

مبدل dc-dc افزایشنده تک ورودی-چند خروجی توسعه یافته

سپیده بهرآور^۱، دانشجوی دکتری؛ کریم عباس زاده^۲، استاد؛ جواد علمائی^۳، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب- تهران- ایران- st_s_bahravar@azad.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب- تهران- ایران- K_abbaszadeh@azad.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب- تهران- ایران- J_olamaei@azad.ac.ir

چکیده: در این مقاله تحلیل ساختاری از مبدل dc-dc افزایشنده تک ورودی-چند خروجی شامل یک سلف ارائه شده است. خروجی های این مبدل مستقل و منفصل از هم هستند و در کاربردهایی که نیاز به سطوح ولتاژ چندگانه (مجزا) و مستقل از هم به همراه شارش جریان یک سوپه باشد، به کار می رود. لازم به ذکر است که حجم و اندازه مبدل مورد نظر به دلیل دارا بودن تنها یک سلف کاهش یافته است. از مزایای اصلی این ساختار می توان به عدم وجود ترانسفورماتور، امکان ساخت به صورت ماژولار و امکان کلیدزنی در فرکانس های بالا اشاره کرد. در این مقاله اصول عملکرد ساختار مذکور توضیح داده شده و تجزیه و تحلیل دقیق این ساختار انجام گرفته است. نتایج آزمایشگاهی مؤید صحت عمل کرد مبدل مستقیم-مستقیم کاهنده تک ورودی- چند خروجی ارائه شده است.

واژه های کلیدی: مبدل مستقیم-مستقیم، مبدل مستقیم، مبدل مستقیم-مستقیم، مبدل مستقیم توسعه یافته.

Developed Single-Input Multi-Output DC-DC boost Converter

Sepideh Bahravar¹, PhD student; Karim Abbaszadeh², Professor; Javad Olamaei³, Associate professor

1- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University South-Tehran Branch, Tehran, Iran, Email: st_s_bahravar@azad.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University South-Tehran Branch, Tehran, Iran, Email: K_abbaszadeh@azad.ac.ir

3- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University South-Tehran Branch, Tehran, Iran, Email: J_olamaei@azad.ac.ir

Abstract— In this article the structural analysis of a single-input-multiple-output DC-DC boost converter including only one inductor is presented. The outputs of the converter are independent and detached from one another and, hence, the converter can be employed in such applications that require multiple and independent voltage levels (individual) with unidirectional current flow. Moreover, the size of the proposed converter is decreased because of having only one inductor. The main advantages of the proposed structure is the lack of transformer which leads to allowing for modular construction and the possibility for switching at high frequencies. In this paper, the operating principles of mentioned structure are explained and accurate analysis of this structure are conducted. Finally, the experimental results of this single-input-multiple-output DC-DC multiplier converter are presented in detail verifying the operation of this structure.

Key words: DC-DC converter, single-input-multiple-output DC-DC multiplier converter, developed DC-DC, converter.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۰۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۸/۱۲/۱۷ و ۱۳۹۸/۰۶/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۱۰/۰۳

نام نویسنده مسئول: کریم عباس زاده

نشانی نویسنده مسئول: دانشکده مهندسی برق- دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب- تهران- ایران.

۱- مقدمه

استفاده می‌گردد [۱۱]. در بسیاری از موارد در مبدل‌های مستقیم-مستقیم چند خروجی ایزوله‌شده توسط ترانسفورماتور، تنها یکی از سطوح ولتاژ خروجی توسط سیستم کنترلی حلقه بسته قابل کنترل است و سایر سطوح ولتاژ باتوجه به این سیستم کنترلی از طریق تزویج در ثانویه تولید می‌شوند [۱۲]. بنابراین در این نوع مبدل‌ها امکان کنترل هر یک از سطوح ولتاژ خروجی به صورت مستقل وجود ندارد. از دیگر معایب این ساختار می‌توان به حجم و هزینه‌های ساخت بالا و تعداد عناصر مداری زیاد آن اشاره کرد [۱۳]. مبدل‌های ایزوله‌شده به دو دسته (الف) خروجی‌های مستقل از هم و (ب) خروجی‌های سری شده تقسیم می‌شوند [۱۴]. در ساختار (الف) (که اساساً در مواردی که چندین سطح ولتاژ جداگانه موردنیاز است کاربرد دارد)، تمام خروجی‌ها دارای زمین (نقطه خنثی) مشابه هستند [۱۵-۱۶]. درحالی که ساختار نوع (ب) (که در متعادل‌سازی لینک dc مبدل‌های جریان/ولتاژ مستقیم به متناوب چندسطحی دیود کلمپ قابل استفاده است)، خروجی‌های مختلف به صورت سری با یکدیگر قرار می‌گیرند [۱۷]. در مبدل‌های ایزوله‌شده راه کار مرسوم برای دستیابی به n سطح ولتاژ در خروجی، استفاده از n مبدل تک‌خروجی شامل n سلف است که این راه کار موجب افزایش تعداد سیستم‌های کنترلی، حجم و تعداد عناصر مبدل و در نتیجه افزایش هزینه‌های ساخت می‌شود [۱۸]. بنابراین مبدل‌های مستقیم-مستقیم چندخروجی شامل یک سلف برای کاهش تعداد عناصر، حجم مبدل و هم-چنین تولید سطوح ولتاژ خروجی چندگانه و متعادل‌گزینه‌ی مناسبی هستند [۱۹]. در سیستم‌هایی که دارای مبدل با یک ورودی و چند خروجی هستند موقعیت فاز مبدل‌ها بر ریپل جریان و ولتاژ ورودی و هم‌چنین هارمونیک‌ها تأثیر می‌گذارد و برای بهینه‌سازی موقعیت فازی هر مبدل می‌توان اندازه خازن فیلتر ورودی را کاهش داد که این به نوبه خود سبب کاهش هزینه و ابعاد فیزیکی مبدل می‌شود [۲۰].

در مرجع [۲۱] ساختاری از مبدل مستقیم-مستقیم چند خروجی شامل n مبدل مستقیم-مستقیم تک خروجی ارائه شده‌است که در منجر به کاهش تعداد سیستم‌های کنترلی مورد نیاز به یک عدد شده‌است. اما هنوز تعداد سلف‌های ساختار مذکور زیاد است. در مرجع [۲۲] ساختارهایی از مبدل مستقیم-مستقیم کاهنده تک ورودی-دو خروجی با شارش توان یک‌سویه و دوسویه جهت استفاده در کاربردهایی که نیاز به دو سطح ولتاژ مستقل از هم هستند ارائه شده‌است. در مرجع [۲۳] ساختاری از مبدل تک‌ورودی-دوخروجی شامل یک سلف ارائه شده‌است. هرچند این مبدل توانایی تنظیم ولتاژهای خروجی را به صورت مستقل دارا است؛ اما از چهار کلید نیمه هادی بهره می‌برد.

در مرجع [۲۴] ساختاری از مبدل مستقیم-مستقیم مدولار چندسطحی خازن کلمپ (MLCCC) با کاربرد محدود و خاص ارائه شده‌است که در این ساختار پیشنهادی ولتاژ خروجی ثابت و متعاقباً منجر به عدم افزایش بهره ولتاژ خروجی شده‌است. یک مبدل مستقیم-

