

اینورتر چندسطحی کلیدزنی خازنی تک منبعی با قابلیت افزایش ولتاژ و تعداد سوئیچ‌های کمتر

میثم نوری^۱ مجید حسین پور^۲ سیدرضا موسوی اقدم^۳

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

Meysam.noori@student.uma.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

Hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۳- دانشیار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه محقق اردبیلی- اردبیل- ایران

R.mousaviaghdam@uma.ac.ir

چکیده: پیشرفت سریع فناوری و نیاز روزافزون به استفاده از منابع انرژی سازگار با محیط زیست باعث استفاده از اینورترهای چندسطحی در کاربردهای توان متوسط و بالا شده است. این مقاله یک ساختار برای اینورتر چندسطحی کلیدزنی خازنی با قابلیت افزایش بهره ولتاژ ارائه می‌دهد. ساختار پیشنهادی با بکارگیری از صرفاً یک منبع ورودی DC ، ۱۴ کلید الکترونیک قدرت و ۴ خازن، ۲۵ سطح ولتاژ با کیفیت بالا در خروجی ایجاد می‌کند که حداکثر ولتاژ ایجاد شده در خروجی اینورتر پیشنهادی ۶ برابر بیشتر از منبع تغذیه ورودی می‌باشد. پارامترهای مقایسه‌ای برای ارزیابی و مقایسه ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها ارائه شده است و نتیجه مقایسه نشان می‌دهد که ضریب هزینه ساختار پیشنهادی حداقل ۵ درصد کمتر از ساختارهای مشابه است. عملکرد اینورتر ۲۵ سطحی پیشنهادی در شرایط مختلف بارگذاری و با استفاده از کلیدزنی نزدیک‌ترین سطح شبیه‌سازی شده و سپس نتایج حاصل از شبیه‌سازی با نتایج حاصل از پیاده‌سازی اینورتر پیشنهادی در آزمایشگاه الکترونیک قدرت مورد مقایسه و ارزیابی قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی: اینورتر چندسطحی، کلیدزنی خازنی، قابلیت افزایش بهره ولتاژ، الکترونیک قدرت

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.2.47

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۲/۰۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۰۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید حسین پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - اردبیل - خیابان دانشگاه - دانشگاه محقق اردبیلی - دانشکده‌ی فنی و مهندسی

۱- مقدمه

امروزه به دلیل کمبود انرژی و افزایش آلودگی محیط زیست، بهره‌برداری از منابع انرژی تجدیدپذیر یا اصطلاحاً پاک جایگزین منابع انرژی فسیلی مرسوم شده است. از آنجایی که شبکه‌های قدرت مبتنی بر ولتاژ AC هستند و اکثر منابع انرژی تجدیدپذیر در خروجی خود ولتاژ DC تولید می‌کنند، اینورترهای چندسطحی نقش مهمی در بهره‌برداری از منابع انرژی تجدیدپذیر و اتصال این منابع به شبکه‌های قدرت ایفا می‌کنند. مبدل‌های چندسطحی با توجه به مزایای مختلفی که دارند در انواع کاربردها مورد استفاده قرار می‌گیرند که از مهم‌ترین کاربردها می‌توان به خودروهای برقی، سیستم‌های بادی و خورشیدی، ریزشبکه‌های AC و DC، درایو موتورهای الکتریکی، منابع تغذیه اضطراری و فیلترهای فعال اشاره نمود [۵-۱].

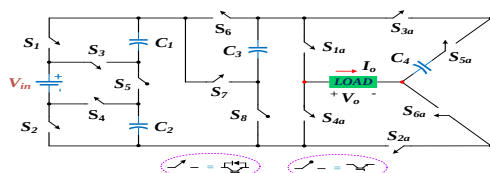
ساختار اینورترهای چندسطحی مرسوم به سه نوع مختلف تقسیم می‌شود که شامل اینورتر دیود مهارکننده نقطه خنثی^۱ (NPC)، اینورتر خازن شناور^۲ (FC) و اینورتر آبشاری با پل H^۳ (CHB) می‌باشد [۶-۸]. برای کنترل ولتاژ خازن‌ها در ساختارهای دیود با اتصال نقطه خنثی و خازن شناور استفاده از سنسورهای ولتاژ و جریان و الگوریتم‌های پیچیده ضروری می‌باشد که این موارد منجر به افزایش حجم و هزینه و کاهش قابلیت اطمینان می‌شود. همچنین اینورتر چندسطحی آبشاری به چندین منبع DC مستقل نیاز دارد و برای تولید سطوح بالاتر تعداد قطعات آن بطور فزاینده‌ای افزایش می‌یابد. از طرفی این ساختارها قابلیت افزایش ولتاژ را ندارند و برای افزایش بهره ولتاژ به ترانسفورماتورها یا مبدل‌های DC-DC وابسته هستند. اینورترهای مبتنی بر کلیدزنی خازنی برای برطرف کردن مشکلات اینورترهای مرسوم مطرح شده‌اند که از محبوبیت ویژه‌ای برخوردار هستند [۹-۱۰].

اکثر اینورترهای مبتنی بر کلیدزنی خازنی قابلیت افزایش ولتاژ خروجی نسبت به ورودی دارند که مقدار افزایش بهره ولتاژ به نحوه کلیدزنی اینورتر و پیکربندی اینورتر بستگی دارد. از طرفی در این مبدل‌ها می‌توان ولتاژ خازن‌ها را با یک الگوریتم ساده که شامل کلیدزنی و شارژ و دشارژ صحیح خازن‌ها می‌باشد کنترل کرد. اصول عملکرد این مبدل‌ها به گونه‌ای است که خازن‌های استفاده شده از طریق ولتاژ DC و به صورت اتصال موازی با آن تا سطح مشخص شارژ می‌شوند، سپس با دشارژ این خازن‌ها به صورت اتصال سری با منبع ورودی می‌توان سطوح ولتاژ خروجی را ایجاد کرد. در مرجع [۱۱] یک ساختار برای اینورتر چندسطحی خازن سوئیچ‌شده پیشنهاد شده است. این ساختار ولتاژ خروجی ۹ سطحی را با استفاده از یک نیم‌پل تولید می‌کند و می‌تواند ولتاژ خروجی را تا دو برابر ولتاژ ورودی افزایش دهد که حداکثر ولتاژ مسدودشده روی ۴ کلید نیم‌پل برابر $2V_{dc}$ می‌باشد. در صورت گسترش ساختار، تنش ولتاژ روی کلیدها افزایش پیدا نمی‌کند ولی تعداد منابع ورودی و کلیدها بیشتر خواهد شد. توپولوژی‌های ارائه

شده در [۱۲-۱۳] از ساختار پایه مشابه استفاده می‌کنند که برای تولید سطوح ولتاژ خروجی به تجهیزات کمتری نیاز دارند. ساختار پایه از یک منبع DC و یک خازن تشکیل شده است که می‌تواند بهره ولتاژ خروجی را تا ۲ برابر ولتاژ ورودی افزایش دهد. تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها با شارژ خازن به صورت موازی با منبع و دشارژ آن به صورت سری با منبع ایجاد می‌شود. از طرفی در صورت تعمیم این ساختارها برای دسترسی به سطوح بالاتر، تعداد منابع ورودی افزایش می‌یابند. ساختار ارائه شده در مرجع [۱۴] ولتاژ مسدودکنندگی کل^۴ (TSV) کمتری دارد و به سوئیچ‌هایی با رنج ولتاژ پایین نیاز دارد. در عین حال، برای تولید ولتاژ ۵ سطحی از دو خازن استفاده می‌کند و بهره ولتاژ پایین دارد. در مراجع [۱۵-۱۶] ساختارهایی ارائه شده است که سطوح ولتاژ خروجی را بدون استفاده از پل H تولید می‌کنند و از مزیت مدولار بودن برخوردار هستند. این ساختارها تنش ولتاژ کمتری در سوئیچ‌ها دارند اما در صورت گسترش به سطوح بالاتر، به سوئیچ‌ها و خازن‌های بیشتری نیاز خواهند داشت. در مرجع [۱۷] یک ساختار جدید خازن سوئیچ‌شده معرفی شده است. این ساختار تنش ولتاژ کمتری دارد و می‌تواند ولتاژ ورودی را با استفاده از ۳ خازن سوئیچ‌شده تا ۶ برابر افزایش دهد. در صورت توسعه ساختار برای دسترسی به سطوح بالاتر، تعداد سوئیچ‌ها و خازن‌ها افزایش می‌یابند. ساختار ارائه شده در مرجع [۱۸] با استفاده از یک منبع ورودی، ولتاژ خروجی ۹ سطحی با بهره ولتاژ ۴ برابری ایجاد می‌کند که در این ساختار، ۴ سوئیچ حداکثر ولتاژ خروجی را تحمل می‌کنند. مرجع [۱۹] ساختاری ۱۳ سطحی معرفی کرده است که با استفاده از منبع تغذیه واحد و ۴ خازن سطوح ولتاژ تولید می‌شود. در این ساختار ولتاژ خروجی تا سه برابر ولتاژ ورودی افزایش می‌یابد. مرجع [۲۰] ساختاری معرفی کرده است که با استفاده از ۲ منبع ورودی، ۱۳ سوئیچ و دو خازن شکل موج ۲۵ سطحی در خروجی ایجاد می‌شود. در مرجع [۲۱] ساختاری با ضریب بوست برابر ۱۲ پیشنهاد شده است که برای کاربردهای فتوولتائیک مناسب می‌باشد. از طرفی با توجه به اینکه در این ساختار از تعداد کلیدهای بیشتری استفاده شده است، بنابراین حجم و تلفات بیشتری دارد. توپولوژی ارائه شده در مرجع [۲۲] ولتاژ خروجی ۲۵ سطحی را با استفاده از یک منبع ورودی، ۱۵ کلید یک‌جهته، دو دیود و چهار خازن ایجاد می‌کند. در این ساختار سطوح ولتاژ بدون نیاز به پل H ایجاد می‌شود. مرجع [۲۳] ساختاری با دو منبع DC پیشنهاد کرده که در حالت متقارن ولتاژ خروجی ۱۳ سطحی و در حالت نامتقارن ولتاژ خروجی ۱۷ سطحی با ضریب بوست برابر ۱/۶ ایجاد می‌شود. در مرجع [۲۴] ساختاری ۲۱ سطحی با قابلیت افزایش ولتاژ ۱۰ برابری پیشنهاد شده است. این ساختار به ۲۰ سوئیچ، هشت دیود و هشت خازن نیاز دارد. در این ساختار سطوح ولتاژ از طریق یک نیم پل تولید می‌شود. همچنین امکان دستیابی به سطوح بالاتر با گسترش ساختار به صورت تک‌منبع فراهم است. توپولوژی معرفی شده در مرجع [۲۵] شکل موج ۲۵ سطحی را از

