

کاهش هارمونیک‌های ولتاژ با استفاده از کنترل کننده افتی در عملکرد موازی اینورترها

بهادر فانی، مجید معظمی و عماد فرهودی

شده بین خود تقسیم نمایند. برای تقسیم توان منابع پراکنده در یک سیستم AC مستقل، در شرایطی که ارتباط مخابراتی میان آنها وجود ندارد از روش افتی معمول استفاده می‌شود. این روش الگوبرداری از تکنیک به کار رفته برای تقسیم توان بین ژنراتورهای سنکرون در یک سیستم قدرت بزرگ می‌باشد [۳].

منابع پراکنده اغلب از طریق مبدل‌های واسط توان الکتریکی به ریزشبه‌ها متصل می‌شوند که نقش اصلی یک مبدل واسط، کنترل توان تزریقی است. از مشکلات به کارگیری این نوع مبدل‌ها در منابع تولید پراکنده ایجاد هارمونیک در شبکه می‌باشد [۴]. نوع اینورتری منابع پراکنده دارای تأثیر بیشتری بر مسایل کیفیت توان شبکه، نظیر تولید هارمونیک‌های تزریقی به شبکه است [۵]. رشد روزافزون دستگاه‌های حساس به کیفیت توان و استفاده از منابع پراکنده مبتنی بر اینورتر، از مهم‌ترین دلایلی هستند که در طی یک دهه گذشته بر روی مفهوم کیفیت توان ریزشبه‌ها تمرکز زیادی صورت گرفته است [۶]. بنابراین شناسایی انواع هارمونیک‌ها و روش‌های مطلوب حذف و کاهش آنها تا سطح مجاز ضروری است.

مشکلات کیفیت توان و هارمونیک‌های ولتاژ را می‌توان از طریق اعمال استراتژی‌های مناسب بهبود بخشید. یکی از این روش‌ها استفاده از امپدانس مجازی در سیستم کنترلی منابع پراکنده به ازای فرکانس‌های هارمونیک است تا از این طریق مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ را جبران نماید [۷]. بهساز یکپارچه کیفیت توان (UPQC) برای جبران هارمونیک‌های جریان بار و نوسانات ولتاژ به عنوان فیلتر اکتیو در هر دو مد جزیره‌ای و اتصال به شبکه عمل می‌کند. بهساز یکپارچه کیفیت توان قادر به جبران کمبود، بیشبود ولتاژ و هارمونیک‌های ولتاژ و جریان با استفاده از اینورترهای موازی و سری می‌باشد [۸]. در عملکرد موازی منابع اینورتری از عملیات کنترلی در حوزه فرکانسی به منظور حل مشکلات کیفیت توان نظیر هارمونیک‌ها و اغتشاشات استفاده می‌شود که با کنترل محلی هر منبع اینورتری قابل اجرا است. تقسیم توان و تنظیم ولتاژ به طور مرکزی کنترل و فرمان‌ها از طریق یک لینک مخابراتی با پهنای باند کم، ارسال می‌شوند. در این روش از پاسخ سریع ذاتی اینورترها استفاده و توابع کیفیت شکل موج در کنترل‌کننده‌های با پهنای باند بالا، به هر اینورتر محلی فرستاده می‌شوند. بنابراین تعادل ولتاژ تحت نامتعادلی‌های شدید بار تضمین و کیفیت ولتاژ نیز بهبود می‌یابد [۹]. با تزریق توان راکتیو با استفاده از جبران‌کننده توزیع استاتیکی در حالت عملکرد جزیره‌ای ریزشبه‌ها، پایداری ولتاژ مورد نیاز تحت افت ولتاژ فراهم شده و در نتیجه کیفیت توان ریزشبه‌ها ارتقا می‌یابد [۱۰]. اساساً منابع پراکنده متصل به شبکه دارای دو نوع حلقه کنترلی جریان یا ولتاژ هستند. در حالی که اکثر پژوهش‌ها به منظور کاهش هارمونیک بر روی منابع

چکیده: تکنولوژی ریزشبه‌ها استفاده هماهنگ و سودمند منابع انرژی گوناگون را برای تأمین بارهای موجود میسر می‌سازد. جهت داشتن یک عملکرد هماهنگ بین منابع اینورتری هنگام مواجهه با پدیده جزیره‌ای شدن، استفاده از ساختار کنترل‌کننده افتی بسیار سودمند خواهد بود. در این مقاله، کنترل‌کننده افتی معمول به گونه‌ای اصلاح می‌شود که توان به طور متناسب بین منابع تقسیم و باعث تنظیم ولتاژ دقیقی در خروجی منابع شود. به واسطه ارائه مدلی برای اینورتر متصل به بار غیر خطی، کنترل‌کننده افتی هارمونیک‌های طراحی می‌شود. از طریق کنترل‌کننده افتی مربوط به هر هارمونیک، ولتاژهای هارمونیک محاسبه و به ولتاژ مرجع اضافه می‌شود که در نتیجه کیفیت ولتاژ خروجی بهبود می‌یابد. سپس حلقه کنترل ولتاژ اینورتر با امپدانس مقاومتی در حضور بارهای غیر خطی به گونه‌ای اصلاح می‌شود که به هنگام ترکیب با کنترل‌کننده افتی هارمونیک، THD ولتاژ خروجی به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش یابد. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده توانایی روش پیشنهادی در کاهش هارمونیک‌های ولتاژ در عملکرد موازی اینورترها می‌باشد.

کلیدواژه: ریزشبه‌ها، کنترل‌کننده افتی، عملکرد جزیره‌ای، هارمونیک ولتاژ.

۱- مقدمه

چالش‌هایی از قبیل افزایش تقاضای انرژی، فرسودگی تجهیزات شبکه، اثرات مخرب بر محیط زیست، افزایش قیمت انرژی و افزایش وابستگی کشورها به واردات انرژی از انگیزه‌های اصلی حرکت به سمت دستیابی به انرژی‌های پایدار، ایمن و قابل رقابت با منابع انرژی موجود است [۱]. به همین سبب متخصصین در حال برنامه‌ریزی برای افزایش بازدهی، کیفیت توان و قابلیت اطمینان سیستم توزیع انرژی الکتریکی با توسعه شبکه‌های کنونی و حرکت به سمت شبکه‌های هوشمند هستند [۱]. یکی از اجزای قابل کنترل و سازنده هوشمندسازی شبکه توزیع، ریزشبه‌ها هستند. ریزشبه‌ها یک شبکه محلی است که از منابع پراکنده، سیستم‌های ذخیره انرژی و بارهای محلی تشکیل شده است. این ادوات به گونه‌ای طراحی می‌شوند که بتوانند در دو حالت اتصال به شبکه و یا مستقل از آن به صورت جزیره‌ای به تغذیه بارهای محلی ادامه دهند [۲]. به منظور تضمین عملکرد مطمئن یک ریزشبه‌ها با عملکرد جزیره‌ای لازم است منابع بدون توجه به پارامترهای شبکه، تقاضای توان را به یک نسبت از پیش معلوم

این مقاله در تاریخ ۲۰ فروردین ماه ۱۳۹۷ دریافت و در تاریخ ۱ آبان ماه ۱۳۹۷ بازنگری شد.

بهادر فانی، مرکز تحقیقات ریزشبه‌های هوشمند، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: bahadorfani@gmail.com).

مجید معظمی (نویسنده مسئول)، مرکز تحقیقات ریزشبه‌های هوشمند، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: m_moazzami@pel.iaun.ac.ir).

عماد فرهودی، مرکز تحقیقات ریزشبه‌های هوشمند، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، (email: emadfarhoodi@gmail.com).

می‌یابد [۱۷].

