

طراحی و ساخت مبدل جدید دوبل فلائی بک نیم پل غیر متقارن با سوئیچینگ نرم

سید بهروز مجیدی^۱، مقداد طاهری^۲، نعیم فرخ‌نیا^۳

^۱استادیار دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف آباد، گروه برق، اصفهان، ایران، bmx@aut.ac.ir

^۲دانشجوی دکتری دانشکده برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

^۳دکتری دانشکده برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

تاریخ دریافت: ۹۲/۸/۲۰ تاریخ پذیرش: ۹۳/۸/۸

چکیده

در این مقاله مبدل دوبل فلائی بک نیم پل غیر متقارن دارای قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر با تعداد عناصر نیمه هادی کم، طراحی و ساخته شده است. این مبدل ترکیب دو مبدل فلائی بک با کلمپ فعال بوده که به صورت موازی با هم قرار دارند، به طوری که دو مبدل از سوئیچ‌های مشترک استفاده می‌کنند. عملکرد کلیدزنی در ولتاژ صفر سوئیچ‌ها (ZVS) باعث کاهش تلفات سوئیچینگ و افزایش بازدهی مدار شده است. همچنین در این ساختار استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها برابر ولتاژ ورودی است. به علاوه ساختار موازی باعث کاهش تلفات مسی ترانسفورمرها و تلفات هدایتی دیودها در خروجی شده است. بنابراین با توجه به نکات گفته شده این ساختار دارای راندمان بالایی است و مناسب برای کاربردهای ولتاژ ورودی بالا (به دلیل استرس ولتاژ پائین سوئیچ‌ها) و همچنین کاربردهای جریان زیاد در خروجی (به دلیل تقسیم جریان میان دو مبدل) می‌باشد. به منظور اثبات ادعاهای فوق مبدل دوبل فلائی بک جدید با ولتاژ خروجی ۱۲ ولت و جریان ۱۶ آمپر طراحی و ساخته شده است.

کلیدواژه

کلیدزنی در ولتاژ صفر، مبدل فلائی بک، مدار کلمپ فعال، مبدل نیم پل غیر متقارن.

مقدمه

مبدل فلائی بک با توجه به سادگی و پایین بودن هزینه ساخت دارای کاربردهای متنوعی در صنعت می‌باشد. ترانسفورمر در مبدل فلائی بک برای ذخیره انرژی و ایجاد ایزولاسیون استفاده می‌شود، وجود اندوکتانس ناشی سبب می‌شود که سوئیچ اصلی در شرایط سختی سوئیچ زنی نماید. رزونانسی که بین اندوکتانس ناشی ترانسفورمر و خازن خروجی سوئیچ اصلی، در زمان خاموش شدن سوئیچ بوجود می‌آید، سبب می‌شود ولتاژ دو سر سوئیچ جهش بزرگی کند. از این رو برای بالا بردن توان خروجی در مبدل فلائی بک مجبور به استفاده از کلمپ غیرفعال RCD می‌شویم. با به کار بردن مدارات کمکی تلف کننده باید تعادلی بین مقدار تلفات و ایجاد شرایط بهتر سوئیچ زنی برقرار نمود. با استفاده از کلمپ RCD، اگر بخواهیم ولتاژ دو سر سوئیچ را بیشتر محدود کنیم، تلفات مقاومت کلمپ افزایش بیش از حدی می‌یابد [۱-۲]. اگر بخواهیم هم انرژی ناشی را به ورودی و یا خروجی برگرداند و هم ولتاژ دو سر سوئیچ را محدود کنیم، مجبور به استفاده از سوئیچ کمکی می‌شویم. مدارات کلمپ فعال با سوئیچ کمکی، معمولاً با تأخیری کوچک بعد از خاموش شدن سوئیچ اصلی، روشن

می‌شوند. با استفاده از ساختارهای کلمپ فعال علاوه بر مزایای گفته شده در بالا می‌توان حتی به سوئیچ زنی در ولتاژ صفر هم رسید [۳-۱۶]. اگرچه ساختارهای کلمپ ارائه شده، نسبت به ساختارهای قبلی بازده بالاتری داشته و سوئیچ‌ها در شرایط بهتری کلیدزنی می‌شوند، با این حال ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها هنوز بالاست (به ۲ برابر ولتاژ ورودی می‌رسد). ساختار فلائی بک به دلیل محدودیت اشباع هسته در کاربردهای جریان بالا استفاده نمی‌شود. موازی کردن دو مبدل فلائی بک می‌تواند راه حل مناسبی برای رفع این مشکل باشد، اما باید به این نکته توجه داشت که استفاده از ساختارهای موازی باعث افزایش تعداد المان‌های مدار می‌شود [۱۷-۲۴]. در این طرح یک مبدل دوبل فلائی بک با تعداد کم عناصر نیمه هادی ارائه شده است. این ساختار از دو مبدل فلائی بک تشکیل شده است که هر دو مبدل قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر را دارد، همچنین استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها نسبت به ساختارهای کلمپ کاهش یافته است. بطور کلی ساختار ارائه شده مزیت‌های زیر را داراست:

۱. استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها برابر ولتاژ ورودی است.

طرح ادوات نیمه هادی در شرایط بهتری عمل می کنند (هم سوئیچ اصلی و هم سوئیچ کمکی)، در واقع هر دو سوئیچ در ولتاژ صفر روشن می شوند و ولتاژ دو سر سوئیچ تقریباً در مقدار ولتاژ ورودی محدود می شود.

بررسی عملکرد مبدل دوبل فلای بک نیم پل غیرمتقارن دارای قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر

قبل از شروع به تشریح عملکرد مبدل فلای بک نشان داده شده در شکل (۱)، مفروضات زیر در نظر گرفته می شود:

- تلفات هدایتی سوئیچ ها و دیودهای خروجی نادیده گرفته می شوند.

- ادوات نیمه هادی در شرایط ایده آل سوئیچ زنی می کنند.

- اندوکتانس مغناطیس کنندگی ترانسفورمرها با هم برابر هستند.

- اندوکتانس کمکی L_r بسیار کوچکتر از اندوکتانس مغناطیس کنندگی L_p می باشد.

- انرژی کافی برای تخلیه کامل خازن C_r و روشن شدن دیود بدنه سوئیچ اصلی، در اندوکتانس کمکی ذخیره شده است.

- خازن های C_1 و C_2 بسیار بزرگتر از خازن پارازیتی سوئیچ ها هستند، بنابراین در تحلیل حالت دائمی ولتاژ آن ها را می توان ثابت فرض کرد که به مقدار ولتاژ ورودی و سیکل وظیفه سوئیچ ها بستگی دارد.

- خازن خروجی C_o به اندازه کافی بزرگ است، به طوری که ولتاژ خروجی را می توان ثابت فرض نمود.

