

مروری جامع بر الگوهای اساسی کلیدزنی اینورترهای منبع امپدانسی سه فاز

الیاس شوکتی اصل و محسن حسن بابای نوزادیان

بوده و نیازمند یک طبقه افزایشنده DC-DC اضافی برای کاربردهایی با ولتاژ ورودی پایین تر از ولتاژ مطلوب خروجی هستند. علاوه بر این، اتصال کوتاه شدن ساق‌های خروجی در اینورترهای منبع ولتاژ می‌تواند منجر به جریان‌های مخرب شود. از سوی دیگر، اینورترهای منبع جریان ذاتاً افزایشنده ولتاژ هستند اما نیازمند یک سلف بزرگ در ورودی بوده و نمی‌توانند در شرایط بی‌باری یا بار سبک به طور پایدار عمل کنند. همچنین، باز ماندن مدار ورودی در اینورترهای منبع جریان منجر به ولتاژهای بسیار بالا و آسیب به ادوات می‌شود [۱]. به منظور غلبه بر این محدودیت‌ها، مفهوم اینورتر منبع امپدانسی^۳ (ZSI) توسط پنگ در اوایل قرن بیست و یکم معرفی گردید [۲] و [۳]. این ساختار نوین با بهره‌گیری از یک شبکه امپدانسی منحصر به فرد، متشکل از سلف‌ها و خازن‌ها، بین منبع ورودی DC و پل اینورتر، قابلیت‌های برجسته‌ای را فراهم می‌آورد. مهمترین مزیت ZSI، توانایی افزایش و کاهش ولتاژ ورودی در یک مرحله است که نیاز به مبدل‌های DC-DC اضافی را مرتفع ساخته و منجر به کاهش هزینه، حجم و پیچیدگی سیستم می‌گردد. علاوه بر این، ZSI به طور ذاتی در برابر اتصال کوتاه شدن فازهای خروجی محافظت شده‌اند، زیرا حالت کلیدزنی موسوم به ST یعنی اتصال کوتاه همزمان کلیدهای یک بازو که در اینورترهای منبع ولتاژ مخرب است، در ZSI برای افزایش ولتاژ مورد استفاده قرار می‌گیرد. این ویژگی، قابلیت اطمینان سیستم را به طور قابل توجهی افزایش می‌دهد. همچنین، امکان کارکرد پیوسته جریان ورودی از دیگر مزایای این ساختار به شمار می‌رود.

۱-۱ مرور ساختارها و کاربردها

با توجه به ویژگی‌های ممتاز ذکر شده، اینورترهای منبع امپدانسی و انواع بهبود یافته آن‌ها چه نیم‌پل [۴] تا [۶] و چه تمام‌پل [۷] تا [۹] به سرعت توجه محققان را به خود جلب کرد. در هر یک از مراجع [۴] تا [۹]، حداقل یک ویژگی ممتاز برای ساختار ارائه شده مطرح شده است. برای مثال، در مرجع [۴]، با هدف رسیدن به جریان ورودی پیوسته با بهره ولتاژ بالا ساختار مبتنی بر ترانسفورماتور مطرح شده است. با این حال، الگوی کلیدزنی ارائه شده در این ساختار امکان ایجاد ولتاژ خروجی با فرکانس پایین جهت مصارف خانگی را ندارد. در مرجع [۵]، با هدف کاهش تنش ولتاژ روی خازن‌ها ساختار مبتنی بر شبکه امپدانسی در قالب گاما ارائه شده است که فقط امکان تولید ولتاژ خروجی در مقیاس فرکانس کلیدزنی را در اختیار قرار می‌دهد. در مرجع [۶] نیز ساختارهای نیم پل مختلفی با جاسازی منابع ولتاژ در بخش‌های مختلف مبدل ارائه شده است که الگوی کلیدزنی این اینورتر نیز مشکلات مشابه الگوهای مطرح شده در مراجع

چکیده: اساسی‌ترین روش برای کنترل اینورترهای منبع امپدانسی، روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد. علاوه بر روش کنترلی افزایش ساده، روش‌های کنترلی دیگری مانند روش کنترلی افزایش بیشینه، روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم، روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه و روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم وجود دارند. روش کنترلی افزایش بیشینه دارای ناحیه عمل‌کرد ممکن عریض تری نسبت به روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد. در روش کنترلی افزایش بیشینه، جریان عبوری از سلف‌ها و ولتاژ دو سر خازن‌ها علاوه بر داشتن ریبیل کوچک فرکانس بالا ریبیل بزرگ فرکانس پایین دارد. به منظور کاهش حجم و هزینه شبکه منبع امپدانسی باید ریبیل‌های فرکانس پایین حذف شوند. برای این منظور می‌توان از روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه استفاده نمود. هم چنین تزریق هارمونیک سوم در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد که سبب افزایش محدوده شاخص مدولاسیون می‌شود. در این مقاله، هر یک از روش‌های کلیدزنی افزایش ساده، افزایش بیشینه، افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم، افزایش ثابت بیشینه و افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم به تفصیل ارائه می‌شود و مزایا و معایب هر یک از این روش‌ها تشریح می‌شود. در پایان، نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC جهت اثبات صحت روش‌های کنترلی مرور شده ارائه می‌شود.

کلیدواژه: اینورتر منبع امپدانسی، روش کنترلی افزایش ساده، روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه، تزریق هارمونیک سوم، شاخص مدولاسیون، بهره ولتاژ.

۱- مقدمه

در دهه‌های اخیر، تقاضا برای سیستم‌های تبدیل توان با بازده بالا و قابلیت اطمینان فزاینده، موتور محرکه نوآوری‌های چشمگیری در حوزه الکترونیک قدرت بوده است. اینورترهای منبع ولتاژ^۱ (VSI) و اینورترهای منبع جریان^۲ (CSI) مرسوم علی‌رغم کاربرد گسترده، با محدودیت‌هایی ذاتی مواجه هستند. اینورترهای منبع ولتاژ تنها قادر به کاهش ولتاژ ورودی

این مقاله در تاریخ ۱۷ خرداد ماه ۱۴۰۴ دریافت و در تاریخ ۲۱ آبان ماه ۱۴۰۴ بازنگری شد.

الیاس شوکتی اصل (نویسنده مسئول)، گروه پژوهشی انرژی خورشیدی، پژوهشگاه انرژی، پژوهشگاه مواد و انرژی، کرج، ایران، (email: elias.shokati.asl@gmail.com)

محسن حسن بابای نوزادیان، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران، (email: m.nozadian@basu.ac.ir)

1. Voltage Source Inverter
2. Current Source Inverters

و [۲۵]. روش کنترلی افزایش ساده یکی از اولین و ساده‌ترین روش‌های کنترلی ارائه شده برای ZSI است. در این روش، مدت زمان حالت ST به گونه‌ای تنظیم می‌شود که ولتاژ پیک لینک DC ثابت نگه داشته شود. این روش از یک سیگنال مرجع DC برای کنترل مستقیم استفاده می‌کند. اگرچه پیاده‌سازی روش کنترلی افزایش ساده پیچیده نیست، اما دارای معایبی نیز می‌باشد. یکی از چالش‌های اصلی این روش، استرس ولتاژ بالاتر بر روی کلیدهای نیمه‌هادی در مقایسه با سایر روش‌های پیشرفته‌تر برای یک بهره ولتاژ یکسان است. همچنین محدودیت‌هایی در دستیابی به بهره ولتاژ بالا وجود دارد، مگر اینکه ضریب مدولاسیون کاهش یابد که این امر به نوبه خود کیفیت شکل موج خروجی را تحت تأثیر قرار می‌دهد. با این حال، سادگی و قابلیت درک آسان روش کنترلی افزایش ساده، آن را به یک نقطه شروع مناسب برای درک اصول عملکرد کنترلی ZSI تبدیل کرده است و تحقیقات متعددی به بررسی عملکرد، پایداری و بهینه‌سازی روش کنترلی افزایش ساده پرداخته‌اند [۲۶] تا [۲۹].

به منظور غلبه بر محدودیت‌های روش کنترلی افزایش ساده [۳] و دستیابی به بهره ولتاژ بالاتر با استرس ولتاژ کمتر بر روی ادوات، روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] توسعه یافت. ایده اصلی در این روش، توزیع حالت ST در طول بازه‌های زمانی صفر در الگوهای کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی^۴ (SPWM) با حامل مثلثی متداول است. در این روش، مدت زمان ST به گونه‌ای انتخاب می‌شود که ولتاژ لینک DC در طول حالت‌های فعال، حداکثر مقدار ممکن را داشته باشد و این امر منجر به بیشترین بهره ولتاژ ممکن برای یک شاخص مدولاسیون معین می‌شود. به عبارت دیگر، روش کنترلی افزایش بیشینه سعی در به حداکثر رساندن بهره ولتاژ برای یک شاخص مدولاسیون مشخص دارد. این روش منجر به کاهش استرس ولتاژ بر روی کلیدها در مقایسه با روش کنترلی افزایش ساده برای دستیابی به یک بهره ولتاژ مشخص می‌شود و امکان استفاده بهتر از ولتاژ ورودی را فراهم می‌کند. پژوهش‌های متعددی به بررسی عملکرد و پایداری روش کنترلی افزایش بیشینه پرداخته‌اند [۳۰].

با وجود مزایای روش کنترلی افزایش بیشینه، تغییرات پیوسته در بهره ولتاژ لینک DC می‌تواند منجر به پیچیدگی در طراحی کنترل‌کننده حلقه بسته و همچنین افزایش ریبیل در جریان سلف و ولتاژ خازن شبکه Z شود. برای رفع این مشکل، روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه [۲۴] معرفی گردید. در این استراتژی، هدف اصلی، حفظ بهره ولتاژ ثابت در شبکه امپدانس و در عین حال بهره‌برداری از حداکثر شاخص مدولاسیون ممکن برای دستیابی به کیفیت توان بهینه در خروجی است. این روش سعی دارد ولتاژ پیک لینک DC را در یک مقدار ثابت و از پیش تعیین شده، مستقل از تغییرات ولتاژ ورودی (در یک محدوده مشخص) نگه دارد. یکی از مزایای کلیدی روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه، کاهش استرس ولتاژ بر روی خازن‌های لینک DC و همچنین ساده‌سازی طراحی فیلتر خروجی به دلیل ولتاژ لینک DC ثابت است. این روش همچنین منجر به بهبود پاسخ دینامیکی سیستم در برابر تغییرات بار و ولتاژ ورودی می‌شود. نسخه‌های مختلفی از روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه نیز با هدف بررسی عملکرد در شرایط مختلف کاری ارائه شده‌اند [۳۱] تا [۳۴].

۳-۱ مرور روش‌های کنترلی پیشرفته

علاوه بر روش‌های اصلی فوق، تحقیقات گسترده‌ای به توسعه روش‌های کنترلی پیشرفته‌تر و بهینه‌تر برای ZSI منجر شده است. یکی

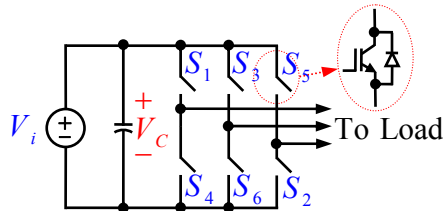
[۴] و [۵] را دارد. در مرجع [۷] با هدف ایجاد ضریب افزایش قابل تغییر در اینورترهای منبع امپدانس بدون هیچ تغییری در نوع ساختار، ساختاری با دو ورودی ارائه شده است. اگرچه الگوی کلیدزنی ارائه شده در مرجع [۷] سبب تغییر در معادله ضریب افزایش می‌شود ولی این راهکار فقط در اینورترهای منبع امپدانس کلیدزنی شده امکان‌پذیر است. در مرجع [۸]، با هدف توزیع ولتاژ در شبکه‌های امپدانس، ساختار اینورتر منبع امپدانس با شبکه‌های آبخاری ارائه شده است. اگرچه در این نوع از اینورترها امکان اعمال الگوهای کلیدزنی مختلف جهت تولید ولتاژ خروجی با فرکانس همخوان با شبکه توزیع وجود دارد اما در مرجع [۸]، فقط عملکرد اینورتر در ایجاد ولتاژ خروجی با فرکانس بالا آزمایش شده است. در مرجع [۹]، ضمن مرور الگوهای مختلف کلیدزنی و روش‌های کنترلی، ساختار اینورتر افزایش‌دهنده کلیدزنی شده با بهره ولتاژ متغیر ارائه شده است. اگرچه ساختار ارائه شده در کاهش تنش ولتاژ روی خازن‌ها کاملاً موفق بوده است ولی الگوی کلیدزنی ارائه شده در این مرجع هدف تغییر ضریب افزایش را دنبال می‌کند که فقط در ساختارهایی با شبکه امپدانس دارای کلید میسر است. این اینورترها کاربردهای متنوعی در زمینه‌هایی همچون سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه [۱۰] تا [۱۲]، خودروهای الکتریکی و هیبریدی [۱۳] تا [۱۵]، درایوهای موتور AC [۱۶] تا [۱۸] و منابع تغذیه بدون وقفه [۱۹] و [۲۰] پیدا کرده‌اند. موفقیت و کارایی ZSI به طور مستقیم به الگوهای کلیدزنی و استراتژی‌های کنترلی اتخاذ شده بستگی دارد. هدف اصلی این روش‌ها، دستیابی به ولتاژ خروجی AC مطلوب با اعوجاج هارمونیک کل پایین، پاسخ دینامیکی سریع، و بهره‌برداری بهینه از قابلیت افزایش ولتاژ شبکه امپدانس است.

