



ارائه شده توسط :

سایت ترجمه فا

مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده

از نشریات معابر

مبدل DC-DC کلیدزنی نرم دوطرفه توده شده غیرایزوله دارای PWM همراه با طرح کنترل تغییر فاز.

چکیده-در این مقاله، یک مبدل DC-DC دوطرفه توده شده غیرایزوله با کلیدزنی ولتاژ صفر ZVS برای سیستم های تبدیل step-up/step-down بالا ارائه می شود. می توان چرخه کار روشن/یا خاموش فوق العاده محدود موجود در مبدل های buck-boost دوطرفه معمولی را به دلیل پیکربندی مودول توده شده برای کاربردهای دارای نسبت تبدیل ولتاژ بزرگ بسط داد. بعلاوه، استرس ولتاژ کلیدزنی به دلیل اتصالات سری سازی مودول های نیم پل نصف خواهد شد. راهکار PWM به اضافه کنترل تغییر فاز بکار گرفته شده که طی آن چرخه کار اتخاذ می شود تا ولتاژ های بین طرف ورودی و خروجی تنظیم شود و زاویه تغییر فاز استفاده می شود تا به تنظیم جریان برق دست یابیم. این طرح کنترل مزدوج نه تنها می تواند عملیات انتقال دوطرفه بی درز را تحقق بخشد، بلکه به تعادل سازشی ولتاژ برای کلیدهای برق هم دست می یابد. بعلاوه، عملیات کلیدزنی نرم ZVS برای همه کلیدهای فعال تحقق بخشیده شده تا اتلاف های کلیدزنی به حداقل خودش برسد. سرانجام اینکه، یک پیش نمونه از ۱ kW که در فرکانس ۱۰۰ kHz ساخته شده و تست شده تا اثربخشی مبدل های مطرح شده و راهکار کنترلی به اثبات برسد.

کلیدواژه ها: مبدل DC-DC دوطرفه، PWM به اضافه کنترل تغییر فاز یا PPS، کلیدزنی ولتاژ صفر ZVS، نسبت تبدیل ولتاژ بزرگ، تنظیم جریان برق قابل انعطاف.

۱- مقدمه

سیستم های ذخیره انرژی ESS با مبدل های DC-DC دوطرفه در میکروشبکه ها، وسایل نقلیه برقی EV، حمل و نقل و غیره که مبتنی بر انرژی تجدید شدنی می باشد ضروری می باشند. مبدل های DC-DC دوطرفه نقشی را در تبدیل و انتقال انرژی الکتریکی عناصر ذخیره ایفا می کند که هم عملیات شارژ و هم دشارژ را اجرا می کند. در نتیجه، مبدل های DC-DC دوطرفه سطح مشترک های کلیدی برای مدیریت انرژی کارامد می باشد. عموما، ولتاژ عناصر ذخیره به دلیل مسائل امنیتی نسبتا پایین است. در ضمن، ولتاژ باس میکروشبکه ، EV های برقی و EV عناصر ذخیره به دلیل مسائل امنیتی نسبتا پایین است. در ضمن، ولتاژ باس میکروشبکه ، EV های برقی و EV

های دوگانه دوشاخه خور PHEV مبتنی بر DC به منظور بهبود سطح برق سیستم نسبتاً بالا می باشد. متعاقباً، مبدل دوطرفه Step down و step up برای مرتبط سازی عناصر ذخیره ولتاژ پایین و باس ولتاژ بالا لازم می باشد. اینکه چگونه مبدل‌های DC-DC با کارایی بالا و با نسبت بالای تبدیل راه اندازی کنیم، مسئله‌ای همچنان چالش برانگیز برای جامعه الکترونیک و برق محسوب می شود.

مبدل‌های DC-DC دوطرفه ایزوله با ترانسفورمر فرکانس بالا مانند مبدل‌های مبتنی بر Flyback، مبتنی بر Forward-Flyback، مبتنی بر تنظیم کننده انرژی Flyback ترکیبی افزایشی BIFRED، مبتنی بر نیم پل step-up/step-down بالایی دست یابند چرا که نسبت برگشت های ترانسفورمر از ادی کنترل دیگری را برای تنظیم ولتاژ فراهم می اورد. ولیکن، اتلاف هدایت الکتریکی و اتلاف ترانسفورمر اندکی بالاست چرا که کل انرژی تحويل داده شده از طریق کلیدهای برق و مارپیچ های دوطرف اولیه و ثانویه جریان خواهد یافت.

اگر دیودهای منفعل در مبدل‌های Boost با کلیدهای فعال جایگزین شوند، مبدل‌های Buck-Boost دوطرفه معمولی را شکل می دهند. آنها از اتلاف کلیدزنی بالایی به دلیل عملیات کلیدزنی سخت رنج می برند. برای حل این مشکل، برخی مولفه های فعال یا منفعل وارد می شود تا به کلیدزنی ولتاژ صفر ZVS یا همان عملکرد کلیدزنی جریان صفر ZCS دست یابیم. ولیکن، کلیدهای فعال اضافی می تواند پیچیدگی کنترل یا استرس جریانی را روی کلیدهای برق بیاورد. از همه مهمتر اینکه، چرخه کار بیش از حد و استرس ولتاژ بالا برای کلیدهای برق در نسبت تبدیل بالا و کاربردهای ولتاژ بالا اجتناب ناپذیر است، که کارایی مبدل و پاسخ دینامیک را محدود می سازد.

برای اجتناب از عملیات چرخه کار بیش از حد، مبدل‌های چندسطحی نمونه های جذابی می باشند. مبدل های دوطرفه سه سطحی با واردسازی مخزن سه سطحی به مبدل‌های دوطرفه معمولی مطرح شده اند. استرس ولتاژ کلید تنها نیمی از ولتاژ کناری بالا می باشد. و القاگر برای بهبود پاسخ دینامیک به دلیل مرحله ولتاژ کاهش یافته کاهش می یابد.

یک مبدل DC-DC دوطرفه توده شده غیرایزوله پیشرفته در فرانس^{۳۰} این مقاله مطرح شده است که یک نسبت تبدیل step-up/step-down بالایی دارد. این مبدل تحت کنترل روش بهینه سازی شده PWM می باشد که

به حالت forward و معکوس طبق جریان برق تقسیم بندی می شود. تغییر حالت بی عیب با ورود یک الگوی کلیدزنی حدواسط تحقق می یابد. ولیکن طرح کنترل PWM به اضافه کنترل تغییر فاز PPS که همه جا در مبدل‌های ایزوله اتخاذ شده است، می‌تواند در این مبدل توده شده غیرایزوله بکار گرفته شود تا عملکرد مدار بهبود یابد. چرخه کار و زاویه تغییر فاز راهکار کنترل PPS می‌تواند نه تنها ولتاژ منابع کناری ولتاژ بالا و پایین را متعادل سازد، بلکه می‌تواند جریان برق را به طور مستقل و نرم تنظیم سازد که باعث حذف الزامات تغییر الگوی کلیدزنی می‌شود. بعلاوه، به دلیل ساختار توده شده و روش کنترل PPS، استرس ولتاژ کلیدهای برق به نصف ولتاژ طرف بالا کاهش می‌یابد و از عملیات چرخه کار افراطی در سیستم‌های مبدل step-up/step-down بالا اجتناب می‌شود. بعلاوه عملیات کلیدزنی نرم ZVS برای همه کلیدهای برق بدون هر گونه مولفه‌های فعال یا منفعل اضافی حاصل می‌اید.

طرح کلی این مقاله به ترتیب ذیل است. معرفی مختصر مبدل توده شده غیرایزوله با کنترل PPS و تحلیل عملیات حالت ثابت در بخش ۲ توضیح داده می‌شود. مشخصات عملکرد مبدل در بخش ۳ مشخص شده است. بعلاوه، تحلیل انتخاب زاویه تغییر در بخش ۴ دلالت شده است. عملکرد مبدل معرفی شده با یک پیش‌نمونه ۱ kW در بخش ۵ تایید شده است. نقش اصلی این مقاله در اخیرین بخش خلاصه سازی شده است.

