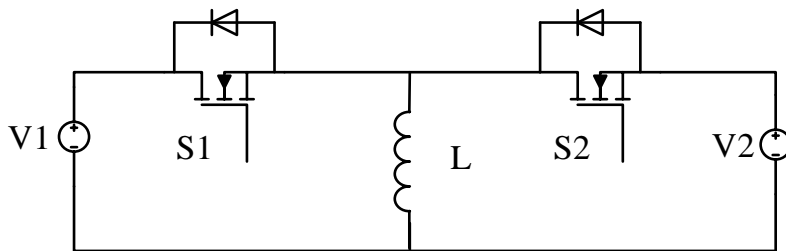
شکل (۳-۲): مبدل DC-DC باک / بوست دو طرفه پایه

هنگامی که توان از V_1 به سمت V_2 منتقل می شود سوئیچ S_1 فرمان می گیرد و سوئیچ S_2 خاموش می باشد و فقط به عنوان یک دیود عمل می کند. زمانی که توان از سمت V_2 به سمت V_1 منتقل شود سوئیچ S_2 فرمان گرفته و سوئیچ S_1 خاموش می شود و فقط به صورت یک دیود عمل می کند. بنابراین مبدل در سمت انتقال توان از V_1 به V_2 مانند یک مبدل باک عمل می کند و در انتقال توان از V_2 به سمت V_1 مانند یک مبدل بوست کار می کند.

در شکل های (۲-۴) تا (۲-۸) چند نمونه از مبدل های DC-DC پایه همراه با تبدیل آن ها به نوع دو طرفه نشان داده می شود، مشابه نمونه باک نشان داده شده فقط کافی است در مبدل های یک طرفه پایه به جای دیود مبدل سوئیچی با رعایت جهت دیود بدنه آن اضافه شود تا مبدل به نوع دوطرفه تبدیل شود، که این روند با چند نمونه در زیر نشان داده می شود. در تمامی مبدل ها کنترل توان مستقیم توسط سوئیچ های سمت چپ مبدل و کنترل توان معکوس توسط سوئیچ های سمت راست مبدل انجام می شود.

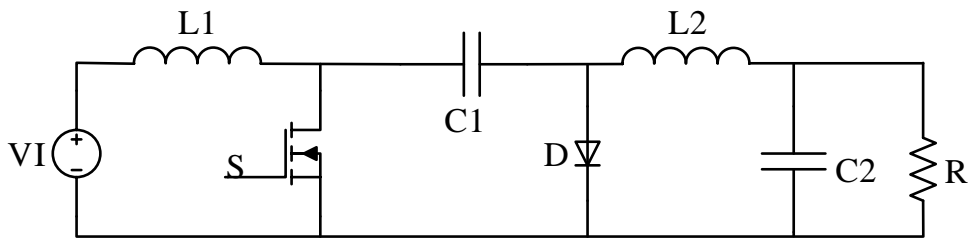


(الف)

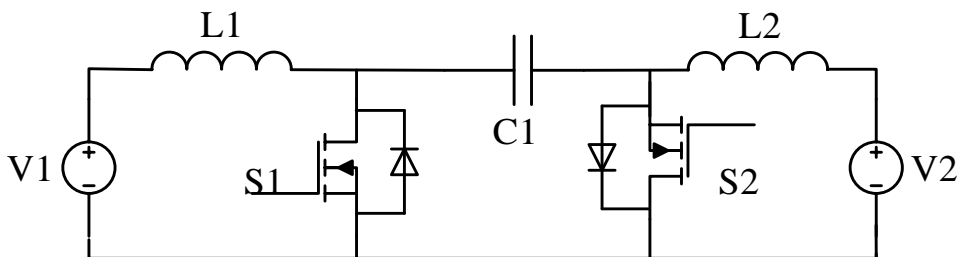


(ب)

شکل (۲-۴): (الف) مبدل DC-DC باک بوست یک طرفه (ب) مبدل DC-DC باک بوست/باک بوست دو طرفه

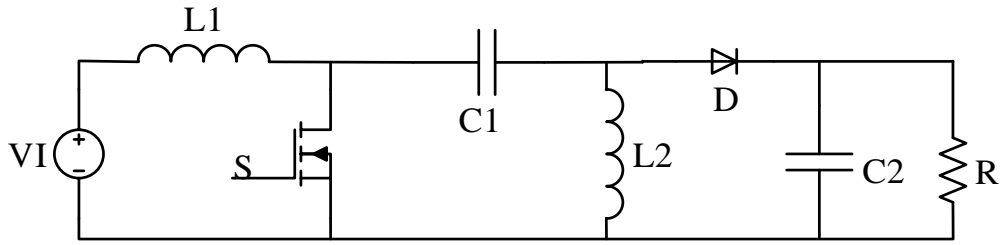


(الف)

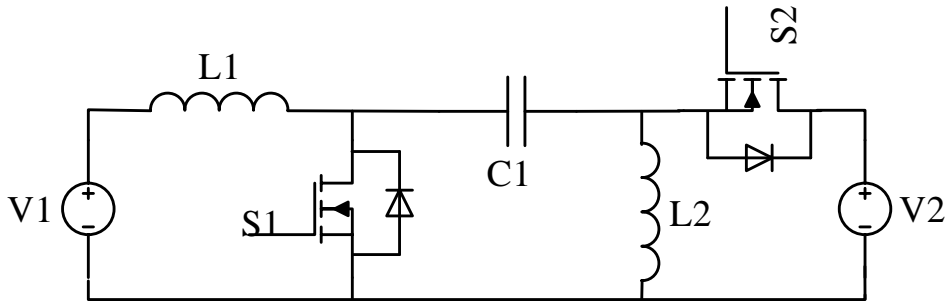


(ب)

شکل (۲-۵): (الف) مبدل DC-DC چوک یک طرفه (ب) مبدل DC-DC چوک/چوک دو طرفه

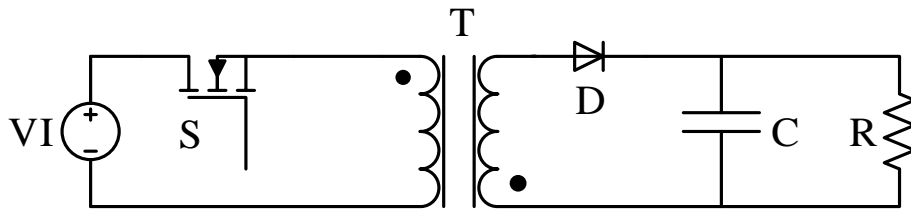


(الف)

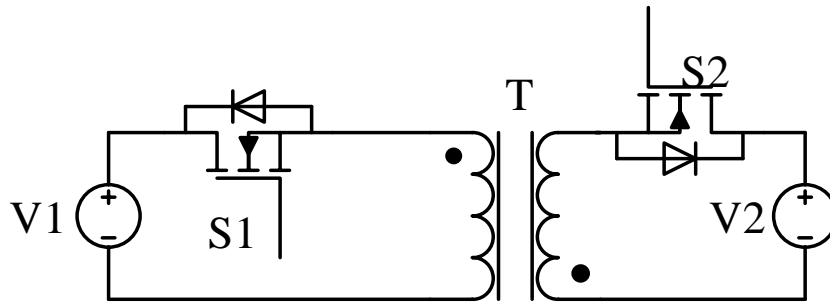


(ب)

شکل (۲-۶): (الف) مبدل DC-DC سبیک یک طرفه (ب) مبدل DC-DC سبیک / زتا دو طرفه

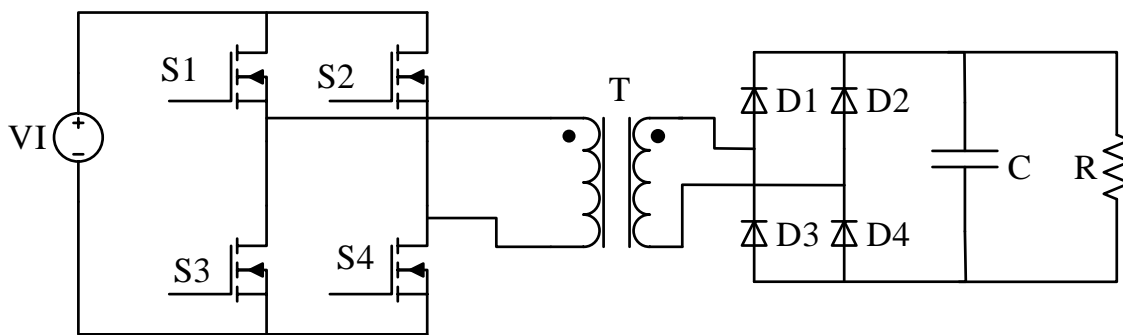


(الف)

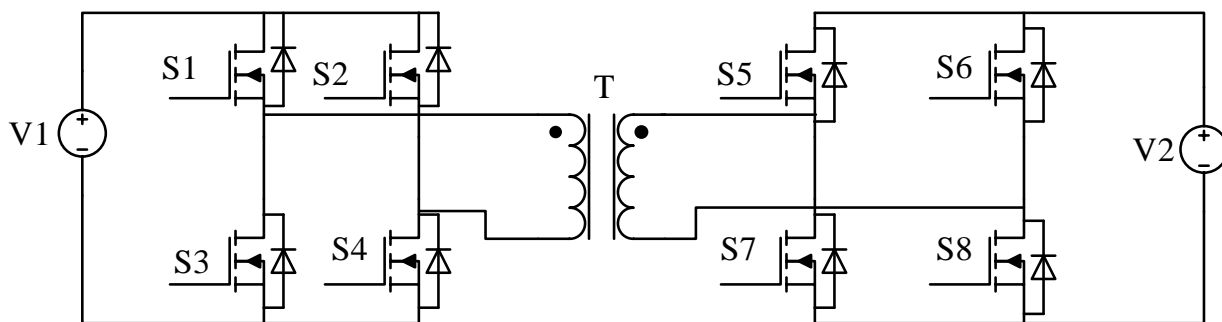


(ب)

شکل (۲-۷): مبدل DC-DC فلای یک طرفه (ب) مبدل DC-DC فلای یک دو طرفه



(الف)



(ب)

شکل (۲-۸): (الف) مبدل DC-DC تمام پل یک طرفه (ب) مبدل DC-DC تمام پل دو طرفه

۲-۳- ویژگی ها و کاربردهای مبدل های DC-DC دو طرفه

برخی ویژگی ها و کاربردهای مبدل های DC-DC دو طرفه در جدول (۲-۱) نشان داده می شود. همانطور که مشخص است ساده ترین ساختار متعلق به ساختار باک/بوست است ولی یکی از مشکلات این مبدلهای پایه علاوه بر کلیدزنی سخت سوییچها و وجود تلفات کلیدزنی، بهره بسیار پایین در حالت افزایشی و ضریب وظیفه خیلی باریک در حالت کاهشکی است. روشهای گوناگونی برای رفع این مشکل ارایه شده که در فصل سوم به تعدادی از آنها اشاره می گردد.

جدول (۱-۲): ویژگی ها و کاربردهای مبدل های دوطرفه

چوک/چوک	سپیک/زتا	تمام پل	فلای بک	باک-بوست/ باک-بوست	باک/بوست	مبدل های دوطرفه
$\frac{-D}{(1-D)}$	$\frac{D}{(1-D)}$	ND	$\frac{ND}{(1-D)}$	$\frac{-D}{(1-D)}$	D	نسبت تبدیل ولتاژ DC
۲	۲	۸	۲	۲	۲	تعداد سوئیچ های مبدل
متوسط	متوسط	متوسط	زیاد	کم	کم	استرس المان ها
ندارد	ندارد	دارد	دارد	ندارد	ندارد	ایزولاسیون
توان پایین	توان پایین	توان بالا	منابع تغذیه بدون وقفه توان پایین	خودروهای الکتریکی	منابع تغذیه بدون وقفه DC	کاربرد

در جدول (۱-۲) D ضریب وظیفه و $N=N_2/N_1$ نسبت تبدیل ترانسفورماتور ایزوله می باشد.

فصل سوم

مبدل‌های افزایشنده با اسنابرهای بدون تلفات

۳-۱- مقدمه

در طول چند دهه گذشته، سازمان های بین المللی قوانین شدیدتری را جهت استفاده از منابع فسیلی و انتشار گازهای گلخانه ای و همچنین آلودگی محیط زیست وضع کرده اند. به این دلیل صاحبان صنایع و شرکت های تولید کننده برق به دنبال منابع با آلودگی کمتر و حتی بدون آلودگی و با منابع نامحدود هستند. منابع انرژی تجدیدپذیر به عنوان یک جایگزین مناسب برای سوخت های فسیلی که مهمترین منبع انتشار دهنده گازهای گلخانه ای هستند تبدیل شده است. درصد توان تولیدی از انرژی های تجدیدپذیر از مصرف الکتریسته کلی به سرعت رشد کرده است [۱]. البته از دیگر ویژگی های این منابع می توان به امکان تولید انرژی در محل (نزدیک به بار) و به صورت توزیع شده در مقابل نیروگاه های سنتی متمرکز و دور از بار اشاره کرد. انواع انرژی های تجدیدپذیر نظیر فتوولتائیک (PV) و انرژی بادی با زمان، آب و هوا و شرایط محیطی تغییر می کنند، پایدار نیستند و گاهی اوقات گسسته هستند [۲] و [۳]. بنابراین پیش بینی توانی که می تواند از انرژی های تجدیدپذیر به دست آید مشکل است و پیک های توان تقاضا شده با پیک های تولید ضرورتاً برابری نمی کند [۳] و [۴]. از انواع انرژی های تجدیدپذیر می توان انرژی خورشیدی، انرژی بادی و امواج، انرژی زمین گرمایی و بیوماس و انرژی پیل

سوختی را نام برد. در میان انواع انرژی های تجدیدپذیر، انرژی خورشیدی و بادی بیشتر مورد توجه واقع شده‌اند. اگرچه خروجی توربین های بادی AC هستند، ولی به دلایل مختلفی نظیر اخذ حدکثر توان، افزایش سطح ولتاژ، کنترل توان و غیره به مقدار DC تبدیل می‌شوند. بنابراین، چه منابع تولیدی AC باشند چه DC، معمولاً مبدل های DC/DC به عنوان ادوات واسط مورد استفاده قرار می‌گیرند.

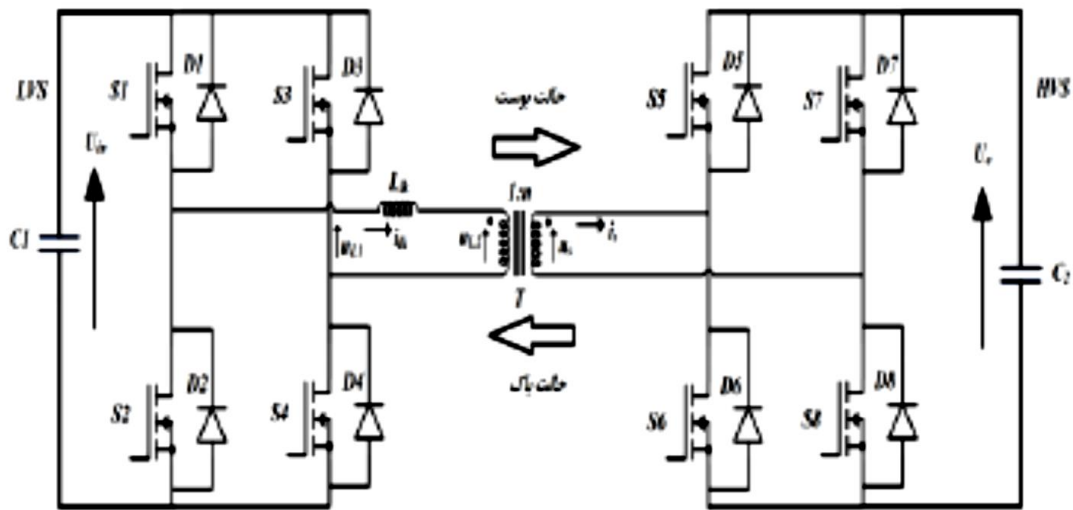
انرژی خورشیدی دارای مزایای مهمی همچون ناتمام بودن، عمل کرد بدون صدا، نداشتن قسمت محرک و مکانیکی، سازگار با محیط زیست و عدم آلودگی است. استفاده از این نوع انرژی می‌تواند در جهت تامین انرژی الکتریکی مصرف کنندگان شهری و مصرف کنندگانی که به شبکه توزیع برق به علت شرایط جغرافیایی دسترسی ندارند، مورد استفاده قرار گیرد. اساساً این نوع سیستم ها، به دو صورت متصل و یا منفصل از شبکه قدرت بهره برداری می‌شود.

سیستم های متصل به شبکه قدرت، به منظور تزریق توان آرایه های فتوولتائیک به شبکه توزیع در ضریب توان واحد و در حد امکان کمک به افزایش کیفیت توان شبکه و بار متصل به آن به کار می‌روند. سیستم های منفصل از شبکه برای تامین انرژی الکتریکی بارهای به دور از شبکه توزیع و یا با هدف صرفه جویی در مصرف انرژی الکتریکی به طور مستقل از شبکه توزیع به کار می‌روند. پمپ های آب صحرائی، شارژکننده های باتری و آبگرمکن های خورشیدی نمونه ای از این کاربردها هستند.

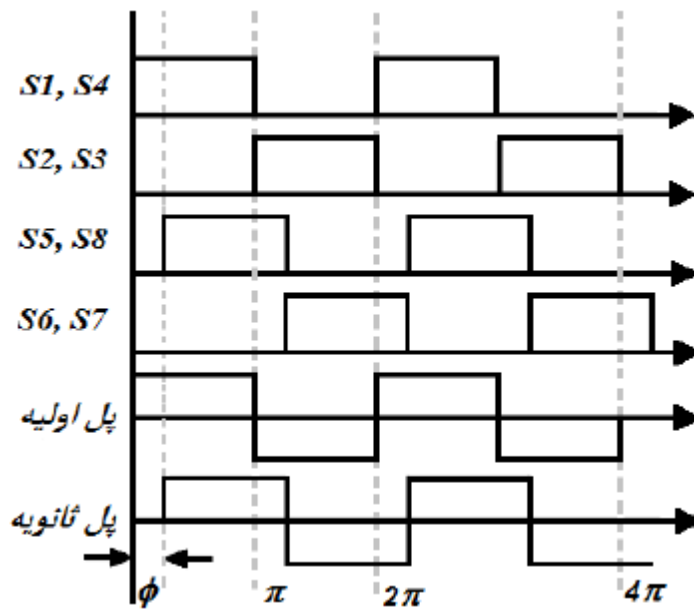
با توجه به پیشرفت های اخیر در رابطه با استفاده از منابع انرژی های تجدیدپذیر و همچنین پیشرفت ها در مبدل های DC/DC واسط و لزوم حضور چنین مبدل هایی، مطالعه ساختارهای مختلف و انتخاب ساختارهایی که بیشتر به الزامات منابع انرژی تجدیدپذیر نزدیک هستند، ضروری است. به هر حال بسیاری از مبدل های DC/DC موجود توان پایین یک طرفه هستند و نمی‌توانند با الزامات کاربردهای اشاره شده مطابقت کنند [۵]. در توزیع DC معمول ساختار مبدل DC/DC دو طرفه (BDC) برای ارتباط بین باس DC ولتاژ بال و باس DC ولتاژ پایین نیاز است [۶]. این مبدل DC/DC نقش مهمی را در هماهنگی با منبع توان اصلی و منبع توان کمکی بازی می‌کند که بایستی موارد زیر را اقلان کند: (۱) نسبت افزایش بالا برای افزایش ولتاژ ترمینال باتری به ولتاژ باس DC (بالاتر) شارش توان دو طرفه (۳) ظرفیت انتقال توان بالا (۴) عملکرد فرکانس بالا (۵) بازده بالا [۷]. ساختارهای مختلفی از مبدل های DC/DC دو طرفه ایزوله وجود دارد. نمونه ای از ساختارهای برجسته

شامل مبدل تمام پل دو طرفه ایزوله [۸]، ساختار مبدل دو برابر کننده جریان دو طرفه [۹] و مبدل پل اکتیو دوتایی (DAB) [۱۰-۱۲] هستند. با توجه به ویژگی های و مزایای بسیار مبدل DC/DC دو طرفه DAB این مبدل به گزینه ی مناسبی جهت کاربرد در منابع انرژی تجدیدپذیر تبدیل شده است. از جمله ویژگی های آن می توان به شارش انرژی دو طرفه، کلیدزنی نرم ذاتی، توان بالا و چگالی توان بالا، بازده بالا و ایزولاسیون الکتریکی [۳۱]، [۱۴] اشاره کرد. از آن زمان این ساختار به صورت گسترده در سیستم های توان DC برای ترانسفورماتورهای حالت جامد [۱۵]، [۱۶]، شبکه هوشمند [۱۷] و خودروهای الکتریکی/هیبریدی [۱۸] استفاده شده است. تحلیل جامع طراحی، عمل کرد و کنترل آن را می توان در [۱۹]، [۲۰] یافت. به علاوه، دستاوردهای اخیر در مبدل های DAB شامل مدل سازی دقیق برای ارزیابی تلفات توان [۱۸]، بهینه سازی طراحی [۲۰]، استراتژی کنترل پیشرفته [۲۱] و [۲۲]، مدل سازی متوسط تعمیم یافته [۲۳]، مدل سازی جریان های rms و متوسط [۲۴] و کنترل PWM [۲۵] است. مدل های مبدل مرسوم روی اصول کاری و تئوری تمرکز دارند، بنابراین اغلب وجود تلفات توان را نادیده می گیرند. در همان زمان، برای طراحی و جمعیت سیستم های DC با منابع انرژی تجدیدپذیر و ذخیره کننده، مدل هایی که توانایی پیش بینی دقیق مشخصه توان ورودی-خروجی و دینامیک را دارند بسیار مطلوب است.

