

یک مبدل DC-DC دوطرفه با قابلیت کلیدزنی ولتاژ صفر برای کاربرد ذخیره‌سازی انرژی

فرزاد صداقتی

استادیار گروه مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران
farzad.sedaghati@uma.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک مبدل DC-DC دوطرفه با چگالی توان بالا برای کاربرد ذخیره‌سازی انرژی ارائه شده است. مبدل ارائه شده امکان مبادله توان در هر دو جهت را فقط با استفاده از تنظیم زاویه شیف‌فاز فراهم می‌کند. قابلیت کلیدزنی ولتاژ صفر برای لحظات روشن و خاموش شدن تمامی کلیدها از مهم‌ترین مزایای مبدل پیشنهادی است که امکان استفاده از آن را برای کاربردهای توان بالا میسر می‌سازد. کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل بدون نیاز به تجهیزات کمکی فراهم می‌گردد. در ساختار مبدل از ترانسفورماتورهای فرکانس بالا استفاده شده است که تطبیق ولتاژ دو سمت مبدل را فراهم می‌کند. علاوه بر این، اندوکتانس نشستی ترانسفورماتور همراه با اندوکتانس کمکی خارجی به عنوان ذخیره‌کننده انرژی در انتقال توان از یک سمت به سمت دیگر مبدل عمل می‌کند. اصول عملکرد مبدل در حالت دائمی بررسی می‌شود و سپس مدل دینامیکی آن ارائه می‌گردد. شرایط تأمین کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل مطالعه می‌شود و در نهایت نتایج اندازه‌گیری عملی نمونه آزمایشگاهی مبدل ارائه می‌گردد.

واژه‌های کلیدی: مبدل DC-DC، انتقال توان دوطرفه، کلیدزنی ولتاژ صفر، ترانسفورماتور فرکانس بالا، ساختار مازولار.

* نویسنده مسئول

سلول پایه جهت طراحی مبدل DC-DC دوطرفه برای CESS استفاده شده است [۶]. ترانسفورماتور نیمه‌هادی ماژولار آبشاری^{۱۲} بر پایه سلول‌های مبدل DAB به‌عنوان یکی از ساختارهای جدید جهت به‌کارگیری در ریزشبه‌ها مطرح شده است. ساختار ترانسفورماتور نیمه‌هادی از مبدل AC به DC چندسطحی^{۱۳} آبشاری، مبدل ماژولار DAB و طبقه اینورتر تشکیل شده است [۷-۹].

یک ترانسفورماتور قدرت الکترونیکی^{۱۴} (EPT) به‌عنوان وسیله انتقال و تبدیل توان، بر اساس اتصال ماژولار مبدل DAB ارائه شده است. این ساختار از اتصال آبشاری مبدل AC به DC اکتیو در دو طرف هسته مرکزی مبدل تشکیل شده است [۱۰]. ساختار یک مبدل DC-DC توان بالا که برای کاربرد فیدرهای راه‌آهن طراحی شده است در [۱۱] ارائه شده است. از خاصیت دوطرفه بودن این مبدل برای شارژ باتری در حالت ترمزی قطار برقی استفاده می‌شود. برای اتصال منبع هیبرید ذخیره‌ساز انرژی از طریق اینورتر متصل به شبکه، مبدل DC-DC آبشاری ارائه و روش کنترلی آن تشریح شده است [۱۲].

در این مقاله، یک مبدل DC-DC دوطرفه برای کاربرد ذخیره‌ساز انرژی الکترونیکی ارائه شده است. ویژگی کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل باعث افزایش راندمان مبدل می‌شود. همچنین ساختار ماژولار ساده مبدل امکان توسعه آن را به راحتی میسر می‌سازد. این دو ویژگی، کاربرد مبدل را برای توان‌های بالا تسهیل می‌کند. در ادامه مقاله، ساختار مبدل پیشنهادی ارائه می‌شود و اصول عملکرد آن در حالت دائمی تشریح می‌شود. مدل‌سازی دینامیکی مبدل پیشنهادی ارائه می‌شود و شرایط تأمین کلیدزنی ولتاژ صفر آن تحلیل می‌گردد. در نهایت نتایج اندازه‌گیری عملی برای بررسی عملکرد و کلیدزنی ولتاژ صفر ارائه می‌شود و نتیجه‌گیری از کار انجام‌شده استخراج می‌گردد.

۲. مبدل DC-DC پیشنهادی

ساختار مبدل DC-DC، پیشنهادی برای اتصال ذخیره‌ساز انرژی به یک شین^{۱۵} DC، در شکل (۱) نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی از ساق‌های موازی که در هر یک از این ساق‌ها یک جفت کلید قدرت قرار دارد، تشکیل شده است. مبدل DC-DC مذکور شامل N ماژول است. سمت اولیه مبدل لینک DC متصل به یک پل ماژولار موازی

ذخیره‌سازهای انرژی الکترونیکی نقش بسیار مهمی در صنایع الکترونیکی روز دنیا دارند که از مهم‌ترین آن‌ها می‌توان به ریزشبه‌ها^۱، خودروهای برقی^۲، منابع تولید پراکنده^۳ و منابع انرژی تجدیدپذیر اشاره کرد. به منظور بهره‌برداری از منابع ذخیره‌ساز انرژی الکترونیکی و منابع انرژی تجدیدپذیر نظیر پانل‌های خورشیدی در شبکه‌های DC^۴ نیاز به مبدل DC-DC دوطرفه است [۱].

برای کاربردهای توان بالا سعی می‌شود مبدل DC-DC به نحوی طراحی شود که چگالی توان بالایی داشته باشد. یکی از معروف‌ترین ساختارهای مبدل DC-DC با چگالی توان بالا مبدل DC-DC با دو پل اکتیو^۵ (DAB) است [۲]. این مبدل در کنار ویژگی چگالی توان بالا، توانایی کلیدزنی ولتاژ صفر^۱ (ZVS) را نیز دارد. با این حال، تعداد زیاد کلیدهای آن باعث شد تا ساختار مبدل DC-DC با دو نیم‌پل اکتیو^۷ (DHB) ارائه شود که مدار تمام‌پل با مدار نیم‌پل در آن جایگزین شده است [۳]. از اتصال موازی چند مبدل DC-DC با نیم‌پل اکتیو به منظور افزایش ظرفیت توان انتقالی استفاده می‌شود [۴]. ساختار ماژولار^۸ مبدل DC-DC امکان انتقال توان بالا را فراهم می‌آورد و باعث می‌شود توان انتقالی بین ماژول‌های مبدل تقسیم شود. مبدل ماژولار دوفاز برای یک سیستم الکترونیکی سه‌شینه ارائه شده است که شامل اتصال موازی دو فاز است به طوری که هر فاز متشکل از یک مبدل DC-DC دوطرفه با مدار نیم‌پل می‌باشد. در این ساختار خازن‌های لینک^۹ DC بین دو فاز مبدل به اشتراک گذاشته شده‌اند که این موضوع موجب کاهش ریپل جریان منابع می‌شود [۵]. با توجه به این که در بسیاری از سیستم‌های الکترونیکی ذخیره‌ساز انرژی با قابلیت چگالی انرژی بالا نظیر باتری و چگالی توان بالا مانند ابرخازن به‌طور هم‌زمان موردنیاز است، ساختار سیستم ذخیره‌ساز انرژی مرکب^{۱۱} مطرح شده است که یکی از موارد کاربرد آن در ریزشبه‌هاست.

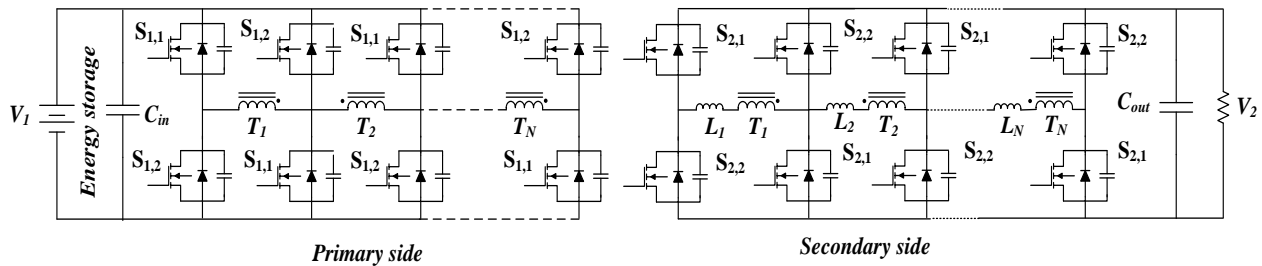
با توجه به ویژگی‌های مبدل DAB نظیر قابلیت انتقال دوطرفه توان، ایزولاسیون الکترونیکی^{۱۱} بین دو سمت DC، کلیدزنی ولتاژ صفر و کنترل آسان از طریق تنظیم زاویه شیفت فاز، از این مبدل به‌عنوان

1. Microgrids
2. Electric Vehicle
3. Distributed Generation
4. Direct Current
5. Dual Active Bridge
6. Zero Voltage Switching
7. Dual half Bridge
8. Modular
9. DC-Link
10. Composite Energy Storage System (CESS)
11. Galvanic Isolation

12. Cascade
13. Multilevel
14. Electronic Power Transformer
15. Bus

شده‌اند به طوری که سیم پیچ اولیه آن‌ها در پل سمت اولیه و سیم پیچ سمت ثانویه آن‌ها در پل سمت ثانویه مبدل قرار دارد.

است و سمت ثانویه آن نیز لینک DC متصل به پل مازولار موازی دیگر است. ترانسفورماتورهای فرکانس بالا بین دو پل موازی قرار داده



شکل (۱): ساختار مبدل DC-DC پیشنهادی برای اتصال ذخیره‌ساز انرژی.

