

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۸/۱۹ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۱۲/۸

اتصال یک اینورتر چندسطحی کلید-خازنی تک منبع به شبکه قدرت با قابلیت افزایش ولتاژ

حسین اصغرپور علمداری^{۱*}، حسن زارع^۲

^۱ استادیار گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران

asgharpour_alamdari@tvu.ac.ir

^۲ استادیار گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران

szare@tvu.ac.ir

چکیده: در این مقاله به اتصال یک ساختار اینورتر چندسطحی تک فاز به یک شبکه قدرت پرداخته شده است. اینورتر منبع ولتاژ به کارگرفته شده، با استفاده از یک منبع تغذیه DC قابلیت تولید ولتاژ با دامنه شش برابر در ترمینال خروجی خود را دارد. کنترل جریان تزریقی به شبکه با استفاده از کنترل کننده تشدید-تناسبی صورت می‌گیرد و با استفاده از کنترل حلقه فاز، از همگام بودن فاز و فرکانس ولتاژ خروجی با شبکه اطمینان حاصل می‌شود. عملکرد اینورتر متصل به شبکه به‌ازای تولید سیزده سطح ولتاژ در خروجی در شرایط بارگذاری مختلف در نرم‌افزار MATLAB شبیه‌سازی گردید و در نهایت، نتایج حاصل از آن، با نتایج حاصل از سنجش نمونه آزمایشگاهی مورد بررسی و مقایسه قرار گرفت. دستیابی به بازدهی ۹۶/۹٪ و قابلیت خود متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها، اینورتر مورد نظر را برای مصارف با منابع ولتاژ پایین، مناسب می‌نماید. افزون بر اعتبارسنجی رفتار اینورتر در حالت بهره‌برداری مستقل از شبکه برای تأمین بار محلی، عملکرد آن در وضعیت اتصال به شبکه با مراجع جریان ثابت و متغیر مورد ارزیابی قرار گرفت. صحت عملکرد اینورتر در تمامی حالات بهره‌برداری، قابلیت استفاده از آن را در کاربردهای انرژی تجدیدپذیر و اتصال آن‌ها به شبکه میسر می‌سازد.

واژه‌های کلیدی: اینورتر چندسطحی، اتصال به شبکه، تک منبع، چندبرابرکننده ولتاژ، کلید-خازنی، کنترل کننده تشدید تناسبی (PR).

* نویسنده مسئول

۱. مقدمه

در سال‌های اخیر، به دلیل افزایش قیمت سوخت‌های فسیلی از یک سو و همچنین پیشرفت مبدل‌های الکترونیک-قدرت از سوی دیگر، تمایل به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر به ویژه انرژی‌های خورشیدی بیشتر شده است. از آنجا که توان تولیدی این مبدل‌ها عموماً به صورت جریان مستقیم (DC) است، برای انتقال این توان تولیدی و اتصال این منابع به شبکه‌های موجود، از انواع مبدل‌های الکتریکی از جمله اینورترها برای تبدیل توان DC به AC استفاده می‌شود. اینورترهای چندسطحی (MLI) به دلیل توانایی تولید ولتاژی باکیفیت بالا، نقش بسزایی در کاربردهایی مانند صفحات خورشیدی، پیل‌های سوختی، خودروهای الکتریکی، توربین‌های بادی و اتصال آن‌ها به شبکه دارند [۱-۳]. MLIها قادر به تولید ولتاژ پلکانی نزدیک به سینوسی هستند که منجر به کاهش چشمگیر تنش (استرس) ولتاژ در ادوات کلیدزنی و کاهش اعوجاج هارمونیک (THD) در ولتاژ خروجی می‌شود که در پی آن، اندازه فیلتر خروجی کاهش یافته یا حتی حذف می‌شود [۴ و ۵]. در این راستا، ساختارهای متعددی از جمله دیود کلمپ، خازن شناور و پل کامل آبشاری نیز در گذشته معرفی شدند. این مبدل‌ها در مقایسه با اینورترهای دوسطحی کلاسیک، دارای برتری‌هایی همچون تلفات کلیدزنی و هدایتی کمتر، بازدهی بالاتر و کیفیت توان بیشتری هستند [۶]. از طرف دیگر، بهره‌برداری از آن‌ها نیازمند به‌کارگیری روش‌های کنترلی پیچیده‌ای است که کاربرد آن‌ها را با مشکل مواجه کرده است. در این مبدل‌ها با افزایش سطوح ولتاژ خروجی، اگرچه مقدار THD کاهش می‌یابد، تعداد ادوات نیمه‌هادی به‌طور چشمگیری افزایش می‌یابد که این امر مهم‌ترین عامل محدودکننده گسترش استفاده از آن‌ها در سطوح ولتاژ بالاتر است [۷]. بدین ترتیب، دستیابی به حداکثر سطح ولتاژ ممکن با کمترین تعداد منبع ورودی DC و ادوات نیمه‌هادی به هدف اصلی متخصصان در زمینه اینورترهای چندسطحی تبدیل شده است. از این رو اینورترهای چندسطحی کلید-خازنی (SC-MLI) به عنوان یک گزینه جایگزین معرفی شده‌اند. در نتیجه، مبدل‌های بسیاری برای کاهش تعداد قطعات مداری مانند کلیدهای نیمه‌هادی، منابع DC، خازن‌ها و در مجموع کاهش هزینه پیاده‌سازی مدار طراحی شده‌اند [۸]. برای مثال، مدارهای SC-MLI ارائه شده در مرجع [۴ و ۹] از اتصال یک مبدل DC/DC و یک پل H برای تغییر پلاریته ولتاژ خروجی تشکیل استفاده کرده‌اند. قسمت DC/DC نیز از اتصال سری سلول‌های کلید-خازنی تشکیل شده است. استفاده از یک منبع DC

و چندبرابر کردن ولتاژ ورودی از مزایای اصلی این توپولوژی‌ها (ساختارها) است. با این حال، این ساختارها به خازن‌ها و کلیدهای قدرت زیادی احتیاج دارند که باعث افزایش حجم، پیچیدگی و هزینه کلی می‌شود. به علاوه، استفاده از پل کامل (H) در این مدارها منجر به تحمیل حداکثر ولتاژ خروجی بر روی هر چهار کلید آن می‌شود [۱۰]. در نتیجه، نیاز به کلیدهای قدرت ولتاژ بالا، کاربرد چنین ساختارهایی را در ولتاژ متوسط و بالا محدود می‌کند. لذا در راستای حل این مسئله، چند مبدل SC-MLI افزایشدهنده با یک منبع ورودی در مراجع [۴ و ۱۱-۱۵] ارائه شده‌اند. در این حالت، تنش ولتاژی روی عناصر مداری کاهش یافته است که منجر به کاهش تنش ولتاژی کل (TBV) ساختار می‌شود.

