

یک مبدل DC-DC منبع جریان جدید با کلیدزنی نرم برای کاربردهای توان متوسط

مجید دلشاد

عضو هیات علمی گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی خوراسگان
delshad@khuif.ac.ir

چکیده

در این مقاله یک مبدل منبع جریان نیم پل با مدار کمکی جدید ارائه گردیده است. مدار کمکی در این مبدل نه تنها شرایط سویچینگ نرم را برای سویچ‌های مبدل فراهم می‌سازد بلکه از جهش‌های ولتاژ دو سر سویچ‌های اصلی در هنگام خاموش شدن در اثر سلف نشتی ترانسفورمر نیز جلوگیری می‌نماید. لذا راندمان مبدل پیشنهادی جدید در مقایسه با مبدل‌های منبع جریان نیم پل پیشین افزایش یافته و استرس روی کلیدهای اصلی نیز به شدت کاهش می‌یابد. از طرفی سویچ‌های کمکی که به مبدل اضافه شده خود به صورت نرم کلیدزنی می‌گردند و در نتیجه باعث تحمیل تلفات قابل توجهی به مبدل نمی‌گردند. از طرفی کنترل مبدل به صورت PWM باقی می‌ماند و سویچ‌های کمکی به صورت مکمل با سویچ‌های اصلی کلیدزنی می‌گردند. لذا پیاده‌سازی مدار کنترل مبدل پیشنهادی بسیار ساده و کم هزینه خواهد بود. از این رو مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل‌های منبع جریان نیم پل متداول فرکانس عملکرد بالاتر، اندازه المان راکتیو کوچکتر، راندمان بالاتر و هزینه کمتری خواهد داشت. برای تأیید روابط تئوری مبدل، نتایج یک نمونه آزمایشگاهی ۱۰۰ وات از آن ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی

مبدل منبع جریان، مبدل نیم پل، کنترل PWM، مدار کلمپ، کلیدزنی در ولتاژ صفر ZVS.

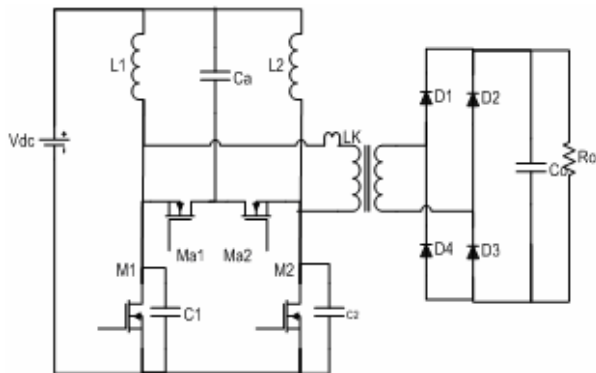
۱- مقدمه

مدارات اسنابر پسیو^۱ (RCD) برای کاهش تلفات استفاده نموده اند. ولی این مبدل‌ها نیز عملکرد پیچیده‌ای دارند. از طرفی خود مدارهای اسنابر انرژی تلف می‌نمایند. در [۳] یک مبدل تمام پل منبع جریان ZCS^۲ ارائه شده است. در این توپولوژی هر سویچ یک دیود سری شده با خود دارد تا مانع از عبور جریان به صورت معکوس گردد. در این مبدل سویچ‌ها به صورت PWM شیف‌ت فاز کنترل می‌گردند و تحت شرایط ZCS کلیدزنی می‌شوند. اشکال عمده این مبدل اینست که تلفات هدایتی آن بالا است زیرا با هر سویچ یک دیود سری می‌باشد. علاوه بر این انرژی گردشی به خاطر وجود یک زمان نسبتاً بزرگ هرزگردی بالاست و موجب بالا رفتن تلفات

امروزه مبدل‌های DC-DC با بهره بالا کاربرد وسیعی در صنایع نظیر سلول‌های خورشیدی، پیل‌های سوختی، خودروهای هیبرید و غیره یافته‌اند. این مبدل‌ها ولتاژهای پایین DC را به ولتاژهای بالاتر با ریبیل پایین تبدیل می‌نمایند. برای کاهش حجم و وزن این مبدل‌ها بایستی فرکانس عملکرد آنها افزایش یابد ولی افزایش فرکانس موجب افزایش تلفات کلیدزنی نیز می‌گردد. تکنیک‌های سویچینگ نرم مختلفی برای حل این مشکل ارائه گردیده است. یکی از این تکنیک‌ها استفاده از مدارهای رزونانسی و شبه رزونانسی بوده است [۱]-[۲]. این مبدل‌ها دارای تلفات گردشی بالا و همچنین مدار کنترل پیچیده‌ای هستند. در بعضی از مبدل‌ها از

می‌گیرد. برای تشریح عملکرد مبدل در حالت پایدار فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود.

