

# مبدل کلیدزنی تک سوئیچه دو خروجی افزایشده DC-DC برای کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر

فرشته قاسمی<sup>۱</sup> محمدروح اله یزدانی<sup>۲</sup>

۱- دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه پیام نور، صندوق پستی ۴۶۹۷-۱۹۳۹۵ تهران، ایران

[f\\_ghasemy@pnu.ac.ir](mailto:f_ghasemy@pnu.ac.ir)

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

[m.yazdani@khuisf.ac.ir](mailto:m.yazdani@khuisf.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله، یک مبدل افزایشده دوخروجی مناسب برای کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر پیشنهاد شده است. توپولوژی پیشنهادی با ترکیب مبدل سوپرلیفت لثو با ساختار سوئیچ-خازنی یک ساختار دو خروجی را ارائه داده است. مبدل افزایشده پیشنهادی غیرایزوله دارای ساختار ساده، با استفاده از تنها یک سوئیچ، و تنها یک سلف دو سطح افزایشده ولتاژ را در دو خروجی ارائه داده است. تحلیل‌های تئوری مدار در وضعیت هدایت پیوسته ارائه شده و به وسیله نتایج شبیه‌سازی در نرم افزار OrCAD مورد ارزیابی قرار گرفته است. مدارکنترل مبدل پیشنهادی ۲۰۰ وات، در این مقاله با استفاده از یک PI معرفی شده و راندمان مبدل در بار کامل ۹۴٪ است. برتری راندمان مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های دو خروجی مشابه نیز تأیید می‌شود.

**واژه‌های کلیدی:** مبدل افزایشده DC-DC، مبدل چندخروجی، مبدل لثو، سوئیچ-خازنی.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.2.25

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۲۳

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۲/۰۷/۲۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۱۹

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمد روح اله یزدانی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - اصفهان - بلوار ارغوانیه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - دانشکده ی فنی مهندسی گروه برق

## ۱- مقدمه

و دو سوئیچ، دو مبدل افزایشده و کاهشده را در یک مبدل ایجاد کرده است.

برای کاربردهای غیرایزوله، راه حل مبتنی بر سلف کوپل شده، همراه با تکنیک سوئیچ-خازنی (SC)<sup>۱</sup> در مبدل افزایشده ارائه شده است؛ استفاده از تکنیک سوئیچ-خازنی با وجود بهره ولتاژ بالا، شامل ایرادات تلفات نسبتاً زیاد و ریپل جریان می‌باشد [۱۸]، [۱۹]. مزایای اصلی تکنیک سوئیچ-خازنی به تنهایی شامل عدم وجود اجزای مغناطیسی حجیم و چگالی توان بالا و همچنین کنترل آسان است؛ با این حال، کاربرد آن همیشه به دلیل معایب جریان پیک و نسبت تبدیل ولتاژ تنظیم نشده محدود می‌شود [۲۰]. مبدل با بهره ولتاژ بالا بر اساس تکنیک SC اما وجود استرس جریان روی عناصر مبدل، در [۲۱] توسعه یافته است. فرکانس‌های کلیدزنی امکان استفاده از خازن‌های کوچکتر را فراهم می‌کند، مبدل‌های سوئیچ-خازنی کم هزینه و فشرده هستند [۲۲] و می‌توانند بازدهی بیش از ۹۰ درصد را به دست آورند. در مبدل چند خروجی [۸] هر چه تعداد خروجی‌ها بیشتر می‌شود تعداد عناصر مدار افزایش می‌یابد و در نتیجه به دلیل زیاد شدن تلفات عناصر مبدل، بازدهی واقعی کاهش می‌یابد. به هر حال، به ازاء افزایش خروجی‌ها مبدل پیچیده‌تر می‌شود، لذا نیاز به مدلی که با ساختار ساده بتواند چند خروجی ایجاد کند وجود دارد. برخی از مبدل‌های مرور شده چند خروجی، برای افزایش تعداد درگاه‌های خروجی، به چند سوئیچ نیاز داشتند که افزایش تعداد سوئیچ منجر به افزایش هر چه بیشتر تلفات در کنار افزایش فرکانس کلیدزنی، می‌شود [۲۳]. همچنین افزایش تعداد سوئیچ‌ها به اجبار منجر به طراحی مدارهای کنترل نسبتاً پیچیده می‌گردد [۲۴]. در مبدل‌های مراجع [۹]، [۱۷] با استفاده از عناصر زیاد، دو خروجی نتیجه طراحی مبدل بوده است؛ این در حالی است که با وجود دو سوئیچ در این مبدل‌ها، بهره کم می‌باشد و این دو مبدل از روش‌های افزایش ولتاژ به خوبی بهره نبرده‌اند. محدودیت در چرخه وظیفه نیز از ایرادات مبدل دو خروجی در مرجع [۲۵] می‌باشد. مبدل مرجع [۲۶] با استفاده از یک سوئیچ و یک سلف، دو خروجی در مبدل پایه ارائه شده، ایجاد کرده است اما تولید شکل موج‌های هارمونیکی از معایب این مبدل می‌باشد.

در این مقاله، یک مبدل غیرایزوله با ترکیب ساختار سوپرلیفت لئو با خروجی مثبت و ساختار سوئیچ-خازنی معرفی شده است. در این مبدل، تنها یک سلف متفاوت از بقیه مبدل‌های چندخروجی، و تنها یک سوئیچ مورد نیاز است. سیستم کنترل مبدل بسیار ساده و مقرون به صرفه می‌باشد. این مبدل دو خروجی در وسایل نقلیه الکتریکی و سلول‌های خورشیدی کاربرد دارد.

این مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است. بخش دوم تجزیه و تحلیل نظری و فواصل عملیاتی مبدل پیشنهادی را ارائه داده است. در بخش سوم، ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی مورد بحث قرار گرفته است. بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی و مبحث کنترل در بخش پنجم

امروزه مبدل‌های کلیدزنی افزایشده به طور گسترده در سامانه‌های مبتنی بر انرژی‌های تجدیدپذیر مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱]، [۲]. مبدل‌های DC-DC چند پورتی (MPC)<sup>۱</sup> نیز، عمدتاً به دلیل قابلیت ارتباط با منابع مختلف انرژی، سیستم‌های ذخیره‌سازی انرژی و بارها، مورد توجه هستند [۳]، [۴]. با تنوع دستگاه‌های الکتریکی، مبدل‌های تک خروجی برای برآوردن نیاز به سطوح مختلف ولتاژ به طور همزمان، قابلیت ویژه ندارند. در مقابل، مبدل‌های چند خروجی به عنوان یک راه حل مقرون به صرفه و اندازه موثر، توجه قابل ملاحظه‌ای را به خود جلب کرده‌اند [۵]. مبدل‌های چند پورتی معمولاً بر اساس نوع منابع انرژی تجدیدپذیر، تعداد پورت‌ها، بر اساس ایزوله بودن یا نبودن و نوع کاربرد طبقه‌بندی می‌شوند [۶]. به طور سنتی، مناسب‌ترین وسیله برای تولید سطوح ولتاژ چندگانه استفاده از یک ترانسفورماتور چند خروجی است [۷]؛ که به دلیل هزینه و حجم بالا در کاربردهای قابل حمل ایجاد مشکل می‌کنند، اما مبدل‌های غیرایزوله به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند؛ توپولوژی‌های غیرایزوله معمولاً مقرون به صرفه و فشرده با قابلیت اطمینان بالا هستند. برای کاربردهای غیرایزوله، مبدل‌های چندخروجی مشتق شده از مبدل‌های سنتی باک، بوست و باک-بوست در منابع [۸]–[۱۰] توصیف شده‌اند. بر اساس تعداد پورت‌ها، مبدل‌ها را می‌توان به عنوان چند خروجی تک ورودی (SIMO)<sup>۲</sup>، تک خروجی چند ورودی (MISO)<sup>۳</sup> و خروجی و ورودی چندگانه (MIMO)<sup>۴</sup> طبقه‌بندی کرد [۵]، [۱۱]. توپولوژی‌های MISO و MIMO برای توزیع DC در کاربردهای نوظهور مانند رابط با منابع انرژی تجدیدپذیر و منابع تغذیه ماهواره ای مناسب هستند [۱۲]. مبدل‌های SIMO برای خروجی‌های متعدد با سطوح مختلف در کاربردهای انرژی خورشیدی و خودرو الکتریکی مناسب می‌باشند [۱۳].

مبدل‌های لئو مجموعه‌ای از مبدل‌های توسعه‌یافته DC-DC با ساختار مدار ساده، راندمان بالا و ریپل جریان و ولتاژ کم هستند. یکی از مبدل‌های غیرایزوله لئو مبدل سوپرلیفت لئو می‌باشد. این مبدل که نوعی مبدل بوست اصلاح یافته است می‌تواند به صورت تصاعد حسابی یا هندسی طبقه به طبقه باعث افزایش ولتاژ خروجی و در نهایت افزایش بهره بشود [۱۴]، [۱۵]. این مبدل در حالت CCM<sup>۵</sup> از مبدل‌های بوست، چوک و سپیک قدرتمندتر است، چرا که دارای راندمان بالاتر، چگالی توان خوب، و بهره ولتاژ بالاتر با درصد پایین‌تر چرخه وظیفه است [۱۶]. مبدل سوپرلیفت لئو بر اثر عناصر پارازیتی نیز غلبه می‌کند بنابراین ریپل ولتاژ و جریان خروجی و امواج هارمونیکی را به حداقل می‌رساند. یک مبدل دو خروجی با ترکیبی از مبدل سوپرلیفت لئو و مبدل باک برای استفاده در خودروهای الکتریکی در [۱۷] پیشنهاد شده است. این مبدل با استفاده از دو سلف

برای تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی، شرایط زیر فرض می‌شود:

- مبدل در CCM کار می‌کند.
  - افت ولتاژ دیودها، مقاومت سری معادل خازن‌ها نادیده گرفته شده است؛ مقاومت سری معادل خازن  $C_S$  با  $r_c$  نشان داده می‌شود.
  - خازن‌ها ثابت فرض می‌شوند.
- مبدل پیشنهادی دارای دو وضعیت اصلی است که در شکل (۲) نشان داده شده است. شکل موج‌های تئوری در حالت ماندگار نیز در شکل (۳) نشان داده شده‌اند.

وضعیت‌های عملیاتی به شرح زیر است:

**وضعیت I [t<sub>0</sub>, t<sub>1</sub>] (الف):** این حالت با روشن شدن سوئیچ در t<sub>0</sub> شروع می‌شود و L و C<sub>1</sub> شارژ می‌شود و ولتاژ L و C<sub>1</sub> به V<sub>in</sub> می‌رسد. در این حالت ولتاژ دو طرف D<sub>3</sub> و D<sub>1</sub> به صفر می‌رسد و دیودها روشن می‌شوند. خازن C<sub>S</sub> از طریق D<sub>3</sub> دشارژ می‌شود. دیود D<sub>2</sub> و D<sub>4</sub> بایاس معکوس هستند و خازن خروجی C<sub>O1</sub> در بار دشارژ می‌شود.

معادلات مهم این وضعیت به شرح زیر است:

$$I_L(t) = I_L(t_0) + \frac{V_{in}}{L}(t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{CS}(t) = \frac{V_{O2} + V_{CS}(t_0)}{r_c} e^{-(t-t_0)/\tau} \quad (2)$$

$$I_S(t) = I_{C1}(t) + I_L(t) - I_{CS}(t) \quad (3)$$

بطوریکه

$$\tau = r_c C_s \quad (4)$$

در انتهای این وضعیت جریان سلف به حداکثر میزان خود می‌رسد:

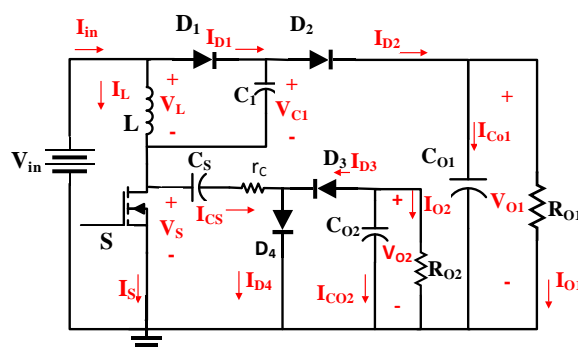
$$I_{L,max} = I_L(t_1) = I_L(t_0) + \frac{V_{in}}{L} dT \quad (5)$$

که در آن d چرخه وظیفه و T سیکل کلیدزنی است.

