

ارائه یک روش کنترلی جدید با قابلیت تولید ولتاژ با فرکانس کاری پایین برای اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل

محسن حسن بابای نوزادیان^۱ ابراهیم بابائی^۲ الیاس شوکتی اصل^۳

۱-دکتری تخصصی- ایران، تبریز- دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

m.hasanbabayi@tabrizu.ac.ir

۱-استاد- ایران، تبریز- دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

e-babaei@tabrizu.ac.ir

۱-دانشجوی دکتری تخصصی- ایران، تبریز- دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

e.shokati@tabrizu.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک روش کنترلی جدید و مناسب برای اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل پیشنهاد می‌شود. با توجه به گسترش اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل و نبود روش کنترلی مناسب ارائه یک روش کلیدزنی که توانایی ایجاد ولتاژ خروجی با فرکانس پایین را داشته باشد بسیار ضروری است. با توجه به این که نحوه کلیدزنی اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل با توجه به نوع ساختار و کاربرد آن متفاوت است لذا هر روش کلیدزنی شرایط خاصی را در مقادیر ریپل ولتاژ و جریان اجزا، تنش ولتاژ و جریان آن‌ها و نیز طراحی اجزای اینورتر منبع امپدانسی نیم پل به وجود می‌آورد. در این مقاله ضمن پیشنهاد یک روش کنترلی جدید برای اینورتر منبع امپدانسی نیم پل، تحلیل و طراحی اجزای آن با توجه به روش کنترلی پیشنهادی انجام می‌پذیرد. نحوه ایجاد shoot-through (ST) تحت شرایط مختلف در روش کنترلی پیشنهادی نشان داده شده و روابط ریاضی بین چرخه کاری ST و نیز شاخص مدولاسیون استخراج می‌شود. در پایان به منظور تأیید تحلیل‌های صورت گرفته نتایج شبیه‌سازی با استفاده از نرم افزار PSCAD/EMTDC ارائه می‌شوند.

واژه های کلیدی: روش کنترلی، اینورتر منبع امپدانسی نیم پل، چرخه کاری، شاخص مدولاسیون، اندوکتانس بحرانی

تاریخ ارسال مقاله : ۱۳۹۷/۰۵/۲۸

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۴/۲۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر ابراهیم بابائی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران، تبریز، بلوار ۲۹ بهمن، دانشگاه تبریز، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

اینورترهای منبع امپدانس مرسوم و کلیدزنی شده جهت برطرف نمودن محدودیت‌های اینورترهای منبع ولتاژ ارائه شده‌اند [۱-۳]. روش‌های مختلفی برای کنترل اینورترهای منبع امپدانس تمام پل وجود دارد. اساسی‌ترین روش برای کنترل این اینورترها، روش کنترلی افزایش ساده هست [۴]. تفاوت روش کنترلی افزایش ساده با روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (SPWM) مرسوم استفاده از دو خط راست با مقادیر قرینه جهت کنترل چرخه کاری ST هست. در روش کنترلی افزایش ساده انتخاب مقدار شاخص مدولاسیون سبب محدودیت در بازه تغییرات چرخه کاری ST و در نتیجه محدودیت در مقدار ضریب افزایش می‌شود.

برای برطرف نمودن مشکلات و محدودیت‌های روش کنترلی افزایش ساده روش‌های کنترلی دیگری نیز با قابلیت‌های بهتری در مقالات مختلف ارائه شده‌اند. یکی از این روش‌ها روش کنترلی افزایش بیشینه می‌باشد [۵-۶] این روش ضمن حفظ شش حالت فعال مرسوم، همه حالت‌های صفر non-ST را به حالت ST تبدیل می‌کند. روش کنترلی افزایش بیشینه دارای ناحیه عمل کرد ممکن عریض‌تری نسبت به روش کنترلی افزایش ساده می‌باشد و برای هر بهره ولتاژ مشخص شاخص مدولاسیونی بزرگ‌تر استفاده می‌کند که تنش ولتاژ کوچک‌تری را روی کلیدها به دنبال دارد. یکی از رایج‌ترین روش‌ها جهت افزایش محدوده شاخص مدولاسیون در اینورترهای سه فاز مرسوم تزریق هارمونیک سوم می‌باشد. در کنترل اینورترهای منبع امپدانس نیز این روش می‌تواند جهت افزایش محدوده بهره ولتاژ مورد استفاده قرار گیرد. اصول عمل کرد روش کنترلی افزایش بیشینه با تزریق هارمونیک سوم مشابه با روش کنترلی افزایش بیشینه می‌باشد و تنها تفاوت آن تغییر در شکل موج‌های مرجع مدولاسیون 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. وجود فرکانس پایین خروجی در ریبیل جریان عبوری از سلف‌ها و ریبیل 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 ریبیل‌های فرکانس پایین حذف شوند. برای این منظور در مراجع [۷-۸] روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه ارائه شده است. در این روش با استفاده از یک چرخه کاری ثابت ST ریبیل‌های فرکانس پایین در جریان عبوری از سلف‌ها و ولتاژ دو سر خازن‌ها حذف می‌شوند. در این روش دستیابی به بهره ولتاژ بیشینه در چرخه کاری ST ثابت امکان‌پذیر است. هم‌چنین تزریق هارمونیک سوم در روش کنترلی افزایش ثابت بیشینه نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد که سبب افزایش محدوده شاخص مدولاسیون می‌شود.

علاوه بر روش‌های کنترلی ارائه شده در مراجع [۴-۸]، روش‌های کنترلی دیگری نیز مبتنی بر مدولاسیون بردار فضایی (SVM) ارائه

شده‌اند. در مراجع [۹-۱۰] روش‌های مدولاسیون بردار فضایی مختلفی برای اینورترهای منبع امپدانس ارائه شده‌اند. در این مراجع الگوهای مختلف کلیدزنی، بیشینه‌ی چرخه کاری ST قابل دسترس و هم‌چنین تنش ولتاژ بیشینه در دو سر کلیدها برای هر روش مدولاسیون استخراج شده و با یکدیگر مقایسه شده‌اند. در مرجع [۱۱] گروه دیگری از روش‌های کنترلی برای اینورترهای افزایش‌دهنده کلیدزنی شده ارائه شده‌اند که با بهره‌گیری از تغییرات زمان خاموش و روشن شدن کلید IGBT درون شبکه منبع امپدانس، مدهای کاری جدیدی را تولید کرده که منجر به بهبود بهره ولتاژ ساختار می‌شود.

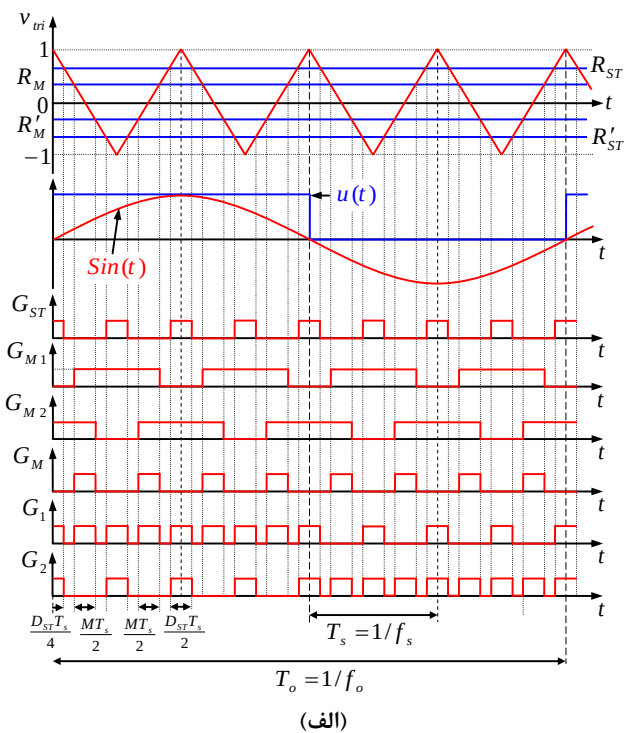
روش‌های کنترلی ارائه شده در مراجع [۴-۱۱] روش‌های کنترلی مناسبی برای اینورترهای منبع امپدانس تمام پل می‌باشند ولی این روش‌ها قابلیت پیاده‌سازی بر روی اینورترهای منبع امپدانس نیم پل ارائه شده در مراجع [۱۲-۱۴] را ندارند. در مراجع [۱۲-۱۴] علاوه بر ارائه ساختارهای متنوع برای اینورترهای منبع امپدانس نیم پل روش‌های کنترلی مدولاسیون پهنای پالس استفاده شده نیز معرفی شده‌اند. این روش‌های کنترلی قادر به ایجاد ولتاژ خروجی با فرکانس پایین در خروجی نیستند و فقط می‌توانند ولتاژ خروجی با فرکانس بالا را ایجاد نمایند. ولتاژ خروجی با فرکانس بالا اگر چه در مبدل‌های dc/dc ایزوله‌ی گالوانیکی کاربرد دارد [۱۵] ولی در مصارف صنعتی و خانگی که عموماً در آن‌ها به ولتاژ خروجی با فرکانس 50Hz یا 60Hz نیاز است کاربرد چندانی ندارد. به عبارت دیگر در مراجع [۱۲-۱۴] ساختارهای جدیدی برای اینورترهای منبع امپدانس نیم پل ارائه شده‌اند که با توجه به تعداد کم اجزای غیر فعال و فعال و نیز قابلیت افزایش ولتاژ در محدوده‌ی وسیع، قابلیت کاربرد در مصارف مختلف از جمله انرژی‌های تجدیدپذیر و مصارف خانگی را دارند ولی در هر سه مرجع ذکر شده از روش کلیدزنی فرکانس بالا استفاده شده است و اندازه فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر نیم پل برابر با اندازه فرکانس موج حامل مثلی (فرکانس بالا) می‌باشد. این روش کلیدزنی موجب می‌شود که ساختارهای ارائه شده تنها در مصارف محدودی مانند الکتروشمی، الکتروتراپی (پزشکی) و آبکاری استفاده شوند و کاربردی در مصارف صنعتی و خانگی با فرکانس پایین نداشته باشند.

