

کاهش جریان نشتی در اینورتر فتوولتائیک بدون ترانسفورماتور سه فاز با استفاده از روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل تک‌برداری و دو‌برداری توأم با کمینه‌کردن THD و فرکانس کلیدزنی

محمد مرشدلو^۱، کارشناسی ارشد؛ رضا قاضی^۲، استاد

۱- دانشکده مهندسی - دانشگاه فردوسی مشهد - مشهد - ایران - morshedloom92@mail.um.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی - دانشگاه فردوسی مشهد - مشهد - ایران - rghazi@um.ac.ir

چکیده: امروزه، تقاضا برای سیستم فتوولتائیک به دلیل مزایای متعدد آن افزایش یافته است. در بسیاری از کاربردها، به منظور کاهش تلفات و در پی آن افزایش بازده، کاهش وزن و هزینه اینورتر، ترانسفورماتورها از اینورترهای فتوولتائیک متصل به شبکه حذف شده‌اند. در این شرایط به دلیل نبود مجزاسازی گالوانیکی، ولتاژ مد مشترک باعث جاری شدن جریان نشتی از طریق خازن پارازیتی می‌شود. جریان نشتی باعث افزایش تلفات، کاهش کیفیت جریان تزریقی به شبکه، ایجاد تداخل الکترومغناطیسی و مشکلات ایمنی فردی می‌شود.

بنابراین بایستی جریان نشتی را تا رسیدن به حدود تعریف شده در استاندارد VDE0126-1-1 محدود کرد. در مقاله پیش‌رو تلاش شده‌است تا با استفاده از دو روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری و کنترل پیش‌بین دو‌برداری این کار انجام شود. در این روش بدون به کارگیری هرگونه سخت‌افزار اضافی، علاوه بر کاهش جریان نشتی، فرکانس کلیدزنی و مقدار THD جریان شبکه نیز کاهش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی صحت عملکرد روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: جریان نشتی، اینورتر بدون ترانسفورماتور، کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل، ولتاژ مد مشترک.

Leakage current reduction in a Three-phase Transformerless photovoltaic inverter using the single-vector and double-vector model predictive control systems along with improved THD and switching Frequency

M. Morshedloo¹, MSc; R. Ghazi², Professor

1- Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, Email: morshedloom92@mail.um.ac.ir

2- Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, Email: rghazi@um.ac.ir

Abstract: Nowadays the demand for photovoltaic (PV) systems has greatly increased due to their various advantages. In many applications for the purposes of reducing losses, increasing the efficiency and having the lower size and weight the transformer has been removed from the grid connected PV systems. In such situations, due to the absence of the galvanic isolation, the common mode voltage becomes unstable leading to flow of leakage current through the parasitic capacitor. The leakage current increases losses, deteriorates the quality of injected currents, causes the electromagnetic interference and finally presents personal safety problems.

Therefore, it should be reduced to statutory limits which is defined by the VDE0126-1-1 standard. In the present paper attempts have been made to do so, using the single-vector and double-vector model predictive control (MPCs) systems. In this approach, without using any extra hardware not only the leakage current is reduced, but the switching frequency and the THD index are also simultaneously minimized. The simulation results confirm the superior performance of the proposed method over other valuable methods.

Keywords: Leakage current, transformerless inverter, predictive control method, common mode voltage.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۱۵

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۱۱/۲۱، ۱۳۹۸/۰۳/۱۱ و ۱۳۹۸/۰۵/۲۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۸/۲۱

نام نویسنده مسئول: رضا قاضی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - مشهد - میدان آزادی - دانشگاه فردوسی مشهد - دانشکده مهندسی - گروه مهندسی برق - صندوق پستی ۹۱۷۷۵-۱۱۱۱ - تلفن: ۰۵۱-۳۸۸۰۶۰۵۱

۱- مقدمه

امروزه در اینورترهای فتوولتائیک متصل به شبکه به منظور افزایش بازده، کاهش هزینه، ابعاد و وزن اینورتر سیستم از ساختارهای بدون ترانسفورماتور استفاده می‌شود. با وجود مزایای ذکر شده، حذف ترانسفورماتور موجب از بین رفتن مجزاسازی گالوانیکی و در نتیجه جاری شدن جریان ناشی می‌شود [۴-۱]. جریان ناشی باعث افزایش تلفات، کاهش کیفیت جریان تزریقی به شبکه، تداخل الکترومغناطیسی، عملکرد نادرست رله‌های حفاظتی، افزایش تلفات و به خصوص مشکلات مربوط به ایمنی فردی می‌شود [۵، ۶]. در نتیجه این جریان باید باتوجه به استاندارد VDE-0126-1-1 محدود شود [۷]. در این استاندارد برای کارکرد و اتصال دائم سیستم فتوولتائیک به شبکه حداکثر مقدار مؤثر جریان ناشی 300 (mA) تعیین شده است. در صورتی که مقدار مؤثر جریان ناشی از 300 (mA) بیش‌تر شود، باید در زمان معینی سیستم فتوولتائیک از شبکه قطع شود. جدول (۱) زمان قطع شدن اینورتر از شبکه به‌ازای جهش‌های مختلف جریان ناشی مطابق استاندارد مربوطه را نشان می‌دهد.

جدول ۱: مقدار جهش جریان ناشی و زمان قطع شدن آن طبق

استاندارد VDE0126-1-1

زمان قطع (s)	مقدار مؤثر جریان ناشی (mA)
۰/۳	۳۰
۰/۱۵	۶۰
۰/۰۴	۱۰۰

روش‌های مدولاسیون مرسوم همانند SVPWM^۱ و DPWM^۲ به دلیل جریان ناشی زیاد برای عملکردهای فتوولتائیک سه‌فاز متصل به شبکه مناسب نیستند. برای کاهش جریان ناشی تا سطح مجاز، چندین ساختار تبدیلی و روش مدولاسیون در سال‌های اخیر ارائه و پیشنهاد شده است. در [۸] ارتباط بین نقطه خنثی شبکه و نقطه میانی باس DC باعث می‌شود که ولتاژ ثابتی بر روی خازن پارازیتی بیفتد، در نتیجه جریان ناشی صفر می‌گردد. با این حال وجود اندوکتانس خط خنثی مؤلفه فرکانس بالایی در ولتاژ مد مشترک تولید می‌کند که باعث می‌شود تا جریان ناشی از مقدار استاندارد تجاوز نماید. لذا بسیار مهم است که خط خنثی دارای اندوکتانس کوچکی باشد.

روش‌های مدولاسیون برای کاهش جریان ناشی از قبیل AZPWM^3 [۹]، NSPWM^4 [۱۰] و RSPWM^5 [۱۱] اخیراً مطرح شده‌اند که در واقع نوع تکامل یافته مدولاسیون SVPWM می‌باشند.

در مرجع [۱۲] مقایسه‌ای بین این روش‌ها براساس پارامترهای مختلف انجام شده است. عیب اصلی این روش‌ها این است که به علت عدم استفاده از بردارهای صفر، ولتاژ خط-خط خروجی اینورتر دوسطحی می‌شود؛ که باعث افزایش استرس ولتاژ بر روی سلف‌های خروجی و افزایش ریزپل جریان خروجی می‌شود؛ در نتیجه به فیلتر خروجی بزرگ‌تری نیاز دارد.

معمولاً در این روش‌ها بردار صفر با استفاده از بردارهای فعال ایجاد می‌شود که موجب افزایش تعداد کلیدزنی و تلفات می‌شود. روش دیگر برای کاهش جریان ناشی، قطع سیستم فتوولتائیک از شبکه در هنگام اعمال بردار صفر می‌باشد. در مرجع [۱۳] از ساختار H7 با مدولاسیون MDPWM^۶ برای کاهش جریان ناشی استفاده شده است که در آن به کمک کلید تعبیه شده، سیستم به هنگام اعمال یکی از بردارهای صفر از شبکه قطع می‌شود. عیب این ساختار علاوه بر وجود وقفه، دارای یک کلید اضافی نسبت به ساختار اینورتر تمام‌پل می‌باشد که موجب افزایش تلفات کلیدزنی و هزینه سیستم می‌شود. در مرجع [۱۴] از ساختار H8 برای کاهش جریان ناشی استفاده شده است. در این ساختار هر دو بردار صفر از کلیدزنی اینورتر حذف می‌گردند. در نتیجه به دلیل داشتن دو کلید بیشتر نسبت به ساختار تمام‌پل، هزینه افزایش و بازده کاهش می‌یابد.

در مرجع [۱۵] اینورتر به دو بخش تنظیم شده است که یکی برای تنظیم نمودن بردارهای صفر و دیگری برای تنظیم نمودن بردارهای فعال می‌باشد. با این کار یک عملکرد مناسب در مورد کاهش ولتاژ مد مشترک به دست آمده است. عیب اصلی این ساختار تعداد زیاد کلیدها می‌باشد که باعث می‌شود تا بازده اینورتر نسبت به ساختار تمام‌پل سه‌فاز کاهش یابد. در مرجع [۱۶] از اینورتر با ساختار T-type و روش مدولاسیون خاصی برای سیستم فتوولتائیک استفاده شده تا جریان ناشی را کاهش دهد.

در مرجع [۱۷] از ساختار ZSI_D برای کاهش جریان ناشی استفاده شده است. عیب این ساختار تعداد زیاد عناصر فعال می‌باشد. همچنین تعداد حالات کلیدزنی نسبت به ساختار تمام‌پل بسیار بیش‌تر می‌باشد.

در مرجع [۱۸] روش مدولاسیونی با استفاده از تابع منطقی در اینورتر ۴ پایه سه‌فاز ارائه شده است. در این حالت مقدار ولتاژ مد مشترک ثابت و برابر با $V_{dc}/2$ می‌باشد. در نتیجه دامنه جریان ناشی صفر می‌شود.

در مرجع [۱۹] افزودن کلید به اینورتر تمام‌پل سه‌فاز باعث کاهش نوسانات ولتاژ مد مشترک شده، که تا حدودی موجب کاهش جریان ناشی می‌شود. همچنین در این مرجع با افزودن مدار NPC به ساختار تمام‌پل می‌توان دامنه ولتاژ مد مشترک را نیز کاهش بیشتری داد. مزیت این روش نسبت به ساختار NPC، تعداد عناصر کمتر است که موجب کاهش تلفات می‌شود. لیکن در هر دو ساختار افزودن کلیدها باعث افزایش هزینه و تلفات نسبت به ساختار تمام‌پل شده است.