مدل کردن و شبیه سازی مبدلهای DAB می تواند قبل از پیاده سازی سخت افزاری در انتخاب عناصر، طراحی کنترلر و ارزیابی اولیه با سیستم DC کلی بسیار کمک کننده باشد. شماتیک DAB در حالت کلی که در این پایان نامه در نظر گرفته شده است در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. مبدل شامل ترانسفورماتور فرکانس بالا (با نسبت دور $n:1$) و دو پل اکتیو، یکی در ورودی (اولیه) و یکی در خروجی (ثانویه). ترانسفورماتور ایزوالسیون الکتریکی و انتقال انرژی را از طریق سیم پیچی ها انجام می دهد. پل ها ولتاژهای مربعی با ۵۰٪ چرخه کاری که به سیم پیچی ترانسفورماتور اعمال می شود، تولید می کنند. شکل ۲-۲ سیگنال های گیت کلید و ولتاژ ترانسفورماتور را نشان می دهد.



شکل ۳-۱: ساختار مبدل DAB در حالت کلی



شکل ۳-۲: دیاگرام ساده شده سیگنال های کلیدزنی و ولتاژهای ترانسفورماتور

مبدل DAB DC/DC همچنین می‌تواند برای عملکرد چند درگاهی که یک ویژگی سودمند در ارتباط منابع DC و بارهای مختلف با استفاده از یک مبدل است، استفاده شود. این نوع از مبدل DC/DC دو طرفه امروزه به صورت گسترده برای ارتباط شبکه توزیع در سطح مسکونی (یعنی با ۲۲۰-۲۳۰ ولت و شبکه ۵۰ Hz) [۲۶] - [۲۸] استفاده می‌شود. ناحیه کاری عمده این نوع مبدل‌ها در سیستم‌های ذخیره‌کننده انرژی [۲۹]، پیل سوختی و رابط برای چندین منبع انرژی تجدیدپذیر [۳۰] و شارژرها برای خودروهای الکتریکی هیبریدی متصل به شبکه (PHEV) و خودروهای الکتریکی با باتری [۳۱] و [۳۲] است. تبدیل دو طرفه، گسترش شبکه توان با تعامل هوشمند را که در آن سیستم‌های انرژی نقش فعالی را در فراهم کردن انواع مختلف پشتیبان به شبکه بازی می‌کنند، ایجاد کرده است. برای مثال مفهوم خودرو به شبکه [۳۳]، مفهوم خانه هوشمند [۳۴]، ریزشبکه‌های AC و سیستم‌های توزیع DC مسکونی (نانوشبکه DC) [۳۵].

۲-۳ معرفی مبدل‌های DC/DC دو طرفه

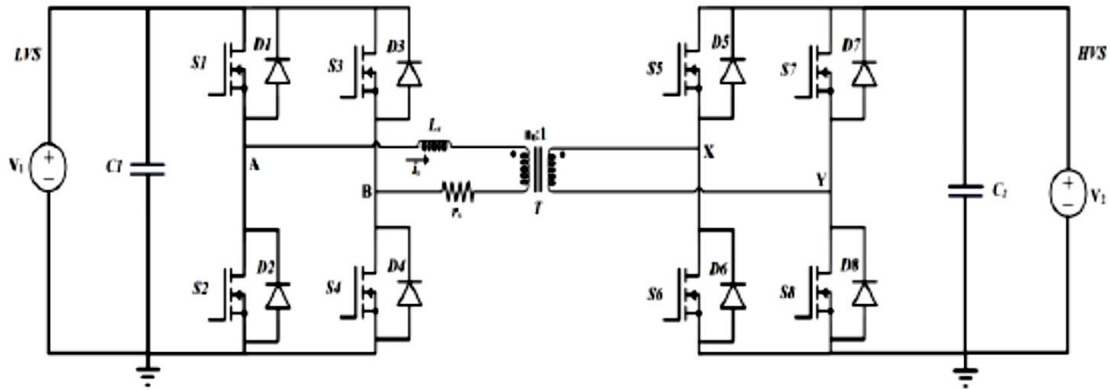
یک پاسخ معمول برای مشکل نوسانی بودن منابع انرژی تجدیدپذیر استفاده از وسایل ذخیره‌کننده انرژی در کنار منابع انرژی تجدیدپذیر برای جبران کردن این نوسانات است، تا اینکه جریان توان صاف و پیوسته‌ای به بار داشته باشیم. معمول‌ترین و اقتصادی‌ترین وسیله ذخیره‌کننده انرژی در محدوده توان متوسط باتری‌ها و ابرخازن‌ها هستند که همواره مبدل DC/DC برای مبادله انرژی بین وسیله ذخیره‌کننده انرژی و باقی سیستم است. چنین تبدیلی باید توانایی شارش توان دو طرفه با کنترل منعطف در همه حالت‌های کاری داشته باشد.

همانطوری که نام دو طرفه ایجاب می‌کند، اساساً دو حالت کاری در انتقال توان وجود دارد که معمولاً حالت‌های افزایشنده و کاهشنده نامیده می‌شود. و این نام‌گذاری‌ها از این حقیقت ناشی می‌شود که معمولاً در هر طرف دامنه ولتاژ متفاوتی وجود دارد و کاهش یا افزایش ولتاژ با انتقال انرژی صورت می‌گیرد. دلیل دیگر پشت این نام‌گذاری می‌تواند از ساختار و عملکرد مبدل ناشی شود که شبیه به مبدل‌های کاهشنده و افزایشنده است. البته در برخی دیگر از نوشته‌ها از اسامی شارژ و دشارژ استفاده شده است، چون معمولاً باتری به عنوان ذخیره‌ساز وجود دارد.

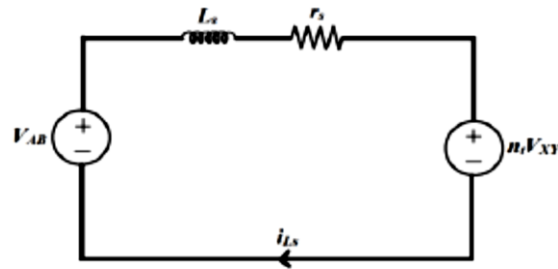
مبدل DC/DC دو طرفه دارای ویژگی‌های حجم، وزن و هزینه کم است که این ویژگی‌ها باعث کاربرد مبدل‌های DC/DC دو طرفه در توان متوسط و بالا در سیستم‌های مختلفی همچون منابع تغذیه بدون وقفه (UPS) [۳۶]، سیستم شارژ و دشارژ باتری [۳۷]، منابع تغذیه کمکی برای وسایل نقلیه الکتریکی هیبریدی [۳۸] و

کاربردهای فضایی شده است. در دو دهه گذشته ساختار **DAB** برای مبدل **DC/DC** و مشتقات آن به دلیل عملکرد بالا، بازده بالا، ایزوالسیون الکتریکی، ویژگی کلیدزنی نرم ذاتی، قابلیت اطمینان بالا و شارش توان دو طرفه با کنترل شیفت فاز یکپارچه توجه بسیاری را از محققین را به خود جلب کرده است [۳۹]–[۴۱]. شکل ۳–۳ مبدل **DAB DC/DC** تمام پل را که به عنوان رابط بین دو منبع ولتاژ عمل می‌کند با مدار معادل آن نشان می‌دهد. دو مبدل تمام پل کنترل فعال شده با یک ترانسفورماتور فرکانس بالا (**HF**) و یک سلف قدرت به همدیگر پیوند داده شده است. سلف قدرت L_s شامل اندوکتانس نشستی است که به عنوان مبدل انرژی اصلی عمل می‌کند. مقاومت r_s مقاومت معادلی شامل مقاومت معادل سری L_s و مقاومت کل سیم پیچی ترانسفورماتور فرکانس بالا است. معمولاً به اندازه ای کوچک است که در تحلیل حالت دائمی می‌توان از آن صرف نظر کرد، اگرچه در گذرا کاهش جریان متوسط سلف به صفر و جلوگیری از اشباع ترانسفورماتور فرکانس بالا اهمیت دارد [۴۲]. برای کاربردهای توان پایین که مبدل‌ها اغلب با **MOSFET** ساخته می‌شوند روش کلیدزنی با ولتاژ صفر (**ZVS**) برای افزایش بازده مبدل تمام پل استفاده می‌شود [۴۳]. برای کاربردهای توان‌های بالاتر که **IGBT**ها به دلیل تلفات هدایتی کمتر نسبت به **MOSFET**ها به دلیل مقدار ثابت افت ولتاژ کلکتور امیتر ترجیح داده می‌شوند، روش‌های کلیدزنی با جریان صفر (**ZCS**) استفاده می‌شود [۴۴]. علت این موضوع آن است که روش‌های **ZCS** می‌توانند به صورت قابل ملاحظه‌ای، جریان دم را که در هنگام خاموش شدن **IGBT**ها ظاهر می‌شود، کاهش دهد [۴۵]. کاهش این جریان به **IGBT** کمک می‌کند تا این که تلفات خاموش شدن آن کمتر شود و با فرکانس‌های کلیدزنی بالاتری به عملکرد خود ادامه دهد [۴۶].

مبدل‌های **IBDC** می‌توانند از نقطه نظرهای مختلفی دسته بندی شوند. در بخش بعدی دسته بندی‌های مختلف به اختصار شرح داده شده اند.



(الف)



(ب)

شکل ۳-۳: (الف) مبدل DC/DC پل اکتیو دوتایی (DAB)، (ب) مدار معادل آن [۴۲]

۳-۳ انواع تقسیم بندی مبدل های DC/DC DAB

۳-۳-۱ تقسیم بندی از نظر ایزولاسیون

در حالت کلی می توان مبدل DC/DC دو طرفه (BDC) را به انواع BDC ایزوله [۲۹] که IBDC نامیده می شود و نوع غیر ایزوله تقسیم بندی کرد [۴۷]. BDC های غیر ایزوله از BDC های ایزوله ساده تر هستند و می توانند به بازده بهتری برسند. به هر حال ایزولاسیون الکتریکی در بسیاری از کاربردها مورد نیاز است و توسط استانداردهای مختلف اجبار می شود. پیچیده بودن IBDC از این حقیقت ناشی می شود که باید لینک AC در این ساختار موجود باشد تا انتقال انرژی به صورت ایزوله مغناطیسی یعنی ترانسفورماتور امکان پذیر باشد. شایان ذکر است که برای بهبود بازده، تقریباً همه ساختارهای IBDC توان متوسط از مزیت کلیدزنی نرم یا روش های

رزونانسی برای افزایش فرکانس کلیدزنی بهره گرفته‌اند و به وزن و اندازه پایین رسیده‌اند. مبدل‌های DC/DC پایه نظیر مبدل‌های کاهنده و افزایشنده (و مشتقات آن) توانایی شارش توان دوطرفه ندارند و این محدودیت به دلیل حضور دیودها در ساختار آنها است که از شارش جریان در جهت مخالف جلوگیری می‌کند. در حالت کلی یک مبدل DC/DC یک طرفه می‌تواند به مبدل دوطرفه با جایگزینی دیودها با یک کلید قابل کنترل در ساختار آن تبدیل شود.

IBDC برای ایجاد ایزوالسیون الکتریکی کامل بین طرف اولیه و ثانویه، کاهش نویز سیستم، عملکرد صحیح سیستم‌های حفاظتی و برای حفاظت تجهیزات و اپراتور مورد نیاز است [۴۸]. ساختار کلی IBDC معمولاً به صورت تکفاز و متشکل از پل H- و ترانسفورماتور ایزوله است [۴۱]. ترانسفورماتور معمولاً به صورت یک ترانسفورماتور ایده آل با یک اندوکتانس سری شامل اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور و برای مدل سازی اندوکتانس مغناطیس کننده از یک اندوکتانس با مقدار بسیار بالا که به صورت موازی به اولیه ترانسفورماتور متصل است، مدل می‌شود. در مبدل‌های DAB همواره یک ترانسفورماتور به عنوان واسط بین کلیدهای قدرت دو طرف وجود دارد. در سایر ساختارهای DC/DC دو طرفه وجود یا عدم وجود ترانسفورماتور بستگی به کاربرد و توپولوژی مبدل مورد نظر دارد. مبدل DC/DC نمونه ایزوله در شکل ۳-۴ نشان داده شده است. یکی از انواع مبدل‌های BDC غیر ایزوله در شکل ۳-۵ نشان داده شده است.

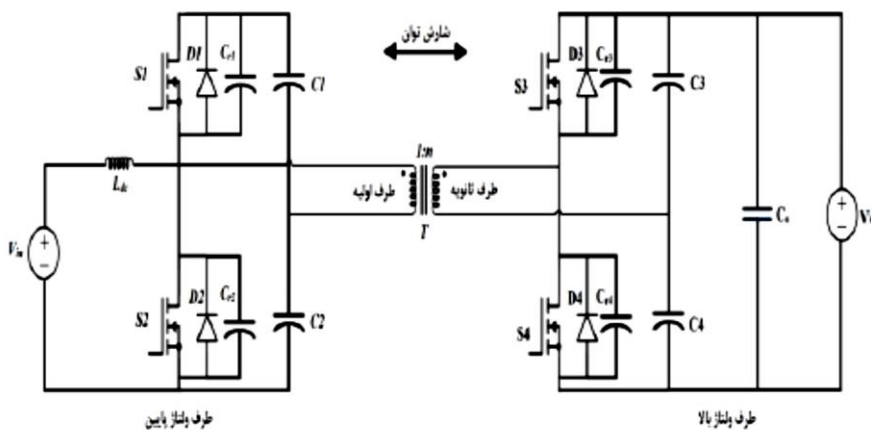
اجرای کلیدزنی نرم در مبدل‌های DC/DC دو طرفه ایزوله که مبتنی بر ساختار نیم پل یا تمام پل مرسوم هستند به دلیل استفاده از انرژی القایی ذخیره شده در اندوکتانس قدرت اصلی برای دشارژ خازن در دو سر کلیدهای مبدل کار دشواری نیست [۴۸]. اما برای مبدل‌های غیر ایزوله این امر به دلیل عدم وجود ترانسفورماتور کار دشواری است.

مبدل IBDC از نظر ساختاری دارای ویژگی‌های زیر است:

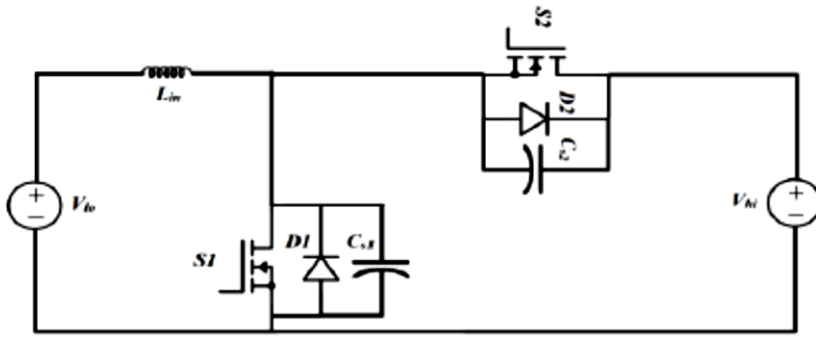
- (۱) ترانسفورماتور فرکانس بالا ایزوالسیون و تطبیق ولتاژ مورد نظر را بین دو سطح ولتاژ فراهم می‌کند.
- (۲) نسبت ولتاژ ترانسفورماتور می‌تواند عددی غیر از یک باشد.
- (۳) اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور به عنوان قطعه ذخیره کننده انرژی انرژی عمل می‌کند.

از منظر روش کنترلی، آن دو پل H- متقارن را کنترل می کند تا گذر شیفت فازی شکل موج مربعی به طرف اولیه ترانسفورماتور و ثانویه آن تولید شود. به علاوه شیفت فازی مربوطه ولتاژ را در دو سر اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور تغییر می دهد تا جهت و دامنه شارش توان را تغییر دهد [۱۸]، [۴۹] و [۵۰]. این روش کنترلی دارای ویژگی های زیر است:

- ۱) کنترل شارش توان بستگی به اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور دارد که از الزامات اکید روش سیم پیچی ترانسفورماتور نتیجه می شود.
- ۲) جریان گردش بالا هنگامی که مقدار nV_{in}/V_{in} به بسیار بیشتر از یک کشیده شود وجود دارد.
- ۳) ولتاژ خروجی عمدتاً بستگی به پارامترهای طبیعی مدار همانند نسبت ولتاژ ترانسفورماتور، اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور و فرکانس کلیدزنی و این پارامترها معمولاً با همان تجهیزات ثابت هستند که باعث توانایی تنظیم ولتاژ محدود و فقدان انعطاف پذیری می شود.
- ۴) قطعات بال و پایین هر ستون (leg) فاز نمی تواند به صورت همزمان یا به صورت عمدی یا به دلیل نویز تداخل الکترومغناطیسی (EMI) پالس داده شود و این مشکل توسط پالس اشتباهی به دلیل نویز EMI، اصلی ترین از بین برنده قابلیت اطمینان است [۴۱] و [۴۲]. در حقیقت استفاده از ترانسفورماتور ایزوله می تواند باعث همان بهبود EMI شود اما فقط می تواند تداخل های فرکانس بالا از یک طرف به طرف دیگر کاهش دهد، درحالی که از EMI ایجاد شده توسط سمت خودش یا عوامل محیطی نمی تواند جلوگیری کند.



شکل ۳-۴: مبدل DC/DC نیم پل دوطرفه ایزوله [۲۹]



شکل ۳-۵: ساختار کاهنده-افزاینده استاندارد مبدل DC/DC دو طرفه غیرایزوله [۴۸]

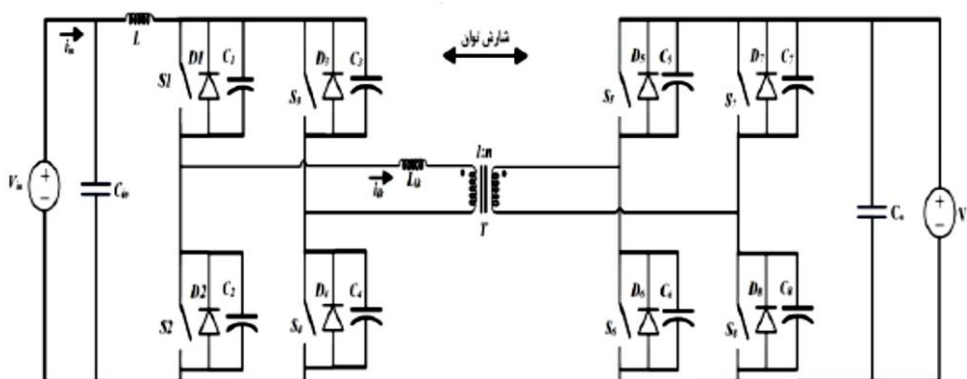
۳-۲-۲ تقسیم بندی از نظر نوع تغذیه

یکی از مهمترین مشخصه های IBDC، نوع مبدل در هر طرف است. اساساً دو نوع مبدل سوئیچینگ می تواند مشخص شود. ساختار جریانی (تغذیه با جریان) که دارای یک سلف با مشخصه جریان در پایانه هایش است که به صورت منبع جریان همانند مبدل افزایش مرسوم در پایانه های ورودی عمل می کند. ساختار ولتاژی (تغذیه با ولتاژ) دارای یک خازن با مشخصه ولتاژ در پایانه هایش است که به صورت منبع ولتاژ همانند مبدل کاهنده مرسوم در پایانه های ورودی عمل می کند [۵۱] و [۵۲].