با توجه به گسترش روز افزون تجهیزات مورد استفاده در سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر [۱۶-۱۸] نیاز است تا با استفاده از تجهیزات مناسب سطح ولتاژ مورد نیاز تامین شود. در این مقاله یک روش کلیدزنی جدید برای اینورترهای منبع امپدانس نیم پل ارائه می‌شود. روش کلیدزنی پیشنهادی در این مقاله محدودیت‌های اشاره شده را بر طرف کرده و می‌تواند ولتاژی را با فرکانس به مراتب کوچک‌تر از فرکانس حامل مثلی تولید کند. روش "مدولاسیون پهنای پالس" پیشنهادی علاوه بر داشتن بازه زمانی ST قابلیت ایجاد ولتاژ خروجی با فرکانس پایین را دارد. این روش کلیدزنی می‌تواند حتی برای بارهایی از قبیل کامپیوترهای خانگی و دستگاه‌های با تغذیه سوئیچینگ نیز مناسب باشد. در ادامه تحلیل کاملی از روش کنترلی پیشنهادی ارائه شده و

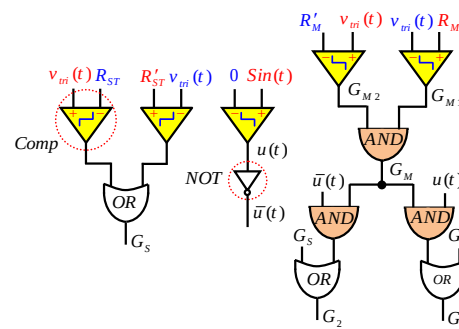
نحوه تولید سیگنال‌های گیت و نیز روابط چرخه کاری و شاخص مدولاسیون محاسبه می‌شوند. سپس به منظور تحلیل عمیق‌تر و نیز اثبات درستی روش پیشنهادی نحوه پیاده‌سازی آن در ساختار ارائه شده در مرجع [۱۳] نشان داده می‌شود. در پایان به منظور صحت مطالب ارائه شده نتایج شبیه‌سازی نیز ارائه می‌شوند.

۲- روش PWM پیشنهادی برای اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل

در این بخش اصول روش کنترلی جدید برای اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل ارائه می‌شود. به مانند تمامی روش‌های کلیدزنی ارائه شده برای اینورترهای منبع امپدانسی در این روش نیز یک موج حامل مثلثی ($v_{tri}(t)$) با فرکانس f_s وجود دارد که از مقایسه آن با چهار سیگنال مرجع که دارای مقادیر ثابت هستند سیگنال گیت کلیدها که منجر به ایجاد حالات ST می‌شوند پدید می‌آیند.



(الف)



(ب)

شکل (۱): (الف) شکل موج‌های سیگنال‌های گیت؛ (ب) مدار کنترل

چهار سیگنال مرجع ذکر شده R_{ST} , R'_{ST} , R_M و R'_M می‌باشند که از مقایسه سیگنال‌های R_{ST} و R'_{ST} با $v_{tri}(t)$ حالات ST ایجاد شده و نیز از مقایسه R_M و R'_M با حامل مثلثی اندازه شاخص مدولاسیون و در نتیجه بازه زمانی انتقال توان به بار تعیین می‌شود. فرکانس خروجی اینورتر (f_o) بسیار کم‌تر از فرکانس کلیدزنی (f_s) می‌باشد به طوری که ($f_o \ll f_s$) خواهد بود. شکل ۱ طرح کلی مدار کنترل روش PWM پیشنهادی را به همراه شکل موج سیگنال‌های گیت نشان می‌دهد.

در شکل ۱-الف شکل موج‌های گیت کلیدها جهت وضوح برای $f_s = 4f_o$ ترسیم شده‌اند (در حالت واقعی $f_o \ll f_s$ می‌باشد). در شکل ۱-ب مدار کنترل لازم برای تولید این سیگنال‌ها ارائه شده است. در شکل ۱-الف سیگنال G_{ST} نشان دهنده حالات ST است و در زمانی که این سیگنال برابر با ۱ باشد اینورتر در حالت ST بوده یعنی کلیدهای اینورتر نیم پل هم زمان روشن خواهند بود. سیگنال‌های G_{M1} , G_{M2} و G_M به منظور تولید بازه‌های زمانی انتقال توان استفاده می‌شوند به طوری که زمانی که G_M برابر با ۱ باشد ولتاژ خروجی اینورتر مخالف صفر خواهد بود. مدت زمان بازه‌های زمانی عمل کرد اینورتر در یک دوره تناوب T_s در شکل ۱-الف نشان داده شده است. به منظور متقارن بودن روش کلیدزنی بایستی روابط زیر برقرار باشد:

$$R_{ST} = -R'_{ST}, \quad R_M = -R'_M \quad (۱)$$

سیگنال G_{ST} به وسیله مقایسه R_{ST} و R'_{ST} با $v_{tri}(t)$ تولید می‌شوند. با توجه به شکل ۱ اگر $R_{ST} < v_{tri}(t)$ و یا $R'_{ST} > v_{tri}(t)$ باشد $G_{ST} = 1$ خواهد بود لذا تحت این شرایط می‌توان نوشت:

$$G_{ST} = [R_{ST} < v_{tri}(t)] \vee [R'_{ST} > v_{tri}(t)] \quad (۲)$$

در رابطه فوق " $\vee$ " نشان دهنده OR منطقی است.

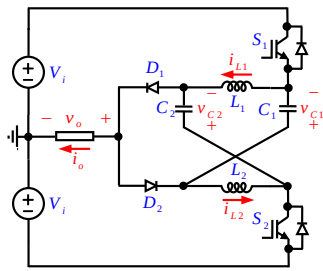
سیگنال‌های G_{M1} و G_{M2} از مقایسه سیگنال‌های R_M و R'_M با موج حامل مثلثی به دست می‌آیند. با توجه به شکل ۱-ب فرمان گیت کلیدها به صورت زیر حاصل می‌شوند:

اگر $R_M > v_{tri}(t)$ باشد $G_{M1} = 1$ بوده و نیز اگر $R'_M < v_{tri}(t)$ باشد $G_{M2} = 1$ خواهد بود لذا با توجه به شرایط فوق و نیز شکل‌های ۱-الف و ۱-ب، سیگنال شاخص مدولاسیون G_M به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$G_M = G_{M1} \wedge G_{M2} \quad (۳)$$

در رابطه فوق " $\wedge$ " نشان دهنده AND منطقی است.

در صورتی که کلید بالایی اینورتر نیم پل (S_1) و کلید پایینی آن (S_2) باشد، S_1 وظیفه تولید ولتاژ خروجی با مقدار مثبت را داشته و S_2 وظیفه تولید ولتاژ خروجی با مقدار منفی را خواهد داشت. برای این که ولتاژ خروجی بتواند مقادیر مثبت و منفی را داشته باشد از یک سیگنال پله ($u(t)$) با فرکانس f_o استفاده می‌شود که مطابق شکل ۱-ب از مقایسه موج سینوسی فرکانس پایین با مقدار صفر حاصل می‌شود. از مقایسه G_M و $u(t)$ ولتاژ خروجی مثبت ایجاد شده و از



شکل (۲): ساختار اینورتر منبع امپدانس نیم پل [۱۳]

۳- تحلیل و طراحی اینورتر نیم پل منبع

امپدانس با توجه به روش کنترلی پیشنهادی

با توجه به روش کلیدزنی استفاده شده مقادیر نامی اجزای اینورتر منبع امپدانس نیم پل و روابط حاصل شده برای ریپل ولتاژ و جریان اجزا می‌تواند تغییر کند در نتیجه بر ملاحظات طراحی تاثیرگذار خواهد بود. در این بخش تحلیل دقیق اینورتر منبع امپدانس نیم پل ارائه شده در مرجع [۱۳] با توجه به روش کلیدزنی پیشنهادی ارائه می‌شود.

۳-۱- روابط ولتاژ و جریان در مد کاری ST و nST

مطابق شکل ۲ اینورتر منبع امپدانس نیم پل از سلف‌های L_1 و L_2 ، خازن‌های C_1 و C_2 ، دیودهای D_1 و D_2 ، کلیدهای S_1 و S_2 ، بار خروجی و دو منبع ولتاژ dc که مقدار هر یک برابر با V_i می‌باشد تشکیل شده است. اینورتر مذکور با توجه به مقادیر پارامترهای مختلف از جمله فرکانس، چرخه کاری، اندوکتانس، مقدار بار و حتی نوع روش کنترلی می‌تواند در دو حالت "عمل کرد هم زمان دیودها" و نیز "عمل کرد غیر هم زمان دیودها" کار کند. در جدول ۱ روابط ولتاژ اجزای ساختار اینورتر منبع امپدانس نیم پل در حالت SOD نشان داده شده است. با توجه به جدول ۱ مشخص می‌شود که در حالت SOD دیودها در مد کاری ST خاموش بوده و در مد کاری nST روشن می‌باشند.