با در نظر گرفتن فرضیات بالا می توان ولتاژ خازن های کلمپ C_1 و C_2 و همچنین نسبت تبدیل بین ولتاژ ورودی و خروجی مبدل را بدست آورد. زمان روشن بودن سوئیچ Q_1 ، $(V_{in} - V_{C1})$ به ترانسفورمر T_1 اعمال می شود و در زمان روشن شدن سوئیچ Q_2 ولتاژ $-V_{C1}$ روی آن قرار می گیرد. با توجه به اینکه متوسط ولتاژ اعمالی به اندوکتانس مغناطیس کنندگی ترانسفورمر در یک تناوب کلیدزنی مساوی صفر است می توان نوشت:

$$(V_{in} - V_{C1})DT_S = V_{C1}(1-D)T_S \quad (1)$$

بنابراین:

$$V_{C1} = DV_{in} \quad (2)$$

به طور مشابه ولتاژ خازن C_2 را می توان محاسبه نمود:

$$V_{C2} = (1-D)V_{in} \quad (3)$$

و نسبت تبدیل بین ولتاژ ورودی و خروجی برابر است با:

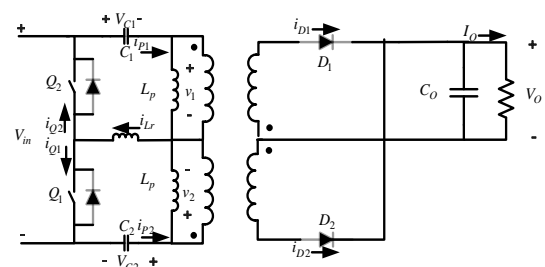
$$V_o = \frac{D}{n}V_{in} \quad (4)$$

شکل موج های اصلی مبدل فلای بک با کلمپ فعال دارای قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر در شکل (۲) دیده می شود.

۲. این مبدل ترکیبی از دو مبدل فلای بک می باشد که به صورت موازی در ورودی و خروجی با هم قرار دارند. ساختار موازی باعث کاهش تلفات مسی ترانسفورمر در ورودی و همچنین کاهش تلفات هدایتی دیودها در خروجی می شود.

۳. در این ساختار هر دو سوئیچ در ولتاژ صفر کلیدزنی می شوند، به علاوه هر سوئیچ به عنوان سوئیچ کمکی برای دیگری است، بنابراین نیازی به هیچ مدار کمکی برای کلیدزنی در ولتاژ صفر نیست.

۴. این مبدل نسبت به ساختارهای ارائه شده بازده بالاتری دارد. طرح کلی ساختار دوبل فلای بک نیم پل غیرمتقارن دارای قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل ۱. طرح کلی مبدل دوبل فلای بک نیم پل غیرمتقارن دارای قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS)

ساختار ارائه شده از دو مبدل فلای بک موازی تشکیل شده است. مبدل اول از خازن C_1 ، ترانسفورمر T_1 ، اندوکتانس کمکی L_r ، سوئیچ های قدرت Q_1 و Q_2 ، دیود خروجی D_1 و خازن خروجی C_o تشکیل شده است. مبدل دوم شامل خازن کلمپ C_2 ، ترانسفورمر T_2 ، اندوکتانس کمکی L_r ، سوئیچ های قدرت Q_1 و Q_2 ، دیود خروجی D_2 و خازن خروجی C_o می باشد. در شکل (۱) نشان دهنده اندوکتانس نشستی دو ترانسفورمر بعلاوه اندوکتانس کمکی اضافه شده به مدار قدرت مبدل فلای بک می باشد. اندوکتانس کمکی به منظور کمک به عمل سوئیچ زنی در ولتاژ صفر اضافه می شود. با استفاده از این طرح دیگر مقدار اندوکتانس نشستی در عملکرد مدار تأثیر منفی ندارد و حتی اگر بزرگتر هم باشد به عمل سوئیچ زنی در ولتاژ صفر کمک می کند، زیرا همانطور که در ادامه توضیح داده می شود، انرژی که در این اندوکتانس ذخیره می شود برای ایجاد عمل سوئیچ زنی در ولتاژ صفر استفاده می شود. خازن C_r ترکیب موازی ظرفیت پارازیتی خروجی سوئیچ ها می باشد که باید توسط اندوکتانس کمکی، ولتاژ آن قبل از روشن شدن سوئیچ اصلی، صفر بشود. در این ساختار سوئیچ ها به صورت یک درمیان روشن می شوند، بنابراین ولتاژ دو سر سوئیچ ها در زمان خاموش شدن به ولتاژ ورودی محدود می شود. پس در این

وضعیت ۲، t_1-t_2

سوئیچ Q_1 در زمان t_1 خاموش می‌شود. دیودهای خروجی هنوز بایاس معکوس هستند. خازن پارازیتی C_r توسط جریان مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمرها (که برابر با جریان اندوکتانس کمکی می‌باشد) به مقدار V_{in} شارژ می‌شود. خازن C_r در عمل به صورت رزونانسی شارژ می‌شود، اما زمان شارژ بسیار کوتاه می‌باشد، پس شارژ شدن خازن را می‌توان تقریباً خطی در نظر گرفت، در این حالت جریان اندوکتانس کمکی i_{Lr} و ولتاژ خازن پارازیتی v_{Cr} از رابطه‌های زیر محاسبه می‌شوند:

$$i_{Lr} = w_0 C_r (V_{in} - V_{C1}) \sin w_0 (t - t_1) \quad (8)$$

$$+ i_{Lr}(t_1) \cos w_0 (t - t_1) \cong$$

$$w_0^2 C_r (V_{in} - V_{C1}) (t - t_1) + i_{Lr}(t_1)$$

$$V_Q = \frac{i_{Lr}(t_1)}{w_0 C_2} \sin w_0 (t - t_1) \quad (9)$$

$$+ (V_{in} - V_{C1}) [1 - \cos w_0 (t - t_1)] \cong$$

$$\frac{i_{Lr}(t_1)}{C_r} (t - t_1)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{2}{[L_p + 2L_r] C_r}} \quad (10)$$