در این مقاله، ابتدا محدودیت‌های روش اف‌تی معمول بررسی و مشخص می‌شود که به منظور تقسیم دقیق توان بین منابع در عملکرد موازی لازم است که مقادیر پریونیتی امپدانس تزویج و همچنین مقدار مؤثر ولتاژ خروجی منابع با هم برابر باشند اما در عمل به دلیل وجود خطاهای محاسباتی، اغتشاش و نویز برقراری چنین شرایطی امکان‌پذیر نیست. به منظور کاهش محدودیت‌ها و تقسیم دقیق توان بین منابع موازی در حالت عملکرد جزیره‌ای، کنترل‌کننده اف‌تی معمول اصلاح می‌شود. استراتژی ارائه‌شده در دو حالت جدا از شبکه و متصل به شبکه عملکرد مطلوبی دارد. در این روش دقت تقسیم بار به امپدانس تزویج و مقدار ولتاژ منابع اینورتری وابسته نمی‌باشد. روش پیشنهادی همچنین در برابر اغتشاشات، نویز و خطاهای محاسباتی مقاوم است. کنترل‌کننده پیشنهادی افت ولتاژ ناشی از افزایش بار و مشخصه‌های اف‌تی را جبران کرده و تنظیم ولتاژ را بهبود می‌بخشد. با استفاده از استراتژی اف‌تی یک روش جدید برای کاهش مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ خروجی منبع ارائه شده است. در این روش مقدار ولتاژی که نیاز است به مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ مرجع اضافه شود تا توان هارمونیک ولتاژ خروجی منبع اینورتری کاهش یابد از طریق مشخصه‌های کنترل اف‌تی هارمونیک محاسبه می‌گردد و بدین ترتیب مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ خروجی و همچنین THD آن تا حدودی کاهش می‌یابد. به دلیل محدودیت در انتخاب ضرایب اف‌تی هارمونیک، در هنگام تغذیه بارهای حساس، کنترل‌کننده اف‌تی هارمونیک به تنهایی قادر به کاهش هارمونیک‌های ولتاژ تا حد مجاز نمی‌باشد. بنابراین با ارائه یک حلقه کنترل‌کننده ولتاژ، منبع اینورتری به صورت یک منبع با امپدانس تزویج به طور غالب مقاومتی مدل می‌شود. با اصلاح این حلقه کنترلی و ترکیب آن با کنترل‌کننده اف‌تی هارمونیک کیفیت ولتاژ خروجی به طور قابل ملاحظه‌ای بهبود می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش پیشنهادی قادر است ضمن تقسیم دقیق توان اکتیو و راکتیو در عملکرد موازی اینورترها در شرایط وجود بارهای غیر خطی، تنظیم ولتاژ را بهبود و THD ولتاژ را کاهش دهد.

۲- اصلاح کنترل‌کننده اف‌تی معمول

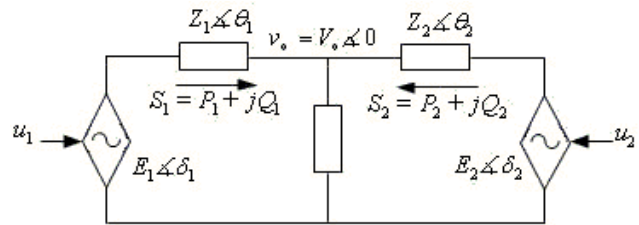
عملکرد مناسب ریزشبهه در هر دو حالت متصل به شبکه و جزیره‌ای نیازمند روش‌های کنترل توان و تنظیم ولتاژ کارآمد می‌باشد. ترجیحاً در این روش‌ها نبایستی از لینک مخابراتی میان منابع که در فواصل دور از یکدیگر واقع هستند استفاده شود. بنابراین الگوریتم کنترلی در هر یک از منابع تولید پراکنده باید تنها از متغیرهای اندازه‌گیری شده محلی استفاده نماید. بدین منظور برای بهره‌برداری از ریزشبهه در حالت جزیره‌ای عموماً از روش اف‌تی معمول استفاده می‌شود.

به منظور بررسی محدودیت‌های کنترل‌کننده اف‌تی در تقسیم بار، دو اینورتر با امپدانس خروجی Z_1 و Z_2 که دارای عملکرد موازی می‌باشد در شکل ۱ نشان داده شده است. امپدانس خروجی اینورترها به نحوی طراحی می‌شود که بتوان از امپدانس خط در برابر آن صرف نظر کرد. ولتاژ مرجع اینورترها به ترتیب برابر است با

$$v_{r1} = \sqrt{2} E_1 \sin(\omega t + \delta_1) \quad (۱)$$

$$v_{r2} = \sqrt{2} E_2 \sin(\omega t + \delta_2) \quad (۲)$$

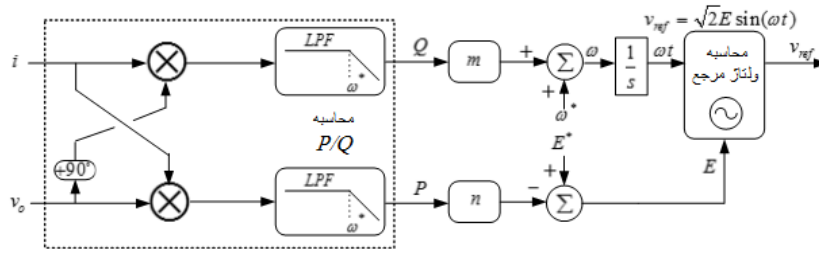
که در آن E_1 و E_2 مقدار مؤثر ولتاژ منبع است. ولتاژ بار نیز از (۳) محاسبه می‌شود



شکل ۱: مدار معادل دو اینورتر متصل به شبکه.

پراکنده از طریق حلقه کنترلی جریان انجام شده است، اما عملیات کنترلی بهبود کیفیت توان از طریق حلقه ولتاژ به دلیل قابلیت حذف کامل و کاهش هارمونیک و یا عبور کامل هارمونیک دارای انعطاف‌پذیری بیشتری نسبت به عملیات کنترلی کیفیت توان از طریق حلقه جریان می‌باشد [۱۱]. به منظور افزایش کیفیت ولتاژ منابع پراکنده در حالت اتصال به شبکه، روش‌هایی به منظور حذف انتخابی یک هارمونیک خاص ارائه شده است و بنابراین کیفیت ولتاژ نقطه PCC به واسطه کنترل مناسب منابع پراکنده متصل به شبکه افزایش می‌یابد [۱۲]. با استفاده از طرح کنترل سلسله‌مراتبی می‌توان کیفیت ولتاژ خروجی منابع پراکنده متصل به بارهای حساس غیر خطی در یک ریزشبهه را ارتقا داد. این ساختار شامل سطح اول و سطح دوم کنترل در ریزشبهه می‌باشد. در سطح اول کنترل با استفاده از یک حلقه کنترل امپدانس مجازی، مؤلفه‌های اصلی و هارمونیک بار، بین منابع تقسیم می‌شود. این نوع تقسیم بار توسط سطح اول کنترل، باعث افزایش نامتعادلی و اغتشاشات هارمونیک می‌شود. سطح دوم کنترل با ارسال سیگنال مناسب به سطح کنترل یک، نامتعادلی و هارمونیک‌های ولتاژ را جبران می‌نماید و موجب بهبود کیفیت توان می‌شود [۱۳]. در [۱۴] روشی ساده به منظور کنترل توان و حذف هارمونیک‌ها در منابع اینورتری کنترل‌شده با جریان ارائه گردیده است. در این روش به واسطه عملکرد مستقل دو کنترل‌کننده موازی، جریان مؤلفه اصلی و مؤلفه هارمونیک بدون نیاز به فیدبک جریان بار و ولتاژ محل اتصال به شبکه، کنترل توان و حذف هارمونیک‌ها انجام می‌گردد. با استفاده از یک راکتور متغیر بر اساس شار مغناطیسی، کنترل‌کننده کیفیت توان (IPQC) به گونه‌ای طراحی می‌گردد که به واسطه آن مشکلات کیفیت توان ریزشبهه نظیر هارمونیک‌ها و نوسانات ولتاژ مرتفع شود. برای مؤلفه اصلی، امپدانس معادل همان امپدانس راکتور متغیر است و برای مؤلفه هارمونیک مرتبه n ام، امپدانس معادل امپدانس بسیار بالایی است و همانند یک فیلتر عمل می‌کند [۱۵]. به واسطه اصلاح کنترل‌کننده اف‌تی معمول، کنترل‌کننده اف‌تی هارمونیک طراحی می‌گردد. مقدار ولتاژی که باید به مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ مرجع اضافه شود از طریق مشخصه کنترل اف‌تی ولتاژ و فرکانس محاسبه و با مقدار ولتاژ مرجع مؤلفه اصلی جمع خواهد شد. بدین ترتیب THD ولتاژ خروجی کاهش می‌یابد [۱۶].

یکی از مشکلات به کارگیری استراتژی اف‌تی فرکانس و ولتاژ حضور بارهای غیر خطی در سیستم می‌باشد. برای حل این مشکل و افزایش کیفیت ولتاژ خروجی منابع اینورتری، ابتدا بارهای خطی و غیر خطی به طور متناسب بین منابع تقسیم می‌شود. اندازه جریان مربوط به مؤلفه هارمونیک h ام اندازه‌گیری شده و افت ولتاژ متناظر با مؤلفه هارمونیک آن محاسبه می‌شود. سپس برای کاهش مؤلفه هارمونیک، سیگنالی که اندازه آن متناسب با ضریب اف‌تی و فاز آن عکس مؤلفه هارمونیک است به ولتاژ مرجع اضافه شده و بدین ترتیب THD ولتاژ خروجی بهبود



شکل ۲: روش کنترل افتی معمول.

