طراحی یک مبدل DC-DC افزاینده موازی ZVT با کاهش استرس جریان و ولتاژ

ابراهیم عبیری1، محمد سپهوندی 2

1دانشگاه صنعتی شیراز، abiri@sutech.ac.ir

2دانشگاه صنعتی شیراز، M.Sepahvandi@sutech.ac.ir

چکيده - در اين مقاله یک مبدل DC-DC افزاینده موازی ZVT ارائه شده است. مبدل کلیدزنی نرم پیشنهادی، از یک مبدل DC-DC افزاینده موازی و یک مدار کمکی شامل دو سوئیچ کمکی، دو دیود کمکی، دو خازن رزونانسی، دو سلف رزونانسی و یک خازن اسنابر تشکیل شده است. در این مبدل سوئیچ‌های اصلی در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن و تحت شرایط کلیذزنی ولتاژ صفر (ZVS) خاموش می‌گردند. سوئیچ‌های کمکی نیز در شرایط کلیدزنی جریان صفر (ZCS) روشن و تحت شرایط گذار جریان صفر (ZCT) خاموش می‌گردند. سایر المانهای نیمه‌هادی نیز تحت شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌نمایند. هیچ گونه استرس ولتاژ و جریان اضافه‌ای بر روی سوئیچ‌های اصلی و دیودهای اصلی وجود ندارد. استرس ولتاژ سوئیچ‌های کمکی تنها اندکی بیش از ولتاژ خروجی می‌باشد. همچنین استرس جریان سوئیچ‌های کمکی نیز کمی بیشتر از نصف جریان ورودی باشد تا بتواند شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای سوئیچ‌های اصلی فراهم آورند. در نتیجه مبدل پیشنهادی علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، باعث افزایش تلفات هدایتی نمی‌گردد. عملکرد مبدل ارائه شده توسط نرم افزار MATLAB در فرکانس 100 کیلو هرتز و توان 120 وات مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی موید کارایی این مبدل‌ می‌باشد.

كليد واژه- مبدل افزاینده DC-DC، کلیدزنی نرم، گذار ولتاژ صفر، کلیدزنی جریان صفر.

# مقدمه

مبدل‌های کلیدزنی فرکانس بالا به دلیل حجم کم، چگالی توان بالا، پاسخ سریع و کنترل ساده به صورت گسترده در صنعت امروز استفاده می‌شوند. مبدل‌ افزاینده DC-DC به دلیل بهره ولتاژ بالا از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌باشد. افزایش فرکانس، چگالی توان را افزایش و حجم مبدل را کاهش می‌دهد. اما باعث افزایش تلفات کلیدزنی و در نتیجه کاهش راندمان مبدل می‌گردد. تلفات کلیدزنی به دلیل هم‌پوشانی جریان و ولتاژ در لحظه کلیدزنی سوئیچ‌ها ایجاد می‌گردد (شکل 1).



شکل 1: مبدل افزاینده DC-DC و تلفات سوئیچینگ.

برای حل مشکل فوق و کاهش تلفات کلیدزنی، تا کنون روش‌های کلیدزنی نرم بسیاری از جمله کلیدزنی نرم توسط اسنابرهای پسیو و غیر پسیو[5-1]، کلیدزنی نرم گذار ولتاژ صفر (ZVT) [9-6]، گذار جریان صفر (ZCT) [13-10] و گذار ولتاژ و جریان صفر (ZVT-ZCT) [14] ارائه شده است. اما در این مبدل‌ها مدار کمکی و رزونانس ناشی از سلف و خازن این مدار کمکی باعث افزایش استرس جریان و یا استرس ولتاژ بر روی المان‌های نیمه‌هادی می‌گردد. افزایش استرس جریان بر روی سوئیچ‌ها و یا دیودهای مبدل مستقیما باعث افزایش تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. استرس ولتاژ نیز موجب می‌گردد از المان‌هایی با مقادیر نامی بالاتر استفاده گردد که باز هم موجب افزایش تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. همچنین در برخی از این مبدل‌ها وجود المان‌های کمکی کلیدزنی نرم در مسیر انتقال توان به خروجی و یا مسیر شارژ سلف ورودی باعث افزایش تلفات هدایتی می‌گردد. برای حل مشکل افزایش استرس سوئیچ‌ها و دیودهای مبدل و درنتیجه افزایش تلفات هدایتی، مبدل شکل 2 ارائه شده است.

