اشتراک گذاری توان راکتیو و اصلاح هارمونیک ولتاژ در ریزشبکههای جزیرهای تکفاز با کنترل دروپ

مهدی روشندل*۱، علیرضا آبیاتی۲، رضا شکری۳

۳۹۸/۰۶/۰۶ بدانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران، mahdiroshandel1404@gmail.com
 ۲- دانشجوی مهندسی کنترل، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران
 ۳- دانشجوی مهندسی برق، دانشگاه پدافند هوایی خاتم الانبیاء(ص)، تهران، ایران
 تاریخ دریافت: ۱۳۹۸/۰۶/۲۹

چکیده: زمانی که چندین اینورتر موازی در حالت عملکرد جزیرههای هستند، معمولا برای کنترل اینورترها از ساختار مشخصه کاهشی استفاده میشود. مشخصه کاهشی اینورترهای موجود در ریزشبکه را قادر میسازد که ولتاژ و فرکانس را به صورت غیر متمرکز کنترل کنند. روش مشخصه کاهشی همچنین اینورترها را قادر میسازد که توان اکتیو و راکتیو مورد نیاز بار را در بین خود به اشتراک بگذارند. این مقاله بر روی برخی از محدودیتهای اینورترهای موازی تکفاز در حالت عملکرد جزیرهای با استفاده از مشخصه کاهشی تمرکز میکند. الگوریتمهای کنترلی با هدف دنبال کردن محدودیتهای اشتراکگذاری توان راکتیو و کاهش اغتشاشات هارمونیک ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) در حالت عملکرد جزیرهای پیشنهاد شده است. نتایج تجربی مناسب بودن الگوریتمهای کنترلی را در رسیدن به اشتراکگذاری توان راکتیو و بهبود اغتشاشات هارمونیکی ولتاژ در PCC نشان می دهند.

واژههای کلیدی: توان راکتیو، هارمونیک ولتاژ، ریز شبکه، کنترل دروپ

۱– مقدمه

اینورترهای موازی موجود در یک میکروشبکه (MG) با استفاده از الگوریتم کنترل دروپ قادرند که به صورت جزیرهای عمل کنند [۱۵-۱]. کنترل دروپ قادر به تنظیم ولتاژ و فرکانس MG از طریق اینورتر-هاست. این کنترل کنندهها همچنین قادرند توان اکتیو و راکتیو اینورترها را که مورد نیاز بار است به اشتراک بگذارند، هرچند برخی محدودیتها در این زمینه وجود دارد. مزیت اصلی روش کنترل دروپ این است که، این قابلیتها از طریق اندازه گیری بدست می آیند. اگر چه روش کنترل دروپ دارای برخی محدودیتهای عملکردی هستند، اما این روش بطور گسترده یکی از بهترین روشهای موجود برای کنترل غیر متمرکز میکروشبکههاست [۱۵–۱۰]

تکنیک کنترل دروپ، اینورتر را قادر میسازد که توان اکتیو و راکتیو مورد نیاز بار را با استفاده از انحراف ولتاز و فرکانس تامین کند.در لحظه اتصال MG به سیستم اصلی با توجه به انحراف ولتاژ و فرکانس روش

کنترل دروپ نمی تواند چنین عملکردی داشته باشد. لذا این تکنیکها تنها برای حالت جزیرهای قابل استفاده است [۷]. به علاوه دقت اشتراک گذاری توان و همچنین پایداری میکروشبکه می تواند تحت تاثیر این انحراف ولتاژ و فرکانس قرار گیرد [۱۶].

اشتراک توان بارهای محلی در بکارگیری سیستمهای غیر متمرکز حائز اهمیت است. اینورترها باید بطور ایدهآل توان اکتیو و راکتیو مورد نیاز بار را با توجه به قدرت اینورتر به اشتراک بگذارند. هنگامی که از کنترل دروپ استفاده میشود، اشتراکگذاری توان از طریق انتخاب ضرایب بهره مناسب صورت میگیرد. با این حال عدم تطابق امپدانس خط و امپدانس خروجی اینورتر باعث عملکرد مختلف اینورترهای موازی متصل به میکروشبکه میشود. از آنجا که توان راکتیو خروجی هر اینورتر به دامنه ولتاژ بستگی دارد، به جهت دروپ E-P توان راکتیو اشتراک گذاشته شده توسط اینورترها در تعامل است. از سوی دیگر، تا زمانی که فرکانس میکروشبکه تحت تاثیر قرار نگیرد، قابلیت اشتراک گذاری توان

اکتیو متاثر از این عدم تطابق نیست. فرکانس در MG تحت یک شرایط حالت پايدار كه توان مورد تقاضاي بار تامين مي شود، ثابت مي ماند. و نرخ توان ظاهری اینورترها از ماکزیمم آن تجاوز نمی کند. از این رو، توان اکتیو حتی در زمان اختلال با دقت بالا بین اینور ترها به اشتراک گذاشته می شود. یک حلقه امپدانس مقاومتی مجازی، به جهت بهبود اشتراک توان در [۷]، [۸]، [۱۲]، [۱۳]، [۱۹–۱۶] پیشنهاد شده است. حلقه امپدانس مجازی، امپدانس خروجی هر اینورتر را به وسیله اندازه گیری ولتاژ و جریان در خروجی آنها تنظیم میکند. با این حال برای بهبود اشتراک گذاری توان، حلقه امپدانس مجازی باید برای هر اینورتر تنظیم شود بطوری که امپدانس خروجی همه اینورترها برابر باشد. در عمل این روش با توجه به امپدانس خط و امپدانس فیلتر خروجی اینورترها بسیار دشوار است. از این رو اشتراک گذاری توان بین اینورترها هنوز به دست نیامده، اگرچه می توان به یک بهبود در این زمینه رسید. دیگر راه حلها برای رسیدن به این هدف در [۵–۳]، [۲۰]، [۲۱] پیشنهاد شده است. ساختار سلسله مراتب مركز كنترل ميكروشبكه (MGCC) براى باز گرداندن ولتاژ و فرکانس به مقادیر نامیشان، در هنگام سنکرون سازی MG با سیستم اصلی در [۲] و [۷] پیشنهاد شده است. با استفاده از الگوریتم پیشنهادی پایداری ولتاژ و فرکانس می تواند بدست آید. اما اشتراک گذاری توان میسر نیست چون هنوز در امپدانس خروجی اينورترها عدم تطابق وجود دارد.

