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

مرتضی حیدری[۱]، دانشجوی دکتری؛ محمدعلی شمسی‌نژاد[۲]، دانشیار؛ محمد منفرد[۳]، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران – morteza.heidari@birjand.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند - بیرجند - ایران - mshamsi@birjand.ac.ir
۳- دانشکده مهندسی - دانشگاه فردوسی - مشهد - ایران - m.monfared@um.ac.ir

چکیده: امروزه اینورترهای تک‌فاز متصل‌به شبکه به‌صورت گسترده‌ای در کاربردهای توان پایین، مراکز صنعتی و مسکونی به‌عنوان تأمین‌کننده توان مورداستفاده قرارگرفته‌اند. در سیستم‌های تک‌فاز توان ریپلی ذاتی با فرکانسی دو برابر فرکانس شبکه باعث به‌وجودآمدن 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 منجربه کاهش اجتناب‌ناپذیر طول عمر و قابلیت اطمینان سیستم می‌شود. برای غلبه بر این مشکلات از روش‌های کمکی متعادل‌سازی 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 متعادل‌کننده توان کاهش چشم‌گیری داشته‌است. ساختار سیستم کنترلی پیشنهادی براساس تئوریpq اصلاح‌شده و مدل‌سازی سیستم تک‌فاز به‌صورت یک سیستم سه‌فاز نامتعادل است. شبیه‌سازی سیستم براساس سیستم فتوولتاییک ۳ کیلووات نصب‌شده در دانشگاه بیرجند است. عمل‌کرد سیستم پیشنهادی به‌وسیله 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 بهبودیافته، جبران‌گر موازی، خازن لینک DC، هزینه.

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

M. Heidari[1], Phd student; M. A. Shamsi-Nejad[2], Associate Professor; M. Monfared[3], Associate Professor[3]

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: morteza.heidari@birjand.ac.ir
2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Birjand, Birjand, Iran, Email: mshamsi@birjand.ac.ir
3- Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran, Email: 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

پیشرفت‌های فنّاورانه 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. ازطرفی 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 فتوولتاییک 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 متصل‌به‌شبکه بیش‌ترین سهم را در بازار داشته‌اند [۲]. یکی از مهم‌ترین اجزای ماژول‌های سلول خورشیدی برای اتصال به شبکه قدرت، اینورترهای متصل به شبکه می باشند. در این میان اتصال منابع انرژی خورشیدی به شبکه ازطریق 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 فتوولتاییک برای حصول به بیشینه انرژی خروجی، باید ثابت باشد. درنتیجه 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 خواهدآمد. همچنین قابلیت اطمینان خازن‌های الکترولیتی به‌مراتب کمتر از سایر خازن‌ها است و برای سیستم‌های انتقال توان با راندمان بالا، تعویض خازن‌ها و اندازه‌گیری پارامترهای آن‌ها به‌صورت دوره‌ای امری ضروری است که این منجربه 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 منجربه 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 واتی با استفاده از تکنیک فیلتر اکتیو، ظرفیت خازن متعادل‌کننده از ۲۶۰۰ میکروفاراد به ۵۰ میکروفاراد کاهش یافته‌است. به‌علت وجود یکسوکننده 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 کرده است. با استفاده از توپولوژی پیشنهادی در این مرجع برای یک سیستم ۱۰۰ واتی ظرفیت خازن متعادل‌کننده به ۴۰ میکرو فاراد کاهش یافته‌است. به‌علت پروسه آبشاری، 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 ذکرشده، 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 اینورتر۱۰۰ واتی، خازن متعادل‌کننده می‌تواند مقادیری نسبتاً کوچکی در حدود ۴۶ میکرو فاراد در ولتاژ۱۵۰ 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 واتی، از یک مبدل Push - Pull و یک مدار متعادل‌کننده استفاده شده‌است که خازن متعادل‌کننده‌ای به کوچکی ۵۰ میکرو فاراد 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

بک توانسته‌اند با خازن کوچک‌تری عمل متعادل‌سازی توان را انجام دهند.

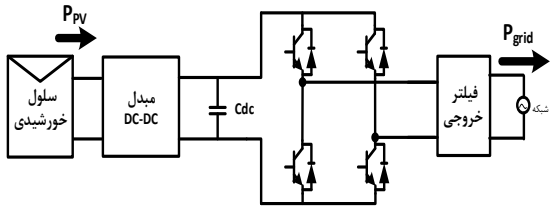
در مرجع [۱۴، ۱۵] تکنیک متعادل‌سازی توان در سمت شبکه پیشنهاد شده‌است. یک‌پایه اضافی در سمت ac برای تطبیق‌دادن خازن متعادل‌کننده بین اینورتر و شبکه در مدار اضافه شده‌است. عمل‌کرد مدار پیشنهادی به‌گونه‌ای است که توان لحظه‌ای گذرنده از سمت لینک DC به سمت شبکه با کلید زنی ثابت نگه داشته می‌شود.

با قراردادن خازن در لینک dc در اینورترهای دومرحله‌ای، ریپل ولتاژ افزایش می‌یابد و می‌توان ظرفیت خازن متعادل‌کننده را کاهش داد اما این افزایش ریپل ولتاژ ممکن است باعث خراب‌شدن و اعوجاجی‌کردن شکل موج جریان خروجی شود. در مرجع [۱۶] با استفاده از یک روش کنترلی و بهبود روش مدولاسیون تأثیرات ریپل ولتاژ را می‌توان کاهش داد. در مرجع [۱۷] با استفاده از یک منبع ولتاژ سری با خازن متعادل‌کننده، ریپل ولتاژ خازن لینک dc جبران می‌شود و ظرفیت خازن متعادل‌کننده کاهش پیدا می‌کند. ازآنجاکه جبران‌کننده ولتاژ، ریپل ولتاژ کوچکی را با توان راکتیو جبران می‌کند، می‌توان با تجهیزات ولتاژ پایین آن را پیاده‌سازی نمود. در مرجع [۱۸] از یک خازن متعادل‌کننده توان سری استفاده شده‌است. این ساختار از چهار قسمت اصلی اینورتر، ترانسفورماتور، بافر و سیکلوکانورتر تشکیل شده‌است که به‌صورت سری به هم متصل شده‌اند. در مراجع [۲۰-۱۹] یک مبدل فلای‌بک چهارکلیده به‌همراه یک مدار متعادل‌کننده سری پیشنهاد شده‌است. در پایان اگر بین روش‌های مختلف متعادل‌سازی توان ازنظر اندازه خازن متعادل‌کننده و بازده کل سیستم مقایسه‌ای انجام شود، می‌توان گفت در مواردی که در آن‌ها مدار متعادل‌کننده در سمت سلول فتوولتاییک قرار دارد، ازنظر بازدهی قراردادن خازن موردنظر در پایانه‌های سلول خورشیدی به‌صورت مستقیم، می‌تواند انتخابی بهینه باشد. بااین‌وجود نیاز به ظرفیت خازن بزرگ‌تری است که هزینه‌ها را افزایش و درنهایت طول عمر تجهیز را کاهش می‌دهد. برای مواردی که خازن متعادل‌کننده در لینک DC قرار دارد، دارای استراتژی کنترلی ساده‌تری است. بااین‌وجود این روش‌ها فقط برای اینورترهایی با آرایش چندمرحله‌ای که در آن‌ها لینک DC قابل پیاده‌سازی است، قابل‌اجرا است. در مواردی که خازن متعادل‌کننده در سمت AC قرار دارد، اندازه ظرفیت خازنی به‌دلیل نوسان ولتاژ بالا، بسیار کوچک خواهدبود. اما یک‌پایه فاز اضافی به مدار افزوده‌شده که هزینه‌ها را افزایش می‌دهد و بیشتر برای توپولوژی‌های منبع جریانی کاربرد دارد. همچنین این ساختار نیازمند کلیدهای دوطرفه است که بر پیچیدگی کنترلی می‌افزاید.

