

## طراحی، تحلیل و شبیه سازی یک مبدل فلای بک با کلید زنی نرم

عطیه فتاحی<sup>۱\*</sup>، سید محمد مهدی میرطلایی<sup>۲</sup>

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران.

۲- استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران.

### خلاصه

مبدل فلای بک یکی از پرکاربردترین مبدل های الکترونیک قدرت در کاربردهای توان پایین می باشد. علت اصلی محبوبیت این مبدل ساختار ساده آن می باشد به نحوی که این مبدل تنها با استفاده از یک سوئیچ، یک دیود، یک ترانسفورمر فرکانس بالا و یک خازن می تواند پردازش توان را همراه با داشتن ایزولاسیون انجام دهد. ویژگی بسیار جالب دیگر این مبدل عدم استفاده از سلف در فیلتر خروجی آن می باشد که موجب بیشتر بودن چگالی توان این مبدل نسبت به سایر مبدل های توان پایین شده است. علی رغم مزیت های یاد شده برای مبدل فلای بک، این مبدل دارای معایبی می باشد که استفاده از آن را بخصوص در توان های بالا مشکل می کند. در این مقاله تلاش شده است که مشکلات یاد شده برای مبدل فلای بک برطرف گردد. استفاده از مدارات اسنابر پسیو در مبدل فلای بک، می تواند مشکلات یاد شده را برای این مبدل برطرف کنند و بازده این مبدل را افزایش دهند. در این مقاله یک مبدل فلای بک کلیدزنی نرم ارائه شده است که در آن اسپایک ناشی از سلف نشستی سوئیچ برطرف شده است و در هر دوره کلیدزنی انرژی ذخیره شده در سلف نشستی مبدل جذب و بازیابی می شود. مبدل ارائه شده ابتدا به صورت تئوری تحلیل شده است و ویژگی های آن بیان شده است. سپس یک روند طراحی برای آن پیشنهاد شده است. در ادامه یک نمونه از مبدل پیشنهادی طراحی و شبیه سازی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که در این مبدل علاوه بر جذب شدن انرژی ذخیره شده در سلف نشستی، شرایط سوئیچینگ نرم نیز تقریباً برقرار می باشد.

**کلمات کلیدی:** مبدل فلای بک، مدارات اسنابر پسیو، کلید زنی نرم

### ۱. مقدمه

با افزایش محبوبیت منابع انرژی تجدید پذیر و همچنین توجه به محدود بودن منابع انرژی فسیلی، بازده سیستمهایی که پردازش توان الکتریکی را انجام می دهند بسیار مورد توجه واقع شده است. در سیستم های الکترونیک قدرت، تمایلات به سمت کوچک شدن مبدل ها برای پیاده سازی مبدل در ابعاد کوچک، بسیار افزایش پیدا کرده است. برای کاهش هر چه

توضیحات مربوط به نویسنده اول\*  
Email: atfa1388@yahoo.com

بیشتر حجم سیستم های پردازش توان، افزایش فرکانس سوئیچینگ و کاهش تلفات دو راه حل اصلی هستند؛ ولی با افزایش فرکانس سوئیچینگ تلفات سوئیچینگ افزایش می یابد که موجب افزایش حجم گرما بر مورد نیاز و در نتیجه افزایش حجم کلی سیستم می شود. همچنین افزایش فرکانس سوئیچینگ موجب افزایش تداخلات الکترومغناطیسی نیز می شود. برای جلوگیری از این مسائل در مبدل های PWM، استفاده از مدارهای اسنابر فراهم آورنده شرایط سوئیچینگ نرم، جهت کاهش تلفات سوئیچینگ پیشنهاد می شوند. با کاهش تلفات سوئیچینگ، حجم گرما بر نیز کوچک می شود بنابراین می توان مبدل مورد نظر را در اندازه کوچکتر پیاده کرد. اسنابرها مدارهای کمکی هستند که در موازات مدار اصلی قرار می گیرند و مشخصات کلیدزنی مبدل را بهبود می دهند. معمولاً قطعات مدار اسنابر همیشه در مسیر اصلی عبور توان قرار ندارند و فقط در لحظات کلیدزنی وارد مدار می شوند. یکی از وظایف اسنابر ها در واقع جذب تلفات کلیدزنی مبدل است و بر اساس بازیابی یا اتلاف این توان جذب شده، اسنابرها را می توان به دو دسته تلفاتی و غیر تلفاتی دسته بندی می شوند. اسنابر های تلفاتی، تلفات کلیدزنی را از المان های نیمه هادی مبدل خارج می کنند ولی آن را بازیابی نمی کنند و در مقاومت خود تلف می کنند. بنابراین در مبدل های دارای اسنابر تلفاتی، تلفات کلی سیستم کم نمی شود. مدارهای اسنابر غیرتلفاتی، توان جذب شده در لحظات کلیدزنی را به نحوی دوباره به چرخه پردازش توان باز می گردانند. مدارهای اسنابر غیر تلفاتی خود به دو دسته پسیو و اکتیو دسته بندی می شوند. به مدارهایی که در آن از سوئیچ کمکی استفاده می شود اسنابر غیرتلفاتی اکتیو می گویند. در مدار های اسنابر پسیو، از سوئیچ اضافی استفاده نمی شود و فقط از المان های پسیو مانند سلف، خازن و دایود استفاده می شود. این مبدل ها معمولاً شرایط روشن شدن در جریان صفر و خاموش شدن در ولتاژ صفر را برای المان های نیمه هادی مبدل فراهم می آورند.