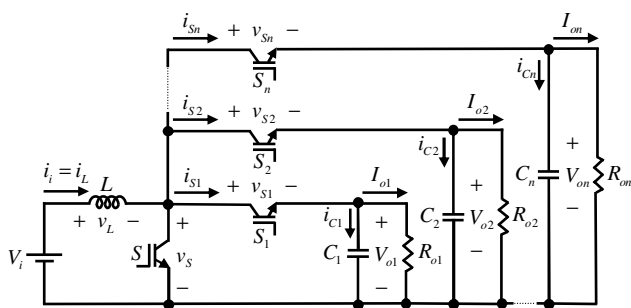
مبدل dc/dc چنددرگاه یکی از مبدل‌های رایج است که به طور گسترده‌ای در منابع انرژی تجدیدپذیر استفاده می‌شود. مبدل‌های dc/dc چنددرگاه به مبدل‌های چندورودی تک‌خروجی، تک‌ورودی چندخروجی و مبدل‌های چندورودی چندخروجی تقسیم می‌شوند. مبدل‌های dc/dc چندخروجی می‌توانند انواع مختلف منبع ولتاژ مستقیم را با ویژگی‌های مختلف ولتاژ-جریان در سمت ورودی ترکیب و سطوح مختلف ولتاژ مستقیم را در سمت خروجی تولید کنند [۱]. در سال‌های اخیر مبدل‌های مستقیم-مستقیم چندخروجی در کاربردهای توان پایین و توان بالا بسیار موردتوجه قرار گرفته‌اند [۲]. هم‌چنین پیشرفت‌های اخیر در انرژی‌های تجدیدپذیر نیاز به هر دو مبدل مستقیم-مستقیم با سرعت و کارایی بالا را ضروری کرده‌است. تا به امروز این نیازها به طور معمول توسط مبدل‌هایی که دارای ترانسفورماتورهای فرکانس بالا هستند، برای دستیابی به بهره ولتاژ مطلوب برآورده شده‌است. با این حال طراحی ترانسفورماتور چالش‌برانگیز است [۳]. مبدل‌های مستقیم-مستقیم به طور گسترده در کاربردهای مختلف مانند منابع انرژی تجدیدپذیر، وسایل نقلیه الکتریکی هیبریدی و وسایل الکترونیکی قابل حمل استفاده می‌شوند. در مرجع [۴]، مبدل مدل‌شده در سیستم مدیریت انرژی یک خودروی برقی به کار گرفته شده‌است. سیستم انرژی خودروی برقی موردنظر از دو منبع فراخازن و بانک باتری تشکیل شده‌است. منبع تغذیه هیبرید پیشنهادی مزایایی مانند انتقال چگالی انرژی بالا و توان لحظه‌ای بالا بر روی فراخازن را دارا است. مبدل‌های مستقیم-مستقیم چند خروجی توانایی تولید چندین سطح ولتاژ در خروجی را دارند که این سطوح ولتاژ در انواع کاربردها از قبیل اینورترهای چندسطحی دیود کلمپ و شبکه‌های مسقیم شامل سطوح ولتاژ چندگانه در خروجی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۵]. تعادل ولتاژ در لینک dc مبدل‌های جریان/ولتاژ مستقیم به متناوب چندسطحی دیود کلمپ به ضریب قدرت بار خروجی این مبدل‌ها بستگی دارد، بنابراین در مواردی که ضریب قدرت بار خروجی مبدل‌های جریان/ولتاژ مستقیم به متناوب چندسطحی دیود کلمپ بالا باشد این مبدل‌ها توانایی متعادل‌سازی ولتاژ لینک dc را نخواهند داشت [۶-۷]. مبدل‌های مستقیم-مستقیم چند خروجی موجب کاهش وابستگی تعادل ولتاژ لینک dc اینورترهای چندسطحی به ضریب قدرت بار خروجی می‌شوند [۸]. هم‌چنین استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر به عنوان ورودی مبدل‌های جریان/ولتاژ مستقیم به متناوب چندسطحی از طریق مبدل‌های مستقیم-مستقیم چند خروجی میسر خواهد بود [۹].

در حالت کلی مبدل‌های مستقیم-مستقیم چند خروجی را می‌توان به دو دسته مبدل‌های ایزوله‌شده و مبدل‌های ایزوله‌نشده تقسیم کرد [۱۰]. در ساختار نوع اول به منظور دستیابی به n سطح ولتاژ در خروجی از یک ترانسفورماتور با n سیم‌پیچی در ثانویه

متغیرهای v_s, v_{s1}, v_{s2} تا v_{sn} به ترتیب معرف ولتاژهای دو سر کلیدهای S, S_1, S_2, S_n تا S_n بوده و متغیرهای i_{c1}, i_{c2} تا i_{cn} به ترتیب جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1, C_2, C_n است. I_{o1}, I_{o2} تا I_{on} جریان‌های خروجی مبدل بوده که به ترتیب برابر با مقدار متوسط جریان‌های i_{s1}, i_{s2} تا i_{sn} هستند و نهایتاً V_{o1} تا V_{on} به ترتیب ولتاژهای خروجی مبدل (با فرض این که $V_{o1} \geq V_{o2} \geq \dots \geq V_{on}$) هستند.

باتوجه به شکل ۱ مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک ورودی- n خروجی شامل منبع ولتاژ مستقیم ورودی V_i ، کلیدهای S, S_1, S_2, S_n تا S_n ، خازن‌های خروجی C_1, C_2, C_n تا C_n و مقاومت‌های بار R_{o1}, R_{o2}, R_{on} است. مبدل موردنظر دارای $n+1$ حالت کاری است. مدارهای معادل مربوط به حالت کاری اول، دوم، سوم و $n+1$ ام در شکل ۲ نشان داده شده است.

ترتیب روشن و خاموش شدن کلیدهای S, S_1, S_2, S_n تا S_n در شکل ۳ نشان داده شده است. در این شکل ۰ به معنی خاموش بودن و ۱ به معنی روشن بودن کلید موردنظر است. در این شکل D, D_1, D_2, D_n تا D_n به ترتیب نشان‌دهنده چرخه‌های کاری کلیدهای S, S_1, S_2, S_n تا S_n هستند که به ترتیب برابر با مدت زمان روشن بودن کلیدهای مورد نظر نسبت به یک دوره تناوب کلیدزنی (T) می‌باشند. شکل موج‌های ولتاژ و جریان المان‌های مبدل در شکل ۴ نشان داده شده است. در ادامه به‌طور جداگانه مدهای کاری این مبدل مورد بررسی قرار می‌گیرد.



شکل ۱: مدار قدرت مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک‌ورودی- m خروجی

به دلیل مهم و حساس بودن فرمان کلیدهای مبدل پیشنهادی، برای حالت n خروجی مثلاً $n=5$ ترتیب روشن و خاموش شدن کلیدها در شکل ۴ آورده شده است.

۲-۱- حالت کاری اول $0 \leq t < DT$

باتوجه به شکل ۲-الف در حالت کاری اول کلید S روشن و کلیدهای S_1, S_2, S_n تا S_n خاموش هستند. در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L ، برابر V_i است. باتوجه به شکل ۵ از آن جایی که در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L مثبت است ($V_i > 0$)، جریان عبوری از آن به صورت خطی از مقدار اولیه خود ($I_{L,1}$) افزایش می‌یابد. از طرفی

مستقیم برای اتصال به سطوح مختلف ولتاژ در شبکه‌های HVDC در مرجع [۲۵] ارائه شده است که به نام مبدل متوالی دورگه مستقیم-مستقیم نام‌گذاری شده است که با وجود هزینه‌ی ساخت بالا، دارای تلفات توان کمی است. یک مبدل مستقیم-مستقیم تک‌ورودی چندخروجی برپایه کوپلینگ سلف در مرجع [۲۶] ارائه شده است دارای بهره ولتاژ مبدل بالا بوده و می‌توان در ورودی آن از منابع انرژی تجدیدپذیر که دارای سطح ولتاژ پایین هستند استفاده کرد.

در مرجع [۲۷] یک مبدل تک ورودی چند خروجی با کارایی بالا پیشنهاد شده است که این مبدل می‌تواند منبع ورودی با سطح ولتاژ پایین را به خروجی با سطح ولتاژ بالا یا متوسط کنترل‌شده مستقیم افزایش دهد. در سیستم‌های توزیع (که به هزینه کم ولتاژ نیاز است)، مبدل تک سلف و چند خروجی یک جایگزین مقرون به صرفه برای مبدل‌های سوئیچینگ است. در مرجع [۲۸] نمونه‌ای از این مبدل ارائه شده است. در مقایسه با کنترل‌کننده‌های لغزشی مرسوم، کنترل‌کننده پیشنهادی در مرجع [۲۹] با کلیدزنی در سطح ولتاژ صفر دارای مزایای برجسته‌ای از جمله مقاوم بودن در برابر تغییرات پارامترها، فرکانس کلیدزنی ثابت، پاسخ‌گذاری سریع، کاهش ریپل ولتاژ خروجی و حذف پدیده وزوز است.

در مرجع [۳۰] یک مبدل افزایشده دورگه (HBC) با قابلیت تنظیم ساختار افزایشده و افزایش بهره ولتاژ در ساختار چندسطحی آن ارائه شده است که می‌توان برای انرژی‌های تجدیدپذیر از آن استفاده کرد. مدل‌سازی ریاضی مبدل‌ها یکی از موضوعات پایه‌ای در تجزیه و تحلیل عملیاتی آنها است که همیشه توسط مهندسیین برق مورد توجه قرار گرفته است [۳۱-۳۳].

