

ارائه یک مبدل توان پالسی سوئیچ- خازنی جدید با استفاده از منبع ولتاژ پایین با قابلیت افزایش سریع دامنه ولتاژ

سوگند نیکخواه، محمد رضانژاد* و رضا خسروی

چکیده: در این مقاله، ساختار جدیدی جهت تولید پالس ولتاژ بالا با استفاده از منبع ورودی ولتاژ پایین (مانند باتری) پیشنهاد شده است. مبدل ارائه شده، قابلیت بالایی در افزایش بسیار سریع دامنه ولتاژ ورودی دارد، به طوری که با تعداد المان‌ها و طبقات کمی به دامنه ولتاژ بالا در خروجی دست می‌یابد. این ساختار که کاربرد زیادی در منابع تغذیه پرتابل مورد استفاده در صنایع مختلف همچون پزشکی دارد، بر اساس مدارات سوئیچ- خازنی بوده و دارای خاصیت خودمتعادلی می‌باشد (ولتاژ خازن‌ها به طور اتوماتیک به مقدار مورد نظر می‌رسد). مقایسه مبدل مورد نظر با مدارهای دیگر نشان از کاهش تعداد المان‌های مورد استفاده در ساختار پیشنهادی دارد. در نهایت جهت اطمینان از صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه از مدار در آزمایشگاه، ساخته شده و مورد ارزیابی قرار گرفته است.

کلیدواژه: توان پالسی، کلیدهای نیمه‌هادی قدرت، مبدل‌های سوئیچ خازنی.

۱- مقدمه

امروزه با گسترش تکنولوژی و شناخته شدن کاربردهای مختلف توان پالسی از یک طرف و همچنین پیشرفت سریع فناوری ساخت مولدهای توان پالسی خصوصاً بر اساس نیمه‌هادی‌های قدرت، توجه بسیاری از محققان به این موضوع جلب شده است. به طور کلی، پالس‌های مورد استفاده بر اساس پلاریته ولتاژ به دو گروه تک‌قطبی و دوقطبی تقسیم می‌شوند و هر کدام از این شکل پالس‌ها در کاربردهای مختلفی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. پالس‌های تک‌قطبی با پیک توان بسیار زیاد، اغلب در کاربردهای نظامی و گداخت هسته‌ای مورد توجه قرار گرفته‌اند. ولتاژهای پالس دوقطبی با پیک توان متوسط اغلب برای کاربردهای صنعتی و محیطی مانند صنایع غذایی، درمان پزشکی، تصفیه آب‌های آلوده، گازهای آلاینده، بازیافت بتن، تولید ازن، تغییر در سطح مواد و ... مورد استفاده قرار گرفته‌اند. استفاده از پالس‌های دوقطبی مثبت و منفی در مقایسه با پالس‌های تک‌قطبی مثبت یا منفی در اکثر کاربردها موجب نتایج مطلوب‌تری شده است [۱] تا [۳].

محققان در طی این سال‌ها مبدل‌های بسیار زیادی را جهت تولید توان پالسی ارائه داده‌اند. از جمله این مبدل‌ها می‌توان به ساختارهای سوئیچ-

این مقاله در تاریخ ۱۹ بهمن ماه ۱۴۰۰ دریافت و در تاریخ ۱۴ مرداد ماه ۱۴۰۱ بازنگری شد.

سوگند نیکخواه، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه علوم و فنون مازندران، بابل، مازندران، ایران، (email: nikkhah_s1923@yahoo.com).

محمد رضانژاد (نویسنده مسئول)، دانشکده مهندسی و فناوری، دانشگاه مازندران، بابل، ایران، (email: m.rezanejad@umz.ac.ir).

رضا خسروی، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه علوم و فنون مازندران، بابل، مازندران، ایران، (email: rezakhusravi@gmail.com).

خازنی مانند مبدل‌های بر اساس مارکس، چندبرابرکننده‌های ولتاژ و ... که از خازن به عنوان بخش ذخیره‌ساز انرژی استفاده می‌کنند و همچنین ساختارهایی بر اساس مبدل‌های DC-DC که از سلف به عنوان ذخیره‌ساز انرژی استفاده می‌کنند، اشاره نمود. از ساختارهای ارائه شده بر اساس مبدل‌های DC-DC می‌توان به مبدل باک- بوست مثبت که برای تولید پالس ولتاژ بالا گسترش یافته است [۴]، مبدل فلای‌بک که برای انواع کاربردهای توان پالسی بهینه شده است [۵] و مبدل فروراد [۶] اشاره کرد. این مبدل‌ها می‌توانند یک پالس ولتاژ بالای تک‌قطبی را با اعطاف بالا در خروجی تولید کنند.

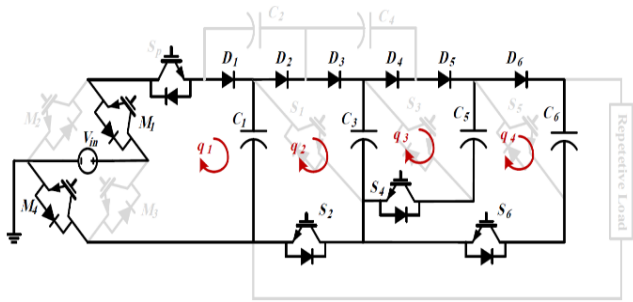
از ساختارهای معروف سوئیچ- خازنی مورد استفاده در تولید پالس‌های ولتاژ بالا می‌توان به مولد مارکس اشاره کرد. در این ساختار، تعدادی خازن به صورت موازی توسط منبع، شارژ و سپس این خازن‌ها با یکدیگر سری شده و یک پالس با دامنه ولتاژ بالا را در خروجی تولید می‌کنند. در گذشته از کلیدهای اسپارک‌گپ و مقاومت در ساختار این مولد استفاده می‌شد که قابلیت و کاربرد آن را محدود می‌کرد. در [۷] تکنولوژی مولد مارکس به واسطه جایگزینی کلیدهای نیمه‌هادی مانند IGBT و دیودهای سری به جای اسپارک‌گپ توسعه یافته است. استفاده از ادوات نیمه‌هادی در سیستم‌های توان پالسی، موجب حجم کم، قابلیت اطمینان بالا، طول عمر زیاد و فرکانس بالا می‌شود. بدین ترتیب محدودیت‌های مربوط به عناصر قدیمی را از بین می‌برد و باعث می‌گردد که تکنولوژی توان پالسی در گستره وسیعی از کاربردهای صنعتی توسعه یابد.

در [۸] برای کاربردهای میکروپلازما از یک مولد مارکس نیمه‌هادی با به کارگیری BJT به عنوان کلید استفاده شده است.

