

# Investigation of Asymmetrical PWM Method on High Step Down Interleaved DC-DC Converter With Modified Series Capacitor

A.Nahavandi\*, M.Ghasemi

Faculty of Engineering, Malayer University, Malayer, Iran.

E-mails: ali.nahavandi@malayeru.ac.ir,

\* Corresponding author

## Short Abstract

In this paper an asymmetrical pulse width modulation (PWM) method is used for a modified series capacitor interleaved buck converter. One of the problems of the interleaved converter is unbalance in the inductors current. In symmetrical pulse width modulation (PWM) method the duty cycles of switches are equal to each other and there are unbalance in the inductors current. To solve this problem, in this paper asymmetrical pulse width modulation (PWM) method is used. In asymmetrical PWM, duty cycle of switches are not equal. By using of asymmetrical PWM method, the modified series capacitor interleaved buck converter not only has linear voltage gain with high step down conversion ratio, but also the inductors currents are balanced. The proposed converter is simulated by MATLAB/Simulink software and the results are presented. Moreover, a laboratory prototype is tested to validate the simulation and the theoretical analysis.

## Keywords

Asymmetrical Pulse width modulation, modified series capacitor interleaved buck converter, high step down.

### 1- Short Introduction (4-5 lines)

The interleaved buck converter is widely used in many industry applications. Interleaved Buck converters are used in battery chargers, laptops, DC power sources, electric vehicle and any place where low DC voltage is needed. Interleaved DC-DC Converters have low output current ripple, low loss and high efficiency with respect to other converters. There are several type of interleaved converter that each one has different features. One type of the interleaved is IBC (Interleaved buck converter) which has high voltage stress on switches. To solve the problem of the conventional IBC, a series-capacitor buck converter was introduced. However, during the start-up of the converter, the voltage stress of all switches are high. To solve the problem of voltage stress during start-up, a modified SC buck converter was introduced but the mentioned merits only hold when  $D \leq 0.5$  and they are lost when  $D > 0.5$ . In fact, when duty cycle of switches are more than 0.5 there will be unbalance in inductors current. In this paper, to solve the problems of modified SCIBC and balance the inductors currents asymmetrical PWM method is used.

### 2- Proposed Work and Methodology (including comparison, simulation/experimental results and discussion)

In this paper, an asymmetrical pulse width modulation method is used. The operation modes of the converter in symmetrical and asymmetrical PWM methods according to switching states are explained. In addition, the voltage conversion ratio of the converter in the both PWM methods are obtained. Moreover, a comparison between symmetrical and asymmetrical PWM methods is done that demonstrates the merits of the asymmetrical PWM method such as reduced switches current stress. In simulation result section, the converter is simulated by Matlab/Simulink software and obtained waveform are investigated and compared in both symmetrical and asymmetrical methods. Finally, the operation of a constructed laboratory prototype of the converter in two PWM methods is investigated.

### 3- Conclusion (4-5 lines)

With the asymmetrical pulse width modulation method, the two inductor currents ( $I_{L1}, I_{L2}$ ) are balanced, and the voltage gain of converter has been linear and the current stress of switch  $S_1$  and diode  $D_2$  are reduced even for  $D > 0.5$ . As a result, the modified SC Interleaved buck converter can retain the inductor current balancing and high step down conversion ratio over the entire range of duty cycle.

### 4- References (2-3 references)

- 1- P. S. Shenoy, M. Amaro, J. Morroni, and D. Freeman, "Comparison of a buck converter and a series capacitor buck converter for high-frequency, high-conversion-ratio voltage regulators," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 10, pp. 7006–7015, Oct. 2016.
- 2- K. Kim, H. Cha, S. Park, and I.-O. Lee, "A modified series-capacitor high conversion ratio DC–DC converter eliminating start-up voltage stress problem," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 8–12, Jan. 2018.
- 3- P. Azer, A. Emadi, "Generalized state space Average model for multiphase Interleaved buck, boost and buck-boost DC-DC converters; transient, steady state and switching dynamics" IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 8, pp. 10666-10736, Jan. 2020.

## بررسی مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن بر روی مبدل DC-DC کاهنده Interleaved با خازن سری اصلاح شده با نسبت تبدیل کاهش ولتاژ بالا

علی نهاوندی

استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه ملایر، ملایر، ایران

مریم قاسمی

کارشناسی ارشد، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه ملایر، ملایر، ایران

### چکیده

در این مقاله روش مدولاسیون عرض پالس (PWM) نامتقارن بر روی یک مبدل DC-DC کاهنده Interleaved با خازن سری اصلاح شده استفاده شده است. مبدل‌های کاهنده Interleaved در کاربردهای مختلفی از جمله شارژر باتری‌ها، سیستم جانبی خودروهای برقی، منابع تغذیه و هر کاربردی که سطح ولتاژ پائین و ریپل جریان خروجی پائین مورد نیاز باشد مورد استفاده قرار می‌گیرد. یکی از مشکلات مبدل‌های Interleaved عدم تعادل جریان سلف‌ها می‌باشد. در روش مدولاسیون عرض پالس متقارن Duty cycle کلیدها با هم برابر است و عدم تعادل در جریان سلف‌ها وجود دارد. برای رفع این مشکل در این مقاله از روش مدولاسیون عرض پالس (PWM) نامتقارن استفاده شده است. در روش PWM نامتقارن Duty Cycle کلیدها یکسان نمی‌باشد، Duty Cycle یک کلید ثابت و برابر ۰/۵ و Duty Cycle کلید دیگر بزرگتر از ۰/۵ می‌باشد. با استفاده از روش PWM نامتقارن مبدل Buck خازن سری اصلاح شده دارای جریان سلف متعادل و بهره ولتاژ خطی با نسبت تبدیل کاهندگی بالا می‌باشد. عملکرد مبدل در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink شبیه‌سازی شده و نتایج آن ارائه گردیده است. همچنین جهت بررسی عملکرد مبدل در محیط آزمایشگاهی، یک نمونه ساخته شده است، و تطابق نتایج حاصل از آن با نتایج شبیه‌سازی مورد بررسی قرار گرفته است.

### کلمات کلیدی

مبدل DC-DC کاهنده Interleaved با خازن سری، مدولاسیون پهنای پالس (PWM) نامتقارن، نسبت تبدیل کاهش ولتاژ بالا.

نام نویسنده مسئول: علی نهاوندی

ایمیل نویسنده مسئول: ali.nahavandi@malayeru.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۱۳

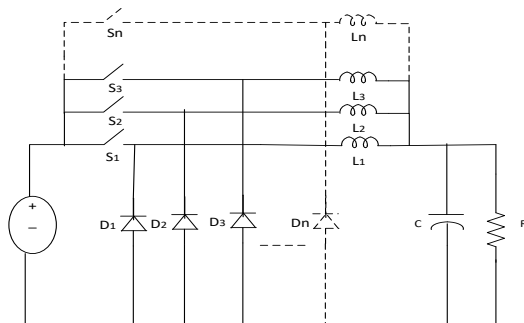
تاریخ (های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۰۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۲۵

### ۱- مقدمه

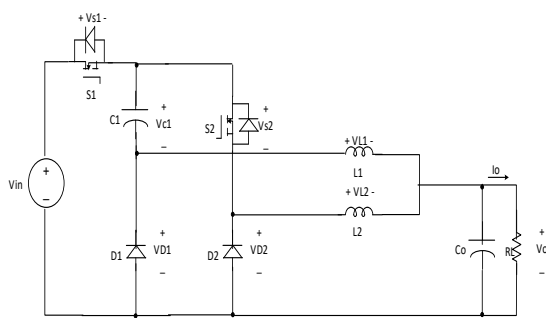
انرژی تجدید پذیر به کار می‌روند. مبدل‌های Interleaved، مزایای همچون کاهش ریپل جریان، کاهش ولتاژ و جریان کلیدها که موجب کاهش تلفات و هزینه می‌شود دارند. مهم ترین عیب مبدل‌های Interleaved افزایش حجم و پیچیدگی مدار کنترلی کلیدها می‌باشد [۲].

در مبدل‌های مدرن امروزی، به جای آن که در کاربردهای جریان و توان بالا چندین مبدل با یکدیگر موازی شوند از ساختارهای Interleaved استفاده می‌شود. برای Interleaved کردن مبدل‌ها تعداد فاز آن‌ها افزایش داده می‌شود. به همین دلیل به این ساختار، چندفازه نیز گفته می‌شود. اعمال تکنیک Interleaved روی مبدل باعث کاهش ریپل جریان و ولتاژ، کاهش تلفات و افزایش بازده می‌شود. سیگنال گیت کلیدها در این ساختار با یکدیگر اختلاف فاز دارند. در ساختار Interleaved دارای n فاز، وجود اختلاف فاز در سیگنال گیت کلیدها باعث n برابر شدن فرکانس و کاهش ریپل جریان ورودی می‌شود. در شکل ۱ مبدل باک Interleaved شده n فاز نشان داده شده است، همانطور که دیده می‌شود، ساختار Interleaved شبیه چند مبدل موازی می‌باشد. [۱].



شکل ۱- مبدل باک Interleaved [۲]

مبدل Interleaved معمولاً در کاربردهایی جریان بالا از جمله شارژر خودروهای برقی، راه‌اندازی سیستم‌های صوتی پرقدرت، سیستم ذخیره انرژی مانند شارژر باتری‌های لیتیومی و اسیدی توان بالا و مبدل‌های مورد استفاده در



شکل ۳- مبدل باک SC [۱۶]

مبدل باک Interleaved (IBC<sup>1</sup>) دو فاز که در شکل ۲ نشان داده شده است، در بسیاری از کاربردهای صنعتی که جریان خروجی بزرگ نیاز دارند استفاده می‌شود. در این مبدل بهره ولتاژ برابر D و تنش ولتاژ کلیدها برابر ولتاژ ورودی ( $V_{in}$ ) می‌باشد، و جریان سلف‌ها متعادل نمی‌باشند، به همین دلیل ریبیل جریان خروجی زیاد می‌باشد [۱۵-۱۸].

