

اینورتر چندسطحی آبشاری شبه منبع امپدانسی با استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا

علی سرای لو^۱ سید مسعود برکاتی^۲

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه سیستان و بلوچستان- Zahedan- ایران
Sarailoo.ali@pgs.usb.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه سیستان و بلوچستان- Zahedan- ایران
smbaraka@ece.usb.ac.ir

چکیده: امروزه‌اینورترهای چندسطحی آبشاری شبه منبع امپدانسی (qZS-CMI) به طور گستردگی در صنعت الکترونیک قدرت مورد توجه قرار گرفته‌اند. اگر چه این اینورترها دارای مزیت‌های فراوانی می‌باشند، اما مشکلاتی هم همانند جریان نشتی در سیستم‌های فتوولتائیک و محدودیت عملی در افزایش بهره ولتاژ دارند. جهت رفع این مشکلات در اینمقاله، ساختار جدید اینورتر چند‌سطحی آبشاری شبه منبع امپدانسی با استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا پیشنهاد شده است. ساختار پیشنهادی قابلیت تولید ولتاژ بالا برای کاربردهای توان بالا یا متوسط را دارد. استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار پیشنهادی، منجر به ایجاد ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی، افزایش ولتاژ خروجی، افزایش قابلیت اطمینان سیستم و کاهش تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. ساختار پیشنهادیدر مقایسه با qZS-CMI که بهره ولتاژ آن هایکسان است، دارای تنفس ولتاژی کمتر بر روی عناصر نیمه‌هادی می‌باشد و همچنین دارای بهره ولتاژ و شاخص مدولاسیون بزرگتری می‌باشد. برای کنترل خاموش و روشن شدن کلیدها از مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزریق هارمونیک سوم که باعث افزایش شاخص مدولاسیون بیشتر از یک و بهبود کیفیت توان خروجی اینورتر می‌شود، استفاده می‌شود. شبیه سازی ساختار پیشنهادی در محیط نرم افزار متلب انجام شده است. نتایج حاصل از تحلیل و شبیه سازی، عملکرد بهتر اینورتر پیشنهادی را نسبت به ساختارهای مذکور نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: اینورتر چندسطحی آبشاری، اینورتر شبه منبع امپدانسی، ترانسفورماتور فرکانس بالا، مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته، تزریق هارمونیک سوم

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۰۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۲۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر سید مسعود برکاتی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - زاهدان - دانشگاه سیستان و بلوچستان - دانشکده‌ی برق و کامپیوتر



۱- مقدمه

حالات اتصال کوتاه در اینورترهای منبع امپدانسی می‌تواند باعث افزایش و کاهش ولتاژ خروجی شود. سلف و خازن شبکه امپدانسی فیلتری برای تداخل الکترومغناطیسی است که منجر به افزایش قابلیت ZSI اطمینان و کاهش تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. مشکل اصلی ZSI جریان جذب شده از سمت منبع به صورت ناپیوسته است و به همین دلیل نیاز به فیلتر اضافی برای حذف ریپل کلیدزنی در جریان ورودی می‌باشد. برای رفع مشکل مذکور اینورتر شبه منبع امپدانسی (qZSI)^۲ را ارائه شده است. ZSI نسبت به qZSI دارای جریان هجومی کمتری است و از اجزای با نامی کوچک‌تری تشکیل شده است [۳, ۶].

یکی از مشکلات اصلی ZSI و qZSI افزایندگی ولتاژ بی‌نهایت به صورت تئوری می‌باشد، ولی در عمل به دلیل افزایش تنش ولتاژ کلید ها و کاهش شاخص مدولاسیون که منجر به کاهش کیفیت توان خروجی می‌شود، افزایندگی ولتاژ بی‌نهایت ممکن نمی‌باشد. برای رفع این مشکل ساختارهای زیادی از خانواده شبکه امپدانسی و شبه امپدانسی ارائه شده است [۷]. در مرجع [۸]، اینورتر شبه منبع امپدانسی با استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالابرا ایجاد ایزولاسیون الکتریکی‌بین ورودی و خروجی و افزایش اینمی اینورتر ارائه شده است. در این ساختار برای ایزوله کردن ولتاژ ورودی و خروجی و افزایش بهره ولتاژ و کاهش تنش ولتاژ کلیدها از ترانسفورماتور فرکانس بالا استفاده شده است.

از طرف دیگر باید توجه کرد ولتاژ خروجی تمام اینورترهای مذکور دو سطحی است. اینورترهای دوستطحی در کاربردهای توان بالا یا متوسط دارای محدودیت‌ها و مشکلاتی هستند. تحمل ولتاژهای بالا، تنش زیاد روی کلیدها، ادوات نیمه هادی با نامی بزرگ، کیفیت پایین ولتاژ خروجی و لزوم استفاده از فیلترهای با ابعاد بزرگ در خروجی اینورتر از معایب اینورترهای دوستطحی است. به منظور رفع این مشکلات اینورترهای چندسطحی پیشنهاد شده است. ایده اصلی اینورترهای چندسطحی دستیابی ولتاژ AC مطلوب از چندین سطح ولتاژ DC می‌باشد. از لحاظ تئوری، تعداد سطوح‌های اینورتر چند سطحی می‌تواند هر مقدار دلخواهی داشته باشد. هرچقدر تعداد سطوح‌های اینورترهای چندسطحی بیشتر باشد، ولتاژ خروجی به سینوسی نزدیک‌تر بوده و مقدار اعوجاج هارمونیکی کل کاهش پیدا می‌کند، این مزیت باعث کاهش اندازه فیلتر در خروجی اینورترهای چندسطحی می‌شود، با این حال با افزایش تعداد سطوح‌ها، کنترل اینورتر پیچیده‌تر می‌شود. اینورتر چند سطحی یک طرح مناسب برای رسیدن به محدوده توان بالاتر و شکل موج خروجی با کیفیت بهتر در کنار کاهش تنش ولتاژ کلیدها و کاهش تلفات کلیدزنی است [۹-۱۲].

سه خانواده اصلی اینورترهای چندسطحی منبع ولتاژی عبارتند از [۱۰, ۱۱]:

- اینورتر چندسطحی آبشاری (CMI)^۳
- اینورتر چندسطحی مهار دیودی،

بهبود ساختار مبدل‌های الکترونیک قدرت DC-AC (اینورترها) مخصوصاً در توان بالا همیشه مورد توجه محققان در این حوزه بوده است. از کاربردهای این نوع اینورترها می‌توان به استفاده در ادوات FACTS، سیستم‌های تجدید پذیر، درایو موتورهای الکتریکی و بطور کلی جایی که هدف تولید ولتاژ خروجی متناوب با اندازه و فرکانس قابل کنترل است، اشاره کرد [۱].

اینورترها به دو نوع اینورتر منبع جریانی و اینورتر منبع ولتاژی تقسیم می‌شوند. اتصال کوتاه در شاخه‌های اینورترهای منبع ولتاژی و انصال باز در شاخه‌های اینورتر منبع جریانی باعث آسیب دیدن اینورتر می‌شود. اینورترهای منبع ولتاژ و اینورترهای منبع جریان دارای مشکلات مشترکی هستند، این مشکلات عبارتند از [۲]:

- عدم عملکرد به صورت افزاینده و کاهنده در یک اینورتر،
- کلیدهای بکار رفته در اینورتر منبع ولتاژی را نمی‌توان در اینورتر منبع جریانی بکار برد و بلعکس،
- آسیب پذیری در برابر تداخل الکترومغناطیسی.

عملکرد کلیدزنی مبدل‌های الکترونیک قدرت و تغییرات سریع جریان و ولتاژ و حضور عناصر پارازیتی از عوامل اصلی ایجاد تداخل الکترومغناطیسی است. تداخل الکترومغناطیسی در اینورتر منبع ولتاژی و اینورتر منبع جریانی به ترتیب منجر به اتصال کوتاه ناخواسته و اتصال باز ناخواسته می‌شود و منجر به تخریب اینورتر می‌شود. در اینورتر منبع ولتاژی و اینورتر منبع جریانی برای رسیدن به ولتاژ خروجی مطلوب باید از یک مبدل DC-DC افزاینده، کاهنده یا افزاینده-کاهنده که بتواند افزایش یا کاهش ناشی از ولتاژ خروجی اینورتر را جبران کند، استفاده می‌شود. قرار گرفتن دو مبدل کنار هم سبب تبدیل توان سه مرحله‌ای شده و در نتیجه باعث پیچیدگی در سیستم کنترلی، افزایش هزینه سیستم و کاهش راندمان آن خواهد شد [۳, ۲].

اینورتر منبع ولتاژی در مقایسه با اینورتر منبع جریانی دارای تلفات کمتر، راندمان بیشتر، قابلیت اطمینان بیشتر و پاسخ دینامیکی بهتر می‌باشد [۴, ۵]. به منظور برطرف کردن محدودیت‌های ذکر شده اینورترهای منبع ولتاژی و منبع جریانی در سال ۲۰۰۳، اینورتر منبع امپدانسی (ZSI) ارائه شده است [۲].