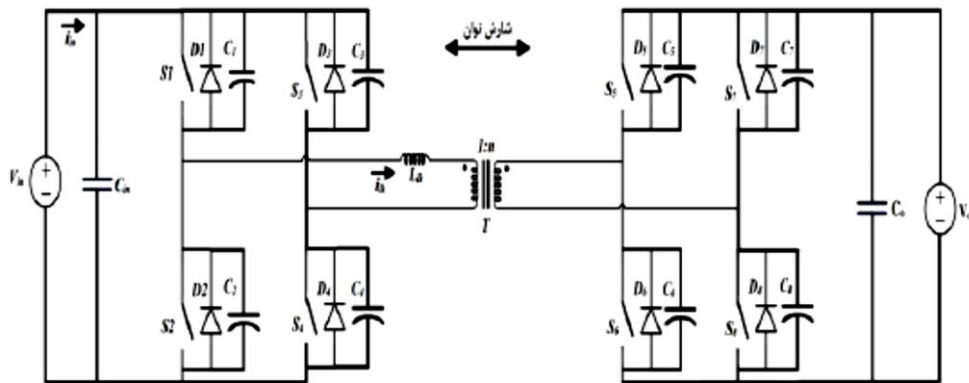
در مبدل های DAB منبع ولتاژ، ولتاژ لینک DC را نمی توان با کنترل شیفته فازی کنترل کرد [۴۰]. بنابراین مبدل در اقلان شرایط کلیدزنی نرم زمانی که ولتاژ ورودی و خروجی به نسبت دور ترانسفورماتور نزدیک نباشد، موفق نخواهد بود [۵۱]. به علاوه عدم تطابق بین ولتاژ لینک DC طرف اولیه و طرف ثانویه باعث جریان RMS و پیک بالا در ترانسفورماتور و کلیدها حتی در بی باری می شود [۵۳]. بنابراین، رسیدن به بازده های بالا در محدوده ولتاژ ورودی و خروجی وسیع امکان پذیر نیست [۵۴]. برای بهبود عملکرد مبدل های DAB تغذیه با ولتاژ در محدوده کاری وسیع روش های مدوالسیون بهینه بسیاری اشاره شده است که در بخش های بعدی بیشتر توضیح داده خواهد شد.

مبدل های تغذیه با ولتاژ همچنین از مشکلات جریان ضربه ای بالا در ورودی، کلیدزنی نرم محدود شده، جریان گردشی در قطعات و جریان مغناطیسی بالا، رینگینگ دیود یکسوساز، تلفات چرخه کاری و بازده نسبتاً پایین برای

کاربردهای افزایش ولتاژ بالا و جریان ورودی بالا رنج می‌برند [۷]. مبدل‌های تغذیه با جریان به دلیل ریپل جریان ورودی پایین، نسبت دور ترانسفورماتور فرکانس بالا (HF) کمتر، رینگینگ دیود قابل چشم‌پوشی، بدون تلفات چرخه کاری و توانایی کنترل جریان آسان [۵۵] در کاربردهای ولتاژ پایین جریان بالا [۵۶] و [۵۷] نسبت به مبدل‌های تغذیه با ولتاژ شایستگی خود را نشان داده است. در عمل استفاده از BDC تغذیه با جریان به دلیل ولتاژ جرقه‌ای که در کلیدهای قدرت آن ایجاد می‌شود، محدود است [۵۷]. به این دلیل مبدل‌های تغذیه با جریان از اسنابرهای RCD [۸] و [۵۸] کلمپ اکتیو [۵۹] - [۶۱] یا دیگر اسنابرهای پسیو برای جذب جرقه ولتاژ در هنگام خاموش شدن کلیدها استفاده می‌کنند. علاوه بر آن این نوع تغذیه از عیوب تنش جریان بالا، جریان گردشی بالاتر، بستگی ولتاژ قطعه به چرخه کاری و ظرفیت افزایش کاهش یافته رنج می‌برد [۵۵]. مبدل DC/DC دو طرفه DAB تغذیه با جریان در شکل ۳-۶ و مبدل DC/DC دو طرفه تغذیه با ولتاژ در شکل ۳-۷ نشان داده شده است.



شکل ۳-۶: مبدل DC/DC دو طرفه DAB تغذیه با جریان [۵۶]



شکل ۳-۷: مبدل DC/DC دوطرفه تغذیه با ولتاژ [۴۱]

۳-۴ روشهای کلیدزنی

همان طوری که در بخش های قبل اشاره شد، روش های مدولاسیون مختلفی جهت کاهش تلفات راکتیو، افزایش راندمان، کلیدزنی نرم، کاهش تنش کلیدها و کاهش جریان گردشی در مراجع مطالعه شده است. روش های کلیدزنی مختلف هر کدام دارای مزایا و معایب خود هستند و یا به ساختار و کاربرد خاصی محدود می شوند. در مبدل های تمام پل DC/DC، مدولاسیون پهنای پالس با کلیدزنی نرم، به صورت گسترده ای در صنعت مورد استفاده قرار می گیرند [۴۴]. روش های مدولاسیون شیفت فازی یک طرفه، دو طرفه متقارن و دو طرفه نامتقارن جهت کاهش زمان گذرا هنگام گذار از یک حالت به حالت دیگر در [۴۲] ارائه شده است که به اختصار توضیح داده خواهد شد، مدولاسیون پهنای پالس، شیفت فازی یک طرفه، شیفت فازی دو طرفه، شیفت فازی دو طرفه نامتقارن، شیفت فازی تکی، شیفت فازی دوتایی، شیفت فازی بست داده شده، کلیدزنی هیبرید، مدولاسیون ذوزنقه ای و مدولاسیون مثلثی از دیگر روش های مختلف مورد استفاده در مراجع بوده است.

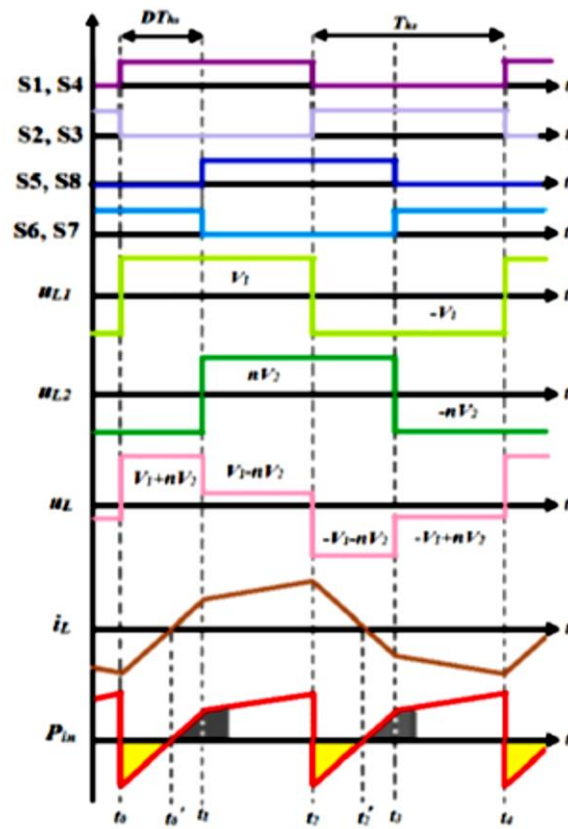
مبدل های DAB در ابتدا با استفاده از شیفت فازی تکی (SPS) کنترل می شدند تا اجازه انتقال توان را در سطوح توان مختلف دهند. روش SPS، در هر حال باعث جریان راکتیو بالا در سیستم می شود، به ویژه هنگامی که عدم تعادل در ولتاژها وجود داشته باشد. این جریان راکتیو بالا باعث افزایش تلفات هدایت در کلیدها می شود

و بازده کلی سیستم را کاهش می‌دهد. طرح‌های مدولاسیونی مختلفی در [۶۲] - [۶۵] برای کاهش تنش‌های جریان کلید بررسی شده است.

در روش SPS ولتاژ خروجی طرف اولیه و ثانویه (V_s, V_p) شکل مربعی با ۵۰٪ نسبت کاری ایجاد می‌کند و دارای شیف‌ت فازی بین دو طرف است که در شکل ۲-۸ نشان داده شده است. توان انتقالی متوسط توسط تنظیم زاویه شیف‌ت فازی کنترل می‌شود. پیاده‌سازی این استراتژی کنترلی ساده است. این روش فقط می‌تواند توان خروجی متوسط را مدیریت کند، چون فقط یک درجه آزادی دارد. دیگر متغیرها در تصمیم‌گیری زاویه شیف‌ت فازی در نظر گرفته نمی‌شوند، نظیر توان راکتیو گردش، جریان در ترانسفورماتور که می‌تواند عملکرد سیستم را مختل کند [۶۵].

در DAB-BDC پلاریته جریان مخالف با پلاریته ولتاژ در ترمینال AC پل‌ها در بازه‌های مشخص دوره کلیدزنی است. این پدیده باعث توان گردش بین منبع انرژی ورودی یا خروجی و سلف ذخیره‌کننده انرژی است که در [۵۰] با عنوان توان راکتیو و در [۶۳] به عنوان توان برگشتی تعریف شده است. توان برگشتی باعث تنش جریان بیش‌تر در کلیدها و بازده کمتر برای توان انتقالی داده شده می‌شود. برای حذف یا کاهش توان برگشتی در DAB-BDC، استراتژی کنترل شیف‌ت فازی دوتایی [۵۰] و استراتژی کنترل شیف‌ت فازی بست داده شده [۶۳] ارائه شده است. تنش جریان در DAB-BDC با استفاده از شیف‌ت فازی دوتایی واقعا کاهش نمی‌یابد. استراتژی کنترل شیف‌ت فازی بست داده شده [۶۳] می‌تواند به صورت موثر توان برگشتی و تنش جریان کلیدها در بسیاری از شرایط را کاهش دهد اما بهینه‌سازی نسبت شیف‌ت فازی داخلی و خارجی سخت است توان برگشتی و تنش جریان در برخی شرایط حتی افزایش می‌یابد.

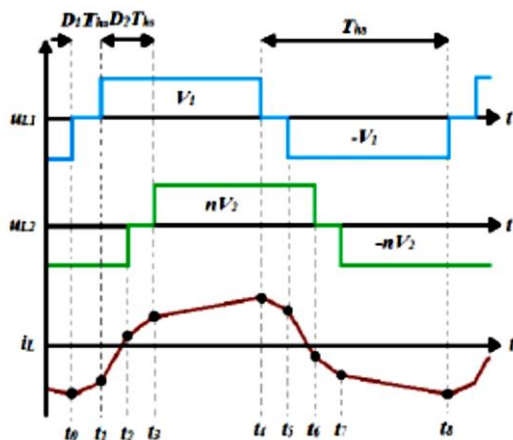
بر این اساس، الگوریتم‌های کنترلی دیگری برای بهبود عملکرد سیستم بست داده شده‌اند. اساساً، این روش‌ها نسبت کاری ولتاژهای خروجی پل‌های H را در کنار شیف‌ت فازی بین طرف اولیه و ثانویه تنظیم می‌کنند. روش مدولاسیون مثلثی (TRM) در [۶۶] و روش مدولاسیون دوزنقه‌ای در [۶۷] بررسی شده است. این روش‌ها روی کاهش در لحظه خاموش شدن کلیدها برای کاهش تلفات کلیدزنی تمرکز کرده‌اند. اگرچه این روش‌ها جریان RMS در ترانسفورماتور را نسبتاً افزایش می‌دهند که می‌تواند تلفات کلی سیستم را افزایش دهد. همچنین آنها فقط می‌توانند در شرایط نسبت ولتاژ و خروجی محدود و محدوده توان پایین پیاده‌سازی شوند.



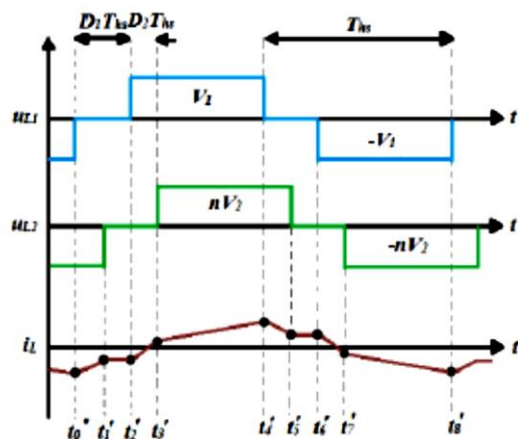
شکل ۳-۸: سیگنال های کلیدزنی در روش SPS [۶۵]

کنترل شیفت فازی تکی مرسوم برای IBDC آسان است و به راحتی پیاده سازی می شود [۱۶]، [۶۸] و [۶۹]. اما جریان گردشی هنگامی که اندازه ولتاژ دو طرف با نسبت دور ترانسفورماتور برابر نباشد، بسیار زیاد می شود، بنابراین، بازده بسیار پایین می آید. برای بهبود عملکرد مبدل های DC/DC تغذیه با ولتاژ در محدوده کاری وسیع روش های مدولاسیون مختلفی ارائه شده است تا شرایط کلیدزنی نرم را نگه دارد و تلفات توان راکتیو را کاهش دهد. در [۷۰] شیفت فازی به علاوه، کنترل چرخه کاری برای نگه داشتن شرایط ZVS استفاده شده است ولی شیفت فاز حداکثر محدود است و در نتیجه شارش توان محدود است. کنترل شیفت فازی دوتایی (DPS) جدیدی در [۵۰] برای حذف توان راکتیو و افزایش بازده سیستم هنگامی که ولتاژهای ورودی و خروجی تطبیق ندارند پیشنهاد شده است که در شکل ۳-۹ نشان داده شده است. تنها تفاوت بین روش های SPS و DPS شیفت فازی دیگری بین کلیدها است. در این مورد کنترل مبدل به دلیل این که توان خروجی به دو متغیر شیفت فازی مرتبط

می‌شود، پیچیده‌تر می‌شود و همچنان جریان گردشی در این حالت با وجود حذف توان راکتیو موجود است. روش مدولاسیون هیبرید برای بست محدوده توان برای کاربردهای ابرخازن‌ها در [۷۱] اعمال شده است که در آن مدولاسیون مثلثی پیشنهادی و مدولاسیون شیفت فازی معمول به همراه هم برای افزایش محدوده توان انتقالی با ولتاژ ورودی وسیع اعمال شده است، در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است.

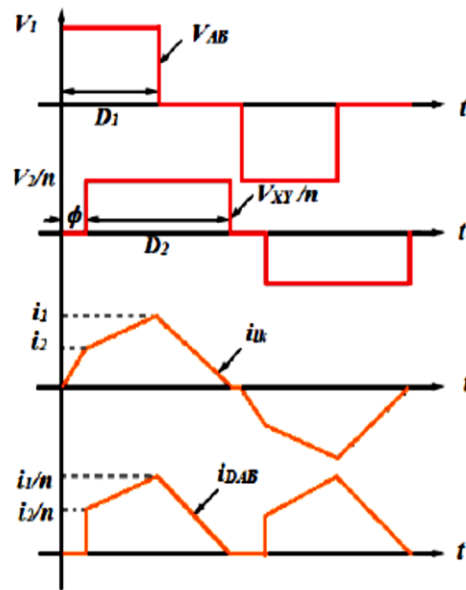


(الف)

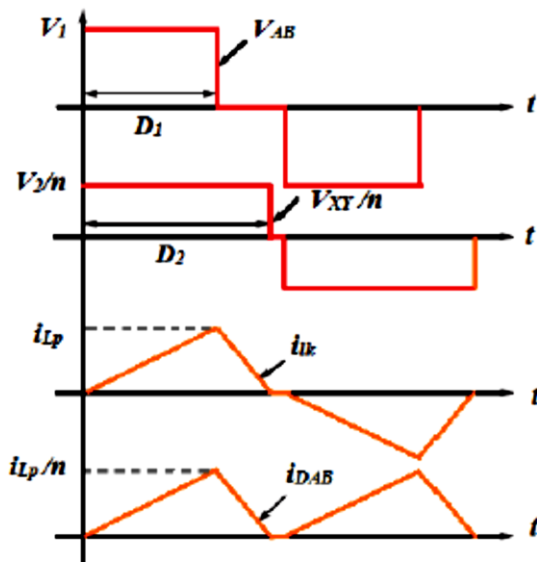


(ب)

شکل ۳-۹: (الف) شکل موج‌های IBDC تحت کنترل DPS در شرایط $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$; (ب) شکل موج‌های IBDC تحت کنترل DPS در شرایط $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ [۵۰]



(الف)



(ب)

شکل ۳-۱۰: شکل موج های کلیدی دو مدولاسیون تحت انتقال توان مثبت ($V_1 > V_2/n$); (الف) مدولاسیون دوزنقه ای;

مدولاسیون مثلثی [۷۱]

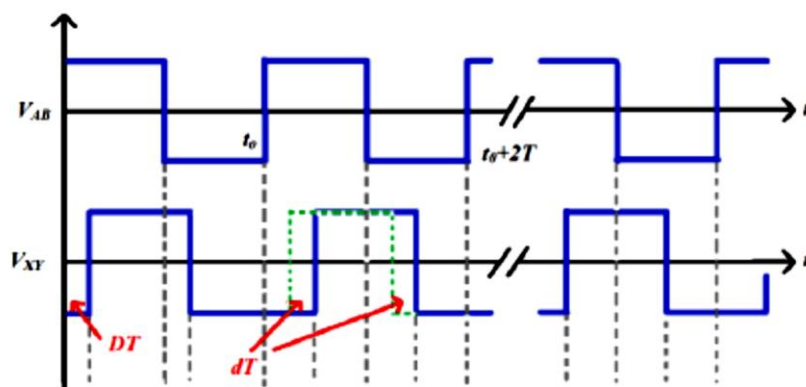
روش های مدولاسیون شیفت فازی یک طرفه و دو طرفه متقارن نیز جهت بهبود گذرای مبدل هنگام گذار از یک شیفت فازی به شیفت فازی دیگری در متون ارائه شده است [۴۲]. در روش مدولاسیون شیفت فازی یک طرفه، جهت افزایش توان، زاویه فازی بین کلیدهای طرف اولیه و ثانویه ایجاد می شود که در شکل ۲-۱۱ نشان داده شده است.

هنگام افزایش شیفت فازی در پالس های اعمالی کلیدهای طرف ثانویه، مبدل مجبور است چند چرخه را جهت عبور گذرا به حالت دائمی جدید تحمل کند که معمولاً در کاربردهای با بار متغیر یک عیب محسوب می شود. بنابراین، مدولاسیون شیفت فازی دو طرفه جهت کاهش گذرای مبدل در [۴۲] ارائه شده است. در این روش، به جای شیفت فازی کلیدهای یک پل، کلیدها دو پل شیفت داده می شوند، به این ترتیب که پالس های اعمالی به کلیدهای طرف اولیه نصف شیفت فازی مورد نیاز به عقب و پالس های اعمالی به کلیدهای طرف ثانویه به اندازه نصف شیفت فازی مورد نیاز به جلو شیفت داده می شوند. کمی گذرای مبدل در این روش کاهش داده می شود. روش شیفت فازی دو طرفه نامتقارن جهت حذف گذرای مبدل هنگام گذار مبدل از یک حالت دائمی به حالت دائمی دیگر در [۴۲] ارائه شده است. که به صورت نامتقارن به کلیدهای پل های دو طرف پالس اعمال می کند. هر چند کنترل کلیدها هنگام اعمال پالس های متفاوت به دو طرف کمی مشکل می شود، اما با توجه به کاهش یا حذف حالت گذرا در دو روش اخیر، بنابراین، استفاده از این روش ها در کلیدزنی در کاربردهایی که نیاز به تغییر بار دارد توصیه می شود.

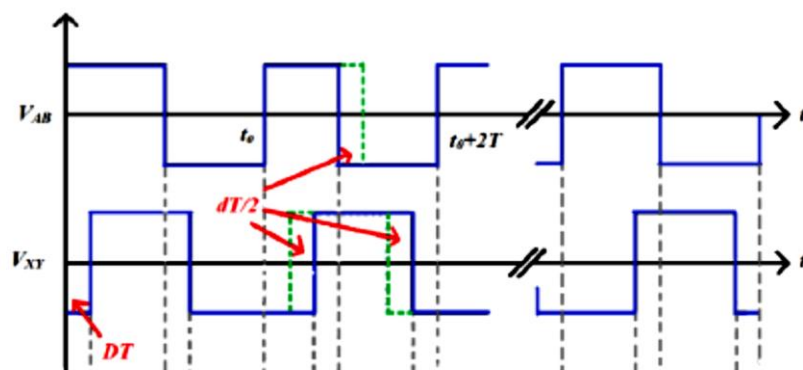
روش ساده دیگری که در ابتدا و حتی امروزه نیز در ترکیب با روش های جدید ممکن است مورد استفاده قرار گیرد، روش مدولاسیون پهنای پالس (PWM) است. در این روش با ایجاد چرخه های کاری مختلف انتقال توان صورت می گیرد. امروزه، روش PWM در ترکیب با روش های دیگری نظیر شفت فازی استفاده می شوند که می توان از مزایای هر دو روش جهت بهبود عملکرد مبدل DAB بهره برد.

