

## کنترل توان راکتیو توسط اینورترهای تک فاز بدون ترانسفورماتور با قابلیت حذف جریان نشتی حالت مشترک به منظور بهبود کیفیت توان در ریزشبکه‌های جزیره‌ای

مهرداد محمودیان<sup>۱</sup>، محسن گیتی‌زاده<sup>۲\*</sup>، امیرحسین رجایی<sup>۳</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

m.mahmoudian@sutech.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشیار دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

gitizadeh@sutech.ac.ir

<sup>۳</sup> استادیار دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران

a.rajaei@sutech.ac.ir

**چکیده:** امروزه اینورترهای تک فاز بدون ترانسفورماتور به منظور اتصال منابع ریزپراکنده DC مانند آرایه‌های فتوولتاییک به شبکه AC، به دلیل قیمت پایین آن، وزن کم و بازدهی بالا، نظر بسیاری از بهره‌برداران را به خود جلب کرده است. یکی از عوامل مهم در تعیین رفتار شبکه، قابلیت کنترل توان راکتیو توسط اینورتر است؛ زیرا طبق استاندارد VDE AR-N 4105 اینورترهای تک‌فازی که توان نامی آن‌ها زیر ۳/۶۸ KVA هستند، باید در زمان تغذیه بار اهمی، تحت ضریب قدرت ۰/۹۵ پیش فاز تا ۰/۹۵ پس فاز بهره‌برداری شوند. در این مقاله یک توپولوژی جدید اینورتری ارائه می‌شود که قابلیت کنترل توان راکتیو، اصلاح ضریب قدرت و حذف جریان نشتی را دارد. در ادامه، اصول تولید و حذف جریان نشتی و ولتاژ حالت مشترک بررسی می‌شود. شایان ذکر است که توپولوژی‌های ارائه‌شده تاکنون، به تنهایی و به صورت حلقه باز، توانایی کنترل توان را ندارند. بنابراین یک روش کنترلی پیشنهادی ارائه می‌شود که با کنترل‌کننده تناسبی - رزونانسی کار می‌کند و سرعت پاسخ بالایی دارد. شبیه‌سازی‌های صورت‌گرفته در دو حالت بار اهمی خالص متغیر و بار اهمی - سلفی متغیر نشان می‌دهند که ردیابی توان در این ساختار با دقت مناسبی صورت می‌پذیرد. بازده اینورتر پیشنهادی نیز بالای ۹۸٪ برآورد شده و با مدل‌های H5، HERIC و H6 مقایسه شده است.

**واژه‌های کلیدی:** اینورترهای فتوولتاییک متصل به شبکه، جریان نشتی حالت مشترک، کنترل توان راکتیو.

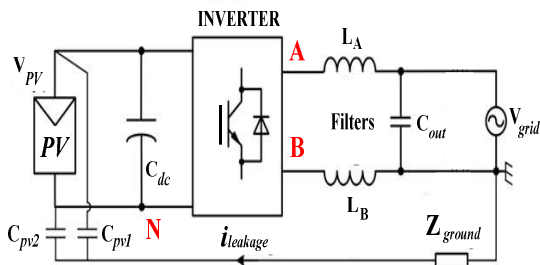
\* نویسنده مسئول

۱. مقدمه

گذاشته‌اند که در ادامه مهم‌ترین آن‌ها مورد بحث قرار خواهند گرفت. پس از آن مکانیزم تولید و حذف جریان هجومی شرح داده خواهد شد. سپس با ارائه مبدل پیشنهادی و اعتبارسنجی آن، تحت دو شبیه‌سازی متفاوت، کنترل توان راکتیو توسط اینورتر پیشنهادی و سرعت پاسخ سریع آن، ارزیابی می‌شود.

۲. مکانیزم تولید و حذف جریان نشتی

معمولاً در اتصال آرایه‌های فتوولتائیک به شبکه برق AC دو نمونه اتصال مورد توجه است: ۱. اتصال قسمت DC به AC با استفاده از ترانسفورماتور؛ ۲. اتصال قسمت DC به AC بدون استفاده از ترانسفورماتور و با توجه به اتصالات گالوانی<sup>۱</sup>. در حالت اول تاکنون توپولوژی‌های بسیاری ارائه شده‌اند اما به دلیل قیمت بالای ترانسفورماتور، معمولاً استفاده از اینورترهای سویچینگ در کاربردهای توان پایین ارجحیت دارد. در اینورترهای دسته دوم که به اینورترهای سویچینگ معروف‌اند، یک اتصال گالوانی بین قسمت DC و AC برقرار می‌شود که موجب پدید آمدن «جریان نشتی حالت مشترک»<sup>۳</sup> یا همان  $I_{CM}$  خواهد شد. مدار معادل ساده‌شده‌ای از مسیر شارش این جریان در اینورترهای بدون ترانسفورماتور در شکل (۱) دیده می‌شود [۷]. همان گونه که ملاحظه می‌شود، جریان حالت مشترک از طریق حلقه‌ای شامل منبع ولتاژ DC، کلیدهای اینورتر، سلف فیلتر، شبکه AC، امپدانس زمین و خازن پارازیتی  $C_{pv}$  در مدار شارش می‌کند.



شکل (۱): مدار معادل یک اینورتر تک‌فاز متصل به شبکه و مسیر بسته شدن جریان نشتی [۷]

المان‌های مورد استفاده در شکل (۱) عبارت‌اند از:  
 $C_{pv}$ : خازن پارازیتی بین آرایه فتوولتائیک و زمین مدار  
 $V_{pv}$ : منبع ولتاژ dc آرایه فتوولتائیک  
 $C_{dc}$ : ظرفیت خازنی آرایه فتوولتائیک  
 $L_A$  و  $L_B$ : سلف فیلتر خروجی  
 $C_{out}$ : ظرفیت خازنی قسمت AC  
 $Z_{ground}$ : امپدانس زمین و مسیر شارش جریان نشتی

امروزه منابع ریز پراکنده فتوولتائیک<sup>۱</sup> (PV) به‌عنوان یکی از مهم‌ترین تولیدکننده‌های توان در سراسر دنیا شناخته شده‌اند؛ زیرا آن‌ها نه تنها آلودگی ایجاد نمی‌کنند، بلکه از انرژی رایگان خورشید نیز به‌عنوان محرک اولیه استفاده می‌کنند. به‌علاوه، آرایه‌های PV به دلیل نداشتن قسمت گردان در ساختار تولید توان خود، بسیار مقاوم‌اند، نیاز به تعمیر و نگهداری منظم و کوتاه‌مدت ندارند و طول عمر آن‌ها نیز زیاد است [۱]. منتقدان مشکل اصلی در بهره‌برداری از PVها را سرمایه‌گذاری اولیه و قیمت بالای آن عنوان می‌کنند. اما با توجه به اینکه آن‌ها معمولاً در مقیاس بزرگ استفاده می‌شوند و طول عمر بالایی دارند، در نهایت از اکثر منابع تولید پراکنده کنونی ارزان‌قیمت‌تر خواهند بود. در مرجع [۲] گزارش شده است که ظرفیت PV نصب‌شده در سال ۲۰۱۲، ۱۰۰ GW بوده که به ۱۴۰ GW در سال ۲۰۱۳ افزایش یافته است.

در حالت کلی، PVها از دو قسمت آرایه‌های سلول خورشیدی و واحد تبدیل توان تشکیل شده‌اند [۳]. در بسیاری از مکان‌ها و کشورها، از یک ترانسفورماتور فرکانس خط (فرکانس پایین) یا یک ترانسفورماتور فرکانس بالا برای ایجاد ایزولاسیون بین قسمت AC و DC شبکه استفاده می‌کنند. اما استفاده از ترانسفورماتور فرکانس بالا یا فرکانس پایین، قیمت تجهیز نهایی را بالا می‌برد، دستگاه را سنگین و حجیم می‌کند و بازده را پایین می‌آورد. در مقابل، اینورترهای بدون ترانسفورماتور هزینه پایین‌تری دارند، وزنشان کمتر است و راندمان بالاتری از خود نشان می‌دهند. اما ایراد اصلی آن‌ها، به دلیل ایزوله نبودن قسمت AC از قسمت DC، تولید جریان نشتی می‌باشد که باید حتماً محدود و یا حذف شود. این موضوع در ادامه به طور مفصل تشریح می‌گردد [۴]. جدول (۱) الزامات حذف جریان نشتی را با توجه به استانداردهای موجود بیان می‌کند [۵].

