

حذف نوسان توان در اینورترهای تکفاز خورشیدی متصل به شبکه با استفاده از فیلتر فعال DC و

روش کنترلی هیبرید بهبود یافته

محمد پیچان^۱، محمد صمدی^۲، حسام شهرجردی^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: پذیرش مقاله:	در سیستم‌های تک‌فاز، توان از دو مؤلفه ثابت (DC) و نوسانی تشکیل شده‌است. در سیستم‌های خورشیدی نوسان توان سمت DC منجر به مشکلات متعددی از جمله کاهش طول عمر پنل خورشیدی، کاهش راندمان و افزایش هارمونیک جریان سمت AC خواهد شد. روش‌های متعددی جهت جبران‌سازی نوسان توان پیشنهاد شده‌است که دارای مشکلاتی از جمله وابستگی به ساختار مبدل اصلی، افزایش تعداد المان‌های پسیو و همچنین سیستم کنترلی پیچیده و ناکارآمد نسبت به اغتشاشات بیرونی می‌باشند. در این مقاله یک ساختار پیشنهادی کاملاً مستقل پیشنهاد گردیده‌است به عنوان یک منبع جریان کنترل شونده توسط ولتاژ عمل می‌کند و وظیفه اصلی آن حذف ریپل جریان PV است. کنترل کننده رزونانسی-تناسبی توانایی به حداقل و صفر رساندن خطای حالت ماندگار در فرکانس رزونانس را دارند اما پاسخ دینامیکی آن بسیار کند می‌باشد. از سوی دیگر روش کنترلی Dead Beat (DB) یک روش کنترلی دیجیتال مبتنی بر مدل با ماهیتی کاملاً دیجیتال است که با قراردادن قطب‌های سیستم در مرکز دایره واحد توانایی فراهم کردن پاسخ دینامیکی بسیار سریع را دارد. در این مقاله یک روش کنترل DB با ساختار بسیار ساده پیشنهاد شده‌است که به صورت موازی با کنترلر رزونانسی-تناسبی به عنوان یک روش کنترلی هیبرید مورد استفاده قرار گیرد. ترکیب این دو روش در عین حالی که ساختار بسیار ساده را فراهم می‌کند توانایی برآورده کردن مشخصات کنترلی متناسب با جبران‌ساز پیشنهادی را دارد. شبیه‌سازی‌هایی در حالت‌های مختلف صورت گرفته‌است که نشان از عملکرد بسیار عالی مبدل و سیستم کنترلی پیشنهادی را دارد به‌طوری‌که ضریب جریان از 10A به 0.5A کاهش یافته‌است.
واژگان کلیدی: حذف نوسان توان اینورتر تکفاز خورشیدی کنترل هیبرید	

۱- مقدمه

خورشیدی می‌باشد، که در توان‌های کم معمولاً اینورترهای تکفاز ترجیح داده می‌شوند.

در اینورتر تکفاز متصل به شبکه قدرت توان ورودی ثابت است ولی توان خروجی دارای ضربانی در دو برابر فرکانس شبکه است. این ضربان توان در سمت DC منجر به نوسان جریان یا ولتاژ پنل خورشیدی می‌گردد. این نوسان آثار بسیار مخربی همچون کاهش راندمان پنل، از دست دادن نقطه حداکثر توان (MPPT) و همچنین افزایش THD جریان سمت شبکه می‌شود. برای از بین بردن ضربان به وجود آمده، افزودن عنصر یا مداری جهت برقراری توازن

به دلایل آلودگی‌های زیست‌محیطی و افزایش گازهای گلخانه‌ای، امروزه استفاده از منابع انرژی‌های تجدیدپذیر در تولید انرژی الکتریکی به سرعت در حال افزایش می‌باشد. در این میان سیستم‌های خورشیدی به دلیل در دسترس بودن ساده و هزینه‌های نسبتاً پایین‌تر بیشتر مورد استقبال قرار گرفته‌است. به منظور اتصال به شبکه قدرت و جذب حداکثر توان از پنل خورشیدی، نیاز به یک اینورتر

۲. دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

۱. پست الکترونیک نویسنده مسئول: m.pichan@arakut.ac.ir

۱. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

توان در سیستم لازم است. بنابراین نیازمند یک روش جداسازی برای کاهش اثرات ضریب توان در سیستم بوده که به این مدار، جداساز توان^۱ می‌گویند. یکی از روش‌های ساده و ارزان، استفاده از خازن الکترولیت است. این نوع جداسازی توان را می‌توان جزء دسته‌بندی غیرفعال قرار داد. با توجه به مشکلات جداساز توان غیرفعال از جمله افزایش زیاد حجم و وزن و کاهش طول عمر اینورتر به خاطر استفاده از خازن‌های الکترولیت، استفاده از مدارهای جداساز توان فعال^۲ بهترین گزینه خواهد بود [۱،۲]. از تفاوت‌های روش‌های فعال و غیرفعال این است که در توپولوژی‌های جداساز فعال استفاده از عناصری مانند کلیدها می‌تواند ابعاد عناصری مثل سلف و خازن را به میزان بسیار زیادی کاهش دهند. اما از سوی دیگر اضافه نمودن عناصر و در نتیجه افزایش تلفات، هزینه و پیچیدگی از جمله معایب این روش می‌باشد [۳، ۴].

در روش‌های فعال یک روش استفاده از سیستم کنترلی جهت کاهش نوسان توان می‌باشد [۷-۵]. در این روش‌ها با اصلاح روش کنترلی مدار و بدون تغییر در مدار اصلی، نتیجه حاصل می‌شود [۵]. مزایای این روش، عدم استفاده از عناصر اضافی که باعث حذف تلفات، کاهش ابعاد و کاهش نوسان جریان در پاسخ حالت دائمی سیستم می‌شود. از معایب روش مذکور می‌توان به ایجاد آورشوت^۳ در حالت گذرای سیستم در شرایط یکسان و کاهش پاسخ دینامیکی سیستم در لینک^۴ DC اشاره کرد [۶].

در یک دسته‌بندی دیگر مدارهای جداساز را می‌توان به دو دسته‌ی مستقل و وابسته تقسیم‌بندی نمود [۸]. در مدار جداساز توان وابسته تمام یا بخشی از عناصر نیمه‌هادی مدار جداساز توان با مبدل اصلی ترکیب می‌شوند که این کار باعث کاهش تعداد عناصر، هزینه، اندازه، تلفات و افزایش قابلیت اطمینان اینورتر می‌شود [۸]. ساده‌ترین ساختار وابسته با اضافه کردن یک ساق به اینورتر معمولی بدست می‌آید که می‌تواند توان نوسانی را به یک عنصر ذخیره‌ساز انتقال دهد [۹-۱۱]. در مرجع [۱۲] یک روش مدولاسیون جدید نیز ارائه شده است تا بتواند راندمان کلی سیستم را افزایش دهد. در مرجع [۱۳] دو خازن در ساختار

مبدل اضافه گردیده‌اند تا توان نوسانی را انتقال دهند. برای تمامی ساختارهای وابسته مشکل اساسی افزایش پیچیدگی کنترل و مدار مدولاسیون می‌باشد که استفاده از آن‌ها را با محدودیت مواجه می‌کند [۱۴].

در ساختارهای جداساز طراحی سیستم کنترل و مدولاسیون بسیار ساده‌تر و منعطف‌تر می‌باشد در حالیکه تعداد کلیدها افزایش می‌یابد که در نتیجه ساختارهای زیادی ارائه گشته‌اند [۲۰-۱۵]. یک ساختار ساده با استفاده از مبدل افزایشنده در [۱۵] ارائه گشته است که برای کاربردهای ولتاژ پایین بسیار مناسب می‌باشد. اما در مرجع [۱۶] از یک مبدل کاهنده به عنوان سلول جبران‌ساز توان استفاده شده است. در مرجع [۱۷] از یک بازو به عنوان سلول جداساز استفاده شده است که یکی از سلول‌ها در فرکانس پایین کار می‌کند تا راندمان بهبود یابد. به منظور کارایی در هر دو حالت ولتاژ-پایین و ولتاژ-بالا از یک مبدل پاک-بوست می‌توان استفاده کرد [۱۸]. در مرجع [۱۹] از یک خازن جداساز به عنوان هسته اصلی استفاده شده است که عملکرد مبدل اصلی را نیز تحت تاثیر قرار نمی‌دهد. اما مشکل تمامی این روش‌ها اینست که ولتاژ سلول جداساز برابر یا بیشتر از ولتاژ لینک DC اینورتر می‌باشد که منجر به افزایش هزینه و ابعاد می‌گردد. همچنین این ساختارها سایر مشکلات اینورتر خورشیدی مانند بهبود گستره عملکردی در شرایط سایه جزئی را نمی‌توانند انجام دهند [۲۰].