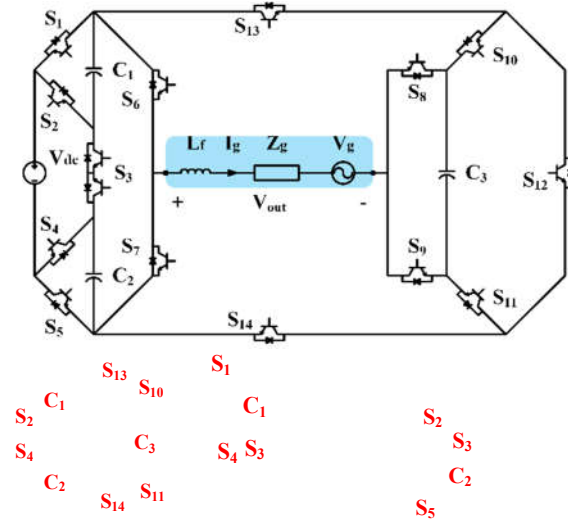
با توجه به موارد مطرح شده، رویکرد این مقاله ارتقای یک اینورتر چندسطحی کلید-خازنی معرفی شده در مرجع [۱۶] برای استفاده در کاربردهای متصل به شبکه و تبادل توان با شبکه قدرت است. این فرایند به نحوی است که برای حفظ تعادل ولتاژ خازن‌های اینورتر به هیچ مدار خارجی یا الگوریتم کنترل پیچیده‌ای نیاز نداشته باشد. از مزایای ساختار ارائه شده می‌توان به قابلیت افزایش ولتاژ و تعداد قطعات نیمه‌هادی کمتر نسبت به ساختارهای مشابه و متداول اشاره کرد. همچنین، این مدار توانایی تولید ولتاژ دو قطبی به صورت ذاتی و بدون استفاده از پل H را دارد که منجر به کاهش TBV ساختار می‌شود.

در این راستا، این مقاله به ترتیب زیر تدوین و تقدیم می‌شود. بخش ۲، ساختار اینورتر ارتقایافته مورد استفاده و اصول عملکردی آن را به تفصیل شرح می‌دهد. همچنین نحوه شارژ خازن‌ها و مسیرهای جریانی هریک و روش مدولاسیون برای کنترل فرایند کلیدزنی مدار نیز در این بخش مورد بررسی قرار می‌گیرند. فرایند کنترلی مورد نظر برای اتصال به شبکه و ملاحظات مربوط نیز در این بخش مورد مطالعه قرار می‌گیرند. سپس، تجزیه و تحلیل تلفات توان و محاسبات لازم در بخش ۳ آورده شده است. در ادامه، برای اعتبارسنجی مطالعات و محاسبات انجام شده، به شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه پرداخته شده است. افزون بر این، نتایج حاصل از شبیه‌سازی با نتایج تجربی به دست آمده از ساخت مجموعه پیشنهادی در محیط آزمایشگاهی مقایسه و در بخش ۴ ارائه شده است. در پایان نیز در بخش ۵، نتیجه‌گیری این مقاله آورده شده است.

۲. بررسی ساختار مبدل

شکل (۱) ساختار مبدل کلید-خازنی به کارگرفته شده در این پژوهش

ولتاژ خروجی مبدل از روش مدولاسیون PD-PWM استفاده شده است. در این روش از مقایسه یک موج سینوسی مرجع با تعداد معینی سیگنال حامل (با توجه به تعداد سطوح مورد نظر) برای تولید ولتاژ پلکانی خروجی استفاده می‌شود. در این روش، دامنه موج‌های حامل متناظر با محدوده اندازه سطوحی است که مبدل می‌تواند تولید کند. همچنین در این روش، ولتاژ خروجی تولیدشده از اعوجاج کمتری نسبت به سایر روش‌های مدولاسیون برخوردار است.



شکل (۱): ساختار کلی و نحوه اتصال مبدل ۱۳ سطحی به شبکه قدرت و مسیرهای شارژ خازن‌ها