موضوع مهم دیگری که نباید از آن غافل شد، توانایی تزریق توان راکتیو توسط اینورتر به شبکه AC و بار تحت تغذیه است. به‌تازگی استانداردهایی برای اینورترهای بدون ترانسفورماتور تعیبه شده است که باید توانایی کنترل توان راکتیو را داشته باشند. این موضوع به دلیل ناپایدار بودن ولتاژ شبکه AC می‌تواند امری مهم تلقی شود تا ولتاژ را در یک مقدار ثابت و معین حفظ کنند. طبق استاندارد VDE AR-N 4105 اینورترهای تک‌فازی که توان نامی آن‌ها زیر ۳/۶۸ KVA هستند، باید در زمان تغذیه بار اهمی، تحت ضریب قدرت ۰/۹۵ پیش فاز تا ۰/۹۵ پس فاز بهره‌برداری شوند [۶].

تاکنون اینورترهای بدون ترانسفورماتور متعددی پا به عرصه ظهور

2. Galvanic Connections  
 3. Common Mode Leakage Current

1. Photovoltaic

جدول (۱): استانداردهای VDE آلمان درباره الزام حذف جریان ناشی [۵]

موضوع	استاندارد VDE 0126-1-1		استاندارد VDE-AR-N 4105
جریان ناشی	Break time	میزان RMS جریان	استفاده از ابزارهای حفاظت در مقابل جریان ناشی اجباری است. استاندارد IEC 60755 جزئیات کاملی را برای ابزارهای حفاظت در مقابل جریان ناشی تعیین می‌کند.
جریان ناشی	۰/۳ S	$i > 300mA$	
جریان ناشی	۰/۳ S	$\Delta i > 30mA$	
جریان ناشی	۰/۱۵ S	$\Delta i > 60mA$	
جریان ناشی	۰/۰۴ S	$\Delta i > 150mA$	
مانیتورینگ فرکانس شبکه	$50.2 < f < 51.5$	سیستم‌های منعطف در تولید، باید تولید خود را کاهش (برای افزایش $f$ ) و یا افزایش (برای کاهش $f$ ) دهند. افزایش در تولید توان اکتیو $P_M$ به صورت آنی باید با گرادیان ۴۰٪ از $P_M$ در هر هرتز باشد.	
	$f > 51/5$ $f < 47/5$	قطع اتصال از شبکه ظرف ۰/۲ S	
توان اکتیو	---		سیستم‌های تولید ( $> 100kW$ ) می‌تواند توان اکتیویشان را کاهش داده تا نقطه تنظیم توسط اپراتور شبکه ارائه شود.
توان راکتیو	---		سیستم‌های تولید بر اساس منحنی مشخصه ارائه شده توسط اپراتور شبکه باید توان راکتیو مورد نیاز خروجی را فراهم کنند.

واضح است که شرط حذف جریان ناشی حالت مشترک، ثابت

نگه‌داشتن ولتاژ  $V_{t,cm}$  خواهد بود. لذا می‌توان نوشت:

$$V_{t,cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + \frac{V_{AN} - V_{BN}}{2} \frac{(L_B - L_A)}{(L_B + L_A)} \quad (5)$$

$$= cte$$

در برخی اینورترها مانند اینورترهای خانواده نیم‌پل یا باک دوگانه

و ... (شکل‌های ۳ تا ۶) [۱۱-۸]، تنها یک سلف فیلتر استفاده شده و

سلف دیگر صفر است. اگر فرض کنید  $L_A=0$  رابطه (۶) به دست

می‌آید.

$$V_{t,cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + \frac{V_{AN} - V_{BN}}{2} \frac{(L_B)}{(L_B)} \quad (6)$$

$$= V_{AN} = cte$$

و اگر  $L_B=0$  گردد، فرمول (۷) استخراج خواهد شد.

$$V_{t,cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + \frac{V_{AN} - V_{BN}}{2} \frac{(-L_A)}{(+L_A)} \quad (7)$$

$$= V_{BN} = cte$$

در نمونه‌های دیگر اینورترهای بدون ترانسفورماتور مانند مراجع

[۱۴-۱۲] نشان داده شده در شکل‌های (۷) تا (۹)، هر دو سلف  $L_A$  و

$L_B$  موجود و معمولاً برابر است. تساوی این دو سلف نتیجه می‌دهد که

$V_{dm}=0$ . لذا می‌توان شرط حذف جریان ناشی را این‌گونه برآورد کرد:

$$L_A = L_B \rightarrow V_{t,cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} = cte \quad (8)$$

در نتیجه،  $VSI^1$  های بدون ترانسفورماتور می‌توانند به گروه مبتنی

بر سلف نامتقارن و گروه مبتنی بر سلف متقارن تقسیم‌بندی گردد.

ولتاژ حالت مشترک یا  $V_{cm}$  میانگین ولتاژ نقاط A و B تا نقطه N

در مدار است. همچنین، ولتاژ  $V_{dm}$  دیفرانسیل ولتاژ نقاط مذکور است.

شکل (۲) مدار معادل این شبکه را برای محاسبه ولتاژ حالت مشترک

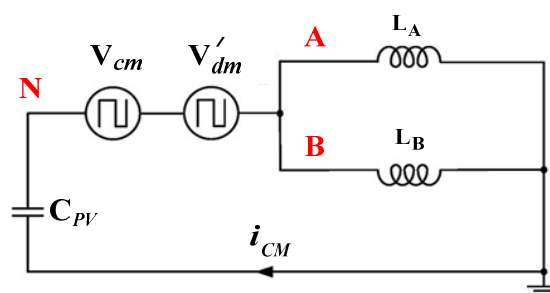
نهایی به تصویر کشیده است. بنابراین طبق شکل (۲)، می‌توان

ولتاژهای حالت مشترک را این چنین تعریف کرد:

$$V_{cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \quad (1)$$

$$V'_{dm} = \frac{V_{dm} (L_B - L_A)}{2 (L_B + L_A)} \quad (2)$$

$$V_{dm} = V_{AN} - V_{BN} \quad (3)$$



شکل (۲): مدار معادل ساده شده برای محاسبه جریان ناشی

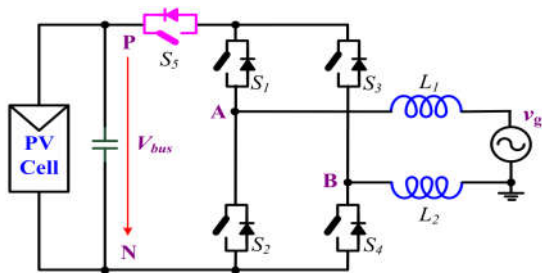
از آنجایی که  $i_{cm}$  (ناشی از ولتاژ نهایی حالت مشترک) در حلقه

مذکور شارش پیدا می‌کند، می‌توان ولتاژ حالت مشترک را با در نظر

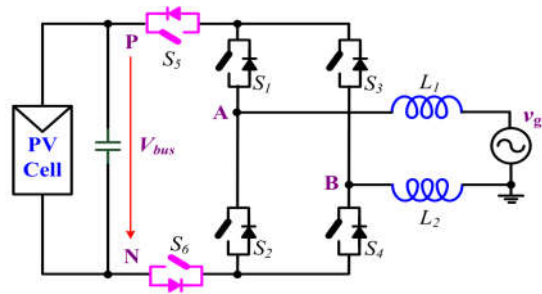
گرفتن تأثیرات سلف‌های فیلتر، طبق رابطه (۲) بیان کرد:

$$V_{t,cm} = V_{cm} + \frac{V_{dm} (L_B - L_A)}{2 (L_B + L_A)} \quad (4)$$

$$= \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + \frac{V_{AN} - V_{BN}}{2} \frac{(L_B - L_A)}{(L_B + L_A)}$$