در مرجع [۲۰] با اضافه نمودن کلیدی به ساختار اینورتر تمام‌پل منبع جریان (CSI^۷) و استفاده از روش مدولاسیون SVM جدید، دامنه جریان ناشی کاهش داده شده است. در این مرجع به منظور ایجاد بردار صفر، از دو بردار فعال استفاده شده است.

در مرجع [۲۱] از روش SVM اصلاح شده بر مبنای تحلیل تبدیل فوریه برای کاهش جریان ناشی در ساختار qZSI^۸ استفاده شده است.

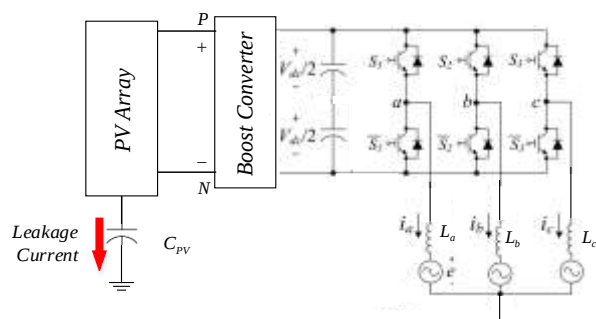
از قبیل نوع مازول فتوولتائیک و ساختار قاب، چینش سلول‌ها و فاصله بین آن‌ها در مازول، شرایط آب‌وهوایی، رطوبت و گرد و غبار روی مازول خورشیدی بستگی دارد و در طول زمان بهره‌برداری می‌تواند تغییر کند [۲۴]. در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه بدون ترانسفورماتور، سیستم فتوولتائیک مستقیماً به شبکه متصل شده‌است. در این سیستم‌ها رفتار جریان ناشی به‌شدت به ساختار اینورتر و روش مدولاسیون مربوطه وابسته می‌باشد. بنابراین استفاده‌نمودن از مدل مد مشترک ابزاری مفید برای درک چگونگی ایجاد جریان ناشی در سیستم فتوولتائیک می‌باشد. در سیستم‌های سه‌فاز مدل مد مشترک با استفاده از دو فاز تحلیل و بررسی می‌شود که دارای سه حالت می‌باشند: حالت اول ناشی از فاز a، b، c، حالت دوم ناشی از فاز b، c، حالت سوم ناشی از فاز a، c در این جا محاسبات برای حالت اول نشان داده شده است. حالات دوم و سوم نیز مشابه حالت اول به دست می‌آیند. شکل (۳) مدل ساده‌شده ولتاژ مد مشترک برای دو فاز a و b را نشان می‌دهد. در این مدل، ولتاژ مد مشترک (V_{CMV-ab}) و اندوکتانس معادل برای دو فاز a و b، از رابطه (۱) به دست می‌آید:

$$V_{cm-ab} = \frac{V_{aN} + V_{bN}}{2} \quad (1)$$

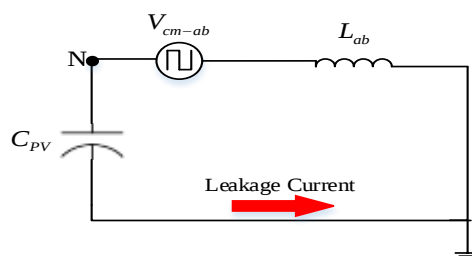
$$L_{ab} = L_a \parallel L_b$$

ولتاژ مد مشترک نهایی به‌عنوان تابعی از الگوی کلیدزنی از رابطه (۲) به دست می‌آید:

$$V_{cm} = \frac{V_{cm-ab} + V_{cm-bc} + V_{cm-ca}}{3} = \frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3} \quad (2)$$



شکل ۱. طرح شماتیک سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه



شکل ۲. مدل مد مشترک ساده‌شده بین دو فاز a و b

تغییرات ولتاژ مد مشترک موجب شارژ و دشارژ خازن پارازیتی C_{PV} می‌شود.

در این مرجع مؤلفه‌های فرکانس بالای ولتاژ مد مشترک با استفاده از روش مدولاسیون کاهش داده شده‌است.

در مرجع [۲۲] از سیستم کنترل پیش‌بین براساس مدل فضای حالت جهت تولید پالس‌های کلیدزنی مناسب برای اینورتر سه‌فاز UPS استفاده شده‌است. هم‌چنین در مرجع [۲۳] از روش کنترل پیش‌بین به منظور کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو در راستای بهبود پایداری یک سیستم قدرت با وجود منابع انرژی تجدیدپذیر استفاده شده‌است. در مقاله حاضر از روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل برای کاهش جریان ناشی، کمینه‌سازی THD و تعداد کلیدزنی در سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه استفاده شده است که نسبت به کارهای قبلی در این زمینه دارای نوآوری‌های زیر می‌باشد:

- در روش‌هایی که با تغییر ساختار و ارائه مدولاسیون جدید سعی در کاهش جریان ناشی داشته‌اند، با اضافه‌نمودن سخت‌افزار و کلید سعی در کاهش این جریان نموده‌اند. این روش‌ها باعث افزایش هزینه می‌شوند، لیکن در روش ارائه‌شده در این مقاله ساختار اینورتر تغییری نمی‌کند.
- در روش‌هایی که بر روی مدولاسیون متمرکز شده‌اند، با افزایش تعداد تغییرات کلیدزنی در زمان نمونه‌برداری، جریان ناشی کاهش می‌یابد، که این خود نیز باعث افزایش تلفات کلیدزنی و کاهش بازده می‌گردد. اما در روش پیشنهادی با افزودن ترم تغییرات کلیدزنی به تابع هزینه، می‌توان تعداد کلیدزنی را بیشتر کاهش داد.
- اکثر مقالات با حذف بردار صفر جریان ناشی را کاهش می‌دهند. لیکن در این مقاله نشان داده شده‌است که روش مؤثرتر برای کاهش جریان ناشی، کمینه ساختن تغییرات ولتاژ مد مشترک می‌باشد. به دلیل متغیربودن ظرفیت خازن پارازیتی می‌توان با انتخاب مناسب ضریب وزنی مربوطه، همواره جریان ناشی را در محدوده مجاز نگاه داشت. در مقاله حاضر این روش در ساختار تمام‌پل استفاده شده‌است.

مقاله به صورت زیر تنظیم شده‌است: در بخش دوم به بررسی عوامل مؤثر در جریان ناشی پرداخته شده‌است. بخش سوم روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری و دوبرداری معرفی شده‌است. در بخش چهارم روش‌های پیشنهادی در زمینه کاهش جریان ناشی، کمینه‌سازی THD و فرکانس کلیدزنی بیان شده است. بخش پنجم به نتایج شبیه‌سازی اختصاص داده شده‌است. در بخش پایانی جمع‌بندی و نتیجه‌گیری ارائه شده‌است.

۲- مدل مد مشترک سیستم سه‌فاز بدون ترانسفورماتور

شکل (۱) طرح شماتیک سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه سه‌فاز بدون ترانسفورماتور با استفاده از ساختار اینورتر تمام‌پل را نشان می‌دهد. در این شکل C_{PV} ، خازن پارازیتی تشکیل‌شده بین آرایه فتوولتائیک و زمین می‌باشد. ظرفیت خازن پارازیتی به عوامل مختلفی

شکل ۴. بردارهای ولتاژ تولیدشده توسط اینورترهای منبع ولتاژ [۲۷]
 دینامیک (مشق) جریان بار توسط تقریب اوپلر پیشرو می‌تواند
 جایگزین گردد که در حالت گسسته با رابطه (۷) بیان می‌شود:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i((k+1)T_s) - i(kT_s)}{T_s} \quad (7)$$

با ترکیب نمودن دو معادله (۶) و (۷) عبارتی که امکان پیش‌بینی
 جریان بار آینده در زمان $k+1$ برای هر یک از ۸ بردار V^k که توسط
 اینورتر ایجاد شده است را فراهم کند، به دست می‌آید که از رابطه (۸)
 به دست می‌آید:

$$i((k+1)T_s) = i(kT_s) + \frac{T_s}{L} [v^k - Ri(kT_s) - e(kT_s)] \quad (8)$$

هم‌چنین جریان مرجع در لحظه نمونه‌برداری بعدی با استفاده از
 رابطه (۹) به دست می‌آید:

$$i^*(k+1)T_s = 3i^*(kT_s) - 3i^*((k-1)T_s) + i^*((k-2)T_s) \quad (9)$$

چون فرکانس ولتاژ شبکه بسیار کمتر از فرکانس نمونه‌برداری
 است، بردار ولتاژ شبکه در لحظه نمونه‌برداری بعدی با بردار ولتاژ شبکه
 پیش‌بینی‌شده فعلی، برابر در نظر گرفته شده و به‌صورت زیر تخمین
 زده می‌شود:

$$e((k+1)T_s) \approx \hat{e}(kT_s) \quad (10)$$

$$\hat{e}(kT_s) = v^k - Ri(kT_s) - \frac{L}{T_s} [i(k+1)T_s - i(kT_s)] \quad (11)$$

که L اندوکتانس و R رلوکتانس شبکه می‌باشد.

اگر زمان محاسبه در مقایسه با زمان نمونه‌برداری قابل توجه باشد،
 تأخیری بین لحظه‌ای که جریان‌ها اندازه‌گیری شده و لحظه استفاده از
 حالت کلیدزنی جدید وجود خواهد داشت. در طول بازه بین این دو
 لحظه استفاده از حالت کلیدزنی قبلی ادامه خواهد یافت. یک روش
 ساده برای جبران‌سازی این تأخیر، در نظر گرفتن زمان محاسبه و اعمال
 حالت کلیدزنی انتخاب‌شده پس از لحظه نمونه‌برداری بعدی است که
 بدین منظور بایستی افق کنترل به اندازه دو نمونه انتخاب شود [۲۶].

تابع هزینه حاصل به‌صورت رابطه (۱۲) بیان می‌شود:

$$g = (i_a^*((k+2)T_s) - i_a^*((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta^*((k+2)T_s))^2 \quad (12)$$

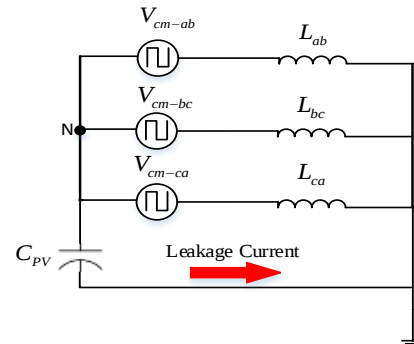
که $i_a^*((k+2)T_s)$ ، $i_\beta^*((k+2)T_s)$ ، $i_\alpha^*((k+2)T_s)$ بخش‌های حقیقی و موهومی جریان‌های مرجع و
 جریان‌های پیش‌بینی‌شده برای دو لحظه نمونه‌برداری بعدی می‌باشد.