با افزودن یک شبکه امپدانسی X شکل، بین منبع تغذیه مستقیم ورودی و اینورتر در قسمت لینک DC-ZSI بدست می‌آید. این امر موجب به وجود آمدن ویژگی‌های خاصی برای این اینورتر می‌شود، که قبل امکن نبود. یکی از این خواص، امکان اتصال کوتاه شدن هر دو کلید موجود در یک شاخه، بطور همزمان است، این حالت را اتصال کوتاه می‌نامند. این نوع اینورتر به لحاظ داشتن حالت اتصال کوتاه کلیدهای یک شاخه، نسبت به اینورترهای منبع ولتاژی ومنبع جریانی که فقط حالت‌های فعل و صفر دارند، دارای آزادی عمل بیشتری می‌باشد.

ساختار از شبکه شبه منبع امپدانسی استفاده می‌شود. با این وجود در صورت عدم استفاده از ترانسفورماتور در خروجی این ساختار همچنان مشکل جریان نشستی در کاربردهای سیستم فتوولتائیک و درایو موتورهای الکتریکی پا بر جا است [۲۴-۱۹].

یاژوو همکاران، فیلتری برای جلوگیری از ایجاد جریان نشستی در CMI و qZS-CMI^۵ ارائه کرده است [۱۴]. این فیلتر باعث افزایش تعداد سلفهای متقابل و خازن‌های CMI و qZS-CMI می‌شود.

نوآوری اصلی مقاله حاضر، ارائه اینورتر چند سطحی آبشاری شبه منبع امپدانسی با استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا (HFTI-qZS-CMI^۶) می‌باشد. ترانسفورماتور تنها جریان متدفاضلی را از خود عبور می‌دهد. در نتیجه از آنجایی که جریان نشستی ماهیت مدد مشترک دارد این جریان اجازه شارش در مدار را نخواهد داشت. استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار پیشنهادی باعث ایجاد ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی، افزایش یا کاهش ولتاژ خروجی، افزایش قابلیت اطمینان سیستم و کاهش تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. ساختار HFTI-qZS-CMI در مقایسه با qZS-CMI^۷ که ولتاژ ورودی و خروجی آن‌ها یکسان است، دارای تنفس ولتاژ کمتری بر روی کلیدها و دیود بوده و همچنین دارای برهه ولتاژ بیشتر و ساخت مدولاسیون بزرگتری می‌باشد. این مزیت‌ها منجر به افزایش کیفیت توان خروجی اینورتر پیشنهادی می‌شود. برای کنترل خاموش و روشن شدن کلیدهای ساختار پیشنهادی از مدولاسیون پنهانی پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تریکت هارمونیک سوم استفاده شده است.

ادامه این مقاله بدین صورت سازماندهی شده است که در بخش دوم، سوم، چهارم و پنجم به ترتیب عملکرد ساختار پیشنهادی، مدولاسیون مورد استفاده در ساختار پیشنهادی، مقایسه تعداد المان‌های ساختار پیشنهادی با ساختارهای متدالو اینورترهای qZS-CMI^۸ چندسطحی آبشاری و مقایسه ساختار پیشنهادی با MATLAB/SIMULINK محیط نرم افزار نتیجه گیری این مقاله انجام شده است. در نهایت، در بخش هفتم نتیجه اینورتر مذکور در بالا را دارد، دارای معایب زیر باشد:

ساختار HFTI-qZS-CMI^۹ سه فاز با اتصال ستاره در شکل (۱) نشان داده شده است، در هر فاز n سلول HFTI-qZS-HBI به صورت سری با هم اتصال پیدا کرده اند، هر سلول توسط منبع ولتاژ DC مستقل تغذیه می‌شود. منبع ولتاژ DC می‌تواند پیل سوختی، باتری و پنل خورشیدی باشد. تبدیل توان در هر سلول به صورت دو مرحله‌ای، DC-AC می‌باشد.

با اضافه کردن یک کلید، یک خازن و یک ترانسفورماتور فرکانس بالا در هر سلول و حذف یک سلف از هر سلول ساختار qZS-CMI^{۱۰} ایجاد شود. اینورتر پیشنهادی برای ساختار HFTI-qZS-CMI^{۱۱} ایجاد شده است. در هر سلول این

- اینورتر چندسطحی خازن شناور.
- اینورترهای چندسطحی مهار دیودی از خازن‌هایی که به صورت سری قرار گرفته‌اند، برای تقسیم ولتاژ لینک DC به یک مجموعه‌ای از سطوح ولتاژ استفاده می‌کند. همچنین در این ساختار، دیودها وظیفه ایجاد سطوح‌های مختلف ولتاژ را بر عهده دارند. اینورتر چندسطحی خازن شناور از یک ساختار نربانی از خازن‌های ایجاد سطوح ولتاژ مختلف استفاده می‌کند. CMI از مجموعه‌ای از اینورترهای تمام پل که به صورت سری با هم قرار می‌گیرند، تشکیل می‌شود. شکل موج خروجی مطلوب بوسیله جمع ولتاژ خروجی اینورترهای ایجاد سلول نامیده می‌شود [۱۳-۹]. از جمله مزایای CMI نسبت به دو ساختار دیگر می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [۱۲]:

- دارای ساختار مداری منظم و مازولار (بخاطر ساختار یکسان همه سلول‌ها)،
- عدم نیاز به دیودهای مهار اضافه (در مقایسه با ساختار مهار دیودی)،
- عدم نیاز به خازن‌های متعادل ساز ولتاژ (در مقایسه با ساختار خازن شناور)،
- در مقایسه با اینورترهای چندسطحی مهار دیودی و خازن شناور، برای تولید سطوح ولتاژ مشخص به تعداد خازن، دیود و کلید کمتری نیاز دارد.

با اینکه CMI مزایای ذکر شده در بالا را دارد، دارای معایب زیر ۲می‌باشد:

- تولید مستقل ولتاژ لینک DC به صورت جداگانه توسط هر سلول (نیاز به منابع DC مجزا)،
- CMI از نوع منبع ولتاژی است و معایب اینورترهای منبع ولتاژی را دارد،
- مشکل جریان نشستی در سیستم‌های فتوولتائیک [۱۴]. برای ایجاد ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی، افزایش یا کاهش ولتاژ در خروجی CMI از ساختار سه طبقه در هر سلول استفاده شده، که ساختاری سه مرحله‌ای است. ایزولاسیون از طریق ترانسفورماتور فرکانس بالا (به جای ترانسفورماتور فرکانس پایین بزرگ در خروجی اینورتر) در هر سلول ایجاد می‌شود [۱۵].

اتصال کوتاه ناشی از تداخل الکترومغناطیسی یکی از بزرگترین مشکلات در ساختار سه طبقه چندسطحی آبشاری می‌باشد. افزایش تعداد کلیدهای بروی تداخل الکترومغناطیسی اثر گذاشته و سیگنال فرمان به کلیدهای دچار تداخل شده و روشن/خاموش شدن کلیدهای در درستی انجام نمی‌گیرد، در نتیجه اتصال کوتاه ناشی از تداخل الکترومغناطیسی افزایش پیدا می‌کند و باعث تخریب اینورتر می‌شود. اینورتر چندسطحی آبشاری شبه منبع امپدانسی (qZS-CMI)، برای حل مشکل تداخل الکترومغناطیسی و کاهش تعداد طبقه‌های مبدل سه طبقه چندسطحی آبشاری پیشنهاد شده است. در هر سلول این



$$\left\{ \begin{array}{l} v_{Lm1} = e_{1p} = v_{C1p} \\ e_{1s} = ne_{1p} = nv_{Lm1} = nv_{C1p} \\ e_{1s} = v_{C1s} \\ v_{C1s} = nv_{Lm1} = nv_{C1p} \\ v_{LinkDC} = 0 \end{array} \right. \quad (6)$$

$$v_{diode} = v_{C1p} + v_{C2p} \quad (7)$$

$$v_{s1} = 0 \quad (8)$$

$$i_{C2p} = -i_{L1} \quad (9)$$

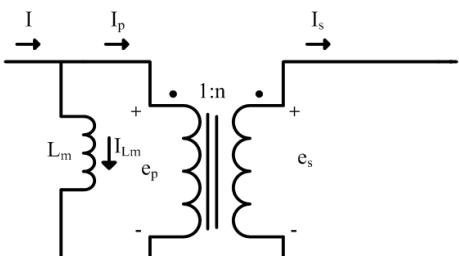
$$\left\{ \begin{array}{l} i_p = ni_s \\ I = i_{Lm1} + i_p = i_{Lm1} + ni_s \\ i_{C1p} = -I = -i_{Lm1} - ni_s \end{array} \right. \quad (10)$$

$$i_{LinkDC} = i_s \quad (11)$$

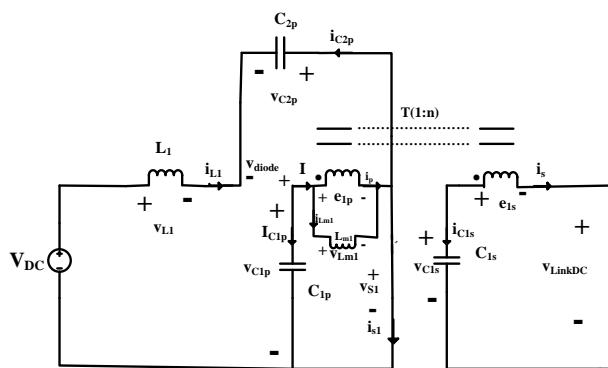
$$i_{C1s} = -i_s \quad (12)$$

$$i_{s1} = i_{L1} + i_{Lm1} + ni_s \quad (13)$$

$$i_{diode} = 0 \quad (14)$$



شکل (۲): مدار معادل ترانسفورماتور فرکانس بالا



شکل (۳): مدار معادل حالت اتصال کوتاه هر سلول ساختار پیشنهادی

v_{DC} ولتاژ منبع DC، i_{L1} ولتاژ سلف L_1 و v_{L1} جریان ولتاژ سلف L_1 و i_{Lm1} جریان ولتاژ سلف مغناطیس کنندگی C_{1p} و i_{C1p} به ترتیب v_{C1p} و i_{C1p} به ترتیب جریان ولتاژ خازن C_{2p} و i_{C2p} به ترتیب جریان ولتاژ خازن C_{1s} و i_{C1s} نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا، i_s و e_{1p} جریان ولتاژ سمت اولیه ترانسفورماتور فرکانس بالا، i_s و e_{1s} جریان ولتاژ سمت ثانویه ترانسفورماتور فرکانس بالا، v_{C1s} و i_{C1s} ولتاژ و جریان خازن C_{1s} .

