
Design and Implementation of an Improved Non-Isolated Step-Up DC-DC Converter with Continuous Input Current and Common-Ground Point Suitable for DC Micro-Grids and Low-Power Solar Systems

Amir Ghorbani Esfahlan¹, Kazem Varesi², Hossein Madadi Kojabadi³

1- Master student, Department of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran
, amirghorbaniesfahlan220@gmail.com

2- Associate Professor, Power Electronics Research Lab, Department of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran
, k.varesi@sut.ac.ir (Corresponding author)

3- Professor, Department of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran
, hmadadi64@yahoo.com

Abstract:

Nowadays, the clean, non-pollutant, free and renewable energy sources are in the center of attention in industry to meet the electric energy requirements. The smart energy networks need the energy storage systems as interfaces to realize the energy management and balance between the generated and demanded energy. The power electronic converters can efficiently play the role of interface between the energy sources, load and energy storage systems. The solar energy is one of the popular renewable energies that can be converted to the electric energy through the Photovoltaic (PV) panels. The output voltage (energy) of PV panels is usually low and in DC form. Thus, the DC-DC power converters are required to enhance the low output voltage of PVs to higher practical values. They should also be capable of extracting and tracking the maximum power point of PVs. Different topologies have been presented in the literature that fulfill some requirements of DC-DC converters, such as: step-up capability, availability of common ground point, continuous source current, low required devices, low current and voltage stress on the components and so on. This paper proposes an improved configuration that combines the impedance network and quadratic boost converter, which produces high voltage boosting factors (even at low or mild duty ratios) compared to its similar counterparts. Moreover, the voltage stress of its switching devices is limited to output voltage. It also benefits from continuous input current and common-ground point, which makes it very suitable for solar cell applications. The two switches of proposed converter operate synchronously, which leads to only two operational states in continuous conduction mode (CCM) and easy control strategy. The superiority of the proposed configuration over its counterparts has been certified by comprehensive comparative analysis. Furthermore, the real and ideal voltage gain of the proposed converter has been calculated and presented. The dynamic behavior of proposed converter in the closed loop control system has been investigated through the simulation analysis carried out in PSCAD/EMTDC software, which show a good and fast response on reference tracking and disturbance elimination. The correct operation of proposed converter has been approved by simulation and experimental analysis.

Keywords: Non-Isolated DC-DC Converter, High Step-Up, Voltage Stress, Common Ground Point, Continuous Input Current

Submit date: 2022/07/02
Accepted date: 2022/11/21

Corresponding author Name: Kazem Varesi

Corresponding author address: Department of Electrical Engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran

طراحی و پیاده‌سازی یک مبدل DC-DC غیرایزوله افزایشنده بهبودیافته با جریان ورودی پیوسته و نقطه زمین-مشترک مناسب برای ریزشبکه‌های DC و سیستم‌های خورشیدی توان پایین

نوع مطالعه: پژوهشی

امیر قربانی اسفهلان^۱، دانشجوی کارشناسی‌ارشد، کاظم وارثی^۲، دانشیار، حسین مددی کجبادی^۳، استاد

۱- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

amirghorbaniesfahlan220@gmail.com

۲- آزمایشگاه تحقیقاتی الکترونیک‌قدرت، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

k.varesi@sut.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران

hmadadi64@yahoo.com

چکیده: ریزشبکه‌ها و شبکه‌های هوشمند و مدرن امروزی برای تحقق فرآیندهای کنترلی خود به ادوات الکترونیک‌قدرت واسط از جمله مبدل‌های DC-DC از نوع افزایشنده (بهره بالا) نیازمند هستند. در این مقاله ساختار بهبودیافته‌ای برای مبدل‌های DC-DC غیرایزوله پیشنهاد شده که در کنار دارا بودن مزایایی مهمی نظیر بهره ولتاژ بالا، نقطه زمین مشترک و جریان ورودی پیوسته، از ویژگی‌های مهم دیگری نظیر تعداد عناصر کاهش‌یافته، تنش جریان و ولتاژ پایین عناصر نیز بهره‌مند می‌باشد. تحلیل‌های حالت دائمی برای هر دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته و نیز ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی بطور مفصل انجام و ارائه شده است. برای ارزیابی قابلیت رقابت‌پذیری ساختار پیشنهادی، مقایسه جامعی از دیدگاه‌های مختلف بین ساختار پیشنهادی و ساختارهای مشابه پیشین صورت گرفته است. همچنین، دینامیک سریع مبدل پیشنهادی در ردیابی مرجع و نیز بهبود اثر اغتشاش شبیه‌سازی شده و مورد تأیید قرار گرفته است. کارآمدی و عملکرد صحیح ساختار پیشنهادی نیز با استفاده از مقایسات، شبیه‌سازی‌ها و نتایج آزمایشگاهی مورد تأیید قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی: مبدل DC-DC غیرایزوله، بهره ولتاژ بالا، تنش ولتاژ، نقطه زمین مشترک، جریان ورودی پیوسته.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۱۱

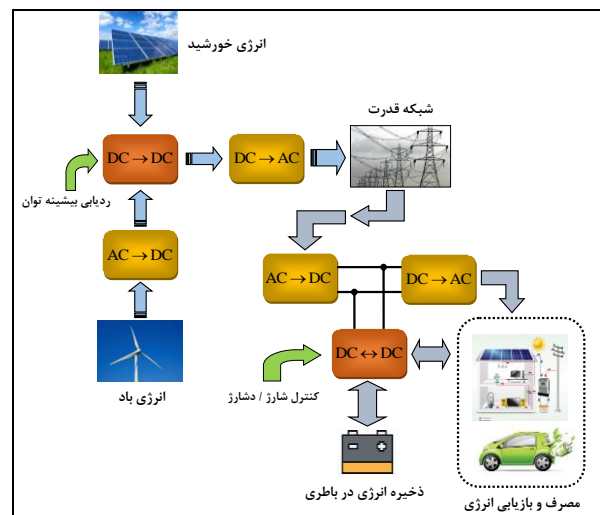
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۳۰

نام نویسنده‌ی مسئول: کاظم وارثی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: دانشگاه صنعتی سهند، دانشکده مهندسی برق، آزمایشگاه تحقیقاتی الکترونیک‌قدرت

۱- مقدمه

شبکه‌های هوشمند انرژی با هدف تأمین انرژی پایدار برای مصرف‌کننده‌ها ایجاد شده‌اند. امروزه، علاوه بر حفظ پایداری شبکه، تأمین انرژی الکتریکی از منابع پاک اهمیت ویژه‌تری پیدا کرده است که در این سیستم‌ها، مبدل‌های الکترونیک قدرت جایگاه غیرقابل انکاری را دارند. شرط لازم برای تحقق شبکه‌های مدرن و هوشمند استفاده از مبدل‌ها و ادوات الکترونیک قدرت می‌باشد (وارثی و مهدی قربانی، ۲۰۲۰)، (تقی‌لو و دیگران، ۲۰۲۰)، (وارثی، حسن‌پور و دیگران، ۲۰۲۰) و (وارثی، ۲۰۱۹). از میان این ادوات، مبدل‌های DC-DC نوع خاص و پرکاربردتری هستند که جایگاه ویژه‌ای بخصوص در سیستم‌های مبتنی بر انرژی‌های تجدیدپذیر برای خود رقم زده‌اند. بطور نمونه، شکل (۱) جایگاه این مبدل‌ها را در بخشی از ریزشبه‌های هوشمند نشان می‌دهد. مطابق شکل (۱)، مبدل‌های DC-DC نقش اساسی در مدیریت انتقال توان از سمت تولید (از نوع DC) به سمت مصرف را برعهده داشته و بسیاری از فرآیندهای کنترلی شبکه (قدرت) برعهده این مبدل‌ها می‌باشد. مطابق این شکل، مدیریت و کنترل شارژ یا دشارژ باتری‌ها در سمت مصرف نیز توسط این مبدل‌ها انجام می‌پذیرد. در سمت تولید انرژی نیز، فرآیند ردیابی و اخذ توان بیشینه از توربین‌های بادی و سلول‌های خورشیدی نیز توسط مبدل‌های DC-DC انجام می‌پذیرد (وارثی، حسینی و دیگران، ۲۰۱۸)، (وارثی، حسینی و دیگران (IET)، ۲۰۱۸) و (وارثی، حسینی و دیگران، ۲۰۱۷).



شکل (۱): جایگاه مبدل‌های DC-DC در یک ریزشبه هوشمند نمونه ادوات الکترونیک قدرت واسط DC-DC که دارای ضریب افزایشدهی (بهره ولتاژ) بالا، تلفات کم، ساختار ساده، تنش ولتاژ کم روی ادوات کلیدزنی و دینامیک سریع می‌باشند، انتخاب بسیار مناسبی برای