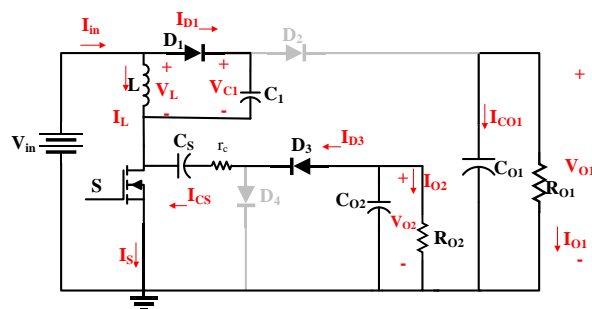
ارائه شده است. بخش ششم تلفات و بازدهی مبدل را همراه با مقایسه بین مبدل‌های افزایشی دو خروجی ارائه کرده است. در نهایت، نتیجه‌گیری در بخش نهایی ارائه شده است.

## ۲- اصول عملیاتی مبدل پیشنهادی

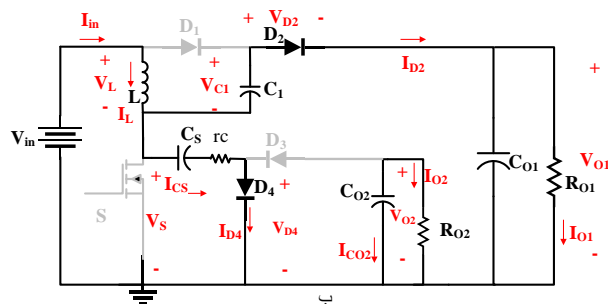
توپولوژی سوپرلیفت لثو خروجی مثبت با ساختار سوئیچ-خازنی ترکیب شده و یک مبدل دو خروجی با یک سوئیچ، تک سلف و یک ورودی ایجاد کرده است. همانطور که در شکل (۱) نشان داده شده، مبدل پیشنهادی شامل منبع ورودی V<sub>in</sub>، سلف L، خازن‌های C<sub>1</sub>، C<sub>S</sub>، C<sub>O1</sub>، C<sub>O2</sub> و دیودهای D<sub>1</sub>، D<sub>2</sub>، D<sub>3</sub>، D<sub>4</sub> با یک سوئیچ S می‌باشد.



شکل (۱): مبدل پیشنهادی دو خروجی افزایشی غیرایزوله



الف



ب

شکل (۲): مدار معادل برای هر یک از وضعیت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی. (الف) وضعیت اول، سوئیچ روشن. (ب) وضعیت دوم، سوئیچ خاموش

در انتهای این وضعیت جریان سلف به حداقل میزان خود می‌رسد:

$$I_{L,\min} = I_L(t_2) = I_L(t_1) - \frac{V_{in} - V_s}{L}(1-d)T \quad (8)$$

### ۳- ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

#### ۳-۱- محاسبه بهره

برای محاسبه بهره به ازای دو خروجی با استفاده از بالانس ولت-ثانیه سلف:

$$\frac{V_{in}}{L} dT + \frac{2V_{in} - V_{o1}}{L} (1-d)T = 0 \quad (9)$$

$$\frac{V_{in}}{L} dT + \frac{V_{o2}}{L} (1-d)T = 0 \quad (10)$$

در نتیجه بهره ولتاژ به ازای دو خروجی دو معادله (۹) و (۱۰) خواهد بود:

$$G_1 = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{2-d}{1-d} \quad (11)$$

$$G_2 = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (12)$$

#### ۳-۲- طراحی سلف

برای تغییرات جریان سلف  $L$  با توجه به بسته بودن سوئیچ در وضعیت اول:

$$\Delta i_L(close) = \frac{V_{in} d}{L f_s} \quad (13)$$

و با توجه به باز بودن سوئیچ در وضعیت دوم، تغییرات جریان سلف از (۱۴) محاسبه می‌شود:

$$\Delta i_L(open) = \frac{2V_{in} - V_{o1}}{L} (1-d)T \quad (14)$$

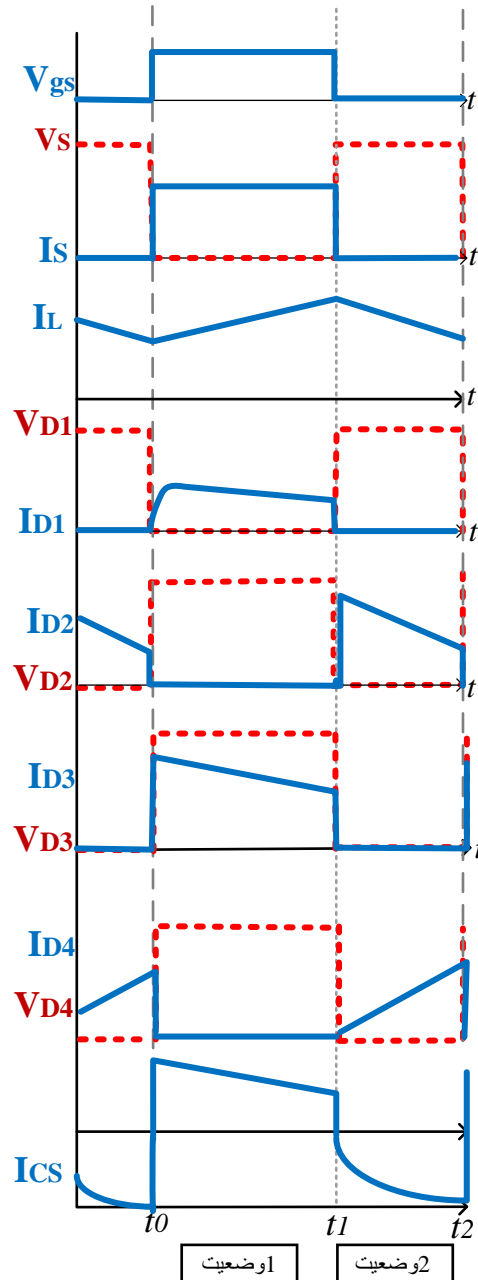
جریان متوسط در سلف با در نظر گرفتن برابر بودن میانگین توان تامین شده توسط منبع با میانگین توان جذب شده توسط مقاومت‌های بار تعیین می‌شود؛ لذا با توجه به مجموع توان‌ها:

