

یک مبدل دو جهته ZVS غیر ایزوله جدید با حداقل المان کمکی

نسرین اسدی مدیسه^(۱) - مجید دلشاد^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد

(۲) استادیار - دانشکده فنی-مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد خوراسگان

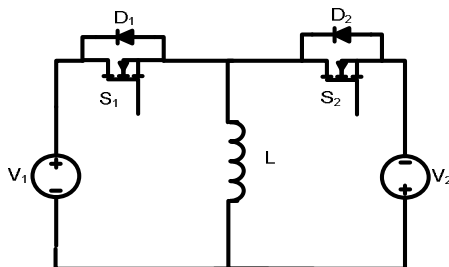
تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۹۰ تاریخ پذیرش: پاییز ۱۳۹۱

خلاصه: در این مقاله یک مبدل dc-dc دو جهته غیر ایزوله جدید معرفی می‌شود. مبدل پیشنهادی می‌تواند تحت شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) و فرکانس کلیدزنی ثابت بدون در نظر گرفتن جهت فلوی توان عمل کند. برای ایجاد شرایط ZVS سوئیچ‌ها در این مبدل از یک مدار کمکی بسیار ساده استفاده می‌شود، که شامل یک سیم پیچ تزویج شده به سلف اصلی و یک سلف کمکی است. علاوه بر این برای فراهم کردن کلیدزنی نرم در این مدار از هیچ سوئیچ اضافی استفاده نمی‌شود که این سبب ساده‌تر شدن پیاده سازی و کنترل مدار می‌شود. به منظور تایید تحلیل تئوریک مبدل dc-dc دو جهته پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی آن آورده شده است.

کلمات کلیدی: مبدل dc-dc دو جهته، PWM، کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS)، مبدل باک-بوست، غیر ایزوله.

۱- مقدمه

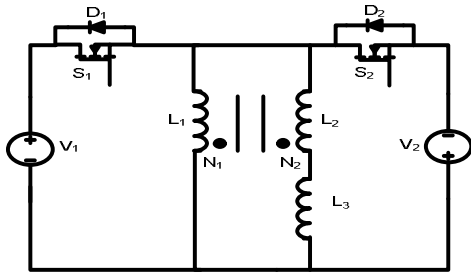
علاوه بر این به دلیل تعداد سوئیچ اکتیو و تعداد اجزاء پسیو کمتر، هزینه این مبدل‌ها نسبت به مبدل‌های نوع ایزوله کمتر است [۲۱]. یک مبدل dc-dc باک-بوست/باک-بوست دو جهته معمولی در شکل (۱) نشان داده می‌شود، که سوئیچ‌های این مبدل تحت شرایط کلیدزنی سخت عمل می‌کنند.



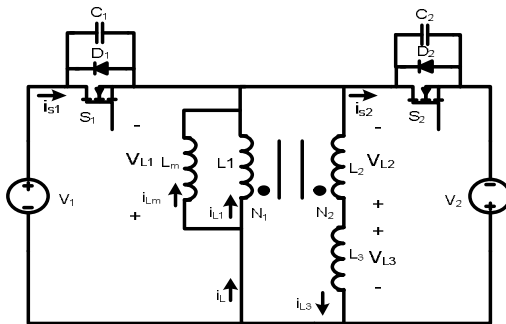
شکل (۱): مبدل dc-dc باک-بوست/باک-بوست دو جهته معمولی
Fig. (1): Conventional bidirectional buck-boost/ buck-boost dc-dc converter

امروزه مبدل‌های dc-dc دو جهته، به یک موضوع مهم در الکترونیک قدرت تبدیل شده‌اند. این مبدل‌ها برای انتقال توان بین دو منبع dc، در هر دو جهت استفاده می‌شوند. اگر چه این مبدل‌ها قادر به معکوس کردن جهت فلوی جریان و در نتیجه توان هستند، اما پلاریته ولتاژ دو منبع dc در آنها بدون تغییر باقی می‌ماند. با توجه به نکات ذکر شده، این مبدل‌ها به طور گسترده‌ای در بسیاری از کاربردهای صنعتی از جمله سیستم‌های انرژی خودرو الکتریکی هیبریدی، منابع تغذیه بدون وقفه، سیستم‌های قدرت هیبریدی سلول سوختی، سیستم‌های قدرت هیبرید فتوولتائیک و شارژرهای باتری استفاده می‌شوند [۱-۸]. مبدل‌های dc-dc دو جهته را می‌توان به دو دسته غیر ایزوله و ایزوله تقسیم کرد. مبدل‌های dc-dc دو جهته ایزوله بسیاری ارائه شده است، که آرایش تمام پل [۸-۱۲] و نیم پل [۱۳-۱۷] نمونه‌ای از آنها هستند. وقتی که هر دو طرف مدار نمی‌توانند همزمان زمین شوند و به بهره ولتاژ بالایی نیاز است، مبدل‌های دو جهته نوع ایزوله استفاده می‌شوند [۱۸]. اگر در مدار نسبت ولتاژ بالا و ایزولاسیون الکتریکی لازم نباشد، مبدل‌های دو جهته غیر ایزوله به دلیل ساختار و کنترل ساده، بازده بالاتر و چگالی توان بیشتر مطلوب‌تر می‌باشند [۳، ۴، ۱۸-۲۵].

اندوکتانس مغناطیسی L_m و یک ترانسفورماتور ایده آل که نسبت دوری برابر $N_2/N_1 = n$ دارد، مدل می‌شود. اندوکتانس نشتی سلف تزویج شده L_1 نیز در سلف کمکی L_3 گنجانده می‌شود. دیودهای D_1 و D_2 دیودهای بدنه ذاتی سوئیچ‌های اصلی S_1 و S_2 و خازن‌های C_1 و C_2 خازن‌های پارازیتی S_1 و S_2 هستند.



شکل (۲): مبدل dc-dc دو جهته پیشنهادی
Fig. (2): Proposed bidirectional dc-dc converter



شکل (۳): مدار معادل مبدل پیشنهادی
Fig. (3): Equivalent circuit of the proposed converter

۳- عملکرد مبدل دو جهته پیشنهادی

مبدل باک- بوست/ باک- بوست دو جهته می‌تواند به صورت باک- بوست در هر دو جهت مستقیم و معکوس عمل کند. اما در این مدار فرض شده است که مبدل در جهت مستقیم به صورت بوست و در جهت معکوس به صورت باک عمل می‌کند. در این صورت، ضریب وظیفه و مدار درایو سوئیچ‌ها در هر دو حالت یکسان می‌باشد. شکل موج‌های اصلی مبدل پیشنهادی برای حالت بوست در شکل (۴) و برای حالت باک در شکل (۵) نشان داده شده‌اند. همچنین مدار معادل هر وضعیت برای هر دو حالت در شکل‌های (۶) و (۷) آورده شده‌اند.

به منظور کاهش حجم و وزن مبدل‌های dc-dc دوجته فرکانس کلیدزنی آنها باید بالا باشد. اما در مبدل‌های دارای کلیدزنی سخت، افزایش فرکانس کلیدزنی سبب افزایش نویز تداخل الکترومغناطیسی (EMI) و تلفات کلیدزنی می‌شود. تکنیک‌های بسیاری برای حل این مشکل ارائه شده است.