۲- اصول عملکرد ساختار پیشنهادی

مدار ساختار پیشنهادی ۲۵ سطحی در شکل (۱) نشان داده شده است که شامل چهارده سوئیچ (S_1-S_{14})، چهار خازن (C_1-C_4) و یک منبع تغذیه DC می‌باشد. سوئیچ‌های S_5 و S_8 بدون دیود موازی معکوس هستند. این مبدل سطوح ولتاژ خروجی را با استفاده از یک پل H بهبود یافته تولید می‌کند. در نیم‌سیکل منفی مراحل تولید سطوح به $2V_{in}$ ، $6V_{in}$ ، ... به طرز مشابه با روشن شدن کلیدهای S_{3a} و S_{4a} به جای S_{1a} و S_{2a} انجام می‌شود. در ضمن برای تولید برخی از سطوح دو مسیر جریان وجود دارد. ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 در مقدار V_{dc} تثبیت می‌شوند. خازن C_3 مجموع ولتاژ تولیدی توسط منبع و خازن‌های C_1 را می‌تواند تولید کند که ولتاژ آن در مقدار $3V_{dc}$ تثبیت می‌شود. خازن C_4 به صورت متقارن در نیم‌سیکل مثبت و منفی دشارژ و شارژ می‌شود و ولتاژ آن نیز در مقدار $\pm 5V_{dc}/2$ تثبیت می‌گردد تا ضریب بوست اینورتر ۲۵ سطحی برابر با ۶ بدست آید. حالات کلیدزنی اینورتر پیشنهادی در جدول (۱) نشان داده شده است. همچنین در شکل (۲) حالات عملکرد و مسیرهای عبور جریان برای نیم‌سیکل مثبت ارائه شده است.



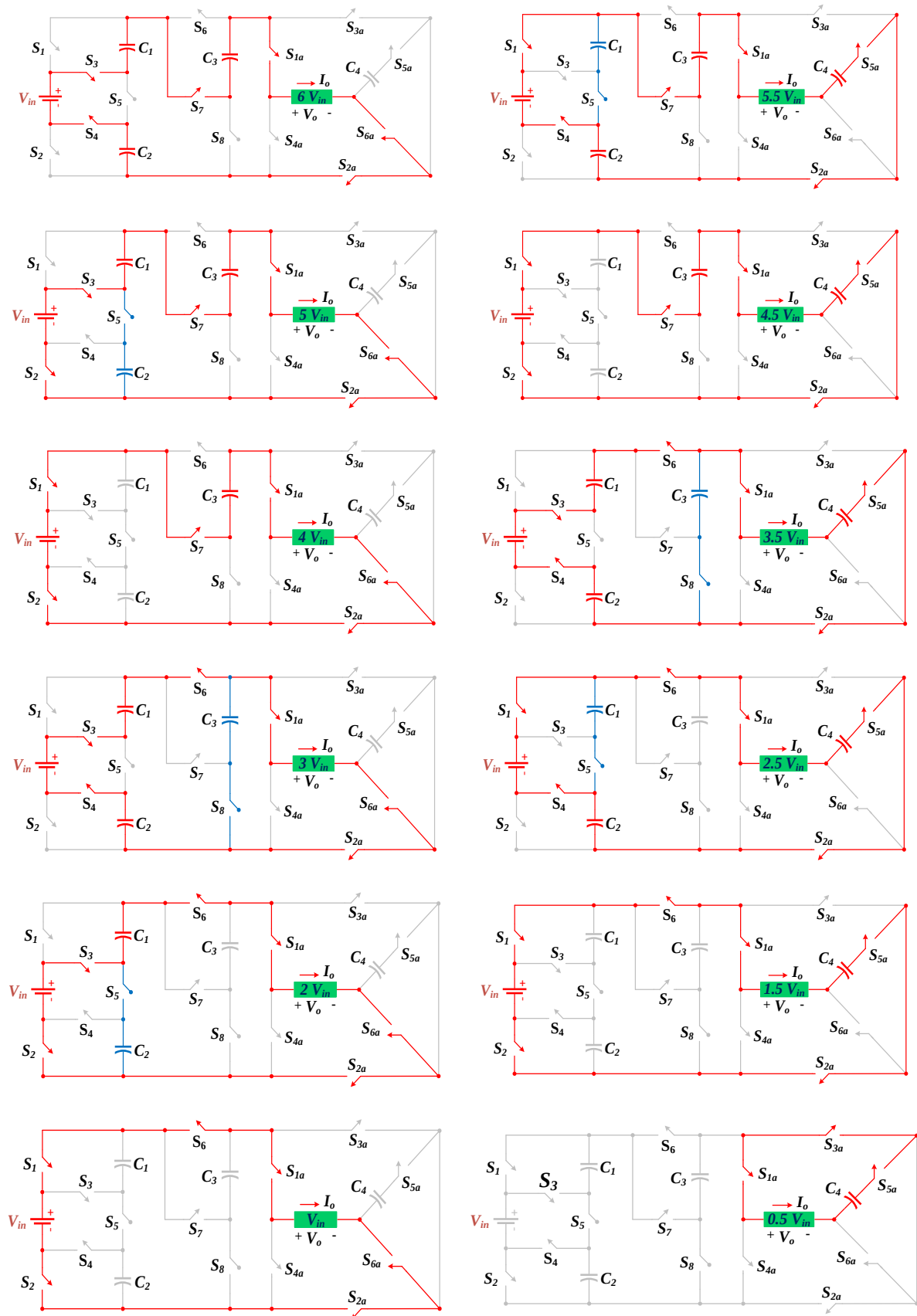
شکل (۱): ساختار اینورتر چندسطحی پیشنهادی

جدول (۱): حالت‌های کلیدزنی ساختار پیشنهادی

کلیدهای فعال نیم‌سیکل مثبت	ولتاژ خروجی	کلیدهای فعال نیم‌سیکل منفی
$S_1-S_4-S_5-S_{2a}-S_{4a}-S_{6a}$	0	$S_1-S_4-S_5-S_{1a}-S_{3a}-S_{6a}$
$S_{5a}-S_{3a}-S_{1a}$	$\pm V_{dc}/2$	$S_1-S_2-S_6-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_1-S_2-S_6-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm V_{dc}$	$S_1-S_4-S_5-S_6-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_1-S_2-S_6-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 3V_{dc}/2$	$S_2-S_3-S_5-S_6-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_2-S_3-S_5-S_6-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 2V_{dc}$	$S_2-S_3-S_5-S_6-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_1-S_4-S_5-S_6-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 5V_{dc}/2$	$S_2-S_3-S_5-S_6-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_1-S_4-S_5-S_6-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 5V_{dc}/2$	$S_3-S_4-S_6-S_8-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_2-S_3-S_5-S_6-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 3V_{dc}$	$S_3-S_4-S_6-S_8-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_3-S_4-S_6-S_8-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 7V_{dc}/2$	$S_1-S_2-S_7-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_3-S_4-S_6-S_8-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 4V_{dc}$	$S_1-S_2-S_7-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_1-S_2-S_7-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 9V_{dc}/2$	$S_1-S_4-S_5-S_7-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_1-S_2-S_7-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 9V_{dc}/2$	$S_2-S_3-S_5-S_7-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_2-S_3-S_5-S_7-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 5V_{dc}$	$S_2-S_3-S_5-S_7-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_1-S_4-S_5-S_7-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 5V_{dc}$	$S_1-S_4-S_5-S_7-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$
$S_1-S_4-S_5-S_7-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 11V_{dc}/2$	$S_3-S_4-S_7-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_2-S_3-S_5-S_7-S_{1a}-S_{5a}-S_{2a}$	$\pm 11V_{dc}/2$	$S_3-S_4-S_7-S_{3a}-S_{5a}-S_{4a}$
$S_3-S_4-S_7-S_{1a}-S_{6a}-S_{2a}$	$\pm 6V_{dc}$	$S_3-S_4-S_7-S_{3a}-S_{6a}-S_{4a}$