$$V_{in} I_L = \frac{V_{o1}^2}{R_{o1}} + \frac{V_{o2}^2}{R_{o2}} \quad (15)$$

با جایگذاری (۱۱) و (۱۲) در (۱۵):

$$I_L = \frac{V_{in}}{(1-d)^2} \left( \frac{(2-d)^2}{R_{o1}} + \frac{d^2}{R_{o2}} \right) \quad (16)$$

حداقل جریان سلف با استفاده از مقدار متوسط جریان و تغییرات جریان از معادله (۱۳) و (۱۶) تعیین می‌شود:



شکل (۳): موج‌های تئوری مبدل پیشنهادی دو خروجی افزایشده غیرایزوله

مدت  $[t_1, t_2]$ , شکل ۲(ب): سوئیچ در  $t_1$  خاموش است. جریان  $L$  به صورت خطی کاهش می‌یابد. دیود  $D_2$  به دلیل بایاس مستقیم باعث انتقال توان به خروجی از طریق خازن  $C_{o1}$  خروجی می‌شود، دیود  $D_4$  روشن و  $D_3$  خاموش می‌شود و خازن  $C_s$  شارژ می‌شود از آنجایی که  $D_2$  روشن است،  $D_1$  خاموش می‌ماند در این حالت انرژی ذخیره شده  $C_1$  به خروجی انتقال می‌یابد. معادلات این وضعیت به شرح زیر است:

$$I_L(t) = I_L(t_1) + \frac{V_{in} - V_s}{L}(t - t_1) \quad (6)$$

$$I_{CS}(t) = \frac{V_{o1} + V_{C1} - V_{CS}(t_1)}{r_C} e^{-(t-t_0)/\tau} = I_{D4}(t) \quad (7)$$

$$|\Delta Q_{CO}| = C_o \Delta V_o = \frac{V_o}{R_o} dT \quad (26)$$

خروجی مقادیر خازن‌های خروجی نیز با توجه به ریپل ولتاژ خروجی پیک تو پیک از (۲۶) محاسبه می‌گردد:

$$C_{o1,o2} = \frac{d}{R_{o1,o2} (\Delta V_{o1,o2} / V_{o1,o2}) f_s} \quad (27)$$

### ۳-۴- استرس عناصر فعال

بر اساس ولتاژ و جریان در هر دو وضعیت، استرس عناصر فعال محاسبه و در جدول (۱) نشان داده شده است:

جدول (۱): استرس عناصر فعال مبدل پیشنهادی

مقدار استرس	پارامتر
$V_{CS}$	$V_S$
$I_{in} + I_{CS}$	$I_S$
$2V_{in}$	$V_{D1}$
$2V_{in}$	$V_{D2}$
$V_{O2}$	$V_{D3}$
$V_{O2}$	$V_{D4}$

با توجه به روابط ذکر شده در این بخش مشخصات مبدل در جدول (۲) نشان داده شده است. استرس‌های ولتاژ و جریان مبنای انتخاب نیمه هادی‌های مبدل پیشنهادی قرار گرفت بنابراین، IRFP260N برای ماسفت و MBR1045 برای دیودها انتخاب شده است.

جدول (۲): اجزا و مشخصات مبدل پیشنهادی

مقدار	پارامتر
ولتاژ ورودی	12V
توان خروجی	200W
فرکانس کلیدزنی	100kHz
چرخه وظیفه (d)	0.7
L	200 μH
$C_1, C_S$	47 μF
$r_c$	150mΩ
$C_{O1}, C_{O2}$	100 μF, 100 μF
$R_{O1}, R_{O2}$	15Ω, 18Ω
$V_{O1}, V_{O2}$	48V, -36V

### ۴- شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی با نرم‌افزار OrCAD در شکل‌های این بخش نشان داده شده است. شکل (۴) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ S را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل مشخص است ولتاژ و جریان فاقد اسپایک ناشی از سلف می‌باشد. جریان سلف در شکل (۵)، نشان دهنده عملکرد CCM مبدل می‌باشد. جریان و ولتاژ  $D_1$  در شکل (۶)، نشان داده شده است، شکل موج جریان و ولتاژ  $D_2, D_3$  و  $D_4$  به ترتیب در (۷)، (۸)، و شکل (۹) آمده است. جریان خازن  $C_S$  نیز

$$I_{L(\min)} = \frac{V_{in}}{(1-d)^2} \left( \frac{(2-d)^2}{R_{O1}} + \frac{d^2}{R_{O2}} \right) - \frac{V_{in}d}{2Lf_s} \quad (17)$$

شرط لازم برای جریان سلف پیوسته، مثبت بودن  $I_{\min}$  است. لذا حداقل مقدار سلف از (۱۷) با در نظر گرفتن  $I_{\min}=0$  محاسبه می‌شود:

$$L = d \frac{(1-d)^2}{2f_s} \left[ \frac{(2-d)^2 R_{O2} + d^2 R_{O1}}{R_{O1} R_{O2}} \right]^{-1} \quad (18)$$