ساده ترین توپولوژی در مبدل های الکترونیک قدرت که دارای ایزولاسیون است، مبدل فلای بک می باشد. مبدل فلای بک تنها از یک سوئیچ، یک ترانسفورمر، یک خازن و یک دایود استفاده می کند و پردازش توان را انجام می دهد. در مقایسه با توپولوژی های پایه دیگر نظیر مبدل فوروارد و تمام پل این مبدل در حجم بسیار کمتری قابل پیاده سازی است. به هر حال در مبدل فلای بک بدلیل اینکه نحوه پردازش توان به گونه ای است که انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس کنندگی ترانس به خروجی انتقال می یابد، دارای محدودیت در سطح توان است و از این مبدل معمولاً در توان های کمتر از ۳۰۰ وات استفاده می شود. در این مبدل می توان از سلف نشتی استفاده کرد و شرایط روشن شدن در جریان صفر را برای سوئیچ مبدل فراهم آورد ولی در مبدل فلای بک پایه، انرژی ذخیره شده در سلف نشتی ترانس باعث ایجاد اسپایک ولتاژ در دوسر سوئیچ در لحظه خاموش شدن می شود. تستشسفراین برای جلوگیری از این مشکل باید از مدارهای اسنابر خاموش شدن در این مبدل استفاده نمود.

در طراحی مبدل های الکترونیک قدرت، یکی از مسائلی که به صورت مکرر در کتب و مقالات بیان می گردد مسئله افزایش چگالی توان مبدل است که منجر به کاهش حجم، وزن و سبزی مبدل می شود [۱]-[۳]. با توجه به معکوس بودن رابطه بین اندازه سلف و خازن تشکیل دهنده فیلتر و فرکانس سوئیچینگ، افزایش فرکانس سوئیچینگ، کاهش حجم و وزن مبدل را به همراه دارد. به هر حال در کنار مزایای یاد شده، افزایش فرکانس سوئیچینگ منجر به افزایش تلفات کلید زنی و افزایش تداخلات الکترومغناطیسی نیز می شود که علت این مسئله را می توان در رفتار غیر خطی المان های نیمه هادی جستجو کرد [۴]. با افزایش فرکانس سوئیچینگ، تلفات ناشی از همپوشانی جریان و ولتاژ سوئیچ در لحظات روشن و خاموش شدن افزایش می یابد. علاوه براین، تاثیر بازیابی معکوس دایود نکته ی دیگریست که افزایش فرکانس سوئیچینگ را به چالش می کشد. برای حل مشکلات بیان شده و یافتن راهی برای افزایش فرکانس سوئیچینگ، شرایط سوئیچینگ نرم را باید برای المان های نیمه هادی مبدل برقرار کرد [۵] و [۶]. در حالت کلی، مدارهای اسنابر غیر تلفاتی

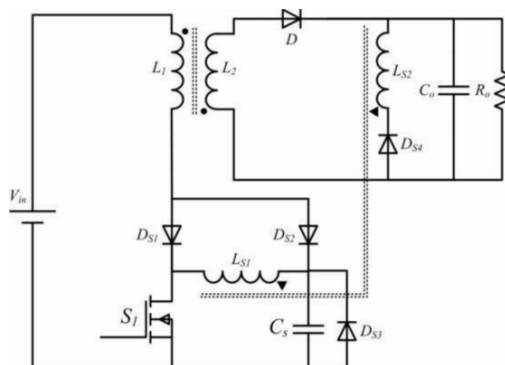
برای مبدل های PWM ای که در حالت جریان پیوسته برای سلف کار می کنند، معرفی می شود. مدارهای اسنابر غیر تلفاتی معمولا به دو دسته ی اسنابر های اکتیو و پسیو دسته بندی می شوند [۷]. تفاوت عمده این دو دسته در استفاده از سوئیچ است که در اسنابر های اکتیو از آنها استفاده می شود. دلیل عمده استفاده از اسنابر های اکتیو این است که در این اسنابر ها شرایط ZVS در لحظه روشن شدن برای سوئیچ فراهم می شود و از تخلیه خازن خروجی سوئیچ در خود سوئیچ جلوگیری به عمل می آید. ولی به هر حال استفاده از یک سوئیچ اکتیو در مدار اسنابر باعث ایجاد یک سری مسائل در طراحی مبدل می شود. اولین مشکل این مدارها، استفاده از یک سوئیچ اضافه است که باعث افزایش پیچیدگی کنترل مبدل و همچنین افزایش پیچیدگی مدارهای راه اندازی گیت سوئیچ ها میشود. در بعضی موارد، زمان روشن شدن و مدت زمان روشن بودن سوئیچ کمکی برای دستیابی به شرایط سوئیچینگ نرم متغیر است لذا مدار کنترل باید توانایی تغییر در این زمان ها را داشته باشد [۹]. همچنین در بعضی مدارهای اسنابر اکتیو، پایه سورس سوئیچ اکتیو شناور است که این مسئله باعث می شود که نیاز به گیت درایو شناور ایجاد شود [۱۰]-[۱۱]. در مواقعی که هم سوئیچ اصلی مبدل و هم سوئیچ کمکی نیاز به گیت درایو شناور دارند، ایجاد پالسهای گیت درایو بسیار پیچیده خواهد شد [۱۲]-[۱۳]. ولی به هر حال در برخی کاربردها استفاده از این روشها و تحمل این پیچیدگی ها قابل توجیه است. از سوی دیگر در برخی موارد مدار کمکی اکتیو تنها شرایط ZVS روشن شدن را برای سوئیچ اصلی فراهم می کند ولی خود سوئیچ کمکی نمی تواند در این شرایط خاموش شود [۱۴]. بنابراین، اگر فرض شود که خازن خروجی سوئیچ کمکی و سوئیچ اصلی هر دو یکسان باشد، استفاده از مدار اسنابر اکتیوی که شرایط ZVS را برای روشن شدن سوئیچ اصلی فراهم می آورد هیچ مزیتی نسبت به مدار اسنابر پسیوی که شرایط ZCS را برای روشن شدن سوئیچ اصلی فراهم می کند، ندارد. در روشهای پسیو، مدار اسنابر از سوئیچ اکتیوی استفاده نمی کند بنابراین از دید مدار کنترل و درایو، پیچیدگی ای به سیستم اضافه نمی شود [۱۵]. با این حال مدارهای اسنابر پسیو اغلب توانایی ایجاد شرایط ZVS در لحظه روشن شدن سوئیچ را ندارد. در مرجع [۱۶]، یک مدار اسنابر پسیو برای مبدل بوست ارائه شده است که توانایی ایجاد شرایط ZCS و ZVS را برای سوئیچ مبدل به ترتیب در لحظه روشن شدن و خاموش شدن دارد. ولی اگرچه این مدار توانسته است شرایط سوئیچینگ نرم را برای سوئیچ ایفا کند ولی یک جریان گردشی نسبتا زیادی در مدار اسنابر این مبدل وجود دارد. وجود این جریان گردشی در مدار اسنابر باعث می شود تمامی انرژی جذب شده در لحظه خاموش شدن سوئیچ به خروجی انتقال نیابد و بخش قابل توجهی از آن در قالب تلفات هدایتی تلف شود. در مرجع [۱۷]، یک مدار اسنابر ساده معرفی شده است که در آن از دو سلف دارای تزویج برای بازیابی تلفات خاموش شدن سوئیچ و انتقال آن به خروجی، استفاده شده است. اگرچه این مدار ساختار ساده ای دارد و تعداد المان های مدار اسنابر تنها سه عدد است ولی سلف نشستی سلف های کوپل شده باعث می شود که ولتاژ سوئیچ مدار کلمپ نشود. این قضیه خود منجر به افزایش استرس ولتاژ سوئیچ و افزایش تداخلات الکترومغناطیسی می شود. در [۱۸] نیز از آرایش دیگری از سلف های کوپل شده جهت ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم در مبدل بوست استفاده شده است ولی متاسفانه در این مبدل هم استرس ولتاژ سوئیچ کلمپ نشده است. برای جذب و بازیابی تلفات خاموش شدن سوئیچ در مبدل فلای بک دو سوئیچه، یک مدار اسنابر در [۱۹] معرفی شده است که مزیت عمده این مبدل عدم وجود جریان هرزگرد در مدار و بازگشت انرژی خازنهای اسنابر به منبع ورودی است که بدلیل عملکرد کلمپ گونه دایوهای مبدل حاصل شده است. معمولا در مدارهای اسنابر، سلف ها فضای بیشتری اشغال می کنند، به همین دلیل اخیرا در راستای کاهش تعداد المان های مدار اسنابر، مبدل های با سلف کوپل شده پیشنهاد شده اند. [۲۰]-[۲۱]. ولی در این مبدل ها اگرچه همه سلفها بر روی یک هسته پیچیده می شوند ولی برای اطمینان از بازیابی توان جذب شده توسط مدار اسنابر، المانهای دیگری نظیر سلف و خازن زیاد شده اند.