- از تمام پارامترهای پارازیتی المان‌ها صرف نظر گردیده است.
- خازن خروجی و سلف‌های ورودی به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته می‌شود و در نتیجه ولتاژ خروجی و جریان ورودی ثابت فرض می‌گردد.



شکل ۱-نمای شماتیک مبدل پیشنهادی

۳- عملکرد مبدل

فرض می‌گردد که در ابتدای تحلیل سویچ‌های M_1, M_2 روشن هستند و از هر کدام جریان ثابت I_{in} می‌گذرد. آنالیز مبدل با خاموش شدن سویچ M_1 آغاز می‌گردد.

۳-۱- وضعیت اول

این وضعیت با خاموش شدن M_1 در زمان t_0 آغاز می‌گردد. جریان ثابت در اولیه ترانسفورمر جاری می‌شود. در این وضعیت خازن‌های C_1, C_a شارژ و خازن C_{a1} به صورت خطی دشارژ می‌گردد. وقتی C_1 به طور کامل شارژ گردید $(V_{in} + V_{ca})$ و ولتاژ خازن C_{a1} به صفر رسید آنگاه دیود موازی معکوس M_{a1} روشن می‌شود و می‌تواند تحت ولتاژ صفر روشن شود. بنابراین ولتاژ افتاده شده روی سلف ناشی در این حالت برابر $V_{DC} + V_{Ca} - V_o/N$ می‌گردد و در نتیجه جریان سلف ناشی به صورت خطی افزایش می‌یابد. بنابراین جریان‌های سلف ناشی و خازن کلمپ از روابط ۱ و ۲ بدست می‌آیند. این وضعیت وقتی کلید M_{a1} روشن شود پایان می‌یابد.

$$I_{LK}(t) = \frac{V_{DC} + V_{Ca} - V_o/N}{L_{LK}}(t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{Ca}(t) = I_{in} - \frac{V_{DC} + V_{Ca} - V_o/N}{L_{LK}}(t - t_0) \quad (2)$$

هدایتی نیز می‌گردد. در [۴] یک مبدل منبع جریان تمام پل ZVT^2 ارائه گردیده است. در این مبدل از یک شاخه کمکی در ثانویه ترانسفورمر برای ایجاد شرایط سویچینگ نرم استفاده شده است. در این مبدل انرژی خازن کمکی با روشن شدن سویچ کمکی به صورت رزونانس به سلف L_r منتقل می‌گردد و شرایط ZVS^4 را برای سویچ‌های پل فراهم می‌کند. مبدل به صورت PWM در فرکانس ثابت کار می‌کند. اما استرس ولتاژ روی سویچ‌های کمکی در این مبدل بالا است زیرا مدار کمکی در طرف ولتاژ بالا قرار گرفته است و از طرفی اسپایک‌های ولتاژ دوسر سویچ‌ها ناشی از سلف ناشی ترانسفورمر نیز وجود دارد. یک مبدل تمام پل بوست ZVT در [۵] ارائه گردیده است در این مبدل خازن اسنابر اسپایک‌های ناشی از سلف ناشی ترانس را محدود می‌نماید ولی نمی‌تواند انرژی سلف ناشی را بازگرداند. این مشکل در توان‌های بالا که جریان ورودی افزایش می‌یابد بحرانی تر می‌گردد. در مبدل [۶] توسط یک مدار کمکی شامل دو سویچ و یک خازن در طرف اولیه ترانس شرایط ZVT هم هنگام روشن شدن و هم هنگام خاموش شدن برای سویچ‌ها فراهم می‌گردد، در این مبدل از مدار کمکی کلمپ همراه با مدارهای کمکی ZVT برای افزایش رنج سویچینگ نرم استفاده گردیده است. اما این مبدل به صورت PWM شیفت فاز کنترل می‌گردد و از طرفی در مدار کمکی از دو سویچ استفاده شده است که یکی از آنها نیز به صورت سخت کلیدزنی می‌گردد.