برای عملکرد Q_2 در ولتاژ صفر، باید شرط زیر برقرار باشد:

$$\frac{1}{2} L_r i_{Lr}^2 (t_1) \geq \frac{1}{2} C_r [(V_{in})^2] \quad (11)$$

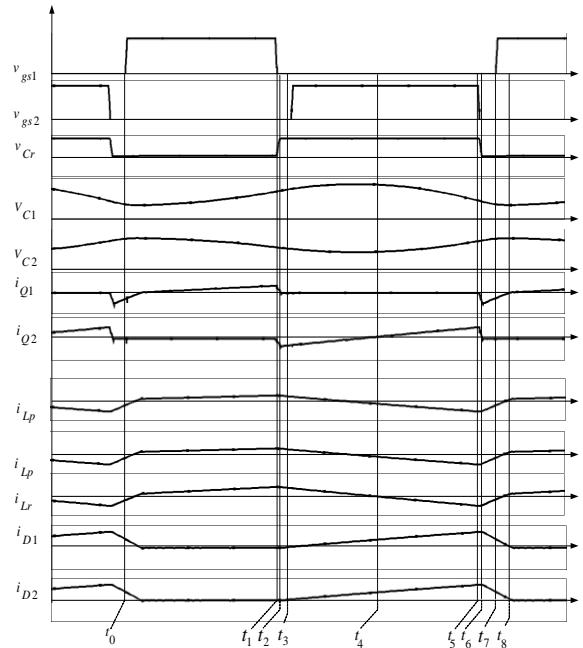
وضعیت ۳، t_2-t_3

ولتاژ خازن پارازیتی C_r تا مقدار V_{in} افزایش یافته، در آن لحظه دیود پارازیتی سوئیچ کمکی Q_2 شروع به هدایت می‌کند، دیودهای خروجی همچنان بایاس معکوس هستند، به خاطر اینکه خازن C_1 بسیار بزرگتر از خازن C_r می‌باشد، انرژی ذخیره شده در اندوکتانس‌های مغناطیس‌کنندگی و اندوکتانس کمکی خازن C_1 را شارژ می‌کند، در این حالت جریان اندوکتانس کمکی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$i_{Lr} = -\frac{V_{C1}}{L_r} (t - t_2) + i_{Lr}(t_2) \quad (12)$$

ولتاژ اولیه دو ترانسفورمر برابر است با:

$$v_{pa} = -V_{C1} \frac{L_p}{L_p + L_r}, \quad v_{pb} = -V_{C2} \frac{L_p}{L_p + L_r} \quad (13)$$



شکل ۲. شکل موج‌های اصلی مبدل دوپل فلای‌بک نیم‌پل غیرممتقارن دارای قابلیت سوئیچ‌زنی در ولتاژ صفر (ZVS)

با توجه به شکل (۲)، مدار دارای هشت وضعیت کاری می‌باشد که در ادامه به طور خلاصه شرح داده می‌شوند.

وضعیت ۱، t_0-t_1

در زمان t_0 سوئیچ اصلی Q_1 روشن و سوئیچ Q_2 خاموش می‌باشند. دیودهای خروجی بایاس معکوس می‌باشند. برای هر دو مبدل اندوکتانس‌های مغناطیس‌کنندگی به همراه اندوکتانس کمکی به صورت خطی مانند یک مبدل فلای‌بک معمولی شارژ می‌شوند. ولتاژ خازن‌های کلمپ C_1 و C_2 به ترتیب برابر DV_{in} و $(1-D)V_{in}$ می‌باشند، در این حالت جریان اندوکتانس مغناطیسی L_{p1} جریان اندوکتانس مغناطیسی L_{p2} و جریان اندوکتانس کمکی L_r برابرند با:

$$i_{Lp1} = \frac{(V_{in} - V_{C1})}{[L_p + 2L_r]} t + i_{Lp1}(t_0) \quad (5)$$

$$i_{Lp2} = \frac{V_{C2}}{[L_p + 2L_r]} t + i_{Lp2}(t_0) \quad (6)$$

$$i_{Lr} = \frac{(V_{in} - V_{C1} + V_{C2})}{[L_p + 2L_r]} t + i_{Lr}(t_0) \quad (7)$$

وضعیت ۴، t₃-t₄

در زمان t₃ ولتاژ V_{C1} برابر nV_O(L_m+L_r)/L_m خواهد شد و دیودهای خروجی در حالت بایاس مستقیم قرار می گیرند. ولتاژ اولیه ترانسفورمرها به مقدار تقریبی -nV_O محدود می شود. اندوکتانس کمکی L_r و خازن C₁ شروع به رزونانس می کنند. به منظور عملکرد سوئیچ Q₂ در حالت ولتاژ صفر، سوئیچ باید قبل از اینکه جهت جریان i_C معکوس شود، روشن شود. در این حالت جریان بار خروجی بین دیودهای خروجی D₁ و D₂ تقسیم می شود. برای جریان های اندوکتانس مغناطیس کنندگی می توان روابط زیر را نوشت:

$$w_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (21)$$

برای اینکه سوئیچ Q₁ در ولتاژ صفر روشن شود باید انرژی ذخیره شده در اندوکتانس کمکی بیشتر از انرژی ذخیره شده در خازن پارازیتی باشد، طبق رابطه زیر:

$$\frac{1}{2} L_r i_{Lr}^2 (t_5) \geq \frac{1}{2} C_r [(V_{in})^2] \quad (22)$$

این حالت زمانیکه ولتاژ V_{Cr} به صفر برسد پایان می یابد.

وضعیت ۷، t₆-t₇

فرض می کنیم که انرژی ذخیره شده در C_r کمتر از انرژی ذخیره شده در L_r باشد، در زمان t₆ خازن C_r به طور کامل تخلیه می شود و دیود بدنه سوئیچ اصلی می تواند روشن شود و ولتاژ اندوکتانس کمکی L_r در مقدار V_{in}-V_{C1}+nV_O ثابت می شود. از این رو، نرخ کاهش جریان دیودهای خروجی برابر است با:

$$\frac{di_{D1}}{dt} = \frac{di_{D2}}{dt} = -\frac{1}{2} n \left(\frac{2nV_o}{L_m} + \frac{V_{in} - V_{C1} + nV_o}{L_r} \right) \quad (23)$$

با فرض L_m >> L_r داریم:

$$\frac{di_{D1}}{dt} = \frac{di_{D2}}{dt} \cong -n \frac{V_{in} + nV_o - V_{C1}}{L_r} \quad (24)$$

با توجه به رابطه (۲۴)، با افزایش اندوکتانس کمکی L_r، از نرخ کاهش جریان دیود خروجی کاسته می شود. برای سوئیچ زنی در ولتاژ صفر، سوئیچ اصلی در این بازه زمانی باید روشن شود.