در [۱۹] ساختار جدیدی با اضافه کردن یک خازن به هر فاز IBC پیشنهاد شده است که بر خلاف مبدل IBC متداول دارای جریان ورودی پیوسته و تنش ولتاژ کلید پائین است.

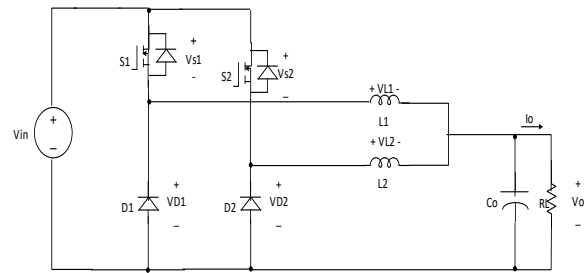
برای غلبه بر مشکلات IBC دوفاز یک مبدل باک خازن سری ( $SC^2$ ) با اضافه کردن یک خازن ( $C_1$ ) به IBC دو فاز ارائه شده است که در شکل ۳ نشان داده شده است. بهره این مبدل نصف IBC یعنی برابر  $D/2$  می‌باشد. در حالت ماندگار تنش ولتاژ  $S_1$ ،  $D_1$  و  $D_2$  برابر نصف ولتاژ ورودی می‌باشد، زیرا ولتاژ خازن  $C_1$  نصف ولتاژ ورودی می‌باشد و تنها تنش ولتاژ کلید  $S_2$  برابر ولتاژ ورودی می‌باشد. کاهش تنش ولتاژ کلیدها باعث افزایش بازده می‌شود. در این مبدل به علت شرایط شارژ متعادل خازن  $C_1$  (مدت زمان شارژ و دشارژ خازن  $C_1$  برابر است). جریان  $L_1$  و  $L_2$  متعادل می‌باشند [۲۰-۲۵].

در [۲۶] مبدل باک با مبدل باک SC مقایسه شده است. این مقایسه نشان می‌دهد که مبدل باک SC دارای مشخصات مطلوبی از قبیل تلفات کلیدزنی پائین، ریبیل جریان سلف پائین، تعادل جریان فازها و نسبت تبدیل بالا در فرکانس بالا می‌باشد. نتایج آزمایشگاهی نشان می‌دهد که بازده مبدل باک SC ۱۲ درصد از مبدل باک متداول بیشتر است و تلفات توان تا ۳۳ درصد در بار کامل کاهش می‌یابد. همچنین ماکزیمم تنش کلیدها تا ۳۰ درصد کاهش می‌یابد.

برای غلبه بر مشکل تنش ولتاژ کلیدها در راه‌اندازی یک مبدل باک SC اصلاح شده با اضافه کردن یک خازن ( $C_2$ ) به مبدل باک SC معرفی شده است. در شکل ۴ مبدل باک SC اصلاح شده نشان داده شده است. چون خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  با منبع ورودی موازی می‌باشند، خازن‌ها قبل از راه‌اندازی شارژ می‌شوند و ولتاژ کلیدها در طول راه‌اندازی افزایش نمی‌یابد. در این مبدل تنش ولتاژ کلید  $S_1$  و دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  در هر دو حالت راه‌اندازی و ماندگار برابر نصف ولتاژ ورودی می‌باشد [۲۷].

مزیت‌های ذکر شده فقط زمانی که  $D < 0.5$  باشد وجود دارد و زمانی که  $D > 0.5$  باشد از بین می‌روند. در مبدل باک SC اصلاح شده نیز مشکلات بهره ولتاژ غیر خطی و جریان سلف نامتعادل وجود دارد.

در این مقاله برای غلبه بر مشکلات مبدل باک SC اصلاح شده از روش PWM نامتقارن استفاده شده است. به این ترتیب محدودیت Duty Cycle کلیدها از بین رفته و مبدل باک SC اصلاح شده، تحت تمام مقادیر Duty Cycle دارای بهره ولتاژ خطی است. همچنین جریان سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  متعادل



شکل ۲- مبدل باک Interleaved دو فاز [۴]

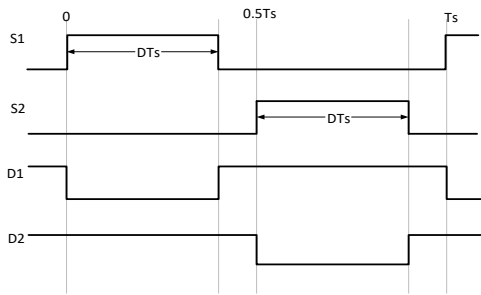
مبدل‌های Interleaved انواع افزایشنده و کاهشنده دارند. در واقع یکی از اصلی‌ترین دلایل استفاده از مبدل‌های Interleaved کاهش ریبیل جریان خروجی است. در [۳] مبدل افزایشنده ارائه شده است که علاوه بر کاهش ریبیل جریان خروجی، تنش ولتاژ کلیدها و همچنین تلفات مبدل کاهش یافته است. در [۴] یک مبدل Buck-Boost از نوع Interleaved مورد بررسی قرار گرفته است که در واقع پاسخ دینامیکی سریعتری نسبت به سایر مبدل‌های interleaved مشابه دارد. در [۵] یک مبدل چندفاز Interleaved معرفی شده است که می‌تواند به صورت کاهشنده و افزایشنده عمل کند و جریان هجومی star-up در این مبدل کاهش یافته است. در [۶] یک مبدل Interleaved کاهشنده خازن سری (SC) تشدید کننده ارائه شده است که علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، جریان هجومی خازن در هنگام تخلیه را نیز کاهش داده است. [۷] یک روش جدید مدل‌سازی فضای حالت برای مبدل‌های Interleaved ارائه داده است که قابلیت پیش‌بینی مقدار ماکزیمم ولتاژ و جریان سیستم را دارد و باعث بهبود رفتار دینامیکی مبدل و کاهش حالت گذرای مبدل شده است. در [۸] ساختار یک مبدل دو طرفه Interleaved برای اتصال به باتری‌های مستعمل به عنوان سیستم ذخیره‌کننده انرژی (ESS) ارائه شده است که می‌تواند در بازه وسیع سطح ولتاژ را تغییر دهد. در [۹] یک ساختار جدید متشکل از یک مدار جانبی که به مبدل Interleaved مرسوم اضافه شده ارائه شده است که کلیدها تحت کلیدزنی نرم عمل می‌نمایند و در نتیجه مبدل دارای بازده بالایی است. در [۱۰] روشی ارائه شده است که در آن شیفت فاز بین سلف‌ها طوری تنظیم شده است که تلفات مبدل کاهش یابد و بازده آن افزایش یافته است.

یکی از مشکلات مبدل‌های Interleaved DC-DC عدم تعادل در جریان سلف‌ها است. در [۱۱] به یک روش کنترلی برای بهبود تعادل در جریان سلف‌ها در مبدل Interleaved افزایشنده دو طرفه پرداخته است. در این روش که روش پسو نام دارد Duty Cycle کلیدها توسط یک سری روابط تعیین می‌شود تا تعادل جریان سلف‌ها حفظ شود. عیب روش پسو پیچیدگی زیاد در اجرای روش کنترلی است. در [۱۲ و ۱۳] از دو کنترل کننده PI برای تنظیم ولتاژ و جریان مبدل Buck دوفاز استفاده شده است. در این مقاله‌ها برای اندازه‌گیری جریان سلف‌ها از سنسورهای جریان استفاده شده است که باعث افزایش هزینه شده است.

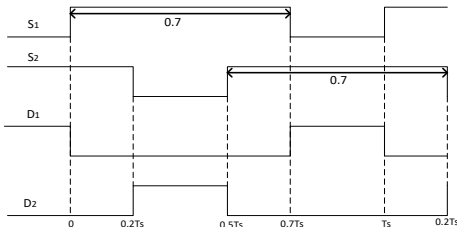
در [۱۴] یک روش کنترلی جدید چند حالتی برای یک مبدل نیم پل شامل حالت کنترلی PWM نامتقارن، شیفت Duty cycle و پالس منقطع به کار رفته است که باعث می‌شود بدون اضافه کردن المان جدید به مبدل تلفات کاهش یابد.

<sup>2</sup>Series Capacitor

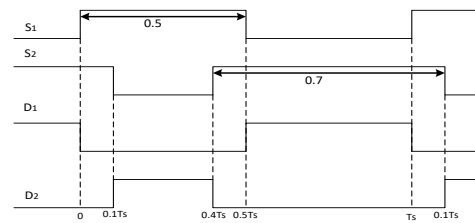
<sup>1</sup> Interleaved Buck Converter



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۵- پالس کلیدها (الف) روش PWM متقارن برای  $D < 0.5$ ، (ب)

روش PWM متقارن برای  $D > 0.5$  (ج) روش PWM نامتقارن

متقارن برای  $D < 0.5$  نشان داده شده است. با این حال در شرایطی که  $D > 0.5$  است عملکرد مبدل متفاوت است و جزئیات آنالیز در ادامه توضیح داده شده است.

