

# یک مبدل بسیار کاهنده با استرس ولتاژ پایین روی کلیدهای قدرت و بازیابی انرژی سلف نشتی

عبدالغفار معماریان<sup>۱</sup>، مجید دلشاد<sup>۲\*</sup>، سید مهدی سجادی<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی دکتری مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

\*۲- دانشیار، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

delshad@khuif.ac.ir

۳- استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۶/۳۰

تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۳/۳۰

چکیده: در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده با کلیدزنی در ولتاژ صفر ارایه گردیده است که از تکنیک سلف تزویج شده و خازن سری برای کاهش بهره استفاده شده است. بنابراین استرس ولتاژ روی سوییچ‌ها کاهش می‌یابد. مدار کمکی حداقل تعداد المان را دارا است از طرفی کلید کمکی نیز بصورت ZV کلیدزنی می‌گردد و مشکل بازیابی معکوس دیود هرزگرد نیز حل شده است. انرژی سلف نشتی در خازن C تخلیه می‌شود و به نحو مناسبی به خروجی منتقل می‌گردد. در نتیجه خازن C نه تنها انرژی سلف نشتی را جذب می‌کند بلکه موجب کاهش بیشتر بهره ولتاژ نیز می‌گردد. از آنجایی که سوییچ‌ها بصورت مکمل کلیدزنی می‌شوند پیاده سازی مدار کنترل آن ساده است. نتایج شبیه سازی بیانگر افزایش راندمان به میزان ۴ درصد نسبت به نمونه سوییچینگ سخت می‌باشد. همچنین برای تایید درستی تحلیل‌های تئوری مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی، مبدل طراحی و یک نمونه عملی ۵۰ وات از آن ساخته شده است.

واژه‌های کلیدی: کلیدزنی در ولتاژ صفر، مبدل بسیار کاهنده، بازیابی انرژی سلف نشتی، سلف تزویج شده

## ۱- مقدمه

یکی از مهمترین و اصلی‌ترین رویکردهایی که امروزه طراحان دستگاه‌های الکترونیکی به دنبال آن هستند کاهش حجم و وزن دستگاه می‌باشد، از این رو افزایش چگالی توان در منبع تغذیه مورد استفاده در این دستگاه‌ها از اهمیت زیادی برخوردار است [۱]. افزایش فرکانس جهت کاهش حجم المان‌های پسیو راهکار اصلی جهت کاهش حجم مبدل است. اما به کارگیری فرکانس‌های بالا سبب افزایش تلفات سوئیچینگ و نیز کاهش راندمان مدار می‌شود. لذا استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم برای کاهش تلفات و افزایش فرکانس سوئیچینگ مدار غیر قابل اجتناب است.

در مبدل باک معمولی<sup>۱</sup> کلید مبدل به صورت سخت کلیدزنی<sup>۲</sup> می‌شود، لذا تلفات کلیدزنی این مبدل بالا بوده و راندمان کلی مبدل را تحت تأثیر قرار می‌دهد به همین دلیل نمی‌توان فرکانس کلیدزنی را به منظور افزایش چگالی توان و کاهش حجم و وزن المان‌های پسیو افزایش داد. لذا با توجه به مشکلات مطرح شده، مبدل باک به منظور استفاده در کاربردهای بسیار کاهنده ی ولتاژ<sup>۳</sup> مناسب نمی‌باشد. از این رو تحقیقات گسترده‌ای در زمینه‌ی مبدل‌های DC-DC بسیار کاهنده صورت گرفته است که هر کدام بهبودهایی را حاصل کرده‌اند. با توجه به محدودیت‌های مبدل باک مهمترین چالش‌های مبدل‌های DC-DC بسیار کاهنده‌ی غیر ایزوله شامل مسئله ضریب وظیفه<sup>۴</sup>، اسپایک<sup>۵</sup> و استرس ولتاژ<sup>۶</sup> جریان المان‌های نیمه هادی، نحوه کلیدزنی المان‌های

قدرت، بازیابی معکوس<sup>۷</sup> دیود و افزایش فرکانس کلیدزنی می‌باشد [۱۰]- [۶].

به منظور حل مشکل اسپایک ولتاژ ناشی از رزونانس انرژی سلف نشستی با خازن پارازیتی کلیدهای خاموش، راهکارهایی برای بازیابی انرژی سلف نشستی ارائه شده‌اند، از جمله ایده‌ی مدار محدودکننده غیرفعال ارائه شده در [۱۱] می‌باشد که در آن انرژی سلف نشستی در بازه هرزگردی جذب خازن محدودکننده شده و در بازه انتقال توان به خروجی منتقل می‌شود. اما مشکل این مبدل این است که کلید مبدل به صورت سخت کلیدزنی می‌شود که برای حل این مشکل مدار محدودکننده فعال ارائه شده در [۱۲] و [۱۳] معرفی شد که در آن علاوه بر بازیابی انرژی سلف نشستی، هر دو کلید مبدل به صورت نرم کلیدزنی می‌شوند، اما در صورت درهم تنیده کردن مبدل تعداد کلیدها افزایش یافته و هزینه‌ی مدار بالا می‌رود. ایده‌ی دیگر برای خنثی کردن اسپایک ولتاژ ناشی از انرژی سلف نشستی، ایده‌ی ترکیب مبدل‌های هیبریدی در [۱۴] و [۱۵] با مبدل باک که در آن سلف‌های ترویج شده<sup>۸</sup> در قسمت خروجی مبدل قرار دارند و انرژی سلف نشستی به طور مستقیم طی یک فرایند غیر رزونانسی به خروجی منتقل می‌شود. انرژی سلف نشستی را علاوه بر ایده‌های گفته شده در بالا، با ایده‌های متفاوتی بازیابی می‌کنند از جمله این که با به کارگیری انرژی سلف نشستی در جهت دشارژ خازن موازی با کلیدهای خاموش مبدل و به دنبال آن روشن شدن دیود موازی معکوس آن‌ها، شرایط کلیدزنی نرم را برای این کلیدها فراهم می‌کنند که ایده ادغام سلف ترویج شده با خازن سری شده که در [۱۶] ارائه شده است از همین ایده بهره برده است. در این مبدل علاوه بر کاهش بهره و افزایش ضریب وظیفه، اسپایک ولتاژ ناشی از انرژی سلف نشستی کاملاً مهار شده است و از طرفی همه‌ی کلیدهای این مبدل به صورت نرم کلیدزنی می‌شوند اما در هر صورت این مبدل با سه کلید کار می‌کند.