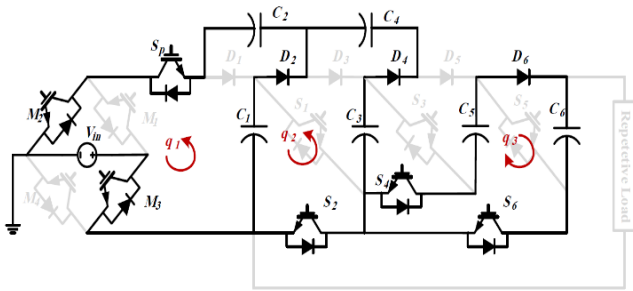
یک مولد توان پالسی نیمه‌هادی با خروجی تک‌قطبی که متشکل از یک مدار مارکس بر اساس IGBT و یک مدار فشرده‌ساز پالس مغناطیسی (به منظور کاهش زمان خیز پالس خروجی) می‌باشد، در [۹] پیشنهاد گردیده است. به طور معمول در اکثر ساختارهای تک‌قطبی مطرح شده، با استفاده از مبدل پل کامل ولتاژ بالا در انتهای مدار، عمل تبدیل پالس تک‌قطبی به دوقطبی انجام می‌شود. در این شیوه نیاز به چهار سوئیچ است که باید کل ولتاژ خروجی را تحمل کند.

یک ساختار جدید از مولدهای ولتاژ بالای دوقطبی (مثبت و منفی) بر اساس مفهوم مولد مارکس در [۱۰] ارائه گردیده که برای کاربردهای توان پالسی فرکانس بالا استفاده می‌شود. در تمامی این ساختارها که بر اساس مولد مارکس هستند، ولتاژ خازن‌ها حداکثر به ولتاژ منبع ورودی می‌رسد و امکان افزایش ولتاژ خازن‌ها وجود ندارد.

مرجع [۱۱] یک مولد توان پالسی دوقطبی را بر اساس CSVN (چندبرابرکننده ولتاژ سوئیچ خازنی) نشان می‌دهد. مراجع [۱۲] و [۱۳] نیز ساختارهایی جدید را بر اساس مدارهای چندبرابرکننده ولتاژ ارائه می‌کنند.



شکل ۲: حالت اول شارژ خازن‌ها در مدار پیشنهادی.



شکل ۳: حالت دوم شارژ خازن‌ها در مدار پیشنهادی.

این حالت (شکل ۲)، تمامی دیودها، روشن و خازن‌های C_1 ، C_r ، C_o و C_f به اندازه منبع شارژ شده و خازن‌های C_r و C_f اتصال کوتاه هستند. در حالت اول، ابتدا فرض می‌شود که ولتاژ اولیه خازن‌ها صفر بوده و ظرفیت تمامی خازن‌ها برابر است

$$C_1 = C_r = \dots = C_o = C \quad (1)$$

$$V_{C_1}(0^+) = V_{C_r}(0^+) = \dots = V_{C_f}(0^+) = 0 \quad (2)$$

حال با توجه به قانون مداری ولتاژ در حلقه‌های شکل ۲، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

$$V_{C_1}(t) = V_{C_1}(0^+) + \frac{q_1 - q_r}{C} = 0 + \frac{4CV_{in} - 3CV_{in}}{C} = V_{in}$$

$$V_{C_r}(t) = V_{C_r}(0^+) + \frac{q_r - q_r}{C} = V_{in}$$

$$V_{C_o}(t) = V_{C_r}(0^+) + \frac{q_r - q_r}{C} = V_{in} \quad (3)$$

$$V_{C_f}(t) = V_{in}$$

$$V_{C_r}(t) = V_{C_f}(t) = 0$$

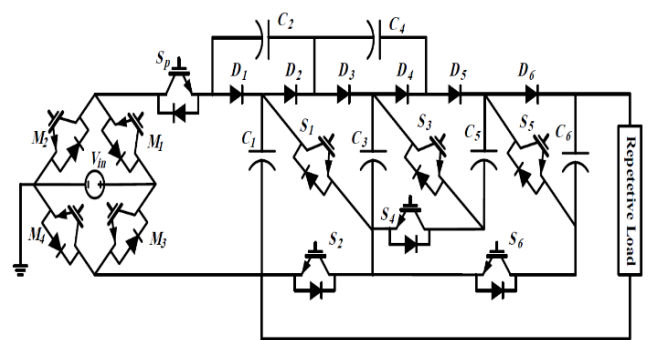
لازم به ذکر است که پس از این مرحله و شارژ خازن‌ها، به دلیل این که خازن‌ها در طبقات بالاتر، ولتاژ بیشتری نسبت به طبقات پایین‌تر پیدا خواهند کرد، بعضی از دیودها در بایاس معکوس قرار خواهند گرفت و خازن‌ها در مراحل بعدی شارژ در نیم‌سیکل مثبت، موازی شارژ نمی‌شوند.

۲-۳ مرحله دوم شارژ

در این مرحله، منبع ورودی مدار (اینورتر) در نیم‌سیکل دوم (منفی) قرار می‌گیرد. همان‌طور که در شکل ۳ نشان داده شده است خازن اول با منبع، سری شده و خازن دوم را شارژ می‌کند. همچنین خازن سوم با منبع و خازن دوم سری شده و خازن چهارم را شارژ می‌کند. در ضمن ولتاژ اولیه خازن‌ها در این مرحله، ولتاژ نهایی خازن‌ها در مرحله قبل می‌باشد

$$V_{C_1}(0^+) = V_{C_r}(0^+) = 0 \quad (4)$$

$$V_{C_1}(0^+) = V_{C_r}(0^+) = V_{C_o}(0^+) = V_{C_f}(0^+) = V_{in}$$



شکل ۱: ساختار مدار پیشنهادی برای ۲ طبقه مبدل CDVM و یک طبقه مبدل مبتنی بر شارژ غیر مستقیم.

در هر کدام از این مقالات، یک مبدل الکترونیک قدرت برای تولید پالس‌های ولتاژ بالا با استفاده از منبع ولتاژ پایین ارائه می‌شود. در [۱۴] یک مبدل جدید با استفاده از مدارات سوئیچ-خازنی و بر اساس مفهوم شارژ غیر مستقیم آمده است.

هدف در این مقاله با توجه به مطالب بیان‌شده، ارائه یک ساختار جدید سوئیچ-خازنی منعطف می‌باشد که توانایی تولید ولتاژ بالا را با استفاده از منبع ورودی ولتاژ پایین با تعداد اجزای کمتر نسبت به مدارات مشابه دارد. مولد پیشنهادی، مداری سبک و دارای قابلیت تولید پالس تک‌قطبی با بهره بالا است.

در این مقاله ابتدا در بخش ۲ به ارائه ساختار جدید مولد پالس سوئیچ-خازنی پرداخته می‌شود و سپس روند شارژ و دشارژ خازن‌ها و معادلات حاکم در این ساختار مورد بررسی قرار می‌گیرد. پس از آن، نحوه گسترش مدار ارائه می‌گردد. در بخش ۴ به شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی ساختار پیشنهادی پرداخته شده و در بخش ۵ نیز مدار پیشنهادی با مدارات قبلی مقایسه می‌گردد.