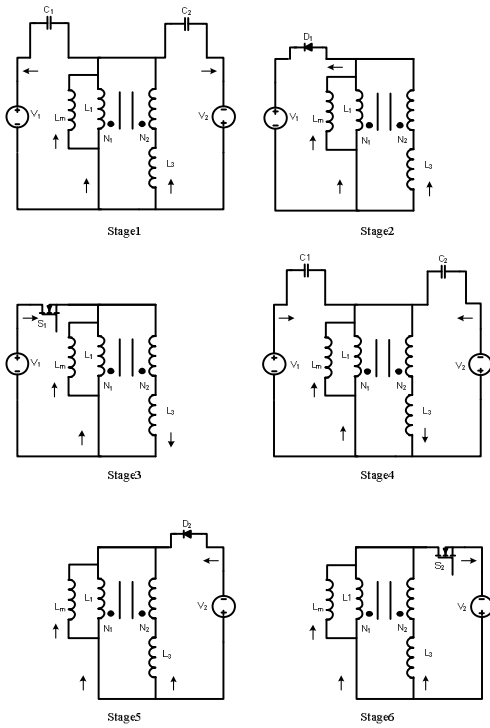
برخی مدارها از تکنیک‌های رزونانسی و شبه رزونانسی استفاده می‌کنند [۲۶-۲۸]. در این مبدل‌ها شرایط کلیدزنی نرم برای سوئیچ‌ها فراهم می‌گردد، اما استرس ولتاژ و جریان آنها به خاطر رزونانس بالا است، از طرفی امکان طراحی بهینه‌ی المان‌های مغناطیسی نیز به خاطر کنترل فرکانس متغیر فراهم نیست. در برخی مدارها از تکنیک‌های کلمپ فعال استفاده می‌شود [۲۱-۲۲]. در مبدل‌های dc-dc کلمپ فعال نیز شرایط کلیدزنی نرم برای سوئیچ‌ها فراهم می‌گردد، اما استرس المان‌های نیمه هادی و تلفات ضریب وظیفه استفاده از این تکنیک‌ها را برای کاربردهای دو جهته محدود می‌کند. بنابراین در بسیاری از مبدل‌ها برای فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم، از یک مدار کمکی استفاده می‌شود [۲۳-۲۵]. این مدار کمکی اضافه شده دارای یک یا چند سوئیچ اضافه است. مبدل‌های dc-dc دوجته غیر ایزوله برای انتقال توان دو جهته حداقل به دو سوئیچ اصلی نیاز دارند. حال با افزودن مدار کمکی که خود شامل چندین سوئیچ می‌باشد، هر چند شرایط کلیدزنی نرم فراهم می‌گردد اما پیچیدگی مدار کنترل، تلفات هدایتی و هزینه‌های کلی افزایش می‌یابد.

در این مقاله یک مبدل dc-dc باک- بوست/ باک- بوست دو جهته معمولی پیشنهاد می‌شود. برای فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم در این مبدل از یک مدار کمکی ساده بدون هیچ سوئیچ اضافه‌ای استفاده می‌شود که می‌تواند مشکل بازیابی معکوس دیود بدنه سوئیچ‌ها را نیز تا حد زیادی حل کند. این مدار کمکی شامل یک سیم‌پیچ تزویج شده به سلف اصلی و یک سلف کمکی می‌باشد. سوئیچ‌های این مبدل با مدولاسیون پهنای باند (PWM) کنترل می‌شوند و هر دو سوئیچ مکمل یکدیگر کلیدزنی می‌گردند، بنابراین پیاده‌سازی مدار کنترل آن بسیار ساده است.

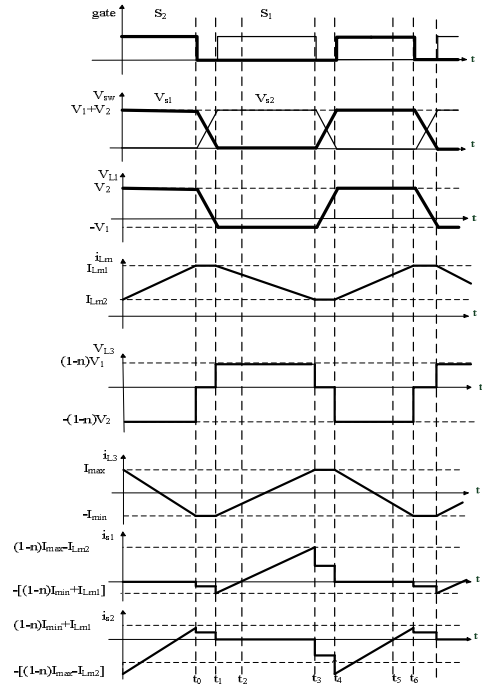
در این مقاله ابتدا مبدل dc-dc دوجته جدید در بخش (۲) معرفی و در بخش (۳) به صورت تئوری تحلیل می‌شود. سپس ملاحظات طراحی مبدل در بخش (۴) ارائه می‌گردد. همچنین نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی یک نمونه ۱۰۰ وات مبدل مذکور در بخش (۵) آورده شده است.

۲- توصیف مبدل دو جهته پیشنهادی

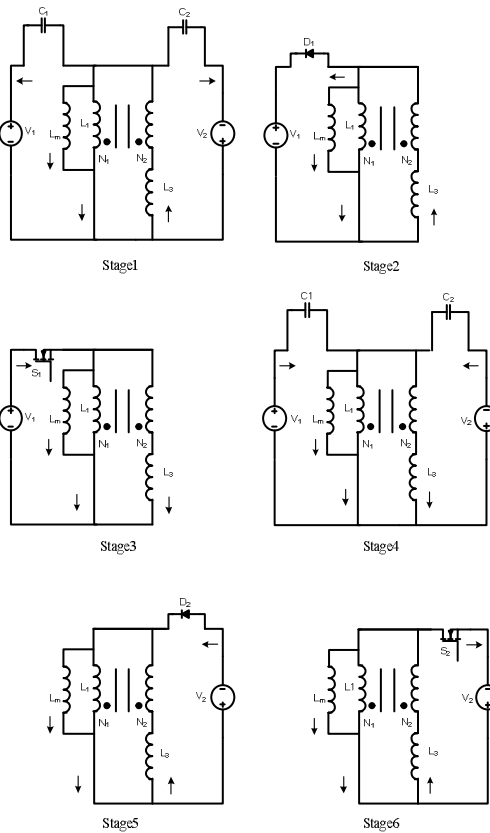
مبدل dc-dc دو جهته پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده می‌شود. این مبدل بسیار شبیه به مبدل دو جهته معمولی شکل (۱) می‌باشد به جز اینکه سیم‌پیچ L_2 به سلف اصلی L_1 تزویج شده و سلف کمکی L_3 نیز به آن اضافه می‌شود. این مدار کمکی شرایط ZVS را صرف نظر از جهت فلوی توان برای مبدل فراهم می‌کند. مدار معادل مبدل پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است. سلف تزویج شده L_1 به عنوان یک