یکی از راه‌های ایجاد شرایط کلیدزنی در جریان صفر<sup>۹</sup> برای زمان روشن شدن سوئیچ سری نمودن یک سلف یا دیود با آن می‌باشد. در زمان خاموش شدن، سلف مبدل باعث ایجاد جهش ولتاژ روی سوئیچ می‌گردد. بنابراین یک منبع جریان پالسی برای ایجاد جریان سلف به وسیله فراهم کردن یک مسیر موازی، قبل از خاموش شدن سوئیچ، لازم می‌باشد [۱۷]. اما مشکل اصلی این مبدل وجود تلفات روشن شدن خازنی<sup>۱۰</sup> در مبدل می‌باشد. در مرجع [۱۸] یک مبدل باک پیشنهاد شده است که تحت شرایط ولتاژ گذار صفر ZVT<sup>۱۱</sup>، عمل می‌کند. در این مبدل برای ایجاد منبع جریان پالس مقداری انرژی باید در خازنی که به خازن کمکی معروف است ذخیره شود و سپس قبل از روشن شدن سوئیچ اصلی در منبع جریان پالس تزریق گردد. مشکل اصلی این مبدل تعداد بالای المان‌های کمکی و پیچیدگی عملکرد آن است. در مرجع [۱۹] یک مبدل باک پیشنهاد شده است که در آن از تکنیک‌های سوئیچینگ در جریان صفر و ولتاژ صفر به طور همزمان استفاده شده است که به ZVZCT<sup>۱۲</sup> موسوم است. با انجام این کار علاوه بر کاهش دادن جریان دنباله‌ای، مساله تلفات خازنی در لحظه روشن شدن نیز حل گردیده

است. انرژی مدار کمکی در این مبدل به ورودی منتقل می‌گردد ولی تعداد المان مدار کمکی بسیار بالا است و تلفات هدایتی در آن به همین دلیل بالا است، ضمن اینکه قیمت مبدل نیز افزایش می‌یابد. در مرجع [۲۰] یک مدار کمکی جدید ارائه شده بطوریکه سوئیچ اصلی بصورت ZV و سوئیچ کمکی بصورت ZC کلیدزنی می‌گردند و از آنجایی که سوئیچ کمکی مدت زمان کوچکی روشن است و بعد از روشن شدن سوئیچ اصلی خاموش می‌شود جریان گردشی در مدار بالا نیست و راندمان بالا می‌رود ولی از مشکلات این مبدل تلفات خازنی در سوئیچ کمکی<sup>۱۳</sup> و انتقال انرژی مدار کمکی به ورودی به جای خروجی است.

در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده با کلیدزنی نرم ارائه گردیده است، بطوریکه مدار کمکی حداقل تعداد المان را دارا است و هر دو سوئیچ بصورت ZV روشن و خاموش می‌شوند و لذا تلفات روشن شدن خازنی ندارند. از طرفی دیود هرزگرد بصورت ZC خاموش می‌گردد و مشکل بازیابی معکوس دیود نیز حل شده است. استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها کاهش یافته در نتیجه می‌توان از سوئیچ‌هایی با مقاومت درین - سورس کوچکتر استفاده نمود، لذا تلفات هدایتی نیز کاهش می‌یابد. طراحی مدار کنترل نیز ساده و بصورت PWM<sup>۱۴</sup> می‌باشد. بنابراین با کمترین تعداد المان اضافی نسبت به مبدل باک متداول هم کلیدزنی نرم برای سوئیچ‌ها فراهم گشته و هم بهره ولتاژ بصورت موثر کاهش یافته است.

در ابتدا در قسمت دوم مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی توصیف و عملکرد آن توضیح داده می‌شود و سپس در قسمت سوم روند طراحی المان‌ها بیان می‌شود. همچنین نتایج شبیه سازی و عملی مبدل پیشنهادی در قسمت‌های چهارم و پنجم ارائه شده‌اند. در نهایت در قسمت‌های ششم و هفتم مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر مقایسه می‌گردد.

## ۲- توصیف مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی

در شکل (۱) مبدل کاهنده پیشنهادی آورده شده است. همانطور که از شکل مشخص است مبدل دارای دو سوئیچ S و S<sub>a</sub>، یک جفت سلف ترویج L<sub>1</sub>-L<sub>2</sub>، یک دیود هرزگرد D و دو خازن C<sub>0</sub> و C و یک خازن اسنابر C<sub>S</sub> می‌باشد. شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل را نشان می‌دهد. در مبدل ارائه شده سوئیچ کمکی S<sub>a</sub> به همراه سلف نشستی و خازن C شرایط کلید زنی ZV را برای هر دو سوئیچ اصلی و کمکی را فراهم می‌کنند و سلف کوپل شده به کمک خازن C نقش کاهش بیشتر بهره ولتاژ را بازی می‌کنند.