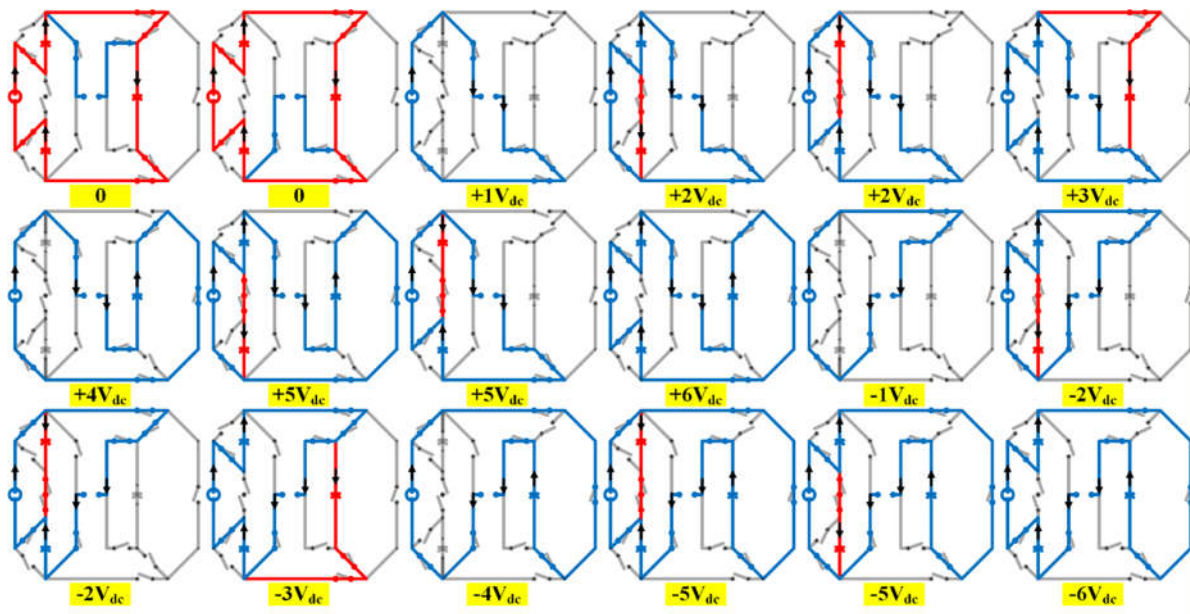
جدول (۱): حالات کلیدزنی مبدل پیشنهادی

سطح ولتاژ	کلیدهای مورد استفاده	C ₁	C ₂	C ₃
0	S ₆ , S ₂ , S ₄ , S ₁₃ , S ₁₄ , S ₁₀ , S ₁₁ , S ₈	↓	↓	↑
+1V _{dc}	S ₆ , S ₁ , S ₅ , S ₁₄ , S ₁₁	-	-	-
+2V _{dc}	S ₆ , S ₃ , S ₄ , S ₁ , S ₁₄ , S ₁₁ , S ₉	↑	↓	-
	S ₆ , S ₃ , S ₂ , S ₅ , S ₁₄ , S ₁₁ , S ₉	↓	↑	-
+3V _{dc}	S ₆ , S ₂ , S ₄ , S ₁₃ , S ₁₄ , S ₁₀ , S ₁₁ , S ₉	↓	↓	↑
+4V _{dc}	S ₆ , S ₁ , S ₅ , S ₁₄ , S ₁₂ , S ₁₀ , S ₉	-	-	↓
+5V _{dc}	S ₆ , S ₃ , S ₄ , S ₁ , S ₁₄ , S ₁₂ , S ₁₀ , S ₉	↑	↓	↓
	S ₆ , S ₃ , S ₂ , S ₅ , S ₁₄ , S ₁₂ , S ₁₀ , S ₉	↓	↑	↓
+6V _{dc}	S ₆ , S ₂ , S ₄ , S ₁₄ , S ₁₂ , S ₁₀ , S ₉	↓	↓	↓
0	S ₇ , S ₂ , S ₄ , S ₁₃ , S ₁₄ , S ₁₀ , S ₁₁ , S ₉	↓	↓	↑
-1V _{dc}	S ₇ , S ₁ , S ₅ , S ₁₃ , S ₁₀ , S ₈	-	-	-
-2V _{dc}	S ₇ , S ₃ , S ₄ , S ₁ , S ₁₃ , S ₁₀ , S ₈	↑	↓	-
	S ₇ , S ₃ , S ₂ , S ₅ , S ₁₃ , S ₁₀ , S ₈	↓	↑	-
-3V _{dc}	S ₇ , S ₂ , S ₄ , S ₁₃ , S ₁₄ , S ₁₀ , S ₁₁ , S ₈	↓	↓	↑
-4V _{dc}	S ₇ , S ₁ , S ₅ , S ₁₃ , S ₁₂ , S ₁₁ , S ₈	-	-	↓
-5V _{dc}	S ₇ , S ₃ , S ₄ , S ₁ , S ₁₃ , S ₁₂ , S ₁₁ , S ₈	↑	-	-
	S ₇ , S ₃ , S ₂ , S ₁₃ , S ₁₂ , S ₁₁ , S ₈	↓	↑	↓
-6V _{dc}	S ₇ , S ₂ , S ₄ , S ₁₃ , S ₁₂ , S ₁₁ , S ₈	↓	↓	↓

را نشان می‌دهد [۱۶]. این ساختار از ۳ خازن و یک منبع DC برای افزایش شش برابری ولتاژ ورودی و تولید ۱۳ سطح ولتاژ در خروجی استفاده می‌کند. هر سطح ولتاژ خروجی توسط ترکیبی از پیش‌تعیین‌شده از خازن‌ها یا منبع DC به دست می‌آید. این فرایند با استفاده از ۱۵ کلید قدرت شامل ۱۴ کلید تک‌جهتی و یک کلید دوجبهتی میسر می‌شود. کیفیت ولتاژ خروجی وابسته به شارژ و دشارژ مناسب خازن‌های مدار و روند به‌کارگیری آن‌هاست؛ به طوری که ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ دو سر کلیدها از مقادیر نامی آن‌ها فراتر نرود و همچنین، افت ولتاژ خازن‌ها در محدوده قابل قبولی باقی بماند [۴ و ۱۲].

مطابق شکل (۱)، خازن‌های C₁ و C₂ مستقیماً توسط منبع ورودی تا V_{dc} شارژ می‌شوند. این در حالی است که خازن C₃ با ترکیب سری C₁, C₂ و منبع DC می‌تواند تا سه برابر ولتاژ منبع ورودی شارژ شود. همچنین حالت‌های کلیدزنی و وضعیت شارژ خازن‌های مربوط به صورت شارژ "↑"، تخلیه "↓" و بدون تغییر "-" در جدول (۱) نشان داده شده است. روش تولید سطوح ولتاژ مختلف و مسیرهای جریانی متناظر با حالات کلیدزنی جدول (۱)، در شکل (۲) آورده شده است. مطابق شکل، به‌عنوان مثال برای تولید سطح +۶ از هر سه خازن به‌صورت سری با منبع ورودی برای تغذیه بار استفاده می‌شوند. یکی از مزایای ساختاری این مبدل، وجود حالات کلیدزنی و مسیرهای جایگزین به‌ازای برخی از سطوح ولتاژ است. برای مثال، برای ایجاد سطح صفر دو حالت مختلف وجود دارد: یکی با روشن کردن کلیدهای S₆, S₁₀, S₁₃, S₈ و حالت دوم با استفاده از کلیدهای S₇, S₁₄, S₁₁, S₉. همچنین در هر دو حالت می‌توان C₃ را نیز شارژ نمود. به‌علاوه در تولید سطح +۲، دو حالت وجود دارد: یکی اینکه C₁ همراه با منبع بار را تأمین کند و هم‌زمان C₂ نیز شارژ شود؛ در حالت دوم، خازن C₂ و منبع ورودی بار را تأمین می‌کنند و هم‌زمان C₁ شارژ می‌شود. در نهایت نیز برای دستیابی به سطح ولتاژ +۵ می‌توان از دو حالت مختلف کلیدزنی استفاده کرد: یکی از طریق اتصال سری C₁, C₃ و منبع DC با امکان شارژ هم‌زمان C₂ و مورد دیگر از طریق اتصال سری C₂, C₃ و منبع DC با امکان شارژ هم‌زمان C₁. به‌طور کلی، وجود دو مسیر جریانی متفاوت برای تولید سطوح صفر، ±۲ و ±۵ منجر به کنترل بهتر روی فرایند شارژ و دشارژ خازن‌ها و در نتیجه حفظ تعادل ولتاژ آن‌ها به‌نحوی راحت‌تر و بهتر است. شایان ذکر است، سطوح ولتاژ منفی نیز به‌طور مشابه به دست می‌آیند.