جریان بار از تمامی کلیدها در طول یک تناوب کلیدزنی و سیم پیچ‌های ترانسفورماتورها در طول هر یک از نیم تناوب‌ها، با تلفات هدایتی زیادی روبرو است در حالی که در ساختار موازی تلفات هدایتی به مراتب کمتر است. از سوی دیگر، تفاوت اساسی دو نوع اتصال در قابلیت اطمینان آن‌هاست. مبدل‌ها با اتصال سری مازول‌ها، دارای قابلیت اطمینان به مراتب پایین‌تری نسبت به مبدل‌ها با اتصال مازول‌های موازی هستند چرا که با خرابی یک مازول در اتصال سری، کل مسیر جریان مبدل قطع می‌شود ولی در اتصال موازی عملکرد مبدل با خرابی یک مازول، همچنان دنبال می‌شود هر چند تغییراتی در مشخصات جریان عناصر مبدل صورت می‌گیرد. همچنین در اتصال سری، با افزایش تعداد مازول‌ها قابلیت اطمینان کل، کاهش می‌یابد در حالی که در اتصال موازی با افزایش تعداد مازول‌ها، نرخ افزایش قابلیت اطمینان کاهش می‌یابد.

۳. تحلیل عملکرد حالت دائمی مبدل پیشنهادی

همان‌طور که در بخش قبل اشاره شد، دو پل مازولار دوطرفه در ساختار مبدل استفاده شده است که وظیفه آن‌ها تولید ولتاژ AC^3 برای سمت ترانسفورماتورها و یکسوکردن ولتاژ AC فرکانس بالا برای لینک DC مبدل است. نحوه انتقال توان از یک سمت مبدل به سمت دیگر آن بر اساس کنترل شیفت فاز^۴ بین شکل موج‌های AC تولیدی توسط دو پل می‌باشد. پل سمت اولیه، شکل موج مربعی AC با سیکل کاری ۵۰ درصد و فرکانس کلیدزنی پل تولید می‌کند و به‌طور مشابه، پل سمت ثانویه نیز شکل موج مربعی AC با همان سیکل کاری و فرکانس ولی با اندکی شیفت فاز نسبت به شکل موج سمت اولیه

ترانسفورماتورهای فرکانس بالا^۱ ایزولاسیون الکتریکی بین دو سمت اولیه و ثانویه مبدل را فراهم می‌آورند و همان‌طور که در ادامه بررسی خواهد شد، اندوکتانس نشستی^۲ آن‌ها به‌عنوان عنصر ذخیره‌کننده لحظه‌ای انرژی در انتقال توان از یک سمت مبدل به سمت دیگر آن نقش اساسی ایفا می‌کند. در مبدل پیشنهادی هر یک از ترانسفورماتورها وظیفه انتقال بخشی از توان را بر عهده دارند که این موضوع، امکان به اشباع رفتن هسته ترانسفورماتورهای موردنیاز برای مبدل را کاهش می‌دهد و همچنین تنش ولتاژ و تنش جریان کلیدهای به کار رفته در ساختار مبدل را کاهش می‌دهد. کلیدهای هر یک از ساق‌های به صورت مکملی روشن و خاموش می‌شوند.

اتصال چندین ساق به شکل موازی، ساختار مازولار را برای مبدل پیشنهادی به وجود آورده است که قابلیت اطمینان عملکرد آن را افزایش می‌دهد. دو پل مبدل، ساختار کاملاً مشابهی دارند، بنابراین یک ساختار متقارن برای مبدل ایجاد می‌شود که این ویژگی امکان انتقال دوطرفه توان را فراهم می‌آورد. به‌کارگیری ترانسفورماتورهای موازی فرکانس بالا امکان انتقال توان بالا از یک سمت به سمت دیگر مبدل را با حجم نسبتاً کوچک مبدل فراهم می‌کند. این موضوع به افزایش چگالی توان مبدل کمک می‌کند. بنابراین، از مهم‌ترین ویژگی‌های مبدل پیشنهادی می‌توان به ساختار متقارن و امکان مبادله دوطرفه توان، ایجاد ایزولاسیون الکتریکی بین دو سمت DC و چگالی توان بالا اشاره کرد.

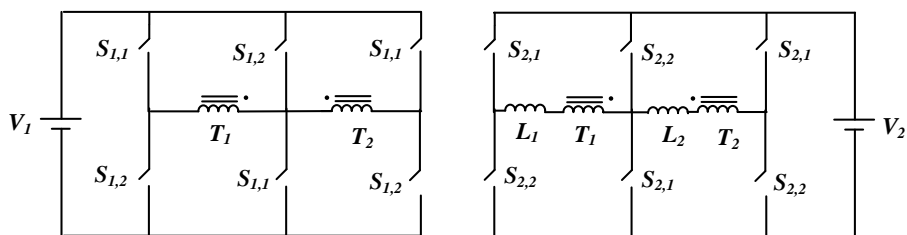
ساختار مرجع [۱۳]، ساختار تعمیم‌یافته سری مبدل تمام‌پل و ساختار پیشنهادی این مقاله، ساختار تعمیم‌یافته موازی مبدل تمام‌پل است. تفاوت در دو ساختار به نحوه اتصال، مشخصات الکتریکی و بهره‌برداری این دو مبدل برمی‌گردد. ساختار سری به دلیل عبور کل

3. Alternating Current
4. Phase Shift Control

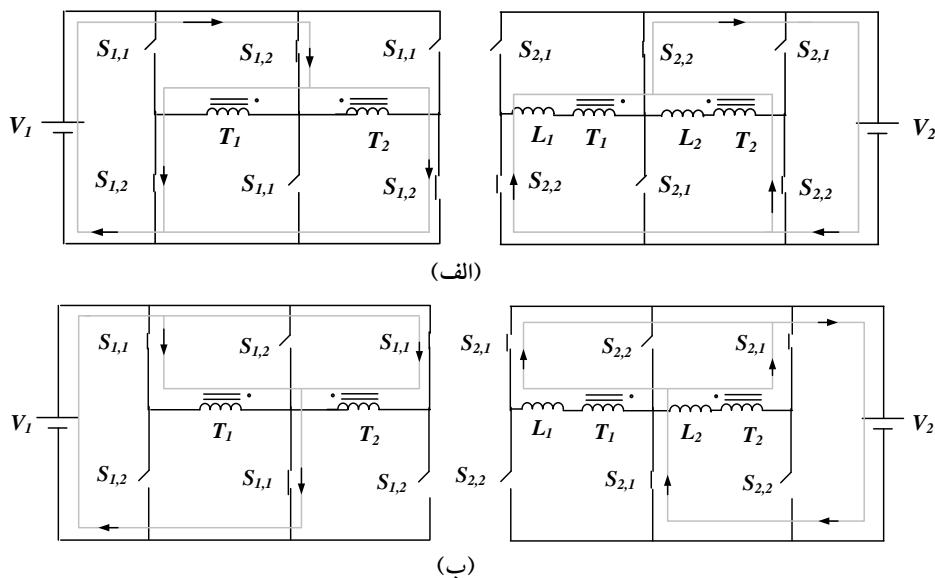
1. High Frequency Transformer
2. Leakage Inductance

می‌دهد. کلیدهای مجاور به صورت مکملی و با سیکل کاری ۵۰ درصد روشن و خاموش می‌شوند تا شکل موج مربعی AC در اولیه و ثانویه ایجاد گردد. بنابراین در پل سمت اولیه و در نیم‌سیکل اول دسته، کلیدهای $S_{1,2}$ و در نیم‌سیکل دوم، دسته کلیدهای $S_{1,1}$ هدایت می‌کنند.

تولید می‌کند. اگر شکل موج اولیه نسبت به شکل موج ثانویه پیش‌فاز باشد، توان از سمت اولیه به سمت ثانویه و اگر شکل موج ثانویه نسبت به شکل موج اولیه پیش‌فاز باشد، توان از سمت ثانویه به سمت اولیه مبدل منتقل می‌شود. برای درک راحت‌تر اصول عملکرد مبدل پیشنهادی، ساختار مبدل با دو ماژول در شکل (۲) نشان داده شده است. شکل (۳) نحوه کلیدزنی مبدل را در دو نیم‌سیکل متوالی نشان



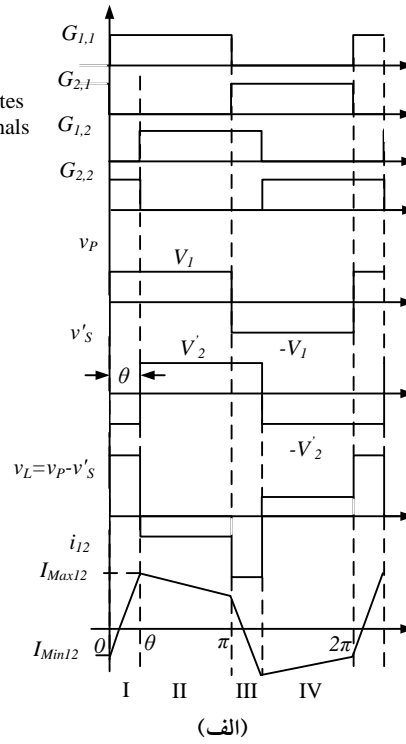
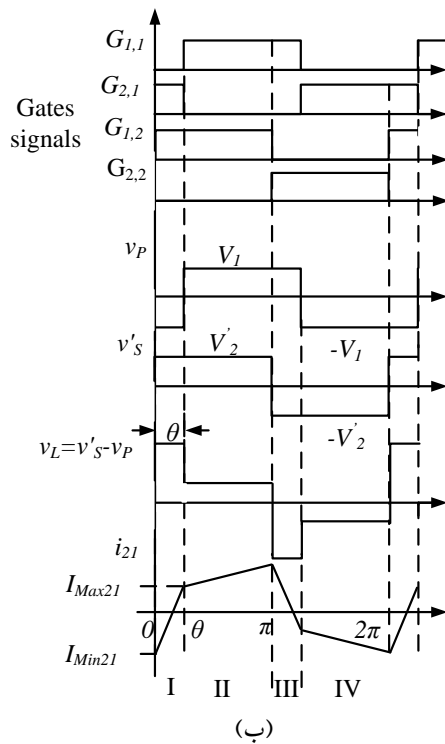
شکل (۲): ساختار مبدل DC-DC پیشنهادی با دو ماژول. شکل (۱).