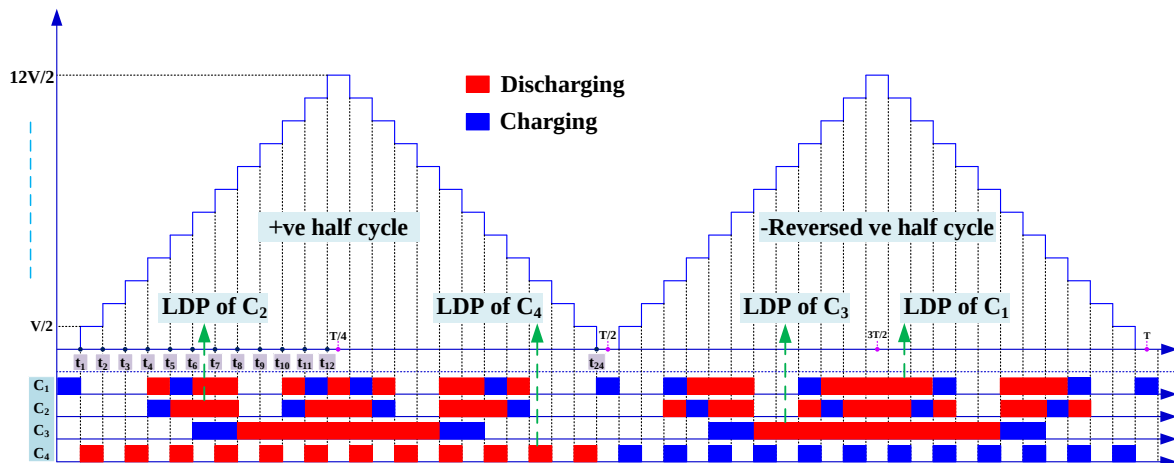
طریق دو منبع DC، ۱۴ کلید، دو دیود و دو خازن ایجاد می‌کند. این ساختار اعوجاج هارمونیک کمتری داشته و شکل موج با کیفیتی برای ولتاژ و جریان خروجی ارائه می‌دهد. بنابراین برای کاربردهای حساس به کیفیت توان مناسب است.

در این مقاله یک ساختار تک منبعی برای اینورتر چندسطحی کلیدزنی خازنی ارائه شده است. این ساختار می‌تواند ۲۵ سطح ولتاژ را با استفاده از چهارده سوئیچ، چهار خازن و تنها یک منبع تغذیه DC تولید نماید. از مزایای ساختار پیشنهادی می‌توان به تک منبع بودن، استفاده از قطعات کمتر نسبت به تعداد سطوح تولیدی، اعوجاج هارمونیک کمتر، قابلیت متعادل‌سازی خودکار ولتاژ خازن‌ها، توانایی افزایش ولتاژ خروجی تا ۶ برابر ولتاژ ورودی، تلفات کلیدزنی مناسب و امکان توسعه ساختار به سطوح بیشتر به صورت تک منبع اشاره کرد. ساختار ادامه مقاله به شرح زیر است. در بخش دوم ساختار پیشنهادی معرفی شده است، سپس اصول عملکرد، حالت‌های سوئیچینگ و شارژ و دشارژ خازن‌ها با جزئیات توضیح داده شده است. در ادامه نحوه محاسبه و طراحی خازن‌های استفاده شده در ساختار پیشنهادی ارائه شده و سپس استراتژی مدولاسیون و ساختار گسترش‌یافته نیز در این بخش ارائه شده است. در بخش سوم، تلفات مبدل پیشنهادی مورد ارزیابی قرار گرفته و در بخش چهارم نیز ارزیابی مقایسه‌ای صورت گرفته است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی در بخش پنجم ارائه شده است و در نهایت در بخش ششم نتیجه‌گیری و جمع‌بندی صورت گرفته است.



شکل (۲): حالت‌های عملکرد و مسیرهای عبور جریان در نیم‌سیکل مثبت

دشارژ و در نیم‌سیکل منفی نیز با همان الگو شارژ می‌شود به طوری که ولتاژ آن در مقدار نصف منبع ورودی حفظ می‌شود. بدست آوردن زمان دشارژ خازن‌ها و دشارژهای متوالی خازن‌ها در انتخاب مناسب‌ترین مقدار ظرفیت خازنی ضروری است. همچنین فرکانس نامی و مقدار امپدانس بار خروجی در ریبیل ولتاژ و ظرفیت خازن‌ها تاثیرگذار است. مقدار دشارژ برای خازن‌های C_1 تا C_4 به ترتیب از طریق روابط (۱) تا (۴) به دست می‌آیند که در این روابط I_o مقدار جریان خروجی و ϕ اختلاف زاویه ولتاژ و جریان خروجی می‌باشد.



شکل (۳): نحوه شارژ و دشارژ خازن‌ها برای سطوح مختلف ولتاژ

$$t_5 = \frac{\sin^{-1}(9/24)}{\omega}, t_6 = \frac{\sin^{-1}(11/24)}{\omega}$$

$$t_7 = \frac{\sin^{-1}(13/24)}{\omega}, t_8 = \frac{\sin^{-1}(15/24)}{\omega}$$

$$t_9 = \frac{\sin^{-1}(17/24)}{\omega}, t_{10} = \frac{\sin^{-1}(19/24)}{\omega}$$

$$t_{11} = \frac{\sin^{-1}(21/24)}{\omega}, t_{12} = \frac{\sin^{-1}(23/24)}{\omega}$$

ریبیل ولتاژ (ΔV_{ripple}) از طریق رابطه (۷) و ظرفیت خازن‌ها با در نظر گرفتن %k افت ولتاژ از طریق رابطه (۸) محاسبه می‌شوند:

$$\Delta V_{ripple} = \frac{\Delta Q_C}{C} \quad (7)$$

$$C_1 \geq \frac{\Delta Q_{C1}}{KV_{in}}, C_2 \geq \frac{\Delta Q_{C2}}{KV_{in}} \quad (8)$$

$$C_3 \geq \frac{\Delta Q_{C3}}{K(3V_{in})}, C_4 \geq \frac{\Delta Q_{C4}}{K(0.5V_{in})}$$

با محاسبه و جایگذاری پارامترهای فوق، رابطه نهایی ظرفیت خازن‌ها مطابق (۹) تا (۱۲) بیان می‌شود:

$$C_1 \geq \frac{2I_o}{K\omega V_{in}} [\cos(2\pi ft_{10} - \phi) - \sin \phi] \quad (9)$$

$$C_2 \geq \frac{2I_o}{K\omega V_{in}} [\cos(2\pi ft_{11} - \phi) - \sin \phi] \quad (10)$$

$$\Delta Q_{C1} = 2 \int_{t_{10}}^{T/4} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \quad (1)$$

$$\Delta Q_{C2} = 2 \int_{t_{11}}^{T/4} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \quad (2)$$

$$\Delta Q_{C3} = 2 \int_{t_7}^{T/4} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \quad (3)$$

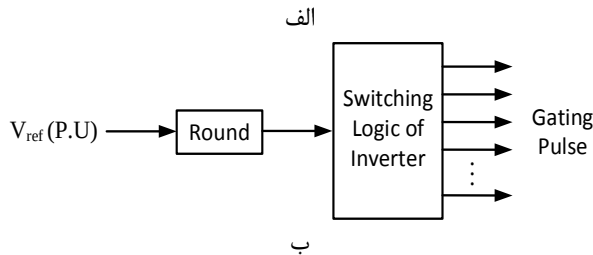
$$\begin{aligned} \Delta Q_{C4} &= \int_{t_1}^{t_2} I_o \sin(\omega t - \phi) dt + \int_{t_3}^{t_4} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \\ &= \int_{t_5}^{t_6} I_o \sin(\omega t - \phi) dt + \int_{t_7}^{t_8} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \\ &= \int_{t_9}^{t_{10}} I_o \sin(\omega t - \phi) dt + \int_{t_{11}}^{t_{12}} I_o \sin(\omega t - \phi) dt \end{aligned} \quad (4)$$

