نشریه علمی (فصلنامه) «انرژی ایران»
دوره ۲۶، شماره۴، زمستان ۱۴۰۲، صفحه ۴۱-۶۱

طراحی یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید جهت کاربرد در سیستم های انرژی تجدیدپذیر

میلاد نیازآذری
دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه علم و فناوری مازندران- بهشهر- ایران (نویسنده مسئول)
miladniazazari@mazust.ac.ir
توحید نوری
استاد یار گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد ساری - ساری- ایران
Thdnouri@gmail.com
محمدرضا کیانی
دانش آموخته دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه علم و فناوری مازندران- بهشهر- ایران
mohammadrezakiyani94@gmail.com
مبینا رنجبر بیزکی
دانش آموخته دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه علم و فناوری مازندران- بهشهر- ایران
mobina.rj74@gmail.com

تاریخ دریافت:
۱۴۰۲/۰۷/۱۷

تاریخ پذیرش:
۱۴۰۲/۱۲/۲۲

کلمات کلیدی:
سلف مزدوج
سوئیچینگ ولتاژ صفر
مبدل اینترلیود

چکیده

در این مقاله یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید از طریق سلول های چند برابرکننده ولتاژ سلف مزدوج (CI) و ترانسفورماتور توکار (BIT) مناسب برای سیستم های انرژی تجدیدپذیر ارائه شده است. ترکیب این تکنیک ها در مقایسه با مبدل های دیگر که فقط شامل BIT یا CI هستند، درجه آزادی بیشتری برای افزایش بهره ولتاژ و کاهش تنش ولتاژ در دو سر سوئیچ های قدرت بدون عملکرد مبدل در چرخه های کاری بالا ایجاد می کنند. از این رو، می توان از نیمه هادی هایی با ولتاژ نامی پایین برای کاهش تلفات هدایتی و هزینه ا ستفاده نمود. علاوه بر این، از طرح کلمپ فعال برای تضمین رو شن شدن ZVS ما سفت های قدرت ا ستفاده شده ا ست و شرایط ZCS نیز تو سط اندوکتانس های ن شتی ایجاد می گردد. در چنین حالتی، تلفات سوئیچینگ به حداقل می رسد و مشکل بازیابی جریان معکوس کاهش می یابد. با توجه به ساختار در هم تنیده مبدل پیشنهادی، نه تنها تنش جریان به حداقل می رسد، بلکه نوسان جریان ورودی نیز محدود می شود که منجر به افزایش طول عمر منبع ورودی می‌گردد. همه این عوامل باعث بهبود بازده و عملکرد مبدل پیشنهادی شده است. اصول عملکرد و مشخصات مبدل پیشنهادی به طور مفصل مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و نتایج شبیه سازی در نرم افزار PSIM ارائه انجام شده است.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

۱- مقدمه

امروزه استفاده از انرژی‌های نو و تجدیدپذیر مانند پیل سوختی[۱] (FC) و سیستم‌های فتوولتائیک[۲] (PV) به دلیل مزایای بدون نویز، بدون آلودگی و انعطاف‌پذیری بالا به طور گسترده‌ای در سراسر جهان در حال افزایش می‌باشند. با این حال، FC و PV منابع ولتاژ پایینی هستند که برای تغذیه بارهای محلی، ریزشبکه‌های DC و شبکه‌های AC به مبدل‌های DC-DC افزاینده نیاز دارند [۱] - [۳]. از مبدل‌های DC-DC افزاینده رایج نظیر مبدل بوست و باک-بوست می‌توان به دلیل ساختار ساده، کنترل آسان و ارزان بودن جهت دستیابی به بهره ولتاژ بالا استفاده نمود. با این حال، برای تبدیل فوق افزاینده، این مبدل‌ها باید در چرخه‌های کاری بالا کار کنند که منجر به تلفات هدایتی بالا، کنترل‌پذیری پایین، تنش ولتاژ بالا در دو سر نیمه‌هادی‌ها و مشکل بازیابی معکوس دیود می‌شوند. در نتیجه، نمی‌توان به میزان بازده تبدیل بالا دست یافت [۴] و [۵]. یک راه‌حل کاربردی برای حل این مشکلات، استفاده از مبدل‌های تزویج مغناطیسی مانند مبدل‌های فوروارد، فلای بک، پوش-پول و پل کامل شیفت فاز می‌باشد که بهره ولتاژ بالا در آنها، با انتخاب دقیق نسبت دور ترانسفورماتور محقق می‌شود [۶] - [۸]. با این حال، حجم و وزن ترانسفورماتور مانع از توسعه یک مبدل فشرده با چگالی توان بالا می‌گردد. در سال‌های اخیر، تکنیک‌های جدیدی برای افزایش بهره ولتاژ و همچنین کاهش تنش ولتاژ در دو سر نیمه‌هادی‌ها بروز کرده اند که از جمله آن‌ها می‌توان به ۱) تکنیک سلول چند برابرکننده ولتاژ[۳] (VMC) خازن/سلف سوئیچ‌شونده [۹] و [۱۰]، ۲) تکنیک VMC سلف مزدوج[۴] (CI) [۲] و [۱۱] - [۱۳] و ۳) تکنیک VMC ترانسفورماتور توکار[۵] (BIT) [۱۴] - [۱۶] اشاره نمود. تکنیک VMC خازن سوئیچ‌شونده، از انتقال شارژ خازن استفاده می‌کند و برای افزایش بهره ولتاژ، تعداد زیادی از VMC مورد نیاز است که منجر به افزایش تعداد قطعات، پیچیدگی و هزینه می‌گردد. عیب اصلی VMC سلف سوئیچ‌شونده نیز تنش ولتاژ بالای عناصر قدرت می‌باشد که تاثیر قابل توجهی در تلفات هدایتی دارد. در تکنیک دوم و سوم، بهره ولتاژ با نسبت تبدیل سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار قابل تنظیم می‌شود و افزایش می‌یابد. هر چه این نسبت تبدیل بیشتر باشد، تلفات مسی و اندوکتانس نشتی اجزای مغناطیسی نیز بیشتر می‌شود. علاوه بر این، ترکیب تکنیک‌های فوق نیز می‌توانند درجه آزادی بیشتری برای افزایش بهره ولتاژ و بهبود چگالی توان ایجاد نمایند [۱۷] و [۱۸]. با این حال، اشکال اصلی مبدل‌ها با چنین تکنیک‌هایی خصوصا در کاربردهای توان بالا، نوسان بزرگ جریان ورودی می‌باشد که برای به حداقل رساندن آن، خازن‌های ورودی بیشتری مورد نیاز است [۵] و [۱۹]. راه‌حل دیگر، ساختارهای اینترلیود می‌باشند که برای حذف نوسان جریان ورودی، توزیع حرارتی و بهبود پاسخ گذرا به کار گرفته می‌شوند.

علی‌رغم مزیت مبدل‌های فوق، استفاده از آن‌ها در کاربردهای توان بالا و فرکانس‌های سوئیچینگ بالا محدود شده است. زیرا، تلفات سوئیچینگ را نمی‌توان به طور کامل کاهش داد. به همین دلیل، مبدل‌های ZVS برای به حداقل رساندن تلفات سوئیچینگ در [۱۱] - [۱۳] و [۱۵] و [۲۱] - [۲۵] پیشنهاد شده است. از مدارهای کلمپ فعال می‌توان برای تضمین عملکرد ZVS ماسفت‌ها و کاهش تلفات سوئیچینگ استفاده نمود. مدار ZVS در [۱۳] متشکل از یک ماسفت قدرت کمکی، دو دیود و یک سلف مزدوج دو سیم‌پیچه می‌باشد که بین سوئیچ‌های اصلی مشترک است. این مدار به دلیل اجزای زیاد برای دستیابی به عملکرد سوئیچینگ نرم پیچیده می‌باشد. با افزودن یک سلف اضافی در مدار کلمپ فعال در [۱۲] و [۲۲] که از یک خازن و یک ماسفت قدرت کمکی برای

[۱] Fuel cell
[۲] Photovoltaic
[۳] Voltage multiplier cell
[۴] Coupled inductor
[۵] Build-in transformer

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

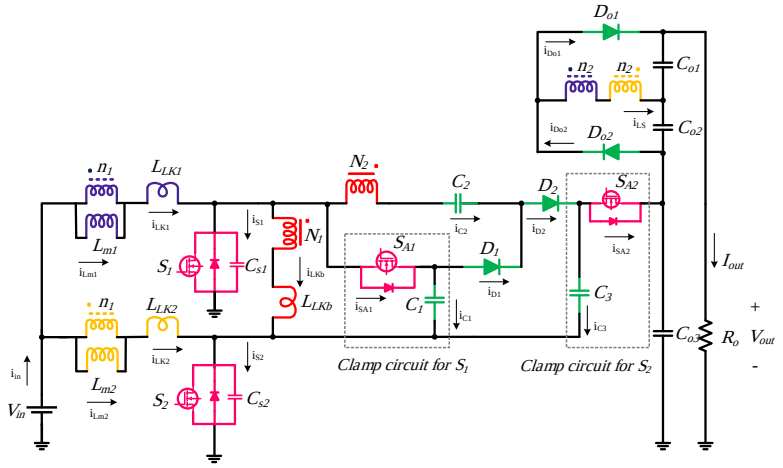
کاهش تعداد اجزا تشکیل شده است، مدار کلمپ رزونانس فعال در [۱۱] به صورت موازی با هر یک از ماسفت‌های اصلی متصل می‌شود. در [۱۵] یک مبدل افزاینده ZVS اینترلیود با ترانسفورماتور توکار و مدار کلمپ پیشنهاد شده است که این مدار کلمپ با یک ساختار نسبتاً ساده، در سوئیچینگ نرم و تقویت ولتاژ شرکت می‌کند. مدار سوئیچینگ نرم در [۲۳] شامل یک ماسفت کمکی، چهار دیود و یک سلف مزدوج می‌باشد که تنها وظیفه ارائه عملکرد ZVS را برای ماسفت‌های اصلی دارد. مبدل‌های افزاینده ZVS اینترلیود با ترانسفورماتور توکار سه سیم‌پیچه و مدارهای کلمپ در [۲۴] و [۲۵] ارائه شده‌اند.