۲- ساختار مدار پیشنهادی

مدار پیشنهادی با قابلیت ۱۷ برابر کردن دامنه ولتاژ ورودی در شکل ۱ نشان داده شده است. در این مبدل، تنها از یک منبع AC (یا یک منبع DC با اینورتر) با دامنه ولتاژ پایین استفاده می‌شود. در این مدار در طبقات ابتدایی (که مشابه مبدل چندبرابرکننده ولتاژ سری موازی عمل می‌کند)، ولتاژ خازن‌ها به تدریج و پله‌پله افزایش یافته و به چند برابر ولتاژ ورودی می‌رسند ($V_{C_1} = V_{in}$, $V_{C_r} = 3V_{in}$, $V_{C_o} = V_{C_f} = 5V_{in}$)، در حالی که در بخش دوم مبدل، ولتاژ خازن ششم به مجموع ولتاژ خازن‌های قبلی ($V_{C_6} = V_{C_r} + V_{C_o} = 8V_{in}$) می‌رسد. نهایتاً ولتاژ خروجی با سری کردن خازن‌های موجود در مدار به ۱۷ برابر دامنه ولتاژ ورودی می‌رسد. ولتاژ سوئیچ‌ها در این مدار با ولتاژ خازن همان طبقه برابر می‌باشد. بنابراین چنانچه منبع ولتاژ با دامنه پایین و سوئیچ‌های ولتاژ بالا در اختیار باشد، می‌توان با استفاده از این مدار و با تعداد المان‌های کم، به دامنه خروجی بالا دست پیدا کرد.

۳- نحوه شارژ و دشارژ خازن‌ها و معادلات حاکم در ساختار پیشنهادی

مبدل پیشنهادی در ۵ گام توسط منبع، شارژ و سپس بر روی بار دشارژ می‌شود. در ادامه این مراحل مورد بررسی قرار گرفته‌اند.

۱-۳ مرحله اول شارژ

ابتدا منبع AC ورودی (اینورتر) در نیم‌سیکل اول (مثبت) قرار دارد. در

مشابه حالات قبل با نوشتن قانون KVL در حلقه‌های مدار شکل ۵، با به دست آوردن جریان حلقه‌ها (q_1, q_2, q_3, q_4) ، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= V_{C_1}(\cdot^+) + \frac{q_1 - q_2}{C} = V_{in} \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{\delta} V_{in} \\ V_{C_3}(t) &= \frac{6}{\delta} V_{in} \\ V_{C_4}(t) &= 0 \\ V_{C_5}(t) &= \frac{6}{\delta} V_{in} \\ V_{C_6}(t) &= \frac{6}{\delta} V_{in} \end{aligned} \quad (7)$$

در ادامه، مراحل دوم و سوم آن قدر تکرار می‌شوند که خازن‌ها به مقدار شارژ نهایی خود برسند. پس از آن که خازن‌ها به شارژ نهایی خود رسیدند، حالت چهارم کلیدزنی اعمال می‌شود.

۳-۴ مرحله چهارم شارژ

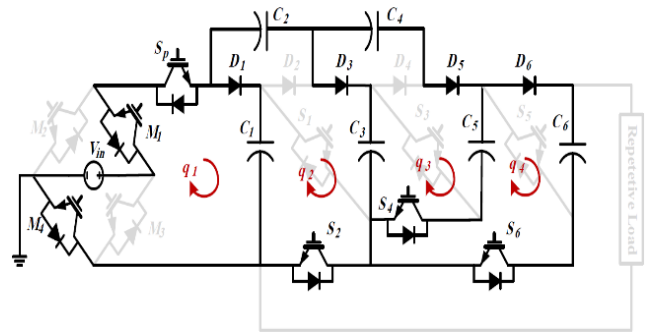
در این مرحله، عملکرد اینورتر همانند قبل ادامه می‌یابد. با وصل شدن کلید S_4 و قطع شدن کلید S_2 ، خازن C_+ و C_6 با هم سری شده و بر روی خازن C_+ دشارژ می‌شوند. این مرحله فرکانس کلیدزنی کمتر از فرکانس اینورتر است. شکل‌های ۵ و ۶ حالت کلیدزنی جدید را در مرحله چهارم شارژ و در نیم‌سیکل‌های مثبت و منفی نشان می‌دهند. در این مرحله، ولتاژ اولیه خازن‌ها به صورت پارامتری در نظر گرفته شده است

$$\begin{aligned} V_{C_1}(\cdot^+) &= V_{C_1}(\cdot^+)^* \\ V_{C_2}(\cdot^+) &= V_{C_2}(\cdot^+)^* \\ V_{C_3}(\cdot^+) &= V_{C_3}(\cdot^+)^* \\ V_{C_4}(\cdot^+) &= V_{C_4}(\cdot^+)^* \\ V_{C_5}(\cdot^+) &= V_{C_5}(\cdot^+)^* \\ V_{C_6}(\cdot^+) &= V_{C_6}(\cdot^+)^* \\ V_{C_7}(\cdot^+) &= V_{C_7}(\cdot^+)^* \end{aligned} \quad (8)$$

با نوشتن KVL در مدار شکل ۵ و در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی و حل معادلات، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= V_{in} \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{\delta} [2V_{C_2}(\cdot^+)^* + 2V_{C_3}(\cdot^+)^* - 3V_{in}] \\ V_{C_3}(t) &= \frac{1}{\delta} [2V_{in} + 2V_{C_2}(\cdot^+)^* + 2V_{C_3}(\cdot^+)^*] \\ V_{C_4}(t) &= V_{C_4}(\cdot^+)^* \\ V_{C_5}(t) &= \frac{1}{\delta} [5V_{C_5}(\cdot^+)^* - V_{in} - V_{C_2}(\cdot^+)^* - V_{C_3}(\cdot^+)^*] \\ V_{C_6}(t) &= \frac{1}{\delta} [5V_{C_6}(\cdot^+)^* + V_{in} + V_{C_2}(\cdot^+)^* + V_{C_3}(\cdot^+)^*] \end{aligned} \quad (9)$$

نیم‌سیکل‌های منفی و مثبت اینورتر تا زمان اتمام مدت کلیدزنی مرحله چهارم تکرار می‌شوند. به همین ترتیب با در نظر گرفتن ولتاژ اولیه خازن‌ها در نیم‌سیکل منفی اینورتر ورودی در مرحله چهارم به صورت



شکل ۴: حالت سوم شارژ خازن‌ها در مدار پیشنهادی.

با نوشتن KVL در حلقه‌های مدار در شکل ۳، ولتاژ خازن‌ها مشابه حالت قبل به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= \frac{1}{\delta} [-2V_{in} + 2V_{C_1}(\cdot^+) + 2V_{C_2}(\cdot^+) \\ &\quad + V_{C_3}(\cdot^+) - V_{C_4}(\cdot^+)] = \frac{1}{\delta} V_{in} \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{\delta} [2V_{in} + 2V_{C_1}(\cdot^+) + 2V_{C_2}(\cdot^+) \\ &\quad + V_{C_3}(\cdot^+) - V_{C_4}(\cdot^+)] = \frac{6}{\delta} V_{in} \\ V_{C_3}(t) &= \frac{1}{\delta} [-V_{in} + V_{C_1}(\cdot^+) + V_{C_2}(\cdot^+) \\ &\quad + 3V_{C_3}(\cdot^+) + 2V_{C_4}(\cdot^+)] = \frac{3}{\delta} V_{in} \\ V_{C_4}(t) &= \frac{1}{\delta} [V_{in} - V_{C_1}(\cdot^+) - V_{C_2}(\cdot^+) \\ &\quad + 2V_{C_3}(\cdot^+) + 3V_{C_4}(\cdot^+)] = \frac{2}{\delta} V_{in} \\ V_{C_5}(t) &= \frac{1}{\delta} [V_{C_5}(\cdot^+) + V_{C_6}(\cdot^+)] = V_{in} \\ V_{C_6}(t) &= \frac{1}{\delta} [V_{C_5}(\cdot^+) + V_{C_6}(\cdot^+)] = V_{in} \end{aligned} \quad (5)$$