۲-۱ مرور الگوهای کلیدزنی و روش‌های کنترلی

مراجع گسترده‌ای در زمینه الگوهای کلیدزنی و روش‌های کنترلی اینورترهای منبع امپدانس وجود دارد که هر یک با هدف بهبود عملکرد خاصی از اینورتر توسعه یافته‌اند [۲۱]. انتخاب الگوی کلیدزنی مناسب، نقش حیاتی در دستیابی به اهداف کنترلی نظیر تنظیم ولتاژ خروجی، کاهش استرس ولتاژ و جریان بر روی ادوات نیمه‌هادی، و بهبود کیفیت توان خروجی ایفا می‌کند. برخلاف VSI که حالت ST در آن‌ها منجر به آسیب می‌شود، در ZSI این حالت به صورت کنترل شده برای افزایش ولتاژ لینک DC مورد استفاده قرار می‌گیرد. در طول بازه‌های زمانی ST، انرژی در سلف‌های شبکه امپدانس ذخیره شده و سپس در حالت‌های کلیدزنی فعال به بار منتقل می‌شود. الگوهای کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس متداول برای VSI، با اضافه کردن هوشمندانه حالت‌های ST، برای ZSI تطبیق داده شده‌اند. انتخاب مناسب مدت زمان و توزیع حالت‌های ST در طول یک دوره کلیدزنی، مستقیماً بر بهره ولتاژ، ریبیل جریان سلف و ولتاژ خازن شبکه امپدانس و همچنین کیفیت شکل موج خروجی تأثیرگذار است.

در طول سالیان متمادی، روش‌های کنترلی متعددی برای ZSI پیشنهاد و توسعه داده شده‌اند. سه روش از مشهورترین و پایه‌ای‌ترین این استراتژی‌ها که مبنای بسیاری از تحقیقات بعدی قرار گرفته‌اند عبارتند از روش کنترلی افزایش ساده^۱ (SB) [۳]، روش کنترلی افزایش بیشینه^۲ (MB) [۲۲] و [۲۳] و روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه^۳ (MCB) [۲۴]

1. Simple Boost
2. Maximum Boost
3. Maximum Constant Boost



شکل ۱: مدار قدرت اینورتر منبع ولتاژ سه فاز مرسوم.

این مقاله به مرور و بررسی جامع الگوهای کلیدزنی و روش‌های کنترلی اساسی برای اینورترهای منبع امیدانسی می‌پردازد و تمرکز اصلی بر تحلیل روش‌های کنترلی شناخته‌شده‌ای همچون روش کنترلی افزایش ساده، روش کنترلی افزایش بیشینه و روش کنترلی ثابت بیشینه خواهد بود. در بخش‌های بعدی مقایسه‌ی روش‌های کنترلی مختلف از نظر بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون و نیز تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ نشان داده می‌شود. مزایا و معایب استفاده از هر یک از روش‌ها توضیح داده می‌شود و در پایان، صحت روش‌های کنترلی ارائه شده و هم چنین روابط استخراج شده از طریق شبیه‌سازی کامپیوتری در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC مورد تایید قرار می‌گیرد.

۲- روش کنترلی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مرسوم

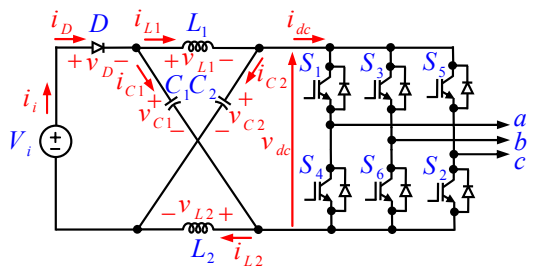
در کاربردهایی مانند منابع تغذیه ac بدون وقفه و درایو موتورهای AC از اینورترهای سه فاز استفاده می‌شود. در شکل ۱ نوع مرسوم این اینورترها نشان داده شده است. به طور معمول جهت کنترل این اینورترها از روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی استفاده می‌شود. هدف استفاده از این روش ایجاد شکل‌موج‌های مناسب در خروجی با دامنه و فرکانس مورد نظر می‌باشد. در این روش برای ایجاد شکل‌موج‌های سه فاز متعادل در خروجی، شکل‌موج ولتاژ مثلثی v_{tri} با فرکانس f_{car} و دامنه‌ی ۱ که شکل‌موج حامل نیز نامیده می‌شود با شکل‌موج‌های مرجع سینوسی v_a ، v_b و v_c با فرکانس f_{ref} و دامنه M که با یک‌دیگر به اندازه ۱۲۰ درجه اختلاف فاز دارند مقایسه می‌شوند. مقدار شاخص مدولاسیون M می‌تواند برابر با ۱ و یا کوچک‌تر از آن باشد به عبارت دیگر $M \leq 1$ می‌باشد. مطابق شکل ۲ از مقایسه شکل‌موج حامل با شکل‌موج‌های مرجع، پالس‌های تریگر کلیدهای S_1 ، S_2 ، ... و S_6 مشخص می‌شوند. برای مثال در این شکل G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۱ می‌باشد و هر گاه $v_a < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۰ می‌باشد. شایان ذکر است که مقدار ۰ برای پالس تریگر به معنای خاموش بودن کلید و مقدار ۱ برای پالس تریگر به معنای روشن بودن کلید دریافت‌کننده‌ی پالس می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_2 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b > v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و هر گاه $v_b < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S3} که پالس تریگر کلید S_3 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۱ می‌باشد و هر گاه $v_c < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S4} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۱ می‌باشد و هر گاه $v_a > v_{tri}$

از این موارد مدل کنترل پیش‌بین است که در آن مدل ریاضی سیستم برای پیش‌بینی رفتار آینده آن در یک افق زمانی مشخص استفاده می‌شود. اینورتر منبع امیدانسی مانند هر مبدل الکترونیک قدرت دیگر دارای یک مجموعه محدود از حالات کلیدزنی است. یک مدل ریاضی گسسته از اینورتر منبع امیدانسی از جمله شبکه امیدانسی و بخش پل اینورتر برای پیش‌بینی وضعیت‌های آینده (مانند جریان سلف‌ها و ولتاژ خازن‌ها در شبکه منبع امیدانسی و جریان خروجی اینورتر) تحت تاثیر هر یک از حالات کلیدزنی ممکن استفاده می‌شود. در هر گام نمونه‌برداری، کنترل‌کننده با استفاده از مدل گسسته، متغیرهای کنترلی (مانند جریان خروجی و ولتاژ خازن شبکه) را برای یک یا چند گام زمانی آینده برای هر حالت کلیدزنی ممکن، پیش‌بینی می‌کند. همچنین یک تابع هزینه چند هدفه طراحی می‌شود تا اهداف کنترلی اینورتر منبع امیدانسی را همزمان ارزیابی کند و آن حالت کلیدزنی انتخاب می‌شود که کم‌ترین مقدار تابع هزینه را ایجاد کند. با توجه به قابلیت‌های مدل کنترل پیش‌بین در مدیریت قیود و بهینه‌سازی چندهدفه، این روش به طور فزاینده‌ای برای کنترل ZSI مورد استفاده قرار گرفته است که قادر است به طور همزمان جریان سلف، ولتاژ خازن و کیفیت توان خروجی را با در نظر گرفتن محدودیت‌های سیستم کنترل نماید [۳۵] تا [۳۷].

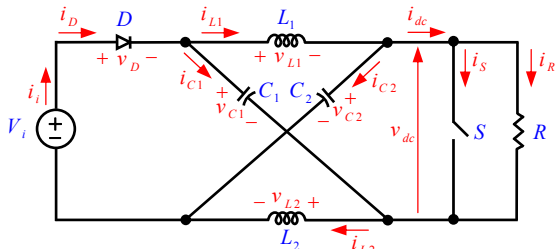
از دیگر روش‌های کنترلی می‌توان به کنترل مد لغزشی اشاره کرد. به دلیل مقاومت ذاتی کنترل مد لغزشی در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات، این روش نیز گزینه مناسبی برای کنترل ZSI به ویژه در کاربردهایی با تغییرات سریع بار یا ولتاژ ورودی محسوب می‌شود. در این روش ابتدا یک مدل دقیق برای اینورتر منبع امیدانسی استخراج می‌شود. این مدل متغیرهای حالت اصلی مانند جریان سلف‌ها و ولتاژ خازن‌های شبکه امیدانسی و جریان/ولتاژ خروجی متناوب را مشخص می‌کند. برای اینورتر منبع امیدانسی معمولاً به چندین سطح لغزش نیاز است تا اهداف کنترلی مختلف به صورت همزمان محقق شوند. بر اساس سطوح لغزش طراحی شده، قانون کنترلی استخراج می‌شود تا تمام حالت‌ها به سمت سطح لغزش جذب شوند [۳۸] تا [۴۰].

همچنین روش‌های هوشمند مانند کنترل فازی و عصبی برای بهبود عملکرد دینامیکی و استاتیکی ZSI در شرایط غیرخطی و نامعین به کار گرفته شده‌اند. کنترل فازی بر اساس منطق فازی بنا شده است و برای سیستم‌هایی که مدل ریاضی دقیق یا خطی ندارند یا دارای عدم قطعیت بالا هستند استفاده می‌شود و هدف آن جایگزینی یا تنظیم پارامترهای کنترل‌کننده‌های سنتی در حلقه‌های کنترلی اینورتر منبع امیدانسی می‌باشد. با تنظیمات هوشمندانه این روش می‌تواند هارمونیک‌های جریان خروجی را کاهش دهد. از شبکه‌های عصبی نیز برای تولید مستقیم سیگنال‌های مدولاسیون استفاده می‌شود. شبکه، خطاها و وضعیت‌های داخلی سیستم را دریافت کرده و به سرعت و با دقت بالا سیگنال‌های بهینه را تولید می‌کند [۴۱] تا [۴۳].

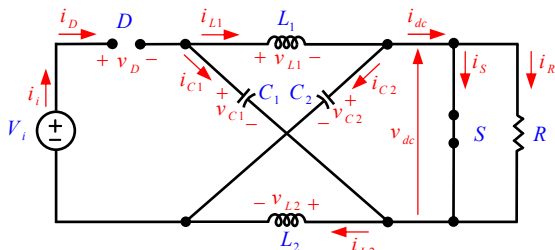
علی‌رغم پیشرفت‌های قابل توجه، همچنان چالش‌هایی در زمینه کنترل اینورترهای منبع امیدانسی وجود دارد. از جمله این چالش‌ها می‌توان به بهبود راندمان در محدوده‌های وسیع بار و ولتاژ ورودی، کاهش بیشتر حجم و هزینه عناصر پسیو شبکه امیدانسی، توسعه روش‌های کنترلی مقاوم‌تر و تطبیق‌پذیرتر و همچنین تحلیل پایداری دقیق‌تر سیستم‌های کنترلی پیچیده اشاره نمود. تحقیقات آینده احتمالاً بر روی ترکیب مزایای روش‌های کنترلی مختلف، بهره‌گیری از تکنیک‌های هوش مصنوعی برای بهینه‌سازی آنلاین، و توسعه ساختارهای جدیدتر از شبکه امیدانسی با قابلیت‌های بهبود یافته متمرکز خواهد شد.



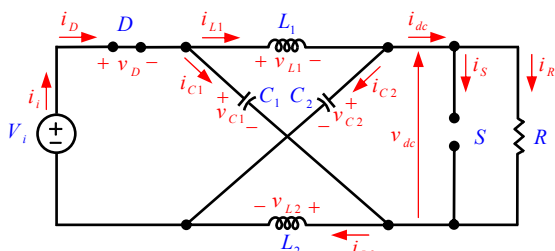
(الف)



(ب)



(ج)



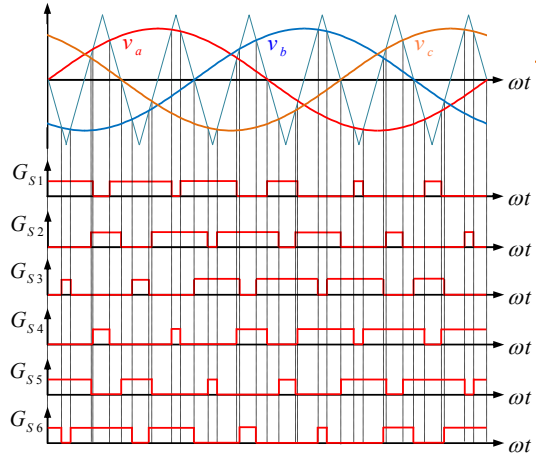
(د)

شکل ۳: میدل منبع امپدانسی مرسوم، (الف) مدار قدرت اینورتر منبع امپدانسی مرسوم، (ب) مدار معادل ساده شده اینورتر منبع امپدانسی، (ج) مد کاری ST در مدار معادل ساده شده، و (د) مد کاری Non-ST در مدار معادل ساده شده.