تنها یک بردار ولتاژ بهینه در هر زمان نمونه‌برداری تعیین می‌شود و در
 زمان نمونه‌برداری بعدی اعمال می‌شود تا جریان بار به جریان مرجع در
 دو لحظه نمونه‌برداری بعدی برسد. جریان مرجع برای دو لحظه
 نمونه‌برداری بعدی مورد استفاده در تابع هزینه با استفاده از معادله
 لاگرانژ توسط رابطه (۱۳) به دست می‌آید:

$$i^*(k+2)T_s = 3i^*((k+1)T_s) - 3i^*(kT_s) + i^*((k-1)T_s) \quad (13)$$

چون تغییرات فرکانس ولتاژ شبکه بسیار کمتر از تغییرات فرکانس
 نمونه‌برداری می‌باشد، بردار ولتاژ شبکه پیش‌بینی‌شده به صورت رابطه
 (۱۴) محاسبه می‌شود:

درواقع تغییرات ولتاژ مد مشترک یک dv/dt روی خازن پارازیتی ایجاد
 کرده و باعث جاری شدن جریان نشتی می‌شود. مقدار این جریان نشتی
 به ظرفیت خازن پارازیتی، دامنه و فرکانس ولتاژی که روی خازن
 پارازیتی می‌افتد، بستگی دارد.



شکل ۳. مدل مد مشترک ساده‌شده برای سیستم سه‌فاز

۳- روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری و دوبرداری مرسوم برای اینورترهای منبع ولتاژ

۳-۱- روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری

در اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز، هر کلید شامل IGBT و دیود هرزگردی
 می‌باشد (شکل ۱). بردار ولتاژ اعمال شده به بار توسط اینورتر منبع
 ولتاژ سه‌فاز در قاب ساکن $\alpha\beta$ توسط رابطه (۳) بیان می‌شود:

$$V = \frac{2}{3}(V_{aN} + aV_{bN} + a^2V_{cN}) \quad (3)$$

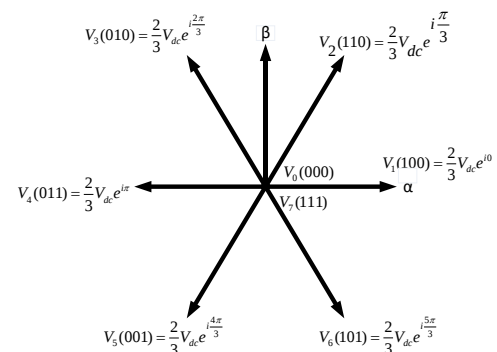
در رابطه بالا $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ می‌باشد. هم‌چنین بردار ولتاژ و جریان شبکه
 نیز از روابط زیر به دست می‌آید:

$$i = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (4)$$

$$e = \frac{2}{3}(e_a + ae_b + a^2e_c) \quad (5)$$

۸ بردار ولتاژ شامل ۶ بردار فعال و دو بردار صفر، که در شکل (۴)
 نشان داده شده این امکان را فراهم می‌سازد تا اینورترهای منبع ولتاژی
 (VSI) جریان‌های بار را تنظیم نمایند [۲۵]. دینامیک‌های جریان بار
 VSIها با بار سلفی-مقاومتی-فعال، (RLe) در فرم بردار فضایی با رابطه
 (۶) بیان می‌شود:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + e \quad (6)$$



که $e_{1m} = i_m^*((k+1)T_s) - i_m((k+1)T_s)$ ، $e_{2m} = i_m^*((k+2)T_s) - i_m((k+1)T_s)$ و $V_{dm} = V_{1m}^{k+1} - V_{2m}^{k+1}$ ، $V_{Lm} = V_{1m}^{k+1} - Ri_m((k+1)T_s) - \hat{e}(kT_s)$ است. همچنین جریان مرجع در نقطه عطف از رابطه (۲۲) دست می آید:

$$i^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) = i^*((k+1)T_s) + \frac{T_1^{k+1}}{T_s} (i^*((k+2)T_s) - i^*((k+1)T_s)) \quad (22)$$

توجه شود که در صورتی که T_1^{k+1} در بازه $(0, T_s)$ قرار گیرد از دو بردار برای کلیدزنی استفاده می شود؛ در غیر این صورت $T_1^{k+1} = T_s$ بوده و تنها با بردار V_1^{k+1} کلیدزنی انجام شده است [۲۹، ۳۰].

۴- روش های مدولاسیون پیشنهادی

به منظور کاهش جریان نشتی در ضمن کمینه سازی THD و فرکانس کلیدزنی دو تابع هدف به صورت زیر پیشنهاد می گردد:

۴-۱- روش پیشنهادی کنترل پیش بین تک برداری

همان طور که قبلاً بیان شد، دامنه جریان نشتی به ظرفیت خازن پارازیتی C_{PV} و dv/dt که بر روی خازن پارازیتی می افتد، بستگی دارد که توسط رابطه (۲۳) به دست می آید:

$$I_c = C_{PV} \frac{dV_{cm}}{dt} \quad (23)$$

با استفاده از رابطه اوپلر، در حالت گسسته با زمان، رابطه (۲۳) به فرم رابطه (۲۴) بیان می شود:

$$I_c = C_{PV} \frac{V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s)}{T_s} \quad (24)$$

مطابق با رابطه (۲۴) یکی از روش های کاهش جریان نشتی، کاهش دامنه ولتاژ مد مشترک می باشد. بنابراین با افزودن ترم ولتاژ مد مشترک به تابع هزینه و تنظیم ضریب وزنی مربوطه تا حدودی دامنه جریان نشتی کاهش می یابد (در واقع با این کار حالت های صفر از کلیدزنی حذف می شوند). در نتیجه تابع هزینه حاصل به صورت زیر بیان می شود:

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + \lambda_1 (V_{cm}((k+1)T_s))^2 \quad (25)$$

در معادله (۲۵)، λ_1 ضریب مربوط به کاهش دامنه ولتاژ مد مشترک می باشد. این روش تا حدودی بر روی کاهش دامنه جریان نشتی تأثیرگذار است. لیکن روش مؤثرتر برای کاهش جریان نشتی، کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک می باشد. با افزودن این ترم به تابع هزینه جریان نشتی کاهش بیشتری یافته و با انتخاب ضریب وزنی مناسب همواره در محدوده استاندارد VDE0126-1-1 قرار می گیرد. در نتیجه تابع هزینه نهایی به صورت رابطه (۲۶) بیان می گردد:

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + \lambda_2 (V_{cm}((k+2)T_s) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 \quad (26)$$

در معادله (۲۶)، ضریب وزنی λ_2 مربوط به کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک می باشد.

$$e((k+1)T_s) \approx \hat{e}(kT_s) = v^k - Ri(kT_s) - \frac{L}{T_s} [i((k+1)T_s) - i(kT_s)] \quad (14)$$

۳-۲- روش کنترل پیش بین دو برداری

در روش ارائه شده، زمان نمونه برداری به دو قسمت تقسیم می شود که بسته به بردارهای ولتاژ انتخابی در زمان نمونه برداری مقدارش تغییر نموده و با رابطه زیر بیان می شود:

$$T_1^k + T_2^k = T_s \quad (15)$$

که T_1^k فاصله زمانی اعمال بردار v_1^k و T_2^k فاصله زمانی مربوط به اعمال بردار v_2^k در زمان نمونه برداری kT_s می باشد. جریان بار در لحظه نمونه برداری بعدی به صورت رابطه (۱۶) نوشته می شود:

$$i((k+1)T_s) = i(kT_s) + \frac{T_1^k}{L} [v_1^k - Ri(kT_s) - e(kT_s)] \quad (16)$$

$$+ \frac{T_2^k}{L} [v_2^k - Ri(kT_s + T_1^k) - e(kT_s + T_1^k)]$$

چون فرکانس ولتاژ شبکه بسیار کمتر از فرکانس نمونه برداری می باشد، می توان بردارهای ولتاژ شبکه در نقطه عطف را نیز براساس رابطه زیر به دست آورد:

$$e(kT_s) \approx e(kT_s + T_1^k) \quad (17)$$

می توان تخمین زد که بردار ولتاژ شبکه در لحظه نمونه برداری kT_s با بردار ولتاژ در لحظه نمونه برداری $(k-1)T_s$ برابر است:

$$e(kT_s) \approx \hat{e}((k-1)T_s) = \frac{T_1^{k-1}}{T_s} [v_1^{k-1} - Ri((k-1)T_s)] \quad (18)$$

$$+ \frac{T_2^{k-1}}{T_s} [v_2^{k-1} - Ri((k-1)T_s + T_1^{k-1})] - \frac{L}{T_s} [i(kT_s) - i((k-1)T_s)]$$

که $\hat{e}$ ، بردار ولتاژ تخمین زده شده می باشد.

بردارهای ولتاژ v_1^{k+1} و v_2^{k+1} می توانند مقادیر شکل (۴) را تولید نمایند. بنابراین ۶۴ حالت دو برداری به وجود می آید. دو بردار انتخاب شده در هر زمان نمونه برداری اعمال می شوند تا جریان بار، جریان مرجع را در زمان نمونه برداری بعدی دنبال نماید [۲۷، ۲۸].