۲- مبدل دوطرفه با کنترل PPS و تحلیل عملیات حال ثابت

مبدل دوطرفه توده شده در رفرانس ۳۰ در شکل ۱ دوباره طراحی شده است. در شکل ۱، V_L و V_H منابع ولتاژ طرف بالا و پایین هستند. C_{H1} و C_{H2} خازن‌های سری برای اجرای یک مقسم ولتاژ در طرف ولتاژ بالا می‌باشند. $S_1 \sim S_4$ القاگر روزاننسی کلیدهای فعال دارای خازن‌های پارازیتی شان $C_{s1} \sim C_{s4}$ می‌باشد. القاگر روزاننسی می‌باشد. i_{L_t} خازن روزاننسی می‌باشد. C_L و L_f القاگر فیلتر و خازن در طرف ولتاژ پایین می‌باشد. i_{L_t} جریانات $V_{C_{H1}}$ ، $V_{C_{H2}}$ و V_{C_t} می‌باشند. i_x جریان خنثی خازن‌های سری می‌باشد. f_s با قطبیت معین می‌باشند. C_{H1} ، C_{H2} and C_t ولتاژهای فرکانس کلیدزنی است.

راهکار کنترل PPS برای مبدل توده شده بکار بسته می شود تا ولتاژ را متعادل کند و جریان برق را بین ترمینالهای

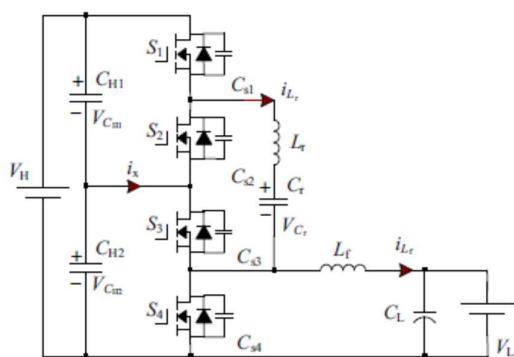
ولتاژ بالا و پایین تنظیم نماید. S_4 به طور مکمل با S_1 به کار انداخته می شود. در حالیکه S_2 به طور مکمل

با S_3 کار می کند. با همان چرخه کار D عمل می کنند و D برای متعادل سازی ولتاژهای طرف بالا

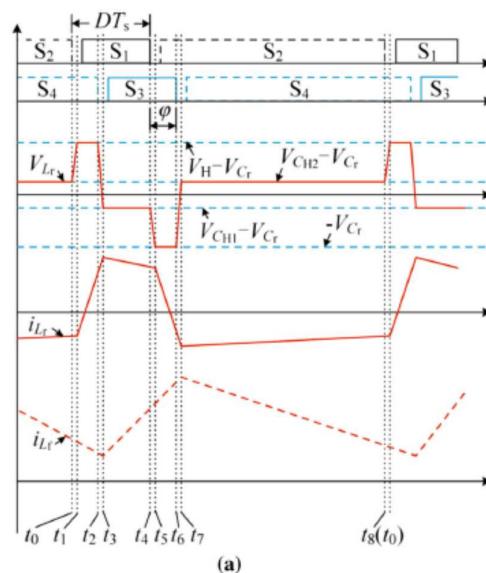
و طرف پایین تنظیم می شود. زاویه تغییر فاز بین φ و S_3 نشان داده شده است. دامنه زاویه

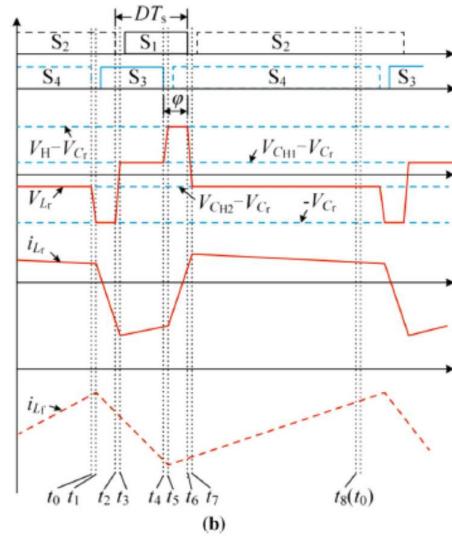
از DT_s به $-DT_s$ محدود است. اشکال موجی شکل کلیدی مبدل توده شده در عملیات حالت ثابت در شکل

۲ رسم شده است.



شکل ۱-مبدل دوطرفه توده شده





شکل ۲- اشکال موجی شکل حالت ثابت مبدل توده شده

دو حالت عملیات مربوط به جهات جریان قدرت وجود دارد. یکی حالت buck بوده که در آن انرژی از طرف بالا به طرف پایین تحویل داده می شود و دیگری حالت boost است که در آن انرژی جریان برعکسی دارد. به دلیل عملیات متقارن مبدل معروفی شده، حالت Buck به عنوان مثالی برای تحلیل عملیات حالت ثابت آن در نظر گرفته می شود.

برای ساده سازی تحلیل، فرضیات ذیل انجام می گیرد: ۱) ریزموج های ولتاژ روی خازن های V_{CH1} , V_{CH2} and C_r کوچک است و نادیده گرفته می شود. ۲) ولتاژ های متعادل می باشد. هشت مرحله عملیات در یک دوره کلیدزنی وجود دارد که به ترتیب ذیل تحلیل شده و مدارهای عملیات معادل در شکل ۳ نشان داده شده است.

۱) مرحله ۱: $[t_0 \sim t_1]$

قبل S_4 , S_2 , t_0 و i_{Lr} هر دو در حالت روشن بوده و جریان i_{Lr} به طور منفی جریان می یابد.

در S_2 , t_0 خاموش می شود. به دلیل خازن C_{s2} , خاموشی ZVS برای C_{s2} تضمین می شود. جریان

C_{s1} , C_{s2} بدون تغییر باقی می ماند چرا که فاصله عملیات کوتاه است. در نتیجه، شارژ می شود در حالیکه طور خطی دشارژ می شود.

$[t_1 \sim t_2]$: مرحله ۲

در S_1 ، ولتاژ i_{L_t} به صفر کاهش می‌یابد. در نتیجه، جریان رزونانس i_{L_t} از طریق دیود ضدموازنی C_{s1} جریان

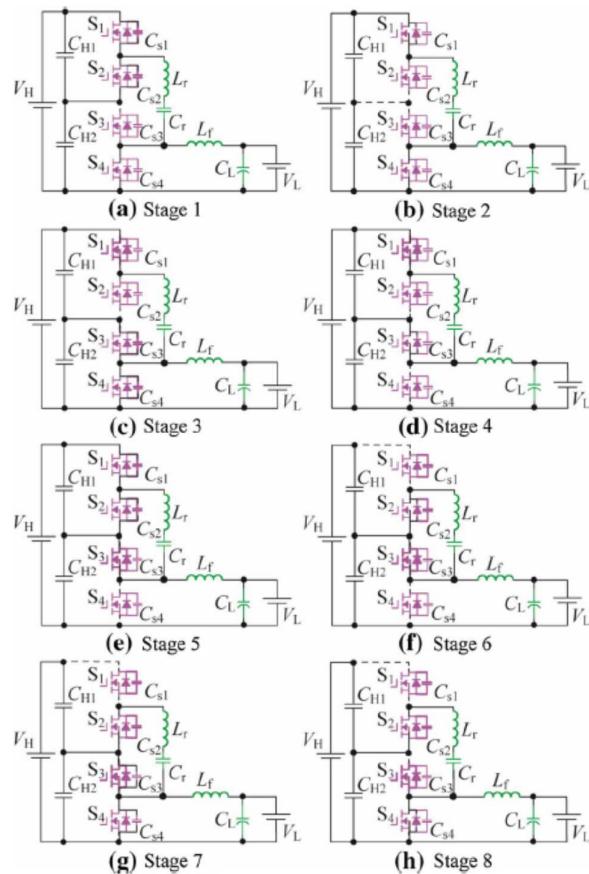
می‌یابد قبل از اینکه سیگنال دروازه روشن آن بیاید. با S_1 طی این مرحله روشن می‌شود. افزایش i_{L_t} می‌یابد و

به طور خطی کاهش می‌یابد، و جریان خنثی i_x صفر می‌باشد. جریان‌ها بنا به رابطه ذیل مشتق گیری می‌شوند:

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_1) + \frac{V_H - V_{C_r}}{L_r} (t - t_1) \quad (1)$$

$$i_{L_f}(t) = I_{L_f}(t_1) - \frac{V_L}{L_f} (t - t_1) \quad (2)$$

$$i_x(t) = 0 \quad (3)$$



شکل ۳-مدارهای عملیات معادل مبدل معرفی شده

$[t_2 \sim t_3]$: ۳ مرحله

در S_4 و t_2 خاموش می شود. جریان رزونانسی i_{L_t} بدليل حدفاصل کوتاه به صورت بدون تغيير باقی می باشد.