با توجه به اینکه الگوی ولتاژ خروجی در شکل (۳) بر اساس سوئیچینگ فرکانس پایه می‌باشد، نیم‌تناوب $T/2$ را می‌توان به بیست و چهار مرحله زمانی t_1 تا t_{24} تقسیم‌بندی کرد. بنابراین روابط ارائه‌شده در (۶) از طریق رابطه کلی (۵) قابل محاسبه هستند. در این رابطه N_l تعداد سطوح ولتاژ خروجی می‌باشد.

$$t_i = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{2i-1}{N_l-1}\right)}{\omega} \quad (5)$$

$$t_1 = \frac{\sin^{-1}(1/24)}{\omega}, t_2 = \frac{\sin^{-1}(3/24)}{\omega} \quad (6)$$

$$t_3 = \frac{\sin^{-1}(5/24)}{\omega}, t_4 = \frac{\sin^{-1}(7/24)}{\omega}$$



شکل (۴): (الف) مدولاسیون کنترل نزدیک ترین سطح (ب) نحوه اجرای مدولاسیون کنترل نزدیک ترین سطح

۳-۲- ساختار گسترش یافته

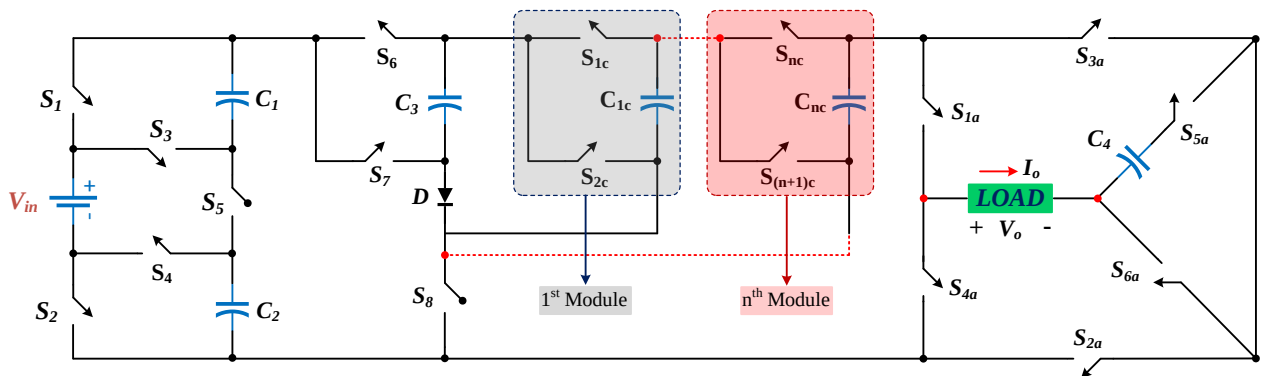
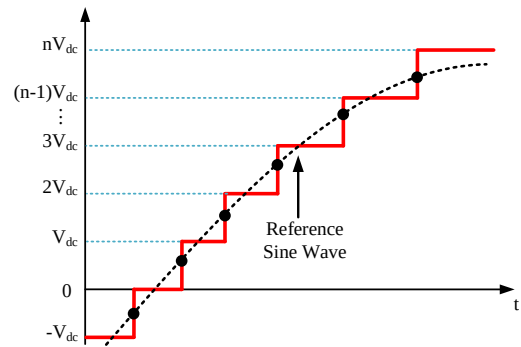
ساختار پیشنهادی را می توان با ترکیب یک مازول خازن سوئیچ شده برای تولید سطوح بالاتر گسترش داد که ساختار گسترش یافته پیشنهادی در شکل (۵) نشان داده شده است. به عبارتی با افزودن دو سوئیچ، یک دیود و یک خازن به ساختار پیشنهادی می توان سطوح ولتاژ خروجی را به ۳۷ سطح افزایش داد. در این صورت ولتاژ خازن C_{1C} در مقدار $3V_{dc}$ تثبیت می شود و ضریب بوست ولتاژ نیز برابر ۹ حاصل می شود. با ترکیب n مازول خازن سوئیچ شده در ساختار پیشنهادی می توان به سطوح ولتاژ بیشتر نیز دسترسی داشت که در این حالت خازن های C_n از طریق سوئیچ S_8 به طور مشترک شارژ می شوند و این یک مزیت قابل توجهی محسوب می شود. از طرفی دشارژ خازن ها نیز از طریق سوئیچ های $S_{(n+1)c}$ خواهد بود. برای ساختار تعمیم یافته تعداد کلیدها (N_{sw})، تعداد درایور (N_{dr})، تعداد منابع ولتاژ (N_{dc})، تعداد خازن ها (N_{cap})، بهره ولتاژ (Gain)، تعداد دیودها (N_{dd}) و تعداد سطوح قابل تولید (N_l) به ترتیب مطابق روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$C_3 \geq \frac{2I_o}{K\omega 3V_{in}} [\cos(2\pi ft_7 - \varphi) - \sin \varphi] \quad (11)$$

$$C_4 \geq \frac{12I_o}{K\omega V_{in}} [\cos(2\pi ft_1 - \varphi) - \cos(2\pi ft_2 - \varphi)] \quad (12)$$

۲-۲- استراتژی مدولاسیون

برای کلیدزنی اینورترهای چندسطحی روش های مختلفی وجود دارد که در حالت کلی به دو دسته مدولاسیون فرکانس بالا و مدولاسیون فرکانس پایین طبقه بندی می شوند. تکنیک مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (PWM) و بردار فضایی (SVM) کلیدزنی فرکانس بالا محسوب می شوند از طرفی کلیدزنی فرکانس پایه، کنترل نزدیک ترین سطح (NLC)، کلیدزنی حذف انتخابی هارمونیک و کلیدزنی حذف هارمونیک فعال نیز از روش های مدولاسیون فرکانس پایین می باشند. برای کلیدزنی و کنترل سوئیچ های ساختار پیشنهادی از روش کلیدزنی کنترل نزدیک ترین سطح (NLC) استفاده شده است. شکل (۴) طرح کنترلی پیاده سازی شده را نشان می دهد. در این روش کنترلی با در نظر گرفتن مقدار سیگنال سینوسی به صورت عدد صحیح به طوری که به نزدیک ترین سطح ولتاژ نزدیک باشد سطوح ولتاژ تولید می شود. به عنوان مثال هنگامی که مقدار لحظه ای سیگنال سینوسی در محدوده ۲/۵ الی ۳/۵ باشد، سطح ولتاژ $3V_{dc}$ تولید خواهد شد.



شکل (۵): ساختار گسترش یافته پیشنهادی

$$N_{cap} = n + 4 \quad (16)$$

$$Gain = 3n + 6 \quad (17)$$

$$N_{dd} = 1 \quad (18)$$

$$N_l = 12n + 25 \quad (19)$$

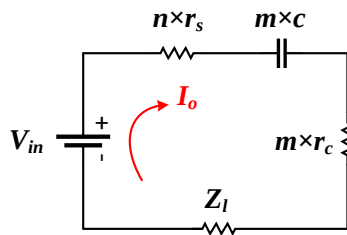
$$N_{sw} = 2n + 14 \quad (13)$$

$$N_{dr} = 2n + 14 \quad (14)$$

$$N_{dc} = 1 \quad (15)$$

رابطه (۲۶) به دست می آید. در این رابطه M_a اندیس مدولاسیون و Z_l امپدانس بار است.

$$I_o = I_o \sin \omega t = \frac{M_a \times 6V_{in}}{Z_l} \sin \omega t \quad (26)$$



شکل (۶): مدار معادل تلفات هدایتی ادوات ساختار پیشنهادی

با در نظر گرفتن بازه زمانی متناسب با هر کدام از سطوح ولتاژ، می توان تلفات هدایتی را مورد ارزیابی قرار دارد. به عنوان مثال در شکل (۳) بازه زمانی (t_1-t_2) مربوط به تولید سطح ولتاژ $0.5V_{dc}$ می باشد. بنابراین تلفات هدایتی مطابق رابطه (۲۷) بیان می شود:

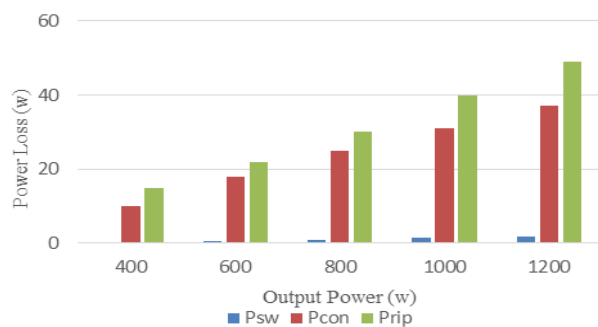
$$E_{con}(0.5V_{in}) = \int_{t_1}^{t_2} I_o^2 (3r_s + r_c) dt \quad (27)$$

بدین ترتیب تلفات هدایتی برای تمام مراحل تولید سطوح ولتاژ مطابق رابطه (۲۸) محاسبه شده و جمع آن به عنوان تلفات هدایتی کل در نظر گرفته می شود. در نتیجه با محاسبه پارامترهای مربوط به تلفات مبدل، می توان راندمان مبدل را از طریق رابطه (۲۹) محاسبه کرد. در این رابطه P_{out} توان خروجی مبدل می باشد.

$$P_{con} = 12f_0 \sum_{i=0.5,1,\dots,6} E_{con(i)} \quad (28)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{sw} + P_{rip} + P_{con}} \quad (29)$$

شکل (۷) تلفات مبدل برای توان های خروجی مختلف را نشان می دهد.