اینورترهای موازی با فیلتر خروجیLCL یک اینرسی کوچک و به طور موثر یک شبکه ضعیف تشکیل میدهند. هر جریان هارمونیکی که در این شبکه پخش می شود، باعث اعوجاج ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) می شود. این ولتاژ هارمونیکی ممکن است پایداری MG را با توجه به رزونانس موجود به چالش بکشد [۲۲]. علاوه بر این با توجه به استانداردهای موجود، اعوجاج هارمونیک ولتاژ (THD) میکروشبکه باید کمتر از ۲/۵ درصد باشد [۲۳]. لذا میرایی هارمونیک باید به گونهای باشد که میکروشبکه مطابق با این استانداردها عمل کند. تکنیکهای مرسوم شامل نصب و راهاندازی فیلترهای فعال و غیر فعال برای متعادل كردن هارمونيك هستند. اين روشها ممكن است باعث ايجاد رزونانس و مشکلات پایداری شبکه شود. از این رو استراتژی کنترل اینورتر می-تواند برای بهبود کیفیت توان مورد استفاده قرار گیرد [۲۲]. در [۲۴] نویسندگان پیشنهاد میکنند، که در نقطه PCC یک ولتاژ سینوسی با عملکرد غیر سینوسی اینورتر و کنترل مدولاسیون پهنای پالس تولید شود. الگوریتمهای پیشنهادی هارمونیک ولتاژ را در PCC اصلاح می کند. یک روش با استفاده از دروپ G-Q با توجه به [۹]، [۲۲] و [۲۵] به جهت کاهش هارمونیک در یک سیستم سه فاز پیشنهاد شده است. دروپ G-Q باعث میرا شدن رزونانس هارمونیکی و کاهش اعوجاج فیلتر هارمونیکی بین اینورترها میشود. نویسندگان [۲۲] از بهره دروپ برای اصلاح تمامي هارمونيكهاي عرضه شده توسط اينورترها استفاده كرده-اند در حالی که نویسندگان [۹] و [۲۵] به جبران برخی از هارمونیکهای انتخابی پرداختهاند.

در این فصل بر روی برخی از محدودیتهای الگوریتم کنترل دروپ در حالت جزیرهای تمرکز می شود. الگوریتم پیشنهادی به منطور اشتراک توان و کاهش THD ولتاژ در نقطه PCC در حالت عملکرد جزیرهای می باشد، و به شرح زیر است:

در بخش سوم، به شرح ساختار کنترل کننده اولیه، شامل حلقه امپدانس مجازی خازنی برای مشکل هارمونیک ولتاژ در PCC پرداخته شده است. بخش چهارم شامل اشتراک گذاری توان راکتیو، پایداری ولتاژ و فرکانس و شرح اصلاح هارمونیک ولتاژ در PCC، و خلاصهای از نتایج تجربی در بخش پنج ارائه شده است، که مناسب بودن الگوریتم پیشنهادی در بهبود عملکرد جزیرهای MG را نشان میدهد.

۲- سلسله مراتب معماری میکروشبکه

بطور کلی، میکروشبکه دارای یک سری سیستم کنترلی که شامل لایه اولیه، ثانویه و ثالثیه است [۲]، [۷] و [۱۳]. سلسله مراتب معماری میکروشبکه در حالت عملکرد جزیرهای با در نظر گرفتن مدار تکفاز آن در شکل (۱) نشان داده شده است. که شامل دو اینورتر موازی با فیلتر-های LCL خروجی است. یک بار غیرخطی شامل یکسوکننده تکفاز با خازن صافی از طریق کلید S_2 به میکروشبکه متصل شده است. برای حالت عملکرد جزیرهای کلید استاتیک SS باز شده و اینورتر مستقلا برای تنظیم ولتاژ و فرکانس MG وارد عمل میشود. کلید S_1 در خروجی اینورتر ۲ اجازه میدهد، که اینورتر خود را از طریق یک حلقه LL مماهنگ سازد. تا ولتاژ مربوطه در PCL قبل از اتصال به میکروشبکه مماهنگ سازد. تا ولتاژ مربوطه در MG است. از طریق یک حلقه دار میترین حالت گذرا را داشته باشد. لایه اولیه شامل یک الگوریتم کنترلی فرانس و ولتاژ MG و اشتراک گذاری توان اکتیو را در حالت عملکرد فرکانس و ولتاژ MG و اشتراک گذاری توان اکتیو را در حالت عملکرد



شکل (۱): بلوک دیاگرام سلسله مراتب معماری میکروشبکه، شامل دو اینورتر موازی و یک بار غیرخطی که بار از طریق کلید S₂ به میکروشبکه اتصال می-یابد.

لایه کنترلی دوم، شامل مدیریت و بهینه سازی الگوریتم کنترلی برای عملکرد مطلوب میکروشبکه است. این الگوریتم کنترلی در

MGCC اجرا شده، که کلید استاتیک SS و اینورترها در میکروشبکه، انتقال و دریافت اطلاعات را از طریق یک لینک ارتباطی دو طرفه با پهنای باند کم انجام میدهند. ترافیک در این لینک ارتباطی به جهت این که اطلاعات تنها برای اینورتر ارسال میشود، حداقل است. چنین چیزی عملکرد بهینه MGCC را در صورت بروز خطا در MG یا در سیستم ارتباطی تضمین میکند. لایه کنترلی سوم شامل تعامل چند میکروشببکه در سطح MGCC است، که در اینجا در نظر گرفته نمی شود.

۳- ساختار کنترلی اینورترهای موازی

بلوک دیاگرام حلقه کنترلی اولیه برای پیادهسازی روی اینورترها در حالت عملکرد جزیرهای در شکل (۲)، نشان داده شده است. کنترل توان اکتیو و راکتیو اینورترها با اندازه گیری جریان و ولتاژ محلی صورت می گیرد. ولتاژ مرجع، ورودی حلقه کنترل داخلی است. سپس ولتاژ توسط الگوریتم کنترلی تعیین می شود.



شکل (۲): بلوک دیاگرام حلقه کنترلی اولیه و تپولوزی سخت افزار اینورتر.