در این مقاله یک مبدل منبع جریان نیم پل جدید ارائه گردیده است. مدار کمکی در این مبدل نه تنها از استرس روی کلیدهای مبدل ناشی از سلف ناشی ترانسفورمر جلوگیری می‌نماید، بلکه شرایط سویچینگ در ولتاژ صفر را نیز هم برای سویچ‌های اصلی و هم سویچ‌های مدار کمکی فراهم می‌نماید. از طرفی تراشه اضافی برای سویچ‌های مدار کمکی نیاز نمی‌باشد و از آنجائی که فرمان کلیدها PWM است کنترل آن بسیار ساده و ارزان می‌باشد. این مزایا مبدل مذکور را برای کاربردهای توان متوسط بسیار مناسب ساخته است.

۲- مبدل پیشنهادی

شکل (۱) مبدل منبع جریان پیشنهادی را نشان می‌دهد. مبدل مذکور از دو سویچ اصلی M_1, M_2 یک مدار کمکی متشکل از دو سویچ کمکی M_{a1}, M_{a2} و یک خازن کلمپ C_a و دو سلف ورودی L_1, L_2 و دو خازن اسنابر C_1, C_2 تشکیل گردیده است.

شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل را نشان می‌دهد یک سیکل از عملکرد این مبدل به دو نیم سیکل با عملکرد متقارن تقسیم می‌شود و بنابراین یک نیم سیکل از آن مورد بررسی قرار

۳-۴- وضعیت چهارم

وقتی سویچ M_{a1} روشن شود این وضعیت آغاز می‌گردد. ولتاژ دو سر سلف نشستی در این حالت برابر $-V_o/N$ می‌باشد و جریان به صورت خطی شروع به کاهش می‌نماید تا به صفر برسد. رابطه شماره (۴) مقدار جریان سلف نشستی را در این حالت نشان می‌دهد. وضعیت‌های پنجم تا هشتم شبیه چهار وضعیت اول و قرینه آن می‌باشد.

$$I_{LK}(t) = -\frac{V_o/N}{L_{LK}}(t-t_3) \quad (4)$$

مدارهای معادل چهار وضعیت مبدل در شکل (۴) نشان داده شده است.