در این مقاله یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید پیشنهاد می‌شود که چندین ویژگی مانند: بهره ولتاژ بسیار بالا، تنش ولتاژ پایین دو سر ماسفت‌های قدرت، کاهش مشکل بازیابی معکوس دیودها و کاهش نوسان جریان ورودی و ولتاژ خروجی به خوبی حفظ می‌شوند. علاوه بر این، تمام عناصر نیمه‌هادی با عملکرد ZVS در کل دوره سوئیچینگ کار می‌کنند که باعث می‌شود تلفات سوئیچینگ به حداقل برسد.

ساختار این مقاله به شرح زیر می‌باشد: ساختار پیشنهادی مبدل به همراه اصول عملکرد آن در بخش دوم ارائه شده است. در بخش سوم تجزیه و تحلیل حالت ماندگار و مقایسه مبدل پیشنهادی با مقالات دیگر بحث شده است. طراحی المان‌ها در بخش چهارم بررسی شده است. در بخش پنجم، نتایج شبیه‌سازی و مکانیزم تلفات مبدل به تفصیل توضیح داده شده است. در نهایت در بخش ششم، نتیجه‌گیری مقاله ارائه شده است.

۲- پیکربندی مبدل پیشنهادی و اصول عملکرد آن

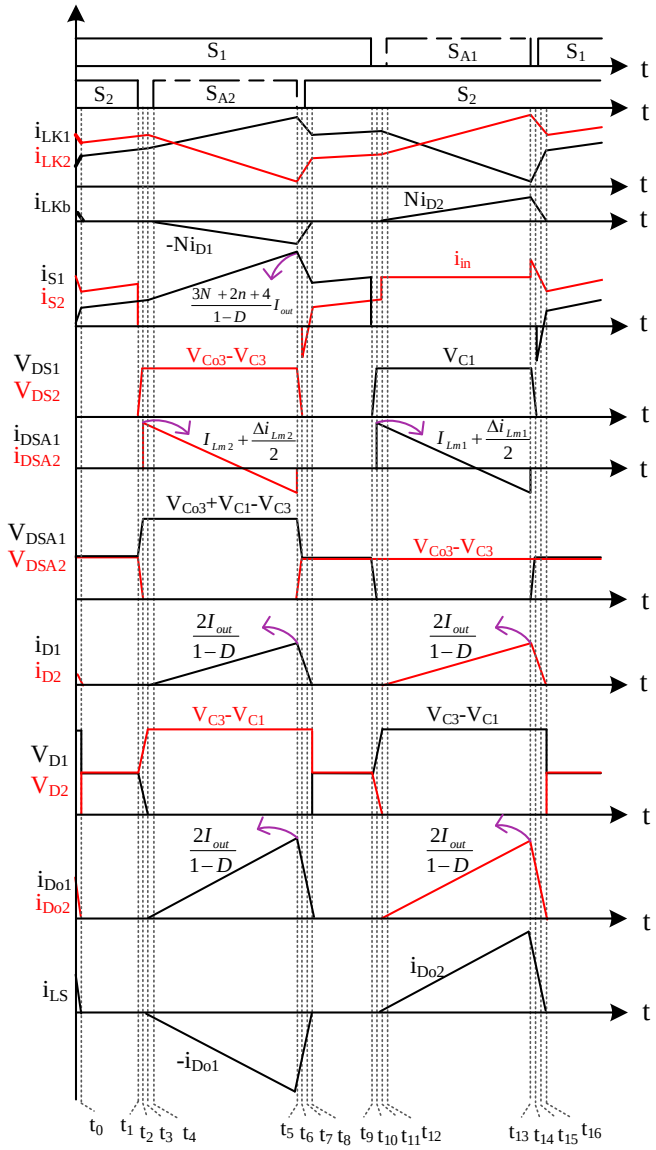
ساختار مبدل پیشنهادی و شکل موج‌های کلیدی مربوطه به ترتیب در شکل‌های ۱ و ۲ نشان داده شده‌اند. این مبدل شامل دو ماسفت اصلی S_1 و S_2 به همراه دو خازن موازی C_{S1} و C_{S2}، دو ماسفت کمکی S_{A1} و S_{A2}، چهار دیود D_1، D_2، D_{o1} و D_{o2}، شش خازن C_1، C_2، C_3، C_{o1}، C_{o2} و C_{o3}، دو مجموعه سلف مزدوج و یک ترانسفورماتور توکار می‌باشد. L_{LK1}، L_{LK2} اندوکتانس-های نشتی و L_{m1}، L_{m2} اندوکتانس‌های مغناطیسی سلف‌های مزدوج هستند، و L_{LKb} اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور توکار می‌باشد. V_{in}، V_{out} و R_o به ترتیب ولتاژ ورودی، ولتاژ خروجی و مقاومت بار می‌باشند. مراجع سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار با "•" نشان داده شده و نسبت دور آن‌ها به ترتیب با $n = n_2 / n_1$ و $N = N_2 / N_1$ تعریف شده‌اند. دو مجموعه کلمپ فعال وجود دارد که مدار کلمپ با المان‌های S_{A1} و C_1، ZVS را برای S_1 و مدار کلمپ با المان‌های S_{A2} و C_3، ZVS را برای S_2 می باشند.



شکل ۱: مبدل پیشنهادی.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

نشریه علمی (فصلنامه) «انرژی ایران»
دوره ۲۶، شماره۴، زمستان ۱۴۰۲، صفحه ۴۱-۶۱



شکل (۲): شکل موج های کلیدی مبدل پیشنهادی

در بررسی مدار، مبدل پیشنهادی در مد هدایت پیوسته (CCM)[۶] کار می‌کند و در طول عملکرد حالت ماندگار، چرخه کاری سوئیچ‌های اصلی S_1 و S_2 یکسان هستند (بیشتر از ۵۰٪) و همچنین ۱۸۰° شیفت فاز دارند. سیگنال گیت سوئیچ‌های کمکی S_{A1} و S_{A2} مکمل سوئیچ‌های اصلی S_1 و S_2 می‌باشند. شانزده حالت عملکرد در یک دوره سوئیچینگ وجود دارد که به ترتیب شرح داده می‌شوند.

[۶] Continuous conduction mode

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

- **حالت اول عملکرد $[t_0 - t_1]$**

در این حالت، S_1 و S_2 روشن هستند. اندوکتانس‌های مغناطیسی سلف‌های مزدوج توسط ولتاژ ورودی به صورت خطی شارژ می‌شوند و بار خروجی توسط خازن‌های خروجی تأمین می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(الف) نشان داده شده و روابط به صورت زیر می‌باشد.

$$i_{Lm1}(t) = i_{Lk1}(t) = i_{S1}(t) = i_{Lm1}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{m1} + L_{Lk1}}(t - t_0) \quad (۱)$$

$$i_{Lm2}(t) = i_{Lk2}(t) = i_{S2}(t) = i_{Lm2}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_{m2} + L_{Lk2}}(t - t_0) \quad (۲)$$

- **حالت دوم عملکرد $[t_1 - t_2]$**

در t_1، S_1 خاموش می‌شود. C_{S2} با جریان $i_{L_{m2}}$ به صورت تقریباً خطی شارژ می‌شود. با توجه به C_{S2}، S_2 با ZVS خاموش می‌شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A2} و D_1 به صفر می‌رسد و ولتاژ S_{A1} نیز افزایش می‌یابد. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ب) نشان داده شده است. ولتاژ S_2 توسط (۳) بیان می‌شود.

$$v_{DS2}(t) = \frac{i_{Lm2}(t_1)}{C_{S2}}(t - t_1) \quad (۳)$$

- **حالت سوم عملکرد $[t_2 - t_3]$**

در t_2، ولتاژ C_{S2} به اندازه‌ای زیاد است که دیود موازی معکوس S_{A2} را روشن کرده و ولتاژ S_2 را در $(V_{Co3} - V_{C3})$ نگه می‌دارد. C_3 شروع به انتقال بخشی از انرژی خود به بار می‌کند. همچنین، ولتاژ D_1 همچنان در حال کاهش است. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(پ) قابل مشاهده است.