۳-۱- حلقه کنترل خارجی

در حالت عملکرد جزیرهای اینورتر به عنوان منبع ولتاژ عمل میکند (VSI)، تا ولتاژ و فرکانس میکروشبکه تنظیم شود. توان اکتیو عرضه شده به بار در برابر فرکانس (دروپ P-W) و توان راکتیو عرضه شده در برابر ولتاژ (دروپ P-E) میباشد. ورودی کنترل کننده توان اکتیو و راکتیو اندازه گیری شده که محصول V₆، *ا* و qV₆ و بطور موثر نتیجه یک چرخه مطابق شکل۳. است. توابع کنترل دروپ میتوانند توسط روابط زیر بیان شوند:

$$E = E^* - G_q(s) (Q - Q^*)$$
 (Q

 $\omega = \omega^* - G_P(s) (P - P^*)$

که در اینجا، P توان اکتیو خروجی اینورتر، Q توان راکتیو خروجی، + $G_{\rm P} = Sn_{\rm d} = P$ دروپ توان اکتیو و راکتیو کنترل $G_{\rm P} = Sn_{\rm d} = n$ دروپ توان اکتیو و راکتیو کنترل P-W و n_a و n_a و n_a بهره مشتق W-P و P-W میباشند. در این اینجا از کنترل کننده PD برای کنترل دروپ استفاده شده است، چون ترم انتگرالی موجب بی ثباتی MG می شود. توان اکتیو و راکتیو مرجع اینورتر با P^* و P نشان داده می شوند، و در مدت عملکرد جزیرهای MG صفر هستند. دلیل آن این است که توان اکتیو و راکتیو خروجی اینورتر، همان توان مورد نیاز بار است.



 V_c شکل (۳): محاسبه توان اکتیو و راکتیو که در اینجا i_o جریان خروجی و V_c و LPF ولتاژ دو سر خازن میباشد. دوره T وابسته به دروپ فرکانس ω و LPF یک فیلتر پایین گذر میباشد.

بهرههای P-W و Q-E کنترل کننده به گونهای طراحی شدهاند تا حداقل انحراف را با مقادیر اسمی E و W داشته باشند. بهره دروپ، برای عملکرد جزیرهای میکروشبکه به ترتیب با m_n و n_n نشان داده شـدهاند (که اندیس n مربوط به یک اینورتر خاص در MG است)، و معمولا به نرخ ماکزیمم توان اینورترها مرتبط می شوند. می توان نوشت:

$$m_{n} = \frac{\Delta \omega}{P_{Max}}$$
(°)
$$n_{n} = \frac{\Delta E}{Q_{Max}}$$
(°)

که در اینجا $\Delta \omega$ ماکزیمم انحراف فرکانس مجاز اینورتر، $\Delta \omega$ ماکزیمم انحراف ولتاژ اینورتر و همچنین P_{max} و $Q_{max} حداکثر توان اکتیو و$ راکتیو خروجی اینورتر میباشد. چنین چیزی اینورترها را قادر میسازدکه بر اساس ظرفیت نامی خود، سهمی از اشتراک توان را بر مبنای نیازبار در زمانی که MG به حالت پایدار خود میرسد به اشتراک بگذارند.حالت اشتراک توان بین اینورترها بر حسب pu را میتوان به وسیله $<math>m_1p_1 = m_2p_2 = m_np_n$

۲-۳- حلقه کنترل داخلی

در صورتی که ولتاژ MG سنکرون با ولتاژ مرجع باشد، این ولتاژ از خروجی کنترل کننده تولید میشود. حلقه کنترل داخلی که برای مدل تکفاز اینورترها در نظر گرفته شده، شامل یک حلقه ولتاژ و یک حلقه جریان است. هر دو حلقه کنترل بر اساس فرم مرجع و با استفاده از کنترل کننده نسبی-رزونانسی (PR) ساخته شدهاند [۲۶]، [۲۷]. تابع انتقال غیر ایدهال کنترل کننده PR که از [۲۶] گرفته شده به شرح زیر است:

$$G(s) = K_{\rm P} + \frac{K_{\rm i}s}{s^2 + \omega_{\rm c} + \omega^2} \tag{(a)}$$

که در اینجا، K_P بهره ترم نسیبی، K_i بهره ترم رزونانسیی، *w_c ترم* کنترلی پهنای باند رزونانسی و ۵۵ فرکانس رزونانسی میباشد. در اینجا

تابع تبدیل غیر ایدهال ترجیح داده شده، چون یک بهره محدود برای کنترل کننده فراهم می کند. و پهنای باند فرکانس رزونانسدی میتواند کنترل شود. تابع تبدیل ایدهال شامل یک بهره بینهایت بوده، و در اینجا میتواند باعث مشکلات پایداری شود. تابع تبدیل برای ولتاژ و جریان به شکل زیر است:

$$\begin{split} G_V(s) &= K_{PV} + \sum_{h=1,3,5,7,9} \frac{\kappa_{iVh}s}{s^2 + \omega_{clh}s + \omega_h^2} & (\rat{s}) \\ G_I(s) &= K_{PI} + \sum_{h=1,3,5,7,9} \frac{\kappa_{ilh}s}{s^2 + \omega_{clh}s + \omega_h^2} & (\rat{V}) \end{split}$$

در اینجا، K_{pV} و K_{pI} بهره ترم نسبی، K_{ivh} و K_{ivh} بهره ترم رزون-انس هارمونیکی، w_{cvh} و w_{cvh} ترم کنترلی پهنای باند رزونانس هارمونیکی و m فرکانس رزونانسبی در هارمونیکی که $m_h = h\omega$ میباشد. و در اینجا به فرکانس دروپ بستگی دارد. تابع تبدیل PR میباشد. و در اینجا به فرکانس دروپ بستگی دارد. تابع تبدیل IP برای کنترل کنندههای جریان و ولتاژ از (۵) بدست آمده است. ترم h=1 در (۶) و (۷) نشان دهنده فرکانس اصلی است، که به وسیله الگوریتم کنترل دروپ تعیین میشود. علاوه بر این، اصلاح هارمونیکهای انتخابی توسط ترمهای رزونانسی اضافی گنجانیده شده تا اصلاح اعوجاج هارمونیک به وسیله حلقه امپدانس خازنی صورت گیرد (از هارمونیک مرتبه سوم تا نهم) که شامل یک کنترل حلقه بسته برای بهبود هارمونیک هرای انتخابی است. به منظور آنالیز پاسخ سیستم حلقه بست و تعیین بهره کنترل کننده، یک بلوک دیاگرام مربوط به برای بهبود هارمونیکهای انتخابی است. به منظور آنالیز پاسخ سیستم حلقه کنترلی داخلی همان طور که در شکل (۴). نشان داده شده درست آمده است. یک مقاومت میرا کننده R برای فیلتر خروجی LCL و شده شده است. از شکل ۴. تابع تبدیل حلقه بسته به شرح زیر قرار داده شده است. از شکل ۴. تابع تبدیل حلقه بسته به شرح زیر

$$V_{c} = \frac{G_{I}G_{V}Z_{C}}{Z_{C} + Z_{L} + G_{I} + G_{I}G_{V}Z_{C}} V_{ref} - \frac{Z_{C}(Z_{L} + G_{I})}{Z_{C} + Z_{L} + G_{I} + G_{I}G_{V}Z_{C}} i_{o}$$
(A)