برای کنترل فرایند کلیدزنی کلیدهای قدرت و تولید شکل موج



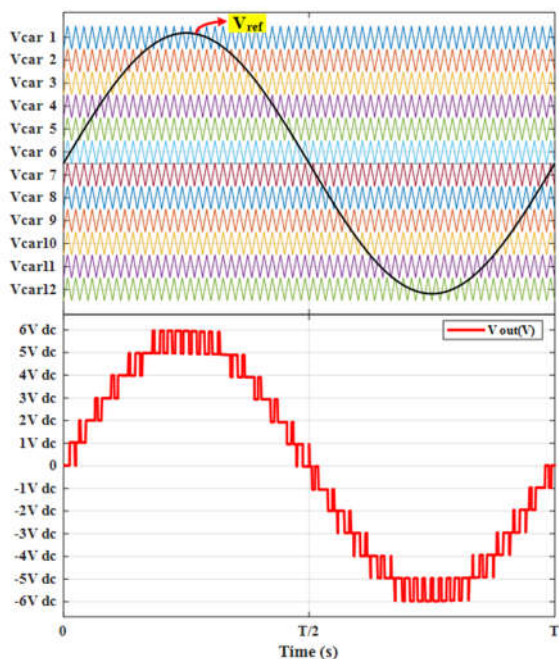
شکل (۲): مسیرهای جریان برای تولید سطوح ولتاژ مختلف

سیزده سطحی متصل به شبکه هم فرکانس سوئیچینگ (کلیدزنی) و هم اندازه سلف رابط با شبکه را کاهش می دهد. در نتیجه، کیفیت توان سیستم قدرت بهبود می یابد و نیاز به جبران کننده یا پالاینده (فیلتر) در خروجی احساس نمی شود. برای متصل کردن مبدل ارتقا یافته به شبکه قدرت از حلقه قفل فاز پیشرفته (EPLL) استفاده می شود. EPLL در هر لحظه، پارامترهای فاز و فرکانس شبکه را شناسایی و به منظور پاسخ گویی مناسب برای تولید زاویه فاز مربوط به سیگنال ورودی استفاده می کند. همچنین با کنترل θ^* به اینورتر کمک می کند تا توان راکتیو را به شبکه انتقال دهد. با افزودن θ^* به سیگنال خروجی (ωt) ، مقدار توان راکتیو به دست می آید. بدین ترتیب، با تنظیم مقدار θ^* برابر با صفر، ضریب توان واحد برای مبدل به دست می آید. معادلات ولتاژ شبکه (V_g) و جریان (i_g) از روابط زیر به دست می آیند:

$$v_g(t) = V_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$i_g(t) = I_m \sin(\omega t + \theta) \quad (2)$$

برای به حداقل رساندن خطای حالت پایدار، می توان با استفاده از یک کنترل کننده ساده، از پیروی جریان خروجی از مقدار مرجع اطمینان حاصل کرد. در میان راهبردهای مختلف کنترلی، کنترل کننده تشدید تناسبی (PR) به عنوان یک کنترل کننده سریع و ساده در مبدل ها شناخته می شود. این روش کنترلی نه تنها ولتاژ مرجع اینورتر (V_{ref}) را تولید می کند، بلکه کنترل جریان خروجی اینورتر را نیز ممکن می سازد. شایان ذکر است که تولید جریان مرجع توسط حلقه کنترل قفل فاز انجام



شکل (۳): مدولاسیون PD-PWM در مبدل مورد استفاده

افزون بر این، این روش برای هر ساختار مبدل چندسطحی به راحتی قابل تعمیم و اجراست. نمای کلی عملکرد این روش مدولاسیون در شکل (۴) نشان داده شده که در آن از یک موج مرجع با فرکانس ۵۰ هرتز برای مقایسه با ۱۲ موج حامل (با فرکانس یکسان) استفاده شده است. سپس با استفاده از حالت های کلیدزنی جدول (۱) و بر اساس روند مورد نظر شارژ و تخلیه خازن ها (که در شکل ۱ آورده شده است)، حالت کلیدزنی مناسب برای ایجاد هر سطح ولتاژ انتخاب می شود. استفاده از اینورتر

باشند. تلفات کلیدزنی که از مجموع تلفات روشن و خاموش شدن به دست می‌آید، طبق معادله (۵) محاسبه می‌شود:

$$P_{sw} = \sum_{j=1}^{N_{switch}} (P_{sj.on} + P_{sj.off}) \quad (5)$$

۲.۳. تلفات هدایتی

تلفات هدایتی برای کلیدهای قدرت و همچنین دیودهای قدرت موجود در مدار نیز توسط رابطه (۶) محاسبه می‌شود [۱۷]. در این باره، ولتاژهای وضعیت کامل روشن بودن کلیدها (V_{on}^{sw}) و دیودها (V_{on}^D) مورد بررسی قرار گرفتند. به علاوه، مقادیر مقاومت کلیدها (R_{on}^{sw}) و دیودها (R_{on}^D) در حالت روشنی کامل نیز لحاظ شده است [۱۸ و ۲۰].

$$P_{con-L} = (k_1 \cdot V_{on}^{sw} + k_2 \cdot V_{on}^D) \cdot i_{av-L} + (k_1 \cdot R_{on}^{sw} + k_2 \cdot R_{on}^D) \cdot i_{rms-L}^2 \quad (6)$$