کاربردهای مطرح شده در شکل (۱) هستند. با توسعه و پیشرفت شبکه‌های قدرت مدرن، احساس نیاز به مبدل‌های DC-DC باکیفیت (با ویژگی‌های مذکور) بیش از پیش لمس می‌شود، بنحوی که در سال‌های اخیر ساختارهای بسیار متنوعی برای این نوع از مبدل‌ها ارائه و معرفی گردیده است (ژانگ، وانگ و دیگران، ۲۰۱۸) و (دونگ و دیگران، ۲۰۱۹). معمولاً مبدل‌های غیرایزوله افزایشده از نوع مرتبه دوم (Quadratic)، علی‌رغم ساختار عموماً ساده، قادر به تولید بهره ولتاژ بالا هستند. در مرجع (ژانگ، لیو و دیگران، ۲۰۱۸)، از یک مبدل افزایشده مرتبه دوم به همراه یک شبکه کلیدزنی-خازنی به منظور افزایش بهره ولتاژ استفاده شده است. در مرجع (جلیل‌زاده و دیگران، ۲۰۱۹) ساختار تک‌کلید افزایشده‌ای مطرح شده که در آن، تعداد زیاد کل قطعات منجر به افزایش تلفات و کاهش بازده کل شده است. در مرجع (الزهرانی و دیگران، ۲۰۱۹) خانواده‌ای از ساختارهای بهره بالا پیشنهاد شده که بر پایه سلول کلیدزنی-خازنی و دو کلید قدرت هستند. عدم هم‌زمانی عملکرد کلیدها منجر به پیچیده شدن نسبی کنترل مبدل می‌گردد. در مرجع (زنگ، لی و دیگران، ۲۰۲۰)، با بکارگیری شبکه کلیدزنی سلفی و خازنی، بهره ولتاژ افزایش یافته، اما نقطه زمین مشترک بین پایانه‌های ورودی و خروجی مبدل از بین رفته است. مبدل تک‌کلید بهره بالای دیگری در مرجع (کومارول و دیگران، ۲۰۲۱) ارائه شده که از ترکیب شبکه‌های کلیدزنی-خازنی و امیدانسی (ترکیب سلف و خازن کلیدزنی) استفاده می‌کند، اما به دلیل تعداد زیاد قطعات، تلفات آن زیاد و بازده آن پایین است. تنش جریان بالای کلید قدرت، نقیصه دیگر این مبدل است. در مرجع (نورالدین و دیگران، ۲۰۲۲)، ساختاری ارائه شده که از دو سلول کلیدزنی-خازنی و دو کلید قدرت استفاده می‌کند. نسبت تعداد قطعات بر بهره ولتاژ آن در مقایسه با سایر ساختارهای مشابه مناسب‌تر (کمتر) است. بهره ولتاژ این ساختار چهار برابر بهره مبدل افزایشده مرسوم است. یک مبدل DC-DC با ساختار توسعه‌پذیر (قابل ارتقاء به تعداد طبقات بالا) در مرجع (کومار، کریشنا و دیگران، ۲۰۲۰) ارائه شده که در آن، با افزایش تعداد طبقات، تنش جریان کلید قدرت افزایش یافته و متعاقباً احتمال آسیب دیدن آن افزایش می‌یابد. در مراجع (وارثی و قربانی (امیر)، ۲۰۲۰) و (قربانی (امیر) و وارثی، ۲۰۲۱)، مبدل‌های افزایشده مرتبه دوم مبتنی بر شبکه‌های کلیدزنی خازنی و سلفی مطرح شده که قادرند حتی به ازاء دوره‌های کاری متوسط و پایین، بهره ولتاژ بالا و مناسبی تولید کنند. در مراجع (حسن‌پور و وارثی، ۲۰۱۹) و (وارثی و اشرف-گندمی، ۲۰۱۹)، افزایش هوشمندانه تعداد کلیدها، منجر به کاهش تنش جریان آنها شده است.

در این مقاله، مبدل افزایشده مرتبه دوم مبتنی بر شبکه کلیدزنی سلفی-خازنی بهبودیافته‌ای پیشنهاد شده که علی‌رغم ساختار ساده قادر است تا با استفاده از تعداد قطعات کاهش یافته، بهره ولتاژ بالا با دینامیک

در این حالت، مطابق شکل (۳-الف)، کلیدهای Q_1 و Q_2 روشن هستند. بدلیل مثبت بودن ولتاژ دو سر دیودهای D_2 و D_3 ، این دیودها نیز شروع به هدایت می‌کنند. در این حالت، تمامی سلف‌ها در حال شارژ می‌باشند و وضعیت شارژ/دشارژ/شارژ خازن‌ها توسط مسیره‌های جریان در شکل (۳) مشخص شده است. ولتاژ سلف‌ها و جریان عبوری از خازن‌ها در حالت کاری اول، مطابق رابطه (۱) به دست می‌آید.

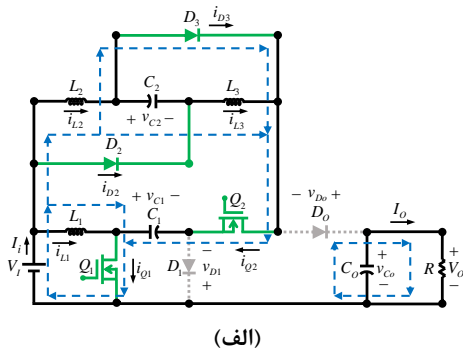
$$\begin{cases} v_{L_1} = V_I \\ v_{L_2} = v_{L_3} = v_{C_2} = V_I + v_{C_1} \end{cases}, \begin{cases} i_{C_1} = -I_i + i_{L_1} \\ i_{C_2} = I_i - (i_{L_1} + i_{L_2} + i_{L_3}) \\ i_{C_o} = -I_o \end{cases} \quad (1)$$

که t معرف زمان و D و T به ترتیب بیانگر دوره کاری و دوره کلیدزنی هستند. I_o و I_i به ترتیب بیانگر جریان‌های ورودی و خروجی هستند.

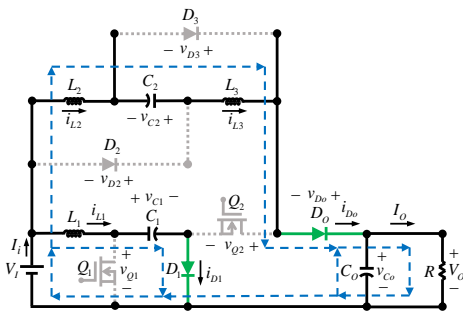
حالت کاری دوم: از $t = DT$ تا $t = T$

مطابق شکل (۳-ب)، در حالت کاری دوم، کلیدها و نیز دیودهایی که در مرحله قبل روشن بودند، خاموش می‌شوند. در این حالت، سلف‌ها دشارژ می‌شوند. ولتاژ دو سر سلف‌ها و جریان عبوری از خازن‌ها مطابق رابطه (۲) حاصل می‌شوند.

$$\begin{cases} v_{L_1} = V_I - v_{C_1} \\ v_{L_1} + v_{L_2} = V_I + v_{C_2} - V_o \end{cases}, \begin{cases} i_{C_1} = i_{L_1} \\ i_{C_2} = -i_{L_2} = -i_{L_3} \\ i_{C_o} = i_{L_3} - I_o \end{cases} \quad (2)$$



(الف)



(ب)

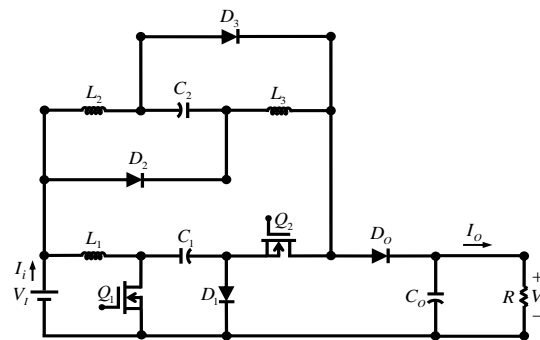
شکل (۳): مدار ساختار پیشنهادی در حالت کاری (الف) اول، (ب) دوم

پاسخگویی سریع فراهم سازد. تعداد کمینه حالات کاری، کنترل ساده، جریان ورودی پیوسته و نقطه زمین مشترک از دیگر مزایای اساسی ساختار پیشنهادی می‌باشند. ذکر این نکته حائز اهمیت است که کاربردی که برای ساختار dc-dc پیشنهادی در این مقاله در نظر گرفته شده است، صرفاً برای پنل‌های خورشیدی است. با توجه به اینکه پنل خورشیدی به عنوان منبع ورودی، امکان ذخیره انرژی را ندارد، بنابراین دوطرفه بودن مبدل پیشنهادی ضرورتی ندارد. ساختار پیشنهادی و اصول عملکرد آن در بخش ۲ ارائه می‌شود. محاسبات ریاضی مربوط به تحلیل مبدل در حالت ماندگار، در بخش ۳ ارائه می‌شود. در بخش ۴، ملاحظات طراحی عناصر غیرفعال و همچنین محاسبات محدوده فرکانس کاری مبدل ارائه می‌گردد. نتایج مقایسات صورت گرفته بین ساختار پیشنهادی و سایر ساختارهای مشابه پیشین در بخش ۵ ارائه شده است. بخش ۶، تحلیل مبدل در رژیم هدایت ناپیوسته را بررسی می‌کند. بهره ولتاژ واقعی در بخش ۷ محاسبه شده است. تحلیل بازده مبدل و تلفات در بخش ۸ انجام شده است. در بخش ۹، عملکرد دینامیکی مبدل با استفاده از کنترل کننده PI در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج تحلیل‌های شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی ساختار پیشنهادی نیز در بخش ۱۰ ارائه شده است. نتیجه‌گیری و پیشنهادات نیز در بخش ۱۱ آورده شده است.

۲- ساختار پیشنهادی

۲-۱- پیکره‌بندی

شکل (۲) پیکره‌بندی ساختار پیشنهادی را نشان می‌دهد که شامل ۲ کلید قدرت، ۳ سلف، ۳ خازن و ۳ دیود است. سلف‌های L_2-L_1 و خازن C_2 اجزای شبکه امپدانس هستند که به منظور افزایش بهره ولتاژ ساختار پیشنهادی بکار گرفته شده است.



شکل (۲): پیکره‌بندی ساختار پیشنهادی

۲-۲- اصول عملکرد مبدل

ساختار پیشنهادی در رژیم هدایت پیوسته، دارای دو حالت کاری است که هر یک در شکل ۳ نمایش و در ادامه توضیح داده می‌شوند.