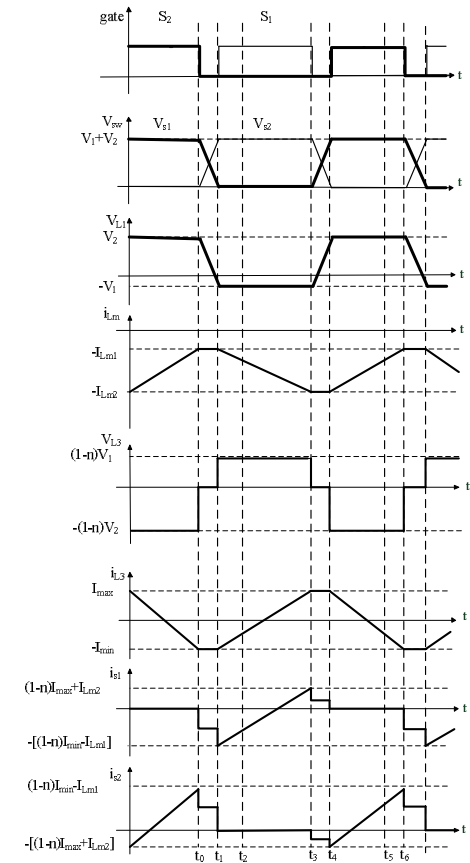
شکل (۶): وضعیت‌های معادل مبدل پیشنهادی در حالت بوست
 Fig. (6): Equivalent circuits of the proposed converter in boost mode



شکل (۴): شکل موج‌های اصلی مبدل پیشنهادی در حالت بوست
 Fig. (4): Key waveforms of the proposed converter in boost mode



شکل (۷): وضعیت‌های معادل مبدل پیشنهادی در حالت باک
 Fig. (7): Equivalent circuits of the proposed converter in buck mode



شکل (۵): شکل موج‌های اصلی مبدل پیشنهادی در حالت باک
 Fig. (5): Key waveforms of the proposed converter in buck mode

۳-۱- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت بوست

مبدل پیشنهادی در حالت بوست دارای شش وضعیت عملکرد متفاوت در یک دوره کلیدزنی است $(T_s=t_6-t_0)$. همان طور که شکل (۴) نشان می‌دهد، فرض شده است که قبل از زمان t_0 سوئیچ S_2 هدایت می‌کند. بنابراین جریان اندوکتانس مغناطیسی L_m به صورت خطی افزایش می‌یابد و جریان سلف کمکی L_3 به صورت خطی کاهش می‌یابد. این جریان‌ها در t_0 ، به ترتیب مقادیر ماکزیمم و می‌نیمم خود را در I_{Lm1} و $-I_{min}$ دارند.

وضعیت ۱ $[t_0, t_1]$: این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_2 آغاز می‌شود. از آنجا که جریان سلف تزویج شده L_1 برابر با ni_{L3} می‌باشد، جریان i_{s2} در لحظه t_0 برابر است با:

$$i_{s2}(t_0) = i_{s1}(t_0) + i_L(t_0) - i_{L3}(t_0) = (n-1)i_{L3}(t_0) + i_{Lm}(t_0) \quad (1)$$

بنابراین:

$$i_{s2}(t_0) = (1-n)I_{min} + I_{Lm1} \quad (2)$$

با این فرض که خازن‌های C_1 و C_2 بسیار کوچک هستند و طول مدت این وضعیت بسیار کوتاه است، تمامی جریان‌ها را می‌توان ثابت در نظر گرفت. در نتیجه ولتاژهای V_{S1} و V_{S2} در این وضعیت به صورت خطی تغییر می‌کنند. بنابراین:

$$i_{s2}(t_0) = (C_1 + C_2) \frac{(V_1 + V_2)}{\Delta t_1} \quad (3)$$

حال مدت زمان این وضعیت را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\Delta t_1 = \frac{(C_1 + C_2)(V_1 + V_2)}{(1-n)I_{min} + I_{Lm1}} \quad (4)$$

وضعیت ۲ $[t_1, t_2]$: در لحظه t_1 ولتاژ V_{S1} به صفر می‌رسد و دیود بدنه D_1 شروع به هدایت می‌کند. از این لحظه به بعد پالس گیت می‌تواند به سوئیچ S_1 اعمال شود. از آنجا که ولتاژ V_{L1} برابر $-V_1$ می‌باشد، جریان اندوکتانس L_m به صورت خطی کاهش می‌یابد:

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm1} - \frac{V_1}{L_m} t \quad (5)$$

به دلیل اینکه ولتاژ سلف کمکی L_3 برابر $(1-n)V_1$ است، جریان i_{L3} به صورت خطی افزایش می‌یابد:

$$i_{L3}(t) = -I_{min} + \frac{(1-n)V_1}{L_3} t \quad (6)$$

همچنین جریان i_L را می‌توان از (۵) و (۶) به صورت زیر به دست آورد:

$$i_L(t) = i_{Lm}(t) + i_{L1}(t) = I_{Lm1} - \frac{V_1}{L_m} t - nI_{min} + \frac{n(1-n)V_1}{L_3} t$$

و جریان سوئیچ S_1 برابر است با:

$$(8)$$

$$i_{s1}(t) = i_{L3}(t) - i_L(t) = -I_{Lm1} - (1-n)I_{min} + \left(\frac{(1-n)^2 V_1}{L_3} + \frac{V_1}{L_m}\right)t$$

این وضعیت هنگامی که جریان سوئیچ S_1 به صفر برسد، به پایان می‌رسد. بنابراین مدت زمان این وضعیت از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta t_2 = \frac{I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{(1-n)^2 V_1 + \frac{V_1}{L_m}} \quad (9)$$

وضعیت ۳ $[t_2, t_3]$: در این وضعیت جریان دیود بدنه D_1 به سوئیچ S_1 منتقل می‌شود و با همان شیب وضعیت قبل ادامه می‌یابد. از آنجایی که، دیود بدنه تا لحظه روشن شدن S_1 روشن بوده است، سوئیچ S_1 تحت شرایط ZVS روشن می‌شود. در انتهای این وضعیت، جریان سلف i_{L3} به مقدار ماکزیمم خود در I_{max} و جریان مغناطیسی L_m به مقدار مینیمم خود در I_{Lm2} می‌رسند.

وضعیت ۴ $[t_3, t_4]$: این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_1 آغاز می‌شود. در این لحظه، جریان i_{S1} برابر است با:

$$i_{s1}(t_3) = i_{s2}(t_3) - i_L(t_3) + i_{L3}(t_3) = (1-n)i_{L3}(t_3) - i_{Lm}(t_3)$$

بنابراین:

$$i_{s1}(t_3) = (1-n)I_{max} - I_{Lm2} \quad (11)$$

این جریان شروع به شارژ خازن C_1 و تخلیه خازن C_2 می‌کند و این وضعیت هنگامی که خازن C_2 به طور کامل دشارژ شود به پایان می‌رسد. در نتیجه:

$$i_{s1}(t_3) = (C_1 + C_2) \frac{(V_1 + V_2)}{\Delta t_4} \quad (12)$$

حال مدت زمان این وضعیت را به صورت زیر می‌توان در نظر گرفت:

$$\Delta t_4 = \frac{(C_1 + C_2)(V_1 + V_2)}{(1-n)I_{max} - I_{Lm2}} \quad (13)$$