### ۳-۳- طراحی خازن‌ها

تغییرات بار خازن  $C_1$  در حالت سوئیچ بسته از (۱۹) بدست می‌آید، که در آن  $\Delta V_{C1}$  تغییرات ولتاژ  $C_1$  می‌باشد:

$$|\Delta Q_{C1}| = I_{O1} dT = C_1 \Delta V_{C1} \quad (19)$$

از (۱۹) ظرفیت خازن  $C_1$  بر حسب ریپل ولتاژ بدست می‌آید:

$$C_1 = \frac{I_{O1} d}{\Delta V_{C1} f_s} \quad (20)$$

با در نظر گرفتن  $\Delta V_{CS}$  به عنوان تغییرات ولتاژ  $C_S$ ، با توجه به محدودیت پیک جریان، مقدار خازن  $C_S$  محاسبه می‌شود:

$$C_S = \frac{I_{O2} d}{\Delta V_{CS} f_s} \quad (21)$$

برای محاسبه مقاومت سری خازنی بار خازن  $C_S$  در وضعیت اول مبدل در حالت دشارژ در (۲۲) و وضعیت دوم مبدل بصورت شارژ در (۲۳) محاسبه می‌شود:

$$Q_{CS}^- = C_S (V_{O2} + V_{CS}(t_0)) (1 - e^{-T/\tau}) \quad (22)$$

$$Q_{CS}^+ = C_S (V_{O1} + V_{C1} - V_{CS}(t_1)) (1 - e^{-(1-d)T/\tau}) \quad (23)$$

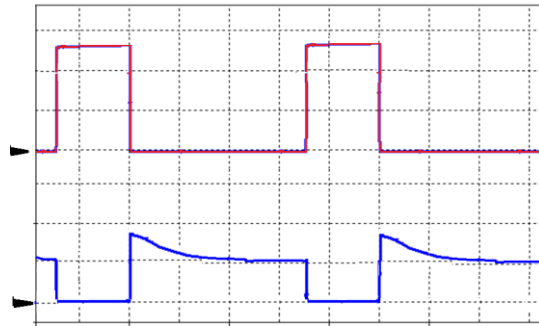
در حالت ماندگار، متوسط ولتاژ در خازن ثابت است. این بدان معناست که مقدار باری که به داخل و خارج از خازن جریان می‌یابد باید در طول یک سیکل سوئیچینگ برابر باشد. لذا، با توجه به جریان خروجی  $I_{O2}$  نیز که توسط خازن  $C_S$  ارائه می‌شود، مقدار باری که به داخل و خارج از خازن وارد می‌شود در (۲۴) بیان می‌شود:

$$Q_{CS}^+ = Q_{CS}^- = C_S (V_{CS}(t_0) - V_{CS}(t_1)) = I_{O2} T \quad (24)$$

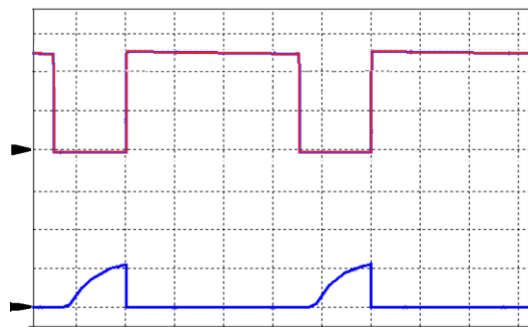
با جایگذاری (۱۹) در (۱۷) و (۱۸) و در نظر گرفتن نسبت ولتاژ به جریان خروجی  $I_{O2}$  برابر  $r_c$  در (۲۰) مقاومت سری خازنی محاسبه می‌شود:

$$r_c = \frac{T(1 - e^{-T/\tau})}{C_S(1 - e^{-dT/\tau})(1 - e^{-(1-d)T/\tau})} \quad (25)$$

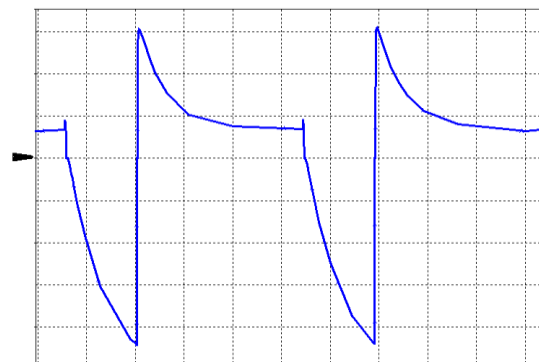
با در نظر گرفتن تغییرات ولتاژ خروجی  $\Delta V_O$ ، تغییرات بار خازن‌های خروجی  $\Delta Q_{CO}$  بدست می‌آید:



شکل (۸): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)  $D_3$ . ولتاژ/div 20V، جریان/div 5A، زمان/div 2 $\mu$ s



شکل (۹): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)  $D_4$ . ولتاژ/div 10V، جریان/div 5A، زمان/div 2 $\mu$ s

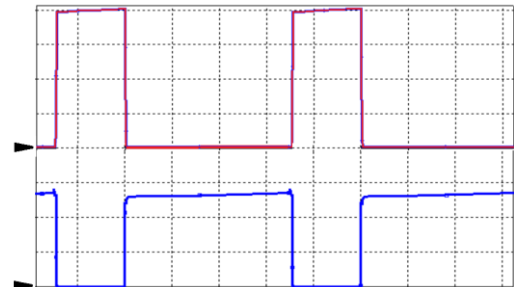


شکل (۱۰): شکل موج جریان  $C_s$ . 2.5A/div، زمان/div 2 $\mu$ s

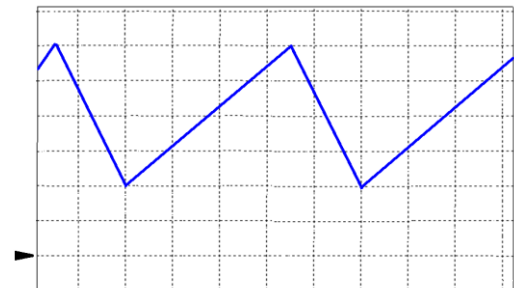
### ۵- سیستم کنترل مبدل پیشنهادی

در این بخش مدار کنترل حلقه بسته طراحی شده برای مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود. در این مبدل از روش کنترل PWM<sup>۴</sup> و کنترل کننده PI<sup>۵</sup> استفاده شده است. مبدل‌های چند خروجی برای کاهش خطا معمولاً به چندین کنترل کننده PI نیاز دارند؛ اما سیستم کنترل در این مبدل تنها از یک کنترل کننده PI برای کاهش خطا در هر دو خروجی استفاده می‌کند. در شکل (۱۱) شماتیک کنترل مبدل تک سوئیچه با دو خروجی نشان داده شده است. دو ولتاژ خروجی  $V_{O1}$  و  $V_{O2}$  اندازه‌گیری شده و هر کدام به طور جداگانه با ولتاژ مرجع یا مقدار خروجی مطلوب  $V_{ref1}$  و  $V_{ref2}$  که به ترتیب ۴۸ و ۳۶ ولت است، مقایسه می‌شود. خطای فرآیند حاصل از هر دو ولتاژ با یکدیگر جمع شده و به یک بلوک کنترل کننده PI ارسال می‌شود.