$$v_{DS2}(t) = V_{Co3} - v_{C3}(t_2) + \frac{i_{Lm2}(t_2)}{C_{S2}}(t - t_2) \quad (۴)$$

- **حالت چهارم عملکرد $[t_3 - t_4]$**

در t_3، ولتاژ D_1 به صفر می‌رسد و با ZCS روشن می‌شود. یک ولتاژ منفی به سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور توکار اعمال می‌شود. انرژی C_1 توسط D_1 و سیم‌پیچ‌های ثانویه سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار به C_2 منتقل می‌شود. ولتاژ D_2 برابر $(V_{C3} - V_{C1})$ می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ت) نشان داده شده و روابط مربوطه به صورت زیر است.

$$i_{D1}(t) = \frac{V_{C1} - V_{C2} + (N+1)(V_{Co3} - V_{C3})}{N^2 L_{Lkb}}(t - t_3) \quad (۵)$$

$$i_{Lkb}(t) = -N i_{D1}(t) \quad (۶)$$

$$i_{S1}(t) = i_{Lm1}(t) + n i_{D4}(t) + (N+1) i_{D1}(t) \quad (۷)$$

$$i_{Lm2}(t) = \frac{V_{in} + V_{C3} - V_{Co3}}{L_{m2}}(t - t_3) + i_{Lm2}(t_3) \quad (۸)$$

$$i_{SA2}(t) = i_{Lm2}(t) - n i_{D4}(t) - (N+1) i_{D1}(t) \quad (۹)$$

- **حالت پنجم عملکرد $[t_4 - t_5]$**

در t_4، پالس گیت S_{A2} ایجاد می شود و به دلیل هدایت دیود موازی معکوس آن، با عملکرد ZVS روشن می‌شود. مدار معادل این حالت (شکل ۳-(ث)) مشابه حالت چهارم می‌باشد.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

- **حالت ششم عملکرد [$t_5 - t_6$]**

در t_5، S_{A2} با ZVS خاموش می‌شود. خازن‌های خروجی تأمین‌کننده بار هستند. با توجه به اینکه نمی‌توان شار مغناطیسی را به طور ناگهانی تغییر داد، جریان منفی S_{A2} در t_5 به C_{S2} منتقل می‌شود و در نتیجه ولتاژ آن کاهش می‌یابد. یک مدار رزونانس متشکل از $N^2 L_{Lkb}$ و C_{S2} بوجود می آید. انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی باید به اندازه‌ای بالا باشد که C_{S2} را قبل از رسیدن پالس گیت S_2 تخلیه کند. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ج) قابل مشاهده است.

- **حالت هفتم عملکرد [$t_6 - t_7$]**

در t_6، v_{DS2} به صفر می‌رسد و دیود موازی معکوس S_2 شروع به هدایت می‌کند. در این حالت، پالس گیت S_2 وارد می‌شود و با عملکرد ZVS روشن می‌شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A2} در سطح ($V_{Co1} - V_{C3}$) نگه داشته می‌شود. در همین حال، جریانی که از D_1 عبور می‌کند در حال کاهش است و میزان افت آن با اندوکتانس نشتی کنترل می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(چ) آورده شده است.

$$\frac{di_{D1}(t)}{dt} = \frac{V_{C1} - V_{C2}}{N^2 L_{Lkb}} \tag{۱۰}$$

- **حالت هشتم عملکرد [$t_7 - t_8$]**

طبق شکل ۳-(ح)، در این حالت S_2 روشن است و انرژی اندوکتانس‌های نشتی در سمت ثانویه اجزا مغناطیسی کاهش می‌یابد. در زمان t_8، این انرژی به صفر می‌رسد و D_1 با عملکرد ZCS خاموش می‌شود.

- **حالت نهم عملکرد [$t_8 - t_9$]**

در این حالت، S_1 و S_2 روشن هستند. مشابه حالت اول، اندوکتانس‌های مغناطیسی سلف‌های مزدوج توسط ولتاژ ورودی به صورت خطی شارژ می‌شوند و بار خروجی توسط خازن‌های خروجی تأمین می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(خ) قابل مشاهده است.

$$i_{Lm1}(t) = i_{Lk1}(t) = i_{S1}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m1} + L_{Lk1}}(t - t_8) + i_{Lm1}(t_8) \tag{۱۱}$$

$$i_{Lm2}(t) = i_{Lk2}(t) = i_{S2}(t) = \frac{V_{in}}{L_{m2} + L_{Lk2}}(t - t_8) + i_{Lm2}(t_8) \tag{۱۲}$$

- **حالت دهم عملکرد [$t_9 - t_{10}$]**

در t_9، با توجه به C_{S2}، S_2 با ZVS خاموش می‌شود. C_{S2} به صورت تقریباً خطی توسط جریان $i_{L_{m2}}$ به سرعت شارژ می‌شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A1} و D_2 به صفر می‌رسد و ولتاژ S_{A1} شروع به افزایش می‌کند. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(د) نشان داده شده است. ولتاژ S_2 را می‌توان به صورت زیر بیان نمود.

$$v_{DS1}(t) = \frac{i_{Lm1}(t_9)}{C_{S1}}(t - t_9) \tag{۱۳}$$

- **حالت یازدهم عملکرد [$t_{10} - t_{11}$]**

در t_{10}، ولتاژ C_{S1} به اندازه‌ای زیاد است که بتواند دیود موازی معکوس S_{A1}را روشن کند و ولتاژ S_1 را در V_{C1} نگه دارد. همچنین، ولتاژ D_2 همچنان در حال کاهش است. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ذ) قابل مشاهده است.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

$$v_{DS1}(t)=v_{C1}(t_{10})+\frac{i_{Lm1}(t_{10})}{C_1}(t-t_{10}) \quad (۱۴)$$

- **حالت دوازدهم عملکرد [$t_{11}-t_{12}$]**

در t_{11}، ولتاژ D_2 به صفر می‌رسد و به دلیل اندوکتانس‌های نشتی اجزا مغناطیسی، با ZCS روشن می‌شود. یک ولتاژ مثبت در سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور توکار اعمال می‌شود. انرژی خازن C_2 توسط دیود D_2 و سیم‌پیچ‌های ثانویه سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار به C_3 منتقل می‌شود. ولتاژ D_1 به مقدار ($V_{C3}-V_{C1}$) می رسد. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ر) نشان داده شده و روابط مربوطه به صورت زیر است.

$$i_{D2}(t)=\frac{(N+1)V_{C1}+V_{C2}-V_{C3}}{N^2L_{Lkb}}(t-t_{11}) \quad (۱۵)$$

$$i_{Lkb}(t)=Ni_{D2}(t) \quad (۱۶)$$

$$i_{S2}(t)=i_{Lm1}(t)+i_{Lm2}(t)=i_{in}(t)\cong I_{in} \quad (۱۷)$$

$$i_{Lm1}(t)=\frac{V_{in}-V_{C1}}{L_{m1}}(t-t_{11})+i_{Lm1}(t_{11}) \quad (۱۸)$$

$$i_{SA1}(t)=i_{Lm1}(t)-ni_{D2}(t)-(N+1)i_{D2}(t) \quad (۱۹)$$

- **حالت سیزدهم عملکرد [$t_{12}-t_{13}$]**

در t_{12}، پالس گیت S_{A1} می‌آید و به دلیل هدایت دیود موازی معکوس آن، با ZVS روشن می‌شود. مدار معادل این حالت (شکل ۳-(ز))، مشابه حالت دوازدهم است.

- **حالت چهاردهم عملکرد [$t_{13}-t_{14}$]**

در t_{13}، S_{A1} با ZVS خاموش می‌شود. با توجه به اینکه نمی‌توان شار اجزا مغناطیسی را به طور ناگهانی تغییر داد، جریان منفی S_{A1} در t_{13} به C_{S1} منتقل می‌شود که شروع به کاهش ولتاژ می‌کند. یک مدار رزونانس شامل N^2L_{Lkb} و C_{S1} تشکیل می شود. انرژی ذخیره شده در اندوکتانس‌های نشتی باید به اندازه کافی بالا باشد تا C_{S1} را قبل از ورود پالس گیت S_1 تخلیه کند. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(ژ) قابل مشاهده است.

- **حالت پانزدهم عملکرد [$t_{14}-t_{15}$]**

در t_{14}، v_{DS1} به صفر می‌رسد و دیود موازی معکوس S_1 شروع به هدایت می‌کند. در این حالت، پالس گیت S_1 می‌آید و با عملکرد ZVS روشن می‌شود. در ابتدای این حالت، ولتاژ S_{A1} برابر ($V_{co1}-V_{C3}$) خواهد شد. در همین حال، جریانی که از D_2 عبور می‌کند در حال کاهش است و میزان افت آن با اندوکتانس نشتی کنترل می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل ۳-(س) آورده شده است.