ماند و خازن C_{s3} شارژ می شود در حالیکه C_{s4} به شكل خطی دشارژ می شود و خاموش شدن ZVS می باشد.

S_4 حاصل می آید.

$[t_3 \sim t_4]$: ۴ مرحله

در S_3 و t_3 ، ولتاژ S_3 به صفر کاهش یافته و تفاوت جريانهای i_{L_f} و i_{L_t} از دیود ضدموازی جریان می باشد.

با L_r با C_{H1} و C_r با S_3 يابد. طی اين مرحله روشن می شود. خازن رزونانسی L_r از طريق خازن موازي يابد.

بوده و i_x با يك شيب کوچکی تغيير می کند. i_{L_t} به طور خطی افزایش می يابد. جریان خنثی i_{L_t} معادل

تفاوت i_{L_f} و i_{L_t} می باشد.

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_3) + \frac{V_{C_{H1}} - V_{C_t}}{L_t} (t - t_3) \quad (4)$$

$$i_{L_f}(t) = I_{L_f}(t_3) + \frac{V_{C_{H2}} - V_L}{L_f} (t - t_3) \quad (5)$$

$$i_x(t) = i_{L_f}(t) - i_{L_t}(t) \quad (6)$$

$[t_4 \sim t_5]$: ۵ مرحله

در S_1 و t_4 با i_{L_t} خاموش شده است. جریان رزونانس به دليل فاصله کوتاه بدون تغيير باقی مانده است.

است و C_{s2} شارژ شده حين اينكه C_{s1} به شيوه خطی دشارژ و تخلیه می شود.

$[t_5 \sim t_6]$: ۶ مرحله

در t_5 ، ولتاژ کلیدزنی S_2 به صفر کاهش یافته و از طریق دیود ضدموازی i_{L_t} جریان می یابد تا روشن

بودن ZVS را برای S_2 طی این مرحله تضمین نماید. با C_r موازی می باشد. در نتیجه، L_r به طور

خطی کاهش می یابد. i_{L_t} با شیب یکسانی همانند مرحله ۴ افزایش می یابد. معادل i_x می باشد و

جریانات با معادله ذیل معین می شود:

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_5) - \frac{V_{C_r}}{L_r}(t - t_5) \quad (7)$$

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_5) + \frac{V_{C_{H2}} - V_L}{L_f}(t - t_5) \quad (8)$$

$$i_x(t) = i_{L_t}(t) \quad (9)$$

$[t_6 \sim t_7]$: ۷ مرحله

در t_6 ، با C_{s4} شارژ می شود حین اینکه C_{s3} با ZVS خاموش شده است و S_3 t_6 به شکل خطی دشارژ یا تخلیه می شود.

$[t_7 \sim t_8]$: ۸ مرحله

در t_7 ، ولتاژ S_4 به صفر کاهش می یابد و i_{L_t} از طریق دیود ضدموازی جریان می یابد. روشن

شندن ZVS برای S_4 در این مرحله تضمین شده است. خازن رزونانسی C_r موازی با C_{H2} از طریق القاگر

متصل شده است و i_{L_t} با یک شیب کوچکی تغییر می یابد. با همان شیبی کاهش می یابد که در

مرحله ۱ بوده و i_x معادل i_{L_t} می باشد.

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_7) + \frac{V_{C_{H2}} - V_{C_t}}{L_t} (t - t_7) \quad (10)$$

$$i_{L_t}(t) = I_{L_t}(t_7) - \frac{V_L}{L_f} (t - t_7) \quad (11)$$

$$i_x(t) = i_{L_t}(t) \quad (12)$$

۳- تحلیل عملکرد مبدل

۱- نسبت تبدیل ولتاژ

با بکارگیری اصل تعادل ولتاژ دوم به القاگر فیلتر L_f ، می‌توان مشتق گیری کرد که:

$$D = \frac{2V_L}{V_H} \quad (14)$$

که می‌گوید، ولتاژ C_{H2} متناسب با ولتاژ خروجی V_L می‌باشد. بنابراین با کنترل تغییر فاز PS یک چرخه کار

۵۰ درصدی ثابت، مبدل مطرح شده تحت یک شرایط نامتعادلی برای $V_{C_{H2}}$ و $V_{C_{H1}}$ برای اکثر ترکیبات ورودی و خروجی کار خواهد کرد. ولیکن با روش کنترل PWM PPS، چرخه کار D می‌تواند با حلقه کنترل تنظیم شود

تا فرمول ذیل بشود:

$$D = \frac{2V_L}{V_H} \quad (14)$$

به نحوی که:

$$V_{C_{H1}} = V_{C_{H2}} = \frac{1}{2} V_H \quad (15)$$

معادله ۱۵ نشان می‌دهد که برای مبدل توده شده امکانپذیر است که در شرایط متعادلی برای $V_{C_{H1}}$ و

کار کند وقتی که کنترل PPS بکار گرفته می‌شود. با اینحساب، استرس ولتاژ کلیدهای برق $V_{C_{H2}}$

نیمی از ولتاژ طرف بالا به دلیل ساختار توده شده و مکانیسم تعادل ولتاژ می‌باشد. در نتیجه، $S_1 \sim S_4$

وسایل برقی با ولتاژ پایین می تواند برای کاهش اتلاف هدایت جریان در مقایسه با مبدل‌های دوطرفه Buck-boost معمولی بکار گرفته شود.

نسبت تبدیل ولتاژ می تواند با معادله ذیل مشتق گیری شود:

$$M = \frac{V_L}{V_H} = \frac{D}{2} \quad (16)$$

از فرمول ۱۶، می توان نتیجه گرفت که یک نسبت تبدیل ولتاژ Step-up یا Step-down با لای دلیل پیکربندی توده شده حاصل می آید.

۳-۲-مشخصات انتقال نیرو

زاویه تغییر فاز بین φ و S_3 S_1 به شکل  تعریف می شود که می تواند برای کنترل نیروی تحویل داده شده و جهت آن بکار بسته شود. طبق نمودار شکل ۲a، وقتی S_3 منجر به S_1 می شود، φ به شکل مثبت تعریف می شود، که به معنای آنست که نیرو از طرف بالا به طرف پایین به شکل حالت buck تحویل داده می شود. وقتی φ منفی می باشد، جریان نیرو به طور معکوس بوده و مبدل در حالت boost کار می کند.

وقتی مبدل مطرح شده تحت شرایط متعادل با کنترل PPS کار می کند، با بکارگیری تعادل ولتاژ دوم به القاگر روزونانسی L_T ، ولتاژ روی خازن روزونانسی می تواند با فرمول ذیل بدست آید:

$$V_{C_r} = \frac{1}{2} V_H \quad (17)$$

حين اينكه دامنه α از DT_s محدود می شود، برای ساده سازی اين عبارت، $DT_s - DT_s \varphi$ به اين شکل تعریف می کنيم:

$$\alpha = \frac{\varphi}{DT_s} \quad (18)$$

طبق تعادل شارژ و دشارژ خازن های سری در يك چرخه کليزنی، عبارت i_x با فرمول ذیل بدست می ايد:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_x(t) dt = 0 \quad (19)$$

از فرمول ۱۹ و تحلیل بخش ۲، معادله φ به ترتیب ذیل محاسبه می شود:

$$\varphi^2 - 2D(1-D)T_s\varphi + \frac{2L_r I_o D T_s}{V_H} = 0 \quad (20)$$

که در آن I_o متوسط جریان طرف پایین می باشد.

$$P = V_L I_o \quad (21)$$

از معادله ۱۸ الی ۲۱، نیروی تحویل داده شده در حالت Buck می تواند به ترتیب ذیل بیان شود:

$$P = -\frac{V_L^2 \alpha^2}{L_r f_s} + \frac{2(V_H - 2V_L)V_L^2 \alpha}{V_H L_r f_s} \quad (22)$$

عبارت نیروی تحویل داده شده در حالت boost می تواند به شیوه ای مشابه محاسبه شود. از اینرو، از لحاظ دامنه

های مختلف زاویه تغییر فاز φ ، برق تحویل داده شده را می توان به شیوه ذیل محاسبه کرد:

$$P = \begin{cases} -\frac{V_L^2 \alpha^2}{L_r f_s} + \frac{2(V_H - 2V_L)V_L^2 \alpha}{V_H L_r f_s} & 0 \leq \alpha \leq 1 \\ \frac{V_L^2 \alpha^2}{L_r f_s} + \frac{2(V_H - 2V_L)V_L^2 \alpha}{V_H L_r f_s} & -1 \leq \alpha \leq 0 \end{cases} \quad (23)$$

رابطه برق تحویل داده شده و ضریب همبستگی α طبق معادله ۲۳ در شکل ۴ نشان داده شده است که در آن

$L_r = 12.8 \mu H$ و $f_s = 100 \text{ kHz}$ ، $V_H = 400 \text{ V}$ ، $V_L = 40 \sim 56 \text{ V}$ می باشد.