در این مقاله از یک اینورتر سه کیلوواتی دومرحله‌ای استفاده شده‌است و یک جبران‌گر توان به‌صورت موازی برای کاهش سایز خازن ذخیره‌کننده انرژی پیشنهاد شده‌است. اساس کار این جبران‌گر بدین‌گونه است که توان متغیر با زمان مورد نیاز سمت شبکه را تأمین کند. درنتیجه می‌توان به‌جای استفاده از یک خازن الکترولیتی بزرگ که وظیفه کنترل این توان پالسی را بر عهده دارد، از یک خازن با ظرفیت کوچک‌تر و ترجیحاً از نوع فیلمی با طول عمر بیش‌تر استفاده نمود. با اتصال جبران‌گر، ریپل ولتاژ لینک DC افزایش یافته و ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان در لینک DC کاهش می‌یابد. برای کنترل توان خروجی این جبران‌گر موازی از روش pq اصلاح‌شده استفاده شده‌است و سیستم تک‌فاز به‌صورت یک سیستم سه‌فاز نامتعادل مدل گردیده‌است. در روش کنترلی پیشنهادی دیگر نیاز به تولید فاز مجازی β برای جریان نمی‌باشد. درنتیجه از پیچیدگی مسئله کاسته شده‌است. سیستم کنترلی پیشنهادی توانسته است علی‌رغم 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 به‌صورت زیر است. در قسمت ۲ لزوم استفاده از عناصر ذخیره‌کننده انرژی بیان شده‌است. ساختار و سیستم کنترلی پیشنهادی در قسمت ۳ معرفی شده‌است. در قسمت ۴ گام‌های طراحی فیلتر خروجیLCL برای اتصال اینورتر به شبکه تک فاز بیان شده و در پایان نتایج شبیه‌سازی و مقایسه هزینه‌ای بین ساختار پیشنهادی و ساختار متداول ارائه شده‌است.

۲- لزوم استفاده از عناصر ذخیره‌کننده انرژی

شکل زیر پیکربندی اینورتر تک‌فاز دومرحله‌ای متصل‌به‌شبکه را نشان می‌دهد. این پیکربندی از یک مبدل DC به DC و یک پل H تک‌فاز تشکیل شده‌است. مبدل DC به DC وظیفه دست‌یابی به نقطه حداکثر توان را بر عهده دارد.



شکل ۱: پیکربندی اینورتر تک‌فاز دومرحله‌ای متصل به شبکه

تزریق توان به شبکه در سیستم تک‌فاز با درنظرگرفتن ولتاژ و جریان سینوسی به‌صورت زیر است:

$$P_{grid}(t) = V_{grid}(t) I_{grid}(t) \quad (۱)$$

$$\begin{cases} V_{grid}(t) = V_m \cos(\omega t) \\ I_{grid}(t) = I_m \cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (۲)$$

که در آن V_m و I_m به‌ترتیب دامنه ولتاژ شبکه و جریان تزریقی به شبکه، ω فرکانس زاویه‌ای شبکه و ϕ اختلاف‌فاز بین ولتاژ و جریان شبکه است. با جای‌گذاری رابطه ۲ در ۱ خواهیم‌داشت:

$$P_{grid}(t) = \frac{۱}{۲} V_m I_m \cos(\varphi) + \frac{۱}{۲} V_m I_m \cos(۲\omega t - \varphi) \quad (۳)$$

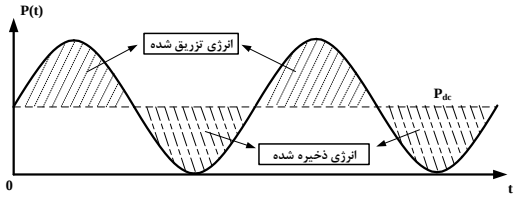
با ضریب توان واحد می‌توان رابطه فوق را به‌صورت زیر ساده کرد:

$$P_{grid}(t) = P_{PV} + P_{PV} \cos(۲\omega t) \quad (۴)$$

همان‌طورکه در رابطه ۴ مشاهده می‌شود توان لحظه‌ای تزریقی به شبکه از دو قسمت تشکیل شده‌است. یک قسمت توان متوسط خروجی که با درنظرگرفتن حالت بدون تلفات همان توان تولیدی سلول خروجی

(P_{PV})است و قسمت دیگر یک توان متغیر بازمان که با فرکانسی دو برابر فرکانس شبکه نوسان (توان پالسی) می‌کند.

باتوجه به‌اینکه عمل‌کرد سیستم دست‌یابی به نقطه کار بیشینه توان (MPPT[1]) به‌گونه‌ای است که توان خروجی از سلول خورشیدی همیشه یک مقدار ثابت باشد، بنابراین برای برقراری تعادل توان بایستی توان پالسی (P_{grid}-P_{PV}) ب توسط یک عنصر ذخیره‌کننده انرژی (خازن متعادل‌کننده توان) کنترل گردد. نحوه عمل‌کرد خازن متعادل‌کننده به‌صورت شکل ۲ است.



شکل ۲: نحوه عمل‌کرد خازن متعادل‌کننده

همان‌طور که در شکل ۲ مشاهده می‌شود خازن متعادل‌کننده توان دارای دو حالت کاری است. زمانی که توان شبکه از توان تولیدی سلول فتوولتاییک کمتر باشد، این تفاوت انرژی با تخلیه انرژی خازن متعادل‌کننده جبران می‌شود. زمانی که توان سلول فتوولتاییک از توان شبکه بیش‌تر باشد، این مازاد انرژی در خازن متعادل‌کننده ذخیره می شود. باتوجه‌به عمل‌کرد این خازن در متعادل‌سازی توان ورودی و خروجی، طراحی و قراردادن مقدار صحیح برای خازن متعادل‌کننده در جهت عمل‌کرد 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 عمل‌کرد سیستم MPPT (وجود ریپل در پایانه سلول خورشیدی و کاهش متوسط توان استخراج‌شده از سلول خورشیدی) و افزایش اعوجاج در جریان تزریقی به شبکه را در پی خواهدداشت [۲۱].