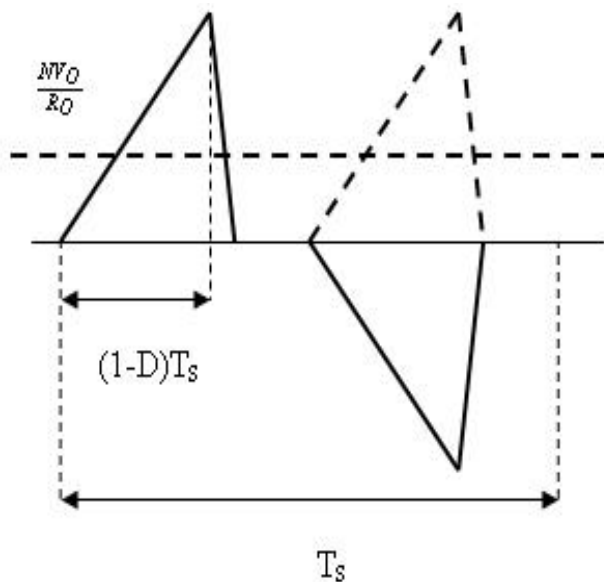
۴- آنالیز و طراحی مبدل پیشنهادی

۴-۱- نسبت تبدیل مبدل

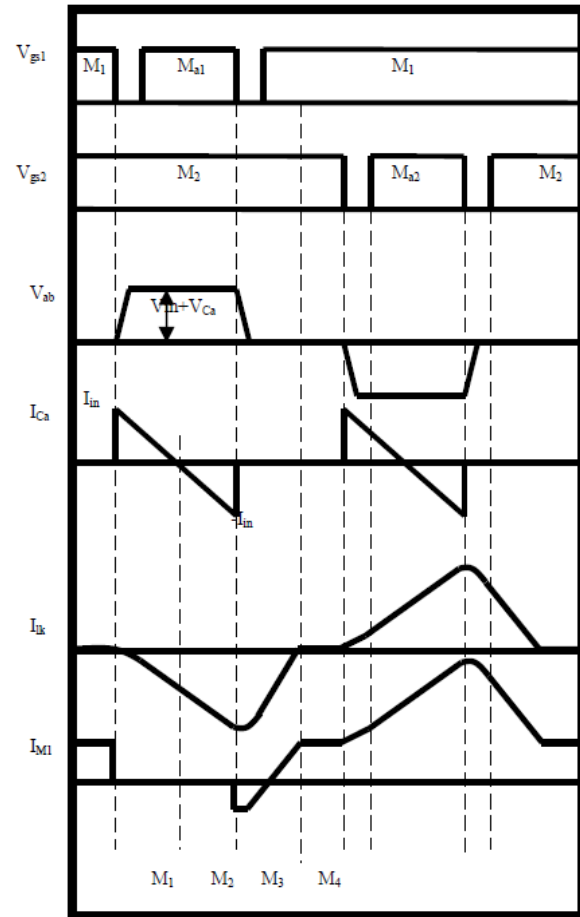
با فرض اینکه زمان بین روشن شدن M_1 و خاموش شدن M_{a1} صفر باشد و نوشتن رابطه بالانس ولت ثانیه ترانسفورمر ولتاژ خازن کلمپ از رابطه‌ی (۵) بدست می‌آید.

$$V_{Ca} = \frac{D}{1-D} V_{DC} \quad (5)$$

برای بدست آوردن نسبت تبدیل مبدل می‌توان از شکل موج جریان در اولیه ترانسفورمر شکل (۳) استفاده نمود.