به دلیل افزایش کاربردهای الکترونیک قدرت در بسیاری از زمینه ها مانند اصلاح ضریب توان برای کمینه کردن اندازه المان های راکتیو [۲۲-۲۳]، سیستم های فوتولتاییک برای تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی [۲۵]، مدار راه انداز لامپ های LED به عنوان یک سیستم روشنایی با بازده بالا [۲۶]، پردازش توان تولید شده توسط پیل های سوختی [۲۷]، مبدل های دوجته به عنوان مدار واسط باطری ها و انرژی های تجدیدپذیر [۲۸] و بسیاری از کاربردهای دیگر، نیاز به معرفی یک روش ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم وجود دارد که نه تنها بر پیچیدگی کنترل مدار نیافزاید بلکه سادگی مدار های گیت درایو را نیز برهم نزند.

در این مقاله یک مبدل فلای بک کلیدزنی نرم ارائه شده است که در آن اسپایک ناشی از سلف ناشی سوئیچ برطرف شده است و در هر دوره کلیدزنی انرژی ذخیره شده در سلف ناشی مبدل جذب و بازیابی می شود. در بخش ۲ این مقاله به تحلیل عملکرد مبدل پرداخته می شود. بخش ۳ ملاحظات طراحی را بیان می کند. نتایج بدست آمده از شبیه سازی مبدل پیشنهادی در بخش ۴ ارائه شده است. نتایج شبیه سازی صحت تجزیه تحلیل های نظری را تأیید می کند.

## ۲. تحلیل عملکرد مبدل فلای بک PWM سوئیچینگ نرم با اسنابر پسیو غیر تلفاتی

شکل 1 مبدل فلای بک PWM سوئیچینگ نرم با اسنابر پسیو غیر تلفاتی را نشان میدهد. مدار این مبدل از یک مبدل فلای بک و مدار کمکی تشکیل شده است.

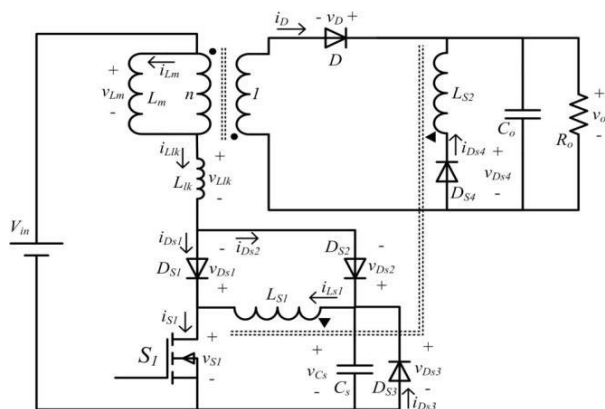


شکل ۱: مبدل فلای بک PWM سوئیچینگ نرم با اسنابر پسیو غیر تلفاتی

مدار اسنابر از  $L_{S1}$  و  $L_{S2}$  و  $C_s$  و دیودهای  $D_{S1}$  تا  $D_{S4}$  تشکیل شده است.  $L_{S1}$  و  $L_{S2}$  با هم کوپل هستند. ضریب کوپلینگ این دو سلف از طریق فرمول زیر بدست می آید. عملکرد این مدار اسنابر شبیه عملکرد مدار فلای بک است.

