

# اینورتر خورشیدی بدون ترانسفورماتور متصل به شبکه تک فاز با بازده بهبود یافته و جریان نشتی حداقل

علیرضا پورفرج، محمد بابائی، حامد حیدری دوست آباد و محمد منفرد

گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی

دانشگاه فردوسی مشهد

alireza.pourfaraj@mail.um.ac.ir, mohammad.babaei@mail.um.ac.ir, hamed.heydari.d@gmail.com, m.monfared@um.ac.ir

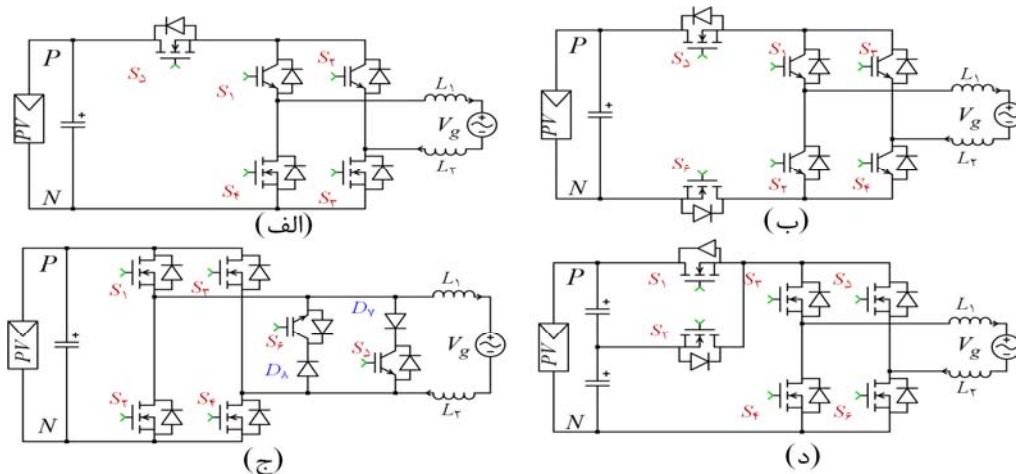
اینورترهای اولیه دارای ترانسفورماتور بوده‌اند که این ترانسفورماتورها نیز از حجم زیادی داشته‌اند و چگالی توان مدار را کاهش می‌دادند [۳]. بنابراین به تدریج این ترانسفورماتورها از ساختار اینورترها حذف شده تا علاوه بر کاهش وزن و ابعاد سیستم، بازده نیز افزایش پیدا کند [۴]. علی‌رغم مزایایی که حذف ترانسفورماتورها دارند، باعث می‌شوند ایزولاسیون گالوانیک مدار از بین برود که این نیز سبب ایجاد جریان نشتی در مدار می‌گردد. خازن پارازیتی با توجه به سطح فلزی پل های خورشیدی، ظرفیت خازنی میان زمین و سطح پل ایجاد می‌شود که به خازن پارازیتی معروف بوده و مقدار آن در مقالات مختلف بین ۵۰ تا ۲۰۰ نانو فاراد اشاره شده است. همچنین با توجه به اینکه در مبدل‌های بدون ترانسفورماتور ایزولاسیونی بین پلاریته منفی سلول و نقطه نوترال مبدل وجود ندارد، در دو سر خازن پارازیتی ولتاژی خواهیم داشت که به ولتاژ مد مشترک معروف است. با توجه به اینکه مقدار جریان نشتی به ولتاژ مد مشترک بستگی دارد، بنابراین حذف مؤلفه‌های فرکانس بالا و همچنین تثبیت آن می‌تواند کمک شایانی به کاهش جریان نشتی در مدار کند [۵]. حضور جریان نشتی نیز باعث ایجاد مشکلات حفاظتی، برق گرفتگی و همچنین ایجاد اعوجاج در جریان خروجی مبدل می‌شود [۶]. در همین راستا در مقالات [۷]-[۱۲] ساختارهایی بر مبنای اینورتر تمام پل و باهدف کاهش جریان نشتی ارائه شده است. در بین این ساختارها اینورتر H5 و HERIC حضور دارند که به ترتیب با جداسازی DC و AC از مسیر عبور جریان نشتی را قطع می‌کنند. از معایب ساختارهای ارائه شده می‌توان به عدم توانایی حذف کامل جریان نشتی و همچنین بازده پایین اینورترهایی همانند H5 به دلیل هدایت همزمان سوئیچ‌های نیمه هادی با فرکانس بالا اشاره کرد. در دسته‌ای دیگر از مقالات نیز بر روی ثابت ماندن ولتاژ مد مشترک و حذف مؤلفه‌های فرکانس بالای آن پرداخته‌اند که نقش