که در اینجا $Z_{L} = R_{1} + L_{1}S$ و $Z_{C} = \frac{1 + CRS}{CS}$ و $Z_{L} = R_{1} + L_{1}S$. توجه داشته باشید که، (S) نشان دهنده توابع در حوزه فرکانس است. بنابراین CLFT حلقه داخلی را میتوان به سادگی توسط مدار معادل تونن مشخص کرد:

$$V_{\rm C}(s) = G(s) V_{\rm ref}(s) - Z_{\rm o}(s) i_{\rm o}(s)$$
⁽⁹⁾

$$\underbrace{\frac{V_{ref}}{\downarrow} \rightarrow G_{V}(s)}_{(i)} \xrightarrow{I_{ref}} \xrightarrow{I_{c}} G_{I}(s) \xrightarrow{V_{in}} \xrightarrow{V_{in}} \xrightarrow{I_{c}} \underbrace{I_{c}}_{i_{c}} \xrightarrow{I_{c}} \underbrace{(sCR+1)}_{i_{c}} \xrightarrow{V_{c}} \underbrace{SC}_{i_{c}}$$

C شكل (۴): بلوک دیاگرام حلقه کنترل داخلی. L_1 اندوکتانس سمت اینورتر، C فیلتر خازنی، I_1 مقاومت سمت اینورتر، R مقاومت میرایی، i_L جریانی که از طریق L_2 عبور می کند. طریق L_1 عبور می کند و i_0 جریانی است که از طریق L_2 عبور می کند. که در اینجا G(s) تابع تبدیل بهره ولتاژ و (S)، Z تابع تبدیل امپدانس خروجی را نشان می دهد.

۳-۳- حلقه امپدانس مجازی خازنی

بجای معرفی فیلتر اکتیو یا غیر اکتیو برای کاهش هارمونیکهای اضافی در PCC یک حلقه امپدانس مجازی برای تعدیل هارمونیک ولتاژ با توجه به [۲۸] توسط نویسندگان پیشنهاد شده است. اصل اساسی در بکارگیری حلقه امپدانس خازنی مجازی، برای اصلاح افت ولتاژ القایی غیرخطی است. که با معرفی یک مولفه خازنی در اندازههای یکسان اما دارای یک تغییر فاز مخالف است.

مدار معادل تونن اینورتر همراه با فیلتر LCL خروجی در شکل (۵۵)، نشان داده شده است. امپدانس مجازی خازنی X_{ch} امپدانس

سـلفی X_{lh} همان طور که در شکل (۵(b. نشان داده شده است، حذف میکند.



شکل (۵): مفهوم امپدانس مجازی خازنی. (الف) مدار معادل ساده شده تونن اینورتر همراه با فیلتر LCL خروجی. (ب) امپدانس مجازی X_{Ch} پیشنهادی که امپدانس سلفی X_{Lh} را جبران میکند.

شــكل (۶)، نشــان مىدهد، حلقه امپدانس مجازى با حلقه كنترل داخلى اينورتر در تعـامل اســت. ولتاژ خازنى فيلتر خروجى را مىتوان طبق رابطه زير تعيين كرد:

 $V_{ref}(s) = V_{ref}^*(s) - i_0(s)Z_d(s)$ (۱۰) $Vref(s) = V_{ref}^*(s) - i_0(s)Z_d(s)$ Vref ولتاژ مرجعی است که توسط حلقه کنترل خارجی مشخص میشود. *Vref* ولتاژ اصلاح شده حلقه کنترل داخلی و Vref امپدانس مجازی تابع تبدیل میباشد. *Vref* در (۹) شامل یک افت ولتاژ خازنی به جهت وجود امپدانس مجازی است.

شکل (۶): بلوک دیاگرام حلقه داخلی همراه با امپدانس مجازی (Z_d(s) اضافه

جهت وجود امپدانس مجازی است. تابع تبدیل امپدانس مجازی ((Z_d(s)) شامل یک سری فیلتر باند-گذر به جهت تنظیم هر فرکانس هارمونیکی، که نیاز به میرایی دارد استفاده شده است (سوم، پنچم، هفتم و نهم). با استفاده از بلوک امپدانس خازنی آبشاری، Z_d را می توان طبق رابطه زیر تعریف کرد:

$$Z_{d}(s) = \sum_{h=3,5,7,9} \frac{\omega_{ch} k_{ch}}{s^{2} + \omega_{ch} s + \omega_{h}^{2}}$$
(1)

که در اینجا، K_{ih} بهره رزونانس هارمونیکی، ω_{ch} پهنای باند رزونانس ههارمونیکی، m_{ih} فرکانس ههارمونیک ام و K_{ch} بهره هارمونیک ام میباشد. با فرض این که پهنای باند ω_{ch} در فرکانس هارمونیکی ام مشخص شود، بطوری که تعامل با هارمونیک مجاور قابل اغماض باشد. سپس اندازه و فاز ($Z_d(s)$ در هر فرکانس هارمونیکی را میتوان با در نظر گرفتن هر هارمونیک بطور جداگانه برای تعیین بهره کنترل کننده بدست آورد و در رابطه (۱۱) جایگزین کرد. ($Z_d(s)$ در هارمونیک ام را میتوان به شرح زیر نوشت:

$$Z_{\rm d}(s) = \frac{\omega_{\rm ch} k_{\rm ch}}{s^2 + \omega_{\rm ch} s + \omega_{\rm h}^2} \tag{17}$$

که بهره K_{ch} را میتوان از اندازه رابطه (۱۲) در ۵ = ۵ بدست آورد.

$$Z_{d}(\omega)|_{\omega=\omega_{h}} = \frac{k_{ch}}{\omega_{h}}$$
(17)

در اینجا، $|_{\omega=\omega}|(\omega)|_{Z_d}|$ برابر اندازه امپدانس قسمت سلفی شبکه در فرکانس هارمونیکی nام میباشد. از (۱۲) زاویه فاز فرکانس هارمونیکی nام ^{°9}00 است. مقاومت امپدانس مجازی R_V که بطور معمول برای بهبود ثبات MG و اشتراک توان بین منابع میکروشبکه میباشد [۷]، [۸]، [۱۳]، [۲]، Z₁ با اضافه کردن R_V به صورت:

 $Z_{d}(s) = R_{V} - \sum_{h=3,5,7,9} \frac{\omega_{ch}k_{ch}}{s^{2} + \omega_{ch}s + \omega_{h}^{2}}$ (۱۴) $\sum R_{V}$ در تمام فرکانسها عمل کرده و در نتیجه، اندازه و فاز فیلتر تعیین شـده در (۱۱) تحت تاثیر قرار میگیرد. با فرض این که پهنای باند ω_{ch} در فرکانس هارمونیکی nام با صـرف نظر از تعامال هارمونیکهای مجاور تعیین شود، اندازه و فاز $Z_{a}(s)$ با در نظر گرفتن اثر هر هارمونیک به طور جداگانه برای مشـخص شـدن بهره کنترل کننده طبق (۱۴) تعیین میشود. Z_{a} به شرح زیر میباشد:

$$Z_{d}(s) = R_{V} - \frac{\omega_{ch}k_{ch}}{s^{2} + \omega_{ch}s + \omega_{h}^{2}}$$
(12)

$$\omega=\omega_{ch}$$
 ســــپس، بهره K_{ch} را میتوان از اندازه رابطه (۱۵) در ا
بدست آورد.

از این رو، امپدانس مجازی مقاومتی، اثرات امپدانس خازنی مجازی را در اصلاح فرکانسهای هارمونیکی کاهش میدهد. زیرا اندازه و فاز مورد نظر را نمیتوان از (۱۴) بدست آورد.

۴- ساختار کنترلی ثانویه

انحراف ولتاژ و فرکانس از مقادیر اسـمیشـان با توجه به الگوریتم دروپ، بـا فـاکتورهای مختلفی از جمله امپدانس بار، تعداد اینورترهای متصل شده به MG و بهره دروپ استفاده شده بستگی دارد.



با توجه به عملکرد غیر متمر کز اینورترها، تنها می توان شکل موج محلی جریان و ولتاژ را اندازه گیری کرد. اگر هر اینورتر برای تنطیم ولتاژ و فرکانس خود به جهت بازگرداندن MG به حالت اولیه، به طور مستقل و بدون فیدبکی از سایر اینورترها وارد عمل شود، پایداری میکروشببکه به خطر می افتد. بلوک دیاگرام کامل میکروشبکه پیشنهادی همراه با حلقه کنترل ثانویه در شکل (۷)، نشان داده شده است.

۴-۱- حلقه اصلاح توان راکتیو

دیاگرام اشتراک گذاری توان راکتیو قابل اجرا در MGCC در شکل ۷. نشان داده شده است. مقدار توان راکتیو اینورترها که به MG تزریق می شود، با Q_1 و Q_2 مشخص می شود. MGCC مجموع توان راکتیو تامین شده به وسیله اینورترها را مشخص می کند. که این کار با در نظر گرفتن بهره دروپ Q-E اینورترها صورت می گیرد. از این رو مقدار توان راکتیو مورد تقاضا از هر اینورتر طبق رابطه زیر بدست می آید:

$$Q_x^* = \frac{Q_{total}}{n_x \sum_{i=1}^k \frac{1}{n_i}} \tag{1}$$

این مقدار توان راکتیو، به وسیله بهره دروپ اینورترها مشخص می شود. در رابطه بالا، Q_{total} توان راکتیو تامین شده توسط همهی اینورترهای متصل به MG متصل به ${
m Q_x}^*$ ،MG متصل برای اینورتر ${
m Q_x}^*$ بهره دروپ اینورتر xام و $\sum_{i=1}^{k} \sum_{i=1}^{k}$ مجموع بهره ضرایب اینورترهای اتصال یافته به MG است. (۱۸) یک معادله عمومی برای تعیین تقاضای توان راکتیو اینورترهای متصل به MG و برای هر ترکیبی از بهره دروپ اعمال می شود، که آیا اینور ترها دارای بهره دروپ یکسان اند یا نه [۲۹]، [۳۰]. پس برای زمانی که اینورترها برای اولین بار به MG اتصال میابند، هر اینورتر بهره دروپ خود را به MGCC میفرستد تا قادر باشد توان راكتيو مورد تقاضا را به صورت دقيق تخمين بزند. توان راکتیو اینورترها سیپس توسط یک کنترل کننده PI، برای هر یک از اينورترها تنطيم مي شود. تا هرتغيير اضافي در دامنه ولتاژ اينورترها كه به ترتیب ΔE_1 و ΔE_2 اســـت در نظر گرفته شــود. چون پخش توان راكتيو به دامنه ولتاژ بستگي دارد. انحراف ولتاژ اضافي باعث مي شود كه توان راكتيو خروجي بين اينورترها به اشـتراك گذاشـته شـود. تقسيم توان راکتیو برای هر اینورتر از رابطه زیر بدست میآید: $\Delta E_{\rm x} = k_{\rm POS}(Q_{\rm x}^* - Q_{\rm x})$ (19)

 $+ k_{iOS} \int (Q_x^* - Q_x) dt$

 ΔE_x و K_{PQS} و K_{IQS} بهره تقسیم توان کنترل کننده PI، و K_{IQS} انحراف ولتاژ اضافی که باید به کنترل دروپ اضافه شود. E_x باید توسط اینورتر محدود شـود تا از حداکثر دامنه مجاز عبور نکند. نتایج شـبیه سازی برای اشتراک گذاری توان در [۲۹]، [۳۰] آمده است.