وضعیت ۵ $[t_4, t_5]$: این وضعیت با صفر شدن ولتاژ V_{S2} و روشن شدن دیود بدنه D_2 شروع می‌شود. سپس، پالس گیت سوئیچ S_2 اعمال می‌گردد. در این وضعیت، ولتاژ V_{L1} برابر V_2 می‌باشد. بنابراین، جریان اندوکتانس مغناطیسی به صورت خطی افزایش می‌یابد:

$$i_{Lm}(t) = I_{Lm2} + \frac{V_2}{L_m} t \quad (14)$$

از آنجا که ولتاژ دو سر سیم‌پیچ ثانویه سلف تزویج شده L_1 ، nV_2 می‌باشد، بنابراین ولتاژ V_{L3} دو سر سلف کمکی برابر $(1-n)V_2$ است. در نتیجه جریان i_{L3} به صورت خطی کاهش می‌یابد:

$$i_{L3}(t) = I_{max} - \frac{(1-n)V_2}{L_3} t \quad (15)$$

با استفاده از (۱۴) و (۱۵)، جریان i_L مطابق (۱۶) محاسبه می‌گردد:

$$i_L(t) = I_{Lm2} + \frac{V_2}{L_m} t + nI_{max} - \frac{n(1-n)V_2}{L_3} t \quad (16)$$

همچنین جریان سوئیچ S_2 برابر است با:

$$(17)$$

$$i_{s2}(t) = i_L(t) - i_{L3}(t) = I_{Lm2} - (1-n)I_{max} + \left(\frac{V_2}{L_m} + \frac{(1-n)^2 V_2}{L_3}\right)t$$

(۲۳)

$$i_L(t) = i_{Lm}(t) + i_{L1}(t) = -I_{Lm1} - \frac{V_1}{L_m}t - nI_{min} + \frac{n(1-n)V_1}{L_3}t$$

و جریان سوئیچ S_1 برابر است با:

(۲۴)

$$i_{s1}(t) = i_{L3}(t) - i_L(t) = I_{Lm1} - (1-n)I_{min} + \left(\frac{(1-n)^2V_1}{L_3} + \frac{V_1}{L_m}\right)t$$

هنگامی که جریان سوئیچ S_1 به صفر برسد، این وضعیت به پایان می‌رسد. بنابراین مدت زمان این وضعیت از رابطه زیر (۲۵) به دست می‌آید:

$$\Delta t_2 = \frac{-I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{\frac{(1-n)^2V_1}{L_3} + \frac{V_1}{L_m}} \quad (25)$$

وضعیت ۳ $[t_2, t_3]$: در این وضعیت جریان دیود بدنه D_1 به سوئیچ S_1 منتقل می‌شود و با همان شیب وضعیت قبل ادامه می‌یابد. از آنجا که ولتاژ V_{S1} در لحظه روشن شدن سوئیچ S_1 صفر می‌باشد، بنابراین این سوئیچ تحت شرایط ZVS روشن خواهد شد. در انتهای این وضعیت، جریان سلف i_{L3} به مقدار ماکزیمم خود در I_{max} و جریان مغناطیسی i_{Lm} به مقدار مینیمم خود در $-I_{Lm2}$ می‌رسند.

وضعیت ۴ $[t_3, t_4]$: این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_1 آغاز می‌شود. جریان i_{S1} در لحظه t_3 برابر است با:

$$i_{s1}(t_3) = (1-n)I_{max} + I_{Lm2} \quad (26)$$

این جریان شروع به شارژ خازن C_1 و تخلیه خازن C_2 می‌کند. این وضعیت هنگامی که خازن C_2 به طور کامل دشارژ شد به پایان می‌رسد. در نتیجه مدت زمان این وضعیت برابر است با:

$$\Delta t_4 = \frac{(C_1 + C_2)(V_1 + V_2)}{(1-n)I_{max} + I_{Lm2}} \quad (27)$$

وضعیت ۵ $[t_4, t_5]$: در لحظه t_4 ، ولتاژ V_{S2} به صفر می‌رسد و دیود بدنه D_2 شروع به هدایت می‌کند. سپس، پالس گیت سوئیچ S_2 اعمال می‌گردد. در این وضعیت، ولتاژ V_{L1} برابر V_2 می‌باشد. بنابراین، جریان سلف مغناطیسی L_m به صورت زیر افزایش می‌یابد:

$$i_{Lm}(t) = -I_{Lm2} + \frac{V_2}{L_m}t \quad (28)$$

از آنجا که ولتاژ V_{L3} دوسر سلف کمکی L_3 برابر $(1-n)V_2$ می‌باشد، بنابراین جریان i_{L3} به صورت خطی کاهش می‌یابد:

$$i_{L3}(t) = I_{max} - \frac{(1-n)V_2}{L_3}t \quad (29)$$

با استفاده از (۲۸) و (۲۹)، جریان i_L به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_L(t) = -I_{Lm2} + \frac{V_2}{L_m}t + nI_{max} - \frac{n(1-n)V_2}{L_3}t \quad (30)$$

همچنین جریان سوئیچ S_2 در این وضعیت برابر است با:

(۳۱)

$$i_{s2}(t) = i_L(t) - i_{L3}(t) = -I_{Lm2} - (1-n)I_{max} + \left(\frac{V_2}{L_m} + \frac{(1-n)^2V_2}{L_3}\right)t$$

وضعیت ۶ $[t_5, t_6]$: در این وضعیت جریان از دیود بدنه D_2 به سوئیچ S_2 منتقل می‌شود و با همان شیب وضعیت قبل ادامه می‌یابد. از آنجا که، ولتاژ V_{S2} در لحظه روشن شدن S_2 صفر باقی می‌ماند، سوئیچ S_2 تحت شرایط ZVS روشن می‌شود. در انتهای این وضعیت، جریان i_{L3} به مقدار مینیمم خود در $-I_{min}$ و جریان مغناطیسی i_{Lm} به مقدار ماکزیمم خود در I_{Lm1} می‌رسند. بنابراین مدت زمان این وضعیت برابر است با:

$$\Delta t_6 = \frac{I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{\frac{(1-n)^2V_2}{L_3} + \frac{V_2}{L_m}} \quad (18)$$

۳-۲- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت باک

عملکرد حالت باک مبدل پیشنهادی مشابه عملکرد بوست آن می‌باشد با این تفاوت که جهت جریان مغناطیسی i_{Lm} و جریان i_L مخالف حالت بوست است. همان طور که در شکل (۵) نشان داده شده است قبل از t_0 ، سوئیچ S_2 هدایت می‌کند. جریان مغناطیسی i_{Lm} خطی افزایش می‌یابد و جریان i_{L3} خطی کاهش می‌یابد. در t_0 آنها مقادیر ماکزیمم و مینیمم خود را به ترتیب در I_{Lm1} و $-I_{min}$ دارند.