چکیده — در این مقاله ساختار جدیدی از اینورترهای بدون ترانسفورماتور متصل به شبکه ارائه شده است. این ساختار علاوه بر کاهش جریان نشتی مطابق استانداردهای ارائه شده، با توجه به کاهش تعداد المان‌های پسیو و سوئیچ‌های با فرکانس بالا در مسیر جریان، از نظر بازده نسبت به ساختارهای پیشین ارتقا پیدا کرده است. علاوه بر مطالب عنوان شده، با استفاده از کنترلری ساده و با به‌کارگیری مدولاسیون سینوسی پهنای پالس تک جهت برای کنترل سوئیچ‌های این مبدل، میزان ریپل جریان خروجی مبدل در محدوده‌ی مناسبی قرار گرفته است. در نهایت نیز در راستای بررسی مبدل پیشنهادی، شبیه‌سازی در محیط نرم افزار PSIM انجام شده و نتایج حاصل از شبیه‌سازی نیز ارائه گردیده است.

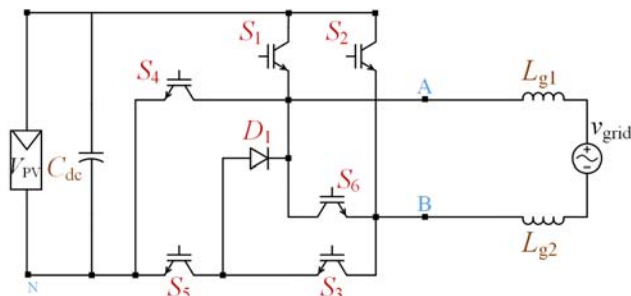
واژه‌های کلیدی — اینورتر بدون ترانسفورماتور؛ متصل به شبکه؛ جریان نشتی؛ مدولاسیون تک جهت.

## ۱. مقدمه

امروزه با توجه به افزایش میزان تقاضای انرژی و همچنین آلودگی بیش از حد سوخت‌های فسیلی، گرایش زیادی به سمت استفاده از انرژی‌های تجدید پذیر ایجاد شده است. از منابع تجدید پذیر ارزان و پاک که به راحتی در دسترس قرار می‌گیرد می‌توان به انرژی خورشیدی اشاره نمود. [۱]- [۲]. یکی از بخش‌های مهم سیستم‌های خورشیدی نیز اینورترها می‌باشند. اینورترهای خورشیدی نیز تغییرات زیادی در جهت بهبود بازده سیستم داشته‌اند.



شکل ۱: الف) ساختار ارائه شده در مرجع [۸] ب) ساختار ارائه شده در مرجع [۱۲] ج) ساختار ارائه شده در مرجع [۹] د) ساختار ارائه شده در مرجع [۱۱]



شکل ۲: ساختار مبدل پیشنهادی

با توجه به اینکه ولتاژ خروجی مبدل می‌تواند  $0$ ،  $+V_{PV}$ ، یا  $-V_{PV}$  باشد، می‌توان حالات عملکردی آن را به ۴ قسمت تقسیم کرد و به صورت زیر تحلیل نمود.