به منظور حل مشکل نوسان توان در اینورترهای تک‌فاز خورشیدی در این مقاله یک ساختار مستقل با انعطاف-پذیری بالا پیشنهاد شده است که ایده‌ی این روش از فیلترهای فعال موازی در سیستم قدرت گرفته شده است. ساختار پیشنهادی فیلتر فعال DC نامیده می‌شود که سیستم کنترلی این فیلتر از دو قسمت ۱- شناسایی مولفه نوسانی جریان و ۲- تزریق مولفه نوسانی جریان تشکیل شده است. سرعت عمل سیستم تزریق بسیار مهم می‌باشد زیرا اگر در زمان مناسب جریان تزریق نگردد، نه تنها مولفه

⁴ link

1 - Power Decoupling Circuit

2 - Active Power Decoupling Circuit

3- Over shoot

$$P_o(t) = \frac{1}{2}UI \cos \varphi + \frac{1}{2}UI \cos(2\omega t - \varphi) \quad (2)$$

هنگامی که اختلاف فاز φ صفر باشد، می‌توان معادله (2) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$P_o(t) = \frac{1}{2}UI + \frac{1}{2}UI \cos(2\omega t) \quad (3)$$

توان لحظه ای خروجی در (3) از دو عبارت تشکیل شده است: میانگین توان خروجی $P_{ac} = UI/2$ و مولفه توان نوسانی $P_{ac} = (UI/2)\cos(2\omega t)$ که بخش نوسانی با دو برابر فرکانس خط نوسان می‌کند. یکی از مواردی که در مبدل‌های واسط و مخصوصاً اینورترهای تکفاز بسیار حائز اهمیت می‌باشد، نوسان فرکانس دوم توان در این سیستم‌ها می‌باشد. متأسفانه این نوسان توان باعث ایجاد ضربان نامناسب فرکانس پایین ولتاژ/جریان لینک DC اینورتر می‌شود که در نتیجه منجر به کاهش و اختلال ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT)، کاهش طول عمر پنل‌های خورشیدی و کاهش راندمان عملکرد پنل خورشیدی می‌گردد [7]. راه‌حلی‌هایی که برای حل این مشکل در نظر گرفته می‌شود تحت عنوان روش جداسازی توان (Power Decoupling) شناخته می‌شوند.

2- ساختار جبران‌ساز پیشنهادی

بر اساس معادله (2) توان تک‌فاز از دو مؤلفه ثابت (DC) و نوسانی تشکیل شده‌است. اگر از تلفات صرف نظر شود، می‌توان گفت که توان خروجی با توان ورودی برابر خواهد بود. در اینورتر خورشیدی تکفاز در سمت AC به شبکه یا بار AC محلی متصل است و در سمت DC به یک پنل فتوولتاییک متصل می‌باشد. توان سمت AC با فرض سیستم بدون تلفات به سمت DC منتقل می‌گردد. از آنجایی که توان در سمت DC حاصلضرب دو عدد (جریان و ولتاژ پنل خورشیدی) می‌باشد، پس قطعاً یکی از دو مولفه‌ی جریان یا ولتاژ و یا هر دو برای داشتن هر دو مولفه ثابت و نوسانی توان و برابری با توان سمت AC باید دارای نوسان باشند. معمولاً ولتاژ خروجی پنل‌های خورشیدی مقادیر ثابت بوده و تغییرات کمتری را تجربه می‌کنند، در نتیجه عمده‌ی نوسان توان سمت AC به‌صورت نوسان جریان در سمت پنل خورشیدی ظاهر می‌گردد.

در مدار مورد بررسی در این بخش، با فرض ثابت بودن ولتاژ ورودی اینورتر، جریان ورودی اینورتر نیز دارای ریبیل خواهد شد. از طرفی مدار جداساز توان، وظیفه انتقال توان نوسانی از روی خازن لینک DC که با پنل فتوولتاییک

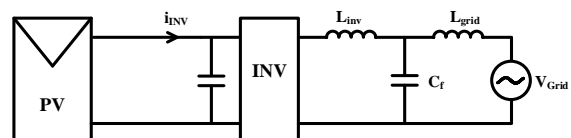
نوسانی تغییر نمی‌کند بلکه خود می‌تواند باعث افزایش نوسانات جریان نیز گردد. از سوی دیگر مولفه نوسانی جریان در فرکانس دو برابر فرکانس شبکه (100Hz) بوده و در نتیجه کنترل‌های معمولی P و یا PI چندان نمی‌توانند خطای ماندگار را به صفر برسانند. کنترلر رزونانسی-تناسبی یک کنترلر بسیار مناسب بوده که توانایی به صفر رساندن خطا در فرکانس مشخص را دارا می‌باشد. منتها عملکرد دینامیکی این کنترلر کننده چندان رضایت‌بخش نمی‌باشد. لذا در این مقاله از این کنترلر کننده تناسبی-رزونانسی بصورت ترکیب با کنترلر فیدبک حالت برای داشتن خطای ماندگار صفر و پاسخ دینامیکی مناسب استفاده گردیده‌است. پس بطور کلی نوآوری‌های مقاله به شرح زیر می‌باشند:

- ارایه‌ی ساختار جدید جبران‌ساز نوسان توان به نام فیلتر فعال DC
- طراحی و مدل‌سازی ساختار پیشنهادی
- ارایه یک روش کنترلی جدید هیبریدی به منظور داشتن خطای حالت ماندگار صفر و دینامیک سریع

1- نوسان توان در سیستم خورشیدی تک-

فاز

ساختار یک اینورتر خورشیدی تک‌فاز تک‌طبقه متصل به شبکه در شکل (1) نشان داده شده‌است.



شکل (1): ساختار اینورتر خورشیدی تک‌فاز تک‌طبقه متصل به شبکه

در یک اینورتر تک فاز متصل به شبکه، جریان تزریقی به شبکه $i(t)$ و ولتاژ شبکه $u(t)$ به این صورت است:

$$\begin{aligned} u(t) &= U \cos(\omega t) \\ i(t) &= I \cos(\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (1)$$

که ω فرکانس شبکه، U و I به ترتیب ولتاژ و جریان شبکه هستند. در رابطه (1)، φ اختلاف فاز بین جریان تزریق شده و ولتاژ شبکه است که برای عملکرد ضریب توان واحد، مطلوب است که صفر باشد. توان خروجی لحظه‌ای $P_o(t)$ به صورت زیر است:

بر طبق ایده‌ی پیشنهادی وظیفه‌ی جبران‌ساز تولید جریان نوسانی است بصورتیکه در حالت ایده‌آل رابطه‌ی زیر برقرار باشد:

$$\begin{aligned} i_{PV} &= I_{DC} \\ i_{FB} &= i_{ripple} \end{aligned} \quad (۶)$$

ساختار پیشنهادی همانند یک فیلتر فعال موازی DC عمل می‌کند. یکی از نکات بسیار مهم ساختار پیشنهادی این است که این ساختار کاملاً مستقل از توپولوژی اینورتر بوده و عملکرد کاملاً مستقلی دارد. ساختار پیشنهادی با حذف نوسان جریان فرکانس دوم توانایی به حداکثر رساندن توان تولیدی پنل خورشیدی را دارد. این ساختار به عنوان یک منبع جریان کنترل شونده توسط ولتاژ عمل می‌کند و وظیفه اصلی آن حذف ریبیل جریان PV است. بر طبق معادلات (۵) و (۶)، در بازه زمانی که جریان سمت اینورتر (i_{INV}) کمتر از جریان متوسط پنل (i_{PV}) است، فیلتر فعال DC موازی به عنوان یک تولیدکننده توان (جریان) عمل کرده و انرژی را از خازن ذخیره‌ساز لینک DC خود به نقطه‌ی اتصال انتقال می‌دهد. در حالتی که جریان سمت اینورتر بیشتر از جریان متوسط پنل باشد، فیلتر فعال DC همانند یک مصرف‌کننده توان (جریان) عمل کرده و توان را از نقطه‌ی اتصال به خازن ذخیره‌ساز لینک DC خود انتقال می‌دهد. در نتیجه می‌توان گفت که خازن در یک نیم‌سیکل در حال دشارژ و در نیم سیکل بعدی در حال شارژ به همان میزان می‌باشد. این به معنای این است که اگر خازن لینک DC فقط یکبار شارژ شود همواره مقدار متوسط ولتاژ خود را حفظ خواهد کرد. اما از آنجایی که در حالت واقعی مبدل دارای تلفاتی بوده، یک کنترل‌کننده مناسب جهت تثبیت ولتاژ لینک DC فیلتر فعال DC موازی پیشنهادی نیاز می‌باشد.