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

$$P_c(t) = v_c(t)\cdot i_c(t) = P_{grid}(t) - P_{PV}(t) = P_{\cdot}\cos(2\omega t) = V_{dc}\cdot I_{dc}\cos(2\omega t) \quad (5)$$

که در آن I_{dc} و V_{dc} به‌ترتیب دامنه جریان خازن و ولتاژ لینک DC است. طبق رابطه ۵ با ثابت درنظرگرفتن ولتاژ خازن، جریان خازن هماهنگ با توان نوسان می‌کند. درنتیجه جریان لحظه‌ای خازن به‌صورت زیر است:

$$i_c(t) = I_{dc}\cos(2\omega t) = \frac{P_{\cdot}}{V_{dc}}\cos(2\omega t) \quad (6)$$

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

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

ازطرفی ولتاژ لحظه‌ای خازن به‌صورت زیر است:

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

با جای‌گذاری رابطه ۶ در رابطه فوق خواهیم‌داشت:

$$v_c(t) = V_{dc} + \frac{1}{c}\int I_{dc}\cos(2\omega t)dt \quad (9)$$

درنتیجه می‌توان گفت ولتاژ لینک DC دارای ریپلی با دو برابر فرکانس شبکه به‌صورت زیر است:

$$\tilde{v}(t) = V_r\sin(2\omega t) \quad (10)$$

با جای‌گذاری رابطه فوق در رابطه در رابطه ۷ خواهیم‌داشت:

$$i_c(t) = 2\omega C V_r\cos(2\omega t) \quad (11)$$

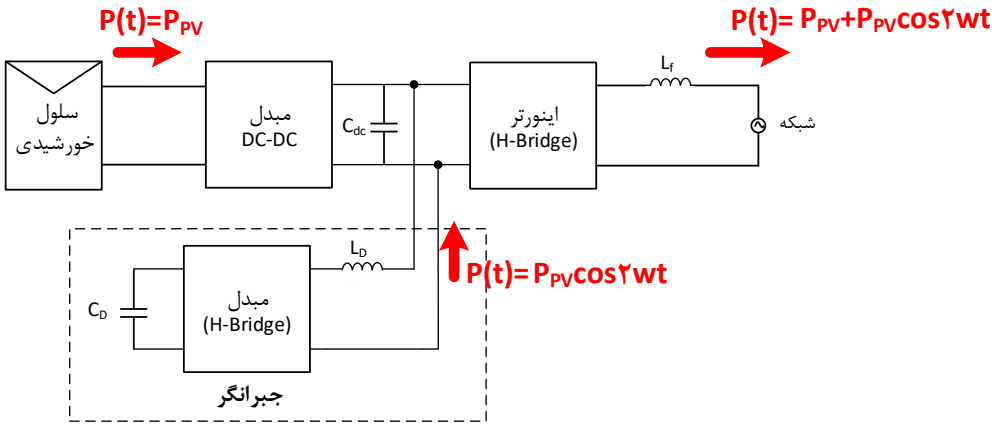
با استفاده از دو رابطه ۱۱ و رابطه ۶ مقدار خازن لینک DC با توجه با مقدار در نظر گرفته‌شده برای ریپل ولتاژ لینک DC به دست می‌آید.

$$C = \frac{P_{\cdot}}{2\pi f V_{dc}\Delta V} \quad (12)$$

که در آن f فرکانس شبکه وΔV مقدار مجاز ریپل پیک‌تاپیک ولتاژ لینک DC است. به‌طور مثال برای یک اینورتر ۳ کیلوواتی با ولتاژ لینک DC ۳۱۰ و درصد ریپل مجاز ۲/۵٪ مقدار خازن متعادل‌کننده ۴ میکروفاراد به دست می‌آید. باتوجه‌به ظرفیت به‌دست‌آمده تنها می‌توان از خازن الکترولیتی استفاده نمود. همان‌طورکه در رابطه فوق مشاهده می‌شود با افزایش ولتاژ لینک dc یا مقدار مجاز ریپل یا هر دو می‌توان ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان را کاهش داد و به‌جای استفاده از خازن الکترولیتی به‌دلیل مشکل محدودیت طول عمر و قابلیت اطمینان از خازن فیلمی استفاده نمود.

۳- توپولوژی پیشنهادی با استفاده از جبران‌گر موازی

توپولوژی پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده‌است. در توپولوژی پیشنهادی یک جبران‌گر توان به‌صورت موازی برای کاهش سایز خازن ذخیره‌کننده انرژی پیشنهاد شده‌است. اساس کار این جبران‌گر بدین‌گونه است که توان پالسی موردنیاز سمت شبکه را تأمین کند. درنتیجه می‌توان به‌جای استفاده از یک خازن الکترولیتی بزرگ که وظیفه کنترل این توان پالسی برعهده دارد، از یک خازن با ظرفیت کوچک‌تر استفاده نمود. زمانی‌که توان سلول فتوولتاییک بیش‌تر از توان موردنیاز شبکه باشد، کلیدهای جبران‌گر به‌گونه‌ای کلیدزنی می‌شود که توان در خازن جبران‌گر ذخیره گردد و خازن شارژ شود و زمانی‌که توان سلول فتوولتاییک کمتر از شبکه است کلیدزنی به‌گونه‌ای است که توان ذخیره‌شده در خازن جبران‌گر در نیم‌سیکل قبل به لینکDC تزریق شده و خازن تخلیه شود.



شکل ۳: توپولوژی پیشنهادی

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:

$$v_D(t)=V_D(dc)+V_D\sin(۲\omega t) \quad (۱۳)$$

$$i_D(t)=C_D\frac{dv_D(t)}{dt}=۲\omega C_D V_D\cos(۲\omega t) \quad (۱۴)$$

$$p_D(t)=۲\omega C_D V_D(V_D(dc)+V_D\sin(۲\omega t))\cos(۲\omega t) \quad (۱۵)$$

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 $\frac{۱}{۸}$ دوره تناوب کلیدزنی برابر با انرژی خازن مدار جبران‌گر S_D است. با استفاده از رابطه (۴) خواهیم‌داشت:

$$S_{ac}=\int_{۰}^{\frac{T_{ac}}{۸}}(p_{pv}-p_{ac}(t))dt=\frac{V_m I_m T_{ac}}{۸\pi} \quad (۱۶)$$

$$S_D=\int_{۰}^{\frac{T_{ac}}{۸}}p_D(t)dt=\frac{۱}{۲}C_D V_D(۲V_D(dc)+V_D) \quad (۱۷)$$

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 می توان رابطه‌ای بین اندازه خازن و مقدار ولتاژ خازن مدار جبران‌گر بدست آورد.

$$V_D=-V_D(dc)+\sqrt{V_D(dc)^۲+\frac{V_m I_m T_{ac}}{۴\pi C_D}} \quad (۱۸)$$

ذکر این نکته ضروری است که استفاده از یک جبران‌گر موازی، تلفات سیستم را به‌علت شارش توان در مدار جبران‌گر افزایش داده و منجربه 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 منجربه افزایش اعوجاج در جریان تزریقی به شبکه می‌گردد که باید به کمک سیستم 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.

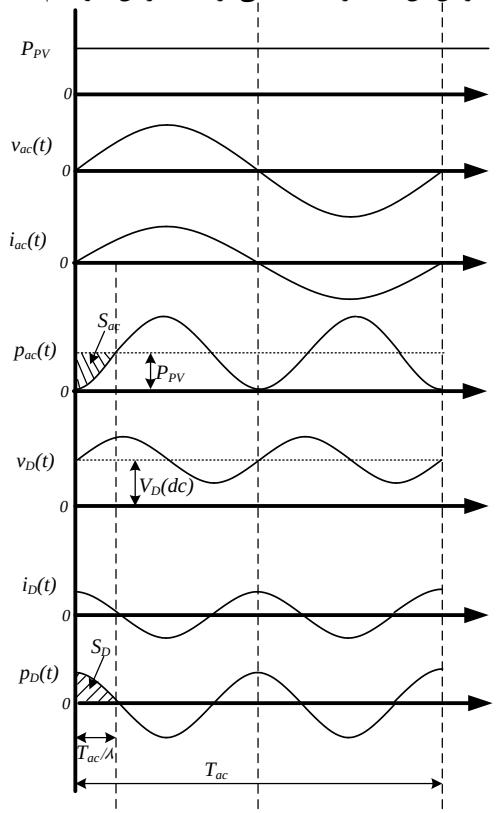
۳-۱- کنترل جبران‌گر موازی

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 به‌علت اینکه فقط یک متغیر تک‌فاز وجود دارد نمی توان 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 شیفت به‌اندازه $\frac{T}{۴}$ است. تئوری توان‌های لحظه‌ای تک‌فاز در مرجع [۲۹-۲۴] معرفی شده‌است. در این تئوری ولتاژ و جریان شبکه به‌عنوان متغیر α معرفی شده و متغیر مجازی β با شیفت ۹۰ درجه‌ای ولتاژ و جریان شبکه، به‌دست می‌آید. برای ایجاد این شیفت ۹۰ درجه روش‌های مختلفی مانند تبدیل هیلبرت و SOGI نیز استفاده می‌شود[۲۶-۲۴، ۲۸].