شکل ۳- شکل موج جریان در اولیه ترانسفورمر



شکل ۲- شکل موج‌های کلیدی مبدل

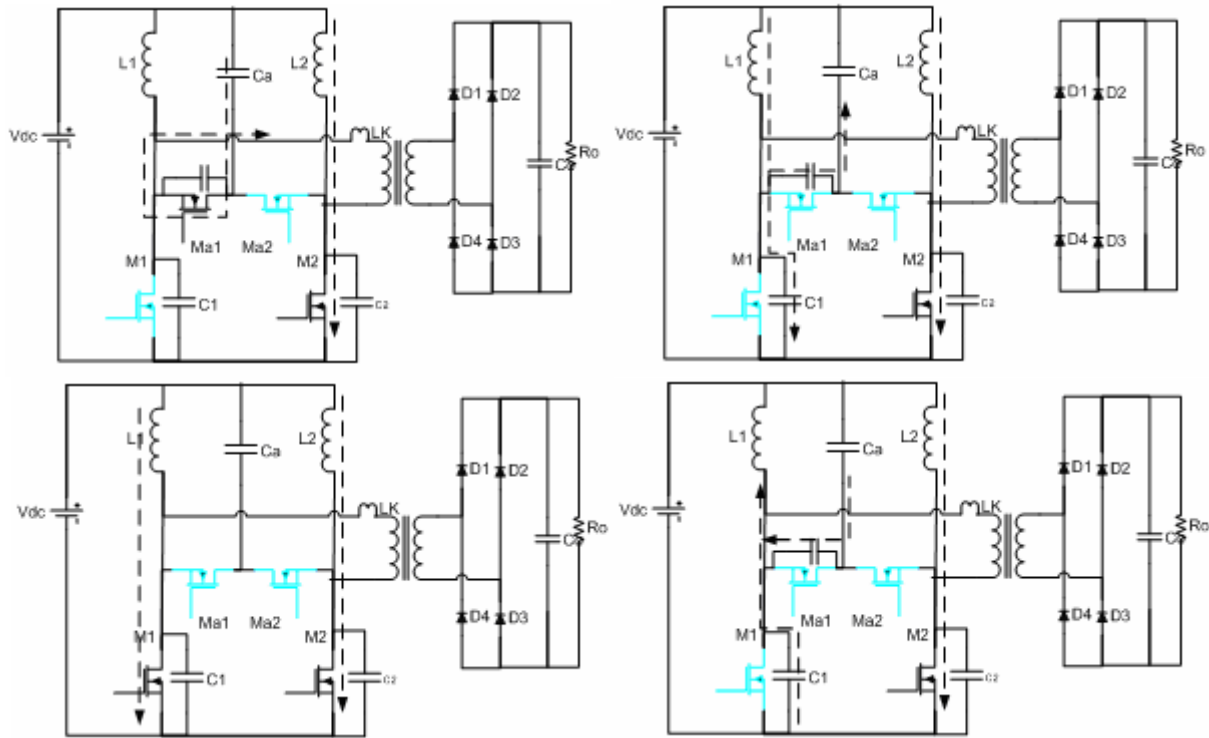
۳-۲- وضعیت دوم

وقتی M_{a1} روشن شود، این وضعیت آغاز می‌گردد. وقتی که جریان I_{in} در دیود موازی معکوس جاری است سویچ تحت ولتاژ صفر روشن می‌شود. جریان سلف نشستی به طور پیوسته افزایش می‌یابد شیب جریان ثابت و جریان آن بزرگ‌تر از I_{in} می‌گردد و از این لحظه جریان I_{Ca} شروع به منفی شدن می‌کند.

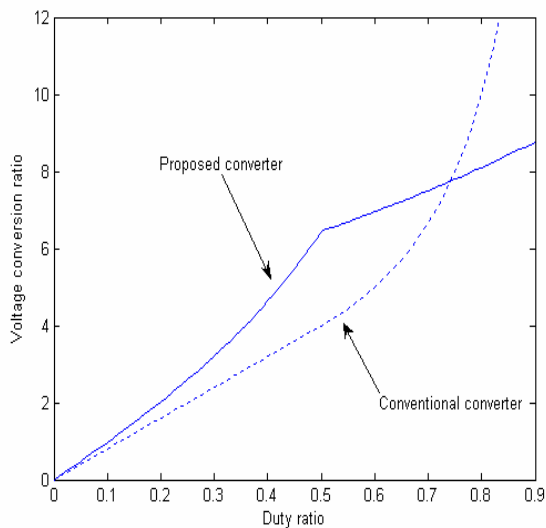
$$I_{LK}(t) = \frac{V_{DC} + V_{Ca} - V_o/N}{L_{LK}}(t-t_0) \quad (3)$$

۳-۳- وضعیت سوم

وقتی سویچ M_{a1} خاموش شود، این وضعیت آغاز می‌گردد. در این وضعیت، جریان سلف نشستی C_a را شارژ و C_1 را دشارژ می‌نماید. وقتی جریان نشستی C_{a1} را به طور کامل تا $V_{in} + V_{Ca}$ شارژ نمود و C_1 به طور کامل دشارژ گردید، دیود موازی معکوس M_1 هدایت نموده و M_1 می‌تواند تحت ولتاژ صفر روشن شود.



شکل ۴- مدارهای معادل چهار وضعیت مبدل پیشنهادی در نیم سیکل اول سویچینگ



شکل ۵- نمودارنسبت تبدیل مبدل برحسب ضریب وظیفه

نسبت تبدیل مبدل پیشنهادی از متوسط‌گیری شکل (۳) و استفاده از رابطه (۵) به صورت زیر بدست می‌آید.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \sqrt{1 + \frac{2N^2 f_s L_k}{R_o (1-D)^2}}} \quad (6)$$

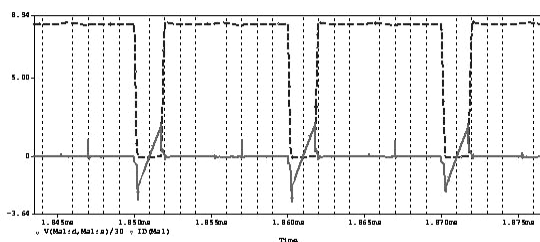
۵- آنالیز مبدل

شکل (۵) نمودارنسبت تبدیل مبدل برحسب ضریب وظیفه به‌ازای مقادیر مختلف بار را نشان می‌دهد همان‌طور که مشاهده می‌گردد با کاهش بار خروجی بهره مبدل افزایش می‌یابد در این شکل بهره مبدل پیشنهادی با مبدل‌های معمول مقایسه گردیده است و مشاهده می‌گردد که بهره مبدل پیشنهادی در ضریب وظیفه کوچکتر از ۰.۷، بالاتر از مبدل‌های پوش پول معمول است، در حالی که راندمان بهتری نیز به خاطر سویچینگ نرم دارد. رابطه بین سلف نشتی و فرکانس سویچینگ در شکل (۶) نشان داده شده است.