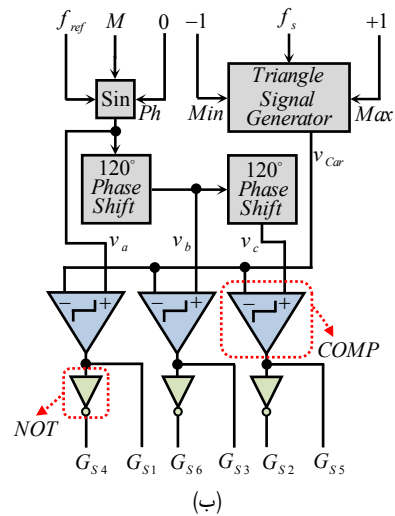
۳- روش های کنترلی اینورتر منبع امپدانسی

شکل ۳ میدل منبع امپدانسی مرسوم ارائه شده در مرجع [۲] را نشان می دهد. برای سادگی در تحلیل، اینورتر نشان داده شده در شکل ۳-الف مطابق شکل ۳-ب مدلسازی شده است. مطابق شکل های ۳-ج و ۳-د، مدهای کاری اینورتر در مدار معادل ساده شده به دو مد کاری ST و Non-ST تقسیم می شوند. در جدول ۱، روابط ولتاژ و جریان اجزای سازنده در هر یک از مدهای کاری گردآوری شده اند. در این جدول، V_C متوسط ولتاژ خازن ها، I_{LV} کمینه جریان عبوری از سلف ها در حالت دائمی و V_{CP} بیشینه ولتاژ دو سر خازن ها در حالت دائمی می باشد. سایر پارامترهای استفاده شده در این جدول در شکل ۳-ب معرفی شده اند.

اینورترهای منبع امپدانسی را می توان با روش های متعددی کنترل کرد. انتخاب هر یک از این روش ها می تواند در انتخاب مقادیر نامی المان ها و در نتیجه بر ملاحظات طراحی اثرگذار باشد. در ادامه پنج روش مشهور در کنترل این اینورترها مورد بررسی قرار می گیرد که عبارتند از:



(الف)



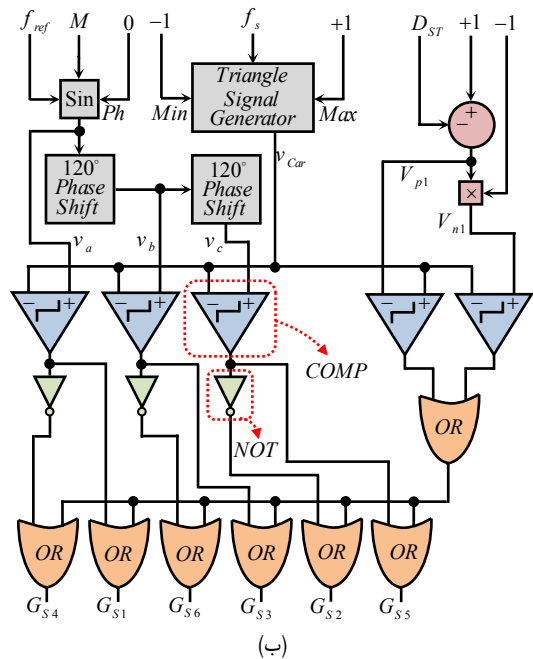
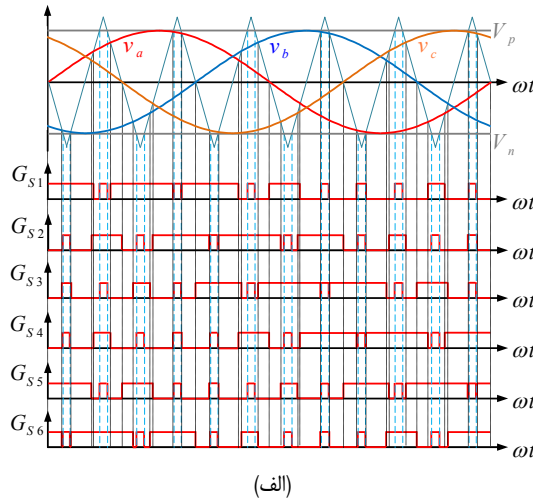
(ب)

شکل ۲: روش کنترلی مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مرسوم، (الف) شکل موج های مربوط به سیگنال های حامل، مرجع و کلیدزنی؛ (ب) دیگرام منطقی و روند ایجاد پالس های تریگر.

باشد مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۰ می باشد. G_{S5} که پالس تریگر کلید S_5 می باشد از مقایسه ی v_c با v_{tri} حاصل می شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۱ می باشد و هر گاه $v_c < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۰ می باشد. به همین ترتیب G_{S6} که پالس تریگر کلید S_6 می باشد از مقایسه ی v_b با v_{tri} حاصل می شود به طوری که هر گاه $v_b < v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۱ می باشد و هر گاه $v_b > v_{tri}$ باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۰ می باشد. به طور کلی پالس های تریگر G_{S1} ، G_{S3} و G_{S5} با یکدیگر به اندازه ۱۲۰ درجه اختلاف فاز دارند و پالس تریگر G_{S2} از لحاظ منطقی NOT پالس تریگر G_{S1} ، G_{S4} از لحاظ منطقی NOT پالس تریگر G_{S3} و پالس تریگر G_{S5} از لحاظ منطقی NOT پالس تریگر G_{S6} می باشد. شایان ذکر است که پالس های تریگر G_{S1} ، G_{S3} و G_{S5} نیز با یکدیگر به اندازه ۱۲۰ درجه اختلاف فاز دارند. در این روش، بیشینه ولتاژ خروجی بعد از فیلتر ($v_{o,max}$) از رابطه زیر محاسبه می شود [۱]:

$$v_{o,max} = 0.5 M V_i \tag{1}$$

که در آن V_i اندازه ولتاژ منبع ورودی DC می باشد.



شکل (۴): روش کنترلی افزایش ساده [۳]، (الف) شکل موج‌های مربوط به سیگنال‌های حامل، مرجع و کلیدزنی و (ب) دیاگرام منطقی و روند ایجاد پالس‌های تریگر.

قرار می‌گیرد. به عبارت دیگر، تنها تفاوت این روش با روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی مرسوم استفاده از دو خط راست با مقادیر قرینه جهت کنترل چرخه کاری (ST) می‌باشد. در این روش اینورتر منبع امپدانسی شش حالت فعال را بدون تغییر نسبت به روش SPWM مرسوم حفظ می‌کند. علاوه بر شش حالت فعال مذکور دو حالت صفر Non-ST و یک حالت صفر ST که از این به بعد به اختصار حالت ST نامیده می‌شود نیز وجود خواهد داشت. در حالت صفر Non-ST همه کلیدهای بالایی روی ساق‌ها یا همه‌ی کلیدهای پایینی روی ساق‌ها و یا همه کلیدها خاموش هستند. در حالت صفر ST، همه‌ی کلیدهای روی یک ساق یا همه‌ی کلیدهای روی دو ساق و یا همه‌ی کلیدهای واقع در سه ساق روشن هستند. شکل ۴ با این فرض $V_p = -V_n = M$ رسم شده است.

در این شکل G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_2 می‌باشد از مقایسه‌ی V_c و V_n و V_p با v_{tri}

جدول ۱: روابط ولتاژ و جریان المان‌های اینورتر منبع امپدانسی در مدار معادل ساده‌شده در مدهای کاری ST و Non-ST

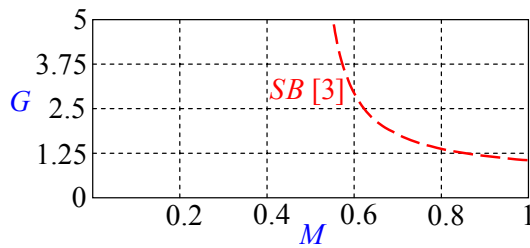
مد کاری	روابط ولتاژ و جریان اجزای سازنده
ولتاژ دیود	$v_D = V_i - 2V_C$
جریان دیود	$i_i = i_D = 0$
ولتاژ سلف	$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_C$
جریان سلف	$i_L = \frac{1}{L} \int V_C dt + I_{LV} = \frac{V_C}{L}t + I_{LV}$
ولتاژ خازن	$v_C = \frac{1}{C} \int (V_i - V_C) dt + V_{C0} = \frac{V_i - V_C}{C}t + V_{C0}$
جریان خازن	$i_C = -i_L = -\frac{V_C}{L}t - I_{LV}$
ولتاژ لینک DC	$v_{dc} = 0$
جریان لینک DC	$i_{dc} = i_S = i_L - i_C = 2i_L = \frac{2V_C}{L}t + 2I_{LV}$
ولتاژ دیود	$v_D = 0$
جریان دیود	$i_D = 2i_L - i_{dc}$
ولتاژ سلف	$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_i - V_C$
جریان سلف	$i_L = \frac{1}{L} \int (V_i - V_C) dt + I_{LP} = \frac{V_i - V_C}{L}t + I_{LP}$
ولتاژ خازن	$v_C = \frac{V_i - V_C}{\sqrt{3}LC}t^2 + \frac{RI_{LP} - v_{dc,max}}{RC}t + V_{CV}$
جریان خازن	$i_C = i_L - i_{dc} = \frac{V_i - V_C}{L}t + I_{LP} - i_{dc}$
ولتاژ لینک DC	$v_{dc} = v_{dc,max} = 2V_C - V_i$
جریان لینک DC	$i_{dc} = i_R = \frac{v_{dc,max}}{R} = \frac{2V_C - V_i}{R}$

- روش کنترلی افزایش ساده
- روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم (MBTH)
- روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه
- روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم^۲ (MCBTH)

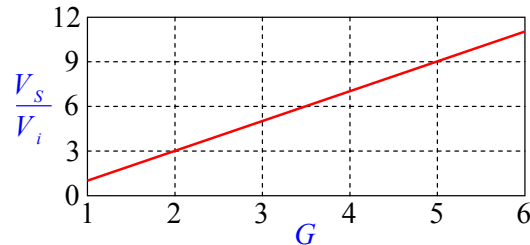
۳-۱ روش کنترلی افزایش ساده

یکی از راهکارها جهت کنترل چرخه کاری (ST) در اینورترهای منبع امپدانسی مرسوم روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد [۳]. مطابق شکل ۴، در این روش کنترلی دو خط راست V_p و V_n با مقادیر ثابت و بزرگ‌تر یا مساوی مقادیر بیشینه سیگنال‌های مرجع سه فاز مورد استفاده

1. Maximum Boost with Third Harmonic Injection
2. Maximum Constant Boost with Third Harmonic Injection
3. Shoot-Through



شکل ۵: منحنی تغییرات بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون در روش کنترلی افزایش ساده [۳].



شکل ۶: منحنی پریونیت شده تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ در روش کنترلی افزایش ساده [۳].

شکل ۵ منحنی بهره ولتاژ را بر حسب شاخص مدولاسیون را در روش کنترلی افزایش ساده نشان می‌دهد. مطابق این شکل برای رسیدن به ولتاژهای خروجی بزرگ‌تر باید شاخص مدولاسیون کوچک‌تری اختیار شود. البته باید توجه داشت که شاخص مدولاسیون کوچک‌تر سبب افزایش تنش ولتاژ بر روی کلیدها می‌شود.

تنش ولتاژ روی کلیدها (V_s) با استفاده از (۸) محاسبه می‌شود

$$V_s = BV_i \quad (۸)$$

از طرفی می‌توان از (۷) شاخص مدولاسیون را بر حسب بهره ولتاژ به صورت زیر استخراج نمود

$$M = \frac{G}{2G - 1} \quad (۹)$$

با جایگذاری مقدار M از (۹) در (۶) مقدار ضریب افزایش بر حسب بهره ولتاژ به صورت (۱۰) محاسبه می‌شود

$$B = 2G - 1 \quad (۱۰)$$

بنابراین با استفاده از (۶) و (۱۰)، می‌توان (۸) را به صورت (۱۱) بازنویسی کرد

$$V_s = \frac{1}{2M - 1} V_i = (2G - 1) V_i \quad (۱۱)$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که با افزایش بهره ولتاژ تنش ولتاژ بر روی کلیدها افزایش پیدا می‌کند. شکل ۶ پریونیت شده تنش ولتاژ کلیدها را بر مبنای ولتاژ ورودی بر حسب بهره ولتاژ در روش کنترلی افزایش ساده [۳] نشان می‌دهد. مطابق این شکل تنش ولتاژ کلیدها در $G = 1$ برابر با ولتاژ منبع ورودی می‌باشد ولی افزایش بهره ولتاژ، افزایش تنش ولتاژ بر روی کلیدها را به دنبال دارد.

در کنترل اینورترهای منبع امپدانس رسیدن به بهره ولتاژ بالا به همراه تنش ولتاژ کوچک بر روی کلیدها حائز اهمیت می‌باشد. همان طوری که قبلاً بیان شد بهره ولتاژ G برابر با MB بوده و تنش ولتاژ در دو سر کلیدها برابر با BV_i می‌باشد لذا جهت به حداقل رساندن تنش ولتاژ بر روی کلیدها باید مقدار B را به حداقل رساند ولی باید توجه داشت که کاهش مقدار B کاهش مقدار G را به دنبال دارد. برای اجتناب از

حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c < v_{tri}$ یا $v_c > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_3 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b > v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a < v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_5 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. به همین ترتیب G_{S6} که پالس تریگر کلید S_6 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b < v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۰ می‌باشد.