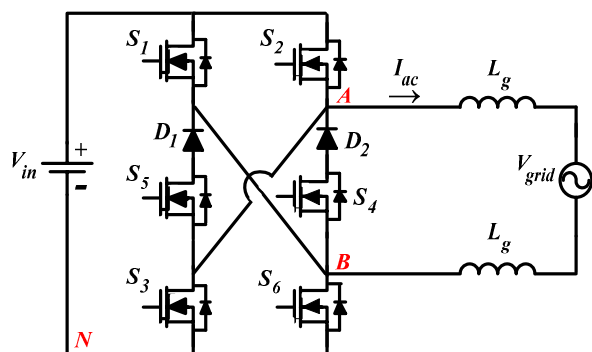
شکل (۸): ساختار H5



شکل (۹): ساختار H6

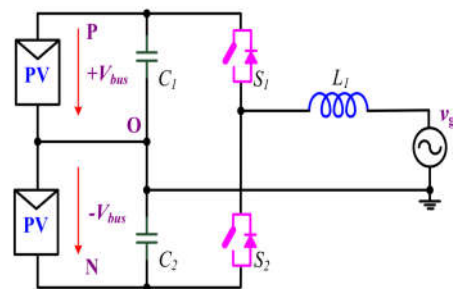
### ۳. اینورتر پیشنهادی

مدار اینورتر پیشنهادی، ترکیبی از خانواده اینورترهای H6 و H5 است. در واقع این اینورتر در دو ساق طراحی شده که می‌تواند با دو سلف در فیلتر خروجی خود، یک ولتاژ سینوسی با THD<sup>1</sup> بسیار پایین تولید کند. شکل اینورتر پیشنهادی در تصویر (۱۰) نشان داده شده است. همان گونه که ملاحظه می‌شود، این اینورتر از ۶ کلید و دو دیود تشکیل شده است که چهار کلید (از شماره ۱ تا ۴) در فرکانس بالا و کلیدهای ۵ و ۶ به همراه دیودهای سری با آنها در فرکانس پایین کار می‌کنند. الگوریتم سویچینگ آن نیز در شکل (۱۱) به تصویر کشیده شده است. شایان ذکر است که هیچ کدام از دیودهای موازی سویچها، در هیچ بازه زمانی هدایت نمی‌کنند.

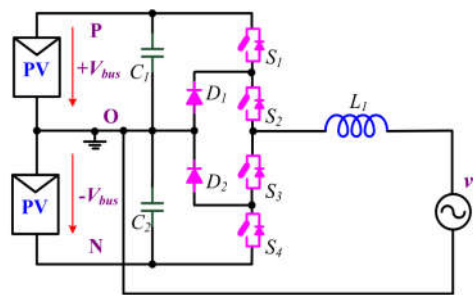


شکل (۱۰): ساختار اینورتر پیشنهادی

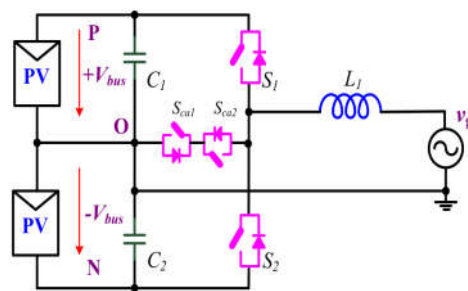
1. Total Harmonic Distortion



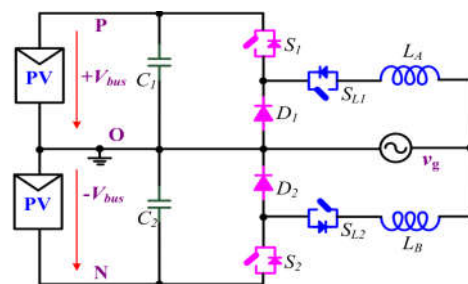
شکل (۳): اینورتر دوسطحی نیم پل



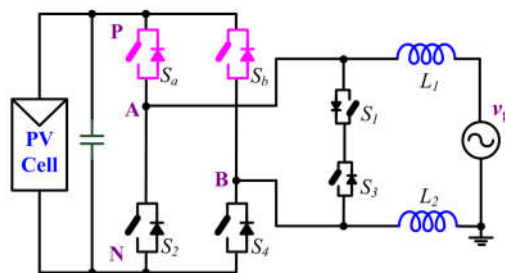
شکل (۴): اینورتر سه سطحی NPC



شکل (۵): اینورتر سه سطحی نوع T



شکل (۶): ساختار باک دوگانه سری



شکل (۷): ساختار HERIC

در شکل فوق،  $\omega_f$  فرکانس پایه است و ولتاژ خروجی،  $V_\alpha$  در نظر می‌شود. تابع تبدیل ورودی و خروجی بلوک دیاگرام APF با استفاده از رابطه زیر بیان می‌شود.

$$\frac{v_\beta(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{\omega_f - s}{\omega_f + s} \quad (15)$$

که پس از ساده‌سازی به دست می‌آید:

$$v_\beta = v_\alpha * e^{-\frac{j\pi}{2}} \quad (16)$$

رابطه فوق نشان می‌دهد که تبدیل APF به درستی کار می‌کند و اختلاف فاز ۹۰ درجه‌ای بین سیگنال‌های متعامد رعایت شده است.

در مسائل کنترل توان راکتیو، به دلیل اینکه جریان بار توسط توان بار تعیین می‌شود و معمولاً تنها ولتاژ بار در دسترس است، باید جریان‌های قاب  $\alpha\beta$  را با توجه به توان‌های اکتیو و راکتیو و ولتاژ بار به دست آورد و سپس آن را کنترل کرد. بنابراین بر اساس روابط  $P_{cat}$  و  $Q_{cat}$  می‌توان جریان‌های قاب  $\alpha\beta$  را طبق روابط زیر محاسبه کرد.

$$I_\alpha = \frac{V_\alpha P_{cat} + V_\beta Q_{cat}}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (17)$$

$$I_\beta = \frac{V_\beta P_{cat} + V_\alpha Q_{cat}}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (18)$$

حال با توجه به تئوری P-Q تک‌فاز که در مرجع [۱۶] ارائه شده است، جریان مرجع برای شبکه AC با تنظیم کردن مقدار خطای توان‌های حقیقی و موهومی از مقادیر توان مرجع تولید می‌شود. لذا تا زمانی توان‌های اکتیو و راکتیو در حالت ماندگار ثابت‌اند می‌توان برای کنترل آن‌ها از دو کنترل‌کننده PI یا PR استفاده کرد. جریان مرجع تولیدشده توسط رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود.

$$i_g^* = [(P_{ref} - P_{cat}) * G_p(s) * V_\alpha + (Q_{ref} - Q_{cat}) * G_q(s) * V_\beta] / (V_\alpha^2 + V_\beta^2) \quad (19)$$

که  $P_{ref}$  و  $Q_{ref}$  توان‌های مرجع هستند. توابع تبدیل  $G_p(s)$  (کنترل‌کننده P) و  $G_q(s)$  (کنترل‌کننده Q) نیز همان کنترلرهای PI هستند که طبق روابط زیر بیان می‌شوند.

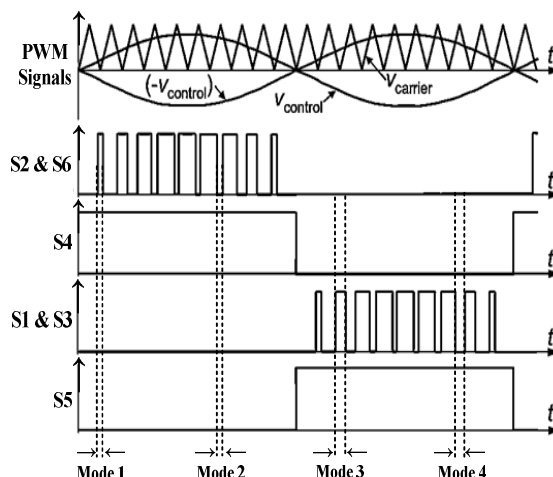
$$G_p(s) = k_{pp} + \frac{k_{pi}}{s} \quad (20)$$

$$G_q(s) = k_{qp} + \frac{k_{qi}}{s} \quad (21)$$

که ثابت‌های  $k_{pp}$ ،  $k_{pi}$ ،  $k_{qp}$ ،  $k_{qi}$  ضرایب تناسبی و انتگرالی کنترل‌کننده توان اکتیو و راکتیو هستند.