جدول (۲): مقاومت معادل عناصر مدار به ازای هر سطح ولتاژ

سطح ولتاژ خروجی	مدار معادل از دید خروجی
0	$6R_{on}^{sw} + 1R_{on}^D$
$\pm 1V_{dc}$	$3R_{on}^{sw} + 3R_{on}^D$
$\pm 2V_{dc}$	$4R_{on}^{sw} + 3R_{on}^D$
$\pm 3V_{dc}$	$6R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$
$\pm 4V_{dc}$	$5R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$
$\pm 5V_{dc}$	$6R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$
$\pm 6V_{dc}$	$7R_{on}^{sw}$

مقاومت عناصر مداری دخیل در تشکیل هریک از سطوح ولتاژ برای مبدل سیزده سطحی مورد نظر نیز در جدول (۲) ذکر شده است. گفتنی است که k_1 و k_2 به ترتیب متناظر با تعداد کلیدها و دیودهاست که در این جدول آورده شده‌اند. همچنین مقدار مؤثر جریان (I_{rms}) و مقدار متوسط جریان (I_{avg}) است. بدین ترتیب، تلفات هدایتی کل در اینورتر سیزده سطحی را با استفاده از رابطه (۷) می‌توان محاسبه کرد:

$$P_{con}^{total} = 2 \sum_{k=1}^6 P_{con}^{(kV_{dc})} + 2 \sum_{m=-1}^{-6} P_{con}^{(mV_{dc})} \quad (7)$$

۳.۳. تلفات ناشی از نوسان ولتاژ خازن‌ها

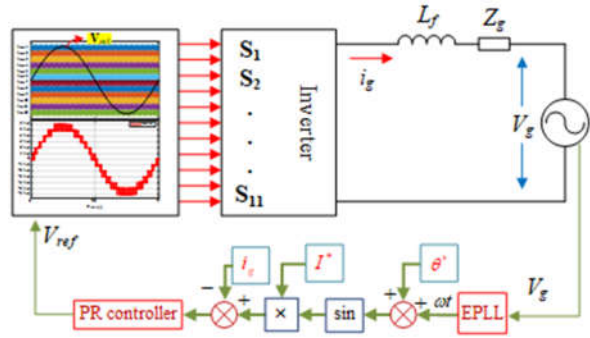
تفاوت بین ولتاژ ورودی و ولتاژ خازن منجر به نوسان (ریپل) ولتاژ خازن و در نتیجه، به وجود آمدن نوعی از تلفات توان می‌شود که مقدار این نوسان ولتاژ خازن ($\Delta V_{r,c}$) از رابطه (۸) محاسبه می‌شود [۱۸].

$$\Delta V_{r,c} = \frac{1}{C} \int_{t_c}^{t_d} I_c(t) dt \quad (8)$$

شایان است I_c جریان خازن و بازه زمانی بین t_c و t_d نیز

می‌شود. بدین منظور، نمودار کنترل حلقه بسته اینورتر متصل به شبکه پیشنهادی در شکل (۴) ارائه شده است. بر این اساس، ولتاژ و جریان شبکه با استفاده از حسگر در خروجی مبدل حس شده و با سیگنال‌های مرجع مقایسه می‌شوند.

بر این اساس، حالت‌های کلیدزنی مناسب برای تشکیل (فرم دادن) شکل موج خروجی مورد نظر ایجاد می‌شود. در این شکل، ω فرکانس زاویه‌ای ولتاژ شبکه است.



شکل (۴): نحوه کنترل مبدل متصل به شبکه

۳. تحلیل تلفات توان

به‌طور کلی، تلفات توان در مبدل‌های کلید-خازنی به سه گروه عمده تلفات کلیدزنی، هدایتی و همچنین تلفات ناشی از نوسان ولتاژ در خازن‌ها تقسیم می‌شود [۱۷].

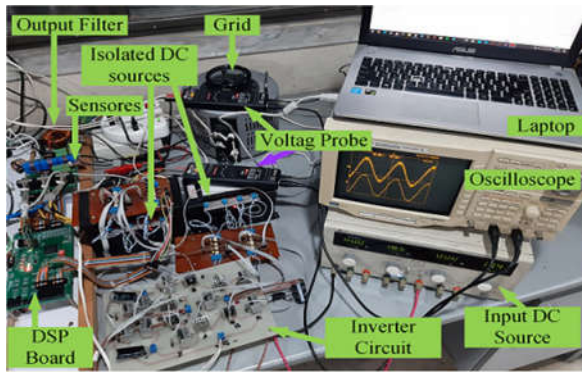
۱.۳. تلفات کلیدزنی

تلفات کلیدزنی که به دلیل تأخیر ذاتی موجود در زمان روشن و خاموش شدن کلیدهای نیمه‌هادی ایجاد می‌شود، یکی از مهم‌ترین مؤلفه‌ها در اتلاف توان است. هنگامی که کلید نیمه‌هادی روشن می‌شود، ولتاژ گیت-امیتر آن به ولتاژ آستانه می‌رسد و همچنین جریان کلکتور افزایش می‌یابد و ولتاژ کلکتور-امیتر روند نزولی پیدا می‌کند، تا زمانی که به ولتاژ حالت روشنی کلید برسد که نشان‌دهنده به اتمام رسیدن چرخه روشن شدن است. به‌طور مشابه، در پایان سیکل خاموش شدن، ولتاژ گیت-امیتر به ولتاژ اشباع می‌رسد، جریان کلکتور-امیتر افزایش می‌یابد و در نهایت روند خاموش شدن پایان می‌یابد [۱۸ و ۱۹]. در نتیجه، تلفات روشن و خاموش شدن کلیدهای فعال با استفاده از معادلات (۳) و (۴) محاسبه می‌شود.

$$P_{S,ON} = \frac{1}{6} f_{sw} V_{off} I_{on} t_{on} \quad (3)$$

$$P_{S,OFF} = \frac{1}{6} f_{sw} V_{off} I_{on} t_{off} \quad (4)$$

که در آن، V_{off} و I_{on} به ترتیب ولتاژ کلیدها در حالت خاموش و جریان آن‌ها در زمانی است که کلیدها به‌طور کامل روشن شده



