

اینورتر چندسطحی کلید-خازنی تک منبعه با قابلیت چند برابر کنندگی ولتاژ

محمد جواد رستمی^۱ جعفر ادبی^۲ محمد رضانژاد^۳

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- مازندران- ایران
mjrostami1992@gmail.com

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- مازندران- ایران
j.adabi@nit.ac.ir

۳- استادیار- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه مازندران- بابل- مازندران- ایران
m.rezanejad@umz.ac.ir

چکیده: این مقاله به ارائه یک ساختار جدید اینورتر چندسطحی کلیدخازنی تک منبع ولتاژ پایین، (بدون استفاده از ترانس و القاگری) ولتاژ AC نزدیک به سینوسی با دامنه بیشتر از ورودی تولید نماید، پرداخته است. روش کلیدزنی کنترل نزدیک ترین سطح برای کنترل مبدل در ساخت سطوح ولتاژ و برای انتخاب حالات کلیدزنی استفاده شده است. حالات کلیدزنی به نحوی انتخاب شده‌اند که مبدل پیشنهادی همواره دارای قابلیت خودمتعادل سازی ولتاژ برای خازن‌ها باشد. پایین بودن فرکانس کلیدزنی، کنترل ساده و تولید ولتاژ دوقطبی بدون نیاز به پل H از مزایای این ساختار هستند. از آنجا که خازن‌ها در ماژول‌های پیرو به اندازه ۳ برابر منبع ورودی شارژ می‌شوند، این ساختار در مقایسه با سایر ساختارها در رسیدن به سطح ولتاژ یکسان، به تعداد ادوات مداری کمتر نیاز خواهد داشت. هم چنین ماژولار بودن این ساختار، گسترش آن را برای رسیدن به سطوح ولتاژ بالاتر ممکن می‌کند. برای بررسی عملکرد این ساختار از نرم افزار MATLAB استفاده شده است. همچنین جهت صحت عملکرد ساختار ارائه شده تایید نمونه ۱۳ سطحی آن با کمک پردازنده AVR ATMEGA16 و تحت بارهای مختلف مورد آزمایش قرار گرفت. در نهایت پس از انجام محاسبات، بازده اینورتر پیشنهادی به اندازه ۹۲٫۷۲٪ بدست آمد.

واژه‌های کلیدی: اینورتر کلید-خازنی، مبدل ماژولار، مدولاسیون کنترل نزدیکترین سطح، خود متعادل سازی ولتاژ، چند برابر کنندگی ولتاژ.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.18.2.163

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۰۹/۰۶

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۸/۱۱

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر جعفر ادبی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - مازندران - بابل - خیابان شریعتی - دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل - دانشکده‌ی مهندسی برق

۱- مقدمه

شد. در ضمن باید به این نکته اشاره کرد که ساختارهای ارائه شده از پل H برای تغییر پلاریته در خروجی استفاده می‌کنند که این چهار کلید در پل H باید ولتاژ ماکزیمم در خروجی را تحمل کنند [۱۸]. در نتیجه استفاده از کلیدهایی با ولتاژ بالا برای ایستادگی در برابر ولتاژ ماکزیمم خروجی ممکن است کاربرد این ساختارها را در توان متوسط و بالا با محدودیت همراه کند. یک مبدل چندسطحی کلیدخازنی افزایشنده با یک منبع ورودی در [۱۹] آورده شده است. استرس ولتاژ قطعات در این ساختار کاهش داده شده است که منجر به کاهش تنش ولتاژ مجموع ساختار (TSV) گردیده است. این در حالی است که برای رسیدن به ولتاژ بالا باید از تعداد بیشتری کلیدهای نیمه‌هادی و خازن استفاده کرد که به تبع آن هزینه را افزایش خواهد داد. همچنین بعثت وجود دیود سری با کلید نیمه هادی امکان برگشت توان در این ساختار وجود ندارد [۲۰].

این مقاله به ارائه یک ساختار اینورتر چندسطحی کلیدخازنی جدید برای کاربردهایی با ولتاژ و توان متوسط می‌پردازد. خازن‌های به کار رفته در ساختار مدار پیشنهادی بدون هیچ مدار متعادل کننده ولتاژ خارجی و یا روش‌های پیچیده مدولاسیون در ولتاژهای مطلوب متعادل می‌شوند. افزایش ولتاژ و کاهش تعداد ادوات الکترونیک قدرت بدون استفاده از پل H جهت تغییر پلاریته، از برتری‌های این ساختار پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های سنتی می‌باشد. تغییر پلاریته به طور ذاتی در مدار، باعث کاهش چشمگیر تنش (استرس) ولتاژ ادوات نیمه‌هادی و تلفات کلیدزنی در اینورتر پیشنهادی می‌شود. سایر بخش‌های مقاله به صورت زیر طبقه‌بندی شده‌اند: بخش دوم به بررسی ساختار پیشنهادی، اصول عملکرد مدار، حالت‌های مختلف شارژ خازن‌ها و استراتژی مدولاسیون به صورت مفصل می‌پردازد. در بخش سوم مقایسه اینورتر پیشنهادی با سایر مبدل‌های ارائه شده در شاخص‌های مختلف عملکردی به همراه محاسبات تلفات و بازده را مورد مطالعه قرار گرفته است. به منظور اعتبارسنجی ساختار پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی و آزمون آزمایشگاهی نیز در بخش چهارم آورده شده است. در پایان کار پیشنهادات و نتیجه‌گیری ارائه شده است.

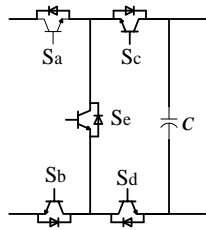
۲- اصول عملکرد

۲-۱- ساختار پیشنهادی

شکل (۱) ماژول کلید خازنی در [۲۱] و حالت‌های شارژ و دشارژ آن را نشان می‌دهد. این ماژول تک قطبی بوده و تنها قادر به تولید ولتاژ مثبت است و استرس ولتاژ تمام ادوات ماژول به اندازه V_{dc} است.

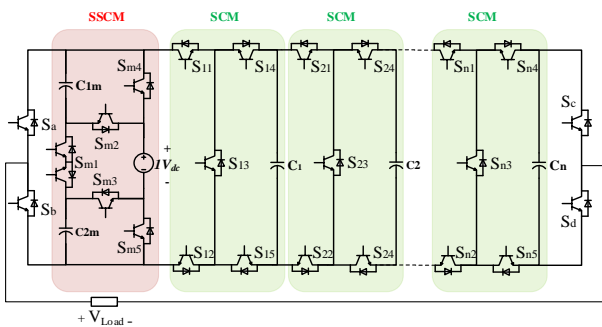
امروزه با توجه به افزایش هزینه‌های مربوط به سوخت‌های فسیلی و گرایش عمومی به کاهش انتشار گازهای گلخانه‌ای، اغلب واحدهای صنعتی به انرژی‌های نو و تجدید پذیر روی آورده‌اند. با توجه به پیشرفت چشمگیر در حوزه تجهیزات الکترونیک قدرت، انرژی خورشیدی و بادی از بین انرژی‌های نو طرفداران زیادی پیدا کرده‌اند. برای اتصال این منابع انرژی پاک به شبکه‌های توزیع انرژی و یا شبکه‌های محلی از انواع مختلف مبدل‌های توان الکتریکی از جمله اینورترها که وظیفه‌ی تبدیل توان DC به AC را برعهده دارند، استفاده می‌شود [۱]. در این بین، اینورترهای چندسطحی (MLI) که می‌توانند ولتاژی با کیفیت بالا ارائه دهند، مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱-۳]. مبدل‌های چندسطحی با تولید ولتاژ پلکانی و نزدیک به سینوسی، باعث کاهش قابل ملاحظه استرس ولتاژ (dv/dt) بر روی ادوات کلیدزنی، کاهش اعوجاج محتوای هارمونیک و در نتیجه آن کاهش اندازه فیلتر خروجی یا حتی حذف آن می‌گردند [۴-۸]. اینورترهای چندسطحی نقش مهمی در کاربردهای انرژی نو نظیر پیل سوختی [۹]، سلول‌های خورشیدی [۱۰]، خودروهای برقی [۱۱]، توربین‌های بادی و همچنین اتصال این منابع به شبکه سراسری برق ایفا می‌کنند [۱۲].