وضعیت ۱ $[t_0, t_1]$: این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_2 شروع می‌شود. جریان سوئیچ i_{S2} در لحظه t_0 برابر است با:

$$i_{s2}(t_0) = (1-n)I_{min} - I_{Lm1} \quad (19)$$

با این فرض که خازن‌های C_1 و C_2 بسیار کوچک هستند و فاصله زمانی در این وضعیت بسیار کوتاه است، تمام جریان‌ها را می‌توان ثابت در نظر گرفت و ولتاژهای V_{S1} و V_{S2} به صورت خطی تغییر می‌کنند. فاصله زمانی Δt_1 را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\Delta t_1 = \frac{(C_1 + C_2)(V_1 + V_2)}{(1-n)I_{min} - I_{Lm1}} \quad (20)$$

وضعیت ۲ $[t_1, t_2]$: در لحظه t_1 ، ولتاژ V_{S1} به صفر می‌رسد و دیود بدنه D_1 شروع به هدایت می‌کند. سپس، پالس گیت سوئیچ S_1 اعمال می‌گردد. از آنجا که ولتاژ V_{L1} دو سر اندوکتانس مغناطیسی L_m ، $-V_1$ می‌باشد، جریان مغناطیسی i_{Lm} به صورت خطی و مطابق با رابطه (۲۱) کاهش می‌یابد:

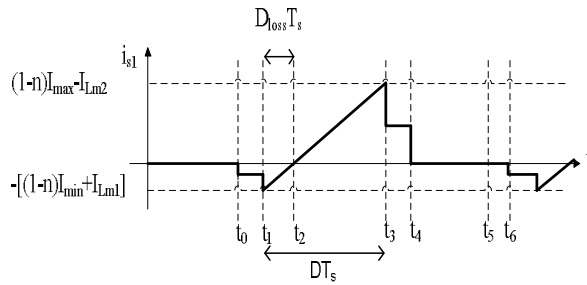
$$i_{Lm}(t) = -I_{Lm1} - \frac{V_1}{L_m}t \quad (21)$$

از آنجا که ولتاژ ثانویه سلف تزویج شده V_{L2} برابر nV_1 می‌باشد، بنابراین ولتاژ V_{L3} دو سر سلف کمکی L_3 برابر $(1-n)V_1$ است. از این رو جریان سلف L_3 به صورت خطی افزایش می‌یابد:

$$i_{L3}(t) = -I_{min} + \frac{(1-n)V_1}{L_3}t \quad (22)$$

همچنین جریان i_L را می‌توان از (۲۱) و (۲۲) به صورت زیر به دست آورد:

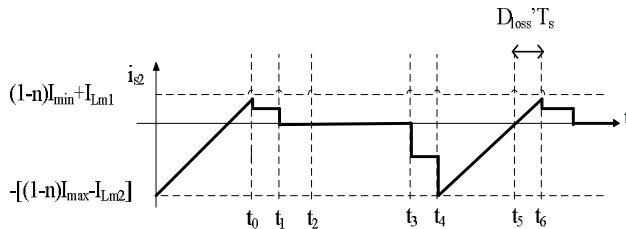
که در آن f فرکانس کلیدزنی می‌باشد.



شکل (۸): شکل موج جریان سوئیچ S_1 در حالت بوست
Fig. (8): Waveform of the current of switch S_1 in boost mode

همچنین از شکل ۹ و معادله (۱۷) D_{loss}' را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$D_{loss}' = \frac{\Delta t_6}{T_s} = \frac{I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{(1-n)^2 V_2 + \frac{V_2}{L_m}} f \quad (39)$$



شکل (۹): شکل موج جریان سوئیچ S_2 در حالت بوست
Fig. (9): Waveform of the current of switch S_2 in boost mode

بنابراین:

$$D_{loss}' = D_{loss} \frac{V_1}{V_2} \quad (40)$$

معادله (۴۰) را در معادله (۳۷) جایگزین می‌کنیم:

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{D - 2D_{loss}'}{1 - D} \quad (41)$$

۴-۴-۴ شرایط ZVS

برای فراهم آوردن شرایط ZVS سوئیچ‌ها سلف کمکی L_3 باید قادر به شارژ و دشارژ کردن خازن‌های پارازیتی آنها باشد. بنابراین:

$$\frac{1}{2} L_3 I_{min}^2 > \frac{1}{2} (C_1 + C_2) (V_1 + V_2)^2 \quad (42)$$

$$L_3 < \frac{(1-n)^2 D^2}{4f^2 (C_1 + C_2) \left(\frac{1-2D}{1-D}\right)^2} \quad (43)$$

در این روابط C_1 و C_2 خازن‌های پارازیتی سوئیچ‌ها هستند. علاوه بر این برای عملکرد ZVS سوئیچ‌های S_1 و S_2 زمان‌های مرده آنها باید

وضعیت ۶ $[t_5, t_6]$: در این وضعیت جریان از دیود بدنه D_2 به سوئیچ S_2 منتقل می‌شود و با همان شیب وضعیت قبل ادامه می‌یابد. از آنجا که، ولتاژ V_{S2} در لحظه روشن شدن S_2 صفر باقی می‌ماند، سوئیچ S_2 تحت شرایط ZVS روشن می‌شود. در انتهای این وضعیت، جریان i_{L3} به مقدار مینیمم خود در $-I_{min}$ و جریان مغناطیسی i_{Lm} به مقدار ماکزیمم خود در $-I_{Lm1}$ می‌رسند. مدت زمان این وضعیت برابر است با:

$$\Delta t_6 = \frac{-I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{\frac{(1-n)^2 V_2}{L_3} + \frac{V_2}{L_m}} \quad (32)$$

۴-۴-۳ ملاحظات طراحی

۴-۱-۳ طراحی سلف L_3

در مبدل پیشنهادی ریپل جریان سلف اصلی i_L نسبت به مبدل دو جهته باک-بوست معمولی کاهش می‌یابد. مشخصه جریان بدون ریپل سلف اصلی با استفاده از مدار کمکی ساده به دست می‌آید. از (۷)، (۱۶)، (۲۳) و (۳۰)، شرایط جریان بدون ریپل را می‌توان محاسبه کرد:

$$L_3 = n(1-n)L_m \quad (33)$$

۴-۲-۳ مقادیر I_{min} و I_{max}

همان طور که در شکل‌های (۴) و (۵) دیده می‌شود، مقادیر I_{max} و I_{min} یکسان می‌باشند. بنابراین از وضعیت‌های ۲ و ۵ در هر دو حالت بوست و باک، I_{max} و I_{min} را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$I_{max} = -I_{min} + \frac{(1-n)V_1}{L_3} DT_s \quad (34)$$

بنابراین

$$I_{max} = I_{min} = \frac{(1-n)V_1}{2L_3} DT_s \quad (35)$$

۴-۳-۳ بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی برابر مبدل dc-dc دو جهته معمولی نشان داده شده در شکل (۱) می‌باشد. با توجه به بالانس ولت-ثانیه بر روی شکل موج ولتاژ دو سر اندوکتانس مغناطیسی L_m ، بهره ولتاژ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$-V_1 DT_s = V_2 (1-D) T_s \quad (36)$$

که در آن $D = (t_3 - t_1) / T_s$ است. معادله (۳۶) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{D - D_{loss}'}{1 - D - D_{loss}'} \quad (37)$$

که مقادیر D_{loss}' و D_{loss} را برای حالت بوست محاسبه می‌کنیم و برای حالت باک نیز نتیجه‌ای مشابه دارد. از شکل (۸) و معادله (۸) D_{loss} را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$D_{loss} = \frac{\Delta t_2}{T_s} = \frac{I_{Lm1} + (1-n)I_{min}}{\frac{(1-n)^2 V_1}{L_3} + \frac{V_1}{L_m}} f \quad (38)$$

طور که دیده می‌شود این نتایج با تحلیل‌های نظری مطابقت دارند و سوئیچ‌های مدار در هر دو جهت فلوی توان به صورت ZVS عمل می‌کنند. در لحظه روشن شدن سوئیچ‌ها، جریان آنها منفی می‌باشد، بنابراین دیود بدنه شان هدایت می‌کند و سبب کلیدزنی نرم سوئیچ‌ها می‌شود. به دلیل اینکه شرایط بار کامل بدترین حالت برای فراهم کردن شرایط ZVS می‌باشد، از این رو هر دو سوئیچ همیشه تحت شرایط ZVS عمل می‌کنند.