از شکل ۴، منحنی های برق تحویل داده شده کاملاً با $\varphi = 0$ متقاض است. هرچه ولتاژ طرف پایین بالاتر باشد،

نیروی تحویل داده شده ماکریم بزرگتر است. از اینرو، زاویه تغییر فاز یک ازادی کنترل برای تنظیم جریان نیرو به نحو صحیح می باشد.

۳-۳- شرط کلیدزنی نرم ZVS

از تحلیل عملیات در بخش ۲، طی حدفاصل زمانی مرده بین خاموشی S_2 و روشن شدن S_1 ، خازن های

پارازیتی و طبق جریان L_T شارژ و دشارژ می شوند. به دلیل حدفاصله خیلی کوتاه این مرحله،

منطقی است که جریان $I_{L_T}(t_4)$ را به شکل یک مقدار ثابت برای ساده سازی تحلیل درنظر بگیریم.

جریان L_T در t_4 می باشد که با فرمول ذیل مشتق شده است:

$$I_{L_T}(t_4) \approx \frac{\varphi(1-D)V_H}{2L_T} \quad (24)$$

میزان افزایشی ولتاژ منبع تخلیه S_1 با خازن موازی آن محدود شده است، عملیات خاموش کردن ZVS برای

S_1 می تواند وقتی حاصل آید که مورد ذیل مصدق داشته باشد:

$$C_{s1} \leq \frac{I_{L_T}(t_4)t_r}{V_H} = \frac{\varphi(1-D)t_r}{2L_T} \quad (25)$$

که در آن زمان افزایش t_r می باشد که می تواند در برگه داده ها یافت شود.

برای تحقق روشن شدن ZVS برای S_1 ، ولتاژ C_{s1} باید کاملا قبل از اینکه سیگنال روشن سازی طی

مرحله ۱ بیاید، تخلیه گردد. طبق شکل ۳ (مرحله ۱)، جریان $I_{L_T}(t_0)$ با C_{s1} در

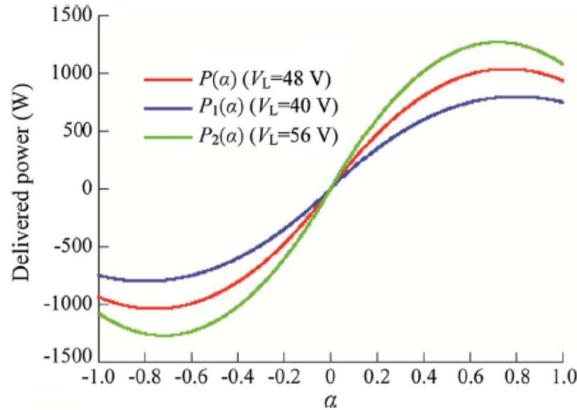
به ترتیب ذیل محاسبه می شود.

$$I_{L_T}(t_0) \approx -\frac{\varphi DV_H}{2L_T} \quad (26)$$

وقتی زمان افت t_d در S_1 کوچکتر از زمان مرده t_f باشد، روشن سازی ZVS می توان با صدق

معادله ذیل حاصل آید:

$$C_{s1} \leq \frac{|I_{L_r}(t_0)| t_f}{V_H} = \frac{\varphi D t_f}{2 L_r} \quad (27)$$



شکل ۴- رابطه میان نیروی تحویل داده شده و ضریب همبستگی α

مشابه با S_1 ، S_3 ، S_2 و S_4 می تواند با خازن های موازی شان حاصل آید وقتی فرمول ذیل صدق کند.

$$C_{s2} \leq \frac{I_{L_r}(t_0)t_r}{V_H} = \frac{\varphi D t_r}{2 L_r} \quad (28)$$

$$C_{s3} \leq \frac{(I_{L_f}(t_6) - I_{L_r}(t_6))t_r}{V_H} = \left[\frac{I_o}{V_H} + \frac{D(1-D)}{4 L_f f_s} + \frac{\varphi D}{2 L_r} \right] t_r \quad (29)$$

$$C_{s4} \leq \frac{(I_{L_f}(t_2) - I_{L_r}(t_2))t_r}{V_H} = \left[\frac{I_o}{V_H} - \frac{D(1-D)}{4 L_f f_s} - \frac{\varphi(1-D)}{2 L_r} \right] t_r \quad (30)$$

$I_{L_f}(t_6) - I_{L_r}(t_6)$ و $I_{L_r}(t_0)$ با C_{s4} و C_{s3} و C_{s2} به ترتیب شارژ می شوند.

برای روشن شدن ZVS و $I_{L_f}(t_2) - I_{L_r}(t_2)$ و $I_{L_r}(t_4)$ و C_{s4} و C_{s3} و C_{s2} با

$I_{L_f}(t_6) - I_{L_r}(t_6)$ به ترتیب دشارژ می شود. عبارت ذیل باید صدق کند:

$$C_{s2} \leq \frac{I_{L_r}(t_4)t_f}{V_H} = \frac{\varphi(1-D)t_f}{2L_r} \quad (31)$$

$$C_{s3} \leq \frac{(I_{L_f}(t_2) - I_{L_r}(t_2))t_f}{V_H} = \left[\frac{I_o}{V_H} - \frac{D(1-D)}{4L_f f_s} - \frac{\varphi(1-D)}{2L_r} \right] t_f \quad (32)$$

$$C_{s4} \leq \frac{(I_{L_f}(t_6) - I_{L_r}(t_6))t_f}{V_H} = \left[\frac{I_o}{V_H} + \frac{D(1-D)}{4L_f f_s} + \frac{\varphi D}{2L_r} \right] t_f \quad (33)$$

به طور خلاصه، با راهکار کنترل PPS، عملکرد کلیدزنی نرم ZVS می تواند بدون افزودن کلیدهای برق اضافی حاصل آید که پیکربندی مدار را ساده سازی می کند.

۴- تحلیل انتخاب زاویه تغییر فاز

طبق تعادل شارژ و دشارژ خازن های سری در یک چرخه کلیدزنی، معادله φ در معادله ۲۰ بدست آمده است.

مقدار φ می تواند با معادله ذیل محاسبه شود:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= D(1-D)T_s + \sqrt{D^2(1-D)^2T_s^2 - \frac{2I_o L_r D T_s}{V_H}} \\ \varphi_2 &= D(1-D)T_s - \sqrt{D^2(1-D)^2T_s^2 - \frac{2I_o L_r D T_s}{V_H}} \end{aligned} \quad (34)$$

هم φ_2 و هم φ_1 می توانند بکار گرفته شوند تا به نیروی تحويل داده شده لازم دست یابند، ولیکن با عملکرد جریان مختلف مدار، طبق تحلیل بخش ۲ و ۳، جریانات RMS القاگر رزونانسی می تواند با معادله ذیل محاسبه شود:

$$I_{RMS_L_r} = \sqrt{\frac{-V_H^2 f_s \varphi^3 + 3D(1-D)V_H^2 \varphi^2}{12L_r^2}} \quad (35)$$

منحنی های I_{RMS_L} در شکل ۵ نشان داده شده اند که در آن φ_2 و φ_1 بزرگتر

از φ_1 در مقایسه با مال L_t می باشد. بعلاوه، با کاهش L_t ، تفاوت جریان معنی دار می باشد. یک

I_{RMS_L} بزرگ به معنای اتلاف هدایت بالا می باشد و اندازه القاگر بزرگتر می باشد. از اینرو ترجیح داده

می شود که φ_2 به عنوان زاویه تغییر فاز برای تنظیم جریان نیرو انتخاب شود.