مطابق با دلیل بیان شده در روش کنترل پیش بین تک برداری در این روش نیز برای جبران سازی تأخیر افق کنترل را نیز به اندازه دو نمونه انتخاب می شود. تابع هزینه حاصل به فرم معادله (۱۹) بیان می شود:

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + (i_\alpha^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\alpha((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_\beta^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\beta((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 \quad (19)$$

همچنین زمان های اعمالی بردارهای ولتاژ از روابط زیر به دست می آید:

$$\frac{\partial g}{\partial T_1^{k+1}} = 0 \quad (20)$$

$$T_1^{k+1} = \frac{V_{da}[Le_{2\alpha} + T_s(V_{da} - V_{La}) + V_{da}[Le_{2\beta} + T_s(V_{d\beta} - V_{L\beta})] - Le_{1\alpha}(\frac{L}{T_s}i_{da}^* - V_{La}) + e_{1\beta}(\frac{L}{T_s}i_{d\beta}^* - V_{L\beta})]}{(V_{da})^2 + (V_{d\beta})^2 + (\frac{L}{T_s}i_{da}^* - V_{La})^2 + (\frac{L}{T_s}i_{d\beta}^* - V_{L\beta})^2}$$

$$T_2^{k+1} = T_s - T_1^{k+1} \quad (21)$$

دو بردار در هر زمان نمونه برداری می‌توان بدون افزودن ترم ولتاژ مد مشترک به تابع هزینه و حذف بردارهای صفر از حالات کلیدزنی دامنه ولتاژ مد مشترک را کاهش داد. این روش تا حدودی در کاهش جریان ناشی تأثیرگذار است. در واقع در این حالت تابع هزینه به صورت رابطه (۱۹) خواهد بود. همان‌طور که در رابطه (۲۳) اشاره شد، تغییرات ولتاژ مد مشترک یک dv/dt روی خازن پارازیتی ایجاد کرده، که در حالت گسسته رابطه (۲۳) بسته به انتخاب بردار V_1^k و V_2^{k+1} به صورت روابط زیر بیان می‌شود:

$$I_c = C_{pv} \frac{V_{cm}(kT_s + t_1^k) - V_{cm}(kT_s)}{t_1^k} \quad (۳۳)$$

$$I_c = C_{pv} \frac{V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s + t_1^k)}{t_2^k} \quad (۳۴)$$

همان‌طور که قبلاً بیان شد دامنه جریان ناشی به تغییرات ولتاژ مد مشترک و ظرفیت خازن پارازیتی بستگی دارد. از طرفی به دلیل متغیر بودن ظرفیت خازن پارازیتی، می‌توان با کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک دامنه جریان ناشی را طوری کاهش داد که همواره در محدوده استاندارد ۱-۱۲۶-۱۰۱۲۶ قرار گیرد. این کار را می‌توان با افزودن ترم تغییرات ولتاژ مد مشترک به تابع هزینه انجام داد. در نتیجه بسته به زمان t_1^k و t_1^{k+1} تابع هزینه نهایی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\text{اگر } 0 \leq t_1^k \leq T_s \text{ و } 0 \leq t_1^{k+1} \leq T_s$$

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + (i_\alpha^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\alpha((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_\beta^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\beta((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + \lambda_1((V_{cm}((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + (V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s + T_1^k))^2) \quad (۳۵)$$

$$\text{اگر } t_1^k = T_s \text{ و } 0 \leq t_1^{k+1} \leq T_s$$

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + (i_\alpha^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\alpha((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_\beta^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\beta((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + \lambda_1((V_{cm}((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + (V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s))^2) \quad (۳۶)$$

$$\text{اگر } 0 \leq t_1^k \leq T_s \text{ و } t_1^{k+1} = T_s$$

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + (i_\alpha^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\alpha((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_\beta^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\beta((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + \lambda_1(V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s + T_1^k))^2 \quad (۳۷)$$

$$\text{اگر } t_1^k = T_s \text{ و } t_1^{k+1} = T_s$$

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + (i_\alpha^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\alpha((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_\beta^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_\beta((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + \lambda_1(V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s))^2 \quad (۳۸)$$

همان‌طور که قبلاً نیز در مورد کنترل پیش‌بین تک‌برداری گفته شد، یکی از روش‌های مؤثر برای افزایش بازده در سیستم‌های فتوولتائیک، کاهش تلفات کلیدزنی می‌باشد. برای کاهش تلفات کلیدزنی می‌توان تعداد کموتاسیون‌ها در کلیدهای قدرت را کاهش داد. برای کاهش تعداد کموتاسیون‌ها بایستی ضریب وزنی تعداد کلیدزنی را نیز به تابع هزینه افزود.

مطابق با رابطه (۲۴)، می‌توان با اعمال هر دو ضریب وزنی تغییرات ولتاژ مد مشترک و دامنه ولتاژ مد مشترک به تابع هزینه هم جریان ناشی را کاهش داد. در این صورت تابع هزینه به صورت رابطه زیر بیان می‌شود:

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + \lambda_1(V_{cm}((k+1)T_s))^2 + \lambda_2(V_{cm}((k+2)T_s) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 \quad (۲۷)$$

در مبدل‌های قدرت یکی از ملاک‌های اصلی برای کاهش تلفات کلیدزنی تلاش کنترلی فرکانس کلیدزنی است. در کاربردهای بسیاری مهم است که تعداد کموتاسیون کلیدهای قدرت را کنترل و یا محدود نمود.

گرچه افزودن ترم تغییرات ولتاژ مد مشترک به تابع هزینه تا حدودی در کاهش فرکانس کلیدزنی و در نتیجه کاهش تلفات کلیدزنی مؤثر است. به‌منظور در نظر گرفتن مستقیم کاهش تعداد کموتاسیون‌ها در تابع هزینه، یک روش ساده گنجانیدن بخشی در آن است که تعداد کلیدهایی را که در حالت $S(k+1)$ نسبت به حالت کلیدزنی قبلی $S(k)$ تغییر می‌نماید، پوشش دهد. تابع هزینه حاصل به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$g = (i_\alpha^*((k+2)T_s) - i_\alpha((k+2)T_s))^2 + (i_\beta^*((k+2)T_s) - i_\beta((k+2)T_s))^2 + \lambda_1(V_{cm}((k+1)T_s))^2 + \lambda_2(V_{cm}((k+2)T_s) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + \lambda_3(n)^2 \quad (۲۸)$$

که در آن n تعداد تغییرات کلیدزنی است که زمانی که کلید S اعمال می‌شود، می‌باشد. اگر بردار S به صورت زیر تعریف شود:

$$S = (S_1, S_2, \dots, S_N) \quad (۳۰)$$

که حالت یک کلید را بیان می‌کند که دارای دو وضعیت صفر و یک است. آنگاه تعداد کلیدهایی که از $S_X(k)$ به $S_X(k+1)$ تغییر می‌کند، عبارت است از:

$$n = \sum_{x=1}^N |S_X((k+1)T_s) - S_X(kT_s)| \quad (۳۱)$$

با در نظر گرفتن این‌طور تر منبع ولتاژ سه‌فازی بردار حالت کلیدزنی $S = (S_a, S_b, S_c)$ حالت کلیدزنی پایه هر این‌ورتر را تعریف می‌کند. آنگاه تعداد کلیدهایی که از زمان k تا زمان $k+1$ تغییر می‌کند عبارتست از:

$$n = \sum_{x=1}^N |S_a((k+1)T_s) - S_a(kT_s)| + |S_b((k+1)T_s) - S_b(kT_s)| + |S_c((k+1)T_s) - S_c(kT_s)| \quad (۳۲)$$

در آخر این‌که با اعمال این ترم نیز به تابع هزینه و برقراری مصالحه‌ای بین قیود دامنه ولتاژ مد مشترک، تغییرات آن و تعداد کلیدزنی، می‌توان همواره هم مقدار مؤثر جریان ناشی و هم THD را در محدوده مجاز خود نگه داشت؛ ضمن این‌که تلفات کلیدزنی را نیز می‌توان کاهش داد.

۴-۲- روش پیشنهادی کنترل پیش‌بین دوبرداری

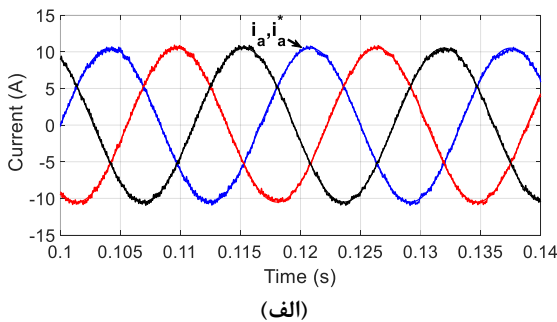
یکی از روش‌های کاهش جریان ناشی حذف بردارهای صفر از کلیدزنی می‌باشد. پس در روش کنترل پیش‌بین دو برداری حالات کلیدزنی ما از ۶۴ حالت به ۳۶ حالت کاهش می‌یابد. در این حالت به دلیل استفاده از

ولتاژ مد مشترک نسبت به شکل (۵-ب) کاهش می‌یابد (شکل ۶-ب). پس باید دامنه جریان ناشی کاهش یابد (شکل ۶-ج). در نتیجه باعث

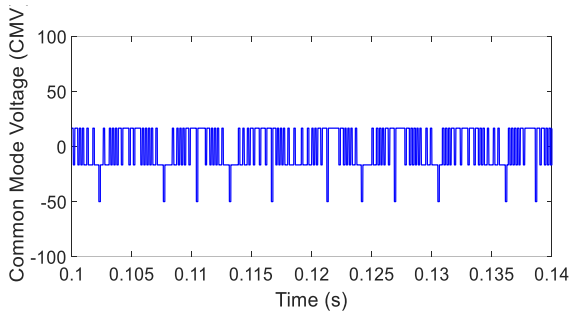
جدول ۱. مشخصات سیستم فتوولتائیک بدون ترانسفورماتور متصل به

شبکه

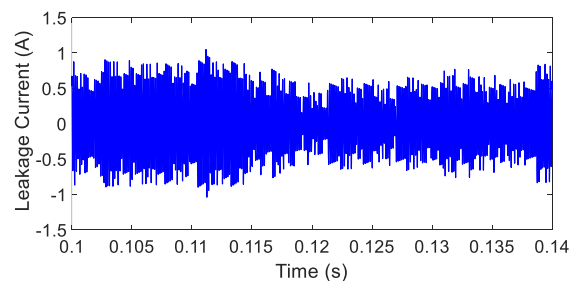
V_{dc}	۱۰۰ (V)
e	۲۰ (V)
R	۲/۵ (Ω)
L	۱۰ (mH)
C_{pv}	۱۶۰ (nF)
f_{ref}	۶۰ (Hz)
I_{ref}	۱۰/۵ (A)
T_{1s}	۱۲۵ (μs)
T_{2s}	۲۵۰ (μs)



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۵. نتایج شبیه‌سازی به‌ازای کنترل جریان شبکه در روش کنترل پیش‌بین تک‌بردار (الف): جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

در پایان با انجام مصالحه‌ای، بین تغییرات ولتاژ مد مشترک و THD جریان شبکه، بسته به اینکه اهمیت کدام ترم بیش‌تر است می‌توان پارامترهای جریان ناشی، تلفات کلیدزنی و THD جریان شبکه را در محدوده مجاز و قابل قبولی نگه داشت.