یکی از نکات مرتبط با ساختار پیشنهادی جریان عبوری از کلیدهای فیلتر DC می‌باشد. در این ساختار ماکزیمم جریان عبوری از کلیدها پیک جریان نوسانی بوده و در نتیجه کسری از جریان نامی پنل خورشیدی خواهد بود. در نتیجه می‌توان گفت که کنترل جریانی کلیدهای فیلتر DC فعال موازی یک درصدی از جریان پنل خورشیدی خواهد بود.

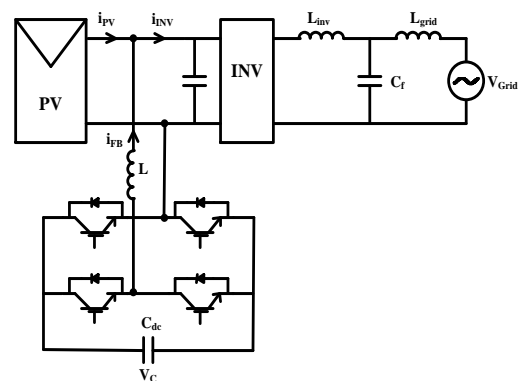
از آنجایی که ساختار فیلتر فعال DC موازی پیشنهادی بصورت موازی در نقطه‌ی اتصال پنل به اینورتر قرار می‌گیرد و به عنوان یک منبع جریان عمل می‌کند، باید به منظور

موازی است را دارد. با جداسازی توان، ولتاژ روی خازن لینک DC تقریباً بدون نوسان خواهد شد. بنابراین مدار جداساز توان برای حذف ریبیل توان باید ریبیل جریان ورودی اینورتر را حذف کند. جریان ورودی اینورتر را می‌توان به دو مؤلفه DC و نوسانی تقسیم کرد. پنل فتوولتاییک باید فقط بخش DC جریان ورودی اینورتر را تأمین کند تا عمر پنل فتوولتاییک کاسته نشود؛ چرا که نوسان روی پنل موجب کاهش عمر می‌شود و همچنین دستیابی به بیشینه توان پنل خورشیدی را با مشکل نوسان مواجه خواهد کرد. این کار نوسانی جریان ورودی اینورتر نیز باید حذف شود. این کار وظیفه‌ی مدار جداساز توان در حالت موازی خواهد بود. در گره اتصال سه بخش پنل فتوولتاییک، اینورتر و مدار جداساز توان، با توجه به قانون KCL، جریان‌های ورودی به سه بخش تقسیم می‌شود، بخش DC جریان که از پنل به سمت اینورتر خواهد رفت، ریبیل جریانی برابر با قرینه ریبیل جریان ورودی اینورتر و جریان اینورتر که با اعمال قانون KCL و دو بخش قبلی به جریانی DC با ریبیل بسیار کم تبدیل خواهد شد.

$$i_{INV} = i_{PV} + i_{FB} \quad (۴)$$

شکل (۲) مدار پیشنهادی ارائه شده می‌باشد که نوسان فرکانس دوم تولیدشده در سمت شبکه را بایک مدار جداساز موازی، جبران سازی می‌کند. در ساختار پیشنهادی جریان سمت اینورتر دارای یک مولفه‌ی ثابت و یک مولفه‌ی نوسانی بصورت زیر می‌باشد:

$$i_{inv} = I_{DC} + i_{Ripple} \quad (۵)$$



شکل (۲): ساختار توپولوژی جبران‌ساز نوسان توان پیشنهادی

تولید جریان ولتاژی بالاتر از ولتاژ نقطه‌ی اتصال داشته باشد. به عبارت بهتر اگر از نقطه‌ی اتصال به فیلتر فعال نگاه شود، همانند یک مبدل افزایش‌دهنده بوده که ولتاژ خروجی آن باید از ولتاژ ورودی (ولتاژ نقطه‌ی اتصال یا همان ولتاژ پنل خورشیدی) بیشتر باشد.

همانند سیستم کنترلی فیلتر فعال موازی، ساختار کنترلی جبران‌ساز^۱ پیشنهادی نیز از دو قسمت تشکیل شده است: ۱- تشخیص مولفه‌ی نوسانی جریان، ۲- تزریق مولفه نوسانی جریان.

برای جداسازی مولفه نوسان فرکانس دوم باید از یک فیلتر استفاده کرد که می‌توان هم از فیلتر میان‌گذر و هم از فیلتر پایین‌گذر استفاده کرد. به دلیل اینکه فرکانس مولفه نوسانی ممکن است اندکی دچار تغییرات شود و همچنین به دلیل میرایی متفاوت فیلتر میان‌گذر استفاده از این فیلتر چندان مناسب جداسازی مولفه نوسانی نمی‌باشد. به منظور بهبود عملکرد فیلتر پایین‌گذر می‌توان از فیلترهای با مرتبه بالاتر برای این منظور استفاده نمود. اما افزایش مرتبه منجر به تاخیر بیشتر فیلتر می‌گردد که زمان پاسخگویی را در حالت گذرا دچار کند می‌کند. در عمل باید یک تبدالی بین دقت و پاسخ دینامیکی صورت بگیرد. به منظور سادگی در این مقاله از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول استفاده گردیده است. بعد از تشخیص مولفه نوسانی جریان، باید مولفه‌ی نوسانی در فاز مخالف در نقطه‌ی اتصال اینورتر به پنل خورشیدی تزریق گردد تا بتواند از ورود مولفه‌ی نوسانی به سمت پنل خورشیدی جلوگیری نماید. سرعت عمل سیستم تزریق بسیار مهم می‌باشد زیرا اگر در زمان مناسب جریان تزریق نگردد، نه تنها مولفه نوسانی تغییر نمی‌کند بلکه خود می‌تواند باعث افزایش نوسانات جریان نیز گردد. از سوی دیگر مولفه نوسانی جریان در فرکانس دو برابر فرکانس شبکه (100Hz) بوده و در نتیجه کنترل‌های معمولی P و یا PI چندان نمی‌توانند خطای ماندگار را به صفر برسانند. کنترلر رزونانسی-تناسبی یک کنترلر بسیار مناسب بوده که توانایی به صفر رساندن خطا در فرکانس مشخص را دارا می‌باشد. منتها عملکرد دینامیکی این کنترلر چندان رضایت‌بخش نمی‌باشد. لذا در این مقاله از این کنترلر کننده تناسبی-رزونانسی بصورت ترکیب با کنترلر DeadBeat برای داشتن خطای

ماندگار صفر و پاسخ دینامیکی مناسب استفاده گردیده است که در ادامه طراحی این کنترلر مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد.

۲- مدل کنترلر کننده تناسبی رزونانسی (PR)

به منظور توسعه یک روش کنترل موثر برای اطمینان از ردیابی یک مرجع سینوسی و همچنین رد اختلالات مربوط به بارهای غیرخطی و جبران هارمونیک، روش‌های جدیدی توسعه یافته‌اند. در این کار از کنترلرهای تناسبی-رزونانسی (PR) [۸]، استفاده می‌کنیم. جبران‌کننده‌های تناسبی رزونانسی، قطب‌هایی را روی محور فرضی در فرکانس‌هایی برابر با فرکانس مرجع تحمیل می‌کنند و بهره بی‌نهایت را در فرکانس رزونانس نشان می‌دهند. از آنجایی که بارهای واقعی به صورت خطی جریان را تخلیه نمی‌کنند (با شکل موجی برابر با شکل موج ولتاژ اعمال شده)، استفاده از تنها یک جبران کننده در فرکانس اصلی برای پایین نگه داشتن THD رضایت بخش کافی نیست. به طور خاص، بارهای غیرخطی معمولی را می‌توان به عنوان اختلالات جریان در فرکانس ولتاژ خروجی و مضرب‌های آن مشاهده کرد. رد این نوع اختلال برای عملکرد خوب سیستم اساسی خواهد بود. در نتیجه، مجموعه‌ای از جبران‌کننده‌های رزونانس برای رد هر فرکانس هارمونیک چندگانه از هارمونیک اصلی، با تخصیص بهره در فرکانس‌های متعدد استفاده می‌شود [۹-۱۰]. تابع تبدیل زیر معمولاً در اجرای کنترلر رزونانس ایده‌آل استفاده می‌شود.