### ۲-۱- عملکرد مبدل بسیار کاهنده

مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی دارای ۶ وضعیت عملکردی در یک سیکل می‌باشد. سوئیچ کمکی S<sub>a</sub> به صورت مکمل با سوئیچ اصلی روشن می‌شود و با سوئیچ اصلی همپوشانی ندارد. از طرفی انرژی سلف نشستی در خازن C ذخیره شده و به خروجی منتقل می‌گردد و اسپایک ولتاژ دوسر سوئیچ مشاهده نمی‌گردد. شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل را نشان می‌دهد.

### وضعیت سوم:

این وضعیت با ثابت شدن جریان در سطح  $I_{Lm}$  آغاز شده و سلف  $L_m$  شروع به شارژ شدن به صورت خطی می‌نماید که به خاطر بزرگ بودن سلف مغناطیس کنندگی از شیب جریان آن صرف‌نظر گردیده است. در این وضعیت انرژی از ورودی به خروجی منتقل می‌شود. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ اصلی پایان می‌یابد.

### وضعیت چهارم:

این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ  $S$  آغاز می‌شود. در این وضعیت جریان مغناطیسی کنندگی شروع به شارژ خازن اسنابر  $C_s$  به صورت خطی نموده تا ولتاژ آن به سطح  $V_{in}$  برسد و این وضعیت پایان یابد.

$$V_{CS}(t) = \frac{L_m}{C_s} (t - t_3) \quad (1)$$

$$\Delta t_4 = \frac{V_{in} C_s}{I_{Lm}} \quad (2)$$

### وضعیت پنجم:

با شارژ کامل خازن  $C_s$ ، دیود هرزگرد  $D$  روشن شده، از طرفی دیود بدنه سوئیچ کمکی  $S_a$  نیز هدایت می‌کند. در نتیجه  $L_m$  شروع به دشارژ در خروجی از طریق دیود  $D$  و خازن  $C$  نیز شروع به شارژ توسط سلف نشستی از طریق دیود بدنه  $S_a$  می‌نماید. در انتهای این وضعیت جریان دیود بدنه به صفر می‌رسد.

### وضعیت ششم:

در این وضعیت جریان از دیود بدنه  $S_a$  به خود  $S_a$  که در وضعیت قبل روشن شده است منتقل می‌شود و در نتیجه خازن  $C$  شروع به دشارژ می‌کند و انرژی خود را از طریق سوئیچ کمکی  $S_a$  به سلف مغناطیس کنندگی منتقل می‌نماید. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ کمکی  $S_a$  پایان می‌پذیرد.

## ۳- آنالیز مبدل پیشنهادی

در این قسمت مبدل پیشنهادی تحلیل گردیده و بهره ولتاژ، استرس ولتاژ روی المان‌ها و طراحی المان‌های پسیو ارائه می‌شود.

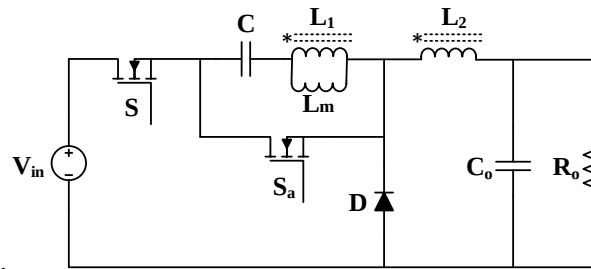
### ۳-۱- بهره مبدل

با نوشتن رابطه بالانس ولت-ثانیه روی  $L_m$  داریم.

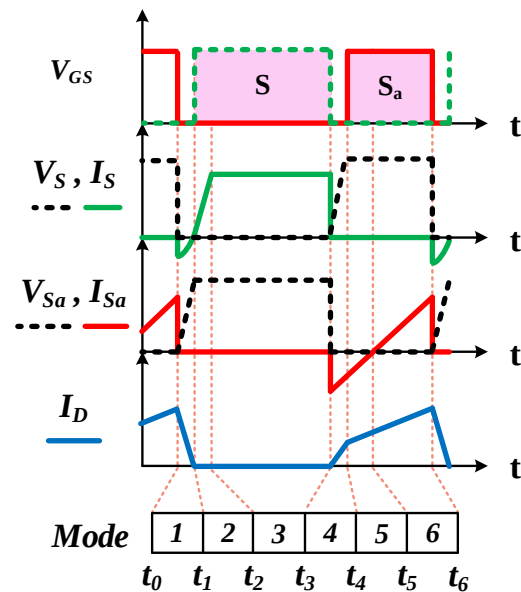
$$\frac{n(V_{in}-V_C-V_O)}{n+1} DT + (-V_C)(1-D)T = 0 \quad (3)$$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{D}{n+1} \quad (4)$$

از رابطه (۳) مشاهده می‌گردد، هرچه نسبت دور بیشتر انتخاب گردد، بهره ولتاژ کوچک‌تر و ضریب وظیفه بزرگ‌تری می‌توان انتخاب نمود تا مشکل استرس دیود هرزگرد نیز حل شود.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی



شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی

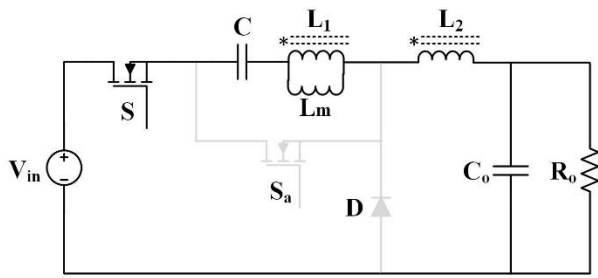
قبل از وضعیت اول سوئیچ کمکی  $S_a$  روشن و سوئیچ اصلی  $S$  خاموش است و دیود هرزگرد  $D$  روشن و انرژی سلف‌های تزویج در خروجی تخلیه می‌شود. شکل‌های (۳) تا (۸) مدارهای معادل وضعیت‌های مختلف مبدل را نشان می‌دهد.