اکتیو مناسب بین منابع به نسبت ظرفیت نامی آنها گردد باید

$$n_1 P_1 = n_r P_r \quad (13)$$

و اختلاف ولتاژ ΔE طبق (۶) برابر صفر شود. برقراری چنین شرایطی به علت وجود خطاهای محاسباتی، اغتشاش و انحراف پارامترها بسیار دشوار است. طبق (۱۲) این حالت در صورتی تحقق می‌یابد که

$$\frac{n_1}{R_{o1}} = \frac{n_r}{R_{or}} \quad (14)$$

$$\delta_1 = \delta_r \quad (15)$$

به عبارت دیگر n_i باید متناسب با امپدانس تزویج منبع اینورتری R_{oi} انتخاب گردد. در نتیجه طبق (۸) امپدانس تزویج منبع اینورتری باید به گونه‌ای انتخاب گردد که در (۱۶) صدق کند

$$R_{o1} S_1^* = R_{or} S_r^* \quad (16)$$

مقدار پریونیت امپدانس تزویج منبع اینورتری i_m از (۱۷) به دست می‌آید

$$\gamma_i = \frac{R_{oi}}{E^*} = \frac{R_{oi} S_i^*}{(E^*)^2} \quad (17)$$

در نتیجه

$$\gamma_1 = \gamma_r \quad (18)$$

این بدان معناست که به هنگام کارکرد موازی منابع اینورتری به منظور تقسیم دقیق توان حقیقی بین منابع به نسبت ظرفیتشان، زمانی که از استراتژی افتی معمولی استفاده می‌شود مقادیر پریونیت امپدانس تزویج منابع اینورتری باید یکسان باشد.

روش افتی فرکانس معمولاً در یک سیستم پایدار منجر به تقسیم دقیق توان راکتیو بین منابع به نسبت ظرفیتشان می‌شود زیرا فرکانس یک سیگنال سراسری در سیستم است و توان راکتیو منابع اینورتری نیز حساسیت زیادی به تغییرات فرکانس دارند. در نتیجه

$$m_1 Q_1 = m_r Q_r \quad (19)$$

پس تا زمانی که ضرایب افتی m_i (۹) را محقق سازند، رابطه زیر برقرار می‌باشد

$$\frac{Q_1}{S_1^*} = \frac{Q_r}{S_r^*} \quad (20)$$

با توجه به (۵)

$$m_1 \frac{E_1 V_o}{R_{o1}} \sin \delta_1 = m_r \frac{E_r V_o}{R_{or}} \sin \delta_r \quad (21)$$

اگر $\delta_1 = \delta_r$ و $E_1 = E_r$ باشد آن گاه $m_1/R_{o1} = m_r/R_{or}$ می‌باشد.

$$v_o = v_{r1} - R_{o1} i_1 = v_{r2} - R_{or} i_r \quad (3)$$

با توجه به رابطه فوق ولتاژ خروجی با افزایش بار کاهش می‌یابد و باعث تنظیم ولتاژ ضعیف در خروجی منابع اینورتری خواهد شد. با توجه به شکل ۱ توان اکتیو و راکتیو که هر اینورتر به بار تزریق می‌کند به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$P_i = \frac{E_i V_o \cos \delta_i - V_o^2}{R_{oi}} \quad (4)$$

$$Q_i = \frac{-E_i V_o \sin \delta_i}{R_{oi}} \quad (5)$$

در نتیجه مشخصه‌های افتی ولتاژ و فرکانس برای حالتی که امپدانس تزویج به صورت غالب مقاومتی ($Z_1 = R_{o1}, Z_r = R_{or}$) باشد از (۶) و (۷) به دست می‌آید. شکل ۲ کنترل کننده افتی معمول را نشان می‌دهد

$$E_i = E^* - n_i P_i \quad (6)$$

$$\omega_i = \omega^* + m_i Q_i \quad (7)$$

در روابط فوق E^* و ω^* به ترتیب مقدار مؤثر ولتاژ و فرکانس زاویه‌ای در حالت بی‌باری می‌باشند. انتخاب ضرایب افتی n_i و m_i بر اساس ظرفیت نامی منابع (P^* و Q^*) و حداکثر تغییرات قابل قبول برای فرکانس و ولتاژ منبع است. به منظور تسهیم بار بین واحدها به نسبت ظرفیت واحدهای تولید باید مقادیر شیب مشخصه‌ها طبق (۸) و (۹) برقرار باشد

$$n_1 S_1^* = n_r S_r^* \quad (8)$$

$$m_1 S_1^* = m_r S_r^* \quad (9)$$

از روابط بالا برمی‌آید که

$$\frac{n_1}{m_1} = \frac{n_r}{m_r} \quad (10)$$

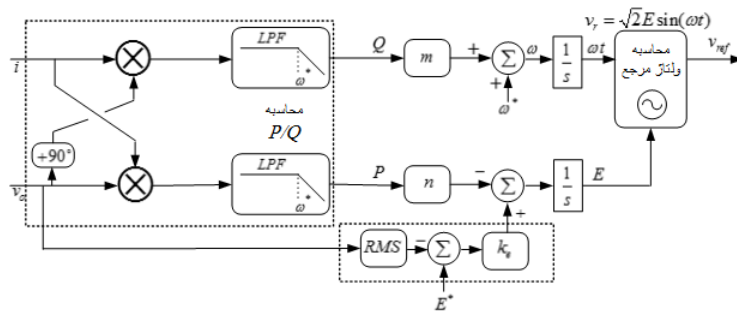
با جایگزینی (۶) در (۴) توان اکتیو از (۱۱) محاسبه می‌گردد

$$P_i = \frac{E^* \cos \delta_i - V_o}{n_i \cos \delta_i + \frac{R_{oi}}{V_o}} \quad (11)$$

با جایگزینی (۱۱) در (۶) اختلاف دامنه ولتاژهای دو منبع اینورتر از (۱۲) محاسبه می‌گردد

$$\Delta E = E_r - E_1 = \frac{E^* \cos \delta_1 - V_o}{\cos \delta_1 + \frac{R_{o1}}{n_1 V_o}} - \frac{E^* \cos \delta_r - V_o}{\cos \delta_r + \frac{R_{or}}{n_r V_o}} \quad (12)$$

اختلاف ولتاژ بین دو منبع اینورتری منجر به تقسیم توان نامناسب بین منابع می‌گردد. برای این که مشخصه افتی ولتاژ منجر به تقسیم توان



شکل ۳: سیستم کنترل افتی اصلاح شده.

کنترلی به ΔE ، افت ولتاژ روی مقاومت تا حدودی جبران می‌شود و ولتاژ خروجی در محدوده مجاز قرار می‌گیرد. این استراتژی، اثرات خطاهای محاسباتی، اغتشاشات و نویز را به میزان قابل توجهی کاهش می‌دهد. با توجه به این شکل در یک سیستم پایدار، مقدار ورودی بلوک انتگرال‌گیر صفر می‌باشد و در نتیجه رابطه زیر برقرار است

$$n_i P_i = k_e (E^* - V_o) \quad (23)$$

طرف راست (۲۳) برای تمام منابع اینورتری که به صورت موازی با هم کار می‌کنند و دارای بهره تناسبی k_e هم‌اندازه هستند یکسان می‌باشد و بنابراین $n_i P_i$ برابر مقدار ثابتی است. در نتیجه این استراتژی منجر به تقسیم دقیق بار بین منابع و تنظیم ولتاژ مناسب در خروجی اینورتر می‌شود و دقت تقسیم توان تحت تأثیر پارامترهای سیستم قرار نمی‌گیرد.

۳- کنترل کننده افتی هارمونیکی و افزایش کیفیت ولتاژ

شکل ۴ مدار معادل یک منبع اینورتری در حضور هارمونیک‌های فرکانس بالا را تشریح می‌کند.

در حالت کلی در حضور بارهای غیر خطی، اینورتر به صورت یک منبع ولتاژ با امپدانس تزویج Z و همچنین بار نیز به صورت ترکیبی از منابع ولتاژ و جریان در فرکانس‌های مختلف مدل می‌شود. در نتیجه معادلات ولتاژ و جریان خروجی به صورت زیر بیان می‌شود

$$v_o = v_{o1} + \sum_{h=2}^{\infty} v_{oh} \quad (24)$$

$$v_{o1} = \sqrt{2} V_{o1} \sin(\omega^* t) \quad (25)$$

$$v_{oh} = \sqrt{2} V_{oh} \sin(h\omega^* t + \phi_h) \quad (26)$$

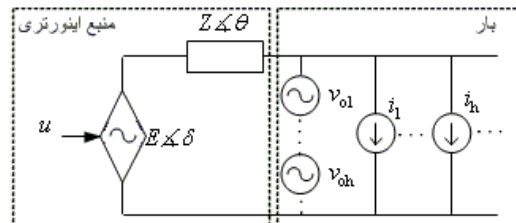
$$i = \sum_{h=1}^{\infty} i_h \quad (27)$$