ذکر این نکته ضروری است که تولید متغیر مجازی با استفاده از روش‌های معرفی‌شده در مراجع [۲۶-۲۴، ۲۸] مستلزم شناخت کامل این روش‌ها و تنظیم پارامترهای آن‌ها است. باتوجه‌به 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

شده و مقدار ولتاژ آن‌ها همان ولتاژ فاز a (ولتاژ تک‌فاز) با شیفت ۱۲۰ درجه و جریان آن‌ها صفر انتخاب می‌گردد. بنابراین خواهیم‌داشت.



شکل۴: شکل موج‌های ولتاژ، جریان و توان خازن مدار جبران‌گر

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin(\omega t - ۱۲۰) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + ۱۲۰) \end{cases} \quad (۱۹)$$

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t + \varphi_I) \\ i_b = ۰ \\ i_c = ۰ \end{cases} \quad (۲۰)$$

روابط نظریه pq اصلاح‌شده که برای سیستم‌های سه‌فاز چهارسیمه به‌صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{۲}{۳}} \begin{bmatrix} ۱ & -\frac{۱}{۲} & -\frac{۱}{۲} \\ ۰ & \frac{\sqrt{۳}}{۲} & -\frac{\sqrt{۳}}{۲} \\ \frac{۱}{\sqrt{۲}} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۲۱)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{۲}{۳}} \begin{bmatrix} ۱ & -\frac{۱}{۲} & -\frac{۱}{۲} \\ ۰ & \frac{\sqrt{۳}}{۲} & -\frac{\sqrt{۳}}{۲} \\ \frac{۱}{\sqrt{۲}} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (۲۲)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q_\alpha \\ q_\beta \\ q_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta & V_o \\ ۰ & -V_o & V_\beta \\ V_o & ۰ & -V_\alpha \\ -V_\beta & V_\alpha & ۰ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (۲۳)$$

با جای‌گذاری رابطه ۱۹ و ۲۰ در رابطه ۲۱ و ۲۲خواهیم‌داشت:

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{۲}{۳}} i_a \\ i_\beta = ۰ \\ i_o = \frac{۱}{\sqrt{۲}} i_a \end{cases} \quad (۲۴)$$

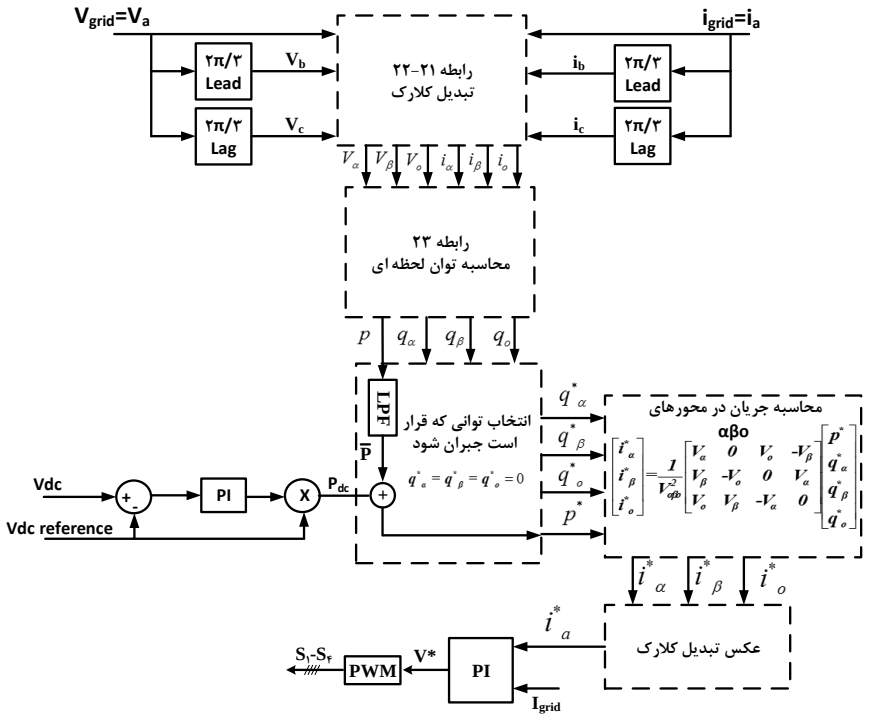
$$\begin{cases} V_\alpha = \sqrt{\frac{۲}{۳}} (V_a - \frac{۱}{۲} V_b - \frac{۱}{۲} V_c) \\ V_\beta = \sqrt{\frac{۲}{۳}} (\frac{\sqrt{۳}}{۲} V_b - \frac{\sqrt{۳}}{۲} V_c) \\ V_o = \sqrt{\frac{۲}{۳}} (\frac{۱}{\sqrt{۲}} V_a + \frac{۱}{\sqrt{۲}} V_b + \frac{۱}{\sqrt{۲}} V_c) = ۰ \end{cases} \quad (۲۵)$$

با جای‌گذاری روابط ۲۴ و ۲۵ در ۲۳ خواهیم‌داشت:

$$\begin{cases} p = \sqrt{\frac{۲}{۳}} i_a (\frac{\sqrt{۲}}{۳} (V_a - \frac{۱}{۲} V_b - \frac{۱}{۲} V_c)) = \frac{۲}{۳} (V_a i_a - \frac{۱}{۲} i_a \underbrace{(V_b + V_c)}_{-V_a}) = V_a i_a \\ q_\alpha = \frac{۱}{\sqrt{۶}} (i_a V_b - i_a V_c) \\ q_\beta = \frac{\sqrt{۲}}{۲} V_a i_a \\ q_o = -\frac{\sqrt{۳}}{۳} (i_a V_b - i_a V_c) \end{cases} \quad (۲۶)$$

مشاهده می‌شود توانی که از این روش استخراج گردید، برابر با همان مقدار توان تزریقی است که در رابطه ۱ معرفی گردید. حال می‌توان با انتخاب مقدار نوسانی توانp، به‌عنوان توانی که قرار است توسط جبران‌گر موازی به لینک DC تزریق شود جریان‌های مرجع برای کنترل جبران‌گر را تولید کرد. توان‌هایی که باید جبران گردند با علامت ستاره ($p^*, q^*_\alpha, q^*_\beta, q^*_o$) در رابطه (۲۷) نشان داده‌شده‌اند.

$$\begin{bmatrix} i^*_\alpha \\ i^*_\beta \\ i^*_o \end{bmatrix} = \frac{۱}{V^۲_{\alpha\beta o}} \begin{bmatrix} V_\alpha & ۰ & V_o & -V_\beta \\ V_\beta & -V_o & ۰ & V_\alpha \\ V_o & V_\beta & -V_\alpha & ۰ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p^* \\ q^*_\alpha \\ q^*_\beta \\ q^*_o \end{bmatrix} \quad (۲۷)$$