شکل (۵): نمای کلی نمونه ساخته شده در محیط آزمایشگاه

۴.۱. عملکرد مبدل در حالت مستقل از شبکه

عملکرد اینورتر مدنظر با استفاده از روش مدولاسیون PD-PWM، برای تغذیه بار محلی و مستقل از شبکه مورد سنجش قرار گرفت. نتایج حاصل از شبیه سازی و تست عملی تحت بارهای مختلف و مرسوم در شکل (۶) آورده شده است. در این شکل، به ترتیب شکل موج ولتاژ و جریان خروجی مبدل و ولتاژ خازن ها در حالات مختلف که مبدل بار اهمی و اهمی-سلفی را تغذیه می کند، نشان می دهد. مطابق شکل (۶)، با استفاده از یک منبع ولتاژ ۳۰ ولتی، یک ولتاژ سیزده سطحی با دامنه شش برابر ورودی به دست می آید و در این شرایط، ولتاژ خازن ها، به درستی قادر به پیروی از مقدار مرجع خود هستند. این امر نشان دهنده عملکرد صحیح مدار در شرایط بارگذاری مختلف است. بنابراین، اینورتر مورد استفاده نیازی به استفاده از روند کنترلی پیچیده یا مدار خارجی برای متعادل سازی ولتاژ خازن ها ندارد. بدین ترتیب، عملکرد بدون نیاز به سنسور در حالت بهره برداری مستقل از شبکه را می توان از ویژگی های این مبدل ذکر کرد که خود موجب سهولت بهره برداری و همچنین، کاهش هزینه های ساخت و نگهداری مدار است. شایان توجه است به دلیل تشابه وضعیت شارژ و دشارژ دو خازن C_1 و C_2 در مبدل مذکور، تنها به ولتاژ یکی از آن ها اشاره شده است.

از سوی دیگر، برای تحلیل روند بهره برداری اینورتر، با محاسبه تلفات توان بر اساس روابط ارائه شده در بخش ۳، بازده اینورتر مورد نظر به دست آمده است. منحنی بازده و میزان تلفات توان مبدل به ازای نقاط کار متفاوت، در شکل (۷-الف) آورده شده است. همچنین در این شکل، تأثیر افزایش ورودی بر تلفات توان و بازدهی مبدل در نقاط کار مختلف نیز ارائه شده است. بدین ترتیب با افزایش ولتاژ ورودی، تلفات مبدل در مقایسه با توان عبوری از آن در نقاط کار مجاز (کمتر از مقادیر نامی ادوات به کار رفته در مدار همچون تنش ولتاژ کلیدها و خازن های قدرت) کاهش می یابد. در نتیجه، بازدهی

بیانگر مدت زمان تخلیه خازن هاست. بدین ترتیب، تلفات حاصل از نوسان ولتاژ خازن از رابطه (۹) به دست می آید:

$$P_{Ripple} = \frac{1}{2} f_{ref} (C_f \Delta V_{r,C}^2) \quad (9)$$

در نهایت، مجموع تلفات و بازده ساختار با در نظر گرفتن توان های خروجی (P_{out}) و ورودی (P_{in}) مبدل از طریق معادله (۱۰) محاسبه می شود:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Sw} + P_{Con} + P_{Rip}} \quad (10)$$

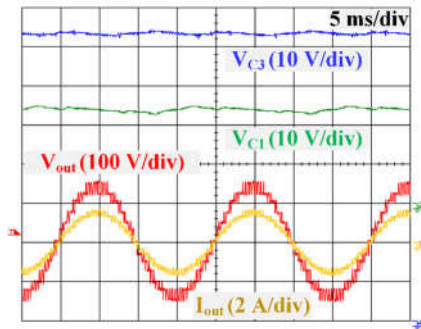
۴. ارزیابی مبدل پیشنهادی

در این بخش به منظور تأیید محاسبات و طراحی مبدل سیزده سطحی، عملکرد آن مورد سنجش قرار گرفته است. ارزیابی از طریق شبیه سازی مدار در محیط نرم افزار MATLAB با مشخصات ذکر شده در جدول (۴) انجام شده است. برای اعتبار سنجی نتایج شبیه سازی نیز یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل سیزده سطحی توصیف شده، مطابق شکل (۵) پیاده سازی گردید. فرایند کلیدزنی مدار توسط پردازنده DSP کنترل و اجرا شده است. برای جلوگیری از آسیب رسیدن به ادوات ولتاژ پایین مورد استفاده در مجموعه، مدارهای قدرت و کنترل با استفاده از یک جداکننده (اپتو-ایزولاتور) HCPL3120 در مدار راه انداز کلیدها مجزا شده اند. در ادامه، عملکرد مبدل در شرایط مشابه با شرایط شبیه سازی مورد ارزیابی قرار گرفت. عملکرد مطلوب مبدل مورد نظر با استفاده از روش مدولاسیون PD-PWM، در حالات مختلف بهره برداری اعم از مستقل از شبکه و همچنین، متصل به شبکه به طور جداگانه مورد مطالعه قرار گرفت. افزون بر این، عملکرد سیستم در شرایط بارگذاری مختلف نیز مورد سنجش قرار گرفت که در ادامه به توصیف نتایج هریک پرداخته می شود.

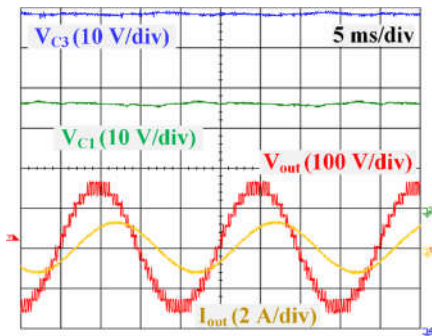
جدول (۴): مشخصات نمونه آزمایشگاهی و شرایط تست

اندازه	پارامتر آزمایشگاهی
30 V	ولتاژ منبع ورودی (V_{dc})
50 Hz	فرکانس خروجی مبدل (f_0)
120 V-RMS	ولتاژ منبع ورودی (V_g)
3 kHz	فرکانس کلیدزنی
DSP TMS320F28335	پردازنده کنترل کننده
MOSFET- IRFP460	کلید قدرت
Load1= 90 Ω Load2=90 Ω + 318 mH	اندازه بار
$C_1 = C_2 = 3300 \mu F$ $C_3 = 2200 \mu F$	ظرفیت خازن

به طوری که با توجه به توزیع تلفات مدار در نقطه کار مورد نظر (به ازای تأمین توان بار ۹۰ اهمی خالص در خروجی)، تلفات هدایتی بیش از ۹۵٪ کل را در بر می گیرد. نتایج این آزمون در شکل (۷-ب) به تصویر کشیده شده است.