که در این روابط، ω^* فرکانس نامی سیستم، V_{o1} مقدار مؤثر مؤلفه اصلی ولتاژ خروجی، V_{oh} مقدار مؤثر مؤلفه h ام ولتاژ خروجی و ϕ_h فاز مؤلفه h ام ولتاژ خروجی در زمان $t = 0$ می‌باشند. جریان هارمونیکی از (۲۸) محاسبه می‌گردد

$$i_h = \sqrt{2} I_h \sin(h\omega^* t + \phi_h) \quad (28)$$

در این رابطه ϕ_h فاز مؤلفه h ام منبع جریان در $t = 0$ می‌باشد. روابط (۲۴) تا (۲۸) مدل ریاضی تأثیر بار غیر خطی و جریان هارمونیکی در سیستم را نشان می‌دهند. ولتاژ مرجع v_r در حالت کلی توسط رابطه زیر بیان می‌شود

$$v_r = v_{r1} + \sum_{h=2}^{\infty} v_{rh} \quad (29)$$



شکل ۴: مدار معادل مبدل اینورتری متصل به بار.

$$C_1 : \begin{cases} E_1 = E_r \\ \frac{n_1}{R_{o1}} = \frac{n_r}{R_{or}} \end{cases} \Leftrightarrow C_r : \begin{cases} \delta_1 = \delta_r \\ \frac{m_1}{R_{o1}} = \frac{m_r}{R_{or}} \end{cases} \quad (22)$$

برای دو منبع اینورتری با امپدانس تزویج به طور غالب مقاومتی در یک سیستم پایدار عبارتهای زیر معادلند توضیحات بالا بیان می‌دارد در صورتی که منابع اینورتری با امپدانس تزویج مقاومتی توان حقیقی را تحت شرایط C_1 به طور دقیق بین منابع تقسیم کنند، توان راکتیو نیز به طور متناسب بین منابع تقسیم خواهد شد. همچنین اگر همان منابع توان راکتیو را تحت شرایط C_r بین منابع تقسیم کنند توان حقیقی نیز به طور متناسب بین منابع تقسیم خواهد شد. به هنگام کارکرد موازی منابع اینورتری به منظور تقسیم دقیق توان حقیقی بین منابع به نسبت ظرفیتشان، زمانی که از استراتژی افتی معمولی استفاده می‌شود، بایستی مقادیر پریونیت امپدانس تزویج منابع اینورتری یکسان و اختلاف ولتاژ بین دو منبع صفر شود [۱۸]. اما در عمل برقراری چنین شرایطی به دلیل وجود خطاهای محاسباتی، اغتشاش و نویز غیر ممکن می‌باشد و در واقع برقراری این شرایط، شرط کافی و نه لازم برای تسهیم دقیق توان بین منابع است.

شکل ۳ بلوک دیگرام کنترلی روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. همان گونه که مشاهده می‌شود از طریق ضرب جریان خروجی اندازه‌گیری شده ریزمنبع در مقدار محاسبه شده برای امپدانس مجازی، مقدار افت ولتاژ مجازی به دست می‌آید. اگر منابع موجود در ریزشبه در نقطه کار یکسان فعالیت کنند، تسهیم توان اکتیو و راکتیو به صورت ایده‌آل میان منابع حاصل می‌شود. با تنظیم مناسب امپدانس مجازی برای هر واحد می‌توان اختلاف امپدانس خروجی ریزمنابع را تعدیل نمود لیکن بارهای مشترک و محلی و همچنین نسبت X/R شبکه ممکن است تغییر کند. بنابراین نیاز است مقدار طراحی شده برای امپدانس مجازی با تغییرات ایجاد شده در سیستم به روز شود.

به منظور حل مشکلات فوق و تنظیم مناسب ولتاژ لازم است یک فیدبک طبق اصول کنترلی از افت ولتاژ منبع $E^* - V_o$ در مدار کنترلی وارد شود. سیگنال خطای $E^* - V_o$ با استفاده از یک کنترل کننده تناسبی با ضریب بهره k_e فرمان کنترلی مطلوب را می‌سازد. با اضافه کردن فرمان

ضرایب افتی فرکانس و ولتاژ می‌باشند که به روشی مشابه تعیین ضرایب افتی m_i و n_i محاسبه می‌شود. بدین ترتیب که نسبت $m_h Q_h$ به $h\omega^*$ با توجه به ظرفیت تولید توان منابع و حداکثر تغییرات قابل قبول برای فرکانس آن در محدوده مجاز قرار گیرد.

با توجه به توضیحات فوق هنگامی که خروجی منابع ولتاژ از طریق امیدانس تزویج به یک منبع جریان وصل می‌شود، استراتژی کنترل افتی ولتاژ و فرکانس مستقل از نوع امیدانس تزویج بوده و برای امیدانس‌های مقاومتی، سلفی و خازنی مشخصه‌های (۳۸) و (۳۹) به کار برده می‌شود. بنابراین با اعمال این استراتژی بدون نیاز به بررسی نوع امیدانس تزویج منبع می‌توان کنترل کننده را در امیدانس‌های مختلف طراحی نموده و این

مطلب سبب تسهیل طراحی کنترل کننده‌ها در محیط هارمونیک می‌شود. به منظور تحقق شرط v_{oh} لازم است ابتدا توان اکتیو و راکتیوی که مبدل اینورتری در هارمونیک h ام با منبع جریان هارمونیک i_h مبادله می‌کند برابر صفر فرض شود. دوم این که مقدار E_h^* در (۳۹) برابر صفر در نظر گرفته شود. با توجه به مطالب بیان شده، معادلات کنترل افتی فرکانس و ولتاژ برای مؤلفه هارمونیک h ام از روابط زیر به دست می‌آید

$$E_h = -n_h P_h \quad (۴۰)$$

$$\omega_h = h\omega^* - m_h Q_h \quad (۴۱)$$

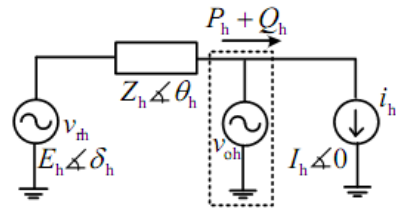
حال می‌توان با استفاده از روابط فوق و (۳۱) شکل موج مؤلفه h ام ولتاژ مرجع (v_{rh}) را تعیین نمود. اما در عمل با جمع کردن $h\omega t$ (فاز مؤلفه اصلی ولتاژ مرجع) و δ که از انتگرال $-m_h Q_h$ در (۴۱) به دست می‌آید، می‌توان فاز شکل موج v_r را تعیین نمود. شکل ۶ استراتژی کنترل کننده افتی را برای تعیین v_{rh} نشان می‌دهد. با توجه به (۴۰) تناسبی V_{oh} هیچ گاه برابر صفر نخواهد شد و خطای حالت ماندگار وجود دارد. بنابراین با توجه به شکل ۶ رابطه زیر برقرار است

$$V_{oh} \approx E_h - Z_h I_h \quad (۴۲)$$

$$E_h = -n_h P_h \approx -n_h V_{oh} I_h \quad (۴۳)$$

$$THD_h = \frac{V_{oh}}{V_{o1}} = \frac{Z_h I_h}{(n_h I_h + 1)E^*} \quad (۴۴)$$

با توجه به (۴۴)، THD_h با امیدانس فرکانس هارمونیک h ام رابطه مستقیم دارد یعنی هرچه امیدانس در فرکانس هارمونیک h ام کمتر باشد THD در آن فرکانس کمتر است. از طرف دیگر V_{oh} با n_h که یک پارامتر کنترلی است رابطه عکس دارد. با انتخاب بزرگ‌تر n_h به اندازه‌ای که سیستم در حالت پایدار باقی بماند می‌توان به V_{oh} کوچک‌تر و در نتیجه THD کمتری در ولتاژ خروجی دست یافت. در ادامه به منظور اصلاح THD ، کنترل کننده‌های افتی هارمونیک تشریح شده در بالا و کنترل کننده افتی اصلاح شده به طور هم‌زمان استفاده می‌شود. به این ترتیب که میزان ولتاژ مورد نیاز برای کاهش توان اکتیو و راکتیو خروجی مربوط به هر مؤلفه هارمونیک به طور جداگانه توسط کنترل کننده هارمونیک مربوط به همان مؤلفه محاسبه و با مقدار ولتاژ مرجع مؤلفه اصلی جمع خواهد شد و بدین ترتیب THD ولتاژ خروجی کاهش می‌یابد. شکل ۷ این استراتژی را به طور کامل تشریح می‌کند. از دیگر مزایای استفاده از کنترل کننده‌های افتی هارمونیک علاوه بر کاهش THD تقسیم دقیق توان‌های اکتیو و راکتیو بین منابع می‌باشد. چون در این حالت توان اکتیو و راکتیو هارمونیک (P_h و Q_h) در محاسبات تقسیم توان لحاظ شده است.



شکل ۵: مدار معادل اینورتری مربوط به فرکانس هارمونیک h ام.

$$v_{r1} = \sqrt{2} E \sin(\omega^* t + \delta) \quad (۳۰)$$

$$v_{rh} = \sqrt{2} E_h \sin(h\omega^* t + \delta_h) \quad (۳۱)$$

که در این روابط، δ فاز مؤلفه اصلی ولتاژ ورودی و δ_h فاز مؤلفه h ام ولتاژ ورودی در زمان $t=0$ می‌باشند. برای این که تحلیل ریاضی مدار شکل ۵ ساده‌تر شود، به ازای هر فرکانس هارمونیک، یک مدار معادل مطابق شکل ۵ در نظر گرفته شده و به صورت جداگانه تجزیه و تحلیل می‌شود. سپس پاسخ سیستم برای هر فرکانس هارمونیک محاسبه و پاسخ کلی سیستم با استفاده از قضیه جمع آثار به دست می‌آید.