وضعیت ۸، t₇-t₈

سوئیچ Q₁ روشن می باشد و جریان دیودهای خروجی کاهش می یابد در حالیکه جریان اندوکتانس کمکی L_r افزایش می یابد. در زمان t₈، جریان دیودهای خروجی به مقدار صفر می رسد (به خاطر اینکه جریان اندوکتانس کمکی برابر مجموع جریان های اندوکتانس های مغناطیس کنندگی می باشد)، دیود D₁ و D₂ بایاس معکوس می شوند و اجازه می دهند ولتاژ اندوکتانس های مغناطیس کنندگی معکوس بشوند. جریان اندوکتانس های مغناطیس کنندگی و کمکی دوباره به صورت خطی شروع به افزایش می کنند و تناوب سوئیچینگ دیگری شروع می شود. شکل (۳) وضعیت مبدل را در حالت های مختلف نشان می دهد.

$$i_{LP1} = i_{LP1}(t_3) - \frac{nV_o}{[L_p + 2L_r]} (t-t_3) \quad (14)$$

$$i_{LP2} = i_{LP2}(t_3) - \frac{nV_o}{[L_p + 2L_r]} (t-t_3) \quad (15)$$

همچنین جریان دیودهای خروجی از رابطه زیر بدست می آید:

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{1}{2} n (i_{LP1} + i_{LP2} - i_{Lr}) \quad (16)$$

وضعیت ۵، t₄-t₅

این حالت مانند حالت قبلی است با این تفاوت که جهت جریان سوئیچ برعکس حالت قبل است.

وضعیت ۶، t₅-t₆

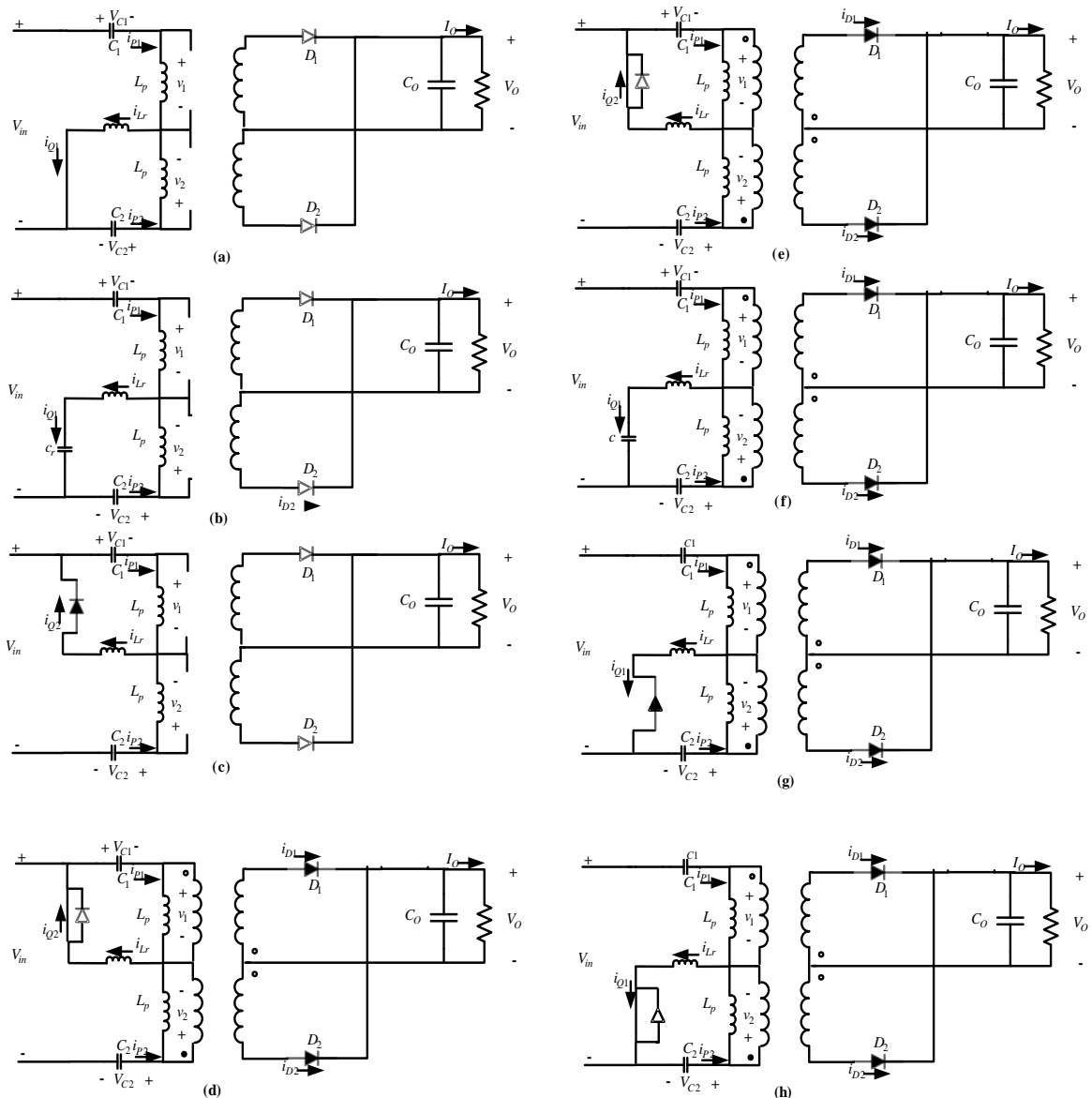
سوئیچ Q₂ در زمان t₅ خاموش می شود. رزونانس جدیدی بین اندوکتانس کمکی L_r و خازن خروجی MOSFET ها ایجاد می شود. ولتاژ دو سر اندوکتانس مغناطیس کنندگی تقریباً ثابت می ماند در حالیکه خازن C_r در حال تخلیه می باشد، در این حالت جریان اندوکتانس های مغناطیس کنندگی i_{LP1} ، i_{LP2} و اندوکتانس کمکی i_{Lr} و ولتاژ خازن پارازیتی v_{Cr} از رابطه های زیر محاسبه می شوند:

$$i_{LP1} = i_{LP1}(t_5) - \frac{nV_o}{[L_p + 2L_r]} (t-t_5) \quad (17)$$

$$i_{LP2} = i_{LP2}(t_5) - \frac{nV_o}{[L_p + 2L_r]} (t-t_5) \quad (18)$$

$$i_{Lr} = i_{Lr}(t_5) \cos w_1 (t-t_5) \quad (19)$$

$$v_{Cr} = \frac{i_{Lr}(t_5)}{w_1 C_r} \sin w_1 (t-t_5) + V_{in} \quad (20)$$



شکل ۳. وضعیت‌های کاری مبدل دوپل فلائی‌بک با کلمپ فعال دارای قابلیت سوئیچ‌زنی در ولتاژ صفر

$$I_{Q2max} = \frac{D(1-D)I_o}{n} + \frac{V_{in}(1-D)T_s}{L_m + 2L_r} \quad (27)$$

انتخاب دیودهای خروجی

در مبدل دوپل فلائی‌بک پیشنهاد شده مقدار ولتاژ بایاس معکوس دو سر دیود برابر است با:

$$V_{D1max} = V_{D2max} = \frac{V_o}{D} \quad (28)$$

مقدار حداکثر جریان دیودهای خروجی برای مبدل دوپل فلائی‌بک را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$I_{D1(peak)} = I_{D2(peak)} = \frac{I_{Omax}}{(1-D_{max})} \quad (29)$$

طراحی و انتخاب عناصر مبدل

در این بخش به انتخاب مناسب عناصر پرداخته می‌شود.