روش شیفت فازی مثلثی (TRM) که در [۶۷] ارائه شده است، گذارهای کلیدزنی را به ZCS تغییر می دهد و فقط می تواند زمانی مورد استفاده قرار گیرد که ولتاژهای ورودی و انتقال یافته نابرابر باشند که در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است. TRM اصلاح شده در [۷۱] ارائه شده است. برای کاهش توان راکتیو، مدولاسیون مثلثی (TRM) که دارای تلفات اکتیو نیست و می تواند به کلیدزنی با جریان صفر برای چهار کلید برسد ارائه شده

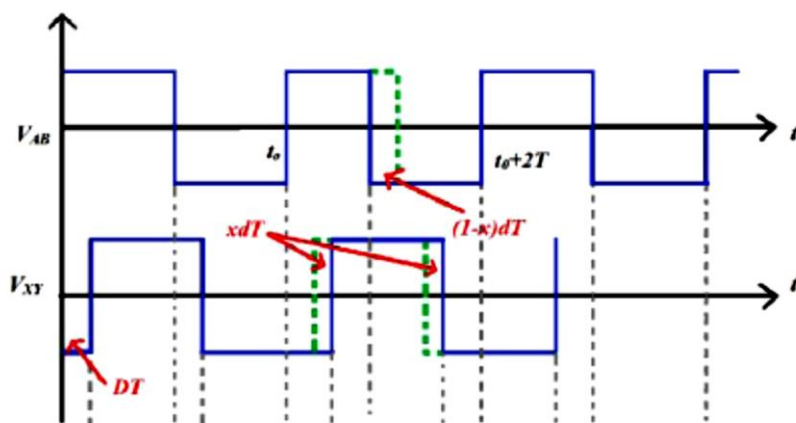
است. اما ZVS برای این کلیدهایی که به صورت ZCS کلیدزنی می‌شود از بین می‌رود. اگرچه کنترل TRM اصلاح شده در [۷۲] پیشنهاد شده است، آن از جریان پیک بالا و جریان RMS شدید رنج می‌برد. این مسایل می‌تواند با مدولاسیون هیبرید با استفاده شیفت فازی مرسوم تحت بار سنگین و کنترل TRM اصلاح شده در بار سبک جلوگیری شود. درحالی که انتقال توان نرم بین دو حالت یک چالش است. در مقایسه با TRM، مدولاسیون دوزنقه‌ای (TZM) [۶۶] می‌تواند پل اکتیو را با چرخه‌های کاری بزرگ ایجاد کند و باعث جریان پیک و مقدار RMS پایین شود. اصول کاری TZM در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است. ϕ نسبت شیفت فازی بین ولتاژهای ایجاد شده توسط دو پل اکتیو است و D^1 و D^2 نشان دهنده نسبت شیفت فازی درونی دو پل اکتیو به ترتیب است که چرخه‌های کاری نامیده می‌شوند.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۱۱: (الف) مدولاسیون یک طرفه برای افزایش شیفت فازی در مبدل DAB با $M < 1$ ، (ب) مدولاسیون دو طرفه متقارن برای افزایش شیفت فازی در T_t با $M < 1$ ، (ج) مدولاسیون دو طرفه نامتقارن برای افزایش شیفت فازی در مبدل DAB با $M < 1$ و $x = 1/(1+M)$ [۴۲]

اگرچه مدولاسیون حالت جریان مثلثی یک انتخاب خوب برای تلفات کلیدزنی کم هست، اما دارای یک عیب است که شرط $V_1 \ll V_f/n$ باید برای کل محدوده ولتاژهای ورودی و خروجی داده شده V_1 و V_2 برآورده شود.

۳-۵ مروری بر مدارهای اسنابرهای مختلف

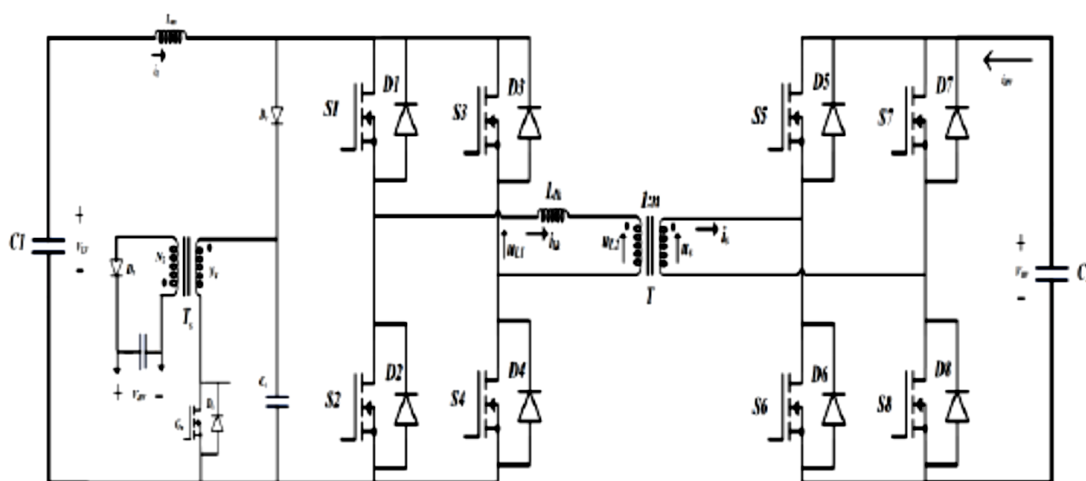
مبدل های تغذیه با جریان داری یک مشکل اساسی هستند که توسط اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور ایجاد می شود. واضح است که مبدل های دارای ترانسفورماتور قدرت از افزایش ولتاژ بالا در کلید خاموش شده رنج می برند که در ساختار نوع تغذیه با جریان شدیدتر است. بنابراین، یک مدار اسنابر برای جذب این افزایش انرژی برای حفاظت از کلیدها از شکست دائمی نیاز است. به علاوه، در ساختارهای تبدیل توان تغذیه با جریان، مدار اسنابر باید با جریان سلف افزاینده کلی تا زمانی که جریان اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور به اندازه سطح جریان اندوکتانس افزاینده برسد، مطابقت کند. یک اسنابر با طراحی مناسب برای حل این مشکلات ضروری است.

دو نوع اسنابر وجود دارد: اسنابر با اتلاف و اسنابر بی اتلاف. اسنابر با اتلاف معمولاً از مقاومت، خازن و دیود (RCD) تشکیل شده است و به راحتی می‌تواند طراحی و اتخاذ شود. اگرچه بازده کلی مبدل را کاهش می‌دهد، چون انرژی ذخیره شده در خازن اسنابر در مقاومت اسنابر اتلاف می‌شود. به عبارت دیگر، اسنابر بی اتلاف شامل مقاومت نمی‌شود، اما دارای سلف، خازن و دیود است. هنگامی که کلید خاموش شود، جریان سلف افزایشده، ابتدا خازن اسنابر را تا زمانی که اندوکتانس نشتی با جریان سلف افزایشده شارژ شود، شارژ می‌کند. هنگامی که کلید روشن می‌شود، مدار رزونانسی خازن اسنابر را ریست می‌کند و سپس، انرژی ذخیره شده در سلف اسنابر به جای این که اتلاف شود، به منبع ورودی تغذیه می‌شود. بنابراین، بازده بالا در کنار عمل اسنابر هنگام خاموش شدن می‌تواند از اسنابر بی اتلاف مورد انتظار باشد [۷۳]- [۷۵].

به هر حال به دلایل زیر شرایط زیاد امیدوار کننده نیست. اول، عملکرد اسنابر بی اتلاف بسیار پیچیده است. به علاوه، شرط عملکرد آن بر اساس ساختار اعمالی و روش کلیدزنی تغییر می‌کند. بنابراین، طراحی بهینه اسنابر بی اتلاف مناسب برای سیستم مورد نظر و همچنین خط مشی عمومی طراحی آن بسیار مشکل است. دوم، اسنابر بی اتلاف مرسوم نمی‌تواند به ZVS کلیدهای قدرت در کنار عمل اسنابر برسد. بنابراین، چون فرکانس کاری سیستم به دلیل تلفات کلیدزنی بالا به فرکانس نسبتاً پایین (زیر ۵۰ kHz) محدود شده است، اندازه مولفه های راکتیو نمی‌تواند به زیر یک محدوده معین کاهش یابد [۴۴].

در بیشتر مطالعات، عمده‌ترین نگرانی‌ها روی کاهش تلفات کلیدزنی، کاهش تنش‌های ولتاژ و جریان و کاهش تلفات هدایت به دلیل جریان گردشی است. مشکل جدی به دلیل اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور ایزوله است که باعث جرقه ولتاژ در طول گذر کلیدزنی می‌شود. به علاوه، جریان هرزگرد به دلیل اندوکتانس نشتی باعث افزایش تلفات هدایت و کاهش چرخه کاری موثر می‌شود. رویکرد پیش شارژ [۷۶] اندوکتانس نشتی جهت افزایش جریان تا سلف تغذیه با جریان که می‌تواند اختلاف جریان و به نوبه خود جرقه ولتاژ را کاهش دهد. با توجه به این که سطح جریان با شرایط بار تغییر می‌کند، کنترل دیاگرام زمانی کلیدزنی برای تطبیق با این دو جریان مشکل است. بنابراین، مدارهای کلمپ اکتیو یا پسیو نیاز است. مدارهای کلمپ اکتیو یا پسیو برای ممانعت از جرقه های ولتاژ به دلیل اختلاف جریان بین سلف تغذیه با جریان و اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور ایزولاسیون پیشنهاد شده است. ساده ترین راه استفاده از اسنابر پسیو RCD برای کلمپ ولتاژ و انرژی جذب شده در خازن کلمپ در مقاومت اتلاف می‌شود، بنابراین باعث بازده پایین تر می‌شود.

در [۵۸]، اسنابر فلای بک برای بازیابی انرژی جذب شده در خازن کلمپ ارائه شده است که در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است. اسنابر فلای بک می‌تواند به صورت مستقل برای تنظیم ولتاژ خازن کلمپ عمل کند. بنابراین، می‌تواند ولتاژ را به سطح دلخواه فقط با مقداری بیشتر از ولتاژ در سیم پیچی ترانسفورماتور طرف ولتاژ پایین کلمپ کند. چون جریان در کلیدهای تمام پل گردش نمی‌کند، تنش‌های جریان می‌تواند به صورت چشم‌گیر تحت شرایط بار سنگین کاهش یابد، بنابراین قابلیت اطمینان سیستم به صورت قابل توجهی افزایش می‌یابد.



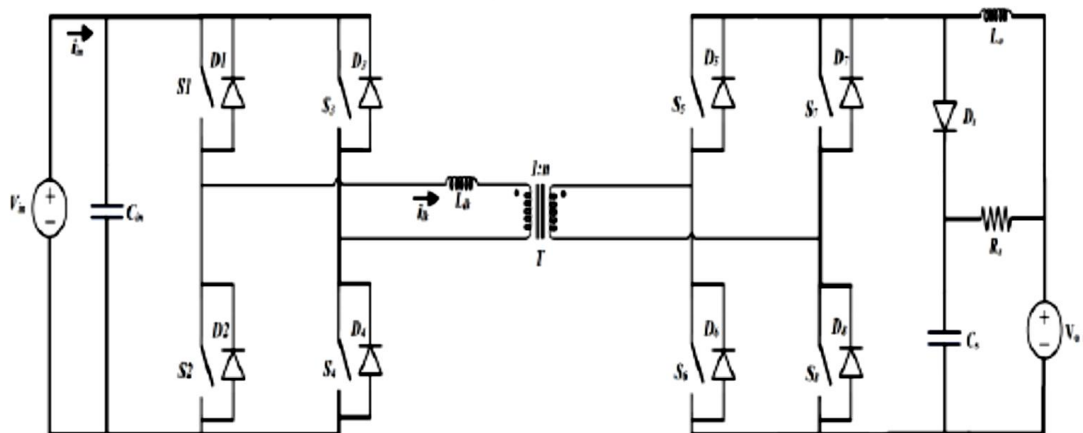
شکل ۳-۱۲: مبدل DC/DC تمام پل ایزوله با اسنابر فلایبک [۵۸]

کلیدزنی نرم در پل‌های طرف اولیه با استفاده از انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور می‌تواند به دست آید. اما در پل‌های طرف ثانویه، اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور فرکانس بالا و خازن پارازیتی کلیدها می‌تواند باعث رینگینگ و افزایش ولتاژ در کلیدها شود. برای جذب انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی و ممانعت از افزایش ولتاژ، اسنابرها RC و RCD معمولاً در طرف ثانویه مبدل که در شکل ۳-۱۳ نشان داده شده است، استفاده می‌شود. به هر حال، مبدل با این نوع از اسنابرها نمی‌تواند برای فرکانس‌های کاری و ولتاژ خروجی بالا به دلیل این که انرژی جذب شده در خاموش و روشن شدن در مقاومت اسنابر اتلاف می‌شود، مورد استفاده قرار گیرد.

اسنابر RCD باعث بازده پایین به دلیل انرژی کلمپ اتلافی در مقاومت اسنابر هستند، کلمپ اکتیو باعث بازده بالا و همزمان رسیدن به ZVS کلیدها می‌شود، اگر چه آن نیازمند قطعات شناور و خازن HF مقدار بالا برای

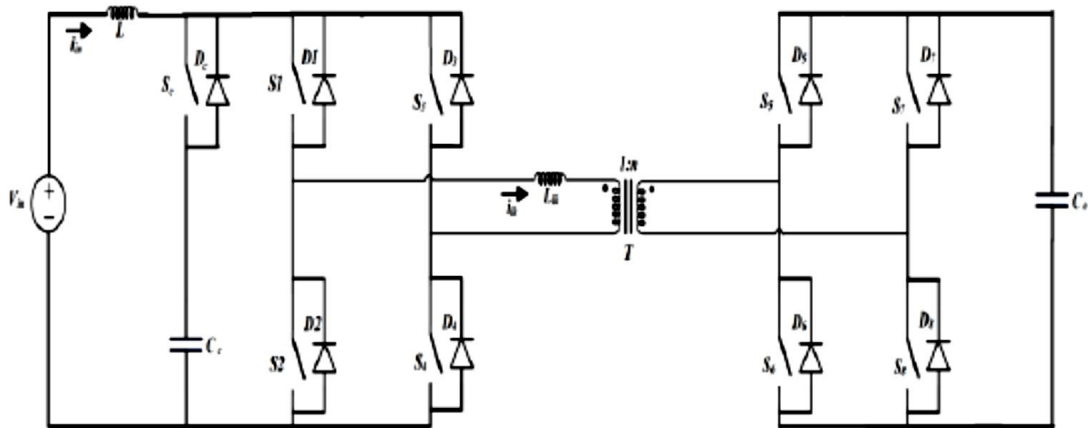
کلمپ دقیق و موثر هست و از تنش جریان بالا، جریان گردشی بالا در بارهای سبک، چرخه کاری وابسته به ولتاژ قطعه و ظرفیت افزایش یافته کاهش رنج می‌برد [۵۵].

در مبدل DC/DC دو طرفه توان بالا، یک مبدل IBDC با کلمپ اکتیو یک انتخاب مناسب به دلیل کارآمدی آن در محدود کردن اضافه جهش ولتاژ خاموش شدن کلید پل ها و توانایی استفاده از انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشی ترانسفورماتور برای کلیدزنی با ولتاژ صفر است [۷۷]. کارآمدی این ساختار مدار در کاربردهایی همچون سیستم های انرژی جایگزین (تجدیدپذیر) یا سیستم های خودروی هیبریدی نشان داده شده است [۷۸]. در هر صورت، تلفات هنگام خاموش شدن در کلیدهای کلمپ سهم قابل توجهی از تلفات کل را در برمی گیرد.



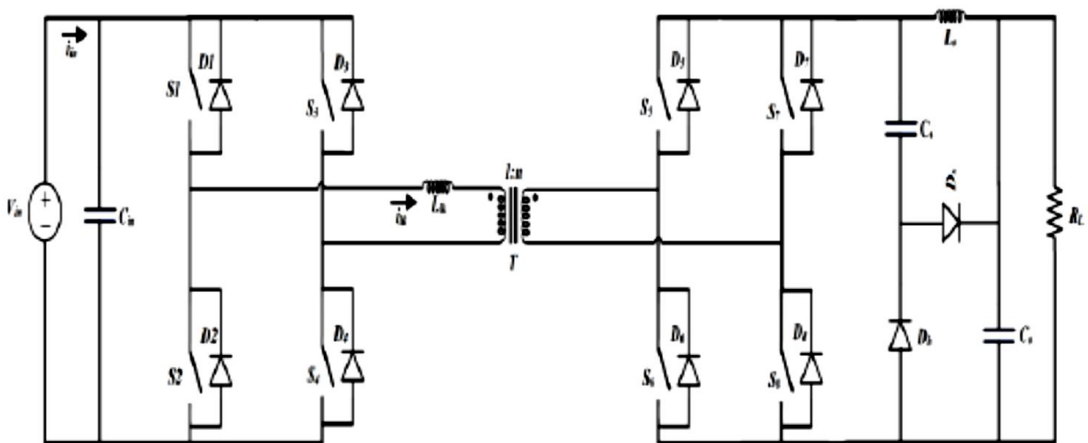
شکل ۳-۱۳: مبدل DAB تغذیه با ولتاژ با اسنابر RCD [۸۲]

IBDC با نوع کلمپ اکتیو (شکل ۳-۱۴) به کلیدزنی نرم در کنار به حداقل رساندن جریان گردشی [۷۹] و به بازده تبدیل توان نسبتا بالایی می‌رسد. اما اسنابر اکتیو با کلید و خازن باید در فرکانسی دو برابر فرکانس کلیدزنی و در توان کامل مبدل DC/DC اصلی عمل کند. تنش جریان بالا و مسایل حرارتی مربوط به کلید اکتیو و خازن محدودیت های دیگری را به روش های اسنابر کلمپ اکتیو در کاربردهای توان بالا دو طرفه وارد می‌کند [۸۰].



شکل ۳-۱۴: مبدل DAB با اسنابر کلمپ اکتیو [۸۳]

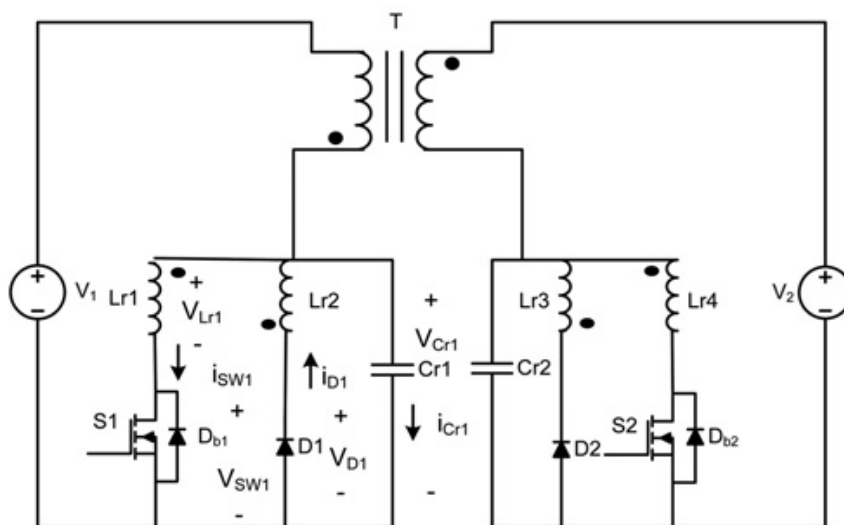
کموتاسیون اکتیو روشی است که جریان در اندوکتانس نشستی را به جریان سلف افزایشده قبل از رخداد کموتاسیون پیش تنظیم می کند [۷۶] و [۸۱]. در این روش، انرژی ریخته شده در اسنابر کلید طرف تغذیه با جریان به شدت کاهش می یابد. برای حذف مدار اسنابر، در [۷۶] جریان اندوکتانس نشستی توسط روشن شدن اکتیو در کلید اینورتر در طرف تغذیه با ولتاژ به سطحی که با جریان سلف افزایشده مطابقت کند، شارژ می شود. اما زمان کموتاسیون باید به دقت توسط حلقه فیدبک کنترل شود و پیچیدگی این حلقه کنترلی کاربردهای عملی را محدود می کند.



شکل ۳-۱۵: مبدل DC/DC تمام پل ایزوله دوطرفه با کموتاسیون اکتیو [۸۳]

۳-۶- مبدل فلای یک ایزوله دو طرفه با اسنابر بدون تلفات

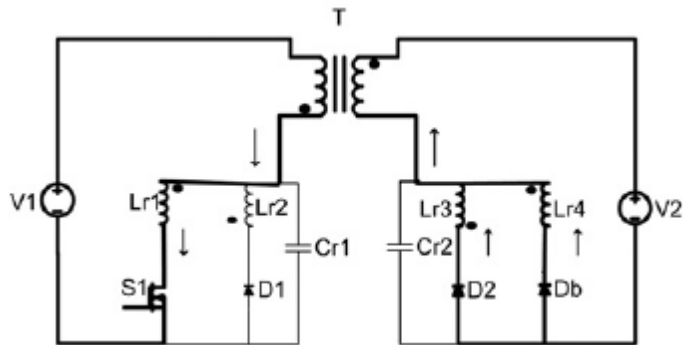
شکل ۳-۱۶ یک مبدل دو طرفه ایزوله با اسنابر بدون تلفات را نشان می دهد [۸۴]. این مبدل دارای دو سویچ بوده که در هر لحظه فقط یک سویچ هدایت می کند و سویچها بصورت ZC روشن و بصورت ZV خاموش می گردند. وضعیتهای مختلف مبدل در یک سیکل در زیر آورده شده است. شکلهای ۳-۱۷ تا ۳-۲۲ مدارهای معادل مبدل در وضعیتهای مختلف را نشان می دهد. همچنین شکل موجهای کلیدی مبدل در ۳-۲۳ نشان داده شده است.