۲-۳-۱- عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده با روش PWM متقارن برای  $D < 0.5$

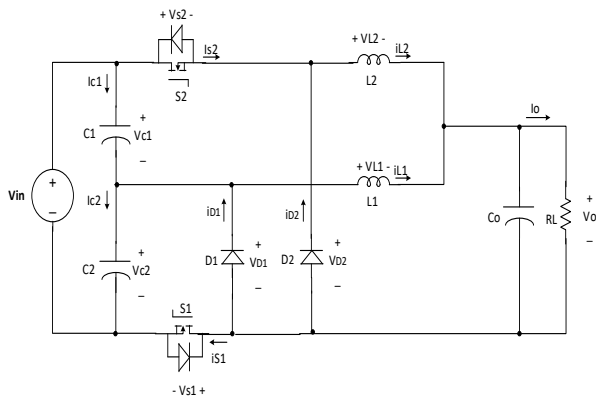
در این حالت طبق شکل موج پالس‌های داده شده به کلیدها که در شکل ۵(الف) نشان داده شده است عملکرد مبدل به صورت حالت‌های زیر می‌باشد:

حالت ۱ (شکل ۶(الف)): در این حالت  $S_1$  و  $D_2$  روشن و  $S_2$  و  $D_1$  خاموش می‌باشند. سلف  $L_1$  و خازن  $C_1$  به واسطه‌ی  $S_1$  شارژ می‌شوند. همچنین سلف  $L_2$  به واسطه‌ی  $D_2$  دشارژ می‌شود. در نتیجه در این حالت برای ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  روابط زیر برقرار است:

$$-V_{in} + V_{C1} + V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow V_{L1} = V_{in} - V_{C1} - V_o \quad (1)$$

$$V_{L2} + V_o = 0 \rightarrow V_{L2} = -V_o \quad (2)$$

حالت ۲ (شکل ۶-ب): در این حالت  $D_1$  و  $D_2$  روشن و  $S_1$  و  $S_2$  خاموش می‌باشند. سلف  $L_1$  به واسطه‌ی  $D_1$  دشارژ می‌شود، و سلف  $L_2$  به واسطه‌ی  $D_2$  دشارژ می‌شود. در نتیجه در این حالت برای ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  روابط زیر برقرار است:



شکل ۴- مبدل باک SC اصلاح شده

خواهند بود و تنش ولتاژ و جریان کلیدها کاهش می‌یابند. در بخش ۲ به بررسی مدولاسیون پهنای پالس متقارن و نامتقارن پرداخته شده و عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده تحت این دو روش شرح داده شده است. در بخش ۳ مشخصات مبدل باک SC اصلاح شده با طرح PWM متقارن و نامتقارن آورده شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی نشان داده شده است. در بخش ۵ نتیجه‌گیری آورده شده است.

۲- مدولاسیون پهنای پالس (PWM)

دو روش مدولاسیون پهنای پالس متقارن و نامتقارن وجود دارد که در ادامه این دو روش توضیح داده شده است.

۲-۱- روش مدولاسیون پهنای پالس (PWM) متقارن

روش مدولاسیون پهنای پالس متقارن در مبدل باک SC اصلاح شده استفاده می‌شود. در این روش Duty Cycle کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  با هم برابر و دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز می‌باشند.

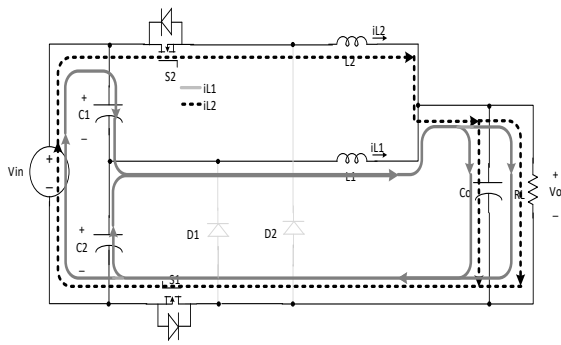
۲-۲- روش مدولاسیون پهنای پالس (PWM) نامتقارن

در [۲۸] روش مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن ارائه شده است. در روش مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن برای  $D > 0.5$  بر خلاف روش مدولاسیون پهنای پالس متقارن، Duty Cycle کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  با هم برابر نمی‌باشند. در واقع Duty cycle کلید  $S_1$  همواره برابر ۰/۵ می‌باشد و Duty cycle کلید  $S_2$  می‌تواند هر مقدار بیشتر از ۰/۵ داشته باشد. در این روش نیز پالس داده شده به گیت کلیدها دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز است.

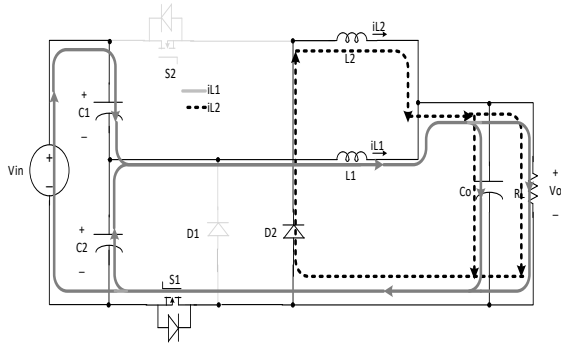
نحوه پالس‌دهی به کلیدها برای  $D > 0.5$  با دو روش PWM متقارن و نامتقارن در شکل ۵ نشان داده شده است.

۲-۳- عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده با روش PWM متقارن

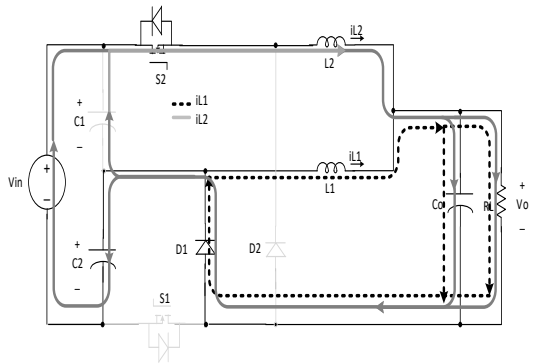
در این بخش عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده که در شکل ۴ نشان داده شده تحت شرایط کلیدزنی با روش PWM متقارن مورد بررسی قرار گرفته است. برای این مبدل دو حالت عملکردی تحت شرایط  $D < 0.5$  و  $D > 0.5$  وجود دارد. در [۲۸] عملکرد مبدل تحت  $D < 0.5$  مورد بررسی قرار گرفته است و در این حالت جریان سلف‌ها متعادل است. در شکل ۶ عملکرد مبدل در روش PWM



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۷- آنالیز حالت‌های عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده در روش PWM متقارن و روش نامتقارن به ازای  $D > 0.5$  (الف) حالت ۳ و ۲ (ب) حالت ۲ (ج) حالت ۴

۲-۴- عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده در روش PWM متقارن و نامتقارن برای  $D > 0.5$

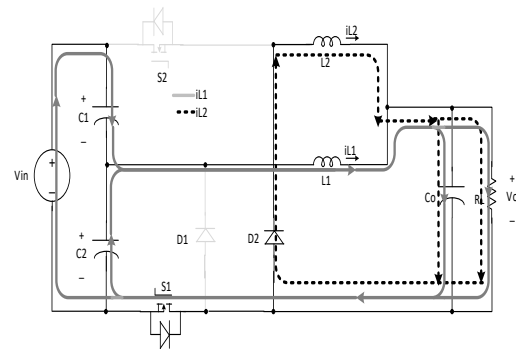
همانطور که در شکل ۵-الف و ۵-ب دیده می‌شود، در روش PWM متقارن و نامتقارن با  $D > 0.5$  حالت‌های روشن و خاموش شدن کلیدها شبیه هم است و فقط مدت زمان حالت‌ها در این دو روش متفاوت است. بنابراین عملکرد مبدل در این دو روش در یک شکل (شکل ۷) نشان داده شده است. جزئیات آنالیز در ادامه توضیح داده می‌شود:

حالت ۱ (شکل ۷-الف): در این حالت  $S_1$  و  $S_2$  روشن و  $D_1$  و  $D_2$  خاموش می‌باشند. هر دو سلف شارژ می‌شوند، سلف  $L_1$  و خازن  $C_1$  به واسطه  $S_1$  شارژ می‌شوند. همچنین سلف  $L_2$  به واسطه  $S_2$  شارژ می‌شود. در نتیجه در این حالت برای ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  روابط زیر برقرار است:

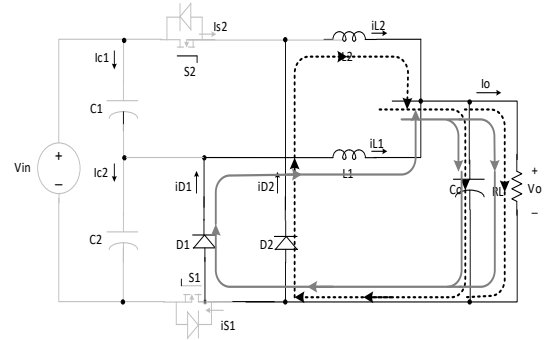
$$-V_{in} + V_{C1} + V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow V_{L1} = V_{in} - V_{C1} - V_o \quad (7)$$

$$V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow V_{L1} = -V_o \quad (3)$$

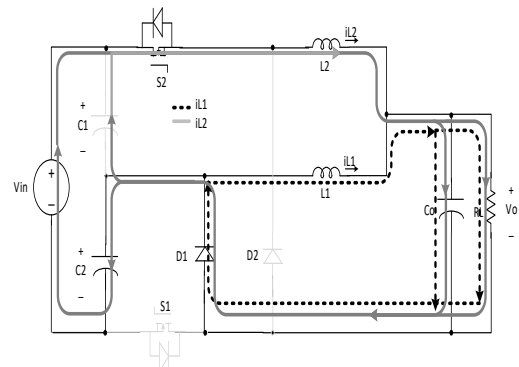
$$V_{L2} + V_o = 0 \rightarrow V_{L2} = -V_o \quad (4)$$



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۶- آنالیز حالت‌های عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده با روش PWM متقارن برای  $D < 0.5$  (الف) حالت ۱ (ب) حالت ۲ و ۴ (ج) حالت ۳

حالت ۳ (شکل ۶-ج): در این حالت  $S_2$  و  $D_1$  روشن و  $S_1$  و  $D_2$  خاموش می‌باشند. سلف  $L_1$  به واسطه  $D_1$  دشارژ می‌شود و سلف  $L_2$  و خازن  $C_2$  به واسطه  $S_2$  شارژ می‌شوند. در نتیجه در این حالت برای ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  روابط زیر برقرار است:

$$V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow V_{L1} = -V_o \quad (5)$$

$$\begin{aligned} -V_{in} + V_{L2} + V_o + V_{C2} &= 0 \rightarrow \\ \rightarrow V_{L2} &= V_{in} - V_{C2} - V_o \end{aligned} \quad (6)$$

حالت ۴ (شکل ۶-ب): این حالت مشابه حالت ۲ می‌باشد.