شکل (۷): نمودار تلفات مبدل برای توان های مختلف

۴- ارزیابی مقایسه ای

در این بخش به منظور بررسی مزایا و معایب ساختار پیشنهادی، مقایسه ای با دیگر ساختارهای سوئیچزنی خازنی در جدول (۲) صورت گرفته است. پارامترهای مقایسه ای شامل تعداد منابع ورودی (N_{dc})، تعداد کلید (N_{sw})، تعداد درایور (N_{dr})، تعداد سطوح ولتاژ خروجی،

۳- ارزیابی تلفات توان برای توپولوژی پیشنهادی

در یک مبدل مبتنی بر سوئیچزنی خازنی سه پارامتر تلفات سوئیچینگ (P_{sw})، تلفات ریبیل (P_{rip}) و تلفات هدایتی (P_{con}) نقش کلیدی در ایجاد تلفات کل (P_{losses}) ایفا می کنند. رابطه کلی تلفات به شرح زیر است و در ادامه هر پارامتر به طور مجزا مورد ارزیابی قرار می گیرد:

$$P_{losses} = P_{sw} + P_{rip} + P_{con} \quad (20)$$

الف) تلفات سوئیچینگ:

تاخیر در عملکرد هدایتی کلیدها (روشن و خاموش شدن) که مربوط به غیر ایده آل بودن کلیدها می باشد منجر به اتلاف انرژی (E_{sw}) می شود. انرژی تلف شده طی یک فرایند روشن و خاموش شدن از طریق رابطه (۲۱) قابل محاسبه است. بنابراین تلفات سوئیچینگ در طی فرایند کلیدزنی به صورت رابطه (۲۲) می باشد.

$$E_{sw} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{block}^2 \quad (21)$$

$$P_{sw} = f_s E_{sw} = \frac{1}{2} f_s C_{oss} V_{block}^2 \quad (22)$$

در این رابطه f_s فرکانس سوئیچینگ، C_{oss} خازن پارازیتی موازی با سوئیچ و V_{block} ولتاژ مقاومت کلید در زمان خاموش و یا قبل از روشن شدن تلقی می شود.

ب) تلفات ریبیل:

اختلاف اندازه ولتاژ بین خازن ها و منبع تغذیه DC به هنگام شارژ شدن که ناشی از مقاومت داخلی خازن ها و تجهیزات قدرت که در مسیر شارژ خازن ها قرار دارند، تلفات ریبیل را به وجود می آورند. اختلاف ولتاژ ΔV_C که یک پارامتر تاثیرگذار بر تلفات انرژی ریبیل (E_{rip}) می باشد را می توان به صورت رابطه (۲۳) محاسبه کرد. همچنین انرژی تلف شده (E_{rip}) از رابطه (۲۴) محاسبه می شود.

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_c} i_C(t) dt \quad (23)$$

$$E_{rip} = \frac{1}{2} C \Delta V_C^2 \quad (24)$$

در نهایت تلفات ریبیل با توجه به روابط (۲۳) و (۲۴) به صورت زیر محاسبه می شود:

$$P_{rip} = f_0 E_{rip} = \frac{f_0}{2C} \left[\int_0^{t_c} i_C(t) dt \right]^2 \quad (25)$$

ج) تلفات هدایتی:

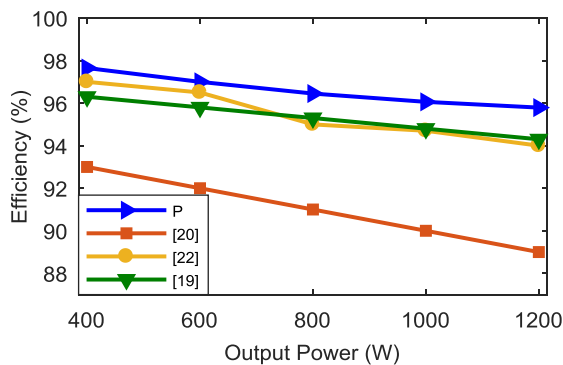
تلفات هدایتی سوئیچ ها در حالت روشن، مقاومت داخلی آن ها (r_s) و همچنین مقاومت داخلی خازن ها (r_c) بیشترین تلفات برای یک مبدل محسوب می شوند. شکل (۶) مدار معادل مربوط به تلفات هدایتی ادوات ساختار پیشنهادی را نشان می دهد که در آن $n \times r_s$ تعداد مقاومت داخلی سوئیچ ها، $m \times C$ تعداد خازن ها و $m \times r_c$ تعداد مقاومت داخلی خازن ها می باشند. همچنین I_o جریان خروجی می باشد و از

نامتقارن مورد بررسی قرار می گیرند. جهت تخمین هزینه کل مبدل، ضریب هزینه مبدل در رابطه (۳۰) معرفی شده است. شکل (۸) مقدار ولتاژ مسدودشده روی هر یک از سوئیچها را نشان می دهد. در شکل (۹) راندمان مبدل برای توان خروجی مختلف ارائه شده است. همچنین مقایسه راندمان ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها به ازای توانهای خروجی مختلف در شکل (۱۰) نشان داده شده است.

تعداد دیود (N_{dd})، تعداد خازن (N_{cap})، حداکثر ولتاژ مسدودکنندگی کل سوئیچها (TSV)، ضریب بهره و ضریب هزینه برای مبدلهایی که اخیراً معرفی شده اند بررسی شده است. ساختارهای موجود در [۲۱] و [۲۴] با اینکه ضریب بهره بیشتری دارند اما در این ساختارها تعداد ادوات استفاده شده نسبت به سطوح تولیدی بالاست. همچنین ساختارهای ارائه شده در [۲۰] و [۲۵] تعداد کلید، درایور و خازن نسبتاً کمتری دارند اما این ساختارها تک منبع نیستند و در پیکربندی

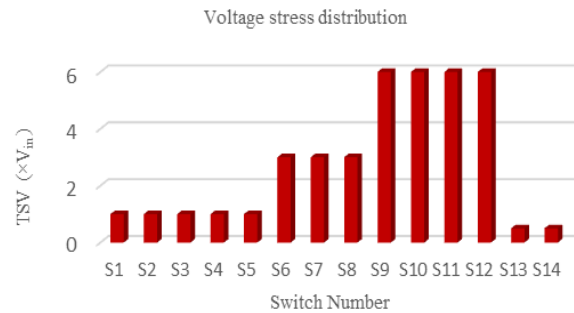
جدول (۲): مقایسه ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها

C_f	Gain	TSV ($\times V_{in}$)	N_{cap}	N_{dd}	N_{dr}	N_{sw}	N_l	N_{dc}	توپولوژی
4.92	3	34	4	0	12	14	13	1	[۱۹]
5.28	2	39	2	0	12	13	25	2	[۲۰]
4	12	51	5	2	21	21	25	1	[۲۱]
3	6	39	4	2	15	15	25	1	[۲۲]
7.41	1.6	36	3	1	11	12	17	2	[۲۳]
4.57	10	40	8	8	20	20	21	1	[۲۴]
6.56	2	52	2	2	12	14	25	2	[۲۵]
2.84	6	39	4	0	14	14	25	1	پیشنهادی



شکل (۱۰): مقایسه راندمان ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها در توانهای خروجی مختلف

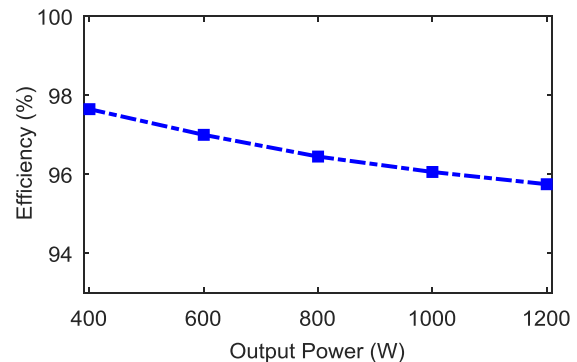
$$C_f = \frac{(N_{sw} + N_{dr} + N_{dd} + N_{cap} + TSV) N_{dc}}{N_l} \quad (30)$$



شکل (۸): تنش ولتاژ هر یک از کلیدها

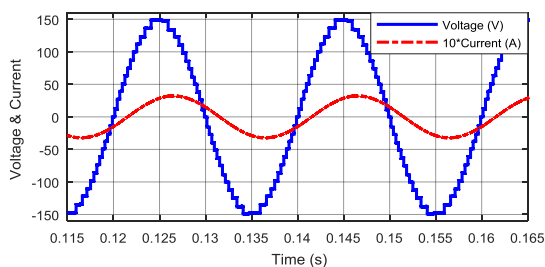
۵- نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی

ساختار پیشنهادی با استفاده از روش کنترل نزدیک ترین سطح (NLC) در نرم افزار Matlab/Simulink شبیه سازی شده و همچنین به منظور تایید صحت عملکرد ساختار پیشنهادی و نتایج حاصل از شبیه سازی یک نمونه آزمایشگاهی نیز پیاده سازی است. نتایج حاصل از شبیه سازی و آزمایشگاهی در کنار هم ارائه شده است. اطلاعات مربوط به پارامترهای شبیه سازی و آزمایشگاهی در جدول (۳) ارائه شده است. همچنین شکل (۱۱) مربوط به نمونه آزمایشگاهی می باشد.