در روش کنترلی افزایش ساده، با افزایش شاخص مدولاسیون (M) مقادیر قابل حصول چرخه کاری ST کاهش می‌یابد. بیشینه مقدار چرخه کاری ST به مقدار $1 - M$ محدود می‌شود. در صورتی که شاخص مدولاسیون برابر با ۱ انتخاب شود چرخه کاری ST قطعاً برابر با ۰ خواهد بود بنابراین در حالت کلی می‌توان نوشت

$$M \leq 1 - D_{ST} \quad (۲)$$

$$D_{ST} \leq 1 - M \quad (۳)$$

در این روش، حداکثر ولتاژ خروجی بعد از فیلتر ($v_{o,max}$) با استفاده از (۴) محاسبه می‌شود

$$v_{o,max} = 0.5 M V_{dc,max} \quad (۴)$$

در رابطه فوق، $v_{dc,max}$ بیشینه ولتاژ لینک DC می‌باشد. اگر B برابر ولتاژ dc ورودی برابر با بیشینه ولتاژ لینک DC فرض شود (۴) را می‌توان به صورت (۵) نوشت

$$v_{o,max} = 0.5 M BV_i = 0.5 GV_i \quad (۵)$$

در رابطه فوق، B ضریب افزایش 1 و G بهره ولتاژ اینورتر می‌باشد. بهره ولتاژ توسط شاخص مدولاسیون و ضریب افزایش تعیین می‌شود. از (۳) می‌توان نتیجه گرفت که جهت رسیدن به ضریب افزایش بیشینه، چرخه کاری ST باید برابر با $1 - M$ انتخاب شود ($D_{ST} = 1 - M$) لذا رابطه ضریب افزایش بر حسب D_{ST} را می‌توان برای اینورتر منبع امپدانس مرسوم بر حسب M به صورت (۶) نوشت

$$B = \frac{1}{2M - 1} \quad (۶)$$

با استفاده از رابطه فوق بهره ولتاژ به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$G = MB = \frac{M}{2M - 1} \quad (۷)$$

1. Boost Factor
2. Voltage Gain

کاهش G بایستی مقدار M را بزرگ انتخاب کرد لذا در حالت کلی برای رسیدن به حالت مطلوب باید به حداقل رساندن B و به حداکثر رساندن M مورد توجه قرار گیرد. البته باید توجه داشت که افزایش مقدار M سبب کوچکتر شدن بازه ممکن برای انتخاب چرخه کاری ST شده و در نتیجه بازه ضریب افزایش محدودتر می شود. برای مثال اگر $M = 0.75$ انتخاب شود بازه تغییرات ممکن برای چرخه کاری ST برابر با $0.25 \leq D_{ST} \leq 0.75$ خواهد بود که این بازه محدوده $1 \leq B \leq 2$ را در پی خواهد داشت در نتیجه بهره ولتاژ فقط می تواند محدوده $0.6 \leq G \leq 1.5$ را داشته باشد ولی اگر $M = 0.6$ انتخاب شود بازه تغییرات ممکن برای چرخه کاری ST برابر با $0.4 \leq D_{ST} \leq 0.6$ خواهد بود که این بازه محدوده $1 \leq B \leq 5$ را در پی خواهد داشت در نتیجه بهره ولتاژ می تواند در محدوده $0.6 \leq G \leq 3$ تغییرات داشته باشد. به عنوان مثال دیگر فرض می شود که بازه مجاز تغییرات شاخص مدولاسیون برابر با $0.6 \leq M \leq 0.75$ است. حال اگر هدف رسیدن به بهره ولتاژ $G = 1.5$ با حداقل تنش بر روی کلیدها باشد باید حداکثر مقدار ممکن برابر شاخص مدولاسیون که برابر با $M = 0.75$ است انتخاب شود در نتیجه با مشخص شدن مقادیر G و M از رابطه $G = MB$ مقدار ضریب افزایش برابر با $B = 2$ و به تبع آن مقدار چرخه کاری ST برای اینورتر منبع امپدانسی مرسوم برابر $D_{ST} = 0.25$ محاسبه می شود. باید توجه داشت که حتی با شاخص مدولاسیون $M = 0.6$ نیز می توان به بهره ولتاژ $G = 1.5$ نیز رسید ولی در این صورت ضریب افزایش برابر با $B = 2.5$ می شود که سبب حداکثر تنش بر روی کلیدها می شود. حال اگر هدف رسیدن به بهره ولتاژ $G = 2$ باشد در این صورت انتخاب $M = 0.75$ به دلیل این که محدودیت $1 \leq B \leq 2$ را به دنبال دارد به هیچ وجه نمی تواند بهره ولتاژ $G = 2$ را منجر شود لذا با قبول افزایش نسبی تنش بر روی کلیدها مقدار M باید کوچکتر از 0.75 انتخاب شود. مقدار مناسب این شاخص مدولاسیون از (۹) برابر با $M = 0.67$ محاسبه می شود.

۳-۲ روش کنترلی افزایش بیشینه

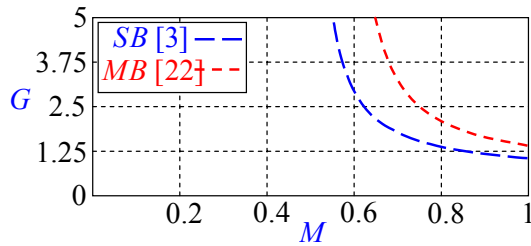
در روش کنترلی افزایش ساده [۳] انتخاب مقدار شاخص مدولاسیون M سبب محدودیت در بازه تغییرات D_{ST} و در نتیجه محدودیت در مقدار B می شود. روش کنترلی افزایش بیشینه ضمن حفظ شش حالت فعال، همه حالت های صفر Non-ST را به حالت ST تبدیل می کند [۲۲]. به عبارت دیگر، در این روش دو حالت صفر Non-ST نیز جای خودشان را به حالت صفر ST می دهند و در مجموع شش حالت فعال و یک حالت صفر ST که به اختصار حالت ST نامیده می شود وجود خواهد داشت. شکل (۷) الف شکل موج های این روش کنترلی و شکل (۷) ب دیاگرام منطقی و روند ایجاد پالس های تریگر را نشان می دهد. مطابق این شکل، حالت ST زمانی رخ می دهد که موج حامل مثلثی بالاتر از کوچکترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان یا پایین تر از کوچکترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد. برای مثال در این شکل G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می باشد از مقایسه ی شکل موج های مرجع با v_{mi} حاصل می شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{mi}$ باشد یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین تر از کوچکترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح G_{S1} برابر با ۱ می باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۰ می باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_2 می باشد از مقایسه ی

$$d_{ST} = \frac{T_{ST}(\theta)}{T_s} = \frac{2 - \left[M \sin \theta - M \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right]}{2} \quad (12)$$

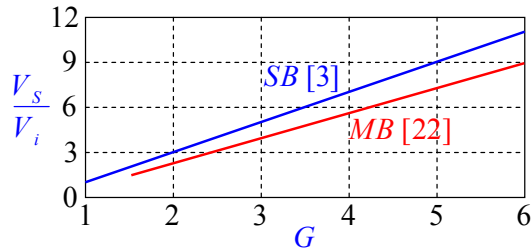
$$= 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \quad \text{for } \frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

که در آن $\theta = \omega_o t$ می باشد که ω_o همان فرکانس زاویه ای خروجی است.

شکل ۷-الف شکل موج d_{ST} را بر حسب $\theta = \omega_o t$ برای روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] نشان می دهد. مطابق این شکل فرکانس d_{ST} شش برابر فرکانس خروجی می باشد یعنی در طول یک دوره تناوب از شکل موج مرجع شش بار به طور متناوب تکرار می شود. لذا با متوسط گیری از رابطه فوق در بازه $(\pi/2) < \theta < (\pi/6)$ ، مقدار متوسط



شکل ۸: مقایسه منحنی تغییرات بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون بین روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه [۲۲].



شکل ۹: مقایسه منحنی پریونیت‌شده تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ بین روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه [۲۲].

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (14)$$

با استفاده از (۱۴) بهره ولتاژ به صورت (۱۵) محاسبه می‌شود

$$G = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (15)$$

شکل ۸ مقایسه منحنی بهره ولتاژ را بر حسب شاخص مدولاسیون بین روش کنترلی افزایش ساده [۳] و روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] نشان می‌دهد. مطابق این شکل در روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] برای رسیدن به ولتاژهای خروجی بزرگتر باید شاخص مدولاسیون کوچک‌تری اختیار بشود به طوری که در مقادیر M برابر با $(\pi)/(3\sqrt{3})$ ولتاژ خروجی از لحاظ تئوری تا بی‌نهایت افزایش می‌یابد. از مقایسه روش کنترلی افزایش ساده [۳] با روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] می‌توان نتیجه گرفت که ناحیه عمل‌کرد ممکن در روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] کمی عریض‌تر از روش کنترلی افزایش ساده [۳] می‌باشد و برای هر بهره ولتاژ مشخص شاخص مدولاسیونی بزرگتر استفاده می‌شود که تنش ولتاژ کوچک‌تری را روی کلیدها به دنبال دارد. با استفاده از (۱۵) می‌توان شاخص مدولاسیون را بر حسب بهره ولتاژ به صورت زیر استخراج نمود

$$M = \frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi} \quad (16)$$

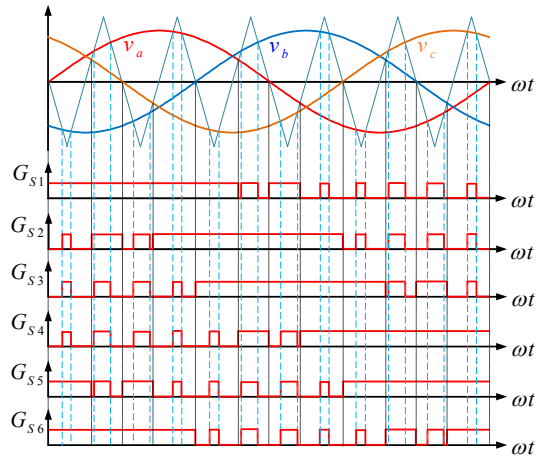
با جایگذاری مقدار M از رابطه فوق در (۱۴) مقدار ضریب افزایش بر حسب بهره ولتاژ به صورت (۱۷) محاسبه می‌شود

$$B = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} \quad (17)$$

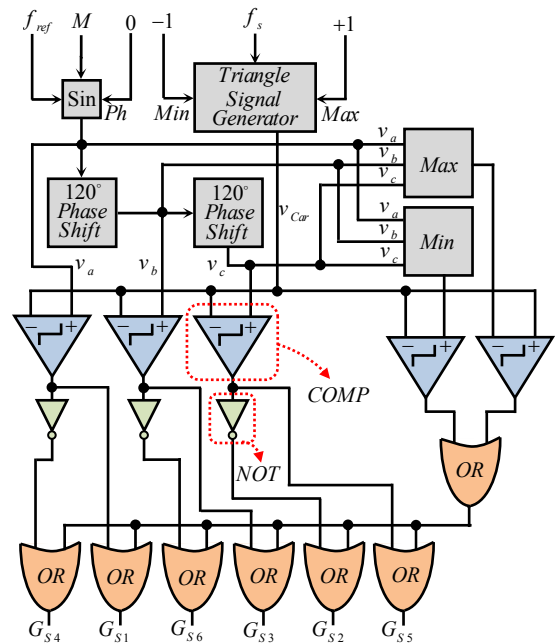
با استفاده از (۱۴) و (۱۷)، رابطه (۱۸) به صورت (۱۸) بازنویسی می‌شود

$$V_s = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} V_i = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} V_i \quad (18)$$

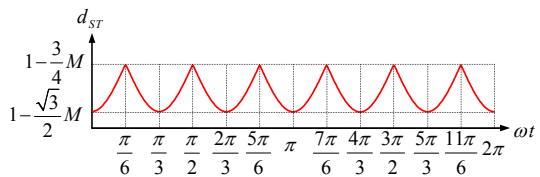
رابطه فوق نشان می‌دهد که با افزایش بهره ولتاژ تنش ولتاژ بر روی کلیدها افزایش پیدا می‌کند. شکل ۹ پریونیت شده تنش ولتاژ کلیدها را بر



(الف)



(ب)



(ج)

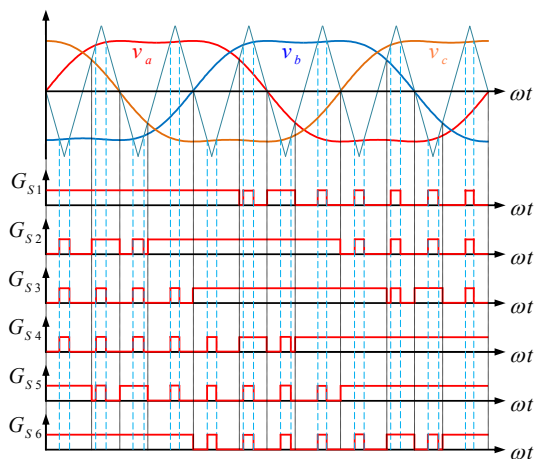
شکل ۷: روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲]، (الف) شکل‌موج‌های مربوط به سیگنال‌های حامل، مرجع و کلیدزنی، (ب) دیاگرام منطقی و روند ایجاد پالس‌های تریگر، و (ج) شکل‌موج d_{ST} بر حسب θ .

چرخه کاری ST (D_{ST}) به صورت (۱۳) محاسبه می‌شود

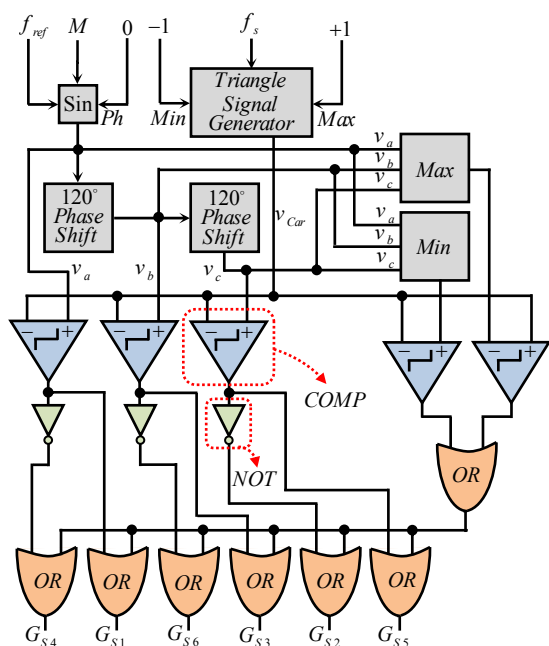
$$D_{ST} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \right] d\theta \quad (13)$$

$$= \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi}$$

با جایگذاری مقدار D_{ST} از رابطه فوق در رابطه ضریب افزایش بر حسب D_{ST} ، مقدار ضریب افزایش بر حسب M برای اینورتر منبع امپدانس مرسوم با استفاده از (۱۴) محاسبه می‌شود



(الف)



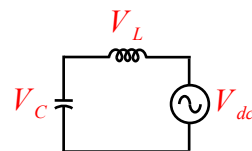
(ب)

شکل ۱۱: روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳]، (الف) شکل موج‌های مربوط به سیگنال‌های مرجع، حامل و کلیدزنی، و (ب) دیاگرام منطقی و روند ایجاد پالس‌های تریگر.