مبدل پیشنهادی، از یک مبدل افزاینده اینترلیود که یک سلول مدار کمکی شامل دو سوئیچ کمکی یک طرفه Sa1 و Sa2، دو دیود Da1، Da2، دو سلف Lr1 و Lr2 و یک خازن CS تشکیل شده است. همچنین دو خازن رزونانس Cr1 و Cr2 موازی با سوئیچ‌های اصلی قرار داده شده است. در این مبدل سوئیچ‌های اصلی در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن و در شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) خاموش می‌شوند. همچنین سوئیچ‌های کمکی در شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و در شرایط گذار جریان صفر (ZVS) خاموش می‌شوند. مدار کمکی شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای هر دو سوئیچ اصلی فراهم می‌آورد. سایر المان‌های نیمه‌هادی نیز در شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌کنند. دیودهای کمکی Da1 و Da2 مانع بازگشت توان از مدار کمکی به سوئیچ‌های اصلی می‌شوند. در این مبدل از رزونانس اضافی برای دشارژ خازن CS، جلوگیری شده است. هیچ گونه استرس ولتاژ و جریانی بر روی هیچ کدام از المان‌های اصلی مبدل افزاینده اینترلیود وجود ندارد. استرس ولتاژ سوئیچ‌های کمکی تنها اندکی بیش از ولتاژ خروجی می‌باشد. همچنین استرس جریان سوئیچ‌های کمکی نیز باید بیشتر از نصف جریان ورودی باشد تا بتواند شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای سوئیچ‌های اصلی فراهم آورند.

# عملکرد مبدل ارائه شده

این مبدل در طول یک دوره کلیدزنی خود در شانزده وضعیت مختلف عمل می‌کند. به دلیل مشابه بودن عملکرد در نیم سیکل اول با نیم سیکل دوم هر دوره کلیدزنی، تنها نیم سیکل نخست آن مورد بررسی قرار گرفته است. نیم سیکل دوم نیز عملکردی مشابه و مکمل با نیم سیکل اول خواهد داشت. وضعیت‌های مختلف عملکرد مبدل در شکل 3 و شکل موج‌های مهم آن در شکل 4 نشان داده شده است.

بازه اول (t0 ≤ t <t1): در وضعیت اول فرض شده است سوئیچ اصلی *S1* خاموش و سوئیچ اصلی *S2* روشن می‌باشد. بنابراین جریان سلف ورودی *Li1* از طریق دیود خروجی *DO1* به بار منتقل می‌شود و سلف ورودی *Li2* از طریق سوئیچ *S2*، توسط منبع شارژ می‌گردد. همچنین خازن *CS* در جهت عکس تا مقدار مشخصی شارژ شده است. این بازه با روشن شدن سوئیچ کمکی *Sa1* به اتمام می‌رسد.



شکل 2: مبدل افزاینده DC-DC موازی ZVT پیشنهادی.

بازه دوم (t1 ≤ t <t2): این بازه با روشن شدن سوئیچ کمکی *Sa1* شروع می‌شود. روشن شدن سوئیچ کمکی به دلیل سلف Lr1، در شرایط جریان صفر (ZCS) صورت می‌گیرد. در این بازه جریان سلف *LS* از صفر شروع به افزایش می‌کند و خازن *CS* از مقدار اولیه خود شروع به شارژ شدن می‌نماید. دیود خروجی *DO1* همچنان در حالت هدایت می‌باشد. زمانی که جریان سلف رزونانسی با جریان ورودی برابر شود، دیود خروجی *DO1* خاموش می‌گردد و این بازه به اتمام می‌رسد. بنابراین:

(1) 

(2) 

(3) 

در روابط فوق *S1ω* و *ZS1* به ترتیب فرکانس و امپدانس معادل رزونانس می‌باشند و برابرند با:

(4) 

بازه سوم (t2 ≤ t <t3): زمانی جریان سلف *Lr1* به جریان ورودی می‌رسد دیود خروجی در شرایط جریان و ولتاژ صفر خاموش می‌گردد و این بازه آغاز می‌شود. در این بازه خازن رزونانس *Cr* شروع به دشارژ شدن در مدار کمکی می‌نماید و همچنان جریان سلف *Lr1* افزایش می‌یابد. ولتاژ خازن *CS* نیز همچنان شارژ می‌گردد. در انتهای این بازه ولتاژ خازن *Cr* به صفر می‌رسد و دیود هرزگرد سوئیچ اصلی هدایت می‌نماید. بنابراین خازن *Cr* در صفر کلمپ می‌گردد. روابط این بازه:

(5) 

. 

شکل 3: وضعیت‌های مختلف عملکرد کلیدزنی نرم مبدل پیشنهادی.

(6) 

(7) 

(8) 

در روابط فوق *r1ω* فرکانس رزونانس این بازه و برابر است با:

(9) 

بازه چهارم (t3 ≤ t <t4): در این بازه رزونانس بین سلف *Lr1* و خازن *CS* ادامه می‌یابد. در این بازه می‌توان سوئیچ اصلی را در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن نمود. در این بازه جریان سلف *Lr1* کاهش می‌یابد. زمانی که جریان سلف *Lr1* تا جریان خروجی کاهش یابد این بازه به اتمام می‌رسد. روابط این بازه:

(10) 

(11) 

(12) 

بازه پنجم (t4 ≤ t <t5): در ابتدای این بازه، زمانی که جریان سلف *Lr1* تا جریان ورودی کاهش می‌یابد سوئیچ اصلی که در بازه قبل روشن شده بود شروع به هدایت می‌نماید. در این بازه جریان سلف *Lr1* با همان روابط بازه قبل کاهش می‌یابد. زمانی که این جریان صفر گردد این بازه نیز به پایان می‌رسد. در انتهای این بازه خازن *CS* در مقدار نهایی خود که منفی مقدار اولیه در بازه اول می‌باشد کلمپ می‌شود. از این زمان تا لحظه خاموش نمودن سوئیچ اصلی *S1* می‌توان سوئیچ کمکی *Sa1* را در شرایط گذار جریان صفر (ZCT) خاموش نمود. مقادیر نهایی این بازه:

(13) 

بازه ششم (t5 ≤ t <t6): در این بازه هر دو سوئیچ اصلی روشن می‌باشند و سلف‌های ورودی *Li1* و *Li2* توسط منبع ورودی شارژ می‌گردند. این بازه تا زمان خاموش شدن سوئیچ اصلی *S2* به پایان می‌رسد.

بازه هفتم (t6 ≤ t <t7): این بازه با خاموش شدن سوئیچ اصلی *S2* در شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) به دلیل خازن رزونانس *Cr2* شروع می‌گردد. این بازه زمانی که ولتاژ خازن *Cr2* به ولتاژ خروجی برسد و دیود خروجی *DO2* روشن گردد، به پایان می‌رسد. رابطه ولتاژ خازن *Cr2* به صورت زیر می‌باشد:

(14) 

(15) 

. 

شکل 4: شکل موج‌های مهم مبدل.

بازه هشتم (t7 ≤ t <t8): با روش شدن دیود خروجی *DO2* در شرایط ولتاژ صفر این بازه آغاز می‌گردد. این بازه مشابه بازه اول می‌باشد. با این تفاوت که جای روشن و خاموش بودن سوئیچ‌های اصلی عکس شده است. از این بازه به بعد کلیه مراحل قبل برای سوئیچ‌ها به صورت مکمل تکرار می‌گردد.