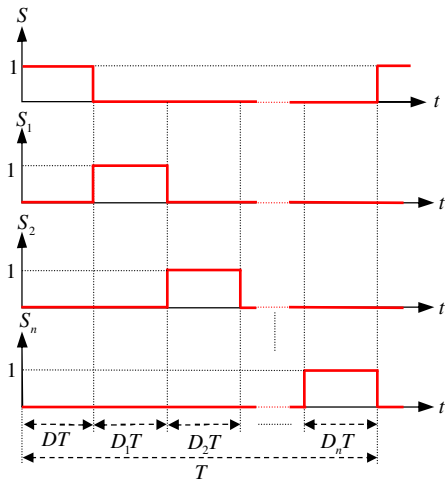
در این مقاله تحلیل ساختاری از مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک ورودی- n خروجی شامل یک سلف ارائه می‌شود. این ساختار در کاربردهایی که نیاز به سطوح ولتاژ چندگانه و مستقل است به کار می‌رود. از جمله مزایا مهم این مبدل در مقایسه با سایر مبدل‌های پیشنهاد شده در تحقیقات اخیر عدم وجود ترانسفورماتور، امکان ساخت به صورت ماژولار و امکان کلیدزنی در فرکانس‌های بالا است.

در نهایت مبدل مذکور در نرم‌افزار PSCAD/EMTDC پیاده‌سازی شده هم چنین نمونه آزمایشگاهی صحت عمل کرد و روابط تئوری به دست آمده برای ساختار مذکور را تأیید می‌کنند.

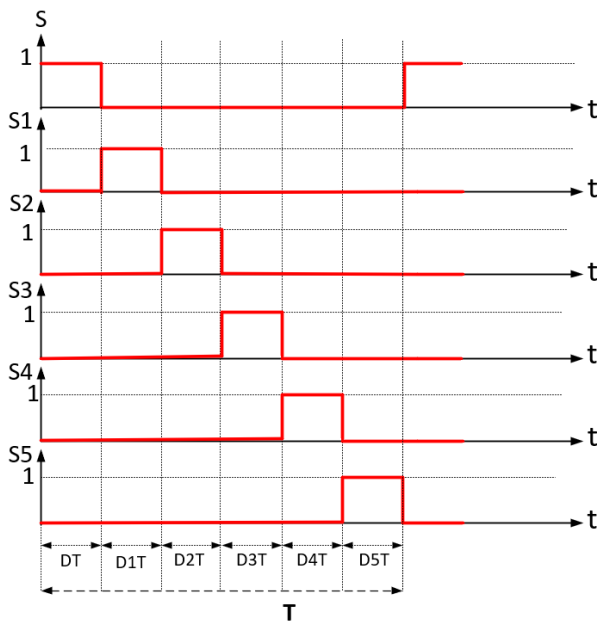
۲- مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک ورودی- n خروجی

مدار قدرت مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک ورودی- n خروجی در شکل ۱ نشان داده شده است. در شکل ۱، پارامتر i_L جریان عبوری از سلف L (که دارای جریان ورودی i_i است)، ولتاژ دو سر سلف L ، و متغیرهای i_s, i_{s1}, i_{s2} تا i_{sn} به ترتیب معرف جریان‌های عبوری از کلیدهای S, S_1, S_2, S_n تا S_n است. به همین ترتیب،

شکل ۲: مدار معادل مبدل مستقیم-مستقیم افزایشده تک‌ورودی-سه‌خروجی؛ (الف) در حالت کاری اول؛ (ب) در حالت کاری دوم؛ (ج) در حالت کاری سوم؛ (د) در حالت کاری $n+1$ ام



شکل ۳: ترتیب روشن و خاموش شدن کلیدهای S, S_1, S_2, S_n



شکل ۴: ترتیب روشن و خاموش شدن کلیدهای S, S_1, S_2, S_5

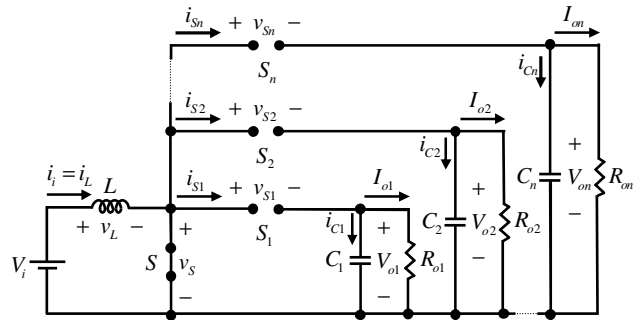
باتوجه به شکل ۲-الف در حالت کاری اول رابطه (۱) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^T v_L dt + i_L|_{t=0} \quad (1)$$

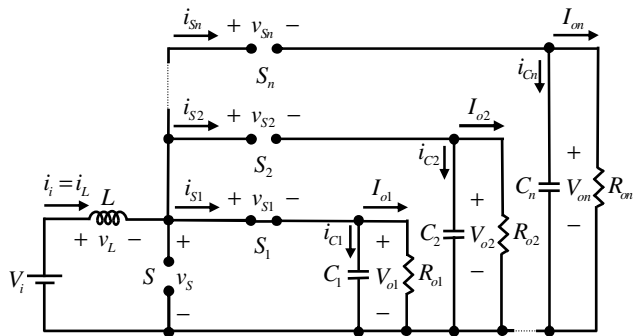
در شکل ۲-الف با اعمال KVL در حلقه شامل منبع ولتاژ V_i ، سلف L و کلید S رابطه (۲) برقرار خواهد بود:

$$v_L = V_i \quad (2)$$

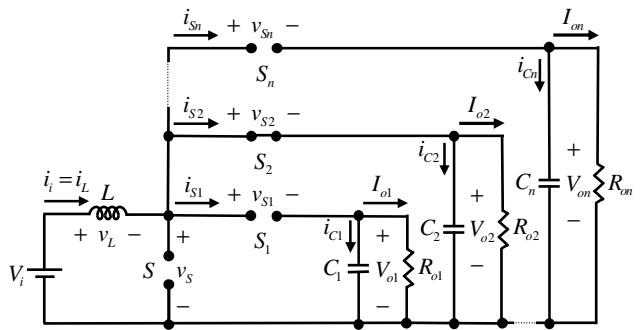
خازن‌های C_1, C_2, C_n تا انرژی خود را به ترتیب به مقاومت‌های بار R_{o1}, R_{o2}, R_{on} انتقال داده و تخلیه می‌شوند.



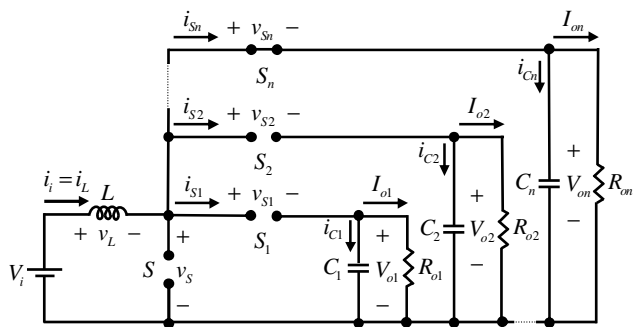
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

باتوجه به شکل ۲-الف روابط (۵) تا (۷) برای جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1, C_2, C_n و i_{C1}, i_{C2}, i_{Cn} برقرار خواهند بود:

$$i_{C1} = -I_{o1} = -\frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (5)$$

$$i_{C2} = -I_{o2} = -\frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (6)$$

$$i_{Cn} = -I_{on} = -\frac{V_{on}}{R_{on}} \quad (7)$$

همچنین در این حالت کاری جریان‌های عبوری از کلیدهای S_1, S_2 تا S_n و ولتاژ دو سر کلید S صفر هستند. با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S و S_1 و خازن C_1 رابطه (۸) برقرار خواهد بود:

$$v_{S1} = -V_{o1} \quad (8)$$

از طرفی با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S, S_2 و خازن C_2 در شکل ۲-الف رابطه (۹) و با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S و S_n و خازن C_n رابطه (۱۰) برقرار خواهد بود:

$$v_{S2} = -V_{o2} \quad (9)$$

$$v_{Sn} = -V_{on} \quad (10)$$

۲-۲- حالت کاری دوم $DT \leq t < (D+D_1)T$

باتوجه به شکل ۲-ب در حالت کاری دوم کلید S_1 روشن و کلیدهای S, S_2 تا S_n خاموش هستند. در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L برابر $V_i - V_{o1}$ است. باتوجه به شکل ۵ و از آن جایی که در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L منفی است ($V_i - V_{o1} < 0$)، جریان سلف به صورت خطی از مقدار اولیه خود ($I_{L,2}$) کاهش می‌یابد. در این حالت کاری جریان عبوری از کلید S_1 برابر با جریان عبوری از سلف L بوده و از آن جایی که مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S_1 برابر جریان I_{o1} است؛ بنابراین باتوجه به بیش‌تر بودن جریان سلف L از جریان I_{o1} به تنهایی انرژی مورد نیاز مقاومت بار R_{o1} را تأمین می‌کند و در کنار آن بخشی از انرژی ذخیره‌شده خود را صرف شارژ خازن C_1 و افزایش سطح ولتاژ آن می‌کند؛ از طرفی خازن‌های C_2 تا C_n انرژی خود را به مقاومت‌های بار R_{o2} تا R_{on} انتقال داده و تخلیه می‌شوند.