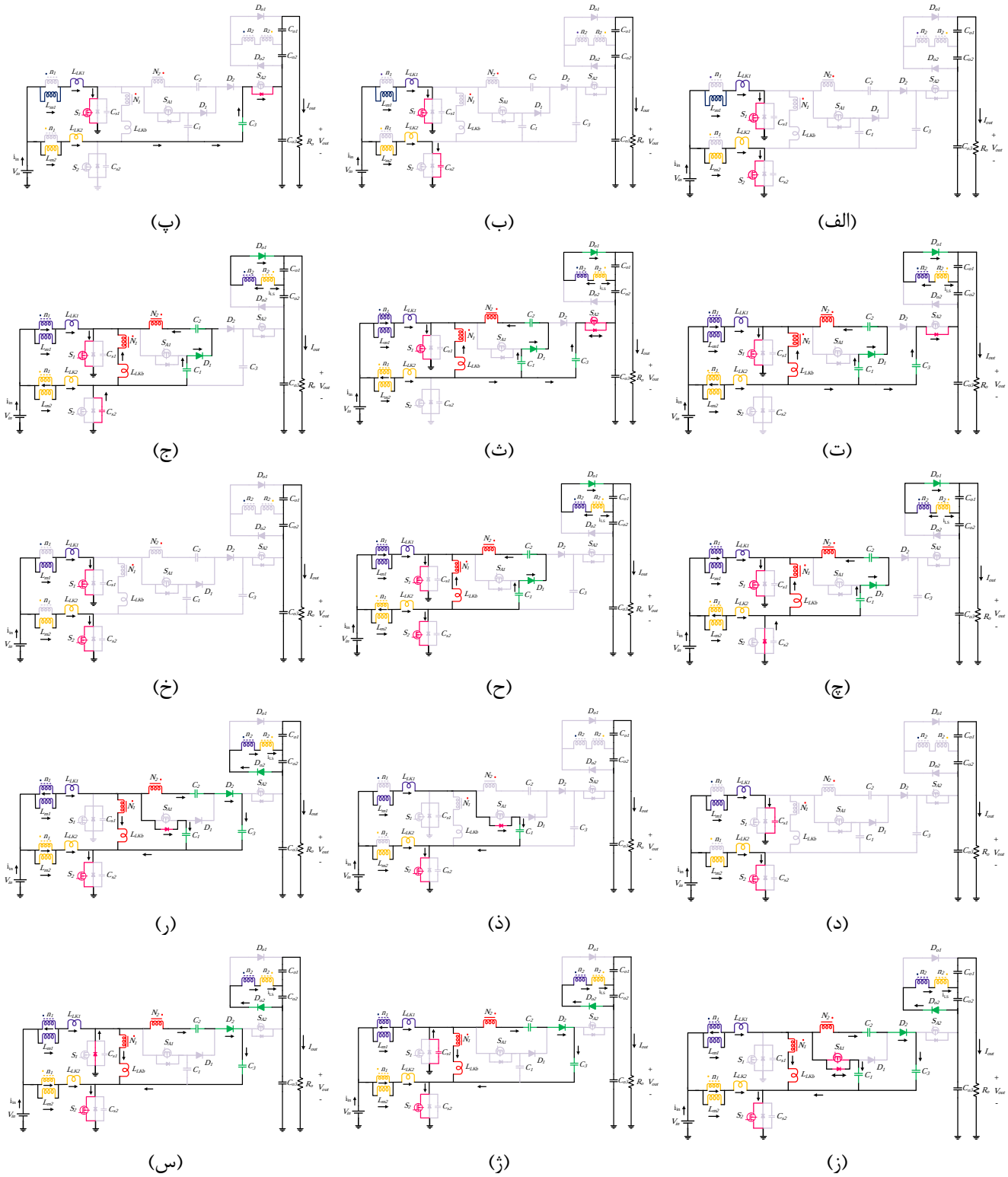
$$\frac{di_{D2}(t)}{dt}=\frac{V_{C2}-V_{C3}}{N^2L_{Lkb}} \quad (۲۰)$$

- **حالت شانزدهم عملکرد [$t_{15}-t_{16}$]**

با توجه به شکل ۳-(ش)، در این حالت S_1 در حالت روشن است و انرژی اندوکتانس‌های نشتی در سمت ثانویه اجزا مغناطیسی در حال کاهش است. در زمان t_{16}، این انرژی به صفر می‌رسد و D_2 با عملکرد ZCS خاموش می‌شود.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

نشریه علمی (فصلنامه) «انرژی ایران»
دوره ۲۶، شماره۴، زمستان ۱۴۰۲، صفحه ۴۱-۶۱



(الف) (ب) (پ)

(ت) (ث) (ج)

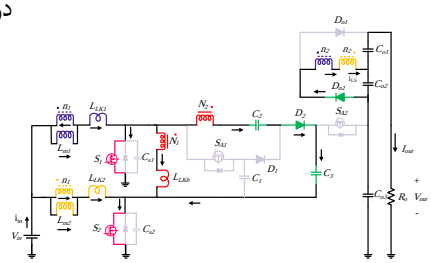
(چ) (ح) (خ)

(د) (ذ) (ر)

(ز) (ژ) (س)

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

نشریه علمی (فصلنامه) «انرژی ایران»
دوره ۲۶، شماره۴، زمستان ۱۴۰۲، صفحه ۴۱-۶۱



(ش)

شکل ۳: حالت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی، (الف) حالت اول $[t_0 - t_1]$، (ب) حالت دوم $[t_1 - t_2]$، (پ) حالت سوم $[t_2 - t_3]$، (ت) حالت چهارم $[t_3 - t_4]$، (ث) حالت پنجم $[t_4 - t_5]$، (ج) حالت ششم $[t_5 - t_6]$، (چ) حالت هفتم $[t_6 - t_7]$، (ح) حالت هشتم $[t_7 - t_8]$، (خ) حالت نهم $[t_8 - t_9]$، (د) حالت دهم $[t_9 - t_{10}]$، (ذ) حالت یازدهم $[t_{10} - t_{11}]$، (ر) حالت دوازدهم $[t_{11} - t_{12}]$، (ز) حالت سیزدهم $[t_{12} - t_{13}]$، (ژ) حالت چهاردهم $[t_{13} - t_{14}]$، (س) حالت پانزدهم $[t_{14} - t_{15}]$، (ش) حالت شانزدهم $[t_{15} - t_{16}]$.

۳- تحلیل حالت ماندگار

۳-۱ بهره ولتاژ

برای ساده‌سازی تحلیل، تمام المان‌ها ایده‌آل در نظر گرفته شده و اندوکتانس‌های نشتی سلف‌های مزدوج، ترانسفورماتور توکار و خازن‌های موازی نادیده گرفته شده‌اند. همچنین، فرض می‌شود که ولتاژ خازن‌ها در طول یک دوره سوئیچینگ ثابت هستند.

وقتی S_1 روشن است، ولتاژ L_{m1} برابر V_{in} و وقتی S_1 خاموش است، برابر $V_{in} - V_{C1}$ می‌باشد. با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه در L_{m1}، ولتاژ C_1 از (۲۱) بدست می‌آید.

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \tag{۲۱}$$

وقتی S_2 روشن است، ولتاژ L_{m2} برابر V_{in} و وقتی S_2 خاموش است، برابر $V_{in} + V_{C3} - V_{Co3}$ می‌باشد. با اعمال اصل تعادل ولت-ثانیه در L_{m2}، ولتاژ C_{o3} از (۲۲) بدست می‌آید.

$$V_{CO3} = V_{C1} + V_{C3} \tag{۲۲}$$

وقتی S_1 خاموش و S_2 روشن است (حالت عملکرد سیزدهم)، می‌توان ولتاژ C_2، C_3 و C_{o2} را توسط روابط زیر بدست آورد.

$$V_{C2} = (2+N)V_{C1} = \frac{2+N}{1-D}V_{in} \tag{۲۳}$$

$$V_{C3} = V_{C2} + (1+N)V_{C1} = \frac{3+2N}{1-D}V_{in} \tag{۲۴}$$

$$V_{CO2} = nV_{C1} = \frac{nV_{in}}{1-D} \tag{۲۵}$$

با جایگذاری (۲۱)، (۲۳) و (۲۴) در (۲۲)، V_{Co3} محاسبه می‌شود.

$$V_{CO3} = \frac{4+2N}{1-D}V_{in} \tag{۲۶}$$

وقتی S_1 روشن و S_2 خاموش است (حالت عملکرد پنجم)، V_{Co1} از (۲۷) بدست می‌آید.

$$V_{CO1} = n\left(V_{CO2} - V_{C3}\right) = nV_{C1} = \frac{nV_{in}}{1-D} \tag{۲۷}$$

ولتاژ خروجی از (۲۸) بدست می‌آید.

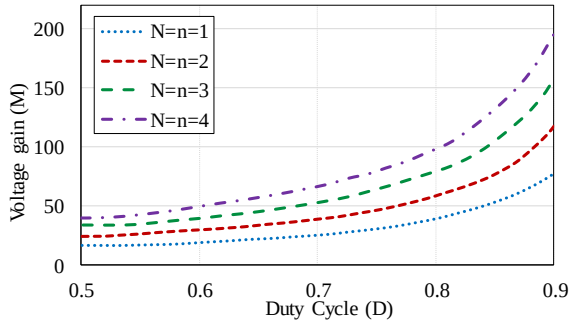
$$V_{out} = V_{CO1} + V_{CO2} + V_{CO3} = \frac{2n+2N+4}{1-D}V_{in} \tag{۲۸}$$

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

در نتیجه، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت (۲۹) می‌باشد.