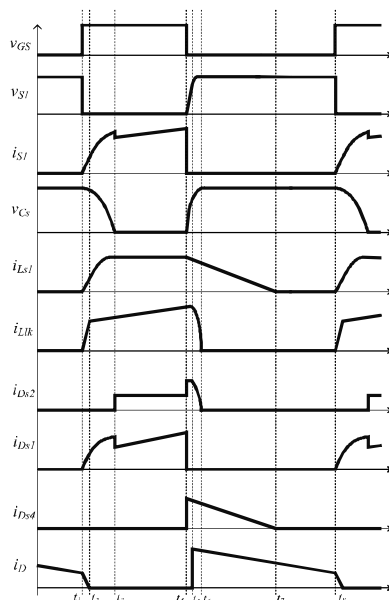
$$N = \sqrt{\frac{L_{S1}}{L_{S2}}} \quad (1)$$

شکل ۲ مبدل را با در نظر گرفتن جهت قرار دادی برای ولتاژ و جریان المان های مبدل و همچنین جایگزینی مدل ترانس برای ترانس فلالی بک نشان میدهد.



شکل ۲: مبدل فلالی بک PWM سوئیچینگ نرم با اسنابر پسیو غیر تلفاتی با در نظر گرفتن جهت های قراردادی

مبدل در حالت عملکرد CCM در هر پریود سوئیچینگ دارای ۸ وضعیت مختلف عملکردی می باشد که شکل ۳ نشان دهنده شکل موج های کلیدی نظری عملکرد مبدل در این وضعیت ها می باشد.



شکل ۳: شکل موج های کلیدی نظری مبدل

حالت اول ( $t_1 < t < t_2$ ):

قبل از شروع این وضعیت، مبدل مانند مبدل فلای بک پایه در مد انتقال انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس کنندگی به خروجی بوده است و جز المان های نشان داده شده در شکل ۴، مابقی المان ها خاموش است. با آغاز این وضعیت جریان سلف نشتی شروع به افزایش می کند. همچنین خازن اسنابر نیز شروع به انتقال توان به سلف  $L_{S1}$  می کند. این وضعیت با خاموش شدن دایود فلای بک به پایان می رسد. شکل ۴ مدار معادل عملکرد این حالت را نشان می دهد.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_1) - \frac{n.V_1}{L_m} \cdot (t - t_1) \quad (2)$$

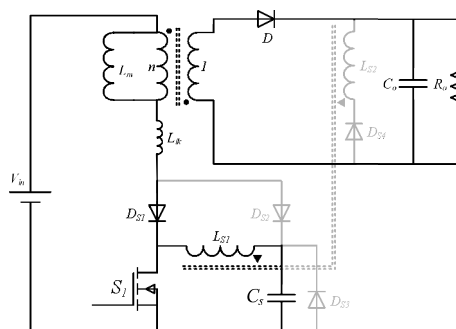
$$i_{Llk}(t) = \frac{V_{in} + n.V_1}{L_{lk}} \cdot (t - t_1) \quad (3)$$

$$i_{LS1}(t) = \frac{v_{Cs}(t_1)}{Z_1} \cdot \sin(\omega \cdot (t - t_1)) \quad (4)$$

$$v_C(t) = v_C(t_1) \cdot \cos(\omega \cdot (t - t_1)) \quad (5)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{S1}}{C_S}} \quad (6)$$

کننده، جریان سلف نشتی، سلف نشتی، ولتاژ خروجی، تعداد دور سیم پیچ، ولتاژ ورودی، ولتاژ خازن اسنابر، امپدانس مشخصه و فرکانس زاویه مشخصه هستند.

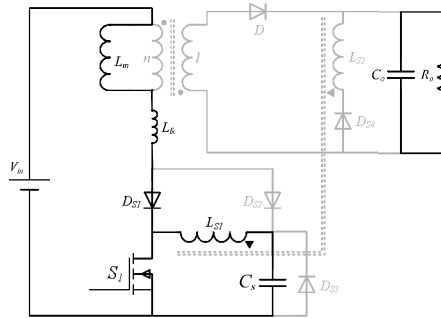


شکل ۴: مدار معادل عملکرد حالت اول (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

حالت دوم ( $t_2 < t < t_3$ ):

در این وضعیت سلف مغناطیس کنندگی مبدل در حال جذب انرژی از ورودی است که رابطه زیر بیان کننده رفتار جریان سلفهای  $L_{lk}$  و  $L_m$  است. همچنین خازن اسنابر نیز همچنان در حال انتقال انرژی به  $L_{S1}$  است که روابط آن مشابه با حالت قبل می باشد. شکل ۵ مدار معادل عملکرد این حالت را نشان می دهد.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_{lk}}(t) = i_{L_m}(t_2) + \frac{V_{in}}{L_m + L_{lk}} \cdot (t - t_2) \quad (7)$$



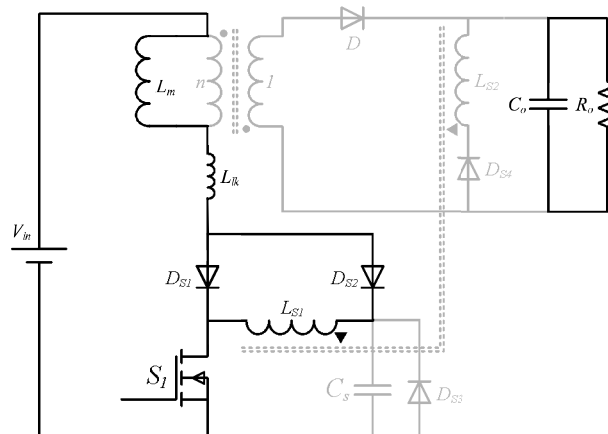
شکل ۵: مدار معادل عملکرد حالت دوم (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