باتوجه به شکل ۲-ب در حالت کاری دوم رابطه (۱۱) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L = i_{S1} = \frac{1}{L} \int_{DT}^t v_L dt + i_L|_{t=DT} \quad (11)$$

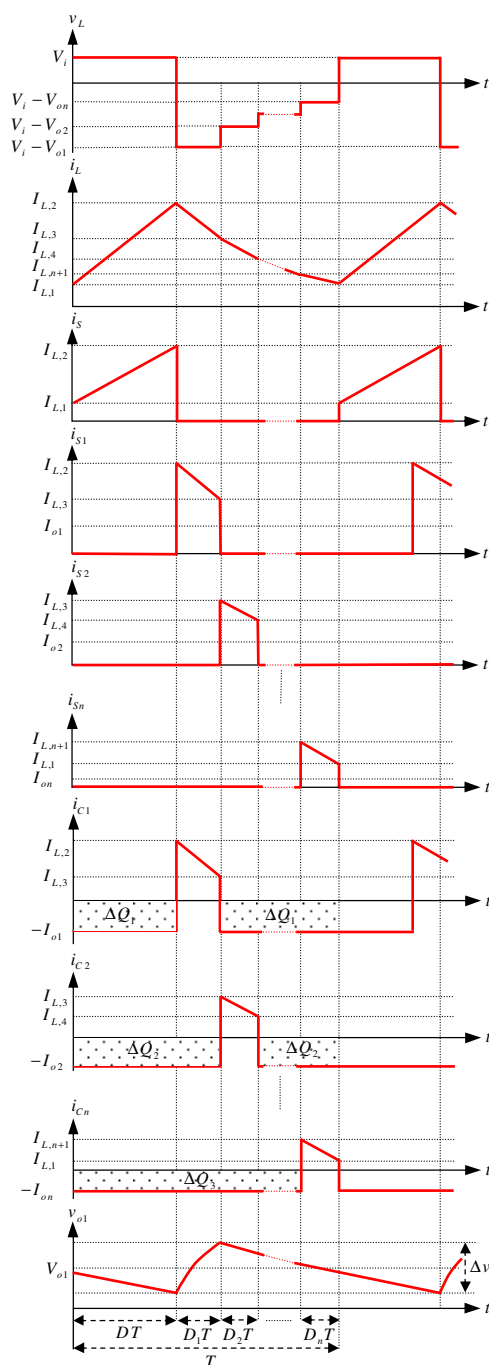
در شکل ۲-ب با اعمال KVL در حلقه شامل منبع ولتاژ V_i ، سلف L ، کلید S_1 و خازن C_1 رابطه (۱۲) برقرار خواهد بود:

$$v_L = V_i - V_{o1} \quad (12)$$

با استدلالی مشابه و باتوجه به شکل ۵ در شروع حالت کاری دوم در لحظه $t = DT$ رابطه (۱۳) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

باتوجه به شکل ۵ در شروع حالت کاری اول در لحظه $t = 0$ رابطه (۳) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L|_{t=0} = I_{L,1} \quad (3)$$



شکل ۵: شکل موج‌های ولتاژ و جریان عناصر مبدل افزایشنده تک ورودی- n خروجی

با جای‌گذاری روابط (۲) و (۳) در رابطه (۱) رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$i_L = i_S = \frac{V_i}{L} t + I_{L,1} \quad (4)$$

می‌کند. از طرفی خازن‌های C_1 ، C_3 تا C_n انرژی خود را به مقاومت‌های بار R_{o1} ، R_{o3} تا R_{on} انتقال داده و تخلیه می‌شوند. باتوجه به شکل ۲-ج در حالت کاری سوم رابطه (۲۱) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L = i_{S2} = \frac{1}{L} \int_{(D+D_1)T}^t v_L dt + i_L \Big|_{t=(D+D_1)T} \quad (21)$$

در شکل ۲-ج با اعمال KVL در حلقه شامل منبع ولتاژ V_i ، سلف L ، کلید S_2 و خازن C_2 رابطه (۲۲) برقرار خواهد بود:

$$v_L = V_i - V_{o2} \quad (22)$$

مطابق با شکل ۵ در شروع حالت کاری سوم در لحظه $t = (D+D_1)T$ رابطه (۲۳) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L \Big|_{t=(D+D_1)T} = I_{L,3} \quad (23)$$

با جای‌گذاری روابط (۲۲) و (۲۳) در رابطه (۲۱)، رابطه (۲۴) حاصل می‌شود:

$$i_L = i_{S2} = \frac{V_i - V_{o2}}{L} [t - (D+D_1)T] + I_{L,3} \quad (24)$$

باتوجه به شکل ۲-ج رابطه (۲۴) برای جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_n برقرار است:

$$i_{C1} = -I_{o1} = -\frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (25)$$

$$i_{Cn} = -I_{on} = -\frac{V_{on}}{R_{on}} \quad (26)$$

در شکل مذکور با اعمال KCL در گره شامل کلید S_2 ، خازن C_2 و مقاومت بار R_{o2} رابطه (۲۷) برای جریان عبوری از خازن C_2 برقرار خواهد بود:

$$i_{C2} = i_{S2} - I_{o2} = \frac{V_i - V_{o2}}{L} [t - (D+D_1)T] + I_{L,3} - \frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (27)$$

باتوجه به شکل ۲-ج در این حالت کاری جریان‌های عبوری از کلیدهای S ، S_1 ، S_3 تا S_n و ولتاژ دو سر کلید S_2 صفر هستند. از طرفی با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S و S_2 و خازن C_2 رابطه (۲۸) برقرار خواهد بود:

$$v_S = V_{o2} \quad (28)$$

در شکل ۲-ج با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_1 و S_2 و خازن‌های C_1 و C_2 رابطه (۲۹) و با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_2 و S_n و خازن‌های C_2 و C_n رابطه (۳۰) برقرار خواهد بود:

$$i_L \Big|_{t=DT} = I_{L,2} \quad (13)$$

با جای‌گذاری روابط (۱۲) و (۱۳) در رابطه (۱۱) رابطه (۱۴) حاصل می‌شود:

$$i_L = i_{S1} = \frac{V_i - V_{o1}}{L} (t - DT) + I_{L,2} \quad (14)$$

در شکل ۲-ب با اعمال KCL در گره شامل کلید S_1 ، خازن C_1 و مقاومت بار R_{o1} رابطه (۱۵) برای جریان عبوری از خازن C_1 برقرار می‌گردد:

$$i_{C1} = i_{S1} - I_{o1} = \frac{V_i - V_{o1}}{L} (t - DT) + I_{L,2} - \frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (15)$$