حالت کاری اول: از $t = 0$ تا $t = DT$

۳- محاسبات حالت ماندگار

$$\Delta i_{L_1} = \frac{DV_I}{L_1 f}, \quad \Delta i_{L_2} = \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \frac{V_I}{L_2 f} \quad (13)$$

$$\Delta i_{L_3} = \left(\frac{D(2-D)}{1-D} \right) \frac{V_I}{L_3 f} \quad (14)$$

۳-۵- مقادیر بیشینه و کمینه جریان سلف‌ها

بیشینه/کمینه جریان سلف‌ها را می‌توان از رابطه (۱۵) محاسبه کرد.

$$(I_L)_{\max}^{\min} = I_L \pm \frac{\Delta i_L}{2} \quad (15)$$

با جاگذاری روابط (۱۰) تا (۱۴) در (۱۵)، رابطه بیشینه و کمینه مقادیر جریان سلف‌ها را می‌توان از روابط (۱۶) تا (۱۸) محاسبه کرد.

$$(I_{L_1})_{\max}^{\min} = DI_i \left[1 \pm \frac{R}{2L_1 f} \left(\frac{(1-D)^2}{3-D} \right) \right] \quad (16)$$

$$(I_{L_2})_{\max}^{\min} = \frac{1-D}{3-D} I_i \left[1 \pm \frac{R}{2L_2 f} (D(2-D)) \right] \quad (17)$$

$$(I_{L_3})_{\max}^{\min} = \frac{1-D}{3-D} I_i \left[1 + \frac{R}{2L_3 f} (D(2-D)) \right] \quad (18)$$

۳-۶- تنش جریان ادوات کلیدزنی

تنش جریان کلیدها و دیودهای ساختار پیشنهادی را می‌توان از روابط (۱۹) تا (۲۲) محاسبه کرد. بیشینه/کمینه مقادیر جریان سلف‌ها از روابط (۱۶) الی (۱۸) قابل محاسبه هستند.

$$(I_{Q_1})_{Stress} = I_i, \quad (I_{Q_2})_{Stress} = I_i - I_{L_1, \min} \quad (19)$$

$$(I_{D_1})_{Stress} = I_{L_1, \max}, \quad (I_{D_0})_{Stress} = I_{L_3, \max} \quad (20)$$

$$(I_{D_2})_{Stress} = I_i - I_{L_1, \min} - I_{L_2, \min} \quad (21)$$

$$(I_{D_3})_{Stress} = I_i - I_{L_1, \min} - I_{L_3, \min} \quad (22)$$

۴- طراحی عناصر غیرفعال و پارامترهای اساسی

۴-۱- طراحی خازن‌ها

طراحی ظرفیت خازن‌ها معمولاً با هدف محدودسازی ریپل ولتاژ این عناصر به مقادیر مجاز (Δv_{C_1} , Δv_{C_2} , Δv_{C_0}) صورت می‌پذیرد. برای محقق‌سازی این هدف، لازم است تا روابط (۲۳) و (۲۴) برقرار باشند.

$$C_1 > \left(\frac{D(3-D)}{1-D} \right) \frac{V_o}{R\Delta v_{C_1}} \quad (23)$$

$$C_2 > \frac{V_o}{R\Delta v_{C_2}}, \quad C_0 > \frac{DV_o}{R\Delta v_{C_0}} \quad (24)$$

که R بیانگر مقدار بار مقاومتی خروجی (بر حسب اهم) می‌باشد.

۳-۱- محاسبه بهره ولتاژ

با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه روی ولتاژ سلف‌ها، متوسط ولتاژ خازن‌ها و نیز بهره ولتاژ ساختار پیشنهادی در حالت دائمی مطابق روابط (۳) تا (۵) به دست می‌آیند (وارثی و قربانی (مهدی)، ۲۰۱۹).

$$\langle v_{L_1}(t) \rangle_{T_s} = 0 \Rightarrow V_{C_1} = \frac{1}{1-D} V_I, \quad V_{C_2} = \frac{2-D}{1-D} V_I \quad (3)$$

$$\langle v_{L_2}(t) + v_{L_3}(t) \rangle_{T_s} = 0 \Rightarrow V_o = \frac{3-D}{(1-D)^2} V_I \quad (4)$$

$$G_{CCM} = \frac{V_o}{V_I} = \frac{3-D}{(1-D)^2} \quad (5)$$

که V_o و V_I به ترتیب بیانگر ولتاژهای ورودی و خروجی می‌باشند.

۳-۲- تنش ولتاژ کلیدها و دیودها

تنش ولتاژ هر یک از کلیدها و دیودها بر حسب ولتاژ خروجی و دوره کاری مبدل، مطابق روابط (۶) تا (۹) قابل محاسبه‌اند.

$$V_{Q_1} = \frac{1}{1-D} V_I = \frac{1-D}{3-D} V_o, \quad V_{Q_2} = \frac{3-D}{(1-D)^2} V_I = V_o \quad (6)$$

$$V_{D_1} = \frac{1}{1-D} V_I = \frac{1-D}{3-D} V_o \quad (7)$$

$$V_{D_2} = V_{D_3} = \frac{4-D^2}{2(1-D)^2} V_I = \frac{4-D^2}{2(3-D)} V_o \quad (8)$$

$$V_{D_0} = \frac{4-2D}{(1-D)^2} V_I = \frac{4-2D}{3-D} V_o \quad (9)$$

۳-۳- متوسط جریان سلف‌ها

با اعمال اصل تعادل آمپر-ثانیه روی جریان خازن‌ها، می‌توان متوسط جریان عبوری از سلف‌ها را بر حسب جریان خروجی/ورودی و دوره کاری مطابق روابط (۱۰) تا (۱۲) محاسبه کرد.

$$\langle i_{C_1}(t) \rangle_{T_s} = 0 \Rightarrow I_{L_1} = DI_i = \frac{D(3-D)}{(1-D)^2} I_o \quad (10)$$

$$\langle i_{C_2}(t) \rangle_{T_s} = 0 \Rightarrow I_{L_2} = \frac{1-D}{3-D} I_i = \frac{1}{1-D} I_o \quad (11)$$

$$\langle i_{C_3}(t) \rangle_{T_s} = 0 \Rightarrow I_{L_3} = \frac{1-D}{3-D} I_i = \frac{1}{1-D} I_o \quad (12)$$

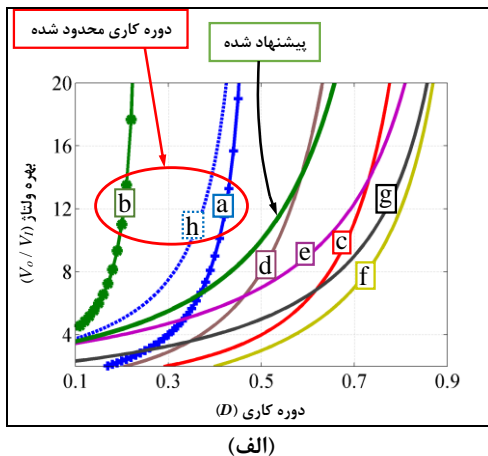
۳-۴- ریپل جریان سلف‌ها

ریپل جریان سلف‌ها را می‌توان از روابط (۱۳) و (۱۴) و بر حسب ولتاژ ورودی، فرکانس کلیدزنی (f)، اندوکتانس سلف‌ها و دوره کاری مبدل محاسبه کرد.

۵- مقایسه ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها

در این بخش، به منظور ارزیابی ویژگی‌ها و قابلیت رقابت‌پذیری ساختار پیشنهادی، مقایسه‌ای بین آن و سایر ساختارهای مشابه موجود، از دیدگاه‌های بهره‌ولتاژ، تعداد عناصر و تنش ولتاژ ادوات کلیدزنی انجام گرفته و نتایج در جدول (۱) ارائه می‌شود. مراجع a تا h به ترتیب مربوط به (ژائو، چن و دیگران، ۲۰۲۱)، (ژائو و چن، ۲۰۲۱)، (لی و دیگران، ۲۰۲۰)، (مصطفی پور و دیگران، ۲۰۲۰)، (سالوادور و دیگران، ۲۰۱۹)، (ژو، دینگ و دیگران، ۲۰۱۹)، (وانگ و دیگران، ۲۰۲۰) و (میانو، لیو و دیگران، ۲۰۲۰) هستند. همان‌گونه که از این جدول مشاهده می‌شود، ساختار پیشنهادی به همراه ساختارهای a, b, c, d, f و h دارای نقطه زمین مشترک بین ورودی و بار خروجی هستند، که این ویژگی در سایر ساختارها وجود ندارد. همچنین، برای ساختار پیشنهادی و ساختارهای a, b, c, d, e, f و g هیچ محدودیتی در انتخاب دوره کاری وجود ندارد. بنابراین، برحسب بهره‌ولتاژ مورد نیاز، دوره کاری می‌تواند هر مقداری در بازه [۰-۱] را به خود بگیرد، در حالی که بازه مجاز دوره کاری ساختارهای a, b و h کوتاه‌تر بوده و دارای محدودیت‌اند.

از جدول (۱) مشاهده می‌شود که دوره کاری لازم در ساختار پیشنهادی برای دستیابی به بهره‌ولتاژ ۱۰ بسیار کمتر از سایر ساختارهاست. استفاده از دوره کاری کوچک‌تر برای دستیابی به بهره معین، کاهش تنش جریان/ولتاژ ادوات کلیدزنی و در نتیجه کاهش تلفات و بهبود بازده کل مبدل را در پی دارد. از دیدگاه دیگر، به ازاء دوره کاری یکسان، ساختار پیشنهادی قادر است تا بهره‌ولتاژ بزرگ‌تری نسبت به دیگر ساختارها تولید کند. روابط بهره‌ولتاژ ارائه شده در جدول (۱)، بیانگر قابلیت بالای ساختار پیشنهادی در تولید بهره‌های ولتاژ بالاتر است. تعداد قطعات بکار گرفته شده در ساختار پیشنهادی با توجه به ویژگی افزایشی بالایی آن، کاملاً معقول و قابل قبول است. منحنی بهره‌ولتاژ تولیدی نسبت به دوره کاری کلید برای ساختار پیشنهادی و دیگر ساختارها در شکل (۵-الف) نمایش داده شده است.



۴-۲- طراحی اندوکتانس سلف‌ها و فرکانس کاری

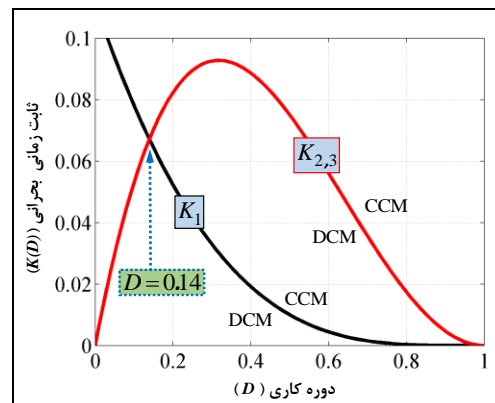
برای تضمین عملکرد حالت هدایت پیوسته (CCM) مبدل، متوسط جریان سلف‌ها باید بزرگ‌تر از نصف ریپل آن باشند. اندوکتانس مجاز سلف‌ها برای برآورده‌سازی قید فوق، مطابق رابطه (۲۵) خواهد بود.

$$L_1 > \frac{R}{2f} K_1, \quad L_2 > \frac{R}{2f} K_2, \quad L_3 > \frac{R}{2f} K_3 \quad (25)$$

که توابع K_1 , K_2 و K_3 از رابطه (۲۶) به دست می‌آیند (بابایی و دیگران، ۲۰۱۶).

$$K_1 = \left[\frac{(1-D)^4}{(3-D)^2} \right], \quad K_2 = K_3 = \left[\frac{D(2-D)(1-D)^2}{3-D} \right] \quad (26)$$

برای تعیین مرز بین نواحی کاری هدایت پیوسته (CCM) و ناپیوسته (DCM) که از آن بعنوان هدایت مرزی یا بحرانی (BCM) یاد می‌شود، توابع موجود در رابطه (۲۶) در شکل (۴) رسم شده‌اند.