هم چنین ضریب افزایش اینورتر منبع امپدانس نیم پل [۱۳] برابر با ضریب افزایش اینورتر منبع امپدانس تمام پل مرسوم [۱] می‌باشد. با توجه به شکل ۲ در مد کاری ST، هر دو کلید S_1 و S_2 روشن بوده و هر دو دیود D_1 و D_2 خاموش می‌باشند. در این حالت ولتاژ خروجی اینورتر صفر بوده و خازن‌ها در این مد کاری دشارژ می‌شوند. در مد کاری nST بسته به نوع روش کلیدزنی امکان وقوع حالت‌های مختلف وجود دارد. در این مد کاری هر دو دیود D_1 و D_2 روشن بوده و در صورتی که تنها کلید S_1 روشن باشد ولتاژ خروجی مثبت بوده و در صورتی که تنها کلید S_2 روشن باشد ولتاژ خروجی منفی خواهد بود. در صورتی که مقدار چرخه کاری کمتر از حداکثر مقدار خود باشد یک حالت دیگر نیز در مد کاری nST وجود خواهد داشت که در این حالت هیچ کدام از کلیدهای S_1 و S_2 روشن نبوده و ولتاژ خروجی برابر با صفر خواهد بود و عمل انتقال توان به بار انجام نمی‌شود. در صورتی که

مقایسه G_M و $\bar{u}(t)$ (که از NOT موج $u(t)$ حاصل می‌شود) ولتاژ خروجی منفی ایجاد می‌شود. به منظور ایجاد حالات ST بایستی سیگنال G_{ST} با هر یک از موج‌های کلیدهای S_1 و S_2 جمع شود. با توجه به شکل ۱ و نیز موارد فوق سیگنال گیت کلیدهای S_1 و S_2 به صورت زیر حاصل می‌شوند:

$$G_1 = [G_M \wedge u(t)] \vee G_{ST}, \quad G_2 = [G_M \wedge \bar{u}(t)] \vee G_{ST} \quad (4)$$

با توجه به شکل ۱-الف در بازه زمانی $0 \leq t < T_s / 4$ بنا به قانون تشابه مثلث‌ها می‌توان نوشت:

$$D_{ST} = 1 - R_{ST} \quad (5)$$

با توجه به شکل ۱-الف مشخص می‌شود که زمانی که هر دو کلید S_1 و S_2 هم زمان خاموش باشند ولتاژ خروجی اینورتر صفر بوده و انتقال توان به بار صورت نمی‌گیرد. هم چنین در صورتی که S_1 و S_2 هم زمان روشن باشند حالت ST ایجاد شده و مجدداً ولتاژ خروجی صفر خواهد بود. در غیر این صورت تحت شرایطی که تنها یکی از کلیدهای S_1 یا S_2 روشن و دیگری خاموش باشند ولتاژ خروجی مثبت یا منفی ایجاد شده و انتقال توان به بار صورت می‌گیرد. با توجه به شکل ۱-الف مقدار این بازه زمانی نیز بنا به قانون تشابه مثلث‌ها و رابطه (۱)

به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$M = R_M \quad (6)$$

برای حصول اطمینان از این که بازه زمانی ST از دوره زمانی انتقال توان اینورتر فراتر نمی‌رود و با بازه‌های زمانی انتقال توان ندارد M باید طوری انتخاب شود که از کل عرض بازه زمانی non-shoot-through (nST) در هر دوره تناوب T_s تجاوز نکند به عبارت دیگر:

$$D_{ST} \leq 1 - M \quad (7)$$

با توجه به رابطه فوق بیش‌ترین مقدار شاخص مدولاسیون برابر با $1 - D_{ST}$ خواهد بود. در صورتی که $M = M_{\max} = 1 - D_{ST}$ انتخاب شود در مد کاری nST ولتاژ خروجی صفر نخواهد شد و لذا حالتی که هر دو کلید S_1 و S_2 به طور هم زمان خاموش باشند رخ نخواهد داد ولی در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون کمتر از حداکثر مقدار خود باشد در مد کاری nST لحظاتی وجود خواهد داشت که هر دو کلید S_1 و S_2 به طور هم زمان خاموش باشند. با جایگذاری مقادیر D_{ST} و M از روابط (۵) و (۶) در رابطه (۷) نتیجه می‌شود:

$$R_M \leq R_{ST} < 1 \quad (8)$$

در ادامه به منظور بررسی عمل کرد روش کنترلی پیشنهادی، عمل کرد آن بر روی ساختار اینورتر منبع امپدانس نیم پل ارائه شده در مرجع [۱۳] نشان داده می‌شود. مدار قدرت این مبدل در شکل ۲ نشان داده شده است.

مقدار شاخص مدولاسیون در یک چرخه کاری ثابت و برابر با حداکثر مقدار خود ($M = M_{\max} = 1 - D_{ST}$) باشد حالت سوم در مد کاری nST رخ نخواهد داد.

شکل موج‌های ولتاژ و جریان اجزای اینورتر که در شکل ۳ نشان داده شده‌اند درک بهتری از مطالب فوق را ارائه می‌دهند. در شکل ۳ شکل موج‌های ولتاژ و جریان اجزای اینورتر را برای یک دوره تناوب کلیدزنی T_s و زمانی که ولتاژ خروجی اینورتر مثبت است را نشان می‌دهد.

($M_{\max} = 1 - D_{ST}$) بوده و در شکل ۳-ب نیز شکل موج‌های ولتاژ و جریان اجزای مبدل برای حالتی نشان داده شده است که مقدار شاخص مدولاسیون برابر با حداکثر مقدار خود ($M_{\max} = 1 - D_{ST}$) می‌باشد. با توجه به شکل موج‌های نشان داده شده در شکل می‌توان در هر حالت وضعیت شکل موج ولتاژ و جریان هر عنصر از مدار را به همراه مقدار آن تشخیص داد که در موارد مختلفی از جمله درک درست از عمل کرد مدار و نیز طراحی مقادیر عناصر بسیار مؤثر خواهد بود.

جدول (۲): روابط تکمیلی ولتاژ و جریان اجزای اینورتر منبع امیدانسی نیم پل در مد کاری ST و nST

پارامتر	رابطه	پارامتر	رابطه
i_L	ST $\frac{2V_i + V_C}{L}t + I_{LV}$	i_C	ST $-i_L$
	nST $\frac{-V_C}{L}t + I_{LP}$		nST $i_L - \frac{ i_o }{2}$
i_{D1}	ST 0	i_{D2}	ST 0
	nST $\begin{cases} 2i_L - i_o & \text{if } v_o > 0 \\ 2i_L - i_o & \text{if } v_o < 0 \end{cases}$		nST $\begin{cases} 2i_L - i_o & \text{if } v_o > 0 \\ 2i_L - i_o & \text{if } v_o < 0 \end{cases}$
v_{s1}	ST 0	i_{s1}	ST $2i_L$
	nST $\begin{cases} V_i + V_C & \text{if } v_o > 0 \& i_o = 0 \\ 0 & \text{if } v_o > 0 \& i_o > 0 \\ V_i + V_C & \text{if } v_o < 0 \& i_o = 0 \\ 2(V_i + V_C) & \text{if } v_o < 0 \& i_o < 0 \end{cases}$		nST $\begin{cases} i_o & \text{if } v_o > 0 \\ 0 & \text{if } v_o < 0 \end{cases}$
v_{s2}	ST 0	i_{s2}	ST $2i_L$
	nST $\begin{cases} V_i + V_C & \text{if } v_o > 0 \& i_o = 0 \\ 2(V_i + V_C) & \text{if } v_o > 0 \& i_o > 0 \\ V_i + V_C & \text{if } v_o < 0 \& i_o = 0 \\ 0 & \text{if } v_o < 0 \& i_o < 0 \end{cases}$		nST $\begin{cases} 0 & \text{if } v_o > 0 \\ i_o & \text{if } v_o < 0 \end{cases}$