برای این که اثر هارمونیک h ام ولتاژ در خروجی یک مبدل اینورتری به صفر نزدیک گردد لازم است که منبع ولتاژ v_{oh} در شکل ۵ نزدیک به صفر در نظر گرفته شود. یعنی مؤلفه هارمونیک به صورت یک منبع جریان مدل گردد. توان هارمونیک که منبع v_{rh} از طریق امیدانس Z_h به منبع جریان i_h تحویل می‌دهد با استفاده از روابط زیر به دست می‌آید. با توجه به شکل ۵ ولتاژ خروجی از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$\begin{aligned} v_{oh} &= E_h \angle \delta_h - Z_h I_h \angle \theta_h \\ v_{oh} &= (E_h I_h \cos \delta_h - Z_h I_h \cos \theta_h) + \\ & j(E_h I_h \sin \delta_h - Z_h I_h \sin \theta_h) \end{aligned} \quad (۳۲)$$

در نتیجه توان مبادله شده از (۳۳) و (۳۴) به دست می‌آید

$$P_h = E_h I_h \cos \delta_h - Z_h I_h^2 \cos \theta_h \quad (۳۳)$$

$$Q_h = E_h I_h \sin \delta_h - Z_h I_h^2 \sin \theta_h \quad (۳۴)$$

اگر زاویه انتقال توان کوچک باشد آن گاه $\cos \delta \approx 1$ و $\sin \delta \approx \delta$ است. بنابراین روابط فوق به صورت تقریبی با استفاده از معادلات زیر محاسبه می‌شوند

$$P_h \approx E_h I_h - Z_h I_h^2 \cos \theta_h \quad (۳۵)$$

$$Q_h \approx E_h I_h \delta_h - Z_h I_h^2 \sin \theta_h \quad (۳۶)$$

بنابراین

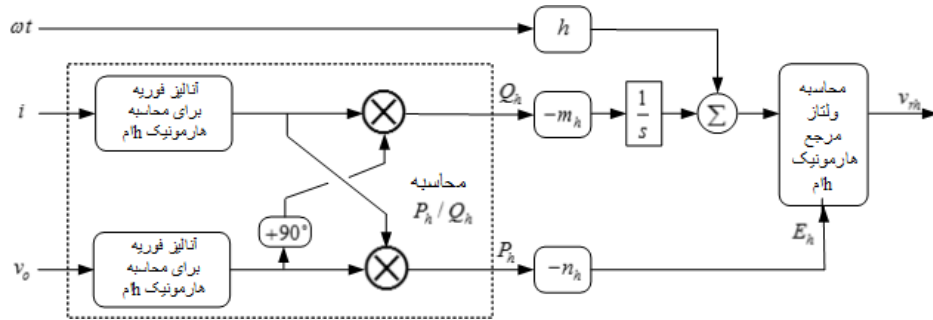
$$P_h \sim E_h, Q_h \sim \delta_h \quad (۳۷)$$

مشخصه‌های کنترل افتی توان برای منابع به نحوی انتخاب می‌شوند که یک فیدبک منفی در حلقه کنترل توان اکتیو و راکتیو منبع برقرار گردد. به واسطه وجود این فیدبک منفی است که توان تولیدی منبع با تولید کمتر، افزایش می‌یابد. بنابراین تقاضای بار بین منابع به نسبت ظرفیتشان تقسیم می‌گردد. برای این منظور روابط کنترل افتی توان برای منبع هارمونیک v_{rh} به صورت زیر انتخاب می‌شود

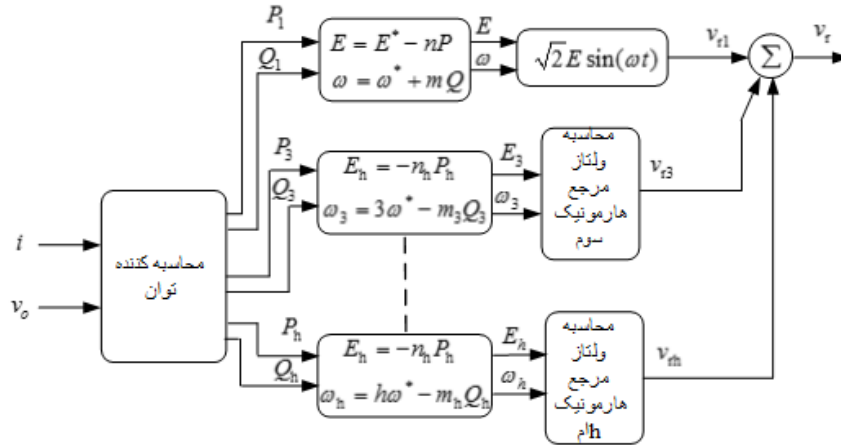
$$\omega_h = h\omega^* - m_h Q_h \quad (۳۸)$$

$$E_h = E_h^* - n_h P_h \quad (۳۹)$$

در این روابط P_h و Q_h به ترتیب توان‌های اکتیو و راکتیوی است که مبدل اینورتری با منبع جریان i_h مبادله می‌کند. n_h و m_h به ترتیب



شکل ۶: کنترل کننده افی پیشنهادی برای کاهش هارمونیک h ام ولتاژ.



شکل ۷: کنترل کننده افی همراه با چند کنترل کننده افی هارمونیک.

PWM برای ولتاژ خروجی متناوب استفاده می‌شود. همان طور که در این شکل مشاهده می‌شود، سیگنال کنترل u توسط مبدل PWM به سیگنال کنترل مناسب برای راه‌اندازی اینورتر تبدیل می‌شود. برای این که امپدانس خروجی اینورتر به طور غالب مقاومتی باشد لازم است که جریان خروجی اینورتر i اندازه‌گیری شود و در حلقه کنترلی قرار گیرد

$$u_f = sli + v_i \quad (45)$$

$$u = v_r - k_i i \quad (46)$$

تا زمانی که در یک دوره کلیدزنی مقدار متوسط u_f تقریباً مساوی u باشد روابط تقریبی زیر برقرار است

$$\begin{aligned} v_r - k_i i &= sli - v_o \\ v_o &= v_r - (k_i + l)i \\ v_o &= v_r - z_o(s)i \\ z_o(s) &= sl + k_i \end{aligned} \quad (47)$$

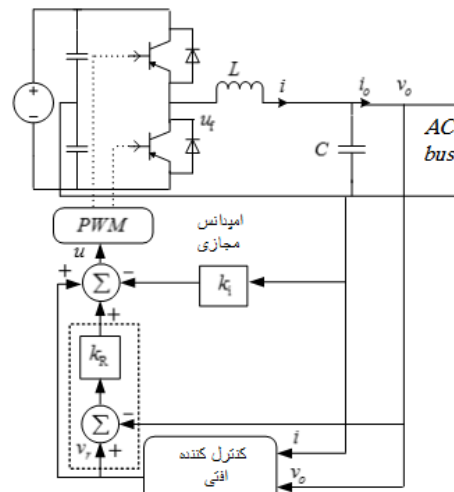
با توجه به (۴۷) اگر بهره k_i به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود در گستره وسیعی از فرکانس‌ها می‌توان از اثر سلفی در امپدانس خروجی صرف نظر کرد و امپدانس خروجی را تقریباً مقاومتی فرض نمود

$$z_o(s) \approx R_o = k_i \quad (48)$$

افزایش بهره k_i به منظور دستیابی به امپدانس خروجی مقاومتی، موجب افزایش THD ولتاژ خروجی می‌گردد. به منظور اصلاح کیفیت ولتاژ خروجی، ولتاژ v_o با ولتاژ مرجع v_r مقایسه می‌گردد و در حلقه کنترل ولتاژ قرار می‌گیرد. با توجه به شکل ۸ روابط زیر به دست می‌آید

$$u = v_r - k_i i + k_R(s)(v_r - v_o) \quad (49)$$

$$u_f = sli + v_o \quad (50)$$



شکل ۸: اصلاح حلقه کنترل ولتاژ برای ایجاد امپدانس تزویج مقاومتی و افزایش کیفیت ولتاژ.

کنترل کننده افی اصلاح شده به منظور دستیابی به تقسیم توان دقیق بین منابع اینورتری به طور کامل تشریح شد. با استفاده از این کنترل کننده تنظیم ولتاژ نیز بهبود می‌یابد و در نتیجه با به کارگیری کنترل کننده هارمونیک THD ولتاژ خروجی اینورتر با امپدانس خروجی مقاومتی بهبود می‌یابد. در ادامه با اصلاح حلقه کنترلی ولتاژ و ترکیب آن با کنترل کننده افی هارمونیک، کیفیت ولتاژ خروجی تا حد زیادی اصلاح می‌گردد.