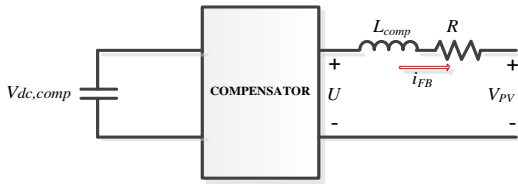
$$T(s) = \frac{S}{S^2 + \omega_h^2} \quad (7)$$

که در آن ω_h فرکانس سیگنالی است که باید دنبال یا رد شود.

کنترلر کننده رزونانسی-تناسبی به سبب فراهم کردن بهره بی‌نهایت در فرکانس رزونانس توانایی به حداقل و صفر رساندن خطای حالت ماندگار در فرکانس رزونانس را دارند. اما از سوی دیگر این کنترلر کننده دارای لختی بوده و توانایی فراهم کردن پاسخ دینامیکی سریع و مناسب را ندارد. در نتیجه اگر این کنترلر کننده بصورت تنها مورد استفاده قرار بگیرد قطعاً در حالت‌های گذرا و فراهم کردن پاسخ دینامیکی سریع دچار مشکل خواهد شد.

¹ proportional resonant

۳- ساختار کنترلی هیبرید بهبود یافته



شکل ۳- مدل جبران ساز پیشنهادی

با نوشتن معادلات KVL در حلقه خروجی برای جبران ساز داریم:

$$U - V_{pv} = L \frac{di_{FB}}{dt} + Ri_{FB} \quad (8)$$

اگر مشتق جریان سلف را در یک دوره بسیار کوتاه نمونه برداری (T_s) تقریب بزنیم، می توان به رابطه (۸) رسید. به عبارت دیگر، در این حالت از روش گسسته سازی Backward Euler استفاده می کنیم.

$$\frac{di_{FB}}{dt} = \frac{i_{FB}(k+1) - i_{FB}(k)}{T_s} \quad (9)$$

در رابطه فوق $i_{FB}(k+1)$ جریان جبران ساز در لحظه نمونه برداری $k+1$ و $i_{FB}(k)$ جریان جبران ساز در لحظه نمونه برداری k می باشد. با جایگذاری (۹) در رابطه (۸) و گسسته سازی معادلات خواهیم داشت:

$$\frac{i_{FB}(k+1) - i_{FB}(k)}{T_s} = \frac{U(k)}{L} - \frac{V_{pv}(k)}{L} - \frac{Ri_{FB}(k)}{L} \quad (10)$$

با انجام ساده سازی ها می توان جریان جبران ساز در لحظه $k+1$ را بصورت زیر ساده نمود:

$$i_{FB}(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L}\right)i_{FB}(k) + \frac{T_s}{L}(U(k) - V_{pv}(k)) \quad (11)$$

در روش DB با یک تأخیر، هدف رسیدن به مقدار مرجع در انتهای دوره بعدی است. به عبارت دیگر، باید ورودی های سیستم در زمان مشخص گردند تا در انتهای دوره یا همان ابتدای دوره به مقدار مرجع تعیین شده در ابتدای دوره نمونه برداری k دست یافته باشیم. پس بر اساس رابطه (۱۱) می توان گفت:

$$i_{FB}^*(k) = \left(1 + \frac{R}{L}\right)i_{FB}(k) + \frac{T_s}{L}(U(k) - V_{pv}(k)) \quad (12)$$

همانطور که در بخش قبل گفته شد، کنترل کننده رزونانسی-تناسبی در فراهم کردن پاسخ دینامیکی مناسب دچار مشکل می باشند. از سوی دیگر روش کنترلی Dead Beat (DB) یک روش کنترلی دیجیتال مبتنی بر مدل با ماهیتی کاملاً دیجیتال است که با قراردادن قطب های سیستم در مرکز دایره واحد توانایی فراهم کردن پاسخ دینامیکی بسیار سریع را دارد. در نتیجه و به منظور پیاده سازی دیجیتال، این روش یکی از بهترین روش های کنترلی موجود است. اما این روش مبتنی بر مدل و یک روش ذاتا حلقه باز بوده که در صورت داشتن خطا در مدل یا عدم قطعیت مدل پاسخ دارای خطای حالت ماندگار خواهد بود. از طرفی ساختار این روش می تواند بسیار ساده باشد و در نتیجه حجم محاسبات را کاهش دهد و پیاده سازی دیجیتال ساختار کنترلی به همراه الگوریتم کلیدزنی مبدل را ساده تر نماید. در این مقاله از این قابلیت روش کنترلی DB با ساختار بسیار ساده پیشنهاد شده است که بصورت موازی با کنترلر رزونانسی-تناسبی به عنوان یک روش کنترلی هیبرید مورد استفاده قرار گیرد. روش کنترلی DB پاسخ دینامیکی سریع را فراهم می کند در حالیکه روش تناسبی-رزونانسی تضمین حالت پایدار و خطای ماندگار صفر را فراهم می کند. ترکیب این دو روش در عین حالی که ساختار بسیار ساده را فراهم می کند توانایی برآورده کردن مشخصات کنترلی متناسب با جبران ساز پیشنهادی را دارد.

در نظریه کنترل زمان گسسته، روش کنترل DB به سبب دینامیک سریع، مورد توجه است. ایده اصلی این روش که مبتنی بر مدل زمان گسسته سیستم تحت کنترل است، یافتن سیگنال ورودی است، به نحوی که در حداقل زمان ممکن، خطای خروجی صفر یا کمینه شود. روش ارائه شده در نهایت منجر به یک فرمولاسیون بسیار ساده خواهد شد که می تواند باعث کاهش چشم گیر حجم محاسبات گردد. شماتیک جبران ساز پیشنهادی به همراه معادله حاکم بر آن در زیر نشان داده شده است.

$$G_{PR_h}(s) = k_2 + \sum_{h=1}^n \frac{k_{h+1} + k_{h+1}s}{s^2 + 2\zeta_h \omega_h s + \omega_h^2} \quad (15)$$

که در آن k_{h+1}, k_{h+2} و k_2 بایستی محاسبه شوند. به منظور ارائه روشی برای محاسبه ضرایب کنترلر بر اساس LMI ابتدا لازم است که نمایش فضای حالت تابع تبدیل ارائه شود. با در نظر گرفتن هارمونیک اصلی، نمایش فضای حالت کنترلر به صورت زیر خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_n \\ -\omega_n & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e(t) = \begin{bmatrix} k_{h+1} & k_{h+2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + k_2 \quad (16)$$

در حالت کلی و با در نظر گرفتن همه هارمونیک‌های مورد نظر، فرم کلی معادلات حالت به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \eta &= A_{CR} \eta(t) + B_{CR} e(t) \\ y_{CR} &= C_{CR} \eta(t) + D_{CR} e(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\eta_r(t) = \begin{pmatrix} A_{CR_1} & \dots & 0_2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_2 & \dots & A_{CR_n} \end{pmatrix} \eta_r(t) = \begin{bmatrix} B_{CR_1} \\ \vdots \\ B_{CR_n} \end{bmatrix} e(t) \quad (18)$$

$$y_{CR}(t) = [C_{CR_1} \quad \dots \quad C_{CR_n}] \eta_r(t) + [D_{CR}] e(t)$$

که در آن $\eta_{CR}(t) \in \mathbb{R}^{2n}$ بردار حالت کنترلر کننده چند رزونانسی است، $e(t)$ سیگنال ورودی، $y_{CR}(t)$ سیگنال خروجی است و A_{CR} ، B_{CR} و C_{CR} ماتریس‌هایی با اندازه مناسب هستند.

$$A_{CR_h} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_h \\ -\omega_h & -2\zeta_h \omega_h \end{bmatrix}, B_{CR_h} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$C_{CR_h} = [k_{h+1} \quad k_{h+2}], D_{CR_h} = [k_2]$$

فضای حالت سیستم با در نظر گرفتن کنترلر تناسبی رزونانسی را می‌توان به این صورت نوشت:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{iR}{L} - \frac{u}{L} + \frac{v_{pv}}{L} \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_n \\ -\omega_n & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} e(t) \\ u(t) &= [K_{11} \quad K_{12}] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + K_e e(t) + u_{eq} = \\ [K_e \quad K_{11} \quad K_{12}] &\begin{bmatrix} i(t) \\ x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} - K_e i_{ref} + u_{eq} = u_{fb} + u_{ff} \end{aligned} \quad (20)$$

همان‌گونه که مشخص است با پیگیری یک روند ساده و با انجام فرضیات منطقی به یک رابطه بسیار ساده رسیدیم که کنترل جریان خروجی را انجام خواهد داد. لازم به ذکر است که رابطه پیشنهادی نهایی فقط از تعدادی جمع و تفریق ساده تشکیل شده‌اند. در نتیجه، می‌توان گفت که در مقایسه با روش‌های کنترلی دیگر، حجم محاسبات به‌مقدار قابل‌ملاحظه‌ای کاهش یافته است. این یکی از مهم‌ترین مزایای روش کنترلی پیشنهادی است. علاوه بر این، معادلات به‌خودی خود ماهیت گسسته دارند و نیاز به گسسته‌سازی معادلات کنترلی نهایی نداریم.

