

یک مبدل بسیار افزایشنده کلیدزنی در جریان صفر جدید با المان کمکی کم

رضا علی اکبری^(۱) - مجید دلشاد^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

(۲) دانشیار - دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۸/۱۵ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۶/۱۰/۱۰

خلاصه: در این مقاله یک مبدل افزایشنده جدید ارائه گردیده است که برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم از کلید کمکی استفاده نشده است بنابراین نیاز به مدار راهانداز اضافی نیست و انرژی مدار کمکی نیز به نحو مناسبی به خروجی منتقل گردیده است. مدار کمکی شرایط کلیدزنی در جریان صفر را برای روشن شدن و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای خاموش شدن کلید فراهم می‌نماید. از طرفی تمامی دیودها به صورت ZCS خاموش می‌گردند و مشکل بازیابی معکوس در آنها وجود ندارد. یکی از ویژگیهای مبدل پیشنهادی کاهش استرس ولتاژ دو سر کلید به خاطر بهره ولتاژ بالای آن می‌باشد. همچنین مدار کمکی دارای تعداد المان پایینی می‌باشد به همین دلیل تلفات هدایتی بالایی به مبدل تحمیل نمی‌نماید. سلفهای تزویج شده در مدار کمکی دارای مقادیر پایینی هستند. در نتیجه حجم و مقادیر پارازیتی آن بزرگ نمی‌گردد. به منظور تأیید عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه آزمایشگاهی از آن ساخته شده است.

کلمات کلیدی: مدار کمکی، مبدل افزایشنده، بهره بالای ولتاژ، کلیدزنی در جریان صفر.

A New ZCS High Step-Up Converter with Low Auxiliary Elements

Reza Aliakbari⁽¹⁾ - Majid Delshad⁽²⁾

(1) MSc - Department of Electrical Engineering, Khorasan Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
rezaaliakbari67@gmail.com

(2) Associate Professor - Department of Electrical Engineering, Khorasan Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
delshad@khuisf.ac.ir

Abstract

In this paper, a new soft switching high step up converter is introduced which its auxiliary circuit does not have any extra switches. Therefore, it needs no extra driver circuit and control circuit is simple. Also the energy in auxiliary circuit transfers to the output. The auxiliary circuit provides zero current condition for turns on and zero voltage condition for turns off instants of the switch. In addition, all diodes turn off under ZCS condition and reverse recovery problem don't exist in them. One of the advantages of the proposed converter is the reduction of the voltage stress across the switch due to its high voltage gain. Also, the auxiliary circuit has a low number of elements; therefore, high conduction losses do not impose on the converter. The coupling inductors in the auxiliary circuit have low values, so the volumes and parasitic magnitudes do not increase. To verify theoretical analysis a prototype of the proposed converter is implemented.

Index Terms: Auxiliary circuit, ZCS, ZVS, high step up.

۱- مقدمه

در سالهای اخیر تحقیقات فراوان صورت گرفته است که تکنیک‌های کلیدزنی نرم را در مبدلهای DC-DC توسعه دهد. برای افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی بایستی کاهش یابد. به همین منظور روشهای کلیدزنی نرم ارایه گردیده است که مهمترین آنها عبارتند از رزونانسی، شبه‌رزونانسی، گذار ولتاژ صفر (ZVT)، گذار جریان صفر (ZCT).

در روش رزونانسی یک تانک رزونانسی به مبدل اضافه می‌شود و در حین پدیده تشدید، جریان یا ولتاژ کلید تا رسیدن به صفر کم می‌شود و بنابراین شرایط کلیدزنی نرم فراهم می‌شود [۱]. مبدلهای شبه رزونانسی هیچگونه کلید اضافی جهت فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم ندارند. در این نوع مبدل‌ها به جای یک تانک رزونانس، المانهای پسیو به کلید اصلی وصل می‌شوند که شرایط کلید زنی نرم را برای کلید فراهم می‌کند. ولی این المانهای پسیو تلفات هدایتی را افزایش می‌دهند و همچنین به خاطر وجود رزونانس در مدار، استرس ولتاژ و جریان کلیدها نیز افزایش می‌یابد. در این مبدل‌ها مدار کنترل با تغییر فرکانس کلیدزنی نسبت به فرکانس طبیعی تانک رزونانس، میزان انرژی انتقال داده شده به تانک رزونانس را کنترل کرده و در نتیجه توان انتقال داده شده به خروجی را تعیین می‌کند. بنابراین به دلیل تغییر فرکانس مدار کنترل در این مبدل‌ها پیچیده است و همچنین المان‌های مغناطیسی نمی‌توانند به صورت بهینه طراحی شوند [۳]-[۲].