انتخاب کلیدهای قدرت

ماکزیمم ولتاژ حالت خاموشی برابر با ولتاژ ورودی می‌باشد.

$$V_{DS,S1,S2} = V_{in} \quad (25)$$

همچنین ماکزیمم جریان کلیدهای قدرت از روابط (۲۶) و (۲۷) بدست می‌آید. مقدار ماکزیمم جریان سوئیچ Q_1 برابر است با:

$$I_{Q1max} = \frac{I_o}{n} + \frac{V_{in}(1-D)T_s}{L_m + 2L_r} \quad (26)$$

بطور مشابه ماکزیمم جریان سوئیچ Q_2 برابر است با:

مقدار خازن خروجی

مقدار خازن خروجی با توجه به ریپل ۱۰ درصد ولتاژ خروجی از رابطه (۳۸) بدست می آید.

$$C_o \geq \frac{I_{o,max} D_{max} T_s}{\Delta V} \quad (38)$$

انتخاب نسبت دور ترانسفورمر

با توجه به رابطه (۴) نسبت دور ترانسفورمر برابر است با:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{D_{max} V_{in}}{(V_o + 0.7)} \quad (39)$$

ساخت مبدل و نتایج عملی

در این بخش نتایج عملی مبدل دوپل فلای بک نیم پل غیرمتقارن با قابلیت سوئیچ زنی در ولتاژ صفر بررسی می گردد. این مدار از دو قسمت اصلی، مدار کنترل و مدار قدرت تشکیل شده است. مدار کنترل از یک ای سی PWM، مدار ساخت تاخیر و مدار درایو مسافتها تشکیل شده است. مشخصات منبع تغذیه ساخته شده و المانهای مدار با توجه به بخش طراحی، در جدول (۱) آورده شده است. شکل های (۴) و (۵) کلیدزنی در ولتاژ صفر S_1 را در بار نامی و نصف بار نامی نشان می دهد. کاهش توان خروجی مبدل باعث کاهش جریان کلیدها می شود، با توجه به اینکه عملکرد کلیدزنی در ولتاژ صفر وابسته به جریان کلیدها می باشد، لذا بررسی ZVS در بارهای کم برای مبدل الزامی می باشد.

جدول ۱. مشخصات مبدل شبیه سازی شده

Input dc voltage range- V_{in}	120-190V
Rated Output Current- I_o	16A
Output voltage- V_o	12V
Switching Frequency- f_s	50kHz
Duty cycle range-D	0.2- 0.55
Turnsformer ratio-n	60:10
Clamping capacitances C_1 and C_2	3.3uf
Output capacitance C_o	1000uf
Conversion efficiency	$\eta \geq 0.8$

شکل (۴-ا) ولتاژ درین- سورس کلید و پالس تحریک و شکل (ب-۴) جریان درین- سورس کلید را نشان می دهد، همانطور که در شکل آمده است، پالس تحریک پس از اینکه ولتاژ درین- سورس به صفر می رسد و در زمانیکه جریان سوئیچ منفی است به سوئیچ اعمال می شود، بنابراین سوئیچ در ولتاژ صفر و در حالیکه جریان از دیود معکوس آن عبور می کند روشن می شود. به صورت مشابه شکل (۵) کلیدزنی در ولتاژ صفر S_1 را در نصف بار نشان می دهد. همانطور که شکل نشان می دهد علیرغم کاهش جریان، سوئیچ در

مقدار موثر جریان دیودهای خروجی برابر است با:

$$I_{D1(RMS)} = I_{D2(RMS)} = \sqrt{\frac{(1-D_{max})}{3}} I_{D(peak)} \quad (30)$$

و متوسط جریان هر کدام از دیودهای خروجی برابر است با:

$$I_{D1(Avg)} = I_{D2(Avg)} = \frac{I_{o,max}}{2} \quad (31)$$

انتخاب خازن های کلمپ

انتخاب خازن کلمپ C_1 بر پایه مقدار اندوکتانس کمکی L_r می باشد. فرکانس رزونانسی که بین خازن کلمپ و اندوکتانس کمکی شکل می گیرد باید به اندازه کافی کم باشد تا نوسانات رزونانسی ولتاژ دو سر سوئیچ اصلی، هنگام خاموش شدن، بیش از حد نشود. پس باید زمان حداکثر خاموش بودن سوئیچ اصلی (که در سیکل وظیفه حداقل روی می دهد) بسیار کوچکتر از نصف زمان تناوب رزونانسی بین خازن کلمپ و اندوکتانس کمکی باشد. در نتیجه داریم:

$$C_{clamp} \gg \frac{(1-D_{min})^2}{\pi^2 L_r F_s^2} \quad (32)$$

مقدار حداکثر ولتاژ خازن کلمپ به صورت زیر محاسبه می شود:

$$V_{C(max)} = D V_{in} \quad (33)$$

برای انتخاب خازن C_2 ریپل ولتاژ آن در حالت دائمی ۱۰ درصد در نظر گرفته شده است. با توجه به اینکه در بازه زمانی (t_0-t_1) جریان مغناطیس کنندگی ترانسفورمر T_2 باعث دشارژ خازن می شود، می توان نوشت:

$$\Delta V_{C2} = (t_1 - t_0) \times \frac{i_m(t_1)}{2C_2} \quad (34)$$

در رابطه بالا جریان خازن برابر $i_m(t_1)/2$ فرض شده است و داریم:

$$V_{C2} (t_1 - t_0) = L_m i_m(t_1) \quad (35)$$

با تقسیم رابطه (۳۵) بر رابطه (۳۴) داریم:

$$C_2 = \frac{5D^2 T_s^2}{L_m} \quad (36)$$

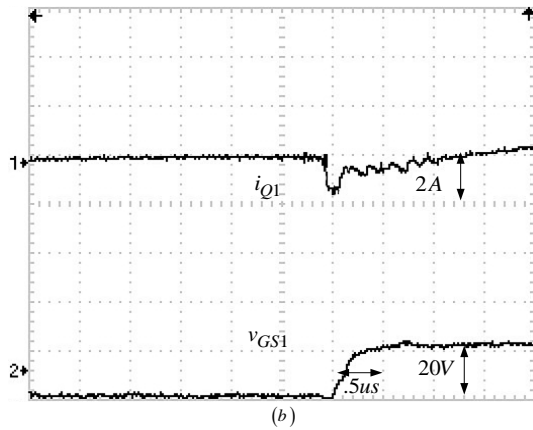
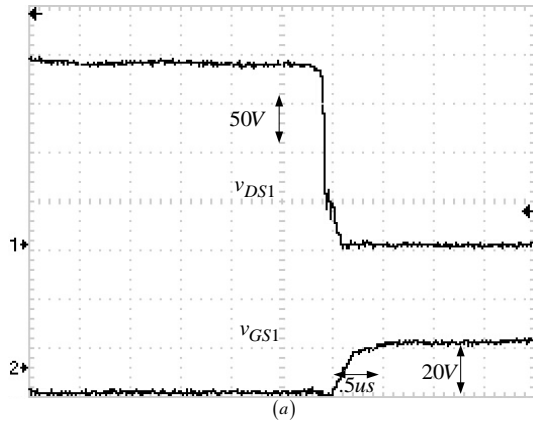
انتخاب اندوکتانس کمکی