شکل ۳-۱۶- نمای شماتیک مبدل فلای یک دو طرفه [۸۴]

وضعیت اول $[t_0-t_1]$:

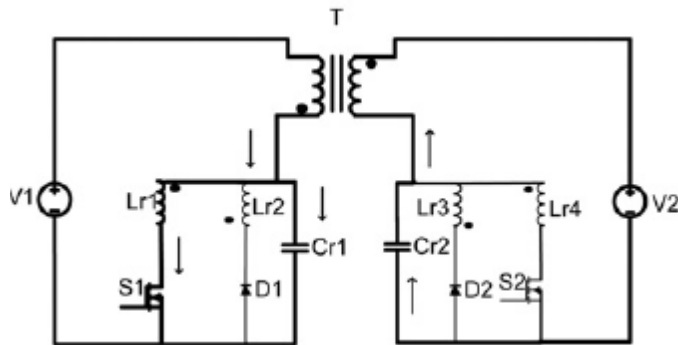
در لحظه t_0 ، به دلیل صفر بودن جریان سلف سری L_{r1} ، سوئیچ S_1 به صورت ZCS روشن می گردد. در این وضعیت، دیود D_2 و دیود بدنه سوئیچ S_2 هدایت می کنند. وقتی که ولتاژ خازن C_{r2} صفر شد، جریان از طریق سلف های L_{r3} و L_{r4} به بار خروجی منتقل می شوند. در آخر این وضعیت، جریان L_{r1} به جریان L_m می رسد.



شکل ۳-۱۷- مدار معادل وضعیت اول مبدل فلای بک دو طرفه [۸۴]

وضعیت دوم $[t_1-t_2]$:

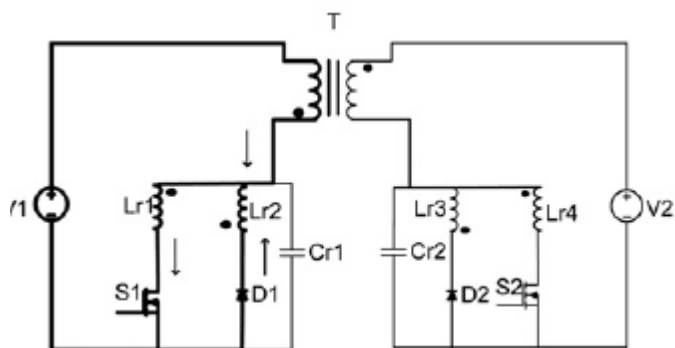
در این وضعیت خازن C_{r1} شروع به رزونانس با سلف L_{r1} می نماید. وقتی V_{Cr1} شروع به کاهش از مقدار $V_1 + V_2$ به صفر می نماید، ولتاژ خازن C_{r1} برعکس آن از صفر به $nV_1 + V_2$ افزایش می یابد.



شکل ۳-۱۸- مدار معادل وضعیت دوم مبدل فلای بک دو طرفه [۸۴]

وضعیت سوم $[t_2-t_3]$:

در شروع این وضعیت، V_{Cr1} به صفر رسیده و دیود D_1 تحت شرایط ZVS روشن می گردد. از آنجایی که قانون آمپر-دور سلف های L_{r1} و L_{r2} باید ثابت بماند. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_1 پایان می یابد.

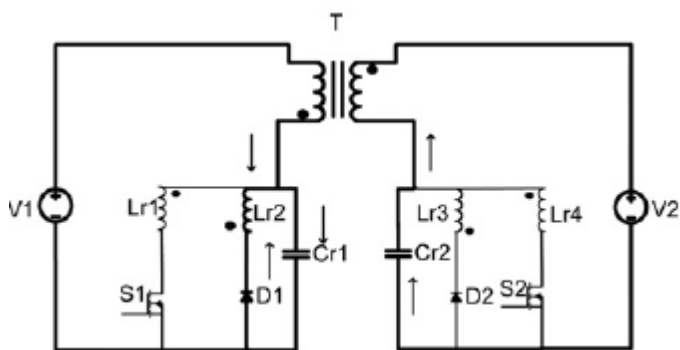


شکل ۳-۱۹- مدار معادل وضعیت سوم مبدل فلای بک دو طرفه [۸۴]

وضعیت چهارم $[t_3-t_4]$:

با خاموش کردن سوئیچ S_1 ، این وضعیت شروع می‌شود، و آمپر دور سلف L_{r1} به سلف L_{r2} منتقل می‌شود. بنابراین، آمپر دور سلف L_{r2} برابر با آمپر دور قبلی سلف L_{r2} به علاوه آمپر دور سلف L_{r1} می‌باشد: خازن رزونانس C_{r1} از طریق I_{Lr2} و I_{Lm} شارژ می‌شود.

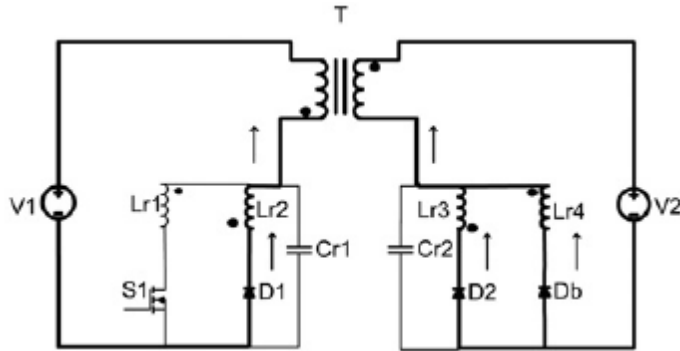
اما در واقعیت سوئیچ به طور تقریبی تحت شرایط ZVS خاموش می‌گردد. از آنجایی که سلف‌های کوپل شده دارای سلف‌نشتی کوچکی هستند، یک جهش ولتاژ کوچک دو سر سوئیچ به وجود می‌آید. این ولتاژ به آرامی کاهش یافته تا به تا به مقدار نهایی خود برسد. وقتی ولتاژ خازن C_{r1} به مقدار $V_1 + \left(\frac{V_2}{n}\right)$ می‌رسد.



شکل ۳-۲۰- مدار معادل وضعیت چهارم مبدل فلای بک دو طرفه [۸۴]

وضعیت پنجم $[t_4 - t_5]$:

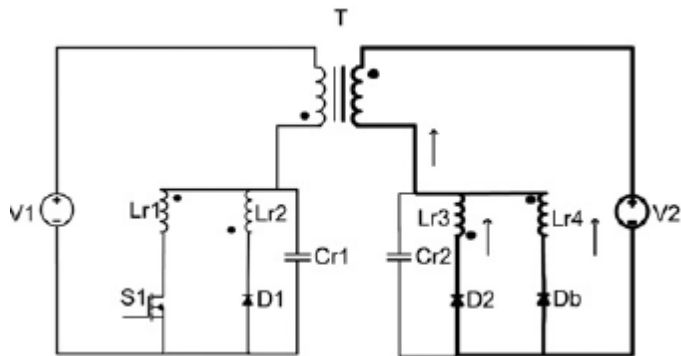
در این وضعیت، ولتاژ خازن C_{r2} ثابت می ماند. در لحظه t_4 دیود بدنه D_{b2} شروع به هدایت کرده و دیود D_2 تحت شرایط ZCS روشن می گردد. در طول این وضعیت، جریان سلف L_{r2} به صورت خطی کاهش یافته تا در لحظه t_5 به صفر برسد. بنابراین، در این لحظه دیود D_1 تحت شرایط ZCS خاموش می گردد.



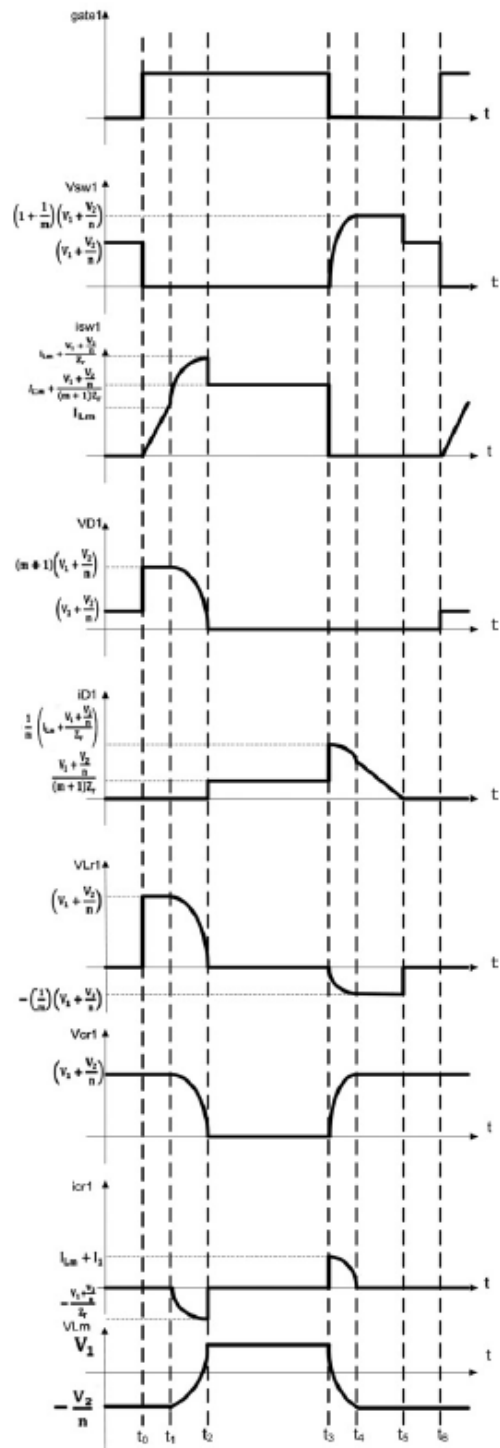
شکل ۳-۲۱- مدار معادل وضعیت پنجم مبدل فلابک دو طرفه [۸۴]

وضعیت ششم $[t_6 - t_7]$:

در طول این وضعیت، ولتاژ خازن C_{r1} به مقدار $V_1 + \left(\frac{V_2}{n}\right)$ باقی می ماند و جریان های سلف های L_{r1} و L_{r2} صفر باقی می ماند.



شکل ۳-۲۲- مدار معادل وضعیت ششم مبدل فلابک دو طرفه [۸۴]



شکل ۳-۲۳ شکل موجهای کلیدی مبدل فلای بک دو طرفه [۸۴]

فصل چهارم

مبدل دو طرفه با کلیدزنی در جریان صفر پیشنهادی

۴-۱- مقدمه

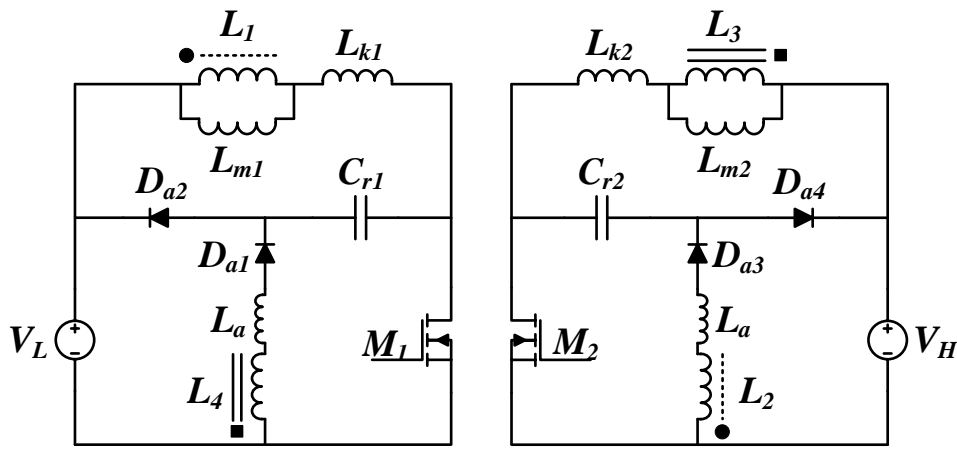
همانطور که در فصول قبل ذکر گردید مبدل های دو طرفه کاربردهای متنوعی در صنعت نظیر UPS، خودروهایی هیبرید و سیستم های خورشیدی دارند. یکی از پارامترهای مهم در مبدل های دو طرفه راندمان و قابلیت اطمینان بالا می باشد که با استفاده از تکنیک های کلیدزنی نرم قابل دستیابی می باشد. تکنیک های گوناگونی نظیر استفاده از مدارهای ZCT ، ZVT ، اسنابر های بدون تلفات و مدارهای رزونانس ارائه شده اند ولی استفاده از اسنابر های بدون تلفات به علت اینکه سوئیچ اضافی به مبدل تحمیل نمی کنند ارجحیت دارند. در این فصل یک مبدل دو طرفه جدید با اسنابر بدون تلفات ارائه می گردد. عدم تحمیل سوئیچ های اضافی به مبدل، تعداد المان پایین، تقارن مدار و سادگی عملکرد و کلید زنی نرم در هر دو طرف عملکرد از مزایای مبدل پیشنهادی جدید می باشد. در این فصل ابتدا مبدل توصیف و عملکرد آن تشریح می گردد و در بخش ۴-۳ مبدل آنالیز گردیده و روند طراحی آن بیان می شود و در بخش ۴-۴ شبیه سازی مبدل در PSPICE ارائه گردیده است. در نهایت راندمان مبدل پیشنهادی در بار های مختلف و مقایسه مبدل با مبدل های مشابه ارائه می گردد.

۴-۲- توصیف مبدل دو طرفه پیشنهادی

مبدل پیشنهادی دارای دو زوج سیم پیچ بر روی دو هسته فریت می باشد که هر کدام از سیم پیچ ها در یک طرف ولتاژ پایین و در یک طرف ولتاژ بالا قرار گرفته اند. این سیم پیچ ها با سلف های مغناطیس کننده L_{m1} و L_{m2} و

سلف های نشتی L_{K1} و L_{K2} مدل شده‌اند. مدار کمکی شامل خازن های C_{r1} و C_{r2} ، دیودهای کمکی D_{a1} ، D_{a2} ، D_{a3} و D_{a4} می باشد. همچنین سوئیچ های S_1 و S_2 در دو طرف ولتاژ پایین و ولتاژ بالای مبدل وظیفه انتقال انرژی از هر دو طرف را به عهده دارند.

از ویژگی های اصلی مبدل ایزوله بودن قسمت ولتاژ بالا و قسمت ولتاژ پایین مبدل می باشد و همچنین تعداد سوئیچ پایین و کنترل ساده آن نیز از مزایای اصلی مدار پیشنهادی محسوب می گردد.



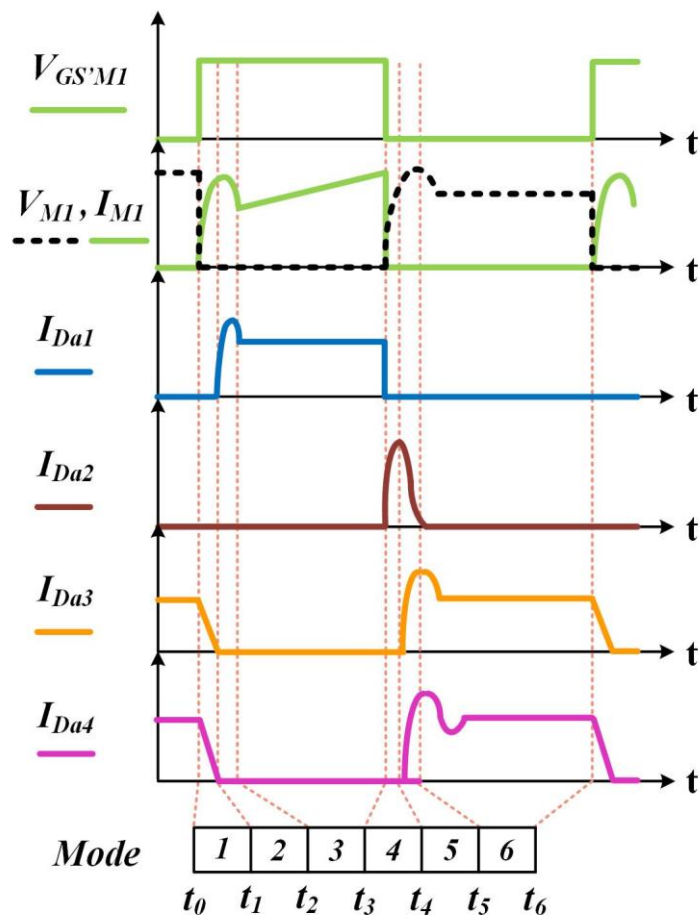
شکل ۴-۱- مبدل دو طرفه ایزوله پیشنهادی

۴-۳- عملکرد مبدل دو طرفه پیشنهادی

برای سادگی تحلیل مبدل فرضیات زیر در نظر گرفته شده است:

- خازن های خروجی به اندازه کافی بزرگ و ولتاژ آنها در یک سیکل ثابت است.
- سلف های مغناطیس کنندگی بزرگ و جریان آن ثابت فرض شده‌اند.
- المان های نیمه هادی ایده آل فرض شده‌اند.

مبدل دو طرفه پیشنهادی دارای شش وضعیت عملکرد در حالت افزایشی می باشد. در شکل ۴-۲ شکل موج های کلیدی مبدل نشان داده شده و در شکل های ۴-۳ تا ۴-۹ مدار های معادل مبدل در هر وضعیت را شرح می دهد.



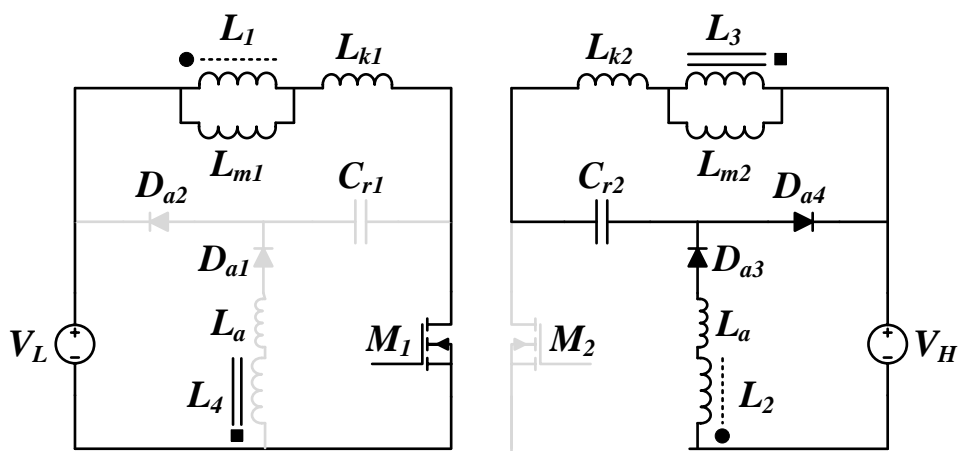
شکل ۴-۲- شکل موجهای کلیدی مبدل دو طرفه ایزوله پیشنهادی

وضعیت اول:

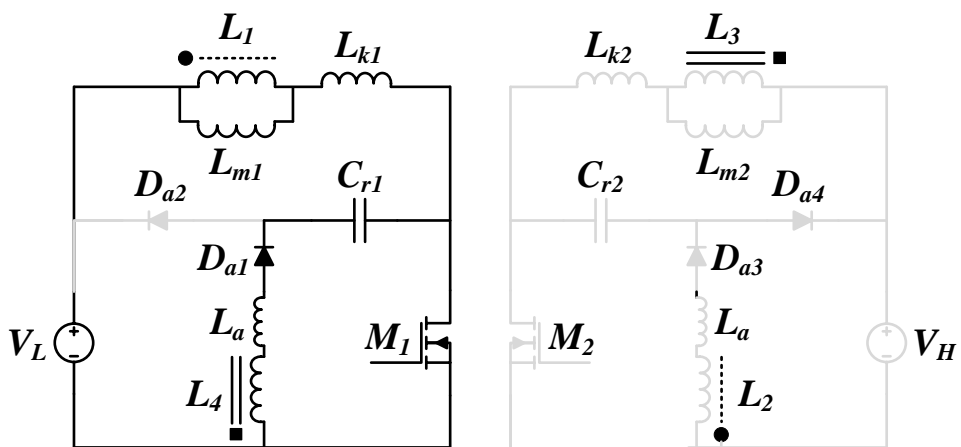
با روشن شدن سوئیچ S_1 این وضعیت آغاز می‌گردد. در این وضعیت سوئیچ S_2 خاموش است. به خاطر وجود سلف نشتی L_{K1} جریان سوئیچ با شیب افزایش می‌یابد. در نتیجه روشن شدن سوئیچ به صورت ZC است. همزمان جریان دیودهای D_{a3} و D_{a4} خطی کاهش می‌یابد تا به صفر برسد.