در انتها نیز با استفاده از یک کنترل‌کننده رزونانسی، مقدار انحراف جریان اندازه‌گیری‌شده از جریان مرجع  $i_g^*$  کنترل شده و پالس‌های PWM سینوسی تولید می‌شوند. تابع تبدیل کنترل‌کننده تناسبی-رزونانسی نیز با استفاده از رابطه (۲۲) بیان می‌شود.

$$G_{PR}(s) = k_{PR} + \frac{k_{Ri} s}{s^2 + \omega_f} \quad (22)$$



شکل (۱۱): الگوی سویچینگ اینورتر پیشنهادی

این اینورتر در چهار حالت بهره‌برداری می‌شود تا جریان نشتی حذف شود. اعتبارسنجی اینورتر فوق به همراه تحلیل بازدهی بالای آن به تفصیل در مرجع [۱۵] ارائه شده است.

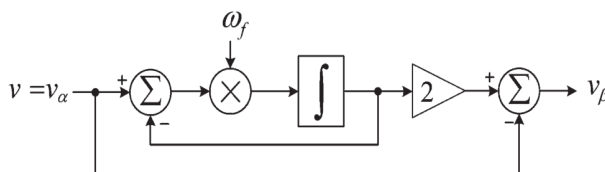
#### ۴. کنترل توان

بلوک دیاگرام کنترلی روش پیشنهادی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. در این روش که بر مبنای سیگنال‌های متعامد شکل می‌گیرد، ابتدا از ولتاژ و جریان خروجی نمونه‌برداری می‌شود. سپس طبق روش APF<sup>۱</sup> که در بلوک دیاگرام شکل (۱۲) آورده شده است، توان‌های اکتیو و راکتیو در مرجع  $\alpha\beta$  محاسبه می‌شوند. پس از آن با توان مرجع مقایسه شده و بعد از عبور از کنترل‌کننده رزونانسی، پالس‌های PWM برای اینورتر پیشنهادی تولید می‌شود. شایان ذکر است که توان اکتیو و راکتیو در قاب  $\alpha\beta$ ، با استفاده از روابط (۱۳) و (۱۴) به دست می‌آیند.

$$P_{cat} = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \quad (13)$$

$$Q_{cat} = V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta \quad (14)$$

که  $I$  و  $V$  به ترتیب، مقادیر جریان و ولتاژ بار هستند. چون در این اینورتر ولتاژهای سه فاز در دسترس نیستند، نمی‌توان از تبدیل کلارک برای انتقال از مرجع abc به  $\alpha\beta$  استفاده کرد. بدین منظور باید سیگنال بتا را با یک روش ابتکاری از روی سیگنال آلفا محاسبه کرد. این روش ابتکاری یا همان APF در شکل (۱۲) نشان داده شده است.



شکل (۱۲): بلوک دیاگرام تشکیل سیگنال  $\beta$  از روی  $\alpha$  توسط روش APF

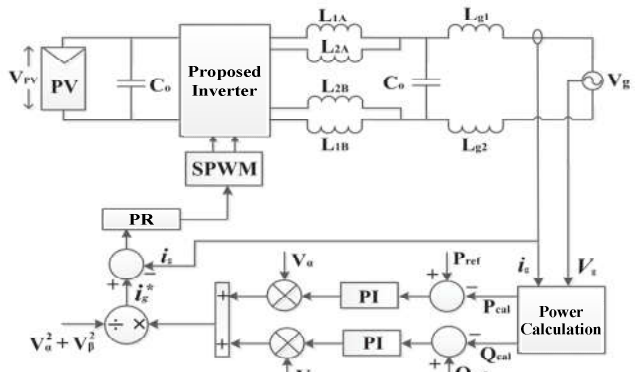
1. All Pass Filter

ولتاژ ماکزیمم اینورتر ۳۱۱ ولت هست که برای تغذیه بارهای متغیر مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل (۱۴) نتایج خروجی توان، ولتاژ و جریان را در آزمایش اول نشان می‌دهد. همان گونه که ملاحظه می‌شود، در شکل (۱۴-الف)، توان اکتیو اندازه‌گیری شده از پایانه خروجی اینورتر به خوبی تغییرات توان اکتیو مرجع را دنبال کرده است. در شکل (۱۴-ب) توان راکتیو همواره صفر نشان داده شده که کاملاً صحیح است. پیک‌های موجود در لحظات گذار، به دلیل تغییرات لحظه‌ای ضریب قدرت است و می‌توان از آن‌ها چشم‌پوشی کرد. شکل (۱۴-پ) منحنی ولتاژ و جریان خروجی اینورتر را نشان می‌دهند. همچنین باید دقت شود که این موج تقریباً سینوسی خالص بوده و THD آن برابر با ۱/۵٪ است. به دلیل اینکه در این مرحله تنها بار اهمی آزمایش شده است، باید ولتاژ و جریان در تمامی لحظات با یکدیگر هم‌فاز باشند و ضریب توان نزدیک به یک محاسبه شود. در شکل (۱۴-ت) ضریب توان ۰/۹۹۵، در شکل (۱۴-ث) ضریب توان ۰/۹۹۷ و در شکل (۱۴-ج) ضریب توان ۰/۹۹۵ اندازه‌گیری شده‌اند. گفتنی است که ضریب توان و THD را می‌توان از روابط زیر به دست آورد.

## ۲.۵. تغذیه بار اهمی - سلفی متغیر

در مرحله دوم تغییرات بار کمی پیچیده‌تر می‌شود. از لحظه صفر تا ۰/۱۲ ثانیه، فقط یک بار یک کیلوواتی در مدار حضور دارد. در زمان ۰/۱۲ ثانیه یک کیلووات توان راکتیو به بارهای شبکه افزوده شده تا ضریب توان را به ۰/۷۰۷ تقلیل دهد. در لحظه ۰/۲ ثانیه بار اکتیو دیگری با ظرفیت ۱ kW به شبکه AC اضافه می‌شود. سپس در زمان ۰/۳ ثانیه بار اکتیو و بار راکتیو به ترتیب به میزان ۱ kW و ۰/۵ kVar کاهش می‌یابند. در نهایت در زمان ۰/۴ ثانیه، تمامی بار اکتیو موجود از مدار خارج می‌شود تا مدار به حالت اهمی خود بازگردد. نتایج خروجی این حالت در شکل (۱۵) به تصویر کشیده شده است.