بسته به زمان t_1^k و t_1^{k+1} تابع هزینه نهایی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\text{اگر } 0 \leq t_1^k \leq T_s \text{ و } 0 \leq t_1^{k+1} \leq T_s$$

$$g = (i_{\alpha}^*((k+2)T_s) - i_{\alpha}((k+2)T_s))^2 + (i_{\beta}^*((k+2)T_s) - i_{\beta}((k+2)T_s))^2 + (i_{\alpha}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\alpha}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_{\beta}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1})^2 + \lambda_1(((V_{cm}(k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + (V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s + T_1^k))^2) + \lambda_2(\sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - S_x((k+1)T_s))^2 + \sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s) - S_x(kT_s + T_1^k))^2) \quad (39)$$

$$\text{اگر } t_1^k = T_s \text{ و } 0 \leq t_1^{k+1} \leq T_s$$

$$g = (i_{\alpha}^*((k+2)T_s) - i_{\alpha}((k+2)T_s))^2 + (i_{\beta}^*((k+2)T_s) - i_{\beta}((k+2)T_s))^2 + (i_{\alpha}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\alpha}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_{\beta}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1})^2 + \lambda_1(((V_{cm}(k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + (V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s))^2) + \lambda_2(\sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - S_x((k+1)T_s))^2 + \sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s) - S_x(kT_s))^2) \quad (40)$$

$$\text{اگر } 0 \leq t_1^k \leq T_s \text{ و } t_1^{k+1} = T_s$$

$$g = (i_{\alpha}^*((k+2)T_s) - i_{\alpha}((k+2)T_s))^2 + (i_{\beta}^*((k+2)T_s) - i_{\beta}((k+2)T_s))^2 + (i_{\alpha}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\alpha}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_{\beta}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1})^2 + \lambda_1(((V_{cm}(k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}((k+1)T_s))^2 + (V_{cm}((k+1)T_s) - V_{cm}(kT_s + T_1^k))^2) + \lambda_2(\sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - S_x((k+1)T_s))^2 + \sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s) - S_x(kT_s + T_1^k))^2) \quad (41)$$

$$\text{اگر } t_1^k = T_s \text{ و } t_1^{k+1} = T_s$$

$$g = (i_{\alpha}^*((k+2)T_s) - i_{\alpha}((k+2)T_s))^2 + (i_{\beta}^*((k+2)T_s) - i_{\beta}((k+2)T_s))^2 + (i_{\alpha}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\alpha}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 + (i_{\beta}^*((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1}))^2 - i_{\beta}((k+1)T_s + T_1^{k+1})^2 + \lambda_1((V_{cm}((k+1)T_s + T_1^{k+1}) - V_{cm}(kT_s))^2 + \lambda_2(\sum_{x=1}^N (S_x((k+1)T_s) - S_x(kT_s))^2) \quad (42)$$

۵- نتایج شبیه‌سازی

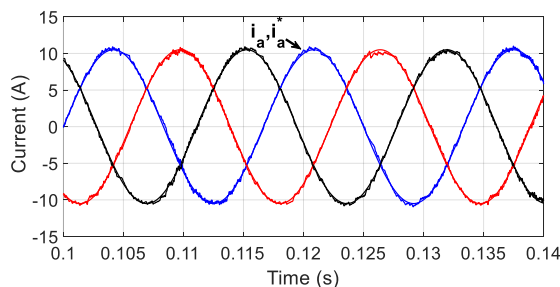
به‌منظور بررسی صحت عملکرد سیستم کنترل پیشنهادی در این مقاله، سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه در نرم‌افزار Matlab/Simulink شبیه‌سازی شده‌است. مشخصات سیستم مورد مطالعه در جدول (۱) آورده شده‌است.

۵-۱- تحلیل و مقایسه نتایج کنترل پیش‌بین تک‌بردار

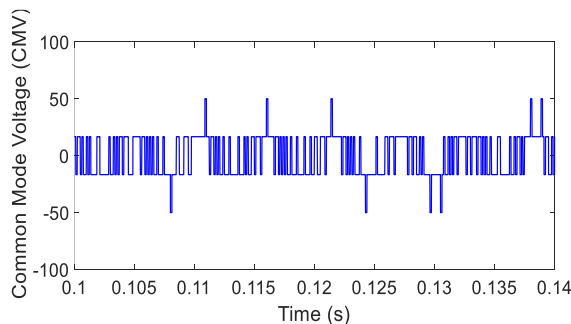
حالت اول روش کنترل جریان می‌باشد، همان‌طور که از شکل (۵-ب) مشاهده می‌شود، تغییرات ولتاژ مد مشترک زیاد می‌باشد که این موضوع باعث افزایش THD و جریان ناشی می‌شود (شکل ۵-الف و ج). فرکانس متوسط کلیدزنی برای این حالت (۵۰۶۶ Hz) می‌باشد (جدول (۲)). در حالت دوم با حذف بردارهای صفر از کلیدزنی، دامنه

بهبود THD می‌شود (۲/۸۲٪). در حقیقت در توابع هزینه‌ای با بخش‌های ثانویه، باید THD جریان شبکه افزایش یابد؛ ولی در این بخش چون تأثیر کاهش جریان ناشی بیشتر از افزودن بخش ثانویه به تابع هزینه است، پس THD کاهش یافته است. در این حالت با حذف بردارهای صفر، فرکانس کلیدزنی نیز افزایش می‌یابد (جدول (۲)). در حالت سوم تنها با اعمال قید تغییرات ولتاژ مد مشترک در تابع هزینه، به دلیل کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک (شکل (۷-ب)) نسبت به حالت اول جریان ناشی کاهش می‌یابد (شکل (۷-ج)). مقدار THD برابر با ۳/۰۴٪ (شکل (۷-الف))، فرکانس کلیدزنی برابر با ۴۳۶۶ (Hz) و مقدار مؤثر جریان ناشی برابر با ۰/۲۹۳ (A) می‌باشد (جدول (۲)). در حالت چهارم هر دو ضریب وزنی دامنه ولتاژ مد مشترک و تغییرات آن در تابع هزینه آورده شده است. در این حالت THD برابر با ۴/۶۲٪ است که نسبت به حالت اول افزایش یافته است (شکل (۸-الف)). به دلیل تأثیر گذاربودن بخش ثانویه تابع هزینه، حتی با وجود کاهش جریان ناشی، THD افزایش یافته است (جدول (۲)). از شکل (۸-ب) نیز مشاهده می‌شود که علاوه بر کاهش دامنه ولتاژ مد مشترک، تغییرات ولتاژ مد مشترک نیز نسبت به تغییرات ولتاژ مد مشترک حالت کنترل پیش‌بین تک‌برداري کاهش یافته است. لیکن استفاده نمودن از روش بالا

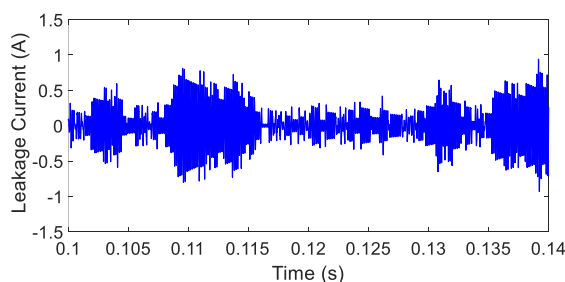
همواره این اطمینان را به ما می‌دهد که دامنه جریان ناشی در محدوده استاندارد VDE 0126-1-1 قرار می‌گیرد. هم‌چنین در این روش فرکانس کلیدزنی برابر با ۳۸۱۰ (Hz) می‌شود که نسبت به حالت کنترل پیش‌بین تک‌برداري (۵۰۶۶ (Hz)) کاهش یافته است (جدول (۲)). در این حالت با افزودن ترم تعداد کلیدزنی به تابع هزینه، THD نسبت به اول افزایش یافته است (شکل (۹-الف)). در واقع، با کاهش جریان ناشی سعی در کاهش THD داریم، ولی به علت اهمیت بیشتر ضرایب وزنی (هدف کنترلی مهم‌تر) بخش‌های ثانویه تابع هزینه، THD افزایش یافته است. از طرفی دامنه ولتاژ مد مشترک و تغییرات آن نیز نسبت به حالت اول کاهش یافته که این باعث کاهش جریان ناشی (مقدار مؤثر جریان ناشی برابر (۰/۲۸۶ (A)) می‌شود. ضمناً فرکانس کلیدزنی متوسط نیز برابر با ۳۳۹۰ (Hz) شده که نسبت به حالت کنترل پیش‌بین تک‌برداري کاهش یافته است (جدول (۲)). در حالت پنجم با افزودن ضریب وزنی تعداد کلیدزنی به تابع هزینه مشاهده می‌شود که جریان ناشی افزایش می‌یابد. بدین منظور تحلیل حساسیتی را برای ض



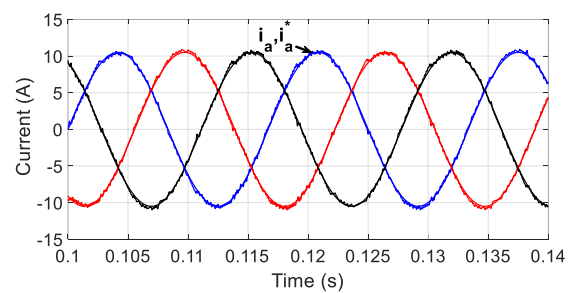
(الف)



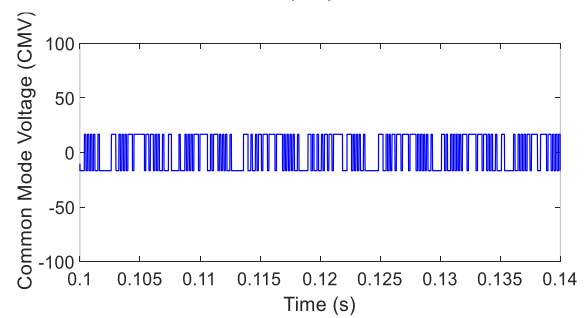
(ب)



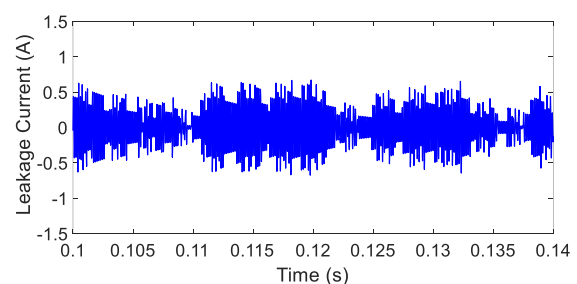
(ج)



(الف)



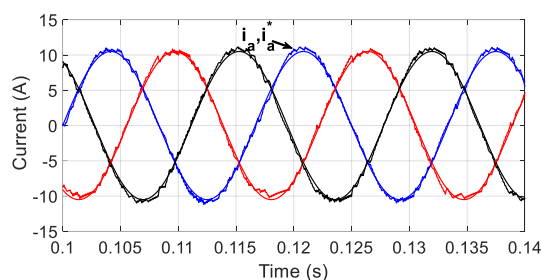
(ب)