سه توپولوژی کلاسیک اینورترهای چندسطحی که شامل ساختار دیود کلمپ (NPC) [۱۳]، ساختار خازن شناور (FC) [۱۴] و ساختار پل H آبشاری (CHB) [۱۵] دارای نقطه ضعف‌هایی هستند. این ساختارها در مقایسه با ساختارهای اینورترهای دو سطحی دارای مزایایی مانند: تلفات هدایتی و کلیدزنی کمتر، بازدهی بیشتر، افزایش قابل توجه کیفیت توان، به علت کارکرد در ولتاژ بالاتر هستند. اما این ساختارها معایبی مانند پیچیدگی در کنترل را نیز دارند. در عین حال ساختار NPC و FC از مشکل عدم تعادل ولتاژ خازن‌ها رنج می‌برند و همچنین ساختار پل H آبشاری نیز به تعداد زیادی منبع تغذیه DC مجزا نیاز دارند [۱۶]. همچنین در این ساختارها، وقتی بخواهیم تعداد سطوح ولتاژ خروجی را برای کاهش محتوای هارمونیک کل (THD)، افزایش دهیم، تعداد قطعات نیمه‌هادی افزایش قابل توجهی پیدا می‌کنند. همین عوامل کاربرد این مبدل‌ها در سطوح ولتاژ بالا را محدود می‌کند [۶]. با این حال ساخت حداکثر تعداد سطوح ولتاژ خروجی با حداقل تعداد ادوات قطعات نیمه‌هادی، منابع تغذیه DC جداگانه به عنوان یک هدف برای علاقه مندان به فعالیت در این حوزه تبدیل شده است. ساختارهای اینورترهای چندسطحی کلیدخازنی ارائه شده در [۶، ۱۶] شامل اتصال مبدل DC-DC و پل H هستند. بخش DC-DC از اتصال سری سلول‌های کلیدخازنی تشکیل شده است. از مزایای ساختارهای ارائه شده در مقایسه با ساختارهای کلاسیک، می‌توان به تک منبعی بودن و همچنین چندبرابر کنندگی ولتاژ اشاره کرد [۱۷]. اما در این ساختارها تعداد کلیدها و خازن‌ها بالا است و همین عامل باعث افزایش هزینه، اندازه و در نتیجه پیچیدگی مدار خواهد

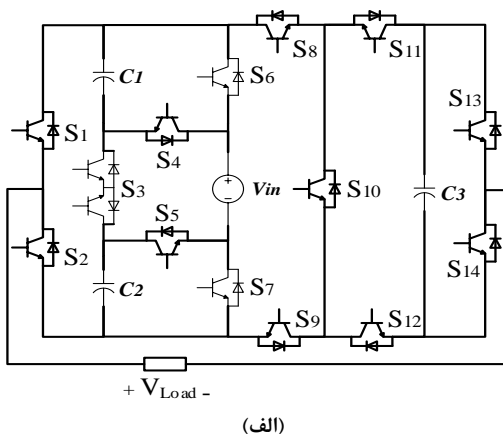


شکل (۴): ماژول پیشنهادی SCM

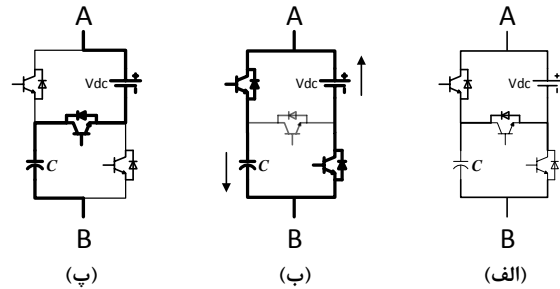
ماژول دیگری که تعریف شده تا با ماژول شروع کننده ادغام شود در شکل (۴) نشان داده شده است. این ماژول شامل یک خازن و ۵ نیمه هادی است. با در نظر گرفتن ماژول شکل (۲) به عنوان ماژول پایه یا شروع کننده و اتصال آن به زیرماژول‌هایی که در شکل (۴) مشخص است، ساختار گسترده مدار مطابق شکل (۵) بدست می‌آید. این ساختار گسترده دارای دو نوع ماژول است: یک ماژول شروع کننده و یک ماژول خازنی پیرو (Follower) که به وضوح مشخص است. در این ساختار نیازی به پل H و تبعات استرس ولتاژ آن نیست. در نتیجه کاهش ولتاژ معکوس (PIV⁻) ساختار این امکان را به کارکرد مبدل در توان‌های متوسط و بالا نیز می‌دهد. این ساختار شامل ۱۵ کلید قدرت، ۳ خازن و یک منبع DC ولتاژ است. خازن‌ها در ماژول‌های SSCM^f و SSCM^d به ترتیب به اندازه 1Vdc و 3Vdc شارژ می‌شوند. بنابراین تمام عناصر مدار مجبور به تحمل ولتاژ 1Vdc در ماژول SSCM^d و 3Vdc در ماژول SSCM^f خواهند بود. به علاوه، منبع ولتاژ ورودی نیز در ساخت سطوح ولتاژ خروجی و تامین جریان خروجی مشارکت می‌کند.



شکل (۵): ساختار گسترده اینورتر پیشنهادی SCMLI

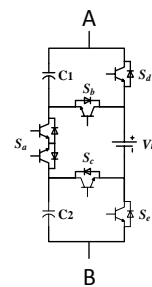


(الف)



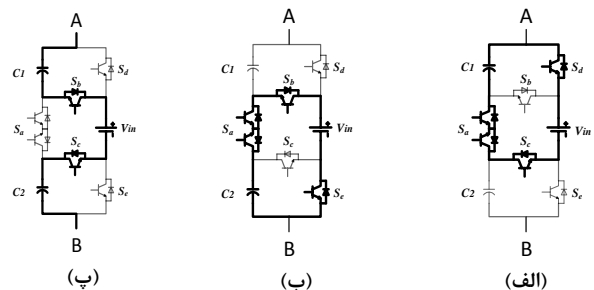
شکل (۱): (الف) ماژول ارائه شده در [۱۸] (ب) مسیر شارژ (پ) مسیر دشارژ

با اضافه کردن یک خازن به این ماژول ساختاری مانند شکل (۲) بدست می‌آید که شامل ۲ خازن، ۱ منبع ولتاژ DC و ۶ کلید قدرت است. البته ذکر این نکته ضروری است که کلید Sa دو جهته است و باید هم ولتاژ مثبت و هم ولتاژ منفی را تحمل کند. این ماژول قادر به ساخت سطوح صفر، +1Vdc، +2Vdc، +3Vdc و به صورت تک قطبی می‌باشد. منبع ورودی می‌تواند باتری، پیل سوختی یا سلول‌های خورشیدی باشند. این ماژول نقش ماژول شروع کننده (Starter) یا ماژول منبع را ایفا می‌کند که در ادامه توضیح داده خواهد شد.



شکل (۲): ماژول SSCM پیشنهادی

شکل (۳-الف) مسیر شارژ خازن C1 به صورت موازی با منبع و از طریق کلیدهای Sa, Sd, Sc را نشان می‌دهد. و همچنین به همین ترتیب با روشن شدن کلیدهای Sa, Sb, Se خازن C2 موازی با منبع قرار گرفته و شارژ می‌شود (شکل ۳-ب). شکل (۳-پ) نیز مسیر دشارژ خازن‌ها به صورت سری با منبع را نشان می‌دهد.



شکل (۳): (الف) شارژ خازن C1 (ب) شارژ خازن C2 (پ) دشارژ خازن‌ها

۲-۳- ساخت سطوح ولتاژ خروجی

الگوی کلیدزنی و هم چنین حالت شارژ و دشارژ خازن‌ها در جدول (۱) آورده شده است. حالت های شارژ، دشارژ و بدون تغییر هر یک از خازن ها به ترتیب با "▲"، "▼" و "-" نشان داده شده‌اند. فرآیند ساخت هر یک از سطوح ولتاژ به صورت زیر است:

- سطح $+6V_{dc}$: مسیر جریان برای ساخت این سطح ولتاژ مطابق شکل (۷-الف) است. در این حالت خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 به همراه منبع، در خروجی دشارژ می‌شوند.