#### حالت سوم ( $t_3 < t < t_4$ ):

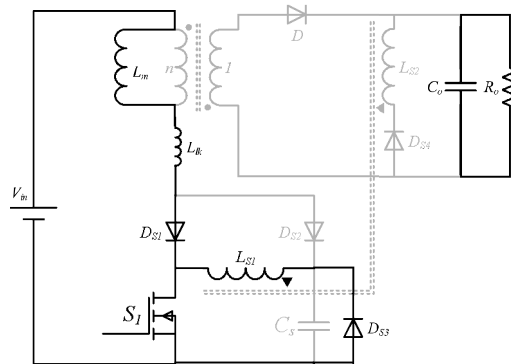
این وضعیت با به صفر رسیدن ولتاژ خازن اسنابر شروع می شود. با توجه به اندازه جریان  $L_{lk}$  یکی از این دو وضعیت می تواند رخ دهد. اگر جریان  $L_{lk}$  از جریان  $L_{S1}$  بزرگتر باشد وضعیت سوم (الف) در غیر این صورت وضعیت سوم (ب) رخ می دهد. که در هر کدام از این وضعیت ها یک مسیر برای عبور جریان  $L_{S1}$  در نظر گرفته شده است.

حالت سوم (الف): اگر جریان  $L_m$  از جریان  $L_{S1}$  بزرگتر باشد دایود  $D_{S2}$  تحت شرایط ZVS روشن می شود و جریان  $L_{S1}$  از دایود  $D_{S2}$  عبور می کند. به خاطر وجود دو دایود به صورت پشت به پشت در این مسیر توان، افت ولتاژ دایود ها با یکدیگر خنثی می شود و جریان  $L_{S1}$  کاهش نمی یابد. ولتاژ خازن  $C_s$  نیز همچنان صفر باقی خواهد ماند.

حالت سوم (ب): اگر جریان  $L_m$  از جریان  $L_{S1}$  کوچکتر باشد دایود  $D_{S3}$  تحت ZVS روشن می شود و جریان  $L_{S1}$  از طریق دایود  $D_{S3}$  و سوئیچ به صورت هرزگرد ادامه می یابد. در طی این حالت جریان سلف مغناطیس کنندگی  $L_m$  ونشتی  $L_{lk}$  همچنان مطابق با رابطه (7) افزایش می یابد. شکل ۶ و شکل ۷ مدار معادل عملکرد این حالت را نشان می دهد.



شکل ۶ : مدار معادل عملکرد حالت سوم (الف) (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)



شکل ۷ : مدار معادل عملکرد حالت سوم (ب) (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

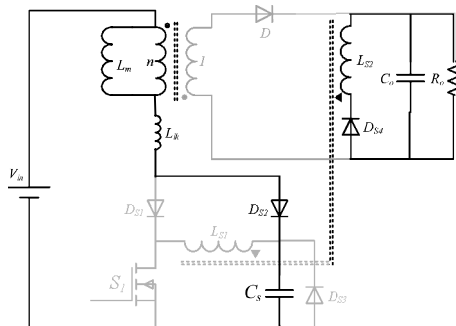
حالت چهارم ( $t_4 < t < t_5$ ):

این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S بعد از اتمام زمان روشن بودن سوئیچ اتفاق می افتد و طی این وضعیت انرژی ذخیره شده در  $L_{S1}$  به صورت فلای بکی به  $L_{S2}$  منتقل می شود و همان طور که در شکل ۸ مشاهده می کنید، از طریق  $D_{S4}$  به خروجی منتقل می شود و همچنین خازن اسنابر  $C_S$  که در وضعیت های قبل تا مقدار صفر تخلیه شده بود، موازی سوئیچ قرار می گیرد و خاموش شدن سوئیچ را نرم می کند. معادله جریان  $L_{S2}$  و ولتاژ خازن در این وضعیت مشابه با رابطه زیر است.

$$i_{D_{S4}}(t) = n i_{L_{S1}}(t_4) - \frac{V_O}{L_{S2}} \cdot (t - t_4) \quad (8)$$

$$v_{C_S}(t) = \frac{I_{LLk}(t_5)}{C_S} (t - t_4) \quad (9)$$

$i_{L_{S1}}$  جریان  $L_{S1}$  و  $i_{D_{S4}}$  جریان دیود اسنابر ۴ میباشد. شکل ۸ مدار معادل عملکرد این حالت را نشان می دهد.

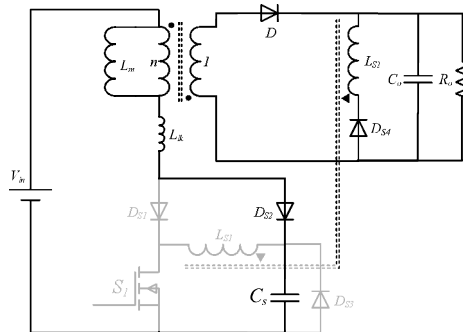




شکل ۸: مدار معادل عملکرد حالت چهارم (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

حالت پنجم ( $t_5 < t < t_6$ ):

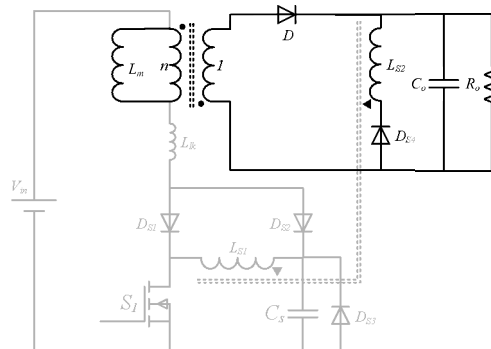
در وضعیت قبل با خاموش شدن سوئیچ ولتاژ خازن اسنابر به صورت خطی شروع به افزایش می کند. با رسیدن ولتاژ خازن به مقدار  $V_{in} + \frac{V_o}{n}$ ، دیود D شروع به هدایت می کند و این وضعیت آغاز می شود. طی این وضعیت انرژی ذخیره شده در  $L_{S1}$  همچنان به صورت فلای بکی به  $L_{S2}$  منتقل می شود و از طریق  $D_{S4}$  به خروجی منتقل می شود و همچنین خازن اسنابر  $C_S$  به شارژ شدن خود ادامه می دهد. همچنین طی این وضعیت جریان  $L_{lk}$  کاهش می یابد تا سطح صفر تا تمامی انرژی به ثانویه منتقل شود. معادله جریان  $L_{S2}$  در این وضعیت مشابه با وضعیت قبل می باشد. شکل ۹ مدار معادل عملکرد حالت پنجم را نشان می دهد.



