

# کاهش ظرفیت خازن لینک DC در اینورترهای خورشیدی متصل به شبکه با استفاده از یک مدار متعادل کننده موازی

مرتضی حیدری<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری؛ محمدعلی شمسینژاد<sup>۲</sup>، دانشیار؛ محمد منفرد<sup>۳</sup>، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - [morteza.heidari@birjand.ac.ir](mailto:morteza.heidari@birjand.ac.ir)

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - [mshamsi@birjand.ac.ir](mailto:mshamsi@birjand.ac.ir)

۳- دانشکده مهندسی - دانشگاه فردوسی - مشهد - ایران - [m.monfared@um.ac.ir](mailto:m.monfared@um.ac.ir)

**چکیده:** امروزه اینورترهای تک فاز متصل به شبکه به صورت گسترده‌ای در کاربردهای توان پایین، مراکز صنعتی و مسکونی به عنوان تأمین کننده توان مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در سیستم‌های تک فاز توان ریبلی ذاتی با فرکانسی دو برابر فرکانس شبکه باعث به وجود آمدن نوسانات فرکانس پایین نامطلوب در ولتاژ لینک DC و جریان خروجی می‌شود. البته این مسئله با نصب یا استفاده از یک خازن الکترولیتی بزرگ برطرف می‌شود. اما استفاده از این فیلتر پسیو به این بزرگی منجر به کاهش اجتناب‌ناپذیر طول عمر و قابلیت اطمینان سیستم می‌شود. برای غلبه بر این مشکلات از روش‌های کمکی متعادل سازی توان برای کاهش ظرفیت خازن و جای‌گزینی آن با خازن‌های فیلمی، استفاده می‌شود. در این مقاله با معرفی یک جبران‌گر موازی و بهره‌گیری از تئوری توان‌های لحظه‌ای ظرفیت خازن متعادل کننده توان کاهش چشم‌گیری داشته‌است. ساختار سیستم کنترلی پیشنهادی براساس تئوری pq اصلاح شده و مدل سازی سیستم تک فاز به صورت یک سیستم سه فاز نامتعادل است. شبیه‌سازی سیستم براساس سیستم فتوولتاییک ۳ کیلووات نصب شده در دانشگاه بیرجند است. عمل کرد سیستم پیشنهادی به وسیله نتایج شبیه‌سازی تأیید شده‌است و در پایان مقایسه هزینه‌ای بین ساختار پیشنهادی با ساختار متداول نیز انجام شده‌است.

**واژه‌های کلیدی:** اینورتر متصل به شبکه، تئوری توان‌های لحظه‌ای بهبود یافته، جبران‌گر موازی، خازن لینک DC، هزینه.

## Reducing the Dc-Link Capacitance for Grid-Connected Solar Inverters with Shunt Power Decoupling Circuit

M. Heidari<sup>1</sup>, Phd student; M. A. Shamsi-Nejad<sup>2</sup>, Associate Professor; M. Monfared<sup>3</sup>, Associate Professor<sup>3</sup>

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: [morteza.heidari@birjand.ac.ir](mailto:morteza.heidari@birjand.ac.ir)

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: [mshamsi@birjand.ac.ir](mailto:mshamsi@birjand.ac.ir)

3- Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, Email: [m.monfared@um.ac.ir](mailto:m.monfared@um.ac.ir)

**Abstract:** Single phase grid-tied inverters are remarkably increasing in low-power applications such as residential and industrial power supplies. In the single phase system, the inherent ripple power at twice the line frequency results in undesirable low-frequency ripple in the dc-link voltage and output ac current. This issue can be eased through the installation of bulky electrolytic capacitors in the dc link. However, such passive filtering approach may inevitably lead to limited system lifetime and reliability. To overcome these problems, auxiliary power decoupling methods are used to reduce the size of the electrolytic capacitor and replace it with film capacitor. In this paper, By introducing a shunt switching compensator (SSC) and exploiting instantaneous power theory (pq theory), the size of the required capacitance remarkably decreased. The proposed controlling system, based on the modified pq theory and single-phase modeling, was similar to a three-phase unbalanced system regarding the structure. The system simulation was according to the 3Kw photovoltaic system used at the Birjand University. The simulation results verify the proposed power decoupling technique. At the end, a cost comparison between the proposed structure and prevalent structure is also done.

**Keywords:** Cost, DC link capacitor Grid-tied inverter, Modified instantaneous power theory, Shunt switching compensator.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۲۱

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۲۳، ۱۳۹۷/۰۵/۲۴ و ۱۳۹۷/۰۷/۳۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۱۶

نام نویسنده مسئول: محمدعلی شمسینژاد

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تبریز - بلوار ۲۹ بهمن - دانشگاه تبریز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

انتقال توان با راندمان بالا، تعویض خازن‌ها و اندازه‌گیری پارامترهای آن‌ها به‌صورت دوره‌ای امری ضروری است که این منجر به افزایش هزینه‌های تعمیر و نگهداری و افزایش زباله‌های الکترونیکی می‌شود. تحقیقات بسیاری در جهت کاهش سایز خازن متعادل‌کننده توان انجام گرفته و در حال انجام است تا به‌جای استفاده از خازن‌های الکترولیتی با ظرفیت بزرگ و طول عمر پایین بتوان از خازن‌های فیلمی (پلی‌پروپیلن) که طول عمر بالاتر و ظرفیت‌های کوچک‌تری دارند، استفاده نمود. اکثر مطالعات انجام‌شده در رنج توان‌های پایین و مربوط به میکرو اینورترهاست (توان‌های زیر ۵۰۰ وات) و باتوجه‌به این‌که ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان ارتباط مستقیمی با توان خروجی دارد و افزایش توان خروجی منجر به افزایش ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان می‌شود تعداد مقالات کمی به رنج توانی بالا پرداخته‌اند. باتوجه‌به توپولوژی اینورترها و مکان قرارگرفتن عنصر ذخیره‌کننده انرژی، روش‌های گوناگونی برای متعادل‌سازی ارائه شده‌است [۲۰-۷].

در روش پیشنهادی مرجع [۷] برای یک اینورتر ۱۱۰ وات با استفاده از تکنیک فیلتر اکتیو، ظرفیت خازن متعادل‌کننده از ۲۶۰۰ میکروفاراد به ۵۰ میکروفاراد کاهش یافته‌است. به‌علت وجود یکسوکندنه دیودی، جریان شبکه برابر است با مجموع جریان اینورتر و جریان مدار تخلیه که شامل هارمونیک است و این اعوجاج در جریان شبکه، باعث هدررفت انرژی شده و راندمان را کاهش می‌دهد. در مرجع [۸] یک اینورتر یک‌مرحله‌ای فلای‌بک و یک مدار کمکی متعادل‌کننده توان را معرفی کرده‌است. با استفاده از توپولوژی پیشنهادی در این مرجع برای یک سیستم ۱۰۰ وات با ظرفیت خازن متعادل‌کننده به ۴۰ میکروفاراد کاهش یافته‌است. به‌علت پروسه آشکاری، بازده عمل‌کردی سیستم پایین و در حدود ۷۰ درصد است. مرجع [۹] یک اینورتر تک‌مرحله‌ای فلای‌بک بهبودیافته را پیشنهاد می‌کند که در آن انرژی اندوکتانس نشتی با استفاده از یک مبدل فلای‌بک دوکلیدی، بازیابی شده‌است. باتوجه‌به آن‌چه در مرجع ذکر شده، از این روش می‌توان به بازدهی حداکثر ۸۶/۷ درصد دست‌یافت. در مراجع [۱۰] و [۱۱] توپولوژی فلای‌بک با سه درگاه پیشنهاد شده‌است که یک درگاه فقط عمل متعادل‌سازی توان را انجام می‌دهد. در این ساختار، خازن متعادل‌کننده، هم به‌عنوان عنصر ذخیره‌کننده انرژی و هم به‌عنوان اسنابر برای بازیابی انرژی نشتی در این مدار نقش ایفا می‌کند. برای یک اینورتر ۱۰۰ وات، خازن متعادل‌کننده می‌تواند مقداری نسبتاً کوچکی در حدود ۴۶ میکروفاراد در ولتاژ ۱۵۰ ولت داشته‌باشد. با ساختارهای پیشنهادی بازدهی در حدود ۹۰/۶ درصد تخمین زده شده‌است. در مرجع [۱۲] برای کاهش ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان یک میکرو اینورتر ۵۰۰ وات، از یک مبدل Push - Pull و یک مدار متعادل‌کننده استفاده شده‌است که خازن متعادل‌کننده‌ای به کوچکی ۵۰ میکروفاراد را دارد. پیچیدگی توپولوژی اینورتر یا کاهش راندمان کل سیستم از مشکلات این روش است. نویسندگان در مرجع [۱۳] با ترکیب مبدل بوست و مبدل فلای

پیشرفت‌های فناورانه و مشکلات ناشی از احداث و نگهداری نیروگاه‌های بزرگ و تلفات زیاد شبکه‌های سراسری انتقال و توزیع، باعث ورود روزافزون تولیدات پراکنده در سیستم‌های قدرت شده‌است و این مولدها را به استراتژی جدید شرکت‌های برق در تأمین انرژی الکتریکی تبدیل کرده‌است. از طرفی با افزایش تقاضا برای انرژی در جهان و همچنین روبه‌اتمام‌بودن منابع فسیلی موجود، نیاز به تعریف منابع جدید انرژی به‌منظور پوشش نیازهای انرژی آینده امری ضروری است. به همین منظور در سال‌های گذشته، بهره‌گیری از انرژی‌های تجدیدپذیر، به‌خصوص انرژی بادی و خورشیدی برای تزریق توان به سیستم قدرت روند روبه‌رشدی داشته‌است.

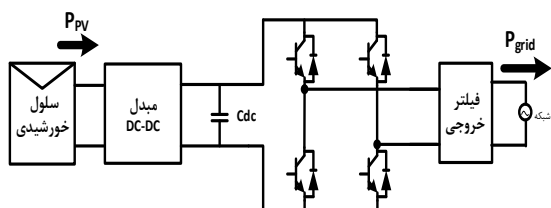
در ۲۰ سال گذشته، انرژی الکتریکی خورشیدی با رشدی حدود ۳۰ درصدی مواجه شده‌است. به‌طوری‌که نصب سیستم‌های فتوولتائیک در سال ۲۰۱۵ در جهان به رکوردی به مقدار بیش از ۵۰/۹ گیگاوات رسیده‌است که رشدی حدود ۶۰ درصدی نسبت به سال گذشته را نشان می‌دهد [۱]. در این میان سیستم‌های متصل به شبکه بیش‌ترین سهم را در بازار داشته‌اند [۲]. یکی از مهم‌ترین اجزای ماژول‌های سلول خورشیدی برای اتصال به شبکه قدرت، اینورترهای متصل به شبکه می‌باشند. در این میان اتصال منابع انرژی خورشیدی به شبکه از طریق اینورترهای تک‌فاز باتوجه‌به مزایا و سهولت نصب آن‌ها برای مصرف‌کننده‌های محلی و عاری‌بودن از هر نوع آلودگی به‌صورت قابل‌ملاحظه‌ای در حال افزایش است [۳].