- سطح $+5V_{dc}$: برای ساخت این سطح ۲ حالت کلیدزنی وجود دارد. یا بار از طریق خازن‌های C_1 ، C_3 به همراه منبع تامین شود؛ که در این حالت به طور همزمان می‌توان خازن C_2 را شارژ نمود و یا از طریق خازن‌های C_2 ، C_3 و منبع، انرژی مورد نیاز بار فراهم شود. همچنین، به طور همزمان می‌توان خازن C_1 را به صورت مشابه حالت قبل شارژ کرد (شکل ۷-ب).

- سطح $+4V_{dc}$: برای ساخت این سطح که در شکل (۷-ب) هم مشخص است از منبع و خازن C_3 کمک گرفته می‌شود.

- سطح $+3V_{dc}$: برای این سطح، خازن‌های C_1 و C_2 به همراه منبع به کار گرفته می‌شوند (شکل ۷-ت). با ساخت این سطح خازن C_3 نیز توسط دو خازن C_1 و C_2 و منبع شارژ می‌شود.

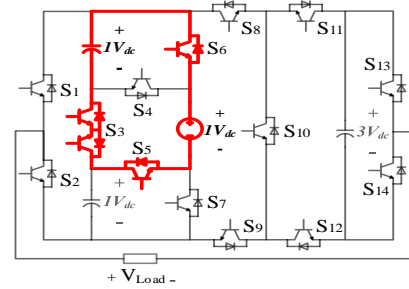
- سطح $+2V_{dc}$: برای ساخت این سطح نیز دو حالت کلیدزنی یا به عبارت بهتر دو انتخاب داریم. اول اینکه خازن C_1 به همراه منبع در خروجی دشارژ شود و همزمان خازن C_2 شارژ شود. دوم این که خازن C_2 به همراه منبع بار خروجی را تامین کند و همزمان خازن C_1 شارژ شود (شکل ۷-ث).

- سطح $+1V_{dc}$: برای ساخت این سطح ولتاژ و استراحت به خازن‌ها، از منبع ولتاژ به تنهایی استفاده می‌گردد (شکل ۷-ج).

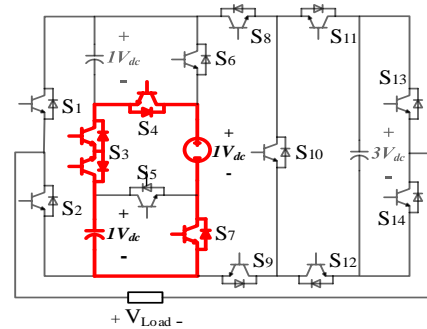
- سطح صفر: برای ساخت سطح صفر نیز دو حالت وجود دارد. همچنین می‌توان خازن C_3 را از طریق خازن‌های C_1 و C_2 و منبع DC شارژ کرد که در شکل (۷-چ) نیز مشخص است. ساخت سطوح منفی مشابه ساخت سطوح مثبت ولتاژ است.

جدول (۱): حالت های کلیدزنی ساختار پیشنهادی در شکل (۶)

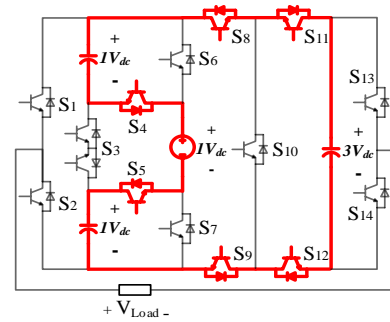
حالت	کلیدهای فعال	ولتاژ خروجی		
		C3	C2	C1
1	S ₁ ,S ₄ ,S ₅ ,S ₉ ,S ₁₀ ,S ₁₁ ,S ₁₄	▼	▼	▼
2	S ₁ ,S ₃ ,S ₄ ,S ₇ ,S ₉ ,S ₁₀ ,S ₁₁ ,S ₁₄	▼	▲	▼
3	S ₁ ,S ₃ ,S ₅ ,S ₆ ,S ₉ ,S ₁₀ ,S ₁₁ ,S ₁₄	▼	▼	▲
4	S ₁ ,S ₆ ,S ₇ ,S ₉ ,S ₁₀ ,S ₁₁ ,S ₁₄	▼	-	-
5	S ₁ ,S ₄ ,S ₅ ,S ₈ ,S ₉ ,S ₁₁ ,S ₁₂ ,S ₁₄	▲	▼	▼
6	S ₁ ,S ₃ ,S ₄ ,S ₇ ,S ₉ ,S ₁₂ ,S ₁₄	-	▲	▼
7	S ₁ ,S ₃ ,S ₅ ,S ₆ ,S ₉ ,S ₁₂ ,S ₁₄	-	▼	▲
8	S ₁ ,S ₆ ,S ₇ ,S ₉ ,S ₁₂	-	-	-



(ب)



(ب)



(ت)

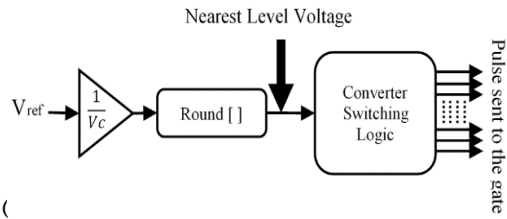
شکل (۶): (الف) نمونه ۱۳ سطحی اینورتر چند سطحی پیشنهادی و مسیر شارژ خازن های C_1 (ب) C_2 (پ) و C_3 (ت)

۲-۲- فرآیند شارژ خازن ها

برای دستیابی به سطوح پله‌ای ولتاژ خروجی با ترکیبی از پیش تعیین شده از خازن‌ها و منبع DC، باید شرایط زیر برقرار باشند [۲۲]:

- خازن ها به اندازه مورد نیاز شارژ شوند.
- ولتاژ خازن‌ها و کلیدها از مقادیر نامی بالاتر نرود.
- در حین دشارژ افت ولتاژ خازن‌ها از مقدار مجاز بیشتر نشود.

همانطور که در شکل (۶) مشخص است، خازن‌های C_1 و C_2 مستقیماً توسط منبع ورودی و به اندازه $1V_{dc}$ شارژ می‌شوند. خازن C_3 نیز از طریق ترکیبی از اتصال سری منبع ورودی و خازن‌های C_1 و C_2 و به اندازه $3V_{dc}$ شارژ می‌شوند (شکل ۶-ت).



شکل (۸): روش کنترلی NLC برای ساختار ۱۳ سطحی
پیشنهادی (الف) شماتیک کنترل NLC (ب) شماتیک منطق

▲	▼	▼	0	S ₁ ,S ₄ ,S ₅ ,S ₈ ,S ₉ ,S ₁₁ ,S ₁₂ ,S ₁₃	9
-	-	-	-1Vdc	S ₂ ,S ₆ ,S ₇ ,S ₈ ,S ₁₁ ,S ₁₃	10
-	▼	▲	-2Vdc	S ₂ ,S ₃ ,S ₅ ,S ₆ ,S ₈ ,S ₁₁ ,S ₁₃	11
-	▲	▼	-2Vdc	S ₂ ,S ₃ ,S ₄ ,S ₇ ,S ₈ ,S ₁₁ ,S ₁₃	12
▲	▼	▼	-3Vdc	S ₂ ,S ₄ ,S ₅ ,S ₈ ,S ₉ ,S ₁₁ ,S ₁₂ ,S ₁₃	13
▼	-	-	-4Vdc	S ₂ ,S ₆ ,S ₇ ,S ₈ ,S ₁₀ ,S ₁₂ ,S ₁₃	14
-	-	▲	-5Vdc	S ₂ ,S ₃ ,S ₅ ,S ₆ ,S ₈ ,S ₁₀ ,S ₁₂ ,S ₁₃	15
▼	▲	▼	-5Vdc	S ₂ ,S ₃ ,S ₄ ,S ₈ ,S ₁₀ ,S ₁₂ ,S ₁₃	16
▼	▼	▼	-6Vdc	S ₂ ,S ₄ ,S ₅ ,S ₈ ,S ₁₀ ,S ₁₂ ,S ₁₃	17