شکل ۹: مدار معادل عملکرد حالت پنجم (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

حالت ششم ( $t_6 < t < t_7$ ):

با صفر شدن جریان سلف نشستی  $L_{lk}$  این وضعیت آغاز می شود. در این وضعیت،  $L_{S2}$  و  $L_m$  همچنان به انتقال توان به خروجی ادامه می دهند. با اتمام انرژی موجود در  $L_{S2}$  این وضعیت نیز به اتمام می رسد. معادله جریان  $L_{S2}$  مشابه با رابطه (۸) می باشد. شکل ۱۰ مدار معادل عملکرد حالت ششم را نشان می دهد.

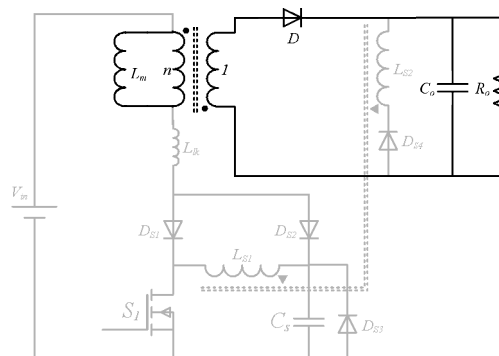


شکل ۱۰: مدار معادل عملکرد حالت ششم (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

حالت هفتم ( $t_7 < t < t_8$ ):

در این وضعیت، مبدل مانند یک مبدل فلای بک پایه در وضعیت انتقال توان به خروجی است. معادله جریان سلف مغناطیس کندیگی مبدل در این حالت به صورت زیر بیان می شود. شکل ۱۱ مدار معادل عملکرد حالت هفتم را نشان می دهد.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_7) - \frac{n.V_o}{L_m} \cdot (t - t_7) \quad (10)$$



شکل ۱۱: مدار معادل عملکرد حالت هفتم (المان های کم رنگ هدایت نمیکنند)

### ۳. ملاحظات طراحی

طراحی نسبت دور ترانس مبدل و خازن خروجی مبدل درست مشابه با مبدل فلای بک پایه در حالت CICM می باشد که در روابط زیر بیان شده اند.

$$n = \frac{D}{(1-D)} \cdot \frac{V_{in}}{V_o} \quad (11)$$

$$C_o = 80 \times 10^{-6} \cdot \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (12)$$

رابطه (۱۲) رابطه کلی مربوط به طراحی خازن الکتrolیتی می باشد که در آن  $\Delta V$  ریپل مجاز ولتاژ خروجی و  $\Delta I$  ریپل جریان خروجی است.

رابطه کلی طراحی خازن اسنابر Cs به صورت زیر می باشد.

$$C_s > \frac{i_s \cdot t_f}{2 \cdot V_{sw}} \quad (13)$$

که در آن  $i_s$ ،  $t_f$  و  $V_{sw}$  به ترتیب ماکزیمم جریان سوئیچ، زمان کاهش جریان سوئیچ و ماکزیمم ولتاژ سوئیچ می باشد. به منظور تضمین ایجاد شرایط ZVS در لحظه خاموش شدن سوئیچ، مقادیر این خازن باید بسیار بزرگتر از مقدار بدست آمده از رابطه در نظر گرفته شود.

همچنین مقدار سلف نشستی اولیه ترانس فلای بک نیز باید در رابطه زیر صدق کند.

$$L_{lk} > \frac{V_{sw} \cdot t_r}{i_s} \quad (14)$$

که در آن  $V_{sw}$  و  $t_r$ ،  $i_s$  به ترتیب ماکزیم جریان سوئیچ، زمان افزایش جریان سوئیچ و ماکزیم ولتاژ سوئیچ می باشد. برای تضمین تخلیه شدن خازن اسنابر در سلف  $L_{S1}$ ، اندازه این سلف باید به گونه ای باشد که نصف مدت زمان رزونانس آن با خازن اسنابر از کمترین زمان روشن بودن سوئیچ بزرگتر باشد. بنابراین  $L_{S1}$  باید در رابطه زیر صدق کند.

$$L_{S1} < \frac{1}{C_s} \left( \frac{2T_{on}}{\pi} \right)^2 \quad (15)$$

بعد از انتخاب  $L_{S1}$ ،  $L_{S2}$  را نیز می توان از رابطه زیر محاسبه نمود.

$$L_{S2} < \frac{V_o}{n \cdot i_{L_{S1}}(t_4)} \cdot (T - \overline{T_{on}}) \quad (16)$$

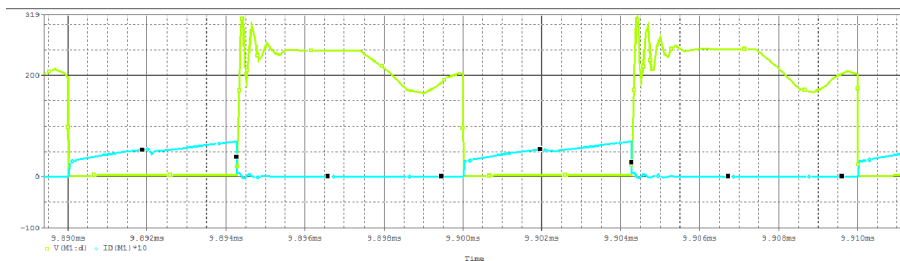
که در آن  $T$  دوره سوئیچینگ است و  $T_{on}$  حداکثر زمان روشن بودن سوئیچ و  $n$  نسبت دور  $L_{S1}/L_{S2}$  می باشد.