با توجه به روابط موجود در جدول ۱ و نیز شکل‌های ۲ و ۳ روابط ولتاژ و جریان سایر اجزای اینورتر در دو مد کاری ST و nST به صورت جدول ۲ خواهند بود. در روابط موجود در جدول I_{LP} و I_{LV} به ترتیب نشان دهنده حداقل و حداکثر مقدار جریان سلف‌ها می‌باشند. برای اجتناب از ریبیل فرکانس پایین که به علت فرکانس پایین ولتاژ خروجی اینورتر حاصل می‌شود روابط زیر فرض می‌شوند:

$$V_C = 0.5(V_{C1} + V_{C2}), \quad v_L = 0.5(v_{L1} + v_{L2}) \quad (9)$$

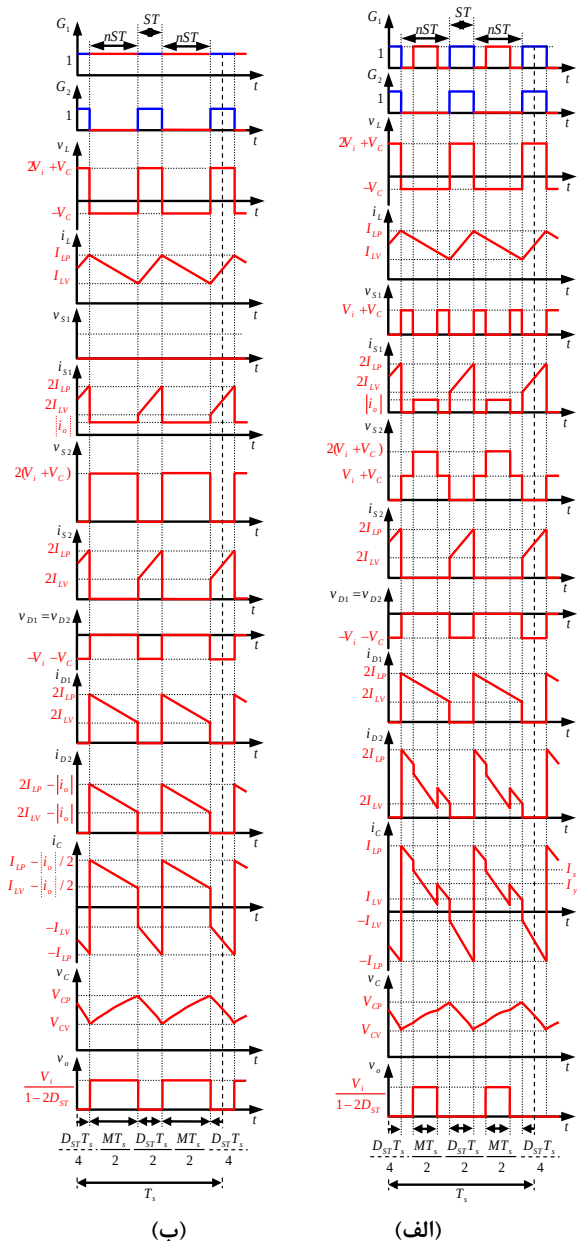
$$i_L = 0.5(i_{L1} + i_{L2}), \quad i_C = 0.5(i_{C1} + i_{C2}) \quad (10)$$

۳-۲- محاسبه حدود مرزی جریان سلف‌ها

در شرایطی که بار خروجی اهمی (R) باشد مقدار جریان بار در بازه زمانی انتقال توان از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$|i_o| = \frac{v_{o,\max}}{R} \quad (11)$$

در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون کمتر از مقدار حداکثر خود یعنی ($1 - D_{ST}$) باشد در آن صورت در مد کاری nST و در بازه انتقال توان، i_C از اختلاف بین i_L و $|i_o|/2$ حاصل می‌شود. لذا با



شکل (۳): شکل موج‌های ولتاژ و جریان اجزای اینورتر منبع امیدانسی نیم پل برای $v_o > 0$; (الف) برای شاخص مدولاسیون کمتر از مقدار حداکثر؛ (ب) برای شاخص مدولاسیون برابر با مقدار حداکثر

در شکل ۳-الف شکل موج‌های ولتاژ و جریان برای حالتی است که مقدار شاخص مدولاسیون کمتر از مقدار خود

توجه به مقدار i_C از جدول ۲ و شکل موج آن از شکل ۳-الف و نیز مقدار جریان بار از رابطه (۱۱) می‌توان نوشت:

$$i_C = \begin{cases} -\left(\frac{2V_i + V_C}{L}\right)t - I_{LV} & 0 \leq t \leq \frac{D_{ST}T_s}{2} \\ \frac{-V_C}{L}t + I_{LP} & 0 \leq t \leq \frac{(1-D_{ST}-M)T_s}{4} \\ \frac{-V_C}{L}t + I_y & 0 \leq t \leq \frac{MT_s}{2} \\ \frac{-V_C}{L}t + I_x & 0 \leq t \leq \frac{(1-D_{ST}-M)T_s}{4} \end{cases} \quad (12)$$

با توجه به شکل ۳ مقادیر I_x و I_y از روابط زیر محاسبه می‌شوند:

$$I_x = \frac{-V_C(1-D_{ST}+M)}{4Lf_s} + I_{LP} \quad (13)$$

$$I_y = \frac{-V_C(1-D_{ST}-M)}{4Lf_s} + I_{LP} - \frac{v_{o,max}}{2R} \quad (14)$$

هم چنین با توجه به شکل موج جریان عبوری از سلف‌ها از شکل ۳ و نیز رابطه i_L از جدول ۲ می‌توان نوشت:

$$I_{LP} = \frac{(2V_i + V_C)D_{ST}}{2Lf_s} + I_{LV} \quad (15)$$

با توجه به قانون تعادل جریان عبوری از خازن و با استفاده از مقدار i_C از رابطه (۱۲) و روابط (۱۳) تا (۱۵) روابط زیر حاصل می‌شوند:

$$I_{LP} = \frac{V_i}{2(1-2D_{ST})^2} \left[\frac{M}{R} + \frac{D_{ST}(1-D_{ST})(1-2D_{ST})}{Lf_s} \right] \quad (16)$$

$$I_{LV} = \frac{V_i}{2(1-2D_{ST})^2} \left[\frac{M}{R} - \frac{D_{ST}(1-D_{ST})(1-2D_{ST})}{Lf_s} \right] \quad (17)$$

در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون برابر با حداکثر مقدار خود یعنی $(1-D_{ST})$ باشد روابط (۱۶) و (۱۷) به صورت زیر تغییر می‌یابند:

$$I_{LP,M} = \frac{V_i(1-D_{ST})}{2(1-2D_{ST})^2} \left[\frac{1}{R} + \frac{D_{ST}(1-2D_{ST})}{Lf_s} \right] \quad (18)$$

$$I_{LV,M} = \frac{V_i(1-D_{ST})}{2(1-2D_{ST})^2} \left[\frac{1}{R} - \frac{D_{ST}(1-2D_{ST})}{Lf_s} \right] \quad (19)$$

در روابط فوق $I_{LV,M}$ و $I_{LP,M}$ روابط حداکثر و حداقل مقدار جریان سلف‌ها در شرایطی است که شاخص مدولاسیون حداکثر باشد. $M_{max} = (1-D_{ST})$

۳-۳- محاسبه اندوکتانس بحرانی

نوع عمل کرد مبدل‌های الکترونیک قدرت با توجه به پارامترهای مختلف و مقادیر آن‌ها تغییر می‌یابند. به طوری که با کم یا زیاد شدن این مقادیر اینورترها می‌توانند در عمل کرد SOD و یا AOD کار کنند. از جمله این عوامل می‌توان به مقادیر ولتاژ ورودی، فرکانس کلیدزنی، چرخه کاری، مقدار بار و نیز مقادیر اندوکتانس سلف‌ها اشاره کرد. در صورتی که تنها مقدار اندوکتانس سلف‌ها قابل تغییر باشد و سایر پارامترها ثابت در نظر گرفته شوند می‌توان مقدار اندوکتانس بحرانی را در مرز بین عمل کرد SOD و AOD محاسبه کرد. ساختار ارائه شده در مرجع [۱۳] زمانی در حالت مرزی خواهد بود که در انتهای بازه

زمانی انتقال توان مقدار i_C برابر با صفر باشد. با توجه به شکل موج‌های نشان داده شده در شکل ۳-الف و ۳-ب، مقدار جریان خازن‌ها در انتهای بازه زمانی انتقال توان به ترتیب برابر با $I_x - i_o/2$ و $I_{LV} - i_o/2$ می‌باشند. در حالت مرزی زمانی که مقدار ولتاژ خروجی مثبت باشد جریان دیود D_2 در انتهای بازه زمانی انتقال توان به صفر می‌رسد و زمانی که مقدار ولتاژ خروجی منفی باشد مقدار جریان دیود D_1 در انتهای بازه زمانی انتقال توان به صفر می‌رسد. تحت این شرایط در صورتی که مقادیر سلف‌ها کم‌تر از مقدار اندوکتانس بحرانی باشد عمل کرد هم‌زمان (سنکرون) دیودهای D_1 و D_2 مختل می‌شود و حالت کاری جدید AOD به وجود می‌آید. برای محاسبه رابطه اندوکتانس بحرانی، در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون کمتر از حداکثر مقدار خود باشد می‌توان نوشت:

$$I_x - 0.5i_o = 0 \quad (20)$$

با جایگذاری مقادیر I_x و i_o به ترتیب از روابط (۱۳) و (۱۱) و نیز با در نظر گرفتن مقدار I_{LP} از رابطه (۱۶) نتیجه می‌شود:

$$L_C = \frac{RD_{ST}(1-2D_{ST})M}{f_s(M+2D_{ST}-1)} \quad (21)$$

در رابطه فوق L_C نشان‌دهنده مقدار اندوکتانس بحرانی در شرایطی است که شاخص مدولاسیون کم‌تر از حداکثر مقدار خود باشد. با توجه به رابطه فوق مشاهده می‌شود که با افزایش مقاومت بار و کاهش فرکانس کلیدزنی مقدار اندوکتانس بحرانی افزایش می‌یابد. با توجه به رابطه فوق مقدار صورت کسر همواره مثبت است لذا بایستی مقدار مخرج کسر نیز همواره مثبت باشد در نتیجه یک حد پایین نیز برای مقدار شاخص مدولاسیون وجود خواهد داشت لذا محدوده تغییرات مقدار شاخص مدولاسیون بر حسب مقدار چرخه کاری به صورت زیر خواهد بود:

$$1-2D_{ST} < M \leq 1-D_{ST} \quad (22)$$

در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون برابر با حداکثر مقدار خود باشد، مقدار اندوکتانس بحرانی در این حالت از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$L_{C,M} = [(1-D_{ST})(1-2D_{ST})R]/f_s \quad (23)$$