### حالت عملکردی ۱:

در این حالت عملکردی جریان تزریقی به شبکه و ولتاژ آن مثبت است. بنابراین برای ایجاد ولتاژ  $+V_{PV}$  در خروجی اینورتر، سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_5$  با فرکانس بالا کلید زنی می‌شوند در حالی که سوئیچ  $S_3$  با فرکانس خط کلید زنی می‌شود و در تمام طول نیم سیکل مثبت، روشن می‌ماند. شکل ۳ الف)

### حالت عملکردی ۲:

در این حالت عملکردی که ولتاژ شبکه در نیم سیکل مثبت قرار دارد، ولتاژ خروجی اینورتر صفر می‌شود. در این حالت که به مود عملکردی

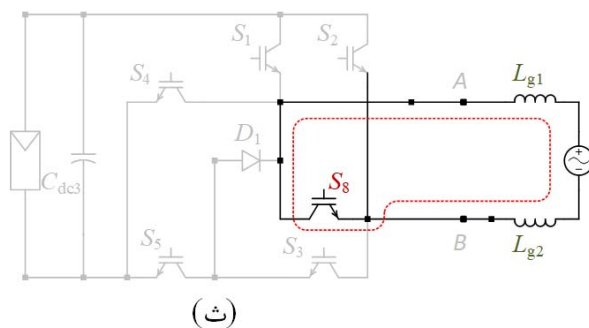
زیادی در کاهش جریان ناشی دارند [۱۴]، [۱۳]. از معایب این ساختارها می‌توان به نیاز به دو برابر ولتاژ لینک DC ورودی برای تغذیه نسبت به مبدل‌های متداول اشاره کرد.

در همین راستا در این مقاله ساختاری جدیدی از اینورترهای بدون ترانسفورماتور ارائه شده است که تنها یک المان نیمه هادی در بازه صفر دارد و همچنین تعداد المان‌های نیمه هادی در بازه‌های غیر صفر نیز نسبت به ساختارهای ارائه شده کاهش می‌یابد. همچنین جریان ناشی مبدل نیز در محدوده استاندارد VDE 0126-1-1 که زیر ۳۰ میلی آمپر بیان شده است قرار دارد.

در بخش بعدی مقاله ساختار پیشنهادی معرفی خواهد شد. در ادامه کنترلر و همچنین مدولاسیون استفاده شده مورد بررسی قرار خواهند گرفت. سپس طراحی المان برای مبدل انجام خواهد شد و در نهایت نیز نتایج حاصل از شبیه سازی‌ها ارائه خواهد شد.

## ۲. ساختار مبدل پیشنهادی

ساختار مبدل پیشنهادی که در شکل ۲ نشان داده شده است از ۲ سوئیچ IGBT، ۴ سوئیچ MOSFET، و یک دیود Schottky تشکیل شده است. در ورودی مبدل نیز یک خازن لینک DC برای کاهش ریپل ولتاژ خروجی و در خروجی مبدل نیز فیلتر سلفی برای کاهش هارمونیک‌های فرکانس بالای جریان خروجی قرار داده شده است.



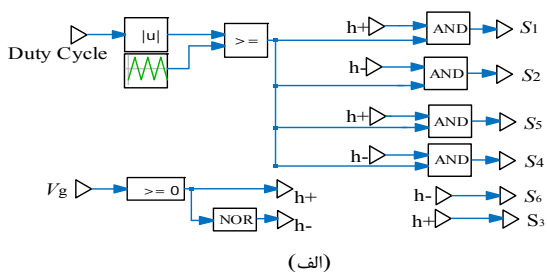
(ث)

شکل ۳: الف) حالت عملکردی ۱ ب) حالت عملکردی ۲ پ) حالت عملکردی ۳  
ت) حالت عملکردی ۴

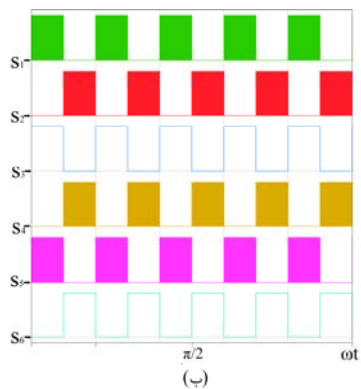
### ۳. مدولاسیون پیشنهادی و نحوه کلید زنی مبدل

#### پیشنهادی

برای کنترل سوئیچ‌های مبدل پیشنهادی، از روش مدولاسیون سینوسی تک جهته (SPWM) که در شکل ۴ الف) به تصویر کشیده شده، استفاده شده است. همچنین نحوه کلید زنی سوئیچ‌ها نیز در شکل ۴ ب) نمایش داده شده‌اند.