به عبارت دیگر به علت شرایط شارژ متعادل خازن  $C_1$  (مدت زمان شارژ و دشارژ خازن  $C_1$  برابر است.) دو ناحیه ۱ و ۲ مشابه بوده و چون  $T_{charge}$  و  $T_{discharge}$  برابرند جریان دو سلف متعادل می‌باشند.

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{T_{charge}}{T_{discharge}} \rightarrow I_{L1} = I_{L2} = 0.5I_o \quad (۱۳)$$

همانطور که در شکل ۸ (ب) دیده می‌شود، در طرح مدولاسیون پهنای پالس متقارن با  $D > 0.5$  به علت تفاوت  $T_{charge}$  و  $T_{discharge}$  جریان سلف‌ها نامتعالل می‌باشند.

$$I_{L1} = (1 - D)I_o \quad (۱۴)$$

$$I_{L2} = DI_o \quad (۱۵)$$

در شکل ۹ نسبت جریان سلف مبدل باک SC اصلاح شده با روش PWM متقارن و روش PWM نامتقارن رسم شده است. همانطور که دیده می‌شود، برای  $D > 0.5$  در روش PWM نامتقارن نسبت جریان دو سلف برابر ۱ می‌باشد، یعنی مقدار متوسط جریان دو سلف با هم برابر بوده و جریان دو سلف متعادل می‌باشد. در روش PWM متقارن نسبت جریان دو سلف برابر  $D/(1-D)$  می‌باشد، یعنی مقدار متوسط جریان دو سلف با هم برابر نبوده و جریان دو سلف متعادل نمی‌باشند.

### ۳-۲- بهره ولتاژ

از شکل موج ولتاژ کلید  $S_2$  ( $V_{S2}$ ) در شکل ۸ (ج) مقدار متوسط  $V_{S2}$  برابر  $(1 - D)V_{in}$  می‌باشد. با توجه به شرایط شارش متعادل  $L_1$  و  $L_2$  در حلقه ۱ شکل ۱۰ مقدار متوسط  $V_{S2}$  برابر  $V_{C1}$  می‌باشد. بنابراین: مساحت زیر نمودار  $V_{S2}$ :

$$\frac{1}{T_s} [V_{in} \times (T_s - DT_s)] = \frac{1}{T_s} [V_{in} \times T_s(1 - D)] \rightarrow V_{S2} = V_{C1} = (1 - D)V_{in} \quad (۱۶)$$

به طور مشابه از شکل موج ولتاژ سلف  $L_1$  ( $V_{L1}$ ) در شکل ۸ (ج) داریم: مساحت زیر نمودار  $V_{L1}$ :

$$\frac{1}{T_s} [0.5T_s \times (V_{in} - V_{C1} - V_o) + 0.5T_s(-V_o)] = 0.5V_{in} - 0.5V_{C1} - 0.5V_o = 0 \rightarrow 0.5(V_{in} - V_{C1}) = V_o \rightarrow V_o = 0.5(V_{in} - V_{C1}) \quad (۱۷)$$

از رابطه (۱۶) و (۱۷) بهره ولتاژ مبدل با طرح PWM نامتقارن به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_o = 0.5(V_{in} - (1 - D)V_{in}) \rightarrow V_o = 0.5(V_{in} - V_{in} + DV_{in}) \rightarrow V_o = 0.5(DV_{in}) \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{2} \quad (۱۸)$$

به طور مشابه برای روش PWM متقارن داریم: مساحت زیر نمودار  $V_{S2}$ :

$$\frac{1}{T_s} [V_{in} \times (T_s - DT_s)] = \frac{1}{T_s} [V_{in} \times T_s(1 - D)] \rightarrow V_{S2} = V_{C1} = (1 - D)V_{in} \quad (۱۹)$$

$V_{L1}$ : مساحت زیر نمودار

$$\frac{1}{T_s} [DT_s \times (V_{in} - V_{C1} - V_o) + (T_s - DT_s)(-V_o)] = D(V_{in} - V_{C1} - V_o) - (1 - D)V_o = DV_{in} - DV_{C1} - DV_o - V_o + DV_o = 0 \rightarrow D(V_{in} - V_{C1}) - V_o = 0 \rightarrow V_o = D(V_{in} - V_{C1}) \quad (۲۰)$$

از (۱۹) و (۲۰) داریم:

$$V_o = D(V_{in} - (1 - D)V_{in}) \rightarrow V_o = D(V_{in} - V_{in} + DV_{in}) \rightarrow V_o = D(DV_{in}) \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = D^2 \quad (۲۱)$$

$$-V_{in} + V_{L2} + V_o = 0 \rightarrow V_{L2} = V_{in} - V_o \quad (۸)$$

**حالت ۲ (شکل ۷-ب):** در این حالت  $D_2$  و  $S_1$  روشن و  $D_1$  و  $S_2$  خاموش می‌باشند. سلف  $L_1$  و خازن  $C_1$  به واسطه  $S_1$  شارژ می‌شوند و سلف  $L_2$  به واسطه  $D_2$  دشارژ می‌شود. در نتیجه در این حالت برای ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  روابط زیر برقرار است:

$$-V_{in} + V_{C1} + V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow \rightarrow V_{L1} = V_{in} - V_{C1} - V_o \quad (۹)$$

$$V_{L2} + V_o = 0 \rightarrow V_{L2} = -V_o \quad (۱۰)$$

**حالت ۳ (شکل ۷-الف):** این حالت مشابه حالت ۱ می‌باشد.

**حالت ۴ (شکل ۷-ج):** در این حالت  $D_1$  و  $S_2$  روشن و  $D_2$  و  $S_1$  خاموش می‌باشند. سلف  $L_1$  به واسطه  $D_1$  دشارژ می‌شود. همچنین سلف  $L_2$  و خازن  $C_2$  به واسطه  $S_2$  شارژ می‌شوند.

$$V_{L1} + V_o = 0 \rightarrow V_{L1} = -V_o \quad (۱۱)$$

$$-V_{in} + V_{L2} + V_o + V_{C2} = 0 \rightarrow V_{L2} = V_{in} - V_{C2} - V_o \quad (۱۲)$$

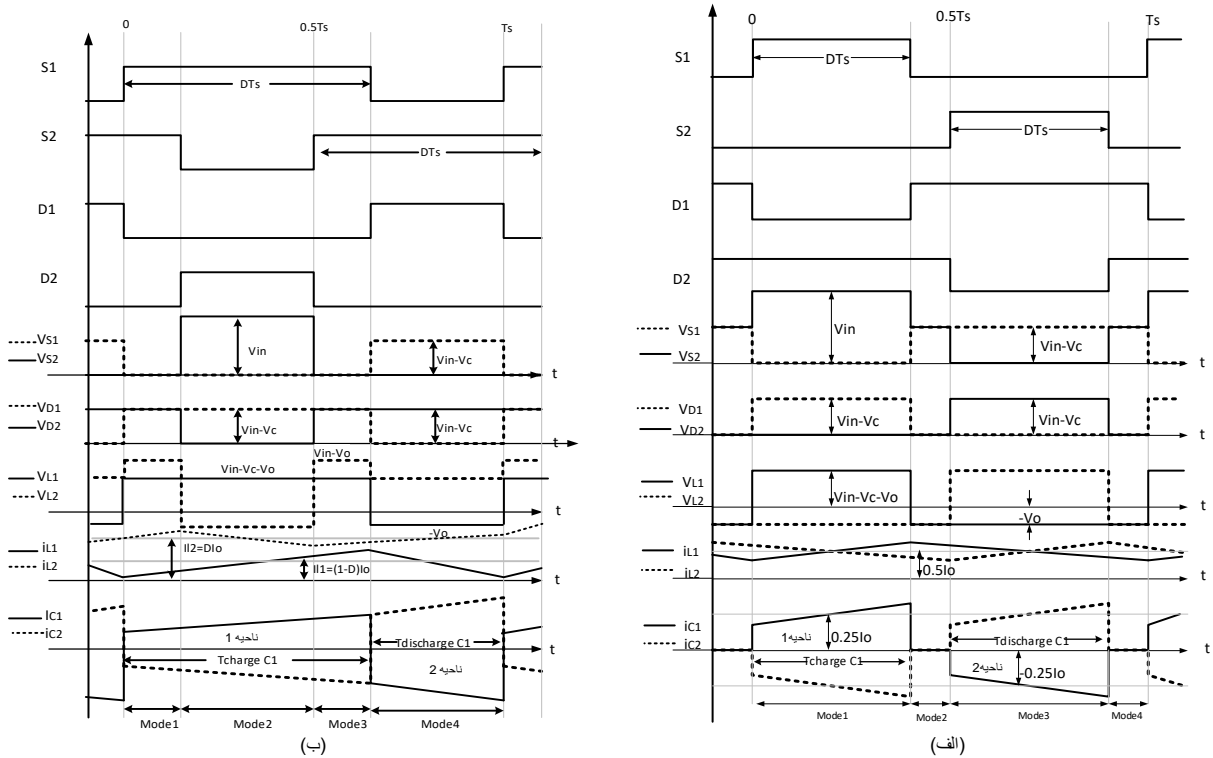
شکل ۸-الف و ۸-ب روش PWM متقارن را برای مبدل باک SC اصلاح شده نشان می‌دهند. سیگنال گیت کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  دارای Duty cycle مشابه با اختلاف فاز  $180^\circ$  درجه می‌باشند. همانطور که در شکل ۸-الف دیده می‌شود، زمانی که  $D < 0.5$  است، جریان دو سلف متعادل می‌باشند. همانطور که در شکل ۸-ب دیده می‌شود، زمانی که  $D > 0.5$  است، جریان دو سلف متعادل نمی‌باشند.