# طراحی مبدل

طراحی سلف ورودی و خازن خروجی را می توان از روابط مبدل DC-DC افزاینده معمول محاسبه نمود:

(16) 

برای طراحی المان‌های رزونانسی مبدل باید شرایط لازم برای عملکرد کلیدزنی نرم مبدل را بررسی نمود.

شرط اول: در بازه دوم مقادیر سلف *Lr1* و خازن *CS* باید به گونه‌ای طراحی گردند تا بتوانند جریان ورودی *ILi1* را به سمت مدار کمکی منحرف نمایند. برای این منظور باید دامنه رزونانس جریان سلف *Lr1* از جریان *ILi1* بزرگتر باشد. بنابراین:

(17) 

(18) 

شرط دوم: در بازه سوم، مقادیر سلف *Lr1*، خازن *CS* و خازن *Cr1* باید به گونه‌ای طراحی گردند که خازن *Cr1* قبل از کاهش جریان سلف *Lr1* به جریان *Ii1* دشارژ گردد. یا به عبارت دیگر، زمانی که ولتاژ خازن *Cr1* کاملاً صفر می‌گردد خازن *Cr* هنوز جریان سلف *Lr1* بیشتر از جریان *Ii1* باشد. بنابراین:

(19) 

شرط سوم: معمولاً برای خاموش نمودن تحت شرایط ولتاژ صفر (ZVS) خازن موازی با سوئیچ باید بیش از ده برابر خازن پارازیتی سوئیچ باشد. بنابراین در بازه هفتم، مقدار خازن *Cr2* باید بیش از ده برابر خازن پارازیتی سوئیچ اصلی *S1* باشد:

(20) 





شکل 6: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی Sa1 و Sa2.

شرط چهارم: معمولاً مدت زمان فعال بودن مدار کمکی برای عملکرد کلیدزنی نرم مبدل باید کمتر از ده درصد طول دوره کلیدزنی مبدل باشد. بنابراین:

(21) 

# نتایج شبیه سازی

شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی، توسط سیمولینک نرم افزار MATLAB با مقادیر ‏جدول 1 و با استفاده از روابط طراحی مبدل در فرکانس 100 کیلو هرتز ، انجام شده است.

جدول 1: مقادیر عناصر طراحی شده

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| *مقادیر* | *ویژگی* | *مقادیر* | *عناصر* |
| *kHz 100* | *f* | *Hμ 90* | *Li1 و Li2* |
| *V 30* | *Vin* | *Fμ 470* | *CO* |
| *V 120* | *VO* | *Hμ 1* | *Lr1 و Lr2* |
| *W 120* | *PO* | *nF 4* | *Cr1 و Cr2* |
|  |  | *nF 400* | *CS* |

در ‏شکل 5 شکل‌موج‌های سوئیچ‌های اصلی مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در این شکل، سوئیچ‌های اصلی در شرایط ZVT روشن و در شرایط ZVS خاموش می‌گردند. استرس ولتاژ و استرس جریان اضافی در این سوئیچ‌ها وجود ندارد.





شکل 5: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های اصلی S1 و S2.

در ‏شکل 6، شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ‌های کمکی نشان داده شده است. در این سوئیچ‌ها روشن شدن در شرایط ZCS و خاموش شدن سوئیچ در شرایط ZCT صورت می‌گیرد. در این سوئیچ‌ها استرس جریان کمی بیش از جریان ورودی می‌باشد و استرس ولتاژ اضافه‌ای دیده نمی‌شود.

دیودهای کمکی Da1 و Da2 نیز تحت شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و تحت گذار جریان صفر (ZCT) خاموش می‌گردند. همان طور که در شکل 7 نشان داده شده است، استرس ولتاژ و جریان این دیودها نیز به اندازه استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌های کمکی می‌باشد.