۳-۳ روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم

سوم

یکی از رایج‌ترین روش‌ها جهت افزایش محدوده شاخص مدولاسیون در اینورترهای سه فاز مرسوم تزریق هارمونیک سوم می‌باشد. در کنترل اینورترهای منبع امپدانسی نیز این روش می‌تواند جهت افزایش محدوده بهره ولتاژ مورد استفاده قرار گیرد [۲۳]. اصول عمل کرد این روش کنترلی مشابه با روش کنترلی افزایش بیشینه می‌باشد و تنها تفاوت آن تغییر در شکل موج‌های مرجع مدولاسیون می‌باشد. شکل ۱۱ شکل موج‌های این روش کنترلی را به همراه دیاگرام منطقی و روند ایجاد پالس‌های تریگر نشان می‌دهد. برای مثال در این شکل G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{tri}$ باشد یا موج حامل مثلی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس



شکل ۱۰: مدار معادل برای محاسبه ریپل فرکانس پایین جریان عبوری از سلف‌ها در اینورتر منبع امپدانسی مرسوم.

مبنای ولتاژ ورودی بر حسب بهره ولتاژ برای دو روش کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه [۲۲] نشان می‌دهد. از این شکل می‌توان نتیجه گرفت که تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] کمتر از روش کنترلی افزایش ساده [۳] می‌باشد.

هر چند در روش کنترلی افزایش بیشینه تنش ولتاژ بر روی کلیدها نسبت به روش کنترلی افزایش ساده کمتر می‌باشد ولی با توجه به این که در این روش مقداری متغیر با زمان دارد لذا به دلیل وجود ریپل در d_{ST} و وابستگی ضریب افزایش به آن جریان عبوری از سلف‌ها در اینورتر منبع امپدانسی مرسوم علاوه بر داشتن ریپل کوچک فرکانس بالا ریپل بزرگ فرکانس پایین خواهند داشت. وجود فرکانس پایین خروجی در ریپل جریان عبوری از سلف‌ها سبب افزایش قابل توجه در اندازه اندوکتانس سلف‌ها می‌شود. این موضوع در مورد ریپل ولتاژ دو سر خازن‌ها نیز صحت دارد. برای محاسبه ریپل بزرگ و فرکانس پایین‌ترین عبوری از سلف‌ها، می‌توان اینورتر منبع امپدانسی مرسوم را با مدار نشان داده شده در شکل ۱۰ معادل‌سازی نمود.

جهت محاسبه ریپل فرکانس پایین جریان عبوری از سلف‌ها ولتاژ متوسط لینک DC بر حسب d_{ST} ، B و V_i از (۱۹) محاسبه می‌شود

$$V_{dc} = (1 - d_{ST}) V_i \quad (19)$$

از (۱۲) می‌توان نتیجه گرفت که مقدار کمینه d_{ST} در $\omega t = (\pi/3)$ و مقدار بیشینه آن در $\omega t = (\pi/6)$ یا $\omega t = (\pi/2)$ رخ می‌دهد. با قرار دادن مقادیر کمینه و بیشینه d_{ST} در (۱۹) به ترتیب مقادیر بیشینه ولتاژ متوسط لینک DC ($V_{dc,max}$) و کمینه ولتاژ متوسط لینک DC ($V_{dc,min}$) محاسبه می‌شوند. با فرض این که ولتاژ دو سر خازن‌ها ثابت باشد ریپل فرکانس پایین ولتاژ دو سر سلف‌ها می‌تواند با یک شکل موج سینوسی تقریب زده شود که تفاضل مقادیر بیشینه و کمینه با بهره‌گیری از (۲۰) زیر محاسبه می‌شود

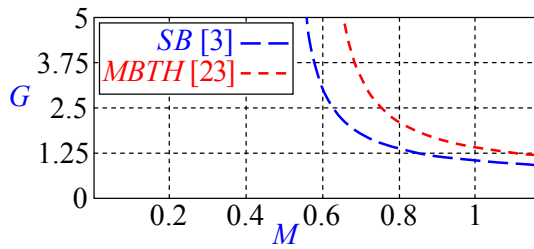
$$\Delta V_L = V_{dc,max} - V_{dc,min} = \left[\frac{\sqrt{3}}{2} M - \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] B V_i \quad (20)$$

با قرار دادن مقدار B از (۱۴) در (۲۰) به خواهیم داشت

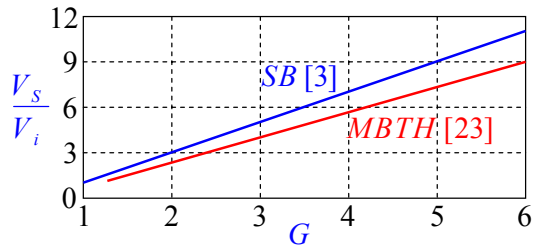
$$\Delta V_L = \frac{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{3}{4} \right) M \pi}{3\sqrt{3}M - \pi} V_i \quad (21)$$

با استفاده از (۲۱) ریپل فرکانس پایین جریان عبوری از سلف‌ها (ΔI_L) از (۲۲) قابل محاسبه است

$$\Delta I_L = \frac{\Delta V_L}{\omega_o L} = \frac{(2\sqrt{3} - 3) M \pi V_i}{24(3\sqrt{3}M - \pi) \omega_o L} \quad (22)$$



شکل ۱۲: مقایسه منحنی تغییرات بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳].



شکل ۱۳: مقایسه منحنی پریونیت‌شده تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳].

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (25)$$

با استفاده (۲۵) بهره ولتاژ به صورت (۲۶) محاسبه می‌شود

$$G = MB = \frac{\pi M}{3\sqrt{3}M - \pi} \quad (26)$$

شکل ۱۲ منحنی تغییرات بهره ولتاژ را بر حسب شاخص مدولاسیون در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳] نشان می‌دهد. مطابق شکل با کاهش شاخص مدولاسیون، ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد به طوری که از لحاظ نظری در $M = (\pi)/(\sqrt{3})$ ولتاژ خروجی به بی‌نهایت میل می‌کند. مقایسه این دو روش نشان می‌دهد که ناحیه عمل‌کرد ممکن در روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳] نسبت به روش کنترلی افزایش ساده [۳] بزرگ‌تر می‌باشد.

از (۲۶) می‌توان شاخص مدولاسیون را بر حسب بهره ولتاژ مطابق با استخراج نمود

$$M = \frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi} \quad (27)$$

با جایگذاری مقدار M از رابطه فوق در (۲۵) مقدار ضریب افزایش بر حسب بهره ولتاژ به صورت (۲۸) محاسبه می‌شود

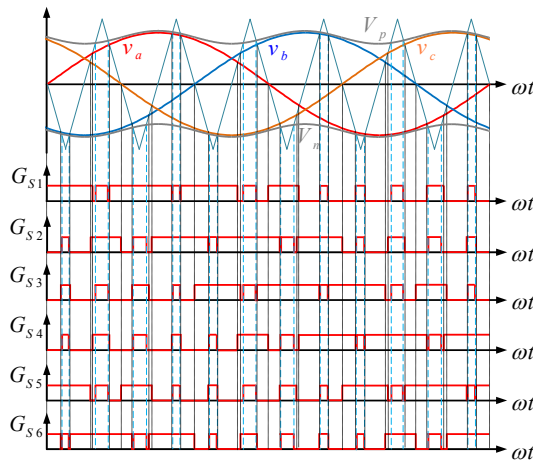
$$B = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} \quad (28)$$

G_{S1} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c < v_{mi}$ باشد یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S3} که پالس تریگر کلید S_3 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b > v_{mi}$ یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S4} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a < v_{mi}$ یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S5} که پالس تریگر کلید S_5 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{mi}$ یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۰ می‌باشد. به همین ترتیب G_{S6} که پالس تریگر کلید S_6 می‌باشد از مقایسه‌ی شکل موج‌های مرجع با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b < v_{mi}$ یا موج حامل مثلثی بالاتر از بزرگ‌ترین سیگنال مرجع موجود در بالای محور زمان و یا پایین‌تر از کوچک‌ترین سیگنال مرجع موجود در زیر محور زمان قرار داشته باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۰ می‌باشد. در این روش کنترلی با تزریق $1/6$ هارمونیک سوم شاخص مدولاسیون بیشینه‌ی $M = 2/\sqrt{3}$ قابل دسترس خواهد بود. هم‌چنین مشابه با روش کنترلی افزایش بیشینه، حالت ST به طور متناوب در هر $\pi/3$ تکرار می‌شود. جهت به دست آوردن بهره ولتاژ بررسی رفتار شکل موج‌ها در بازه $(\pi/6) < \theta < (\pi/2)$ کافی می‌باشد. چرخه کاری متغیر ST (d_{ST}) با استفاده از (۲۳) محاسبه می‌شود و با انتگرال‌گیری از آن مقدار متوسط چرخه کاری ST (D_{ST}) به صورت (۲۴) حاصل می‌شود

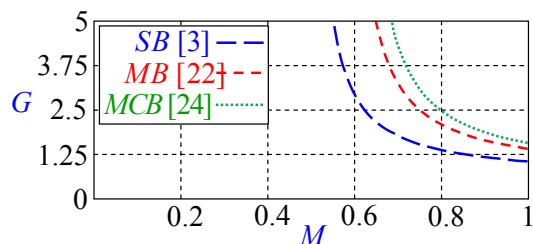
با جایگذاری مقدار D_{ST} از رابطه فوق در رابطه ضریب افزایش بر حسب D_{ST} مقدار ضریب افزایش بر حسب M برای اینورتر منبع امپدانسی مرسوم استفاده از (۲۵) محاسبه می‌گردد

$$D_{ST} = \frac{T_{ST}(\theta)}{T_s} = \frac{2 - \left\{ M \sin(\theta) + \frac{1}{6} M \sin(3\theta) - \left[M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} M \sin(3\theta) \right] \right\}}{2} \quad (23)$$

$$D_{ST} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left\{ 2 - \left[M \sin(\theta) + \frac{1}{6} M \sin(3\theta) - \left[M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{6} M \sin(3\theta) \right] \right] \right\} d\theta = \frac{2\pi - 3\sqrt{3}M}{2\pi} \quad (24)$$



شکل ۱۴: شکل‌موج‌های مربوط به روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه [۲۴].



شکل ۱۵: مقایسه منحنی تغییرات بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳]، افزایش بیشینه [۲۲] و افزایش ثابت بیشینه [۲۴].

می‌باشد. G_{S5} که پالس تریگر کلید S_5 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c ، v_p یا V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۰ می‌باشد. به همین ترتیب G_{S6} که پالس تریگر کلید S_6 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، v_p و V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b < v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۰ می‌باشد. با توجه به این که ضریب افزایش با چرخه کاری ST تعیین می‌شود لذا جهت حفظ افزایشی ثابت، چرخه کاری ST باید از یک دوره کلیدزنی به دوره کلیدزنی دیگر یکسان نگهداری شود. هم چنین رسیدن به بیشینه B ضمن ثابت نگه داشتن آن در همه زمان‌ها اهمیت دارد. در این روش کنترلی منحنی‌های پوش بالایی و پایینی متناب بوده و فرکانس آن‌ها سه برابر فرکانس خروجی می‌باشد. برای بازه $[0, \pi/3]$ در شکل ۱۴، منحنی‌های پوش بالایی و پایینی از روابط زیر پیروی می‌کنند

$$V_{p1} = \sqrt{3}M + M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{for } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (30)$$

$$V_{n1} = M \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad \text{for } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \quad (31)$$

برای بازه $[\pi/3, 2\pi/3]$ در شکل ۱۴، منحنی‌های پوش بالایی و پایینی از روابط زیر پیروی می‌کنند:

$$V_{p2} = M \sin \theta \quad \text{for } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (32)$$

$$V_{n2} = M \sin \theta - \sqrt{3}M \quad \text{for } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad (33)$$

مطابق شکل ۱۴، فاصله‌ی بین این دو منحنی چرخه‌ی کاری ST را

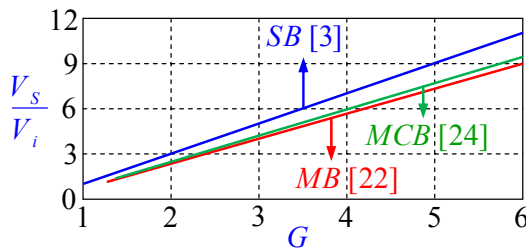
با استفاده از (۲۵) و (۲۸)، رابطه (۸) به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$V_S = \frac{\pi}{3\sqrt{3}M - \pi} V_i = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} V_i \quad (29)$$

رابطه اخیر نشان می‌دهد که با افزایش بهره ولتاژ، تنش ولتاژ بر روی کلیدها افزایش پیدا می‌کند. شکل ۱۳ پرنیت شده تنش ولتاژ کلیدها را بر مبنای ولتاژ ورودی بر حسب بهره ولتاژ برای روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳] نشان می‌دهد. از مقایسه این شکل‌ها می‌توان نتیجه گرفت که تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم کمتر از روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد. شایان ذکر است که تزریق هارمونیک سوم در تغییر تنش ولتاژ بر روی کلیدها بی‌تاثیر می‌باشد به این معنی که تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش بیشینه [۲۲] با روش کنترلی افزایش بیشینه با هارمونیک سوم [۲۳] برابر می‌باشد.