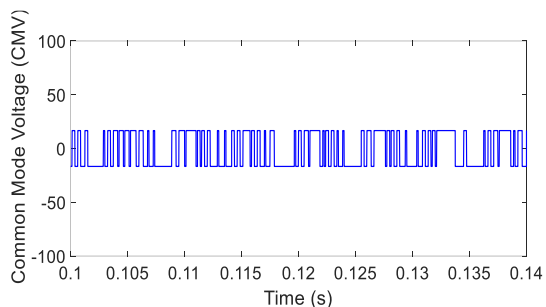
(ج)

شکل ۷. نتایج شبیه‌سازی به‌ازای کنترل جریان شبکه به همراه کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک در روش کنترل پیش‌بین تک‌برداري (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

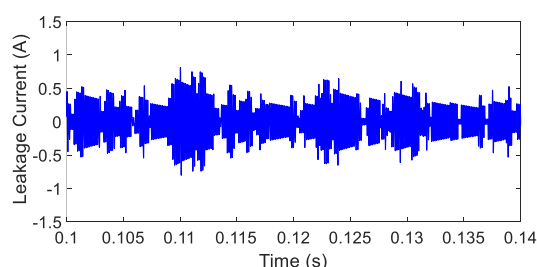
شکل ۶. نتایج شبیه‌سازی به‌ازای کنترل جریان شبکه به همراه کاهش دامنه ولتاژ مد مشترک در روش کنترل پیش‌بین تک‌برداري (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)



(الف)

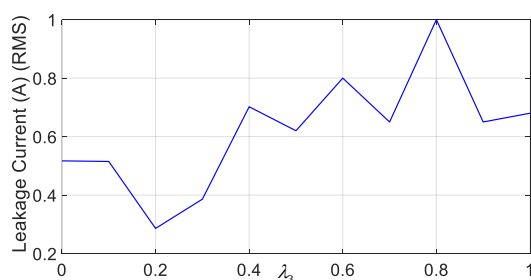


(ب)

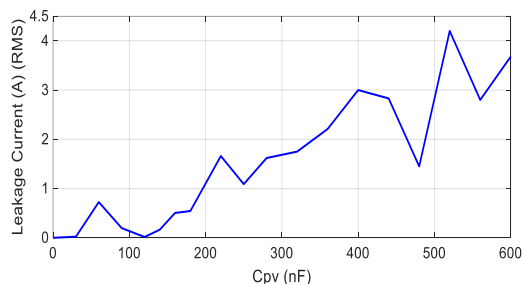


(ج)

شکل ۹. نتایج شبیه‌سازی به ازای کنترل جریان شبکه به همراه کاهش دامنه، تغییرات ولتاژ مد مشترک و تعداد کلیدزنی در روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

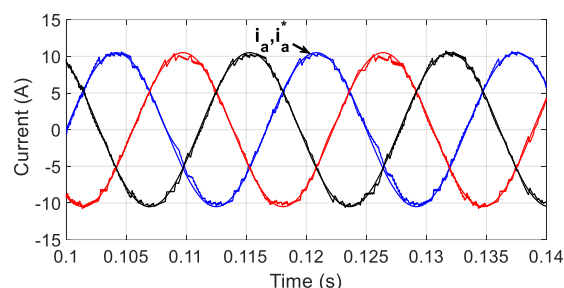


شکل ۱۰. آنالیز حساسیت λ_3 و تأثیر آن بر مقدار مؤثر جریان ناشی

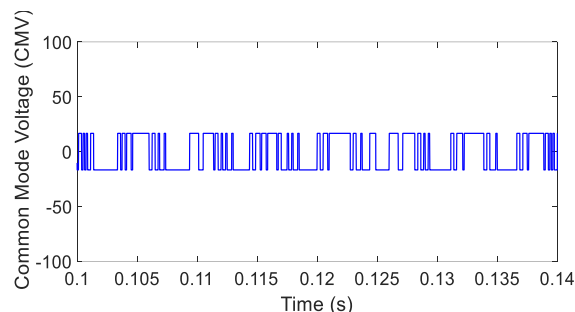


شکل ۱۱. تغییر پارامتر خازن پارازیتی و تأثیر آن بر روی مقدار مؤثر جریان ناشی

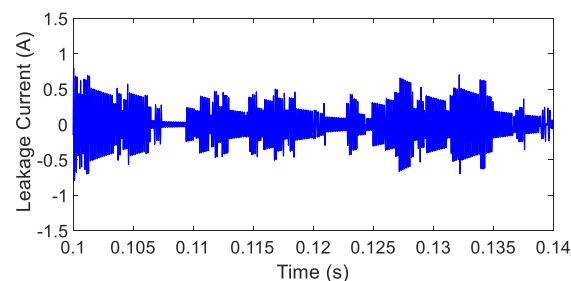
ضریب وزنی λ_3 انجام شده است. بر طبق تحلیل حساسیت، پارامتر λ_3 علاوه بر تأثیر گذاری بر روی کاهش تعداد کلیدزنی، بر روی کاهش جریان ناشی نیز مؤثر می‌باشد که این موضوع در شکل (۱۰) نشان داده شده است. بنابراین در حالت پنجم، THD نسبت به حالت چهارم، بهبود و جریان ناشی افزایش یافته است. هم‌چنین به‌منظور وابسته‌بودن جریان ناشی به ظرفیت خازن پارازیتی، تحلیل حساسیتی بدین منظور انجام داده که در شکل (۱۱) نشان داده شده است. از شکل فوق مشاهده می‌شود که تغییر ظرفیت خازن پارازیتی بسته به شرایط می‌تواند موجب افزایش و یا کاهش جریان ناشی گردد. لذا به‌طور قاطع نمی‌توان گفت که با کاهش ظرفیت خازن پارازیتی، جریان ناشی کاهش و یا افزایش می‌یابد. بسته به شرایط و ماهیت غیرخطی بودن کنترل پیش‌بین، امکان کاهش و یا افزایش آن وجود دارد؛ ولی می‌توان نتیجه گرفت که در صورت صفر بودن ظرفیت خازن پارازیتی، جریان ناشی در مدار جاری نمی‌شود.



(الف)



(ب)



(ج)

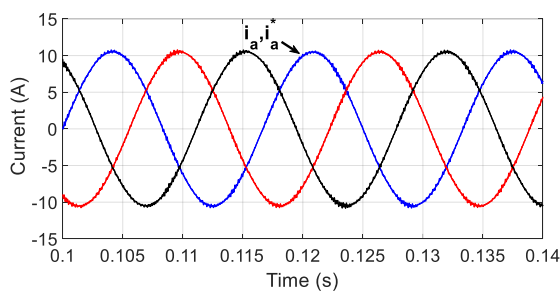
شکل ۸. نتایج شبیه‌سازی به‌ازای کنترل جریان شبکه به همراه کاهش دامنه و تغییرات ولتاژ مد مشترک در روش کنترل پیش‌بین تک‌برداری (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

جدول ۲. نتایج حاصل به ازای ضرایب وزنی مختلف در کنترل پیش بین تک برداری

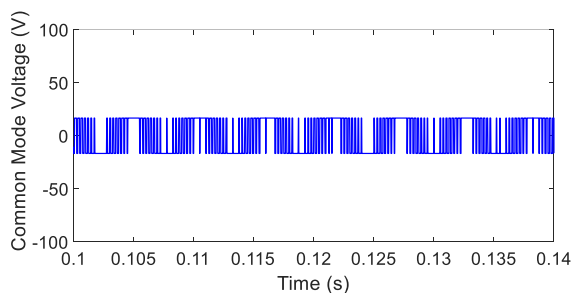
فرکانس کلیدزنی (Hz)	THD (%)	تغییرات ولتاژ مد مشترک (V)	دامنه جریان ناشی (RMS) (A)	ضریب وزنی	حالت
۵۰۶۶	۳/۱۷	± 50	۰/۵۲	$\lambda_1=0, \lambda_2=0, \lambda_3=0$	حالت اول
۵۲۰۰	۲/۸۲	$\pm 16/67$	۰/۳۲۵	$\lambda_1=, \lambda_2=0/128, \lambda_3=0$	حالت دوم
۴۳۶۶	۳/۰۴	± 50	۰/۲۹۳	$\lambda_1=0/09, \lambda_2=0, \lambda_3=0$	حالت سوم
۳۸۱۰	۴/۶۲	$\pm 16/67$	۰/۲۶۵	$\lambda_1=0/09, \lambda_2=0/33, \lambda_3=0$	حالت چهارم
۳۳۹۰	۴/۰۷	$\pm 16/67$	۰/۲۸۶	$\lambda_1=0/09, \lambda_2=0/13, \lambda_3=0/204$	حالت پنجم

(شکل ۱۲-ب). در نتیجه جریان ناشی کاهش می یابد (شکل ۱۳-ج)). مقدار مؤثر جریان ناشی در این حالت برابر با (A) ۰/۴۹۲ می باشد (جدول (۳)). در شکل (۱۳-الف) نیز مشاهده می شود که THD نسبت به حالت اول (شکل ۱۲-الف)) به دلیل کاهش جریان ناشی، کمتر شده است (۱/۹۲٪). فرکانس کلیدزنی نیز برابر با (Hz) ۱۱۴۴۷ بوده که نسبت به حالت اول افزایش یافته است. در حالت سوم هر دو ترم کاهش تغییرات و دامنه ولتاژ مد مشترک اعمال شده است (شکل ۱۴-ب)). در نتیجه جریان ناشی کاهش یافته است (شکل ۱۴-ج)) و THD برابر با ۲/۱۷٪ می باشد (شکل ۱۴-الف)). ضمناً فرکانس کلیدزنی این حالت

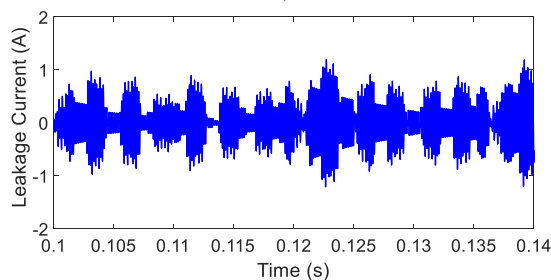
۲-۵- تحلیل نتایج و مقایسه نتایج کنترل پیش بین دو برداری در حالت اول تنها هدف کنترل جریان شبکه می باشد. همان طور که شکل (۱۲-ب) مشاهده می شود تغییرات ولتاژ مد مشترک بسیار زیاد بوده که باعث افزایش ریبیل جریان ناشی می شود (شکل های ۱۲-ج)). در نتیجه THD افزایش می یابد (شکل ۱۲-الف))، اما جریان ناشی خارج از محدوده استاندارد VDE-0126-1-1 قرار دارد (A) ۰/۶۲. ضمناً فرکانس کلیدزنی برابر با (Hz) ۹۸۲۶ می باشد (جدول (۳)). در حالت دوم با حذف بردار صفر که در شکل (۱۳-ب) مشاهده می شود دامنه ولتاژ مد مشترک نسبت به حالت اول کاهش یافته است