در یک نقطه کاری با خازن C_r مشخص و برای رسیدن به سوئیچ زنی در ولتاژ صفر، اندوکتانس کمکی L_r باید به اندازه کافی بزرگ باشد تا خازن C_r به طور کامل تخلیه شود، بنابراین مقدار اندوکتانس کمکی برابر است با:

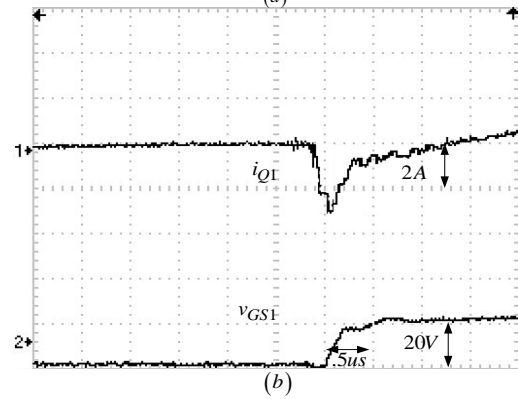
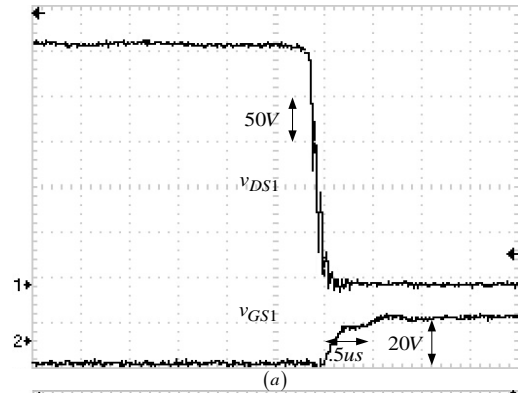
$$L_r(ZVS) \geq \frac{C_r (V_{in})^2}{I_{Lr(peak)}^2} \quad (37)$$

مقدار پیک جریان اندوکتانس کمکی L_r برابر ماکزیمم جریان سوئیچ Q_2 است که با رابطه (۲۷) بدست می آید.

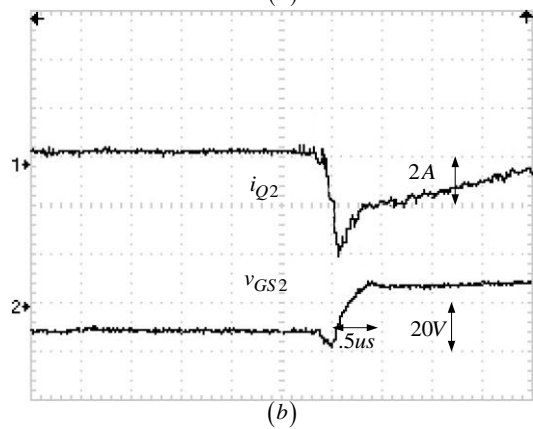
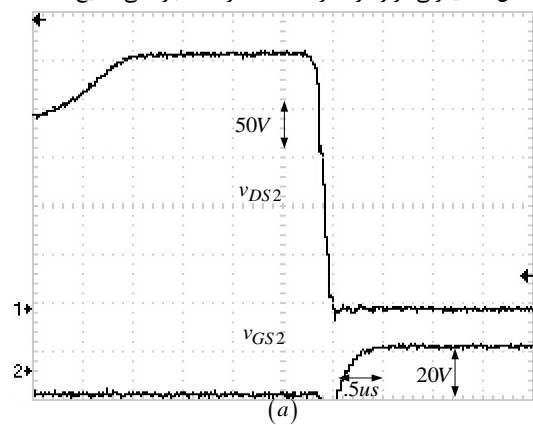
ولتاژ صفر روشن می‌شود. به صورت مشابه شکل‌های (۶) و (۷) کلیدزنی در ولتاژ صفر S_2 را تایید می‌کند.



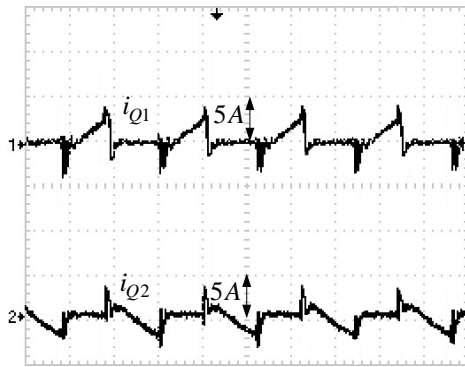
شکل ۵. کلیدزنی در ولتاژ صفر S_1 (ZVS) در نصف بار نامی (نتایج ساخت)



شکل ۴. کلیدزنی در ولتاژ صفر S_1 (ZVS) در بار نامی (نتایج ساخت)

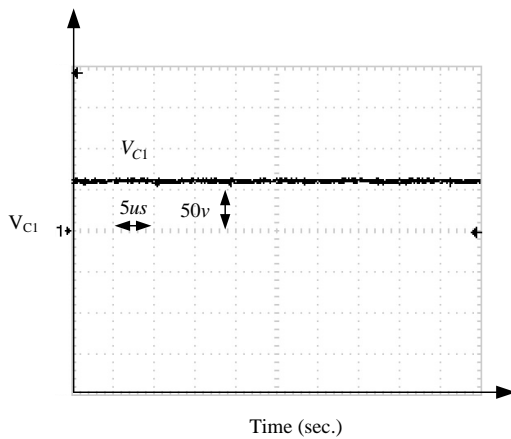


شکل ۶. کلیدزنی در ولتاژ صفر S_2 (ZVS) در بار نامی (نتایج ساخت)

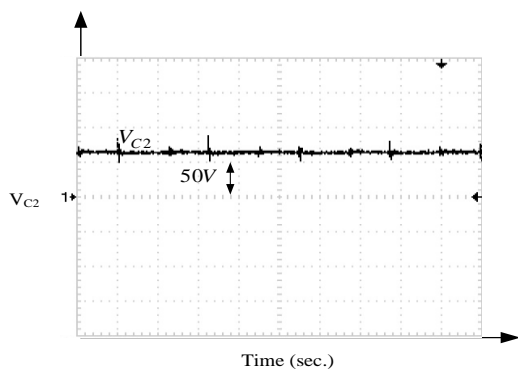


شکل ۸. جریان سوئیچ‌های قدرت S1 و S2 (نتایج ساخت)

شکل (۹) و (۱۰) ولتاژ خازن‌های کلمپ C_1 و C_2 را در حالت عملی نشان می‌دهد، نتایج ساخت تایید کننده این موضوع می‌باشد که ولتاژ خازن C_1 برابر DV_{in} و ولتاژ خازن C_2 برابر $(1-D)V_{in}$ می‌باشد. نتایج زیر در ولتاژ ورودی ۱۲۰ ولت و سیکل وظیفه ۰.۴۵ اندازه گیری شده است.