۳-۳ روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم

در روش کنترلی افزایش بیشینه، جریان عبوری از سلف‌ها و ولتاژ دو سر خازن‌ها علاوه بر داشتن ریپل کوچک فرکانس بالا ریپل بزرگ فرکانس پایین خواهد داشت. وجود فرکانس پایین خروجی در ریپل جریان عبوری از سلف‌ها و ریپل ولتاژ دو سر خازن‌ها سبب افزایش قابل توجه در اندازه اندوکتانس سلف‌ها و ظرفیت خازن‌ها می‌شود. به منظور کاهش حجم و هزینه شبکه منبع امپدانس باید ریپل‌های فرکانس پایین حذف شوند. برای این منظور می‌توان از روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه استفاده نمود [۲۴]. در این روش با استفاده از یک چرخه کاری ثابت ST ریپل‌های فرکانس پایین در جریان عبوری از سلف‌ها و ولتاژ دو سر خازن‌ها حذف می‌شوند. شکل ۱۴ شکل‌موج‌های این روش کنترلی را نشان می‌دهد. در این روش دستیابی به بهره ولتاژ بیشینه در چرخه کاری ST ثابت امکان‌پذیر است. مطابق شکل ۱۴، پنج منحنی مدولاسیون در این روش کنترلی وجود دارد که سه منحنی مربوط به سیگنال‌های مرجع v_a ، v_b و v_c می‌باشند و دو منحنی V_n و V_p مربوط به سیگنال‌های پوش ST می‌باشند. زمانی که موج حامل مثلثی بالاتر از V_p و یا موج حامل مثلثی پایین‌تر از V_n قرار بگیرد اینورتر در حالت ST قرار دارد و در بقیه زمان‌ها کلیدهای اینورتر در همان وضعیت مشابه SPWM مرسوم قرار دارد. برای مثال G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، v_p و V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_2 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c ، v_p و V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c < v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S3} که پالس تریگر کلید S_3 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، v_p و V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b > v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S4} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، v_p و V_n با v_{mi} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a < v_{mi}$ یا $v_{mi} > V_p$ یا $v_{mi} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۰



شکل ۱۶: مقایسه منحنی پریونیت شده مقایسه تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳]، افزایش بیشینه [۲۲] و افزایش ثابت بیشینه [۲۴].

$$B = \sqrt{3}G - 1 \quad (40)$$

با استفاده از (۳۵) و (۴۰)، رابطه (۸) به صورت (۴۱) بازنویسی می‌شود

$$V_s = (\sqrt{3}G - 1)V_i = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1}V_i \quad (41)$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که با افزایش بهره ولتاژ، تنش ولتاژ بر روی کلیدها افزایش پیدا می‌کند. شکل ۱۶ مقایسه پریونیت شده تنش ولتاژ کلیدها را بر مبنای ولتاژ ورودی بر حسب بهره ولتاژ برای روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳]، افزایش بیشینه [۲۲] و افزایش ثابت بیشینه [۲۴] نشان می‌دهد. مطابق این شکل، تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه بسیار کوچک‌تر از تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد. هم‌چنین تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش افزایش ثابت بیشینه فقط اندکی بیش‌تر از تنش ولتاژ بر روی کلیدها در روش کنترلی افزایش بیشینه است.

۳-۵ روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم

در این روش کنترلی جهت افزایش محدوده شاخص مدولاسیون از تزریق هارمونیک سوم به سیگنال‌های مرجع استفاده می‌شود [۲۵]. مطابق شکل (۱۷)، زمانی که v_a به مقدار بیشینه خود یعنی $M\sqrt{3}/2$ می‌رسد در آن هنگام v_b در مقدار کمینه خود یعنی $-M\sqrt{3}/2$ قرار دارد بنابراین فقط دو خط راست مانند V_p و V_n مورد نیاز است تا زمان ST با $1/6$ هارمونیک سوم تزریقی کنترل شود. پالس‌های تریگر مطابق شکل (۱۷) از مقایسه‌ی شکل موج‌های مختلف به وجود می‌آید. برای مثال G_{S1} که پالس تریگر کلید S_1 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a > v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S1} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S2} که پالس تریگر کلید S_2 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c < v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۱ است و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S2} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S3} که پالس تریگر کلید S_3 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b > v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۱ است و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S3} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S4} که پالس تریگر کلید S_4 می‌باشد از مقایسه‌ی v_a ، V_p و V_n با v_{tri} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_a < v_{tri}$ یا $v_{tri} > V_p$ یا $v_{tri} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۱ است و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S4} برابر با ۰ می‌باشد. G_{S5} که پالس تریگر

تعیین می‌کند که برای یک شاخص مدولاسیون مشخص همواره مقداری ثابت بوده و برابر با $\sqrt{3}M$ می‌باشد. بنابراین چرخه کاری ST ثابت بوده و با استفاده از (۳۴) محاسبه می‌شود

$$D_{ST} = \frac{T_{ST}}{T_s} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (34)$$

برای اینورتر منبع امیدانسی مرسوم، ضریب افزایش و بهره ولتاژ به صورت زیر محاسبه می‌شوند

$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (35)$$

$$G = MB = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (36)$$

مقایسه منحنی بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون بین روش‌های کنترلی مختلف در شکل ۱۵ نشان داده شده است. مطابق این شکل، ناحیه عمل‌کرد ممکن در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه [۲۴] نسبت به روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳] و افزایش بیشینه [۲۲] بزرگ‌تر می‌باشد. مطابق این شکل در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه [۲۴] با کاهش مقدار M به $\sqrt{3}/3$ از لحاظ تئوری بهره ولتاژ به بی‌نهایت میل می‌کند.

مطابق شکل ۱۴، پوش ST بالایی (V_p) همواره بزرگ‌تر یا مساوی مقدار بیشینه‌ی سیگنال‌های مرجع می‌باشد و پوش ST پایینی (V_n) همواره کوچک‌تر یا مساوی مقدار کمینه‌ی سیگنال‌های مرجع می‌باشد. بنابراین حالت‌های ST فقط در زمان وقوع حالت‌های صفر مرسوم رخ می‌دهد در نتیجه این روش کنترلی شکل موج خروجی را به خوبی حفظ می‌کند.

همان طوری که (۳۴) نیز نشان می‌دهد چرخه کاری ST در این روش کنترلی ثابت است برای اثبات این موضوع از نگاه دیگر بیشینه‌ی چرخه کاری حالت فعال ($D_{Act,max}$) استفاده می‌شود که می‌توان به صورت نوشت (۳۷)

$$D_{Act,max ST} = \max \left[\frac{M \sin \omega t - M \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)}{2} \right] \quad (37)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{2} M$$

به منظور حفظ عدم تغییر در حالت‌های فعال و ثابت نگه داشتن چرخه کاری ST، برای بیشینه چرخه کاری ST ($D_{ST,max}$) می‌توان نوشت

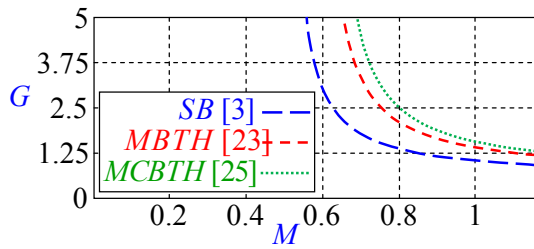
$$D_{ST,max} = 1 - D_{Act,max} = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} M \quad (38)$$

که همان نتیجه حاصل شده از (۳۴) را نشان می‌دهد.

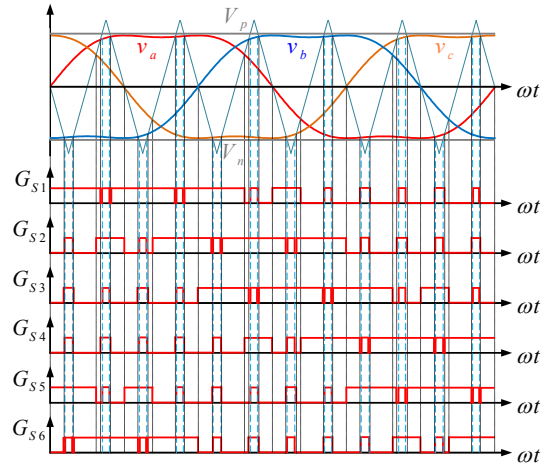
با بهره‌گیری از (۳۶) می‌توان شاخص مدولاسیون را بر حسب بهره ولتاژ به صورت زیر استخراج نمود

$$M = \frac{G}{\sqrt{3}G - 1} \quad (39)$$

با جایگذاری مقدار M از (۳۹) در (۳۵) مقدار ضریب افزایش بر حسب بهره ولتاژ به صورت (۴۰) قابل محاسبه است



شکل ۱۸: مقایسه منحنی تغییرات بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون در روش‌های کنترلی افزایش ساده [۳]، افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۳] و افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۵].



شکل ۱۷: روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم [۲۵].

جدول ۲: مقایسه روش‌های کنترلی مختلف در اینورترهای منبع امپدانسی مرسوم سه‌فاز.

متغیرها	روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم	روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه	روش کنترلی افزایش با تزریق هارمونیک سوم	روش کنترلی افزایش بیشینه	روش کنترلی افزایش ساده
چرخه کاری ST (D_{ST})	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$	$1 - \frac{\sqrt{3}}{2}M$	$1 - M$
ضریب افزایش (B)	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{1}{2M - 1}$
بهره ولتاژ (G)	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{\sqrt{3}M - 1}$	$\frac{M}{2M - 1}$
تنش ولتاژ بر روی کلید (V_s)	$(\sqrt{3}G - 1)V_i$	$(\sqrt{3}G - 1)V_i$	$(\sqrt{3}G - 1)V_i$	$(\sqrt{3}G - 1)V_i$	$(2G - 1)V_i$
بیشینه مقدار ممکن برای شاخص مدولاسیون (M)	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	۱

این روش با روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه، امکان انتخاب مقادیر بزرگ‌تر برای M تا $2/\sqrt{3}$ می‌باشد این در حالی است که در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه، M نمی‌تواند مقادیر بزرگ‌تر از ۱ داشته باشد.

مقایسه منحنی بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون بین روش‌های کنترلی مختلف در شکل ۱۸ نشان داده شده است. مطابق این شکل در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم با افزایش مقدار M از $\sqrt{3}/3$ به $2/\sqrt{3}$ ، بهره ولتاژ می‌تواند مقادیر مختلفی داشته باشد. سایر مشخصه‌های این روش همانند شاخص مدولاسیون بر حسب بهره ولتاژ، ضریب افزایش بر حسب بهره ولتاژ، تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ مشابه با روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه می‌باشد. جدول ۲ مقایسه روش‌های کنترلی مختلف را در اینورترهای منبع امپدانسی سه فاز نشان می‌دهد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC برای روش‌های کنترلی ارائه شده در بخش‌های قبلی ارائه می‌شود. جدول ۳ پارامترهای انتخاب شده در شبیه‌سازی‌ها را نشان می‌دهد. بار اهمی خالص جهت اعتبارسنجی دقیق معادلات بهره

کلید S_5 می‌باشد از مقایسه‌ی v_c ، V_p و V_n با v_{in} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_c > v_{in}$ یا $v_{in} > V_p$ یا $v_{in} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S5} برابر با ۰ می‌باشد. به همین ترتیب G_{S6} که پالس تریگر کلید S_6 می‌باشد از مقایسه‌ی v_b ، V_p و V_n با v_{in} حاصل می‌شود به طوری که هر گاه $v_b < v_{in}$ یا $v_{in} > V_p$ یا $v_{in} < V_n$ باشد مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۱ می‌باشد و در غیر این صورت مقدار سطح پالس G_{S6} برابر با ۰ می‌باشد. با استفاده از شکل ۱۷ چرخه کاری ST می‌تواند به صورت (۴۲) محاسبه شود

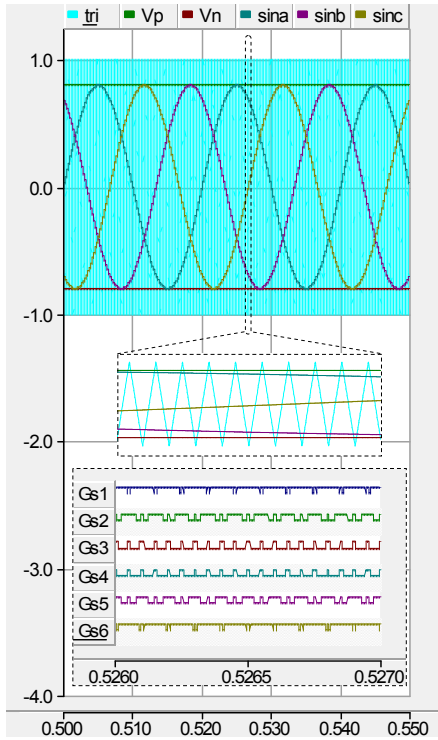
$$D_{ST} = \frac{T_{ST}}{T_s} = \frac{2 - \sqrt{3}M}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \quad (42)$$