شکل‌های (۱۴) و (۱۵) جریان سلف کمکی i_{L3} و سلف اصلی i_L را برای هر دو حالت بوست و باک در جهت مستقیم نشان می‌دهد. در این شکل‌ها مشخصه بدون ریپل جریان سلف اصلی و تغییرات جریان سلف کمکی برحسب تغییرات ولتاژ سوئیچ دیده می‌شوند. شکل (۱۶) منحنی بازده یک نمونه مبدل پیشنهادی و مبدل باک-بوست دو جهته معمولی را برای هر دو حالت بوست و باک نشان می‌دهد که موبد بهبود راندمان در توان‌های بالا می‌باشد. پارامترهای مبدل باک-بوست دو جهته معمولی مشابه مبدل پیشنهادی می‌باشد و مقدار سلف L نیز $155\mu H$ انتخاب شده است. به دلیل کلیدزنی نرم مبدل پیشنهادی بازده آن در بارهای سنگین بالا می‌باشد. البته تلفات هدایتی ناشی از مدار کمکی سبب کاهش بازده این مبدل در بارهای سبک نسبت به نوع معمولی آن شده است.

در نظر گرفته شود، به دلیل اینکه ولتاژ گیت-سورس سوئیچ‌ها باید پس از به صفر رسیدن ولتاژ دو سرشان و پیش از تغییر جهت جریان دیود بدنه‌شان اعمال شود. بنابراین برای حفظ جهت جریان سوئیچ‌ها در مدت زمان‌های مرده، سلف کمکی L_3 باید به اندازه کافی کوچک باشد. از این رو می‌توان ماکزیمم مقدار این سلف را تعیین کرد.

از طرف دیگر برای عملکرد سوئیچ S_1 تحت شرایط ZVS در حالت بوست باید مقدار جریان i_{S1} در لحظه t_1 منفی باشد. بنابراین:

$$(1-n)I_{min} + I_{Lm1} > 0 \quad (44)$$

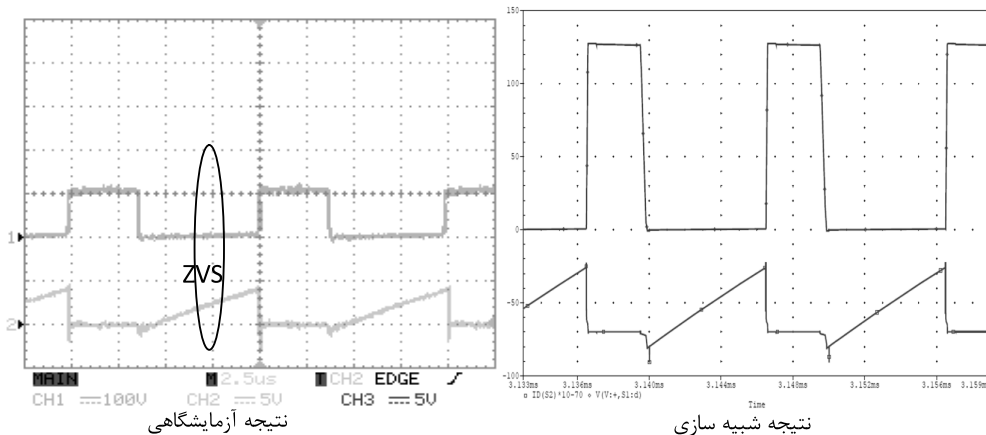
همچنین برای عملکرد ZVS سوئیچ S_2 در حالت بوست باید مقدار جریان i_{S2} در لحظه t_4 منفی باشد.

$$(1-n)I_{max} - I_{Lm2} > 0 \quad (45)$$

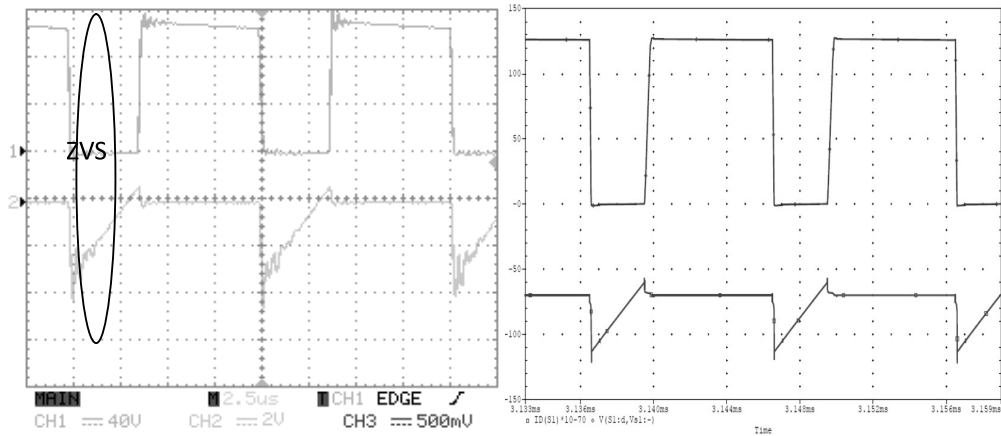
می‌توان دید که ZVS سوئیچ‌ها با n کمتر از واحد به دست می‌آید. این نتایج برای حالت باک نیز صحیح می‌باشند.

۵- نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی

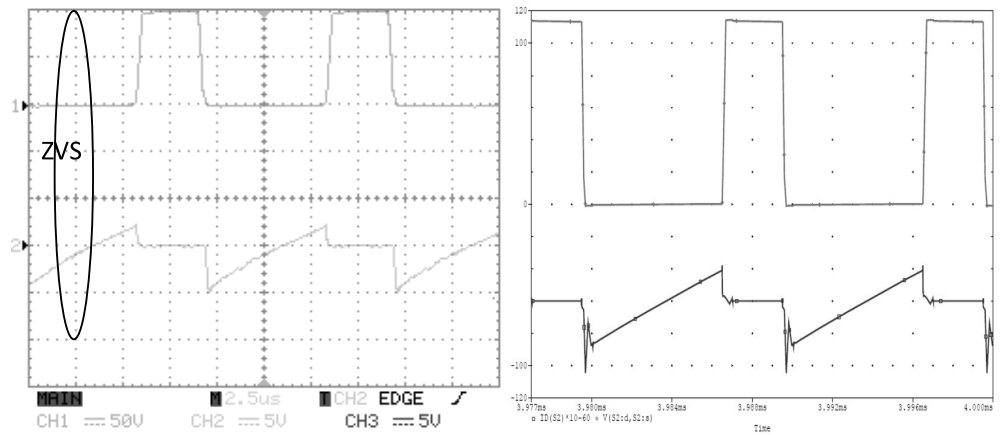
یک نمونه اولیه از مبدل دو جهته غیرایزوله پیسنهادی با مشخصات $V_1=30v$, $V_2=80v$ و $L_3=32\mu H$, $L_m=155\mu H$ و $n=0.3$ و $P_0=100W$, $T_s=10\mu s$ اجرا شده است. شکل‌های (۱۰) تا (۱۳) شکل موج‌های آزمایشگاهی و شبیه سازی سوئیچ‌ها را برای حالت بوست در جهت مستقیم و حالت باک در جهت معکوس نشان می‌دهند. همان