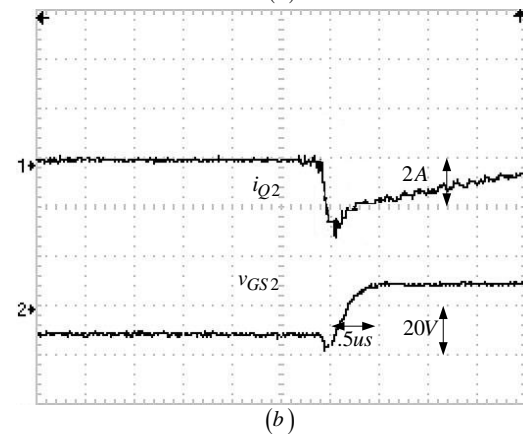
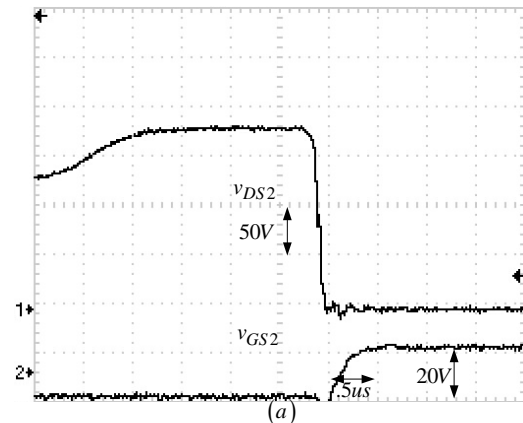


شکل ۹. ولتاژ خازن کلمپ C_1 در ولتاژ ورودی ۱۲۰ ولت و سیکل وظیفه ۰.۴۵



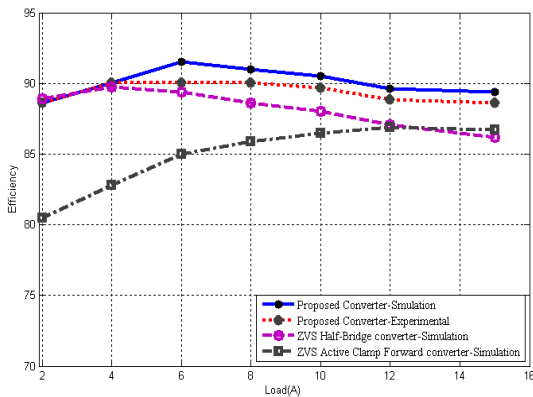
شکل ۱۰. ولتاژ خازن کلمپ C_2 در ولتاژ ورودی ۱۲۰ ولت و سیکل وظیفه ۰.۴۵

شکل (۱۱) نتایج عملی جریان دیودهای خروجی مبدل در بار ۱۵ آمپر می‌باشد، مشاهده می‌شود که دیودهای خروجی زمانیکه سوئیچ S_1 خاموش می‌شود روشن شده و جریان بار را تامین



شکل ۷. کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZVS) در S_2 در نصف بار نامی (نتایج ساخت)

شکل (۸) نتایج عملی را برای جریان سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 نشان می‌دهد. قبل از اینکه Q_1 روشن شود، جریان اندوکتانس کمکی خازن پارازیتی سوئیچ Q_1 را دشارژ می‌کند، سپس دیود معکوس سوئیچ روشن شده و جریان اندوکتانس کمکی از آن عبور می‌کند، در این وضعیت سوئیچ در ولتاژ صفر روشن می‌شود. زمانیکه سوئیچ Q_1 خاموش می‌شود، جریان اندوکتانس کمکی خازن پارازیتی سوئیچ را به مقدار V_{in} شارژ نموده، بنابراین دیود معکوس سوئیچ Q_2 روشن می‌شود، در این حالت پالس تحریک به سوئیچ داده می‌شود و سوئیچ در ولتاژ صفر روشن می‌شود. بعد از مدتی کوتاه همانطور که شکل نشان می‌دهد جهت جریان برعکس می‌شود. همچنین جریان سورس-درین برای سوئیچ Q_2 اندازه‌گیری شده است.



شکل ۱۳. مقایسه مشخصه راندمان مبدل دوپل فلای‌بک نیم‌پل غیرمتقارن، مبدل نیم‌پل و مبدل فرورارد با کلمپ فعال

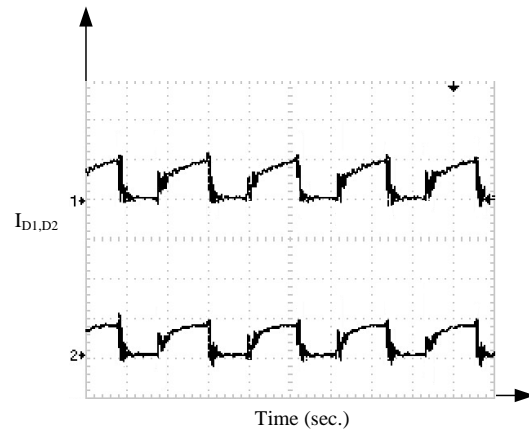
نتیجه‌گیری

در این طرح مبدل دوپل فلای‌بک نیم‌پل غیر متقارن دارای قابلیت سوئیچ‌زنی در ولتاژ صفر با تعداد عناصر نیمه‌هادی کم، طراحی و ساخته شد. در این ساختار دو مبدل فلای‌بک با هم موازی شده‌اند و هر دو مبدل در ولتاژ صفر کلیدزنی می‌شوند. از طرف دیگر فقط از دو سوئیچ در ساختار مبدل استفاده شده است، به عبارت دیگر هر سوئیچ به عنوان سوئیچ کمکی برای دیگری بوده و نیازی به هیچ مدار کمکی برای کلیدزنی در ولتاژ صفر نمی‌باشد. همچنین در این ساختار استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها برابر ولتاژ ورودی است. علاوه بر موارد گفته شده ساختار موازی باعث کاهش تلفات مسی ترانسفورمرها و تلفات هدایتی دیودها در خروجی می‌گردد. با توجه به نکات گفته شده این ساختار دارای راندمان بالایی است و در کاربردهای ولتاژ و ولتاژ ورودی بالا (به دلیل استرس ولتاژ پائین سوئیچ‌ها) و همچنین کاربردهای جریان زیاد در خروجی (به دلیل تقسیم جریان میان دو مبدل) می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