هم‌چنین باتوجه به شکل مذکور رابطه (۱۶) برای جریان‌های عبوری از خازن‌های C_2 و C_n برقرار است:

$$i_{C2} = -I_{o2} = -\frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (16)$$

$$i_{Cn} = -I_{on} = -\frac{V_{on}}{R_{on}} \quad (17)$$

باتوجه به شکل ۲-ب در این حالت کاری جریان‌های عبوری از کلیدهای S ، S_2 تا S_n و ولتاژ دو سر کلید S_1 صفر هستند. هم‌چنین با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S و S_1 و خازن C_1 رابطه (۱۸) برقرار خواهد بود:

$$v_S = V_{o1} \quad (18)$$

باتوجه به شکل ۲-ب با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_1 و S_2 و خازن‌های C_1 و C_2 رابطه (۱۹) و با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_1 و S_n و خازن‌های C_1 و C_n رابطه (۲۰) برقرار خواهد بود:

$$v_{S2} = V_{o1} - V_{o2} \quad (19)$$

$$v_{Sn} = V_{o1} - V_{on} \quad (20)$$

۲-۳- حالت کاری سوم $(D+D_1)T \leq t < (D+D_1+D_2)T$

باتوجه به شکل ۳-ج در حالت کاری سوم کلید S_2 روشن و کلیدهای S ، S_1 ، S_3 تا S_n خاموش هستند. در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L برابر $V_i - V_{o2}$ است. مطابق شکل ۵ از آنجایی که در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L منفی است ($V_i - V_{o2} < 0$) جریان عبوری از آن به روند کاهشی خود ادامه می‌دهد و به‌صورت خطی از مقدار اولیه خود ($I_{L,3}$) کاهش می‌یابد. از آنجایی که $V_{o1} \geq V_{o2}$ است، شیب این روند کاهشی کمتر از حالت کاری دوم خواهد بود. در این حالت کاری جریان عبوری از کلید S_2 برابر با جریان عبوری از سلف L است و از آنجایی که مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S_2 برابر جریان I_{o2} است بنابراین باتوجه به بیش‌تر بودن جریان سلف L از جریان I_{o2} ($i_L \geq I_{o2}$) سلف L به‌تنهایی انرژی موردنیاز مقاومت بار R_{o2} را تأمین می‌کند و در کنار آن بخشی از انرژی ذخیره‌شده خود را صرف شارژ خازن C_2 و افزایش سطح ولتاژ آن

باتوجه به شکل ۵ در شروع حالت کاری چهارم در لحظه $t = (D + D_1 + D_2 + \dots + D_{n-1})T$ رابطه (۳۳) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L \Big|_{t=(D+D_1+D_2+\dots+D_{n-1})T} = I_{L,n+1} \quad (33)$$

با جای گذاری روابط (۳۲) و (۳۳) در رابطه (۳۱)، رابطه (۳۴) حاصل می‌شود:

$$i_L = i_{S_n} = \frac{V_i - V_{on}}{L} [t - (D + D_1 + D_2 + \dots + D_{n-1})T] + I_{L,n+1} \quad (34)$$

باتوجه به شکل ۲-د رابطه (۳۵) برای جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 برقرار است:

$$i_{C1} = -I_{o1} = -\frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (35)$$

$$i_{C2} = -I_{o2} = -\frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (36)$$

همچنین در شکل مذکور با اعمال KCL در گره شامل کلید S_n ، خازن C_n و مقاومت بار R_{on} رابطه (۳۷) برای جریان عبوری از خازن C_3 برقرار خواهد بود:

$$i_{Cn} = i_{S_n} - I_{on} = \frac{V_i - V_{on}}{L} [t - (D + D_1 + D_2 + \dots + D_{n-1})T] + I_{L,n+1} - \frac{V_{on}}{R_{on}} \quad (37)$$

باتوجه به شکل ۲-د در این حالت کاری جریان‌های عبوری از کلیدهای S ، S_1 تا S_{n-1} و ولتاژ دو سر کلید S_n صفر هستند. همچنین با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S و S_n و خازن C_n رابطه (۳۸) برقرار خواهد بود:

$$v_S = V_{on} \quad (38)$$

در شکل ۲-د با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_1 و S_n و خازن‌های C_1 و C_n ، رابطه (۳۹) و با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_2 و S_n و خازن‌های C_2 و C_n ، رابطه (۴۰) برقرار می‌گردد:

$$v_{S1} = V_{on} - V_{o1} \quad (39)$$

$$v_{S2} = V_{on} - V_{o2} \quad (40)$$

باتوجه به این نکته که مقدار متوسط ولتاژ دو سر سلف L در یک دوره تناوب کلیدزنی برابر صفر است، رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = 0 \quad (41)$$

با جای گذاری روابط (۲)، (۱۲)، (۲۲) و (۳۲) در رابطه (۴۱)، رابطه (۴۲) حاصل می‌شود:

$$v_{S1} = V_{o2} - V_{o1} \quad (29)$$

در نهایت در شکل ۲-ج با اعمال KVL در حلقه شامل کلیدهای S_2 و S_n و خازن‌های C_2 و C_n رابطه (۳۰) برقرار خواهد بود:

$$v_{S_n} = V_{o2} - V_{on} \quad (30)$$

۳-۲- حالت کاری $n+1$ ام $(D + D_1 + \dots + D_{n-1})T \leq t \leq T$

باتوجه به شکل ۲-د در حالت کاری $n+1$ ام کلید S_n روشن و کلیدهای S ، S_1 تا S_{n-1} خاموش هستند. در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L برابر $V_i - V_{on}$ است. باتوجه به شکل ۵ از آنجایی که در این حالت کاری ولتاژ دو سر سلف L منفی است ($V_i - V_{on} < 0$) جریان عبوری از آن به روند کاهش خود ادامه می‌دهد و به صورت خطی از مقدار اولیه خود ($I_{L,n+1}$) کاهش می‌یابد. از طرفی چون $V_{o(n-1)} \geq V_{on}$ است، شیب این روند کاهشی کم‌تر از حالت کاری n ام خواهد بود. در این حالت کاری جریان عبوری از کلید S_n برابر با جریان عبوری از سلف L است و از آنجایی که مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S_n برابر جریان I_{on} است بنابراین باتوجه به بیش‌تر بودن جریان سلف L از جریان I_{on} ($i_L \geq I_{on}$) سلف L به تنهایی انرژی مورد نیاز مقاومت بار R_{on} را تأمین می‌کند و در کنار آن بخشی از انرژی ذخیره شده خود را صرف شارژ خازن C_n و افزایش سطح ولتاژ آن می‌کند. همچنین خازن‌های C_1 تا C_{n-1} انرژی خود را به مقاومت‌های بار R_{o1} تا $R_{o(n-1)}$ انتقال داده و تخلیه می‌شوند. جدول ۱ ترتیب کلیدزنی در حالت‌های کاری مختلف را نشان می‌دهد.

جدول ۱: ترتیب کلیدزنی مبدل افزایشنده تک ورودی n - خروجی

S	S_1	S_2	...	S_n	C_1	C_2	...	C_n
1	0	0	...	0	تخلیه	تخلیه	...	تخلیه
0	1	0	...	0	شارژ	تخلیه	...	تخلیه
0	0	1	...	0	تخلیه	شارژ	...	تخلیه
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
0	0	0	...	1	تخلیه	تخلیه	...	شارژ

باتوجه به شکل ۲-د در حالت کاری $n+1$ ام رابطه (۳۱) برای جریان عبوری از سلف L برقرار است:

$$i_L = i_{S_n} = \frac{1}{L} \int_{(D+D_1+D_2+\dots+D_{n-1})T}^t v_L dt + i_L \Big|_{t=(D+D_1+D_2+\dots+D_{n-1})T} \quad (31)$$

در شکل ۲-د با اعمال KVL در حلقه شامل منبع ولتاژ V_i ، سلف L ، کلید S_n و خازن C_n رابطه (۳۲) برقرار خواهد بود:

$$v_L = V_i - V_{on} \quad (32)$$

باتوجه به شکل ۵ و رابطه (۲۴) جریان عبوری از سلف L در لحظه $(D + D_1 + D_2)T$ به صورت زیر خواهد بود:

$$I_{L,4} = \frac{V_i - V_{o2}}{L} D_2 T + I_{L,3} \quad (53)$$

از رابطه فوق رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\Delta I_3 = I_{L,3} - I_{L,4} = \frac{V_{o2} - V_i}{L} D_2 T \quad (54)$$

باتوجه به شکل ۵ و رابطه (۳۴) جریان عبوری از سلف L در لحظه T به صورت زیر خواهد بود:

$$I_{L,1} = I_{L,n+1} + \frac{V_i - V_{on}}{L} D_n T \quad (55)$$

از رابطه فوق رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\Delta I_{n+1} = I_{L,n+1} - I_{L,1} = \frac{V_i - V_{on}}{L} D_n T \quad (56)$$

در حالت دائمی میزان افزایش جریان سلف L در حالت کاری اول برابر با میزان کاهش آن در حالت‌های کاری دوم، سوم تا $n+1$ ام می‌باشد. بنابراین رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\Delta I_1 = \Delta I_2 + \Delta I_3 + \dots + \Delta I_{n+1} \quad (57)$$

باتوجه به شکل ۵ برای ریپل ولتاژ دو سر خازن C_1 رابطه زیر برقرار است:

$$\Delta v_{o1} = \frac{\Delta Q_1}{C_1} \quad (58)$$

در رابطه فوق، Δv_{o1} و ΔQ_1 به ترتیب نشان‌دهنده ریپل ولتاژ دو سر خازن C_1 و میزان تخلیه این خازن است. باتوجه به شکل ۵ رابطه زیر برقرار است:

$$\Delta Q_1 = (1 - D_1) I_{o1} T \quad (59)$$

باتوجه به قانون اهم بین ولتاژ و جریان مقاومت بار R_{o1} رابطه زیر برقرار است:

$$I_{o1} = \frac{V_{o1}}{R_{o1}} \quad (60)$$

باتوجه به روابط (۵۸)، (۵۹) و (۶۰) رابطه زیر برای ریپل ولتاژ دو سر خازن C_1 برقرار خواهد بود:

$$\Delta v_{o1} = \frac{(1 - D_1) V_{o1} T}{C_1 R_{o1}} \quad (61)$$

باتوجه به شکل ۵ برای ریپل ولتاژ دو سر خازن C_2 رابطه زیر برقرار است:

$$\Delta v_{o2} = \frac{\Delta Q_2}{C_2} \quad (62)$$

در رابطه فوق، Δv_{o2} و ΔQ_2 به ترتیب نشان‌دهنده ریپل ولتاژ دو سر خازن C_2 و میزان تخلیه این خازن است.