شکل (۴): نواحی کاری CCM و DCM بر حسب دوره کاری کلیدها

مطابق شکل (۴) و با فرض عملکرد مبدل در دوره‌های کاری بالاتر از ۰/۱۴، برای تعیین کمینه فرکانس کلیدزنی مجاز (برای حفظ عملکرد CCM)، از توابع $K_{2,3}$ و رابطه (۲۷) استفاده می‌شود. در این ناحیه $K_{2,3} > K_1$ برقرار بوده و به عبارت دیگر، سلف‌های L_2 و L_3 زودتر از سلف L_1 وارد ناحیه DCM خواهند شد.

$$f_{\min} = \frac{RL_{2,3}}{2} K_{2,3}(D) \quad (27)$$

اگر فرکانس کلیدزنی اتخاذ شده کمتر از مقدار رابطه فوق (۲۷) باشد، مبدل وارد ناحیه عملکردی هدایت ناپیوسته (DCM) خواهد شد.

۴-۳- طراحی دوره کاری

با استفاده از رابطه (۵) و براساس بهره‌ولتاژ مطلوب در حالت هدایت پیوسته (G)، می‌توان دوره کاری مبدل را از رابطه (۲۸) محاسبه کرد.

$$D = \frac{2G - 1 - \sqrt{1 + 8G}}{2G}; \quad G \geq 3 \quad (28)$$

۶- تحلیل مبدل در رژیم هدایت ناپیوسته

۶-۱- اصول عملکرد

ساختار پیشنهادی دارای چهار حالت کاری در عملکرد هدایت ناپیوسته (DCM) است. دو حالت اول کاملاً مشابه عملکرد هدایت پیوسته (بخش ۲-۲ و شکل (۳)) است، با این تفاوت که بازه زمانی این دو حالت متفاوت و به شرح زیر است:

حالت کاری اول: از $t = 0$ تا $t = DT$

مدار معادل این حالت عیناً مشابه شکل (۳-الف) است.

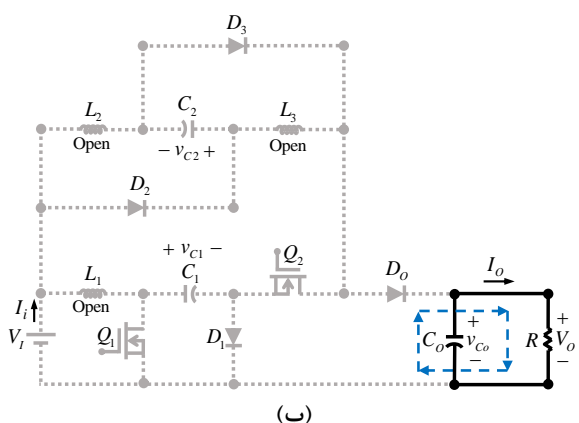
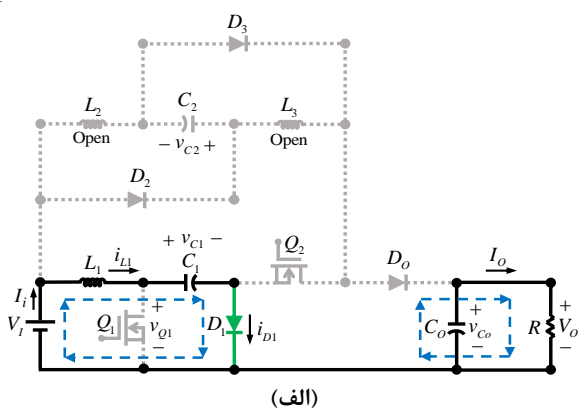
حالت کاری دوم: از $t = DT$ تا $t = D_2T$

مدار معادل این حالت نیز عیناً مشابه شکل (۳-ب) است.

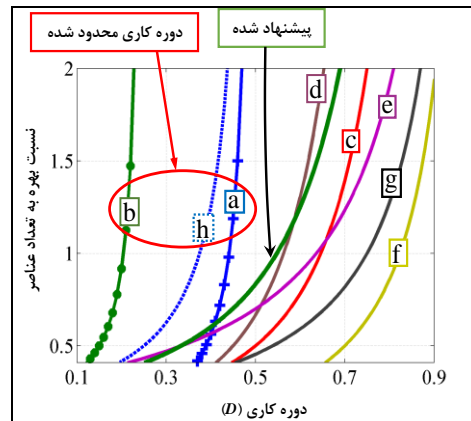
حالت کاری سوم: از $t = D_2T$ تا $t = D_1T$

در این حالت، جریان سلف‌های L_2 و L_3 به صفر رسیده و ولتاژ دو سرشان هم برابر صفر خواهند بود. معادلات حاکم بر مدار، مطابق شکل (۶-الف) بصورت رابطه (۲۹) خواهد بود.

$$\begin{cases} v_{L_1} = V_I - v_{C_1} \\ v_{L_1} + v_{L_2} = 0 \end{cases} \quad (29)$$



شکل (۶): مدار معادل ساختار پیشنهادی در عملکرد DCM. (الف) حالت کاری سوم، (ب) حالت کاری چهارم



(ب)

شکل (۵): (الف) بهره، (ب) نسبت بهره بر تعداد عناصر، برای دوره‌های کاری مختلف

به ازاء هیچ دوره کاری، هیچ‌یک از کلیدهای ساختار پیشنهادی متحمل ولتاژی بیش از ولتاژ خروجی مبدل نمی‌گردد، در حالی که این اتفاق در ساختارهای b و f رخ می‌دهد. بنابراین، از دیدگاه تنش ولتاژ روی ادوات کلیدزنی نیز ساختار پیشنهادی وضعیت مناسبی دارد.

همان‌گونه که از این شکل مشاهده می‌شود، ساختارهای h و b، a علی‌رغم تولید بهره بالا، دارای بازه مجاز بسیار کوتاه (بازه‌های $[0-0.5]$ و $[0-0.25]$) برای دوره کاری کلیدهایشان هستند. این امر، لزوم استفاده از کنترل‌کننده دقیق و حساس را در پی دارد که منجر به پیچیده شدن فرایند کنترلی این سه ساختار نسبت به سایر ساختارها می‌گردد. ساختار پیشنهادی در مقایسه با سایر ساختارها، قادر است تا بهره ولتاژ بالا و قابل قبولی را تولید کند. به منظور مقایسه و ارزیابی بهتر و در نظرگیری تأثیر هم‌زمان بهره و تعداد قطعات، شکل (۵-ب) ارائه گردیده است. شکل (۵-ب) نسبت بهره بر تعداد کل عناصر را برای دوره‌های کاری مختلف نشان می‌دهد. این شکل بیانگر بالاتر بودن نسبت بهره ولتاژ بر تعداد عناصر ساختار پیشنهادی در مقایسه با اکثر ساختارها است.

ولتاژ حالت قطع و جریان حالت وصل کلیدها و نیز حاصل ضرب این دو پارامتر (موسوم به توان کلید) برای ساختار پیشنهادی و سایر ساختارها مورد ارزیابی قرار گرفته و در جدول ۲ ارائه شده است. مقایسه توان کلیدها، امکان ارزیابی مطلوب‌تر و مقایسه واقع‌بینانه‌تری از تنش ولتاژ و جریان کلیدها را فراهم می‌سازد. همان‌گونه که از جدول ۲ مشاهده می‌شود، در ساختار پیشنهادی، کلیدی که دارای بالاترین تنش ولتاژ است، هم‌زمان دارای پایین‌ترین تنش جریان نیز می‌باشد که این امر نیز منجر به تعدیل چشمگیر توان کلید می‌گردد. مطابق جدول ۲، توان کلیدهای مبدل پیشنهادی از توان کلیدهای به کار رفته در ساختارهای d، e و g کمتر بوده و وضعیت بهتری دارد.

جدول (۱): مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر ساختارها

ساختار	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)	پیشنهادی
نقطه زمین مشترک	ندارد	دارد	دارد	دارد	ندارد	دارد	ندارد	دارد	دارد
محدودیت بازه مجاز دوره کاری	دارد	دارد	ندارد	ندارد	ندارد	ندارد	ندارد	دارد	ندارد
دوره کاری لازم برای تولید بهره $G = 10$ (بر حسب درصدی از کل بازه مجاز کلیدزنی)	۸۲ [%]	۷۸ [%]	۶۹ [%]	۵۳ [%]	۶۳ [%]	۷۶ [%]	۷۲ [%]	۷۰ [%]	۵۰ [%]
بهره ولتاژ	$\frac{1+2D}{1-2D}$	$\frac{3-4D}{1-4D}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^3}$	$\frac{3+D}{1-D}$	$\frac{3D}{1-D}$	$\frac{2+D}{1-D}$	$\frac{3}{1-2D}$	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$
تعداد کلیدها	۱	۲	۲	۲	۲	۱	۳	۲	۲
تعداد دیودها	۴	۴	۲	۴	۳	۳	۲	۵	۴
تعداد سلفها	۴	۲	۲	۳	۲	۴	۲	۱	۳
تعداد خازن‌ها	۷	۴	۲	۳	۳	۶	۴	۴	۳
تعداد کل عناصر	۱۶	۱۲	۸	۱۲	۱۰	۱۴	۱۱	۱۲	۱۲
بیشترین تنش ولتاژ در بین کلیدها	$\frac{V_o}{1+2D}$	$\frac{V_o}{3-4D}$	V_o	V_o	$\frac{V_o}{3+D}$	$\frac{V_o}{3D}$	$\frac{2V_o}{2+D}$	$\frac{V_o}{3}$	V_o
کمترین تنش ولتاژ در بین کلیدها	$\frac{V_o}{1+2D}$	$\frac{V_o}{3-4D}$	$(1-D)V_o$	$(1-D)V_o$	$\frac{V_o}{3+D}$	$\frac{V_o}{3D}$	$\frac{V_o}{2+D}$	$\frac{V_o}{3}$	$\frac{1-D}{3-D}V_o$
نسبت بهره تولیدی بر تعداد کل عناصر، به ازاء دوره کاری $D = 50\%$	۰/۱۹	۰/۴۱	۰/۵	۰/۶۶	۰/۷	۰/۲۱	۰/۴۵	۰/۵	۰/۸۳