در اتصال تک‌فاز، شارش توان به سمت شبکه متغیر با زمان است درحالی‌که توان استخراج‌شده از سلول فتوولتائیک برای حصول به بیشینه انرژی خروجی، باید ثابت باشد. در نتیجه یک عدم تناسب بین توان لحظه‌ای ورودی و توان لحظه‌ای ac خروجی به وجود می‌آید. برای ازبین‌بردن اثر این نامتعادلی توان باید از عناصر ذخیره‌کننده انرژی بین ورودی و خروجی استفاده شود. باتوجه‌به ظرفیت موردنیاز برای عنصر ذخیره‌کننده انرژی، معمولاً از یک خازن الکترولیتی برای ایفای نقش متعادل‌کننده توان استفاده می‌شود. خازن‌های الکترولیتی طول عمر بسیار محدودی در حدود ۱۰۰۰-۷۰۰۰ ساعت دارند و طول عمر این خازن‌ها وابستگی شدیدی به دمای محیط دارند و با افزایش دما، طول عمرشان به‌طور قابل‌توجهی کاهش می‌یابد [۴]. همچنین آمارها نشان می‌دهد ۳۰ درصد از خرابی‌های سیستم‌های الکتریکی به علت اختلال در عمل‌کرد خازن‌ها به وجود می‌آید [۴]. بیش‌تر اینورترهای امروزی باوجود محدودبودن طول عمر خازن‌های الکترولیتی از این خازن‌ها به‌عنوان عنصر ذخیره‌کننده در برقراری تعادل توان استفاده می‌کنند و این به علت ظرفیت بالای این خازن‌ها و پیاده‌سازی آسان در اینورترهاست [۴-۶]. بنابراین یک عدم تناسب بین طول عمر خازن الکترولیتی و سایر تجهیزات اینورتر که برای طول عمر بیش‌تر طراحی شده‌اند، به وجود خواهد آمد. همچنین قابلیت اطمینان خازن‌های الکترولیتی به‌مراتب کمتر از سایر خازن‌ها است و برای سیستم‌های

اتصال جبران گر، ریپل ولتاژ لینک DC افزایش یافته و ظرفیت خازن متعادل کننده توان در لینک DC کاهش می یابد. برای کنترل توان خروجی این جبران گر موازی از روش pq اصلاح شده استفاده شده است و سیستم تک فاز به صورت یک سیستم سه فاز نامتعادل مدل گردیده است. در روش کنترلی پیشنهادی دیگر نیاز به تولید فاز مجازی  $\beta$  برای جریان نمی باشد. در نتیجه از پیچیدگی مسئله کاسته شده است. سیستم کنترلی پیشنهادی توانسته است علی رغم افزایش ریپل ولتاژ لینک DC، اعوجاج جریان تزریقی به شبکه را کاهش داده و مقدار THD جریان را به حد مطلوب استانداردها و الزامات اتصال به شبکه برساند. ساختار مقاله به صورت زیر است. در قسمت ۲ لزوم استفاده از عناصر ذخیره کننده انرژی بیان شده است. ساختار و سیستم کنترلی پیشنهادی در قسمت ۳ معرفی شده است. در قسمت ۴ گام های طراحی فیلتر خروجی LCL برای اتصال اینورتر به شبکه تک فاز بیان شده و در پایان نتایج شبیه سازی و مقایسه هزینه های بین ساختار پیشنهادی و ساختار متداول ارائه شده است.

## ۲- لزوم استفاده از عناصر ذخیره کننده انرژی

شکل زیر پیکربندی اینورتر تک فاز دومرحله ای متصل به شبکه را نشان می دهد. این پیکربندی از یک مبدل DC به DC و یک پل H تک فاز تشکیل شده است. مبدل DC به DC وظیفه دستیابی به نقطه حداکثر توان را بر عهده دارد.



شکل ۱: پیکربندی اینورتر تک فاز دومرحله ای متصل به شبکه

تزریق توان به شبکه در سیستم تک فاز با در نظر گرفتن ولتاژ و جریان سینوسی به صورت زیر است:

$$P_{grid}(t) = V_{grid}(t)I_{grid}(t) \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_{grid}(t) = V_m \cos(\omega t) \\ I_{grid}(t) = I_m \cos(\omega t - \phi) \end{cases} \quad (2)$$

که در آن  $V_m$  و  $I_m$  به ترتیب دامنه ولتاژ شبکه و جریان تزریقی به شبکه،  $\omega$  فرکانس زاویه ای شبکه و  $\phi$  اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان شبکه است. با جای گذاری رابطه ۲ در ۱ خواهیم داشت:

$$P_{grid}(t) = \frac{1}{2}V_m I_m \cos(\phi) + \frac{1}{2}V_m I_m \cos(2\omega t - \phi) \quad (3)$$

با ضرب توان واحد می توان رابطه فوق را به صورت زیر ساده کرد:

$$P_{grid}(t) = P_{PV} + P_{PV} \cos(2\omega t) \quad (4)$$

همان طور که در رابطه ۴ مشاهده می شود توان لحظه ای تزریقی به شبکه از دو قسمت تشکیل شده است. یک قسمت توان متوسط خروجی که با در نظر گرفتن حالت بدون تلفات همان توان تولیدی سلول خروجی

یک توانسته اند با خازن کوچک تری عمل متعادل سازی توان را انجام دهند.

در مرجع [۱۴، ۱۵] تکنیک متعادل سازی توان در سمت شبکه پیشنهاد شده است. یک پایه اضافی در سمت ac برای تطبیق دادن خازن متعادل کننده بین اینورتر و شبکه در مدار اضافه شده است. عمل کرد مدار پیشنهادی به گونه ای است که توان لحظه ای گذرنده از سمت لینک DC به سمت شبکه با کلید زنی ثابت نگه داشته می شود.

با قراردادن خازن در لینک dc در اینورترهای دومرحله ای، ریپل ولتاژ افزایش می یابد و می توان ظرفیت خازن متعادل کننده را کاهش داد اما این افزایش ریپل ولتاژ ممکن است باعث خراب شدن و اعوجاجی کردن شکل موج جریان خروجی شود. در مرجع [۱۶] با استفاده از یک روش کنترلی و بهبود روش مدولاسیون تأثیرات ریپل ولتاژ را می توان کاهش داد. در مرجع [۱۷] با استفاده از یک منبع ولتاژ سری با خازن متعادل کننده، ریپل ولتاژ خازن لینک dc جبران می شود و ظرفیت خازن متعادل کننده کاهش پیدا می کند. از آنجا که جبران کننده ولتاژ، ریپل ولتاژ کوچکی را با توان راکتیو جبران می کند، می توان با تجهیزات ولتاژ پایین آن را پیاده سازی نمود. در مرجع [۱۸] از یک خازن متعادل کننده توان سری استفاده شده است. این ساختار از چهار قسمت اصلی اینورتر، ترانسفورماتور، بافر و سیکلوکانورتر تشکیل شده است که به صورت سری به هم متصل شده اند. در مراجع [۱۹-۲۰] یک مبدل فلای یک چهار کلیده به همراه یک مدار متعادل کننده سری پیشنهاد شده است. در پایان اگر بین روش های مختلف متعادل سازی توان از نظر اندازه خازن متعادل کننده و بازده کل سیستم مقایسه ای انجام شود، می توان گفت در مواردی که در آن ها مدار متعادل کننده در سمت سلول فتوولتاییک قرار دارد، از نظر بازدهی قراردادن خازن مورد نظر در پایه های سلول خورشیدی به صورت مستقیم، می تواند انتخابی بهینه باشد. با این وجود نیاز به ظرفیت خازن بزرگ تری است که هزینه ها را افزایش و در نهایت طول عمر تجهیز را کاهش می دهد. برای مواردی که خازن متعادل کننده در لینک DC قرار دارد، دارای استراتژی کنترلی ساده تری است. با این وجود این روش ها فقط برای اینورترهایی با آرایش چند مرحله ای که در آن ها لینک DC قابل پیاده سازی است، قابل اجرا است. در مواردی که خازن متعادل کننده در سمت AC قرار دارد، اندازه ظرفیت خازنی به دلیل نوسان ولتاژ بالا، بسیار کوچک خواهد بود. اما یک پایه فاز اضافی به مدار افزوده شده که هزینه ها را افزایش می دهد و بیشتر برای توپولوژی های منبع جریانی کاربرد دارد. همچنین این ساختار نیازمند کلیدهای دوطرفه است که بر پیچیدگی کنترلی می افزاید.

در این مقاله از یک اینورتر سه کیلوواتی دومرحله ای استفاده شده است و یک جبران گر توان به صورت موازی برای کاهش سایز خازن ذخیره کننده انرژی پیشنهاد شده است. اساس کار این جبران گر بدین گونه است که توان متغیر با زمان مورد نیاز سمت شبکه را تأمین کند. در نتیجه می توان به جای استفاده از یک خازن الکترولیتی بزرگ که وظیفه کنترل این توان پالسی را بر عهده دارد، از یک خازن با ظرفیت کوچک تر و ترجیحاً از نوع فیلمی با طول عمر بیشتر استفاده نمود. با

$$i_c(t) = C \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} \quad (7)$$

از طرفی ولتاژ لحظه‌ای خازن به صورت زیر است:

$$v_c(t) = V_{dc} + \tilde{v}(t) = V_{dc} + \frac{1}{C} \int i_c(t) dt \quad (8)$$

با جای گذاری رابطه ۶ در رابطه فوق خواهیم داشت:

$$v_c(t) = V_{dc} + \frac{1}{C} \int I_{dc} \cos(\omega t) dt \quad (9)$$

در نتیجه می‌توان گفت ولتاژ لینک DC دارای ریبلی با دو برابر

فرکانس شبکه به صورت زیر است:

$$\tilde{v}(t) = V_r \sin(\omega t) \quad (10)$$

با جای گذاری رابطه فوق در رابطه ۷ خواهیم داشت:

$$i_c(t) = \omega C V_r \cos(\omega t) \quad (11)$$

با استفاده از دو رابطه ۱۱ و رابطه ۶ مقدار خازن لینک DC با توجه

با مقدار در نظر گرفته شده برای ریبیل ولتاژ لینک DC به دست می‌آید.

$$C = \frac{P_r}{\omega \pi f V_{dc} \Delta V} \quad (12)$$

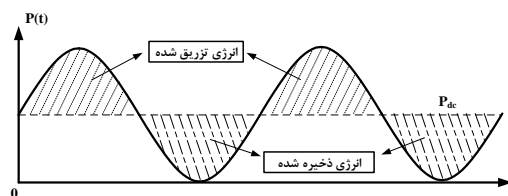
که در آن  $f$  فرکانس شبکه و  $\Delta V$  مقدار مجاز ریبیل پیک تا پیک ولتاژ لینک DC است. به طور مثال برای یک اینورتر ۳ کیلوواتی با ولتاژ لینک DC ۳۱۰ و درصد ریبیل مجاز ۲/۵٪ مقدار خازن متعادل کننده ۴ میکروفاراد به دست می‌آید. باتوجه به ظرفیت به دست آمده تنها می‌توان از خازن الکترولیتی استفاده نمود. همان‌طور که در رابطه فوق مشاهده می‌شود با افزایش ولتاژ لینک DC یا مقدار مجاز ریبیل یا هر دو می‌توان ظرفیت خازن متعادل کننده توان را کاهش داد و به جای استفاده از خازن الکترولیتی به دلیل مشکل محدودیت طول عمر و قابلیت اطمینان از خازن فیلمی استفاده نمود.