باتوجه به شکل ۴ رابطه (۶۳) برقرار است:

$$\Delta Q_2 = (1 - D_2) I_{o2} T \quad (63)$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^{(D+D_1)T} (V_i - V_{o1}) dt + \right. \\ & \left. \int_{(D+D_1)T}^{(D+D_1+D_2)T} (V_i - V_{o2}) dt + \dots + \int_{(D+D_1+D_2+\dots+D_{n-1})T}^T (V_i - V_{on}) dt \right] = 0 \end{aligned} \quad (42)$$

از ساده‌سازی رابطه (۴۲) رابطه (۴۳) بین ولتاژ ورودی و ولتاژهای خروجی برقرار می‌گردد:

$$V_i = D_1 V_{o1} + D_2 V_{o2} + \dots + D_{n-1} V_{o(n-1)} + (1 - D - D_1 - D_2 - \dots - D_{n-1}) V_{on} \quad (43)$$

از آنجایی که $D_n = 1 - D - D_1 - D_2 - \dots - D_{n-1}$ است، رابطه (۴۳) به صورت زیر ساده می‌گردد:

$$V_i = D_1 V_{o1} + D_2 V_{o2} + \dots + D_j V_{oj} \text{ for } j = 1, 2, \dots, n \quad (44)$$

باتوجه به این نکته که مقدار متوسط جریان عبوری از خازن‌های C_1 تا C_2 در یک دوره تناوب برابر صفر است رابطه (۴۵) برای خازن‌های مذکور برقرار است:

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cj} dt = 0 \quad (45)$$

باتوجه به حالت‌های کاری اول تا $n+1$ ام و با صرف‌نظر از ریپل رفتار جریان عبوری از سلف L ، رابطه (۴۵) به صورت رابطه (۴۶) قابل بیان است:

$$I_L = \frac{V_{oj}}{D_j R_{oj}} \quad (46)$$

در رابطه (۴۶) I_L مقدار متوسط جریان عبوری از سلف L است. باتوجه به رابطه (۴۶) ولتاژ خروجی برابر است با:

$$V_{o1} = \frac{D_1 R_{o1}}{D_k R_{ok}} V_{ok} \text{ for } k = 2, 3, \dots, n \quad (47)$$

با قرار دادن رابطه (۴۷) در رابطه (۴۴) بهره ولتاژهای خروجی به صورت (۴۸) خواهد بود:

$$\frac{V_{oj}}{V_i} = \frac{D_j R_{oj}}{D_1^2 R_{o1} + D_2^2 R_{o2} + \dots + D_j^2 R_{oj}} \quad (48)$$

باتوجه به شکل ۵ و رابطه (۴) جریان عبوری از سلف L در لحظه DT برابر است با:

$$I_{L,2} = \frac{V_i}{L} DT + I_{L,1} \quad (49)$$

باتوجه به رابطه (۴۹) رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\Delta I_1 = I_{L,2} - I_{L,1} = \frac{V_i}{L} DT \quad (50)$$

مطابق با شکل ۵ و رابطه (۱۴)، جریان عبوری از سلف L در لحظه $(D + D_1)T$ به صورت رابطه (۵۱) خواهد بود:

$$I_{L,3} = \frac{V_i - V_{o1}}{L} D_1 T + I_{L,2} \quad (51)$$

از رابطه فوق رابطه زیر برقرار خواهد بود:

$$\Delta I_2 = I_{L,2} - I_{L,3} = \frac{V_{o1} - V_i}{L} D_1 T \quad (52)$$

از طرفی باتوجه به قانون اهم بین ولتاژ و جریان مقاومت بار R_{o2} رابطه (۶۴) صادق است:

$$I_{o2} = \frac{V_{o2}}{R_{o2}} \quad (64)$$

باتوجه به روابط (۶۲)، (۶۳) و (۶۴)، رابطه (۶۵) برای توصیف ریپل ولتاژ دو سر خازن C_2 برقرار خواهد بود:

$$\Delta V_{o2} = \frac{(1-D_2)V_{o2}}{C_2 R_{o2}} T \quad (65)$$

باتوجه به شکل ۵ برای ریپل ولتاژ دو سر خازن C_n رابطه (۶۶) برقرار است:

$$\Delta V_{on} = \frac{\Delta Q_n}{C_n} \quad (66)$$

در رابطه (۶۶)، ΔV_{on} و ΔQ_n به ترتیب نشان دهنده ریپل ولتاژ دو سر خازن C_n و میزان تخلیه این خازن است.

باتوجه به شکل ۵ رابطه زیر برقرار است:

$$\Delta Q_n = (D + D_1 + D_2 + \dots + D_{n-1}) I_{on} T \quad (67)$$

به کمک قانون اهم رابطه بین ولتاژ و جریان مقاومت بار R_{on} به شکل (۶۸) خواهد بود:

$$I_{on} = \frac{V_{on}}{R_{on}} \quad (68)$$

باتوجه به روابط (۶۶)، (۶۷) و (۶۸)، رابطه (۶۹) برای ریپل ولتاژ دو سر خازن C_n برقرار خواهد بود:

$$\Delta V_{on} = \frac{(1-D_n)V_{on}}{C_n R_{on}} T \quad (69)$$

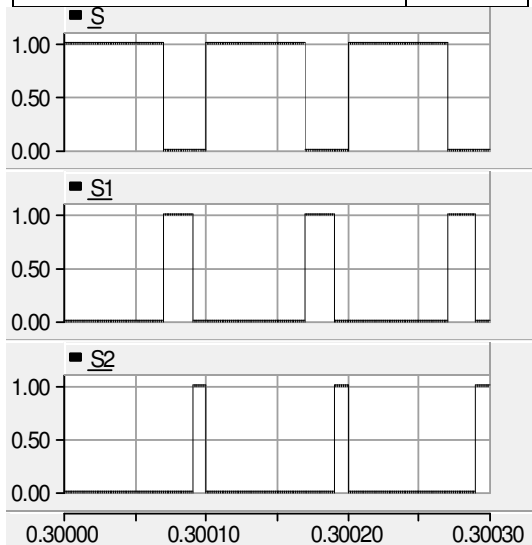
۳- نتایج آزمایشگاهی

در این بخش به منظور ارزیابی صحت روابط به دست آمده برای مبدل مستقیم-مستقیم افزایش دهنده تک ورودی-دو خروجی، نتایج آزمایشگاهی ارائه می گردد. پارامترهای مسئله در جدول ۲ نشان داده شده است. باتوجه به مقادیر ولتاژهای خروجی مرجع V_{o1}^* و V_{o2}^* و رابطه بین ولتاژهای خروجی V_{o1} و V_{o2} حاصل از رابطه (۴۷)، رابطه $D_1 = 2D_2$ بین چرخه های کاری کلیدهای S_1 و S_2 برقرار خواهد بود. با جای گذاری رابطه مذکور در رابطه بین ولتاژهای خروجی V_{o1} و V_i حاصل از رابطه (۴۸)، چرخه کاری کلید S_2 برابر $D_2 = 0.1$ خواهد شد و از آنجا چرخه کاری کلید S_1 برابر با $D_1 = 0.2$ می گردد. در نهایت باتوجه به رابطه $D = 1 - D_1 - D_2$ چرخه کاری کلید S برابر $D_2 = 0.7$ خواهد بود. شکل موج های مربوط به فرمان های پالس کلیدهای S_1 ، S_2 و S در شکل ۶ نشان داده شده است. شکل موج های مربوط به ولتاژ و جریان سلف L در شکل ۷ نشان داده شده اند. باتوجه به روابط (۲)، (۱۲) و (۲۲) باید ولتاژ دو سر سلف L به ترتیب در حالت کاری اول (یعنی $DT = 20\mu S$) برابر $v_L = 10V$ ، در حالت کاری دوم