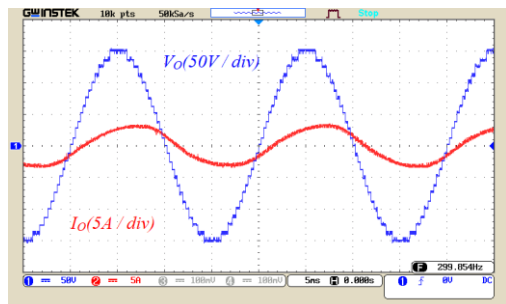


شکل (۹): راندمان مبدل برای توانهای خروجی مختلف

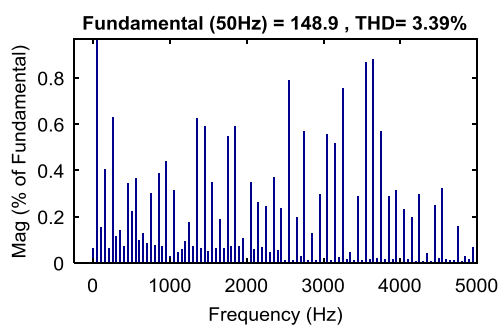
نتایج آزمایشگاهی برای ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی سلفی و از نمای نزدیک می باشد.



(الف)



(ب)



(ج)

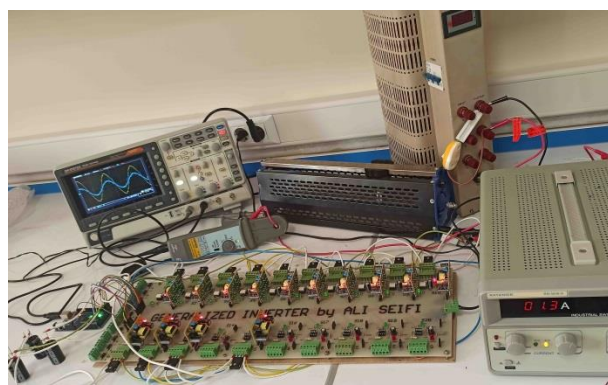
شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی سلفی (الف) شبیه سازی (ب) آزمایشگاهی (ج) THD ولتاژ خروجی

در شکل (۱۴-الف) نتایج شبیه سازی و در شکل (۱۴-ب) نیز نتایج آزمایشگاهی برای ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی خالص ارائه شده است که در این حالت مقاومت بار ۴۵ اهم در نظر گرفته شده است. جهت نشان دادن توانایی اینورتر پیشنهادی در شرایط دینامیکی، تغییر دینامیکی بار اعمال شده است. در لحظه $t = 0.2$ ثانیه بار از حالت اهمی خالص با امپدانس $Z = 45\Omega$ به حالت اهمی سلفی با امپدانس $Z = 45\Omega + 80mH$ تغییر می کند. شکل (۱۵) نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی برای ولتاژ و جریان خروجی تحت شرایط تغییر دینامیکی بار را نشان می دهد.

شکل (۱۶) تغییرات شکل موج ولتاژ و جریان خروجی در هنگام تغییر دینامیکی شاخص مدولاسیون (m_a) را نشان می دهد. بر اساس این شکل در لحظه $t = 0.2$ ثانیه شاخص مدولاسیون از ۱ به ۰/۶۵ تغییر کرده و در نتیجه سطوح ولتاژ خروجی از ۲۵ سطح به ۱۷ سطح کاهش

جدول (۳): اطلاعات پارامترهای شبیه سازی و آزمایشگاهی

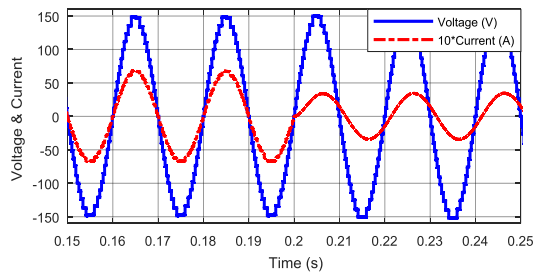
پارامترها	مقادیر
ولتاژ ورودی	۲۵ ولت
ولتاژ خروجی	۱۵۰ ولت
جریان خروجی	۳/۳ آمپر
فرکانس خروجی	۵۰ هرتز
ظرفیت خازن C_1	۳۷۰۰ میکروفاراد
ظرفیت خازن C_2	۴۲۰۰ میکروفاراد
ظرفیت خازن C_3	۳۷۰۰ میکروفاراد
ظرفیت خازن C_4	۴۲۰۰ میکروفاراد
مقاومت بار	45Ω
اندوکتانس بار	۸۰ میلی هانری
کلیدهای MOSFET	IRFP 450
درایور کلید	TLP 250
میکروکنترلر	Arduino Mega 2560



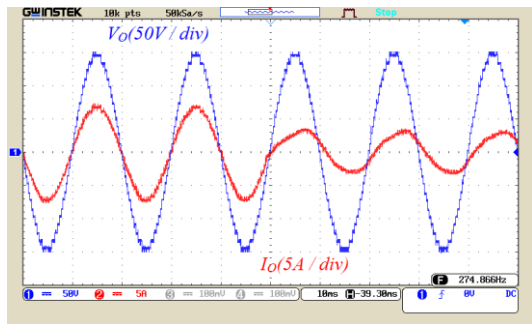
شکل (۱۱): مدار نمونه آزمایشگاهی اینورتر پیشنهادی

شکل (۱۲) نشان دهنده شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی سلفی می باشد. در شکل (۱۲-الف) نتایج شبیه سازی ارائه شده است که مطابق این شکل ولتاژ خروجی بیست و پنج سطحی بوده و هر گام ولتاژ برابر ۱۲/۵ ولت می باشد. در شکل (۱۲-ب) نتایج آزمایشگاهی برای ولتاژ و جریان خروجی ارائه شده است. شکل (۱۲-ج) نشان دهنده محتوای هارمونیک کل شکل موج ولتاژ خروجی می باشد که مقدار THD برای ولتاژ بیست و پنج سطحی برابر ۳/۳۹ درصد حاصل شده است. مطابقت نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی در شکل (۱۲) به وضوح قابل رویت است. شکل (۱۳-الف) مربوط به نتایج شبیه سازی و شکل (۱۳-ب) نیز مربوط به

یافته است. در عین حال پیک ولتاژ و جریان خروجی به ترتیب از ۱۵۰ ولت به ۱۰۰ ولت و ۳/۳ آمپر به ۱/۶۵ آمپر می‌رسد.

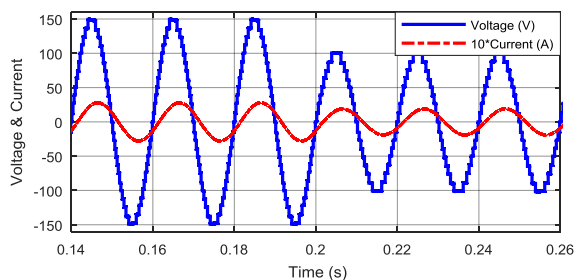


(الف)

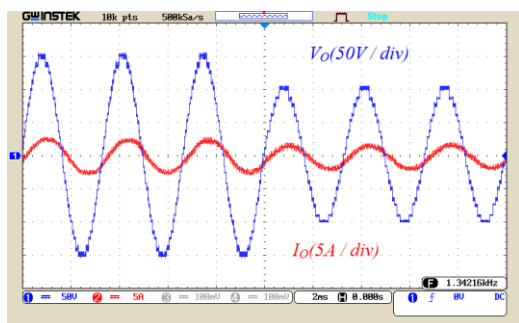


(ب)

شکل (۱۵): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت شرایط تغییر دینامیکی بار (الف) شبیه‌سازی (ب) آزمایشگاهی



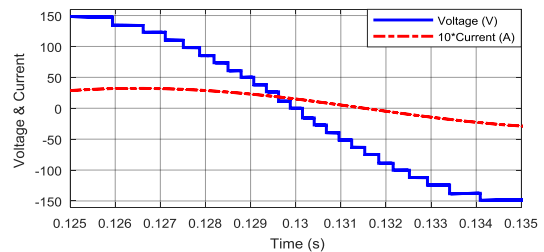
(الف)