همان گونه که از شکل (۱۵) برمی‌آید، در نمودار (۱۵-الف)، توان اکتیو اندازه‌گیری شده از پایانه خروجی اینورتر به خوبی تغییرات توان اکتیو مرجع را دنبال کرده است. در نمودار (۱۵-ب) نیز توان راکتیو همواره مقدار افزایش و کاهش مرجع را به شکل مناسبی دنبال نموده است. نمودار (۱۵-پ) تغییرات جریان ناشی از تغییرات بار را در پایانه خروجی اینورتر به تصویر می‌کشد. ملاحظه کنید که ولتاژ خروجی ثابت مانده است. در نمودار (۱۵-ت) به دلیل تغذیه یک بار اهمی خالص با ظرفیت یک کیلووات، ولتاژ و جریان نیز باید با هم هم‌فاز باشند تا ضریب قدرت واحد شود. ضریب توان محاسبه شده در این حالت ۰/۹۹۷ است. در شکل (۱۵-ث) حداکثر اختلاف فاز ممکن بین ولتاژ و جریان تولید می‌شود؛ زیرا بیشترین توان راکتیو در مدار



شکل (۱۳): بلوک دیاگرام کنترل توان

## ۵. شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

جدول (۲) مشخصات توپولوژی ارائه شده را نشان می‌دهد. در این مرحله، اینورتر پیشنهادی باید مطابق با نیاز بار، توان راکتیو به شبکه تزریق کند. شبیه‌سازی در دو مرحله صورت گرفته است. باید دقت شود که در تمامی حالات، ولتاژ بار ثابت مانده است و با افزایش یا کاهش توان اکتیو و راکتیو، تغییر نمی‌کند. این موضوع حاکی از عملکرد بسیار مناسب کنترل کننده است. روابط (۲۳) و (۲۴) نیز به ترتیب ضریب توان و THD را بیان می‌کنند.

$$PF = \cos(\angle V_{out} - \angle I_{out}) \quad (23)$$

$$THD_x = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} x_i^{rms}}}{x_1^{rms}} \quad (24)$$

## ۵.۱. تغذیه بار اهمی متغیر

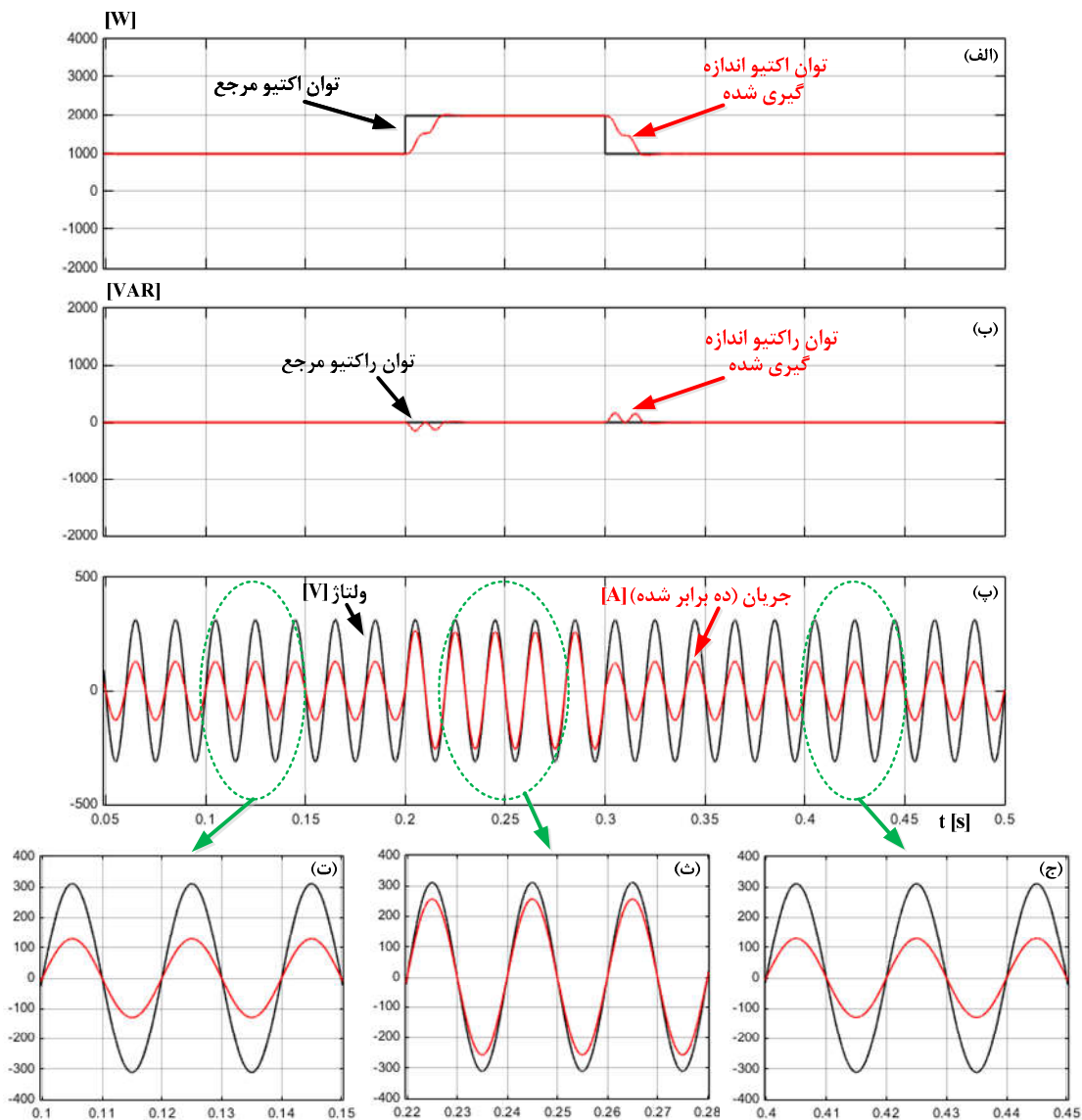
در مرحله اول، هیچ بار راکتیوی در شبکه حضور ندارد و اینورتر فقط بار اهمی را تغذیه می‌کند. از لحظه صفر تا ۰/۲ ثانیه، تنها یک توان اکتیو ۱ kW، در مدار قرار دارد. از لحظه ۰/۲ تا ۰/۳ ثانیه بار اکتیو دیگری به ظرفیت ۱ kW به بار قبلی افزوده شده و سپس قطع می‌شود تا اینورتر از زمان ۰/۳ ثانیه تا لحظه پایان شبیه‌سازی، همان مقدار بار اولیه را تغذیه کند. اینورتر باید بتواند این افزایش و کاهش بار ناگهانی و پله‌ای را به خوبی دنبال کند.

جدول (۲): مقادیر اینورتر تحت شبیه‌سازی

مقدار	المان
۲۲۰ V (rms)	ولتاژ مؤثر خروجی
متغیر	بار خروجی
۲۰ kHz	فرکانس کلیدزنی
۵۰ Hz	فرکانس خط
۱ mH	هر دو سلف فیلتر
۰/۰۱ Ohm	مقاومت زمان روشن شدن کلید
۰/۸ V	ولتاژ فوروارد دیود

است که ضریب توان تئوری مقداری جز ۰/۸۹۴ ندارد. افزایش جریان در این بخش، به دلیل افزایش بار است؛ زیرا حداکثر توان اکتیو و راکتیو موجود در شبکه AC، به خروجی اینورتر متصل شده‌اند. در شکل (۱۵-ج) توان‌های اکتیو و راکتیو با یکدیگر کاهش پیدا می‌کنند تا جایی که توان اکتیو به ۱ kW و توان راکتیو به ۰/۵ kVAR برسد. در این حالت ضریب توان تئوری و اندازه‌گیری شده با حالت (۱۵-ج) فرقی نمی‌کند؛ زیرا هر دو توان اکتیو و راکتیو توأمًا نصف شده‌اند. در حالت آخر و در شکل (۱۵-ح) توان راکتیو تماماً از مدار خارج شده و مانند حالت (۱۵-ت) تحلیل می‌شود.