جدول ۲: مقادیر پارامترهای مربوط به مبدل مستقیم-مستقیم

افزاینده تک ورودی-دو خروجی

مقدار	پارامتر
10V	اندازه منبع ولتاژ ورودی (V_i)
6mH	مقدار سلف L
40V	اندازه ولتاژ خروجی مرجع (V_{o1}^*)
20V	اندازه ولتاژ خروجی مرجع (V_{o2}^*)
220μF	ظرفیت خازن های C_1 و C_2
50Ω	مقاومت های بار R_{o1} و R_{o2}
10kHz	فرکانس کلیدزنی (f)



شکل ۶: فرمان های پالس کلیدهای S_1 ، S_2 و S مبدل مستقیم-

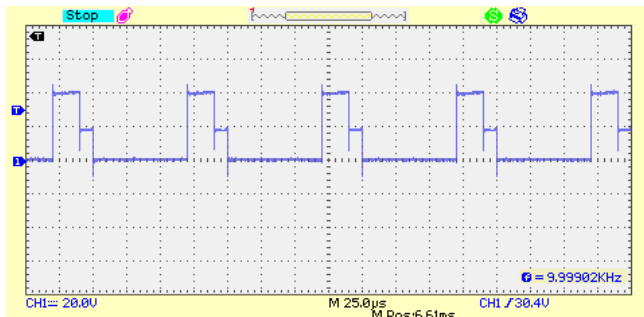
مستقیم افزایش دهنده تک ورودی-دو خروجی

همچنین مطابق رابطه (۵۷) ریپل جریان عبوری از سلف L باید برابر $\Delta I_L = 0.12A$ باشد. نتایج آزمایشگاهی ارائه شده در شکل ۷ که به ترتیب مقادیر محاسبه شده برای ولتاژ دوسر سلف L و ریپل جریان عبوری از آن را نشان می دهد، مؤید صحت روابط تحلیلی است. باتوجه به نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل ۸، ولتاژهای خروجی مبدل تقریباً برابر مقادیر مرجع آن ها یعنی $V_{o1} = 40V$ و $V_{o2} = 20V$ هستند. روابط (۶۱) و (۶۵) نشان می دهد ریپل ولتاژهای خروجی باید به ترتیب برابر $\Delta v_{o1} = 0.3V$ و $\Delta v_{o2} = 0.16V$ باشد که شکل ۸ تأیید کننده صحت این محاسبات است.

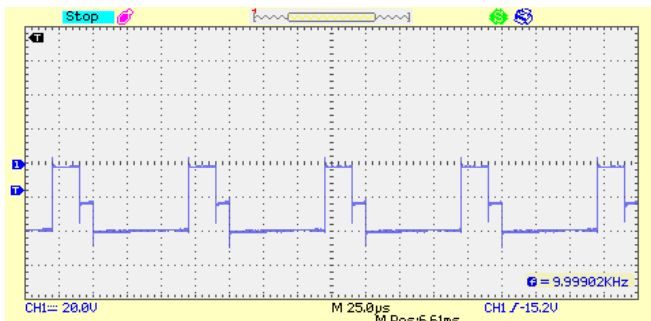
به رابطه (۹) برابر ۲۰- ولت، در حالت کاری دوم مطابق رابطه (۱۹) برابر ۲۰ ولت و در حالت کاری سوم برابر صفر خواهد بود. شکل موج‌های ولتاژ دو سر کلیدهای S_1 ، S_2 و S_3 در شکل ۹ نشان داده شده است. باتوجه به این شکل مقادیر محاسبه شده فوق برای ولتاژ دو سر کلیدهای مذکور حاصل شده است.

۴- نتیجه

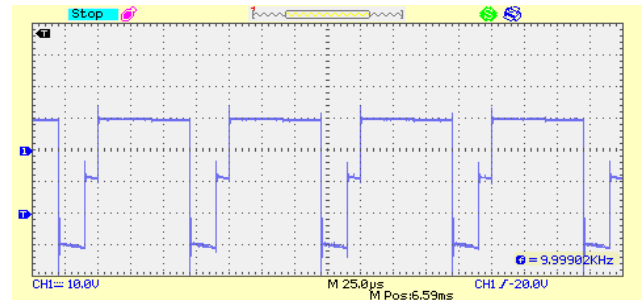
در این مقاله تحلیل ساختاری یک مبدل مستقیم-مستقیم افزایشی تک‌ورودی- n خروجی شامل یک سلف ارائه شد. این ساختار توانایی تولید چندین سطوح ولتاژ مجزا در خروجی را دارد و در کاربردهایی از قبیل مبدل‌های جریان/ولتاژ مستقیم به متناوب چندسطحی دیود کلمپ و یا منابع تغذیه با سطوح ولتاژ جداگانه مورد استفاده قرار می‌گیرد. باتوجه به عدم وجود ترانسفورماتور امکان کلیدزنی در فرکانس‌های بالا وجود دارد. از مزایای دیگر این ساختار می‌توان به هزینه‌های ساخت کم و امکان ساخت به صورت ماجولار اشاره کرد. روابط مربوط به ولتاژ و جریان عناصر و همچنین ریپل مربوط به جریان عبوری از سلف و ریپل ولتاژ دو سر خازن‌های خروجی محاسبه گردید. در نهایت نمونه‌های دو ورودی و سه خروجی از مبدل مذکور در نرم‌افزار PSCAD/EMTDC شبیه‌سازی شده و نمونه آزمایشگاهی مبدل موردنظر در مقاله آورده شده است؛ نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی مؤید صحت عملکرد و روابط به دست آمده برای ساختار مذکور است.



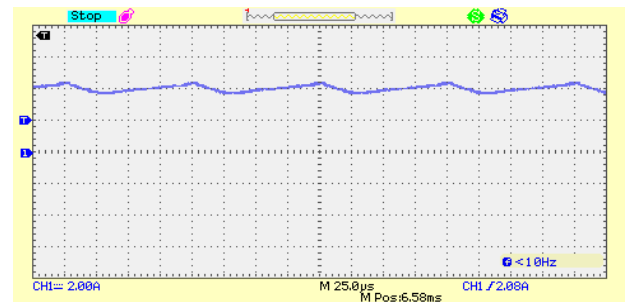
(الف)



(ب)



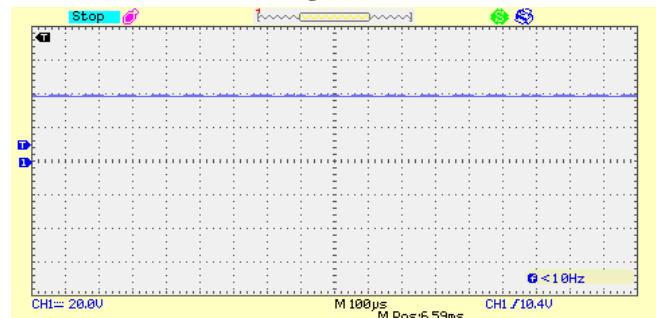
(الف)



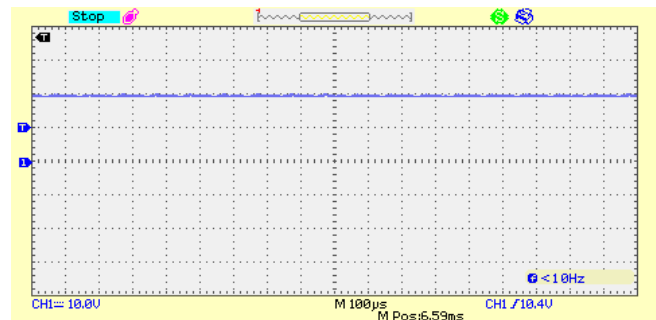
(ب)

شکل ۷: شکل موج‌های مربوط به (الف): ولتاژ سلف L و (ب): جریان سلف L در مبدل مستقیم-مستقیم افزایشی تک‌ورودی-

دو خروجی.