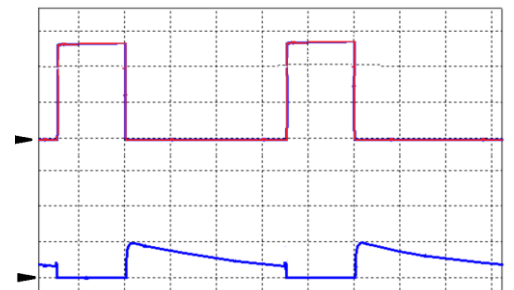
در شکل (۱۰) نشان داده شده است پیک جریان خازن  $C_s$  توسط  $r_c$  به دلیل ESR بالای خازن، محدود می‌شود؛ پیک جریان در ساختارهای سوئیچ-خازنی یک چالش است زیرا نه تنها بازدهی را کم می‌کند، بلکه عامل ایجاد EMI<sup>۶</sup> است، لذا استفاده از تکنیک سوئیچ-خازنی در توان بالا با محدودیت همراه است. ESR خازن، مقصر تلفات رسانایی است با این حال، مزایای محدودیت جریان پیک خازن را به همراه دارد.



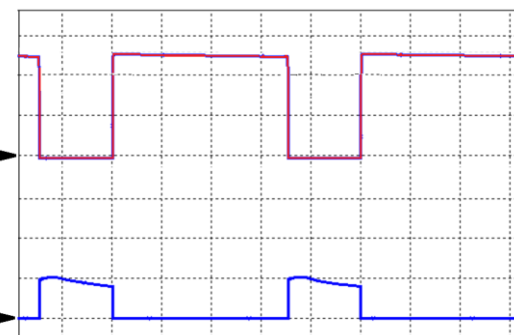
شکل (۴): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سوئیچ. ولتاژ/div 10V، جریان/div 5A، زمان/div 2 $\mu$ s



شکل (۵): شکل موج جریان سلف، 0.1A/div، زمان/div 2 $\mu$ s



شکل (۶): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)  $D_2$ . ولتاژ/div 20V، جریان/div 2.5A، زمان/div 2 $\mu$ s

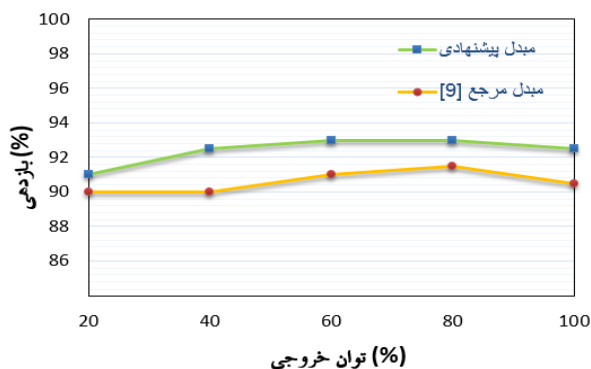


شکل (۷): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)  $D_1$ . ولتاژ/div 10V، جریان/div 10A، زمان/div 2 $\mu$ s



### ۶- بازدهی و مقایسه

بازدهی مبدل پیشنهادی حدود ۹۴٪ در توان خروجی نامی می‌باشد. شکل (۱۳) بازدهی حاصل از شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را در بار کامل نشان می‌دهد. در این شکل بازدهی مبدل پیشنهادی در شرایط مشابه با مبدل مرجع [۹] مقایسه شده است.



شکل (۱۳): بازدهی مبدل پیشنهادی در توان خروجی نامی

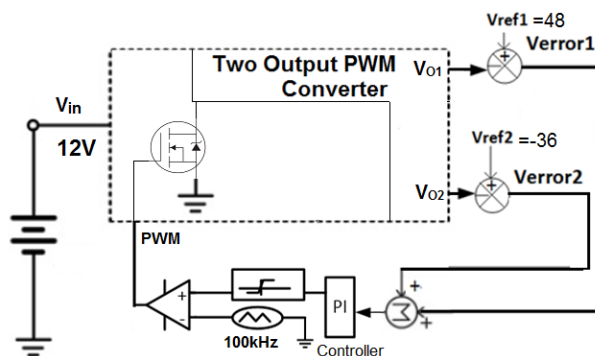
جدول (۳) ویژگی‌های مبدل SIMO پیشنهادی را با مقالات مشابه دو خروجی تک ورودی قبلی مقایسه می‌کند. بازدهی مبدل‌های موجود در جدول (۳) در توان ۲۰۰ وات و در شرایط مشابه با مبدل پیشنهادی ارائه شده است. مراجع [۹]، [۱۷]، و [۲۷] به ازاء هر خروجی یک سوئیچ استفاده کرده‌اند. مرجع [۹] با داشتن دو سلف و دو سوئیچ، بازدهی حدود ۹۰٪ و بهره غیرقابل ملاحظه نسبت به مبدل پیشنهادی، اما استرس کمی بر روی سوئیچ‌ها گزارش کرده است. مرجع [۲۷] نیز به دلیل داشتن دو سوئیچ با استرس ولتاژ بالا دارای بازدهی کمتری نسبت به مبدل پیشنهادی می‌باشد. ولتاژ خروجی در مرجع [۱۱] تحت تأثیر تغییر جریان بار نیست اما ضعف مرجع [۱۱] به عنوان یک مبدل چند خروجی، فرکانس سوئیچینگ کم و استرس زیاد روی سوئیچ به همراه استفاده از پنج سوئیچ قدرت در مبدل ارائه شده می‌باشد که به مراتب بر روی بازدهی واقعی مبدل اثرگذار است.