جدول (۲): مقایسه ولتاژ، جریان و توان کلیدها

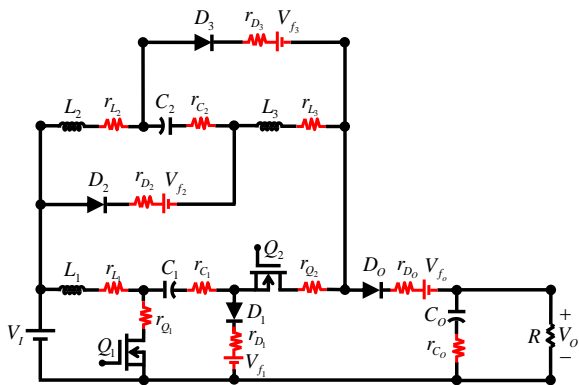
توان کلیدها	جریان حالت وصل کلیدها	ولتاژ قطع کلیدها	ساختار
$P_S = \frac{D}{(1+2D)(1-D)} \frac{V_o^2}{R}$	$I_S = \frac{D}{1-D} \frac{V_o}{R}$	$V_S = \frac{1}{1+2D} V_o$	(a)
$P_{S_1} = P_{S_2} = \frac{1}{3-16D+16D^2} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = I_{S_2} = \frac{1}{1-4D} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{1}{3-4D} V_o$	(b)
$P_{S_1} = P_{S_2} = \frac{D}{1-D} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = \frac{D}{(1-D)^2} \frac{V_o}{R}, I_{S_2} = \frac{D}{1-D} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = (1-D)V_o, V_{S_2} = V_o$	(c)
$P_{S_1} = \frac{2-D}{(1-D)^2} \frac{V_o^2}{R}, P_{S_2} = \frac{1}{1-D} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = \frac{2-D}{(1-D)^3} \frac{V_o}{R}, I_{S_2} = \frac{1}{1-D} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = (1-D)V_o, V_{S_2} = V_o$	(d)
$P_{S_1} = \frac{4D^2+12D-6}{(3+D)(1-D^2)} \frac{V_o^2}{R}$ $P_{S_2} = \frac{2D^3+10D^2+18D+12}{(3+D)(1-D^2)} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = \frac{4D^2+12D-6}{3+D-3D^2-D^3} \frac{V_o}{R}$ $I_{S_2} = \frac{2D^3+10D^2+18D+12}{3+D-3D^2-D^3} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{1}{3+D} V_o$	(e)
$P_S = \frac{1}{1-D} \frac{V_o^2}{R}$	$I_S = \frac{3D}{1-D} \frac{V_o}{R}$	$V_S = \frac{1}{3D} V_o$	(f)
$P_{S_1} = \frac{1}{1-D-D^2} \frac{V_o^2}{R}$ $P_{S_2} = \frac{1+D}{D(1-D-D^2)} \frac{V_o^2}{R}$ $I_{S_4} = \frac{1}{D(2+D)} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = \frac{1}{1-D} \frac{V_o}{R}, I_{S_2} = \frac{1+D}{D(1-D)} \frac{V_o}{R}$ $I_{S_4} = \frac{1}{D} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_4} = \frac{1}{2+D} V_o$	(g)
$P_{S_1} = P_{S_2} = \frac{1+D}{3(1-2D)} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{S_1} = I_{S_2} = \frac{1+D}{1-2D} \frac{V_o}{R}$	$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{1}{3} V_o$	(h)
$P_{Q_1} = \frac{1}{1-D} \frac{V_o^2}{R}, P_{Q_2} = \frac{3-D}{1-D} \frac{V_o^2}{R}$	$I_{Q_1} = \frac{3-D}{(1-D)^2} \frac{V_o}{R}, I_{Q_2} = \frac{3-D}{1-D} \frac{V_o}{R}$	$V_{Q_1} = \frac{1-D}{3-D} V_o, V_{Q_2} = V_o$	پیشنهادی

$$D_2 = \frac{\tau_2 \sqrt{\tau_1} (D_1 - D)}{DD_1(2D_1 - D)} + D \quad (35)$$

بطور مشابه می‌توان پارامتر D_1 را مطابق رابطه (36) و برحسب D و ثابت‌های زمانی بیان نمود. پارامتر D_2 را نیز می‌توان مطابق رابطه (37) و برحسب D و ثابت‌های موجود در (34) بیان کرد.

۷- بهره ولتاژ واقعی

برای محاسبه بهره ولتاژ واقعی مبدل، نیاز است تا مدل واقعی عناصر لحاظ گردد. شکل (۸) ساختار پیشنهادی را با در نظرگیری مدل واقعی عناصر نشان می‌دهد.



شکل (۸): مدل واقعی ساختار پیشنهادی

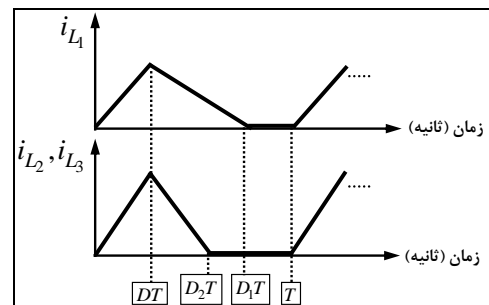
کلیدها که از نوع ماسفت هستند، توسط یک مقاومت حالت هدایت کلید معادل‌سازی می‌شوند. دیودها نیز توسط اتصال سری افت ولتاژ مستقیم و مقاومت حالت هدایت‌شان مدل‌سازی می‌شوند. سلف‌ها و خازن‌ها نیز با در نظرگیری مقاومت معادل سری‌شان معادل‌سازی می‌شوند. عناصر پارازیتی لحاظ شده در مدل واقعی باعث افزایش افت ولتاژ روی قطعات و نیز کاهش بهره ولتاژ نسبت به حالت ایده‌آل می‌گردند. با تحلیل مبدل در دو حالت کاری و در حالت هدایت پیوسته، ولتاژ حالت ماندگار خازن‌ها بر اساس روابط (38) و (39) برحسب دوره کاری و عناصر تلفاتی بدست می‌آیند. رابطه بهره ولتاژ واقعی ساختار پیشنهادی (رابطه بین ولتاژ خروجی و ورودی) نیز مطابق رابطه (40) محاسبه می‌شود که در آن، تابع F از رابطه (41) حاصل می‌شود. با در نظرگیری مقادیر نمونه (مراجعه شود به بخش ضمیمه) برای عناصر تلفاتی، منحنی‌های بهره واقعی و ایده‌آل ساختار پیشنهادی محاسبه و در شکل (9) رسم شده‌اند.

حالت کاری چهارم: از $t = D_1T$ تا $t = T$

در حالت چهارم، سلف L_1 نیز بطور کامل تخلیه شده و جریان آن به صفر می‌رسد. بدین ترتیب، مطابق رابطه (30)، ولتاژ تمام سلف‌ها برابر صفر می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل (6-ب) نشان داده شده است. در این حالت، انرژی بار تنها توسط خازن خروجی تأمین می‌شود.

$$\begin{cases} v_{L_1} = 0 \\ v_{L_1} + v_{L_2} = 0 \end{cases} \quad (30)$$

بر اساس شکل (7)، لحظه $t = D_1T$ زمان صفر شدن جریان سلف L_1 و $t = D_2T$ زمان صفر شدن جریان سلف‌های L_2 و L_3 می‌باشد.



شکل (7): شکل موج جریان سلف‌ها در حالت هدایت ناپیوسته

۲-۶- محاسبه بهره ولتاژ

مشابه عملکرد هدایت پیوسته، با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه روی سلف‌ها، متوسط ولتاژ خازن‌ها و بهره ولتاژ مبدل در حالت ماندگار به صورت روابط (31) تا (33) بدست می‌آیند.

$$V_{C_1} = \frac{D_1}{D_1 - D} V_I \quad (31)$$

$$V_{C_2} = \frac{2D_1 - D}{D_1 - D} V_I \quad (32)$$

$$G_{DCM} = \frac{V_o}{V_I} = \frac{3D_1D_2 + D(D_1 - 2D_2)}{(D_1 - D)(D_2 - D)} \quad (33)$$

با استفاده از برخی از روابط حاکم بر مبدل‌های DC-DC، می‌توان مقادیر پارامترهای D_1 و D_2 را برحسب D و ثابت‌های زمانی مدار به دست آورد. ثابت‌های زمانی مطابق رابطه (34) تعریف می‌شوند:

$$\tau_1 = \frac{2L_1}{RT}, \quad \tau_2 = \frac{2L_2}{RT}, \quad \tau_3 = \frac{2L_3}{RT} \quad (34)$$

پارامتر D_2 را می‌توان از رابطه (35) برحسب D_1 و D محاسبه کرد.

$$D_1 = \frac{3\tau_2\sqrt{\tau_1} + 2\tau_1\tau_2 - 6D^3 + 2\sqrt{9D^6 + (\tau_1\tau_2 - 8)D^4 + (2\tau_2\tau_1 - 9\tau_2\sqrt{\tau_1} + 24)D^3 - (\tau_1^2\tau_2^2 + 3\tau_1\tau_2)D}}{2(8D^2 - \tau_1\tau_2)} \quad (36)$$

$$D_2 = \frac{\tau_2\sqrt{\tau_1} \left(\frac{3\tau_2\sqrt{\tau_1} + 2\tau_1\tau_2 - 6D^3 + 2\sqrt{9D^6 + (\tau_1\tau_2 - 8)D^4 + (2\tau_2\tau_1 - 9\tau_2\sqrt{\tau_1} + 24)D^3 - (\tau_1^2\tau_2^2 + 3\tau_1\tau_2)D}}{2(8D^2 - \tau_1\tau_2)} - D \right)}{3\tau_2\sqrt{\tau_1} + 2\tau_1\tau_2 - 6D^3} + D \quad (37)$$