شکل (۳): نحوه کلیدزنی مبدل در (الف) نیم‌سیکل اول کلیدزنی، (ب) نیم‌سیکل دوم کلیدزنی.

اندوکتانس معادل نقش ذخیره‌کننده لحظه‌ای و انتقال‌دهنده انرژی را ایفاء می‌کند به طوری که ولتاژ روی اندوکتانس باعث به وجود آمدن جریان و در نتیجه انتقال توان از یک سمت به سمت دیگر مبدل می‌شود. شکل موج‌های مربعی ولتاژ طرف اولیه و ثانویه یکی از ترانسفورماتورها همراه با ولتاژ روی اندوکتانس معادل در طرف اولیه ترانسفورماتور و جریان عبوری از آن برای انتقال توان از سمت اولیه به سمت ثانویه در شکل (۴-الف) و جهت معکوس توان در شکل (۴-ب) نشان داده شده است.

به طور مشابه، در پل سمت ثانویه نیز در نیم‌سیکل اول، دسته کلیدهای $S_{2,2}$ و در نیم‌سیکل دوم، دسته کلیدهای $S_{2,1}$ هدایت می‌کنند. هدایت دسته کلیدهای $S_{1,1}$ و $S_{2,1}$ با اختلاف‌فازی نسبت به هم‌دیگر انجام می‌پذیرد که بر اساس این اختلاف‌فاز، جهت و اندازه توان انتقالی تعیین می‌شود. شرایط مشابهی برای کلیدزنی دسته کلیدهای $S_{1,2}$ و $S_{2,2}$ با همان اندازه اختلاف‌فاز برقرار است. فرآیند انتقال توان از ولتاژی که در نتیجه اختلاف‌فاز ولتاژهای موج مربعی دو سمت روی اندوکتانس معادل قرار می‌گیرد، آغاز می‌شود. در ساختار مبدل،



شکل (۴): شکل موج های سیگنال گیت کلیدها، ولتاژ موج مربعی اولیه و ولتاژ انتقال یافته ثانویه، ولتاژ اندوکتانس معادل در هر ماژول و جریان عبوری از ترانسفورماتور در انتقال توان (الف) از سمت اولیه به سمت ثانویه مبدل، (ب) از سمت ثانویه به سمت اولیه مبدل.

$$I_{Max12} = \frac{(V_1 + V_2')\theta - (V_1 - V_2')(\pi - \theta)}{2L\omega} \quad (۴)$$

طبق محاسبات بالا و مطابق شکل های (۲) و (۳)، حداکثر جریان عبوری از کلیدهای بیرونی (ساق های بیرونی) پل های مبدل با حداکثر جریان عبوری از هر یک از ترانسفورماتورها (I_{Max})، برابر است و حداکثر جریان عبوری از کلیدهای دورنی (ساق های دورنی) مبدل با دو برابر حداکثر جریان عبوری از هر یک از ترانسفورماتورها برابر است. با استفاده از شکل (۴) و روابط (۱) تا (۴)، متوسط جریان ورودی مبدل مطابق رابطه (۵) است.

$$\bar{i}_{12} = \frac{V_2'}{L\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (۵)$$

با صرف نظر کردن از تلفات، توان خروجی مبدل برابر با توان ورودی آن تقریب زده می شود. بنابراین مقدار توان انتقالی از سمت اولیه به سمت ثانویه توسط یک ماژول، از رابطه (۶) به دست می آید.

$$P_{12} = \frac{V_1 V_2'}{L\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) = \frac{V_1 V_2'}{nL\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (۶)$$

در نهایت، توان انتقالی کل توسط مبدل با N ماژول از رابطه زیر محاسبه می شود:

در تحلیل حالت دائمی، انتقال توان از سمت اولیه به سمت ثانویه مبدل در نظر گرفته می شود. برای انتقال توان در جهت معکوس، روابط مشابهی را می توان به دست آورد. همان طور که در شکل (۴) نشان داده شده است، جریان در بازه زمانی I در سمت اولیه ترانسفورماتور برابر با رابطه (۱) است.

$$i_{12}(\omega t) = \left(\frac{V_1 + V_2'}{L\omega}\right)\omega t + i_{12}(0) \quad , \quad 0 \leq \omega t \leq \theta \quad (۱)$$

به طور مشابه، رابطه جریان برای بازه زمانی II برابر است با:

$$i_{12}(\omega t) = \left(\frac{V_1 - V_2'}{L\omega}\right)(\omega t - \theta) + i_{12}(\theta) \quad , \quad \theta \leq \omega t \leq \pi \quad (۲)$$

در حالت دائمی، جریان ترانسفورماتور برای هر نیم سیکل، متقارن است. بنابراین می توان برای $i_{12}(0) = -i_{12}(\pi)$ را در نظر گرفت. با استفاده از روابط (۱) و (۲) مقادیر حداکثر و حداقل جریان ترانسفورماتور به شرح زیر به دست می آیند:

$$I_{Min12} = -\frac{(V_1 + V_2')\theta + (V_1 - V_2')(\pi - \theta)}{2L\omega} \quad (۳)$$

$$P_o = \frac{V_2^2}{R_L} \quad (9)$$

که در رابطه فوق R_L مقاومت بار متصل به خروجی مبدل را نشان می‌دهد. دو رابطه به دست آمده برای توان خروجی مبدل، مطابق رابطه (۱۰) معادل یکدیگر قرار داده می‌شوند.

$$N \frac{V_1 V_2}{nL\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) = \frac{V_2^2}{R} \quad (10)$$

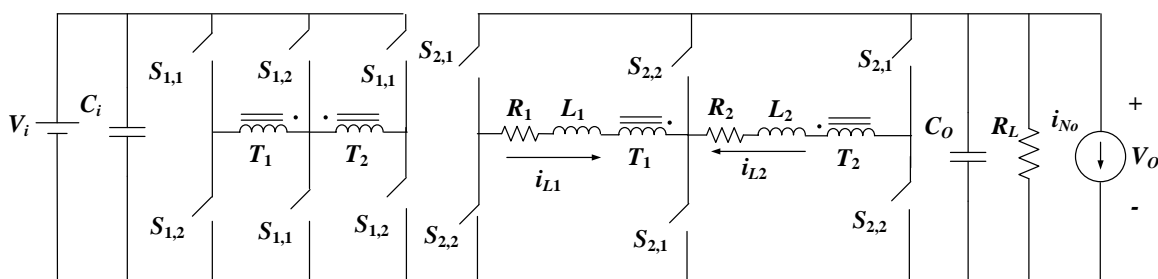
با ساده کردن رابطه (۱۰) نسبت تبدیل ولتاژ DC مبدل ماژولار در حالت دائمی مطابق رابطه (۱۱) به دست می‌آید.

$$V_{DC,G} = \frac{V_2}{V_1} = N \frac{R}{nL\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (11)$$

رابطه اخیر نشان می‌دهد که نسبت تبدیل ولتاژ DC مبدل در حالت دائمی به مقادیر نسبت تبدیل ترانسفورماتورهای فرکانس بالا، مقاومت بار، راکتانس کل معادل و زاویه شیفت فاز مبدل بستگی دارد.

۴. تحلیل عملکرد دینامیکی مبدل پیشنهادی

برای بررسی عملکرد حالت دینامیکی مبدل DC-DC پیشنهادی، لازم است با روشی مناسب به مدل‌سازی دینامیکی مبدل پرداخته شود. مدل ساده شده مبدل DC-DC پیشنهادی، در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل (۶): مدل ساده شده مبدل DC-DC پیشنهادی.

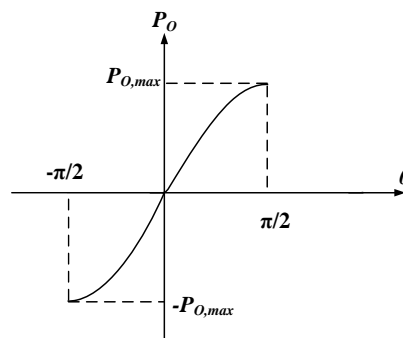
برای مبدل پیشنهادی، قابل استفاده نیست چرا که جریان ترانسفورماتورها جریان AC خالص است و در حالت عملکرد ایده‌آل مبدل مقدار یا مؤلفه DC ندارد. بنابراین روش متوسط‌گیری

$$P_o = NP_{12} = N \frac{V_1 V_2}{nL\omega} \theta \left(1 - \frac{\theta}{\pi}\right) \quad (7)$$

حداکثر توان قابل انتقال توسط مبدل ماژولار با تعیین نقطه حداکثر رابطه توان، مطابق رابطه (۸) به دست می‌آید که در زاویه شیفت فاز $\theta_{Pmax} = \pm \pi/2$ رخ می‌دهد.

$$\pm P_{o,max} = \pm N \frac{V_1 V_2}{8nf_s L} \quad (8)$$

بنابراین با کنترل زاویه شیفت فاز بین دو پل مبدل از $-\pi/2$ تا $\pi/2$ می‌توان جهت و اندازه توان انتقالی توسط مبدل را کنترل نمود. زاویه شیفت فاز $-\pi/2$ تا صفر رادیان برای انتقال توان از سمت ثانویه به سمت اولیه و زاویه شیفت فاز صفر تا $\pi/2$ رادیان برای انتقال توان از سمت اولیه به سمت ثانویه مبدل تنظیم می‌گردد. شکل (۵) ارتباط بین توان انتقالی مبدل و تغییرات زاویه شیفت فاز را نشان می‌دهد.



شکل (۵): ارتباط بین توان انتقالی و زاویه شیفت فاز مبدل پیشنهادی.

توان خروجی مبدل ماژولار را می‌توان با رابطه (۹) بازنویسی نمود.