۴-۲- حلقه بازسازی ولتاژ

بازسازی ولتاژ در MGCC همان طور که در شکل (۷) نشان داده شده با الگوریتم آبشاری توان راکتیو، اصلاح می شود. مانیتورینگ کلید

SS میکروشبکه، ولتاژ P_{oL} و فراهم کردن MGCC با اندازه گیری مقدار rms ولتاژ از طریق یک لینک ارتباطی با پهنای باند کم صورت rms می گیرد. سپس MGCC ولتاژ MG را از طریق یک کنترل کننده PI، می گیرد. سپس MGCC ولتاژ MG را از طریق یک کنترل کننده ما ΔQ_{rest} می گیرد. سپس می ملاک می را در توان راکتیو مورد تقاضا ΔQ_{rest} ایجاد می کند و بر ولتاژ خروجی همه اینودترها تاثیر گذاشته و در نتیجه می کند و بر ولتاژ خروجی همه اینودترها تاثیر گذاشته و در نتیجه می کند و بر ولتاژ خروجی همه اینودترها تاثیر گذاشت می در نتیجه می کند و بر ولتاژ $\Delta Q_{rest} = k_{PE}(E_{MG}^* - E_{MG})$ (۲۰) $+ k_{iE} \int (E_{MG}^* - E_{MG})$

در اینجا، $K_{pE} = K_{pE}$ بهره اصلاح ولتاژ کنترل کننده PI هستند. $K_{pE} = K_{pE}$ ولتاژ اندازه گیری شده میباشد. $K_{MG} = MG$ و $K_{MG} = K_{MG}$ ولتاژ اندازه گیری شده میباشد. بلوک دیاگرام ساده شـده برای تنها یک اینورتر، شـامل حلقه کنترل آبشاری در شکل (۸) آمده است.



شکل (۸): بلوک دیاگرام حلقه کنترل آبشاری با حلقه اشتراک گذاری توان راکتیو، که در اینجا PI_E و PI_{QS} مربوط به کنترل کننده PI به جهت اصلاح ولتاژ و اشتراک گذاری توان می اشند.

۴-۳- حلقه بازسازی فرکانس

الگوریتم اصلاح فرکانس اجرا شده در MGCC در [۷] نشان داده شده است. مانیتورینگ کلید SS میکروشبکه، ولتاژ P_{oL} و فراهم کردن MGCC با اندازه گیری مقدار rms ولتاژ از طریق یک لینک ارتباطی با پهنای باند کم صورت می گیرد. سپس MGCC فرکانس MG را از طریق یک کنترل کننده PI تنظیم می کند. و از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$\begin{split} \Delta \omega_{rest} &= k_{PF} (\omega_{MG}^* - \omega_{MG}) \\ &+ k_{iF} \int (\omega_{MG}^* - \omega_{MG}) \, dt \end{split} \tag{71}$$

در اینجا، *K_{PF} و K_{iF} بهره اصلاح فرکانس کنترل کننده PI، در اینجا، W_{MG} و W_{MG} فرکانس اندازه گیری شده میباشد.*

۴-۴- اصلاح هارمونيک ولتاژ

علاوه بر امپدانس مجازی خازنی استفاده شده در حلقه کنترلی اولیه اینورتر، یک حلقه ثانویه برای اصلاح هارمونیک ولتاژ در نظر گرفته شده تا هارمونیک در PCC بیشتر کاهش یابد. حلقه کنترل ثانویه پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است. هارمونیک ولتاژ در PCC با v_{pcc} نشان داده می سود. اندازه و پلاریته هارمونیکها در کریم (V_{3rd}, V_{5th}, V_{7th}, V_{9th}) به وسیلع انتگرالهای درجه دوم چند تعمیمه

(MSOGI) استخراج شده [۳۱]. و به MGCC فرستاده می شوند. جایی که یک کنترل کننده P برای هر هارمونیک قرار داده شده تا مقدار اصلاح هارمونیک ولتاژ مشخص شود (Vc3rd, Vc5th, Vc7th, Vc9th). توجه داشته باشید، چنانچه یک ترم انتگرالی به کنترل کننده P اضافه شود، کنترل کننده ناپایدار می شود. سرس خروجی کنترل کننده P برای اینورترهای MG فرستاده می شود. جایی که شکل موج هارمونیک ولتاژ، NG، بر اساس اطلاعات فاز محلی تولید می شود. سپس این اطلاعات به ولتاژ مرجع بدست آمده از الگوریتم کنترلی و حلقه امپدانس مجازی خازنی اعمال می شود.

۵- نتایج تجربی

تنظیمات سختافزار در شکل (۹) نشان داده شده است. شامل دو اینورتر FC302 Danfoss ۲/۲ کیلو وات با فیلتر خروجیLCL و یک بار غیرخطی (یکسوکننده تکفاز با خازن صافی) پارامترهای نامی برای فیلتر خروجی به شرح زیر میباشد: $R_1 = 3.6 \ mH$ و $L_1 = 3.6 \ mH$ و $L_2 = 0.9 \ mH$ فیلتر خروجی به شرح زیر میباشد: $R = 1\Omega \ R_2 = 0.01\Omega \ L_2$ = 0.9 mHمیک (L2 = 0.9 mH و $R = 10\Omega \ R_2 = 0.01\Omega \ L_2$ = 0.9 mHشده است. فرکانس نمونه برداری از ولتاژ و جریان اندازه گیری شده، و فرکتنس الگوریتم کنترلی و PM اکا ۲۰ کیلو هرتز میباشد. حلقه فرکتنس الگوریتم کنترلی و ISPACE کنده الافریتم کنترلی استفاده $K_{iI} = 0.02 \ mh$ در ایک کنترل کننده PR در طراحی عبارتاند $K_{iI} = 0.02 \ mh$ در این (10 کنده) (10 کند) (10 کند)



بهعلاوه، حلقه امپدانس مجازی خازنی و حلقه کنترل خارجی برای عملکرد جزیرهای به اجرا درآمده است. برای نتایج تجربی ارائه شده در این بخش، بهره دروپ P-W و m = 0.008 P. یو P. OlV/VAR. برای هر دو اینورتر در نظر گرفته شده است. این بهرهها از (۳) و (۴) تعیین شدهاند. برای آنالیز اثر کنترل کننده ثانویه روی MG، الگوریتم جبرانساز، زمانی که میکروشبکه به حالت پایدار خود رسیده روشن

شده است. پهنای باند حلقه داخلی برای اشتراکگذاری توان به گونهای طراحی شده، که از حلقه خارجی اصلاح ولتاژ سریع تر باشد. برای یک اجرای قوی تر بهره های کنترل کننده به صورت: $K_{PF} = 0.1$ ، $K_{iQS} = .K_{PQS} = 0.001$ ، $K_{iE} = 100$, $K_{PE} = 80$, K_{iF} 1.5 0.016 است. حلقه کنترل ثانویه در ۳/۱ ثانیه فعال شده، که باعث می شود متوسط توان حقیقی خروجی هر اینور تر از ۲۱۲ به ۲۱۹ وات افزایش یابد همان طور که در شکل (۱۱) نشان داده شده است.