### وضعیت اول:

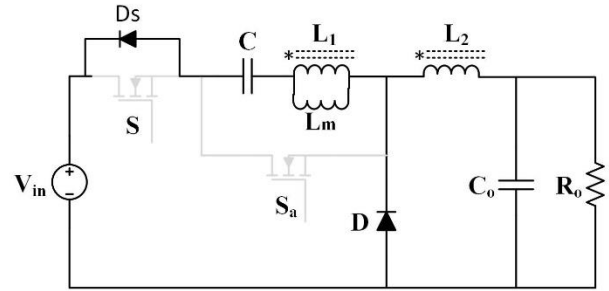
این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ  $S_a$  آغاز می‌گردد. سلف نشستی در این حالت شروع به دشارژ خازن اسنابر سوئیچ اصلی  $S$  و شارژ سوئیچ کمکی  $S_a$  می‌نماید. این وضعیت با تخلیه کامل خازن و روشن شدن دیود بدنه سوئیچ  $S$  ادامه می‌یابد. بعد از روشن شدن دیود بدنه سوئیچ اصلی می‌تواند تحت شرایط  $ZV$  روشن شود.

### وضعیت دوم:

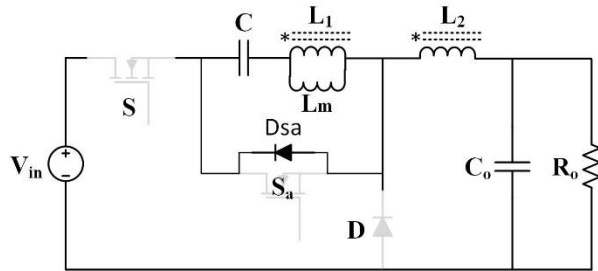
این وضعیت با انتقال جریان از دیود بدنه سوئیچ  $S$  به خود سوئیچ  $S$  آغاز شده و جریان خطی افزایش می‌یابد تا به سطح  $I_{Lm}$  برسد. از طرفی جریان دیود هرزگرد نیز خطی کاهش یافته تا در انتهای این وضعیت جریان آن صفر شده و به صورت  $ZC$  خاموش گردد.



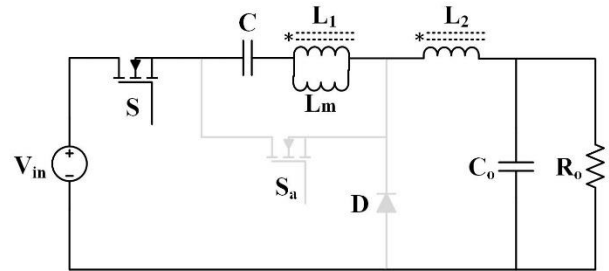
ب



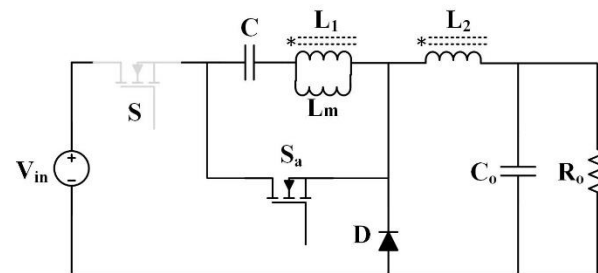
الف



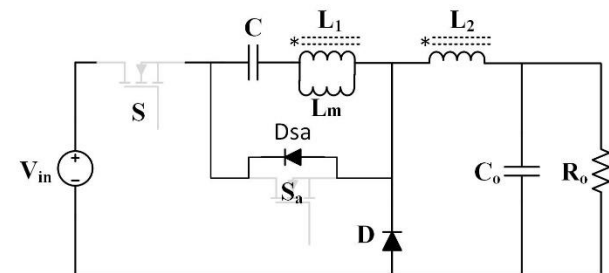
د



ج



ه



و

شکل (۳): مدارهای معادل مبدا بسیار کاهنده پیشنهادی در وضعیت‌های مختلف الف-وضعیت اول ب- وضعیت دوم ج-وضعیت سوم د-وضعیت چهارم و-وضعیت پنجم ه-وضعیت ششم

### ۳-۱ استرس ولتاژ المان‌ها

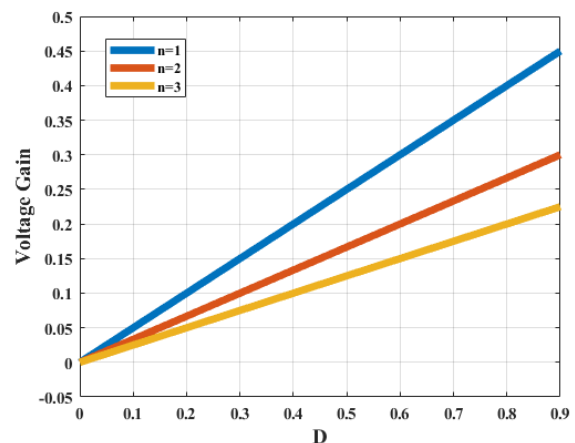
در مبدا ارائه شده با نوشتن KVL در حلقه ورودی هنگامی که سوئیچ S خاموش و سوئیچ  $S_a$  روشن است، ولتاژ دوسر سوئیچ اصلی برای  $V_{in}$  است.