۴- ترکیب کنترل کننده افی هارمونیک با حلقه امپدانس مجازی به منظور اصلاح THD ولتاژ خروجی

یک اینورتر نیم‌پل تک‌فاز متصل به منبع ولتاژ DC و فیلتر LC در شکل ۸ نشان داده شده است. در این اینورتر از سیگنال‌های کنترل

ضرایب مشخصه‌های کنترل کننده افقی هارمونیک بر اساس ظرفیت تولید توان‌های هارمونیک منابع صورت می‌پذیرد، به عبارت دیگر منابع تا یک میزان مشخصی دامنه مولفه‌های هارمونیک را کاهش می‌دهند. بنابراین در هنگام تغذیه بارهای حساس، به منظور دستیابی به کیفیت توان بالا لازم است کنترل کننده هارمونیک در حلقه اصلاح شده ولتاژ قرار گیرد. ترکیب این دو استراتژی سبب می‌شود که مشکلات اصلی عملکرد موازی منابع اینورتری که عبارت از تقسیم متناسب بار، تنظیم دقیق ولتاژ و کاهش THD ولتاژ خروجی است با ترکیب این دو استراتژی برطرف گردد.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این مقاله چهار استراتژی در حلقه کنترل ولتاژ منبع اینورتری بررسی می‌شود. در استراتژی اول کنترل کننده افقی معمول به منظور تقسیم توان بین دو منبع اینورتری در حلقه کنترل ولتاژ قرار می‌گیرد. برای این که بار به طور متناسب بین منابع تقسیم شود در استراتژی دوم از کنترل کننده افقی اصلاح شده در حلقه کنترل ولتاژ استفاده می‌شود. در استراتژی سوم با استفاده از کنترل کننده افقی هارمونیک، ولتاژهای هارمونیک سوم و پنجم به ولتاژ مرجع در حلقه کنترل ولتاژ اضافه شده و در نتیجه THD ولتاژ خروجی کاهش می‌یابد. برای این که کیفیت ولتاژ خروجی به طور قابل ملاحظه‌ای بهبود یابد، در استراتژی چهارم علاوه بر کنترل کننده افقی هارمونیک از بلوک $k_R(s)$ در حلقه کنترل ولتاژ استفاده می‌شود.

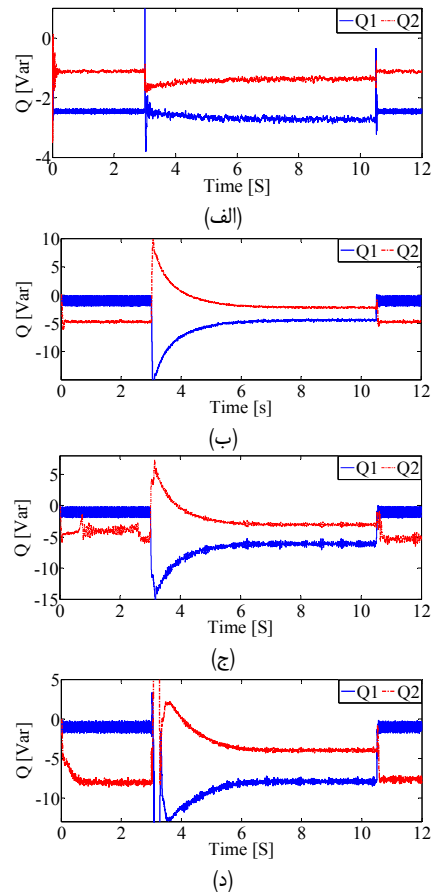
۱-۵ مشخصات سیستم

استراتژی‌های مطرح شده با استفاده از نرم‌افزار Matlab شبیه‌سازی و نتایج آن با هم مقایسه شده است. شبیه‌سازی برای دو اینورتر نیم‌پل نشان داده شده در شکل ۸ که به طور موازی بار غیر خطی را تغذیه می‌کنند انجام شده است. مقاومت ۹ اهم از طریق یکسوکنده تمام پل و فیلتر به اینورترها متصل شده و به صورت بار غیر خطی برای سیستم عمل می‌کند. مقادیر سلف و خازن فیلتر واسط بین بار و یکسوکنده به ترتیب ۰/۱۵ میلی‌هائری و ۱۰۰۰ میکروفاراد می‌باشد. در این حالت ضرایب افقی $n_1 = 0.4$ ، $n_2 = 0.8$ ، $n_3 = 0.7$ ، $n_4 = 0.14$ تنظیم شده‌اند و بنابراین انتظار می‌رود بار به نسبت ۲ به ۱ بین منابع تقسیم گردد. فرکانس کلیدزنی ۷/۵ کیلوهرتز و فرکانس اصلی سیستم ۵۰ هرتز می‌باشد. مقدار مؤثر ولتاژ خروجی ۱۲ ولت و اینورتر به گونه‌ای طراحی شده است که در گستره وسیعی از فرکانس‌ها دارای امپدانس خروجی مقاومتی باشد. لازم به ذکر است که عملکرد صحیح ریزشکبه در وضعیت جزیره‌ای طبق استاندارد IEEE ۱۵۴۷.۴ تبیین شده و مطابق با آن مورد ارزیابی قرار می‌گیرد [۱۹].

بهره جریان فیدبک (k_R) برای اینورتر یک برابر ۲ و (k_{iR}) برای اینورتر دو برابر ۴ تنظیم شده است. اینورتر ۲ از ابتدا بار غیر خطی را تغذیه می‌کند و اینورتر ۱ در $t = 3$ به سیستم متصل می‌گردد و هر دو اینورتر بار را به صورت موازی تغذیه کرده و در $t = 10.5$ از مدار خارج می‌شوند [۱۷].

۲-۵ استراتژی اول: استفاده از کنترل کننده افقی معمول

در این حالت از مشخصه کنترل افقی معمول در بلوک کنترل افقی شکل ۸ برای اینورترها با امپدانس مقاومتی استفاده کرده و بلوک کنترل $k_R(s)$ در حلقه کنترلی در نظر گرفته نشده است. همان طور که در شکل‌های ۹-۱۰ الف مشاهده می‌شود، تقسیم توان اکتیو و راکتیو



شکل ۹: تغییرات توان راکتیو با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.

که در آن $z_o(s)$ امپدانس خروجی است و از رابطه زیر به دست می‌آید

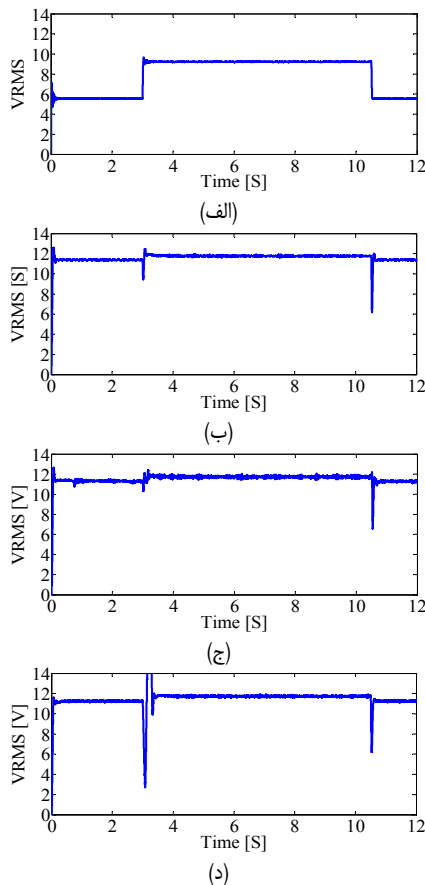
$$z_o(s) = \frac{sl + k_i}{1 + k_R(s)} \quad (51)$$

هنگامی که جزء حقیقی $k_R(s)$ مثبت باشد قسمت مقاومتی و سلفی امپدانس خروجی کاهش پیدا می‌کند و در نتیجه THD ولتاژ خروجی اصلاح می‌شود. با توجه به (۵۱) فیدبک جریان سلف باعث افزایش امپدانس خروجی و در نتیجه افزایش THD ولتاژ می‌شود و فیدبک ولتاژ باعث کاهش امپدانس خروجی و در نتیجه کاهش THD ولتاژ می‌شود. بلوک $k_R(s)$ در شکل ۸ را می‌توان به گونه‌ای طراحی کرد که دارای بهره کم در فرکانس‌های پایین و بهره زیاد در فرکانس‌های بالا باشد. در نتیجه امپدانس خروجی در فرکانس پایین به خصوص فرکانس اصلی به طور غالب مقاومتی است. همچنین دامنه امپدانس خروجی برای فرکانس‌های هارمونیک، مقدار کمی است که موجب کاهش THD ولتاژ خروجی می‌شود. روش‌های مختلفی به منظور طراحی بلوک $k_R(s)$ وجود دارد که از آن جمله می‌توان به رابطه زیر اشاره کرد

$$k_R(s) = \sum_{h=2,3,5,7} \frac{\zeta_h \xi_h \omega s}{s^2 + \zeta_h \xi_h \omega s + (h\omega)^2} \times k_h \quad (52)$$

بهره در فرکانس $h\omega$ برابر k_h و فاز آن برابر با صفر می‌باشد. در رابطه فوق ζ_h ضریب میرایی و معمولاً برابر ۰/۰۱ در نظر گرفته می‌شود [۷].