با استفاده از رابطه فوق، ضریب افزایش و در نتیجه بهره ولتاژ می‌تواند به صورت زیر محاسبه شود

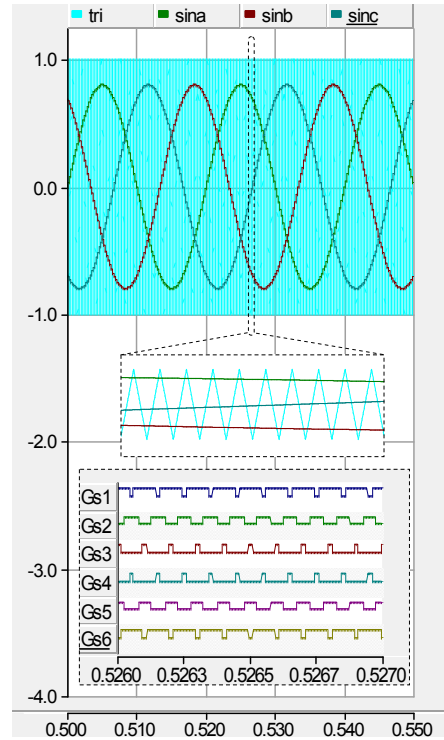
$$B = \frac{1}{1 - 2D_{ST}} = \frac{1}{\sqrt{3}M - 1} \quad (43)$$

$$G = MB = \frac{M}{\sqrt{3}M - 1} \quad (44)$$

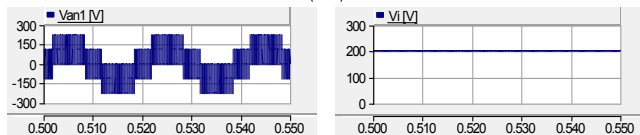
روابط (۴۲) تا (۴۴) همان روابط (۳۴) تا (۳۶) می‌باشند و تنها تفاوت



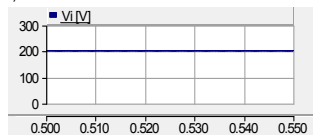
(الف)



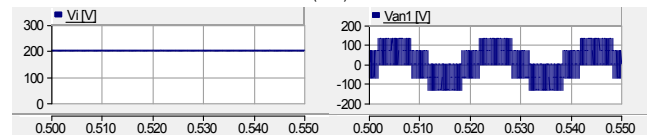
(الف)



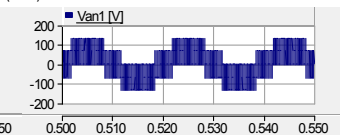
(ج)



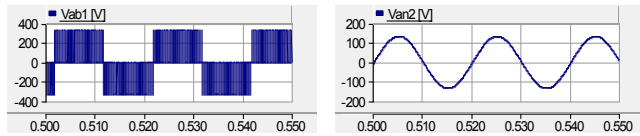
(ب)



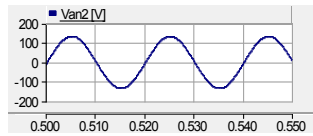
(ج)



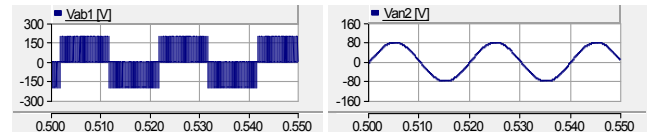
(ب)



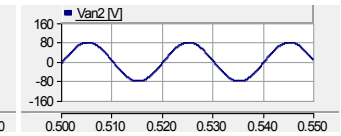
(ه)



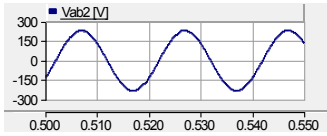
(د)



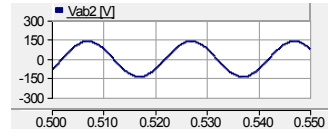
(ه)



(د)



(و)



(و)

شکل ۲۰: نتایج شبیه‌سازی اینورتر منبع امپدانس مرسوم با روش کنترلی افزایش ساده، (الف) شکل‌موج‌های مرجع، حامل و پالس‌های تریگر ایجاد شده، (ب) شکل‌موج ولتاژ ورودی، (ج) ولتاژ لینک dc؛ (د) شکل‌موج ولتاژ خروجی فاز a قبل از فیلتر، (ه) شکل‌موج ولتاژ خروجی فاز a بعد از فیلتر، (و) شکل‌موج ولتاژ خروجی خط ab قبل از فیلتر، (ز) شکل‌موج ولتاژ خروجی خط ab بعد از فیلتر.

شکل ۱۹: نتایج شبیه‌سازی اینورتر منبع ولتاژ مرسوم با روش SPWM، (الف) شکل‌موج‌های مرجع، حامل و پالس‌های تریگر ایجاد شده، (ب) شکل‌موج ولتاژ ورودی، (ج) شکل‌موج ولتاژ خروجی فاز a قبل از فیلتر، (د) شکل‌موج ولتاژ خروجی فاز a بعد از فیلتر، (ه) شکل‌موج ولتاژ خروجی خط ab قبل از فیلتر، و (و) شکل‌موج ولتاژ خروجی خط ab بعد از فیلتر.

ولتاژ در حالت ماندگار انتخاب شده است. تحلیل رفتار سیستم تحت بارهای اهمی- سلفی (مانند درایوهای موتور) اگرچه بسیار پرکاربرد است، اما خارج از دامنه این مرور بنیادی بر الگوهای کلیدزنی می‌باشد.

۴-۱ نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی مدولاسیون پهناي پالس سینوسی

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی SPWM برای اینورتر منبع ولتاژ مرسوم ارائه می‌شود. مقادیر ظرفیت خازن‌های فیلتر در خروجی ۱۰ میکروفاراد انتخاب شده است. شکل ۱۹-الف شکل‌موج‌های مرجع، حامل و پالس‌های تریگر ایجاد شده را نشان می‌دهد. در این شکل، شکل‌موج‌های مرجع با اختلاف فاز ۱۲۰ درجه به همراه موج حامل مثلثی در بازه زمانی ۰/۵ تا ۰/۵۵ ثانیه ارائه شده است. جهت وضوح بیشتر، این

جدول ۳: پارامترهای انتخاب شده در شبیه‌سازی‌ها.

مقدار انتخابی	پارامتر مورد نظر
$V_i = 200\text{ V}$	ولتاژ منبع ورودی
$R_a = R_b = R_c = 25\ \Omega$	مقادیر بار اهمی هر فاز خروجی در اتصال ستاره
$f_{car} = 10\text{ kHz}$	فرکانس موج حامل
$f_{ref} = 50\text{ kHz}$	فرکانس موج مرجع
$M = 0.8$	شاخص مدولاسیون
$L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = 5\text{ mH}$	مقادیر اندوکتانس سلف‌های فیلتر در خروجی

مقدار شاخص مدولاسیون سبب محدودیت در بازه تغییرات چرخه‌ی کاری ST و در نتیجه محدودیت در مقدار ضریب افزایش شد. از مقایسه روش کنترلی افزایش ساده با روش کنترلی افزایش بیشینه مشخص گردید که ناحیه عمل کرد ممکن در روش کنترلی افزایش بیشینه کمی عریض‌تر از روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد. تنش ولتاژ پایین‌تر در روش افزایش بیشینه امکان استفاده از کلیدهایی با مقاومت کم‌تر را فراهم می‌کند که پتانسیل کاهش تلفات هدایتی را دارد. در روش کنترلی افزایش بیشینه، وجود فرکانس پایین خروجی در رپیل جریان عبوری از سلف‌ها و رپیل ولتاژ دو سر خازن‌ها سبب افزایش قابل توجه در اندازه اندوکتانس سلف‌ها و ظرفیت خازن‌ها می‌شود لذا به منظور حذف رپیل‌های فرکانس پایین، کاهش حجم و هزینه شبکه‌ی منبع امپدانس از روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه استفاده می‌شود. روش‌هایی مانند افزایش ثابت بیشینه به دلیل حذف رپیل فرکانس پایین، منجر به کاهش رپیل جریان سلف‌ها و در نتیجه کاهش تلفات هدایتی می‌شوند. هم‌چنین روش‌هایی که اجازه استفاده از شاخص مدولاسیون بالاتری را می‌دهند مانند افزایش بیشینه و افزایش ثابت بیشینه، عموماً منجر به کیفیت ولتاژ خروجی بهتر و اعوجاج هارمونیک کل پایین‌تری می‌گردند. هم‌چنین نشان داده شد که در روش کنترلی افزایش بیشینه و نیز افزایش ثابت بیشینه، تزریق هارمونیک سوم می‌تواند سبب افزایش محدوده شاخص مدولاسیون شود. مقایسه‌ی روش‌های کنترلی مختلف از نظر بهره ولتاژ بر حسب شاخص مدولاسیون و نیز تنش ولتاژ بر روی کلیدها بر حسب بهره ولتاژ، مزایا و معایب استفاده از هر یک از روش‌ها را نشان داد. اگرچه این الگوهای اساسی برای ساختار مرسوم اینورتر منبع امپدانسی تحلیل شده‌اند، اما اصول آن‌ها قابل تعمیم به سایر ساختارها مانند اینورترهای شبه منبع امپدانسی، اینورترهای منبع امپدانسی با سلف‌های کلیدزنی شده و غیره نیز می‌باشند، هرچند معادلات دقیق بهره و تنش متفاوت خواهند بود. در پایان، صحت روش‌های کنترلی ارائه شده و هم‌چنین روابط استخراج شده از طریق شبیه‌سازی کامپیوتری در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC مورد تایید قرار گرفت.

سپاسگزاری

نویسندگان این مقاله از پژوهشگاه مواد و انرژی به خاطر حمایت این پروژه از محل گرنت مجری با شناسه ۵۹۱۴۰۴۰۰۱ مصوب جلسه ۱۴۰۴-۰۲ شورای پژوهشکده انرژی مورخ ۱۴۰۴/۰۲/۲۲ تقدیر و تشکر می‌نمایند.

مراجع

- [1] N. Mohan, W.P. Robbin, and T. Undeland, Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 3rd ed. New York: Wiley, 2003.
- [2] F. Z. Peng, "Z-source inverter," in *Proc. of 37th Annual Meeting Industry Applications Conf.*, pp. 775-781, Pittsburgh, PA, USA, 13-18 Oct. 2002.
- [3] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [4] M. Aalami, E. Babaei, S. G. Zadeh, and E. Shokati Asl, "A new type of half-bridge trans-Z-source inverter with continuous input current," *Iranian Journal of Science and Technology, Trans. of Electrical Engineering*, vol. 46, no. 2, pp. 461-479, Mar. 2022.
- [5] H. Mashinchi Maheri, et al., "An embedded half-bridge Γ -Z-source inverter with reduced voltage stress on capacitors," *Energies*, vol. 14, no. 19, Article ID: 6433, Oct-1 2021.
- [6] F. Sedaghati and E. Shokati Asl, "A class of half-bridge quasi-Z-source inverters: Detailed steady-state analysis in various operating states, design considerations, and derivation of general

شکل‌موج‌ها در بازه زمانی ۰/۵۲۶ تا ۰/۵۲۷ ثانیه بزرگنمایی شده‌اند. از مقایسه‌ی این شکل‌موج‌ها، پالس‌های تریگر کلیدهای شش‌گانه‌ی اینورتر ایجاد شده است که در قسمت پایینی شکل ۱۹-الف قابل مشاهده می‌باشد. شکل ۱۹-ب شکل موج ولتاژ DC ورودی را نشان می‌دهد که برابر با 200 ولت انتخاب شده است. شکل ۱۹-ج شکل موج ولتاژ خروجی فیلتر نشده فاز a را نشان می‌دهد. جهت فیلتر کردن این شکل موج از فیلتر مرتبه‌ی دوم شامل سلف و خازن استفاده شده است. شکل موج فیلتر شده برای فاز a در شکل ۱۹-د نشان داده شده است. مطابق این شکل بیشینه‌ی ولتاژ خروجی برابر با ۷۹ ولت می‌باشد که با مقدار ۸۰ ولت محاسبه شده از (۱) هم‌خوانی دارد. شکل ۱۹-ه شکل موج ولتاژ خروجی فیلتر نشده خط ab را نشان می‌دهد. شکل موج فیلتر شده این خط در شکل ۱۹-و نشان داده شده است. مطابق این شکل بیشینه‌ی ولتاژ خروجی برابر با ۱۳۷ ولت می‌باشد که با مقدار $۸۰\sqrt{3}$ هماهنگی دارد.

۴-۲ نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی افزایش ساده

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی SB برای اینورتر منبع امپدانس مرسوم ارائه می‌شود. مقادیر ظرفیت خازن‌های فیلتر در خروجی ۱۰ میکروفاراد انتخاب شده است. هم‌چنین مقادیر سلف‌ها و خازن‌های شبکه‌ی امپدانس به ترتیب برابر با ۲ میلی‌هانری و ۲۰۰ میکروفاراد انتخاب شده است. شکل ۲۰-الف شکل موج‌های V_p ، V_n ، مرجع، حامل و پالس‌های تریگر ایجاد شده را نشان می‌دهد. در این شکل، شکل موج‌های مرجع با اختلاف فاز ۱۲۰ درجه به همراه موج حامل مثلثی در بازه زمانی ۰/۵ تا ۰/۵۵ ثانیه ارائه شده است. این شکل‌موج‌ها در بازه زمانی ۰/۵۲۶ تا ۰/۵۲۷ ثانیه بزرگنمایی شده‌اند.