1. State-Space Averaging Technique

اگر جریان ترانسفورماتور (i_L) و ولتاژ خازن خروجی (v_o) ، به عنوان متغیرهای حالت در نظر گرفته شوند، معادلات حالت مبدل پیشنهادی مطابق روابط (۱۶) و (۱۷) به دست می آیند.

$$\frac{dv_o(\tau)}{dt} = -\frac{1}{R_L C_o} v_o(\tau) + \frac{2}{C_o} \lambda_{out}(\tau) i_L(\tau) - \frac{i_{No}}{C_o} \quad (16)$$

$$\frac{di_L(\tau)}{dt} = -\frac{R}{L} i_L(\tau) + \frac{1}{nL} \lambda_{in}(\tau) v_i(\tau) - \frac{1}{L} \lambda_{out}(\tau) v_o(\tau) \quad (17)$$

هر دو معادله بالا، توابع غیرخطی و متغیر با زمان هستند بنابراین لازم است یک روش متوسط گیری به کار گرفته شود تا مدل خطی و تغییرناپذیر با زمان مبدل استخراج گردد. ایده اصلی در روش متوسط گیری تعمیم یافته، بیان متغیر حالت $x(\tau)$ در طول دوره زمانی $t-T \leq \tau \leq t$ بر حسب سری فوریه آن است. همان طور که پیشتر بیان شد، روش متوسط گیری فضای حالت زمانی قابل اعمال به متغیرهای حالت است که ریبل آن ها کوچک باشد که در این حالت فقط مؤلفه DC یا همان ضریب $k=0$ در نظر گرفته می شود.

در مبدل پیشنهادی، جریان ترانسفورماتور AC خالص است که در واقع به معنی ریبل بسیار بزرگ و مؤلفه DC صفر است. روش متوسط گیری تعمیم یافته، علاوه بر مؤلفه DC از مؤلفه های دیگر سری فوریه نیز برای بیان متغیر حالت استفاده می کند. در این مقاله، از ضرایب $k=0$ و $k=\pm 1$ سری فوریه برای بیان متغیرهای حالت استفاده می شود. از روابط زیر برای محاسبه ضرایب فوریه متغیرهای حالت استفاده می شود. مشتق ضریب k ام متغیر x طبق رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega_s \langle x \rangle_k(t) \quad (18)$$

که در این رابطه، $\langle dx/dt \rangle_k(t)$ متوسط مشتق متغیر حالت x را نشان می دهد. ضریب k ام حاصل ضرب دو متغیر x و y برابر است با:

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i \quad (19)$$

باید اشاره گردد که $k=\pm 1$ سری فوریه مزدوج مختلط هستند. با فرض اینکه دینامیک ولتاژ ورودی و بار خیلی کندتر از دینامیک خود مبدل است، ضریب صفر و ضرایب یک ولتاژ ورودی و جریان بار برابر با روابط (۲۰) و (۲۱) هستند.

$$\langle v_i \rangle_0 = V_i, \quad \langle v_i \rangle_{1R} = \langle v_i \rangle_{1I} = 0 \quad (20)$$

تعمیم یافته^۱ برای مدل سازی دینامیکی مبدل پیشنهادی به کار گرفته می شود که اساس این روش استفاده از تعداد بیشتری از ضرایب سری فوریه^۲ برای نمایش متغیرهای حالت است. پیشتر از این روش، برای مدل سازی مبدل تک فاز AC-DC و اینورتر تشدیدی و همچنین مدل سازی مبدل DC-DC و DAB AC-AC استفاده شده است [۱۴-۱۷].

فرضیات مدل سازی از این قرار است که از جریان مغناطیس کنندگی ترانسفورماتورها صرف نظر می شود و افت ولتاژ روی کلیدهای قدرت ناچیز در نظر گرفته می شود. اندازه خازن ورودی معمولاً به اندازه کافی بزرگ است که از دینامیک آن صرف نظر می شود. مجموع اندوکتانس نشی ترانسفورماتور و اندوکتانس خارجی در ماژول λ_m به عنوان اندوکتانس معادل ماژول (L_j) ، و مجموع مقاومت حالت روشن بودن کلیدها و مقاومت سیم پیچی ترانسفورماتورها و اندوکتانس خارجی تحت عنوان مقاومت معادل ماژول با R_j نشان داده می شوند که هر دو به سمت ثانویه ترانسفورماتور λ_m منتقل می شوند.

روش مدولاسیون شیفیت فاز که در مبدل پیشنهادی به کار گرفته شده است موجب می گردد که ولتاژ ورودی در سمت اولیه ترانسفورماتور λ_m ، (v_{pj}) ، فقط دو مقدار داشته باشد؛ $+V_i$ زمانی که کلیدهای $S_{1,1}$ هدایت می کنند و $-V_i$ زمانی که کلیدهای $S_{2,1}$ هدایت می کنند. بنابراین ولتاژ ورودی ترانسفورماتور λ_m مبدل را می توان مطابق رابطه (۱۲) تعریف نمود [۱۷].

$$v_{pj}(\tau) = \lambda_m(\tau) v_i(\tau) \quad j = 1, 2 \quad (12)$$

به عنوان تابع کلیدزنی پل ورودی طبق رابطه زیر تعریف می شود:

$$\lambda_m(\tau) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \tau < \frac{T}{2} \\ -1 & \frac{T}{2} \leq \tau < T \end{cases} \quad (13)$$

که در این رابطه $T=1/f_s$ است. به طور مشابه برای ولتاژ خروجی ترانسفورماتورها نیز می توان رابطه (۱۴) را نوشت.

$$v_{sj}(\tau) = \lambda_{out}(\tau) v_o(\tau) \quad j = 1 \text{ to } 2 \quad (14)$$

که تابع کلیدزنی در پل خروجی طبق رابطه (۱۵) تعریف می شود.

$$\lambda_{out}(\tau) = \begin{cases} 1 & \frac{\delta T}{2} \leq \tau < \frac{\delta T}{2} + \frac{T}{2} \\ -1 & 0 \leq \tau < \frac{\delta T}{2} \text{ or } \frac{\delta T}{2} + \frac{T}{2} \leq \tau < T \end{cases} \quad (15)$$

1. Generalized Averaging Technique
2. Fourier Series

$$\langle \lambda_{in} \rangle_0 = 0, \langle \lambda_{in} \rangle_{1R} = 0, \langle \lambda_{in} \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \quad (22) \quad \langle i_N \rangle_0 = I_N, \langle i_N \rangle_{1R} = \langle i_N \rangle_{1I} = 0 \quad (21)$$

$$\langle \lambda_{out} \rangle_0 = 0, \langle \lambda_{out} \rangle_{1R} = -\frac{2 \sin \delta\pi}{\pi}, \quad (23)$$

$$\langle \lambda_{out} \rangle_{1I} = -\frac{2 \cos \delta\pi}{\pi}$$

در این مرحله ضرایب توابع کلیدزنی $\lambda_{in}(t)$ و $\lambda_{out}(t)$ به دست می‌آیند. با توجه به تعیین سیکل کاری ۵۰ درصدی برای کلیدها، ضریب صفر هر دو تابع کلیدزنی برابر صفر و ضرایب $k=\pm 1$ این توابع نیز به راحتی از بسط فوریه این توابع به دست می‌آیند.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{O0} \\ i_{L1R} \\ i_{L1I} \\ i_{L0} \\ v_{O1R} \\ v_{O1I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & -\frac{8 \sin \delta\pi}{\pi C_o} & -\frac{8 \cos \delta\pi}{\pi C_o} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2 \sin \delta\pi}{\pi L} & -\frac{R}{L} & \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2 \cos \delta\pi}{\pi L} & -\omega_s & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R}{L} & -\frac{4 \sin \delta\pi}{\pi L} & -\frac{4 \cos \delta\pi}{\pi L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{4 \sin \delta\pi}{\pi C_o} & -\frac{1}{RC_o} & \omega_s \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{4 \cos \delta\pi}{\pi C_o} & -\omega_s & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{O0} \\ i_{L1R} \\ i_{L1I} \\ i_{L0} \\ v_{O1R} \\ v_{O1I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_o} \\ 0 \\ -\frac{2}{\pi nL} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ I_N \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{O0} \\ i_{L1R} \\ i_{L1I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_o} & -\frac{8 \sin \delta\pi}{\pi C_o} & -\frac{8 \cos \delta\pi}{\pi C_o} \\ \frac{2 \sin \delta\pi}{\pi L} & -\frac{R}{L} & \omega_s \\ \frac{2 \cos \delta\pi}{\pi L} & -\omega_s & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{O0} \\ i_{L1R} \\ i_{L1I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \\ -\frac{2}{\pi nL} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i \\ I_N \end{bmatrix} \quad (25)$$

معادلات حالت رابطه (۲۵) دینامیک مبدل DC-DC ماژولار پیشنهادی را بر حسب ضریب مرتبه صفر ولتاژ خازن خروجی و ضرایب مرتبه اول جریان ترانسفورماتورها به‌عنوان متغیرهای حالت بیان می‌کند. اگر در روش متوسط‌گیری تعمیم‌یافته از تعداد ضرایب فوریه بیشتری برای نشان دادن متغیرهای حالت استفاده شود، مدل دقیق‌تری برای بررسی عملکرد دینامیکی مبدل پیشنهادی، حاصل می‌شود با این حال مدل به دست آمده، برای طراحی کنترل‌کننده پیچیده‌تر خواهد بود. از حل معادلات حالت به‌دست‌آمده برای متغیرهای حالت می‌توان به راحتی مقادیر حالت دائمی این متغیرها را به دست آورد.

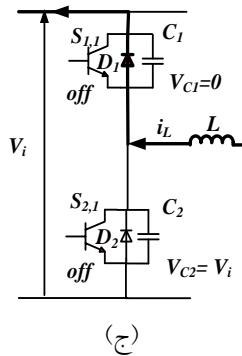
با اعمال فرضیات بالا و مقادیر ضرایب توابع کلیدزنی، معادلات حالت سیگنال کوچک^۱ مبدل پیشنهادی، مطابق رابطه (۲۴) خلاصه می‌شوند. در رابطه اخیر به دست آمده، اگر مقادیر اولیه جریان عبوری از اندوکتانس و ولتاژ خروجی صفر در نظر گرفته شوند، مقادیر i_{L0} ، v_{O1R} و v_{O1I} برابر صفر خواهند بود. بنابراین می‌توان دینامیک این سه متغیر را از بقیه سیستم جدا نمود و در نتیجه معادلات حالت رابطه (۲۴)، به معادلات رابطه (۲۵) کاهش می‌یابد.