جدول (۳): مقایسه بین مبدل تک سوئیچه، دو خروجی پیشنهادی و

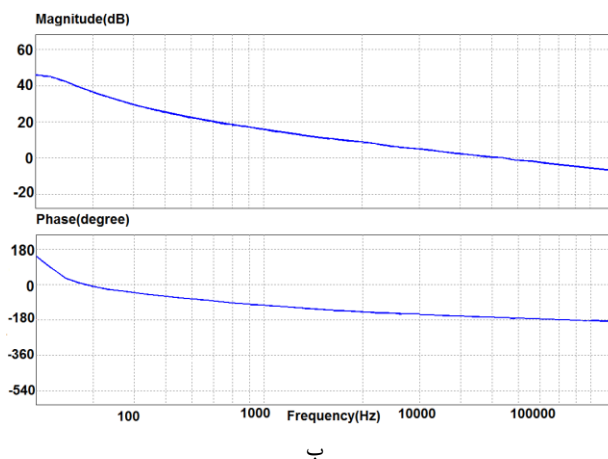
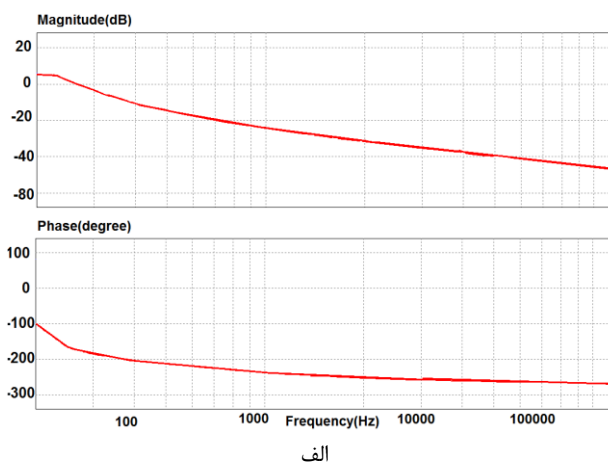
مبدل‌های مشابه تک ورودی دو خروجی

مرجع	تعداد سلف	تعداد سوئیچ	بهره ۲	بهره ۱	بازدهی
[۹]	۲	۲	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{d_2}{1-d_1}$	۹۰٪
[۱۱]	۲	۵	$\frac{1}{1-d_1}$	$\frac{d_2}{1-d_2}$	۹۳٪
[۱۷]	۲	۲	$\frac{1}{2-d_2}$	$\frac{d_1-d_2}{1-d_2}$	۹۲٪
[۲۷]	۲	۳	$\frac{d_1}{1-d_1}$	$\frac{d_1+d_2-1}{1-d_1}$	۹۱٪
مبدل پیشنهادی	۱	۱	$\frac{d}{1-d}$	$\frac{2-d}{1-d}$	۹۴٪

سیگنال خروجی از کنترل کننده PI به عنوان سیگنال مرجع در کنترل PWM استفاده می‌کند. این سیگنال مرجع با سیگنال حامل مقایسه می‌شود، و پالس‌های کلیدزنی برای سوئیچ تولید می‌شود؛ با تنظیم چرخه ولتاژ یا زمان‌های روشن و خاموش شدن سوئیچ، تصحیح مقدار ولتاژهای هر دو خروجی با استفاده از یک سوئیچ انجام می‌شود. شکل (۱۲) نیز دیاگرام بود حلقه باز مبدل پیشنهادی دو خروجی را که توسط نرم افزار Psim ترسیم شده، نشان می‌دهد.



شکل (۱۱): شماتیک مدار کنترل مبدل پیشنهادی دو خروجی



شکل (۱۲): دیاگرام بود حلقه باز مبدل پیشنهادی دو خروجی الف)  $(V_{O1})$  ب)  $(V_{O2})$

## ۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل دو خروجی تک ورودی جدید برای کاربرد در انرژی‌های تجدیدپذیر و خودروهای هیبریدی معرفی شد. مبدل پیشنهادی تنها از یک سوئیچ و فقط یک سلف، و با استفاده از تکنیک سوئیچ خازنی و مدار سوپر لیفت لثو، دو سطح مختلف ولتاژ در خروجی را ایجاد کرده است. وضعیت‌های عملیاتی مبدل در دو حالت مورد بررسی قرار گرفت و عملکرد حالت ماندگار مبدل در CCM تحلیل شده است. مبدل در توان نامی ۲۰۰ وات طراحی گردید و نتایج و تحلیل شکل موج‌های مبدل در نرم افزار OrCAD، ارائه شد؛ ولتاژ و جریان سوئیچ فاقد اسپایک ناشی از سلف بود و پیک جریان خازن مدار سوئیچ-خازنی به دلیل ESR محدود شد. مدار کنترل مبدل پیشنهادی، نیز ارائه گردید، سیستم کنترل فیدبک به دلیل استفاده از یک سوئیچ، ساده بوده و در این مبدل تنها از یک کنترل کننده PI برای کاهش خطا در هر دو درگاه خروجی استفاده می‌شود. راندمان مبدل در مقایسه با مبدل مشابه با شرایط یکسان، نیز به اندازه ۴٪ برتری نشان داد. اندازه‌گیری‌ها و داده‌های شبیه‌سازی فرمول‌های مدل تحلیلی را تأیید کردند. نتایج تحلیل نرم‌افزاری و ریاضی نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی دارای استرس ولتاژ پایین و بازده کلی بالا در تمام سطوح توان است. پیشنهاد می‌شود برای کارهای آتی در مبدل ارائه شده در این مقاله، تعداد خروجی‌ها با استفاده از تکنیک سوئیچ-خازنی افزایش یابد.