۳-۳ مرحله سوم شارژ

مرحله سوم شارژ در نیم‌سیکل سوم منبع AC ورودی (نیم‌سیکل مثبت) اتفاق می‌افتد. این حالت متفاوت از حالت اول بوده و همان طور که در شکل ۴ آمده است، خازن اول با منبع، موازی و به اندازه منبع شارژ می‌شود. خازن دوم و منبع سری شده و خازن سوم را شارژ می‌کند. همچنین خازن دوم با منبع و خازن چهارم سری شده و خازن پنجم را شارژ می‌کند. لازم به ذکر است که ولتاژ اولیه خازن‌ها در این مرحله، ولتاژ نهایی خازن‌ها در مرحله قبل می‌باشد

$$\begin{aligned} V_{C_1}(\cdot^+) &= \frac{1}{\delta} V_{in} \\ V_{C_2}(\cdot^+) &= \frac{6}{\delta} V_{in} \\ V_{C_3}(\cdot^+) &= \frac{3}{\delta} V_{in} \\ V_{C_4}(\cdot^+) &= \frac{2}{\delta} V_{in} \\ V_{C_5}(\cdot^+) &= V_{C_6}(\cdot^+) = V_{in} \end{aligned} \quad (6)$$

۳-۵ مرحله پنجم شارژ

در این مرحله، عملکرد اینورتر همانند قبل ادامه پیدا می‌کند. مطابق با شکل ۷ با وصل شدن کلید S_4 و قطع شدن کلید S_7 ، خازن C_r و C_s مشابه مرحله سوم شارژ می‌شود. با در نظر گرفتن ولتاژ اولیه خازن‌ها به صورت

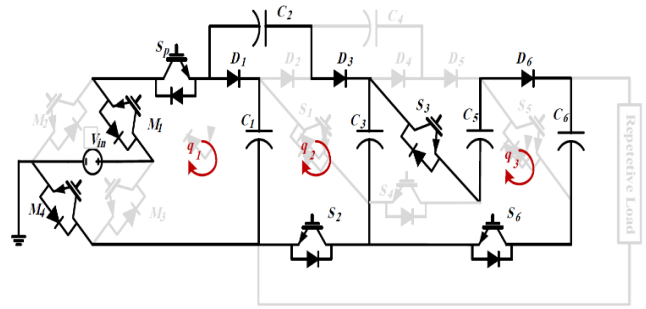
$$\begin{aligned} V_{C_1}(\cdot^+) &= V_{C_1}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_r}(\cdot^+) &= V_{C_r}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_s}(\cdot^+) &= V_{C_s}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_2}(\cdot^+) &= V_{C_2}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_3}(\cdot^+) &= V_{C_3}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_4}(\cdot^+) &= V_{C_4}(\cdot^+)^{**} \\ V_{C_5}(\cdot^+) &= V_{C_5}(\cdot^+)^{**} \end{aligned} \tag{۱۲}$$

و با نوشتن KVL در مدار شکل ۷ و در نیم‌سیکل مثبت منبع ورودی، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

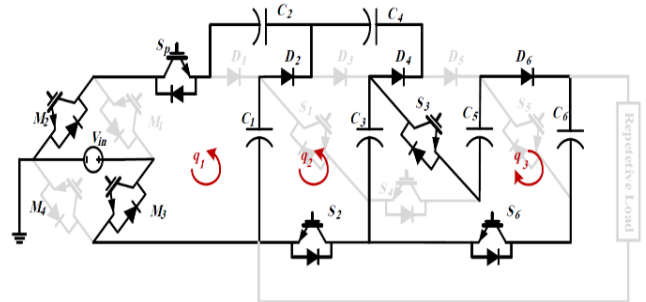
$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= V_{in} \\ V_{C_r}(t) &= \frac{1}{\delta}[-3V_{in} + 2V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + 2V_{C_r}(\cdot^+) - V_{C_2}(\cdot^+) + V_{C_3}(\cdot^+)] \\ V_{C_s}(t) &= \frac{1}{\delta}[2V_{in} + 2V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + 2V_{C_s}(\cdot^+) - V_{C_2}(\cdot^+) + V_{C_3}(\cdot^+)] \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{\delta}[-V_{in} - V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad - V_{C_2}(\cdot^+) + 3V_{C_3}(\cdot^+) + 2V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_3}(t) &= \frac{1}{\delta}[V_{in} + V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + V_{C_3}(\cdot^+) + 2V_{C_4}(\cdot^+) + 3V_{C_5}(\cdot^+)] \\ V_{C_4}(t) &= V_{C_4}(\cdot^+) \end{aligned} \tag{۱۳}$$

به همین ترتیب در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی (شکل ۸)، با در نظر گرفتن این که ولتاژ اولیه خازن‌ها همان ولتاژ نهایی مرحله قبل است، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= \frac{1}{\delta}[-2V_{in} - 3V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + 2V_{C_1}(\cdot^+) + V_{C_2}(\cdot^+) - V_{C_3}(\cdot^+)] \\ V_{C_r}(t) &= \frac{1}{\delta}[3V_{in} + 2V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + 2V_{C_r}(\cdot^+) + V_{C_2}(\cdot^+) - V_{C_3}(\cdot^+)] \\ V_{C_s}(t) &= \frac{1}{\delta}[-V_{in} + V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad + V_{C_s}(\cdot^+) + 3V_{C_2}(\cdot^+) + 2V_{C_3}(\cdot^+)] \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{\delta}[V_{in} - V_{C_1}(\cdot^+)] \\ &\quad - V_{C_2}(\cdot^+) + 2V_{C_3}(\cdot^+) + 3V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_3}(t) &= V_{C_3}(\cdot^+) \\ V_{C_4}(t) &= V_{C_4}(\cdot^+) \end{aligned} \tag{۱۴}$$



شکل ۵: نیم‌سیکل مثبت اینورتر در مرحله چهارم.

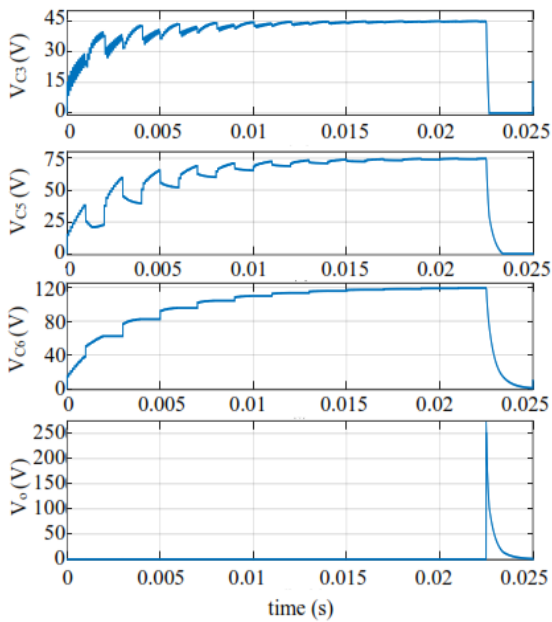


شکل ۶: نیم‌سیکل منفی اینورتر در مرحله چهارم.