۴- طراحی کنترلر تناسبی-رزونانسی مبتنی بر LMI

بر اساس رابطه (۴) تابع تبدیل کنترلر رزونانسی-تناسبی در حالت ایده‌آل می‌باشد. در بسیاری از کاربردها، به منظور اجتناب از مشکلات ناشی از قرار گرفتن قطب‌های رزونانسی بر روی لبه دایره واحد در پیاده‌سازی کنترلر زمان-گسسته، تابع تبدیل کنترلر PR با در نظر گرفتن ضریب میرایی ζ به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$T(s) = \frac{S^2}{S^2 + 2\zeta\omega_h S + \omega_h^2} \quad (13)$$

با در نظر گرفتن $\zeta = 0$ تابع (۱۳) به (۴) تبدیل می‌شود، معادله (۱۳)، قطب‌های فرضی در فرکانس مرجعی که باید ردیابی شود و فرکانس‌های اختلال که باید رد شود را مدل می‌کند. اگر سیستم حلقه بسته به طور مجانبی پایدار باشد و قطب‌های سیستم شامل قطب‌های مرجع قابل پیگیری باشد، از روش کنترل کننده PR توسعه یافته استفاده می‌کنیم. در این روش، ابتدا لازم است تابع تبدیل را به فضای حالت تبدیل کنیم.

$$\frac{S^2}{S^2 + 2\zeta\omega_h S + \omega_h^2} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (14)$$

کنترلر رزونانسی چندگانه به همراه بهره تناسبی را می‌توان به صورت زیر نوشت:

در رابطه (۲۳) مقدار α حداکثر ضربان ولتاژ مجاز می‌باشد که معمولاً ۵٪ ولتاژ نامی لینک DC طراحی می‌گردند. جریان تزریقی جبران‌ساز در نقطه اتصال به پنل و اینورتر باید دارای کمترین هارمونیک کلیدزنی باشد. به همین منظور از یک فیلتر سلفی به صورت سری در خروجی جبران‌ساز استفاده شده است. با توجه به حداکثر ضریان جریان مجاز ($\Delta i_{L_{comp}}$) که معمولاً ۱۰-۲۰٪ پیک جریان در نظر گرفته می‌شود، مقدار سلف سری را محاسبه کرد:

$$L_{comp} = \frac{V_{pv}}{8f_{sw}\Delta i_{L_{comp}}} \quad (24)$$

با توجه به مقدار کم خازن، می‌توان از خازن‌های فیلم با طول عمر بالاتر استفاده کرده و در کل طول عمر اینورتر خورشیدی را افزایش داد. با توجه به روابط (۲۳) و (۲۴) محدودیت‌های گفته شده مقدار سلف و خازن در جدول ۱ آورده شده است.

۶- نتایج شبیه سازی

ساختار جبران‌ساز پیشنهادی همراه با دو روش کنترلی در این مقاله در نرم‌افزار MATLAB و در محیط Simulink شبیه‌سازی شده است.

جدول ۱- پارامترهای سیستم

V_g	ولتاژ شبکه	100V(rms)
V_{pv} <td>ولتاژ پنل خورشیدی <td>200V</td> </td>	ولتاژ پنل خورشیدی <td>200V</td>	200V
I_{pv} <td>جریان پنل خورشیدی <td>6A</td> </td>	جریان پنل خورشیدی <td>6A</td>	6A
L_{inv} <td>سلف اینورتر متصل به شبکه <td>4mH</td> </td>	سلف اینورتر متصل به شبکه <td>4mH</td>	4mH
$C_{dc,comp}$ <td>خازن جبران‌ساز <td>270μF</td> </td>	خازن جبران‌ساز <td>270μF</td>	270 μ F
L_{comp} <td>سلف جبران‌ساز <td>5mH</td> </td>	سلف جبران‌ساز <td>5mH</td>	5mH
$F_{switching}$ <td>فرکانس کلیدزنی <td>20kHz</td> </td>	فرکانس کلیدزنی <td>20kHz</td>	20kHz
$F_{sampling}$ <td>فرکانس نمونه‌برداری <td>20kHz</td> </td>	فرکانس نمونه‌برداری <td>20kHz</td>	20kHz

به منظور بررسی عملکرد اینورتر اصلی ابتدا اینورتر متصل به شبکه تغذیه شده از پنل خورشیدی بدون حضور جبران‌ساز شبیه‌سازی شده است و نتایج در شکل (۳) نشان داده شده است. لازم به ذکر است که در صورتیکه از فیلتر پسیو خازنی در ورودی اینورتر اصلی استفاده شود، مقدار خازن 2200 μ F بدست خواهد آمد. اما در شبیه‌سازی انجام شده و به منظور استفاده از خازن‌های فیلم^۱ مقدار خازن به 270 μ F کاهش یافته است. در نتیجه و همانطور که در

فرض می‌کنیم ($\Delta v_{pv} = v_{pv} - v_{pv_{eq}}$) که در آن $v_{pv_{eq}}$ ولتاژ خروجی نامی و Δv_{pv} تغییرات نسبت به ولتاژ نامی است. ورودی کنترلی از دو بخش فیدفوروارد و فیدبک تشکیل شده است. بخش فیدفوروارد که به صورت زیر است:

$$u_{ff} = -K_e i_{ref} + u_{eq} \quad (21)$$

برای ردیابی جریان مرجع در حضور ولتاژ نامی در نظر گرفته شده است. بهره فیدبک $K = [K_e \ K_{11} \ K_{12}]$ بایستی به گونه‌ای طراحی شود که بهره H_∞ سیستم حلقه بسته زیر دارای کران بالای γ باشد:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_n \\ -1 & -\omega_n & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (u_{fb} + u_{eq}) + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} K_e \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_{ref} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv_{eq}} + (\Delta v_{pv}) \quad (22)$$

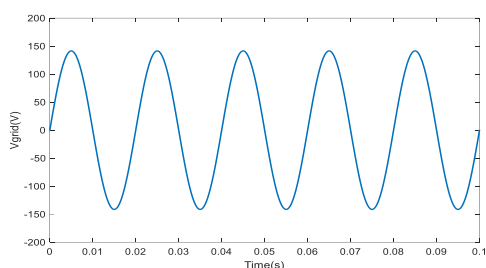
۵- طراحی سخت‌افزار جبران‌ساز

در ساختار جبران‌ساز نوسان توان پیشنهادی دو المان پسیو وجود دارند که باید طراحی گردند. با توجه به عملکرد جبران‌ساز پیشنهادی، خازن لینک DC جبران‌ساز وظیفه ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک DC را بر عهده دارد. با توجه به فرکانس نوسان توان در دو برابر فرکانس نامی شبکه، ظرفیت خازن را بر اساس توان هارمونیک ۲ام (S_2) محاسبه شده در لینک DC می‌توان بدست آورد. با توجه به این نکته که جهت افزایش طول عمر خازن بهتر است، مقدار خازن به کار برده شده در لینک DC، کمی بزرگ‌تر از مقدار محاسبه شده انتخاب شود و همچنین از موازی کردن خازن‌ها استفاده شود مقدار زیر جهت طراحی خازن مورد استفاده قرار می‌گیرد:

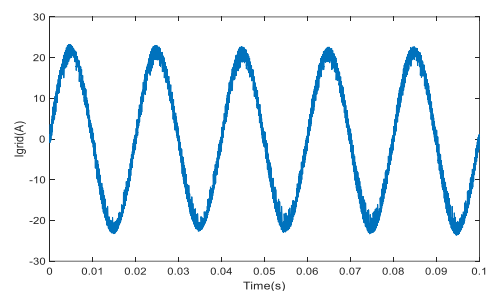
$$C_{dc,comp} = \frac{100S_2}{2\omega\alpha V_{dc}^2} \quad (23)$$