شکل (۱۰): نمودار بد تابع تبدیل ($V_{C}(s)/V_{ref}(s)$) برای فیلتر با پارامترهای R = 1 Ω .R₂ = 0.01 Ω .L₂ = 0.9 mH .R₁ = 0.04 Ω .L₁ = 3.6 mH .C = 25 μ H



شکل(۱۱): توان اکتیو خروجی اینورترها، حلقه کنترل ثانویه در t = 3.1s فعال میشود.

اشترک گذاری توان اکتیو بین اینورترها متاثر از بار غیرخطی نبوده و از ماکزیمم توان ظاهری هر اینورتر فراتر نرفته است. افزایش توان حقیقی خروجی اینورترها نتیجه مستقیم اصلاح توان راکتیو و بازسازی الگوریتم اصلاح ولتاژ میباشد. الگوریتم بازسازی سبب تنظیم ولتاژ شده به طوری که توان راکتیو بین اینورترها نیز به اشتراک گذاشته شود. در این تنظیمات ممکن است ولتاژ بار در حالت عملکرد جزیرهای وابسته به ولتاژ خروجی اینورترباشد و در نتیجه سبب افزایش دامنه ولتاژ اصلاح نشده در pcc می شود. از این رو، توان در مقاومت خروجی یکسوکننده تلف شده و باعث می شود توان خروجی هر اینورتر افزایش یابد. بعد از فعال شدن حلقه کنترلی ثانویه در ۳/۱ ثانیه، هر اینورتر توان راکتیو در حد NAR بعد از یک زمان نشست ۳ ثانیهای مطابق با شکل ۱۲. تامین می کند.



شکل (۱۲): توان راکتیو خروجی اینورترها، حلقه کنترل ثانویه در t = 3.1s فعال میشود.

بدون جبران سازی، توان راکتیو به اشتراک گذاشته نمی شود و اینور ترها به ترتیب توانهای ۵۰۷ar و ۵۰۰۷۱- تامین می کنند. از این رو، اشتراک گذاری توان راکتیو با معرفی یک حلقه کنترلی برای جبران سازی توان بدست آمده و یک جریان راکتیو اضافی توسط هر اینور تر عرضه شده و عدم تطابق اجزای خروجی به حداقل رسیده است. همان طور که در شکل (۱۳) و (۱۴) نشان داده شده است انحراف ولتاژ و فرکانس الگوریتم دروپ (12 Hz) = 10 و 4.7 Hz = 3 A است. فرکانس میکروشبکه بعد از یک زمان نشست ۳ ثانیه ای در مقدار نامی خود اصلاح شده است همان طور که در شکل ۱۳ نشان داده شده است. به طور مشابه ولتاژ MG بعد از یک زمان نشست ۸ ثانیه ای در مقدار اسمی خود مطابق با شکل (۱۲) بازسازی شده است.

تستهای اضافی به منظور بررسی اثر الگوریتم خازنی به منظور اصلاح هارمونیک ولتاژ در PCC صورت گرفته است. نتایج شبیهسازی حلقه امپدانس مجازی خازنی توسط نویسندگان [۸۹] نشان داده شده است. مقایسه هارمونیک بدستآمده از نتایج تجربی راهاندازی شکل (۹)، برای اینورترهای موازی که یک بار غیرخطی را تامین میکنند در شکل ۱۵. آمده است. THD ولتاژ در نتیجه الگوریتم پیشنهادی از ۳/۲ درصد به ۱/۵ درصد کاهش یافته است.



شکل (۱۳): فرکانس میکروشبکه، حلقه کنترل ثانویه در t = 3.1s فعال می-



شکل (۱۴): ولتاژ میکروشبکه، حلقه کنترل ثانویه در t = 3.1s فعال می شود.



شکل (۱۵): دامنه هارمونیک ولتاژ اندازه گیری شده در P_{0L}. هنگامی که حلقه ثانویه فعال شـده، هارمونیک ولتاژ به صـورت چشم گیری ضعیف شده است، مطابق شکل (۱۶) و حالت ماندگار در كمتر از ۱ ثانیه بدست آمده است. كه نشان از توانایی الگوریتم ییشنهادی است.



شکل (۱۶): دامنه هارمونیک ولتاژ اندازه گیری شده در P_{OL} . حلقه کنترل ثانویه در t = 3.1s فعال شده و میکروشبکه در حالت ماندگار میباشد.

ولتاژ و جریان بار بعد از اعمال الگوریتم پیشنهادی (بعد از حالت ماندگار و اصلاح هارمونیک) در شکل ۱۷. نشان داده شده است.



۶- نتیجه گیری

در این مقاله عملکرد یک میکروشبکه تکفاز در حالت جزیرهای در نظر گرفته شده است. در اینجا راه حل هایی برای اشتراک گذاری توان و كاهش THD ولتاژ به جهت وجود بار غير خطى ارائه شده است. حلقه کنترل ثانویه برای اشتراک گذاری توان راکتیو پیشنهاد شده است در حالي كه مشكل انحراف ولتاژ و فركانس از مقادير نامي، به جهت استفاده از مشتخصته كاهشتى را نيز برطرف مىكند. حلقه كنترل پیشنهادی توان راکتیو خروجی اینورترها و ولتاژ ریزشبکه را از طریق انحراف ولتاژ ΔE_x که به الگوريتم کنترل دروپ اضافه می شود، تنظيم می کند. جبرانسازی فرکانس ریزشبکه با اضافه کردن انحراف فرکانس به الگوریتم کنترلی، که توسط MGCC مشخص می شود صورت

می گیرد. نتایج تجربی عملکرد پویا حلقه کنترل ثانویه را زمانی که سیستم به حالت ماندگار خود رسیده را نشان میدهند. قبل از جبرانساز اینورترها به ترتیب توان راکتیو ۵۰Var و ۱۰۰۷a- تامین می کنند در حالی که بعد از فعال شدن حلقه کنترل ثانویه در ۳ ثانیه هر دو اینورتر توانی معادل ۳۴۷ar- عرضیه میکنند. از این رو با ييشنهاد حلقه كنترلى جريان راكتيو اضافي عرضه شده توسط هر اینورتر که ناشی از عدم تطابق اجزای خروجی است، به حداقل میرسد.

مرتبه سوم تا نهم) در PCC پیشنهاد شده است. THD ولتاژ در PCC زمانی که هر دو اینورتر توان مورد نیاز بار غیرخطی را تامین میکنند از ۳/۲ درصــد بـه ۱/۵ درصــد کاهش یافته اســت. با معرفی الگوریتم گنجانیده شده اضافی برای کاهش هرچه بیشتر هارمونیکهای ولتاژ، مقدار THD ولتاژ از ۱/۵ درصد به ۱ درصد کاهش یافته است. نتایج بدست آمده از آزمایشها مناسب بودن الگوریتم پیشنهادی در کاهش هارمونیکهای ولتاژ را نشان میدهد.