### ۳- توپولوژی پیشنهادی با استفاده از جبران گر موازی

توپولوژی پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. در توپولوژی پیشنهادی یک جبران گر توان به صورت موازی برای کاهش سائز خازن ذخیره کننده انرژی پیشنهاد شده است. اساس کار این جبران گر بدین گونه است که توان پالسی مورد نیاز سمت شبکه را تأمین کند. در نتیجه می‌توان به جای استفاده از یک خازن الکترولیتی بزرگ که وظیفه کنترل این توان پالسی برعهده دارد، از یک خازن با ظرفیت کوچکتر استفاده نمود. زمانی که توان سلول فتوولتاییک بیشتر از توان مورد نیاز شبکه باشد، کلیدهای جبران گر به گونه‌ای کلیدزنی می‌شود که توان در خازن جبران گر ذخیره گردد و خازن شارژ شود و زمانی که توان سلول فتوولتاییک کمتر از شبکه است کلیدزنی به گونه‌ای است که توان ذخیره شده در خازن جبران گر در نیم سیکل قبل به لینک DC تزریق شده و خازن تخلیه شود.

(MPPT) است و قسمت دیگر یک توان متغیر با زمان که با فرکانسی دو برابر فرکانس شبکه نوسان (توان پالسی) می‌کند.

باتوجه به اینکه عمل کرد سیستم دست‌یابی به نقطه کار بیشینه توان (MPPT) به گونه‌ای است که توان خروجی از سلول خورشیدی همیشه یک مقدار ثابت باشد، بنابراین برای برقراری تعادل توان بایستی توان پالسی (P<sub>grid</sub>-P<sub>PV</sub>) ب توسط یک عنصر ذخیره کننده انرژی (خازن متعادل کننده توان) کنترل گردد. نحوه عمل کرد خازن متعادل کننده به صورت شکل ۲ است.



شکل ۲: نحوه عمل کرد خازن متعادل کننده

همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود خازن متعادل کننده توان دارای دو حالت کاری است. زمانی که توان شبکه از توان تولیدی سلول فتوولتاییک کمتر باشد، این تفاوت انرژی با تخلیه انرژی خازن متعادل کننده جبران می‌شود. زمانی که توان سلول فتوولتاییک از توان شبکه بیشتر باشد، این مازاد انرژی در خازن متعادل کننده ذخیره می‌شود. باتوجه به عمل کرد این خازن در متعادل سازی توان ورودی و خروجی، طراحی و قرارداد مقدار صحیح برای خازن متعادل کننده در جهت عمل کرد مطلوب سیستم، امری ضروری است. انتخاب مقدار کوچک برای این خازن باعث یک عدم تعادل بین توان خروجی و توان ورودی سیستم شده و نتایجی چون افزایش مقدار تغییرات ولتاژ دو سر خازن، ایجاد اشکال در عمل کرد سیستم (وجود ریبیل در پایانه سلول خورشیدی و کاهش متوسط توان استخراج شده از سلول خورشیدی) و افزایش اعوجاج در جریان تزریقی به شبکه را در پی خواهد داشت [۲۱].

با توجه به اینکه توان پالسی باید توسط خازن کنترل شود، می‌توان توان لحظه‌ای خازن را به صورت زیر نوشت [۲۲]:

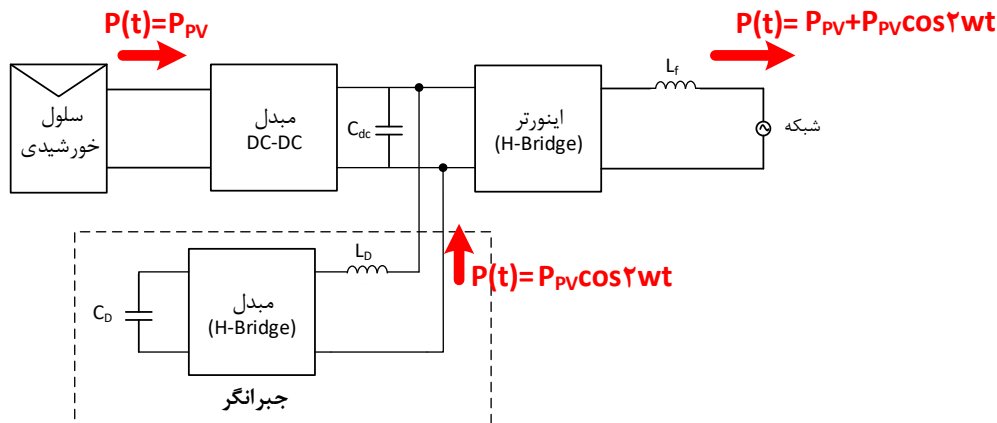
$$P_c(t) = v_c(t) \cdot i_c(t) = P_{grid}(t) - P_{PV}(t) \quad (5)$$

$$= P_r \cos(\omega t) = V_{dc} \cdot I_{dc} \cos(\omega t)$$

که در آن  $V_{dc}$  و  $I_{dc}$  به ترتیب دامنه جریان خازن و ولتاژ لینک DC است. طبق رابطه ۵ با ثابت در نظر گرفتن ولتاژ خازن، جریان خازن هماهنگ با توان نوسان می‌کند. در نتیجه جریان لحظه‌ای خازن به صورت زیر است:

$$i_c(t) = I_{dc} \cos(\omega t) = \frac{P_r}{V_{dc}} \cos(\omega t) \quad (6)$$

همچنین یک رابطه دیگر هم برای محاسبه جریان خازن وجود دارد:



شکل ۳: توپولوژی پیشنهادی

کنترلی مقدار این نوسانات و تأثیرات آن‌ها را در جریان خروجی کاهش داد. در این مقاله با معرفی یک روش کنترلی ساده با بهره‌گیری از نظریه PQ و تولید جریان‌های مرجع می‌توان به اهداف کنترلی فوق دست‌یافت. در ادامه روش کنترلی پیشنهادی معرفی شده‌است.

### ۳-۱- کنترل جبران‌گر موازی

در سال ۱۹۸۳ پرفسور Akagi مفاهیم جدیدی از توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای که در حالت ماندگار و گذرا برای شکل موج‌های کلی ولتاژ و جریان معتبر می‌باشند، معرفی نمود [۲۳].

نظریه تئوری توان‌های لحظه‌ای برای سیستم‌های سه‌فاز و تبدیل پارامترهای سیستم به دو محور متعامد معرفی شده‌است. برای بهره‌گیری از این نظریه نیاز به دو یا مقدار بیشتر پارامتر وجود دارد اما در سیستم‌های تک‌فاز به علت اینکه فقط یک متغیر تک‌فاز وجود دارد نمی‌توان از این روش به‌طور مستقیم برای سیستم‌های تک‌فاز استفاده نمود و نیاز است روشی برای حل این موضوع معرفی گردد. یکی از روش‌ها، ایجاد یک متغیر مجازی با شیفیت به اندازه  $\frac{T}{4}$  است. تئوری توان‌های لحظه‌ای تک‌فاز در مرجع [۲۴-۲۹] معرفی شده‌است. در این تئوری ولتاژ و جریان شبکه به‌عنوان متغیر  $\alpha$  معرفی شده و متغیر مجازی  $\beta$  با شیفیت ۹۰ درجه‌ای ولتاژ و جریان شبکه، به‌دست می‌آید. برای ایجاد این شیفیت ۹۰ درجه روش‌های مختلفی مانند تبدیل هیلبرت و SOGI نیز استفاده می‌شود [۲۴-۲۶، ۲۸].

ذکر این نکته ضروری است که تولید متغیر مجازی با استفاده از روش‌های معرفی شده در مراجع [۲۴-۲۶، ۲۸] مستلزم شناخت کامل این روش‌ها و تنظیم پارامترهای آن‌ها است. با توجه به پیچیدگی‌های طراحی این پارامترها، چنانچه این کار به‌درستی انجام نپذیرد به‌خصوص زمان‌هایی که جریان دارای اعوجاج یا هارمونیک است، عملکرد سیستم از حالت مطلوب خود فاصله می‌گیرد. در روش پیشنهادی دیگر نیازی به تولید جریان‌های مجازی و استفاده از این روش‌ها نیست. در این مقاله با بهره‌گیری از نظریه pq اصلاح‌شده، سیستم تک‌فاز به‌صورت یک سیستم سه‌فاز نامتعادل مدل می‌گردد. بدین‌صورت که دو فاز مجازی b و c ایجاد

همان‌طورکه در شکل ۴ مشاهده می‌شود، با عمل‌کرد مناسب سیستم MPPT مقدار توان خروجی سلول فتوولتاییک مقدار ثابتی است. روابط ولتاژ و جریان و توان لحظه‌ای خازن مدار جبران‌گر به‌صورت زیر است:

$$v_D(t) = V_D(dc) + V_D \sin(\omega t) \quad (13)$$

$$i_D(t) = C_D \frac{dv_D(t)}{dt} = \omega C_D V_D \cos(\omega t) \quad (14)$$

$$p_D(t) = \omega C_D V_D (V_D(dc) + V_D \sin(\omega t)) \cos(\omega t) \quad (15)$$