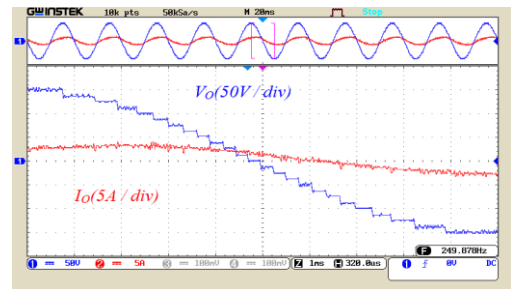
(ب)

شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت شرایط تغییر دینامیکی شاخص مدولاسیون (الف) شبیه‌سازی (ب) آزمایشگاهی

در صورت تغییر شاخص مدولاسیون از ۰/۶۵ به ۰/۳ در لحظه $t = 0.2$ ثانیه مطابق شکل (۱۷) سطوح ولتاژ خروجی از ۱۷ سطح به ۹ سطح تغییر می‌یابد. پیک ولتاژ و جریان خروجی نیز به ترتیب از ۱۰۰ ولت به ۵۰ ولت و ۱/۶۵ آمپر به ۰/۸۲۵ آمپر می‌رسد. در این شکل عملکرد مطلوب ساختار پیشنهادی در هنگام تغییر دینامیکی شاخص مدولاسیون مشهود است.

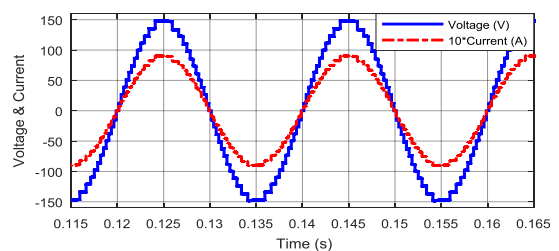


(الف)

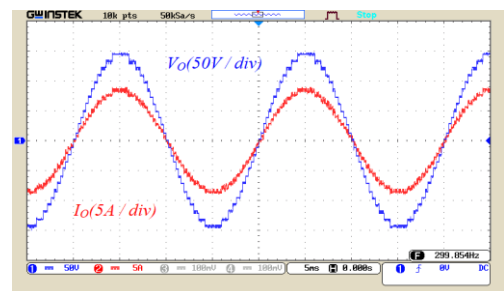


(ب)

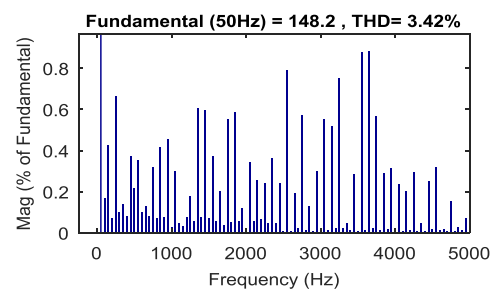
شکل (۱۳): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی سلفی و از نمای نزدیک



(الف)

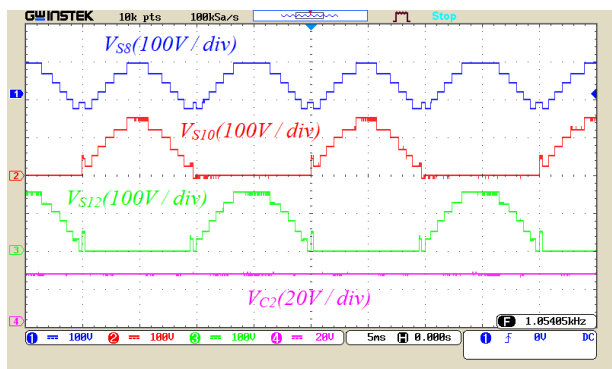


(ب)

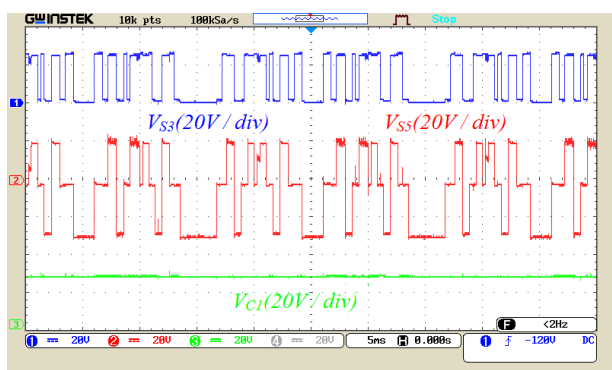


(ج)

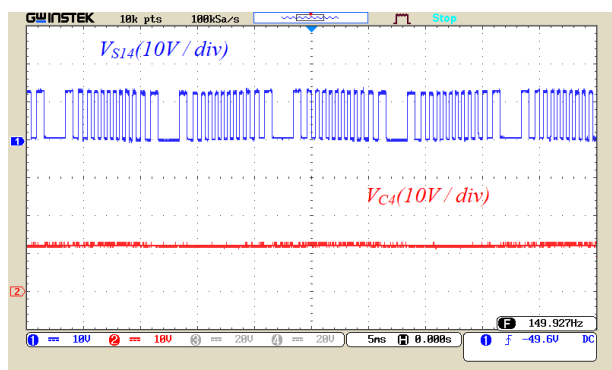
شکل (۱۴): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت بار اهمی خالص (الف) شبیه‌سازی (ب) آزمایشگاهی (ج) THD ولتاژ خروج



شکل (۱۹): شکل موج ولتاژ سوئیچ‌های S_8 ، S_{10} ، S_{12} و خازن C_2



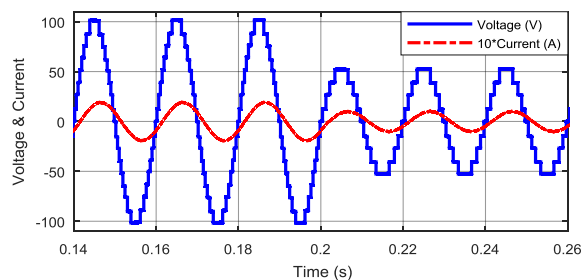
شکل (۲۰): شکل موج ولتاژ سوئیچ‌های S_3 و S_5 و خازن C_1



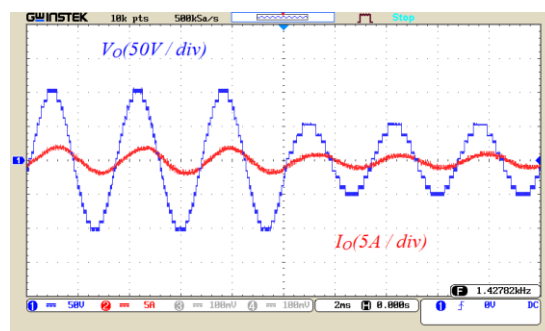
شکل (۲۱): شکل موج ولتاژ سوئیچ S_{14} و خازن C_4

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ساختار تک منبعی برای اینورتر چندسطحی کلیدزنی خازنی با قابلیت افزایش ولتاژ ارائه شده و در ادامه ساختار گسترش‌یافته آن نیز مورد بررسی قرار گرفته است. ساختار پیشنهادی قابلیت افزایش ۶ برابری ولتاژ ورودی را داراست. مقایسه جامعی بین مبدل پیشنهادی با سایر ساختارهای ارائه شده اخیر از نظر تعداد المان‌ها، ولتاژ مسدودکنندگی کل، ضریب بهره و ضریب هزینه صورت گرفته است. مقایسه‌های صورت گرفته نشان می‌دهد که ضریب هزینه ساختار پیشنهادی حداقل ۵ درصد کمتر از ساختارهای دیگر است. نحوه عملکرد مبدل، حالت‌های شارژ و دشارژ و مسیرهای عبور جریان



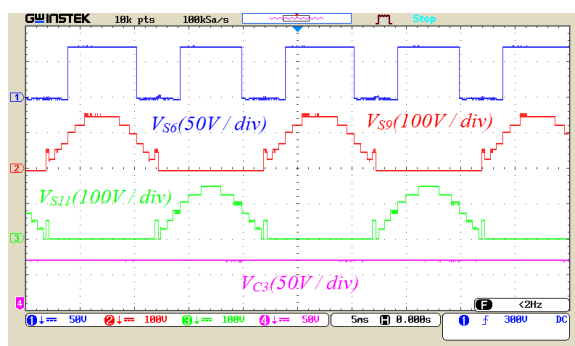
(الف)



(ب)

شکل (۱۷): شکل موج ولتاژ و جریان خروجی تحت شرایط تغییر دینامیکی شاخص مدولاسیون (الف) شبیه‌سازی (ب) آزمایشگاهی

شکل (۱۸) شکل موج ولتاژ سوئیچ‌های S_6 ، S_9 ، S_{11} و شکل موج ولتاژ خازن C_3 را نشان می‌دهد. مطابق این شکل پیک ولتاژ سوئیچ S_6 برابر ۷۵ ولت و پیک ولتاژ سوئیچ‌های S_9 و S_{11} نیز برابر ۱۵۰ ولت است. همچنین ولتاژ خازن C_3 نیز برابر ۷۵ ولت است. در شکل (۱۹) شکل موج ولتاژ سوئیچ‌های S_8 ، S_{10} ، S_{12} به همراه شکل موج ولتاژ خازن C_2 ارائه شده است. پیک ولتاژ سوئیچ‌های S_{10} و S_{12} برابر ۱۵۰ ولت و پیک ولتاژ سوئیچ S_8 برابر ۷۵ ولت می‌باشد. همچنین ولتاژ خازن C_2 برابر ۲۵ ولت قرار گرفته است. شکل (۲۰) مربوط به ولتاژ سوئیچ‌های S_3 و S_5 و ولتاژ خازن C_1 می‌باشد که پیک ولتاژ هر سوئیچ برابر ۲۵ ولت و ولتاژ خازن نیز برابر ۲۵ ولت می‌باشد. در شکل (۲۱) شکل موج ولتاژ سوئیچ S_{14} و خازن C_4 نشان داده شده است. پیک ولتاژ سوئیچ S_{14} برابر ۱۲/۵ ولت و ولتاژ خازن C_4 نیز برابر ۱۲/۵ است.