^۱ - Film capacitor

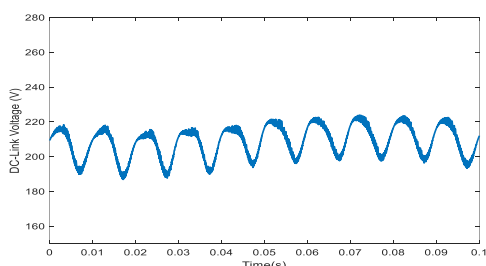
بر اساس شکل (۳) جریان سینوسی هم‌فاز با ولتاژ شبکه در سمت AC تزریق شده‌است. اگرچه هارمونیک‌های کلیدزنی در جریان مشخص است که با توجه به اینکه معمولاً در اینورترهای خورشیدی از فیلترهای LCL استفاده می‌گردد، در سمت شبکه این مشکل حل می‌گردد. به منظور سادگی در این ساختار فقط از یک فیلتر سلفی ساده استفاده گردیده‌است. به دلیل نوسان توان ایجاد شده در سمت AC و انتقال آن به سمت DC، یک نوسان فرکانس دوم در ولتاژ لینک DC ایجاد می‌گردد که در شکل (۳) (ج) کاملاً مشخص است. از طرف دیگر به دلیل اینکه هیچ جبران‌سازی وجود ندارد، این نوسان به صورت کاملاً مشابه به پیل خورشیدی انتقال می‌یابد که منجر به نوسان ولتاژ و در نتیجه جریان پیل خورشیدی می‌گردد. این امر به وضوح در شکل‌های (۳) (د) و (ه) مشخص می‌باشد. در این مرحله عملکرد اینورترتراضلی با اعمال کنترلر هیبرید بهبودیافته در نظر می‌گیریم و نتایج در شکل (۴) نشان داده شده است.



(الف)

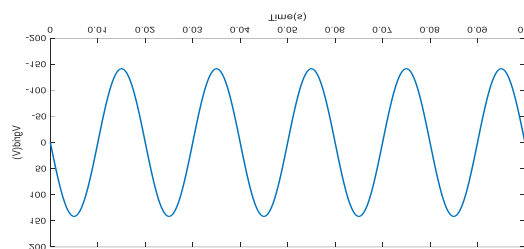


(ب)

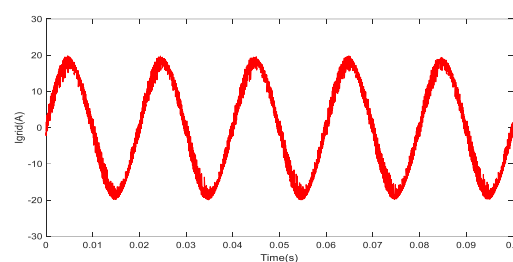


(ج)

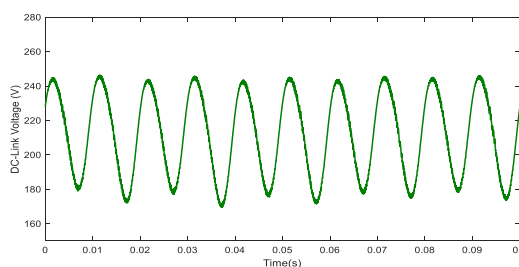
شکل مشخص است، ضربان ولتاژ در سمت DC نسبتاً زیاد می‌باشد.



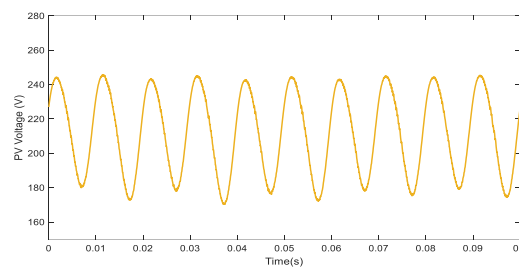
(الف)



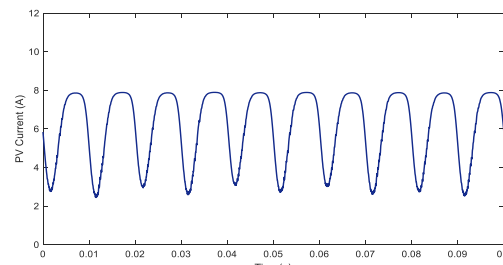
(ب)



(ج)



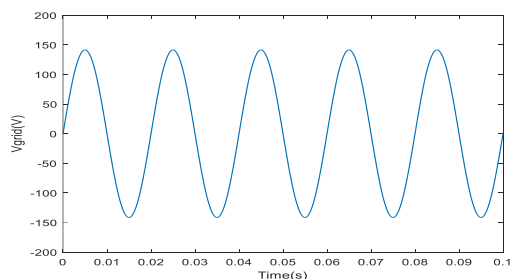
(د)



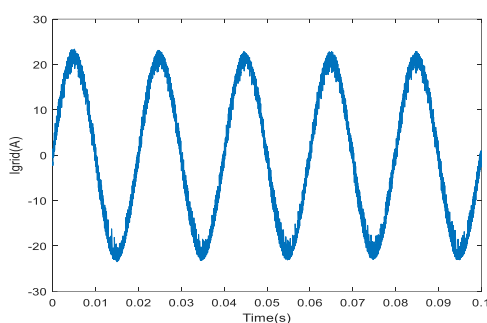
(ه)

شکل ۳- عملکرد اینورتر خورشیدی متصل به شبکه بدون حضور جبران‌ساز نوسان توان.

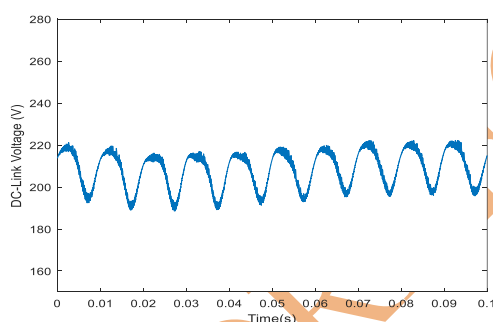
کنترلی پیشنهادی یک کنترلر مبتنی بر فیدبک حالت طراحی و شبیه‌سازی شده‌است که نتایج بدست آمده از اعمال کنترلر پیشنهادی ساختار شبیه‌سازی شده در شکل (۵) نشان داده شده‌است.



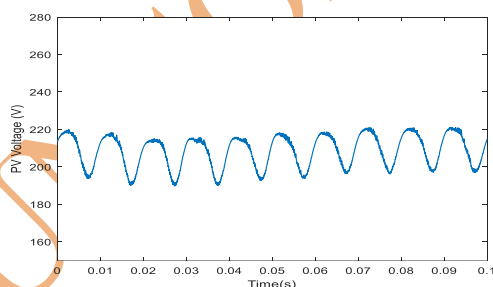
(الف)



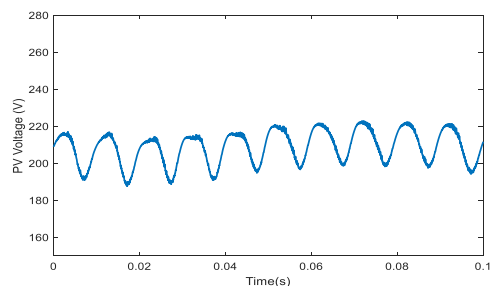
(ب)



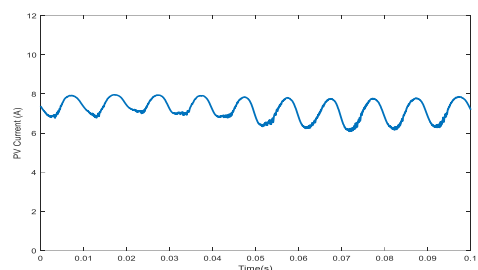
(ج)



(د)



(د)



(ه)