(الف)



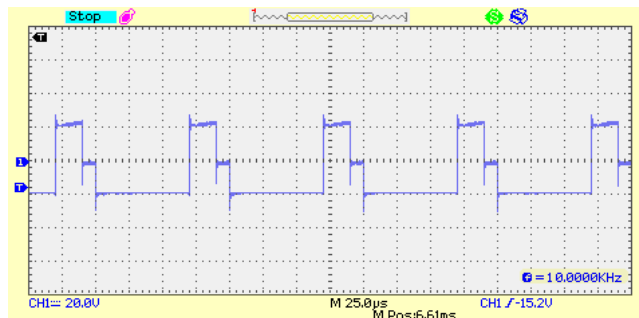
(ب)

شکل ۸: شکل موج‌های ولتاژهای خروجی (الف): V_{o1} و (ب):

V_{o2} مبدل مستقیم-مستقیم افزایشی تک‌ورودی-دو خروجی

ولتاژ دو سر کلید S_1 در حالت کاری اول برابر صفر، در حالت کاری دوم باتوجه به رابطه (۱۸) برابر ۴۰ ولت و در حالت کاری سوم مطابق با رابطه (۲۸) برابر ۲۰ ولت خواهد بود. ولتاژ دو سر کلید S_1 در حالت کاری اول براساس رابطه (۸) برابر ۴۰ ولت، در حالت کاری دوم برابر صفر و در حالت کاری سوم باتوجه به رابطه (۲۹) برابر ۲۰- ولت است. سرانجام ولتاژ دو سر کلید S_2 در حالت کاری اول باتوجه

- [14] H. Behjati, A. Davoudi, "A multiple-input multiple-output DC-DC converter," IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 49, no. 3, pp. 1464-1479, 2013.
- [15] D. Trevisan, W. Stefanutti, P. Mattavelli, P. Tenti, "FPGA control of SIMO DC-DC converters using load current estimation," in Proc. IECON, pp. 6, 2005.
- [16] S. Chakraborty, A. K. Jain, N. Mohan, "A novel converter topology for multiple individually regulated outputs," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, pp. 361-369, 2006.
- [17] A. A. Boora, A. Nami, F. Zare, A. Ghosh, F. Blaabjerg, "Voltage-sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode-clamped inverter with high power factor loads," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 10, pp. 2507-2520, 2010.
- [18] R. Prem, S. Manmadhan, V. K. Devi, "Wireless control of DC-DC converter," in Proc. Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, pp. 1-6, 2014.
- [19] J. D. Dasika, B. Bahrani, M. Saeedifard, A. Karimi, A. Rufer, "Multivariable control of single-inductor dual-output buck converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 2061-2070, 2014.
- [20] J. Weinstein, S. C. Huerta, Z. Zhao, J. Mincey, Z. Moussaoui, "Optimized phase positioning for minimizing input filter requirements in single-input multiple-output switch-mode power supplies," in Proc. APEC, pp. 455-459, 2014.
- [21] A. P. Dancy, R. Amirtharajah, A. P. Chandrakasan, "High-efficiency multiple-output DC-DC conversion for low-voltage systems," IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 8, no. 3, pp. 252-263, 2000.
- [22] E. C. dos Santos, "Dual-output dc-dc buck converters with bidirectional and unidirectional characteristics," IET Power Electronics, vol. 6, no. 5, pp. 999-1009, 2013.
- [23] M. Belloni, E. Bonizzoni, F. Maloberti, "On the design of single-inductor double-output DC-DC buck, boost and buck-boost converters," in Proc. ICECS, pp. 626-629, 2008.
- [24] D. Gunasekaran, L. Qin, U. Karki, Y. Li, F. Z. Peng, "Multi-level capacitor clamped DC-DC multiplier/divider with variable and fractional voltage gain-an (n/m) X DC-DC converter," in Proc. APEC, pp. 2525-2532, 2016.
- [25] J. Yang, Z. He, H. Pang, G. Tang, "The hybrid-cascaded DC-DC converters suitable for HVDC applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 10, pp. 5358-5363, 2015.
- [26] N. Deshpande, R. D. Chavhan, N. Deshpande, "Coupled inductor based single-input multiple-outputs boost converter," in Proc. AEEICB, pp. 126-130, 2017.
- [27] R.J. Wai, K. H. Jheng, "High-efficiency single-input multiple-output DC-DC converter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 2, pp. 886-898, 2013.
- [28] W. Huang, J. A. A. Qahouq, Z. Dang, "CCM-DCM power-multiplexed control scheme for single-inductor multiple-output DC-DC power converter with No cross regulation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 2, pp. 1219-1231, 2017.
- [۲۹] محسن کربعلی زاده، نوید رضا ابجدی، غلامرضا عرب مارکده، جعفرسلطانی، کنترل تطبیقی با خطی سازی فیدبک ورودی-خروجی یک مبدل تشدید سری-موازی مستقیم-مستقیم، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۴، شماره ۱، صفحات ۳۳ تا ۴۲، بهار ۱۳۹۳.
- [30] B. Wu, S. Li, Y. Liu, K. M. Smedley, "A new hybrid boosting converter for renewable energy applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 2, pp. 1203-1215, 2016.
- [31] S. Bahravar, H. M. Mahery, E. Babaei, M. Sabahi, "Mathematical modeling and transient analysis of DC-DC- buck-boost converter in CCM," in Proc. IICPE, pp. 1-6, 2012.
- [32] S. Bahravar, E. Babaei, S. H. Hosseini, "New cascaded multilevel topology with reduced variety of magnitudes of dc voltage sources," in Proc. IICPE, pp. 1-6, 2012.
- [33] E. Babaei, S. Laali, S. Bahravar, "A new cascaded multi-level inverter topology with reduced number of components and charge balance control methods capabilities," Electric Power Components and Systems, vol. 43, no. 19, pp. 2116-2130, 2015.



(ج)

شکل ۹: شکل موج‌های ولتاژ دو سر کلیدهای (الف): S_1 و (ب): S_2 و (ج): S_2

مراجع

- [1] E. Babaei, O. Abbasi, S. Sakhavati, "An overview of different topologies of multi-port dc/dc converters for dc renewable energy source applications. In Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)," International Conference on IEEE, pp. 1-6, 2016.
- [2] A. Nami, F. Zare, A. Ghosh, F. Blaabjerg, "Multi-output DC-DC converters based on diode-clamped converters configuration: topology and control strategy," IET power electronics, vol. 3, no. 2, pp. 197-208, 2010.
- [3] L. Müller, J. W. Kimball, "High gain DC-DC converter based on the Cockcroft-Walton multiplier," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 9, pp. 6405-6415, 2016.
- [۴] لیلا محمدیان، ابراهیم بابائی، محمدباقر بناءشریفیان، ارائه روش جدیدی برای مدل‌سازی مبدل کاهنده-افزاینده دو سویه با استفاده از شیوه جدیدی از روش گراف سیگنال جریان و به کارگیری آن در سیستم مدیریت انرژی خودروی برقی، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۲، صفحات ۲۲۱ تا ۲۳۵، تابستان ۱۳۹۵.
- [5] J. C. Rosas-Caro, J. M. Ramirez, F. Z. Peng, A. Valderrabano, "A DC-DC multilevel boost converter," IET Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 129-137, 2010.
- [6] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, "Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp. 190-196, 2005.
- [7] H. Ertl, T. Wiesinger, J. W. Kolar, "Active voltage balancing of DC-link electrolytic capacitors," IET Power Electronics, vol. 1, no. 4, pp. 488-496, 2008.
- [8] A. A. Boora, F. Zare, A. Ghosh, "Multi-output buck-boost converter with enhanced dynamic response to load and input voltage changes," IET power electronics, vol. 4, no. 2, pp. 194-208, 2011.
- [9] A. Nami, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh, F. Blaabjerg, "A new configuration for multilevel converters with diode clamped topology," International Power Engineering Conference IEEE, pp. 661-665, 2007.
- [10] H. Behjati, A. Davoudi, "Single-stage multi-port DC-DC converter topology," IET Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 392-403, 2013.
- [11] D. Ma, W. H. Ki, C. Y. Tsui, "A pseudo-CCM/DCM SIMO switching converter with freewheel switching," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 6, pp. 1007-1014, 2003.
- [12] H. Behjati, A. Davoudi, "A multi-port converter with independent outputs for vehicular applications," in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 1-5, 2011.
- [13] R. L. Lin, C. R. Pan, K. H. Liu, "Family of single-inductor multi-output DC-DC converters," in Proc. PEDS, pp. 1216-1221, 2009.