که در آن  $C_D$  ظرفیت خازن مدار جبران‌گر و  $V_D(dc)$  مؤلفه DC ولتاژ خازن و  $V_D$  مؤلفه AC ولتاژ خازن است. باتوجه‌به نحوه عمل‌کرد مدار کمکی مقدار انرژی تزریقی به شبکه  $S_{ac}$  در  $\frac{1}{\pi}$  دوره تناوب کلیدزنی برابر با انرژی خازن مدار جبران‌گر  $S_D$  است. با استفاده از رابطه (۴) خواهیم‌داشت:

$$S_{ac} = \int_{-\frac{T_{ac}}{4}}^{\frac{T_{ac}}{4}} (p_{pv} - p_{ac}(t)) dt = \frac{V_m I_m T_{ac}}{\pi} \quad (16)$$

$$S_D = \int_{-\frac{T_{ac}}{4}}^{\frac{T_{ac}}{4}} p_D(t) dt = \frac{1}{4} C_D V_D (\omega V_D(dc) + V_D) \quad (17)$$

که در آن  $V_m$  و  $I_m$  دامنه ولتاژ شبکه و جریان تزریقی به شبکه و  $T_{ac}$  دوره تناوب زمانی شبکه است. با برابر قراردادن دو رابطه ۱۶ و ۱۷ می‌توان رابطه‌ای بین اندازه خازن و مقدار ولتاژ خازن مدار جبران‌گر بدست آورد.

$$V_D = -V_D(dc) + \sqrt{V_D(dc)^2 + \frac{V_m I_m T_{ac}}{4\pi C_D}} \quad (18)$$

ذکر این نکته ضروری است که استفاده از یک جبران‌گر موازی، تلفات سیستم را به‌علت شارش توان در مدار جبران‌گر افزایش داده و منجر به کاهش راندمان کل سیستم می‌شود. برای غلبه بر این مشکل باید بتوان توان این جبران‌گر موازی را محدود و کنترل نمود. علاوه‌بر این با کاهش سایز خازن لینک DC و قراردادن مدار جبران‌گر در سمت لینک DC، نوسانات ولتاژ لینک DC افزایش می‌یابد و این منجر به افزایش اعوجاج در جریان تزریقی به شبکه می‌گردد که باید به کمک سیستم

$$\begin{bmatrix} p \\ q_\alpha \\ q_\beta \\ q_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & V_o \\ \cdot & -V_o & V_\beta \\ V_o & \cdot & -V_\alpha \\ -V_\beta & V_\alpha & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (23)$$

با جای گذاری رابطه ۱۹ و ۲۰ در رابطه ۲۱ و ۲۲ خواهیم داشت:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ i_\beta = 0 \\ i_o = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c) \\ V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} (\frac{\sqrt{3}}{2} V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} V_c) \\ V_o = \sqrt{\frac{2}{3}} (\frac{1}{\sqrt{3}} V_a + \frac{1}{\sqrt{3}} V_b + \frac{1}{\sqrt{3}} V_c) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

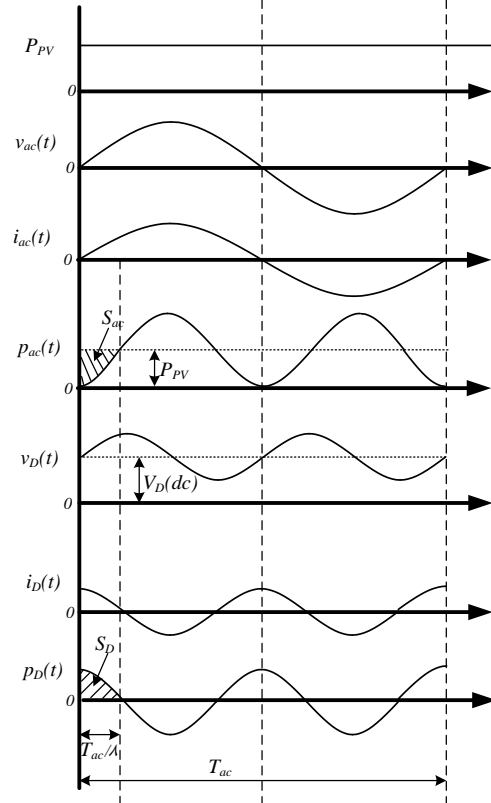
با جای گذاری روابط ۲۴ و ۲۵ در ۲۳ خواهیم داشت:

$$\begin{cases} p = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a (\frac{\sqrt{2}}{3} (V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c)) = \frac{2}{3} (V_a i_a - \frac{1}{2} i_a (V_b + V_c)) = V_a i_a \\ q_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (i_a V_b - i_a V_c) \\ q_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} V_a i_a \\ q_o = -\frac{\sqrt{3}}{2} (i_a V_b - i_a V_c) \end{cases} \quad (26)$$

مشاهده می شود توانی که از این روش استخراج گردید، برابر با همان مقدار توان تزریقی است که در رابطه ۱ معرفی گردید. حال می توان با انتخاب مقدار نوسانی توان  $p$ ، به عنوان توانی که قرار است توسط جبران گر موازی به لینک DC تزریق شود جریان های مرجع برای کنترل جبران گر را تولید کرد. توان هایی که باید جبران گردند با علامت ستاره (\*) را تولید کرد. در رابطه (۲۷) نشان داده شده اند.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \\ i_o^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} V_\alpha & \cdot & V_o & -V_\beta \\ V_\beta & -V_o & \cdot & V_\alpha \\ V_o & V_\beta & -V_\alpha & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q_\alpha^* \\ q_\beta^* \\ q_o^* \end{bmatrix} \quad (27)$$

شده و مقدار ولتاژ آن ها همان ولتاژ فاز a (ولتاژ تک فاز) با شیفت ۱۲۰ درجه و جریان آن ها صفر انتخاب می گردد. بنابراین خواهیم داشت.



شکل ۴: شکل موج های ولتاژ، جریان و توان خازن مدار جبران گر

$$V_a = V_m \sin(\omega t) \quad (19)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 120)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t + 120)$$

$$i_a = I_m \sin(\omega t + \phi_I) \quad (20)$$

$$i_b = 0$$

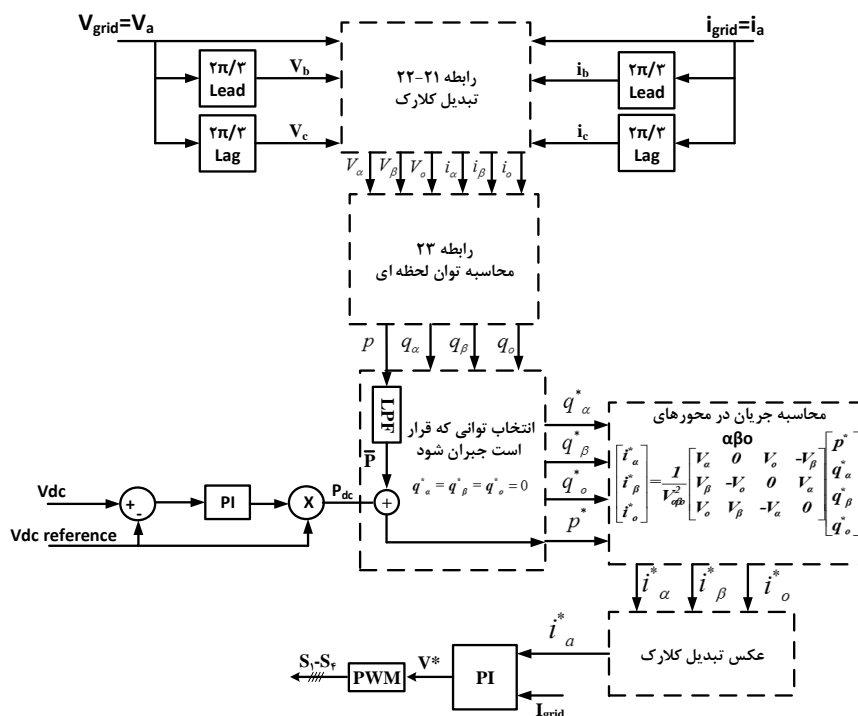
$$i_c = 0$$

روابط نظریه pq اصلاح شده که برای سیستم های سه فاز چهار سیمه به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (22)$$



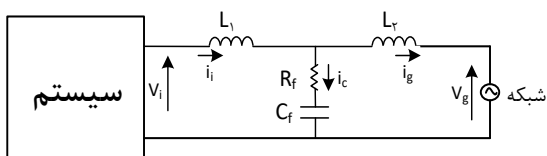


شکل ۵: تولید جریان‌های مرجع برای کنترل جبران‌گر

با توجه به شکل ۳ فقط کافی است که توان پالسی توسط مدار جبران‌گر به شبکه تزریق شود در نتیجه فقط توان نوسانی اکتیو (همان توان پالسی) به‌عنوان توانی که باید جبران شوند ( $P^*$ ) در تولید جریان‌های مرجع کنترل کلیدهای جبران‌گر انتخاب شده‌است.

#### ۴- طراحی فیلتر خروجی

برای اتصال اینورترهای منبع ولتاژی به شبکه از یک فیلتر به جهت کاهش هارمونیک‌های جریان ناشی از کلیدزنی استفاده می‌شود. ساده‌ترین و معمول‌ترین فیلتر، استفاده از یک سلف سری است. اما مقدار این سلف باتوجه به الزامات اتصال اینورترها و درصد هارمونیک‌های مجاز جریان تزریقی به شبکه، بزرگ انتخاب می‌شود. برای حل این مشکل فیلتر LCL پیشنهاد می‌شود [۳۰-۳۱]. فیلتر LCL معمولاً دارای تضعیف بهتری است. همچنین هزینه‌ها و سایز سلف‌ها را به‌طور قابل‌توجهی کاهش می‌دهد. علاوه‌براین در مواردی که هارمونیک فرکانس کلیدزنی در سیستم وجود داشته‌باشد با مقدار راکتانس کمتری، می‌توان این هارمونیک‌ها را کاهش داد. ساختار کلی این فیلتر به همراه مقاومت میراکننده به‌صورت زیر است:



شکل ۶: پیکربندی کلی فیلتر LCL

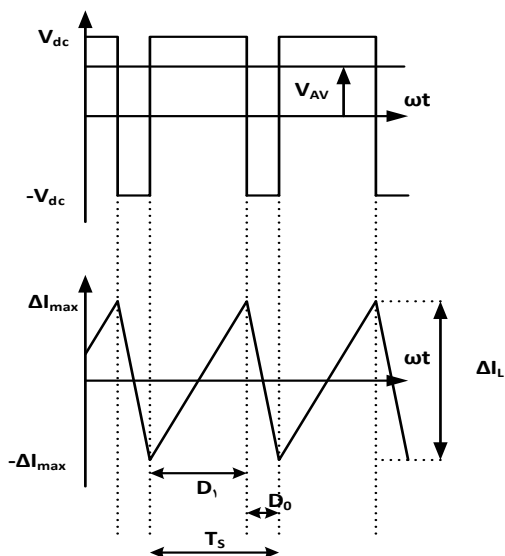
که با استفاده از تبدیل معکوس  $\alpha\beta$  به abc مقادیر لحظه‌ای جریان‌های مرجع جبران‌کننده محاسبه می‌شود:

$$(28) \quad \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \\ i_o^* \end{bmatrix}$$