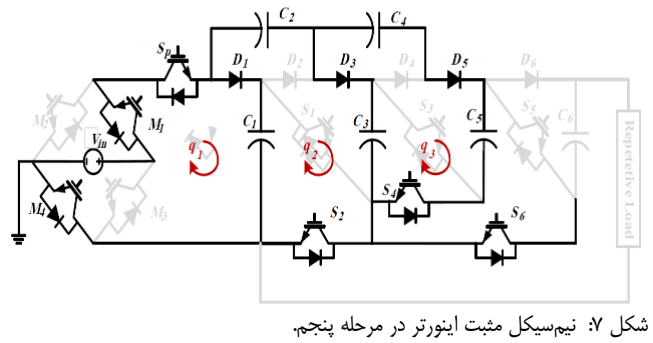
$$\begin{aligned} V_{C_1}(\cdot^+) &= V_{in} \\ V_{C_r}(\cdot^+) &= \frac{1}{\delta}[2V_{C_r}(\cdot^+)^* + 2V_{C_r}(\cdot^+)^* - 3V_{in}] \\ V_{C_s}(\cdot^+) &= \frac{2}{\delta}[V_{in} + V_{C_1}(\cdot^+)^* + V_{C_2}(\cdot^+)^*] \\ V_{C_2}(\cdot^+) &= V_{C_2}(\cdot^+)^* \\ V_{C_3}(\cdot^+) &= \frac{1}{\delta}[\delta V_{C_3}(\cdot^+)^* - V_{in} - V_{C_2}(\cdot^+)^* - V_{C_3}(\cdot^+)^*] \\ V_{C_4}(\cdot^+) &= \frac{1}{\delta}[\delta V_{C_4}(\cdot^+)^* + V_{in} + V_{C_3}(\cdot^+)^* + V_{C_4}(\cdot^+)^*] \end{aligned} \tag{۱۰}$$

و با نوشتن KVL در مدار شکل ۶ در نیم‌سیکل مثبت ولتاژ ورودی، ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید

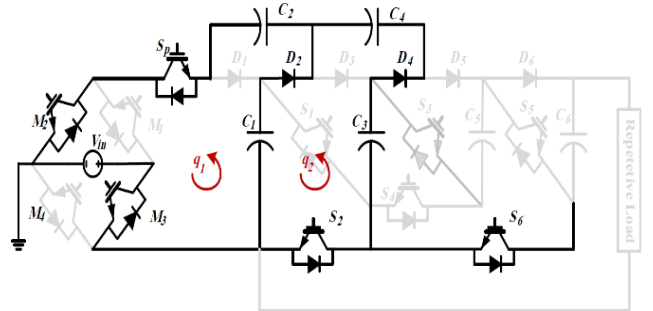
$$\begin{aligned} V_{C_1}(t) &= \frac{1}{13}[-5V_{in}(\cdot^+) + \delta V_{C_1}(\cdot^+) + \delta V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad + 3V_{C_1}(\cdot^+) - 3V_{C_r}(\cdot^+) - V_{C_3}(\cdot^+) + V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_r}(t) &= \frac{1}{13}[8V_{in}(\cdot^+) + \delta V_{C_1}(\cdot^+) + \delta V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad + 2V_{C_r}(\cdot^+) - 3V_{C_2}(\cdot^+) - V_{C_3}(\cdot^+) + V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_s}(t) &= \frac{1}{13}[-2V_{in}(\cdot^+) + 2V_{C_1}(\cdot^+) + 2V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad + \delta V_{C_s}(\cdot^+) + 4V_{C_2}(\cdot^+) - 3V_{C_3}(\cdot^+) + 3V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_2}(t) &= \frac{1}{13}[3V_{in}(\cdot^+) - 3V_{C_1}(\cdot^+) - 3V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad + \delta V_{C_2}(\cdot^+) + 7V_{C_2}(\cdot^+) - 2V_{C_3}(\cdot^+) + 2V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_3}(t) &= \frac{1}{13}[+V_{in}(\cdot^+) - V_{C_1}(\cdot^+) - V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad - 3V_{C_2}(\cdot^+) - 2V_{C_3}(\cdot^+) + 8V_{C_3}(\cdot^+) + \delta V_{C_4}(\cdot^+)] \\ V_{C_4}(t) &= \frac{1}{13}[-V_{in}(\cdot^+) + V_{C_1}(\cdot^+) + V_{C_r}(\cdot^+)] \\ &\quad + 3V_{C_2}(\cdot^+) + 2V_{C_3}(\cdot^+) + \delta V_{C_3}(\cdot^+) + 8V_{C_4}(\cdot^+)] \end{aligned} \tag{۱۱}$$



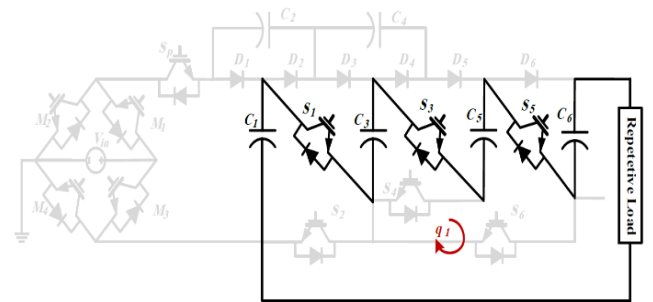
شکل ۱۰: شکل موج ولتاژ خروجی و خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 .



شکل ۷: نیم‌سیکل مثبت اینورتر در مرحله پنجم.



شکل ۸: نیم‌سیکل منفی اینورتر در مرحله پنجم.



شکل ۹: ساختار مدار پیشنهادی در مرحله تخلیه.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مورد استفاده جهت شبیه‌سازی و پیاده‌سازی.

ولتاژ منبع تغذیه ورودی	۱۵ V
فرکانس کلیدزنی اینورتر	۱۰ kHz
فرکانس تکراری خروجی	۴۰ Hz
خازن (MKT)	۱ uF
بار	۵۶۰ Ω

$$\begin{aligned}
 V_{C_1}(t) &= V_{C_1}(\cdot^+) - V_{C_1}(\cdot^+) [1 - e^{-\frac{t}{RC}}] \\
 V_{C_2}(t) &= V_{C_2}(\cdot^+) - V_{C_2}(\cdot^+) [1 - e^{-\frac{t}{RC}}] \\
 V_{C_3}(t) &= V_{C_3}(\cdot^+) - V_{C_3}(\cdot^+) [1 - e^{-\frac{t}{RC}}] \\
 V_{C_4}(t) &= V_{C_4}(\cdot^+) - V_{C_4}(\cdot^+) [1 - e^{-\frac{t}{RC}}]
 \end{aligned}
 \tag{۱۷}$$

۴- نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی

به منظور صحت عملکرد مدار پیشنهادی، ابتدا این مولد، شبیه‌سازی و در ادامه جهت راستی‌آزمایی نتایج به دست آمده، ساختار پیشنهادی در سطح آزمایشگاهی به صورت عملی پیاده‌سازی می‌شود. در مرحله اول، ساختار مولد پالس تک‌قطبی ارائه شده با نرم‌افزار MATLAB/Simulink و با استفاده از پارامترهای جدول ۱ شبیه‌سازی می‌گردد.