اتصال به شبکه برق نیاز به ترانسفورماتور فرکانس پایین حجیم ندارد، زیرا ایزولاسیون گالوانیک توسط هر سلول و با استفاده از ترانسفورماتورهای فرکانس بالا مهیا شده است. ترانسفورماتور فرکانس بالا نسبت به ترانسفورماتورهای فرکانس پایین حجم و وزن بسیار کمتری دارند.

ولتاژ خروجی هر فاز از جمع ولتاژ خروجی همه سلول‌ها بدست می‌آید. در ساختار پیشنهادی در هر فاز از n سلول HFTI-qZS-HBI تشکیل شده است. در نتیجه ولتاژ فاز و خط خروجی ساختار پیشنهادی به ترتیب دارای $(2n+1)$ و $(4n+1)$ سطحی می‌شود. با افزایش تعداد سلول‌ها تعداد سطح‌های ولتاژ هر فاز افزایش پیدا می‌کند. ولتاژ خروجی هر فاز HFTI-qZS-CMI از معادله (۱) بدست می‌آید.

$$V_{Hx} = V_{Hx1} + V_{Hx2} + \dots + V_{Hxn} \quad (1)$$

ولتاژ فاز سلول n ام در فاز $x=a,b,c$ می‌باشد.

ساختار پیشنهادی در هر سیکل کلیدزنی (T_s) در دو حالت غیر اتصال کوتاه با سیکل زمانی T_{nST} و اتصال کوتاه با سیکل زمانی T_{ST} کار می‌کند، بطوریکه همواره معادله زیر برقرار است:

$$T_s = T_{nST} + T_{ST} \quad (2)$$

سیکل کاری حالت اتصال کوتاه با D نشان داده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$D = \frac{T_{ST}}{T_s} \quad (3)$$

سیکل کاری حالت غیر اتصال کوتاه با D_{nST} نشان داده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$D_{nST} = 1 - D \quad (4)$$

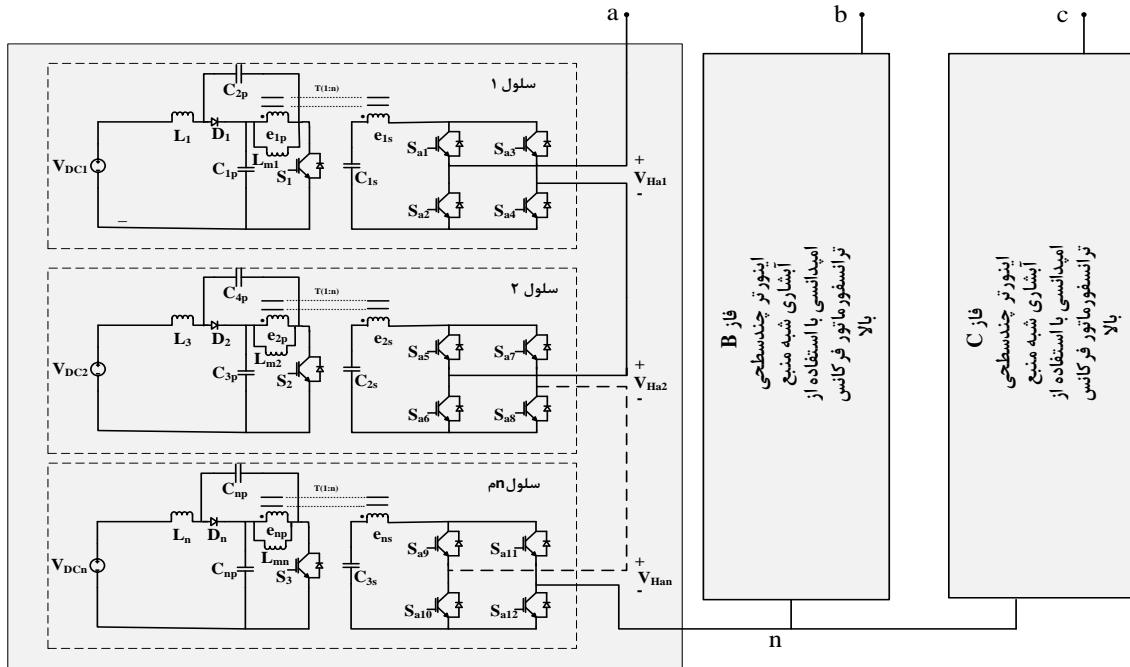
مدار معادل ترانسفورماتور فرکانس بالا مطابق شکل (۲) در نظر گرفته می‌شود. از آنجایی که اندازه، وزن و حجم ترانسفورماتور فرکانس بالا کوچک است، از سلف‌های نشتی آن صرف نظر می‌شود. در حالی که، سلف مغناطیس کنندگی در ترانسفورماتور فرکانس بالا بیشتر از ترانسفورماتورهای فرکانس پایین می‌باشد.

۲-۱- حالت اتصال کوتاه

مدار معادل حالت اتصال کوتاه هر سلول HFTI-qZS-CMI در شکل (۳) نشان داده شده است. در حالت اتصال کوتاه، سلف L_1 توسط منبع ولتاژ DC و خازن C_{2p} شارژ می‌شود. از طرفی دیگر، خازن C_{1s} توسط خازن C_{1p} و سلف مغناطیس کنندگی L_{m1} از طریق ترانسفورماتور فرکانس بالا شارژ می‌شود. همچنین در این حالت، کلید S_1 روشن و دیود D_1 هدایت نمی‌کند. با استفاده از KVL و KCL در شکل (۳)، معادله‌های زیر بدست می‌آید.

$$v_{L1} = V_{DC} + v_{C2p} \quad (5)$$

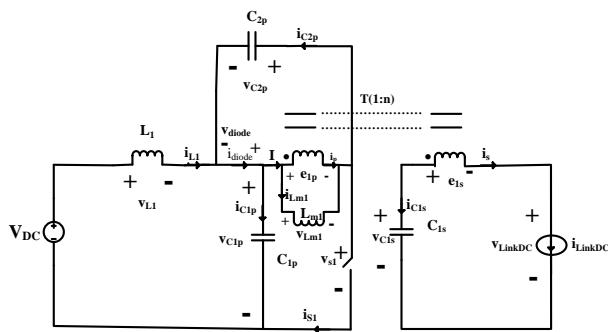
ولتاژ و جریان دیود، i_{diode} و v_{diode} جریان و ولتاژ کلید S_1 و لینک DC، v_{LinkDC} و i_{LinkDC} ولتاژ و جریان لینک DC می‌باشد.



شکل (۱) : اینورتر چندسطحی آبشاری شبه منبع با استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا سه فاز با اتصال ستاره

$$i_{S1} = 0$$

(۲۶)



شکل (۴) : مدار معادل حالت غیراتصال کوتاه یک سلوول ساختار
بیشنهادی

در حالت ماندگار، مقدار متوسط ولتاژ سلف L_1 و L_{m1} در یک سیکل کلیدزنی صفر است. سیکل کاری حالت اتصال کوتاه می‌باشد.

$$\int_0^{DT_s} v_{L1} dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_{L1} dt = 0 \quad (27)$$

$$Dv_{L1} + (1-D)v_{L1} = 0$$

$$\int_0^{DT_s} v_{Lm1} dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_{Lm1} dt = 0 \quad (28)$$

$$Dv_{Lm1} + (1-D)v_{Lm1} = 0$$

با جایگزین کردن معادله (۵) و (۱۶) در معادله (۲۷) خواهیم داشت:

$$D(V_{DC} + v_{C2p}) + (1-D)(V_{DC} - v_{C1p}) = 0 \quad (29)$$

همچنین، با جایگزین کردن معادله (۶) و (۱۷) در معادله (۲۸) خواهیم داشت:

$$D(v_{C1p}) + (1-D)(-v_{C2p}) = 0 \quad (30)$$

۲-۲- حالت غیر اتصال کوتاه

مدار معادل حالت غیر اتصال کوتاه هر سلوول HFTI-qZS-CMI در شکل (۴) نشان داده شده است. در حالت غیر اتصال کوتاه، انرژی منبع ولتاژ DC و انرژی ذخیره شده در سلف L_1 و خازن C_{1s} به بار یا شبکه انتقال پیدا می‌کند. همچنین در این حالت خازن‌های C_{2p} و C_{1p} شارژ می‌شوند. در این حالت کلید S_1 خاموش است و دیود D_1 هدایت می‌کند.