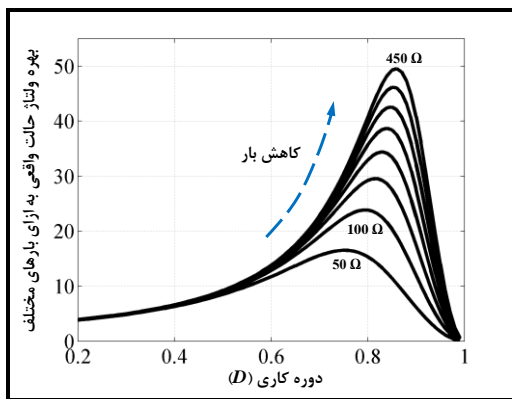
$$D \frac{\sqrt{9D^6 + (\tau_1\tau_2 - 8)D^4 + (2\tau_2\tau_1 - 9\tau_2\sqrt{\tau_1} + 24)D^3 - (\tau_1^2\tau_2^2 + 3\tau_1\tau_2)D}}{2(8D^2 - \tau_1\tau_2)} \times (2 \frac{\sqrt{9D^6 + (\tau_1\tau_2 - 8)D^4 + (2\tau_2\tau_1 - 9\tau_2\sqrt{\tau_1} + 24)D^3 - (\tau_1^2\tau_2^2 + 3\tau_1\tau_2)D}}{2(8D^2 - \tau_1\tau_2)} - D)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_I - (1-D)V_{f_1} - \frac{V_o}{R} \left[r_{L_1} \left(\frac{D(3-D)}{(1-D)^2} \right) + r_{Q_1} \left(\frac{1+2D^2-D^3}{(1-D)^2} \right) + r_{C_1} \left(\frac{D(3-D)}{1-D} \right) + r_{D_1} \left(\frac{D(3-D)}{1-D} \right) \right]}{1-D} \quad (38)$$

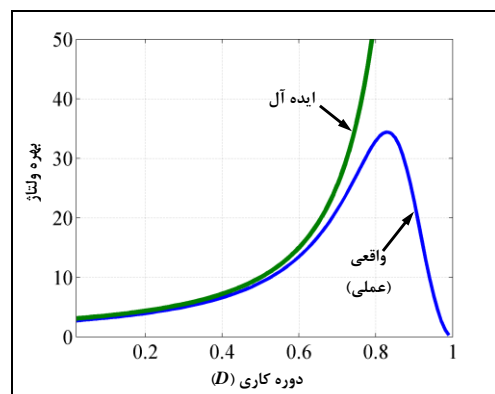
$$V_{C_2} = \frac{(2-D)V_I - (1-D)[V_{f_1} + V_{f_2} + V_{f_3}] - \frac{V_o}{R} \left[r_{L_1} \left(\frac{D(3-D)}{(1-D)^2} \right) + r_{Q_1} \left(\frac{1+2D^2-D^4}{D(1-D)^2} \right) + r_{Q_2}(3-D) + r_{C_1} \left(\frac{3-D}{1-D} \right) + r_{D_1} \left(\frac{D(3-D)}{1-D} \right) + r_{D_3} \left(\frac{1}{D} \right) + r_{D_2} \left(\frac{1-D}{D} \right) + r_{C_2} \left(\frac{1-D}{D} \right) \right]}{1-D} \quad (39)$$

$$V_o = \frac{(3-D)V_I - (1-D^2)V_{f_1} - (1-D)[V_{f_2} + V_{f_3}] - (1-D)^2V_{f_o}}{(1-D)^2 + \frac{1}{R}[F]} \quad (40)$$

$$F = \left(\frac{(1+2D^2-D^4)(1+D)}{D(1-D)^2} \right) r_{Q_1} + (3-2D-D^2)r_{Q_2} + \left(\frac{D(3-2D-D^2)}{1-D} \right) r_{D_1} + \left(\frac{1}{D} \right) r_{D_2} + \left(\frac{1}{D} \right) r_{D_3} + (1-D^2)r_{D_o} + \left(\frac{D(3-2D-D^2)}{(1-D)^2} \right) r_{L_1} + (1-D^2)r_{L_2} + (1-D^2)r_{L_3} + \left(\frac{3-2D-D^2}{1-D} \right) r_{C_1} + \left(\frac{1-D}{D} \right) r_{C_2} \quad (41)$$



(ب)



(الف)

شکل (۹): (الف) مقایسه بهره ولتاژ ایده آل و واقعی در بار ۲۰۰ اهم، (ب)

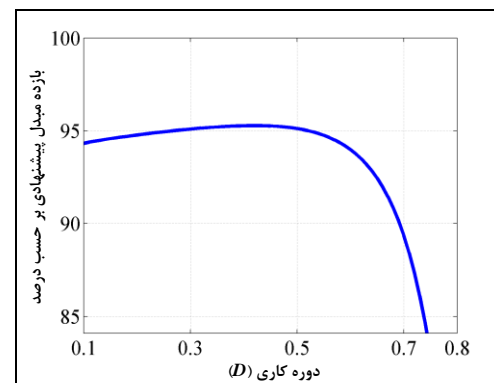
بهره ولتاژ واقعی به ازاء بارهای مختلف

۸- تحلیل بازده و تلفات

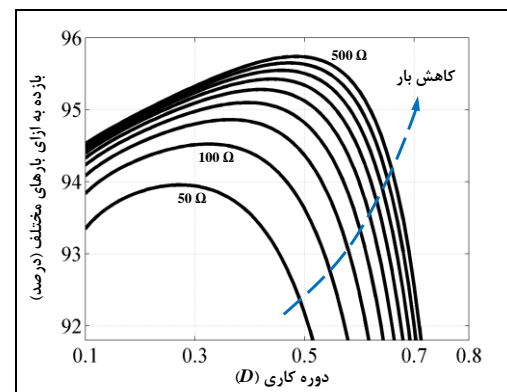
با استفاده از رابطه (۴۲) می‌توان بازده ساختار پیشنهادی را برحسب دوره کاری محاسبه و مطابق شکل (۱۰) رسم کرد.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o I_o}{V_I I_i} = \frac{G_{Real}}{G_{Ideal}} \quad (42)$$

همان‌گونه که از رابطه (۴۲) مشاهده می‌شود، بازده مبدل برابر نسبت بهره واقعی به بهره ایده‌آل است. براساس شکل (۱۰-الف) و با فرض بار ۲۰۰ اهم، بازده ساختار پیشنهادی در بازه وسیعی از دوره‌های کاری (۷۰٪ و کمتر از آن) همواره بالای ۹۰٪ باقی می‌ماند، که مقدار مطلوبی می‌باشد. از شکل (۱۰-ب) نیز مشاهده می‌شود که با کاهش توان بار (افزایش مقاومت)، بازده ساختار پیشنهادی افزایش می‌یابد.



(الف)

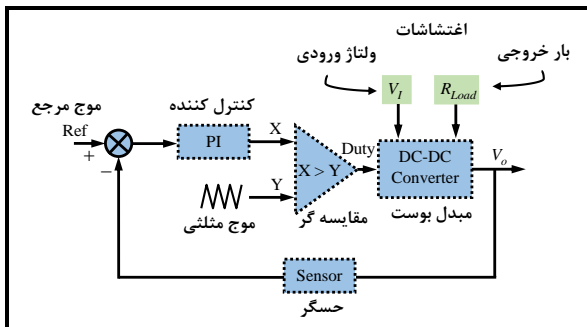


(ب)

شکل (۱۰): بازده ساختار پیشنهادی برحسب دوره کاری به ازاء الف) بار ۲۰۰ اهم، ب) بارهای مختلف

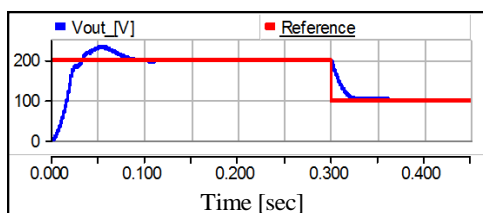
سیگنال مرجع را ردیابی و دنبال کند. همچنین، این سیستم باید بتواند تا در زمان کوتاهی اثر اغتشاش وارد شده به آن را نیز برطرف سازد. سیستم کنترلی نمایش داده شده در شکل (۱۱) با احتساب ضرایب نشان داده شده در رابطه (۴۳) برای کنترل‌کننده PI، در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC شبیه‌سازی و مورد ارزیابی قرار گرفته و نتایج آن در شکل‌های (۱۲) و (۱۳) نشان داده شده است.

$$\begin{cases} K_p = 0.0015 \\ T_i = 5.5 \text{ [sec]} \end{cases} \quad (43)$$



شکل (۱۱): سیستم کنترل حلقه‌بسته برای ارزیابی رفتار دینامیکی مبدل پیشنهادی

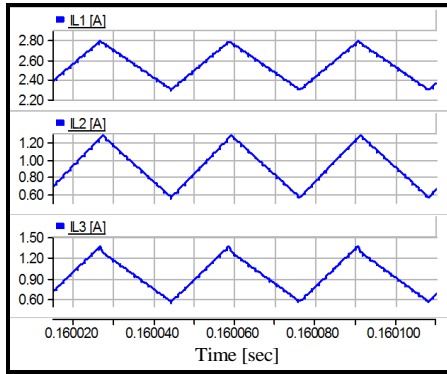
همان‌گونه که در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود، سیگنال مرجع ولتاژ خروجی در یک لحظه به طور ناگهانی از ۲۰۰ ولت به ۱۰۰ ولت تغییر پیدا می‌کند و سیگنال ولتاژ خروجی (پاسخ سیستم حلقه‌بسته) نیز در کمتر از ۰/۱۵ ثانیه آن را ردیابی می‌کند. خطای حالت ماندگار بسیار ناچیز است. شکل (۱۳) عملکرد سیستم کنترلی حین ورود اغتشاش به سیستم را نشان می‌دهد. از رایج‌ترین اغتشاشات ممکن در اکثر کاربردها می‌توان به نوسان ولتاژ ورودی (شکل ۱۳-الف) و یا بار خروجی (شکل ۱۳-ب) اشاره کرد. بنابراین، سیستم کنترلی حلقه‌بسته باید بتواند اثرات این اغتشاشات را به خوبی رفع نماید. همان‌طور که از شکل‌های (۱۳-الف) و (۱۳-ب) مشهود است، سیستم کنترلی حلقه‌بسته بخوبی توانسته تا اثر اغتشاشات ناشی از تغییرات ولتاژ ورودی یا بار خروجی را رفع نموده و مقدار ولتاژ خروجی را در مقدار مرجع ۲۰۰ ولت باقی نگه دارد.