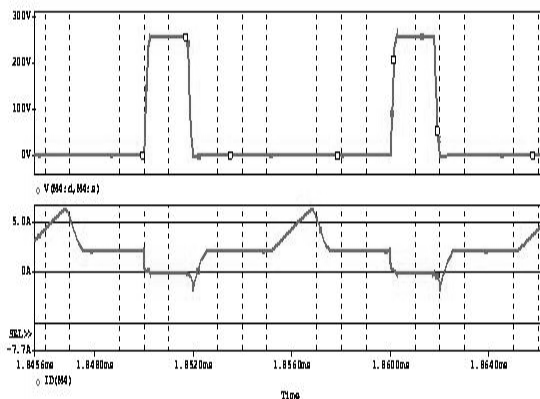
جدول شماره ۱- مشخصات مبدل پیشنهادی

ولتاژ ورودی	۲۴ ولت
ولتاژ خروجی	۲۰۰ ولت
نسبت تبدیل مبدل	۸/۳
ماکزیمم ضریب وظیفه	۰/۸
توان خروجی	۲۰۰ وات
مقاومت بار	۲۰۰ اهم
خازن سویچهای اصلی	$C1=C2=1.9nF$
خازن سویچهای مدار کلمپ	$Ca1=Ca2=140pF$

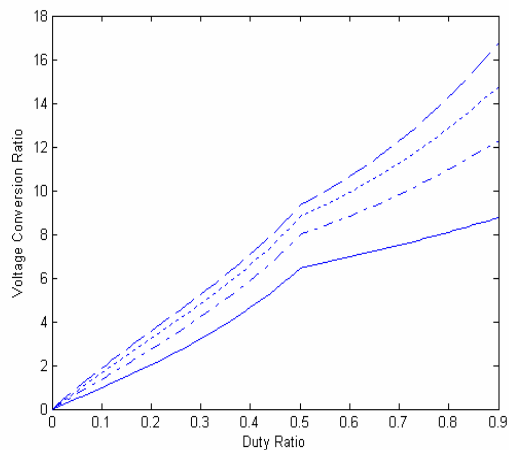
شکل (۸) شکل موجهای جریان و ولتاژ سویچ کمکی را نشان می‌دهد. از شکل مشخص است که سویچ در ولتاژ صفر روشن می‌شود. شکل (۹) شکل موجهای جریان و ولتاژ سویچ اصلی است. کلیدزنی نرم ZVS در هنگام روشن شدن و ZVS تقریبی در هنگام خاموش شدن در شکل مشخص است. زیرا هنگام روشن شدن سویچ جریان آن منفی بوده و به عبارتی دیود بدنه هدایت می‌نماید و در نتیجه از آنجائی که جریان از دیود به سویچ به آرامی منتقل می‌گردد می‌توان گفت که تمام سویچها به صورت ZVZCS (کلیدزنی در ولتاژ و جریان صفر) روشن می‌گردند که این موضوع تلفات کلیدزنی را به حداقل ممکن کاهش می‌دهد. جریان سلف نشتی در شکل (۱۰) نشان داده شده است.



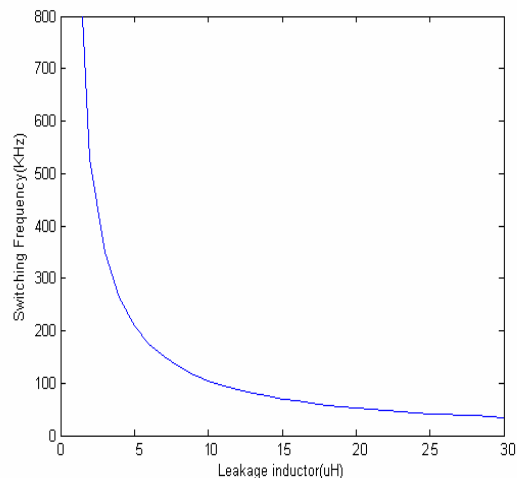
شکل ۸- شکل موجهای جریان و ولتاژ سویچ کمکی