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{۲n + ۲N + ۴}{۱ - D} \quad (۲۹)$$

معادله (۲۹) تایید می‌کند که بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی توسط نسبت تبدیل سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار کنترل می‌شود. شکل ۴ بهره ولتاژ مبدل را برحسب D، n و N نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که با افزایش نسبت دور اجزا مغناطیسی، بهره ولتاژ به طور قابل توجهی افزایش می‌یابد.



شکل ۴: بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی.

۳-۲ تحلیل ویژگی اشتراک‌گذاری جریان

بر اساس اصل تعادل آمپر-ثانیه، میانگین جریان خازن‌ها در کل دوره سوئیچینگ صفر است. بنابراین، متوسط جریانی که از دیودهای خروجی و ماسفت‌های کمکی عبور می‌کند، برابر بار خروجی I_{out} خواهد بود. با تخمین نوسان کوچک داریم:

$$\bar{I}_{SA۱} = \bar{I}_{SA۲} = \bar{I}_{Do۱} = \bar{I}_{Do۲} = \frac{I_{out}}{۱ - D} \quad (۳۰)$$

$$\bar{I}_{D۱} = \frac{I_{Lm۲} - n\bar{I}_{D۰۲} - \bar{I}_{SA۲}}{} \quad (۳۱)$$

$$\bar{I}_{D۲} = \frac{I_{Lm۱} - n\bar{I}_{Do۱} - \bar{I}_{SA۱}}{} \quad (۳۲)$$

با میانگین‌گیری از جریان‌های عبوری از $D_۱$ و $D_۲$ در یک دوره سوئیچینگ و با استفاده از (۳۱) و (۳۲)، روابط زیر بدست می‌آیند.

$$I_{out} = \frac{\left(I_{Lm۲} - n\bar{I}_{Do۲} - \bar{I}_{SA۲}\right)\left(۱ - D\right)}{N + ۱} \quad (۳۳)$$

$$I_{out} = \frac{\left(I_{Lm۱} - n\bar{I}_{Do۱} - \bar{I}_{SA۱}\right)\left(۱ - D\right)}{} \quad (۳۴)$$

از (۳۳) و (۳۴)، میانگین جریان‌های اندوکتانس‌های مغناطیسی محاسبه می‌شود.

$$I_{Lm۱} = I_{Lm۲} = \frac{N + n + ۲}{} I_{out} = \frac{I_{in}}{} \quad (۳۵)$$

با توجه به (۳۵)، مشاهده می‌شود که برای چرخه‌های کاری برابر، توان برابری توسط هر ماژول اینترلیود پردازش می‌شود.

۳-۳ تحلیل تنش ولتاژ

با توجه به اصول عملکرد دقیق بررسی شده در بخش ۲، تنش ولتاژ دو سر $S_۱$، $S_۲$، $S_{A۱}$ و $S_{A۲}$ توسط روابط زیر بدست می‌آیند.

$$V_{DS۱} = V_{C۱} = \frac{V_{in}}{} = \frac{V_{out}}{} \quad (۳۶)$$

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

$$V_{DS2}=V_{CO2}-V_{C2}=V_{C1}=\frac{V_{out}}{2n+2N+4} \quad (۳۷)$$

$$V_{DSA1}=2V_{C1}=\frac{V_{out}}{[illegible]} \quad (۳۸)$$

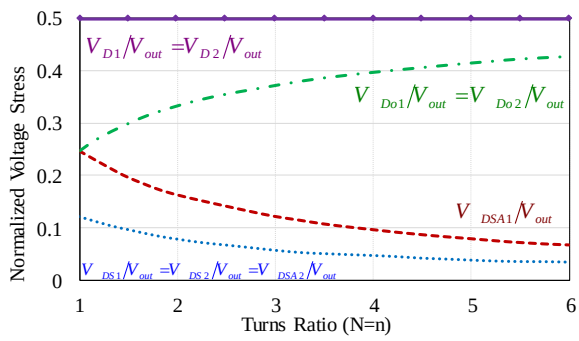
$$V_{DSA2}=V_{CO2}-V_{C2}=V_{C1}=\frac{V_{out}}{[illegible]} \quad (۳۹)$$

همچنین، تنش ولتاژ دو سر D_1، D_2، D_{o1} و D_{o2} به شرح زیر است.

$$V_{D1}=V_{D2}=V_{CO2}-2V_{C1}=\frac{N+1}{n+N+2}V_{out} \quad (۴۰)$$

$$V_{Do1}=V_{Do2}=V_{CO1}+V_{CO2}=2nV_{C1}=\frac{n}{n+N+2}V_{out} \quad (۴۱)$$

مشاهده می‌شود که با نسبت تبدیل سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار می‌توان تنش ولتاژ روی نیمه هادی‌ها را تنظیم نمود. شکل ۵ تنش ولتاژ نرمالیزه شده دو سر نیمه‌هادی‌ها را نشان می‌دهد. واضح است که تنش ولتاژ در ماسفت‌های قدرت با افزایش نسبت دور اجزای مغناطیسی کاهش می‌یابد. در نتیجه، ماسفت‌هایی با $R_{DS(on)}$ پایین می‌توان استفاده نمود که به کاهش تلفات هدایتی و کاهش هزینه کمک می‌کند. همچنین، مشاهده می‌شود که تنش ولتاژ در دیودها همواره کمتر از ولتاژ خروجی است.



شکل ۵: تنش‌های ولتاژ نرمالیزه شده دو سر نیمه‌هادی‌ها.

۳-۴ تحلیل تنش جریان

مقدار بیشینه و RMS جریان المان‌ها را می‌توان به صورت زیر بدست آورد.

$$i_{D1,Max}=i_{D2,Max}=i_{Do1,Max}=i_{Do2,Max}=\frac{2I_{out}}{[illegible]} \quad (۴۲)$$

$$i_{S1,Max}=I_{Lm1}+ni_{Do1}+(N+1)i_{D1,Max}=\frac{3N+2n+4}{[illegible]}I_{out} \quad (۴۳)$$

$$i_{S2,Max}=I_{Lm1}+I_{Lm2}=\frac{2n+2N+4}{[illegible]}I_{out} \quad (۴۴)$$

$$i_{SA1,Max}=i_{L[illegible]}=I_{L[illegible]}+\frac{\Delta i_{Lm1}}{[illegible]}=\frac{n+N+2}{[illegible]}I_{[illegible]}+\frac{DV_{in}}{[illegible]} \quad (۴۵)$$

$$i_{SA2,Max}=I_{Lm2}+\frac{\Delta i_{Lm2}}{[illegible]}=\frac{n+N+2}{[illegible]}I_{[illegible]}+\frac{DV_{in}}{[illegible]} \quad (۴۶)$$

$$i_{[illegible]}=I_{[illegible]}\sqrt{\frac{DM^2}{[illegible]}+\frac{(n+2N+2)^2}{[illegible]}+\frac{M(n+2N+2)}{[illegible]}} \quad (۴۷)$$

$$i_{S2,RMS}=\frac{n+N+2}{[illegible]}I_{[illegible]}\sqrt{3-2D} \quad (۴۸)$$

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

(۴۹)

$$i \quad - i \quad - \sqrt{4(n+N+2)^2 I_{out}^2 - (n+N+4)(1-D) I_{out}}$$

(۵۰)

$$i_{D_1 RMS} = i_{D_2 RMS} = i_{D_3 RMS} = i_{D_4 RMS} = 2I \quad \sqrt{\frac{1}{\quad}}$$

(۵۱)

$$i_{C_1 RMS} = i_{C_3 RMS} = \sqrt{i_{SA_1 RMS}^2 + i_{D_1 RMS}^2}$$

(۵۲)

$$i_{C_2 RMS} = i_{Second_RMS}^{BIT} = i_{LS_RMS} = \sqrt{2} i_{D_1 RMS}$$

(۵۳)

$$i_{Lk_1 RMS} = i_{Lk_2 RMS} = \sqrt{I_{Lm}^2 + 2n^2 i_{D_2 RMS}}$$

(۵۴)

$$i_{Lkb_RMS} = \sqrt{2} N i_{D_1 RMS}$$

(۵۵)

$$i_{Co_1 RMS} = i_{Co_2 RMS} = \sqrt{i_{D_1 RMS}^2 - I_{out}^2}$$

(۵۶)

$$i_{Co_3 RMS} = \sqrt{i_{SA_2 RMS}^2 - I_{out}^2}$$

۳-۵ تحقق سوئیچینگ نرم

سوئیچ‌های اصلی S_1 و S_2 به دلیل C_{S1} و C_{S2} با ZVS خاموش می‌شوند. سوئیچ کمکی S_{A1} به دلیل C_{S1}، C_{S2} و C_1 در ابتدای حالت چهارهم و S_{A2} به دلیل C_{S2}، C_3 و C_{o3} در ابتدای حالت ششم با ZVS خاموش می‌شوند. همچنین، ماسفت‌های S_{A1} و S_{A2} به دلیل هدایت دیود موازی معکوس آن‌ها قبل از آمدن پالس گیت، به طور طبیعی با ZVS روشن می‌شوند. به منظور روشن شدن ZVS برای سوئیچ‌های S_1 و S_2، انرژی اندوکتانس‌های نشتی در لحظه‌های t_{14} (برای S_1) و t_6 (برای S_2) باید به اندازه کافی بالا باشد تا خازن‌های موازی مربوطه C_{S1} و C_{S2} را کاملاً تخلیه کنند. تحت این شرایط می‌توان دیودهای موازی ماسفت‌ها را برای تحقق ZVS روشن نمود. با فرض $C_{S1} = C_{S2} = C_S$ و $L_{Lk1} = L_{Lk2}$ داریم:

(۵۷)

$$\frac{1}{2} L_{Lk} \left(i_{Lk1}(t_5)\right)^2 + \frac{1}{2} L_{Lk} \left(i_{Lkb}(t_5)\right)^2 \geq \frac{1}{2} C_S V_{DS}^2$$

(۵۸)

$$L_{Lk} \left(\frac{3n+N+2}{\quad} I_{out}\right)^2 + L_{Lk} \left(N \frac{2I_{out}}{\quad}\right)^2 \geq C_S \left(\frac{V_{in}}{\quad}\right)^2$$

(۵۹)

$$L_{Lk} \geq C_S \frac{V_{in}^2}{\quad}$$

طبق (۵۹)، مشاهده می‌شود که شرایط سوئیچینگ نرم به جریان بار وابسته است. در واقع، با افزایش I_{out}و به تبع آن افزایش اندوکتانس نشتی، محدوده ZVS افزایش می‌یابد.

حداقل جریان خروجی که در آن عملکرد ZVS تحقق می‌یابد را می‌توان از (۵۹) بدست آورد.

(۶۰)

$$I \quad = V \quad \sqrt{\frac{C_S}{\quad}}$$

۳-۶ مقایسه عملکرد

به منظور بررسی مزایای مبدل پیشنهادی، مقایسه‌ای در جدول ۱ با مبدل‌های اینترلیود دیگر از نظر بهره ولتاژ، تنش ولتاژ در ماسفت‌ها و دیودها، تعداد المان‌ها و قابلیت ZVS انجام شده است. ملاحظه می‌شود که مبدل پیشنهادی دارای بالاترین بهره ولتاژ و کم‌ترین تنش ولتاژ در دو سر ماسفت‌های قدرت بین رقبا می‌باشد. همچنین، ولتاژ دیودها همواره کمتر از ولتاژ خروجی است. از این رو، می‌توان بهره ولتاژ بالا را در چرخه‌های کاری کم بدست آورد و سوئیچ‌های قدرت با ولتاژ نامی پایین را انتخاب نمود که تلفات هدایتی را کاهش داده و عملکرد مدار را بهبود می‌بخشد. پس مبدل پیشنهادی با تنش ولتاژ کم و بازده بالا می‌تواند به عنوان گزینه‌ی مناسبی برای کاربردهای توان بالا مثل PV و FC در نظر گرفته شود.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

جدول ۱: مقایسه عملکردی بین مبدل پیشنهادی و مبدل‌های اینترلیود اخیر.

مبدل	تکنیک	$\frac{V_o}{V_{in}}$	$\frac{V_{DS}}{V_o}$	$\frac{V_D}{V_o}$	$\frac{V_{Do}}{V_o}$	تعداد المان‌ها						ZVS
						م*	د*	خ*	س*	ه*	کل	
[۱۷]	CI+BT+VMC	$\frac{2n+2N+2}{1-D}$	$\frac{1}{2n+2N+2}$	$\frac{2N+1}{2n+2N+2}$	$\frac{n}{N+n+1}$	۲	۸	۷	۷	۳	۲۷	خیر
[۱۴]	BT+VMC	$\frac{2N+4}{1-D}$	$\frac{1}{2N+4}$	$\frac{N+1}{N+2}$	—	۲	۴	۴	۴	۳	۱۷	خیر
[۱۸]	CI+BT+VMC	$\frac{n+2N+2}{1-D}$	$\frac{1}{n+2N+2}$	$\frac{n+2N+1}{n+2N+2}$	—	۲	۶	۵	۷	۳	۲۳	خیر
[۱۵]	BT+VMC	$\frac{2N+4}{1-D}$	$\frac{1}{2N+4}$	$\frac{N+1}{N+2}$	$\frac{2N+n+1}{2N+n+2}$	۴	۲	۴	۴	۳	۱۷	بله
[۱۱]	CI+VMC	$\frac{2n+2}{1-D}$	$\frac{1}{2n+2}$	$\frac{2n+1}{2n+2}$	$\frac{2N+1}{2N+2}$	۴	۶	۷	۸	۴	۲۹	بله
[۱۲]	CI+VMC	$\frac{2n+2}{1-D}$	$\frac{1}{2n+2}$	$\frac{2n+1}{2n+2}$	—	۴	۲	۳	۴	۲	۱۵	بله
[۱۳]	CI+VMC	$\frac{2n+4}{1-D}$	$\frac{1}{2n+4}$	$\frac{n+1}{n+2}$	$\frac{n+1}{n+2}$	۳	۶	۴	۶	۳	۲۲	بله
ساختار پیشنهادی	CI+BT+VMC	$\frac{2n+2N+4}{1-D}$	$\frac{1}{2n+2N+4}$	$\frac{N+1}{n+N+2}$	$\frac{n}{n+N+2}$	۴	۴	۶	۶	۳	۲۳	بله

م: ماسفت، د: دیود، خ: خازن، س: سلف و ه: هسته

۴- طراحی المان‌ها

طراحی مبدل پیشنهادی شامل انتخاب اجزا، طراحی سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار است که بر اساس تحلیل ارائه شده در بخش ۳، و به ازاء $V_{in} = ۲۴V$، $V_{out} = ۴۰۰V$، $P_o = ۶۰۰W$، $f_{sw} = ۱۰۰KHz$، $N = n = ۱$ و $D = ۰/۵۷$ انجام می‌شود.

۴-۱ طراحی اجزای مغناطیسی

با انتخاب درست اندوکتانس‌های مغناطیسی سلف‌های مزدوج، می‌توان نوسان جریان ورودی مبدل پیشنهادی را تعیین نمود. مقدار اندوکتانس‌های مغناطیسی توسط (۶۱) بدست می‌آیند.

$$L_{m۱} = L_{m۲} = \frac{(۲D-۱)(۱-D)V_{out}}{(۲n+۲N+۴)\Delta I_{in} f_S} \quad (۶۱)$$

که $\Delta I_{in} = \%x\ I_{in}$ نوسان قابل قبول جریان ورودی می‌باشد.

ولتاژهای دو سر سیم‌پیچ اولیه سلف مزدوج و ترانسفورماتور توکار طی حالت‌های پنجم و سیزدهم، از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$V_{P_CI} = V_{in} = n_۱ \frac{\Delta B A_e}{[illegible]} \quad (۶۲)$$

$$V_{P_BTT} = \frac{V_{in}}{[illegible]} = N_۱ \frac{\Delta B A_e}{[illegible]} \quad (۶۳)$$

که ΔB و A_e به ترتیب تغییرات چگالی شار مغناطیسی و ناحیه معادل هسته مغناطیسی می‌باشند. تعداد دور سیم‌پیچی‌های اولیه و ثانویه ($N_2 = NN_1, n_2 = nn_1$) سلف‌های تزویج شده و ترانسفورماتور داخلی می‌توانند توسط دستورالعمل‌های طراحی ترانسفورماتور انتخاب شوند.

۴-۲ طراحی خازن‌ها

خازن‌ها، با توجه به فرکانس سوئیچینگ و نوسان ولتاژ قابل قبول در دو سر آن‌ها طراحی می‌شوند. طبق این اصل، مقدار خازن‌ها

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

از (۶۴) بدست می‌آید.

$$C_j = \frac{P_o}{[illegible]} \quad \rightarrow \quad j = \{۱,۲,۳\} \tag{۶۴}$$

که $\Delta V_{Cj} = \%y V_{Cj}$ نوسان ولتاژ دو سر خازن C_j می‌باشد. به طور کلی، هنگام انتخاب یک خازن باید مصالحه‌ای بین کاهش نوسان ولتاژ و افزایش حجم/هزینه انجام شود.

۴-۳ طراحی نیمه‌هادی‌ها

ماسفت‌ها و دیودها، بر اساس تنش ولتاژ و جریان قابل تحمل آن‌ها که در بخش ۳ به دست آمده ((۳۶) تا (۵۰))، انتخاب می‌شوند.