1. Small Signal

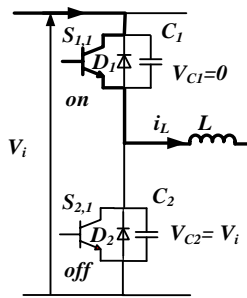
۵. بررسی شرایط ZVS مبدل پیشنهادی

۱.۵. تعیین شیفت فاز لازم برای تأمین ZVS

تأمین شرایط کلیدزنی نرم^۱، برای مبدل‌های توان بالا ضروری است. برای تأمین شرایط ZVS در ساختار مبدل پیشنهادی، یک خازن اسنابر^۲ به صورت موازی با هر یک از کلیدها متصل شده است. زمانی که $V_i = nV_o$ و اندازه توان انتقالی کافی است، کلیدها در شرایط ZVS روشن می‌شوند. با این حال زمانی که $V_i \neq nV_o$ ، کلیدها لزوماً تحت شرایط ZVS روشن نمی‌شوند. در شکل (۷) مدهای عملکردی یک پل مبدل در شرایط ZVS نشان داده شده است. کلید $S_{2,1}$ جریان عبوری از ترانسفورماتور، (i_L) ، را هدایت می‌کند و با خاموش شدن این کلید، زمان مرده^۳ شروع می‌شود. جریان کلید $S_{2,1}$ به خازن‌های C_1 و C_2 منتقل می‌شود. تشدید بین اندوکتانس L و خازن‌های C_1 و C_2 را مجبور به دشارژ از ولتاژ V_i به صفر، و خازن C_2 را مجبور به شارژ از صفر تا ولتاژ V_i می‌کند. زمانی که ولتاژ خازن C_1 به صفر کاهش می‌یابد، جریان به دیود D_1 منتقل می‌شود.



(ج)



(د)

شکل (۷): عملکرد ZVS یک ساق از پل‌های مبدل، (الف) هدایت کلید قدرت، (ب) تشدید بین خازن و سلف، (ج) چرخش آزاد دیود، (د) تغییر جهت جریان.

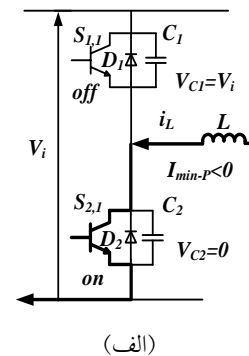
در طول هدایت دیود D_1 ، کلید $S_{1,1}$ پالس‌های گیت^۴ را دریافت می‌کند تا برای هدایت جریان آماده شود. زمانی که جریان دیود به صفر می‌رسد و جهت آن تغییر می‌کند، کلید $S_{1,1}$ شروع به هدایت جریان در حالت ZVS می‌کند. در این فرآیند، عناصر اسنابر کلید هیچ تلفاتی ندارد. از سوی دیگر، شرایط کلیدزنی سخت زمانی رخ می‌دهد که ولتاژ V_i کمتر از nV_o باشد و رابطه (۲۶) برای جریان ترانسفورماتور برقرار باشد.

$$I_{p,Min} > 0 \quad (26)$$

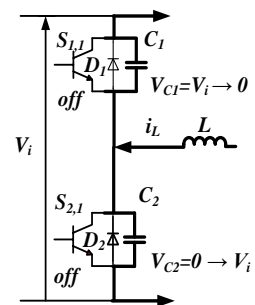
رابطه (۲۶) منجر به نامساوی زیر می‌شود:

$$\theta \leq \frac{nV_o - V_i}{2nV_o} \pi \Rightarrow \theta_{min} = \frac{nV_o - V_i}{2nV_o} \pi \quad (27)$$

در شرایط کلیدزنی سخت خازن، اسنابر C_1 قبل از اینکه زمان مرده به پایان برسد تا سطح ولتاژ V_i شارژ می‌شود. بلافاصله بعد از روشن شدن کلید $S_{1,1}$ ، دیود D_2 دچار بازبایی معکوس^۵ می‌شود. خازن C_1 از ولتاژ V_i تا مقدار صفر دشارژ و خازن C_2 از مقدار صفر تا ولتاژ V_i شارژ می‌شود. فقط مقاومت معادل کلید $S_{1,1}$ ، جریان دشارژ



(الف)

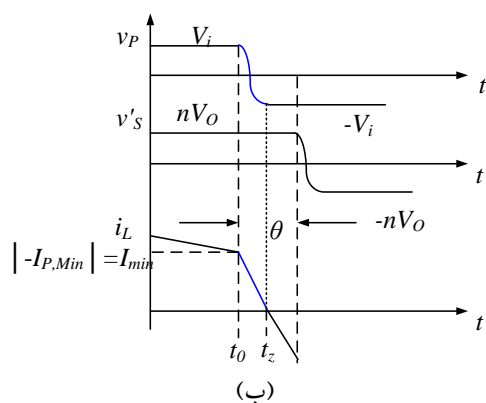
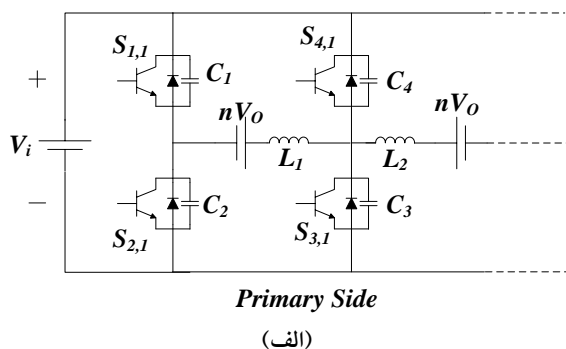


(ب)

1. Soft Switching
2. Snubber
3. Dead-Time

4. Gate Pulses
5. Reverse Recovery

اگر خازن‌های اسنابر برای کلیدهای ساق درونی یک پل برابر باشند، جریان ترانسفورماتور از رابطه (۳۰) به دست می‌آید.



شکل (۸): عملکرد کلیدزنی پل سمت اولیه، (الف) مدار پل سمت اولیه با معادل پل ثانویه انتقال یافته، (ب) شکل موج‌های ولتاژ و جریان پل سمت اولیه.

$$i_L = C_{in} \frac{dv_{C_{in}}}{dt} \quad (30)$$

با در نظر گرفتن رابطه تعادل انرژی و صرف‌نظر کردن از تلفات توان مدار مبدل، رابطه زیر به دست می‌آید:

$$E_{i_0} - E_{t_z} = E_{Delivered} = 2 \times \frac{1}{2} L I_{min}^2 \quad (31)$$

برای تضمین شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر، انرژی تحویلی، $E_{Delivered}$ باید با رابطه زیر برابر باشد:

$$E_{Delivered} = 2 \int_{t_0}^{t_z} i_L nV_o dt = 2n C_{in} V_i V_o \quad (32)$$

در نتیجه حداقل جریان لازم برای تضمین کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدها با استفاده از روابط (۳۱) و (۳۲) مطابق رابطه (۳۳) به دست می‌آید.

$$L I_{min}^2 = 2n C_{in} V_i V_o \Rightarrow I_{min} = \sqrt{\frac{2n C_{in} V_i V_o}{L}} \quad (33)$$

را محدود می‌کند که این موجب تلفات توان می‌شود. در کنار قیدی که برای تأمین شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل در رابطه (۲۷) به دست آمده است، اگر انرژی لازم برای شارژ و دشارژ خازن‌های اسنابر فراهم نگردد، شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر تأمین نمی‌شود.

۲.۵. تعیین حداقل جریان لازم برای تأمین انرژی موردنیاز ZVS

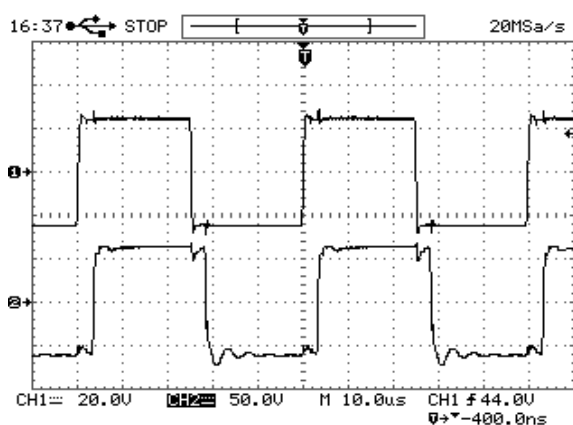
در کنار تأمین زاویه شیفت فاز لازم برای کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدهای مبدل، حداقل انرژی لازم برای شارژ و دشارژ خازن‌های اسنابر کلیدها نیز باید بررسی شود. شکل (۸) برای تعیین حداقل جریان لازم برای تأمین شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدهای مبدل در نظر گرفته می‌شود. در این تحلیل، از اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی ترانسفورماتورها صرف‌نظر می‌شود. خازن‌های C_1 تا C_n به‌عنوان خازن‌های اسنابر موازی کلیدهای قدرت $S_{1,1}$ تا $S_{n,1}$ تعریف می‌شوند. در بازه زمانی تحلیل، فرض می‌شود پل سمت اولیه مبدل نسبت به پل سمت ثانویه پیش‌فاز است. فرض می‌شود خازن‌های اسنابر دو کلید در ساق درونی، $S_{3,1}$ و $S_{4,1}$ با هم برابر باشند به‌طوری که: $C_3=C_4=C_{in}$.