به‌علت این‌که فقط فاز a برای سیستم تک‌فاز موردنیاز است، بنابراین خواهیم‌داشت:

$$(29) \quad i_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_\alpha^* + \frac{1}{\sqrt{2}} i_o^*)$$

نحوه تولید این جریان مرجع با استفاده از روش کنترلی پیشنهادی به‌صورت گرافیکی در شکل ۵ نشان داده شده‌است. همچنین از یک کنترل‌کننده PI برای کاهش خطای اختلاف ناشی از ولتاژ لینک DC و مقدار مرجع ولتاژ جهت تثبیت ولتاژ خازن لینک DC استفاده شده‌است. به‌دلیل این‌که روش کنترلی پیشنهادی یک روش جدید برای کنترل جریان در سیستم‌های تک‌فاز بدون نیاز به ایجاد جریان مجازی است. می‌توان از این روش به‌صورت جداگانه برای کنترل یک اینورتر تک‌فاز متصل به شبکه بهره گرفت. همان‌طور که پیش‌تر گفته شد، می‌توان با انتخاب توان‌هایی که با علامت ستاره مشخص شده‌اند (که باید توسط اینورتر به شبکه منتقل شوند)، جریان‌های مرجع جداگانه را برای کنترل اینورتر تک‌فاز تولید کرد (البته لازم به ذکر است که اینورتر می‌تواند با سایر روش‌های موجود نیز کنترل شود). اما در کنترل جبران‌گر موازی



شکل ۸: ولتاژ خروجی و تغییرات جریان دو سر سلف

زمانی که فرکانس سوئیچینگ  $f_{sw}$  خیلی بزرگتر از فرکانس اصلی ( $50$  هرتز) باشد می‌توان گفت مقدار متوسط زمانی ولتاژ خروجی اینورتر  $V_{AV}$  در یک دوره تناوب کلیدزنی مقدار ثابتی است. بنابراین جریان خروجی فیلتر یا همان جریان سلف خروجی در طی هر دوره تناوب کلید زنی شکلی مشابه، شکل ۸ خواهد داشت.

مقدار پیک تا پیک جریان سلف خروجی ( $\Delta i_L$ ) به صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$\begin{cases} V_L = L \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta i_L = \frac{1}{L} V_L \Delta t \\ \Delta i_L = \Delta i_{Lmax} = \frac{(V_{dc} - V_{AV})}{L} D_1 T_s \end{cases} \quad (33)$$

که در آن  $\Delta i_{Lmax}$  پیک جریان سلف خروجی،  $V_L$  ولتاژ دو سر سلف،  $V_{dc}$  ولتاژ منبع DC،  $T_s$  دوره تناوب کلیدزنی و  $D_1$  زمان روشن بودن کلید  $S_1$  و  $S_4$  است. با توجه به شکل ۸ روابط زیر را می‌توان به دست آورد.

$$\begin{aligned} V_{AV}(\omega t) &= \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_1 T_s} V_{dc} dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} -V_{dc} dt \right) \\ &= V_{dc} (2D_1 - 1) \end{aligned} \quad (34)$$

$$e_a = m_a V_{dc} \sin(\omega t) \quad (35)$$

که در آن  $m_a$  ضریب مدولاسیون است. با برابر قراردادن رابطه ۳۴ و ۳۵ مقدار  $D_1$  به دست خواهد آمد:

$$D_1 = \frac{1 + m_a \sin(\omega t)}{2} \quad (36)$$

با جای گذاری رابطه ۳۶ در رابطه ۳۳ مقدار بیشینه تغییرات جریان دو سر سلف محاسبه می‌شود.

که در آن  $L_1$  سلف سمت اینورتر و  $L_2$  سلف سمت شبکه و  $C_f$  و  $R_f$  خازن و مقاومت میراکننده است. توان راکتیو مورد نیاز ممکن است منجر به رزونانس متقابل خازن موازی با شبکه گردد. در نتیجه وجود مقاومت میراکننده به صورت سری با خازن ضروری است. برای طراحی LCL سیستم تکفاز از تعمیم الگوریتم ارائه شده در مرجع [۳۱] که برای سیستم سه فاز معرفی شده است، استفاده گردیده است. مقادیر امیدانس مبنا و خازن مبنا به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (30)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (31)$$

که در آن  $E_n$  ولتاژ نامی،  $P_n$  توان اکتیو نامی و  $\omega_g$  فرکانس زاویه‌ای شبکه است. قبل از طراحی فیلتر، تعدادی محدودیت در مقادیر پارامترهای طراحی وجود دارد:

۱) مقدار کل اندوکتانس ( $L_1 + L_2$ ) نباید بیشتر از ده درصد امیدانس مبنا باشد وگرنه باعث افت ولتاژ قابل توجهی خواهد شد که در نتیجه نیازمند به ولتاژ لینک DC بزرگتر و افزایش تلفات کلیدزنی می‌گردد.

۲) مقدار خازن  $C_f$  با در نظر گرفتن بیشینه تغییرات ضریب توان دیده شده از دید شبکه تعیین می‌گردد که معمولاً مقدار آن ۵٪ خازن مبنا انتخاب می‌گردد. البته چنانچه بخواهیم مقدار راکتانس سلفی فیلتر بیشتر جبران گردد، می‌توان مقادیر بیشتری را انتخاب نمود که طبیعتاً هزینه‌های سیستم و مقدار ریپل جریان افزایش می‌یابد.

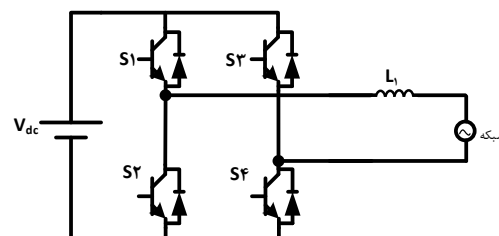
۳) فرکانس تشدید یا رزونانس باید در محدوده زیر قرار بگیرد تا از مشکلات رزونانسی جلوگیری گردد.

$$10\omega_g < \omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_f}} < \frac{\omega_{sw}}{2} \quad (32)$$

که در آن  $\omega_{res}$  فرکانس زاویه‌ای تشدید و  $\omega_{sw}$  فرکانس زاویه‌ای کلیدزنی است. گام‌های طراحی فیلتر به صورت زیر است:

#### گام اول: محاسبه سلف سمت اینورتر

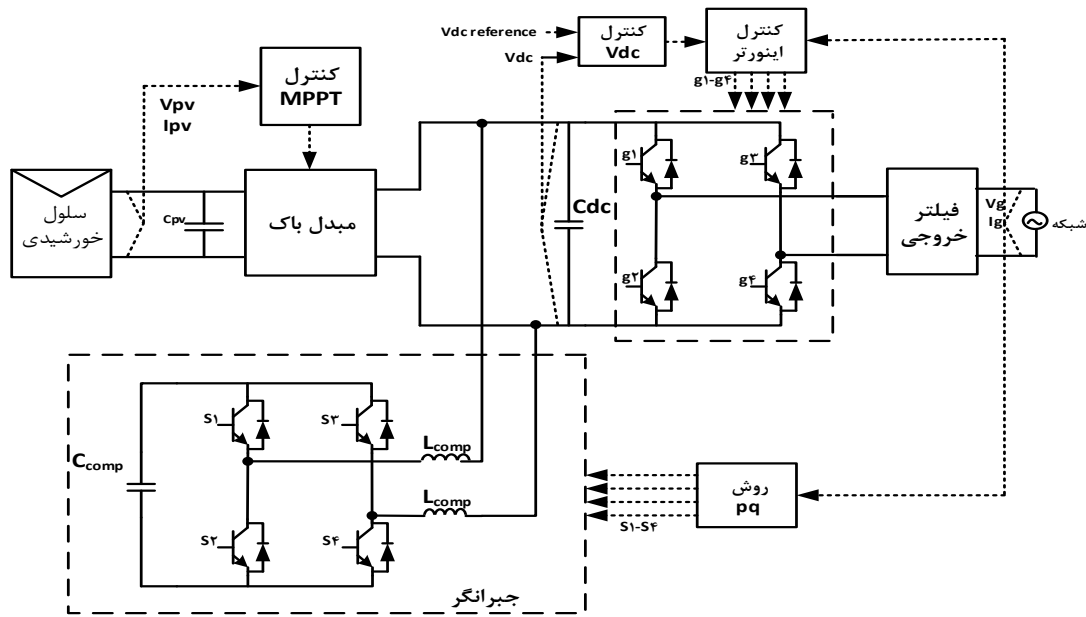
برای طراحی  $L_1$  مشابه طراحی فیلتر L سری عمل می‌شود.



شکل ۷: فیلتر سری

برای اینورتر تمام پل تکفاز نحوه تغییرات ولتاژ خروجی و تغییرات جریان دو سر سلف در شکل زیر نشان داده شده است:





شکل ۹: ساختار سیستم کنترلی اینورتر

این نکته ضروری است که هر چه سایز فیلتر سمت شبکه افزایش یابد به تبع آن هزینه بیشتری به سیستم تحمیل خواهد شد.

#### گام چهارم: بررسی شرطهای پیش طراحی

چنانچه شرطهای پیش طراحی که شامل محدوده فرکانس تشدید و امیدانس کل فیلتر رعایت نشده است دوباره به گام سوم برگشته و مقدار ضریب تضعیف را تغییر می‌دهیم.

#### گام پنجم: محاسبه مقاومت میراکننده

برای بهبود میرایی رزونانس، اندازه این مقاومت  $\frac{1}{3}$  امیدانس خازن سری قرار داده می‌شود. چنانچه مقدار این مقاومت بزرگ انتخاب شود تلفات سیستم افزایش یافته و بازده کل کاهش می‌یابد.

$$R_f = \frac{1}{3w_{res}C_f} \quad (43)$$

#### ۵- نتایج تحلیلی و شبیه‌سازی

شکل ۹ ساختار سیستم کنترلی اینورتر متصل به شبکه به همراه جبران‌گر موازی را نشان می‌دهد که در آن با اندازه‌گیری ولتاژ و جریان سلول خورشیدی و بهره‌گیری از روش آشفتن و مشاهده، سیگنال کنترلی مبدل DC/DC تولید می‌گردد. صحت روش پیشنهادی کنترلی براساس نرم‌افزار Matlab/Simulink بررسی گردیده است. برای شبیه‌سازی سلول خورشیدی از اطلاعات سیستم فتوولتائیک ۳ کیلووات نصب شده در دانشگاه بیرجند استفاده شده است که مشخصه ولتاژ-جریان و ولتاژ-توان آن در دماهای مختلف در شکل ۱۰ نشان داده شده است. همچنین پارامترهای موردنیاز برای مدل کردن سلول خورشیدی در محیط شبیه‌سازی در جدول ۱ قابل مشاهده است. پارامترهای کلی سیستم تست نیز در جدول ۲ آورده شده است.