کنترل کننده افقی هارمونیک به دلیل محدودیت در انتخاب مقادیر n_h و m_h با وجود کاهش THD ولتاژ خروجی، هنوز توان با کیفیت مطلوب را در هنگام تغذیه بارهای حساس به سیستم تزریق نمی‌کند. انتخاب

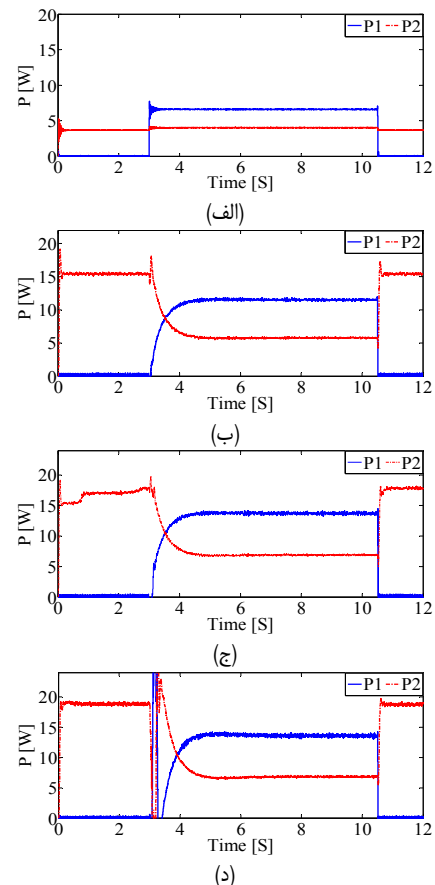


شکل ۱۱: تغییرات ولتاژ مؤثر با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.

به طور دقیق تقسیم شده و هم افت ولتاژ ناشی از امیدانس منابع تا حد زیادی جبران گردیده است. مقادیر توان اکتیو و راکتیو حالت ماندگار برای عملکرد موازی دو منبع اینورتری در جدول ۱ نشان داده شده است. مقدار مؤثر ولتاژ خروجی نسبت به استراتژی اول، مطابق شکل‌های ۱۱-ب و ۱۱-ج از ۹/۲ ولت به ۱۱/۸۵ ارتقا می‌یابد. بنابراین دو مورد از مشکلات اصلی عملکرد موازی منابع اینورتری که عبارت است از تقسیم توان و تنظیم ولتاژ با به کارگیری این استراتژی برطرف می‌شود. به علت وجود بارهای غیر خطی در سیستم دامنه مؤلفه‌های هارمونیکی جریان افزایش و در نتیجه THD ولتاژ خروجی افزایش یافته است. بنابراین کنترل‌کننده پیشنهادی قادر به رفع مشکلات مربوط به کیفیت توان منابع اینورتری موازی نمی‌باشد.

۵-۴ استراتژی سوم: استفاده از کنترل‌کننده افتی اصلاح‌شده و هارمونیکی

در این حالت کنترل‌کننده افتی هارمونیک سوم و پنجم به طور هم‌زمان با کنترل‌کننده اصلاح‌شده در بلوک کنترل افتی شکل ۸ استفاده گردیده که در این حالت مقدار ولتاژ مرجع (v_r) برابر مجموع مؤلفه‌های v_{r3} ، v_{r5} و v_{r7} می‌باشد. ضرایب کنترل افتی هارمونیکی n_3 و m_3 برای کنترل‌کننده‌های هارمونیک سوم به ترتیب برابر ۱ و ۱۰ و برای کنترل‌کننده هارمونیک پنجم ۲/۱ و ۲۱ محاسبه می‌گردد و پارامترهای دیگر بدون تغییر باقی می‌ماند. با اعمال استراتژی سوم (کنترل‌کننده افتی مؤلفه اصلی و کنترل‌کننده افتی هارمونیکی) شبیه‌سازی انجام می‌شود که نتایج این استراتژی در شکل‌های ۹ تا ۱۴-ج نشان داده شده است. همان طور که در شکل‌های ۹-ج و ۱۰-ج مشاهده می‌شود باز هم به دلیل



شکل ۱۰: تغییرات توان اکتیو با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.

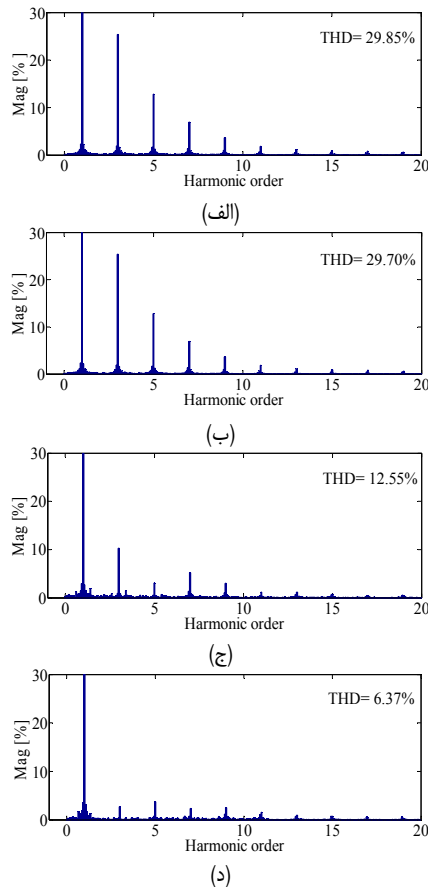
جدول ۱: مقایسه مقادیر حالت ماندگار توان اکتیو و راکتیو در عملکرد موازی.

توان استراتژی	P_1	P_2	Q_1	Q_2
استراتژی اول	۷٫۱	۳٫۹	-۱٫۷	-۲٫۸
استراتژی دوم	۱۱٫۵	۵٫۷	-۴٫۵	-۲٫۴
استراتژی سوم	۱۳٫۷	۶٫۹	-۶٫۴	-۳٫۲
استراتژی چهارم	۱۳٫۶	۶٫۸	-۸	-۴

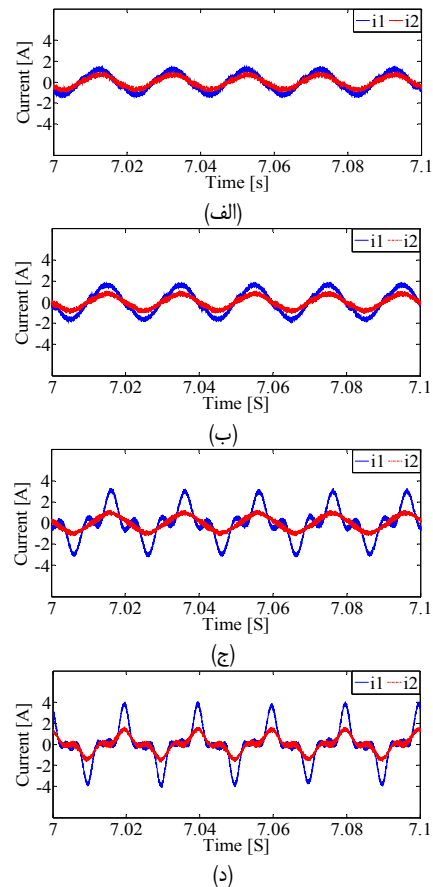
چندان دقیق صورت نگرفته و افت ولتاژ زیادی در خروجی اینورترها مطابق شکل‌های ۱۰-الف و ۱۳-الف مشاهده می‌گردد. همچنین THD ولتاژ خروجی به دلیل حضور بار غیر خطی بالا و در حدود ۲۹/۵٪ می‌باشد. در نتیجه با استفاده از این کنترل‌کننده افتی نمی‌توان به تقسیم توان دقیق بین منابع به نسبت ۲ به ۱ و تنظیم ولتاژ مناسب در خروجی باس‌بار اینورترها دست یافت.

۵-۳ استراتژی دوم: استفاده از کنترل‌کننده افتی اصلاح‌شده

در این حالت از مشخصه کنترل افتی اصلاح‌شده در بلوک کنترل افتی شکل ۸ استفاده و بهره (k_e) برای هر دو اینورتر ۲۰ انتخاب می‌شود و مابقی پارامترها بدون تغییر باقی می‌ماند. همان طور که شکل‌های ۹-ب و ۱۰-ب نشان می‌دهند با استفاده از این کنترل‌کننده تقسیم توان اکتیو و راکتیو به طور دقیق بین منابع انجام می‌شود. به دلیل آن که اندازه ولتاژ منبع بر خلاف فرکانس یک کمیت محلی است، لذا از طریق مشخصه افتی معمول ولتاژ نمی‌توان توان اکتیو را بین منابع به صورت دقیق تقسیم کرد. اما با استفاده از استراتژی افتی اصلاح‌شده هم توان اکتیو بین منابع



شکل ۱۴: تغییرات THD ولتاژ خروجی با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.