در لحظه $t=t_0$ کلید $S_{4,1}$ خاموش می‌شود و در این لحظه هیچ کلیدی هدایت نمی‌کند. اندوکتانس L تحت شرایط تشدید شروع به دشارژ خازن C_3 تا مقدار صفر و شارژ خازن C_4 تا سطح ولتاژ V_i می‌کند. اگر جریان در این لحظه مثبت باشد، دیود D_3 روشن می‌شود و ولتاژ خازن C_3 را در سطح صفر و ولتاژ خازن C_4 را در سطح ولتاژ V_i کلمپ می‌کند. پل سمت ثانویه با منبع ولتاژی که پلارایته معادل بازه زمانی تشدید را دارد به پل سمت اولیه منتقل شده است. لازم است که حداقل مقدار جریان ترانسفورماتور در لحظه $t=t_0$ که تضمین می‌کند در زمانی که جریان در لحظه $t=t_z$ به صفر می‌رسد، ولتاژ دو سر کلید $S_{4,1}$ به سطح ولتاژ V_i برسد، محاسبه گردد. در لحظه $t=t_0$ ، مقادیر جریان ترانسفورماتور و ولتاژ خازن‌ها برابر هستند با: $i_L(t=t_0)=I_{min}$ ، $V_{C4}(t=t_0)=0$ و $V_{C3}(t=t_0)=V_1$ همچنین در لحظه $t=t_z$ مقادیر جریان ترانسفورماتور و ولتاژ خازن‌ها برابر هستند با: $i_L(t=t_z)=0$ ، $V_{C4}(t=t_z)=V_1$ و $V_{C3}(t=t_z)=0$ ارتباط بین جریان سلف و ولتاژ خازن در طول بازه زمانی $0 < t < t_z$ در رابطه (۲۸) آمده است.

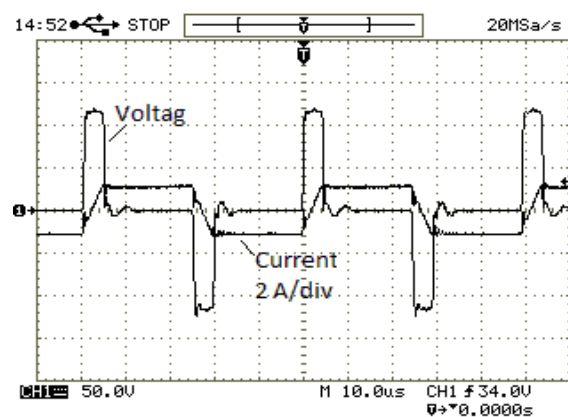
$$2i_L = i_{C4} - i_{C3} \quad (28)$$

$$2i_L = i_{C4} - (-i_{C4}) = 2i_{C4} = 2C_4 \frac{dv_{C4}}{dt} \quad (29)$$

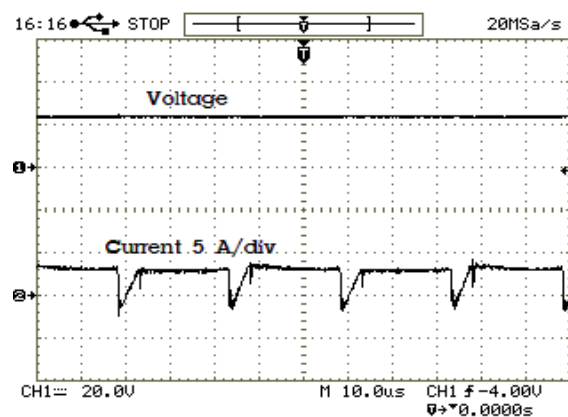
خارجی مبدل و جریان عبوری از آن را نشان می‌دهد. همان‌طور که پیش‌تر اشاره شد، اندوکتانس کمکی به همراه اندوکتانس نشتی ترانسفورماتورها به‌عنوان ذخیره‌کننده انرژی عمل می‌کنند و در واقع ولتاژ روی اندوکتانس‌ها اندازه جریان عبوری از یک سمت به سمت دیگر مبدل را تعیین می‌کند. شکل (۱۰-ج) شکل موج ولتاژ DC ورودی و جریان یکسوسده در سمت ولتاژ پایین قبل از فیلتر DC ورودی مبدل را نشان می‌دهد و همچنین شکل موج ولتاژ خروجی و جریان یکسوسده در سمت ولتاژ بالای مبدل، در شکل (۱۰-د) نشان داده شده است.



(الف)



(ب)



(ج)

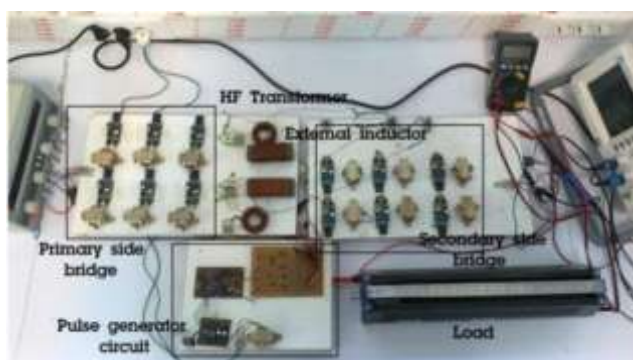
تحلیل مشابه برای کلیدهای ساق بیرونی مبدل، منجر به رابطه (۳۴) برای حداقل جریان لازم برای کلیدزنی ولتاژ صفر این کلیدها می‌شود:

$$I_{min} = 2\sqrt{\frac{nC_{out} V_i V_o}{L}} \quad (34)$$

در این تحلیل، خازن اسنابر کلیدهای ساق بیرونی مبدل با هم برابر در نظر گرفته شده‌اند. در رابطه مذکور، اندازه این خازن‌ها با C_{out} نشان داده شده است. اگر خازن اسنابر تمامی کلیدها یکسان در نظر گرفته شود، حداقل جریان لازم برای تضمین کلیدزنی ولتاژ صفر تمامی کلیدهای مبدل، باید رابطه (۳۴) را تأمین نماید.

۶. نتایج اندازه‌گیری عملی

مطابق شکل (۹)، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل پیشنهادی برای بررسی اصول عملکرد و کلیدزنی ولتاژ صفر آن پیاده‌سازی شده است. نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده شامل دو ماژول است که هر ماژول دارای یک ترانسفورماتور فرکانس بالا و یک اندوکتانس خارجی است.

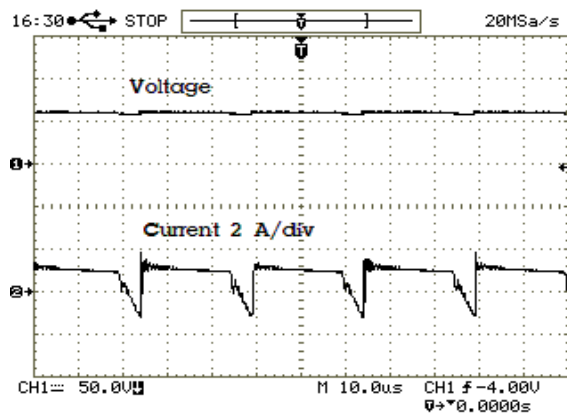


شکل (۹): نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده مبدل DC-DC پیشنهادی.

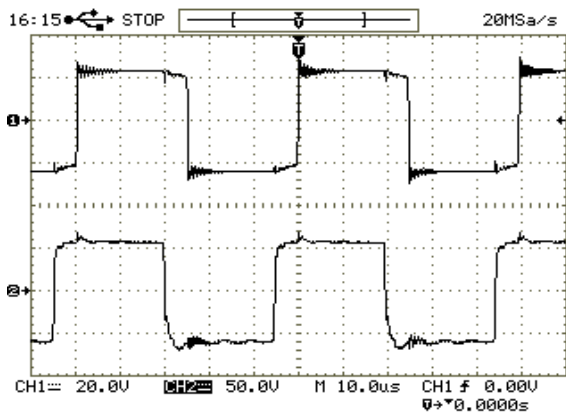
کلیدهای استفاده شده در ساختار پل‌های مبدل از نوع IRFP 250 Power MOSFETs هستند. دو پل مبدل ولتاژ موج مربعی با سیکل کاری ۵۰ درصد و با فرکانس ۲۰ کیلوهرتز تولید می‌کنند. جدول (۱) مشخصات نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده مبدل را نشان می‌دهد. مبدل DC-DC دوطرفه ماژولار پیشنهادی با دو ماژول برای توان ۱۰۰ وات پیاده‌سازی شده است و به این منظور زاویه شیفت فاز ۳۵ درجه بین دو پل ماژولار مبدل اعمال می‌شود.

شکل (۱۰-الف) ولتاژهای موج مربعی سمت ولتاژ پایین و سمت ولتاژ بالای یکی از ترانسفورماتورها را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است، ولتاژ اولیه نسبت به ولتاژ ثانویه پیش‌فاز است و در این حالت، توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا منتقل می‌شود. شکل (۱۰-ب) ولتاژ روی اندوکتانس کمکی

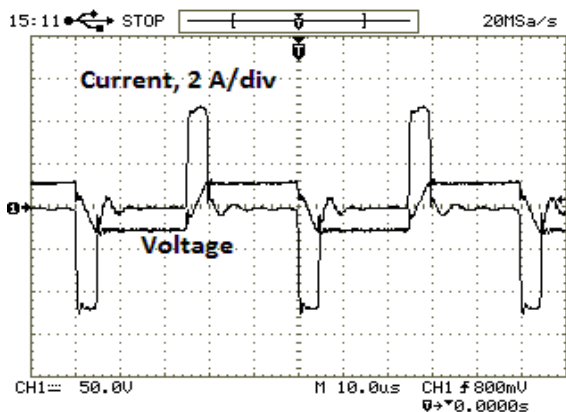
ولتاژ DC خروجی و جریان یکسوشده در سمت ولتاژ بالای مبدل در شکل (۱۱-د) نشان داده شده است. نتایج اندازه‌گیری عملی توانایی مبدل DC-DC پیشنهادی را در انتقال دوطرفه توان از طریق تنظیم زاویه شیفت فاز نشان می‌دهد که این ویژگی مبدل، قابلیت آن را برای به‌کارگیری در سیستم‌های ذخیره‌ساز انرژی در کاربردهایی نظیر منابع تولید پراکنده توان، خودروهای برقی و منابع انرژی تجدیدپذیر نشان می‌دهد.