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{dc} T_s}{4L_1} (1 - m_a^2 \sin^2(\omega t)) \quad (37)$$

که مقدار بیشینه تغییرات جریان سلف برابر است با:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_{dc} T_s}{4L_1} \quad (38)$$

بنابراین با انتخاب  $\Delta i_{Lmax} = (10\% - 20\%) I_{pp}$  که در آن  $I_{pp}$  مقدار پیک تا پیک جریان خروجی است، مقدار سلف سمت اینورتر به دست می‌آید.

$$L_1 = \frac{V_{dc} T_s}{4\Delta i_{Lmax}} \quad (39)$$

#### گام دوم: محاسبه خازن شاخه موازی

همان‌طورکه قبلاً گفته شد مقدار خازن را ۵ درصد مقدار خازن مبنا انتخاب می‌شود.

$$C_f = 0.05 C_b \quad (40)$$

#### گام سوم: محاسبه سلف سمت شبکه

با تعریف ضریب تضعیف ( $K_a$ ) که نشان‌دهنده نسبت بین جریان هارمونیک تولیدشده توسط اینورتر و جریان تزریقی به شبکه است می‌توان رابطه‌ای برای محاسبه  $L_2$  به دست آورد [۳۱].

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = k_a \quad (41)$$

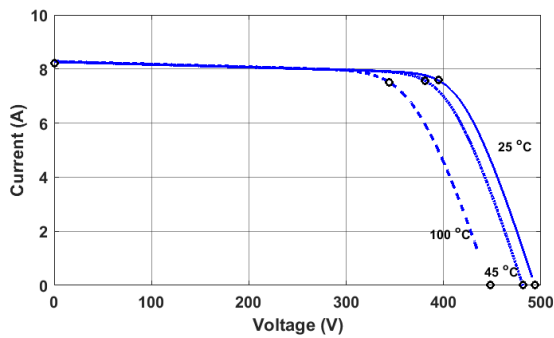
$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{3} + 1}}{C_f w_{sw}} \quad (42)$$

که در آن  $K_a$  ضریب تضعیف،  $C_f$  خازن شاخه موازی است. برای داشتن کم‌ترین رزونانس (بیش‌ترین ضریب میرایی) می‌توان مقدار  $L_2$  را با  $L_1$  برابر انتخاب کرد اما در مرجع [۳۱] نشان داده شده است که می‌توان بدون اینکه اشکالی در سیستم به وجود آید با انتخاب ضریب تضعیف کمتر (به‌عنوان مثال ۰.۲۰) مقادیر کوچک‌تری برای  $L_2$  انتخاب شود. ذکر

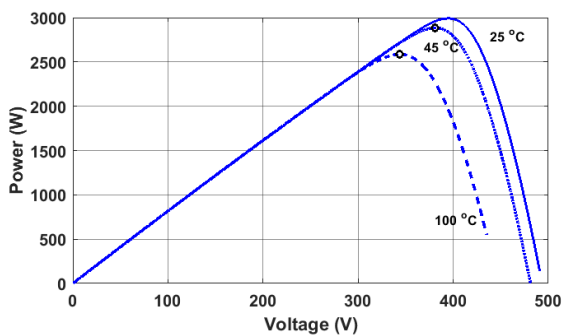
به علت این که مقدار ولتاژ پنل خورشیدی در بیشینه توان بیشتر از سطح ولتاژ سیستم تک فاز است، از یک مبدل کاهنده برای کاهش ولتاژ لینک DC جهت اتصال اینورتر به شبکه تک فاز استفاده شده است.

جدول ۱: مشخصات سلول خورشیدی

نماد	پارامتر	مقدار
$I_{sc}$	جریان اتصال کوتاه	۸/۲۱ A
$K_I$	ضریب دمایی جریان اتصال کوتاه	۰/۰۰۳۲
$V_{oc}$	ولتاژ مدار باز	۳۲/۹ V
$K_V$	ضریب دمایی ولتاژ مدار باز	-۰/۱۲۳
$N_S$	تعداد سلول سری	۵۴
$N_{SS}$	تعداد ماژول سری	۱۵
$N_P$	تعداد سلول موازی	۱
$N_{PP}$	تعداد ماژول موازی	۱
$R_S$	مقاومت سری	۰/۲۳ $\Omega$
$R_t$	مقاومت موازی	۶۰۱/۳۳۶۸ $\Omega$
$V_{mp}$	ولتاژ در بیشینه توان	۲۶/۳ V
$I_{mp}$	جریان در بیشینه توان	۷/۶۱ A
$P$	بیشینه توان	۳ kW

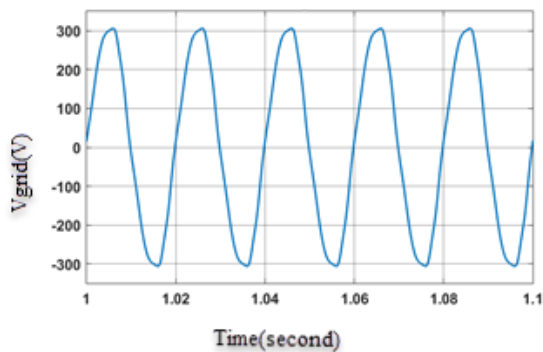


(الف)

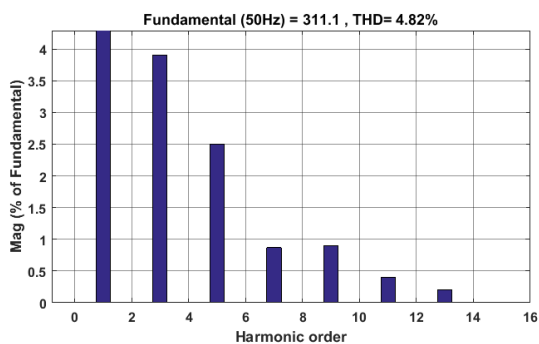


(ب)

شکل ۱۰- سلول خورشیدی الف). مشخصه ولتاژ-جریان در دماهای مختلف ب). مشخصه ولتاژ-توان در دماهای مختلف



(الف)



(ب)

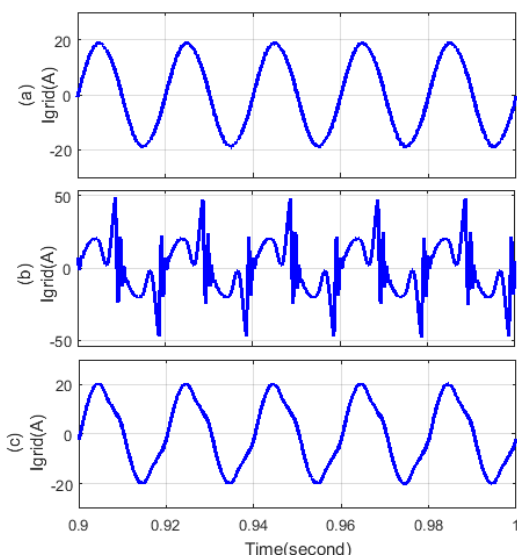
شکل ۱۱: الف). ولتاژ شبکه مدل شده ب). طیف هارمونیک شبکه مدل شده

جدول ۲: پارامترهای سیستم تست

نماد	پارامتر	مقدار
$f_g$	فرکانس شبکه	۵۰ Hz
$f_{sw}$	فرکانس کلیدزنی	۱۰ KHz
$V_{grid}$	ولتاژ مؤثر شبکه	۲۲۰ V
$L_1$	سلف سمت اینورتر	۲ mH
$L_2$	سلف سمت شبکه	۰/۱۵mH
$C_f$	خازن فیلتر	۱۰ $\mu$ F
$R_f$	مقاومت میراکننده	۱/۲۵ $\Omega$
$C_{dc}$	خازن لینک DC	۲۰۰ $\mu$ F
$L$	سلف مبدل کاهنده	۳/۳ mH
$C_{pv}$	خازن ورودی پنل	۱۰۰ $\mu$ F
$C_{comp}$	خازن جبران گر	۱۰۰ $\mu$ F
$L_{comp}$	سلف جبران گر	۱/۳ mH
$K_p$	بهره تناسبی کنترل کننده ولتاژ لینک DC	۰/۰۱
$K_i$	بهره انتگرال گیر کنترل کننده ولتاژ لینک DC	۴/۱

شکل ۱۱ الف) ولتاژ شبکه مدل شده را نشان می دهد. به جهت افزایش دقت شبیه سازی، برای مدل کردن شبکه از یک منبع ولتاژ سینوسی هارمونیک استفاده شده است. طیف هارمونیک ولتاژ مدل شده شبکه در شکل ۱۱ ب) نشان داده شده است.

در شکل ۱۳ جریان تزریقی به شبکه برای سه وضعیت استفاده از ساختار پیشنهادی با خازن لینک DC ۲۰۰ میکروفاراد، بدون مدار متعادل کننده کمکی با خازن لینک DC ۲۰۰ میکروفاراد و بدون مدار متعادل کننده کمکی با خازن لینک DC ۱۰۰۰ میکروفاراد را نشان می دهد. همان طور که در این شکل مشاهده می شود در ساختار متداول (بدون مدار متعادل کننده توان کمکی) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی جریان خروجی هارمونیک قابل توجهی دارد. همچنین در وضعیت ساختار متداول (بدون مدار متعادل کننده توان کمکی) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی باینکه در شکل ۱۲ نشان داده شد که دارای نوساناتی برابر با وضعیت استفاده از ساختار پیشنهادی است اما جریان تزریقی تا حدودی از حالت سینوسی خارج شده و همراه با هارمونیک نسبتاً بالایی است.