وضعیت دوم:

با خاموش شدن دیودهای D_{a3} و D_{a4} یک رزونانس بین C_{r1} و L_{ϵ} اتفاق افتاده و انرژی C_{r1} به سلف L_{ϵ} انتقال می‌یابد و این وضعیت با به صفر رسیدن جریان رزونانسی به پایان می‌رسد. جریان خروجی در این حالت توسط خازن خروجی تامین می‌گردد.



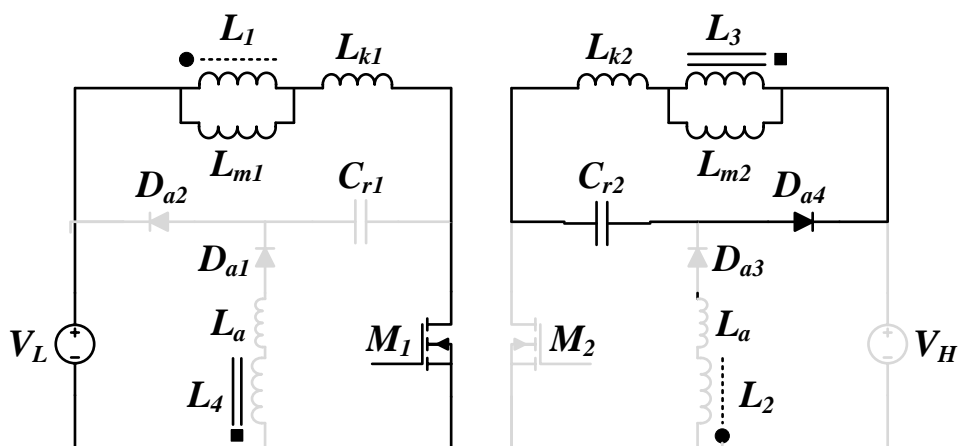
شکل ۴-۳- مدار معادل وضعیت اول مبدل دو طرفه پیشنهادی



شکل ۴-۴- مدار معادل وضعیت دوم مبدل دو طرفه پیشنهادی

وضعیت سوم:

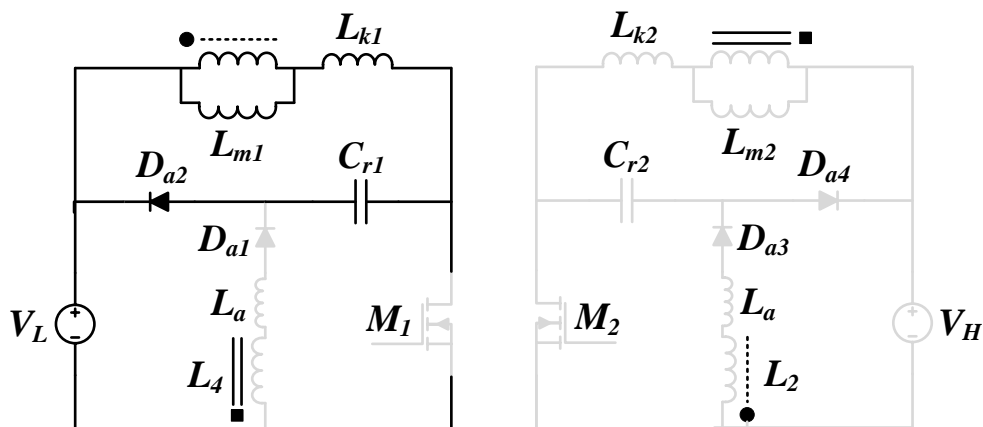
در این وضعیت سلف L_{m1} به صورت خطی باشیب $\frac{V_L}{L_{m1}}$ شارژ می شود و همچنین دیود D_{a4} روشن شده و انرژی L_4 از طریق تزویج L_3 - L_4 به خازن C_{r2} منتقل می شود.



شکل ۴-۵- مدار معادل وضعیت سوم مبدل دو طرفه پیشنهادی

وضعیت چهارم:

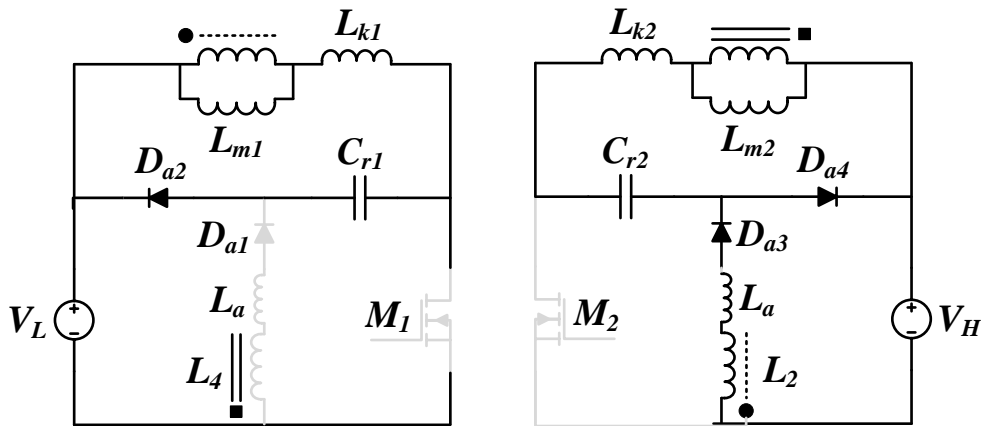
این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_1 آغاز می شود و جریان سلف مغناطیس کننده I_{Lm1} شروع به شارژ C_{r1} بصورت خطی می کند. ولتاژ سوئیچ S_1 با شیب به مقدار $V_L + V_{Cr1}$ می رسد. بنابراین خاموش شدن S_1 به صورت ZV می باشد.



شکل ۴-۶- مدار معادل وضعیت چهارم مبدل دو طرفه پیشنهادی

وضعیت پنجم:

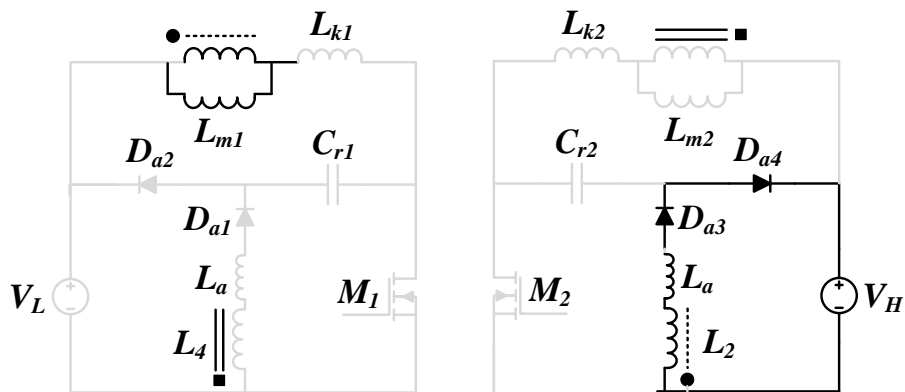
در این وضعیت هر دو سوئیچ S_1 و S_2 خاموش هستند. دیودهای D_{a3} و D_{a4} روشن شده و انرژی سلف L_{m1} از طریق این دیودها و تزویج L_1-L_2 به خروجی منتقل می شود. همچنین از آنجاییکه ولتاژ C_{r2} با L_{k2} رزونانس کرده ولتاژ سوئیچ تا سطح $V_{cr2} + V_L + V_{cr1}$ افزایش می یابد و پس از نیم سیکل به سطح اولیه بر می گردد.



شکل ۴-۷- مدار معادل وضعیت پنجم مبدل دو طرفه پیشنهادی

وضعیت ششم:

در این وضعیت انرژی L_{m1} از طریق تزویج L_1-L_2 و دیودهای D_{a3} و D_{a4} به خروجی منتقل می شود. این وضعیت با روشن شدن S_1 پایان می پذیرد.



شکل ۴-۸- مدار معادل وضعیت ششم مبدل دو طرفه پیشنهادی

قابل ذکر است به خاطر تقارن کامل مبدل در طرف ولتاژ پایین و ولتاژ بالا عملکرد در حالت کاهشده نیز دقیقاً شبیه عملکرد در حالت افزایشده می باشد. لذا از شرح آن خودداری می شود.

۴-۴- آنالیز مبدل دو طرفه پیشنهادی

در این قسمت مبدل پیشنهادی از نظر بهره و طراحی سلف و خازنهای اسنابر بررسی می گردد.

۴-۴-۱- بهره مبدل دو طرفه پیشنهادی

در حالت ماندگار با در نظر گرفتن اثر سلف نشتی هنگامی که سوئیچ S_1 روشن است ولتاژ سلف های L_1 و L_2 به صورت زیر به دست می آید.

$$V_{L1} = V_L \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} DT \quad (1-4)$$

$$V_{L2} = -\frac{V_H}{n_a} (1 - D) T \quad (2-4)$$

$$m = \frac{V_H}{V_L} = \frac{n_a D}{1 - D} \times K \quad (3-4)$$

$$k = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{k1}} \quad (4-4)$$

در صورتی که از سلف نشتی در برابر سلف مغناطیس کنندگی صرف نظر شود بهره به صورت زیر ساده می شود.

$$M = \frac{V_H}{V_L} = \frac{n_a D}{1 - D} \quad (5-4)$$

$$n_a = \frac{N_{a2}}{N_{a1}} \quad (6-4)$$

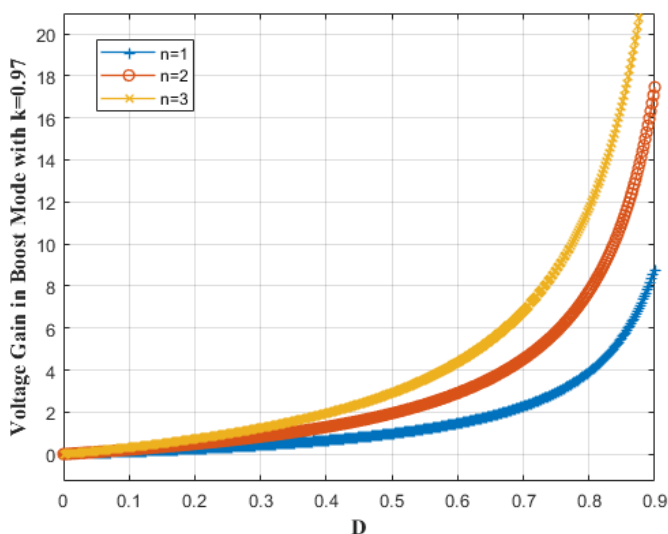
۴-۴-۲- طراحی خازن های اسنابر C_{r1} و C_{r2}

برای کاهش ولتاژ استرس روی سوئیچ ها بایستی مقدار خازن های C_{r1} و C_{r2} بزرگ انتخاب گردد ولی افزایش مقدار خازن های اسنابر باعث افزایش جریان سلف ها می گردد و افزایش جریان گردشی موجب افزایش تلفات هدایتی می گردد بنابراین مقدار خازن اسنابر را برای حالت بهینه می توان از روی انرژی سلف های نشتی و خازن های اسنابر به صورت زیر به دست آورد:

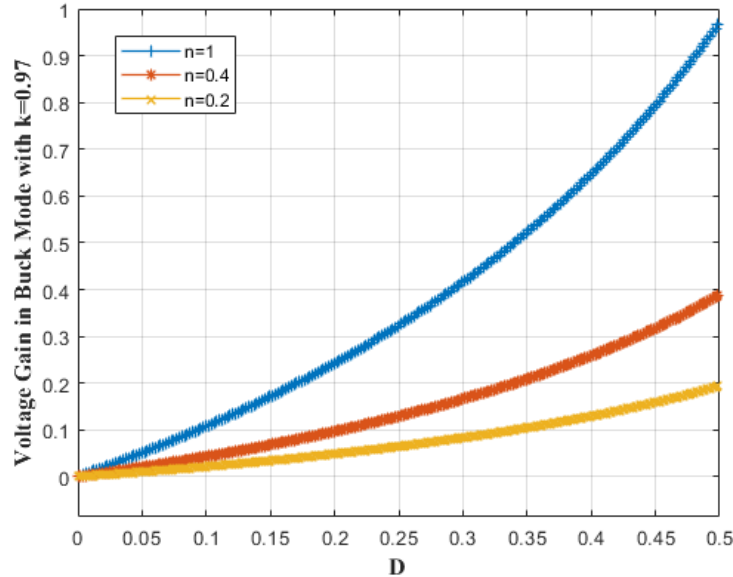
$$E_{LK} = \frac{1}{2} L_K (i_{LK1(max)}^2 + i_{LK1(min)}^2) \quad (7-4)$$

$$E_{cr} = \frac{1}{2} C_{r1} \left((V_{cr1(max)}^2) + (V_{cr1(min)}^2) \right) \quad (8-4)$$

$$C_{r1} = \frac{L_{K1}(i_{LK1(max)}^2 - i_{LK2(min)}^2)}{(V_{cr1(max)}^2 + V_{cr1(min)}^2)} \quad (9-4)$$



شکل ۴-۹- شکل موج بهره ولتاژ برحسب ضریب وظیفه مبدل دو طرفه پیشنهادی در حالت افزایشده



شکل ۴-۱۰- شکل موج بهره ولتاژ برحسب ضریب وظیفه مبدل دو طرفه پیشنهادی در حالت کاهنده

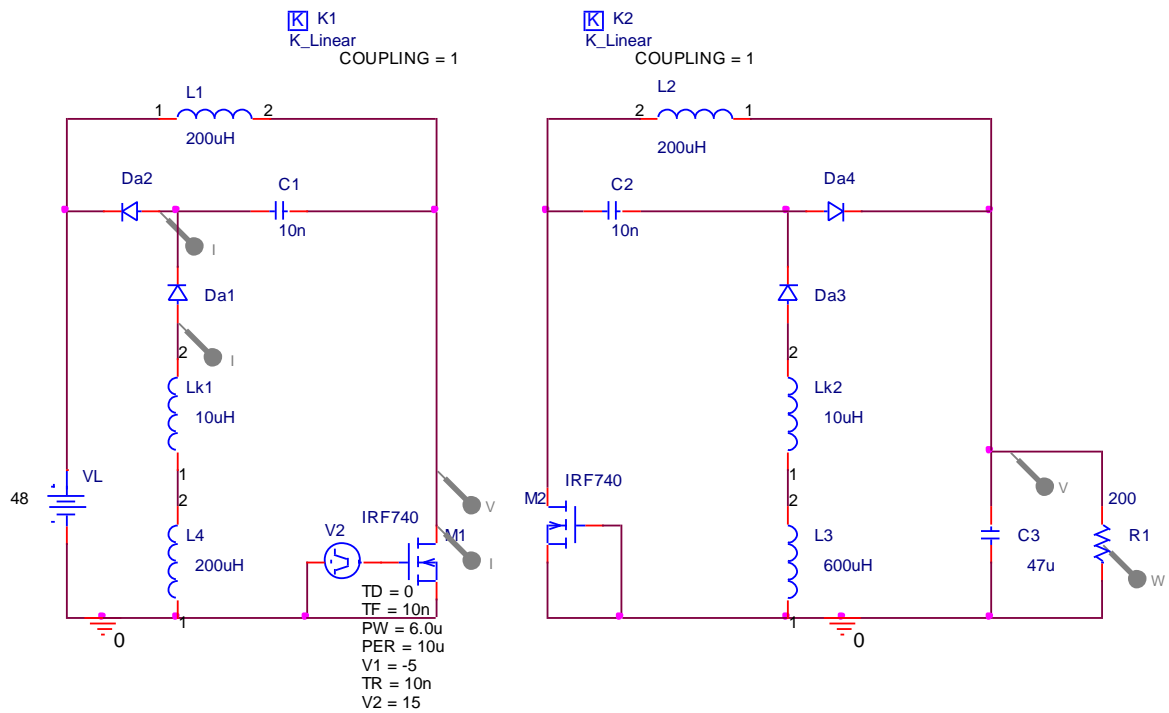
۴-۵- شبیه سازی مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

برای اثبات درستی تحلیل های مبدل پیشنهادی، مبدل پیشنهادی برای ولتاژ خروجی ۱۲۵ ولت، ولتاژ ورودی ۴۸ ولت و در توان ۸۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه سازی گردیده است. در جدول ۴-۱ مشخصات المان های طراحی شده آورده شده است. همچنین شماتیک مبدل دو طرفه پیشنهادی شبیه سازی شده در دو حالت افزاینده و کاهنده در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است و نتایج شبیه سازی در هر دو حالت افزاینده و کاهنده در شکل های ۴-۱۲ تا ۴-۲۰ نشان داده شده است. در شکل ۴-۱۲ شکل موج جریان و ولتاژ شبیه سازی سویچ M_1 در حالت افزاینده نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص است، جریان در لحظه روشن شدن سویچ با شیب بالا می رود و شرایط کلیدزنی در جریان صفر برای آن فراهم است. از طرفی ولتاژ نیز در زمان خاموش شدن سویچ با شیب بالا می رود که نشان دهنده کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سویچ است. شکل های ۴-۱۳ و ۴-۱۴ شکل موجهای جریان دیودهای D_{a1} و D_{a2} می باشند. همانطور که مشاهده می گردد به خاطر کاهش جریان با شیب در لحظه خاموش شدن دیودها خاموش شدن آنها بصورت ZC بوده و مشکل بازیابی معکوس ندارند. لذا تلفات هدایتی بالایی نیز ندارند. شکل موج جریان دیودهای D_{a3} و D_{a4} در سمت ولتاژ بالا در حالت افزاینده در شکل های ۴-۱۵ و ۴-۱۶ آورده شده است. همانطور که مشاهده می گردد این دیودها نیز بصورت ZC

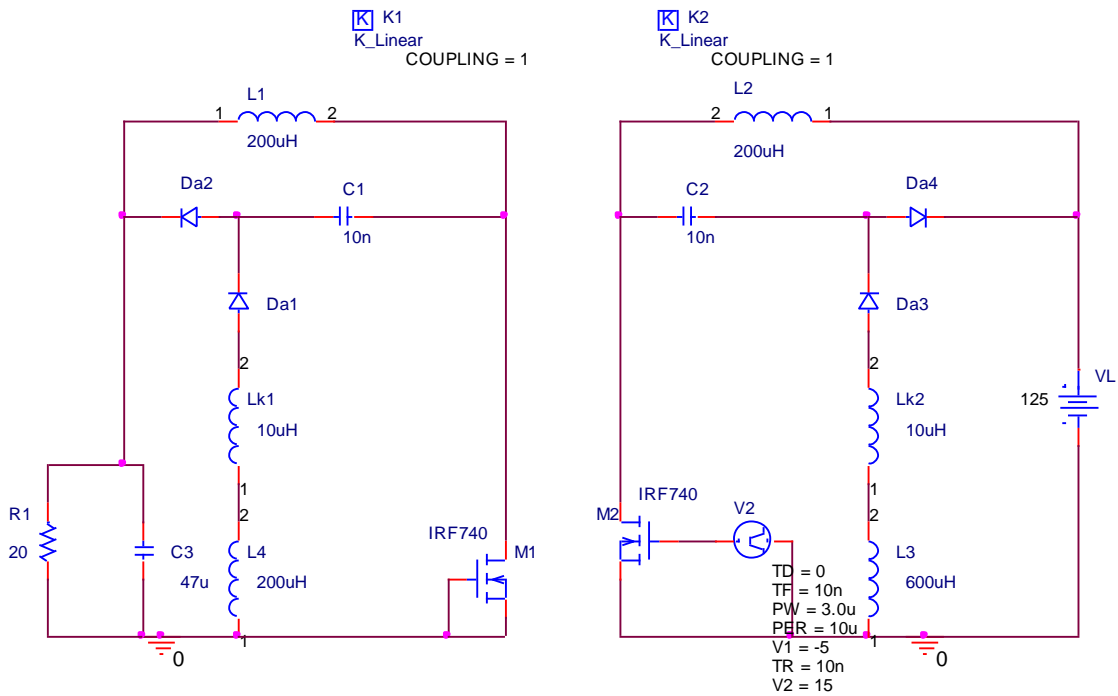
روشن و خاموش می شوند و تلفات هدایتی محسوسی به مبدل تحمیل نمی کنند. شکل ۴-۱۷ شکل موج جریان و ولتاژ شبیه سازی شده سویچ M_2 در حالت کاهنده را نشان می دهد. مشخص است که این سویچ هم بصورت ZCS روشن و بصورت ZVS خاموش می گردد. شکل موجهای جریان دیودهای D_{a1} تا D_{a4} در شکلهای ۴-۱۸ تا ۴-۲۱ آورده شده است که همگی بصورت ZC خاموش می شوند و مشکل بازیابی معکوس ندارند.