با استفاده از KVL و KCL در شکل (۴)، معادله‌های زیر حاصل می‌شوند:

$$v_{L1} = V_{DC} - v_{C1p} \quad (16)$$

$$v_{Lm1} = e_{1p} = -v_{C2p} \quad (17)$$

$$e_{1s} = ne_{1p} = nv_{Lm1} = -nv_{C2p} \quad (18)$$

$$v_{LinkDC} = v_{C1s} - e_{1s} = v_{C1s} + nv_{C2p} \quad (19)$$

$$v_{diode} = 0 \quad (20)$$

$$v_{S1} = v_{C1p} + v_{C2p} \quad (21)$$

$$i_{C1p} = i_{L1} \quad (22)$$

$$\begin{cases} i_{C2p} = I = i_{Lm1} + i_p = i_{Lm1} + ni_{LinkDC} \\ i_s = i_{LinkDC} \\ i_p = ni_s = ni_{LinkDC} \end{cases} \quad (23)$$

$$i_{C1s} = -i_s = -i_{LinkDC} \quad (24)$$

$$i_{diode} = i_{L1} + i_{Lm1} + ni_{LinkDC} \quad (25)$$

DC- I_{S1} و I_{diode} به ترتیب متوسط جریان دیود و کلید S_1 در سمت DC هر سلول ساختار پیشنهادی است.

۲-۳- ضریب افزایندگی ولتاژ و بهره ولتاژ ساختار پیشنهادی

ضریب افزایندگی ولتاژ (B) و بهره ولتاژ (G) یک سلول ساختار پیشنهادی مطابق روابط زیر بدست می‌آید:

$$B = \frac{V_{LinkDC}}{V_{DC}} = \frac{n}{1-2D} \quad (44)$$

$$G = \frac{\hat{V}_o}{V_{DC}} = MB = \frac{Mn}{1-2D} \quad (45)$$

M و \hat{V}_o به ترتیب بیشینه ولتاژ فاز خروجی ساختار پیشنهادی و ساختار مدولاسیون می‌باشدند. مطابق رابطه (۴۶)، ضریب افزایندگی ولتاژ هر سلول ساختار پیشنهادی به سیکل کاری اتصال کوتاه (D) و نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا (n) بستگی دارد. ولتاژ خروجی در هر سلول HFTI-qZS-CMI را می‌توان با کنترل پارامتر B افزایشیا کاهش داد. ضریب افزایندگی ولتاژ همواره بزرگتر مساوی یک و نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا همواره بزرگتر از صفر است، در نتیجه بازه سیکل کاری اتصال کوتاه ساختار پیشنهادی مطابق رابطه زیر است:

$$0 \leq D < 0.5 \quad (46)$$

اگر $D \geq 0.5$ باشد، اینورتر به حالت ناپایداری می‌رود. زیرا D با رابطه دارد ($M = 1-D$). [۲۵-۲۶].

۳- مدولاسیون ساختار پیشنهادی

مدولاسیون‌های استفاده شده برای ساختار qZS-CMI قابل استفاده در ساختار پیشنهادی می‌باشد. کلید S_1 در سمت DC-DC هر سلول در حالت اتصال کوتاه روشن است و در حالت غیر اتصال کوتاه خاموش می‌باشد، به همین دلیل می‌توان از مدولاسیون‌های استفاده شده در ساختار qZS-CMI برای کنترل خاموش و روشن شدن کلیدهای ساختار پیشنهادی استفاده کرد.

برای بهبود کیفیت توان خروجی اینورتر در ساختار پیشنهادی از روشی که درادمه معرفی شده، استفاده می‌شود. در روش مدولاسیون پنهانی پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته^۷، سیگنال سینوسی با فرکانس مرجع به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(t) = M \cdot \sin(2\pi f t) \quad (47)$$

فرکانس سیگنال مرجع و M شاخص مدولاسیون است. برای افزایش شاخص مدولاسیون به بیشتر از یک، یک ششم هارمونیک سوم به سیگنال سینوسی با فرکانس مرجع اضافه می‌شود. بنابراین سیگنال سینوسی جدید با فرکانس مرجع به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(t) = M \cdot \sin(2\pi f t) + \frac{M}{6} \cdot \sin(3.2\pi f t) \quad (48)$$

$$v_{C2p} = \frac{D}{1-D} v_{C1p} \quad (31)$$

مقدار متوسط ولتاژ خازن C_{1p} و C_{2p} با قرار دادن معادله (۳۱) در معادله (۲۹) بدست می‌آید.

$$V_{C1p} = \frac{1-D}{1-2D} V_{DC} \quad (32)$$

$$V_{C2p} = \frac{D}{1-2D} V_{DC} \quad (33)$$

V_{C2p} و V_{C1p} به ترتیب، ولتاژ متوسط خازن C_{1p} و C_{2p} است. در حالت اتصال کوتاه ولتاژ خازن C_{1s} برابر با nV_{C1P} می‌باشد. مقدار متوسط ولتاژ خازن C_{1s} و V_{LinkDC} مطابق معادله‌های زیر است:

$$V_{C1s} = nV_{C1p} = \frac{n(1-D)}{1-2D} V_{DC} \quad (34)$$

$$\begin{cases} V_{LinkDC} = V_{C1s} + nV_{C2p} \\ V_{LinkDC} = \frac{n}{1-2D} V_{DC} \end{cases} \quad (35)$$

در حالت ماندگار، مقدار متوسط جریان خازن‌های C_{1s} ، C_{2p} و C_{1P} در یک سیکل کلیدزنی صفر می‌باشد.

$$\int_0^{DT_s} i_{C1p} dt + \int_{DT_s}^T i_{C1p} dt = 0 \quad (36)$$

$$Di_{C1p} + (1-D)i_{C1p} = 0$$

$$\int_0^{DT_s} i_{C2p} dt + \int_{DT_s}^T i_{C2p} dt = 0 \quad (37)$$

$$Di_{C2p} + (1-D)i_{C2p} = 0$$

با قرار دادن معادله (۱۱) و (۲۲) در معادله (۳۶) خواهیم داشت:

$$-D(i_{Lm1} + ni_s) + (1-D)i_{L1} = 0 \quad (38)$$

با جایگزین کردن معادله (۱۰) و (۲۳) در معادله (۳۷) خواهیم داشت:

$$-Di_{L1} + (1-D)(i_{Lm1} + ni_{LinkDC}) = 0 \quad (39)$$

از رابطه (۳۹)، I_{Lm1} بدست می‌آید.

$$I_{Lm1} = \frac{D}{1-D} I_{L1} - nI_{LinkDC} \quad (40)$$

در ساختار پیشنهادی سلف L_1 با منبع DC سری است. در نتیجه I_{L1} برابر با جریان منبع DC می‌باشد. همچنین I_{LinkDC} به جریان شبکه یا بار بستگی دارد.

$$I_{L1} = \frac{P_{DC}}{V_{DC}} \quad (41)$$

$$I_{LinkDC} = \frac{P_g}{V_g} \quad (42)$$

L_1 به ترتیب جریان بار یا شبکه، توان منبع DC، توان و ولتاژ بار یا شبکه می‌باشند.

جریان عبوری از دیود و کلید S_1 در سمت DC-DC هر سلول HFTI-qZS-CMI مطابق معادله زیر می‌باشد(متوجه جریان عبوری از خازن صفر است):

$$\begin{cases} I_{diode} = I_{S1} = I_{L1} + I_{Lm1} + nI_{LinkDC} \\ I_{diode} = I_{S1} = \frac{1}{1-D} I_{L1} \end{cases} \quad (43)$$

فیلتر نوع یک و دو از تعداد سلفهای متقابل، سلف و خازن کمتری تشکیل شده است.

۵- مقایسه ساختار پیشنهادی با ساختار qZS-CMI

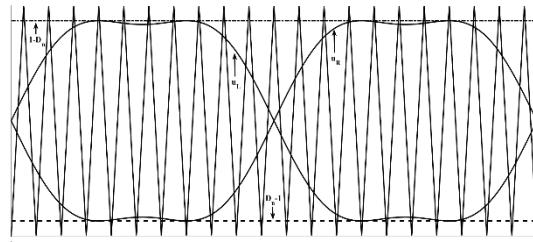
در این بخش، ساختار پیشنهادی با ساختار qZS-CMI از نظر بهره ولتاژ، ضریب افزایندگی ولتاژ و تنش ولتاژ کلیدها و دیودو خازن‌ها و ولتاژ لینک DC مورد مقایسه قرار می‌گیرد. برای کلیدزنی این دو ساختار از مدولاسیون PS-STHPWM بهبود یافته استفاده می‌شود. بهره ولتاژ نسبت به شاخص مدولاسیون برای نسبت تبدیل یک، دو و سه به منظور مقایسه بهره ولتاژ HFTI-qZS-CMI با qZS-CMI در شکل (۶) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۶) با کاهش شاخص مدولاسیون، بهره ولتاژ افزایش پیدا می‌کند. برای شاخص مدولاسیونیکسان، HFTI-qZS-CM (به دلیل استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا با نسبت تبدیل بزرگتر از یک) بهره ولتاژ بیشتری نسبت به qZS-CMI دارد.