تکنیک‌های کلمپ فعال و گذار ولتاژ صفر (ZVT) و گذار جریان صفر (ZCT) نیز برای کلیدزنی نرم ارائه شده‌اند که به وسیله مدلاسیون پهنای پالس کنترل می‌گردند اما در این مبدلها یک مدار کمکی به مبدل اضافه می‌گردد که حداقل نیازمند یک کلید است. در نتیجه پیچیدگی عملکرد مبدل افزایش یافته و از طرفی یک مدار راه انداز و یک مدار کنترلی جدید به مبدل تحمیل می‌شود [۸]-[۴]. در [۹] یک مبدل بسیار افزایش‌دهنده با استرس پایین ولتاژ دو سر کلیدها ارایه شده است اما مبدل مذکور دارای تلفات ضریب وظیفه است.

مبدل بوست فلائی‌بک برای افزایش بهره ولتاژ بسیار مورد توجه قرار گرفته است ولی وجود سلف نشستی در ساختار ترانسفورمر فلائی‌بک موجب جهشهای ولتاژ ناخواسته دو سر کلید می‌گردد [۱۰]. در [۱۱] یک سلول اسنابر با قابلیت انتقال انرژی به خروجی ارایه گردیده است که شرایط کلیدزنی در جریان صفر را برای کلید فراهم نموده است اما تعداد المان کمکی در مبدل بالا است و چهار دیود کمکی استفاده شده تلفات هدایتی آن را افزایش می‌دهد.

در این مقاله یک مدار کمکی با حداقل المان برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در مبدل بوست-فلائی‌بک ارایه گردیده است. مبدل پیشنهادی دارای بهره ولتاژ بالا است و در نتیجه استرس ولتاژ روی کلید پایین است از طرفی سلف نشستی به نحو مناسبی در مدار کمکی جذب گردیده و مشکل جهش‌های ولتاژ دو سر کلید وجود ندارد.

۲- معرفی مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی

مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی در شکل (۱) آورده شده است. در این مبدل S کلید L_{r1}, L_{r2} سلفهای تزویج شده مدار کمکی، D_1, D_2, D_3 دیودهای مدار کمکی و C_r خازن رزونانس مدار کمکی می‌باشد. D_1 و D_3 دیودهای یکسوساز خروجی و T ترانسفورمر فلائی‌بک مبدل پیشنهادی برای افزایش بهره مبدل می‌باشد. ضمناً نسبت دور ترانسفورمر T_1 و نسبت دور سلفهای تزویج شده L_{r1} و L_{r2} فرض شده است.

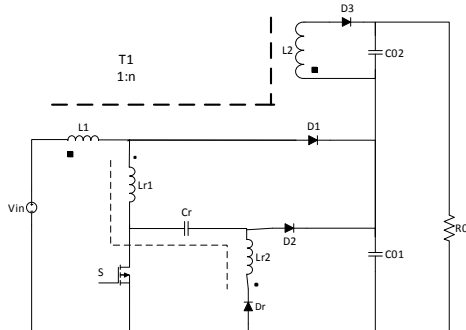
$$n = \sqrt{\frac{L_{r2}}{L_{r1}}}$$

$$m = \sqrt{\frac{L_{r2}}{L_{r1}}}$$

۲-۱- عملکرد مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی

به منظور ساده کردن تحلیل مبدل پیشنهادی فرضیه‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند.

- تمامی المان‌های مبدل ایده‌آل می‌باشند.
- خازنهای خروجی C_{o1}, C_{o2} به اندازه کافی بزرگ هستند و به همین علت ولتاژ خروجی در یک دوره ثابت در نظر گرفته می‌شود.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی
Fig. (1): Schematic of the proposed converter

مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی دارای شش وضعیت عملکرد مجزا در یک دوره کلیدزنی می‌باشد. شکل موجهای کلیدی مبدل پیشنهادی، در شکل (۲) نشان داده شده است و عملکرد هر وضعیت بصورت مجزا در ادامه بررسی خواهد شد. قبل از وضعیت اول کلید مبدل خاموش بوده و تمام دیودهای کمکی خاموش هستند و سلف مغناطیس‌کنندگی ترانس در حال دشارژ و خازنهای خروجی جریان بار را تامین می‌کنند.