در رابطه فوق $L_{C,M}$ نشان‌دهنده مقدار اندوکتانس بحرانی در شرایطی است که شاخص مدولاسیون برابر با حداکثر مقدار خود باشد. با جایگذاری $M = 1-D_{ST}$ در رابطه (۲۱) نیز رابطه (۲۳) حاصل می‌شد. بنابراین در حالت کلی با افزایش مقدار مقاومت بار و نیز کاهش فرکانس کلیدزنی مقدار اندوکتانس بحرانی افزایش می‌یابد. شکل ۴ طیف تغییرات اندوکتانس بحرانی بر حسب تغییرات شاخص مدولاسیون و چرخه کاری را تحت فرکانس و بار ثابت نشان می‌دهد با توجه به شکل مشخص می‌شود که با افزایش مقدار چرخه کاری و مقدار شاخص مدولاسیون مقدار اندوکتانس بحرانی کاهش می‌یابد. مجانب عمودی هر یک از نمودارها در یک چرخه کاری مشخص به سمت $M = 1-2D_{ST}$ میل می‌کند. ملاحظه می‌شود که با کاهش مقدار چرخه کاری علاوه بر افزایش مقدار اندوکتانس بحرانی محدوده قابل

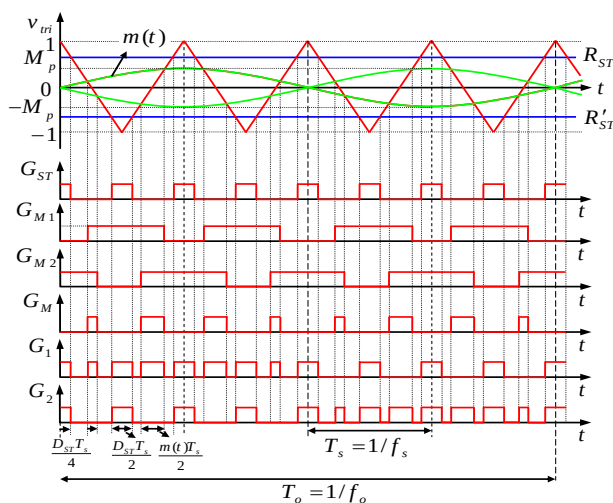
در صورتی که در رابطه فوق مقدار شاخص مدولاسیون برابر با $M_{\max} = (1 - D_{ST})$ باشد مقادیر ریپل ولتاژ خازن‌ها از روابط زیر محاسبه می‌شوند:

$$V_{C,PP,M} = \frac{D_{ST}(1-D_{ST})V_i}{4Rf_s C(1-2D_{ST})^2} \quad (26)$$

در رابطه فوق $V_{C,PP,M}$ نشان‌دهنده ریپل ولتاژ خازن‌ها در شرایطی است که شاخص مدولاسیون حداکثر $M_{\max} = (1 - D_{ST})$ باشد. با توجه به رابطه (26) مشاهده می‌شود که مقدار ریپل ولتاژ خازن‌ها در حالت شاخص مدولاسیون حداکثر مستقل از مقادیر سلف‌ها می‌باشند. در این حالت در صورتی که $L > L_C$ باشد تغییری در مقدار ریپل ولتاژ خازن‌ها ایجاد نخواهد شد.

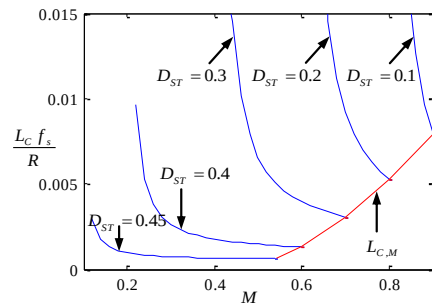
۴- روش کنترلی تعمیم یافته

با توجه به بحث وجود هارمونیک‌های اضافی در شکل موج‌های ولتاژ و جریان می‌توان پیشنهاد کرد که به منظور بهبود اعوجاج هارمونیکی کل (THD) ولتاژ و جریان به جای موج مدولاسیون ثابت از یک یا چند موج حامل سینوسی به منظور بهبود طیف هارمونیکی استفاده کرد. به عنوان نمونه در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون توسط یک موج سینوسی $(m(t))$ با فرکانس f_o و دامنه M_p تغییر کند شکل موج‌های سیگنال گیت در این حالت به صورت شکل ۵ خواهد بود. با توجه به شکل ۵ مشاهده می‌شود که در این حالت بازه زمانی انتقال توان به مانند حالت قبل ثابت نبوده و در طول یک دوره تناوب تغییر می‌یابد. در این روش نمی‌توان حالتی را یافت که در آن در کل بازه زمانی مد کاری nST توان به بار انتقال یابد ولی به علت طیف سینوسی مورد استفاده ولتاژ خروجی از هارمونیک کم‌تری برخوردار خواهد بود. نحوه روشن و خاموش شدن کلیدها و روابط منطقی بین سیگنال‌ها به مانند روش پیشنهادی پایه می‌باشد.



شکل (۵): شکل موج‌های سیگنال‌های گیت با استفاده از روش تعمیم یافته

قبول برای تغییرات شاخص مدولاسیون کوچک شده و با کم‌ترین تغییر آن مقدار اندوکتانس بحرانی تغییر قابل ملاحظه‌ای می‌یابد. بنابراین کنترل عمل کرد مبدل در چرخه‌های کاری خیلی کم و یا خیلی بالا سخت خواهد بود. هم چنین در شکل ۴ تغییرات اندوکتانس بحرانی تحت شاخص مدولاسیون حداکثر نشان داده شده است که مجدداً بر این نکته تأکید دارد که با کاهش مقدار چرخه کاری مقدار اندوکتانس بحرانی کاهش می‌یابد.



شکل (۴): تغییرات اندوکتانس بحرانی تحت مقادیر مختلف D_{ST} و M

۴-۳- ریپل جریان عبوری از سلف‌ها

با توجه به شکل موج جریان سلف‌ها از شکل ۴ و نیز روابط (۱۶) تا (۱۹) رابطه ریپل جریان سلف‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$I_{L,PP} = I_{LP} - I_{LV} = \frac{D_{ST}(1-D_{ST})V_i}{L f_s (1-2D_{ST})} \quad (24)$$

با توجه به رابطه فوق مشخص می‌شود که مقدار ریپل جریان عبوری از سلف‌ها وابسته به مقدار شاخص مدولاسیون نمی‌باشد هم چنین با مقدار V_i رابطه مستقیم داشته و با مقادیر L و f_s رابطه عکس دارد. به عبارت دیگر هر چقدر مقادیر سلف‌ها کاهش یابد و به مقدار اندوکتانس بحرانی نزدیک شود مقدار ریپل جریان سلف‌ها افزایش می‌یابد. بنابراین بیش‌ترین مقدار آن‌ها در اندوکتانس بحرانی رخ خواهد داد. رابطه فوق مطابق با رابطه به دست آمده از روش کلیدزنی فرکانس بالا در مرجع [۱۳] می‌باشد.

۵-۳- ریپل ولتاژ دو سر خازن‌ها

مطابق شکل ۳ مقدار ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 با انتگرال‌گیری از جریان خازن آن‌ها در بازه زمانی $0 \leq t \leq 0.5D_{ST}T_s$ حاصل می‌شود، لذا با جایگذاری مقدار i_C از جدول ۲ در مد کاری ST در رابطه فوق و با ساده‌سازی آن رابطه ریپل ولتاژ دو سر خازن‌ها در عمل کرد با مقادیر بزرگ‌تر از اندوکتانس بحرانی به صورت زیر به محاسبه می‌شود:

$$V_{C,PP} = \frac{D_{ST}MV_i}{4Rf_s C(1-2D_{ST})^2} \quad (25)$$

۵- نتایج شبیه‌سازی

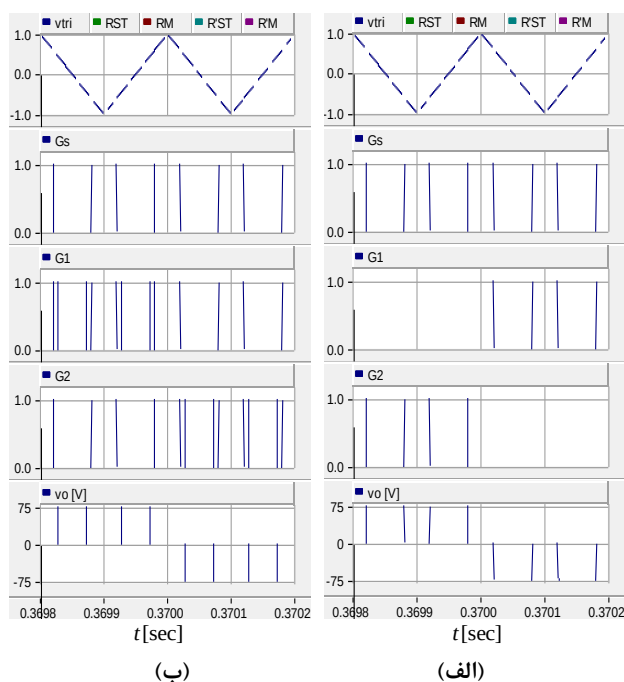
به منظور بررسی صحت عمل کرد تحلیل‌های تئوری ارائه شده نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD/EMTDC ارائه می‌شوند. جدول ۳ مقادیر پارامترهای مورد استفاده در نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد.