قرار دارد. در این حالت ضریب توان تئوری ۰/۷۰۷ است که در مقایسه با مقدار اندازه‌گیری شده ۰/۷۰۰ تفاوت چندانی ندارند. لذا کنترل توان راکتیو به‌درستی انجام پذیرفته است و پالس کلیدزنی PWM اعمالی به کلیدها باعث شده تا دقیقاً توان راکتیو مورد نیاز شبکه AC، از طریق منبع PV تأمین شود. در شکل (۱۵-ج) مقدار ۱ kW توان اکتیو دیگر به بار اضافه می‌شود. این عامل ضریب توان را افزایش می‌دهد. اینورتر پیشنهادی باید بتواند با سرعت تغییرات توان را دنبال کند و ضریب توان را در مقدار مد نظر، ثابت نگه دارد. لذا طبق شکل مشخص است که تغییرات جریان به‌سرعت دنبال شده و ضریب توان اندازه‌گیری شده ۰/۸۹۱ به دست می‌آید. این در حالی



شکل (۱۴): الف. تغییرات توان اکتیو مرجع و توان اکتیو اندازه‌گیری شده؛ ب. تغییرات توان اکتیو مرجع و توان راکتیو اندازه‌گیری شده؛ پ. تغییرات ولتاژ و جریان و جریان ده برابر شده در پایانه خروجی اینورتر (بار)؛ ت. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ‌نمایی شده در بار اهمی ۱ kW؛ ث. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ‌نمایی شده در بار اهمی ۲ kW با افزایش پله‌ای؛ ج. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ‌نمایی شده در بار اهمی ۱ kW کاهش‌یافته

۶. محاسبه تلفات مدار

که  $M$  اندیس مدولاسیون است. همچنین می توان میزان افت ولتاژ کلید

IGBT را طبق رابطه (۲۷) بیان کرد:

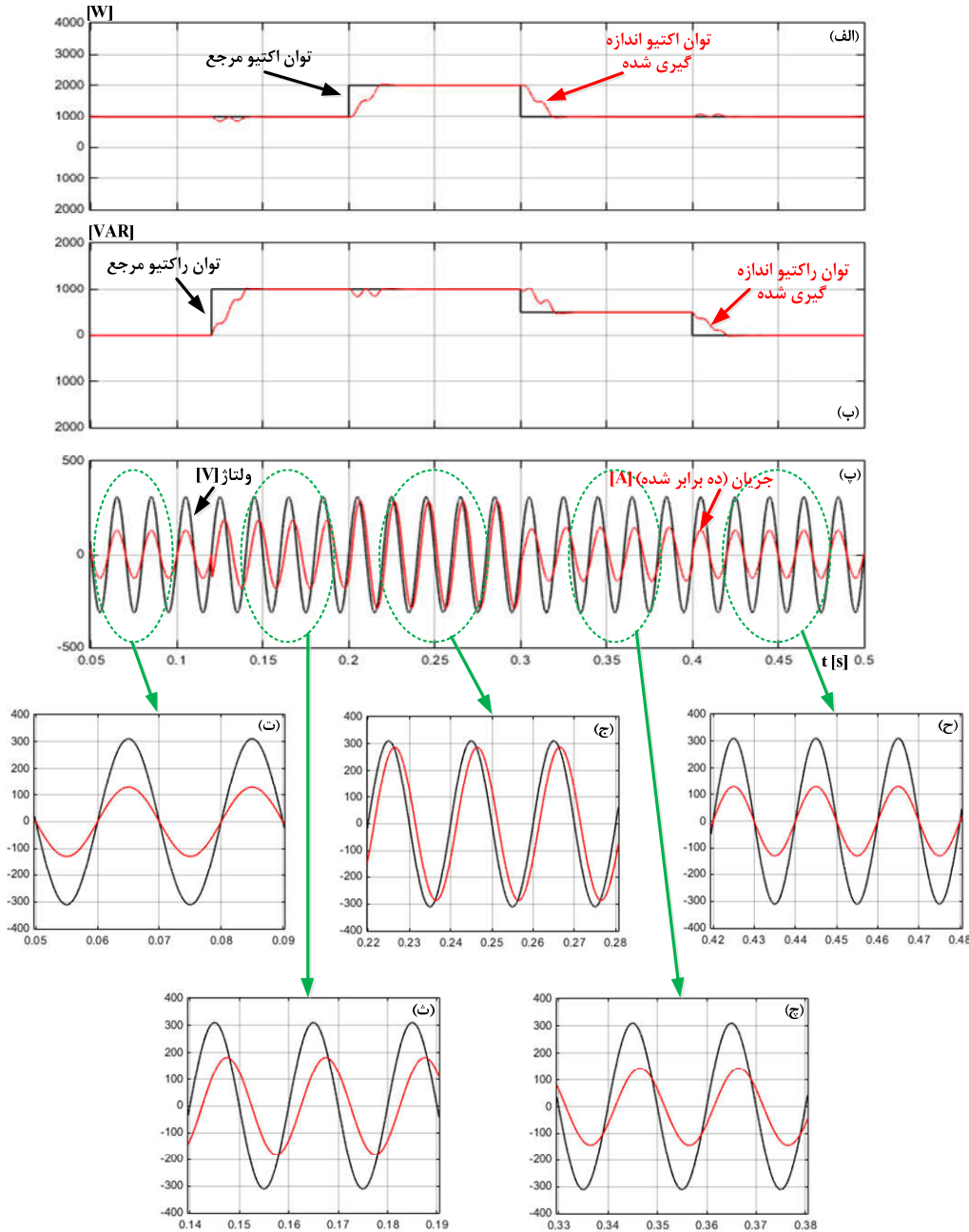
$$V_{CE} = V_t + i(t)R_{CE} \quad (27)$$

که در آن  $V_t$  افت ولتاژ کلید و  $R_{CE}$  مقاومت کلکتور-امیتر آن می باشند. اکنون به محاسبه تلفات مدار پرداخته می شود.

در محاسبه تلفات مدار، اگر جریان بار طبق رابطه (۲۵) بیان شود، می توان مدت زمان هدایت را با  $T(t)$  و مدت زمان خاموش بودن عنصر را با  $T'(t)$  نشان داد. پس می توان نوشت:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t) \quad (25)$$

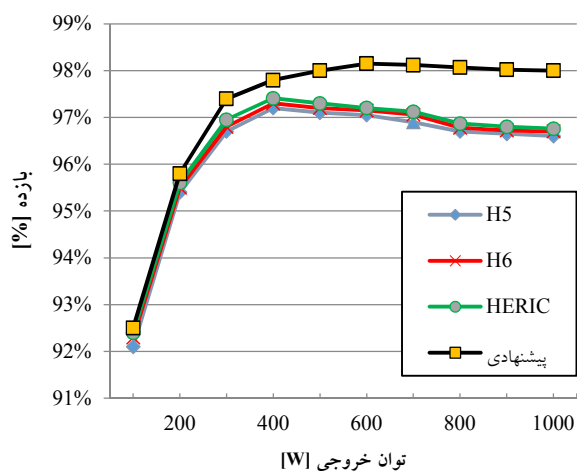
$$T(t) = M \sin(\omega t) \quad \& \quad T'(t) = 1 - T(t) \quad (26)$$



شکل (۱۵): الف. تغییرات توان اکتیو مرجع و توان اکتیو اندازه گیری شده؛ ب. تغییرات توان راکتیو مرجع و توان اکتیو اندازه گیری شده؛ پ. تغییرات ولتاژ و جریان ده برابر شده در پایانه خروجی اینورتر (بار)؛ ت. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ نمای شده در بار اهمی ۱ kW؛ ث. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ نمای شده در بار اهمی ۲ kW و بار سلفی ۱ kVar؛ ج. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ نمای شده در بار اهمی ۱ kW و بار سلفی ۰/۵ kVar؛ ح. نمودار ولتاژ و جریان بزرگ نمای شده در بار اهمی ۱ kW



که به طور متوسط، بازده اینورتر ارائه شده با روش کنترلی پیشنهادی بالای ۹۸٪ است.



شکل (۱۷): مقایسه بازده مبدل پیشنهادی با مبدل‌های H5، HERIC و H6

جدول (۳) نیز تعداد المان‌های مبدل پیشنهادی را با اینورترهای هم‌نوع خود بررسی می‌کند. همان گونه که ملاحظه می‌شود هم در حالت فعال که انرژی از سمت DC به سمت AC جاری می‌شود و هم در حالت هرزگرد، تعداد المان‌ها کمتر و یا منطقی‌ترند.