وضعیت اول: در این وضعیت S تحت شرایط ZCS روشن می‌شود. زیرا سلف L_{r1} با کلید سری می‌باشد. در این وضعیت جریان خطی و با شیب V_{co1}/L_{r1} افزایش یافته و جریان دیود D_1 با شیب $-V_{co1}/L_{r1}$ کاهش می‌یابد. با رسیدن جریان S به جریان مغناطیس‌کنندگی ترانس T_1 و خاموش شدن دیودهای D_1, D_3 این وضعیت پایان می‌پذیرد.

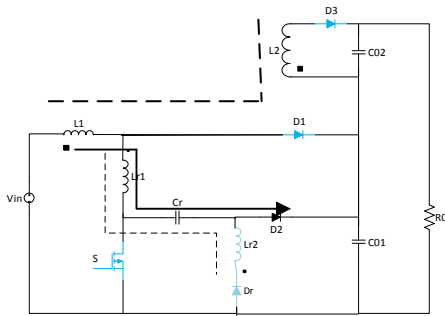
$$I_S = \frac{V_{co1}}{L_{r1}}(t - t_0) \quad (1)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{I_{lm} \cdot L_{r1}}{V_{co1}} \quad (2)$$

وضعیت چهارم: با خاموش شدن کلید مبدل، دیود D_2 روشن شده و خازن C_r توسط جریان مغناطیس‌کنندگی ترانس T_1 شروع به شارژ به صورت خطی می‌نماید. این وضعیت با رسیدن ولتاژ خازن رزونانس به V_{co1} و روشن شدن دیودهای D_1 و D_3 پایان می‌پذیرد. ولتاژ خازن کمکی و جریان دیود کمکی در روابط ۴ و ۵ به دست آمده است.

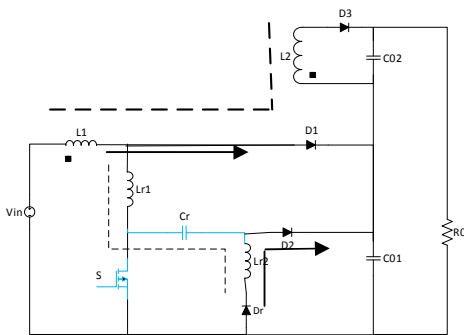
$$V_{Cr} = \frac{I_{Lm}}{C_r} (t - t_5) - V_{co1} \quad (4)$$

$$I_{Dr} = \frac{-V_{co1}}{L_{r2}} (t - t_4) + I_{L1} \quad (5)$$



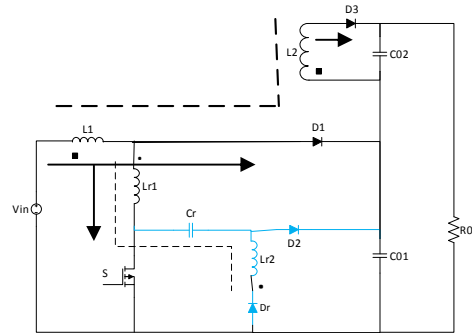
شکل (۵): مدار معادل وضعیت چهارم مبدل پیشنهادی
Fig. (5): The equivalent circuit of mode 4

وضعیت پنجم: با هدایت دیودهای D_3 و D_1 تحت شرایط ZCS این وضعیت آغاز می‌گردد و سلف مغناطیس‌کنندگی در خروجی تخلیه می‌گردد. همزمان دیود D_r روشن شده تا انرژی سلف L_{r1} به L_{r2} به خاطر تزویج منتقل شود و از طریق دیود D_2 به خروجی منتقل گردد. در این وضعیت جریان L_{r2} خطی کاهش یافته تا به صفر رسیده و دیودهای D_2 و D_r تحت شرایط ZCS خاموش شوند.



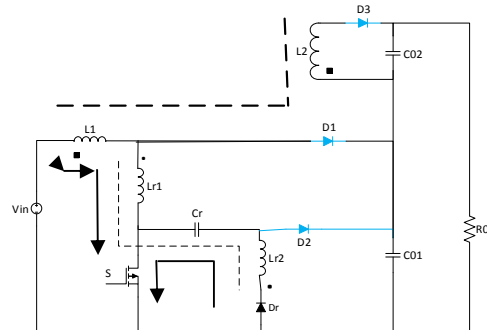
شکل (۶): مدار معادل وضعیت پنجم مبدل پیشنهادی
Fig. (6): The equivalent circuit of mode 5

وضعیت ششم: این وضعیت با خاموش شدن دیودهای کمکی آغاز می‌گردد و از آن جایی که سلفهای L_{r1} و L_{r2} صفر می‌باشد، مدار کمکی به طور کامل از مبدل خارج می‌شود. مبدل مانند یک مبدل بوست-فلای بک متداول عمل کرده و سلف مغناطیس‌کنندگی دچار شارژ می‌گردد. این وضعیت با روشن شدن کلید مبدل به پایان می‌رسد.