۵- تاییدات تجربی و ازمایشی

یک پیش نمونه 1 kW ساخته شده و تست گردیده تا اثربخشی مبدل دوطرفه معرفی شده را تایید کند. پارامترهای مدار در جدول ۱ به فهرست درآمده اند.

به دلیل ساخت توده ای و مکانیسم تعادل ولتاژ، MOSFET های درجه بندی $300V$ می تواند برای تحقق عملیات

ولتاژ ورودی $400V$ استفاده گردد. پارامترهای فیلتر C_L و L_f می تواند دقیقا به همان روش مبدل محاسبه شود. القاگر رزونانسی با ماکریمم قدرت ارائه شده که در معادله ۲۳ نشان داده شده تعیین

می شود. عموما، خازن رزونانسی C_r باید نسبتا بزرگ باشد تا ولتاژ ریزموچ آن را سرکوب سازد، ۵ درصد یک

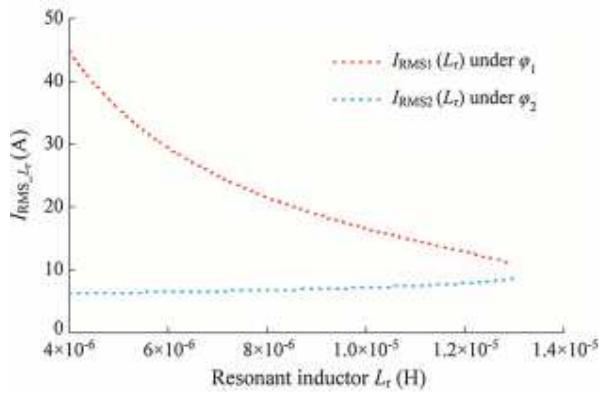
مقدار عملی برای ریزموچ ولتاژ است و $4.7 \mu\text{F}$ برای این طراحی انتخاب شده است.

دیاگرام بلوک کنترل مبدل مطرح شده در شکل ۶ ارائه شده است. حلقه کنترل PWM برای متعادل سازی ولتاژ

i_L و $V_{C_{H2}}$ و $V_{C_{H1}}$ بکار گرفته شده است. بعلاوه، جریان القاگر فیلتر خروجی برای حلقه کنترل تغییر فاز

اتخاذ شده تا مدیریت جریان شارژ/دشارژ حاصل آید. نوسانگر کنترل شده ولتاژ دیجیتالی DCO برای تولید زاویه

تغییر فاز φ_2 استفاده می شود. با این راه حل، تنظیم چرخه کار و کنترل تغییر فاز از هم جدا شده و اجرای آن توسط پردازشگرهای سیگنال دیجیتالی DSP سهول می شود.



شکل ۵- جریانات RMS القاگر رزونانسی φ_2 و φ_1 تحت L_r و $(P=1\text{ kW})$

جدول ۱- پارامترهای پیش نمونه تست شده

پارامترها		مقدار
کننده	P_{out} سطح نیروی	1 kW
	V_H ولتاژ طرف بالا	400 V
	V_L ولتاژ طرف پایین	40~56 V
	f_s فرکانس کلیدزنی	100 kHz
	$S_1 \sim S_4$ کلیدهای اصلی	IRFP4242PBF
	خازن های تقسیم	470 μ F
	$C_{H1} \sim C_{H2}$	12.8 μ H
	L_r القاگر رزونانسی	4.7 μ F
	C_r خازن رزونانسی	20 μ H
	L_f القاگر فیلتر	220 μ F
	C_L خازن خروجی	

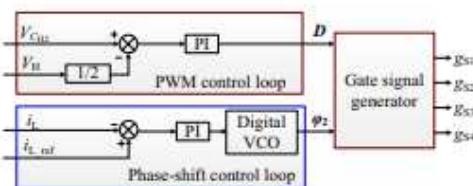


Fig. 6 Control loop for proposed converter

شکل ۶- حلقه کنترل برای مبدل مطرح شده

نتایج ازمایشی مبدل مطرح شده در حالت buck در بار ۱ kW در شکل ۷ نشان داده شده است. سیگنالهای

محرك کلیدهای نیرو در شکل ۷a نشان داده شده است که در آن S_3, S_4 و S_1, S_2 به طور مکمل به

ترتیب عمل می کند. سیگنال S_1 پیشروی سیگنال S_3 می شود، که کارهای مدار را در حالت buck طبق

آنالیز بخش ۲ نشان می دهد. شکل موجی ولتاژ و جریان L_T در شکل ۷b دلالت شده است. وقتی S_1 و S_3

همزمان خاموش و روشن می شود، شبکه i_{L_T} کوچک است چرا که V_{L_T} معادل تفاوت میان V_{C_H} و ولتاژ خازن

های سری می باشد، در حالیکه ارزش V_{C_T} تقریبا همانند V_{C_H} یا i_{L_T} می باشد. در ضمن، به طور خطی

افزایش می یابد وقتی که L_T روشن باشد و S_4 با تفاوت ولتاژ بین منبع ولتاژ بالا و شارژ می شود.

با C_r دشارژ و تخلیه می شود وقتی که S_2 و S_3 روشن باشد. بعلاوه، شکل موجی V_{L_T} و S_4 در شکل ۷c

نشان داده شده است. زمانی دشارژ و تخلیه می شود که S_4 در حالت خاموش باشد و با منبع ولتاژ پایین

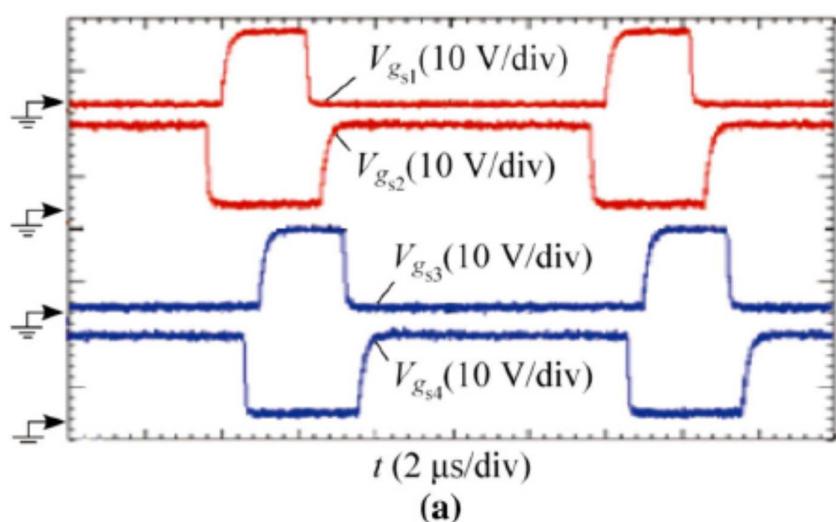
شارژ می شود وقتی که S_4 روشن است. تعادل ولتاژ خازن های سری در شکل ۷d به اثبات رسیده است که در