همچنین شکل ۸-ج شکل موج‌های ولتاژ و جریان سلف‌ها را در حالت PWM نامتقارن نشان می‌دهد. همانطور که از مقایسه دو شکل ۸-ب و ۸-ج دیده می‌شود، حالت‌های عملکردی در هر دو روش مدولاسیون متقارن و نامتقارن دقیقاً شبیه یکدیگر هستند. تنها تفاوتی که در این دو روش وجود دارد مدت زمان حالت‌هاست. به عبارت دیگر در مدولاسیون نامتقارن مدت زمان حالت‌های ۱ و ۳ کاهش و مدت زمان حالت‌های ۲ و ۴ افزایش یافته است. همانطور که در شکل ۸ (ج) دیده می‌شود حالت‌های ۱ و ۳ زمانی است که سلف  $L_2$  شارژ می‌شود و جریانش افزایش می‌یابد. حال اگر این زمان کاهش یابد یعنی مدت زمان افزایش جریان سلف  $L_2$  و شارژ شدن آن کاهش می‌یابد. از طرف دیگر، در روش مدولاسیون نامتقارن مدت زمان حالت ۲ که سلف دشارژ می‌شود بیشتر شده است. در مجموع مدت زمان شارژ سلف  $L_2$  کاهش و مدت زمان دشارژ آن بیشتر شده است. در نتیجه مقدار متوسط سلف  $L_2$  کاهش یافته است. بنابراین در مدولاسیون پهنای پالس نامتقارن مقدار متوسط جریان سلف  $L_2$  نسبت به مدولاسیون متقارن کاهش و در نتیجه جریان سلف‌ها متقارن می‌شود و تقریباً برابر می‌شوند.

### ۳- مشخصات مبدل باک SC اصلاح شده با روش PWM متقارن و نامتقارن

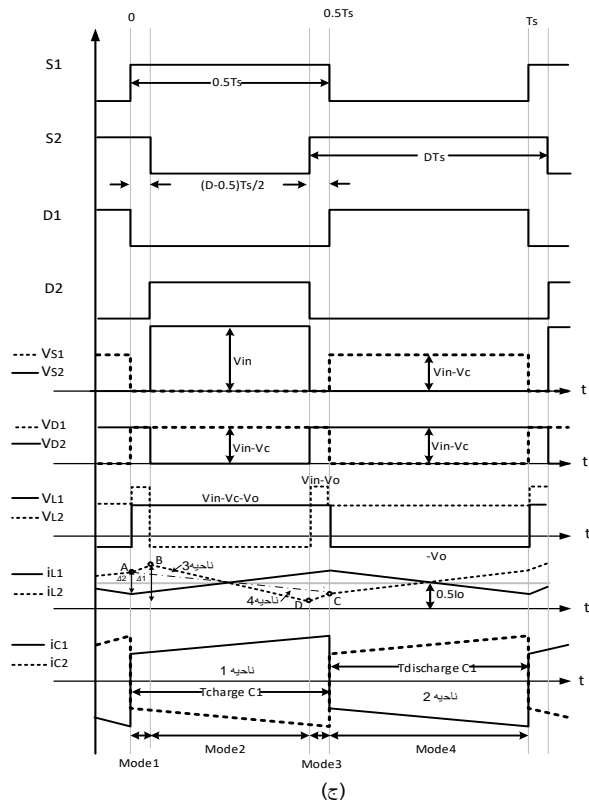
#### ۳-۱- جریان سلف‌ها

با روش PWM نامتقارن که در شکل ۸ (ج) نشان داده شده است، ملاحظه می‌شود که مدت زمان حالت ۱ و ۳ برابر می‌باشند. همچنین خطوط AB و CD دارای شیب‌های مشابه و برابر  $\frac{V_{in}-V_o}{L_2} = V_{in} - V_o$  می‌باشند. بنابراین نواحی ۳ و ۴ مشابه بوده و در نتیجه جریان سلف  $L_2$  مقدار متوسط مشابهی در مدت‌زمان شارژ و دشارژ خازن  $C_1$  دارد.



(ب)

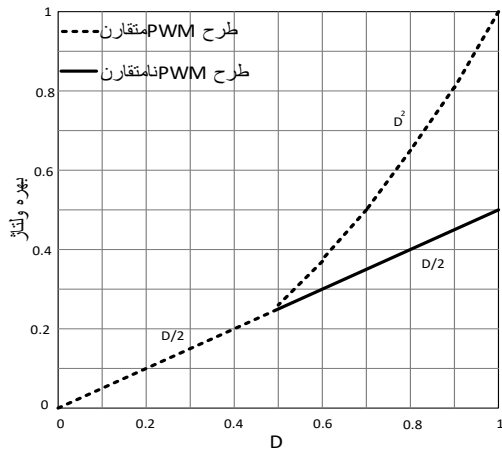
(الف)



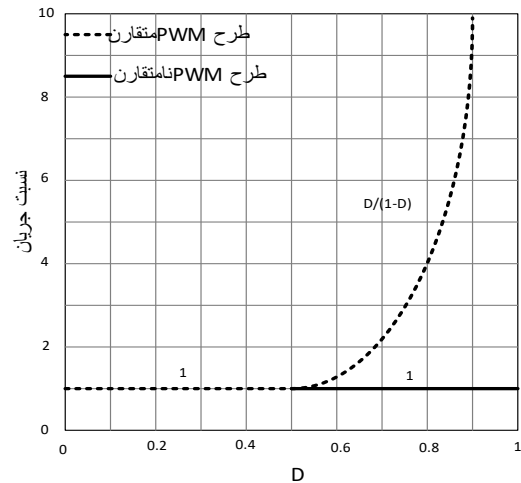
(ج)

شکل ۸- شکل موج‌های مبدل باک SC اصلاح شده با طرح‌های PWM متفاوت (الف) روش PWM متقارن با  $D < 0.5$  (ب) روش PWM متقارن با  $D > 0.5$  (ج) روش PWM نامتقارن با  $D > 0.5$

در جدول ۱ عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده تحت شرایط  $D < 0.5$  و  $D > 0.5$  مقایسه شده است. همانطور که دیده می‌شود، در روش PWM نامتقارن برای  $D > 0.5$  مشابه روش PWM متقارن برای  $D < 0.5$ ، بهره ولتاژ مبدل برابر  $D/2$  و خطی شده است. همچنین در روش نامتقارن جریان سلف‌ها متعادل می‌باشد و در طرح PWM متقارن بهره ولتاژ غیر خطی بوده و برابر  $D^2$  می‌باشد.



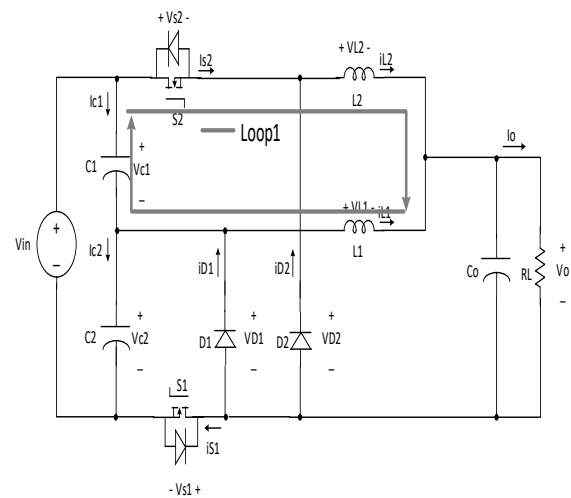
شکل ۱۱- نمودار بهره ولتاژ نسبت به Duty cycle



شکل ۹- نسبت جریان سلفها

جدول ۱- مشخصات مبدل

Duty ratio		D<0.5	D>0.5	
PWM method		Symmetrical	Symmetrical	Asymmetrical
Voltage gain		D/2	D <sup>2</sup>	D/2
Current balancing		Yes	No	Yes
Voltage stress	S <sub>1</sub> , D <sub>1</sub>	0.5V <sub>in</sub>	D V <sub>in</sub>	
	S <sub>2</sub> , D <sub>2</sub>	V <sub>in</sub> , 0.5V <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>	
Current stress	S <sub>1</sub> , D <sub>1</sub>	0.5I <sub>o</sub> , I <sub>o</sub>	I <sub>o</sub>	
	S <sub>2</sub> , D <sub>2</sub>	0.5I <sub>o</sub>	D I <sub>o</sub>	0.5I <sub>o</sub>



شکل ۱۰- مبدل باک SC/اصلاح شده

تنش جریان کلید S<sub>2</sub> و دیود D<sub>2</sub> در روش PWM نامتقارن نسبت به روش PWM متقارن از DI<sub>o</sub> به 0.5I<sub>o</sub> کاهش یافته است.

#### ۴- نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی

به منظور بررسی صحت تحلیل‌های انجام شده در بخش‌های قبل ابتدا مبدل باک SC اصلاح شده در محیط نرم افزار MATLAB/Simulink شبیه سازی شده است. سپس جهت تایید عملکرد مبدل باک SC اصلاح شده، نمونه اولیه آزمایشگاهی آن ساخته شده است و تطابق نتایج تحلیل‌های انجام شده، شبیه سازی و نمونه آزمایشگاهی بررسی شده است.

##### ۴-۱- نتایج شبیه سازی

با توجه به توضیحات ارائه شده در بخش قبل شبیه سازی مبدل باک SC اصلاح شده به منظور بررسی ولتاژ خروجی و تعادل جریان سلفها و تنش ولتاژ و جریان کلیدها در محیط سیمولینک نرم افزار متلب انجام شده است. پارامترهای مبدل شبیه سازی در جدول ۲ نشان داده شده است.