شکل (۲): مدار معادل وضعیت اول مبدل پیشنهادی
Fig. (2): The equivalent circuit of mode 1

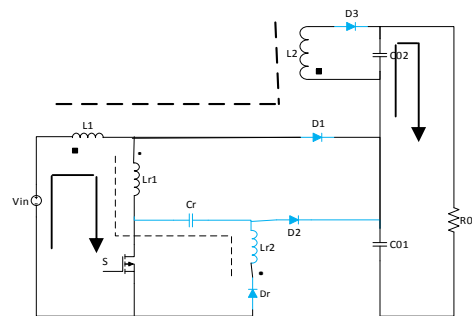
وضعیت دوم: این وضعیت با خاموش شدن دیودهای D_3, D_1 تحت شرایط ZCS آغاز می‌شود. دیود D_r روشن شده و یک رزونانس بین C_r و L_{r2} شروع و ولتاژ C_r شروع به دشارژ به صورت رزونانسی می‌نماید و به تبع آن جریان کلید نیز رزونانسی افزایش می‌یابد. این وضعیت با صفر شدن جریان L_{r2} پس از نیم دوره رزونانس و خاموش شدن دیود D_r پایان می‌پذیرد.



شکل (۳): مدار معادل وضعیت دوم مبدل پیشنهادی
Fig. (3): The equivalent circuit of mode 2

وضعیت سوم: این وضعیت با خاموش شدن D_r تحت شرایط ZCS آغاز می‌گردد. در این وضعیت جریان کلید ثابت و برابر جریان مغناطیس‌کنندگی ترانس T_1 می‌گردد. این وضعیت با خاموش شدن کلید پایان می‌پذیرد.

$$I_S = I_{Lm} \quad (3)$$



شکل (۴): مدار معادل وضعیت سوم مبدل پیشنهادی
Fig. (4): The equivalent circuit of mode 3

$$(V_{in} - V_{co1}) = -V_{co2} \quad (8)$$

$$V_{co2} = \frac{nD.V_{in}}{1-D} \quad (9)$$

$$V_{co1} + V_{co2} = V_o \quad (10)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (11)$$

۲-۳- طراحی خازن رزونانس

خازن C_r ، شرایط ZVS را برای لحظه خاموش شدن کلید فراهم می‌کند. بنابراین مقادیر آنها می‌تواند شبیه به خازن‌های اسنابر بصورت زیر انتخاب شود [۱۰]:

$$C_r > C_{r, \min} = \frac{I_{SW} t_f}{2V_{SW}} \quad (12)$$

که t_f زمان نزول جریان کلید می‌باشد. I_{SW} جریان کلید قبل از خاموش شدن و ولتاژ کلید بعد از خاموش شدن می‌باشند. در عمل برای تضمین کلیدزنی نرم مقدار خازن‌ها خیلی بیشتر از $C_{r, \min}$ در نظر گرفته می‌شود.

۳-۳- طراحی سلف‌های کمکی

سلف L_{r1} ، شرایط ZCS را برای لحظه روشن شدن کلید فراهم می‌کند. این سلف می‌تواند مطابق با رابطه ارائه شده برای اسنابرها به صورت زیر انتخاب شوند [۱۰]:

$$L_{r1,2} > \frac{V_{SW} t_r}{I_{SW}} \quad (13)$$

Table (1): The specification and values proposed converter elements

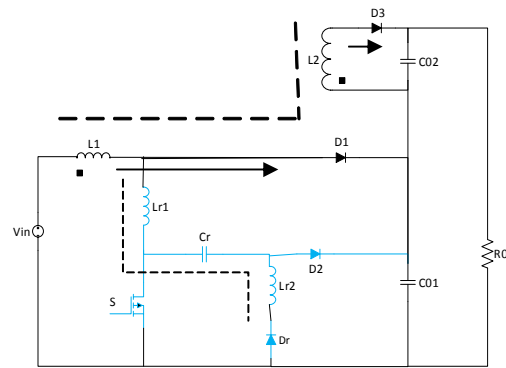
جدول (۱): مشخصات و مقادیر المان‌های مبدل پیشنهادی