۲-۵- محاسبات خازن و تعیین ظرفیت خازنی

در یک مبدل کلید-خازنی، در اثر شارژ و دشارژ خازن‌ها، نوسانات (ripple) ولتاژ خازن باید در یک محدوده قابل قبول باشد. میزان این نوسان ولتاژ خازن با مقدار ظرفیت خازنی آن، مدت زمان دشارژ و مقدار بار مرتبط است. هر چه ریبیل کمتر باشد، تلفات توان کمتر و بازده خازن بالاتر خواهد بود [۲۴،۲۱]. حداکثر میزان دشارژ برای هر خازن از طریق رابطه (۱) بدست می آید:

$$\Delta Q = \int_{t_s}^{t_f} I_{Load} \sin(2\pi f_{ref} t) dt \quad (1)$$

$$t_k = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{k.V_{in}}{A_{ref}}\right)}{\omega} ; k=0,1,2,\dots \quad (2)$$

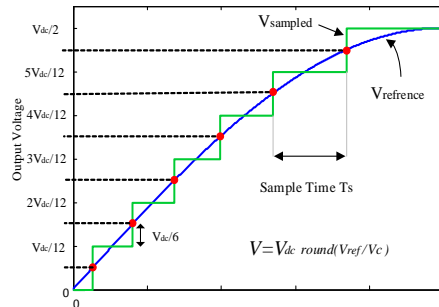
[بازه t_s , t_f فرکانس جریان خروجی می باشد. در رابطه (۱)، f_{ref} زمانی است که هر خازن در طول آن بیشترین دشارژ ممکن را دارد و حداکثر مقدار جریان بار می باشد. در محاسبات خازن، بیشترین I_{Load} زمان دشارژ خازن فرض می شود [۲۵]. فواصل زمانی نیز از رابطه (۲) می باشد. با توجه به $\omega=2\pi f_{ref}$ بدست می آیند. لازم به ذکر است که درصد افت ولتاژ k محاسبه متغیرهای اشاره شده و با در نظر گرفتن مجاز، ظرفیت خازنی از رابطه (۳) بدست می آید.

$$C_{eq} \geq \frac{\Delta Q_c}{K.V_{in}} \quad (3)$$

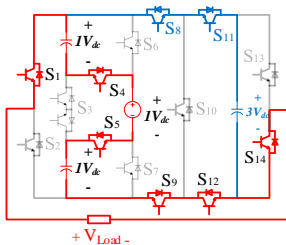
۲-۴- استراتژی مدولاسیون

مطابق شکل (۸-الف) روش کنترل نزدیکترین سطح ولتاژ (NLC) برای تولید شکل موج نزدیک به سینوسی استفاده شده است، جایی که فرکانس ۵۰ هرتز به عنوان فرکانس مرجع در نظر گرفته شده است. زوایای کلیدزنی $t_i (i=0,1,2,\dots,n)$ بر طبق این روش که به روش تقریب زدن نیز مشهور است، انتخاب شده‌اند. این روش نزدیکترین سطح ولتاژ را در شکل موج چندسطحی پله‌ای نمونه برداری شده برای دنبال کردن شکل موج مرجع استفاده می کند [۲۳].

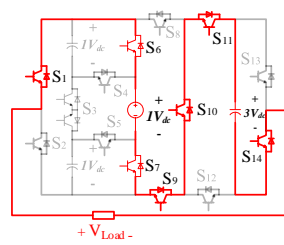
با استفاده از این روش زمان‌های هر سطح ولتاژ برای تولید ولتاژ خروجی تخمین زده می‌شود. سپس با استفاده از حالت‌های کلیدزنی موجود در جداول ذکر شده و بر اساس حالت‌های شارژ و دشارژ، حالت‌های مناسب برای تولید ولتاژ پله‌ای خروجی انتخاب می‌شوند (شکل ۸-ب).



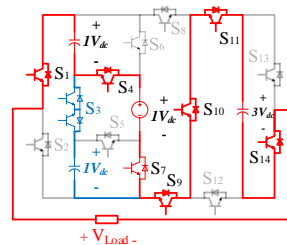
(الف)



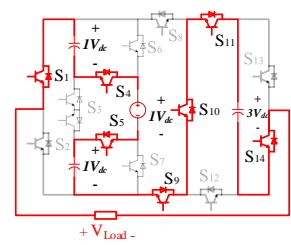
(ت)



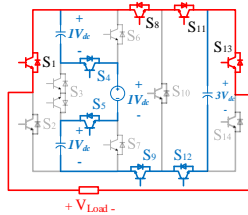
(پ)



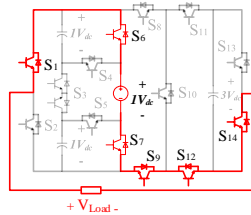
(ب)



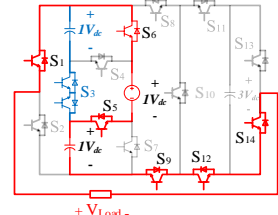
(الف)



(ج)



(چ)



(ث)

شکل (۷): مسیر های مختلف ساخت سطوح ولتاژ خروجی (الف) 6Vdc (ب) 5Vdc (پ) 4Vdc (ت) 3Vdc (ث) 2Vdc (ج) 1Vdc (چ) سطح صفر

$$P_s = \sum_{j=1}^{N_{switch}} (P_{s_j, on} + P_{s_j, off}) \quad (۶)$$

۲-۶-۲- تلفات هدایتی

تلفات هدایتی برای کلیدها و دیودها از رابطه (۷) بدست می‌آید:

$$P_{con-L} = (k_1 \cdot V_{on}^{sw} + k_2 \cdot V_{on}^D) \cdot i_{av-L} + (k_1 \cdot R_{on}^{sw} + k_2 \cdot R_{on}^D) \cdot i_{rms-L}^2 \quad (۷)$$

که V_{on}^{sw} و V_{on}^D به ترتیب ولتاژ حالت روشن کلید و ولتاژ حالت روشن دیود هستند و R_{on}^{sw} و R_{on}^D مقاومت دیود و کلید در حالت روشن آن است [۲۵، ۲۲]. مقاومت عناصر پارازیتی در هر سطح ولتاژ در جدول (۲) آورده شده است. I_{avg} و I_{rms} که مقدار موثر جریان نیمه‌هادی و جریان متوسط آن هستند و از رابطه (۸) بدست می‌آیند. K_1 و K_2 نیز به ترتیب تعداد کلیدها و دیودها هستند.

جدول (۲): مقاومت های پارازیتی معادل برای هر سطح

مقاومت پارازیتی معادل	ولتاژ خروجی
$6R_{on}^{sw} + 1R_{on}^D$	0
$3R_{on}^{sw} + 3R_{on}^D$	$\pm 1V_{in}$
$4R_{on}^{sw} + 3R_{on}^D$	$\pm 2V_{in}$
$6R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$	$\pm 3V_{in}$
$5R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$	$\pm 4V_{in}$
$6R_{on}^{sw} + 2R_{on}^D$	$\pm 5V_{in}$
$7R_{on}^{sw}$	$\pm 6V_{in}$

$$i_{av}(nV_{dc}) = \frac{2}{\pi} \int_{t_a}^{t_b} [I_m \cdot \sin t \cdot dt], \quad (۸)$$

$$i_{rms}(nV_{dc}) = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{t_a}^{t_b} (I_m \cdot \sin t)^2 dt}$$

در پایان تلفات هدایتی کل اینورتر ۱۳ سطحی از رابطه ۹ بدست می‌آید:

$$P_{con}^{total} = P_{con}^{(1V_{dc})} + \dots + P_{con}^{(6V_{dc})} + \dots + P_{con}^{(1V_{dc})} + P_{con}^{(-1V_{dc})} + \dots + P_{con}^{(-6V_{dc})} + \dots + P_{con}^{(-1V_{dc})} \quad (۹)$$

۲-۶-۳- تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن

در یک مبدل کلید-خازنی، اختلاف سطح ولتاژ بین منبع ورودی (V_{in}) و خازن (V_c) در فاصله زمانی شارژ شدن منجر به تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن (PR) خواهد شد. ریپل ولتاژ خازن از رابطه ۱۰ بدست می‌آید [۱۹].

۲-۶-۲- تحلیل تلفات توان در مبدل پیشنهادی

تلفات توان در مبدل ۱۳ سطحی پیشنهادی به صورت تئوری محاسبه شده است. معمولاً تلفات توان در مبدل های کلید-خازنی به سه دسته طبقه بندی می شوند: تلفات کلیدزنی، تلفات هدایتی و تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن [۲۶، ۲۰].