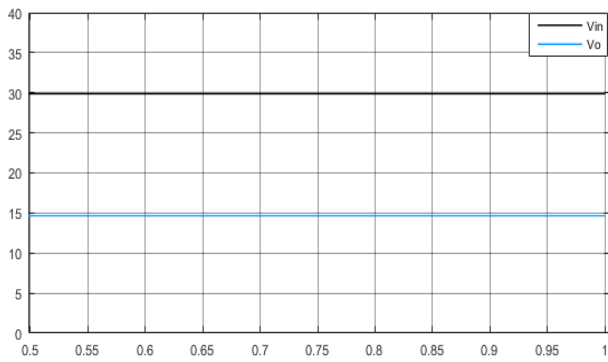
در شکل ۱۲(الف) شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی مبدل در روش PWM متقارن برای D=0.7 نشان داده شده است. مطابق تحلیل‌های انجام شده در

بخش‌های قبل نسبت تبدیل ولتاژ در روش PWM متقارن برابر D<sup>2</sup> است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود ولتاژ خروجی برابر ۱۴/۷ ولت می‌باشد. شکل ۱۲(ب) نتایج شبیه سازی با روش PWM نامتقارن زمانی که D=0.7 باشد را نشان می‌دهد مطابق تحلیل‌های انجام شده در بخش‌های قبل نسبت تبدیل ولتاژ در روش PWM نامتقارن برابر D/2 و ولتاژ خروجی باید برابر ۱۰/۵ ولت باشد. همانطور که در این شکل دیده می‌شود ولتاژ خروجی برابر یا مقدار مورد انتظار شده است. همچنین در شکل ۱۲(ج) جریان سلفهای L<sub>1</sub> و L<sub>2</sub> در روش PWM متقارن برای D=0.7 نشان داده شده است. همانطور که در شکل دیده می‌شود جریان سلفها در این حالت نامتعادل می‌باشد. مقدار متوسط جریان سلف L<sub>1</sub> حدود ۱/۷۵ آمپر و مقدار متوسط جریان سلف L<sub>2</sub> حدود ۱ آمپر است. شکل ۱۲(د) جریان سلفهای L<sub>1</sub> و L<sub>2</sub> در روش PWM نامتقارن برای D=0.7 نشان داده شده است، همانطور که دیده می‌شود جریان سلفها متعادل شده است. مقدار متوسط جریان سلفها حدود ۱/۰۲ آمپر می‌باشد. شکل ۱۳(الف) تنش جریان S<sub>2</sub> و D<sub>2</sub> را با روش PWM متقارن با D=0.7 نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، تنش جریان در این حالت حدوداً برابر ۲ آمپر می‌باشد. شکل ۱۳(ب) تنش جریان S<sub>2</sub> و D<sub>2</sub> را با روش PWM نامتقارن با D=0.7 نشان می‌دهد.

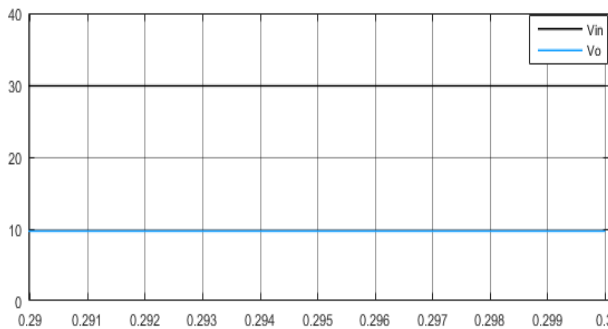


جدول ۲- پارامترهای مبدل شبیه‌سازی شده

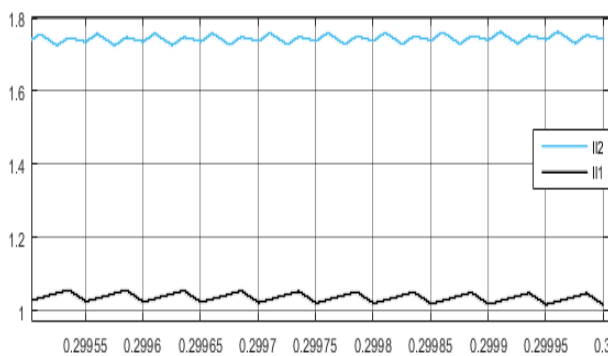
Parameter	Value
$V_{in}$	30 V
Switching frequency	20KHz
$C_1, C_2, C_o$	680 $\mu$ F
$L_1, L_2$	7mH
R	5 $\Omega$



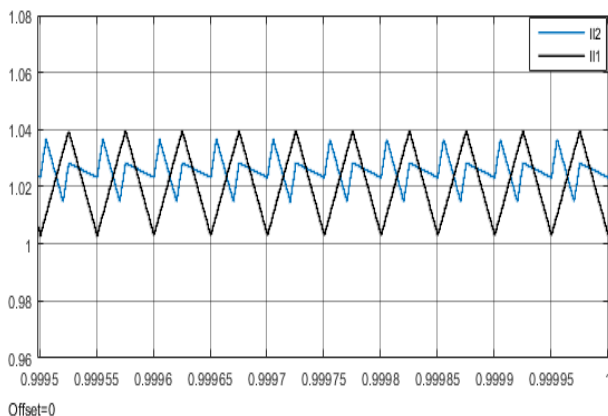
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۱۲- نتایج شبیه‌سازی با  $D=0.7$  (الف) ولتاژ ورودی و خروجی با روش PWM متقارن (ب) ولتاژ ورودی و خروجی باروش PWM نامتقارن (ج) جریان سلف‌ها با روش PWM متقارن (د) جریان سلف‌ها با روش PWM نامتقارن

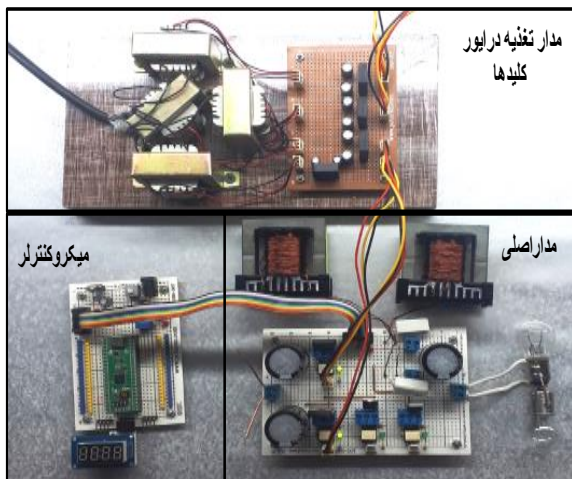
همانطور که در این شکل دیده می‌شود، تنش جریان در این حالت حدوداً برابر ۱ آمپر می‌باشد. در نتیجه تنش جریان  $S_2$  و  $D_2$  در روش PWM نامتقارن نسبت به روش PWM متقارن کاهش یافته است. در شکل ۱۴ ریپل جریان خروجی در دو روش نشان داده شده است. در شکل ۱۴ (الف) ریپل جریان خروجی در روش PWM متقارن و در شکل ۱۴ (ب) ریپل جریان خروجی در روش PWM نامتقارن نشان داده شده است. از مقایسه دو شکل دیده می‌شود ریپل جریان خروجی در روش PWM نامتقارن نسبت به روش متقارن تقریباً برابر است. در نتیجه مشاهده می‌شود نتایج شبیه‌سازی برای بهره ولتاژ مبدل، تعادل جریان سلف‌ها، ریپل جریان سلف‌ها و ... با تحلیل‌های انجام شده در بخش‌های قبلی مطابقت دارد.

#### ۲-۴- نتایج آزمایشگاهی

جهت بررسی بیشتر مبدل یک نمونه آزمایشگاهی مبدل باک SC اصلاح شده با توجه به امکانات آزمایشگاهی مطابق با شکل ۱۵ ساخته شده است. مشخصات و پارامترهای مبدل در جدول ۳ آورده شده است. در شکل ۱۶ پالس کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  در نمونه آزمایشگاهی برای دو روش PWM متقارن و PWM نامتقارن نشان داده شده است.

در شکل ۱۶ (الف) دیده می‌شود در روش PWM متقارن پهنای پالس هر دو کلید ۰/۷ است که بزرگتر از ۰/۵ است و اختلاف فاز کلیدها برابر ۱۸۰ درجه می‌باشد. در شکل ۱۶ (ب) دیده می‌شود در روش PWM نامتقارن پهنای پالس کلید  $S_1$  برابر ۰/۵ بوده و پهنای پالس کلید  $S_2$  ۰/۷ بوده و اختلاف فاز کلیدها نیز همچنان برابر ۱۸۰ درجه می‌باشد.

در شکل ۱۷ نتایج آزمایشگاهی مبدل باک SC اصلاح شده شامل ولتاژ خروجی، جریان سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  با روش PWM متقارن نشان داده شده است. در شکل ۱۷ (الف) شکل موج ولتاژ خروجی در روش PWM نامتقارن نشان داده شده است. همانطور که در شکل دیده می‌شود در این حالت ولتاژ خروجی ۱۱/۲ ولت شده که از مقدار مورد انتظار طبق رابطه (۲۱) کمی کمتر است که البته با توجه به افت ولتاژ دیودها، کلیدها و سلف‌ها درست می‌باشد. همچنین در شکل ۱۷ (ب) دیده می‌شود که در روش PWM متقارن برای  $D > 0.5$ ، جریان سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  متعادل نمی‌باشند.