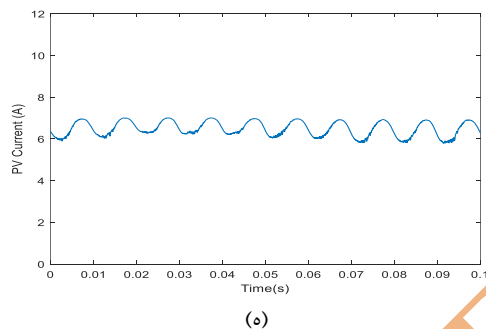
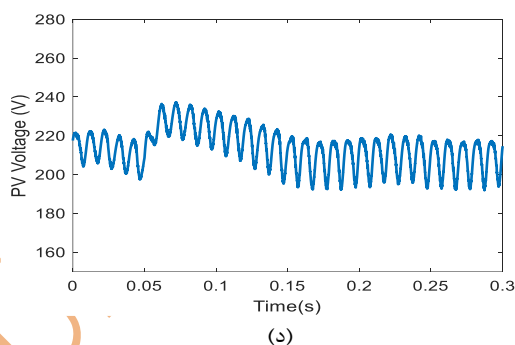
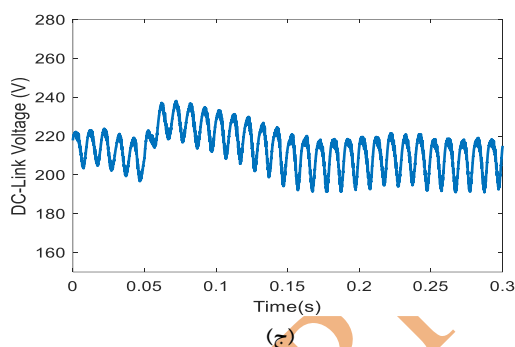
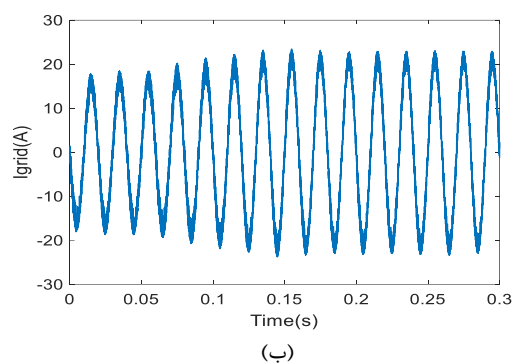
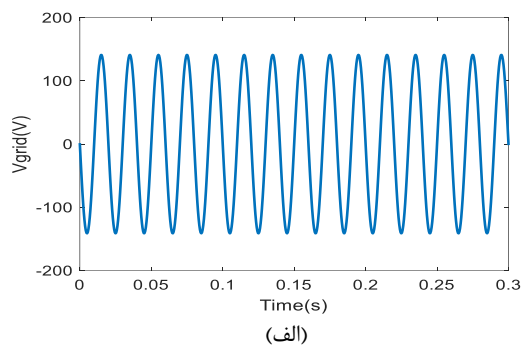
شکل ۴- عملکرد اینورتر خورشیدی متصل به شبکه با اعمال کنترلر PR جبران‌ساز نوسان توان خورشیدی را نشان می‌دهد که نشان از عملکرد موثر جبران‌ساز نوسان توان می‌باشد. به منظور بررسی عملکرد جبران‌ساز پیشنهادی در کاهش ضربان ولتاژ و جریان یک پارامتر و معیار کیفیت ضربان بصورت رابطه (۲۰) تعریف می‌گردد:

$$X_{ripple} \% = \frac{X_{p-p}}{\bar{X}} \quad (23)$$

در رابطه فوق X_{p-p} پیک تا پیک ضربان متغیر مورد نظر و \bar{X} مقدار متوسط متغیر می‌باشد. بر اساس این معیار میزان ضربان ولتاژ از ۳۴٪ به ۱۲٪ کاهش یافته‌است. اما عملکرد اصلی جبران‌ساز پیشنهادی در کاهش ضربان جریان می‌باشد که بر این اساس میزان ضربان جریان پنل خورشیدی از مقدار ۹۱٪ به ۲۰٪ کاهش یافته‌است که نشان می‌دهد که ضربان جریان حدود ۵ برابر کاهش یافته‌است. لازم به ذکر است که این کاهش ضربان جریان و ولتاژ در شرایطی بدست آمده‌است که خازن لینک DC اینورتر حدود ۱۰ برابر کاهش یافته‌است که در نتیجه‌ی آن می‌توان از خازن‌های فیلم با طول عمر بالاتر استفاده نمود.

کیفیت عملکرد سیستم کنترلی جبران‌ساز به دو معیار وابسته است. معیار اول سیستم جداکننده و تشخیص دهنده میزان نوسان توان و معیار دوم سیستم تولید و تزریق نوسان توان می‌باشد. به منظور بهبود عملکرد سیستم

مبتنی بر LMI پایداری مناسبی را با تغییرات بسیار زیاد تضمین کرده‌است.



شکل ۵- عملکرد اینورتر خورشیدی متصل به شبکه با اعمال کنترلر پیشنهادی جبران‌ساز نوسان توان.

نتایج حاصل از عملکرد سیستم کنترلی مبتنی بر فیدبک حالت افزایش جبران‌سازی و در نتیجه کاهش ضریب جریان و ولتاژ را نشان می‌دهد. بر این اساس میزان ضریب جریان به مقدار ۱۴٪ کاهش یافته‌است. همچنین میزان ضریب ولتاژ نیز به عدد قابل قبول ۱۰٪ رسیده‌است.

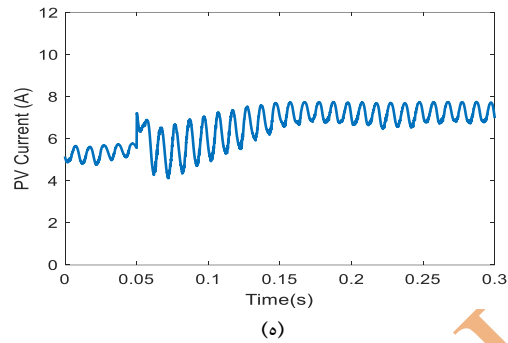
یکی از نکاتی که در عملکرد سیستم جبران‌ساز پیشنهادی باید مورد بررسی قرار بگیرد، میزان هارمونیک جریان تزریقی به شبکه می‌باشد. نوسان ولتاژ و جریان در سمت پنل خورشیدی موجب عدم رسیدن به نقطه حداکثر توان (MPP) می‌شود اما در سمت AC منجر به هارمونیک‌های زوج و در نتیجه افزایش میزان THD% جریان تزریقی به شبکه می‌گردد. از نکات مثبت جبران‌ساز پیشنهادی بهبود نسبی THD جریان تزریقی سمت شبکه می‌باشد که عدد ۲٪/۶۱ می‌باشد.

به منظور بررسی پایداری و پاسخ حالت گذرای سیستم کنترلی پیشنهادی یک تغییر در میزان تابش پنل از مقدار 750W/m^2 به 1000W/m^2 انجام شده‌است و نتایج حاصل در شکل (۶) نشان داده شده‌است که در این حالت زمان گذرا در حدود 80ms می‌باشد. لازم به ذکر است که زمان گذرا به چندین عامل وابسته است. نخست دینامیک الگوریتم MPPT که تغییرات نقطه حداکثر توان را باید ردیابی کند. سپس به دینامیک سیستم جداکننده نوسانات فرکانس دوم و پاسخ فیلتر پایین‌گذر وابسته‌است. در نهایت پاسخ دینامیکی سیستم کنترل جریان است که تعیین‌کننده دینامیک کلی سیستم می‌باشد. با بهبود هر کدام از این پاسخ‌ها قطعاً پاسخ دینامیکی کلی سیستم افزایش خواهد یافت. هدف از آرایه نتایج در حالت گذرا در این قسمت تضمین پایداری سیستم در اثر اغتشاشات خروجی است که با توجه به شکل‌های آرایه شده سیستم کنترلی

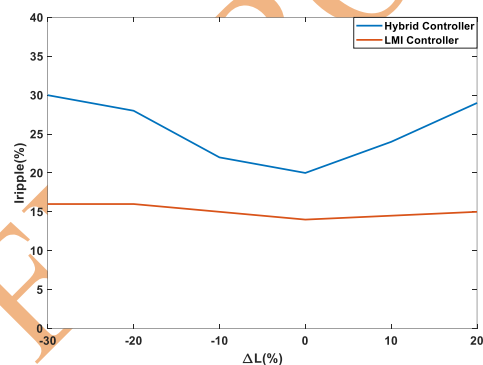
صورت نوسان جریان در سمت پنل خورشیدی ظاهر می-گردد. ساختار پیشنهادی همانند یک فیلتر فعال موازی DC عمل می کند. یکی از نکات بسیار مهم ساختار پیشنهادی این است که این ساختار کاملاً مستقل از توپولوژی اینورتر بوده و عملکرد کاملاً مستقلی دارد. ساختار پیشنهادی با حذف نوسان جریان فرکانس دوم توانایی به حداکثر رساندن توان تولیدی پنل خورشیدی را دارد. این ساختار به عنوان یک منبع جریان کنترل شونده توسط ولتاژ عمل می کند و وظیفه اصلی آن حذف ریبیل جریان PV است. یکی از نکات مرتبط با ساختار پیشنهادی جریان عبوری از کلیدهای فیلتر DC می باشد. در این ساختار ماکزیمم جریان عبوری از کلیدها پیک جریان نوسانی بوده و در نتیجه کسری از جریان نامی پنل خورشیدی خواهد بود. در نتیجه می توان گفت که کنترل جریانی کلیدهای فیلتر DC فعال موازی یک درصدی از جریان پنل خورشیدی خواهد بود.