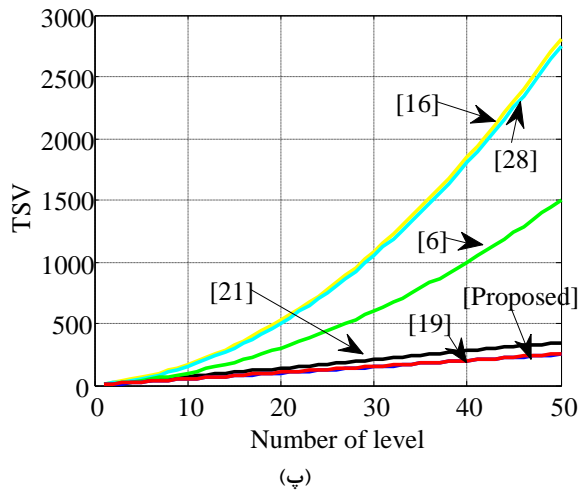
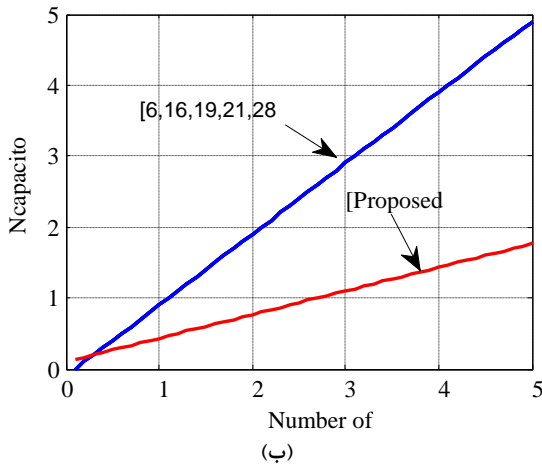
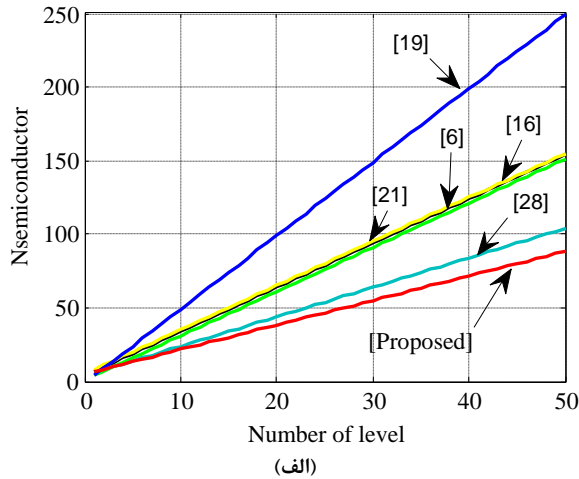
۲-۶-۱- تلفات کلیدزنی

تلفات کلیدزنی به علت تاخیر در زمان روشن و خاموش شدن کلیدها از مهم ترین دغدغه‌ها در تلفات توان می‌باشد. این نوع از تلفات به صورت ذاتی در نیمه هادی‌ها وجود دارد. وقتی کلید نیمه‌هادی روشن می‌شود، ولتاژ گیت آمیتر به ولتاژ آستانه می‌رسد. جریان کلکتور افزایش می‌یابد و ولتاژ کلکتور آمیتر یک مسیر رو به پایین تا رسیدن به ولتاژ حالت روشنی کلید که بیانگر پایان سیکل روشن شدن کلید است را دنبال می‌کند. به طور مشابه و به صورت مخالف این حالت در سیکل خاموشی و در پایان آن ولتاژ گیت آمیتر به ولتاژ اشباع می‌رسد. جریان کلکتور و ولتاژ آمیتر افزایش می‌یابد و در پایان فرآیند خاموش شدن پایان می‌پذیرد [۲۷]. تلفات روشن و خاموش شدن کلیدها از روابط (۴) و (۵) بدست می‌آیند. در روابط (۴) و (۵) $I_{on-state}$ و $V_{off-state}$ (وقتی که کلید به طور کامل روشن شد) به ترتیب ولتاژ خاموشی و جریان کلید هستند. تلفات کلیدزنی که مجموع تلفات روشنی و خاموشی کلید هستند از رابطه (۶) بدست می‌آید.

$$P_{s, on} = f_s \int_0^{t_{on}} V_{off-state}(t) \cdot i_s(t) dt = f_s \int_0^{t_{on}} \left(\frac{I_{on-state}}{t_{on}} t \right) \left(\frac{-V_{off-state}}{t_{off}} (t - t_{on}) \right) dt \quad (۴)$$

$$= \frac{1}{6} f_s V_{off-state} I_{on-state} t_{on}$$

$$P_{s, off} = f_s \int_0^{t_{off}} V_{off-state}(t) \cdot i_s(t) dt = f_s \int_0^{t_{off}} \left(\frac{V_{off-state}}{t_{off}} t \right) \left(\frac{-I_{on-state}}{t_{off}} (t - t_{off}) \right) dt = \frac{1}{6} f_s V_{off-state} I_{on-state} t_{off} \quad (۵)$$



شکل (۹): نتایج مقایسه ساختار پیشنهادی به ازای تولید $(2n+1)$ سطح در ولتاژ خروجی برای: (الف) تعداد ادوات نیمه هادی، (ب) تعداد خازن و (پ) تنش ولتاژ مجموع مدار

جدول (۳): مقایسه ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها به ازای $(2n+1)$ سطح ولتاژ خروجی

مشخصات	[۲۱]	[۱۶]	[۲۸]	[۶]	[۱۹]	ساختار پیشنهادی
$N_{\text{Capacitors}}$	$n-1$	$n-1$	$n-1$	$n-1$	$n-1$	$\frac{n}{3} + 1$
N_{Switch}	$3n+4$	$n+5$	$2n+4$	$3n+1$	$5n-1$	$\frac{5}{3}n + 5$
$N_{\text{Driver Circuits}}$	$3n+4$	$n+5$	$2n+4$	$3n+1$	$5n-1$	$\frac{5}{3}n + 4$
N_{Diode}	0	$2n-2$	$2n-2$	0	0	0

$$\Delta V_{\text{ripple},C} = \frac{1}{C} \int_{t_c}^{t_d} i_c(t) dt \quad (10)$$

که $i_c(t)$ و فاصله زمانی $[t_c, t_d]$ به ترتیب جریان و زمان دشارژ خازن هستند. بنابراین تلفات ناشی از ریپل ولتاژ خازن از رابطه (۱۱) محاسبه می‌شود. همچنین، مجموع تلفات و بازده ساختار اینورتر ۱۳ سطحی پیشنهادی نیز از رابطه (۱۲) بدست می‌آید. P_{in} و P_{out} به ترتیب توان ورودی و توان خروجی هستند.

$$P_R = \frac{f_{\text{ref}}}{2} (C_i \cdot \Delta V_{\text{ripple},C}^2) \quad (11)$$

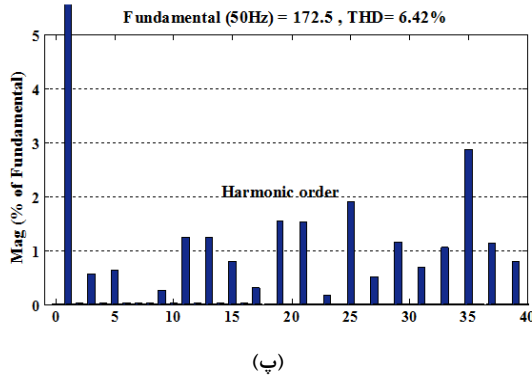
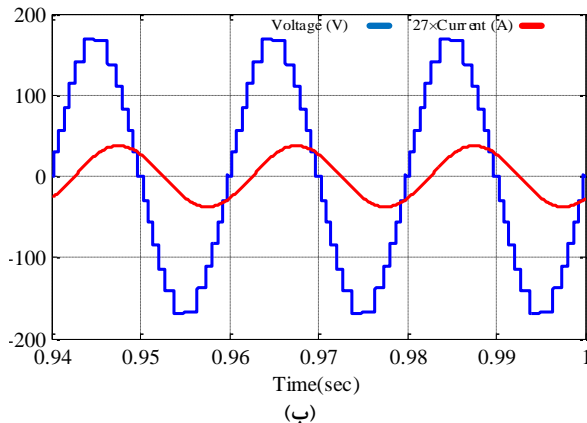
$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{Loss}}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_S + P_C + P_R} \quad (12)$$