مراجع

- [1] J. P. Lopes, C. L Moreira, A. G. Madureira, "Defining control strategies for analysing microgrids islanded operation." In 2005 IEEE Russia Power Tech, pp. 1-7, 2005.
- [2] C. K. Sao, P. W. Lehn, "Autonomous load sharing of voltage source converters" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, pp. 1009-1016, 2005.
- [3] Q. C. Zhong, "Robust droop controller for accurate proportional load sharing among inverters operated in parallel" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 4, pp. 1281-1290, 2011.
- [4] Y. W. Li, C. N. Kao, "An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 12, pp. 2977-2988, 2009.
- [5] C. T. Lee, C. C. Chu, P. T. Cheng, "A new droop control method for the autonomous operation of distributed energy resource interface converters" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 4, pp. 1980-1993. 2012.
- [6] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuña, M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—A general approach toward standardization" IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 58, No. 1, pp. 158-172. 2010.
- [7] J. M. Guerrero, L. Hang, J. Uceda Antolín, "Control of distributed uninterruptible power supply systems" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, pp. 2845-2859, 2008.
- [8] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, "Selective compensation of voltage harmonics in an islanded microgrid" In 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (pp. 279-285). IEEE. 2011, February.
- [9] J. C. Vasquez, R. A. Mastromauro, J. M. Guerrero, M. Liserre, "Voltage support provided by a droop-controlled multifunctional inverter" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 11, pp. 4510-4519. 2009.
- [10] J. M. Guerrero, J. Matas, L. G. de Vicuna, M. Castilla, J. Miret, "Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output

یک حلقه امیدانس مجازی به جهت تعدیل هارمونیک ولتاژ (از

19th Iranian Conference on Electrical Engineering, pp. 1-6, IEEE. 2011, May.

- [25] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, A. V. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems" IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 53, No. 5, pp. 1398-1409. 2006.
- [26] A. Hasanzadeh, O. C. Onar, H. Mokhtari, A. Khaligh, "A proportional-resonant controller-based wireless control strategy with a reduced number of sensors for paralleloperated UPSs" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 25, No. 1, pp. 468-478. 2010.
- [27] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, "Cooperative control with virtual selective harmonic capacitance for harmonic voltage compensation in islanded microgrids" In IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5619-5624, 2012, October.
- [28] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, "Secondary control for reactive power sharing in droopcontrolled islanded microgrids" In 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 1627-1633, 2012, May
- [29] A. Micallef, M. Apap, C. S. Staines, J. G. Zapata, A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, "Secondary control for reactive power sharing and voltage amplitude restoration in droop-controlled islanded microgrids" In 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 492-498, 2012, June.
- [30] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, "Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators" In 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp. 755-760, 2008, November.

impedance" IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 54, No. 2, pp. 994-1004. 2007.

- [11] J. M. Guerrero, J. Matas, L. G. D. V. De Vicuna, M. Castilla, J. Miret, "Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, pp. 1461-1470. 2006.
- [12] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, L. G. de Vicuña, "Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems" IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, pp. 726-736. 2008.
- [13] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, R. Belmans, "A voltage and frequency droop control method for parallel inverters" IEEE Transactions on power electronics, Vol. 22, No. 4, pp. 1107-1115. 2007.
- [14] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, A. Luna, P. Rodríguez, R. Teodorescu, "Adaptive droop control applied to voltagesource inverters operating in grid-connected and islanded modes" IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 56, No. 10, pp. 4088-4096. 2009.
- [15] J. M. Guerrero, L. G. De Vicuna, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, "Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control" IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 52, No. 4, pp. 1126-1135, 2005.
- [16] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, Z. M. Qian, "Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 2, pp. 576-588. 2010.
- [17] J. Matas, M. Castilla, L. G. De Vicuña, J. Miret, J. C. Vasquez, "Virtual impedance loop for droop-controlled single-phase parallel inverters using a second-order general-integrator scheme" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, No. 12, pp. 2993-3002. 2010.
- [18] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, "Secondary control scheme for voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid" IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 3, No. 2, pp. 797-807. 2012.
- [19] Y. A. R. I. Mohamed, E. F. El-Saadany, "Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 6, pp. 2806-2816. 2008.
- [20] R. Majumder, B. Chaudhuri, A. Ghosh, R. Majumder, G. Ledwich, F. Zare, "Improvement of stability and load sharing in an autonomous microgrid using supplementary droop control loop" IEEE transactions on power systems, Vol. 25, No. 2, pp. 796-808. 2009.
- [21] T. L. Lee, P. T. Cheng, "Design of a new cooperative harmonic filtering strategy for distributed generation interface converters in an islanding network" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 5, pp. 1919-1927. 2007.
- [22] IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems, IEEE pp.1547-2003, 2003.
- [23] H. Patel, V. Agarwal, "Control of a stand-alone inverterbased distributed generation source for voltage regulation and harmonic compensation" IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 23, No. 2, pp. 1113-1120. 2008.
 [24] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero,
- [24] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, T. L. Lee, "Voltage harmonic compensation of a microgrid operating in islanded and grid-connected modes" In 2011

Reactive Power Sharing and Harmonic Voltage Modification in Single Phase Island Micro-Grid with Drop Control

Mehdi Roshandel^{1*}, Alireza Abiati², Reza Shokri³

*1- Lecturer, Khatam Al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran, mahdiroshandel1404@gmail.com

2- Student of Control Engineering, Khatam Al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran

3- Electrical Engineering Student, Khatam Al-Anbia Air Defense University, Tehran, Iran

Abstract: When several parallel inverters are in islands operating mode, the droop control scheme is usually used to control the inverters. The droop control method enables the inverters of a Micro-Grid to control the voltage and frequency of the network in a decentralized regulation behavior. The drop control method also enables the inverters to share the required active and reactive powers of the load between themselves. This paper focuses on some of the limitations of single phase parallel inverters using the drop control characteristic in island operating mode. Some controller algorithms have been proposed to pursue the reactive power sharing constraints and to reduce harmonic voltage disturbances at the PCC in island mode. The empirical results show the suitability of controller algorithms to achieve reactive power sharing and improve voltage harmonic disturbances in PCC.

Keywords: Reactive power, Voltage harmonics, Micro-grid, Drop control