(الف)



(ب)

شکل ۴: الف) نحوه کلید زنی مبدل پیشنهادی ب) سیگنال‌های گیت

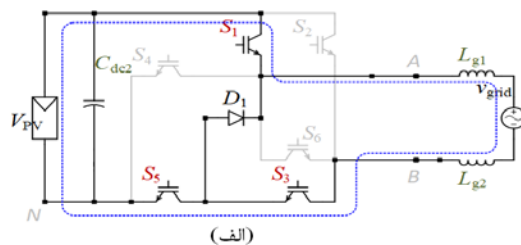
هرزگردی مشهور است، دیود  $D_1$  و سوئیچ  $S_3$  که با فرکانس خط کلید زنی می‌شود، در مسیر هدایت جریان قرار دارند. شکل ۳ ب)

#### حالت عملکردی ۳:

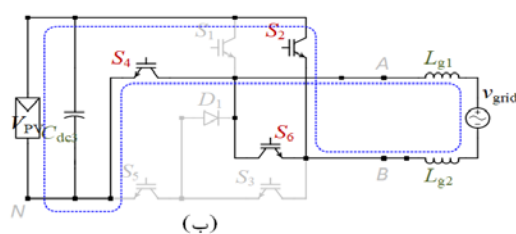
در این حالت عملکردی، ولتاژ خروجی مبدل در نیم سیکل منفی قرار دارد و سوئیچ‌های  $S_4$  و  $S_2$  با فرکانس بالا کلید زنی می‌شوند و در مسیر هدایت جریان قرار دارند. سوئیچ  $S_6$  نیز در این حالت عملکردی روشن باقی می‌ماند ولی جریان عبوری از آن صفر است. ولتاژ خروجی مبدل در این مود عملکردی  $-V_{PV}$  است. شکل ۳ پ)

#### حالت عملکردی ۴:

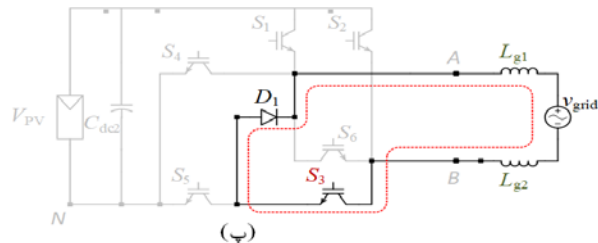
در این حالت عملکردی ولتاژ شبکه در نیم سیکل منفی قرار دارد. بنابراین برای ایجاد سطح ولتاژ صفر در خروجی اینورتر، سوئیچ‌های  $S_2$  و  $S_4$  خاموش می‌شوند و تنها سوئیچ  $S_6$  در بازه‌ی هرزگردی در مسیر جریان قرار دارد. شکل ۳ ث)



(الف)



(ب)



(پ)

## ۴. کنترل پیشنهادی

برای کنترل جریان تزریقی اینورتر پیشنهاد شده در این مقاله، کنترلر dead beat استفاده شده است. این کنترلر که علی‌رغم اینکه ساختاری ساده دارد، اما در عین حال بسیار سریع است و پاسخ آن به تغییرات ناگهانی ولتاژ شبکه بسیار مناسب است. دیگر ویژگی مهم این کنترلر فرکانس ثابت آن در بازه‌های کلید زنی است. در همین راستا برای پیاده‌سازی این کنترلر، ابتدا روابط را به صورت زیر مینویسیم:

در بازه‌ای که سوئیچ‌ها روشن هستند، ولتاژ سلف  $(V_{Lg})$  را با استفاده از رابطه KVL و بر اساس ولتاژ منبع ورودی  $(V_{PV})$  و ولتاژ شبکه  $(V_g)$  به صورت زیر می‌توان نوشت:

$$V_{Lg} = L_g \frac{di_g}{dt} = V_{PV} - V_g \quad (1)$$

همچنین در بازه‌ای که سوئیچ‌ها خاموش هستند، ولتاژ سلف نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$V_{Lg} = L_g \frac{di_g}{dt} = -V_g \quad (2)$$

بنابراین شیب جریان سلف فیلتر خروجی اینورتر که باید کنترل شود را می‌توان توسط رابطه زیر بیان کرد:

$$\begin{cases} \gamma_{on,inv} = \frac{di_g}{dt} = \frac{V_{PV} - V_g}{L_g} \\ \gamma_{off,inv} = \frac{dv_{dc1}}{dt} = \frac{-V_g}{L_g} \end{cases} \quad (3)$$

در ادامه نیز رابطه‌ای که جهت تخمین زدن جریان خروجی اینورتر استفاده می‌شود، توسط رابطه (۴) ارائه شده است:

$$i_g[t+1] = i_g[t] + \gamma_{on,AC} t_{on,AC} + \gamma_{off,AC} t_{off,AC} \quad (4)$$

با توجه به رابطه‌ی خطای جریان مبدل، می‌توان با استفاده از روابط (۵) و (۶) که  $t_{on}$  مدت زمان روشن ماندن سوئیچ‌ها را بیان می‌کند را به صورت زیر به دست آورد:

$$i_e = i_g^* - i_g[t+1] = i_g^* - i_g[t] - \gamma_{on,AC} t_{on,AC} - \gamma_{off,AC} t_{off,AC} = 0 \quad (5)$$

$$t_{on} = \frac{i_g^* - i_g[t] - \gamma_{off,AC} T_s}{\gamma_{on,AC} - \gamma_{off,AC}} \quad (6)$$

در نهایت نیز توسط رابطه (۷)، سیگنال کنترلی بهینه برای ارسال پالس‌های گیت به سوئیچ‌ها ارائه می‌شود.

$$D_{on,AC} = \frac{L_g(i_g^* - i_g[t]) - (-V_g)T_s}{(V_{PV})T_s} \quad (7)$$

## ۵. جریان ناشی مبدل پیشنهادی

مدار معادل مد مشترک مبدل پیشنهادی در شکل (۴) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود ولتاژ مشترک مبدل را می‌توان به صورت رابطه (۸) نوشت [۱۵]:

$$V_{CM} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} \quad (8)$$

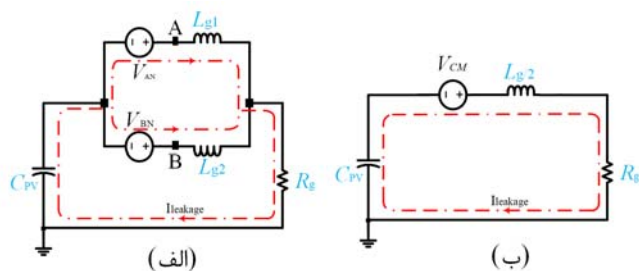
$V_{AN}$  و  $V_{BN}$  ولتاژ خروجی مبدل نسبت به زمین ( $N$ ) می‌باشند. همچنین رابطه ولتاژ مد تفاضلی نیز به صورت زیر نشان داده می‌شود:

$$V_{DM} = V_{AN} - V_{BN} \quad (9)$$

با ساده‌سازی مدار شکل ۵ (الف) به صورت شکل ۵ (ب) می‌توان مدار معادل مد مشترک مبدل پیشنهادی را به دست آورد. بنابراین ولتاژ مد مشترک کلی مبدل را می‌توان توسط رابطه زیر ارائه کرد:

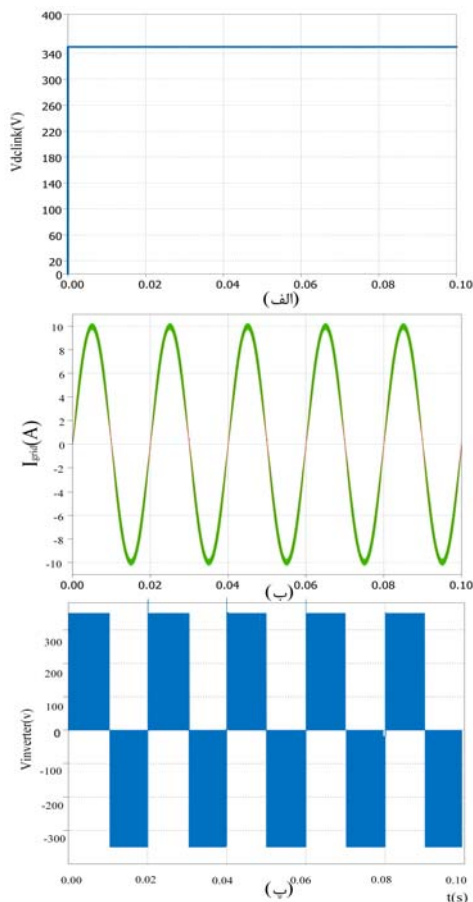
$$V_{CM,t} = V_{CM} + V_{DM} \times \left( \frac{L_{g1} - L_{g2}}{L_{g1} + L_{g2}} \right) \quad (10)$$

همان‌طور که توسط رابطه (۱۰) نشان داده شده، ولتاژ مد تفاضلی بر میزان ولتاژ مد مشترک تأثیر دارد. بنابراین با برابر قرار دادن مقدار سلف‌های فیلتر خروجی می‌توان اثر آن را حذف کرد. همچنین با جدا سازی شبکه از پل‌های فتولتائیک، می‌توان جریان ناشی را به مقدار زیادی کاهش داد و به مقدار استاندارد تعیین شده رساند.



شکل ۵: مدار معادل مد مشترک مبدل پیشنهادی

زمان نمونه برداری استفاده شده در شبیه سازی‌های انجام شده دو برابر فرکانس کلید زنی سوئیچ‌های قدرت در نظر گرفته شده است. ولتاژ ورودی و همچنین جریان و ولتاژ خروجی اینورتر پیشنهادی نیز در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل ۶: الف) ولتاژ ورودی اینورتر ب) شکل موج جریان خروجی اینورتر پ) ولتاژ خروجی اینورتر

طیف فرکانسی جریان خروجی مبدل نیز در شکل ۷ الف) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود مؤلفه‌های هارمونیک جریان شبکه به فرکانس کلید زنی منتقل شده‌اند THD جریان به ۱,۴٪ رسیده است که با توجه به استانداردهای تعیین شده در محدوده‌ی مناسبی قرار دارد.

علاوه بر این برای تعیین جریان ناشی مبدل پیشنهادی، خازن پارازیتی با ظرفیت ۲۰۰ nF و مقاومت استاندارد زمین ۲ اهم را بین آرایه فتوولتائیک و زمین قرار می‌دهیم. شکل موج جریان ناشی مبدل پیشنهادی نیز در شکل ۷ ب) ارائه شده است.

## ۶. طراحی المان‌های مبدل پیشنهادی

در این قسمت المان‌های مبدل با توجه به روابط و همچنین شرایط مورد نظر طراحی میشوند.

خازن لینک DC در راستای تثبیت ولتاژ ورودی اینورتر استفاده می‌شود. طراحی این المان معمولاً بر مبنای میزان ریپل ولتاژ ورودی ( $\Delta V_{dc-link}$ )، توان خروجی مبدل ( $P_{out}$ )، کمترین مقدار ولتاژی که بر روی خازن ورودی می‌افتد و فرکانس زاویه‌ای شبکه ( $\omega_g$ ) توسط رابطه (۱۱) ارائه می‌شود:

$$C_{DC-link} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \Delta V_{dc-link} \cdot V_{PV-min} \cdot \omega_g} \quad (11)$$

در رابطه‌ی (۱۱) درصد ریپل قابل قبول ولتاژ لینک DC نیز ۲۰٪ در نظر گرفته شده است [16].