جدول (۳): پارامترهای مورد استفاده برای شبیه‌سازی

پارامتر	V_i	f_s	f_o	D_{ST}	R	M
مقدار	15V	5kHz	50 Hz	0.4	55 Ω	0.45

با توجه به جدول ۳ نتایج شبیه‌سازی برای دو مقدار متفاوت شاخص مدولاسیون ارائه می‌شوند. با توجه به مقادیر داده شده در جدول فوق برای $M = 0.45$ ، با توجه به رابطه (۲۱) $L_C = 1.584 \text{ mH}$ خواهد بود. هم چنین در صورتی که $M = 0.6$ باشد با توجه به رابطه (۲۳) $L_{C,M} = 1.32 \text{ mH}$ خواهد بود. مقادیر به دست آمده برای اندوکتانس بحرانی بیان گر این مطلب است که با افزایش شاخص مدولاسیون مقدار اندوکتانس بحرانی کاهش می‌یابد. لذا تحت این شرایط با توجه به مقادیر به دست آمده، اندازه سلف‌های L_1 و L_2 برابر $L_1 = L_2 = 2 \text{ mH} > 1.584 \text{ mH} > 1.32 \text{ mH}$ انتخاب می‌شوند تا اینورتر در عمل کرد بزرگ‌تر از اندوکتانس بحرانی کار کند.

در صورتی که مقادیر سلف‌ها بیش‌تر از 2mH انتخاب شوند در این صورت باعث می‌شود تا ریبیل جریان عبوری از سلف‌ها کم‌تر شود. هم چنین ریبیل ولتاژ خازن‌ها کمتر از 1% مقدار متوسط آن‌ها ($V_{C,PP} < 0.01V_C$) در نظر گرفته می‌شوند. بنابراین با توجه به مقادیر V_C و $V_{C,PP}$ از جدول ۱ و رابطه (۲۵) و نیز مقادیر موجود در جدول ۳ حداقل مقدار خازن‌ها در شاخص مدولاسیون 0.45 برابر با $C_{min} = 102.3 \mu F$ خواهد بود. در صورتی که شاخص مدولاسیون برابر 0.6 باشد مقادیر خازن‌ها با توجه به مقادیر V_C و $V_{C,PP}$ از جدول ۱ و رابطه (۲۶) برابر با $C_{min,M} = 136.36 \mu F$ خواهد بود. ملاحظه می‌شود که با افزایش شاخص مدولاسیون حداقل مقدار خازن‌ها افزایش می‌یابد. با توجه به مقادیر به دست آمده و نیز استاندارد موجود برای مقادیر خازن‌ها، $C_1 = C_2 = 150 \mu F$ انتخاب می‌شوند.

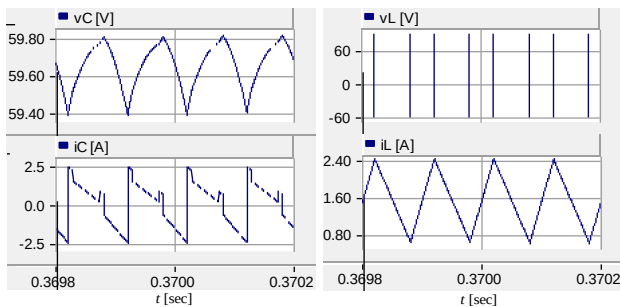


شکل (۶): تولید سیگنال گیت و ST در دو دوره تناوب T_s ; (الف)

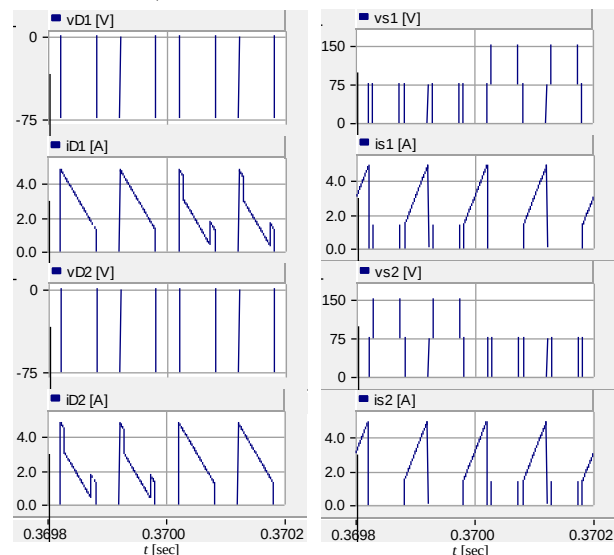
برای $M = 0.45$ ؛ (ب) برای $M = 0.6$

شکل ۶ نحوه تولید سیگنال‌های گیت کلیدها و نیز سیگنال ST را برای دو دوره تناوب T_s نشان می‌دهد. در شکل ۶-الف مقدار شاخص مدولاسیون برابر با $M = 0.45$ بوده و در شکل ۶-ب برابر با $M = 0.6$ می‌باشد. همان‌طور که از شکل مشخص است علامت ولتاژ خروجی در دو دوره تناوب متفاوت بوده و برای هر دو حالت دارای حداکثر مقدار یکسان می‌باشد. با توجه به شکل ۶ این نتیجه تأیید می‌شود که بازه انتقال توان در حالت $M = 0.6$ بیش‌تر از حالت $M = 0.45$ می‌باشد. در عمل کرد با مقدار شاخص مدولاسیون حداکثر $M = 0.6$ (نشان داده شده در شکل ۶-ب) اگر ولتاژ خروجی مثبت باشد کلید S_1 به طور پیوسته روشن بوده و اگر ولتاژ خروجی منفی باشد کلید S_2 به طور پیوسته روشن خواهد بود.

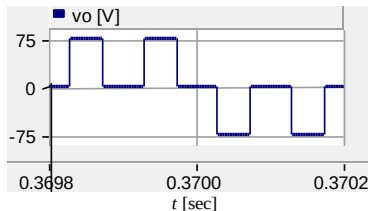
شکل ۷ نتایج شبیه‌سازی را برای اینورتر منبع امپدانس نیم پل [۱۳] با استفاده از روش کلیدزنی پیشنهادی برای $M = 0.45$ در دو دوره تناوب T_s نشان می‌دهد. ذکر این نکته لازم است که با توجه به مقادیر موجود در جدول ۳ هر 100 دوره تناوب T_s تشکیل یک دوره تناوب T_o را می‌دهند بدین ترتیب که در نصف این تعداد ولتاژ خروجی مثبت و در نصف دیگر ولتاژ خروجی منفی می‌باشد. شکل موج‌های نشان داده شده در شکل ۷ واقع فقط یک بازه زمانی به مقدار 0.02 ثانیه از یک دوره تناوب T_o می‌باشند. با توجه به این که مقدار شاخص مدولاسیون کم‌تر از حداکثر مقدار خود می‌باشد لذا در این حالت مدت زمان انتقال توان کم‌تر از کل بازه زمانی nST خواهد بود. در شکل ۷-الف شکل موج‌های ولتاژ دو سر و جریان عبوری از سلف‌ها نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود که علامت ولتاژ خروجی تأثیری در مقدار و شکل موج ولتاژ و جریان سلف‌ها ندارد. با توجه به مقادیر v_L از



(الف) (ب)



(ج) (د)



(ه)

شکل (۷): شکل موج‌های ولتاژ و جریان اجزای ساختار پیشنهادی در حالت دائمی و دو دوره تناوب T_s با شاخص مدولاسیون $M = 0.45$ ؛ (الف) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 ؛ (ب) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 ؛ (ج) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از کلیدهای S_1 و S_2 ؛ (د) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 ؛ (ه) ولتاژ خروجی اینورتر

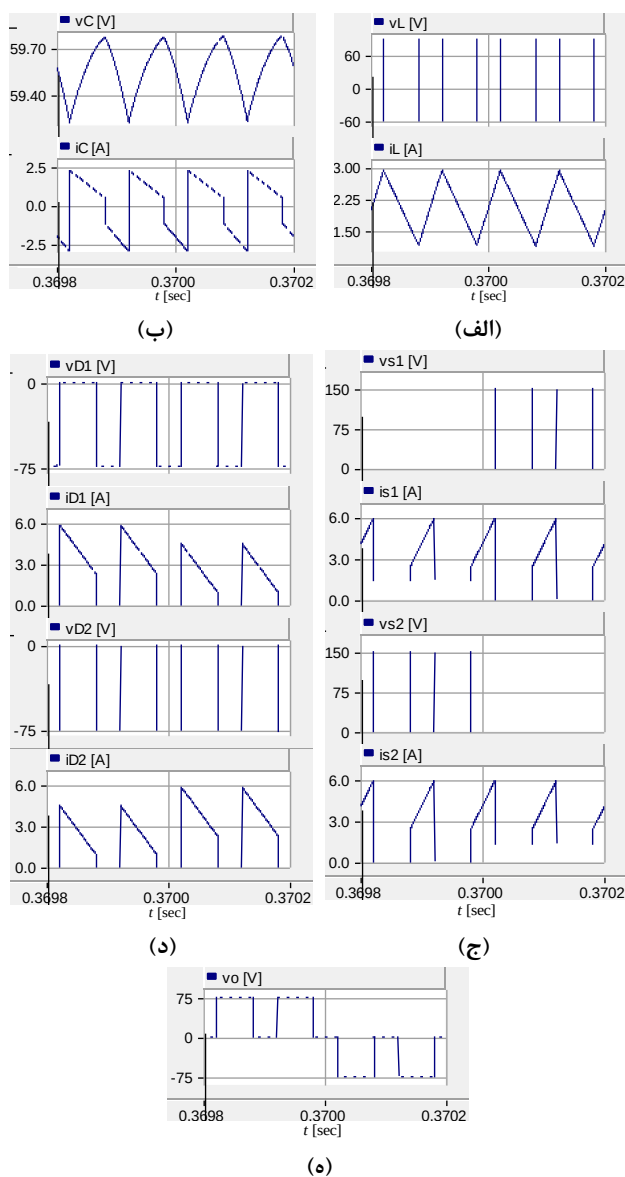
ملاحظه می‌شود که ولتاژ دو سر دیودها با تغییر علامت ولتاژ خروجی تغییر نمی‌کنند در صورتی که شکل موج جریان عبوری از دیودها علاوه بر این که در دو مد کاری ST و nST متفاوت بوده با تغییر علامت ولتاژ خروجی نیز تغییر می‌یابند. شکل موج ولتاژ خروجی در شکل ۷-ه نشان داده شده است. مقدار حداکثر ولتاژ خروجی با توجه به جدول ۱ برابر با 75V خواهد بود که درستی آن در شکل ۷-ه نشان داده شده است. هم چنین در مد کاری ST ولتاژ خروجی برابر با صفر بوده و در