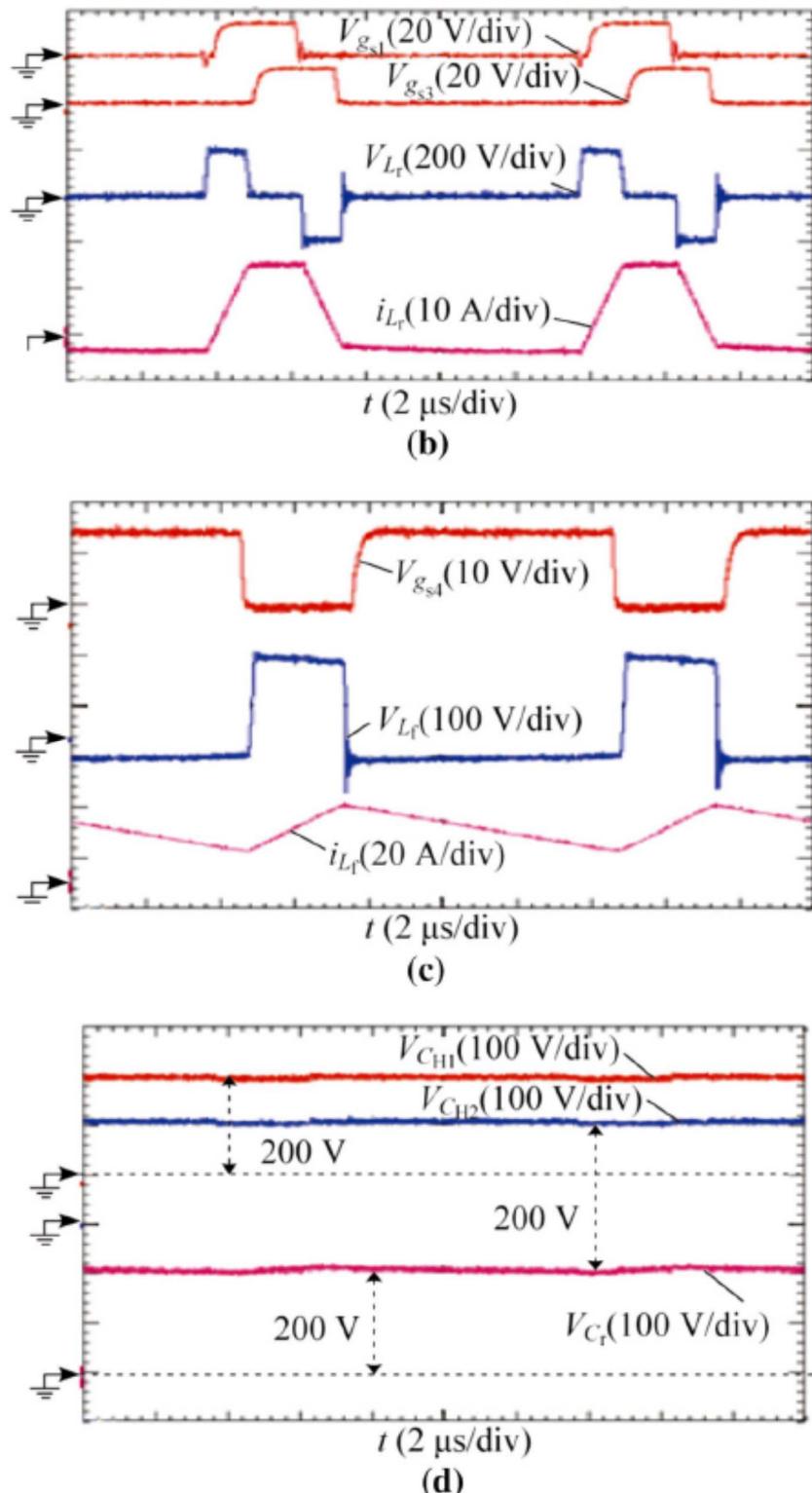
آن هر دو V_{C_H} و V_{C_H} نیز معادل نصف ولتاژ طرف بالا است که هماهنگ

با تحلیل قبلی می باشد.

عملکرد کلیدزنی نرم ZVS کلیدهای نیرو در حالت buck در بار کامل در شکل ۸ امده است. از روی شکل ۸،

خاموش و روشن ZVS برای همه کلیدها اجرا می شود.





شکل ۷-نتایج از مایشی در حالت buck

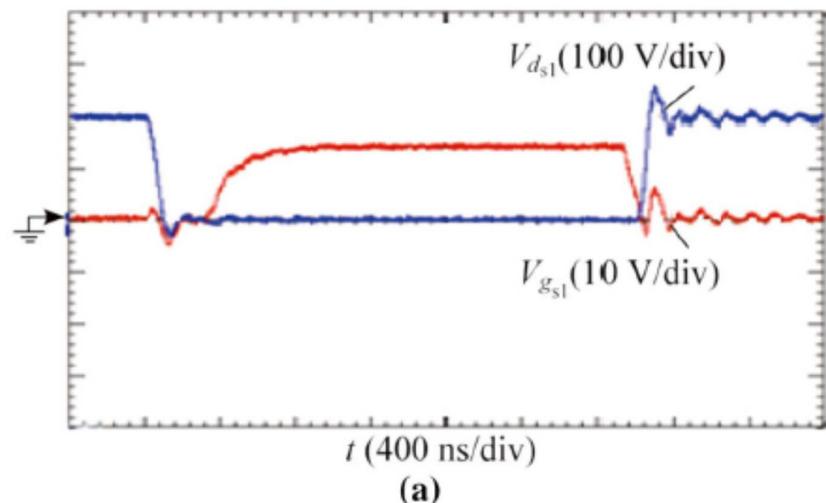
بعلاوه، استرس ولتاژ تنها نیمی از ولتاژ طرف بالا می باشد که استفاده از کلیدها را با اتصال هدایت پایین ترویج می کند.

شکل ۹ و ۱۰ نشان دهنده عملکرد مدار در حالت boost تحت بار کامل می باشد. سیگنالهای محرک کلیدهای

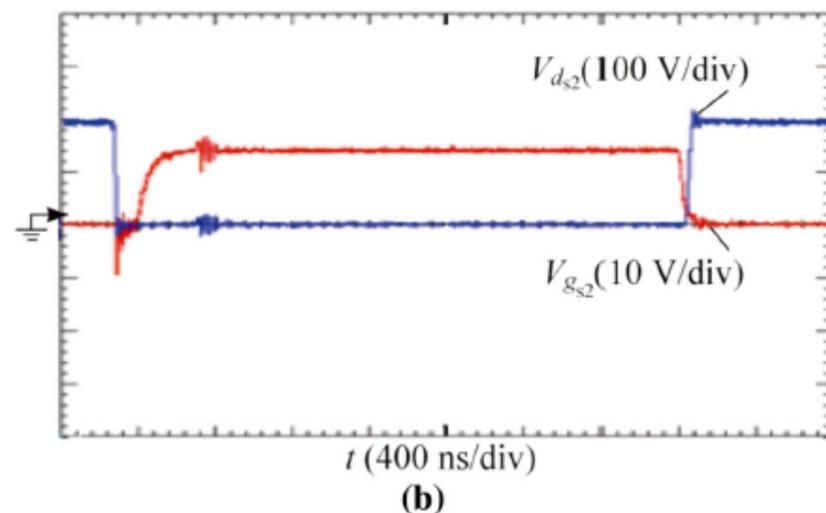
نیرو در حالت boost تقریبا همانند حالت buck می باشد بجز اینکه فاز پیشرو می باشد. در نتیجه زاویه

تغییر فاز یک ازادی کنترل برای تنظیم نیرو تایید می شود. شکل موجی ولتاژ و جریان L_F و L_T در شکل

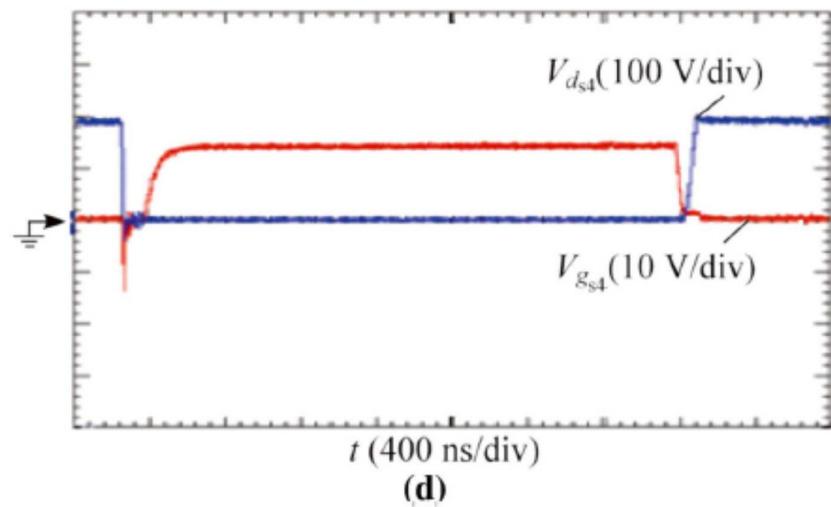
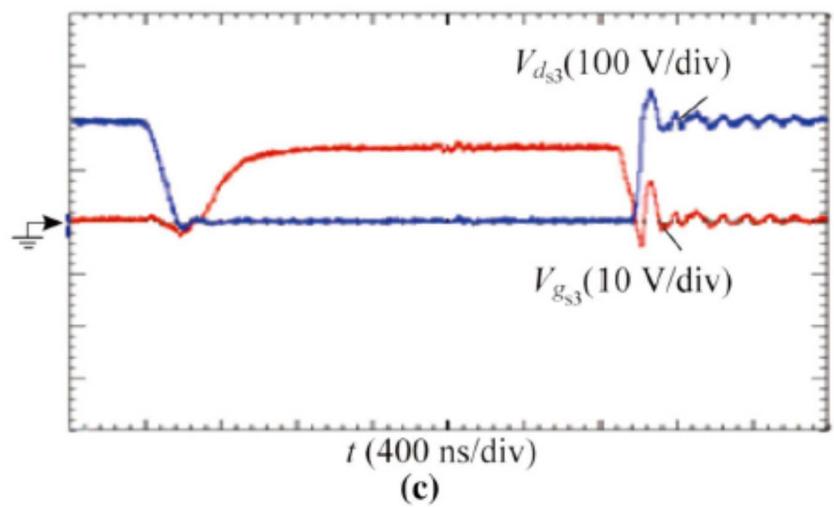
نشان داده شده است که در ان شکل موجی جریان در مقایسه با مال آن در حالت buck معکوس می شود.