شکل ۹- شکل موجهای جریان و ولتاژ سویچ اصلی



شکل ۶- نمودار نسبت تبدیل مبدل برحسب ضریب وظیفه به ازای مقادیر مختلف بار



شکل ۷- مقدار سلف نشتی برحسب فرکانس سویچینگ

۵-۱- شرایط سویچینگ نرم (ZVS)

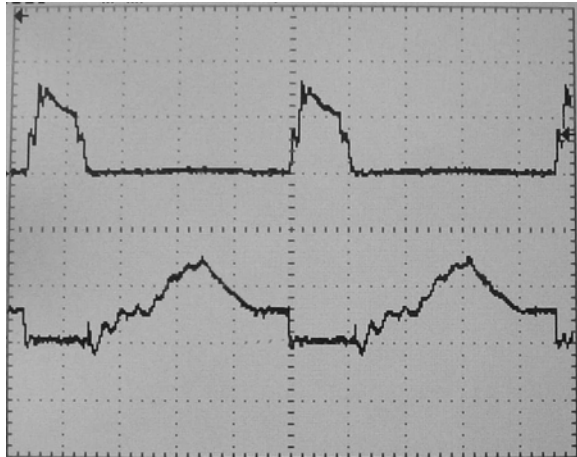
از آنجائی که انرژی ذخیره شده در سلف نشتی موجب تخلیه خازن اسنابر سویچهای اصلی و در نتیجه کلیدزنی در شرایط ولتاژ صفر می‌گردد بایستی شرط زیر برقرار باشد.

$$\frac{1}{2} L_{lk} i^2 \geq \frac{1}{2} C_{snub} V_1^2 + \frac{1}{2} C_{an} V_2^2$$

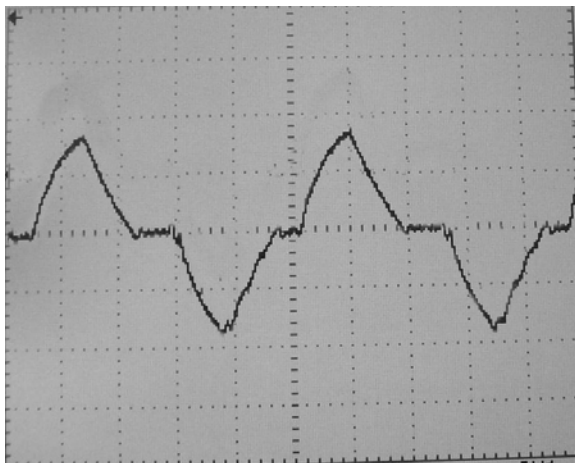
$$V_1 = V_{DC} + V_{Ca} \quad (7)$$

۶- شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

برای تایید عملکرد مبدل پیشنهادی، مبدل مطابق با جدول شماره ۱ در نرم افزار ORCAD شبیه‌سازی گردیده است.



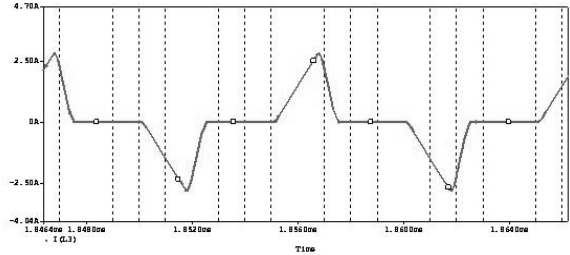
شکل ۱۲- شکل موج‌های جریان و ولتاژ سویچ اصلی مبدل نمونه
(vertical scale 200V/div or 4A/div, time scale 1 μ s/div)



شکل ۱۳- شکل موج جریان سلف نشتی مبدل نمونه
(vertical scale 2A/div, time scale 2 μ s/div)