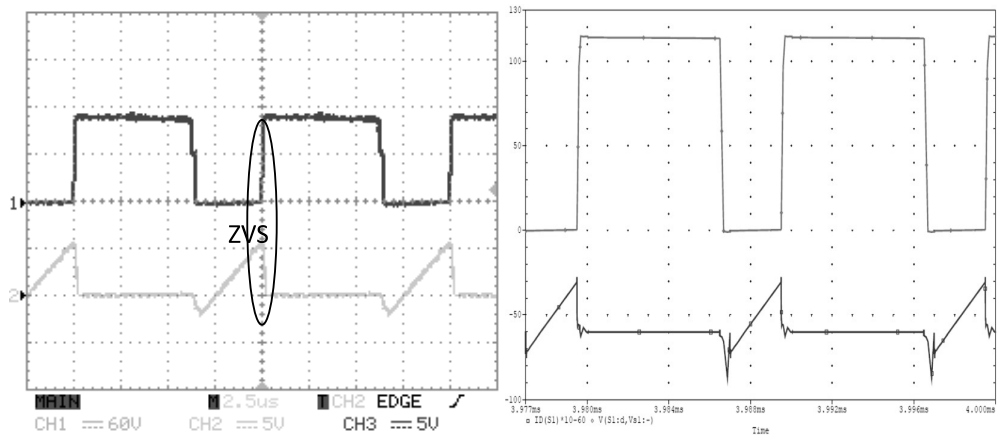
شکل (۱۰): شکل موج‌های شبیه‌سازی و آزمایشگاهی ولتاژ درین-سورس (شکل موج بالایی) و جریان (شکل موج پایینی) سوئیچ S_1 در حالت بوست
Fig. (10): Experimental and simulation result of drain-source voltage (Top) and current (bottom) of switch S_1 in boost mode



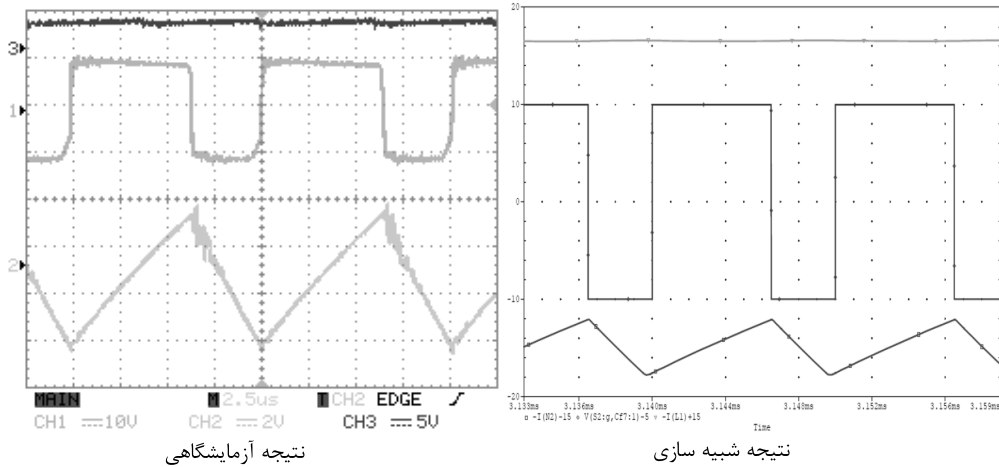
نتیجه آزمایشگاهی (شکل موج بالایی) و جریان (شکل موج پایینی) سوئیچ S2 در حالت بوست
 شکل (۱۱): Experimental and simulation result of drain-source voltage (Top) and current (bottom) of switch S₂ in boost mode.



نتیجه آزمایشگاهی (شکل موج بالایی) و جریان (شکل موج پایینی) سوئیچ S1 در حالت باک
 شکل (۱۲): Experimental and simulation result of drain-source voltage (Top) and current (bottom) of switch S₁ in buck mode.

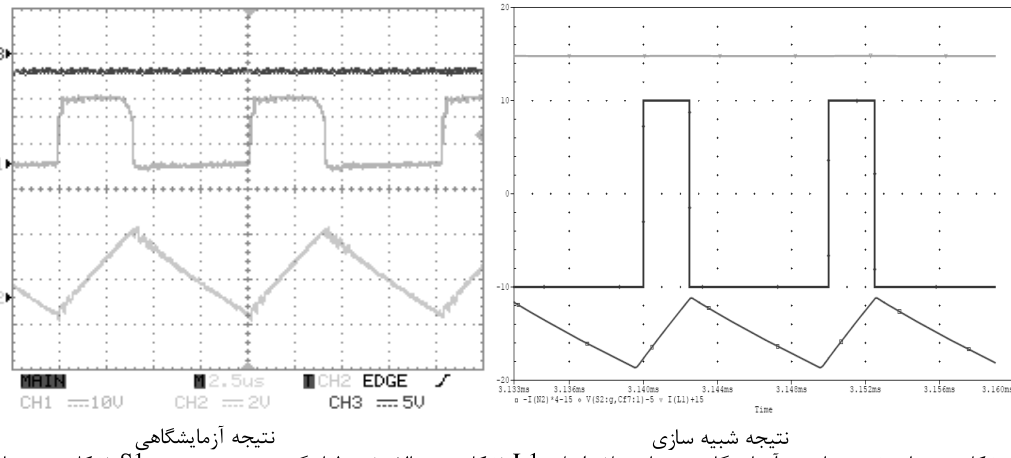


نتیجه آزمایشگاهی (شکل موج بالایی) و جریان (شکل موج پایینی) سوئیچ S2 در حالت باک
 شکل (۱۳): Experimental and simulation result of drain-source voltage (Top) and current (bottom) of switch S₂ in buck mode.



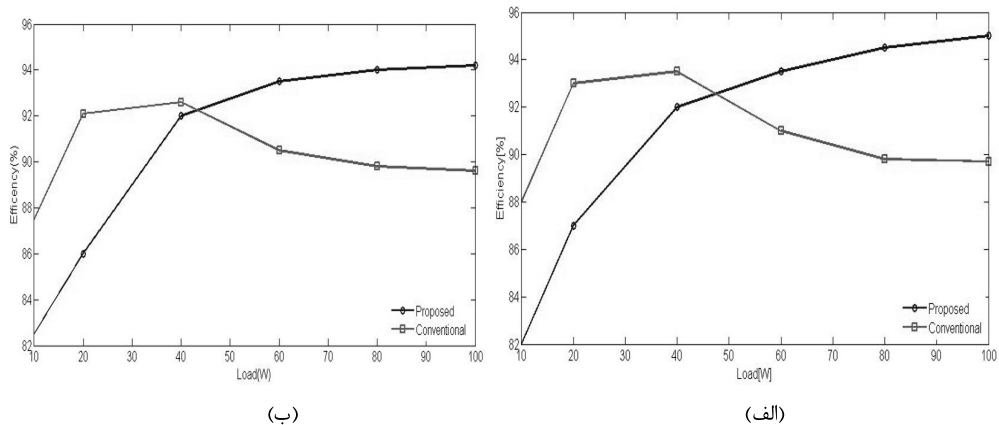
نتیجه آزمایشگاهی (شکل موج بالایی) و ولتاژ گیت- سورس سوئیچ S1 (شکل موج میانی) و جریان سلف اصلی L1 (شکل موج پایینی) در حالت بوست و در جهت مستقیم

Fig. (14): Experimental and simulation result of the current of main inductor L₁ (Top) gate-source voltage of switch S₁ (middle) and current of auxiliary inductor L₃ (bottom) in boost mode in forward direction



نتیجه آزمایشگاهی (شکل موج بالایی) و ولتاژ گیت- سورس سوئیچ S1 (شکل موج میانی) و جریان سلف اصلی L1 (شکل موج پایینی) در حالت باک و در جهت مستقیم

Fig. (15): Experimental and simulation result of the current of main inductor L₁ (Top) gate-source voltage of switch S₁ (middle) and current of auxiliary inductor L₃ (bottom) in buck mode in forward direction



شکل (۱۶): منحنی بازده یک نمونه مبدل dc-dc دو جهته پیشنهادی و مبدل باک-بوست دو جهته معمولی (الف) حالت بوست (ب) حالت باک

Fig. (16): Efficiency curves a prototype of proposed bidirectional dc-dc converter and conventional bidirectional Buck-Boost converter. (a) Boost mode. (b) Buck mode.