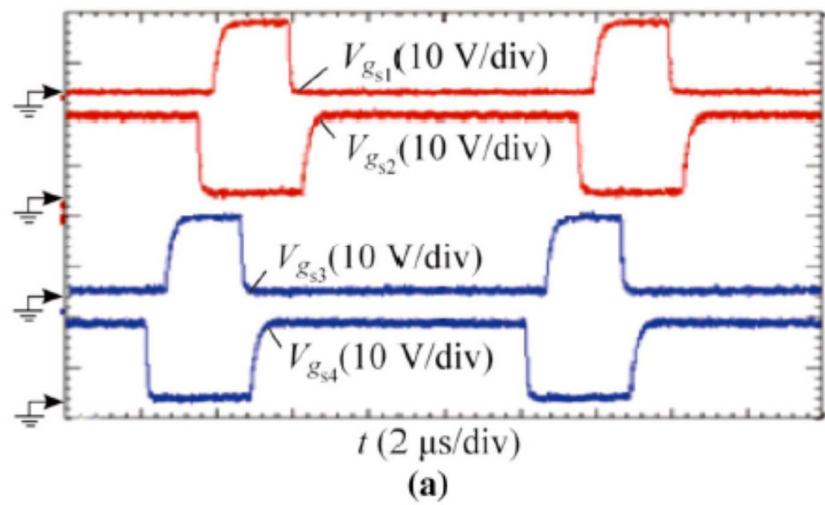
(a)

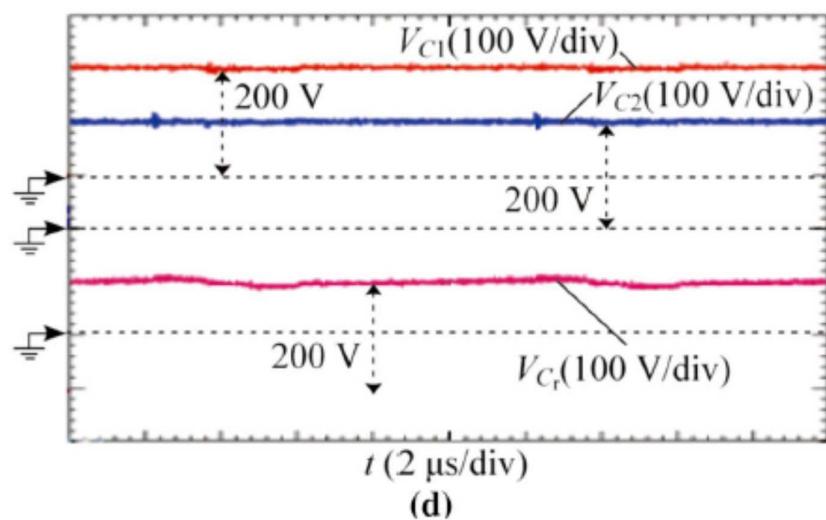
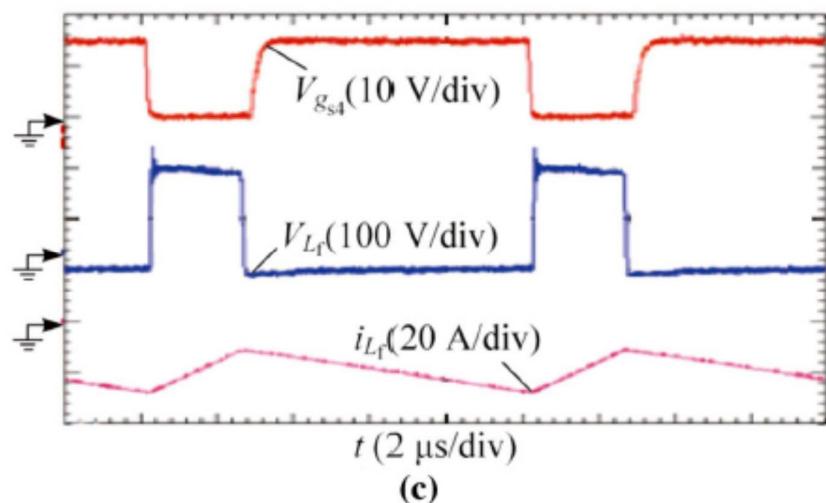
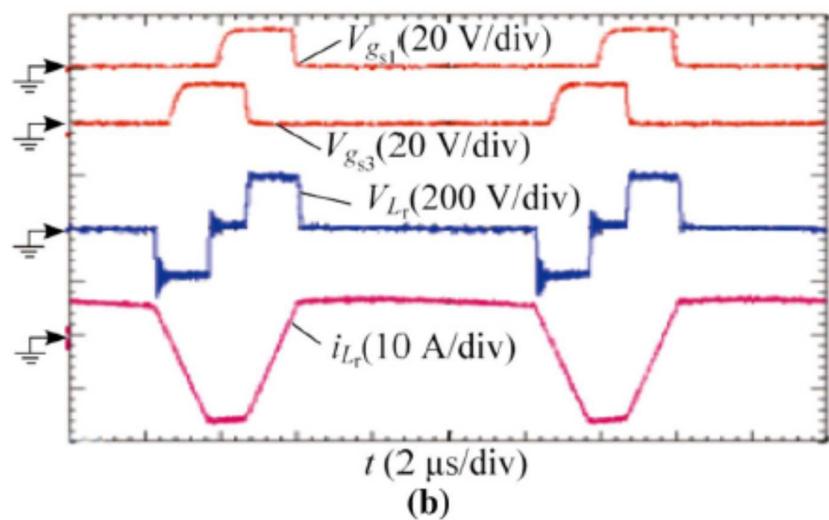


(b)