شکل ۱۰، ولتاژ پالس خروجی و خازن‌های سوم، پنجم و ششم را به عنوان نمونه در یک سیکل از پالس خروجی (شارژ خازن‌ها تا رسیدن به شارژ نهایی و سپس تخلیه بر روی بار) نشان می‌دهد.

همان‌طور که در شکل‌های شبیه‌سازی قابل مشاهده می‌باشد، ولتاژ خازن‌ها پس از چند مرحله به مقدار محاسبه شده می‌رسد و در انتها تمامی خازن‌های پایینی بر روی بار تخلیه می‌شوند. همچنین ولتاژ پالس خروجی برابر با ۲۵۵ ولت (معادل مجموع ولتاژ خازن‌های اول، سوم، پنجم و ششم) می‌باشد.

شکل ۱۱ نمایی کلی را از ساختار پیشنهادی که در سطح آزمایشگاهی ساخته شده است، نشان می‌دهد. برای مقایسه نتایج عملی و شبیه‌سازی و

پس از آن که خازن‌ها به مقدار شارژ نهایی رسیدند، بر روی بار تخلیه می‌شوند. مقادیر شارژ نهایی خازن‌ها پس از چندین تکرار در مراحل شارژ و بدون استفاده از فیدبک در بخش کنترل به مقادیر زیر می‌رسند

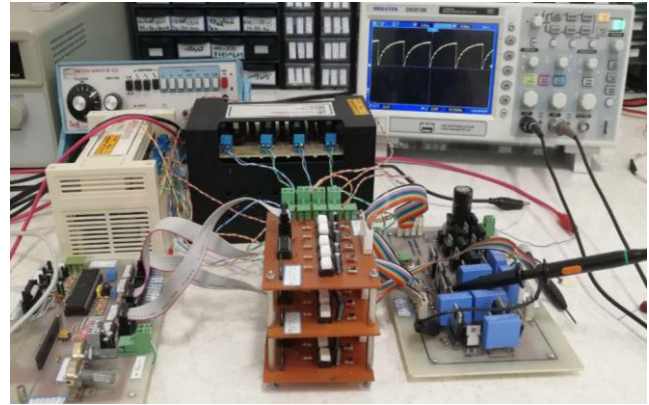
$$\begin{aligned}
 V_{C_1} &= V_{in} \\
 V_{C_2} &= 2V_{in} \\
 V_{C_3} &= 3V_{in} \\
 V_{C_4} &= 2V_{in} \\
 V_{C_5} &= 5V_{in} \\
 V_{C_6} &= 8V_{in}
 \end{aligned}
 \tag{۱۵}$$

۶-۳ مرحله تخلیه (دشارژ)

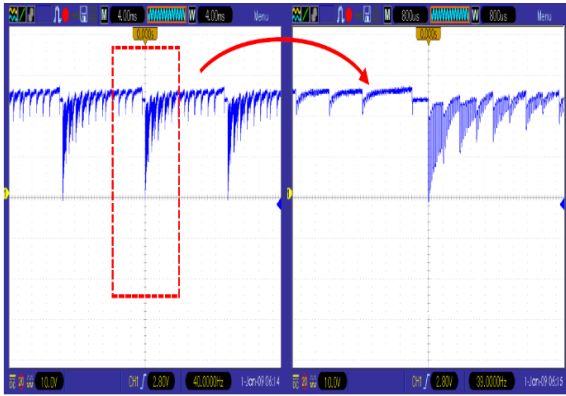
پس از آن که خازن‌ها به مقدار شارژ نهایی خود رسیدند، مرحله تخلیه صورت می‌پذیرد. در این مرحله خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 ، C_4 و C_5 سری و روی بار تخلیه می‌شوند. شکل ۹ مرحله تخلیه خازن‌ها را نشان می‌دهد. در این مرحله، مجموع ولتاژ خازن‌های پایینی روی بار می‌افتد. دقت شود که ولتاژ اولیه خازن‌ها، ولتاژ نهایی مرحله شارژ است

$$V_{C_i}(\cdot^+) = \sum_{i=1,2,3,4,5,6} V_{C_i}(\cdot^+) = 17V_{in}
 \tag{۱۶}$$

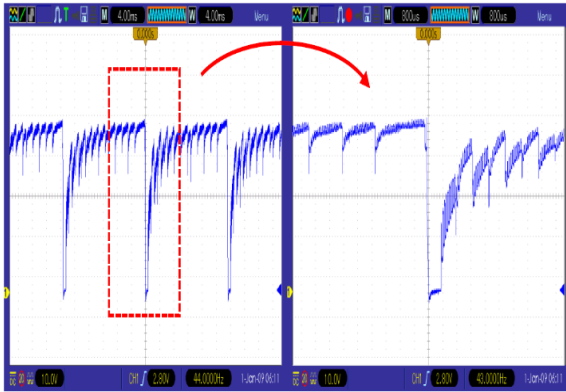
با نوشتن KVL در مدار شکل ۹، ولتاژ خازن‌ها طبق (۱۷) به دست می‌آید



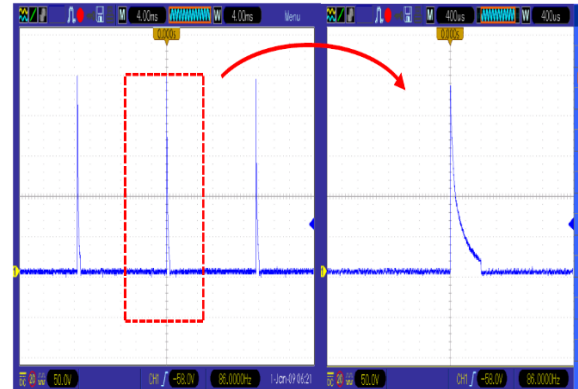
شکل ۱۱: نمونه اولیه ساخته شده از مدار پیشنهادی.



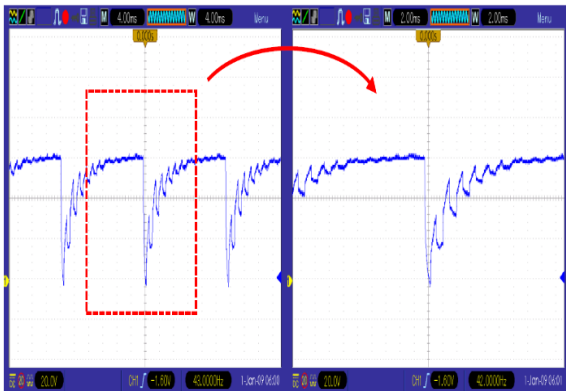
شکل ۱۳: شکل موج ولتاژ خازن اول.



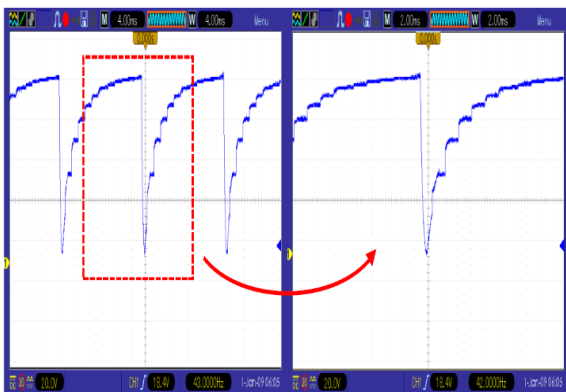
شکل ۱۴: شکل موج ولتاژ خازن سوم.