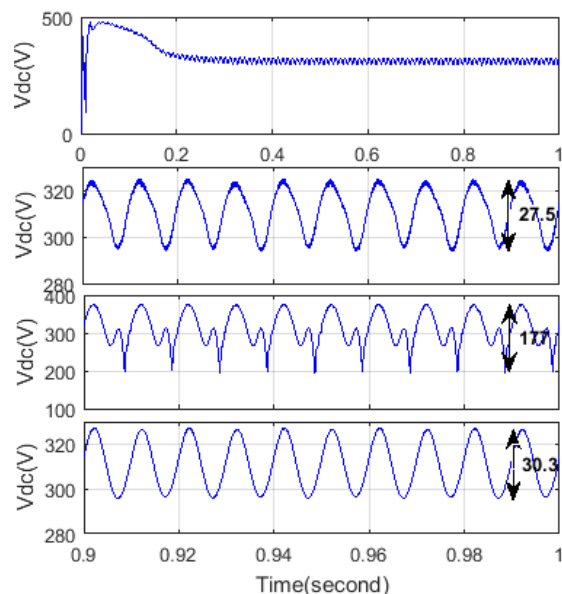


شکل ۱۳: جریان تزریقی به شبکه

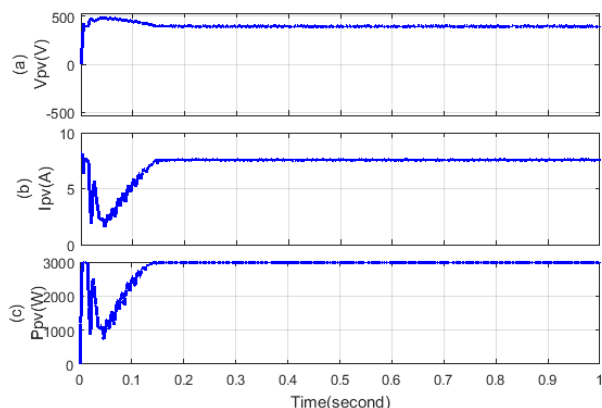
(a) با استفاده از جبران گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (b) بدون استفاده از مدار متعادل کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (c) بدون استفاده از مدار متعادل کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی)

برای کاهش این نوسانات جریان خروجی بدون کمکی مدار متعادل کننده توان، می توان با انتخاب خازن بزرگ تر برای لینک DC (الزاماً از نوع الکترولیتی) مقدار این نوسانات را به حد مطلوب جهت اتصال به شبکه کاهش داد که تأثیر این افزایش خازن لینک DC در طیف هارمونیکي جریان خروجی در شکل ۱۴ نشان داده شده است. در شکل ۱۴ مشاهده می کنید با انتخاب ساختار متداول برای متعادل سازی توان با خازن یک میلی فارادی، اعوجاج در جریان تزریقی افزایش یافته و مقدار آن به ۱۲/۱۴٪ می رسد. با انتخاب خازن الکترولیتی به مقدار ۴ برابر خازن یک میلی فاراد، مقدار THD جریان تقریباً با مقدار THD ساختار پیشنهادی یکسان می شود و می توان مقایسه بهتری بین دو ساختار براساس THD های یکسان انجام داد.

در قسمت (الف) شکل ۱۱ نشان داده شده است که با به کارگیری سیستم کنترلی پیشنهادی مقدار ولتاژ لینک DC با مقداری ریبیل بر روی مقدار مرجع خود ( $220\sqrt{2}$ ) تثبیت شده است. ذکر این نکته ضروری است که اگرچه مقدار این نوسانات تا حدودی بزرگ است اما ساختار و روش کنترلی پیشنهادی توانسته است علاوه بر کاهش سایز خازن لینک DC، مانع از تأثیر این مقدار نوسانات بر جریان خروجی شود و THD جریان را در حد مطلوبی نگه داشته است. در ادامه شکل ۱۱ مقدار ریبیل (نوسان) ولتاژ لینک DC برای سه وضعیت استفاده از ساختار پیشنهادی با خازن لینک DC ۲۰۰ میکروفاراد، بدون مدار متعادل کننده کمکی با خازن لینک DC ۲۰۰ میکرو فاراد و بدون مدار متعادل کننده کمکی با خازن لینک DC ۱۰۰۰ میکرو فاراد را نشان می دهد. طبق رابطه ۱۲ بدون مدار کمکی متعادل کننده توان با چنین مقدار  $\Delta V$ ، مقدار خازن لینک DC برابر با مقدار یک میلی فاراد می شود که با بهره گیری از مدار متعادل کننده توان، با در نظر گرفتن خازن مدار جبران گر، مقدار خازن تقریباً به ۳ برابر کاهش یافته است. بدون مدار متعادل کننده توان کمکی و با ظرفیت به دست آمده یک میلی فاراد تنها ملزم به استفاده از خازن الکترولیتی خواهیم بود (ساختار متداول). کاهش ظرفیت خازن لینک DC در جهت استفاده از خازن های فیلمی با طول عمر بالاتر بدون استفاده از مدار متعادل کننده کمکی طبق رابطه ۱۲ منجر به افزایش نوسانات ولتاژ لینک DC و هارمونیک جریان تزریقی به شبکه می شود و بر عمل کرد سیستم MPPT در ردیابی نقطه بیشینه توان تأثیر نامطلوبی خواهد داشت.



شکل ۱۴: (a) ولتاژ لینک DC با استفاده از جبران گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (b) ریبیل ولتاژ لینک DC با استفاده از جبران گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (c) ریبیل ولتاژ لینک DC بدون استفاده از مدار متعادل کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (d) ریبیل ولتاژ لینک DC بدون استفاده از مدار متعادل کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی



شکل ۱۶: سلول خورشیدی (a) ولتاژ خروجی (b) جریان خروجی (c) توان خروجی

شکل ۱۶ به ترتیب ولتاژ، جریان و توان سلول خورشیدی را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل‌ها مشاهده می‌کنید ساختار پیشنهادی عمل کرد نامطلوبی بر روی سیستم ردیابی بیشینه توان نداشته و مشخصات خروجی سلول‌های با مقداری ریپل جزئی روی شرایط حصول بیش‌ترین توان تشبیه شده‌اند.

### ۶- هزینه ساختار پیشنهادی

قبل از مقایسه هزینه‌ای بین ساختار پیشنهادی (جبران‌گر موازی) و ساختار متداول (استفاده از خازن‌های الکترولیتی بزرگ)، ذکر چند نکته ضروری است:

(۱) همان‌طور که در شکل ۹ نشان داده شد، عمده تجهیزات جبران‌گر موازی پیشنهادی شامل: ۴ کلید برای مبدل پل، دو سلف فیلتر خروجی جبران‌گر و دو خازن فیلمی Ccomp و Cdc است.

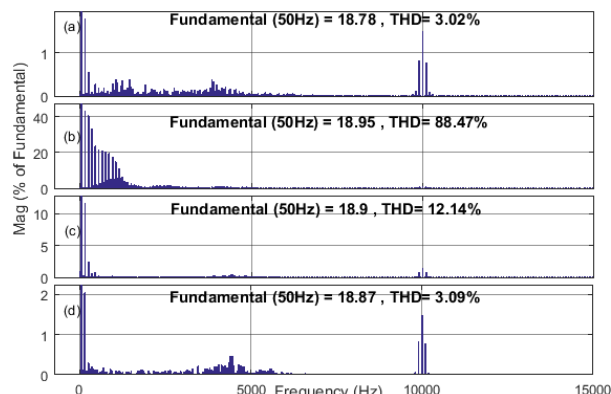
(۲) ظرفیت خازن فیلمی Cdc ۲۰۰ میکروفاراد است و باتوجه‌به این‌که در این رنج ظرفیت، تنوع سازندگان خازن فیلمی کم است از دو خازن ۱۰۰ میکروفارادی موازی استفاده شده‌است.

(۳) قیمت‌ها براساس قیمت‌های موجود در سایت Digi-Key (Electronic Components Distributor) است.

(۴) برای مقایسه طول عمر خازن‌ها دمای ۸۵ سانتی‌گراد در نظر گرفته شده‌است.

(۵) به علت تفاوت قیمتی که میان سازندگان قطعات به‌خصوص در مورد خازن‌ها وجود دارد، قیمت‌های یک سازنده برای هر دو نوع خازن الکترولیتی و فیلمی در نظر گرفته شده‌است. در این مقاله مقایسه هزینه‌ها براساس قیمت‌های سازنده KEMET - Electronic Components است.

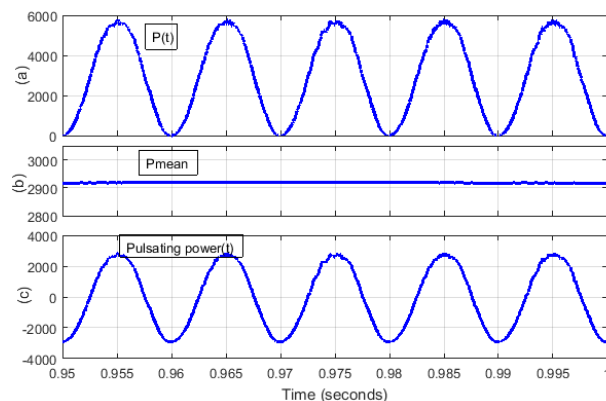
(۶) همان‌طور که در شکل ۱۴ نشان داده شده‌است با استفاده از خازن الکترولیتی مقدار THD جریان خروجی از حد استاندارد و الزامات اتصال به شبکه بیش‌تر است. برای کاهش THD جریان، مقدار خازن لینک DC بزرگ‌تر انتخاب شده‌است (۴)



شکل ۱۴: طیف هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه الف). خازن ۱ میلی‌فاراد (الکترولیتی) - ساختار متداول ب). خازن ۴ میلی‌فاراد (الکترولیتی) - ساختار متداول ج). خازن ۲۲۰ میکروفاراد (فیلمی) - جبران‌گر موازی

همان‌طور که در شکل ۱۴ مشاهده می‌شود مقدار THD جریان تزریقی به شبکه با استفاده از ساختار پیشنهادی مقداری کمتر از ۵٪ است. این مقدار هارمونیک الزامات و استانداردهای موجود جهت اتصال به شبکه را برآورده می‌سازد. ذکر این نکته ضروری است که در حالت بدون مدار متعادل‌کننده توان (ساختار متداول)، THD جریان مقدار بزرگی است. برای کاهش THD در این حالت حداقل مقدار خازن لینک DC باید ۳ تا ۴ برابر افزایش یابد که می‌توان گفت با در نظر گرفتن THD یکسان برای دو حالت بدون مدار کمکی و مدار کمکی، ساختار و روش کنترلی پیشنهاد توانسته است حداقل به مقدار ۱۳ برابر، ظرفیت خازن لینک DC را کاهش دهد بدون این‌که عمل کرد سیستم دچار ایراد گردد. با سایز به‌دست‌آمده برای خازن لینک DC، می‌توان استفاده از خازن‌های الکترولیتی به دلیل مشکلاتی همچون طول عمر، در سیستم‌های فتولتاییک محدود نمود و خازن‌های فیلمی با ظرفیت پایین و طول عمر بالاتر جای‌گزین کرد.

در شکل ۱۵ مقدار توان لحظه‌ای تزریقی به شبکه، مقدار توان متوسط و توان پالسی نشان داده شده‌است. همان‌طور که در قسمت (ب) شکل ۱۵ مشاهده می‌شود، مقدار توان متوسط خروجی مشابه آن‌چه در رابطه ۴ بیان گردید تقریباً برابر توان تولیدی سلول خورشیدی است.