دیودهای خروجی نیز تحت شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و تحت شرایط ولتاژ صفر خاموش می‌گردند. بنابراین علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، تلفات بازیابی معکوس این دیودها نیز کاهش می‌یابد. در این دیودها استرس جریان و ولتاژ اضافه‌ی نیز وجود ندارد. در شکل 8 شکل‌موج‌های جریان و ولتاژ دیودهای خروجی DO1 و DO2 نشان داده شده است.





شکل 7: عملکرد کلیدزنی نرم دیود‌های کمکی Da1 و Da2.



شکل 9: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی Sa1 و Sa2.

در نهایت ‏شکل 9 شکل موج‌ ولتاژ خازن Cr برای تأیید عملکرد مبدل پیشنهادی نشان داده شده است.





شکل 8: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی Sa1 و Sa2.

# نتيجه‌گيري

همان گونه که در نتایج شبیه سازی مشاهده شد درمبدل پیشنهادی تمام المان‌های نیمه هادی مبدل (تمام سوئیچ‌ها و دیودهای اصلی و کمکی) در شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌کنند. همچنین هیچ گونه استرس جریان و استرس ولتاژ اضافی که معمولا در مبدل‌های کلیدزنی نرم مشاهده می‌شود، وجود ندارد. بنابراین در این مبدل تلفات هدایتی افزایش زیادی نمی‌یابد.

# مراجع

1. J. H. Kim, D. Y. Jung, S. H. Park, C. Y. Won, Y. C. Jung, S. W. Lee, “High Efficiency Soft-Switching Boost Converter Using a Single Switch,” Journal of Power Electronics, Vol.9, No. 6, pp. 929-939, 2009.
2. N. J. Park, D. S. Hyun, "IBC Using a Single Resonant Inductor for High-Power Applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1522-1530, 2009.
3. S. H. Park, G. R. Cha, Y. C. Jung, and C. Y. Won, “Design and Application for PV Generation System Using a Soft-Switching Boost Converter With SARC,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 515-522, 2010.
4. S. H. Park, S. R. Park, J. S. Yu, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Analysis and Design of a Soft-Switching Boost Converter With an HI-Bridge Auxiliary Resonant Circuit," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 28, no. 10, pp. 2142-2149, 2010.
5. D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. H. Park, Y. C. Jung, C. Y. Won, “Interleaved Soft-Switching Boost Converter for Photovoltaic Power-Generation System,” IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1137-1145, 2011.
6. Y. C. Hsieh, T. C. Hsueh, H. C. Yen "An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 973–978, 2009.
7. S. S. Saha, "Efficient soft-switched boost converter for fuel cell applications." International Journal of Hydrogen Energy, vol. 36, no. 2 pp.1710-1719, 2011.
8. I. B. Song, D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. C. Choi, Y. C. Jung , C. Y. Won, "A soft switching boost converter using an auxiliary resonant circuit for a PV system." Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on. IEEE, pp. 2838-2843, 2011.
9. D. W. Han, "A new soft switching ZVT boost converter using auxiliary resonant circuit." Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE, pp. 1250-1255 IEEE, 2012.
10. P. Da, G. Moschopoulos, “A Comparative Study of Zero-Current-Transition PWM Converters,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1319–1328, 2007.
11. M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, "New interleaved zero-current switching pulse-width modulation boost converter with one auxiliary switch, " IET Power Electronics, vol. 4, no. 9, pp.979-983, 2011.
12. M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, M. Mohammadi, "Analysis, design and implementation of zero-current transition interleaved boost converter " IET Power Electronics, vol. 5, no. 9,pp.1804-1812, 2012.
13. D. Y. Le, M. K. Lee, D. S. Hyun, I. Choy, "A Practical ZCS-PWM Boost DC-DC Converter With Clamping Diode-Assisted Active Edge-Resonant Cell and Its Extended Topologies, " IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 60, no. 6, pp. 2225-2236, 2013.
14. N. Altintas, A. Faruk Bakan, I. Aksoy "A Novel ZVT-ZCT-PWM Boost Converter," IEEE Trans. on Industrial Electronic, vol. 29, no. 1 2014.