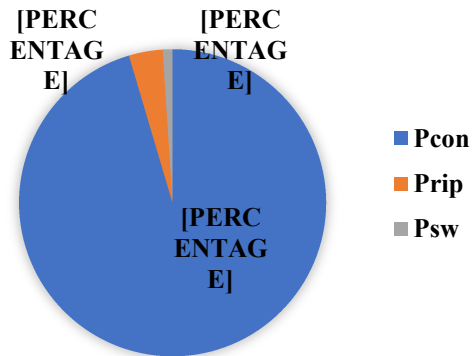


الف

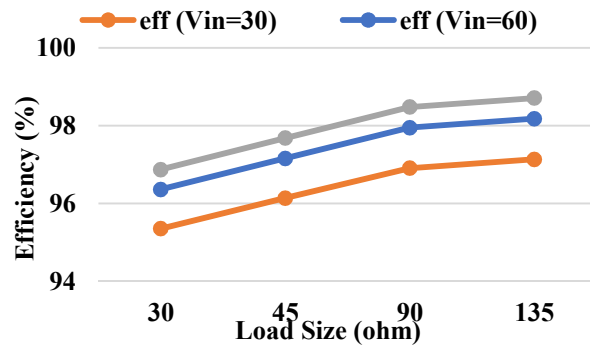


ب

شکل (۶): نتایج شبیه سازی و تست عملی اینورتر در حالت مستقل از شبکه به ازای الف. بار اهمی Load₁; ب. بار اهمی - سلفی Load₂



ب



الف

شکل (۷): نمودارهای الف. بازده و تلفات مدار به ازای بارهای مختلف؛ ب. توزیع تلفات توان در نقطه کار مبدل

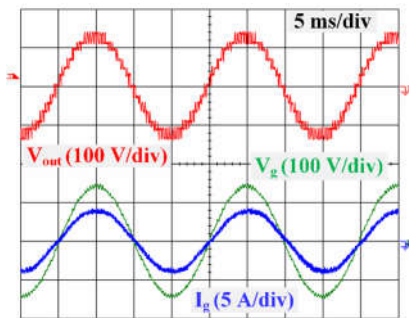
جریان خروجی مبدل در حال تزریق توان به شبکه با ضریب توان واحد را نشان می دهد. مطابق این شکل، هر سه شکل موج هم فازند؛ در حالی که در شکل های (۸-ب و ج)، با وجود هم فاز بودن ولتاژها، جریان تزریقی به شبکه به ترتیب پیش فاز و پس فاز می شود. در همه این موارد، به رغم تغییرات ضریب توان خروجی، مبدل به خوبی قادر به حفظ دامنه جریان در مقدار مرجع چهار

۲.۴ عملکرد مبدل در حالت متصل به شبکه

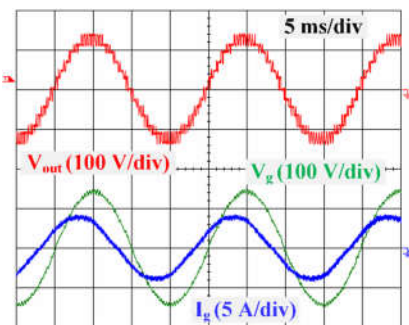
عملکرد اینورتر در حالت متصل به شبکه بررسی شد که در آن با استفاده از PLL، فرکانس و فاز ولتاژهای شبکه و خروجی مبدل یکسان می شوند. نتایج حاصل از شبیه سازی و تست عملی تحت ضرایب توان متفاوت و با مرجع جریان ثابت چهار آمپر، در شکل (۸) آورده شده است. شکل (۸-الف)، شکل موج های ولتاژ و

شکل، با وجود تغییر آنی در مرجع جریان تزریقی به شبکه، روش کنترلی به کار گرفته شده به خوبی قادر به دنبال کردن سیگنال‌های مرجع و تولید جریان مورد نظر است.

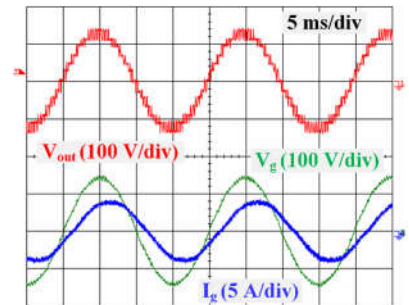
آمبر است. همچنین برای بررسی عملکرد گذرای مدار حین تزریق توان به شبکه، یک تغییر مرجع جریان ناگهانی به اندازه دو سوم به آن اعمال می‌شود که نتایج آن در شکل (۹) ارائه شده است. مطابق



الف

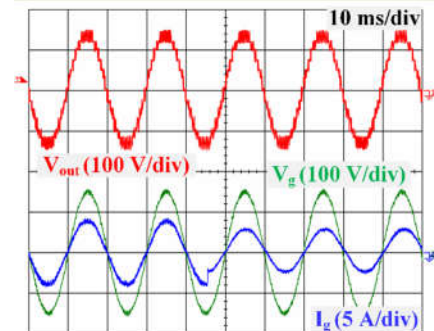


ب



ج

شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی و تست عملی اینورتر در حالت متصل به شبکه به ازای الف. ضریب توان واحد؛ ب. پیش‌فاز؛ ج. پس‌فاز



شکل (۹): نتایج عملکرد اینورتر در حالت متصل به شبکه به ازای تغییر ناگهانی مرجع جریان

افزایش ولتاژ ورودی به شبکه قدرت پرداخته است. اینورتر تک‌فاز کلید‌خازنی مورد استفاده بدون نیاز به هیچ‌گونه سلف یا ترانس،

۵. نتیجه‌گیری

این مقاله به اتصال یک اینورتر تک‌منبع چندسطحی با قابلیت

حاصل، بیانگر عملکرد مطلوب با بازدهی بالا در شرایط بارگذاری مختلف است. همچنین مقدار بازده ۹۶/۹٪ برای نقطه کار آزمایش اینورتر به دست آمد. در ادامه، کنترل مبادله توان از اینورتر تک فاز به شبکه قدرت در شرایط مختلف بهره برداری با مرجع جریان ثابت و متغیر مورد آزمایش و تحلیل قرار گرفتند. نتایج به دست آمده از این آزمون‌ها بیانگر وضعیت مناسب بهره برداری در تمامی حالات بوده که کاربرد آن را برای اتصال منابع تجدیدپذیر DC با ولتاژ پایین به شبکه‌های قدرت AC با دامنه ولتاژ بیشتر، مناسب می‌سازد.