شکل ۱۲: شکل موج ولتاژ خروجی.



شکل ۱۵: شکل موج ولتاژ خازن پنجم.



شکل ۱۶: شکل موج ولتاژ خازن ششم.

جدول ۲: مشخصات ادوات و تجهیزات استفاده شده در آزمایشگاه.

IGBT ۱۲n۶۰	سوئیچ
MUR۸۶۰	دیود
ATMEGA ۱۶A	میکروکنترلر
HCPL۳۱۲۰	درایور
MEGATEK DSO۵۱۰۰	اسیلوسکوپ

اطمینان از صحت عملکرد مبدل، جهت پیاده سازی مدار از پارامترهای جدول ۱ می شود. مشخصات سوئیچ، دیود، میکروکنترلر و اسیلوسکوپ استفاده شده در آزمایشگاه در جدول ۲ ذکر گردیده است.

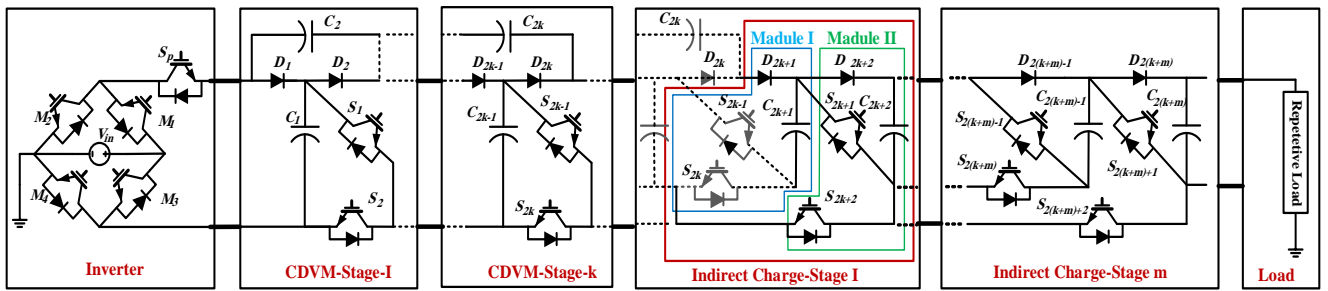
شکل ۱۲ شکل موج ولتاژ خروجی مدار پیشنهادی تک قطبی ساخته شده در آزمایشگاه را نشان می دهد. شکل های ۱۳ تا ۱۶ به ترتیب شکل موج ولتاژ خازن های اول، سوم، پنجم و ششم را نشان می دهند. همان طور که قابل مشاهده است، نتایج خروجی با آنچه در شبیه سازی به دست آمده است، مشابه بوده و درستی عملکرد مبدل پیشنهادی را تأیید می کند.

۵- گسترش مدار پیشنهادی

مبدل پیشنهادی، قابلیت گسترش به تعداد طبقات بالاتر را جهت تولید ولتاژهای بالاتر با توجه به دامنه ولتاژ ورودی و ولتاژ قابل تحمل سوئیچ ها دارد. ساختار این مبدل در حالت کلی برای m طبقه از مدار در شکل ۱۷ آمده و همان طور که دیده می شود، در ساختار مدار پیشنهادی، قابلیت گسترش مدار به ۲ طریق فراهم است. در روش اول، افزایش ولتاژ خازن ها ابتدا مشابه مبدل چندبرابرکننده ولتاژ صورت می گیرد و در روش دوم، افزایش ولتاژ بر پایه روشی که در این مقاله شارژ غیر مستقیم نامیده می شود، انجام می گردد. از مزیت های مبدل پیشنهادی، تثبیت ولتاژ بعد از چند مرحله بدون نیاز به فیدبک برای بخش کنترلی است.

۶- مقایسه مبدل پیشنهادی

این مدار برای تولید ولتاژ بالا از ساختار چندبرابرکننده ولتاژ و شارژ



شکل ۱۷: ساختار کلی مدار پیشنهادی.

جدول ۳: مقایسه مدار پیشنهادی.

مرجع [۱۱]	مرجع [۱۳]	مرجع [۱۲]	مرجع [۱۴]	مبدل پیشنهادی	انواع مبدل
V_{in}	V_{in}	V_{in}	V_{in}	V_{in}	ولتاژ ورودی
$[4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6]V_{in}$	nV_{in}	$(n-1)V_{in}$	$(n+4)V_{in}$	$(n-1)V_{in}$	ولتاژ خروجی
$\sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6}$	n	$\frac{n}{2}$	$\log_{\tau} \frac{n+6}{3}$	$\log_{\tau} \frac{n+6}{3} - 2$	تعداد طبقات
$2\sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6}$	$2n-1$	n	$4\log_{\tau} \frac{n+6}{3} + 1$	$4\log_{\tau} \frac{n+6}{3} - 6$	تعداد IGBT
$\sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6}$	n	$\frac{n}{2}$	$2\log_{\tau} \frac{n+6}{3} + 1$	$2\log_{\tau} \frac{n+6}{3}$	تعداد خازن
$4\sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6}$	$3n$	n	$2\log_{\tau} \frac{n+6}{3}$	$6\log_{\tau} \frac{n+6}{3} - 6$	تعداد دیود
$1 + \sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6}$	$n+1$	n	$2\log_{\tau} \frac{n+6}{3} + 2$	$2\log_{\tau} \frac{n+6}{3} - 2$	تعداد درایو
$2(4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6)V_{in}$	$(2n-1)V_{in}$	$2nV_{in}$	$(2n+7)V_{in}$	$(2n-9)V_{in}$	کل ولتاژ تحمل سوئیچ (TSV)
$2(\sqrt{4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6} + 4^{\frac{m-1}{\tau}} + n + 6)V_{in}$	$3nV_{in}$	$2nV_{in}$	$(n+4)V_{in}$	$(3n+2)V_{in}$	کل ولتاژ تحمل دیود

ساختار پیشنهادی منعطف، کم‌حجم و از لحاظ اقتصادی مقرون‌به‌صرفه می‌باشد. مولد پالسی ارائه‌شده، قابلیت گسترش به طبقات بالا را داراست. آنالیز ریاضی به همراه شبیه‌سازی مدار پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار MATLAB/Simulink انجام و برای تصدیق نتایج شبیه‌سازی، یک نمونه از مولد پالسی پیشنهادی در سطح آزمایشگاهی ساخته شد. نتایج به دست آمده نشان از عملکرد مطلوب مدار پیشنهادی، طبق تحلیل‌های انجام‌شده دارد.