جدول (۴-۱) مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المانهای آن

مقدار/نام قطعه	المان ها / مشخصات
V_{in}	۴۸۰
V_o	۱۲۵۰
Power switch	IRF۷۴۰
L_1, L_2	۲۰۰۰۰
Turns ratio=N	۱
L_k	۱۰۰۰
C_2-C_1	۱۰۰۰
C_o	۴۷۰۰
P_o	۸۰۰
f_s	۱۰۰۰۰۰

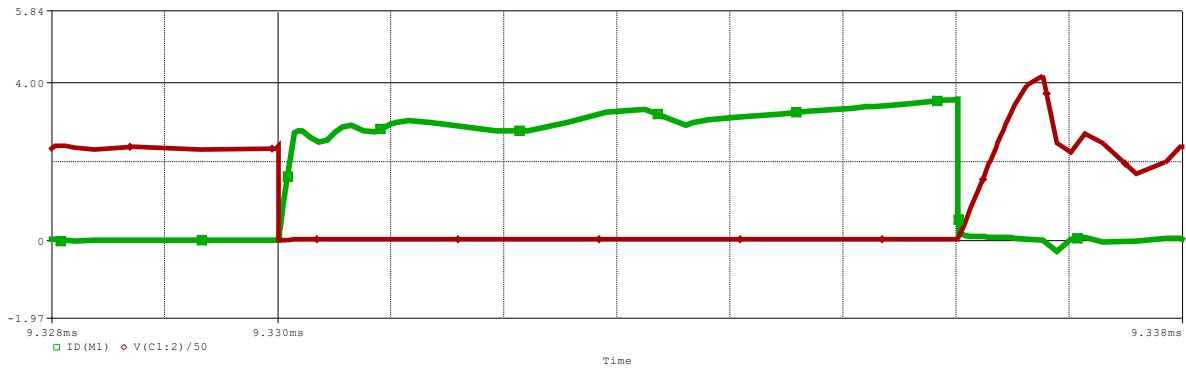


الف

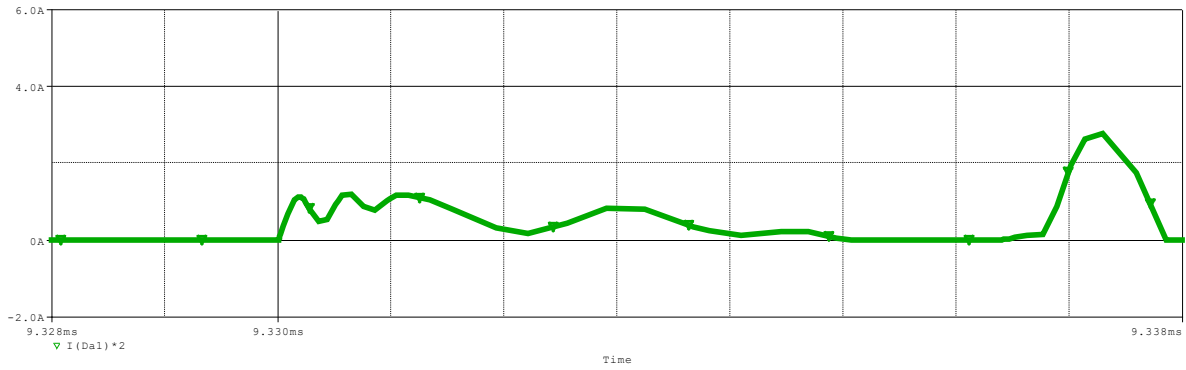


ب

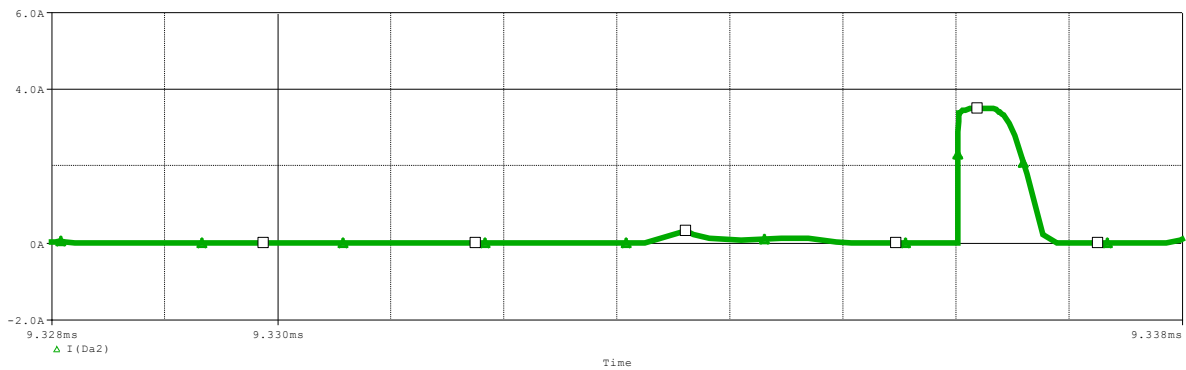
شکل (۴-۱۱) شماتیک مبدل شبیه سازی شده مبدل دوطرفه پیشنهادی در نرم افزار PSPICE الف-حالت افزایشده ب- حالت کاهشده



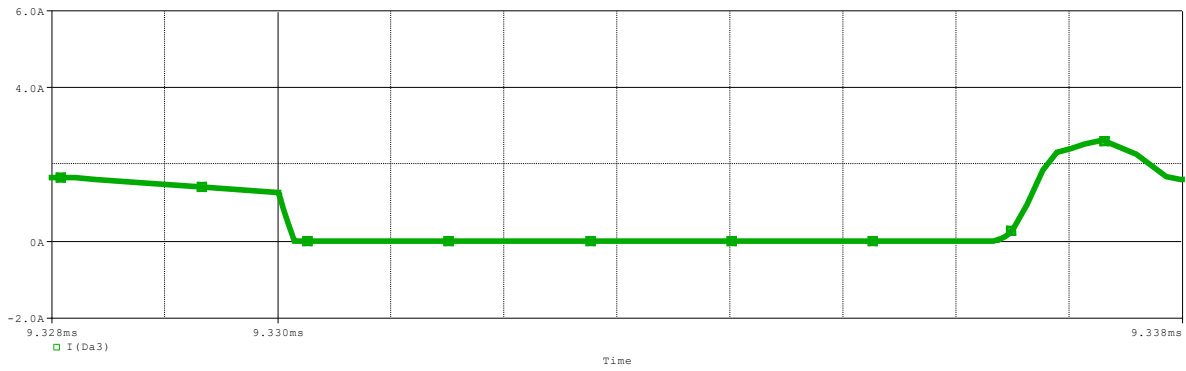
شکل (۱۲-۴) شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ (قرمز) سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu s/div, 20/000, 1000/000)$



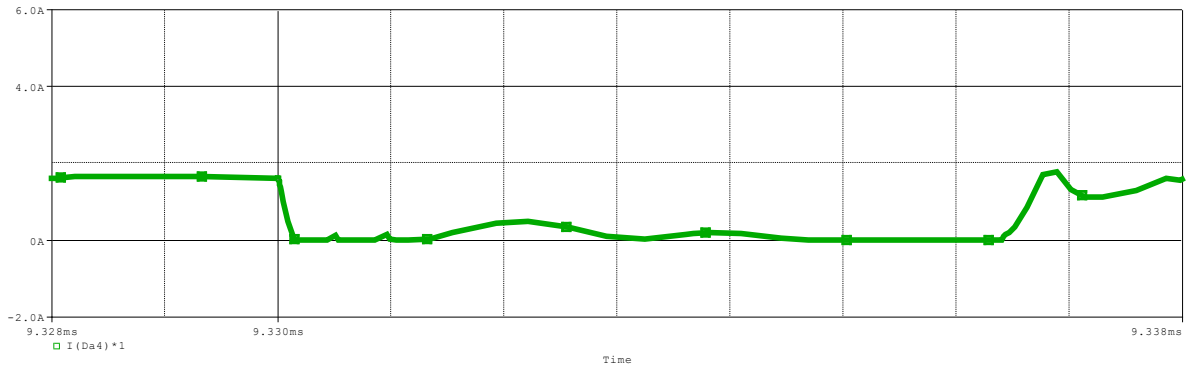
شکل (۱۳-۴) شکل موج جریان دیود Da_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu s/div, 20/000)$



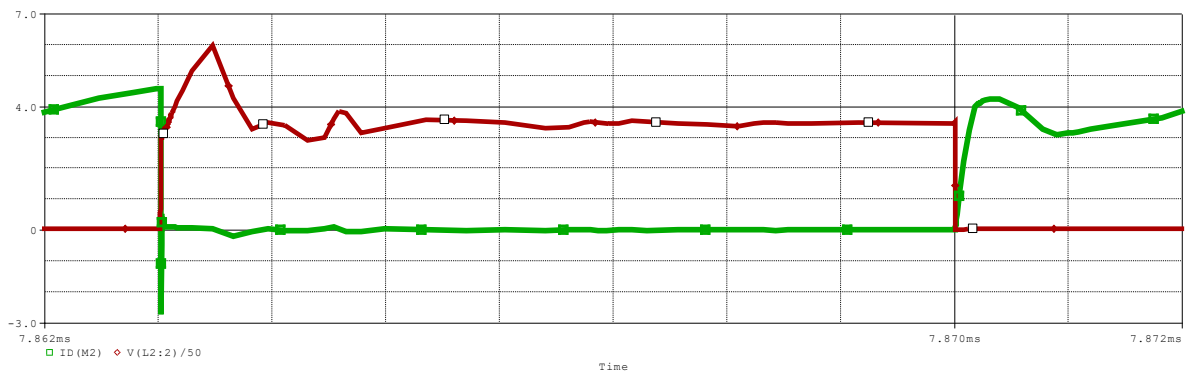
شکل (۱۴-۴) شکل موج جریان دیود Da_2 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu s/div, 20/000)$



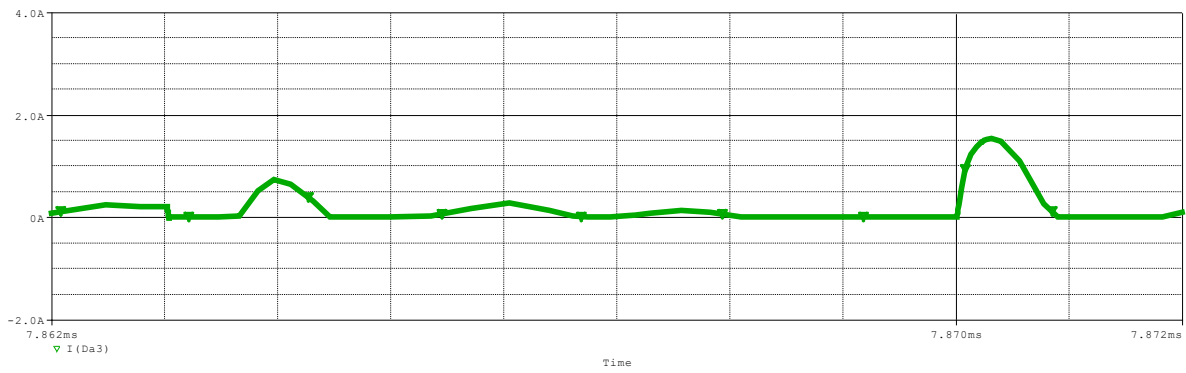
شکل (۴-۱۵) شکل موج جریان دیود D_{a3} مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس
 $(1\mu\text{s/div}, 20/000)$



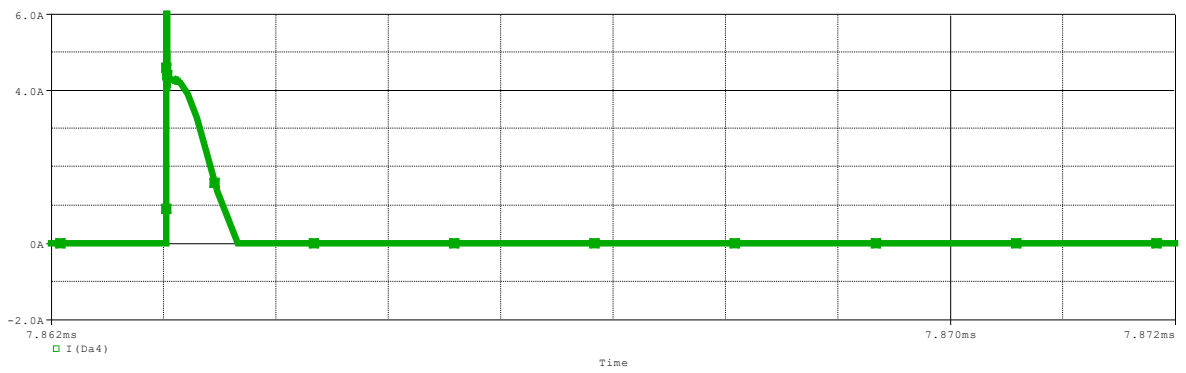
شکل (۴-۱۶) شکل موج جریان دیود D_{a4} مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس
 $(1\mu\text{s/div}, 20/000)$



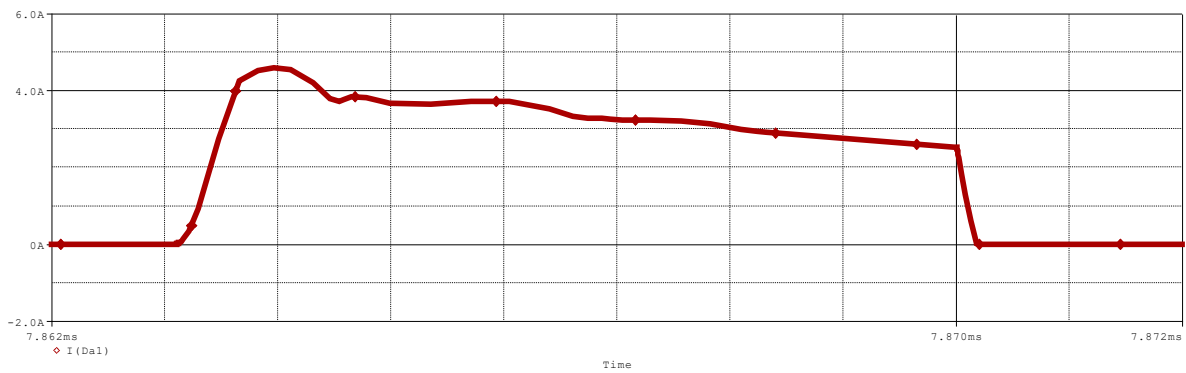
شکل (۴-۱۷) شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ(قرمز) سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در حالت کاهشده در مقیاس
 $(1\mu\text{s/div}, 10/000, 500/000)$



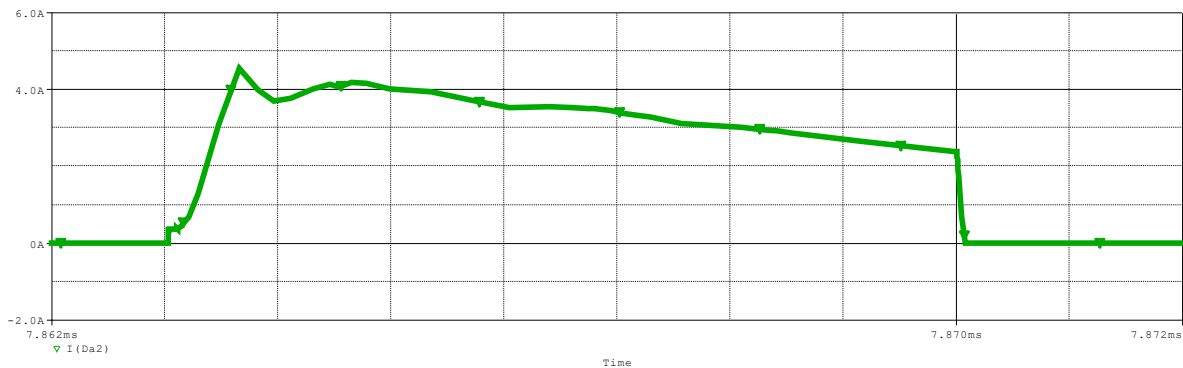
شکل (۱۸-۴) شکل موج جریان دیود D_{a3} مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشنده در مقیاس
 ($1\mu\text{s}/\text{div}, 0.5\text{A}/\text{div}$)



شکل (۱۹-۴) شکل موج جریان دیود D_{a4} مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشنده در مقیاس
 ($1\mu\text{s}/\text{div}, 1\text{A}/\text{div}$)



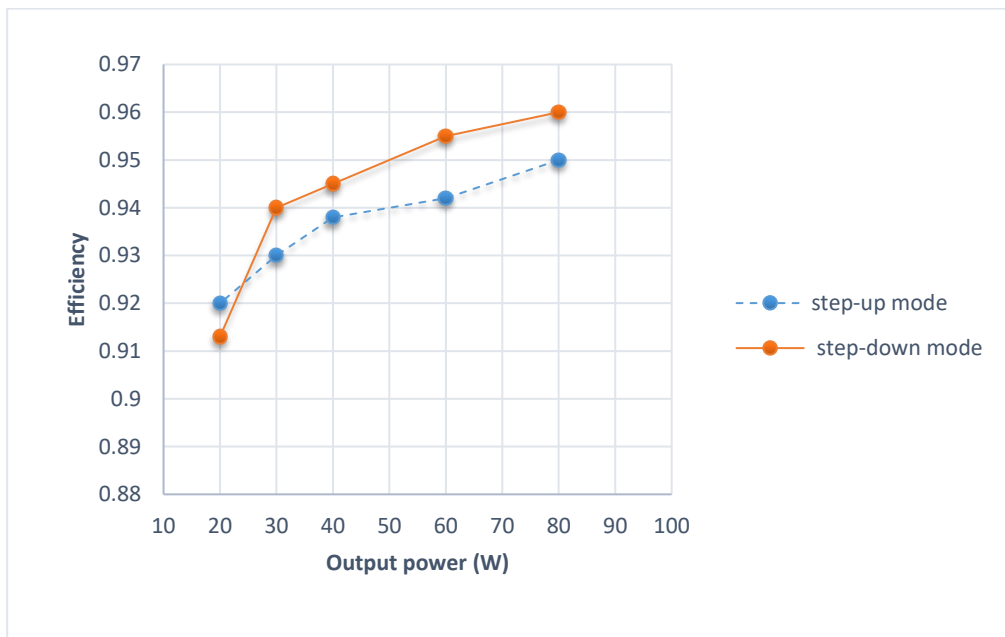
شکل (۲۰-۴) شکل موج جریان دیود D_{a1} مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشنده در مقیاس
 ($1\mu\text{s}/\text{div}, 1\text{A}/\text{div}$)



شکل (۴-۲۱) شکل موج جریان دیود Da_2 مبدل شبیه سازی شده در حالت افزایشنده در مقیاس $(1\mu s/div, 100/000)$

۴-۶- مقایسه راندمان مبدل دو طرفه پیشنهادی در دو حالت بسیار افزایشنده و بسیار کاهشنده

در شکل ۴-۲۸ راندمان مبدل پیشنهادی در هر دو حالت افزایشنده و کاهشنده نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، بهترین راندمان حاصل شده است و با توجه به جریان گردشی در مدار کمکی با کاهش توان از راندمان مبدل در دو حالت کاسته شده است از طرفی در بار سبک نیز به علت از بین رفتن شرایط کلیدزنی نرم افت راندمان محسوس تر است..



شکل (۴-۲۲) نمودار بازده مبدل دو طرفه پیشنهادی در هر دو حالت بسیار افزایشنده و بسیار کاهشنده

۷-۴- مقایسه مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های مشابه پیشین

در جدول ۲-۴ مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های دوطرفه پیشین از نظر بهره و لتاژ، تعداد المان و نوع کلیدزنی نرم مقایسه گشته است. همانطور که از جدول مشخص است مبدل‌های [۸۴] و پیشنهادی از نوع فلای بک دو طرفه با توان متوسط و تعداد المان کم می باشند ولی مبدل‌های [۵۸] و [۸۳] از نوع تمام پل با توان بالا و تعداد المان بالا هستند. بطور مشخص مبدل های [۵۸] و [۸۳] دارای تلفات هدایتی بالا هستند و کنترل آن به خاطر تعداد سویچ بالا مشکل است ولی مبدل پیشنهادی دارای تنها دو سویچ بوده که در هر حالت فقط یک سویچ آن روشن است لذا کنترل آن بسیار ساده است. از طرفی برخلاف مبدل [۸۴] دارای سلف تزویج شده در مدار اسنابر خود نیست. لذا دارای تلفات هدایتی پایینتر و نوسانات کمتر روی سویچ می باشد.