جدول ۱ مقادیر آن در مدهای کاری ST و nST به ترتیب برابر با 90V و 60V می‌باشد که درستی آن‌ها در شکل ۷-الف نشان داده شده است. هم چنین با توجه به شکل در مد کاری ST جریان سلف‌ها به صورت خطی افزایش می‌یابد و در مد کاری nST به صورت خطی کاهش می‌یابد. حداکثر و حداقل مقدار جریان سلف‌ها با توجه به شکل به ترتیب برابر با 2.445A و 0.645A می‌باشند که درستی روابط (۱۶) و (۱۷) را تأیید می‌کنند. مقدار ریپل جریان سلف‌ها با توجه به رابطه (۲۴) برابر با 1.8A می‌باشد که از شکل ۷-الف نیز همین مقدار به دست می‌آید. در شکل ۷-ب ولتاژ دو سر و جریان عبوری از خازن‌ها نشان داده شده است.

مقدار متوسط ولتاژ خازن‌ها با توجه به شکل برابر با 59.6V می‌باشد که از رابطه موجود در جدول ۱ نیز تقریباً همین مقدار حاصل می‌شود. ریپل ولتاژ دو سر خازن‌ها با توجه به رابطه (۲۵) 0.409V بوده که از شکل ۷-ب نیز مقدار 0.408V به دست می‌آید. ملاحظه می‌شود که مقادیر ریپل ولتاژ خازن‌ها با توجه به طراحی مقادیر آن‌ها کم‌تر از 0.01 مقدار متوسط ولتاژ خازن‌ها می‌باشد. با توجه به مطالب ذکر شده در حالتی که مقدار شاخص مدولاسیون کم‌تر از حداکثر مقدار خود باشد یک فروافتادگی در جریان خازن در مد کاری nST به وجود خواهد آمد که شکل ۷-ب درستی آن را تأیید می‌کند.

با توجه به شکل ۷-ب مشخص می‌شود که مقادیر و شکل موج ولتاژ و جریان خازن‌ها با تغییر علامت ولتاژ خروجی تغییری نخواهند داشت. شکل موج‌های ولتاژ دو سر و جریان عبوری از کلیدهای S_1 و S_2 در شکل ۷-ج نشان داده شده‌اند. کلیدها در مد کاری ST به طور هم زمان روشن می‌شوند و در مد کاری nST تنها یکی از کلیدها در بازه زمانی انتقال توان روشن خواهد بود و دیگری خاموش خواهد بود. با توجه به شکل مشخص می‌شود که شکل موج ولتاژ و جریان کلیدها با تغییر علامت ولتاژ خروجی تغییر می‌یابند با توجه به شکل موج ولتاژ کلیدها مشخص می‌شود که در بازه انتقال توان تنش ولتاژ بر روی یکی از کلیدها افزایش می‌یابد. این افزایش در حالتی که ولتاژ مثبت باشد بر روی کلید S_2 و در حالتی که ولتاژ منفی باشد بر روی کلید S_1 خواهد بود. در شکل ۷-د شکل موج ولتاژ دو سر و جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 نشان داده شده است. با توجه به شکل دیودها به طور همزمان روشن و خاموش می‌شوند و این یعنی این‌که اینورتر در حالت SOD کار می‌کند. در مد کاری ST دیودها خاموش بوده و در مد کاری nST روشن می‌باشند.

رابطه $v_{o,max}$ را تصدیق می کند. بازه انتقال توان در این حالت برابر با کل بازه زمانی مد کاری nST می باشد بنابراین مقدار توان تحویلی به بار افزایش می یابد.



شکل ۸: شکل موج های ولتاژ و جریان اجزای ساختار پیشنهادی در حالت دائمی و دو دوره تناوب T_s با شاخص مدولاسیون $M = 0.6$ ؛ (الف) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از سلف های L_1 و L_2 ؛ (ب) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از خازن های C_1 و C_2 ؛ (ج) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از کلیدهای S_1 و S_2 ؛ (د) ولتاژ دو سر و جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 ؛ (ه) ولتاژ خروجی اینورتر

جدول ۴ مقادیر ولتاژ و جریان های اجزای ساختار پیشنهادی با توجه به مقادیر موجود در جدول ۳ و نیز مقادیر طراحی شده برای سلف ها و خازن ها را نشان می دهد.

مد کاری nST نیز به دلیل این که مقدار شاخص مدولاسیون کم تر از حداکثر مقدار خود است بازه زمانی صفر خواهد داشت.

شکل ۸ نتایج آزمایشگاهی برای اینورتر نیم پل [۱۳] با استفاده از روش کلیدزنی پیشنهادی را برای $M = 0.6$ در دو دوره تناوب T_s نشان می دهد. در شکل ۸-الف شکل موج های ولتاژ و جریان عبوری از سلف ها نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ به مانند حالت قبل بوده و تغییری در آن به وجود نمی آید در صورتی که مقادیر حداقل و حداکثر جریان عبوری از سلف افزایش می یابند بنابراین استرس جریان افزایش می یابد. مقادیر حداکثر و حداقل جریان سلف با توجه به روابط (۱۸) و (۱۹) به ترتیب برابر با ۲.۹۴A و ۱.۱۴A بوده و در شکل ۸-الف به ترتیب برابر با ۲.۹۵A و ۱.۱۵A می باشند. مقدار رپیل ولتاژ با توجه به مقادیر به دست آمده برای حداقل و حداکثر مقدار جریان سلف برابر با ۱.۸A است که نشان می دهد با تغییر مقدار شاخص مدولاسیون مقدار رپیل جریان سلف ها تغییر نمی یابد. در شکل ۸-ب شکل موج ولتاژ و جریان خازن ها نشان داده شده است. مقدار متوسط ولتاژ دو سر خازن ها با توجه به شکل برابر با ۵۹.۵V می باشد که تقریباً برابر با مقدار آن در حالت قبل می باشد. هم چنین مقدار رپیل ولتاژ دو سر خازن ها از شکل برابر با ۰.۵۴۹V بوده و با توجه به رابطه (۲۶) ۰.۵۴۵V به دست می آید. ملاحظه می شود که با افزایش مقدار شاخص مدولاسیون مقدار رپیل ولتاژ خازن ها افزایش می یابد. بر خلاف حالت قبل در این حالت جریان خازن به صورت یکنواخت و به صورت خطی کاهش می یابد و فروافتادگی در مد کاری nST وجود نخواهد داشت. با توجه به شکل های ۸-الف و ۸-ب مشخص می شود که شکل موج های سلف ها و خازن ها با تغییر علامت ولتاژ خروجی تغییر نمی یابند. شکل موج ولتاژ و جریان عبوری از کلیدها در شکل ۸-ج نشان داده شده است. کلیدها به طور همزمان در مد کاری ST روشن می شوند و در مد کاری nST تنها یکی از کلیدها روشن می باشد به طوری که زمانی که ولتاژ خروجی مثبت است کلید S_1 و زمانی که ولتاژ خروجی منفی است کلید S_2 در مد کاری nST روشن بوده و کلید دیگر خاموش خواهد بود.