شکل ۱۵: (a) توان لحظه‌ای تزریقی به شبکه (b) توان متوسط (c) توان پالسی

مقایسه هزینه‌ای که در این دو وضعیت می‌توان نتیجه گرفت که ساختار پیشنهادی از لحاظ اقتصادی نیز مقرون به صرفه است.

جدول ۴- مقایسه هزینه‌ای برای کارکرد ۱۰ ساله

طول عمر خازن (ساعت) در دمای ۸۵ درجه سانتیگراد	طول عمر به روز (کارکرد روزانه: ۱۰ ساعت)	هزینه در بازه زمانی ۱۰ ساله (\$)
وضعیت ۳- خازن الکترولیتی	۱۲,۰۰۰ روز (۳/۳ سال)	$3 \times 130/5 = 391/5$
روش پیشنهادی	۱۰۰,۰۰۰ روز (۲۷/۴ سال)	۱۲۵/۸

#### ۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار و روشی در جهت کاهش ظرفیت خازن متعادل‌کننده و سپس جبران اثرات منفی از جمله افزایش شدید ریپل ولتاژ در لینک DC و افزایش اعوجاج جریان خروجی، ارائه شده است. با استفاده از ساختار و روش پیشنهادی ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان تقریباً به ۱۳ برابر کاهش یافته است و این کاهش ظرفیت به گونه‌ای است که می‌توان به جای استفاده از خازن‌های الکترولیتی با طول عمر متوسط ۵ سال از انواع دیگر خازن‌ها با طول عمر بالاتر و ابعاد و ظرفیت کوچک‌تر مانند خازن‌های فیلمی استفاده نمود. روش کنترلی پیشنهادی با بهره‌گیری از تئوری توان لحظه‌ای عمل کرد مناسبی را در کاهش اثرات نوسانات ولتاژ لینک DC بر روی جریان خروجی نشان می‌دهد. همچنین نشان داده شد که هزینه‌های اضافه‌شده به سیستم ناشی از جبران‌گر موازی در مقایسه با خازن‌های الکترولیتی با طول عمر متوسط ۵۰۰۰ ساعت، تقریباً برابر است. برای کنترل جریان جبران‌گر از روش PQ اصلاح‌شده و مدل‌سازی سیستم تک‌فاز به صورت یک سیستم سه‌فاز نامتعادل که دو جریان فاز آن صفر است، استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده صحت عمل‌کرد توپولوژی و ساختار کنترلی پیشنهادی است.

#### مراجع

- [1] M.Schmela, EPI Association, "Global market outlook for solar power 2016-2020", 2016.
- [2] سعید عباسی، علی‌اصغر قدیمی و امیرحسین ابوالمعصومی، " حذف نوسانات توان اکتیو تزریقی سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه در شرایط افت ولتاژ"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۲، صفحه ۱۵۸-۱۴۹، تابستان ۱۳۹۵.
- [3] M. Monfared and S. Golestan, "Control strategies for single-phase grid integration of small-scale renewable energy sources: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 16, pp. 4982-4993, 9// 2012.
- [4] Q. Li and P. Wolfs, "A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different

برابر) تا THD جریان تزریقی به شبکه در دو ساختار یکسان گردد تا مقایسه بهتری بین دو ساختار انجام شود. در قسمت مقایسه هزینه‌ها، تنها هزینه‌های ناشی از قراردادن خازن الکترولیتی بزرگ در لینک DC و هزینه اضافه‌شده به سیستم ناشی از جبران‌گر موازی پیشنهادی به سیستم شامل اضافه‌شدن ۴ کلید و درایورهای آن و خازن‌های فیلمی Cdc و Ccomp و سلف‌های فیلتر جبران‌گر و ... لحاظ شده است. هزینه‌های مشترک در دو ساختار شامل اینورتر و مبدل DC و ... در نظر گرفته نشده است. در قسمت طول عمر، فقط طول عمر مربوط به خازن‌ها با توجه به دما کاری و اطلاعات موجود در دیتا شیت‌ها در جدول جای‌گذاری شده است.

جدول ۳- مقایسه هزینه‌ها

روش	طول عمر (ساعت) در دمای ۸۵ درجه سانتیگراد	هزینه (\$)
وضعیت ۱- خازن الکترولیتی	۲,۰۰۰	۸۲/۱۶
وضعیت ۲- خازن الکترولیتی	۵,۰۰۰	۱۱۰/۰۴
وضعیت ۳- خازن الکترولیتی	۱۲,۰۰۰	۱۳۰/۵۲
روش پیشنهادی	۱۰۰,۰۰۰	۱۱۳/۳۳

همان‌طور که در جدول فوق مشاهده می‌کنید بدون در نظر گرفتن طول عمر و قابلیت اطمینان، استفاده از خازن‌های الکترولیتی بزرگ، هزینه پایین‌تری نسبت به ساختار پیشنهادی دارد. چنان‌چه از خازن‌های الکترولیتی با طول عمر بیشتر استفاده شود، هزینه‌ها افزایش پیدا می‌کند. هزینه جبران‌گر موازی پیشنهادی تقریباً مشابه با هزینه‌های وضعیت ۲ است با این تفاوت که ساختار پیشنهادی طول عمر و قابلیت اطمینان به مراتب بالاتری نسبت به وضعیت ۲ دارد و با به‌کارگیری روش پیشنهادی طول عمر تقریباً به اندازه ۲۰ برابر افزایش یافته است. چنان‌چه از خازن‌های الکترولیتی با طول عمر بالا (وضعیت ۳) استفاده شود، هزینه روش جبران‌گر موازی بسیار کمتر از ساختار متداول خواهد شد در حالی که طول عمر سیستم در روش پیشنهادی به اندازه ۸ برابر بیشتر شده است. برای رسیدن به یک مقایسه هزینه‌ای بهتر از لحاظ مدت زمانی کارکرد جدول ۴ یک مقایسه هزینه‌ای برای کارکرد ۱۰ سال به‌ازای روزی ۱۰ ساعت کاری معادل ۳۶۵۰۰ ساعت نشان داده شده است.

در این وضعیت بهترین حالت ممکن برای استفاده از خازن الکترولیتی از جدول ۳ انتخاب شده است. همان‌طور که در جدول ۴ مشاهده می‌شود با استفاده از خازن‌های الکترولیتی با طول عمر ۱۲ هزار ساعت در یک پروسه ۱۰ سال نیاز به تعویض خازن برای ۳ بار است این در حالی است که طول عمر خازن استفاده شده در روش پیشنهادی بسیار بیشتر بوده و اصلاً نیازی به تعویض برای این مدت ندارد. هزینه تعویض مربوط به خازن بدون در نظر گرفتن نرخ تورم سالیانه است. با

- [19] M. H. Zare, M. Mohamadian, and R. Beiranvand, "Single-stage AC module with series power decoupling capability for connecting PV to a single-phase power grid," *IET Power Electronics*, vol. 10, pp. 517-524, 2017.
- [20] M. H. Zare, M. Mohamadian, and R. Beiranvand, "A Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter Based on a Three-Switch Three-Port Flyback With Series Power Decoupling Circuit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 2062-2071, 2017.
- [21] X. Zong, "A Single Phase Grid Connected DC/AC Inverter with Reactive Power Control for Residential PV Application," Master of Science, Graduate Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2011.
- [22] P. T. Krein, R. S. Balog, and M. Mirjafari, "Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4690-4698, 2012.
- [23] E. H. W. Hirofumi Akagi, Mauricio Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [24] M. Saitou and T. Shimizu, "Generalized theory of instantaneous active and reactive powers in single-phase circuits based on Hilbert transform," *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Australia, 2002.
- [25] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation," *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, USA, 2003.
- [26] T. R. Ciobotaru M, Blaabjerg F., "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, South Korea, 2006.
- [27] S. Peng, A. Luo, Z. Lv, J. Wu, and L. Yu, "Power control for single-phase microgrid based on the PQ theory," *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Beijing, China, 2011.
- [28] S. Golestan, M. Monfared, and J. M. Guerrero, "Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under adverse grid conditions," *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, Tehran, Iran, 2013.
- [29] A. H. Ukande, S. L. Tiwari, S. G. Kadwane, and A. Kadu, "Generalise PQ theory with SPWM for single phase shunt active filter applications," *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, Bhubaneswar, India, 2015.
- [۳۰] حسین صفامهر؛ تورج عباسیان نجف آبادی؛ فرزاد رجایی سلماسی "کنترل اینورترهای متصل به شبکه در حضور سلف غیرخطی در فیلتر LCL خروجی" *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۵، شماره ۴، صفحه ۱۳۷-۱۲۷، زمستان ۱۳۹۴.
- [31] A. Reznik, M. G. Sim, x00F, es, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, "Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1225-1232, 2014.
- DC Link Configurations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1320-1333, 2008.
- [5] S. Harb and R. S. Balog, "Reliability of Candidate Photovoltaic Module-Integrated-Inverter (PV-MII) Topologies&#x2014;A Usage Model Approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3019-3027, 2013.
- [6] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [7] A. C. Kyritsis, N. P. Papanikolaou, and E. C. Tatakis, "A novel Parallel Active Filter for Current Pulsation Smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2007.
- [8] T. Shimizu, K. Wada, and N. Nakamura, "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1264-1272, 2006.
- [9] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [10] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 2711-2726, 2013.
- [11] J. Schonberger, "A single phase multi-string PV inverter with minimal bus capacitance," *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009.
- [12] F. Shinjo, K. Wada, and T. Shimizu, "A Single-Phase Grid-Connected Inverter with a Power Decoupling Function," *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, USA, 2007.
- [13] G. H. Tan, J. Z. Wang, and Y. C. Ji, "Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, pp. 264-274, 2007.
- [14] Q. Li, Wolfs, Peter J., Senini, Steven.. Clayton, Vic., "A hard switched high frequency link converter with constant power output for photovoltaic applications," presented at the Australasian Committee for Power Engineering (ACPE), 2002.
- [15] C. R. Bush and W. Bingsen, "A single-phase current source solar inverter with reduced-size DC link," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, USA, 2009.
- [16] P. N. Enjeti and W. Shireen, "A new technique to reject DC-link voltage ripple for inverters operating on programmed PWM waveforms," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 171-180, 1992.
- [17] H. Wang, H. S. H. Chung, and W. Liu, "Use of a Series Voltage Compensator for Reduction of the DC-Link Capacitance in a Capacitor-Supported System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, pp. 1163-1175, 2014.
- [18] B. J. Pierquet and D. J. Perreault, "A Single-Phase Photovoltaic Inverter Topology with a Series-Connected Energy Buffer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 4603-4611, 2013.

زیر نویس ها

---

<sup>1</sup> Maximum Power Point Tracking

<sup>2</sup> Perturb & Observe(P&O)