## مراجع

- Today Proc., vol. 58, pp. 540–546, Jan. 2022.
- [8] Z. Saadatizadeh, P. C. Heris, E. Babaei, and M. Sabahi, "A New Nonisolated Single-Input Three-Output High Voltage Gain Converter with Low Voltage Stresses on Switches and Diodes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 6, pp. 4308–4318, Jun. 2019.
- [9] O. Ray, A. P. Josyula, S. Mishra, and A. Joshi, "Integrated dual-output converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 371–382, Jan. 2015.
- [10] S. K. Mishra, K. K. Nayak, M. S. Rana, and V. Dharmarajan, "Switched-boost action based multiport converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 55, no. 1, pp. 964–975.
- [11] M. Dhananjaya and S. Pattnaik, "Design and implementation of a SIMO DC–DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 8, pp. 1868–1879, Jul. 2019.
- [12] S. Gomathy, N. Senthilnathan, S. Swathi, R. Poorviga, and P. Dinakaran, "Review On Multi Input Multi Output DC-DC Converter," *Int. J. Sci. Technol. Res.*, vol. 09, no. 04, pp. 428–440, 2020.
- [13] F. Ghasemi, M. R. Yazdani, and M. Delshad, "Step-Up DC-DC Switching Converter with Single Switch and Multi-Outputs Based on Luo Topology," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 16871–16882, 2022.
- [14] F. L. Luo and H. Ye, *Essential DC/DC Converters*. CRC Press, 2018.
- [15] F. L. Luo and H. Ye, *Power Electronics, Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, 2018.
- [16] S. Mahdizadeh, H. Gholizadeh, and S. A. Gorji, "A Power Converter Based on the Combination of Cuk and Positive Output Super Lift Lou Converters: Circuit Analysis, Simulation and Experimental Validation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 52899–52911, 2022.
- [17] B. Faridpak, M. Farrokhifar, M. Nasiri, A. Alahyari, and N. Sadoogi, "Developing a super-lift luo-converter with integration of buck converters for electric vehicle applications," *CSEE J. Power Energy Syst.*, vol. 7, no. 4, pp. 811–820, 2021.
- [18] M. Zhang, Z. Wei, M. Zhou, F. Wang, Y. Cao, and L. Quan, "A High Step-Up DC–DC Converter With Switched-Capacitor and Coupled-Inductor Techniques," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1067–1076, May 2022.
- [19] P. Luo, T. J. Liang, S. M. Chen, and K. H. Chen, "A high step-up DC–DC converter with switched-capacitor and switched-inductor using one coupled inductor," *IET Power Electron.*, vol. 16, no. 9, pp. 1514–1526, Jul. 2023.
- [20] R. Stala, Z. Waradzyn, and S. Folmer, "Input Current Ripple Reduction in a Step-Up DC-DC Switched-Capacitor Switched-Inductor Converter," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 19890–19904, 2022.
- [21] F. Mohammadi, G. B. Gharehpetian, H. Rastegar, and M. Farhadi-Kangarlu, "Non-isolated Step-up DC-DC Converter Based on Switched Capacitor Cells," *CSEE J. Power Energy Syst.*, vol. 9, no. 3, pp. 1161–1172, May 2023.
- [22] A. F. de Souza, F. L. Tofoli, and E. R. Ribeiro, "Switched Capacitor DC-DC Converters: A Survey on the Main Topologies, Design Characteristics, and Applications," *Energies* 2021, Vol. 14, Page 2231, vol. 14, no. 8, p. 2231, Apr. 2021.
- [23] H. Al Attar, M. GHANES, M. A. Hamida, and M. Taleb, "DC–DC converters: modeling and control strategies," in *Power Electronics Converters and their Control for Renewable Energy Applications*, Elsevier, 2023, pp. 77–91.
- [24] J. Wang, B. Wang, L. Zhang, J. Wang, N. I. M. Eslami, A. Siadatan, and G. R. Javani, "Design and Simulation of a DC-DC Converter Interleaved By Using Soft Switching Techniques as an Interface Circuit in Renewable Energy Sources," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 19, no. 2, pp. 149–158, Apr. 2022.
- [2] Y. M. R. Pahlavandoost M, "A Step-up Resonant Converter without Auxiliary Switch and Evaluating its Conducted EMI," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 15, no. 3, pp. 113–123, Nov. 2018.
- [3] S. Z. Babaei E, "Multi-Port Zero-Voltage-Switching Bidirectional Converter for Extracting Maximum Power from Photovoltaic Module," *J. Iran. Assoc. Electr. Electron. Eng.*, vol. 15, no. 3, pp. 125–134, Nov. 2018.
- [4] R. Madhana and G. Mani, "Power enhancement methods of renewable energy resources using multiport DC-DC converter: A technical review," *Sustain. Comput. Informatics Syst.*, vol. 35, p. 100689, Sep. 2022.
- [5] S. P. Littr, E. Dur, J. Semi, and D. Cristian, "Multiple-Output DC–DC Converters : Applications and Solutions," *Electronics*, vol. 11, no. 8, pp. 1–34, 2022.
- [6] S. Arulmozhi and K. R. Santha, "Review of multiport isolated bidirectional converter interfacing renewable and energy storage systems," *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 11, no. 1, pp. 466–467, Mar. 2020.
- [7] A. E B, B. Mathew Jos, K. Bobby, and M. Gibi, "Multiple output high gain DC-DC converter," *Mater.*



- Shchurov, and B. V. Malozyomov, "Review of Bidirectional DC-DC Converter Topologies for Hybrid Energy Storage System of New Energy Vehicles," *Green Energy Intell. Transp.*, p. 100010, May 2022.
- [25] A. Ganjavi, H. Ghoreishy, and A. Ahmad Ale, "A Novel Single-Input Dual-Output Three-Level DC-DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 10, pp. 8101–8111, 2018.
- [26] E. Durán, S. P. Litrán, and M. B. Ferrera, "Configurations of DC-DC converters of one input and multiple outputs without transformer," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 12, pp. 2580–2588, Sep. 2020.
- [27] G. Chen, Z. Jin, Y. Deng, X. He, and X. Qing, "Principle and Topology Synthesis of Integrated Single-Input Dual-Output and Dual-Input Single-Output DC-DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 5, pp. 3815–3825, May 2018.

## زیر نویس ها

- 
- <sup>1</sup> Multi-Port Converter  
<sup>2</sup> Single Input Multi Output  
<sup>3</sup> Multi-input Single Output  
<sup>4</sup> Multi-input Multi Output  
<sup>5</sup> Continuous-Conduction Mode  
<sup>6</sup> Switched Capacitor  
<sup>7</sup> Electromagnetic Interference  
<sup>8</sup> Pulse Wide Modulation  
<sup>9</sup> Proportional Integral