۶- نتیجه گیری

در بارهای سنگین افزایش می‌یابد و مشکل بازیابی معکوس دیود بدنه سوئیچ‌ها نیز حل می‌شود. علاوه بر این، سوئیچ‌های مبدل به صورت PWM و مکمل یکدیگر کلیدزنی می‌کنند که این سبب ساده‌تر شدن کنترل مدار می‌شود. یک نمونه آزمایشگاهی ۱۰۰ وات مبدل پیشنهادی نیز ساخته شده است که صحت آنالیز تئوری مبدل را تصدیق می‌کنند.

در این مقاله، یک مبدل dc-dc دو جهته غیرایزوله جدید ارائه شده است، که برای فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم در آن از یک مدار کمکی ساده بدون هیچ سوئیچ اضافی استفاده می‌شود. شرایط کلیدزنی نرم سوئیچ‌ها برای حالت‌های بوست و باک در هر دو جهت برقرار است. بنابراین به دلیل کاهش تلفات سوئیچینگ بازده این مبدل

References

- [1] K. Jin, M. Yang, X. Ruan, M. Xu, "Three-level bidirectional converter for fuel-cell/battery hybrid power system", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 6, pp.1976–1986, Jun. 2010.
- [2] M.B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, B. Dakyo, "DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications—Polynomial control strategy", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 2, pp. 587–597, Feb. 2010.
- [3] A. Nasiri, Z. Nie, S.B. Bekiarov, A. Emadi, "An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 55, No. 2, pp.722–730, Feb. 2008.
- [4] Z. Liao, X. Ruan, "A novel power management control strategy for stand-alone photovoltaic power system", *IEEE/IPEMC*, pp. 445–449, 2009.
- [5] Z. Amjadi, S.S. Williamson, "A novel control technique for a switched-capacitor-converter-based hybrid electric vehicle energy storage system", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 3, pp. 926–934, Mar. 2010.
- [6] R. Gules, J.D.P. Pacheco, H.L. Hey, J. Imhoff, "A maximum power point tracking system with parallel connection for PV stand-alone applications", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2674–2683, Jul. 2008.
- [7] F.Z. Peng, F. Zhang, Z. Qian, "A magnetic-less dc–dc converter for dual-voltage automotive systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, pp. 511–518, Mar./Apr. 2003.
- [8] S. Inoue, H. Akagi, "A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation", *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 22, No. 6, pp. 2299–2306, Nov. 2007.
- [9] T.F. Wu, Y.C. Chen, J.G. Yang, C.L. Kuo, "Isolated bidirectional full-bridge DC-DC converter with a flyback snubber", *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 25, No. 7, pp. 1915–1922, Jul. 2010.
- [10] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 21, No. 2, pp. 422–429, Mar. 2006.
- [11] Y. Xie, J. Sun, J.S. Freudenberg, "Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power dc/dc converter over a wide operating range", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 25, No. 1, pp. 54–66, Jan. 2010.
- [12] R.W. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala, "Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges", U.S. Patent 5 027 264, 2005.
- [13] B.R. Lin, C.L. Huang, Y.E. Lee, "Asymmetrical pulse-width modulation bidirectional dc–dc converter", *IET Pow. Elect.*, Vol. 1, No. 3, pp. 336–347, Sep. 2008.
- [14] G. Ma, W. Qu, G. Yu, Y. Liu, N. Liang, W. Li, "A zero-voltage switching bidirectional dc–dc converter with state analysis and soft switching- oriented design consideration", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 56, No. 6, pp. 2174–2184, Jun. 2009.
- [15] H. Li, F.Z. Peng, J.S. Lawler, "A natural ZVS high-power bidirectional dc–dc converter with minimum number of devices", *APEC*, pp. 1874–1881, 2001.
- [16] F.Z. Peng, H. Li, G.J. Su, J.S. Lawler, "A new ZVS bidirectional dc–dc converter for fuel cell and battery application", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 19, No. 1, pp. 54–65, Jan. 2004.
- [17] M. Jain, M. Daniele, P.K. Jain, "A bidirectional DC-DC converter topology for low power application", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 15, No. 4, pp. 595–606, July 2000.
- [18] M.R. Mohammadi, H. Farzanehfard, "New family of zero-voltage-transition PWM bidirectional converters with coupled inductors", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 59, No. 2, pp. 912–919, Feb. 2012.
- [19] L.R. Chen, N.Y. Chu, C.S. Wang, R.H. Liang, "Design of a reflexbased bidirectional converter with the energy recovery function", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 55, No. 8, pp. 3022–3029, Aug. 2008.
- [20] P. Das, S.A. Mousavi, G. Moschopoulos, "Analysis and design of a nonisolated bidirectional ZVS-PWM DC–DC converter with coupled inductor", *IEEE Trans. Pow. Elec.*, Vol. 25, No. 10, pp. 2630–2641, Oct. 2010.
- [21] P. Das, B. Laan, S.A. Mousavi, G. Moschopoulos, "A nonisolated bidirectional ZVS-PWM active clamped DC–DC converter", *IEEE Trans. Power Elec.*, Vol. 24, No. 2, pp. 553–558, Feb. 2009.
- [22] R.Y. Duan, J.D. Lee, "High-efficiency bidirectional DC-DC converter with coupled inductor", *IET Pow. Elect.*, Vol. 5, No. 1, pp. 115–123, 2012.
- [23] A. Mousavi, M. Pahlevaninezhad, P. Das, P. Jain, "ZCS PWM bidirectional converter with one auxiliary switch", *IEEE/ECCE*, pp. 1175–1180, 2011.
- [24] A. Mirzaei, A. Jusoh, Z. Salam, E. Adib, H. Farzanehfard, "A novel soft switching bidirectional coupled inductor buck-boost converter for battery discharging-charging", *IEEE/IAPEC*, pp. 195–199, 2011.

- [25] W. Chen, P. Rong, Z. Lu, "Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 57, No. 9, pp. 3075-3086, 2010.
- [26] B. Ray, "Single-cycle resonant bidirectional DC/DC power conversion", *IEEE APEC Rec.*, pp.44-50, 1993.
- [27] Z.R. Martinez, B. Ray, "Bidirectional DC/DC power conversion using constant frequency multi-resonant topology", *IEEE/APEC*, pp. 991-997, 1994.
- [28] S. Jalbrzykowski, A. Bogdan, T. Citko, "A dual full-bridge resonant class-E bidirectional DC-DC converter", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 58, No. 9, pp. 3879-3883, 2011.