شکل ۵: تولید جریان‌های مرجع برای کنترل جبران‌گر

که با استفاده از تبدیل معکوس αβ به abc مقادیر لحظه‌ای جریان‌های مرجع جبران‌کننده محاسبه می‌شود:

$$\begin{bmatrix} i^*_a \\ i^*_b \\ i^*_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{۲}{۳}} \begin{bmatrix} ۱ & ۰ & \frac{۱}{\sqrt{۲}} \\ -\frac{۱}{۲} & \frac{\sqrt{۳}}{۲} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} \\ -\frac{۱}{۲} & -\frac{\sqrt{۳}}{۲} & \frac{۱}{\sqrt{۲}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^*_\alpha \\ i^*_\beta \\ i^*_o \end{bmatrix} \quad (۲۸)$$

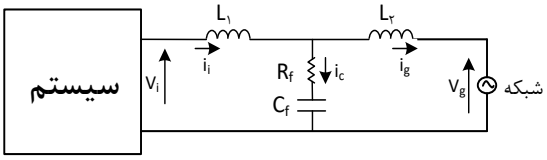
به‌علت این‌که فقط فاز a برای سیستم تک‌فاز موردنیاز است، بنابراین خواهیم‌داشت:

$$i^*_a = \sqrt{\frac{۲}{۳}}\left(i^*_\alpha + \frac{۱}{\sqrt{۲}} i^*_o\right) \quad (۲۹)$$

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. همان‌طورکه 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 با توجه به شکل۳ فقط کافی است که توان پالسی توسط مدار جبران‌گر به شبکه تزریق شود درنتیجه 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 باتوجه‌به الزامات اتصال اینورترها و درصدد هارمونیک‌های مجاز جریان تزریقی به شبکه، بزرگ انتخاب می‌شود. برای حل این مشکل فیلتر LCL پیشنهاد می‌شود [۳۱-۳۰]. فیلتر LCL معمولاً دارای تضعیف بهتری است. همچنین هزینه‌ها و سایز سلف‌ها را به‌طور قابل‌توجه‌ای 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 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 موردنیاز ممکن است منجربه رزونانس متقابل خازن موازی با شبکه گردد. درنتیجه وجود مقاومت میراکننده به‌صورت سری با خازن ضروری است. برای طراحی LCL سیستم تک‌فاز از تعمیم الگوریتم ارائه‌شده در مرجع [۳۱] که برای سیستم سه‌فاز معرفی شده‌است، استفاده گردیده‌است. مقادیر امپدانس مبنا و خازن مبنا به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (۳۰)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (۳۱)$$

که در آن E_n ولتاژ نامی، P_n توان اکتیو نامی و ω_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 امپدانس مبنا باشد وگرنه باعث افت ولتاژ قابل‌توجهی خواهدشد که درنتیجه نیازمند به ولتاژ لینک DC بزرگ‌تر و افزایش تلفات کلیدزنی می‌گردد.

۲) مقدار خازن C_f با درنظرگرفتن بیشینه تغییرات ضریب توان دیده‌شده 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.

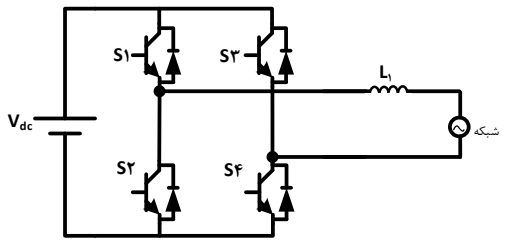
۳) فرکانس تشدید یا رزونانس باید در محدوده زیر قرار بگیرد تا از مشکلات رزونانسی جلوگیری گردد.

$$10\omega_g < \omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1 L_2 C_f}} < \frac{\omega_{sw}}{2} \quad (۳۲)$$

که در آن ω_{res} فرکانس زاویه‌ای تشدید و ω_{sw} فرکانس زاویه‌ای کلیدزنی است. گام‌های طراحی فیلتر به‌صورت زیر است:

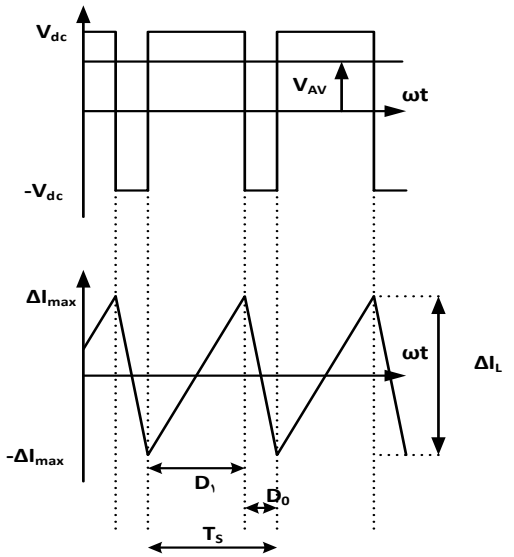
گام اول: محاسبه سلف سمت اینورتر

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 شده‌است:



شکل ۸: ولتاژ خروجی و تغییرات جریان دو سر سلف

زمانی‌که فرکانس سوئچینگ f_{sw} خیلی بزرگ‌تر از فرکانس اصلی (۵۰ 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 خواهدداشت.

مقدار پیک تا پیک جریان سلف خروجی (Δi_L) به‌صورت زیر به دست خواهدآمد:

$$\begin{cases} V_L = L_1 \dfrac{di}{dt} \rightarrow \Delta i_L = \dfrac{1}{L_1} V_L \Delta t \\ \Delta i_L = 2\Delta i_{L\max} = \dfrac{(V_{dc} - V_{AV})}{L} D_1 T_s \end{cases} \quad (۳۳)$$

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

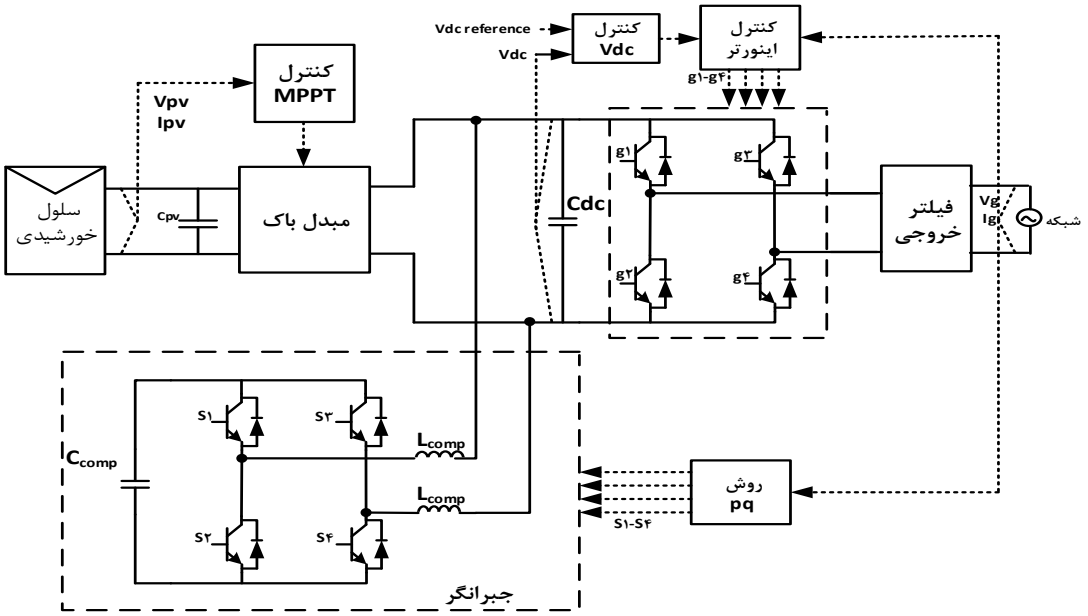
$$V_{AV}(\omega t) = \frac{1}{T_s}\left(\int_{0}^{D_1 T_s} V_{dc}\,dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} -V_{dc}\,dt\right) = V_{dc}(2D_1 - 1) \quad (۳۴)$$