$$V_S = V_{in} \quad (۵)$$

هنگامی که سوئیچ اصلی روشن و سوئیچ کمکی خاموش است ولتاژ دو سر سوئیچ کمکی عبارت است از:

$$V_{Sa} = V_{L1} + V_C = \frac{nV_{in}}{n+1} \quad (۶)$$

شکل (۵) استرس ولتاژ سوئیچ‌ها برحسب تغییرات ضریب وظیفه را نشان می‌دهد. با توجه به بهره پایین مبدا می‌توان ضریب وظیفه را بزرگ انتخاب نمود و استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها را کاهش داد.

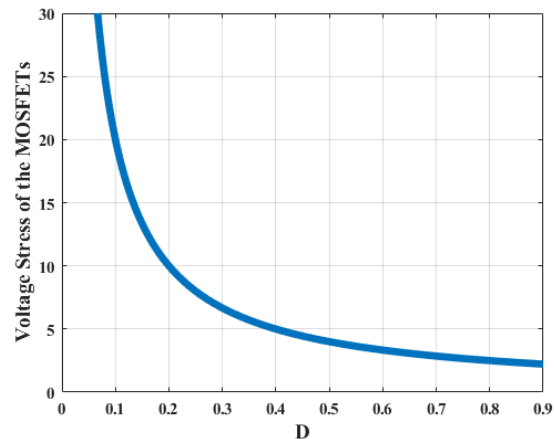


شکل (۴): مدار معادل وضعیت اول مبدا پیشنهادی

خاموش شدن در جریان صفر کلیدزنی می‌گردند و لذا مشکل بازیابی معکوس ندارند. بنابراین تلفات مدار بسیار کاهش می‌یابد.

جدول (۱): مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المان‌های آن

| مقدار/نام قطعه | المان ها/ مشخصات |
|----------------|------------------|
| ۱۲V            | V <sub>o</sub>   |
| ۱۱۰V           | V <sub>in</sub>  |
| IRF۷۴۰         | Power switch     |
| MUR۸۶۰         | Diode D          |
| ۲              | Turns ratio=N    |
| ۰.۹۹           | K                |
| ۱۰μF           | C                |
| ۱۰۰μF          | C <sub>o</sub>   |
| ۵۰W            | P <sub>o</sub>   |
| ۱۰۰kHz         | f <sub>s</sub>   |



شکل (۵): استرس ولتاژ سوئیچ‌ها برحسب تغییرات ضریب وظیفه

### ۳-۱- طراحی سلف مغناطیس کنندگی

با استفاده از رابطه پایه سلف می‌توان به راحتی سلف مغناطیس کنندگی را محاسبه کرد.

$$i_{Lm} = \frac{V_o}{nR_o} \quad (7)$$

$$L_m = \frac{V_{Lm}\Delta t}{\Delta i_{Lm}f} = \frac{nV_o(1-D)}{\Delta i_{Lm}f} \quad (8)$$

### ۳-۲ طراحی خازن‌های مبدل پیشنهادی

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (9)$$

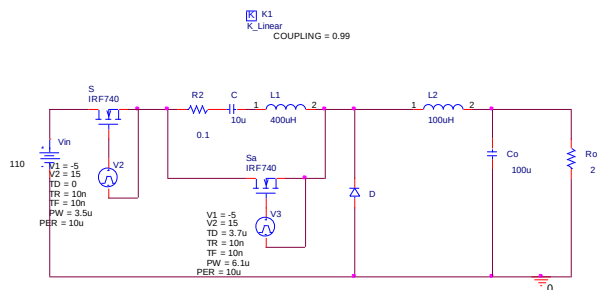
$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta V_c} = \frac{i_{Lm}(1-D)}{2\Delta V_c f} = \frac{V_o(1-D)}{2nR_o f \Delta V_c} \quad (10)$$

با استفاده از رابطه پایه خازن به راحتی مقدار خازن C به دست می‌آید. رابطه خازن C<sub>o</sub> نیز شبیه مبدل باک پایه می‌باشد.

$$C_o = \frac{V_o D}{\delta \Delta V_o f} \quad (11)$$

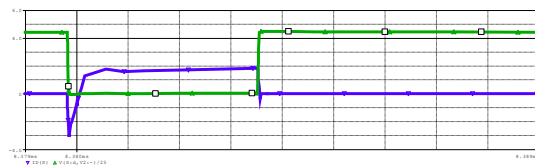
### ۴- شبیه سازی مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی

مبدل پیشنهادی برای ولتاژ خروجی ۱۲ ولت، ولتاژ ورودی ۱۱۰ ولت و در توان ۵۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه‌سازی گردیده‌است. در جدول (۱) مشخصات المان‌های طراحی شده آورده شده و شماتیک مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی شبیه سازی شده در شکل (۶) نشان داده شده است. در شکل (۷) شکل موج جریان و ولتاژ شبیه‌سازی سوئیچ اصلی S نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص است جریان در لحظه روشن شدن سوئیچ منفی است و در نتیجه دیود بدنه روشن و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای آن فراهم است. همچنین در لحظه خاموش شدن نیز به خاطر خازن اسنابر ولتاژ با شیب بالا می‌رود و کلیدزنی در ولتاژ صفر برای آن اثبات می‌گردد. شکل (۸) شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی S<sub>a</sub> را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌گردد جریان سوئیچ کمکی نیز در این مبدل در لحظه روشن شدن سوئیچ منفی است و شرایط ZV برقرار است. از طرفی همانطور که در شکل (۹) مشخص است، دیود D به خاطر کاهش تدریجی جریان هنگام