تنش ولتاژ دیود و کلید سمت مبدل DC-DC نسبت به بهره ولتاژ هر سلول qZS-CMI و HFTI-qZS-CMI به ترتیب در شکل (۷) و (۸) نشان داده شده است. مطابق با شکل (۸)، در صورتیکه نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا یک باشد، تنش ولتاژ دیود در HFTI-qZS-CMI و CMI برابر است. با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا، تنش ولتاژ دیود در سلول‌های HFTI-qZS-CMI نسبت به سلول‌های qZS-CMI کمتر می‌شود. با توجه به شکل (۱۰)، با افزایش نسبت تبدیل، تنش ولتاژ کلید S_{ai} سمت مبدل DC-DC هر سلول HFTI-qZS-CMI کاهش پیدا می‌کند.

تنش ولتاژ کلیدهای S_{ai} سمت مبدل DC-AC نسبت به بهره ولتاژ هر سلول qZS-CMI و HFTI-qZS-CMI در شکل (۹) نشان داده شده است. در ولتاژ منبع DC و بهره ولتاژ یکسان، در صورتیکه نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا برابر یک باشد، تنش ولتاژ کلیدهای در HFTI-qZS-CMI برابر با qZS-CMI است. در صورتیکه نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا بزرگتر از یک باشد، تنش ولتاژ کلیدهای S_{ai} از HFTI-qZS-CMI کمتر می‌شود. ساختار پیشنهادی در مقایسه با qZS-CMI که ولتاژ ورودی و خروجی آن یکسان است، دارای تنش ولتاژ کمتری بر روی کلیدها و دیود و همچنین دارای شاخص مدولاسیون بیشتری می‌باشد که منجر به افزایش کیفیت توان خروجی می‌شود. با افزایش شاخص مدولاسیون ولتاژ و جریان خروجی مبدل افزایش پیدا می‌کند و منجر به افزایش کیفیت توان خروجی می‌شود.

مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزریق هارمونیک سوم به همراه سیگنال‌های اعمال شده به کلیدهای یک سلول در شکل (۵) نشان داده شده است. شاخص مدولاسیون در این مدولاسیون می‌تواند تا $1/15$ افزایش پیدا کند. در صورتیکه ولتاژ فاز خروجی اینورتر x سطحی باشد به $(x-1/2)$ سیگنال مثلثی نیاز است.

سیگنال مثلثی هر سلول نسبت به سلول بعد یا قبل آن $\frac{2\pi}{x-1}$ اختلاف فاز دارد. برای هر سلول نیاز به دو سیگنال سینوسی با فرکانس مرجع است. سیگنال سینوسی شاخه سمت چپ با شاخه سمت راست 180° درجه اختلاف فاز دارد. این دو سیگنال سینوسی با فرکانس مرجع با سیگنال مثلثی مقایسه می‌شوند و فرمان خاموش و روشن کلیدهای مربوط به سمت مبدل DC-AC هر سلول HFTI-qZS-CMI را صادر می‌کنند. برای ایجاد حالت اتصال کوتاه در مدولاسیون پیشنهادی، در هر سلول از خط مستقیم با D_n و D_{n-1} بهره گرفته می‌شود. سیکل کاری حالت اتصال کوتاه سلول n ام می‌باشد و D_n همواره از دامنه موج سینوسی با فرکانس مرجع بزرگتر یا مساوی آن است. نحوه ایجاد حالت اتصال کوتاه به این صورت است که اگر موج مثلثی از D_n بیشتر و از D_{n-1} کمتر باشد، هر دو کلیدیک شاخه یا دو شاخه به همراه کلید S_n در سمت مبدل DC-DC روشن می‌شوند و لینک اتصال کوتاه می‌شود.



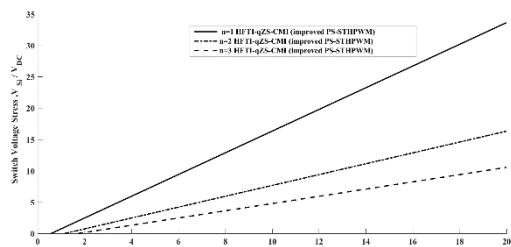
شکل (۵): مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزریق هارمونیک سوم

۴- مقایسه المان‌های ساختار پیشنهادی با اینورترهای متداول چندسطحی آبشاری

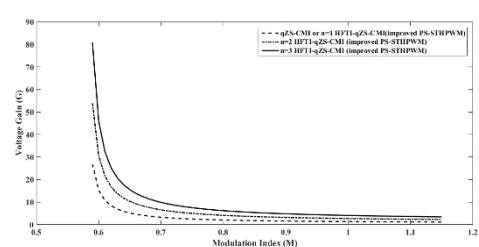
تعداد المان‌های مورد نیاز هر فاز ساختار qZS-CMI با HFTI-qZS-CMI، CMI، qZS-CMI با فیلتر نوع یک، qZS-CMI با فیلتر نوع دو و مبدل سه طبقه چندسطحی آبشاری بر اساس تعداد سطوحهای ولتاژ هر فاز (X) اینورتر مقایسه و در جدول (۱) نشان داده شده است. -HFTI-qZS-CMI نسبت به مبدل سه طبقه چندسطحی آبشاری کلیدها و دیودهای کمتری دارد. همچنین نسبت به qZS-CMI دارای کلید و خازن بیشتری می‌باشد و در هر سلول آن یک ترانسفورماتور فرکانس بالا قرار دارد. بعلاوه، HFTI-qZS-CMI نسبت به qZS-CMI با

جدول (۱): مقایسه تعداد المان‌های مورد نیاز یک سلول HFTI-qZS-CMI با qZS-CMI و مبدل سه طبقه چندسطحی آبشاری

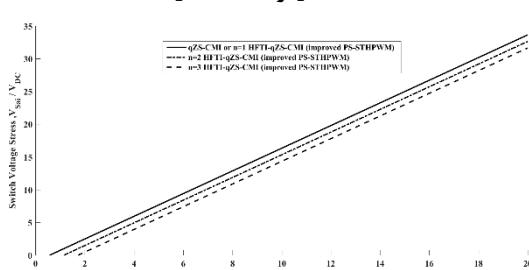
ساختار	سلف متقابل	ترانسفورماتور فرکانس بالا	کلید	دیود	سلف	خازن
[۲۰]qZS-CMI	-	-	2(x-1)	(x-1)/2	(x-1)	(x-1)
qZS-CMI با فیلتر نوع یک [۱۴]	(x-1)	-	2(x-1)	(x-1)/2	(5x-5)/2	2(x-1)
qZS-CMI با فیلتر نوع دو [۱۴]	(x-1)	-	2(x-1)	(x-1)/2	(5x-1)/2	2(x-1)
مبدل سه طبقه چندسطحی آبشاری [۱۷]	(x-1)/2	(x-1)	4(x-1)	2(x-1)	(x-1)	-
HFTI-qZS-CMI	(x-1)/2	(5x-5)/2	(x-1)/2	(x-1)	(3x-3)/2	(x-1)/2



شکل (۸): تنش ولتاژ کلید S_i نسبت به بهره ولتاژ هر سلول HFTI-qZS-CMI و qZS-CMI



شکل (۶): بهره ولتاژ نسبت به ساختار مدولاسیون ساختار qZS-CMI و HFTI-qZS-CMI



شکل (۹): تنش ولتاژ کلیدهای S_{ai} نسبت به بهره ولتاژ در هر سلول qZS-CMI و HFTI-qZS-CMI

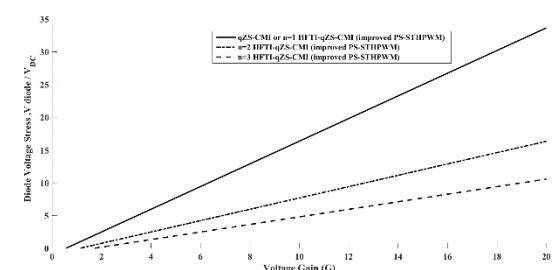
در ادامه شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی با در نظر گرفتن شاخص‌های مدولاسیون $0/85$ و $0/75$ انجام می‌شود. نتایج شبیه‌سازی مورد مقایسه قرار می‌گیرد. با توجه به رابطه (۴۹)، سیکل کاری حالت اتصال کوتاه ساختار پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون PS-STHPWM برابر باشد. یافته به ترتیب برابر $0/263$ و $0/35$ بدست می‌آیند.

شکل موج‌های جریان بار سه فاز در شکل (۱۰)، ولتاژ خازن C_{IS} و جریان سلف L_1 مربوط به سلول اول فاز a در شکل (۱۱)، ولتاژ لینک DC مربوط به سلول اول فاز a در شکل (۱۲) و ولتاژهای فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی با شاخص مدولاسیون $0/85$ در شکل (۱۳) نشان داده شده است.