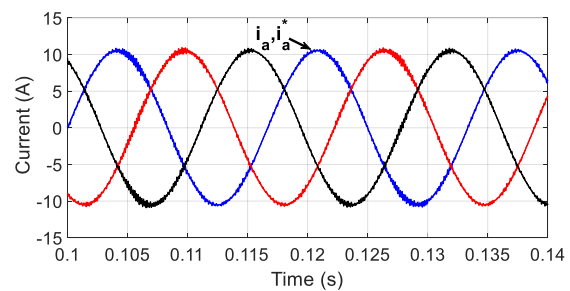
(الف)



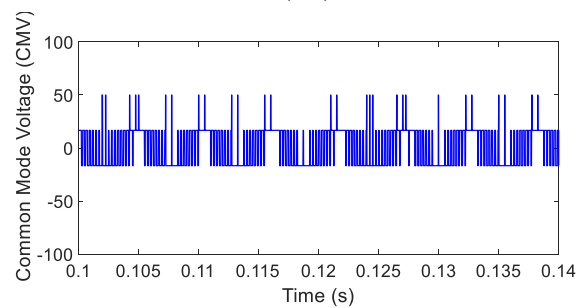
(ب)



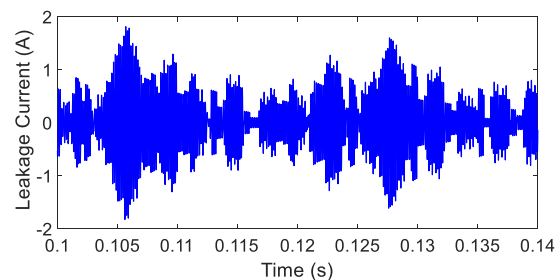
(ج)



(الف)



(ب)



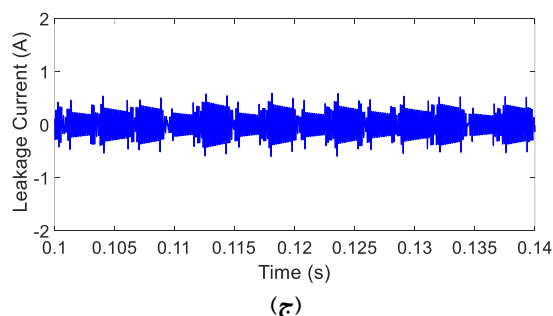
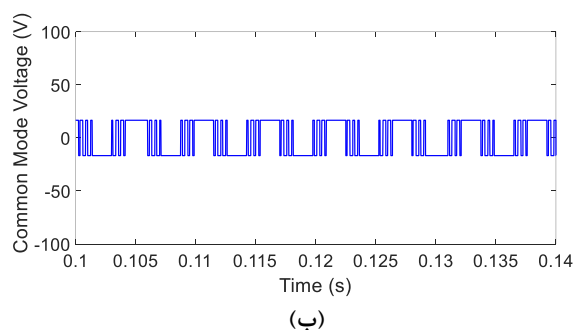
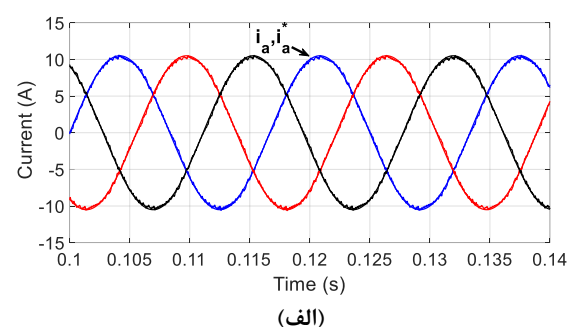
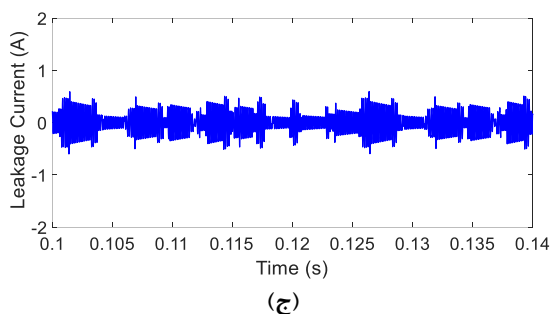
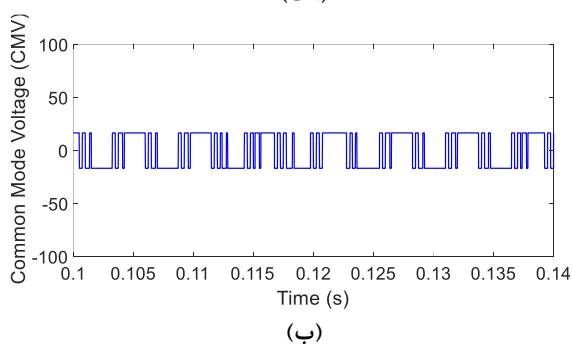
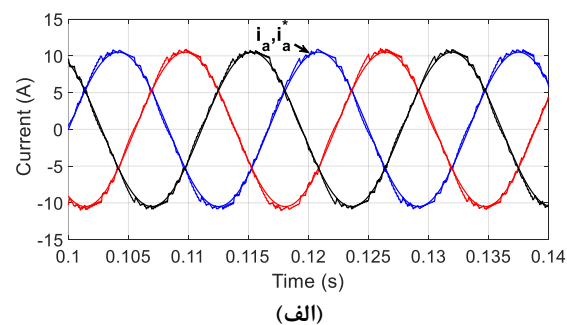
(ج)

شکل ۱۳. کنترل جریان شبکه به همراه حذف بردارهای صفر از حالات کلیدزنی (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

شکل ۱۴. نتایج شبیه سازی به ازای کنترل جریان شبکه در حالت ۶۴ برداری (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

جریان ناشی نیز کاهش می‌یابد (شکل ۱۵-ج) و مقدار مؤثر آن برابر با $0/22$ (A) می‌باشد (جدول ۳). ضمناً افزودن ضریب وزنی تعداد کلیدزنی به تابع هزینه باعث کاهش فرکانس کلیدزنی می‌شود. در این بخش فرکانس کلیدزنی برابر با 3333 (Hz) می‌باشد که نسبت به حالت اول کاهش یافته است (جدول ۳).

برابر با 10650 (Hz) می‌باشد (جدول ۳). در حالت چهارم به دلیل افزودن ضرایب وزنی تعداد کلیدزنی به تابع هزینه، THD برابر با $3/20$ بوده که نسبت به حالت اول افزایش یافته است (شکل ۱۵-الف). در شکل ۱۵-ب مشاهده می‌شود که تغییرات ولتاژ مد مشترک نسبت به حالت اول نیز کاهش یافته است (شکل ۱۲-ب). پس دامنه



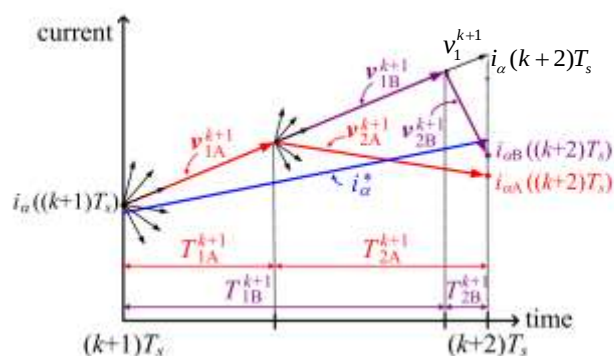
شکل ۱۵. کاهش جریان ناشی با اعمال قیود ولتاژ مد مشترک و کاهش تغییرات ولتاژ مد مشترک و کاهش فرکانس کلیدزنی (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

شکل ۱۴. کنترل جریان شبکه با حذف بردارهای صفر ضمن اعمال قید تغییرات ولتاژ مد مشترک به منظور کاهش جریان ناشی در روش کنترل پیش‌بین دوبرداری (الف: جریان شبکه، ب: ولتاژ مد مشترک و ج: جریان ناشی)

جدول ۳. نتایج حاصل به ازای ضرایب وزنی مختلف در کنترل پیش‌بین دوبرداری

فرکانس کلیدزنی (Hz)	THD (%)	تغییرات ولتاژ مد مشترک (V)	دامنه جریان ناشی (RMS) (A)	ضریب وزنی	حالت
۹۸۲۶	۲/۷۵	± 50	۰/۶۲	$\lambda_1=0, \lambda_2=0$	حالت اول
۱۱۴۴۷	۲/۹۲	$\pm 16/67$	۰/۴۹۲	$\lambda_1=0, \lambda_2=0$	حالت دوم
۱۰۶۵۰	۲/۱۷	$\pm 16/67$	۰/۲۳۳	$\lambda_1=0/153, \lambda_2=0$	حالت سوم
۳۳۳۳	۳/۲۰	$\pm 16/67$	۰/۲۲	$\lambda_1=0/12, \lambda_2=0/16$	حالت چهارم

زمان نمونه برداری T_s نشان می‌دهد. همان‌طور که از شکل مشاهده می‌شود، در صورت استفاده از روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای مؤلفه v_1^{k+1} به عنوان حالت کلیدزنی بهینه انتخاب شده و در لحظه نمونه برداری بعدی به کلیدها اعمال می‌شود. لیکن در صورت استفاده از روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل دو برداری خطای بین دو نقطه را با هم جمع نموده و خطای برآیند را کمینه می‌کند. گرچه حالت B در نقطه $(k+2)$ خطای جریان کمتری را دارد؛ لیکن حالت A برای کلیدزنی انتخاب می‌شود. به همین دلیل THD در حالت کنترل پیش‌بین دو برداری حتی با زمان نمونه برداری دو برابر نسبت به روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای کم‌تر است.