۸- نتیجه گیری

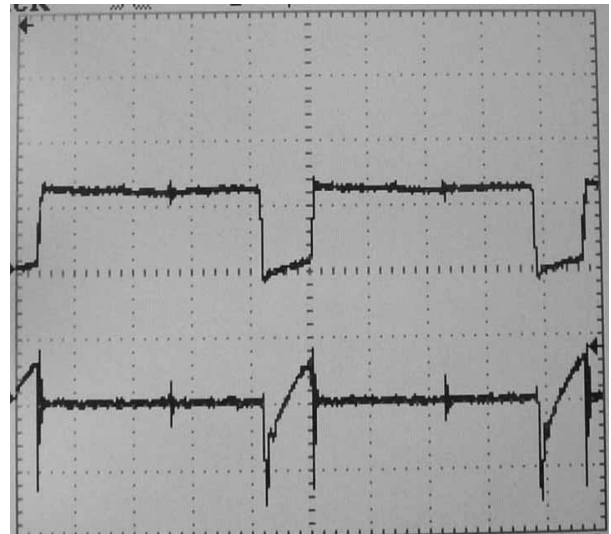
در این مقاله یک مبدل جدید از نوع نیم پل منبع جریان ارائه گردیده است. در این مبدل مدار کمکی نه تنها از جهش ولتاژ روی سویچ‌های اصلی جلوگیری می‌کند، بلکه شرایط سویچینگ نرم را برای تمام سویچ‌های مبدل (اصلی و کمکی) فراهم می‌نماید. تمام سویچ‌ها به صورت ZVS روشن و به صورت ZVS تقریبی خاموش می‌شوند. از طرفی کنترل مدار بسیار ساده و از نوع PWM در فرکانس ثابت می‌باشد. لذا پیاده‌سازی مدار کنترل مبدل پیشنهادی بسیار ساده و کم هزینه خواهد بود.



شکل ۱۰- شکل موج جریان سلف نشتی

۷- نتایج عملی

پس از شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل مذکور در توان ۲۰۰ وات ساخته شد و همان‌طور که از شکل‌ها مشخص است شکل موج‌های عملی بسیار مشابه با شکل موج‌های شبیه‌سازی می‌باشد. شکل (۱۱) شکل موج‌های جریان و ولتاژ درین - سورس سویچ کمکی را نشان می‌دهد. از آنجائی که جریان هنگام روشن شدن سویچ منفی است بنابراین دیود بدنه سویچ روشن است و موجب می‌گردد که سویچ در ولتاژ صفر روشن شود. شکل (۱۲) شکل موج‌های جریان و ولتاژ سویچ اصلی است. کلیدزنی نرم ZVS در هنگام روشن شدن و ZVS تقریبی در هنگام خاموش شدن در شکل مشخص است. همچنین جریان سلف نشتی در شکل (۱۳) نشان داده شده است.



شکل ۱۱- شکل موج‌های جریان و ولتاژ سویچ کمکی مبدل نمونه
(vertical scale 200V/div or 4A/div, time scale 1 μ s/div)

۹- مراجع

- [1] B. Ray; "Bidirectional dc-dc power conversion using quasi resonant topology", in Proc IEEE Power ElectronConf 1992, pp.617-624
- [2] G.Ivensky, M.Gulko,; S.Ben-Yaarov; "Current-fed Multiresonant Isolated DC-DC Converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 33, pp.53 – 63, Jan. 1997.
- [3] C.; Iannello, S., Luo, I.Batarseh; "Full bridge ZCS PWM Converter for High-Voltage High-Power Applications", IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, Vol 38, No. 2, pp.515 – 526, April 2002.
- [4] Jung-Goo Cho; Chang-Yong Jeong; Hong-Sik Lee; Geun-Hie Rim; "Novel Zero-Voltage-Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter for Single-Stage Power Factor Correction" IEEE Trans Power Electron, Vol 13, No. 6, pp.1005 – 1012. Nov. 1998.
- [5] G. Moschopolous and P. Jain; "Single stage ZVS PWM Full Bridge Converter," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Vol. 39, No. 4, pp. 1122–1133, Oct. 2003
- [6] B. Su and Z. Lu; "An improved single stage power factor correction converter based on current-fed full bridge topology" In Proc. IEEE PESC2008, 427-435.
- [7] M. Delshad, H. Farzanehfar, A New Soft Switching Isolated Buck-Boost PWM Converter, International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol.3, No. 5, October 2008, pp. 829-836.

۱۰- پی‌نوشت‌ها

-
- 1 - Resistor-Capacitor-Diode
 - 2 - Zero-Current Switching
 - 3- Zero-Voltage Transition
 - 4 - Zero Voltage Switching