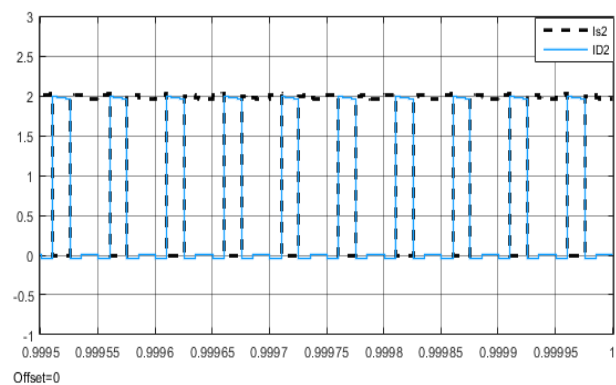
شکل ۱۵- نمونه آزمایشگاهی

جدول ۳- پارامترهای نمونه آی جرانها از آزمایشگاهی مدار

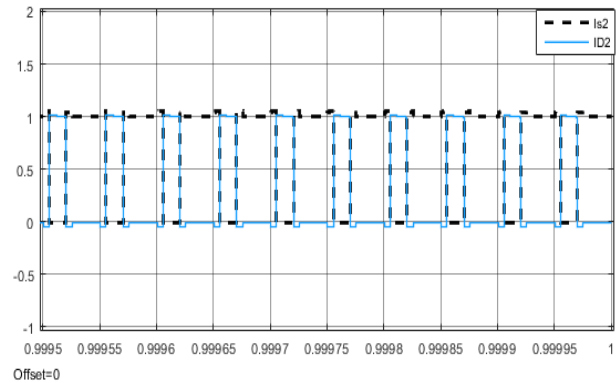
Parameter	Value	
Output power	40W	
Input voltage	30V	
Switching frequency	20KHz	
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>o</sub>	680μF, 200V	
L <sub>1</sub> ≈L <sub>2</sub>	7mH	R <sub>L1</sub> ≈R <sub>L2</sub> =0.33Ω
Switches S <sub>1</sub> , S <sub>2</sub>	FGL40N120 AND	V <sub>on</sub> =2.6V
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	MUR1560	V <sub>on</sub> =2V
Microcontroller	STM32F401CCU6	

لازم به ذکر است که برای اندازه‌گیری جریان سلف‌ها از مقاومت آجری 0.1Ω استفاده شده است. به همین دلیل مقدار جریان واقعی سلف‌ها ۱۰ برابر مقدار نشان داده شده در شکل نتایج آزمایشگاهی است.

در شکل ۱۸ نتایج آزمایشگاهی برای حالت PWM نامتقارن نشان داده شده است. در شکل ۱۸ (الف) ولتاژ خروجی نشان داده شده است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود ولتاژ خروجی کمی کمتر از مقدار مورد انتظار طبق رابطه (۱۸) است که این به دلیل افت ولتاژ در دیودها، کلیدها و سلف‌ها می‌باشد. همچنین در شکل ۱۸ (ب) جریان سلف‌ها در حالت نامتقارن نشان داده شده است. لازم به ذکر است که اندوکتانس سلف‌ها در نمونه آزمایشگاهی ساخته شده کمی با یکدیگر تفاوت دارند و اندوکتانس سلف‌ها دقیقاً با هم برابر نیستند. در شکل ۱۹ (الف) و (ب) به ترتیب جریان خروجی در روش‌های PWM متقارن و نامتقارن نشان داده شده است. همانطور که از مقایسه این دو شکل دیده می‌شود ریپل جریان خروجی در دو روش تقریباً برابر است. به عبارت دیگر استفاده از روش PWM نامتقارن باعث افزایش در ریپل جریان خروجی نشده است. لازم به ذکر است مقدار ولت/قسمت (Vol/Div) در شکل ۱۹ (الف) ۱ آمپر و در شکل ۱۹ (ب) ۵۰۰ میلی آمپر (۰/۵ آمپر) است. برای اندازه‌گیری جریان‌ها

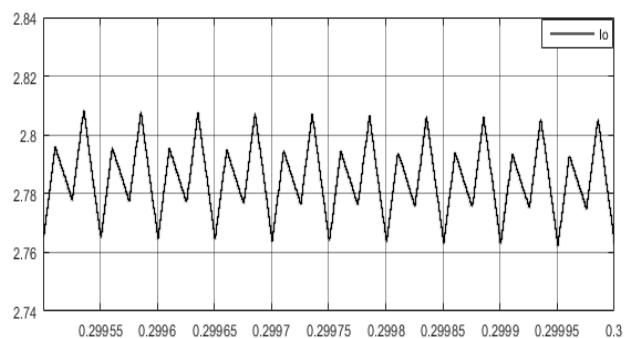


(الف)

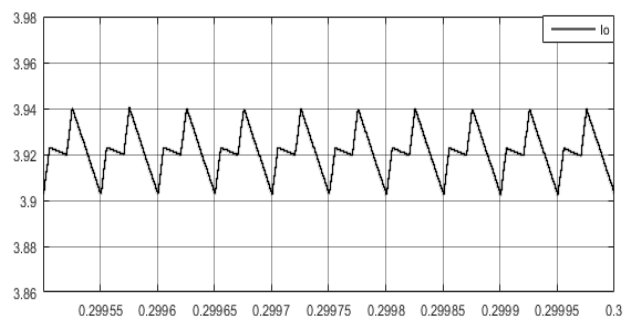


(ب)

شکل ۱۳- تنش جریان کلیدها (الف) با روش PWM متقارن (ب) با روش PWM نامتقارن



(الف)

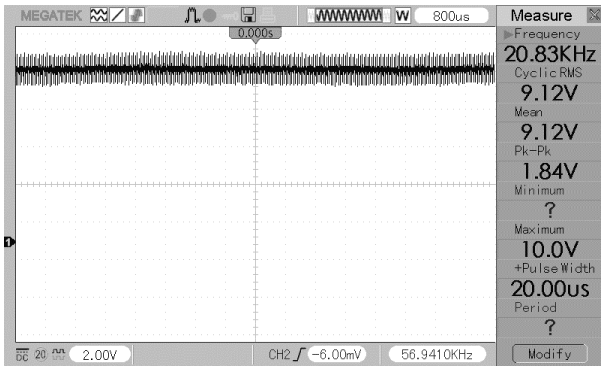


(ب)

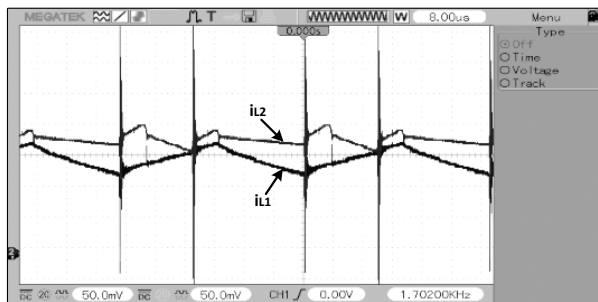
شکل ۱۴- ریپل جریان خروجی، (الف) روش PWM متقارن، (ب) روش PWM نامتقارن.

از مقاومت آجری ۰/۱ اهم استفاده شده که در شکل ۱۹(الف) شکل موج رسم شده در اسیلوسکوپ ضربدر ۱۰ هم شده است ولی در شکل ۱۹(ب) ضربدر ۱۰ نشده است.

در نتیجه مشاهده می‌شود که تمامی نتایج بدست آمده در محیط آزمایشگاهی برای مبدل باک SC اصلاح شده از قبیل ولتاژ خروجی، عدم تعادل جریان سلف‌ها در روش PWM متقارن و تعادل جریان سلف‌ها در روش PWM نامتقارن با نتایج شبیه‌سازی شده و تحلیل‌های صورت گرفته در بخش‌های قبلی مطابقت دارد.

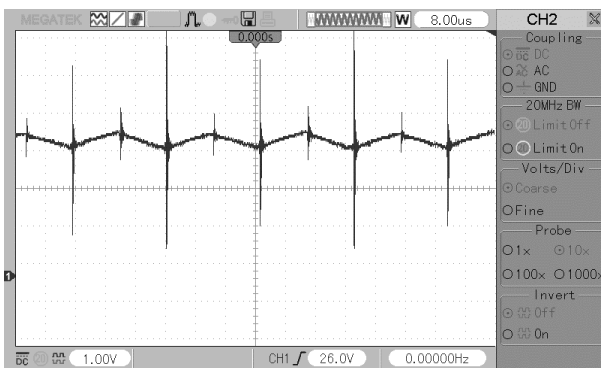


(الف)

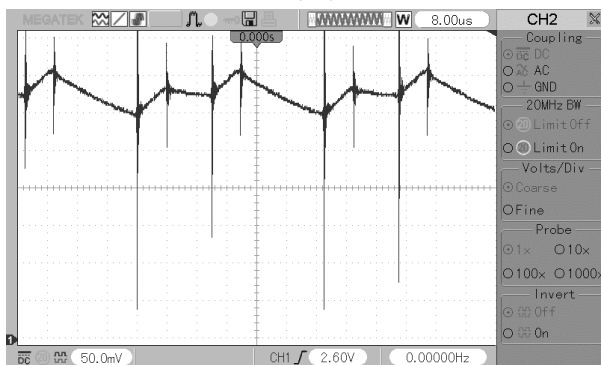


(ب)

شکل ۱۸- نتایج آزمایشگاهی در روش PWM نامتقارن (الف) ولتاژ خروجی (ب) جریان سلف‌ها

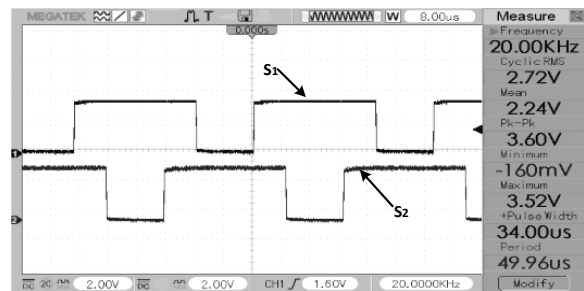


(الف)

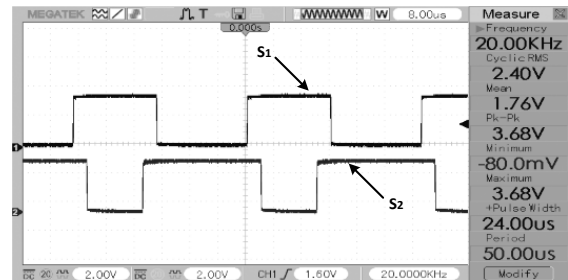


(ب)

شکل ۱۹- نتایج آزمایشگاهی، ریبیل جریان خروجی، (الف) روش PWM متقارن، (ب) روش PWM نامتقارن.