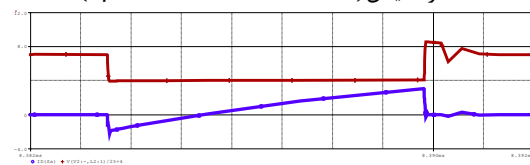


شکل (۶): شماتیک مبدل شبیه سازی شده مبدل پیشنهادی در نرم افزار

PSPICE

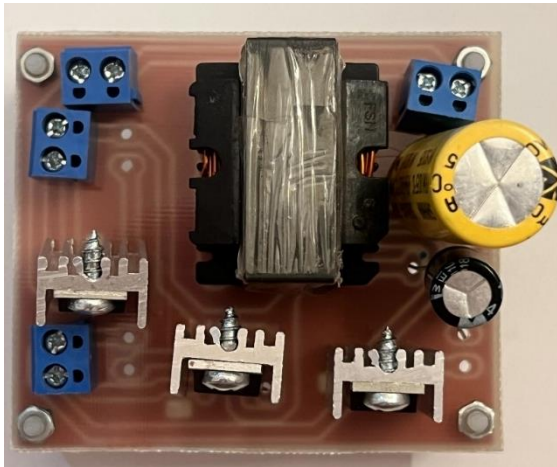


شکل (۷): شکل موج جریان (آبی) و ولتاژ (سبز) سوئیچ S مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1μs/div, 1A/div, 25V/div)

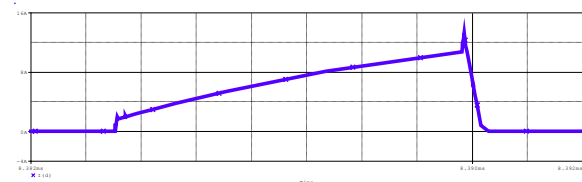


شکل (۸): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) سوئیچ S<sub>a</sub> مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1μs/div, 4A/div, 100V/div)

دیود بدنه آن‌ها هدایت می‌کند و شرایط  $ZV$  برقرار است. جریان تنها دیود مدار نیز با شیب افزایش و کاهش یافته است و شرایط  $ZC$  برای روشن و خاموش شدن آن فراهم است. لذا مشکل بازیابی معکوس برای آن وجود ندارد.



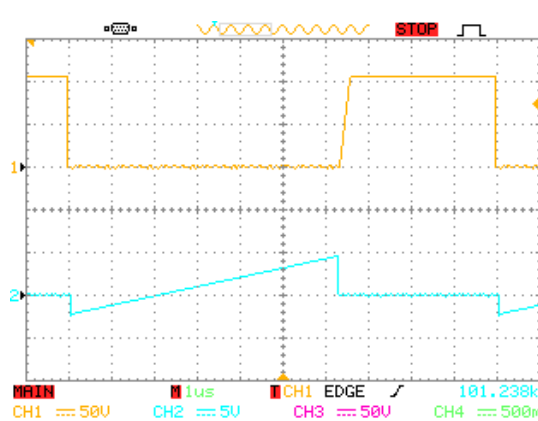
شکل (۱۰): تصویر مبدل پیشنهادی ساخته شده



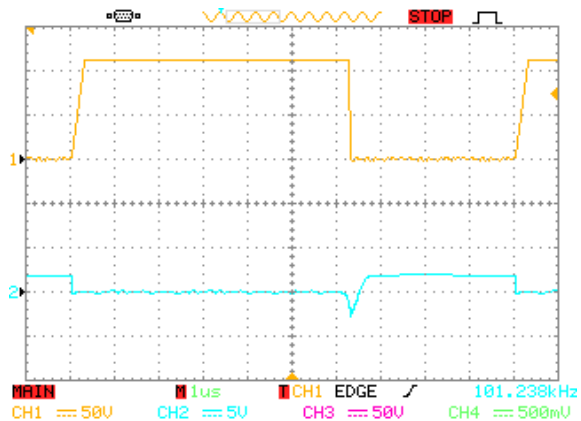
شکل (۹): شکل موج جریان دیود D مبدل شبیه سازی شده در مقیاس  $(1\mu s/div, 4A/div)$

## ۵- نتایج آزمایشگاهی مبدل بسیار کاهنده پیشنهادی

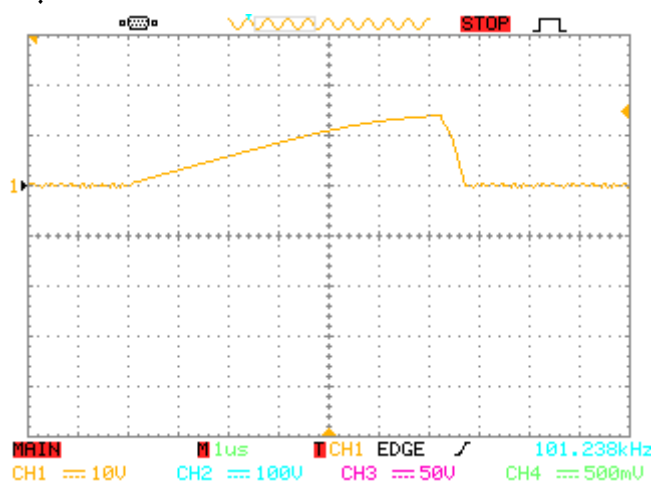
در نهایت در شکل (۱۰) تصویر مبدل پیاده سازی شده نشان داده شده است. این مبدل در توان ۵۰ وات برای اثبات نتایج شبیه سازی مبدل ساخته شده است و پارامترهای آن مطابق جدول (۱) می‌باشد. شکل (۱۱) شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوییچ‌ها و جریان دیود مدار را نشان می‌دهد که نتایج حاصل از شبیه سازی را تایید می‌کند. همانطور که مشاهده می‌گردد جریان در هنگام روشن شدن سوییچ‌ها منفی است و