#### ۴. نتایج شبیه سازی

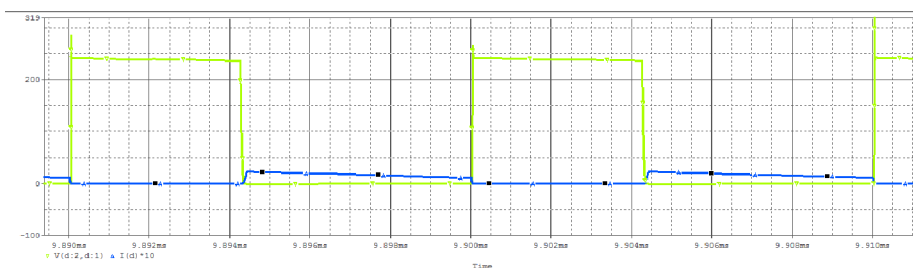
نتایج شبیه سازی به منظور بررسی مشخصات مبدل پیشنهادی در این بخش ارائه شده است. مشخصات مبدل ارائه شده در جدول ۱ نشان داده شده است. شکل شماره ۱۲ و ۱۳ و ۱۴ به ترتیب شکل موج جریان و ولتاژ درین سورس سوئیچ مدار و جریان و ولتاژ دیودهای  $D_0$  و  $D_{S1}$  و  $D_{S2}$  را نشان می دهد. نتایج این شبیه سازی نشان می دهد که این مدار اسنابر شرایط  $ZCS$  و  $ZVS$  را به ترتیب در لحظه روشن شدن و خاموش شدن برای سوئیچ مبدل و دیودها فراهم می کند.

جدول ۱: پارامترهای مدار

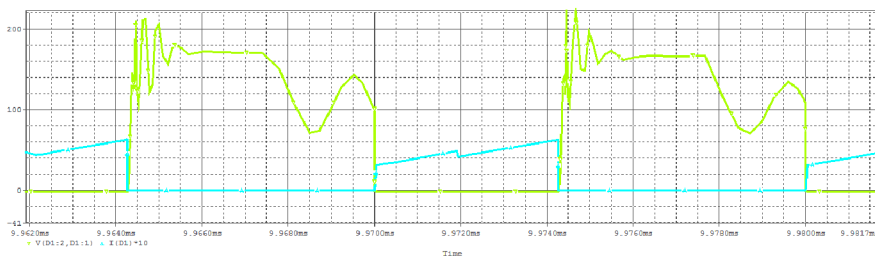
پارامتر	مقدار
سلف $L_1$	$50 \mu H$
سلف $L_2$	$450 \mu H$
سلف $L_{S1}$	$315 \mu H$
سلف $L_{S2}$	$750 \mu H$
خازن $C_0$	$100 \mu F$
خازن $C_s$	$4.4 nF$
سوئیچ مدار	IRFP460
دیودها	Mur460
فرکانس سوئیچ $f_s$ زنی	100 kHz
ولتاژ ورودی $V_{in}$	50 v
ولتاژ خروجی $V_o$	100 v
توان خروجی $P_o$	100 w



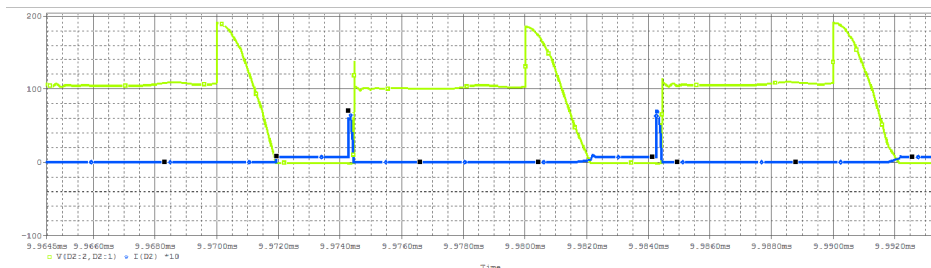
شکل ۱۲: شکل موج جریان و ولتاژ درین سورس سوئیچ



شکل ۱۳: شکل موج جریان و ولتاژ دیود  $D_0$



شکل ۱۴: شکل موج جریان و ولتاژ دیود  $D_{s1}$



شکل ۱۵: شکل موج جریان و ولتاژ دیود  $D_{s2}$

## ۵. نتیجه گیری

در این مقاله تلاش شده است که مشکلات یاد شده برای مبدل فلای بک برطرف گردد. استفاده از مدارات اسنابر پسیو در مبدل فلای بک، می‌توانند مشکلات یاد شده را برای این مبدل برطرف کنند و بازده این مبدل را افزایش دهند. در این مقاله یک مبدل فلای بک کلیدزنی نرم ارائه شده است که در آن اسپایک ناشی از سلف ناشی سوئیچ توسط یک مدار اسنابر پسیو غیر تلفاتی برطرف شده است و در هر دوره کلیدزنی انرژی ذخیره شده در سلف ناشی مبدل جذب و بازایی می‌شود. برای ارزیابی مدار پیشنهادی از نتایج شبیه‌سازی استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی ارائه شده، نتایج تحلیل نظری را تایید می‌کند.