نام قطعه/مقدار	مشخصات
IRF640	S
MUR860	D_1-D_3, D_r
19nF	C_r
10-16μH	$L_{r1,2}$
84W	P_o
1mH	L_1-L_2
24V	ولتاژ ورودی (V_i)
92V	ولتاژ خروجی (V_o)
100kHz	فرکانس کلیدزنی

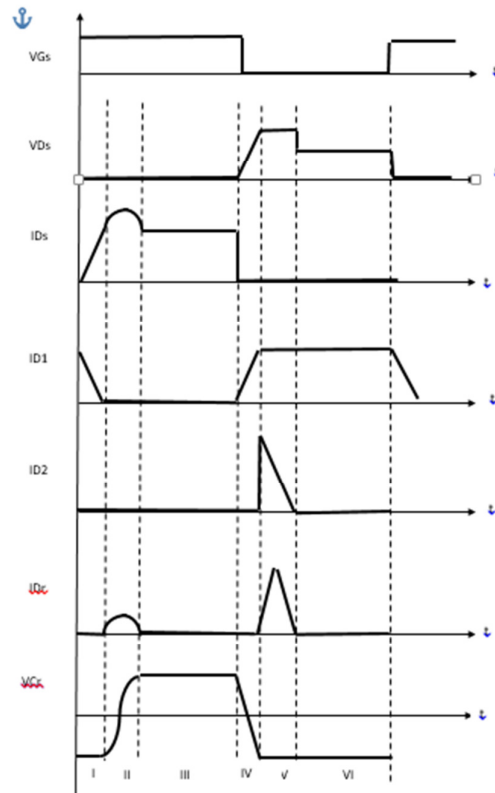
که t_r زمان صعود جریان کلید است. در عمل مقادیر L_{r1} خیلی بزرگتر از $L_{r, \min}$ در نظر گرفته می‌شوند.

مقدار سلف L_{r2} به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$L_{r1} = m^2 \cdot L_r \quad (14)$$



شکل (۷): مدار معادل وضعیت ششم مبدل پیشنهادی
Fig. (7): The equivalent circuit of mode 6



شکل (۸): شکل موج‌های کلیدی مبدل افزایش دهنده پیشنهادی
Fig. (8): The key waveforms of the proposed converter

۳- ملاحظات طراحی

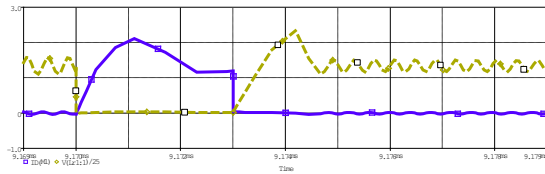
مدار پیشنهادی مشابه یک مبدل بوست-فلای یک متداول طراحی می‌شود، اما المان‌های کمکی شامل خازن رزونانس و سلف‌های تزویج شده باید طراحی شوند.

۳-۱- بهره مبدل افزایش دهنده پیشنهادی

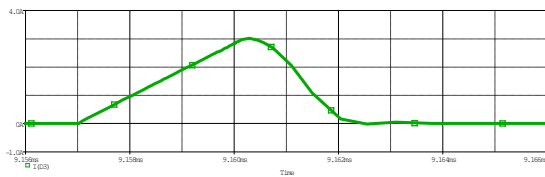
با نوشتن بالانس ولت-ثانیه برای ترانس T_1 و نوشتن KVL در حلقه خروجی می‌توان بهره مبدل را محاسبه نمود.

$$V_{in}DT + (V_{in} - V_{co1})(1 - D)T = 0 \quad (6)$$

$$V_{co1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (7)$$

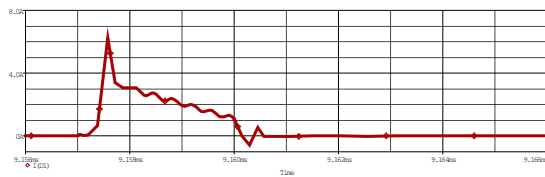


شکل (۱۱): شکل موج‌های شبیه‌سازی ولتاژ درین - سورس (شکل خط چین) و جریان (شکل ممتد) کلید S در $D=0.3$ (شکل خط چین) و
Time div: $1\mu\text{s}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$, $25\text{V}/\text{div}$
Fig (11): Drain source voltage and current of switch