$$e_a = m_a V_{dc} \sin(\omega t) \quad (۳۵)$$

که در آن m_a ضریب مدولاسیون است. با برابر قراردادن رابطه ۳۴ و ۳۵ مقدار D_1 به‌دست خواهدآمد:

$$D_1 = \frac{1 + m_a \sin(\omega t)}{2} \quad (۳۶)$$

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



شکل ۹: ساختار سیستم کنترلی اینورتر

$$\Delta i_{L\max} = \frac{\Delta i_L}{۲} = \frac{V_{dc}T_s}{۴L_۱}(۱ - m_a^۲ \sin^۲(\omega t)) \quad (۳۷)$$

که مقدار بیشینه تغییرات جریان سلف برابر است با:

$$\Delta i_{L\max} = \frac{V_{dc}T_s}{۴L_۱} \quad (۳۸)$$

بنابراین با انتخاب $\Delta i_{L\max} = (۱۰\% - ۲۰\%)I_{pp}$ که در آن I_{pp} مقدار پیک تا پیک جریان خروجی است، مقدار سلف سمت اینورتر به‌دست می‌آید.

$$L_۱ = \frac{V_{dc}T_s}{۴\Delta i_{L\max}} \quad (۳۹)$$

گام دوم: محاسبه خازن شاخه موازی

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

$$C_f = ۰.۰۵C_b \quad (۴۰)$$

گام سوم: محاسبه سلف سمت شبکه

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

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = k_a \quad (۴۱)$$

$$L_۲ = \frac{\sqrt{\frac{۱}{k_a^۲} + ۱}}{C_f w_{sw}^۲} \quad (۴۲)$$

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 شده‌است که می‌توان بدون اینکه اشکالی در سیستم به وجود آید با انتخاب ضریب تضعیف کمتر (به‌عنوان مثال ۲۰٪) مقادیر کوچک‌تری برای L_2 انتخاب شود. ذکر این نکته ضروری است که هر چه سایز فیلتر سمت شبکه افزایش یابد به‌تبع آن هزینه بیشتری به سیستم تحمیل خواهدشد.

گام چهارم: بررسی شرط‌های پیش طراحی

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

گام پنجم: محاسبه مقاومت میراکننده

برای بهبود میرایی رزونانس، اندازه این مقاومت $\frac{۱}{۳}$ امپدانس خازن سری قرار داده می‌شود. چنان‌چه مقدار این مقاومت بزرگ انتخاب شود تلفات سیستم افزایش‌یافته و بازده کل کاهش می‌یابد.

$$R_f = \frac{۱}{۳w_{res}C_f} \quad (۴۳)$$

۵- نتایج تحلیلی و شبیه‌سازی

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

به‌علت این‌که مقدار ولتاژ پنل خورشیدی در بیشینه توان بیشتر از سطح ولتاژ سیستم تک‌فاز است، از یک مبدل کاهنده برای کاهش ولتاژ لینک DC جهت اتصال اینورتر به شبکه تک‌فاز استفاده شده‌است.

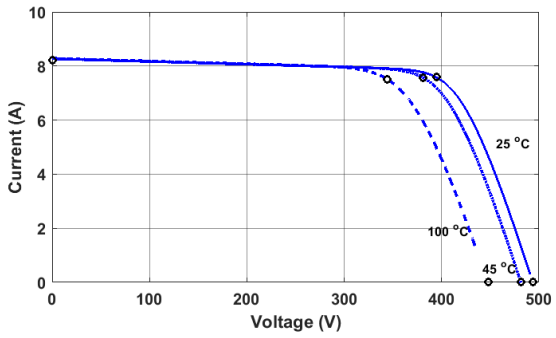
جدول ۱: مشخصات سلول خورشیدی

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 Ω
R_t	مقاومت موازی	۶۰۱/۳۳۶۸ Ω
V_{mp}	ولتاژ در بیشینه توان	۲۶/۳ V
I_{mp}	جریان در بیشینه توان	۷/۶۱ A
P	بیشینه توان	۳ kW

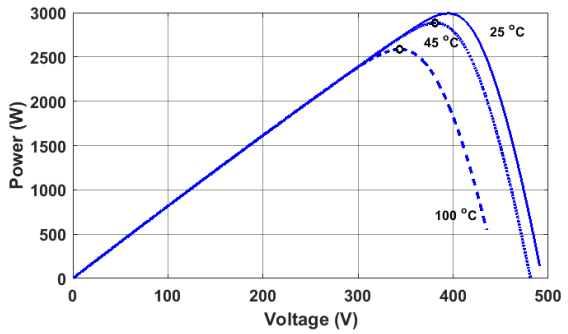
جدول ۲: پارامترهای سیستم تست

نماد	پارامتر	مقدار
fg	فرکانس شبکه	۵۰ Hz
fsw	فرکانس کلیدزنی	۱۰ KHz
Vgrid	ولتاژ مؤثر شبکه	۲۲۰ V
L1	سلف سمت اینورتر	۲ mH
L2	سلف سمت شبکه	۰/۱۵mH
Cf	خازن فیلتر	۱۰ µF
Rf	مقاومت میراکننده	۱/۲۵ Ω
Cdc	خازن لینک DC	۲۰۰µF
L	سلف مبدل کاهنده	۳/۳ mH
Cpv	خازن ورودی پنل	۱۰۰ µF
Ccomp	خازن جبران‌گر	۱۰۰ µF
Lcomp	سلف جبران‌گر	۱/۳ mH
Kp	بهره تناسبی کنترل‌کننده ولتاژ لینک DC	۰/۰۱
Ki	بهره انتگرال‌گیر کنترل‌کننده ولتاژ لینک DC	۴/۱

شکل ۱۱ (الف) ولتاژ شبکه مدل‌شده را نشان می‌دهد. به جهت افزایش دقت شبیه‌سازی، برای مدل‌کردن شبکه از یک منبع ولتاژ سینوسی هارمونیکی استفاده شده‌است. طیف هارمونیکی ولتاژ مدل‌شده شبکه در شکل ۱۱ (ب) نشان داده شده‌است.