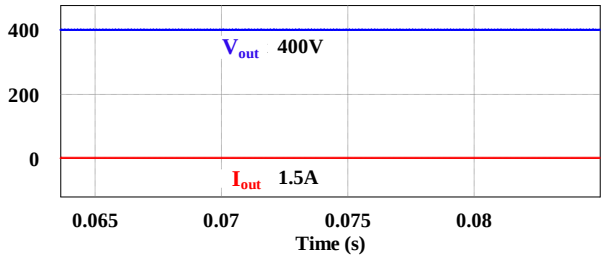
۵- نتایج شبیه‌سازی

به منظور تأیید عملکرد و تحلیل تئوری فوق، مبدل پیشنهادی در نرم‌افزار PSIM و بر اساس پارامترهای لیست شده در جدول ۲ شبیه‌سازی شده است. شکل ۶-(الف)، ولتاژ و جریان خروجی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که ملاحظه می‌شود، ولتاژ خروجی $۴۰۰V$ از ولتاژ ورودی ۲۴ ولت به دست آمده که نشان‌دهنده بهره ولتاژ ۱۶/۶۶ می‌باشد. همچنین، واضح است که جریان خروجی حدود $۱/۵A$ است که منجر به توان خروجی $۶۰۰W$ می‌شود. شکل ۶-(ب) جریان ورودی و جریان اندوکتانس‌های نشتی سلف‌های مزدوج را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، نوسان جریان ورودی بدلیل ساختار اینترلیود کاهش یافته، که می‌تواند به عنوان یک امتیاز خوب برای منابع انرژی تجدیدپذیر باشد. همچنین، عملکرد اشتراک‌گذاری جریان بین دو فاز را می‌توان از جریان‌های سلف‌های مزدوج بررسی نمود.

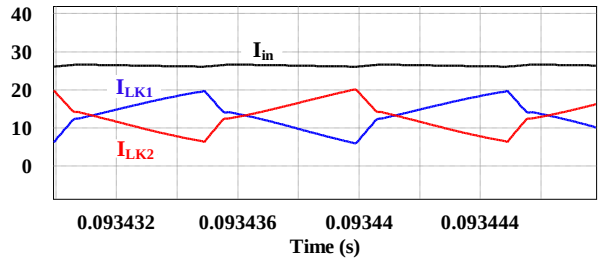
جدول ۲: پارامترهای مبدل پیشنهادی.

پارامترها	مقدار
ولتاژ ورودی و خروجی (V_{in}, V_{out})	$۲۴, ۴۰۰V$
توان خروجی (P_o)	$۶۰۰W$
فرکانس سوئیچینگ (f_{sw})	$۱۰۰KHz$
ظرفیت و مقاومت داخلی $C_۳, C_۲, C_۱$	$۷/۴\mu F$, $۲۷m\Omega$
ظرفیت و مقاومت داخلی $C_{o۳}, C_{o۲}, C_{o۱}$	$۲۲۰\mu F, ۱۶۰m\Omega$
سلف‌های مزدوج	$n = ۱,\ L_m = ۶۷\mu H$ $L_{LK} = ۳/۱\mu H$, $r_L = ۲۵m\Omega$
ترانسفورماتور توکار	$N = ۱,\ L_m = ۸۰۰\mu H$ $L_{LKb} = ۷/۳\mu H$, $r_B = ۲۵m\Omega$
ماسفت‌های قدرت ($S_{A۲}, S_{A۱}, S_۲, S_۱$)	IPP076N15N5
دیودها ($D_{o۲}, D_{o۱}, D_۲, D_۱$)	MUR1540

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]



(الف)



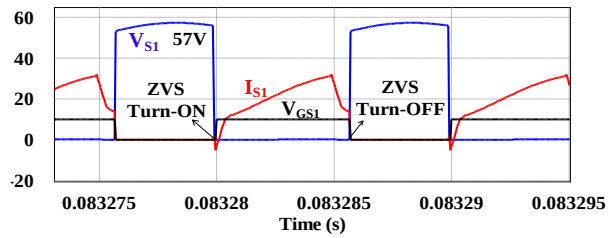
(ب)

شکل ۶: نتایج شبیه‌سازی، (الف) ولتاژ و جریان خروجی مبدل و (ب) جریان ورودی و جریان اندوکتانس‌های نشتی سلف‌های مزدوج.

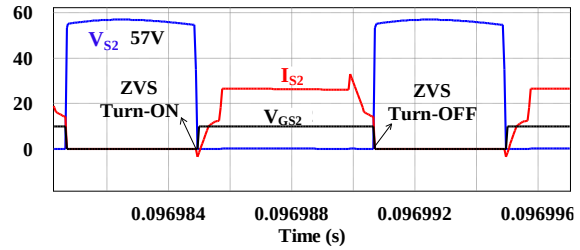
در شکل‌های ۷-(الف) تا ۷-(ت)، ولتاژهای درین-سورس، گیت-سورس و جریان‌های عبوری از سوئیچ‌های اصلی و کمکی نشان داده شده است. با توجه به (۳۶)-(۳۹)، $V_{DS۱}=V_{DS۲}=V_{DSA۲}=۵۰V$ و $V_{DSA۱}=۱۰۰V$ بدست آمده‌اند که با نتایج شبیه‌سازی مطابقت دارند و کمتر از ولتاژ خروجی می‌باشند. در نتیجه، ماسفت‌هایی با $R_{DS(on)}$ پایین می‌توانند برای کاهش تلفات هدایتی و بهبود عملکرد مبدل پیشنهادی در کاربردهای توان بالا استفاده شوند. همچنین، ملاحظه می‌شود که عملکرد ZVS برای تمام ماسفت‌ها در کل گذرا سوئیچینگ محقق شده است. در نتیجه، هیچ تلفات سوئیچینگی وجود ندارد.

شکل‌های ۸-(الف) تا ۸-(ت)، ولتاژها و جریان‌های عبوری از دیودها را نشان می‌دهند که با عملکرد ZCS خاموش می‌شوند و مشکل بازیابی جریان معکوس آن‌ها برطرف می‌گردد. همانند ماسفت‌ها، تنش ولتاژ در دیودها به طور قابل توجهی کمتر از ولتاژ خروجی می‌باشد. از این رو، می‌توان از دیودهایی با ولتاژ نامی پایین برای کاهش تلفات هدایتی استفاده نمود.

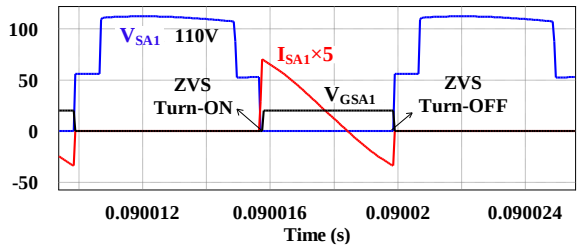
[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]



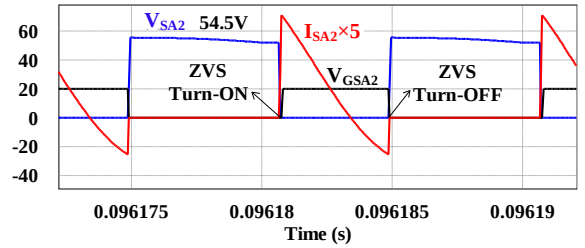
(الف)



(ب)



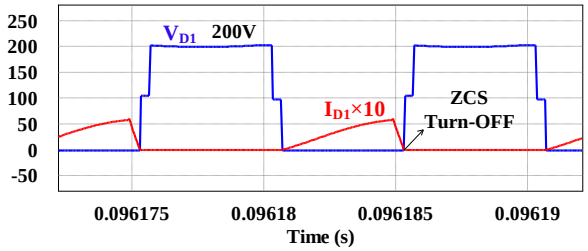
(پ)



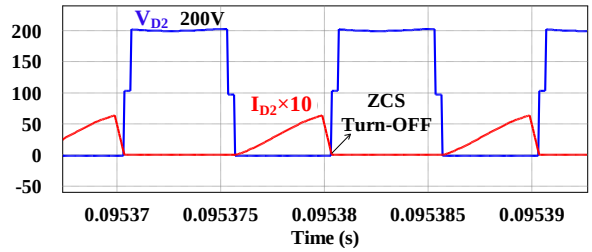
(ت)

شکل ۷: نتایج شبیه‌سازی، (الف) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_۱$، (ب) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_۲$، (پ) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_{A۱}$ و (ت) تنش ولتاژ، جریان و پالس گیت $S_{A۲}$.

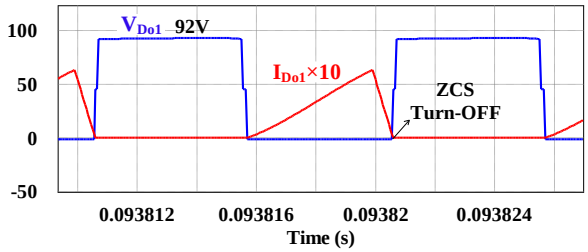
[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]



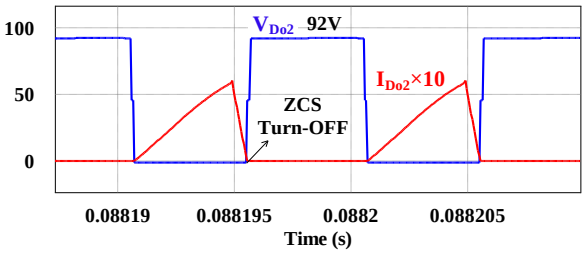
(الف)



(ب)



(پ)



(ت)

شکل ۸: نتایج شبیه‌سازی، (الف) تنش ولتاژ و جریان D_1، (ب) تنش ولتاژ و جریان D_2، (پ) تنش ولتاژ و جریان D_{o1} و (ت) تنش ولتاژ و جریان D_{o2}.