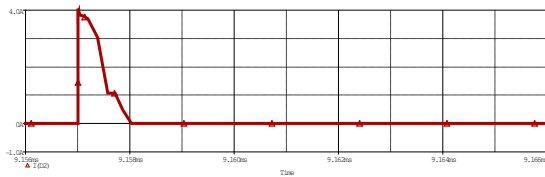


شکل (۱۲): شکل موج های شبیه‌سازی
Time div: $1\mu\text{s}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$
Fig. (12): Current waveform of D3

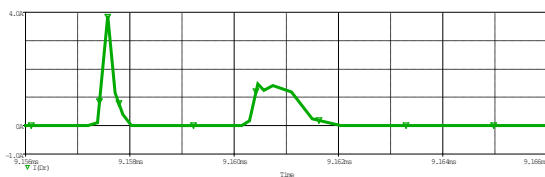
شکل موج شبیه‌سازی جریان دیودهای D_1 و D_2 به ترتیب در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) آورده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد دیود D_2 به خاطر شیب جریان به صورت ZCS خاموش می‌گردد. دیود D_1 نیز دوبار در دوره تناوب روشن می‌شود که هر دو بار به صورت ZCS روشن و خاموش می‌شود زیرا با سلف L_{r2} سری می‌باشد.



شکل (۱۳) شکل موج جریان دیود D_1
Time div: $1\mu\text{s}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$
Fig. (13): Current waveform of D_1



شکل (۱۴) شکل موج جریان دیود D_2
Time div: $1\mu\text{s}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$
Fig. (14): Current waveform of D_2

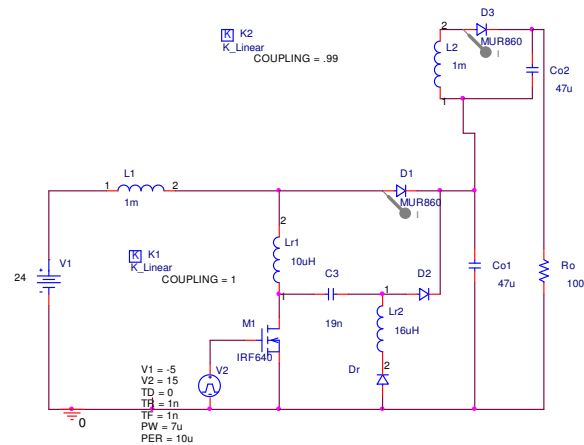


شکل (۱۵) شکل موج جریان دیود D_r
Time div: $1\mu\text{s}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$
Fig. (15): Current waveform of D_r

المان‌های مبدل طراحی شده در جدول (۱) نمایش داده شده است.

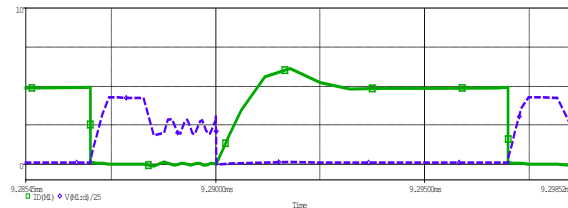
۴- نتایج شبیه‌سازی مبدل افزایشده پیشنهادی

برای اثبات درستی تحلیل‌های صورت گرفته در بخش‌های قبل مبدل پیشنهادی طراحی و سپس در نرم‌افزار Pspice شبیه‌سازی شده است. مشخصات و مقادیر المان‌های مبدل طراحی شده در جدول (۱) آورده شده است. نمای شماتیک مبدل شبیه‌سازی شده در شکل (۹) نشان داده می‌شود.

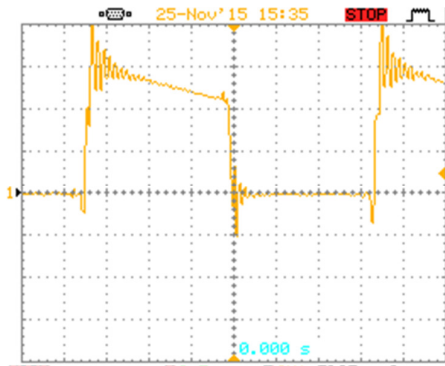


شکل (۹): شماتیک مبدل شبیه‌سازی شده افزایشده پیشنهادی
Fig. (9): The simulated converter in PSpice

شکل موج‌های شبیه‌سازی شده ولتاژ و جریان کلید S در شکل (۱۰) و (۱۱) به ترتیب برای ضرایب وظیفه 0.7 و 0.3 نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، مطابق با نتایج تئوری کلید مبدل در شرایط ZCS روشن (به خاطر شیب جریان) و (به خاطر شیب ولتاژ) در شرایط ZVS تقریبی خاموش می‌شود. شکل موج جریانهای D_1 و D_3 در شکل‌های (۱۲) و (۱۳) نشان داده شده است. همانطور که از شکل‌ها نیز مشخص است این دیودها تحت شرایط ZCS روشن و خاموش می‌شوند. این امر به خاطر وجود سلف کمکی مدار L_{r1} و سلف نشستی ترانس T1 حاصل می‌گردد.