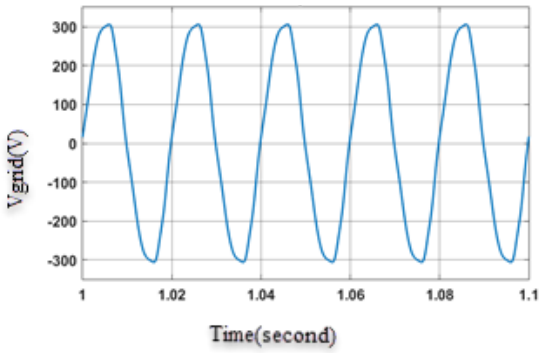


(الف)

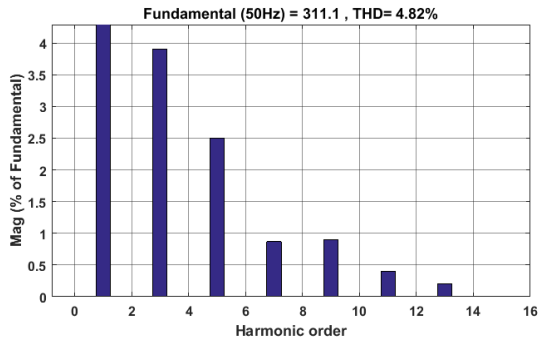


(ب)

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



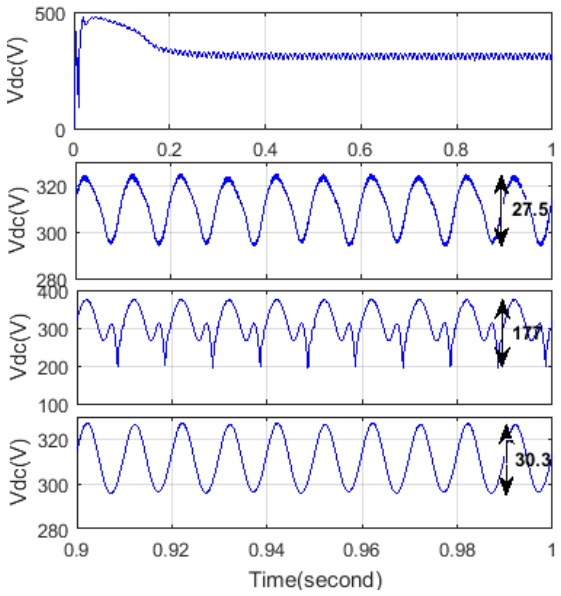
(الف)



(ب)

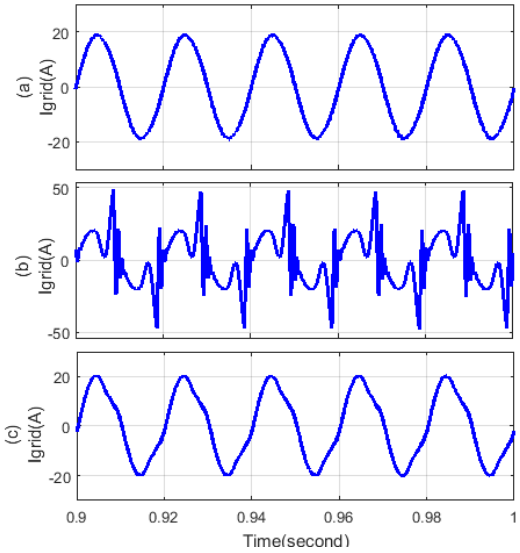
شکل ۱۱: الف). ولتاژ شبکه مدل‌شده ب). طیف هارمونیکی شبکه مدل‌شده

در قسمت (الف) شکل ۱۱ نشان داده شده‌است که با به‌کارگیری سیستم کنترلی پیشنهادی مقدار ولتاژ لینک DC با مقداری ریپل برروی مقدار مرجع خود (۲۲۰√۲) تثبیت شده‌است. ذکر این نکته ضروری است که اگرچه مقدار این نوسانات تا حدودی بزرگ است اما ساختار و روش کنترلی پیشنهادی توانسته است علاوه‌بر کاهش سایز خازن لینک DC، مانع از تأثیر این مقدار نوسانات بر جریان خروجی شود و THD جریان را در حد مطلوبی نگه داشته‌است. در ادامه شکل ۱۱ مقدار ریپل (نوسان) ولتاژ لینک DC برای سه وضعیت استفاده از ساختار پیشنهادی با خازن لینکDC ۲۰۰ میکروفاراد، بدون مدار متعادل‌کننده کمکی با خازن لینکDC ۲۰۰ میکرو فاراد و بدون مدار متعادل‌کننده کمکی با خازن لینکDC ۱۰۰۰ میکرو فاراد را نشان می‌دهد. طبق رابطه ۱۲ بدون مدار کمکی متعادل‌کننده توان با چنین مقدار ΔV، مقدار خازن لینک DC برابر با مقدار یک میلی‌فاراد می‌شود که با بهره‌گیری از مدار متعادل‌کننده توان، با درنظرگرفتن خازن مدار جبران‌گر، مقدار خازن تقریباً به ۳ برابر کاهش یافته‌است. بدون مدار متعادل‌کننده توان کمکی و با ظرفیت به‌دست‌آمده یک میلی‌فاراد تنها ملزم به استفاده از خازن الکترولیتی خواهیم‌بود (ساختار متداول). کاهش ظرفیت خازن لینک DC در جهت استفاده از خازن‌های فیلمی با طول عمر بالاتر بدون استفاده از مدار متعادل‌کننده کمکی طبق رابطه ۱۲ منجربه افزایش نوسانات ولتاژ لینک DC و هارمونیک جریان تزریقی به شبکه می‌شود و بر عمل‌کرد سیستم MPPT در ردیابی نقطه بیشینه توان تأثیر نامطلوبی خواهدداشت.



شکل ۱۲: (a) ولتاژ لینک DC با استفاده از جبران‌گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (b) ریپل ولتاژ لینک DC با استفاده از جبران‌گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (c) ریپل ولتاژ لینک DC بدون استفاده از مدار متعادل‌کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (d) ریپل ولتاژ لینک DC بدون استفاده از مدار متعادل‌کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی

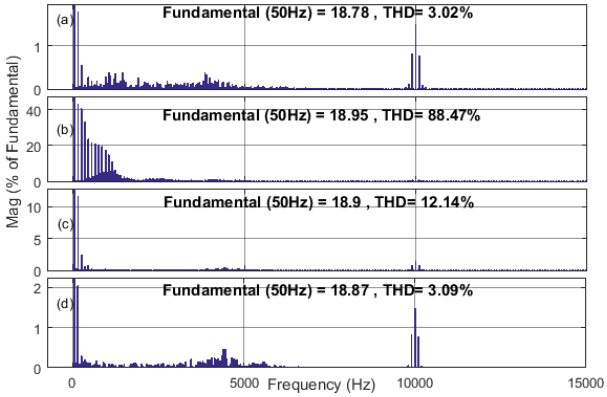
در شکل ۱۳ جریان تزریقی به شبکه برای سه وضعیت استفاده از ساختار پیشنهادی با خازن لینک ۲۰۰DC میکروفاراد، بدون مدار متعادل‌کننده کمکی با خازن لینک ۲۰۰DC میکروفاراد و بدون مدار متعادل‌کننده کمکی با خازن لینک ۱۰۰۰DC میکروفاراد را نشان می دهد. همان‌طورکه در این شکل مشاهده می‌شود در ساختار متداول (بدون مدار متعادل‌کننده توان کمکی) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی جریان خروجی هارمونیک قابل‌توجهی دارد. همچنین در وضعیت ساختار متداول (بدون مدار متعادل‌کننده توان کمکی) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی بااینکه 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 خارج‌شده و همراه با هارمونیک نسبتاً بالایی است.