با توجه به شکل مشخص می شود که در این حالت همواره حداقل یکی از کلیدها روشن می باشند و برخلاف حالت قبل لحظه ای وجود نخواهد داشت که هر دو کلید با هم خاموش باشند. استرس ولتاژ کلیدها با افزایش مقدار شاخص مدولاسیون تغییر نمی یابد در صورتی که استرس جریان روی کلیدها افزایش می یابد. به مانند حالت قبل شکل موج ولتاژ و جریان عبوری از کلیدها با تغییر علامت ولتاژ خروجی تغییر نمی یابند. در شکل ۸-د شکل موج ولتاژ و جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 نشان داده شده است که به مانند حالت قبل به صورت همزمان روشن و خاموش می شوند. در این حالت استرس ولتاژ روی دیودها ثابت بوده ولی استرس جریان روی آن ها افزایش می یابد. شکل موج ولتاژ خروجی اینورتر در شکل ۸-ه نشان داده شده است. حداکثر مقدار ولتاژ خروجی اینورتر در حدود ۷۵V می باشد که برابر با حالت قبل بوده و درستی

جدول (۴): مقایسه مقادیر به دست آمده از نتایج شبیه‌سازی و نیز

روابط تئوری محاسبه شده

		$D_{ST} = 0.4 \text{ \& } M = 0.45$			$D_{ST} = 0.4 \text{ \& } M = 0.6$		
		تئوری	شبیه‌سازی	درصد خطا	تئوری	شبیه‌سازی	درصد خطا
$v_{L1} [V]$	ST	90	89.5	0.55	90	89.4	0.66
	nST	-60	-59.7	0.5	-60	-59.6	0.66
$I_{LV} [A]$		0.63	0.64	1.58	1.14	1.15	0.87
$I_{LP} [A]$		2.43	2.44	0.41	2.94	2.95	0.34
$I_{L,PP} [A]$		1.8	1.8	0	1.8	1.8	0
$V_C [V]$		60	59.6	0.67	60	59.5	0.83
$V_{C,PP} [V]$		0.409	0.408	0.24	0.545	0.549	0.4
$v_{o,max} [V]$		75	74.6	0.53	75	75.5	0.66
B		5	4.97	0.6	5	4.97	0.6

امپدانسی نیم پل پیاده‌سازی شد و روابط ولتاژ و جریان تمامی اجزا اینورتر تحت این روش کلیدزنی محاسبه شد. هم چنین به منظور طراحی اجزای اینورتر و تعیین نوع عمل کرد آن تحت روش کلیدزنی پیشنهادی، روابط رپل جریان عبوری از سلف‌ها و رپل ولتاژ روی دو سر خازن‌ها تحت شرایط مختلف محاسبه شد. به منظور تعیین نوع عمل کرد اینورتر رابطه اندوکتانس بحرانی در این روش کلیدزنی محاسبه و عوامل تأثیرگذار بر مقدار آن بررسی شد. تحلیل‌های صورت گرفته برای اینورتر منبع امپدانسی نیم‌پل مذکور تحت مقادیر مختلف شاخص مدولاسیون انجام شد و مشخص شد که با افزایش مقدار شاخص مدولاسیون مقدار اندوکتانس بحرانی کاهش یافته و رپل ولتاژ خازن‌ها و تنش جریان روی اجزا افزایش می‌یابند. روش کلیدزنی تعمیم یافته نیز با استفاده از روش کلیدزنی پیشنهادی ارائه شد که به منظور کاهش اعوجاج خروجی می‌توان از این روش کلیدزنی نیز استفاده کرد. طراحی بهینه اجزای اینورتر منبع امپدانسی نیم‌پل با توجه به روابط به دست آمده محاسبه و تعیین شد. هم چنین با مقایسه نتایج شبیه‌سازی با مقادیر به دست آمده از روابط تئوری صحت عمل کرد اینورتر منبع امپدانسی نیم‌پل تحت روش کلیدزنی پیشنهادی اثبات شد.

مراجع

- [1] F.Z. Peng, "Z-source inverter," in Proc. IAS, 2002, Pittsburgh, USA, pp. 775-781.
- [2] E. Babaei, E. Shokati Asl, M. Hasan Babayi, and S. Laali, "Developed embedded switched-Z-source inverter," IET Power Electron., vol. 9, no. 9, pp. 1828-1841, July 2016.
- [3] M. Hasan Babayi Nozadian, E. Babaei, S.H. Hosseini, and E. Shokati Asl, "Steady-state analysis and design considerations of high voltage gain switched Z-source inverter with continuous input current," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 7, pp. 5342-5350, July 2017.
- [4] F.Z. Peng, "Z-source inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [5] F.Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," in Proc. PESC, 2004, Aachen, Germany, pp. 255-260.
- [6] F.Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 4, pp. 833-838, July 2005.
- [7] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F.Z. Peng, L.M. Tolbert, and D.J. Adams, "Maximum constant boost control of the Z-source inverter," in Proc. IAS, 2004, Seattle, USA, pp. 142-147.
- [8] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F.Z. Peng, L.M. Tolbert, and D.J. Adams, "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.
- [9] Y. Liu, B. Ge, H. A. Rub, and F. Z. Peng, "Overview of space vector modulations for three-phase Z-source/quasi-Z-source inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 4, pp. 2098-2108, Apr. 2014.
- [10] Y. Liu, B. Ge, and H. A. Rub, "Theoretical and experimental evaluation of four space vector modulations

نتایج نشان داده شده در این جدول برای دو مقدار متفاوت شاخص مدولاسیون می‌باشد. در این جدول مقادیر به دست آمده از روابط محاسبه شده و نیز مقادیر به دست آمده از نتایج شبیه‌سازی به منظور مقایسه بهتر آن‌ها نشان داده شده‌اند. لازم به ذکر است که نرم افزار PSCAD/EMTDC مشابه بسیاری از نرم افزارهایی که قابلیت شبیه‌سازی مبدل‌های الکترونیک قدرت را دارند در پیش فرض خود المان‌هایی مانند دیود و ترانزیستور قدرت را مانند مقاومت در نظر می‌گیرد. هنگامی که این المان‌های نیمه هادی جریان الکتریکی را از خود عبور می‌دهند، مقاومت بسیار کوچک (نه صفر) به جای المان‌های نیمه هادی در نظر گرفته می‌شود و هنگامی که این المان‌های نیمه هادی جریان الکتریکی را از خود عبور نمی‌دهند، مقاومت بسیار بزرگ (نه بی‌نهایت) به جای المان‌های نیمه هادی در نظر گرفته می‌شود. با توجه به اینکه در مدل‌سازی از مدل نزدیک به ایده آل استفاده شده است و نه مطلقاً ایده آل، لذا طبیعی است که مقدار تئوری با مقدار حاصل از شبیه‌سازی، اختلاف بسیار جزئی داشته باشد. هم چنین با توجه به این جدول مشخص می‌شود که تحت چرخه کاری ثابت در صورتی که مقدار شاخص مدولاسیون تغییر یابد تغییر محسوسی در مقادیر ولتاژ دو سر اجزا اینورتر ایجاد نخواهد شد و تنها مقدار رپل ولتاژ خازن‌ها با افزایش شاخص مدولاسیون افزایش می‌یابد. در صورتی که با افزایش شاخص مدولاسیون تنش جریان روی اجزا اینورتر افزایش می‌یابد ولی تغییری در مقدار رپل جریان سلف‌ها ایجاد نمی‌شود. هم چنین با افزایش مقدار شاخص مدولاسیون مقدار اندوکتانس بحرانی کاهش می‌یابد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش کلیدزنی جدید برای اینورترهای منبع امپدانسی نیم پل ارائه شد و نحوه تولید سیگنال‌ها و روابط آن‌ها با پارامترهای مهم اینورترهای منبع امپدانسی چون چرخه کاری و شاخص مدولاسیون محاسبه شد. به منظور تأیید صحت عمل کرد روش پیشنهادی، نحوه عمل کرد آن بر روی یکی از اینورترهای منبع

applied to quasi Z-source inverters," IET Power Electron., vol. 6, no. 7, pp. 1257-1269, Mar. 2013.

- [11] M. Nguyen, T. Tran and Y. C. Lim, "A family of PWM control strategies for single-phase quasi-switched-boost inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. PP, no. 99, pp. 1-1, in press 2018. doi: 10.1109/TPEL.2018.2831674.
- [12] E. Babaei, E. Shokati Asl, and M. Hasan Babayi, "Steady-state and small-signal analysis of high voltage gain half-bridge switched-boost inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 6, pp. 3546-3553, June 2016.
- [13] E. Babaei and E. Shokati Asl, "High voltage gain half-bridge Z-source inverter with low voltage stress on capacitors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 1, pp. 191-197, Jan. 2017.
- [14] E. Shokati Asl, E. Babaei, M. Sabahi, M. Hasan Babayi Nozadian, and C. Cecati, "New half-bridge and full-bridge topologies for switched-boost inverter with continuous input current," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 4, pp. 3188-3197, April 2018.
- [15] A. Chub, D. Vinnikov, F. Blaabjerg, and F.Z. Peng, "A review of galvanically isolated impedance-source dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 2808-2828, Apr. 2016.

[۱۶] مهران صباحی، امین اشرف گندمی، سعید سعیدآبادی "مبدل چند سطحی متصل به شبکه با ایمنی بالا با قابلیت اخذ بیشینه توان از سلول‌های خورشیدی"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره سوم، صفحه‌های ۹۵-۱۰۳، پاییز ۱۳۹۵.

[۱۷] حسن فشکی فراهانی، محمود حسینی علی آبادی، شهرام جوادی، سیامک پر کار "یک ساختار جدید برای اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز چند سطحی بر مبنای یک منبع تغذیه DC با تعداد کم سوئیچ و دیود"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، شماره چهارم، صفحه‌های ۱۰۷-۱۱۸، زمستان ۱۳۹۵.

[۱۸] محسن حسن بابای نوزادیان، ابراهیم بابائی "ارائه یک ساختار جدید چند طبقه‌ای برای اینورترهای منبع امپدانس" نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۱۵، شماره ۱، صفحه‌های ۷۵-۸۷، بهار ۱۳۹۷.

¹ Pulse Width Modulation (PWM)

² Synchronous Operation of Diodes (SOD)

³ Asynchronous Operation of Diodes (AOD)