شکل (۱۸): شکل موج ولتاژ سوئیچ‌های S_6 ، S_9 ، S_{11} و خازن C_3

[۱۰] حسین پور، مجید. پنالو، عرفان. سیفی، علی. دژمخوی، عبدالمجید. "ارائه ساختار جدید برای اینورتر چندسطحی خازن سوئیچ شوند" مبتنی بر سلول‌های پایه پل H"، نشریه روش‌های هوشمند در صنعت برق، ۱۵: (۱): ۷۴-۵۱، ۱۴۰۳.

- [11] Y. Wang, J. Ye, C. Zhou, Y. Shen, W. Liu, and J. Liang, "A Switched-Capacitor Multilevel Inverter Using Series-Parallel Conversion With Reduced Components", CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 7(3), pp.335-346, 2022.
- [12] E. Babaei, and S.S. Gowgani, "Hybrid multilevel inverter using switched capacitor units", IEEE Transactions on industrial electronics, 61(9), pp.4614-4621, 2013.
- [13] R.S. Alishah, S. H. Hosseini, E. Babaei, M. Sabahi, and G.B. Gharehpetian, "New high step-up multilevel converter topology with self-voltage balancing ability and its optimization analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(9), pp.7060-7070, 2017.
- [14] M. Saeedian, S.M. Hosseini, and J. Adabi, "Step- up switched- capacitor module for cascaded MLI topologies", IET Power Electronics, 11(7), pp.1286-1296, 2018.
- [15] X. Sun, B. Wang, Y. Zhou, W. Wang, H. Du, and Z. Lu, "A single DC source cascaded seven-level inverter integrating switched-capacitor techniques", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 11, pp. 7184-7194, Nov. 2016.
- [16] H. Khoun Jahan, M. Abapour, and K. Zare, "Switched-capacitor-based single-source cascaded H-bridge multilevel inverter featuring boosting ability", IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 2, pp. 1113-1124, Feb. 2019.
- [17] V. Anand, and V. Singh, "A 13-level switched-capacitor multilevel inverter with single DC source", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 10(2), pp.1575-1586, 2021.
- [18] M.A. Sathik, M.D. Siddique, N. Sandeep, A. Hota, D. Almakhlles, S. Mekhilef, and U.R. Yaragatti, "Compact Quadratic Boost Switched-Capacitor Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, 58(4), pp.4923-4931, 2022.
- [19] S.Chen, Y. Ye, T. Hua, and X. Wang, "Self-balanced switched-capacitor multilevel inverter with asymmetric double-wing structure", International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 133, p.107295, 2021.
- [20] P.R. Bana, K.P. Panda, S. Padmanaban, and G. Panda, "Extendable switched-capacitor multilevel inverter with reduced number of components and self-balancing capacitors", IEEE Transactions on Industry Applications, 57(3), pp.3154-3163, 2020.
- [21] N. Sandeep, "A 13-level switched-capacitor-based boosting inverter", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 68(3), pp.998-1002, 2020.
- [22] K.P. Panda, P.R. Bana, O. Kiselychyn, J. Wang, and G. Panda, "A single-source switched-capacitor-based step-up multilevel inverter with reduced components", IEEE Transactions on Industry Applications, 57(4), pp.3801-3811, 2021.
- [23] M.S.B. Arif, U. Mustafa, M.D. Siddique, S. Ahmad, A. Iqbal, R.H. Ashique, and S.B. Ayob, "An improved asymmetrical multi- level inverter topology with boosted output voltage and reduced components count", IET Power Electronics, 14(12), pp.2052-2066, 2021.
- [24] M.F. Talooki, M. Rezanejad, R. Khosravi, and E. Samadaei, "A novel high step-up switched-capacitor multilevel inverter with self-voltage balancing", IEEE

با جزئیات ارائه شده است. خازن‌های استفاده شده مورد مطالعه قرار گرفته و روابط لازم استخراج شده است. ساختار پیشنهادی دارای مزایایی همچون تک منبع بودن، قابلیت بوست ولتاژ، قابلیت کارکرد در ضریب توان‌های مختلف، تعادل خودکار ولتاژ خازن‌ها، کاهش مولفه هارمونیک، تنش ولتاژ کمتر، دستیابی به راندمان ۹۷/۶ درصد در توان خروجی ۴۰۰ وات و همچنین هزینه کلی کمتر است. برای ادامه این تحقیق پیشنهاد می‌شود که از روش کنترلی حلقه بسته برای کنترل ساختار پیشنهادی استفاده شود. در این روش تلفات کمتر بوده و راندمان بیشتری حاصل می‌شود. همچنین می‌توان حالت متصل به شبکه ساختار پیشنهادی را نیز مورد ارزیابی قرار داد.

مراجع

- [1] B. Hosseini Montazer, J. Olamaei, M. Hosseinpour, & B. Mozafari, "A generalized diode containing bidirectional topology for multilevel inverter with reduced switches and power loss", International Journal of Circuit Theory and Applications, 49(9), pp.2959-2978, 2021.
- [2] M. Hosseinpour, A. Seifi, & E. Babaei, "An improved switched- ladder bidirectional multilevel inverter: Topology, operating principle, and implementation", International Journal of Circuit Theory and Applications, 49(12), pp.4274-4293, 2021.
- [3] R. Sajadi, H. Iman-Eini, M.K. Bakhshizadeh, Y. Neyshabouri, and S. Farhangi, "Selective harmonic elimination technique with control of capacitive DC-link voltages in an asymmetric cascaded H-bridge inverter for STATCOM application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 65(11), pp.8788-8796, 2018.
- [4] M. Hosseinpour, A. Seifi, & E. Feyz, "A new symmetric/asymmetric multilevel inverter based on cascaded connection of sub-multilevel units aiming less switching components and total blocked voltage", Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering (JTEC), 12(1), pp.53-62, 2020.
- [۵] حسین پور، مجید. سیفی، علی. "یک ساختار جدید مبتنی بر سوئیچ- دیود برای اینورتر چندسطحی با قابلیت تغذیه با یک منبع ولتاژ DC"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۹ (۴): ۶۹-۵۷، ۱۴۰۱.
- [6] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J.O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives", IEEE Transactions on industrial electronics, 54(6), pp.2930-2945, 2007.
- [۷] سیفی، علی. حسین پور، مجید. "طراحی و پیاده‌سازی ساختار متقارن/نامتقارن جدید برای اینورتر چندسطحی آبشاری با تعداد ادوات کلیدزنی کمتر"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران؛ ۱۸ (۲): ۱۸۸-۱۷۵، ۱۴۰۰.
- [8] A. Seifi, M. Hosseinpour, A. Dejamkhooy, F. Sedaghati, & E. Ostad, "A new generalized multilevel inverter topology based on cascaded connection of basic units", In 2019 International Power System Conference (PSC), pp.355-360, 2019.
- [۹] رستمی، محمدجواد. ادبی، جعفر. رضائزاد، محمد. "اینورتر چندسطحی کلید-خازنی تک منبعه با قابلیت چند برابر کنندگی ولتاژ"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، ۱۸ (۲): ۱۷۴-۱۶۳، ۱۴۰۰.

Transactions on Power Electronics, 36(4), pp.4352-4359, 2020.

- [25] Y. Hu, R. Naderi, and Y. Naderi, "A switched- capacitor based multilevel inverter with reduced circuit components and voltage boosting capability", International Transactions on Electrical Energy Systems, 31(8), p.e12990, 2021.

¹ Neutral -point clamped

² Flying Capacitor

³ Cascaded H -bridge

⁴ Total Standing Voltage

⁵ Pulse Width Modulation

⁶ Space Vector Modulation

⁷ Nearest Level Control