مقدار سلف‌های خروجی فیلتر اینورتر نیز از رابطه (۱۲) به دست می‌آید:

$$L_g \leq \frac{(V_{PV} - V_g) V_g}{2 \cdot f_{sw} \cdot \Delta I_{L_g} V_{PV}} \quad (12)$$

در این رابطه میزان ریپل جریان خروجی برابر با ۱۰٪ در نظر گرفته شده است. دیگر پارامترهای رابطه‌ی (۱۲) نیز در روابط قبل معرفی شده‌اند.

## ۷. نتایج شبیه سازی

ساختار پیشنهادی ارائه شده در این مقاله که توسط سلف‌های خروجی به شبکه متصل شده است، توسط کنترلر پیشنهادی کنترل شده و جریانی با THD مطابق با استانداردهای تعیین شده تزریق کرده است. پارامترهای بکار رفته در انجام شبیه سازی با نرم افزار PSIM نیز در جدول زیر آورده شده است.

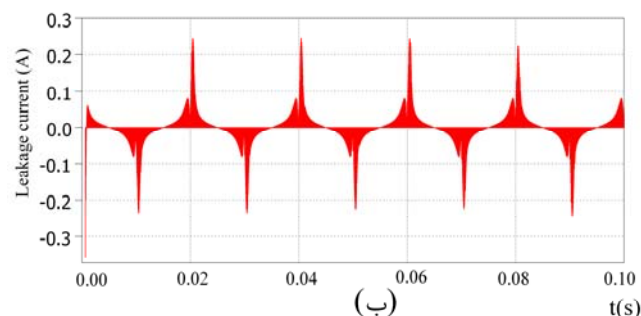
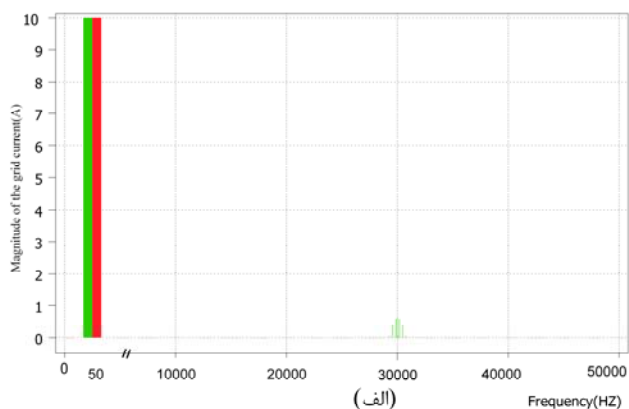
پارامتر	مقدار
ولتاژ ورودی	۲۵۰ V
ولتاژ شبکه	۲۲۰ V / ۵۰ Hz
فرکانس کلید زنی	۳۰ kHz
سلف فیلتر	۲*۱ MH
خازن لینک DC ورودی	۴۵۰ μF

## ۸. نتیجه گیری

در این مقاله ساختاری جدید از اینورترهای خورشیدی متصل به شبکه با بازده بالا جریان ناشی پایین ارائه شده است. کنترلر استفاده شده در این مقاله از نوع Dead beat است که دوره وظیفه‌ی بهینه را برای کنترل سوئیچ‌ها تولید می‌کند. مدولاسیون بکار گرفته شده در این مقاله از نوع مدولاسیون پهنای پالس سینوسی تک جهته است. در نهایت نیز نتایج شبیه سازی‌ها بر روی اینورتر تک فاز متصل به شبکه با توان ۲٫۵ کیلو وات انجام شده و نتایج آن نیز ارائه گردیده است. مقدار اعوجاج جریان خروجی اینورتر ۱٫۴٪ اندازه گیری شده و همچنین جریان ناشی نیز در محدوده‌ی مناسب قرار دارد که حاکی از عملکرد مناسب مبدل پیشنهادی و مدولاسیون بکار گرفته شده دارد.