در این مقاله از این کنترل کننده تناسبی-رزونانسی بصورت ترکیب با کنترلر DB و همچنین یک کنترلر تناسبی رزونانسی مبتنی بر LMI برای داشتن خطای ماندگار صفر و پاسخ دینامیکی مناسب استفاده گردیده است.

نتایج حاصل از شبیه سازی بیانگر این مطلب است که ساختار پیشنهادی جبران سازی بسیار مناسب را انجام داده است به صورتی که میزان ضربان جریان از ۹۱٪ به ۲۰٪ با استفاده از کنترلر هیبرید و از ۹۱٪ به ۱۴٪ با استفاده از کنترلر مبتنی بر LMI کاهش یافته است. این کاهش ضربان جریان منجر به کاهش ضربان ولتاژ پنل خورشیدی نیز شده است و تمامی این کاهش ها در حالتی که مقدار خازن لینک DC اینورتر حدود ۱۰ برابر کاهش یافته است، اتفاق افتاده است.



شکل ۶- عملکرد اینورتر خورشیدی متصل به شبکه با تغییر در میزان تابش پنل از مقدار 750W/m^2 به 1000W/m^2 مقایسه دیگری در برابر میزان مقاوم بودن کنترلرها صورت گرفته است که در شکل ملاحظه می کنید.



شکل ۷- مقایسه میزان مقاوم بودن کنترلرها

۵- نتیجه گیری

توان تک فاز از دو مؤلفه ثابت (DC) و نوسانی تشکیل شده است. اگر از تلفات صرف نظر شود، می توان گفت که توان خروجی با توان ورودی برابر خواهد بود. پس قطعاً یکی از دو مؤلفه ی جریان یا ولتاژ و یا هر دو برای داشتن هر دو مؤلفه ثابت و نوسانی توان و برابری با توان سمت AC باید دارای نوسان باشند. معمولاً ولتاژ خروجی پنل های خورشیدی مقادیر ثابت بوده و تغییرات کمتری را تجربه می کنند، در نتیجه عمده ی نوسان توان سمت AC به

مراجع

- [1] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, J. Yang, "Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, May 2016.
- [2] Su, Mei, Pan Pan, Xi Long, Yao Sun, and Jian Yang. "An active power-decoupling method for single-phase AC-DC converters." *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, May 2013.
- [3] Tang, Yi, and Frede Blaabjerg. "A component-minimized single-phase active power decoupling circuit with reduced current stress to semiconductor switches." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, Nov 2014.
- [4] Zhang, Rui, Shunliang Wang, Junpeng Ma, Peng Wang, Kejun Qin, Jinming Li, and Tianqi Liu. "Centralized Active Power Decoupling Method for the CHB Converter With Reduced Components and Simplified Control." *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan 2024.

- [5] Vitorino, Montie Alves, Luciano Francisco Sousa Alves, Ruxi Wang, and Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa. "Low-frequency power decoupling in single-phase applications: A comprehensive overview." *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, Jun 2016.
- [6] Chen, Baoxuan, Yao Sun, Shiming Xie, Yonglu Liu, Yi Lv, and Mei Su. "Active Power Decoupling Control for Three-Level Buck Four-Leg Current Source Inverter." *IEEE Transactions on Power Electronics* Jan 2024.
- [7] Shen, Yidi, Daniel Zakzewski, Arafat Hasnain, Rakesh Resalayyan, and Alireza Khaligh. "Sensorless control for DC-parallel active power decoupling in PV microinverters." *IEEE Transactions on Power Electronics*, Aug 2023.
- [8] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, J. Yang, "Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, May 2016.
- [9] S. Bhowmick and L. Umanand, "Design and analysis of the low device stress active power decoupling for single-phase grid connection for a wide range of power factor," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, vol. 6, no. 4, pp. 1921–1931, Dec. 2018.
- [10] S. Li, W. Qi, S.-C. Tan, and S.-Y. Hui, "Enhanced automatic-powerdecoupling control method for single-phase AC-to-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1816–1828, Feb. 2018.
- [11] W. Qi, S. Li, S.-C. Tan, and S.-Y. Hui, "Design considerations for voltage sensorless control of a PFC single-phase rectifier without electrolytic capacitors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 3, pp. 1878–1889, Mar. 2020.
- [12] J. Xu, T. B. Soeiro, F. Gao, H. Tang, and P. Bauer, "Carrier-based generalized discontinuous PWM strategy for single-phase three-legs active power decoupling converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 11, pp. 11609–11613, Nov. 2021.
- [13] Z. Yang, J. Zeng, Q. Zhang, Z. Zhang, V. Winstead, and D. Yu, "A composite power decoupling method for a PV inverter with optimized energy buffer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 57, no. 4, pp. 3877–3887, Jul./Aug. 2021.
- [14] J. Roy, Y. Xia, and R. Ayyanar, "Half-bridge voltage swing inverter with active power decoupling for single-phase PV systems supporting wide power factor range," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 34, no. 8, pp. 7450–7461, Aug. 2019.
- [15] P. Nandi and R. Adda, "Integration of boost-type active power decoupling topology with single-phase switched boost inverter," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 35, no. 11, pp. 11965–11975, Nov. 2020.
- [16] H. Yuan, S. Li, W. Qi, S.-C. Tan, and S.-Y. Hui, "On nonlinear control of single-phase converters with active power decoupling function," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 34, no. 6, pp. 5903–5915, Jun. 2019.
- [17] J. Lin, "Control of active power decoupling circuit based on parametric oscillator," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, vol. 9, no. 6, pp. 6837–6845, Dec. 2021.
- [18] S. Fan, Y. Xue, and K. Zhang, "A novel active power decoupling method for single-phase photovoltaic or energy storage applications," in *Proc. Energy Convers. Congr. Expo*, 2021, pp. 2439–2446.
- [19] S. Xie et al., "Adaptive power decoupling control for single-phase converter with unbalanced DC-split-capacitor circuit," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 36, no. 10, pp. 12127–12136, Oct. 2021.
- [20] S. Xu, L. Chang, and R. Shao, "Single-phase voltage source inverter with voltage boosting and power decoupling capabilities," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, vol. 8, no. 3, pp. 2977–2988, Sep. 2020.
- [21] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, L. Batarseh, and Z. J. Shen, "A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, Jun. 2013.
- [22] Fukuda, S.; Yoda, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for PWM invertors]. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2001, 37, 888–895.
- [23] Zmood, D.N.; Holmes, D.G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state IEEE Trans. Power Electron. 2003, 18, 814–822.
- [24] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P.C. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proc. Electr. Power Appl.* **2006**, 153, 750–762.

Active Power Decoupling of Single-Phase Photovoltaic Inverter Using DC Active Filter and Improved Hybrid Controller

Mohammad Pichan¹, Mohammad Samadi¹, Hesam Shahrjerdi¹

1. Department of Electrical Engineering, Arak University of Technology, Arak, Iran

*Corresponding Author: Mohammad Pichan, Email:m.pichan@arakut.ac.ir

ARTICLE INFO

Keywords:

-Active Power
Decoupling
-Single Phase
Photovoltaic Inverter
- Hybrid Controller

ABSTRACT

Single-phase power consists of two constant (DC) and fluctuating components in which fluctuating component will make the double frequency voltage ripple at DC side. This ripple causes several problems such as reduced efficiency, panel lifetime and increase of harmonic component at AC side. Different methods were proposed but these methods face different problems like dependency to the main converter, increased number of passive elements and improper control system. The proposed structure acts as a DC parallel active filter. This structure acts as an independent current source controlled by voltage and its main task is to remove PV current ripple. Resonance-proportional controllers have the ability to minimize the steady state error at the resonance frequency but, on the other hand, this controller does not have the ability to provide a fast and appropriate dynamic response. Dead Beat (DB) control method is a model-based digital control method with a fully digital nature that is capable of providing very fast dynamic response by placing the system poles at the center of the unit circle. The DB control method with a very simple structure is proposed to be used in parallel with the proportional-resonance controller as a hybrid control method. The combination of these two methods, while providing a very simple structure, has the ability to meet the control specifications appropriate to the proposed compensator. Several simulations show the effectiveness of the proposed structure and control method in which the current ripple is reduced from 10A to 0.5A.