مراجع

- [1] J. R. Beveridge, S. J. MacGregor, J. G. Anderson, and R. A. Fouracre, "The influence of pulse duration on the inactivation of bacteria using monopolar and bipolar profile pulsed electric fields," *IEEE Trans. on Plasma Sci.*, vol. 33, no. 4, pp. 1287-1293, Aug. 2005.
- [2] M. P. J. Gaudreau, T. Hawkey, J. Petry, and M. Kempkes, "Pulsed power systems for food and wastewater processing," in *Proc. 23rd Int. Power Modulator Symp.*, 4 pp., Rancho Mirage, CA, USA, Jun. 1998.
- [3] S. Bae, A. Kwasinski, M. M. Flynn, and R. E. Hebner, "High-power pulse generator with flexible output pattern," *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 25, no. 7, pp. 1675-1684, Jul. 2010.
- [4] S. Zabih, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh, and H. Akiyama, "A new pulsed power supply topology based on positive buck-boost converters concept," *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 17, no. 6, pp. 1901-1911, Dec. 2010.
- [5] P. Davari, F. Zare, A. Ghosh, and H. Akiyama, "High-voltage modular power supply using parallel and series configurations of flyback converter for pulsed power applications," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 40, no. 10, pp. 2578-2587, Oct. 2012.
- [6] J. S. Won, et al., "Characteristics of the forward type high voltage pulse power supply for lamp type ozonizer," in *Proc. Power Conversion Conf.*, vol.1, pp. 100-103, Osaka, Japan, 2-5 Apr. 2002.

غیر مستقیم بهره می‌برد. در نتیجه با استفاده از یک منبع ولتاژ پایین، خازن‌ها پله‌پله و چندبرابر دامنه ولتاژ ورودی شارژ می‌شوند. خازن‌های طبقات بالاتر، ولتاژ بیشتری نسبت به طبقات پایین‌تر دارند که سبب می‌شود برای داشتن ولتاژ بالا به تعداد ادوات سوئیچینگ کمتر و تعداد خازن کمتر نیاز داشته باشند. در نتیجه می‌توان به مداری کم‌حجم دست یافت. ولتاژ تحمل سوئیچ‌ها در این مدار با ولتاژ خازن مقابل خود برابر است. در این مدار برعکس سایر مدارات که ولتاژ سوئیچ سر بار بایست کل ولتاژ خروجی را تحمل کند، ولتاژ سوئیچ سر بار (در صورت استفاده در بارهای با امپدانس پایین) تنها به اندازه ولتاژ خازن آخر در طبقه پایانی است. این مدار برای داشتن ولتاژ کل تحمل سوئیچ (TSV) کمتر توصیه می‌شود و مقایسه این مدار با مدارات مشابه در جدول ۳ ارائه شده است. با فرض این که m تعداد طبقات مدار باشد، رابطه بین تعداد طبقات با ولتاژ خروجی به صورت زیر به دست می‌آید

$$\begin{aligned} \text{if } V_{out} = (n-1)V_{in} &\rightarrow (n-1)V_{in} = (3 \times 2^{m+2} - 7)V_{in} \\ \rightarrow n-1 &= 3 \times 2^{m+2} - 7 \rightarrow 2^{m+2} = \frac{n+6}{3} \quad (18) \\ \rightarrow m &= \log_{\tau} \left(\frac{n+6}{3} \right) - 2 \end{aligned}$$

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله با استفاده از ساختار چندبرابرکننده ولتاژ، یک مبدل توان پالسی جدید تک‌قطبی معرفی گردید. مدل پیشنهادشده، قابلیت تثبیت ولتاژ در یک طبقه معین را دارد و همچنین سرعت افزایش ولتاژ خازن‌ها در طبقات بالاتر نسبت به مدارات مشابه از مقدار بیشتری برخوردار است.

سوگند نیکخواه مدرک کارشناسی خود را در سال ۱۳۹۰ از موسسه آموزش عالی هدف، و مدرک کارشناسی ارشد خود را در سال ۱۳۹۷ از دانشگاه علوم و فنون مازندران در رشته برق اخذ نمودند. علاقمندی ایشان در حوزه الکترونیک قدرت و منابع ولتاژ بالا می‌باشد.

محمد رضانزاد متولد ۱۳۶۲ می‌باشد. ایشان مدارک کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را به ترتیب در سال ۱۳۸۵ و ۱۳۸۸ از دانشگاه مازندران و مدرک دکتری خود را در سال ۱۳۹۲ در رشته مهندسی برق از دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل اخذ نمود. نامبرده از سال ۱۳۹۲ الی ۱۳۹۶ به عنوان هیأت علمی دانشگاه علوم و فنون مازندران و از سال ۱۳۹۶ تا کنون به عنوان هیأت علمی دانشگاه مازندران مشغول به فعالیت می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان در حوزه الکترونیک قدرت و شامل موضوعاتی نظیر منابع تغذیه پالسی ولتاژ بالا، مبدل‌های چندسطحی و منابع تغذیه سوییچینگ می‌باشد.

رضا خسروی در سال ۱۳۹۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه گیلان و در سال ۱۳۹۵ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه علوم و فنون مازندران دریافت نمود. از سال ۱۳۹۵ تا سال ۱۳۹۸ به عنوان مدرس دانشگاه مشغول به فعالیت بوده است. ایشان از سال ۱۳۹۸ الی ۱۴۰۰ به عنوان کارشناس تحقیق و توسعه در شرکت دانش بنیان اطلس دانش و پس از آن در شرکت توان قدرت مامطیر مشغول به کار گردید. در حال حاضر نیز در شرکت توان قدرت با سمت مدیر بخش تحقیق و توسعه مشغول به کار می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده شامل موضوعاتی مانند مبدل‌های الکترونیک قدرت، منابع تغذیه سوییچینگ، اینورترها و همچنین طراحی و ساخت تجهیزات الکترونیکی از قبیل دستگاه‌های اندازه‌گیری، مولد پالسی توان بالا و انواع درایور ال‌ای‌دی می‌باشد.

- [7] Y. Wu, K. Liu, J. Qiu, X. X. Liu, and H. Xiao, "Repetitive and high voltage marx generator using solid-state devices," *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 4, pp. 937-940, Aug. 2007.
- [8] T. Heeren, *et al.*, "Novel dual marx generator for micro plasma applications," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 33, no. 4, pp. 1205-1209, Aug. 2005.
- [9] D. Wang, J. Qiu, and K. Liu, "All-solid-state repetitive pulsed-power generator using IGBT and magnetic compression switches," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 38, no. 10, pp. 2633-2638, Oct. 2010.
- [10] H. Canacsinha, L. M. Redondo, and J. F. Silva, "New solid-state marx technology for bipolar repetitive high-voltage pulses," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 791-795, Rhodes, Greece, 15-19 Jun. 2008.
- [11] A. Alijani, J. Adabi, and M. Rezaejad, "A bipolar high-voltage pulsed-power supply based on capacitor-switch voltage multiplier," *IEEE Trans. on Plasma Sci.*, vol. 44, no. 11, pp. 1820-1824, Nov. 2016.
- [12] M. Rezaejad, A. Sheikholeslami, and J. Adabi, "High-voltage modular switched capacitor pulsed power generator," *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 42, no. 5, pp. 1373-1379, May 2014.
- [13] M. Ramezani, M. Rezaejad, and A. Sheikholeslami, "A new modular bipolar high-voltage pulse generator," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 1195-1203, Feb. 2017.
- [14] R. Khosravi and M. Rezaejad, "A new pulse generator with high voltage gain and reduced components," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2795-2802, Apr. 2019.