جدول (۳): مقایسه تعداد المان‌های اینورتر پیشنهادی با چند اینورتر معروف در دو حالت کاری Freewheel و Active

حالت کاری	تعداد المان‌ها			
	H5	HERIC	H6	مبدل پیشنهادی
Active	۳ کلید	۲ کلید	۳ کلید	۲ کلید
Freewheel	۲ کلید	۲ کلید	یک کلید و یک دیود	یک کلید و یک دیود

استرس ولتاژ سویچ‌ها در این گونه ساختارها نیز با استفاده از دو شاخص «پیک ولتاژ معکوس» یا PIV<sup>۱</sup> و «ولتاژ استقامت کل» یا TSV<sup>۲</sup> معرفی می‌شوند. شاخص TSV که مجموع ولتاژ معکوس کلیدها را در اینورتر بیان می‌کند، مطابق رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود:

$$V_{Si} = V_{dc} ; \quad \forall i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \quad (29)$$

$$TSV = 6V_{dc}$$

برای شاخص PIV نیز می‌توان جدول (۴) را به آسانی با توجه به توپولوژی مدار معین کرد.

$$P_{dsw} = \frac{1}{4} I_{rr} t_b V_{dc} f_{sw}$$

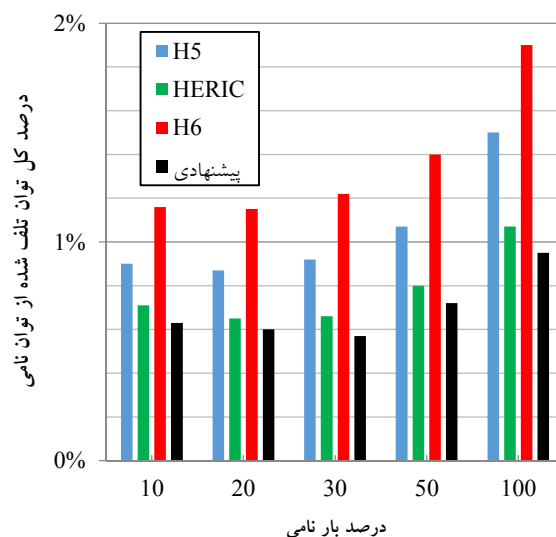
$$P_{drr} = \left( \frac{I_m t_a}{\pi} + \frac{I_{rr}(2t_a + t_b)}{8} \right) V_{dc} f_{sw}$$

$$P_c^{IGBT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i(t) \cdot V_{CE} \cdot T(t) d(\omega t) = \frac{I_M V_t M}{4} + \frac{I_M^2 R_{CE} M}{1.5\pi} \quad (28)$$

دقت کنید که توان تلفاتی سویچینگ IGBT طبق روابط ارائه شده در مرجع [۱۷] محاسبه و منظور می‌شود. اشاره به آن روابط در اینجا، از حوصله مقاله خارج است. اما در تحلیل تلفات توان اینورتر از آن‌ها استفاده شده است.

نکته قابل توجه در این تغییرات توان این است که ولتاژ و جریان پس از تغییرات توان به سرعت پایدار شده و مقدار گذرای ندارند. در ضمن می‌توان ملاحظه کرد که مدار پایدار بوده و با تغییرات پله‌ای توان، ناپایدار نمی‌شود. این در حالی است که با استفاده از اینورتر پیشنهادی، جریان نشتی حالت مشترک نیز قبلاً حذف شده است.

مقایسه تلفات اینورتر پیشنهادی با مبدل‌های مشابه موجود، در شکل (۱۶) به تصویر کشیده شده است. ملاحظه می‌شود که مقدار توان تلف شده در مقایسه با سه اینورتر H5، HERIC و H6 کمتر بوده و قابلیت اطمینان بالاتر دارد.



شکل (۱۶): مقایسه تلفات مبدل پیشنهادی با مبدل‌های H5، HERIC و H6

به طور مشابه می‌توان نتیجه گرفت که بازده آن نیز از گونه‌های نامبرده بیشتر است. مقایسه بازده اینورتر پیشنهادی با سه اینورتر H5، HERIC و H6 در شکل (۱۷) نشان داده شده است. ملاحظه می‌شود

1. Peak Inverse Voltage  
2. Total Standing Voltage

جدول (۴): مقایسه استرس ولتاژ سویچ ها در اینورتر پیشنهادی با چند اینورتر معروف

مشخصه	مشخصه ولتاژ مبدل			
	H5	HERIC	H6	مبدل پیشنهادی
عملکرد				
PIV	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
TSV	$5V_{dc}$	$6V_{dc}$	$6V_{dc}$	$6V_{dc}$

۷. نتایج عملی

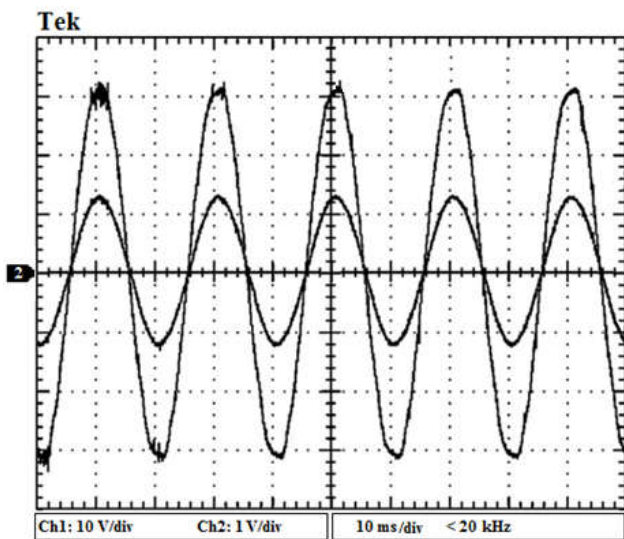
در این مقاله، به منظور راستی آزمایی از صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، با استفاده از امکانات آزمایشگاهی دانشگاه صنعتی شیراز، اقدام به ساخت نمونه آزمایشگاهی آن شده است. تصویر نمونه ساخته شده در شکل های (۱۸) و (۱۹) نشان داده می شود.

جدول (۴): مقایسه استرس ولتاژ سویچ ها در اینورتر پیشنهادی با چند اینورتر معروف

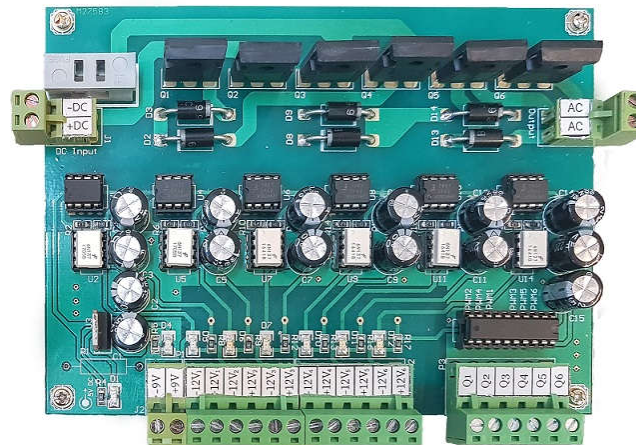
مشخصه	مشخصه ولتاژ مبدل			
	H5	HERIC	H6	مبدل پیشنهادی
عملکرد				
PIV	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
TSV	$5V_{dc}$	$6V_{dc}$	$6V_{dc}$	$6V_{dc}$

### ۷. نتایج عملی

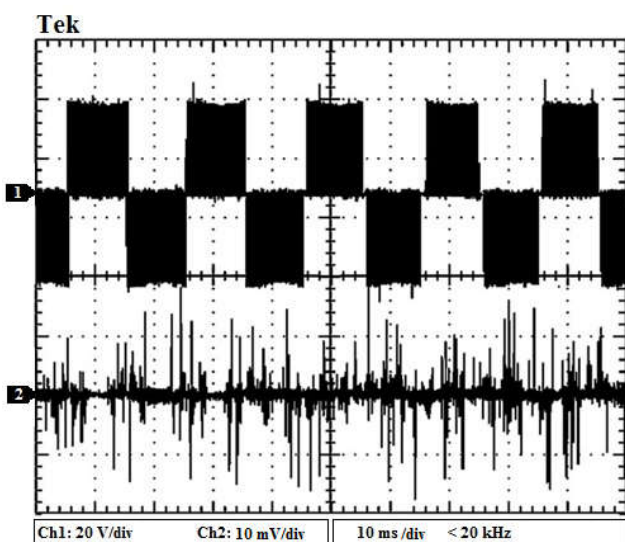
در این مقاله، به منظور راستی آزمایی از صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، با استفاده از امکانات آزمایشگاهی دانشگاه صنعتی شیراز، اقدام به ساخت نمونه آزمایشگاهی آن شده است. تصویر نمونه ساخته شده در شکل های (۱۸) و (۱۹) نشان داده می شود.