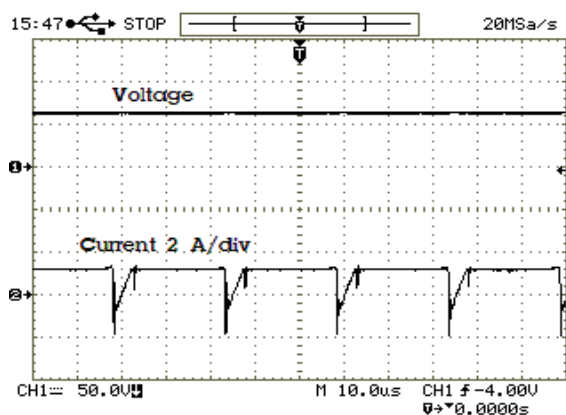
(د)



(الف)



(ب)



(ج)

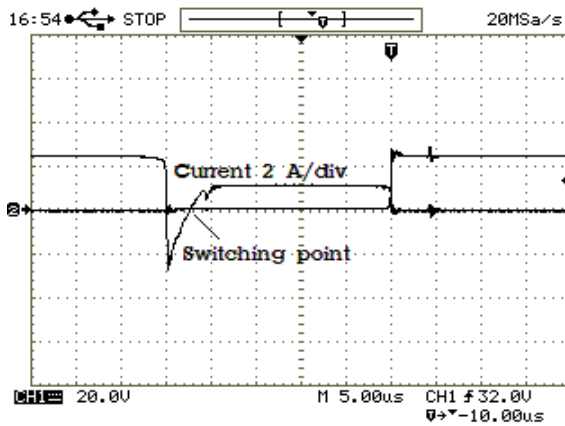
شکل (۱۰): نتایج اندازه‌گیری عملی مبدل DC-DC ماژولار برای انتقال توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا، الف) ولتاژ موج مربعی اولیه و ثانویه مبدل، ب) ولتاژ و جریان اندوکتانس کمکی خارجی، ج) شکل موج‌های ولتاژ DC ورودی مبدل و جریان یکسوشده ورودی مبدل قبل از فیلتر DC ورودی، د) شکل موج‌های ولتاژ DC خروجی مبدل و جریان یکسوشده خروجی مبدل قبل از فیلتر DC خروجی مبدل.

برای ارزیابی عملکرد مبدل در انتقال دوطرفه توان، سمت ولتاژ پایین مبدل نسبت به سمت ولتاژ بالا به‌صورت پس‌فاز تنظیم می‌شود. شکل (۱۱-الف) پیش‌فازی ولتاژ مربعی سمت ولتاژ بالا را نسبت به ولتاژ مربعی سمت ولتاژ پایین نشان می‌دهد بنابراین در این حالت توان از سمت ولتاژ بالای مبدل به سمت ولتاژ پایین آن منتقل می‌شود.

جدول (۱): مقادیر پارامترهای نمونه آزمایشگاهی مبدل.

۲	تعداد ماژول‌ها
۱۰۰ وات	توان خروجی
۲۵ ولت	ولتاژ ثانویه
۶۰ ولت	ولتاژ اولیه
۲۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۵۰:۱۲۰	نسبت تبدیل ترانسفورماتورها ($n_1:n_2$)
۳۵۵ میکروهانری	اندوکتانس نشتی کل
۰/۸۵ اهم	مقاومت معادل کل
۲۲۰ میکرو فاراد	خازن فیلتر خروجی
۱۵۰ پیکو فاراد	خازن‌های استایر
IRFP250	کلیدهای پل‌های اولیه و ثانویه

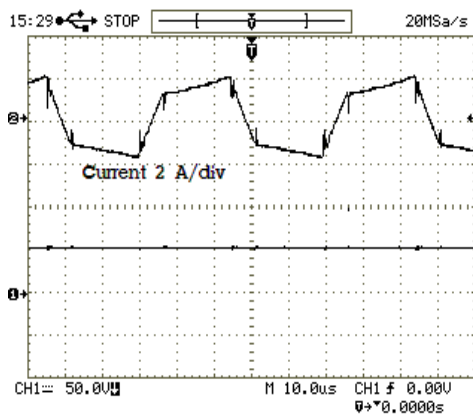
شکل موج‌های ولتاژ روی اندوکتانس کمکی خارجی و جریان عبوری از آن نیز در شکل (۱۱-ب) نشان داده شده است. شکل (۱۱-ج) شکل موج ولتاژ DC ورودی و جریان یکسوشده در سمت ولتاژ پایین قبل از فیلتر DC ورودی مبدل را نشان می‌دهد و شکل موج



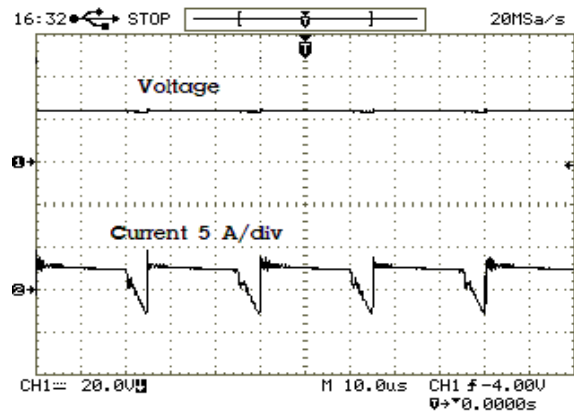
(ب)

شکل (۱۲): نتایج اندازه‌گیری عملی حالت کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل برای حالتی که ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۶۰ ولت است؛ (الف) جریان ترانسفورماتور و ولتاژ DC خروجی، (ب) ولتاژ و جریان یکی از کلیدهای ساق بیرونی مبدل.

شکل (۱۳) شرایط مبدل را برای حالت‌های مختلف $V_1 \neq (nV_2)$ نشان می‌دهد. در شکل (۱۳-الف) عملکرد مبدل برای شرایط ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۵۰ ولت نشان داده شده است. در این حالت $\theta > \theta_{min}$ است که منجر به کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدهای مبدل می‌شود. در شکل (۱۳-ب) شرایطی که در آن ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۳۰ ولت است تشریح شده است. همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود $\theta < \theta_{min}$ که منجر به کلیدزنی سخت و همراه با تلفات می‌شود. شکل (۱۳-ج) شرایطی را که در آن ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۷۰ ولت است را نشان می‌دهد. در این شرایط $\theta > \theta_{min}$ است و کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدها تأمین می‌شود. شرایط ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۹۰ ولت در شکل (۱۳-د) تشریح شده است. این شرایط منجر به $\theta < \theta_{min}$ می‌شود و کلیدهای مبدل در شرایط کلیدزنی سخت و همراه با تلفات عمل می‌کنند.



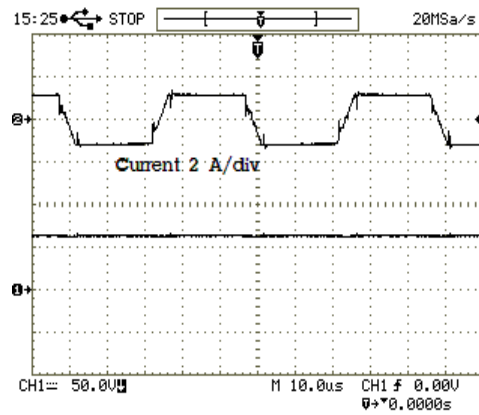
(الف)



(د)

شکل (۱۱): نتایج اندازه‌گیری عملی مبدل DC-DC ماژولار برای انتقال توان از سمت ولتاژ بالا به سمت ولتاژ پایین، (الف) ولتاژ موج مربعی اولیه و ثانویه مبدل، (ب) ولتاژ و جریان اندوکتانس کمکی خارجی، (ج) شکل موج‌های ولتاژ DC ورودی مبدل و جریان یکسوسده ورودی مبدل قبل از فیلتر DC ورودی، (د) شکل موج‌های ولتاژ DC خروجی مبدل و جریان یکسوسده خروجی مبدل قبل از فیلتر DC خروجی مبدل.

برای مطالعه شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل پیشنهادی، عملکرد مبدل در دو شرایط مختلف بررسی شده است. برای حالت اول فرض می‌شود $V_1 = (nV_2)$ که اگر در این شرایط انرژی موردنیاز کلیدزنی ولتاژ صفر تأمین شود، کلیدزنی در وضعیت ولتاژ صفر انجام می‌شود. همان‌طور که در شکل (۱۲) نشان داده شده است، برای ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۶۰ ولت برای بار مشخص، جریان ترانسفورماتور به اندازه کافی بزرگ است که انرژی لازم برای کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدها را تأمین نماید. مشاهده می‌شود که دیود موازی معکوس کلید، قبل از اینکه جریان به نقطه کلیدزنی برسد، جریان را هدایت می‌کند و در این لحظه که جهت جریان عوض می‌شود، کلید روشن می‌شود تا جریان را هدایت کند. واضح است زمانی که کلید روشن می‌شود، ولتاژ روی آن به صفر کاهش می‌یابد.