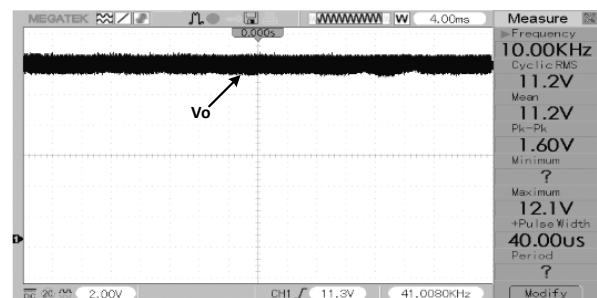


(الف)

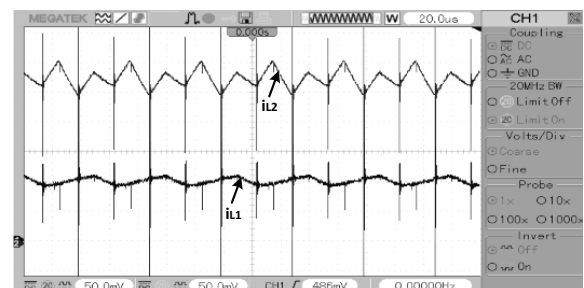


(ب)

شکل ۱۶- پالس کلیدها (الف) در روش PWM متقارن (ب) در روش PWM نامتقارن



(الف)



(ب)

شکل ۱۷- نتایج آزمایشگاهی در روش PWM متقارن (الف) ولتاژ خروجی (ب) جریان سلف‌ها

## ۵- نتیجه گیری

در این مقاله روش‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) متقارن و نامتقارن بر روی مبدل DC-DC کاهنده Interleaved اصلاح شده با خازن سری مورد بررسی قرار گرفته است. در روش PWM متقارن Duty Cycle هر دو کلید با یکدیگر برابر هستند و در روش نامتقارن Duty Cycle کلیدها با هم برابر نیستند. در روش PWM نامتقارن Duty Cycle یکی از کلیدها بر روی ۰/۵ ثابت شده است و Duty Cycle کلید دیگر بیشتر از ۰/۵ در نظر گرفته شده است. تحلیل‌های صورت گرفته و نتایج شبیه‌سازی و نمونه آزمایشگاهی نشان می‌دهد در روش PWM نامتقارن جریان سلف‌ها متعادل شده و مقدار متوسط جریان سلف‌ها با هم برابر شده است، در حالی که در روش PWM متقارن جریان سلف نامتعادل هستند. همچنین در روش PWM نامتقارن رابطه نسبت تبدیل ولتاژ مبدل خطی شده است و نسبت کاهندگی ولتاژ نسبت به روش PWM متقارن بیشتر شده است. از طرف دیگر تنش کلیدها نیز در روش PWM نامتقارن کاهش پیدا کرده است که باعث کاهش تلفات مبدل شده است.

## مراجع

- [1] I. Lee, S. Cho and G. Moon, "Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 8, pp. 3664–3675, Aug. 2012.
- [2] P. Azer, A. Emadi, "Generalized state space Average model for multiphase Interleaved buck, boost and buck-boost DC-DC converters; transient, steady state and switching dynamics" IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 8, pp. 10666-10736, Jan. 2020.
- [3] علیرضا باقریان، توحید نوری، مهدی شانه، مهدی رادمهر «ارائه یک مبدل اینترلیوید DC-DC فوق‌افزاینده ولتاژ با قابلیت کلیدزنی در ولتاژ صفر و استرس ولتاژ کم روی کلیدها برای کاربرد سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۵۲، شماره ۴، صفحات ۲۲۷-۲۱۸، ۱۴۰۱.
- [4] N. Rana, S. Banerjee, S. K. Giri, A. Trivedi and S. S. Williamson, "Modeling, Analysis and Implementation of an Improved Interleaved Buck-Boost Converter" IEEE Trans. Circuit System II., vol. 68, no. 7, pp. 2588–2592, Jul 2021.
- [5] B. N. Alajami, M. I. Marei, A. Abdelsalam, and N. A. Ahmed, "Multiphase Interleaved Converter Based on cascaded Non-Inverting Buck-Boost Converter," IEEE Access., vol. 10, pp. 42497–42506, Apr 2022.
- [6] Y. Wang, Z. Rong, Z. Sun, Y. Guan, S. Han and D. Xu, "Analysis and Implementation of a Transformerless Interleaved ZVS High-Step-Down DC-DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 38, no. 11, pp. 13484–13495, Aug 2023
- [7] P. Azer and A. Emadi, "Generalized State Space Average Model for Multi-Phase Interleaved Buck, Boost and Buck-Boost DC-DC Converters: Transient, Steady-State and Switching Dynamics," IEEE Access., vol. 9, pp. 77735–77745, Apr 2020.
- [8] J. Teng, P. Shen, B. Liu and S. Chen, "Circuit Configurable Bidirectional DC-DC Converter for Retired Batteries," IEEE Access., vol. 9, pp. 156187–156199, Nov 2021.
- [9] J. Wan, F. Liu, Y. Li, and K. Z. Liu, "An Efficient Interleaved Bidirectional DC-DC Converter With Shared Soft-switching Auxiliary Circuit," IEEE Trans. Power Electron., vol. 38, no. 11, pp. 14139–14149, May 2023.
- [10] Z. Wang, Z. Wu, T. Liu, C. Chen and Y. kang, "A High-Efficiency and High-Power-Density Interleaved Integrated Buck-Boost-LLC Converter and Its Comprehensive Optimal Design Method," IEEE Trans. Power Electron., vol. 37, no. 9, pp. 10849–10863, Apr 2022.
- [11] Z. Yao, S. Lu, "A Simple Approach to Enhance the Effectiveness of Passive Currents Balancing in an Interleaved Multiphase Bidirectional DC-DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 8, pp. 7242–7255, Nov. 2018.
- [12] H. C. Chen, C. Y. Amaro, L. M. Huang, "Decoupled Current-Balancing Control With Single-Sensor Sampling-Current Strategy For Two-Phase Interleaved Boost-Type Converters," IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 63, no. 3, pp. 1507–1518, Mar. 2016.
- [13] M. H. Jahanbakhshi, M. Etezadinejad, "Modeling and Current Balancing of Interleaved Buck Converter Using Single Current Sensor," 27 th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2019), 2019.
- [۱۴] علیرضا رمضان قنبری، ابوالقاسم راعی «روش کنترلی جدید با هدف بهینه‌سازی بازده مبدل نیم پل در تغییرات جریان بار»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۹، شماره ۲، صفحات ۶۲۵-۶۱۳، ۱۳۹۸.
- [15] C. Garcia, P. Zumel, A. D. Castro, and J. A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 21, pp. 578–586, May 2006.
- [16] Y. M. Chen, S. Y. Teseng, C. T. Tsai, and T. F. Wu, "Interleaved buckconverters with a single-capacitor turn-off snubber," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 40, no. 3, pp. 954–967, Jul. 2004.
- [17] P.-L. Wong, P. Xu, P. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 4, pp. 499–507, Jul. 2001.
- [18] K. Yao, Y. Qiu, M. Xu, and F. C. Lee, "A novel winding-coupled buck converter for high-frequency, high-step-down DC-DC conversion," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp. 1017–1023, Sep. 2005.
- [19] M. Esteki, B. Poorali, E. Adib and H. Farzanehfard, "Interleaved Buck Converter with Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio", IEEE Trans. Power Electron, 2015.
- [20] K. Nishijima, K. Harada, T. Nakano, T. Nabeshima, and T. Sato, "Analysis of double step-down two-phase buck converter for VRM," in Proc. IEEE Telecommun. Energy Conf., 2005, pp. 497–502.
- [21] K. Matsumoto, K. Nishijima, T. Sato, and T. Nabeshima, "A two-phase high step down coupled-inductor converter for next generation low voltage CPU," in Proc. IEEE Int. Conf. Power Electron. ECCE Asia, 2011, pp. 2813-2818.
- [22] S. Kim, H. Cha, H. Ahmed, and H. Kim, "Isolated Double Step-down DC-DC Converter with Improved ZVS Range and No Transformer Saturation Problem," IEEE Trans. Power Electron, vol. 32, no. 3, pp. 1792–1804, Mar. 2017.
- [23] Y. Jang, M. M. Jovanovic, and Y. Panov, "Multi-phase buck converters with extended duty cycle," in Proc. 21st Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., Mar. 2006, pp. 38–44
- [24] I.-O. Lee, S.-Y. Cho, and G.-W. Moon, "Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 8, pp. 3664–3675, Aug. 2012.
- [25] D. Do, H. Cha, B. L. Nguyen, and H. Kim, "Two-Channel Interleaved buck LED driver using current-balancing capacitor," IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 1306–1313, Sep. 2018.
- [26] P. S. Shenoy, M. Amaro, J. Morroni, and D. Freeman, "Comparison of a buck converter and a series capacitor buck converter for high-frequency, high-conversion-ratio voltage regulators," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 10, pp. 7006–7015, Oct. 2016.
- [27] K. Kim, H. Cha, S. Park, and I.-O. Lee, "A modified series-capacitor high conversion ratio DC-DC converter eliminating start-up voltage stress problem," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 1, pp. 8–12, Jan. 2018.
- [28] D. Bui, H. Cha, and V. Nguyen, "Asymmetrical PWM Series-Capacitor High-Conversion-Ratio DC-DC Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, no. 8, pp. 8628-8633, August. 2021.