قابلیت تولید سیزده سطح ولتاژ را دارد. قابلیت خودم تعدال سازی ولتاژ خازن‌ها بدون نیاز به به کارگیری کنترل کننده خارجی یا مدار کمکی، آن را برای شرایط بارگذاری مختلف از جمله تزریق توان به شبکه با ضرایب توان متفاوت مناسب می‌کند. بدین منظور، از یک کنترل کننده تناسبی تشدیددی (PR) در این مطالعه استفاده شد. همچنین برای کنترل فرایند کلیدزنی روش مدولاسیون PD-PWM به کار رفت. افزون بر این، رفتار این مبدل در حالت مستقل از شبکه، برای تغذیه بارهای محلی مرسوم مورد بررسی قرار گرفت. نتایج

مراجع

- [1] Zare, H, and Asgharpour-Alamdari, H. "Seven-Level Switched-Capacitor Inverter with Triple Boosting and Sensor-Less Voltage Balancing Capability", Karafan Quarterly Scientific Journal, Vol.19, No. 1, pp. 383-401, 2022.
- [2] Mahmoudian, M., Gitizadeh, M., and A. Rajaei, H. "A Novel High Efficient Single Phase Photovoltaic Inverter to Stop the Common Mode Leakage Current in Microgrid Applications." Energy Engineering & Management, Vol. 8, No. 2, pp. 2-13, 2018.
- [3] Yousefzad, S., Azimi, E., Nasiri-Zarandi, R., and Hafezi, H., "A cascaded multilevel inverter based on new basic units", International Journal of Electronics, 2021.
- [4] Babaei, E., Shokati Asl, E., and Laali, S., "A Modified Series Z-Source Inverter Based on Switched Inductors with a High Voltage Gain and a Reduced Voltage Stress on Capacitors." Energy Engineering & Management, Vol.10, No. 4, pp. 2-13, 2021
- [5] Khodaparast, A., Hassani, M. J., Azimi, E., Adabi, M. E., Adabi, J., and Pouresmaeil, E., "Circuit configuration and modulation of a seven-level switched-capacitor multilevel inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 36, No. 6, 2020.
- [6] Azimi, E., Khodaparast, A., and Hafezi, H., "Circuit configuration of a sensorless multilevel inverter with voltage multiplying ability" in 2021 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST), pp. 1-6, 2021.
- [7] Arif, M.S.B., Mustafa, U., Siddique, M.D., Ahmad, S., Iqbal, A., Ashique, R.H. and Ayob, S.B., "An improved asymmetrical multilevel inverter topology with boosted output voltage and reduced components count". IET Power Electronics, Vol. 14, No. 12, pp.2052-2066, 2021.
- [8] Azimi, E., Tavasoli, A., Hafezi, H., and Nateghi, A., "A Dumbbell Type (D-Type) multilevel inverter based on switched capacitor concept", International Journal of Electronics, pp.1-17, 2021.
- [9] Barzegarkhoo, R., Kojabadi, H. M., Zamiry, E., Vosoughi, N., and Chang, L., "Generalized structure for a single phase switched-capacitor multilevel inverter using a new multiple DC link producer with reduced number of switches", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 8, pp. 5604-5617, 2016.
- [10] Lee, S. S., Sidorov, M., Idris, N. R. N., and Heng, Y. E., "A symmetrical cascaded compact-module multilevel inverter (CCM-MLI) with pulsewidth modulation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 6, pp. 4631-4639, 2018.
- [11] Ye, Y., Peng, W., and Yi, Y., "Analysis and Optimal Design of Switched-Capacitor Seven-Level Inverter With Hybrid PWM Algorithm", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 16, No. 8, pp. 5276-5285, 2019.
- [12] Babaei, E., and Gowgani, S. S., "Hybrid multilevel inverter using switched capacitor units", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 61, No. 9, pp. 4614-4621, 2014.
- [13] Alishah, R. S., Hosseini, S. H., Babaei, E., Sabahi, M., and Gharehpetian, G. B., "New high step-up multilevel converter topology with self-voltage balancing ability and its optimization analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 9, pp. 7060-7070, 2017.
- [14] Tsunoda, A., Hinago, Y., and Koizumi, H., "Level- and phase-shifted PWM for seven-level switched-capacitor inverter using series/parallel conversion", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 8, pp. 4011-4021, 2014.
- [15] Khodaparast, A., Adabi, J., and Rezanejad, M., "A step-up switched-capacitor multilevel inverter based on 5-level T-type modules", IET Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 483-491, 2018.
- [16] Zare, H. and Asgharpour-Alamdari, H., "Circuit Configuration of a Reduced Count Modular Multi-Level Inverter", International Journal of Electronics, pp.1-19, 2021.
- [17] Zeng, J., Lin, W., Cen, D., and Liu, J., "Novel K-type multilevel inverter with reduced components and self-balance", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp. 4343-4354, 2019.
- [18] Gao, F., "An enhanced single-phase step-up five-level inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 12, pp. 8024-8030, 2016.

- [19] Khodaparast, A., Azimi, E., Azimi, A., Adabi, M. E., Adabi, J., and Pouresmaeil, E., "A New Modular Multilevel Inverter Based on Step-Up Switched-Capacitor Modules", *Energies*, Vol. 12, No. 3, pp. 524, 2019.
- [20] Saeedian, M., Adabi, M. E., Hosseini, S. M., Adabi, J., and Pouresmaeil, E., "A novel step-up single source multilevel inverter: Topology, operating principle and modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 34, No 4, pp. 3269-3282. 2018.