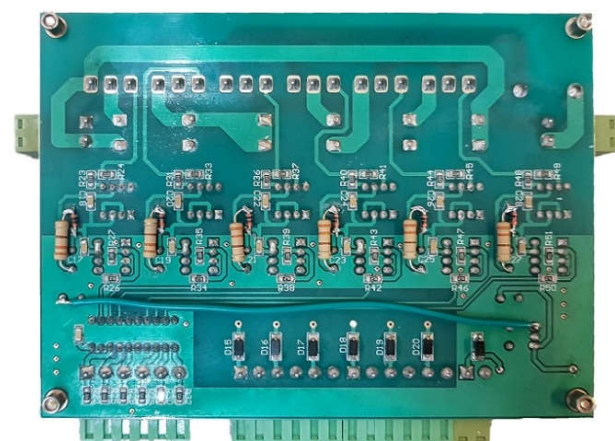
شکل (۲۰): ولتاژ (نمودار بزرگتر) و جریان (نمودار کوچک تر) خروجی اینورتر



شکل (۱۸): نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی (نما از بالا)



شکل (۲۱): ولتاژ  $V_{AB}$  (نمودار بالا) و جریان حالت مشترک (نمودار پایین)



شکل (۱۹): نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی (نما از پشت)

۸. نتیجه گیری

در این مقاله، یک توپولوژی جدید برای اینورترهای تک فاز متصل به شبکه با راندمان بالا ارائه شد که می تواند به آسانی جریان ناشی حالت

در این اینورتر، از کلیدهای MOSFET IRFP150 که قدرت تحمل ولتاژ ۱۰۰ ولت در جریان خروجی ۴۰ آمپر را دارند، استفاده شده است. همچنین برای دیودها از نمونه BY3099 با ولتاژ ۸۰۰ ولت و جریان ۳ آمپر بهره گرفته می شود. برای درایور ماسفت ها نیز از آی سی

توان کمتر و بازدهی بالاتر است. روش ابتکاری در تولید سیگنال متعامد در اینورترهای تک‌فاز، باعث بهبود مشخصه‌های کیفیت توان سیگنال‌های پردازش شده می‌شود؛ زیرا در واقع مناسب‌ترین نوع کنترل، آن است که در عین سادگی، بهترین نتیجه را حاصل کند. در این مقاله با استفاده از کنترل‌کننده‌های PI و PR، خطای توان و انحراف جریان مرجع به شکل چشم‌گیری مطابق با ملزومات شبکه کنترل می‌شود. در انتها نتایج خروجی شبیه‌سازی و سرعت سریع پاسخ آن، صحت این مطالب را اثبات می‌کند.

مشترک را حذف کند. ساختار پیشنهادی قادر به کنترل توان راکتیو است، درحالی‌که بسیاری از توپولوژی‌های ارائه شده مانند H6، این قابلیت را ندارند. در اینورتر پیشنهادی ولتاژ حالت مشترک کل در چهار حالت بهره‌برداری، ثابت نگه داشته شده است که این موضوع، حذف مسیر شارش جریان نشتی از قسمت AC به سمت DC فتولتائیک را باعث می‌شود. سیگنال‌های SPWM اعمالی به سویچ‌ها توسط الگوریتم پیشنهادی، باعث حذف هارمونیک در ولتاژ و جریان خروجی می‌شود. به طوری که THD اندازه‌گیری شده حدود ۱/۵٪ بوده است. در مقایسه با سایر گونه‌های موجود و مشابه، توپولوژی پیشنهادی دارای تلفات

## مراجع

- [1] Guo, X., Zhou, J., He, R., Jia, X., Rojas, C. A., "Leakage Current Attenuation of a Three-Phase Cascaded Inverter for Transformerless Grid-Connected PV Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 1, pp. 676-686, 2018.
- [2] Liu, H., Ran, Y., Liu, K., Wang, W., Xu, D., "A Modified Single-Phase Transformerless Y-Source PV Grid-Connected Inverter", IEEE Access, Vol. 6, No. 1, pp. 18561-18569, 2018.
- [3] Tang, Y., Yao, W., Loh, P. C., Blaabjerg, F., "Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters with Leakage Current and Pulsating Power Elimination", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 2, pp. 1016-1026, 2016.
- [4] Islam, M., Afrin N., Mekhilef, S., "Efficient Single Phase Transformerless Inverter for Grid-Tied PVG System with Reactive Power Control", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 7, No. 3, pp. 1205-1215, 2016.
- [5] Ardashir, J. F., Sabahi, M., Hosseini, S. H., Blaabjerg, F., Babaei E., Gharehpetian, G. B., "A Single-Phase Transformerless Inverter with Charge Pump Circuit Concept for Grid-Tied PV Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 7, pp. 5403-5415, 2017.
- [6] Valderrama, G. E., Guzman, G. V., Mazún, E. I., Rodriguez, P., Sanchez, M. J., Zuñiga, J. M. S., "A Single-Phase Asymmetrical T-Type Five-Level Transformerless PV Inverter", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp. 140-150, 2018.
- [7] Islam, M., Mekhilef, S., "Efficient Transformerless MOSFET Inverter for a Grid-Tied Photovoltaic System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 9, pp. 6305-6316, 2016.
- [8] Kadam, A., Shukla, A., "A Multilevel Transformerless Inverter Employing Ground Connection Between PV Negative Terminal and Grid Neutral Point", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 11, pp. 8897-8907, 2017.
- [9] Anurag, A., Deshmukh, N., Maguluri, A., Anand, S., "Integrated DC-DC Converter Based Grid-Connected Transformerless Photovoltaic Inverter with Extended Input Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 10, pp. 8322-8330, 2018.
- [10] Rahimi, R., Farhangi, S., Farhangi, B., Moradi, G. R., Afshari, E., Blaabjerg, F., "H8 Inverter to Reduce Leakage Current in Transformerless Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic systems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 910-918, 2018.
- [11] Siwakoti, Y. P., Blaabjerg, F., "Common-Ground-Type Transformerless Inverters for Single-Phase Solar Photovoltaic Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 3, pp. 2100-2111, 2018.
- [12] Guo, X., "A Novel CH5 Inverter for Single-Phase Transformerless Photovoltaic System Applications", IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, Vol. 64, No. 10, pp. 1197-1201, 2017.
- [13] Chen, B., Gu, B., Zhang, L., Lai, J., "A Novel Pulse-Width Modulation Method for Reactive Power Generation on a CoolMOS- and SiC-Diode-Based Transformerless Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 3, pp. 1539-1548, 2016.
- [14] Liu, C., Wang, Y., Cui, J., Zhi, Y., Liu, M., Cai, G., "Transformerless Photovoltaic Inverter Based on Interleaving High-Frequency Legs Having Bidirectional Capability", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 2, pp. 1131-1142, 2016.
- [15] محمودیان، مهرداد، گیتی‌زاده، محسن، رجایی، امیرحسین، «ارائه یک اینورتر تک‌فاز فتولتائیک جدید با بازدهی بسیار بالا به‌منظور حذف جریان نشتی حالت مشترک در کاربردهای ریزشبکه»، نشریه مهندسی و مدیریت انرژی، جلد ۸، شماره ۲، صفحه ۱۳۰۲-۱۳۹۷.
- [16] Xiao, H. F., Zhang, L., Li, Y., "An Improved Zero-Current-Switching Single-Phase Transformerless PV H6 Inverter with Switching Loss-Free", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 10, pp. 7896-7905, 2017.

[17] Choi, W., Yang, M., "*Transformerless Line-Interactive UPS with Low Ground Leakage Current*", IEEE

Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 12, pp. 9468-9477, 2018.