شایان ذکر است که V_p و V_n به ترتیب برابر با ۰/۸ و ۰/۸- انتخاب شده‌اند. از مقایسه‌ی این موج‌ها، پالس‌های تریگر کلیدهای شش‌گانه‌ی اینورتر ایجاد شده است که در قسمت پایینی شکل ۲۰-الف قابل مشاهده می‌باشد. شکل ۲۰-ب شکل موج ولتاژ DC ورودی را نشان می‌دهد که برابر با ۲۰۰ ولت انتخاب شده است. شکل ۲۰-ج شکل موج ولتاژ لینک DC را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، بیشینه‌ی ولتاژ لینک DC برابر با ۳۳۱ ولت می‌باشد. این مقدار نشان‌گر آن است که ضریب افزایش این اینورتر برابر با ۱/۶۵۵ می‌باشد که این مقدار با مقدار ۱/۶۶۷ محاسبه شده از (۶) در توافق می‌باشد. شکل ۲۰-د شکل موج ولتاژ خروجی فیلتر نشده فاز a را نشان می‌دهد. جهت فیلتر کردن این شکل موج از فیلتر مرتبه‌ی دوم شامل سلف و خازن استفاده شده است. شکل موج فیلتر شده برای فاز a در شکل ۲۰-ه نشان داده شده است. مطابق این شکل بیشینه‌ی ولتاژ خروجی برابر با ۱۳۲/۴ ولت می‌باشد که با مقدار ۱۳۳/۳ ولت محاسبه شده از روابط (۵) و (۷) هم‌خوانی دارد. شکل ۲۰-و شکل موج ولتاژ خروجی فیلتر نشده خط ab را نشان می‌دهد. شکل موج فیلتر شده این خط در شکل ۲۰-ز نشان داده شده است. مطابق این شکل بیشینه‌ی ولتاژ خروجی برابر با ۲۲۹ ولت می‌باشد که با مقدار $۱۳۳\sqrt{3}$ هماهنگی دارد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش‌های کنترلی مختلفی برای کنترل اینورترهای منبع امپدانس ارائه شد که عبارتند از: روش کنترلی افزایش ساده، روش کنترلی افزایش بیشینه، روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم، روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه و روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه با تزریق هارمونیک سوم. در روش کنترلی افزایش ساده انتخاب

- [27] M. Amirbande, M. S. Zarbil, A. Vahedi and M. Rivera, "Simple boost control of a new high voltage gain Z-source inverter," in *Proc. 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conf.*, pp. 169-173, Tehran, Iran, 13-15 Feb. 2018.
- [28] S. Maiti, S. Sonar, and S. Banerjee, "Design and analysis of Z-source inverter using simple boost control method," in *Proc. of the Int. Conf. on Innovation in Energy Management*, pp. 243-250, Kolkata, India, 25-27 Feb. 2023.
- [29] R. M. Ariefianto, R. A. Aprilianto, H. Suryoatmojo, and S. Suwito, "Design and implementation of Z-source inverter by simple boost control technique for laboratory scale micro-hydro power plant application," *Jurnal Teknik Elektro*, vol. 13, no. 2, pp. 62-70, 2021.
- [30] P. Parimala and R. Mathew, "Maximum boost control of quasi-Z-source inverter with DSTATCOM for a wind energy system," in *Proc. of the Int. Conf. on Cognitive and Intelligent Computing*, vol. 2, pp. 205-214, Hyderabad, India, 11-12 Dec. 2023.
- [31] S. Manivannan, N. Saravanakumar, and K. Vijayakumar, "Three-phase to K-phase power conversion using voltage fed quasi Z source direct matrix converter with maximum constant boost control technique," *Electrical Engineering*, vol. 104, pp. 3603-3617, 2022.
- [32] S. Maiti, S. Sonar, S. Ashraf, S. Mondal, and P. Das, "Design and analysis of Z-source inverter with maximum constant boost control method," in *Proc. Int. Conf. on Computers, Management & Mathematical Sciences*, pp. 85-98, Nirjuli, AP, India, 29-30 Jul. 2022.
- [33] A. V. Sant, "Processor-in-loop based implementation of Z-source inverter with maximum constant boost control," in *Proc. 2024 Parul Int. Conf. on Eng. and Tech.*, 2024, 6 pp., Vadodara, India, 3-4 May 2024.
- [34] V. Jagan, et al., "Analysis of different PWM techniques for enhanced ultrahigh gain Z-network topology," *International Trans. on Electrical Energy Systems*, vol. 2024, Article ID: 6645798, 2024.
- [35] Y. Xu, Y. He, H. Li and H. Xiao, "Model predictive control using joint voltage vector for quasi-Z-source inverter with ability of suppressing current ripple," *IEEE Jour. of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 1108-1124, Feb. 2022.
- [36] Y. Liu, X. Liu, X. Li, H. Yuan and Y. Xue, "Model predictive control-based dual-mode operation of an energy-stored quasi-Z-source photovoltaic power system," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 9, pp. 9169-9180, Sept. 2023.
- [37] A. Ahmadi, Y. Asadi, A. M. Amani, M. Jalili, and X. Yu, "Resilient model predictive adaptive control of networked Z-source inverters using GMDH," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 13, no. 5, pp. 3723-3734, Sept. 2022.
- [38] J. M. Ahangarkolaie, M. Izadi and T. Nouri, "Applying sliding mode control to suppress double frequency voltage ripples in single-phase quasi-Z-source inverters," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 671-681, Mar. 2023.
- [39] J.M. Ahangarkolaie, M. Izadi, and T. Nouri, "Applying a sliding mode controller to maximum power point tracking in a quasi-Z-source inverter based on the power curve of a photovoltaic cell," *Electronics*, vol. 11; no. 14, pp. 2164, Jul.-2 2022.
- [40] Ö. Özkara, Z. Ortatepe, and A. Karaarslan, "Implementation of sliding mode control method for switched-inductor quasi-Z-source inverter," in *Proc. Global Energy Conf.*, pp. 179-184, Batman, Turkey, 26-29 Oct. 2022.
- [41] V. Harish Kumar and S. Amala Shanthi, "Artificial neural network with modified rider optimization for design and control of PV-integrated quasi Z-source cascaded multilevel inverter system," *International Journal of Modeling, Simulation, and Scientific Computing*, vol. 12, no. 1, Article ID: 2050069, 2021.
- [42] M. Bharat, A.S.R. Murty, and R. Dash, "Design and analysis of trans-Z-source inverter for electric vehicle applications using neural network-clustering," *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 12, no. 3, pp. 1783-1796, Jun. 2023.
- [43] G. Say, S.H. Hosseini, and P. Esmaili, "Hybrid source multi-port quasi-Z-source converter with fuzzy-logic-based energy management," *Energies*, vol. 16, no. 12, Article ID: 4801, Jun.-2 2023.
- topology," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 46, no. 12, pp. 2512-2544, Dec. 2018.
- [7] E. Shokati Asl, E. Babaei, and M. Sabahi, "Double-fed and double-switch active Z-source inverter with general variable high boost factor," *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 680-692, Mar. 2020.
- [8] E. Babaei and E. Shokati Asl, "Steady-state analysis of high-voltage gain multiple series Z-source inverter," *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 12, pp. 1518-1528, Oct. 2017.
- [9] M. H. B. Nozadian, E. Babaei, and S.H. Hosseini, "Effect of different pulse-width modulation control methods on the behaviour of the series modified switched boost inverter," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3041-3055, Oct. 2019.
- [10] B. Gyawali, A. M. Ajmal, W. Liu, and Y. Yang, "A review on modulation techniques of Quasi-Z-source inverter for grid-connected photovoltaic systems," *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 10, Article ID: 100809, Dec. 2024.
- [11] B. Hajoary and R. Das, "Review on topologies of quasi Z-source inverter in grid-connected solar photovoltaic system," *Environment, Development and Sustainability*, 2025. Doi:10.1007/s10668-025-05978-y
- [12] A. Radhika, K. V. Kumar, and A. Prakash, "Hybrid control for capacitor-assisted Z-source inverter in grid-connected photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 208, Article ID: 115002, Feb. 2025.
- [13] G. Ramanathan, C. Bharatiraja, Hossam Kotb, and Ahmed Emara, "PV-assisted modified Z-source inverter for multiport EV charging infrastructure: Access with PV2V," *Energy Reports*, vol. 11, pp. 5716-5732, Jun. 2024.
- [14] T. V. Do, M. Kandidayeni, J. P. F. Trovão, and L. Boulon, "Mode-dependent energy management of a dual-source active switched quasi-Z-source inverter for fuel cell hybrid vehicles," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 39, no. 4, pp. 2643-2653, Dec. 2024.
- [15] N. Fakhri Saray, M. Rafiee, M. Salay Naderi, A. Mosallanejad, and A. Esmaili, "Quasi-Z-source on-board charger based on reducing the size of the DC-Side active power buffer for electric vehicle applications," *Computers and Electrical Engineering*, vol. 124, pt. A, Article ID: 110050, May 2025.
- [16] N. Priyadarshi, P. K. Maroti, F. Azam, M.G. Hussien, "An improved Z-source inverter-based sensorless induction motor-driven photovoltaic water pumping with Takagi-Sugeno fuzzy MPPT" *IET Renew. Power Gener.*, vol. 19, no. 1, Article ID: e12654, Dec. 2025.
- [17] L. M. K. Johny, J. Mathew, and K. Gopakumar, "Improved trans-Z-source active-neutral-point-clamped multilevel inverter with continuous input current for induction motor drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 72, no. 2, pp. 1281-1291, Feb. 2025.
- [18] K. Selvaraj, G. D. A. Jebaselvi, M. H. Alsharif, and M. -K. Kim, "Boundary value controlled gamma Z-source inverter for pump applications," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 24396-24411, 2024.
- [19] Z. J. Zhou, X. Zhang, P. Xu, and W. X. Shen, "Single-phase uninterruptible power supply based on Z-source inverter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2997-3004, Aug. 2008.
- [20] M. Shahparasti, A. Yazdian, M. Mohamadian, A. S. Larjani, and A. Fatemi, "Parallel uninterruptible power supplies based on Z-source inverters," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1359-1366, Dec. 2012.
- [21] E. Shokati Asl, E. Babaei, and M. Sabahi, "Two different non-shoot-through operating modes for generating changeable general boost factor in switched Z-source inverters with modified modulation technique," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 7, pp. 1686-1696, Jun. 2019.
- [22] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," in *Proc. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 255-260, Aachen, Germany, 20-25 Jun. 2004.
- [23] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, Jul. 2005.
- [24] M. Shen, et al., "Maximum constant boost control of the Z-source inverter," *Proc. of 39th Annual Meeting Industry Applications Conf.*, pp. 142-147, Seattle, WA, USA, 3-7 Oct. 2004.
- [25] M. Shen, et al., "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 770-778, May/June 2006.
- [26] Y. Zhang et al., "An improved PWM strategy for Z-source inverter with maximum boost capability and minimum switching frequency," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 606-628, Jan. 2018.

الیاس شوکتی اصل متولد سال ۱۳۶۹ در شهر اردبیل است. وی مدرک کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق - قدرت با رتبه ممتاز از دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه تبریز به ترتیب در سال‌های ۱۳۹۱، ۱۳۹۴ و ۱۳۹۹ دریافت نمود. دکتر شوکتی اصل از سال ۱۳۹۶ تا ۱۴۰۲ با دانشگاه محقق اردبیلی در زمینه تدریس دروس تخصصی و اجرای طرح‌های پژوهشی همکاری داشته است. وی از دی‌ماه سال ۱۴۰۳ به‌عنوان عضو هیأت علمی با مرتبه استادیار به پژوهشگاه مواد و انرژی پیوسته و هم‌اکنون در پژوهشکده انرژی، گروه پژوهشی انرژی خورشیدی این

محسن حسن بابای نوزادیان در سال ۱۳۹۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه ارومیه با رتبه اول اخذ نموده و مدارک کارشناسی ارشد و دکتری مهندسی برق را نیز به ترتیب در سال‌های ۱۳۹۴ و ۱۳۹۸ از دانشگاه تبریز با رتبه عالی دریافت نموده است و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشکده مهندسی دانشگاه بوعلی سینا می‌باشد. نامبرده قبل از پیوستن به دانشگاه بوعلی سینا دوره پسادکتری خود را در دانشگاه تبریز به اتمام رسانده و جوایز متعددی از بنیاد علمی نخبگان اخذ نموده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: طراحی مبدل‌های الکترونیک قدرت، کاربرد اینورترهای منبع امپدانس و بهبود ساختار آن‌ها، کاربرد مبدل‌های الکترونیک قدرت در انرژی‌های تجدیدپذیر، قابلیت اطمینان مبدل‌های الکترونیک قدرت و بررسی کیفیت توان در سیستم‌های قدرت.

پژوهشگاه مشغول به فعالیت می‌باشد. ایشان نویسنده مقالات متعدد علمی در مجلات و کنفرانس‌های معتبر داخلی و بین‌المللی است. دکتر شوکتی اصل موفق به دریافت یک جایزه آموزشی در سال ۱۳۹۳ و دو جایزه پژوهشی از بنیاد ملی نخبگان در سال‌های ۱۳۹۵ و ۱۳۹۶ شده و همچنین در سال‌های ۱۳۹۵ و ۱۳۹۶ به ترتیب جوایز «دانشجوی نخبه» و «جایزه دکتر علی پولاد» را از دانشگاه تبریز دریافت نموده است. وی در سال ۱۴۰۳ نیز برنده جایزه جذب بنیاد ملی نخبگان گردید. زمینه‌های پژوهشی ایشان شامل تحلیل و طراحی مبدل‌های الکترونیک قدرت، سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر و سیستم‌های ترکیبی انرژی الکتریکی می‌باشد.