شکل (۱۲): ردیابی سیگنال مرجع توسط سیستم کنترلی حلقه‌بسته

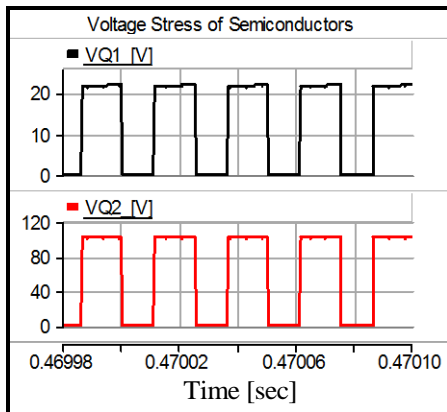
۹- رفتار دینامیکی مبدل

مطابق شکل (۱۱)، می‌توان از یک سیستم کنترل حلقه‌بسته برای کنترل و تثبیت ولتاژ خروجی ساختار پیشنهادی استفاده کرد. کنترل‌کننده استفاده شده در این مطالعه از نوع PI می‌باشد. اگر سیستم دارای دینامیک سریع باشد، بایستی بتواند در زمان کوتاهی



شکل (۱۵): شکل موج جریان سلف‌ها حاصل از شبیه‌سازی‌ها

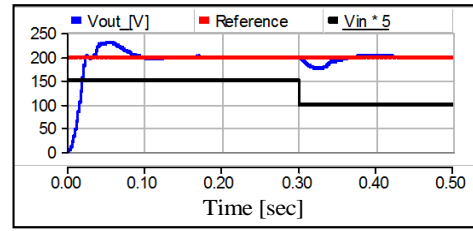
تنش ولتاژ کلیدهای Q_1 و Q_2 (مطابق شکل (۱۶))، دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_0 به ترتیب برابر $۲۲/۵$ ، ۱۰۰ ، $۲۲/۵$ ، ۶۳ ، ۶۳ و ۱۲۰ ولت است. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_0 نیز به ترتیب برابر $۲۲/۵$ ، ۳۴ و ۱۰۰ ولت است.



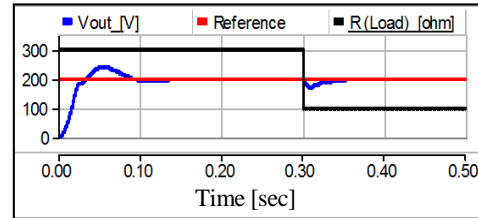
شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ روی کلیدها حاصل از شبیه‌سازی

۱۰-۲- نتایج آزمایشگاهی

شکل (۱۷) نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. فرمان کلیدزنی ابتدا از ریزپردازنده Arduino UNO به مدار راه‌انداز گیت کلیدها وارد شده و سیگنال پالسی با دامنه حدود ۲۰ ولت و فرکانس ۳۱ کیلوهرتز را به گیت کلیدها (MOSFET) اعمال می‌کند. مقادیر این بخش نیز مشابه بخش شبیه‌سازی و براساس جدول (۲) می‌باشد. با این تفاوت که در شبیه‌سازی‌ها، حالت ایده‌آل عناصر لحاظ شده است. مطابق شکل (۱۸)، ولتاژ خروجی و جریان منبع حاصل از نتایج عملی به ترتیب برابر ۸۰ ولت و $۳/۶۴$ آمپر می‌باشند. بنابراین، بهره ولتاژ حاصل از نتایج عملی برابر $۶/۶۶$ است. این تفاوت ناشی از مقاومت‌های پارازیتی عناصر و افت ولتاژ دیودها می‌باشد.



(الف)



(ب)

شکل (۱۳): حذف اثر اغتشاشات توسط سیستم حلقه بسته، (الف) تغییرات ولتاژ ورودی، (ب) تغییرات بار خروجی

۱۰- نتایج شبیه‌سازی و عملی

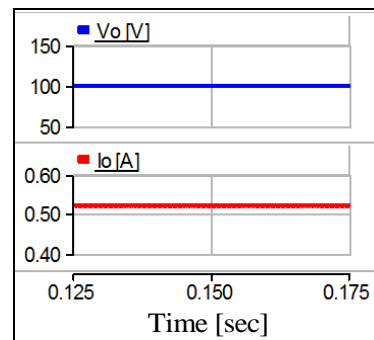
۱۰-۱- شبیه‌سازی

مبدل پیشنهادی با استفاده از پارامترهای نشان داده شده در جدول (۲) در محیط نرم‌افزار PSCAD شبیه‌سازی شده است. مطابق این جدول و شکل (۱۴)، مقدار ولتاژ و جریان خروجی (بار) به ترتیب برابر ۱۰۰ ولت و $۰/۵۲$ آمپر می‌باشد. بهره ولتاژ حاصل از نتایج شبیه‌سازی برابر $۸/۳۳$ می‌باشد که به ازاء دوره کاری ۴۵% حاصل شده است.

جدول (۲): پارامترهای شبیه‌سازی و مقادیر آنها

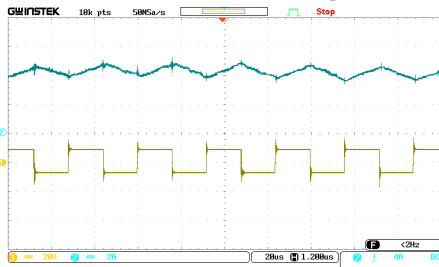
مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
$192[\Omega]$	بار خروجی (R)	$12[V]$	ولتاژ ورودی (V_i)
$100[V]$	ولتاژ خروجی (V_o)	$31[kHz]$	فرکانس (f)
$0.52[A]$	جریان خروجی (I_o)	$350, 700, 600 [\mu H]$	L_1, L_2, L_3
$45 [\%]$	دوره کاری (D)	$100, 100, 220 [\mu F]$	C_1, C_2, C_0

مطابق شکل موج جریان سلف‌ها که در شکل (۱۵) نشان داده شده، بیشینه و کمینه جریان برای سلف L_1 به ترتیب $۲/۸$ و $۲/۳$ آمپر، برای سلف L_2 برابر $۱/۲۶$ و $۰/۵۶$ آمپر و برای سلف L_3 برابر $۱/۳۶$ و $۰/۵۶$ آمپر می‌باشند.

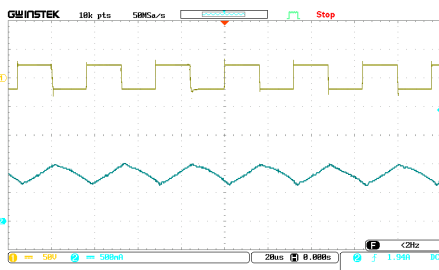


شکل (۱۴): شکل موج ولتاژ و جریان بار حاصل از شبیه‌سازی‌ها

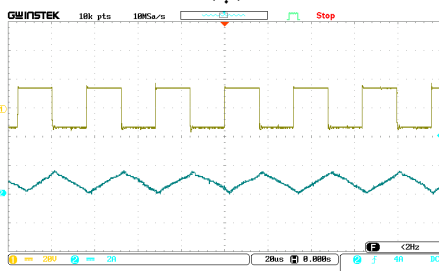
مناسب این ساختار در بازه وسیعی از دوره‌های کاری دارد. عملکرد دینامیکی مناسب مبدل در ردیابی سیگنال مرجع و رفع اثر اغتشاشات ورودی نیز با نتایج شبیه‌سازی اثبات گردید. قابلیت رقابت‌پذیری ساختار پیشنهادی نیز از طریق مقایسات مورد تأیید قرار گرفت. عملکرد صحیح مبدل نیز از طریق تحلیل‌های ریاضی، نتایج شبیه‌سازی و عملی نیز مورد بررسی و تأیید قرار گرفت.



(الف)

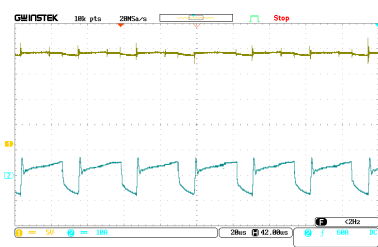


(ب)



(ج)

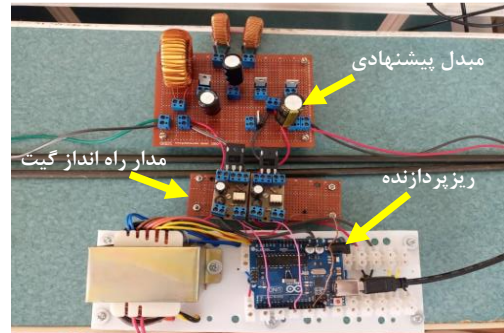
شکل (۱۹): شکل موج ولتاژ و جریان سلف (الف) L_1 ، (ب) L_2 ، (ج) L_3



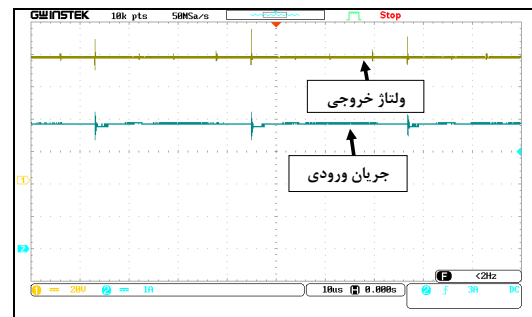
(الف)



(ب)



شکل (۱۷): نمونه آزمایشگاهی ساخته شده برای مبدل پیشنهادی



شکل (۱۸): نتایج آزمایشگاهی برای شکل موج ولتاژ خروجی و جریان ورودی

مطابق شکل (۱۹)، بیشینه و کمینه مقدار ولتاژ و جریان سلف‌ها مطابق مقادیر رابطه (۴۴) هستند.

$$\begin{cases} -8[V] \leq v_{L_1} \leq 9[V] \\ -20[V] \leq v_{L_2} \leq 22[V] \\ -13[V] \leq v_{L_3} \leq 14[V] \end{cases}, \begin{cases} 2[A] \leq I_{L_1} \leq 2.8[A] \\ 0.4[A] \leq I_{L_2} \leq 1[A] \\ 0.4[A] \leq I_{L_3} \leq 1.6[A] \end{cases} \quad (44)$$

اختلاف اندک نتایج عملی و شبیه‌سازی ناشی از مؤلفه‌های پارازیتی عناصر می‌باشند. ولتاژ و جریان خازن‌ها نیز در شکل (۲۰) ارائه شده‌اند. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_0 به ترتیب ۱۸، ۲۴ و ۸۰ ولت می‌باشند. مطابق شکل (۲۱)، تنش ولتاژ کلیدهای Q_1 و Q_2 به ترتیب ۱۸ و ۸۰ ولت هستند.