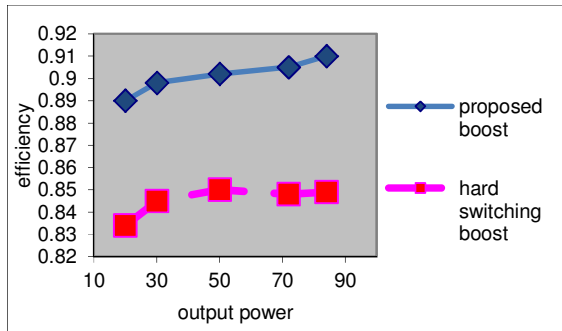
شکل (۱۰): شکل موج‌های شبیه‌سازی ولتاژ درین - سورس (شکل خط چین) و جریان (شکل ممتد) کلید S در $D=0.7$ (شکل خط چین) و
Time div: $2.5\mu\text{s}/\text{div}$, $2.5\text{A}/\text{div}$, $62.5\text{V}/\text{div}$
Fig (10): Drain source voltage and current of switch



شکل (۱۸): شکل موج جریان دیود D_1 (1A/DIV)
Fig. (18): Current waveform of D_1

۵-۱- مقایسه راندمان مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی با مبدل بوست-فلائی بک متداول

راندمان مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی با مبدل بوست-فلائی بک متداول از طریق شبیه‌سازی در توانهای مختلف، محاسبه و مقایسه گردیده است. اطلاعات در شکل (۱۹) آورده شده است. همانطور که از شکل نیز مشخص است مبدل در توان نامی دارای راندمان بالاتری نسبت به مبدل عادی می‌باشد ولی در بارهای سبک به علت تلفات هدایتی ناشی از مدار کمکی مبدل پیشنهادی راندمان به مبدل متداول نزدیک می‌گردد.



(محور افقی توان برحسب وات - محور عمودی راندمان برحسب درصد)

شکل (۱۹) راندمان مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی در مقایسه با مبدل بوست-فلائی بک متداول

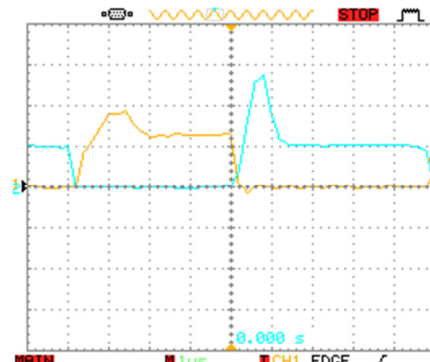
Fig. (19): The efficiency of the proposed converter in comparison with conventional ones

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل افزایش‌دهنده جدید با مدار کمکی و بدون کلید اضافی ارائه گردیده است. مدار کمکی شرایط کلیدزنی در جریان صفر را برای روشن شدن و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای خاموش شدن کلید فراهم می‌نماید. از طرفی تمامی دیودها به صورت ZCS خاموش می‌گردند و مشکل بازبایی معکوس در آنها وجود ندارد. همانطور که نتایج ساعت و شبیه‌سازی بیانگر آنست راندمان مبدل نسبت به نمونه متداول افزایش یافته است و استرس ولتاژ روی کلید نیز به خاطر استفاده از تکنیک لیفتینگ ولتاژ در خروجی نسبت به مبدل بوست متداول کاهش یافته است. به منظور تأیید عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه آزمایشگاهی از آن ساخته شده است.