مرجع‌ها

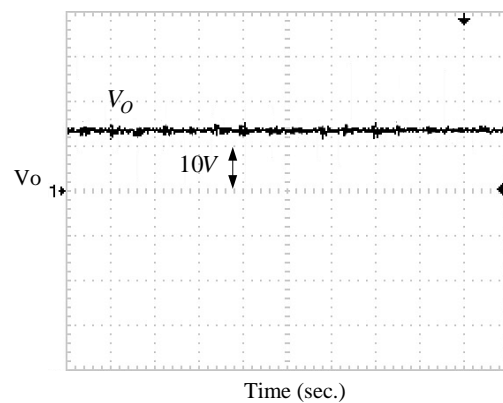
- [1] C.S. Leu, G. Hua, F.C. Lee, and C. Zhou, "Analysis and design of RCD clamp forward converter," HFPC Proc., pp. 198–208, 1992.
- [2] Alenka Hren, Joze Korelic, and Miro Milanovic.: 'RC-RCD Clamp Circuit for Ringing Losses Reduction in a flyback converter', IEEE Trans on circuits and systems, 2006, 53, (5), pp.369-373.
- [3] S. S. Lee, S. W. Choi, and G. W. Moon, "High-efficiency active clamp forward converter with transient current build-up (TCB) ZVS technique," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 310–318, Feb. 2007.
- [4] H.M. Suryawanshi, M. R. Ramteke, K. L. Thakre, and V. B. Borghate, "Unity-power-factor operation soft switched converter based on boost activeclamp topology in modular

می‌کنند، زمانیکه دیودها در حالت بایاس معکوس قرار می‌گیرند خازن خروجی جریان بار را تامین می‌کند.



شکل ۱۱. شکل موج‌های جریان دیودهای خروجی مبدل

همچنین در ادامه شکل موج ولتاژ خروجی در شکل (۱۲) آورده شده است.



شکل ۱۲. شکل موج ولتاژ خروجی

مشخصه راندمان مبدل دوپل فلای‌بک نیم‌پل غیرمتقارن نسبت به بار خروجی، با مبدل‌های نیم‌پل و مبدل فرورارد با کلمپ فعال در شکل (۱۳) مقایسه شده است. مشاهده می‌شود این مبدل بازدهی بالاتری نسبت به دو مبدل دیگر دارد. علت کاهش تلفات در این مبدل نسبت به دو مبدل دیگر سوئیچینگ نرم مبدل در بازه وسیعی از تغییرات بار و همچنین کاهش تلفات هدایتی دیودهای خروجی به دلیل تقسیم جریان میان آن‌هاست. با توجه به شکل (۱۳) راندمان در بار نامی نزدیک به ۸۷٫۵٪ است و متوسط راندمان ۸۹٪ اندازه‌گیری شده است.

- [15] Y. H. Xi and P. K. Jain, "A forward converter topology employing a resonant auxiliary circuit to achieve soft switching and power transformer resetting," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 132–140, Feb. 2003.
- [16] G.-Y. Jeong, "High efficiency asymmetrical half-bridge flyback converter using a new voltage-driven synchronous rectifier," *IET Power Electron.*, Vol. 3, Iss. 1, pp. 18–32, 2010.
- [17] R. T. Bascope and I. Barbi, "A double ZVS-PWM active-clamping forward converter: Analysis, design and experimentation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 745–751, Nov 2001.
- [18] B.-R. Lin, H.-K. Chiang and C.-Y. Cheng, "Analysis and implementation of an interleaved ZVS bi-flyback converter," *IET Power Electron.*, vol. 3, Iss. 2, pp. 259–268, 2010.
- [19] B.-R. Lin, W.-C. Li and K.-L. Shih, "Analysis and implementation of a zero voltage switching bi-forward converter," *IET Power Electron.*, Vol. 2, no. 1, pp. 22–32, 2009.
- [20] M. Taheri "Analysis, Design and Implementation of a New Chokeless Interleaved ZVS Forward-Flyback Converter," *JOURNAL OF POWER ELECTRONICS*, vol.11, no.4, pp.1-4, 04 July 2011.
- [21] M. Taheri, "Analysis, design and implementation of a new zero-voltage-switching interleaved asymmetrical half-bridge converter using an integrated transformer," *IET POWER ELECTRONICS*, vol.4, no.10, pp.1-11, March 2013.
- [22] B.-R. Lin, K. Huang, and D. Wang, "Analysis design and implementation of an active clamp forward converter with synchronous rectifier," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 53, no. 6, pp. 1310–1319, Jun. 2006.
- [23] B.-R. Lin, C.-H. Tseng, "Analysis of parallel-connected asymmetrical soft-switching converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, pp. 1642–1653, 2007.
- [24] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, "Analysis and implementation of a soft switching interleaved forward converter with current doubler rectifier," *IET Proc.–Electr. Power Appl.*, vol. 1, pp. 697–704, 2007.
- approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 229–236, Jan. 2008.
- [5] F.D. Tan, "The forward converter form the classic to the contemporary," *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 857–863, 2002.
- [6] A.K.S. Bhat, F.D. Tan, "A unified approach to characterization of PWM and quasi-PWM switching converters topological constraints, classification, and synthesis," *IEEE Trans. Power Electron.*, 6, (4), pp. 719–725, 1989.
- [7] C. P. Henze, H. C. Martin, and D. W. Parsley, "Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation," in *Proc. 13rd IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 33–40, 1988.
- [8] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 162–169, Jan. 1996.
- [9] P. Aiou, A. Bakkali, I. Barbero, J. A. Cobos, and M. Rascon, "A low power topology derived from flyback with active clamp based on a very simple transformer," in *Proc. 21st IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 1–6, Mar. 2006.
- [10] Y. Y. Wen, H. Mao, and I. Batarseh, "DC bias analysis and small signal characteristic of active-clamp forward-flyback dc–dc converter with a current doubler rectifier," in *Proc. 20th IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 1531–1536, 2005.
- [11] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 632–640, Jun. 2004.
- [12] M. Chen and J. Sun, "Reduced-order averaged modeling of active clamp converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 2, pp. 487–494, Mar. 2006.
- [13] B. R. Lin, H. K. Chiang, and C. C. Chen, "Analysis of a zero-voltage switching converter with two transformers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 53, no. 10, pp. 1088–1092, Oct. 2006.
- [14] Y. H. Kang, B. C. Choi, and W. S. Lim, "Analysis and design of a forward-flyback converter employing two transformers," in *Proc. 32nd IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 357–362, 2001.