۱۱- نتیجه

در این مقاله، ساختار بهبودیافته‌ای برای مبدل‌های dc-dc پیشنهاد شده که علی‌رغم غیرایزوله بودن و عدم استفاده از سلف‌ترویج، قادر به تولید بهره ولتاژ بالا می‌باشد. تعداد قطعات استفاده شده توسط ساختار پیشنهادی در مقایسه با سایر ساختارها پایین و در حد معقول می‌باشد. وجود نقطه زمین مشترک در آن می‌تواند جریان نشتی ناشی از پنل‌های خورشیدی را حذف کند. جریان ورودی پیوسته آن نیز ویژگی مهم دیگری است که در ردیابی نقطه بیشینه توان سلول‌های خورشیدی ضروری است. ساختار پیشنهادی دارای بازه وسیع (۱-۰) برای دوره کاری کلیدهاست. قابلیت تولید بهره بالا حتی به ازاء دوره‌های کاری متوسط و پایین، تنش ولتاژ و جریان پایین کلیدها نیز دیگر مزایای ساختار پیشنهادی است. تحلیل‌های تلفات نشان از بازده

energies," in 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), Shiraz University, Shiraz, Iran, pp. 747-751.

Jalilzadeh T, Rostami N, Babaei E, and Maalandish M, (2019). "Ultra-step-up dc-dc converter with low-voltage stress on devices," IET Power Electronics, vol. 12, pp. 345-357.

Kumar G. G, Krishna M. S, Kumaravel S, and Babaei E, (2020). "Multi-stage DC-DC converter using active LC2D network with minimum component," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 68, pp. 943-947.

Kumaravel S and Babu P. E, (2021). "Reduced Switch Voltage Stress Ultra-Gain DC-DC Converter for High Voltage Low Power Applications," IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 69, pp. 1277-1281.

Li G, Jin X, Chen X, and Mu X, (2020). "A novel quadratic boost converter with low inductor currents," cps transactions on power electronics and applications, vol. 5, pp. 1-10.

Miao S, Liu W, and Gao J, (2020). "Single-Inductor Boost Converter With Ultrahigh Step-Up Gain, Lower Switches Voltage Stress, Continuous Input Current, and Common Grounded Structure," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, pp. 7841-7852.

Mostafapour H, Varesi K, and Padmanaban S, (2020). "A Developed Large Boosting Factor DC-DC Converter Feasible for Photovoltaic Applications," Green Energy: Solar Energy, Photovoltaics, and Smart Cities, pp. 515-548.

Nooruddin A. S, Mahmood A, Zaid M, Sarwer Z, and Sarwar A, (2022). "A New Non-isolated High Gain DC-DC Converter for Microgrid Applications," in Machine Learning, Advances in Computing, Renewable Energy and Communication, ed: Springer, pp. 553-565.

Salvador M. A, de Andrade J. M, Lazzarin T. B, and Coelho R. F, (2019). "Nonisolated high-step-up DC-DC converter derived from switched-inductors and switched-capacitors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, pp. 8506-8516.

Taghiloo T, Varesi K, and Padmanaban S, (2020). "A Large-Gain Continuous Input-Current DC-DC Converter Applicable for Solar Energy Systems," Green Energy: Solar Energy, Photovoltaics, and Smart Cities, pp. 345-367.

Varesi K, (June 2019). "A Novel Extra High Gain Non-Isolated DC-DC Converter With Continuous Input/Output Current," in 2019 Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG), Shahid Beheshti University, Tehran, Iran, pp. 1-6.

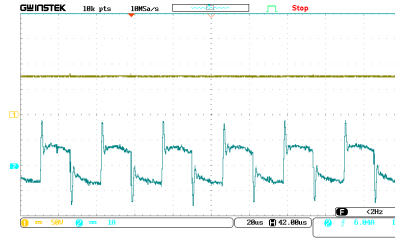
Varesi K, AshrafGandomi A, and Saeidabadi S, (June 2019). "A new multi-phase high step-up DC-DC converter appropriate for PV applications," in 2019 Iranian Conference on Renewable Energy & Distributed Generation (ICREDG), Shahid Beheshti University, Tehran, Iran, pp. 1-6.

Varesi K and Ghorbani Esfahlan A, (August 2020). "An Enhanced-Gain Quadratic-Boost DC-DC Configuration," in 2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Tabriz University, Tabriz, Iran, pp. 1-5.

Varesi K and Ghorbani M, (2019) "A Novel Extendable Single-Switch Quadratic-Based High Step-Up DC-DC Converter," in 2019 International Power System Conference (PSC), Tehran, Iran, pp. 368-373.

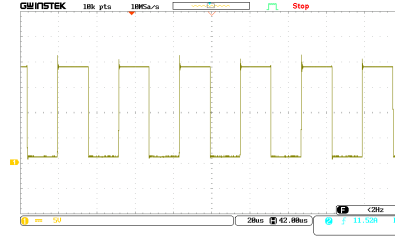
Varesi K and Ghorbani M, (2020). "A generalized common-ground single-switch continuous input-current boost converter favourable for DC microgrids," International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 48, pp. 1658-1675.

Varesi K, Hassanpour N, and Saeidabadi S, (2020). "Novel high step-up DC-DC converter with increased voltage gain per devices and continuous input current suitable for DC microgrid applications," International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 48, pp. 1820-1837.

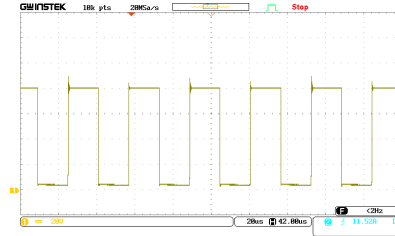


(ج)

شکل (۲۰): شکل موج ولتاژ و جریان خازن (الف) C_1 ، (ب) C_2 ، (ج) C_o



(الف)



(ب)

شکل (۲۱): شکل موج ولتاژ کلید (الف) Q_1 ، (ب) Q_2

ضمایم

۱- مقدار عناصر تلفاتی مربوط به بخش ۷:

$$r_{Q_1} = r_{Q_2} = 0.04 \Omega, \quad r_{D_1} = r_{D_2} = r_{D_3} = r_{D_o} = 0.02 \Omega,$$

$$r_{L_1} = 0.1 \Omega, \quad r_{L_2} = r_{L_3} = 0.08 \Omega$$

$$r_{C_1} = r_{C_2} = 0.004 \Omega, \quad R (\text{Load}) = 200 \Omega$$

$$V_{f_1} = V_{f_2} = V_{f_3} = V_{f_o} = 1 V$$

مراجع

Alzahrani A, Ferdowsi M, and Shamsi P, (2019). "A family of scalable non-isolated interleaved DC-DC boost converters with voltage multiplier cells," IEEE Access, vol. 7, pp. 11707-11721.

Babaei E, Varesi K, and Vosoughi N, (2016). "Calculation of critical inductance in n-input buck dc-dc converter," IET Power Electronics, vol. 9, pp. 2434-2444.

Dung N. A, Chiu H.-J, Liu Y.-C, and Huang P. J, (2019). "Analysis and implementation of a high voltage gain 1 MHz bidirectional DC-DC converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, pp. 1415-1424.

Ghorbani Esfahlan A and Varesi K, (February 2021). "A New High Step-Up DC-DC Converter Based on Impedance Network," in 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tabriz University, Tabriz, Iran pp. 1-5.

Hassanpour N and Varesi K, (February 2019) "A new non-isolated high gain DC-DC converter suitable for renewable

- Varesi K, Hosseini S. H, Sabahi M, and Babaei E, (2018). "Modular non-isolated multi-input high step-up dc-dc converter with reduced normalised voltage stress and component count," IET Power electronics, vol. 11, pp. 1092-1100.
- Varesi K, Hosseini S. H, Sabahi M, Babaei E, and Vosoughi N, (February 2017). "An improved Non-Isolated Multiple-Input buck dc-dc converter," in 2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, pp. 119-124.
- Varesi K, Hosseini S. H, Sabahi M, Babaei E, Saeidabadi S, and Vosoughi N, (2018). "Design and analysis of a developed multiport high step-up DC-DC converter with reduced device count and normalized peak inverse voltage on the switches/diodes," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, pp. 5464-5475.
- Wang Z, Wang P, Li B, Ma X, and Wang P, (2020). "A Bidirectional DC-DC Converter With High Voltage Conversion Ratio and Zero Ripple Current for Battery Energy Storage System," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, pp. 8012-8027.
- Zeng Y, Li H, Wang W, Zhang B, and Zheng T. Q, (2020). "High-efficient high-voltage-gain capacitor clamped DC-DC converters and their construction method," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, pp. 3992-4003.
- Zhang Y, Liu H, Li J, Sumner M, and Xia C, (2018). "DC-DC boost converter with a wide input range and high voltage gain for fuel cell vehicles," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, pp. 4100-4111.
- Zhang G, Wang Z, Yu S. S, Chen S.-Z, Zhang B, Iu H. H.-C, et al., (2018). "A generalized additional voltage pumping solution for high-step-up converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, pp. 6456-6467.
- Zhao J and Chen D, (2021). "Switched-capacitor high voltage gain Z-source converter with common ground and reduced passive component," IEEE Access, vol. 9, pp. 21395-21407.
- Zhao J, Chen D, and Jiang J, (2021). "Transformerless high step-up DC-DC converter with low voltage stress for fuel cells," IEEE Access, vol. 9, pp. 10228-10238.
- Zhu B, Ding F, and Vilathgamuwa D. M, (2019). "Coat circuits for DC-DC converters to improve voltage conversion ratio," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, pp. 3679-3687.