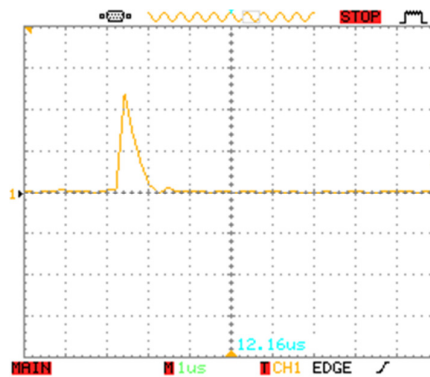
۵- نتایج آزمایشگاهی مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی

برای تأیید درستی آنالیز مبدل پیشنهادی، در این بخش یک نمونه آزمایشگاهی از این مبدل مطابق با جدول (۱) طراحی و ساخته شده است. شکل موج‌های آزمایشگاهی ولتاژ و جریان کلید S در شکل (۱۶) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، کلید مبدل در شرایط ZCS روشن و در شرایط ZVS خاموش می‌شود. در نهایت شرایط ZVS در هنگام خاموش شدن کلید برقرار است. زیرا در شکل (۱۶) ولتاژ در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن Cr با شیب بالا می‌رود. همانطور که از شکل موج ولتاژ کلید مشخص است استرس ولتاژ نسبت به مبدل بوست متداول دو برابر شده است. ولی می‌توان با طراحی دقیقتر تانک رزونانس استرس ولتاژ را کاهش داد. با توجه شکل موج جریان دیود کمکی D_2 در شکل (۱۷) خاموش شدن آن تحت شرایط ZCS را نشان می‌دهد بنابراین مشکل بازبایی معکوس ندارد. شکل موج جریان دیود خروجی D_1 نیز در شکل (۱۸) آورده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد جریان هم در حالت روشن شدن و هم خاموش شدن شیب دارد بنابراین شرایط ZCS برای این دیود فراهم است.



شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ (آبی) و جریان (نارنجی) درین - سورس سوئیچ S
TIME DIV: 1μs-4A/DIV-50V/DIV

Fig. (16): Drain source voltage and current of switches



شکل (۱۷): شکل موج جریان دیود D_2
TIME DIV: 1μs-2A/DIV

Fig. (17): Current waveform of D_2

References

- [1] F. Shang, G. Niu, M. Krishnamurthy, "Design and analysis of a high-voltage-gain step-up resonant DC-DC converter for transportation applications", IEEE Trans. on Transportation Electrification. Vol. 3, No.1, pp. 157 -167, March 2017.
- [2] Q. Wu, Q. Wang, J. Xu, H. Li, L. Xiao, "A high-efficiency step-up current-fed push-pull quasi-resonant converter with fewer components for fuel cell application", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.64, No. 8, pp. 6639 - 6648, Aug. 2017.
- [3] M. Forouzesh, K. Yari, A. Baghrmian, S. Hasanpour, "Single-switch high step-up converter based on coupled inductor and switched capacitor techniques with quasi-resonant operation", IET Power Electronics. Vol. 10, No. 2, pp. 240 - 250, Feb. 2017.
- [4] M. Delshad, M. Zamani Sedeh, "A new soft switching high step-up converter", Proceeding of the IEEE/AE, pp.1-4, Pilsen, Czech Republic, Sep. 2011.
- [5] N. Molavi, E. Adib, H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up DC-DC converter with reduced voltage stress", IET Power Electronics .Vol. 9, No. 8, pp. 1711 - 1718, June 2016.
- [6] H. Moradi-Sizkoohi, J. Milimonfared, M. Taheri, S. Salehi, "High step-up soft-switched dual-boost coupled-inductor-based converter integrating multipurpose coupled inductors with capacitor-diode stages", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 9, pp. 1786 - 1797, Aug. 2015.
- [7] B. Poorali, H. Moradmand-Jazi, E. Adib, "Single-core soft-switching high step-up three-level boost converter with active clamp", IET Power Electronics, Vol. 9, No. 14, pp. 2692 - 2699, 2016.
- [8] M. Mohammadi, M. Taheri, J. Milimonfared, B. Abbasi, M.R. Mohammadian-Behbahani, "High step-up DC-DC converter with ripple free input current and soft switching", IET Power Electronics, Vol. 7, No. 12, pp. 3023 - 3032, 2014.
- [9] W. Gao, Y. Zhang, X. Lv, Q. Lou, "Non-isolated high-step-up soft switching DC/DC converter with low-voltage stress", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No. 1, pp. 120 - 128, 2017.
- [10] J. Zhang, H. Wu, Y. Xing, K. Sun, X. Ma, "A variable frequency soft switching boost-flyback converter for high step-up applications", Proceeding of the IEEE/ECCE, pp. 3968 - 3973, Phoenix, AZ, USA, Sep. 2011.
- [11] M. Mohammadi, E. Adib, M.R. Yazdani, "Family of soft-switching single-switch PWM converters with lossless passive snubber", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 6, June 2015.