۳- مطالعه مقایسه‌ای

مطالعه مقایسه‌ای بین ساختار پیشنهادی و چند مقاله منتشر شده اخیر در مورد ساختارهای تک منبع در جدول (۳) انجام شده است. این مقایسه براساس: تعداد خازن‌ها، ادوات نیمه هادی (دیودها و کلیدهای فعال)، مدارهای راه‌انداز، ولتاژ معکوس (PIV) و تنش ولتاژ مجموع مدار (TSV) به ازای تولید $(2n+1)$ سطح ولتاژ در خروجی انجام شده است. همانطور که در جدول (۳) مشاهده می‌شود، ساختار پیشنهادی برای تولید سطح خروجی مشابه به تعداد خازن کمتری (تقریباً یک سوم) نیاز دارد. مدارهای معرفی شده در [۶]، [۱۶]، [۲۱] و [۲۸] شامل دو بخش برای تولید سطوح ولتاژ و قطبیت هستند. در نتیجه، آنها برای کاربردهای با ولتاژ ورودی بالا مناسب نیستند. در حالی که، [۱۹] و مدار ارائه شده می‌توانند قطبیت ولتاژ بار را بدون نیاز به مدار کمکی تغییر دهند.

بدیهی است که ولتاژ معکوس و در [۱۹] پایین‌ترین در بین این ساختارهاست؛ در حالی که، بیشترین قطعات نیمه‌هادی را به کار می‌برد. این نکته قابل ذکر است که دیود موجود در [۱۶] و [۱۹] باعث محدودیت در توان ورودی می‌شود و همچنین قابلیت بازگشت توان را از ساختار می‌گیرد. به منظور درک بهتر برتری نسبی ساختار پیشنهادی، مقایسه گرافیکی تعداد نیمه هادی‌ها به کار گرفته شده، خازنها و تنش ولتاژ مجموع مدار برای تعداد مختلف سطح در شکل (۹) آورده شده است.

no	no	n	n	n	n	H-bridge voltage stress($\times V_{in}$)
3	1	n	n	n	n	PIV($\times V_{in}$)
$5n + 2$	$5n - 1$	$\frac{n^2}{2} + 5n$	$n^2 + 5n + 1$	$n^2 + 6n + 4$	$7n - 3$	TSV($\times V_{in}$)



شکل (۱۰): نتایج شبیه سازی (الف) بار اهمی ($Z_L=90\Omega$) (ب) بار اهمی-القایی ($Z_L=90\Omega+318mH$) (پ) THD ولتاژ خروجی

برای بررسی رفتار در حالت گذرا، مدل پیشنهادی تحت تغییر بار آنی نیز شبیه سازی شده است. برای این منظور سناریوی زیر با تغییر ناگهانی بین Z_{L1} و Z_{L2} ، پیاده سازی شد.

$$Z_{L1}=90\Omega+318mH, Z_{L2}=(Z_{L1} \parallel 90\Omega)$$

شکل (۱۱-الف) تغییرات ولتاژ خروجی در هنگام تغییر ناگهانی بار را نشان می دهد. همانطور که در شکل (۱۱-ب)، پ و ت مشخص است تحت تغییر آنی بار خازن ها ولتاژ مرجع را دنبال می کنند که این حاکی از عملکرد صحیح مدار است. ولتاژ خازن های C_1 و C_2 بین ۲۷،۶ تا ۲۸،۸ نوسان می کنند. همچنین ولتاژ خازن C_3 بین ۸۳،۵ تا ۸۵،۱ تغییر می کند. ولتاژ خازن ها در طیف قابل قبولی نوسان می کند. بنابراین مدل پیشنهادی به الگوریتم پیچیده یا مدار کنترلی خارجی جهت بالانس ولتاژ خازن ها نیازی ندارد.

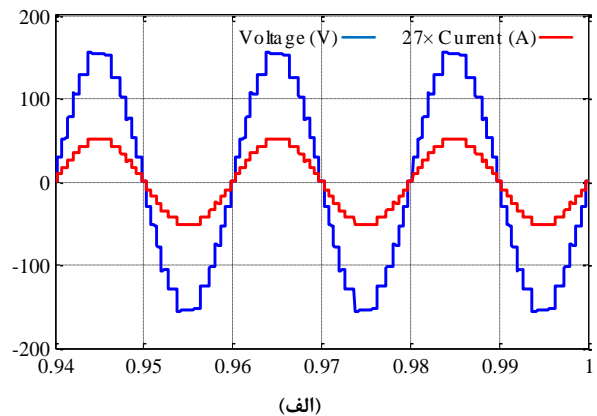
۴- نتایج شبیه سازی و آزمون آزمایشگاهی

۴-۱- نتایج شبیه سازی

در ادامه جهت تایید عملکرد مدل پیشنهادی برای اینورتر ۱۳ سطحی، شبیه سازی در محیط نرم افزار MATLAB، مطابق پارامترهای جدول (۴) انجام شده است. لازم به ذکر است که به خاطر استفاده از خازن های با ولتاژ پایین ابعاد خازن ها به صورت قابل توجهی کوچک هستند ($2 \times 3 \times 5$ سانتی متر). شکل (۱۰-الف) و (۱۰-ب) شکل موج ولتاژ و جریان خروجی را تحت بارهای اهمی و اهمی-سلفی نشان می دهند. در بارهای القایی با توجه قابلیت فیلتر هارمونیک القاگر، شکل موج جریان خروجی صاف تر و نرم تر است. شکل (۱۰-پ)، محتوای هارمونیک شکل موج ولتاژ خروجی را نمایش می دهد. اعوجاج کل هارمونیک (THD) برابر ۶،۴۲ درصد است.

جدول (۴): پارامترهای مبدل ۱۳ سطحی پیشنهادی در شبیه سازی

مقدار	مشخصه
30 v	منبع DC ورودی (V_{in})
6	نرخ افزایش ولتاژ نسبت به ورودی (n)
50 HZ	فرکانس خروجی (f_0)
$C_1=C_2=6800\mu f$, $C_3=2200\mu f$	ظرفیت خازنی (C)
$90\Omega, 318 mH$	بار خروجی (Z_L)



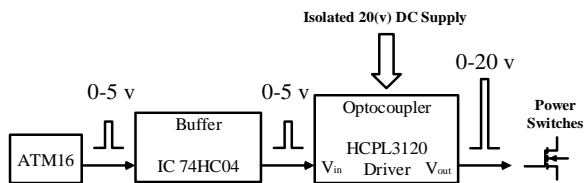
۲-۴- نتایج آزمون آزمایشگاهی

برای ارزیابی عملکرد ساختار ۱۳ سطحی پیشنهادی، این مبدل در آزمایشگاه الکترونیک قدرت، مطابق مشخصات فنی نمونه اولیه در جدول (۵)، تحت آزمون عملی قرار گرفت.