با توجه به شکل (۱۳)، ولتاژ فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی به ترتیب هفت و سیزده سطحی است، همچنین ملاحظه می‌شود که ولتاژ خروجی دارای ریپل می‌باشد. این ریپل ناشی از ریپل ولتاژ خازن

۶- شبیه‌سازی

در این بخش، به شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی پرداخته می‌شود. این شبیه‌سازی‌ها در محیط نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK انجام گرفته است. ابتدا به شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی در شاخص‌های مدولاسیون مختلف پرداخته شده و نتایج آن مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. در ادامه، نتایج شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی با ساختار qZS-CMI ساختار پیشنهادی و ساختار qZS-CMI نشان داده شده است. برای اینکه مقایسه درستی انجام شود، پارامترهای مشترک دو ساختار برابر در نظر گرفته شده است.



شکل (۷): تنش ولتاژ دیود نسبت به بهره ولتاژ هر سلول HFTI-qZS-CMI و qZS-CMI

توجه به این شکل‌ها، ولتاژ فاز و خط خروجی ساختار پیشنهادی به ترتیب هفت و سیزده سطحی است.

با توجه به شکل‌های (۱۶) تا (۱۹)، ساختار پیشنهادی در مقایسه با ساختار $qZS-CMI$ در بهره ولتاژ یکسان (بهره ولتاژ بزرگتر از دو) دارای تعداد سطح‌های بیشتری می‌باشد. در اینورترهای چندسطحی آبشاری با شاخص مدولاسیون کمتر از $1/8$ ، تعداد سطح‌های ولتاژ فاز دو سطح و تعداد سطح‌های ولتاژ خطر چهار سطح کاهش پیدا می‌کند و این یک عیوب این اینورترها می‌باشد. در نتیجه ساختار پیشنهادی حداکثر در بهره ولتاژ $2n$ و ساختار $qZS-CMI$ حداکثر در بهره ولتاژ دو با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزربیق هارمونیک سوم مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند. به دلیل استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار پیشنهادی، حداکثر بهره ولتاژ دو برابر ساختار $qZS-CMI$ است. اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط (V_{ab}) در ساختار پیشنهادی و $qZS-CMI$ در بهره ولتاژ سه در شکل‌های (۲۰) و (۲۱) نشان داده شده است. به دلیل اینکه تعداد سطح‌های ساختار پیشنهادی نسبت به $qZS-CMI$ در بهره ولتاژ سه بیشتر است، اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ کمتری دارد.

در حالت دوم، ولتاژ ورودی 120 ولت و شاخص مدولاسیونیک در ساختار پیشنهادی و ساختار $qZS-CMI$ در نظر گرفته می‌شود. ضریب افزایش‌گی ولتاژ ساختار پیشنهادی و $qZS-CMI$ با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزربیق هارمونیک سوم به ترتیب برابر با $2/73$ و $1/366$ بدست می‌آیند.

شكل‌موج ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار $qZS-CMI$ در شاخص مدولاسیونیک و به ترتیب در شکل‌های (۲۲) و (۲۳) نشان داده شده است. با توجه به این شکل‌ها، ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) به ترتیب هفت و سیزده سطحی است. مقدار بشینه ولتاژ فاز و خط به ترتیب برابر با $48/7$ و $84/9$ ولت می‌باشد.

شكل‌موج ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیونیک به ترتیب در شکل‌های (۲۴) و (۲۵) نشان داده شده است. با توجه به این شکل‌ها، ولتاژ فاز (V_a) و خط (V_{ab}) به ترتیب هفت و سیزده سطحی است. بیشترین ولتاژ فاز (V_a) و خط (V_{ab}) به ترتیب برابر با $96/7$ و $167/6$ ولت می‌باشد.

جدول (۲): پارامترهای ساختار پیشنهادی

$qZS-CMI$	ساختار پیشنهادی	پارامترها
۳	۳	تعداد سلول
120 V	120 V	DC ولتاژ منبع
$1800\mu\text{H}$	$1800\mu\text{H}$	L_{m1} و L_{m2} اندوکتانس‌ها
$6600\mu\text{F}$	$6600\mu\text{F}$	$C_{1s5}C_{2p}$ خازن‌های فرکانس بالا (n)
-	۲	نسبت تبدیل ترانسفورماتور فرکانس بالا (n)
10 kHz	10 kHz	فرکانس کلیدزنی
20Ω	20Ω	بار مقاومتی
$1000\mu\text{H}$	$1000\mu\text{H}$	L_f
$10\mu\text{F}$	$10\mu\text{F}$	C_f

C_{1s} می‌باشد (شکل ۱۱)). برای کاهش ریپل می‌توان اندازه خازن‌ها را افزایش داد. همچنین برای کاهش ریپل جریان سلف A_L می‌توان اندازه سلف L_1 را افزایش داد.

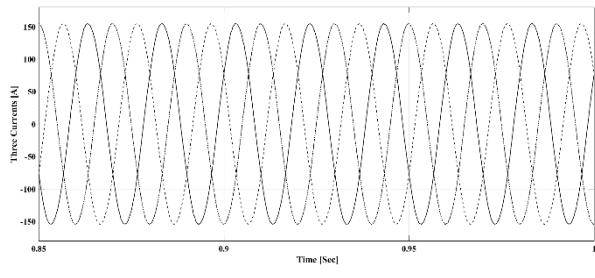
شكل‌موج ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی و شکل‌موج جریان بار سه فاز در شاخص مدولاسیون $1/75$ به ترتیب در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) نشان داده شده است. ولتاژ فاز و خط ساختار پیشنهادی باید به ترتیب هفت و سیزده سطحی باشد. با توجه به شکل (۱۶)، ولتاژ‌های فاز و خط ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون $1/75$ به ترتیب پنج و نه سطحی است. زیرا در اینورترهای چندسطحی آبشاری با کمتر شدن شاخص مدولاسیون از $1/8$ تعداد حالت‌های کلیدزنی‌ها کاهش پیدا کرده و در نتیجه تعداد سطح‌های ولتاژ فاز دو سطح کاهش پیدا کرده و ولتاژ خطر چهار سطح کاهش پیدا می‌کند. اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی و جریان بار سه فاز در شاخص مدولاسیون $1/85$ در جدول (۳) نشان داده شده است. همان‌طور که مورد انتظار بود با کاهش شاخص مدولاسیون و در نتیجه افزایش سیکل کاری حالت اتصال کوتاه، بیشترین مقدار ولتاژ فاز و خط افزایش می‌یابد. در نتیجه بیشترین مقدار جریان سه‌فاز هم افزایش پیدا می‌کند.

برای مقایسه ساختار پیشنهادی با ساختار $qZS-CMI$ ، سه حالت در نظر گرفته شده است. حالت اول مقایسه با در نظر گرفتن ولتاژ ورودی و خروجی یکسان یا به عبارتی به ازای یک بهره ولتاژ یکسان و حالت دوم مقایسه به ازای ولتاژ ورودی و شاخص مدولاسیونیکسان انجام شده است. حالت سوم از نقطه‌نظر جریان نشستی مورد مقایسه قرار گرفته است.

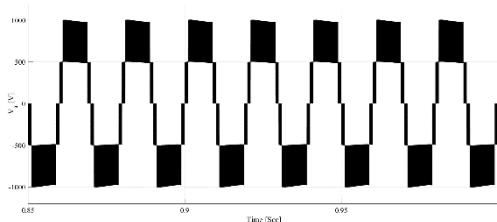
در حالت اول بهره ولتاژ هر دو ساختار برابر سه ($G=3$) در نظر گرفته می‌شود. شاخص مدولاسیون ساختار پیشنهادی و ساختار $qZS-CMI$ با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزربیق هارمونیک سوم به ترتیب برابر $0/938$ و $0/715$ بدست می‌آیند.

شكل‌موج ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار $qZS-CMI$ در بهره ولتاژ سه به ترتیب در شکل‌های (۱۶) و (۱۷) نشان داده شده است. این ساختار در هر فاز سه سلول دارد، پس باید شکل‌موج ولتاژ فاز و ولتاژ خط به خط خروجی ساختار $qZS-CMI$ به ترتیب هفت و سیزده سطحی باشد. ولی از آنجایی که بهره ولتاژ و شاخص مدولاسیون ساختار $qZS-CMI$ به ترتیب سه و $0/715$ است، شکل‌موج ولتاژ فاز و ولتاژ خط خروجی ساختار $qZS-CMI$ به ترتیب پنج و نه سطحی می‌شود، زیرا زمانی که شاخص مدولاسیون کمتر از $1/8$ شود، تعداد حالت‌های کلیدزنی کاهش پیدا می‌کند، در نتیجه دو سطح از تعداد سطح‌های ولتاژ فاز و چهار سطح از ولتاژ خط خروجی کم می‌شود. شکل‌موج ولتاژ‌های فاز (V_a) و خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی در بهره ولتاژ سه به ترتیب در شکل‌های (۱۸) و (۱۹) نشان داده شده است. با

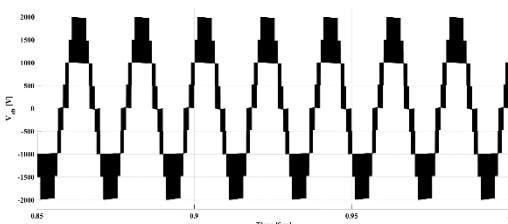




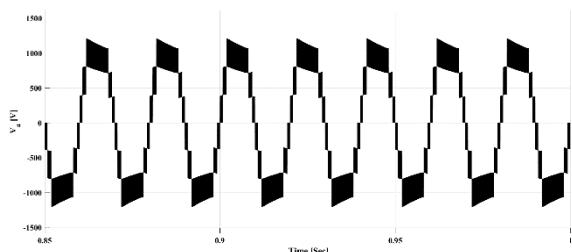
شکل (۱۵): شکل موج جریان بار سه فاز در شاخص مدولاسیون
۰/۷۵



شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ فاز (V_a) ساختار qZS-CMI با بهره ولتاژ سه

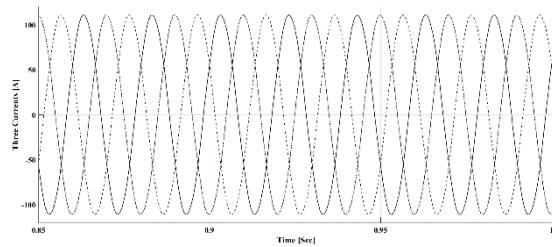


شکل (۱۷): شکل موج ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار qZS-CMI با بهره ولتاژ سه

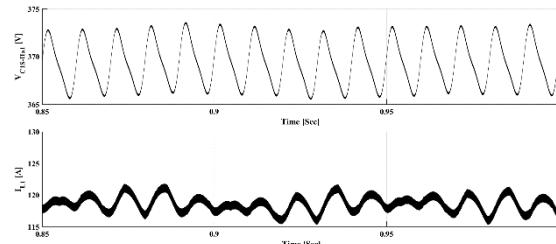


شکل (۱۸): شکل موج ولتاژ فاز (V_a) ساختار پیشنهادی با بهره ولتاژ سه

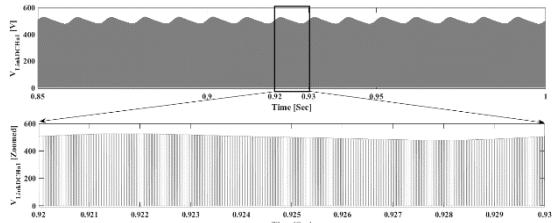
اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی و ساختار در جدول (۴) نشان داده شده است. با توجه به جدول (۴) و شکل های (۲۲) تا (۲۵)، ساختار پیشنهادی دارای ولتاژ بیشتری در خروجی اینورتر می باشد. در نتیجه، ساختار پیشنهادی نسبت به qZS-CMI



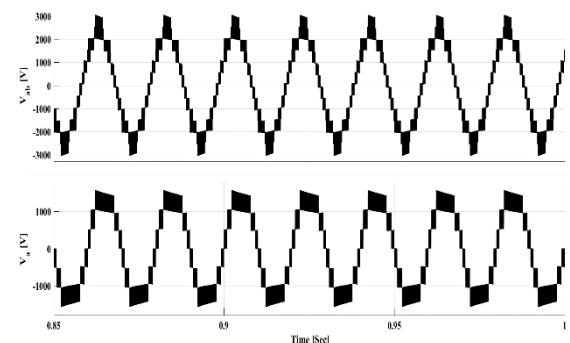
شکل (۱۰): شکل موج جریان بار سه فاز در شاخص مدولاسیون
۰/۸۵



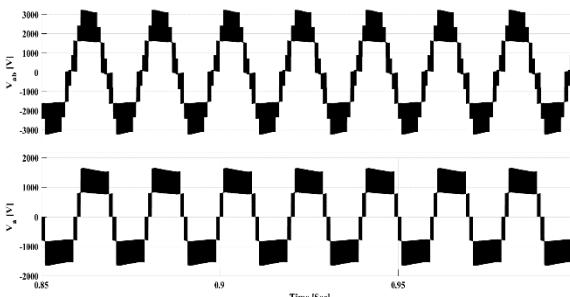
شکل (۱۱): شکل موج ولتاژ خازن C_{IS} و جریان سلف L_1 مربوط به سلول اول فاز a ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون ۰/۸۵



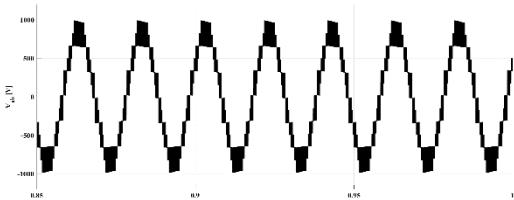
شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ لینک DC مربوط به سلول اول فاز a ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون ۰/۸۵



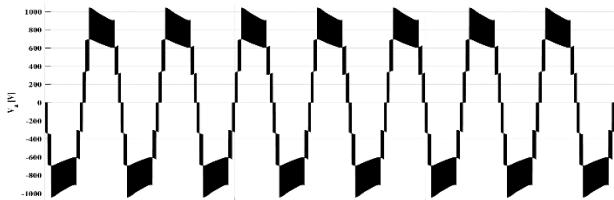
شکل (۱۳): شکل موج ولتاژهای فاز (V_a) و خط (V_ab) ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون ۰/۸۵



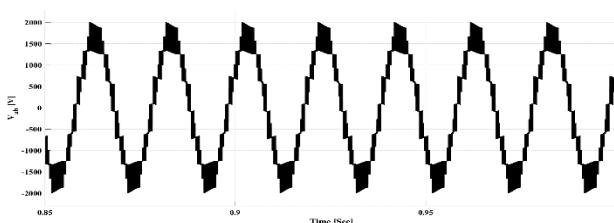
شکل (۱۴): شکل موج ولتاژهای فاز (V_a) و خط (V_ab) ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون ۰/۷۵



شکل (۲۳): شکل موج ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار qZS-CMI در شاخص مدولاسیون یک



شکل (۲۴): شکل موج ولتاژ فاز (V_a) ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون یک



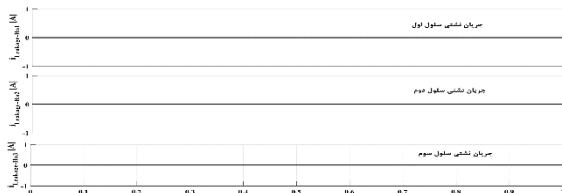
شکل (۲۵): شکل موج ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی در شاخص مدولاسیون یک

جدول (۴): اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط و جریان بار در ساختار

پیشنهادی و qZS-CMI در شاخص مدولاسیونیک

اعوجاج هارمونیکی کل		ساختار
جریان بار	ولتاژ خط (V_{ab})	
۰/۵۹ درصد	۱۹/۹ درصد	qZS-CMI
۰/۵۵ درصد	۱۹/۷ درصد	HFTI-qZS-CMI

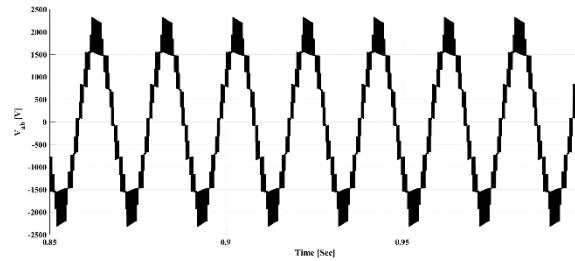
سیستم فتوولتائیک با استفاده از ساختار پیشنهادی و ساختار qZS-CMI مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. شکل موج جریان نشتی سه سلول فاز a ساختار پیشنهادی و ساختار qZS-CMI به ترتیب در شکل‌های (۲۶) و (۲۷) نشان داده شده است. $I_{\text{Leakage-Ha}1}$, $I_{\text{Leakage-Ha}2}$ و $I_{\text{Leakage-Ha}3}$ به ترتیب جریان نشتی سلول اول، دوم و سوم فاز همی باشند. با توجه به شکل (۲۶)، به دلیل استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار پیشنهادی جریان نشتی ایجاد نمی‌شود. همچنین، به این دلیل که در خروجی ساختار qZS-CMI ترانسفورماتور اتصال پیدا نکرده است، جریان نشتی وجود دارد، موجب افزایش تداخلات الکترومغناطیسی و تلفات می‌شود.



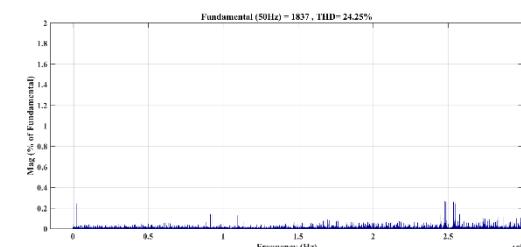
شکل (۲۶): شکل موج جریان نشتی سه سلول فاز a ساختار پیشنهادی

شاخص مدولاسیون و ولتاژ منبع DC یکسان دارای ولتاژ بیشتری است.

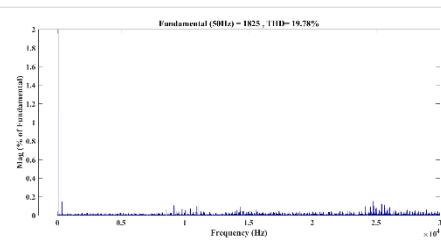
در حالت سوم ساختار پیشنهادی با ساختار qZS-CMI از نقطه نظر جریان نشتی مورد مقایسه قرار می‌گیرد. به منظور پیاده سازی خازن‌های پارازیتی در سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه با استفاده از ساختار پیشنهادی و ساختار qZS-CMI از خازن ۱۰۰ nF استفاده شده است. فرض می‌شود که سیستم در شرایط تست استاندارد (STC) کار می‌کند. شرایط تست استاندارد دمای ۲۵°C تشعشع ۱۰۰۰ W/m² می‌باشد. بنابراین از ردیاب نقطه ماکریم توان در شبیه‌سازی صرف نظر می‌شود. به همین دلیل پنل خورشیدی با منبع ولتاژ مستقل ۱۲۰ V جایگزین شده است.