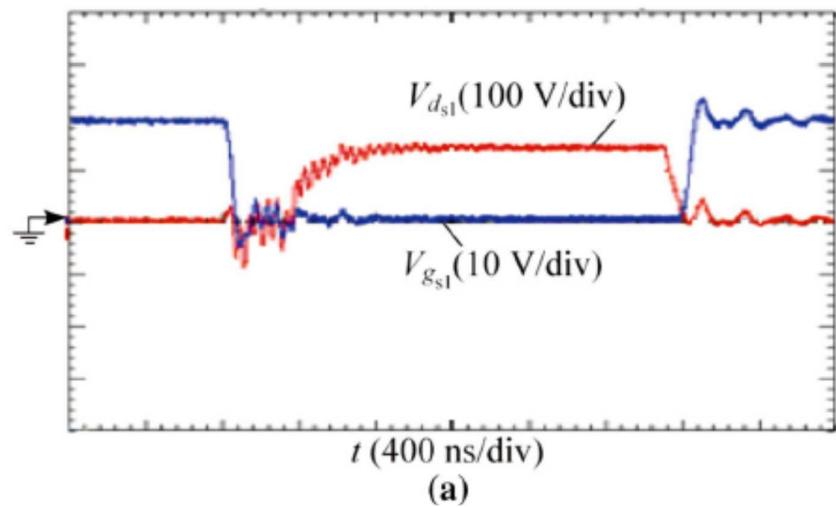


شکل ۸-عملکرد کلیدزنی نرم ZVS در حالت buck

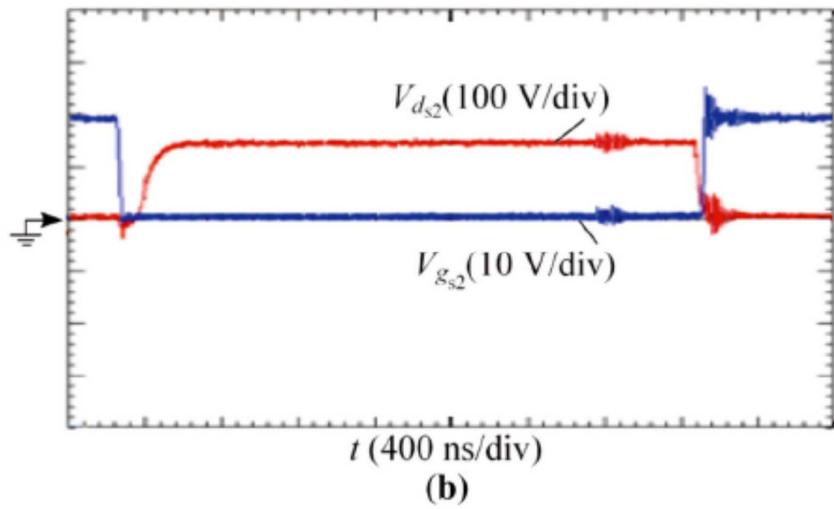




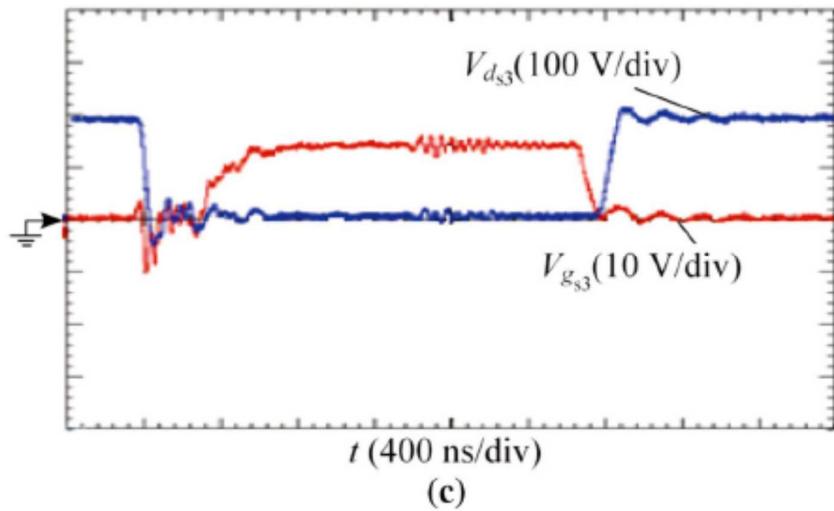
شکل ۹- نتایج تجربی حالت boost



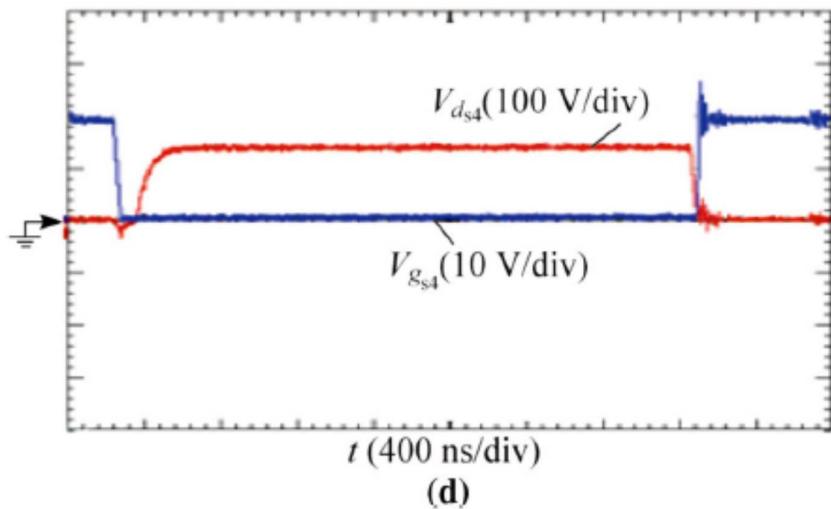
(a)



(b)

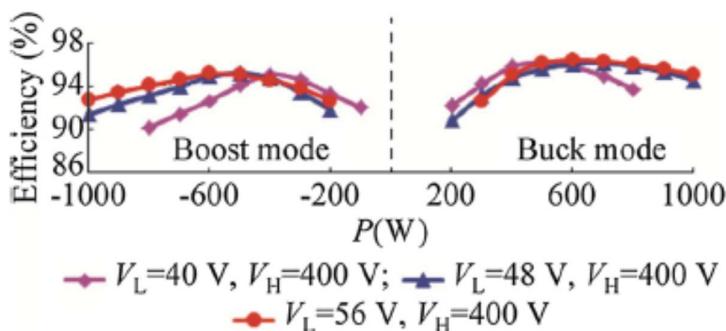


(c)



شکل ۱۰-عملکرد کلیدزنی نرم ZVS در حالت boost

شکل ۹d مبین است که ولتاژ طرف بالا به طور معادلی با مکانیسم تعادل ولتاژ نصف می شود.



شکل ۱۱-کارایی اندازه گیری مبدل مطرح شده

علاوه، عملیات کلیدزنی نرم ZVS در حالت Boost طبق شکل ۱۰ حاصل می شود.

کارایی اندازه گیری شده مبدل مطرح شده در شرایط بار مختلف در شکل ۱۱ رسم شده است. در حالت buck،

ماکزیمم کارایی حدود ۹۶ درصد است و کارایی بار کامل حدود ۹۴,۵٪ است وقتی که

$V_H = 400 \text{ V}$ و $V_L = 48 \text{ V}$ باشد. وقتی ولتاژ طرف پایین به ۵۶V افزایش می یابد، کارایی ماکزیمم حدود ۹۶,۳٪

می باشد. در حالت boost، وقتی $V_H = 400 \text{ V}$ و $V_L = 48 \text{ V}$ باشد، کارایی در بار کامل

برابر با ۹۱,۳٪ می باشد و کارایی ماکزیمم برابر با ۹۴,۷٪ می باشد. کارایی زمانی به ۹۵٪ می رسد که

$V_L = 56 \text{ V}$ در حالت boost باشد. کارایی در حالات boost و buck اندکی کاهش یافت وقتی که

$V_L = 40 \text{ V}$ به دلیل اتلاف هدایت نسبتاً بزرگتر باشد.

۶-نتیجه گیری

یک مبدل DC-DC دوطرفه توده شده با کنترل PPS برای فراهم سازی یک راه حل پیشرفته برای کاربردهای نسبت تبدیل ولتاژ بزرگ معرفی شده است. با بکارگیری طرح کنترل PPS، ولتاژهای طرف بالا و پایین تطابق یافته و ولتاژهای خازن تقسیم کننده متعادل شده و تنظیم جریان نیروی قابل انعطافی حاصل می‌شود. علاوه، کلیدزنی نرم ZVS تضمین می‌کند که اتلافهای کلیدزنی کاهش می‌یابند، و ساختار توده شده استرس ولتاژ کلید را به اندازه تنها نصف ولتاژ طرف بالا سرکوب می‌سازد. علاوه، چرخه کار فوق العاده محدود در مقایسه با مبدل‌های معمولی buck-boost بسط می‌یابد. دست کم، یک مبدل پیش نمونه ۱ kW ساخته می‌شود تا اثربخشی مبدل توده‌ای شده را تایید کند که در آن نتایج تجربی نشان داده است که مبدل مطرح شده یک کاندیدای رقابتی برای سیستم‌های تبدیل DC-DC دوطرفه Step-up/step-down بالای غیرایزوله می‌باشد.



این مقاله، از سری مقالات ترجمه شده رایگان سایت ترجمه فا میباشد که با فرمت PDF در اختیار شما عزیزان قرار گرفته است. در صورت تمایل میتوانید با کلیک بر روی دکمه های زیر از سایر مقالات نیز استفاده نمایید:

✓ لیست مقالات ترجمه شده

✓ لیست مقالات ترجمه شده رایگان

✓ لیست جدیدترین مقالات انگلیسی ISI

سایت ترجمه فا؛ مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده از نشریات معتبر خارجی