ب



الف

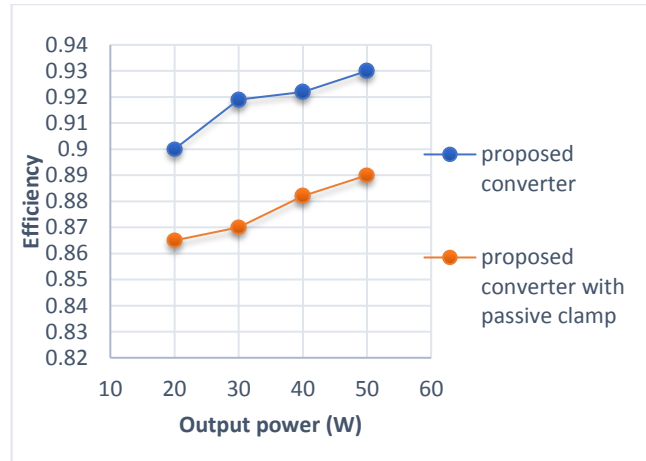


ج

شکل (۱۱): شکل موج‌های عملی مبدل پیشنهادی ساخته شده الف- شکل موج ولتاژ و جریان سوییچ اصلی S ب- شکل موج ولتاژ و جریان سوییچ Sa ج- شکل موج جریان دیود D

## ۶- مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی

در شکل (۱۲) راندمان مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، بهترین راندمان ۹۳ درصد حاصل شده است و با توجه به اینکه در بار سبک شرایط کلیدزنی نرم از دست می‌رود با کاهش توان از راندمان مبدل کاسته شده است، بطوریکه در بار ۲۰ وات به ۹۰ درصد رسیده است. مشخص است که راندمان در بار کامل ۴ درصد نسبت به نمونه سوئیچینگ سخت آن بهبود داشته است.



شکل (۱۲): نمودار بازده مبدل پیشنهادی در مقایسه با نمونه سوئیچینگ سخت آن

## ۷- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های مشابه

### پیشین

در این قسمت مبدل پیشنهادی با مبدل‌های پیشین در جدول (۲) مقایسه شده است. همانطور که از جدول مشخص است مبدل پیشنهادی کمترین تعداد المان و همچنین پیچیدگی عملکرد را دارد. بهره ولتاژ آن نیز کمتر از بقیه است. ولی جریان گردشی در مدار کمکی مبدل‌های [۳۵] و [۳۶] کمتر از مبدل پیشنهادی است. از طرفی مبدل‌های دیگر سلف کوپل شده ندارند لذا وزن و حجم کمتری دارند. از لحاظ نوع کلیدزنی به غیر از مبدل [۳۵] که کلیدزنی در جریان صفر است بقیه به صورت کلیدزنی در ولتاژ صفر عمل می‌کنند لذا تلفات روشن شدن خازنی ندارند.

جدول (۲): جدول مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های پیشین

| مبدل پیشنهادی | [۲۰]  | [۱۹] | [۱۸] | [۱۷] | مرجع            |
|---------------|-------|------|------|------|-----------------|
| ۸             | ۱۲    | ۱۲   | ۱۱   | ۹    | تعداد المان     |
| ZVT           | ZVZCT | ZVT  | ZVT  | ZCT  | نوع کلیدزنی     |
| $D/(n+1)$     | D     | D    | D    | D    | بهره ولتاژ      |
| ۲             | ۲     | ۲    | ۲    | ۲    | تعداد سوئیچ     |
| ۱             | ۰     | ۰    | ۰    | ۰    | تعداد سلف تزویج |

## ۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده با کلیدزنی در ولتاژ صفر ارائه گردیده است، بطوریکه مدار کمکی حداقل تعداد المان را دارا است و هردو سوئیچ بصورت ZV روشن و خاموش می‌شوند، لذا تلفات روشن شدن خازنی ندارند. از طرفی دیود هرزگرد بصورت ZC خاموش می‌گردد و مشکل بازبایی معکوس دیود نیز حل شده است. استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها کاهش یافته در نتیجه می‌توان از سوئیچ‌هایی با مقاومت درین - سورس کوچکتر استفاده نمود، لذا تلفات هدایتی نیز کاهش می‌یابد. طراحی مدار کنترل نیز ساده و بصورت PWM می‌باشد. بنابراین با کمترین تعداد المان اضافی نسبت به مبدل باک متداول هم کلیدزنی نرم برای سوئیچ‌ها فراهم گشته و هم بهره ولتاژ بصورت موثر کاهش یافته است.