در ادامه، مکانیزم تلفات مبدل پیشنهادی برای شرایط بار کامل بررسی می‌شود که شامل تلفات مربوط به سوئیچ‌ها، دیودها، خازن‌ها و اجزای مغناطیسی می‌باشد. برای محاسبه تلفات، فرض می‌شود که V_{FD} و r_D به ترتیب ولتاژ مستقیم و مقاومت هدایت

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

دیودها، r_{DS} مقاومت هدایت ماسفت‌ها، r_L و r_B به ترتیب مقاومت پارازیتی سلف‌های مزدوج و ترانسفورماتور توکار، و r_C مقاومت پارازیتی خازن‌ها باشند. همچنین، از اندوکتانس‌های نشتی اجزا مغناطیسی صرف نظر می‌شود.

تلفات ماسفت‌ها و دیودها در دو گروه، تلفات سوئیچینگ و هدایتی در نظر گرفته می‌شوند. از آنجایی که تمام ماسفت‌ها با عملکرد ZVS سوئیچ می‌شوند، تلفات ماسفت‌ها به تلفات هدایتی مربوط می‌شود که می‌تواند با (۶۵) بیان گردد.

$$P_{\text{MOSFETs}} = r_{DS1} i_{S1,RMS}^{2} + r_{DS2} i_{S2,RMS}^{2} + \left(r_{DSA1} + r_{DSA2}\right) i_{SA1,RMS}^{2} \tag{۶۵}$$

دیودها با عملکرد ZCS کار می‌کنند. بنابراین، تلفات هدایتی دیودها توسط (۶۶) محاسبه می‌شود.

$$P_{Diodes} = \left(r_{D1} + r_{D2} + r_{Do1} + r_{Do2}\right) i_{D1,RMS}^{2} + \left(V_{FD1} + V_{FD2} + V_{FDo1} + V_{FDo2}\right) I_{out} \tag{۶۶}$$

تلفات خازن‌ها با (۶۷) محاسبه می‌شود.

$$P_{Capacitors} = \left(r_{C1} + r_{C2}\right) i_{C1,RMS}^{2} + r_{C2} i_{C2,RMS}^{2} + \left(r_{Co1} + r_{Co2}\right) i_{Co1,RMS}^{2} + r_{Co3} i_{Co3,RMS}^{2} \tag{۶۷}$$

تلفات اجزای مغناطیسی ناشی از مقاومت سیم‌پیچ‌ها از (۶۸) بدست می‌آید.

$$P_{Winding} = \left(r_{L11} + r_{L21}\right) i_{LK1,RMS}^{2} + r_{B1} i_{LKb,RMS}^{2} \tag{۶۸}$$

جریان‌های RMS مربوط به هر قطعه در روابط فوق را می‌توان از روابط (۴۷)-(۵۶) محاسبه نمود.

در نهایت، بازده مبدل پیشنهادی توسط (۶۹) بدست می‌آید.

$$\begin{cases} P_{LOSS} = P_{\text{MOSFETs}} + P_{Diodes} + P_{Windings} + P_{\text{Capacitors}} \\ \eta = \dfrac{P_{out}}{P_{out} + P_{LOSS}} \times 100 \end{cases} \tag{۶۹}$$

مقدار بازده مبدل پیشنهادی در شرایط بار کامل و ولتاژ ورودی $24V$، ٪۹۴/۴۷ می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل اینترلیود فوق افزاینده جدید مبتنی بر تکنیک ترانسفورماتور توکار و سلف‌های مزدوج ارائه شده است. از مزایای مبدل پیشنهادی که آن را به گزینه مناسبی برای کاربردهای توان بالا یا انرژی‌های تجدیدپذیر تبدیل می‌کند، می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

۱) بهره ولتاژ بالا و کمینه تنش ولتاژ ماسفت‌های قدرت توسط نسبت تبدیل ترانسفورماتور توکار و سلف‌های مزدوج به دست می‌آید که سبب کاهش تلفات هدایتی و هزینه می‌گردد.

۲) شرایط ZVS برای ماسفت‌های اصلی و کمکی در کل گذرای سوئیچینگ محقق می‌شود که به طور موثر تلفات سوئیچینگ را کاهش می‌دهد.

۳) چگالی توان بدلیل فقدان ترانسفوماتور ایزوله بهبود می‌یابد.

۴) مشکل بازیابی معکوس دیودها به دلیل خاموش شدن با ZCS برطرف می‌شود.

۵) به دلیل ساختار در هم تنیده، نوسان جریان ورودی و تنش جریان مولفه‌ها کاهش می‌یابد.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

۷- مراجع

[1] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. Gorji, F. Blaabjerg, and B.Lehman, “Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec 2017.

[2] K. C. Tseng, J. T. Lin, and C. C. Huang, "High Step-Up Converter with Three-Winding Coupled Inductor for Fuel Cell Energy Source Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 574-581, Feb 2015.

[3] K. H. Chao and M. S. Yang, “High step–up interleaved converter with soft–switching using a single auxiliary switch for a fuel cell system,” IET Power Electronics, vol. 7, no. 11, pp. 2704–2716, Nov 2014.

[4] K. Li, Y. Hu, and A. Ioinovici, “Generation of the large DC gain step-up non-isolated converters in conjunction with renewable energy sources starting from a proposed geometric structure,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 7, pp. 5323-5340, July 2017.

[5] W. Li and X. He, “Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Apr 2011.

[6] E. Adib and H. Farzanehfard, “Analysis and Design of a Zero-Current Switching Forward Converter with Simple Auxiliary Circuit,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 144-150, Dec 2012.

[7] J. M. Kwon, E. H. Kim, B. H. Kwon, and K. H. Nam, “High-efficiency fuel cell power conditioning system with input current ripple reduction,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 3, pp. 826–834, Mar 2009.

[8] Q. Li and P. Wolfs, “A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubber for photovoltaic module integrated converter applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 309–321, Jan 2007.

[9] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters,” IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar 2008.

[10] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, “Nonisolated high step-up DC-DC converters adopting switched capacitor cell,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 1, pp. 383-393, Jan 2015.

[11] L. He, X. Xu, J. Chen, J. Sun, D. Guo, and T. Zeng, "A Plug-Play Active Resonant Soft Switching for Current-Auto-Balance Interleaved High Step-Up DC/DC Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 8, pp. 7603-7616, Aug 2019.

[12] M. Forouzesh, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-Efficiency High Step-Up DC–DC Converter With Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5967-5982, July 2018.

[13] B. Akhlaghi, N. Molavi, M. Fekri, and H. Farzanehfard, "High Step-Up Interleaved ZVT Converter With Low Voltage Stress and Automatic Current Sharing," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 291-299, Jan 2018.

[14] T. Nouri, N. Vosoughi, and M. Shaneh, "A Novel Interleaved High Step-Up Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 6, pp. 4988-4999, June 2021.

[15] T. Nouri, N. Vosoughi, and M. Shaneh, "A Novel ZVS High-Step-Up Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 12, pp. 12871-12886, Dec 2020.

[16] K. C. Tseng, C. A. Cheng, and C. T. Chen, “High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics., vol.5, no.2, pp. 713-722, June 2017.

[17] T. Nouri, N. Nouri, and N. Vosoughi, "A Novel High Step-Up High Efficiency Interleaved DC–DC Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer for Renewable Energy Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6505-6516, Aug 2020.

[18] T. Nouri, N. Vosoughi, S. H. Hosseini, E. Babaei, and M. Sabahi, "An Interleaved High Step-Up Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell Techniques," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 3, pp. 1894-1905, March 2019.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]

[19] Hsieh, Yi-Ping, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "Novel high step-up DC–DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 998-1007, May 2011.
[20] Zhao, Yi, Wuhua Li, and Xiangning He, "Single-phase improved active clamp coupled-inductor-based converter with extended voltage doubler cell," IEEE transactions on power electronics, vol. 27, no. 6, pp. 2869-2878, Nov 2011.
[21] T. Nouri, M. Shaneh, M. Benbouzid, and N. Vosoughi, "An interleaved ZVS high step-up converter for renewable energy systems applications." IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 5, pp. 4786-4800, May 2021.
[22] M. Muhammad, M. Armstrong, and M. A. Elgendy, “Non-isolated interleaved DC DC converter for high voltage gain applications,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 352-362, June 2016.
[23] T. Nouri, S. H. Hosseini, S, E. Babaei, and J. Ebrahimi, “An interleaved high step-up DC-DC converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell,” IET Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 175-182, July 2014.
[24] W. Li, W. Li, X. He, D. Xu, and B. Wu, "General derivation law of nonisolated high-step-up interleaved converters with built-in transformer," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, pp. 1650-1661, Aug 2011.
[25] W. Li, X. Xiang, C. Li, W. Li, and X. He, “Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system,” IEEE transactions on power electronics, vol. 28, no. 1, pp. 300–313, Jan 2013.

[Downloaded from necjournals.ir on 2025-12-08]