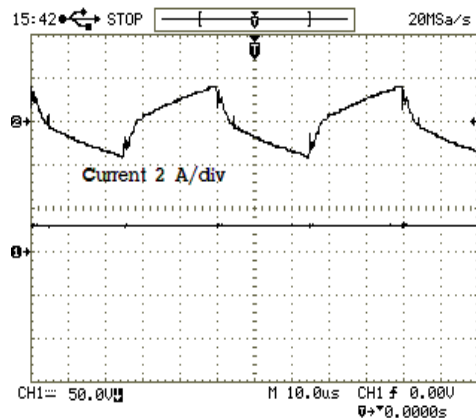
(الف)

۷. نتیجه‌گیری

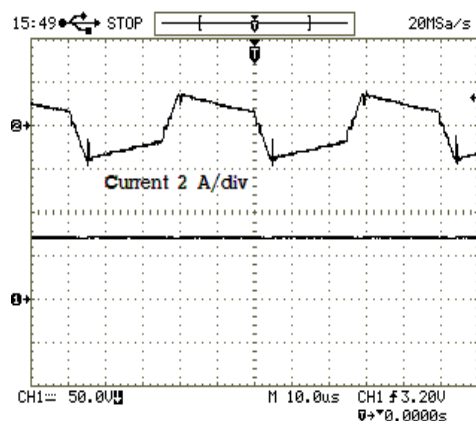
در این مقاله، یک مبدل DC-DC دوطرفه با قابلیت کلیدزنی ولتاژ صفر برای کاربرد ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی ارائه شده است. ویژگی مازولاریته مبدل باعث افزایش قابلیت اطمینان در عملکرد آن می‌شود. استفاده از ترانسفورماتورهای فرکانس بالا، ایزولاسیون الکتریکی بین دو سمت مبدل را فراهم می‌آورد. امکان انتقال دوطرفه توان با شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر باعث می‌شود مبدل با راندمان بالا برای کاربرد ذخیره‌سازی انرژی الکتریکی مناسب باشد. عملکرد مبدل در شرایط حالت دائمی بررسی شده است که نتایج این تحلیل نشان می‌دهد در مبدل پیشنهادی امکان مبادله دوطرفه توان از طریق کنترل زاویه شیفت‌فاز بین دو پل مازولار فراهم می‌گردد. مدل دینامیکی مبدل، با استفاده از روش متوسط‌گیری تعمیم‌یافته به دست آمده است. همچنین شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل، تحلیل شده است. در نهایت نتایج اندازه‌گیری عملی تحلیل‌های مورد اشاره، ارائه شده است تا صحت مباحث تئوری تأیید گردد. در بخش اندازه‌گیری‌های عملی به ازای نسبت‌های مختلف ولتاژ دو سمت و زاویه شیفت‌فاز بین دو پل مبدل، شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر آن بررسی شده است.

فهرست علائم

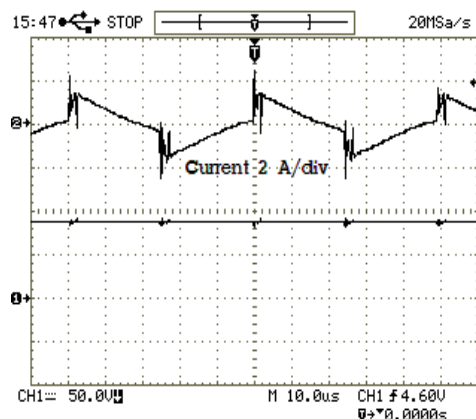
سیستم ذخیره‌ساز انرژی مرکب	CESS
خازن اسنابر کلید i_m	C_i
خازن اسنابر کلیدهای ساق درونی پل مازولار	C_{in}
خازن اسنابر کلیدهای ساق بیرونی پل مازولار	C_{out}
فرکانس کلیدزنی مبدل	f_s
پالس گیت کلید i_m در پل اولیه مبدل	$G_{1,i}$
پالس گیت کلید i_m در پل ثانویه مبدل	$G_{2,i}$
جریان عبوری از ترانسفورماتور و اندوکتانس معادل از سمت اولیه به سمت ثانویه	i_{12}
جریان عبوری از ترانسفورماتور و اندوکتانس معادل از سمت ثانویه به سمت اولیه	i_{21}
جریان ترانسفورماتور	i_L
حداقل جریان عبوری از ترانسفورماتور و اندوکتانس معادل از سمت اولیه به سمت ثانویه	I_{Min12}
حداکثر جریان عبوری از ترانسفورماتور و اندوکتانس معادل از سمت اولیه به سمت ثانویه	I_{Max12}
اندوکتانس معادل ترانسفورماتور در سمت ثانویه	L
اندوکتانس معادل ترانسفورماتور منتقل شده به سمت اولیه	L'



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۱۳): نتایج اندازه‌گیری عملی کلیدزنی مبدل، (CH1) نشان‌دهنده جریان سلف و (CH2) ولتاژ DC خروجی، (الف) شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل برای حالت $V_1 > (nV_2)$ ، ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۵۰ ولت، (ب) شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل برای حالت $V_1 > (nV_2)$ ، ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۳۰ ولت، (ج) شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل برای حالت $V_1 < (nV_2)$ ، ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۷۰ ولت، (د) شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر مبدل برای حالت $V_1 < (nV_2)$ ، ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۹۰ ولت.

v_L	ولتاژ روی اندوکتانس معادل ترانسفورماتور	n	نسبت تعداد دور سیم‌پیچ اولیه به سیم‌پیچ ثانویه
v_O	ولتاژ خازن خروجی		ترانسفورماتور
v_p	ولتاژ موج مربعی AC تولیدشده در سمت اولیه ترانسفورماتور	N	تعداد مازول
v_s	ولتاژ موج مربعی AC تولیدشده در ثانویه ترانسفورماتور	P_{I2}	توان انتقالی توسط یک مازول
v'_s	ولتاژ موج مربعی AC سمت ثانویه انتقال‌یافته به اولیه ترانسفورماتور	P_O	کل توان انتقالی مبدل مازولار
$V_{DC,G}$	بهره ولتاژ DC	R_L	مقاومت متصل به مبدل
ω	فرکانس زاویه‌ای	R_f	مقاومت معادل مازول
θ	زاویه شیفت فاز اعمالی بین ولتاژ اولیه و ثانویه مبدل	$S_{1,i}$	کلید i ام در پل اولیه مبدل
θ_{min}	حداقل زاویه شیفت فاز لازم برای تأمین ZVS	$S_{2,i}$	کلید i ام در پل ثانویه مبدل
δ	نسبت شیفت فاز برابر با θ/π	T_i	ترانسفورماتور مازول i ام
$\lambda_{in}(t)$	تابع کلیدزنی پل مازولار اولیه مبدل	T	دوره تناوب کلیدزنی مبدل
		V_1	اندازه ولتاژ DC سمت اولیه مبدل
		V_2	اندازه ولتاژ DC سمت ثانویه مبدل
		V'_2	ولتاژ DC سمت ثانویه منتقل شده به سمت اولیه
		$\lambda_{Out}(t)$	تابع کلیدزنی پل مازولار ثانویه مبدل

مراجع

- [۱] بنائی، محمدرضا؛ اژدرفائقی، حسین، «ارائه یک مبدل غیر ایزوله DC-DC با ضریب افزایشی بالا برای کاربرد در انرژی خورشیدی»، نشریه مهندسی و مدیریت انرژی، جلد ۷، شماره ۱، صفحه ۱۴-۲۹، ۱۳۹۶.
- [2] De Doneker, R. W., Divan, D. M. Kheraluwala, M. H., "A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High Power Applications," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, No. 1, pp. 797-806, 1991.
- [3] Wang, K., Lin, C., Zhu, L., Qu, D., Lee, F., Lai, J., "Bi-Directional DC to DC Converters for Fuel Cell Systems," in Proc. IEEE workshop Power Electronics in Transportation, Dearborn, MI, USA, Oct., pp. 47-51, 1998.
- [4] Shi, J., Zhou, L., He, X., "Common-Duty-Ratio Control of Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) Connected DC-DC Converter Modules With Automatic Sharing of Currents," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 7, pp. 3277-3291, 2012.
- [5] Su, G. J., Tang, L. "A Multiphase, Modular, Bidirectional, Triple-Voltage DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Vehicle Power Systems," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 6, pp. 3035-3046, 2008.
- [6] Zhou, H., Bhattacharya, T., Tran, D., Siew, T. S. Te., Khambadkone, A. M., "Composite Energy Storage System Involving Battery and Ultra Capacitor with Dynamic Energy Management in Microgrid Applications," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 3, pp. 923-930, 2011.
- [7] Fan, H., Li, H., "High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC-DC Converter Modules with High Efficiency over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 12, pp. 3599-3608, 2011.
- [8] Cecati, C., Aquila, D. A., Liserre, M., Monopoli, V. G., "Design of H-bridge Multilevel Active Rectifier for Traction Systems," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 39, No. 5, pp. 1541-1550, 2003.
- [9] Aquila, A. D., Liserre, M., Monopoli, V. G., Rotondo, P., "An Energy Based Control for an N-H-Bridges Multilevel Active Rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 52, No. 3, pp. 670-678, 2005.
- [10] Zhang, R., Wang, D., Mao, Ch., Lu, J., Yang, J., Yi, Y., Chen, X., Zhang, J., "Dual Active Bridge Synchronous Chopper Control Strategy in Electronic Power Transformer," IET Power Electron, Vol. 8, No. 3, pp. 89-97, 2014.
- [11] Zhaofeng, L., Hoshina, Sh., Satake, N., Nogi, M., "Development of DC/DC Converter for Battery Energy Storage Supporting Railway DC Feeder Systems," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 52, No. 5, pp. 4218-4224, 2016.
- [12] Mukherjee, N., Strickland, D., "Control of Cascaded DC-DC Converter-Based Hybrid Battery Energy Storage Systems," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 63, No. 5, pp. 3050-3059, 2016.
- [13] Sedaghati, F., Hosseini, S.H., Sabahi, M., Gharehpetian, G. B., "Extended Configuration of Dual Active Bridge DC-DC Converter With Reduced Number of Switches," IET Power Electron, Vol. 8, No. 3, pp. 401-416, 2015.

- [14] Gaviria, C., Fossas, E., Grino, R., "Robust Controller for a Full-Bridge Rectifier Using the IDA Approach and GSSA Modeling," IEEE Trans. Circuits Systems I: Regular Papers, Vol. 52, No. 3, pp. 609–616, 2005.
- [15] Ye, Z., Jain, P., Sen, P., "Phasor-Domain Modeling of Resonant Inverters for High-Frequency AC Power Distribution Systems," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 4, pp. 911–923, 2009.
- [16] Qin, H., Kimball, J. W., "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 4, pp. 2078–2084, 2012.
- [17] Qin, H., Kimball, J. W., "Closed-Loop Control of DC–DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 29, No. 2, pp. 1006–1017, 2014.