## مراجع

- [۱] جلیلی جلیل، میرطلائی سید محمد مهدی، محمدی محمدرضا، مجیدی سید بهروز. مبدل کلیدزنی بهره ولتاژ بالای ورودی جریان با جریان موثر سلف تزویج کم. نشریه علمی-تخصصی تحقیقات نوین در سیستم‌های قدرت هوشمند. ۱۴۰۱؛ ۱۱ (۴): ۱-۷
- [۲] اهری دنیا، شاهقلیان غضنفر، میرطلائی محمدمهدی. شبیه سازی رفتار مبدل باک بوست ترکیبی با ولتاژ خروجی مثبت و بررسی ریل ولتاژ در خروجی. نشریه علمی-تخصصی تحقیقات نوین در سیستم‌های قدرت هوشمند. ۱۳۹۹؛ ۹ (۳): ۱-۸
- [3] Peiravan, Z., Delshad, M., Amini, M. A New Soft Switching Interleaved Flyback Converter with Recovery Leakage Inductance Energy. Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, 2022; 13(50): 31-46.
- [4] Ilic, M., Maksimovic, D., "Interleaved zero-current-transition buck converter", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.43, no.6, pp.1619, 1627, Nov. 2007.
- [5] Zhiliang Zhang, Eberle, W., Yan-Fei Liu, Sen, P.C., "A nonisolated ZVS asymmetrical buck voltage regulator module with direct energy transfer", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.56, no.8, pp.3096, 3105, Aug. 2009.
- [6] Jong-Bok Baek, Woo-In Choi, Bo-Hyung Cho, "Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.60, no.11, pp.5167, 5176, Nov. 2013.
- [7] orrell, A, Castilla, M., Miret, J., Matas, J., Garcia de Vicuna, L., "Control design for multiphase synchronous buck converters based on exact constant Resistive Output Impedance", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.11, pp.4920, 4929, Nov. 2013.
- [8] Hangseok Choi, "Interleaved Boundary Conduction Mode (BCM) buck Power Factor Correction (PFC) converter", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.28, no.6, pp.2629, 2634, June 2013.
- [9] GacioVaquero,D.,Campa,L., "Interleaved buck converter for fast PWM dimming of high-brightness LEDs", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.26, no.9, pp.2627, 2636, Sept. 2011.
- [10] Meynard, T.A., Huselstein, J.-J., "Multicell interleaved flyback using intercell transformers", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.22, no.5, pp.1662, 1671, Sept. 2007.

- [18] E. Adib and H. Farzanehfard, "New zero voltage transition PWM converters," IET Power Electron., 2006, pp. 801–806
- [19] E. Adib H. Farzanehfard, "Family of zero current zero voltage transition PWM converters," IET Power Electron., Vol. 1, no. 2, pp. 214–223, 2008
- [20] Lee, S. S. "Step-down converter with efficient ZVS operation with load variation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 1, pp. 591–597, 2014
- [11] Xiong Du, Luowei Zhou, Heng-Ming Tai, "Double-frequency buck converter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.56, no.5, pp.1690, 1698, May 2009.
- [12] Yao, K., Mao Ye, Ming Xu, Lee, F.C., "Tapped-inductor buck converter for highstep-down DC-DC conversion", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.20, no.4, pp.775, 780, July 2005.
- [13] Dong Wang, Xiangning He; Jianjiang Shi, "Design and analysis of an interleaved flyback-forward boost converter with the current autobalance characteristic", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.25, no.2, pp.489, 498, Feb. 2010.

#### زیر نویس ها:

- 1 Conventional buck converter
- 2 Hard switching
- 3 High step-down
- 4 Duty cycle
- 5 Voltage spike
- 6 Voltage stress
- 7 Reverse recovery
- 8 Coupled inductor
- 9 Zero current switching
- 10 Capacitive turn-on losses
- 11 Zero voltage transition
- 12 Zero voltage zero current switching
- 13 Auxiliary circuit
- 14 Pulse width modulation

- [14] Esteki, M, Adib, E., Farzanehfard, H., Arshadi, S.A., "Auxiliary circuit for zero-voltage-transition interleaved pulse-width modulation buck converter"
- [15] Asghari, A., "Ultra-high step-down ZVS synchronous buck converter with low switch voltage stress" IET Power Electronics, 2020.
- [16] Biswas, M., Majhi, S., Nemade, H., "Two-phase high efficiency interleaved buck converter with improved step-down conversion ratio and low voltage stress" IET Power Electronics, 2019
- [17] E. Adib and H. Farzanehfard, "New zero current transition PWM converters," IET Power Electron, 2006, pp. 2131–2136.

# A high Step-down Converter with Low Voltage Stress on Power Switches and Leakage Inductance Energy Recovery

Abdolghafar Memarian<sup>1</sup>, Majid Delshad<sup>2</sup>, Mahdi Sajadieh<sup>3</sup>

1- PhD student – Faculty of Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, a.memarian@khuisf.ac.ir

2- Associate Professor – Faculty of Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, delshad@khuisf.ac.ir

3- Assistant Professor – Faculty of Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, m.sajadieh@khuisf.ac.ir

**Abstract:** In this paper, a zero-voltage switching step-down converter is presented, which uses the technique of coupled inductor and series capacitor to reduce the voltage gain. Therefore, the voltage stress on the switches is reduced. The auxiliary circuit has the minimum number of elements, on the other hand, the auxiliary switch is also switched under ZV, and the reverse recovery problem of the freewheeling diode is also solved. The energy of the leakage inductor is discharged to the capacitor C and is properly transferred to the output. As a result, the capacitor C not only absorbs the energy of the leakage inductance, but also causes a further decrease in the voltage gain. Since the switches are operated complementary, it is easy to implement the control circuit. The simulation results show an increase in efficiency by 4% compared to the hard switching counterpart. Also, to confirm the correctness of the theoretical analyzes of the proposed high step-down converter, a 50 W practical prototype has been made.

**Keywords:** Zero voltage switching, High step-down converter, leakage inductance energy recovery, coupled inductor.