شکل ۱۳: جریان تزریقی به شبکه

(a) با استفاده از جبران‌گر موازی با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (b) بدون استفاده از مدار متعادل‌کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۲۰۰ میکروفارادی (c) بدون استفاده از مدار متعادل‌کننده توان کمکی (ساختار متداول) با خازن ۱۰۰۰ میکروفارادی)

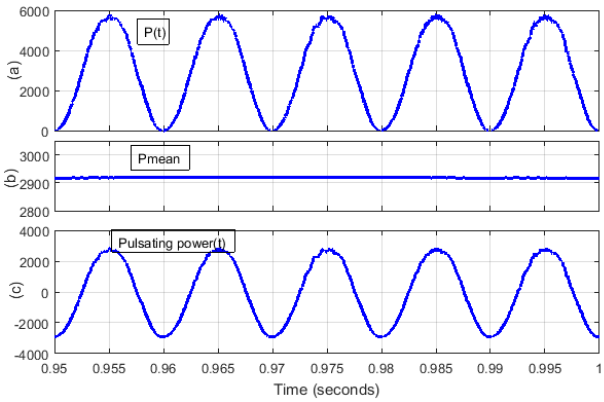
برای کاهش این نوسانات جریان خروجی بدون کمکی مدار متعادل‌کننده توان، می‌توان با انتخاب خازن بزرگ‌تر برای لینک DC (الزاماً از نوع الکترولیتی) مقدار این نوسانات را به حد مطلوب جهت اتصال به شبکه کاهش داد که تأثیر این افزایش خازن لینک DC در طیف هارمونیکی جریان خروجی در شکل ۱۴ نشان داده شده‌است. در شکل ۱۴ مشاهده می‌کنید با انتخاب ساختار متداول برای متعادل‌سازی توان با خازن یک میلی فارادی، اعوجاج در جریان تزریقی افزایش‌یافته و مقدار آن به ۱۲/۱۴٪ می‌رسد. با انتخاب خازن الکترولیتی به مقدار ۴ برابر خازن یک میلی‌فاراد، مقدار THD جریان تقریباً با مقدار THD ساختار پیشنهادی یکسان می‌شود و می‌توان مقایسه بهتری بین دو ساختار براساس THDهای یکسان انجام داد.



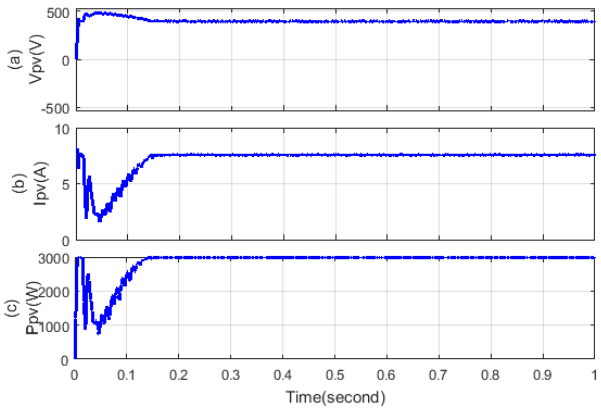
شکل ۱۴: طیف هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه الف). خازن ۱ میلی‌فاراد (الکترولیتی)-ساختار متداول ب). خازن ۴ میلی‌فاراد (الکترولیتی)-ساختار متداول ج). خازن ۲۲۰ میکروفاراد (فیلمی)-جبران‌گر موازی

همان‌طورکه 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 درنظرگرفتن 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 عمل‌کرد سیستم دچار ایراد گردد. با سایز به‌دست‌آمده برای خازن لینک DC، می‌توان استفاده از خازن‌های الکترولیتی به‌دلیل مشکلاتی همچون طول عمر، در سیستم‌های فتوولتاییک 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. همان‌طورکه 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



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

شکل ۱۶ به‌ترتیب ولتاژ، جریان و توان سلول خورشیدی را نشان می‌دهد. همان‌طورکه در این شکل‌ها مشاهده می‌کنید ساختار پیشنهادی عمل‌کرد نامطلوبی برروی سیستم ردیابی بیشینه توان نداشته و مشخصات خروجی سلول‌های با مقداری ریپل جزئی روی شرایط حصول بیش‌ترین توان تثبیت 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) همان‌طورکه 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) همان‌طورکه در شکل ۱۴ نشان داده شده‌است با استفاده از خازن الکترولیتی مقدار THD جریان خروجی از حد استاندارد و الزامات اتصال‌به‌شبکه بیش‌تر است. برای کاهش THD جریان، مقدار خازن لینک DC بزرگ‌تر انتخاب شده‌است (۴

برابر) تا THD جریان تزریقی به شبکه در دو ساختار یکسان گردد تا مقایسه بهتری بین دو ساختار انجام شود.

۷) 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 دریوارهای آن و خازن‌های فیلمی Ccomp و Cdc و سلف‌های فیلتر جبران‌گر و ... لحاظ شده‌است. هزینه‌های مشترک در دو ساختار شامل اینورتر و مبدل DC و ... در نظر گرفته نشده‌است. در قسمت طول عمر، فقط طول عمر مربوط به خازن‌ها باتوجه‌به دما کاری و اطلاعات موجود در دیتا شیت ها در جدول جای‌گذاری شده‌است.

جدول ۳- مقایسه هزینه‌ها

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

همان‌طورکه در جدول فوق مشاهده می‌کنید بدون درنظرگرفتن 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 می کند. هزینه جبران‌گر موازی پیشنهادی تقریباً مشابه با هزینه‌های وضعیت ۲ است با این تفاوت که ساختار پیشنهادی طول عمر و قابلیت اطمینان به‌مراتب بالاتری نسبت به وضعیت ۲ دارد و با به‌کارگیری روش پیشنهادی طول عمر تقریباً به‌اندازه ۲۰ برابر افزایش یافته‌است. چنان‌چه از خازن‌های الکترولیتی با طول عمر بالا (وضعیت ۳) استفاده شود، هزینه روش جبران‌گر موازی بسیار کمتر از ساختار متداول خواهدشد درحالی که طول عمر سیستم در روش پیشنهادی به‌اندازه ۸ برابر بیشتر شده‌است. 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 شده‌است.

در این وضعیت بهترین حالت ممکن برای استفاده از خازن الکترولیتی از جدول ۳ انتخاب شده‌است. همان‌طورکه 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 درنظرگرفتن نرخ تورم سالیانه است. با مقایسه هزینه‌ای که در این دو وضعیت می‌توان نتیجه گرفت که ساختار پیشنهادی از لحاظ اقتصادی نیز مقرون به‌صرفه است.

جدول ۴- مقایسه هزینه‌ای برای کارکرد ۱۰ ساله

هزینه در بازه زمانی ۱۰ ساله ($)	طول عمر به روز (کارکرد روزانه: ۱۰ ساعت)	طول عمر خازن (ساعت) در دمای ۸۵ درجه سانتیگراد	
۳ x ۱۳۰/۵ =۳۹۱/۵	۱،۲۰۰ روز (۳/۳ سال)	۱۲،۰۰۰	وضعیت ۳- خازن الکترولیتی
۱۲۵/۸	۱۰،۰۰۰ روز (۲۷/۴ سال)	۱۰۰،۰۰۰	روش پیشنهادی

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار و روشی در جهت کاهش ظرفیت خازن متعادل‌کننده و سپس جبران اثرات منفی ازجمله افزایش شدید ریپل ولتاژ در لینک DC و افزایش اعوجاج جریان خروجی، ارائه شده‌است. با استفاده از ساختار و روش پیشنهادی ظرفیت خازن متعادل‌کننده توان تقریباً به ۱۳ برابر کاهش یافته‌است و این کاهش ظرفیت به‌گونه‌ای است که می‌توان به‌جای 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 عمل‌کرد مناسبی را در کاهش اثرات نوسانات ولتاژ لینک DC برروی 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 به‌صورت یک سیستم سه‌فاز نامتعادل که دو جریان فاز آن صفر است، استفاده شده‌است. 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.

[۲] 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

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—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.

[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 thoery," 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.

زیرنویس‌ها

[1] Maximum Power Point Tracking

[2] Perturb & Observe(P&O)