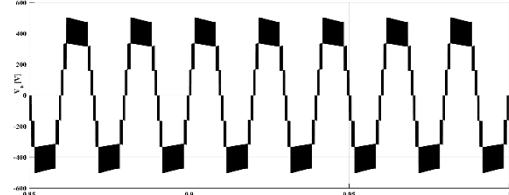
شکل (۱۹): شکل موج ولتاژ خط (V_{ab}) ساختار پیشنهادی با بهره ولتاژ سه



شکل (۲۰): اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط در ساختار qZS-CMI در بهره ولتاژ سه



شکل (۲۱): اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ خط در ساختار qZS-CMI در بهره ولتاژ سه

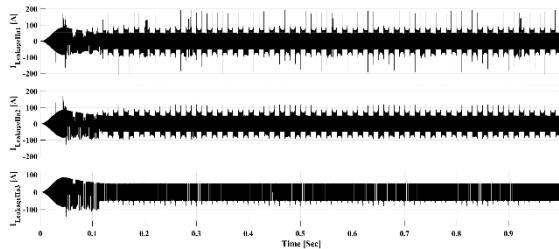


شکل (۲۲): شکل موج ولتاژ فاز (V_a) ساختار qZS-CMI در شاخص مدولاسیون یک



مراجع

- [1] B. Wu, "High-power converters and AC drives," John Wiley & Sons, 2006.
- [2] F. Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Transactions on industry applications, vol. 39, pp. 504-510, 2003.
- [3] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, and F. Z. Peng, "Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, pp. 1532-1541, 2013.
- [4] P. P. Dash and M. Kazerani, "Dynamic modeling and performance analysis of a grid-connected current-source inverter-based photovoltaic system," IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 2, pp. 443-450, 2011.
- [5] A. Yazdani, A. R. Di Fazio, H. Ghoddami, M. Russo, M. Kazerani, J. Jatskevich, et al., "Modeling guidelines and a benchmark for power system simulation studies of three-phase single-stage photovoltaic systems," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, pp. 1247-1264, 2011.
- [6] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2743-2749.
- [7] H. F. Ahmed, H. Cha, S.-H. Kim, and H.-G. Kim, "Switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, pp. 1241-1254, 2016.
- [8] S. Jiang, D. Cao, and F. Z. Peng, "High frequency transformer isolated Z-source inverters," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011, pp. 442-449.
- [9] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992, pp. 397-403.
- [10] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 2930-2945, 2007.
- [11] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 49, pp. 724-738, 2002.
- [12] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Pérez, "A survey on cascaded multilevel inverters," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 57, pp. 2197-2206, 2010.
- [13] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A newneutral-point-clamped PWM inverter," IEEE Transactions on industry applications, pp. 518-523, 1981.
- [14] Y. Zhou and H. Li, "Analysis and suppression of leakage current in cascaded-multilevel-inverter-based PV systems," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, pp. 5265-5277, 2014.
- [15] L. Liu, H. Li, and Y. Xue, "A coordinated active and reactive power control strategy for grid-connected cascaded photovoltaic (PV) system in high voltage high power applications," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, 2013, pp. 1301-1308.



شکل (۲۷): شکل موج جریان نشتی سه سلوول فاز a ساختار qZS-CMI

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، ساختار جدید HFTI-qZS-CMI معرفی شده است. ساختار پیشنهادی قابلیت تولید ولتاژ بالا برای کاربردهای توان بالا یا متوسط را دارد. با اضافه کردن یک کلید، یک خازن و یک ترانسفورماتور فرکانس بالا و همچنین حذف یک سلف از هر سلوول qZS-CMI استفاده از ترانسفورماتور ساختار HFTI-qZS-CMI ایجاد می‌شود. استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در ساختار پیشنهادی، منجر به ایجاد ایزولاسیون الکتریکی بین ورودی و خروجی، افزایش یا کاهش ولتاژ خروجی، افزایش قابلیت اطمینان سیستم و کاهش تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. به دلیل استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا در هر سلوول در کاربردهای سیستم فتوولتائیک و درایو موتورهای الکتریکی مشکل جریان نشتی مرتفع می‌شود. شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی با استفاده از مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزریق هارمونیک سوم در محیط نرم افزار MATLAB/SIMULINK انجام شده است. در ابتدا شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی در شاخص‌های مدولاسیون ۸۵/۰ و ۷۵/۰ انجام شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که با کاهش شاخص مدولاسیون مقدار بیشترین ولتاژ فاز و خط فزایش پیدا می‌کند. ساختار پیشنهادی حداکثر در بهره ولتاژ 2n و ساختار qZS-CMI حداکثر در بهره ولتاژ دو با استفاده از مدولاسیون پهنهای پالس سینوسی شیفت فاز بهبود یافته با تزریق هارمونیک سوم مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد. به دلیل استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا با نسبت تبدیل n در ساختار پیشنهادی، حداکثر بهره ولتاژ دو برابر ساختار qZS-CMI است. در بهره ولتاژ بالاتر از دو، به دلیل اینکه تعداد سطوح‌های ولتاژ فاز و خط ساختار پیشنهادی بیشتر از تعداد سطوح‌های ولتاژ فاز و خط ساختار qZS-CMI است، اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ کمتر می‌باشد.

در حالتی که ولتاژ ورودی و شاخص مدولاسیونیکسان باشد، ساختار پیشنهادی نسبت به qZS-CMI دارای ولتاژ بیشتری است. ولتاژ خروجی ساختار پیشنهادی نسبت به ساختار qZS-CMI دارای ریپل بیشتری است. برای کاهش ریپل می‌توان اندازه خازن‌ها افزایش داد، منجر به افزایش حجم و هزینه ساختار پیشنهادی می‌شود. نتایج حاصل از تحلیل و شبیه‌سازی، عملکرد بهتر اینورتر پیشنهادی را نسبت به ساختار qZS-CMI نشان می‌دهد.

- ¹Z-Source Inverter (ZSI)
- ²quasi-Z-Source Inverter (qZSI)
- ³Cascade Multilevel Inverter (CMI)
- ⁴quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter (qZS-CMI)
- ⁵High Frequency Transformer Isolated Quasi Z-Source Cascade Multilevel Inverter (HFTI-qZS-CMI)
- ⁶Improved Phase Shifted Sinusoidal Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation (PS-STHPWM)
- ⁷Improved Phase Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation (PS-STHPWM)

- [16] S. Rivera, S. Kouro, B. Wu, J. Leon, J. Rodriguez, and L. Franquelo, "Cascaded H-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems ",in 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011, pp. 1837-1844.
- [17] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, pp. 292-303, 2016.
- [18] W. Zhao, H. Choi, G. Konstantinou, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "Cascaded H-bridge multilevel converter for large-scale PV grid-integration with isolated DC-DC stage," in 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012, pp. 849-856.
- [19] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, and F. Z. Peng, "An effective control method for quasi-Z-source cascade multilevel inverter-based grid-tie single-phase photovoltaic power system," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 10, pp. 399-407, 2014.
- [20] D. Sun, B. Ge, F. Z. Peng, A. R. Haitham, D. Bi, and Y. Liu, "A new grid-connected PV system based on cascaded H-bridge quasi-Z source inverter ",in Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on, 2012, pp. 951-956.
- [21] D. Sun, B. Ge, X. Yan, D. Bi, H. Zhang, Y. Liu, et al., "Modeling, Impedance Design, and Efficiency Analysis of Quasi-Source Module in Cascaded Multilevel Photovoltaic Power System," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, pp. 6108-6117, 2014.
- [22] Y. Zhou, L. Liu, and H. Li, "A high-performance photovoltaic module-integrated converter (MIC) based on cascaded quasi-Z-source inverters (qZSI) using GaN FETs," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, pp. 2727-2738, 2013.
- [۲۳] محسن حسن بابای نوزادیان، ابراهیم بابای "ارائه یک ساختار جدید چند طبقه ای برای اینورترهای منبع امپدانسی"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال پانزدهم، شماره اول، بهار ۱۳۹۷
- [۲۴] مهران صباحی، امین اشرفی گندمی، سعید سعیدآبادی "مبدل چند سطحی متصل به شبکه با اینمنی بالا با قابلیت اخذ بشینه توان از سلول‌های خورشیدی"، مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره سوم، پائیز ۱۳۹۵
- [25] Siwakoti, Yam P., et al. "Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review." IEEE Transactions on Power Electronics 30.2 (2015): 699-716.
- [26] Siwakoti, Yam P., et al. "Impedance-source networks for electric power conversion part II: Review of control and modulation techniques." IEEE Transactions on Power Electronics 30.4 (2015): 1887-1906.
- [27] Baimel, D., R. Rabinovici, and S. Tapuchi. "Phase shifted PWM with third harmonic injection for over-modulation range operation." Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on. IEEE, 2014.

زیرنویس‌ها