## مراجع

- [1] H. F. Xiao, X. P. Liu, K. Lan, "Zero-Voltage-Transition Full-Bridge Topologies for Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 61, no. 10, pp. 5393-5401, Oct. 2014.
- [2] M. R. Mohammadi, H. Farzanehfard, "Analysis of Diode Reverse Recovery Effect on the Improvement of Soft-Switching Range in Zero-Voltage-Transition Bidirectional Converters," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 62, no. 3, pp. 1471-1479, Mar. 2015.
- [3] S. Dusmez, A. Khaligh, A. Hasanzadeh, "A Zero-Voltage-Transition Bidirectional DC/DC Converter," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 62, no. 5, pp. 3152-3162, May 2015.
- [4] M. Tang, J. Lu, J. Mao, L. Jiang, "A Systematic Electromagnetic-Circuit Method for EMI Analysis of Coupled Interconnects on Dispersive Dielectrics," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 1, pp. 1-13, Jan. 2013.
- [5] E. Adib, H. Farzanehfard, "Family of Soft-Switching PWM Converters With Current Sharing in Switches," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 24, no. 4, pp. 979-985, Apr. 2009.
- [6] N. Suresh, M. Pahlevaninezhad, P. K. Jain, "Analysis and Implementation of a Single-Stage Flyback PV Microinverter With Soft Switching," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 61, no. 4, pp. 1819-1833, Apr. 2014.
- [7] M. Mohammadi, E. Adib, "Lossless passive snubber for half bridge interleaved flyback converter," IET Power Electronics, vol. 7, no. 6, pp. 1475-1481, Jun. 2014.
- [8] M. Mohammadi, E. Adib, H. Farzanehfard, "Lossless passive snubber for double ended flyback converter with passive clamp circuit," IET Power Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 245-250, Feb. 2014.
- [9] J. L. Russi, V. F. Montagner, M. L. Martins, H. L. Hey, "A Simple Approach to Detect ZVT and Determine Its Time of Occurrence for PWM Converters," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 60, no. 7, pp. 2576-2585, Jul. 2013.

- [10] L. Chen, H. Hu, Q. Zhang, A. Amirahmadi, I. Batarseh, "A Boundary-Mode Forward-Flyback Converter With an Efficient Active LC Snubber Circuit," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2944-2958, Jun. 2014.
- [11] M. Pavlovsk'y, G. Guidi, A. Kawamura, "Buck/Boost DC-DC Converter Topology With Soft Switching in the Whole Operating Region," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 851-862, Feb. 2014.
- [12] E. Adib, H. Farzanehfard, "Family of Zero-Current Transition PWM Converters," *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3055-3063, Aug. 2008.
- [13] E. Adib, H. Farzanehfard, "Family of Soft-Switching PWM Converters With Current Sharing in Switches," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 979-985, Apr. 2009.
- [14] N. Altintas, A. F. Bakan, I. Aksoy, "A Novel ZVT-ZCT-PWM Boost Converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 256-265, Jan. 2014.
- [15] M. Mohammadi, E. Adib, "Reducing turn off losses with a passive lossless snubber for boost converter," *The 5<sup>th</sup> Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 385-389, Feb. 2014.
- [16] H.-J. Choe, Y.-C. Chung, C.-H. Sung, J.-J. Yun, B. Kang, "Passive Snubber for Reducing Switching-Power Losses of an IGBT in a DC-DC Boost Converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6332-6341, Dec. 2014.
- [17] M. R. Amini, H. Farzanehfard, "Novel Family of PWM Soft-Single-Switched DC-DC Converters With Coupled Inductors," *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 2108-2114, Jun. 2009.
- [18] T. Zhan, Y. Zhang, J. Nie, Y. Zhang, Z. Zhao, "A Novel Soft-Switching Boost Converter With Magnetically Coupled Resonant Snubber," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5680-5687, Nov. 2014.
- [19] M. Mohammadi, E. Adib, E. Farzanehfard, "Passive lossless snubber for double-ended flyback converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 1, pp. 56-62, Jan. 2015.
- [20] M. Mohammadi, E. Adib, M. R. Yazdani, "Family of Soft-Switching Single-Switch PWM Converters with Lossless Passive Snubber," *Early Access IEEE Trans. on Industrial Electron.* 2014.
- [21] B. H. Choi, E. S. Lee, J. H. Kim, C. T. Rim, "DCM Analysis of Single-switch-based ZVZCS Converters with a Tapped Inductor," *Early Access IEEE Trans. on Power Electron.*, 2015.
- [22] B. H. Choi, S. W. Lee, V. X. Thai, C. T. Rim, "A Novel Single-SiC-Switch-Based ZVZCS Tapped Boost Converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5181-5194, Oct. 2014.
- [23] X. Xie, C. Zhao, Q. Lu, S. Liu, "A Novel Integrated Buck-Flyback Nonisolated PFC Converter With High Power Factor," *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5603-5612, Dec. 2013.

- [24] T. Yan, J. Xu, F. Zhang, J. Sha, Z. Dong, "Variable-On-Time-Controlled Critical-Conduction-Mode Flyback PFC Converter," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 61, no. 11, pp. 6091-6099, Nov. 2014.
- [25] U. R. Prasanna, A. K. Rathore, "Analysis, Design, and Experimental Results of a Novel Soft-Switching Snubberless Current-Fed Half-Bridge Front-End Converter-Based PV Inverter," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 28, no. 7, pp. 3219-3230, Jul. 2013.
- [26] H. -L. Cheng, C. -W. Lin, "Design and Implementation of a High-Power-Factor LED Driver With Zero-Voltage Switching-On Characteristics," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4949-4958, Sep. 2014.
- [27] U. R. Prasanna, A. K. Rathore, S. K. Mazumder, "Novel Zero-Current-Switching Current-Fed Half-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel-Cell-Based Applications," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 49, no. 4, pp. 1658-1668, Jul. 2013.
- [28] T.-F. Wu, J.-G. Yang, C.-L. Kuo, Y.-C. Wu, "Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter With Active and Passive Snubbers," IEEE Trans. on Industrial Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1368-1376, Mar. 2014.