جدول ۲-۴ مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های دوطرفه پیشین

نوع کلیدزنی نرم	بهره حالت کاهنده	بهره حالت افزایشنده	تعداد المان	
ZC	D/n	$n/(1-D)$	۱۵	[۵۸]
ZV	D/n	$n/(1-D)$	۱۴	[۸۳]
ZV-ZC	$nD/(1-D)$	$nD/(1-D)$	۱۱	[۸۴]
ZV-ZC	$D/(n+2)$	$(n+2)/(1-D)$	۱۰	مبدل پیشنهادی

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

امروزه با توجه به کاهش ذخایر سوخت‌های فسیلی و لزوم استفاده از انرژی‌های جایگزین جهت تولید الکتریسیته، توجه‌ها به سمت منابع انرژی تجدیدپذیر نظیر انرژی خورشیدی، بادی و غیره جلب شد. با توجه به تولید ولتاژ DC توسط پانل‌های خورشیدی و همچنین تبدیل ولتاژ AC تولیدی توسط انرژی بادی به DC به دلایل مختلف، لزوم استفاده از یک مبدل DC/DC بیش از پیش افزایش پیدا کرده است. در این میان مبدل‌های مختلفی در مراجع معرفی شده است، اما آنچه که بیشتر توجه محققین را به خود جلب کرده است، مبدل DC/DC دو طرفه با شارش توان در دو حالت کاهنده و افزایشده است. در مبدل‌های DC-DC دوطرفه همانند مبدل‌های DC-DC یکطرفه، به منظور کاهش حجم و هزینه ساخت مبدل فرکانس کلید زنی باید افزایش یابد، اما از آنجا که با افزایش فرکانس کلید زنی در یک مبدل با کلید زنی سخت، تلفات کلید زنی و نویز تداخل الکترومغناطیس یا EMI افزایش می‌یابد، همانند مبدل‌های DC-DC یک طرفه تکنیک‌های زیادی برای سوئیچینگ نرم برای این مبدل‌ها معرفی شده است. بنابراین در فصل سوم چند نمونه از این مبدل‌های دوطرفه با کلید زنی نرم مورد بررسی قرار گرفته و نقاط ضعف و قوت هر کدام به طور کامل بیان شد.

نهایتاً در فصل چهارم یک مبدل دوطرفه ایزوله جدید معرفی گردید. این مبدل به خاطر داشتن تعداد المان پایین بدون سلف تزویج شده در مدار کمکی دارای تلفات هدایتی پایین است. شرایط کلیدزنی نرم برای سوییچها فراهم شده و مدار کنترل ساده است.

بنابراین مزایای مبدل ارائه شده را می توان به صورت زیر دسته بندی نمود.

- ایجاد شرایط ZCS برای روشن شدن سوییچها و ZVS برای خاموش شدن آنها و در نتیجه کاهش

تلفات کلیدزنی

- خاموش شدن دیودهای بدنه به صورت ZCS و در نتیجه حل مشکل بازیابی معکوس
- داشتن حداقل المان کمکی ممکن در مبدل دوطرفه پیشنهادی و در نتیجه کاهش تلفات هدایتی مبدل
- کنترل PWM مبدل پیشنهادی تنها یک سوییچ در هر حالت و در نتیجه سادگی پیاده سازی مدار کنترل
- انتقال انرژی مدار کمکی به بار در هر دو حالت افزایشده و کاهشده
- عدم نیاز به ضریب وظیفه بسیار کوچک یا بسیار بزرگ به خاطر وجود ترانسفورمر
- جذب انرژی سلف نشتی در خازنهای مدار اسنابر
- عدم وجود سلف کوپل شده در اسنابر پیشنهادی
- شناور نبودن سورس سوییچها
- همچنین مبدل دارای معایبی نسبت به مبدل های هم نوع خود به شرح زیر می باشد.
- استرس جریان روی سوییچها
- استرس ولتاژ روی سوییچها

۵-۲- پیشنهادات

جهت ادامه روند پژوهش فوق موارد زیر پیشنهاد می گردد.

- ارایه راهکار برای حذف بالازدگی ولتاژ
- مدلسازی مبدل برای طراحی مدار کنترل بهینه.
- ارایه راهکار برای حذف تلفات روشن شدن خازنی سوییچ.

- [١] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC–DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٨, no. ٤, pp. ١٧١١–١٧٢٧, Jul. ٢٠١٢.
- [٢] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based micro-grids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٦, no. ٤, pp. ١٠١٠–١٠٢١, Apr. ٢٠١١.
- [٣] T. F. Wu, K. H. Sun, C. L. Kuo, and C. H. Chang, "Predictive current controlled ϕ -kW single-phase bidirectional inverter with wide inductance variation for dc-micro-grid applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٥, no. ١٢, pp. ٣٠٧٦–٣٠٨٤, Dec. ٢٠١٠.
- [٤] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. Vicuna, "Control strategy for flexible micro-grid based on parallel line-interactive UPS system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. ٥٦, no. ٣, pp. ٧٢٦–٧٣٦, Mar. ٢٠٠٩.
- [٥] J. Lago, and M. L. Heldwein, "Operation and control-oriented modeling of a power converter for current balancing and stability improvement of dc active distribution networks," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٦, no. ٣, pp. ٨٧٧–٨٨٥, Mar. ٢٠١١.
- [٦] W. Chen, P. Rong, and Z. Y. Lu, "Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. ٥٧, no. ٩, pp. ٣٠٧٥–٣٠٨٦, Sep. ٢٠١٠.
- [٧] P. Xuewei, and A.K.Rathore, "Novel interleaved bidirectional Snubberless soft-switching current-fed full-bridge voltage doubler for fuel-cell vehicles" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٨, no. ١٢, pp. ٥٥٣٥–٥٥٤٦, Dec. ٢٠١٣.
- [٨] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC–DC converter for bidirectional high power applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢١, no. ٢, pp. ٤٢٢–٤٢٩, Mar. ٢٠٠٦.
- [٩] H. Xiao and S. Xie, "A ZVS bidirectional DC–DC converter with phase shift plus PWM control scheme," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٣, no. ٢, pp. ٨١٣–٨٢٣, Mar. ٢٠٠٨.
- [١٠] F. Sedaghati, S. H. Hosseini, M. Sabahi, G. B. Gharehpetian, "Extended configuration of dual active bridge DC–DC converter with reduced number of switches" *IET Power Electron.*, vol. ٨, Iss. ٣, pp. ٤٠١–٤١٦, Mar. ٢٠١٥.
- [١١] A. K. Jain, and R. Ayyanar, "PWM Control of Dual Active Bridge: Comprehensive Analysis and Experimental Verification" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٦, no. ٤, pp. ١٢١٥–١٢٢٧, Apr. ٢٠١١.
- [١٢] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC–DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٦, no. ٤, pp. ١٢٢٨–١٢٣٦, Apr. ٢٠١١.
- [١٣] M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D.M. Divan, E.D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, ١٩٩٢, ٢٨, (٦), pp. ١٢٩٤–١٣٠١.
- [١٤] L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist, R. Zane, and D. Maksimovic, "Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٧, no. ٧, pp. ٣٢٦٦–٣٢٧٦, Jul. ٢٠١٢.

- [10] S. Bhattacharya, T. Zhao, G. Wang, S. Dutta, S. Baek, Y. Du, B. Parkhideh, X. Zhou, and A. Q. Huang, "Design and development of generation-isilicon based solid state transformer," in Proc. 20th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Palm Springs, CA, 2010, pp. 1666-1673.
- [11] J. Shi, W. Gou, H. Yuan, T. Zhao, and A. Huang, "Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1104-1116, Apr. 2011.
- [12] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next generation medium-voltage power conversion system," *IEEE Trans Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 030-042, 2007.
- [13] F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate power loss model derivation of high-current dual active bridge converter for an automotive application," *Appl. Power Electron. Conf. and Expo. (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE.*, vol. 07, no. 3, pp. 881-891, Mar. 2013.
- [14] A. Alonso, J. Sebastian, D. Lamar, M. Hernando, and A. Vazquez, "An overall study of a dual active bridge for bidirectional dc/dc conversion," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 2010, pp. 1129-1135.
- [15] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge based isolated bidirectional dc-dc converter," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 007-017, Apr. 2008.
- [16] S. Dutta and S. Bhattacharya, "Predictive current mode control of single phase dual active bridge DC to DC converter," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, 2013, pp. 0026-0033.
- [17] H. Wen and W. Xiao, "Bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase shift control," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, 2013, pp. 1972-1978.
- [18] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2078-2084, Apr. 2012.
- [19] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "High-power DC-DC converter for aerospace applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov. 2012.
- [20] A. Jain and R. Ayyanar, "PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1210-1227, Apr. 2011.
- [21] S. P. Engel, N. Soltau, H. Stagge, and R. W. De Doncker, "Dynamic and balanced control of three-phase high-power dual-active bridge dc-dc converters in dc-grid applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 4, pp. 1880-1889, 2013.
- [22] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng, and S. J. Dale, "The future renewable electric energy delivery and management (freedm) system: the energy internet," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 133-148, 2011.
- [23] F. Wang, J. Duarte, and M. Hendrix, "Design and analysis of active power control strategies for distributed generation inverters under unbalanced grid faults," *Generation, Transmission & Distribution, IET*, vol. 4, no. 8, pp. 900-916, 2010.
- [24] F. Z. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. S. Lawler, "A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 04-10, 2004.

- [30] M. Cacciato, A. Consoli, R. Attanasio, and F. Gennaro, "Soft-switching converter with hf transformer for grid-connected photovoltaic systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 5, pp. 1678–1686, 2010.
- [31] S. Inoue and H. Akagi, "A bi-directional dc/dc converter for an energy storage system," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007- Twenty Second Annual IEEE*. IEEE, 2007, pp. 761–767.
- [32] S. Han and D. Divan, "Bi-directional dc/dc converters for plug-in hybrid electric vehicle (phev) applications," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*. IEEE, 2008, pp. 785–789.
- [33] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 7, pp. 1826–1838, 2009.
- [34] H. Bai, C. C. Mi, and S. Gargies, "The short-time-scale transient processes in high-voltage and high-power isolated bidirectional dc–dc converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 7, pp. 2648–2656, 2008.
- [35] G. D. Demetriades and H.-P. Nee, "Dynamic modeling of the dual-active bridge topology for high-power applications," in *Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 457–464.
- [36] R. P. T. Bascope, D. S. Oliveira, C. G. C. Branco, and F. L. M. Antunes, "A UPS with 110 V/20 V input voltage and high-frequency transformer isolation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2982–2996, Aug. 2008.
- [37] J. S. Bong, S. K. Jin, D. L. Jae, and S. K. Young, "The design of the PI compensator for the bidirectional dc-dc converter in the dc distributed power system," in *Proc. IEEE Elect. Mach. Syst. Intell. Conf.*, 2010, pp. 372–376.
- [38] P. Garcia, L. M. Fernandez, C. A. Garcia, and F. Jurado, "Energy management system of fuel-cell-battery hybrid tramway," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4013–4023, Dec. 2010.
- [39] R.T. Naayagi, A.J. Forsyth, and R. Shuttleworth, "High-power bidirectional DC–DC converter for aerospace applications" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4366–4379, Nov. 2012.
- [40] Z. Wang, and H. Li, "A soft switching three-phase current-fed bidirectional DC-DC converter with high efficiency over a wide input voltage range" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 669–684, Feb. 2012.
- [41] B. Zhao, Q. Yu, Z. Leng, and X. Chen "2012. Switched Z-source isolated bidirectional DC–DC converter and its phase-shifting shoot-through bivariate coordinated control strategy" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4607–4619, Dec. 2012.
- [42] X. Li, and Y.F. Li, "An optimized phase-shift modulation for fast transient response in a dual-active-bridge converter" *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 6, pp. 2661–2666, Jun. 2014.
- [43] Z. Chen, M. Chen, F. Ji, and J. Li, "Analysis and implementation of a novel full-bridge ZVS converter with adaptive auxiliary circuit," in *Proc. IEEE IECON*, Nov. 2010, pp. 308–313.
- [44] A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A New ZCS-PWM Full-Bridge DC–DC Converter with Simple Auxiliary Circuits" *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 3, pp. 1321–1330, Mar. 2014.

- [40] C. Liu, B. Gu, J. Lai, M. Wang, C. Zheng, Y. Ji, and P. Sun, "High efficiency hybrid full-bridge-half-bridge converter with shared ZVS lagging leg and dual outputs in series," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 849–861, Feb. 2013.
- [41] I. Lee and G. Moon, "Soft-switching dc/dc converter with a full ZVS range and reduced output filter for high-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 112–122, Jan. 2013.
- [42] L. S. Yang and T. J. Liang, "Analysis and implementation of a novel bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 422–434, Jan. 2012.
- [43] P. Das, B. Laan, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "A non-isolated bidirectional ZVS-PWM active clamped dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 503–508, Feb. 2009.
- [44] C. Mi, H. Bai, C. Wang, and S. Gargies, "Operation, design and control of dual H-bridge based isolated bidirectional dc-dc converter," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 507–517, May. 2008.
- [45] H. Bai and C. Mi, "Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2900–2914, Nov. 2008.
- [46] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan./Feb. 1991.
- [47] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007.
- [48] G. Su and L. Tang, "A three-phase bidirectional DC-DC converter for automotive applications," in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, (IAS '08)*, Edmonton, Canada, 0–9 Oct. 2008, pp. 1–7.
- [49] Y. Xie, J. Sun, and J. S. Freudenberg, "Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 1, pp. 54–66, Jan. 2010.
- [50] P. Xuwei, and A.K. Rathore, "Naturally Clamped Soft-Switching Current-Fed Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, Iss. 5, pp. 3316–3324, May. 2010.
- [51] A. K. Rathore and Prasanna UR, "Comparison of soft-switching voltage-fed and current-fed bi-directional isolated Dc/Dc converters for fuel cell vehicles," *IEEE ISIE*, May 2012, pp. 202–207.
- [52] M. Mohr and F.-W. Fuchs, "Voltage fed and current fed full bridge converter for the use in three phase grid connected fuel cell systems," *IEEE IPERC*, 2006, pp. 1–7.
- [53] T. F. Wu, Y. C. Chen, J. G. Yang, and C. L. Kuo, "Isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter with a flyback snubber," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, pp. 1910–1922, Jul. 2010.
- [54] Y. Miura, M. Kaga, Y. Horita and T. Ise, "Bidirectional Isolated dual full-bridge dc-dc converter with active clamp for EDLC," *IEEE ECCE*, 2010, pp. 1036–1043.
- [55] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai, "Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft switching scheme and soft-starting capability," *IEEE APEC*, 2000, pp. 111–118.

- [61] R.J. Wai, C.Y. Lin, and Y.R. Chang, "High step-up bidirectional isolated converter with two input power sources," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 2629–2643, 2009.
- [62] Z. Biao, S. Qiang, L. Wenhua, and S. Weixin, "Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual phase-shift control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 10, pp. 4408–4417, Oct. 2013.
- [63] Z. Biao, Y. Qingguang, and S. Weixin, "Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in micro-grid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov. 2012.
- [64] B. Hua, N. Ziling, and C. C. Mi, "Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1444–1459, Jun. 2005.
- [65] K. Myoungcho, M. Rosekeit, S. Seung-Ki, and R. W. A. A. De Doncker, "A dual-phase-shift control strategy for dual-active-bridge DC-DC converter in wide voltage range," in *Proc. IEEE 8th Int. Conf. Power Electron. ECCE Asia*, 2011, pp. 364–371.
- [66] F. Krismer, S. Round, and J. W. Kolar, "Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range," in *Proc. 37th IEEE PESC*, Jun. 2006, pp. 1–9.
- [67] N. Schibli, "DC-DC converters for two-quadrant operation with controlled output voltage," in *Proc. 9th EPE*, 1999, pp. 1–9.
- [68] H. Akagi, and R. Kitada, "Control and design of a modular multilevel cascade BTB system using bidirectional isolated dc/dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2407–2414, Sep. 2011.
- [69] N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, "Design and performance of a bidirectional isolated dc-dc converter for a battery energy storage system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1237–1248, Mar. 2012.
- [70] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Three-port triple-half-bridge bidirectional converter with zero-voltage switching," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 782–792, Jan. 2008.
- [71] H. Zhou and A. M. Khambadkone, "Hybrid modulation for dual-active bridge bidirectional converter with extended power range for ultra-capacitor application," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp. 1434–1442, Jul. 2009.
- [72] T. Hirose, M. Takasaki, Y. Ishizuka, "A power efficiency improvement technique for a bidirectional dual active bridge dc-dc converter at light load", in *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 6, pp. 4047–4050, Nov.-Dec. 2014.
- [73] M. Domb, R. Redl, and N. O. Sokal, "Non-dissipative turn-off snubber alleviates switching power dissipation, second-breakdown stress and V overshoot: Analysis, design procedure, and experimental verification," in *Proc. IEEE PESC'82*, 1982, pp. 440–444.
- [74] T. Tanaka, T. Ninomiya, and T. Harada, "Design of a non-dissipative turn-off snubber in a forward converter," in *Proc. IEEE PESC'88*, 1988, pp. 789–796.
- [75] R. L. Lin, Y. Zhao, and F. C. Lee, "Improved soft-switching ZVT converters with active snubber," in *Proc. IEEE APEC'98*, 1998, pp. 1063–1069.
- [76] T. Reimann, S. Szeponik, and G. Berger, "A novel control principle of bi-directional DC-DC power conversion," in *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, 1997, vol. 2, pp. 978–984.
- [77] R. Watson, F.C. Lee, "A soft-switched, full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit," *IEEE PESC*, 1996, Volume: 2, Page(s): 1948–1954.

- [^{٧٨}] Z. Lizhi; W. Kunrong; F.C. Lee; L. J. Sheng, “New start-up schemes for isolated full-bridge boost converters,” *IEEE APEC* ٢٠٠٠, Page(s): ٣٠٩-٣١٣ vol.١.
- [^{٧٩}] K. Wang, F. C. Lee, and J. Lai, “Bidirectional full-bridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme, Part I: Principles of operation,” in *Proc. VPEC Annu. Sem.*, ١٩٩٨, pp. ١٤٣-١٤٩.
- [^{٨٠}] M. Murugan, “Regulated bidirectional dc-to-dc voltage converter which maintains a continuous input current during step-up conversion,” U.S. Patent ٥ ٢٥٥ ١٧٤, ٢٠١٤.
- [^{٨١}] L. Zhu, J. S. Lai, and F. C. Lee, “Accelerated commutation for passive clamp isolated boost converters,” U.S. Patent ٦ ٤٥٢ ٨١٥, ٢٠١٥.
- [^{٨٢}] B. Gu, J. S. Lai, N. Kees, C. Zheng, “Hybrid switching full-bridge DC-DC converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٨, no. ٣, pp. ١١٣٢-١١٤٤, Mar. ٢٠١٧.
- [^{٨٣}] H. Cha, L. Chen, R. Ding, Q. Tang, and F. Z. Peng, “An Alternative Energy Recovery Clamp Circuit for Full-Bridge PWM Converters With Wide Ranges of Input Voltage”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. ٢٣, no. ٦, pp. ٢٨٢٨-٢٨٣٧, Nov. ٢٠١٨.
- [^{٨٤}] Majid Delshad; Nasrin Asadi Madiseh; Mohammad Reza Amini, “Implementation of soft-switching bidirectional flyback converter without auxiliary switch” *IET Power Electronics*, Vol. ٦, no. ٩, pp. ١٨٨٤ – ١٨٩١, November ٢٠١٣

Abstract

The bidirectional converter has been used in various systems such as fuel cell power systems, electric energy systems of hybrid cars, DC uninterrupted power supply, etc., due to power transmission in two directions. Since there are less in converters with hard switching, two main switches are impossible to transfer power in two directions, but due to switching losses, the efficiency and power density of these converters are low. There are many ways to create software switching conditions in this converter, but adding a switch to create software switching conditions creates performance and control in two directions. The use of a transformer isolates the high voltage side and the low voltage side of the converter, and the voltage gain can also be adjusted. In this research, a new isolated two-way converter is presented, which uses a new snubber, in addition to creating software switches for both main switches of the converter, the additional switch of the snubber circuit energy is transferred to the output. The number of elements of the proposed converter is low and its control is very simple because each side operates only one switch. The performance of the proposed converter has been fully analyzed and simulated in PSPICE software, the results of which confirm the theoretical analysis of the converter.

Keywords: bidirectional converter, isolated, lossless snubber, high efficiency



**Islamic Azad University
Isfahan (Khorasgan) Branch
Faculty of Engineering**

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for
The Degree of M.Sc. in Electrical Engineering – Power Systems Engineering

Title

**A Bidirectional Flyback Converter with Cross-Coupled LCD
Snubbers for Sustainable Energy Sources**

Supervisor

Dr. Majid Delshad

By

Humam Hussein Mightadh Al-tameemi

November ۲۰۲۲