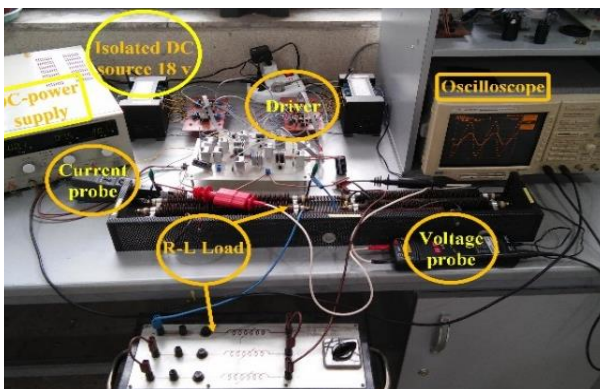
جدول (۵): مشخصه های مبدل پیشنهادی

مقدار	مشخصه
30 v	منبع DC ورودی (V_{in})
50 HZ	فرکانس خروجی (f_o)
$C_1=C_2=6800\mu f$, $C_3=2200\mu f$	ظرفیت خازنی (C)
90Ω , 318 mH	بار خروجی (Z_L)
IRFP460	کلید نیمه هادی ماسفت
HCPL-3120	راه انداز اپتوکوپلر
AVR ATMEGA16A	پردازنده کنترل

وظیفه ساخت پالس های آتش برای کلیدها توسط پردازنده AVR Atmega16 انجام شد. فرآیند کلیدزنی توسط نرم افزار BASCOM نوشته شد و بر روی میکروکنترلر بارگزاری شد. در حقیقت برای ساخت پالس های آتش برای تمام کلیدها، از روندی مطابق شکل (۱۲-الف)، استفاده شده است و پالسهای خروجی میکروکنترلر بوسیله بافرها تقویت شده است. اپتوکوپلر HCPL3120 نقش ایزوله کننده بخش قدرت و کنترل مدار را به عهده دارد. سرانجام پالسهای خروجی از HCPL به پایه های گیت امیتر کلیدها اعمال می شوند. نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی در شکل (۱۲-ب) نشان داده شده است.

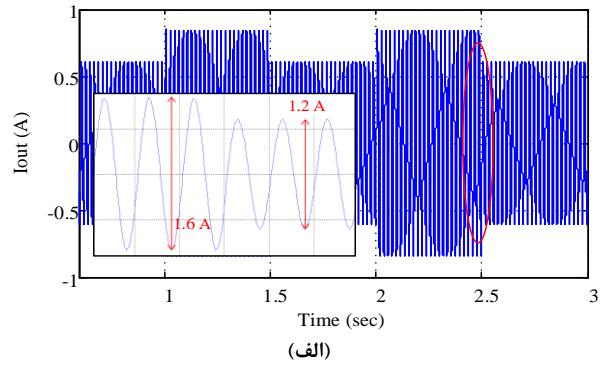


(الف)

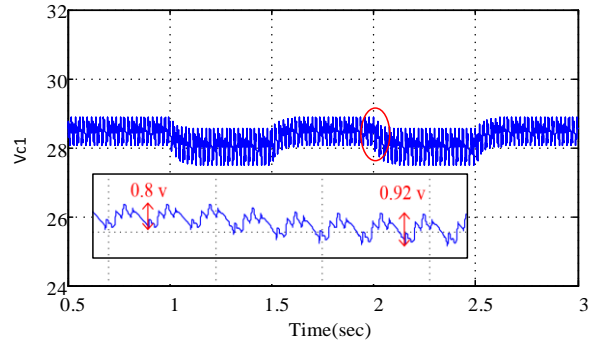


(ب)

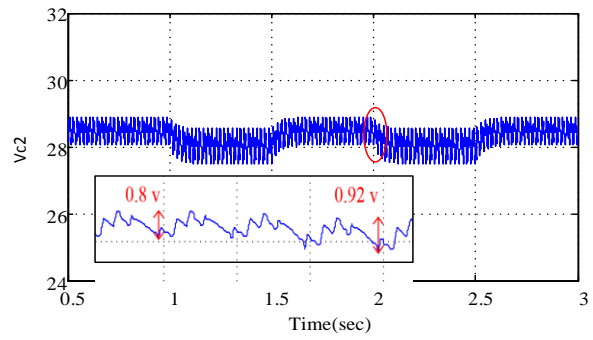
شکل (۱۲): (الف) شماتیک راه اندازی ماسفت ها (ب) تجهیزات و نمونه مبدل پیاده سازی شده



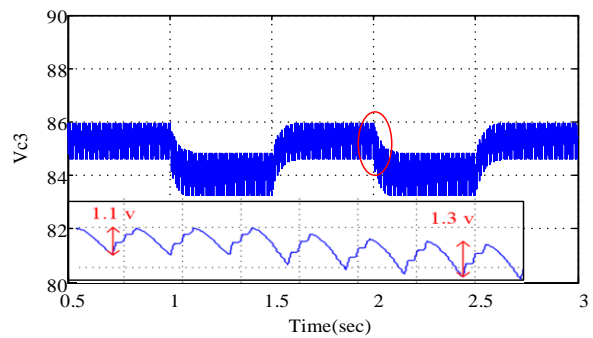
(الف)



(ب)



(پ)



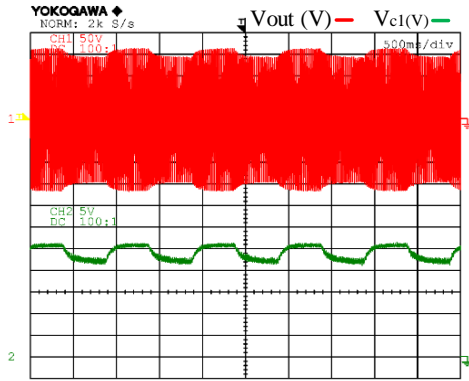
(ت)

شکل (۱۱): نتایج شبیه سازی (الف) جریان خروجی (ب) ولتاژ

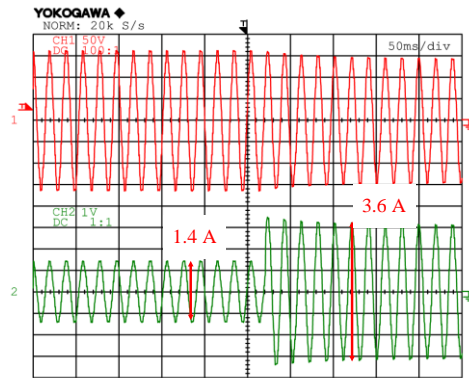
خازن C_1 (پ) ولتاژ خازن C_2 و (ت) ولتاژ خازن C_3 تحت تغییر

آنی بار

مختلف (اهمی، اهمی-سلفی) و همچنین تغییر آنی بار را تایید می‌کند. تحلیل نتایج آزمایشگاهی، مبدل پیشنهادی را به عنوان یک مبدل چندسطحی که برای کارکرد در زمینه انرژی‌های نو مناسب است، تایید می‌کند. بدین ترتیب، بازدهی محاسبه شده مدار برابر ۹۲٫۷۲٪ برای توان خروجی ۱۸۰ وات بدست آمده است.



(الف)

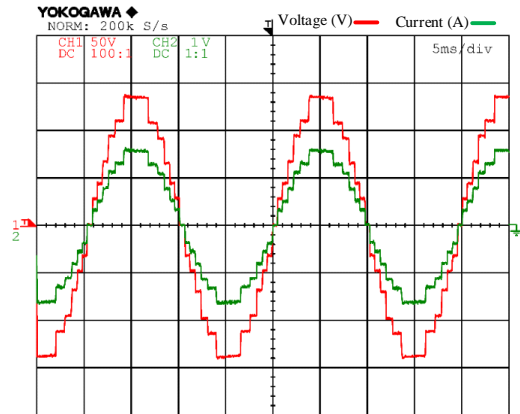


(ب)

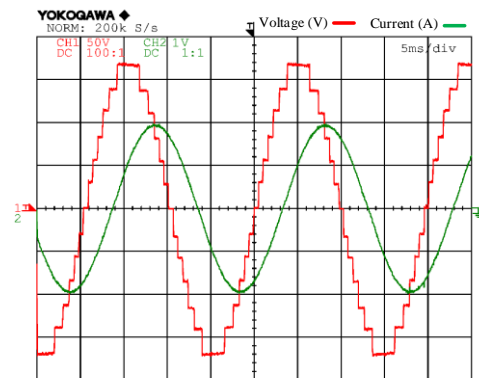
شکل (۱۴): نتایج آزمایشگاهی تغییر آنی بار روی: (الف) ولتاژ خازن C_1 (ب) ولتاژ و جریان خروجی