## ۹. مراجع

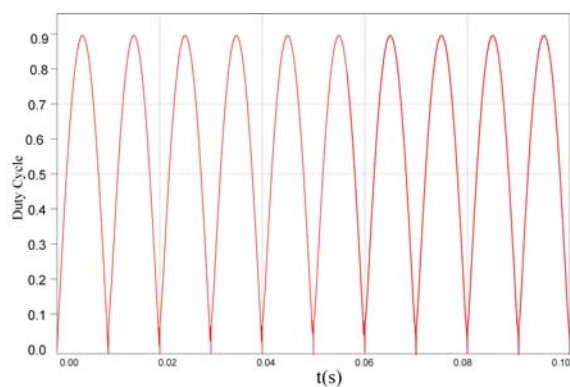
- [1] E. Lorenzani, C. Concarì, D. Barater, G. Franceschini, and G. Buticchi, "Recent advances in single-phase transformerless photovoltaic inverters," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, no. 2, pp. 260–273, 2016.
- [2] M. C. Cavalcanti, A. M. Farias, K. C. Oliveira, F. A. S. Neves, and J. L. Afonso, "Eliminating leakage currents in neutral point clamped inverters for photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 435–443, 2012.
- [3] J. F. Ardashir, M. Sabahi, S. H. Hosseini, F. Blaabjerg, E. Babaei, and G. B. Gharehpetian, "A Single-Phase Transformerless Inverter with Charge Pump Circuit Concept for Grid-Tied PV Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7, pp. 5403–5415, 2017.
- [4] B. Gu, J. Dominic, J. Lai, C. Chen, T. Labella, and B. Chen, "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2235–2245, 2013.
- [5] X. Guo *et al.*, "Leakage Current Suppression of Three-Phase Flying Capacitor PV Inverter With New Carrier Modulation and Logic Function," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 2127–2135, 2018.
- [6] C. Liu, Y. Wang, J. Cui, Y. Zhi, M. Liu, and G. Cai, "Transformerless Photovoltaic Inverter Based on Interleaving High-Frequency Legs Having Bidirectional Capability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1131–1142, 2016.
- [7] X. Huafeng, X. Shaojun, C. Yang, and H. Ruhai, "An Optimized Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 58, no. 5, pp. 1887–1895, 2011.
- [8] B. Yang, W. Li, Y. Gu, W. Cui, and X. He, "Improved Transformerless Inverter with Common-Mode Leakage Current Elimination for a Photovoltaic Grid-Connected Power System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 752–762, 2012.
- [9] J. Wang *et al.*, "An Improved Hybrid Modulation Method for the Single phase H6 Inverter with Reactive Power Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993, no. c, 2017.
- [10] B. Yang, W. Li, Y. Gu, W. Cui, and X. He, "Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system," *IEEE*



شکل ۷: الف) طیف فرکانسی جریان خروجی مبدل ب) جریان ناشی مبدل

مقدار مؤثر جریان ناشی مبدل پیشنهادی ۱۱ میلی آمپر است که با توجه به استاندارد VDE 0126-1-1 که مقدار مناسب جریان ناشی کمتر از ۳۰ میلی آمپر است، در محدوده‌ی مناسبی قرار دارد.

دوره وظیفه بهینه تولید شده توسط کنترلر نیز در شکل (۸) نشان داده است.



شکل ۷: سیگنال کنترلی تولید شده توسط کنترلر پیشنهادی

*Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 752–762, 2012.

- [11] T. F. Wu, C. L. Kuo, K. H. Sun, and H. C. Hsieh, “Combined unipolar and bipolar PWM for current distortion improvement during power compensation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1702–1709, 2014.
- [12] S. V. Araújo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, “Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 3118–3128, 2010.
- [13] T. Brückner, S. Bernet, and H. Guldner, “The active NPC converter and its loss-balancing control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, 2005.
- [14] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodríguez, G. Vázquez, and E. Aldabas, “A New high-efficiency single-phase transformerless PV inverter topology,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 184–191, 2011.
- [15] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.
- [16] H. Heydari-doostabad, M. Monfared, and S. Member, “An Integrated Interleaved Dual-Mode Time-Sharing Inverter for Single Phase Grid Tied Applications,” vol. 46, no. c, 2018.