شکل ۱۶. مثالی از رفتار مؤلفه حقیقی جریان شبکه در روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای و دو برداری

۶- نتیجه‌گیری

عدم مجزاسازی گالوانیکی در برخی از اینورترهای فتوولتائیک متصل به شبکه، موجب جاری شدن جریان ناشی می‌شود. در این مقاله به منظور کاهش جریان ناشی از دو روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای و کنترل پیش‌بین دو برداری استفاده شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که بی‌نیاز از حذف بردارهای صفر می‌توان جریان ناشی را کاهش داد؛ به‌گونه‌ای که در محدوده استاندارد قرار بگیرد. با این روش مشکل دو سطحی بودن ولتاژ خروجی اینورتر برطرف می‌شود. با برطرف شدن این مشکل، علاوه بر کاهش تنش روی سلف‌های خروجی، به فیلتر خروجی کوچک‌تر نیاز می‌باشد. در این مقاله نشان داده شد که با منطق کنترلی، می‌توان جریان ناشی را کاهش داد. در روش کنترل پیش‌بین دو برداری با افزودن قیود کنترلی مختلف، ضمن داشتن زمان نمونه برداری دو برابر، THD با حالت کنترل جریان شبکه در کنترل پیش‌بین تک‌بردارای هم برابر است. همچنین نشان داده شد که روش کنترل پیش‌بین دو برداری با زمان‌های نمونه برداری دو برابر نتیجه بهتری حاصل می‌شود. در کنترل پیش‌بین تک‌بردارای در هر زمان نمونه برداری تنها از یک کلید استفاده شده، که از نظر تلفات از دیگر روش‌های مدولاسیون کاهش جریان ناشی بهتر است. همچنین مشاهده می‌شود که با اعمال قید تعداد کلیدزنی، فرکانس کلیدزنی نیز کاهش یافته است.

۵-۳- مقایسه دو روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای و دو برداری

در روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای زمان نمونه برداری $125(\mu s)$ و در روش کنترل پیش‌بین دو برداری زمان شبیه‌سازی $250(\mu s)$ می‌باشد. پس روش کنترل پیش‌بین دو برداری برای ما ارجحیت دارد. در حالت‌های اول که تنها هدف کنترل جریان شبکه می‌باشد، THD جریان شبکه در حالت دو برداری نسبت به حالت تک‌بردارای در حدود 42% کمتر می‌باشد، زیرا در روش کنترل پیش‌بین دو برداری نقطه عطفی در نظر گرفته شده است. پس با وجود زمان نمونه برداری دو برابر نسبت به روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای، خطای جریان علاوه بر انتهای مسیر، در نقطه عطف (نقطه اعمال بردار v_2^k) نیز کمینه شده است، این در صورتی است که زمان t_1^k در بازه $(0, T_s)$ قرار بگیرد. علت زیاد بودن مقدار مؤثر جریان ناشی در روش کنترل پیش‌بین دو برداری نسبت به روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای توسط روابط (۳۳) و (۳۴) بیان می‌شود. در کنترل پیش‌بین دو برداری زمان اعمالی t_1^k یا t_2^k امکان دارد بسیار کوچک بوده و این باعث افزایش مقدار مؤثر جریان ناشی می‌شود. فرکانس کلیدزنی و در نتیجه تلفات کلیدزنی در حالت دو برداری به دلیل تغییرات بیش‌تر تعداد کلیدزنی نسبت به حالت کنترل پیش‌بین تک‌بردارای بیش‌تر است. در روش کنترل پیش‌بین دو برداری و در هر زمان نمونه برداری، اگر $t_1^k = T_s$ باشد، از رابطه (۲۴) برای محاسبه جریان ناشی استفاده می‌شود. در غیر این صورت، برای زمان اعمالی t_1^k جریان ناشی از رابطه (۳۳) و برای زمان اعمالی t_2^k جریان ناشی از رابطه (۳۴) به دست آمده است.

در حالت سوم روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای (جدول (۲)) و حالت دوم کنترل پیش‌بین دو برداری (جدول (۳))، با حذف بردارهای صفر، THD در هر دو روش به دلیل کاهش جریان ناشی، کاهش یافته است که در حالت کنترل پیش‌بین دو برداری درصد کاهش آن به مراتب بسیار بیشتر است. لیکن هنوز دامنه جریان ناشی و فرکانس کلیدزنی در روش کنترل پیش‌بین دو برداری بسیار بیشتر است. در حالت چهارم روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای و حالت سوم کنترل پیش‌بین دو برداری علاوه بر حذف بردارهای صفر از کلیدزنی، تغییرات ولتاژ مد مشترک هم در تابع هزینه آورده شده است که در حالت کنترل پیش‌بین دو برداری بسته به اینکه زمان‌های t_1^k و t_2^k در چه بازه‌ای قرار می‌گیرند، ۴ تابع هزینه برایشان تعریف شده است. مطابق با داده‌های جدول (۲) و (۳)، روش کنترل پیش‌بین دو برداری از لحاظ THD و مقدار مؤثر جریان ناشی از روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای بهتر می‌باشد. تنها عیب روش کنترل پیش‌بین دو برداری این است که فرکانس کلیدزنی آن از کنترل پیش‌بین تک‌بردارای بیشتر است، پس باید ضریب وزنی تعداد کلیدزنی نیز به تابع هزینه اضافه شود. در حالت نهایی در دو روش داده‌های جداول (۲) و (۳) نشان می‌دهد که روش کنترل پیش‌بین دو برداری از همه لحاظ از روش کنترل پیش‌بین تک‌بردارای بهتر می‌باشد.

شکل (۱۶)، رفتار مؤلفه قسمت حقیقی جریان شبکه تولیدی توسط روش کنترل پیش‌بین دو برداری و کنترل پیش‌بین تک‌بردارای را به‌ازای

مراجع

- [16] L. June-Seok and L. Kyo-Beum, "New Modulation Techniques for a Leakage Current Reduction and a Neutral-Point Voltage Balance in Transformerless Photovoltaic Systems Using a Three-Level Inverter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No.4, 2014
- [17] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos, and J. H. G. M. da Silva, "Modulation for Three-Phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58, Iss.12, 2011.
- [18] L. Zhou, F. Gao, G. Shen, T. Xu, W. Wang "Low Leakage Current Transformerless Three-Phase Photovoltaic Inverter," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016
- [19] X. Guo, "Three-Phase CH7 Inverter with A New Space Vector Modulation to Reduce Leakage Current for Transformerless Photovoltaic Systems," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics Vol. 5, Issue: 2, 2017
- [20] X. Gue, R. He, X. Sun, J. Gurrero "Leakage Current Elimination of Four- Leg Inverter for Transformerless Three-Phase PV Systems," IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 31, Iss. 3, 2016.
- [21] N. Noroozi, M. yaghubi, M. zolghadri; "A modulation method for leakage current reduction in a three-phase grid-tie quasi-Z-source ";IEEE Transactions on Industrial Electronics, 4 september 2018.
- [۲۲] محمدرضا علیزاده پهلوانی، حمید ابراهیمی و حامد حیدری دوست آباد، "طراحی مشاهده گر نوین جریان خروجی UPS در سیستم کنترل پیش بین براساس مدل فضای حالت"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۴، زمستان ۹۶.
- [۲۳] محسن دارابیان و ابوالفضل جلیلود "کنترل پیش بین با رویکرد میرایی نوسانات سیستم قدرت در حضور مزارع بادی با استفاده از سیستم ذخیره ساز انرژی ابرخازی و SSSC" مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۲، تابستان ۹۵.
- [24] M. Calais, and V. Agelidis; "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems, an overview"; in IEEE - International Symposium on Industrial Electronics, 7-10 Jul. 1998.
- [25] J. Rodr'iguez, J. Pontt, C. Silva et al. "Predictive current control of a voltage source inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, February 2007.
- [26] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 2, Feb. 2012.
- [27] S.Kwak, S. Mun, " Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.30, No. 9, 2015
- [28] J. Back, S. Kwak, T. Kim, "A Generalized Predictive Current Control Method based on Two Vectors for Three-Phase Voltage Source Inverters," 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015
- [29] S. Kwak, S. E. Kim, J. C.Park. "Predictive Current Control Methods with Reduced Current Errors and Ripples for Single-Phase Voltage Source Inverters," IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 11, Iss. 5, October 2015.
- [1] E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez, and L. Marroyo, "Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems," Progress in photovoltaics: research and applications, vol. 15, 2007
- [2] H. Xiao and S. Xie, "An optimized transformerless photovoltaic grid connected inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 5, 2011
- [3] D. Meneses, F. Blaabjerg, O. Garcia, and J. A. Cobos, "Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, Iss. 6, 2013
- [4] Y. Bae and R. Y. Kim, "Suppression of common-mode voltage using a multicentral photovoltaic inverter topology with synchronized PWM," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, Iss. 9, 2014.
- [5] 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 Transactions on Power Electronics, vol. 27, Iss. 2, 2012.
- [6] 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 Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, Iss. 1, 2012.
- [7] Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid, DIN VDE V 0126-1-1, 2006
- [8] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, C. Klumpner, and M. Sumner, "Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24 No.9, 2009.
- [9] G. Oriti, A. L. Julian, and T. A. Lipo, "A new space vector modulation strategy for common mode reduction," in Proc. IEEE PESC 1997, Vol.2, 1997.
- [10] E. Ün, and A. M. Hava, "A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, No.2, 2009.
- [11] M. Cacciato, A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 2, 1999.
- [12] M. C. Cavalcanti, K. C. de Oliveira, A. M. de Farias, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, and F. C. Camboim, "Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.57, Iss. 4, 2010.
- [13] T. K. S. Freddy, N. A. Rahim, H. W. P. Hew and H. S. Che, "Modulation Techniques to Reduce Leakage Current in Three-Phase Transformerless H7 Photovoltaic Inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, Iss. 1, 2015
- [14] R. Rahimi, B. Farhangi, S. Farhangi, "New Topology to Reduce Leakage Current in ThreePhase Transformerless Grid-Connected Photovoltaic Inverters," Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), 2016 7th
- [15] G. Vazquez, T. Kerekes, J. Rocabert, P. Rodríguez, R. Teodorescu, and D. Aguilar, "A photovoltaic three-phase topology to reduce common mode voltage," 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010.

IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015. [30] J. Back, S.E. Kim. "Predictive Control Method for Load Current of Single-Phase Voltage Source Inverters," 2015

زیر نویس ها

⁵ Remote State Pulse Width Modulation

⁶ Modified Discontinuous Pulse Width Modulation

⁷ Current Source Inverter

⁸ quasi-Z-source inverter

¹ Space Vector Pulse Width Modulation

² Discontinuous Pulse Width Modulation

³ Active Zero State Pulse Width Modulation

⁴ Near State Pulse Width Modulation