۵- نتیجه‌گیری

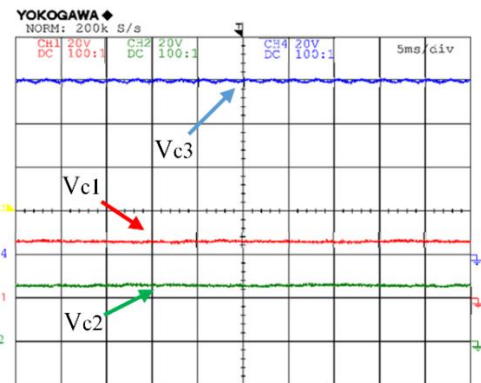
در این مقاله یک اینورتر ۱۳ سطحی کلیدخازنی برای کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر و پایدار ارائه شده است. قابلیت چندبرابر کنندگی ولتاژ بدون نیاز به هیچ القاگر و ترانسی و همچنین عدم نیاز به پل H برای ساخت سطوح منفی از مهمترین مزیت‌های ساختار پیشنهادی است. این ساختار به هیچ مدار خارجی یا روش‌های کنترلی پیچیده برای بالانس ولتاژ خازن‌ها نیاز ندارد. مطالعه مقایسه‌ای با سایر ساختارها نشان دهنده مقدار کمتری از تنش ولتاژ مجموع ساختار نسبت به تعداد کلید در مقایسه با سایر ساختارها است. استراتژی مدولاسیون، محاسبه ظرفیت خازنی و همچنین محاسبات تلفات نیز مورد مطالعه قرار گرفته است. محتوای هارمونیک کل ولتاژ خروجی برای ساختار پیشنهادی ۶٫۴۲٪ بدست آمده است. در پایان عملکرد ساختار ۱۳ سطحی پیشنهادی تحت بارهای مختلف و



(الف)



(ب)



(پ)

شکل (۱۳): شکل موج های تست آزمایشگاهی برای (الف) ولتاژ و جریان بار اهمی ($Z_L=90\Omega$) (ب) ولتاژ و جریان بار اهمی-سلفی ($Z_L=90\Omega+318mH$) (پ) ولتاژ خازن های مدار

ولتاژ و جریان خروجی تحت بارهای اهمی و اهمی-سلفی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. ولتاژ خازن‌ها نیز در شکل (۱۳-پ) آورده شده‌اند. لازم به ذکر است که ولتاژ معکوس روی کلیدها در مازول SSCM برابر $1V_{dc}$ و برای مازول SCM برابر $3V_{dc}$ است.

مبدل پیشنهادی تحت تغییر بار آنی قرار گرفت که نتایج آن در شکل (۱۴) قابل مشاهده است. نتایج آزمون آزمایشگاهی مبدل ۱۳ سطحی پیاده‌سازی شده قابلیت متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها تحت بارها با شرایط

transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, 2010.

- [14] J. Huang and K. A. Corzine, "Extended operation of flying capacitor multilevel inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 140-147, 2006.
- [15] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Perez, "A survey on cascaded multilevel inverters," IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, 2010.
- [16] Y. Ye, K. W. E. Cheng, J. Liu, and K. Ding, "A step-up switched-capacitor multilevel inverter with self-voltage balancing," IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 61, no. 12, pp. 6672-6680, 2014.
- [17] Peng, Wei, Qiang Ni, Xiaohuan Qiu, and Yuanmao Ye. "Seven-level inverter with self-balanced switched-capacitor and its cascaded extension." *IEEE Transaction on Power Electronics* 34, no. 12, 11889-11896, 2019.
- [18] Lee, Sze Sing, Yeongsu Bak, Seok-Min Kim, Anto Joseph, and Kyo-Beum Lee. "New Family of Boost Switched-Capacitor Seven-Level Inverters (BSC7LI)." *IEEE Transactions on Power Electronics* 34, no. 11: 10471-10479, 2019.
- [19] A. Taghvaie, J. Adabi, and M. Rezanejad, "A self-balanced step-up multilevel inverter based on switched-capacitor structure," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 1, pp. 199-209, 2018.
- [20] A. Khodaparast, E. Azimi, A. Azimi, M. E. Firouzjaee, J. Adabi, and E. Pouresmaeil, "A New Modular Multilevel Inverter Based on Step-Up Switched-Capacitor Modules," *Energies*, 12(3):524, 2019.
- [21] Y. Hinago and H. Koizumi, "A switched-capacitor inverter using series/parallel conversion with inductive load," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 878-887, 2012.
- [22] M. Saeedian, M. E. A. Firouzjaee, S. M. Hosseini, J. Adabi, and E. Pouresmaeil, "A novel step-up single source multilevel inverter: Topology, operating principle and modulation," IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.
- [23] A. Taghvaie, J. Adabi, and M. Rezanejad, "Circuit Topology and Operation of a Step-Up Multilevel Inverter With a Single DC Source," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 11, pp. 6643-6652, 2016.
- [24] J. Liu, K. Cheng, and Y. Ye, "A cascaded multilevel inverter based on switched-capacitor for high-frequency AC power distribution system," IEEE transactions on power electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4219-4230, 2014.
- [25] M. Saeedian, S. M. Hosseini, and J. Adabi, "A Five-Level Step-up Module for Multilevel Inverters: Topology, Modulation Strategy and Implementation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018.
- [26] F. A. Silva, "Power Electronics and Energy Conversion Systems, Vol. 1: Fundamentals and Hard-Switching Converters," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 66-67, 2014.
- [27] M. Saeedian, S. M. Hosseini, and J. Adabi, "Step-up switched-capacitor module for cascaded MLI topologies," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 7, pp. 1286-1296, 2018.
- [28] A. K. Sadigh, V. Dargahi, and K. A. Corzine, "Analytical determination of conduction and switching power losses in flying-capacitor-based active neutral-point-clamped multilevel converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 8, pp. 5473-5494, 2016.

همچنین شرایط گذرا نیز بررسی شد. نتایج عملکرد صحیح مبدل را تایید می‌کنند.

مراجع

- [1] صباحی مهران، اشرف‌گندمی امین، سعیدآبادی سعید. مبدل چند سطحی متصل به شبکه با ایمنی بالا با قابلیت اخذ بیشینه توان از سلول خورشیدی. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۵؛ ۱۳ (۳): ۹۵-۱۰۴
- [2] عبداللہی روح اله، جلیلیان علیرضا. مبدل AC-DC ۲۴ پالسه مبتنی بر اتوترانسفورماتور چنگالی به منظور بهبود شاخص‌های کیفیت توان. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۳؛ ۱۱ (۱): ۲۹-۳۶
- [3] تودجی حمیدرضا. استفاده از اینورتر چندسطحی با کنترل‌کننده غیرخطی مستقیم برای اتصال مزرعه خورشیدی به شبکه. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۷؛ ۱۵ (۱): ۶۵-۷۴
- [4] حسن‌بابای نوزادیان محسن، بابائی ابراهیم. ارائه یک ساختار جدید چند طبقه‌ای برای اینورترهای منبع امیدانسی. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۷؛ ۱۵ (۱): ۷۵-۸۷
- [5] C. Chakraborty, H. H.-C. Iu, and D. D.-C. Lu, "Power converters, control, and energy management for distributed generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4466-4470, 2015.
- [6] R. Barzegarkhoo, H. M. Kojabadi, E. Zamiry, N. Vosoughi, and L. Chang, "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.
- [7] S. K. Chattopadhyay and C. Chakraborty, "Performance of three-phase asymmetric cascaded bridge (16: 4: 1) multilevel inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 5983-5992, 2015.
- [8] R. Barzegarkhoo, M. Moradzadeh, E. Zamiri, H. M. Kojabadi, and F. Blaabjerg, "A new boost switched-capacitor multilevel converter with reduced circuit devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 6738-6754, 2018.
- [9] M. Jang, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "A single-phase grid-connected fuel cell system based on a boost-inverter," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 279-288, 2013.
- [10] K.-C. Tseng, C.-C. Huang, and W.-Y. Shih, "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 3047-3057, 2013.
- [11] Z. Du, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, and J. N. Chiasson, "DC-AC cascaded H-bridge multilevel boost inverter with no inductors for electric/hybrid electric vehicle applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 963-970, 2009.
- [12] M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, "A multilevel medium-voltage inverter for step-up-transformer-less grid connection of photovoltaic power plants," *IEEE journal of photovoltaics*, vol. 4, no. 3, pp. 881-889, 2014.
- [13] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A survey on neutral-point-clamped inverters," *IEEE*

-
- ¹ Total Harmonic Distortion
 - ² Total Standing Voltage
 - ³ Peak Inverse Voltage
 - ⁴ Switched source-capacitor module
 - ⁵ Switched-capacitor module
 - ⁶ Nearest level control