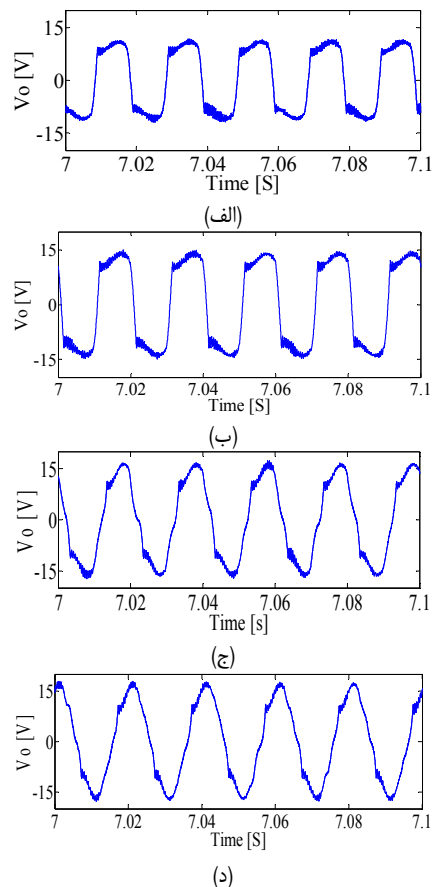
شکل ۱۲: تغییرات جریان خروجی با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.

استفاده از کنترل کننده اصلاح شده افقی، با توجه به ضرایب افقی توان‌های اکتیو و راکتیو به طور دقیق و به نسبت ۲ به ۱ بین منابع تقسیم شده است. در این حالت همان طور که اشاره شد چون در تقسیم توان بین منابع، توان‌های هارمونیک نیز لحاظ گردیده است توان‌های اکتیو و راکتیو به طور دقیق‌تر بین منابع تقسیم می‌گردد (جدول ۱). در استراتژی‌های قبل، به علت وجود بار غیر خطی در سیستم، دامنه مؤلفه‌های هارمونیک جریان افزایش یافته و در نتیجه THD ولتاژ خروجی زیاد شده است. با به کارگیری کنترل کننده افقی هارمونیک کیفیت ولتاژ خروجی تا حدودی بهبود و THD ولتاژ خروجی از ۲۹٫۷۰٪ به ۱۲٫۵۵٪ کاهش یافته است. همچنین THD هارمونیک سوم از ۲۵٪ به ۱۲٪ و THD هارمونیک پنجم از ۱۳٪ به ۳٪ کاهش یافته است. همان طور که انتظار می‌رفت با ترکیب استراتژی کنترل کننده افقی هارمونیک با کنترل افقی اصلاح شده، کیفیت ولتاژ خروجی تا حدودی اصلاح می‌گردد.

۵-۵ استراتژی چهارم: استفاده از کنترل کننده افقی

اصلاح شده، هارمونیک و بلوک کنترل $k_R(s)$

در این حالت (روش پیشنهادی) از کنترل افقی اصلاح شده و هارمونیک در بلوک کنترل افقی شکل ۸ برای اینورترها با امپدانس مقاومتی استفاده شده و بلوک کنترل $k_R(s)$ در حلقه کنترلی قرار می‌گیرد. به دلیل این که در قسمت قبل دامنه مؤلفه هارمونیک سوم بالا بود، در بلوک $k_R(s)$ فقط از ضریب k_h برای فرکانس سوم استفاده گردیده و مقدار آن ۵/۳ طراحی شده است. در این حالت باید در انتخاب ضرایب افقی n_r و m_r دقت شود. مطابق شکل‌های ۹ و ۱۰ د با استفاده از این استراتژی ترکیبی، توان به طور دقیق بین منابع تقسیم می‌گردد.



شکل ۱۳: تغییرات ولتاژ خروجی با استفاده از (الف) استراتژی اول، (ب) استراتژی دوم، (ج) استراتژی سوم و (د) استراتژی چهارم.

regulation issues in DC microgrid," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 4477-4487, May 2018.

- [4] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, "Power electronics converter for wind turbine systems," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 48, no. 2, pp. 708-719, Mar./Apr. 2012.
- [5] Y. Guo, X. Lu, L. Chen, T. Zheng, J. Wang, and S. Mei, "Functional-rotation-based active dampers in AC microgrids with multiple parallel interface inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 5206-5215, Sept./Oct. 2018.
- [6] A. Mortezaei, M. G. Simoes, M. Savaghebi, J. M. Guerrero, and A. A. Durra, "Cooperative control of multi-master-slave islanded microgrid with power quality enhancement based on conservative power theory," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 2964-2975, Jul. 2018.
- [7] Q. Zhong, F. Blaabjerg, and J. Guerrero, "Reduction of voltage harmonics for parallel-operated inverters equipped with a robust droop controller," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE'11*, pp. 473-478, Phoenix, AZ, USA, 17-22 Sept. 2011.
- [8] M. Siah, M. Najafi, and M. H. Seynpoor, "Design and simulation of UPQC to improve power quality and transfer power of photovoltaic array to grid," *Australian J. of Basic and Applied Science*, vol. 5, no. 3, pp. 662-673, 2011.
- [9] M. Prodanovi and T. C. Green, "High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1471-1482, Oct. 2006.
- [10] N. S. Srivatchan, P. Rangarajan, and S. R. ajalakshmi, "Control scheme for power quality improvement in islanded microgrid operation," *Procedia Technology*, vol. 21, pp. 212-215, Aug. 2015.
- [11] J. He and M. Shirajum, "A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid Interfacing converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 444-455, Jan. 2012.
- [12] M. Savaghebi, J. C. Vasquez, A. Jalilan, J. M. Guerrero, and T. L. Lee, "Selective compensation of voltage harmonics in grid-connected microgrids," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 91, pp. 211-228, May 2012.
- [13] M. Savaghebi, J. C. Vasquez, A. Jalilan, and J. M. Guerrero, "Secondary control for voltage quality enhancement in microgrids," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1893-1902, Dec. 2013.
- [14] J. He and X. Wang, "Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected DG units with closed-loop power control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 642-653, Feb. 2014.
- [15] D. Li and Z. Q. Zhu, "A novel integrated power quality controller for microgrid," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2848-2858, May 2015.
- [16] Q. C. Zhong, "Harmonic droop controller to reduce the voltage harmonics of inverters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 936-945, Mar. 2013.
- [17] A. Bidram and A. Davoudi, "Hierarchical structure of microgrids control system," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1963-1976, Dec. 2012.
- [18] Q. C. Zhong, "Robust droop controller for accurate proportional loadsharing among inverters operated in parallel," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1281-1290, Apr. 2013.
- [19] -, IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems, IEEE Standard 1547.4, Jul. 2011.

بهادر فانی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری در رشته مهندسی برق قدرت، در دانشگاه آزاد صنعتی اصفهان به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۱، ۱۳۸۴ و ۱۳۸۹ به پایان رسانده است. ایشان از سال ۱۳۸۴ به عضویت هیأت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد درآمد و در حال حاضر استادیار برق می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی ایشان، تولیدات پراکنده و ریزشبکه‌ها، حفاظت سیستم‌های قدرت و شبکه‌های هوشمند می‌باشد.

مجید معظمی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی و کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق قدرت، در دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۳ و ۱۳۸۶ به پایان رسانده است. وی تحصیلات تکمیلی خود را در مقطع دکتری در دانشگاه اصفهان ادامه داد و در سال ۱۳۹۲ موفق به اخذ مدرک دکتری در رشته مهندسی برق از این دانشگاه گردید. ایشان از سال ۱۳۸۸ به عضویت هیأت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد درآمد و در حال حاضر استادیار برق می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی ایشان، بازارهای برق، بهینه‌سازی در سیستم‌های قدرت و انرژی‌های نو و ریزشبکه‌ها می‌باشد.

جدول ۲: مقایسه کیفیت ولتاژ چهار نوع استراتژی از نظر هارمونیکی.

کیفیت ولتاژ استراتژی	THD	THD _r	THD _s	THD _v
استراتژی اول	۲۹٫۸۵	۲۵٫۵	۱۲٫۷۵	۷
استراتژی دوم	۲۹٫۷۰	۲۵٫۵	۱۲٫۷	۷
استراتژی سوم	۱۲٫۵۵	۱۰٫۲	۳	۵٫۳
استراتژی چهارم	۶٫۳۷	۳	۴	۲٫۵

همان طور که در شکل ۱۱-د مشاهده می‌گردد افت ولتاژ ناچیزی در خروجی ولتاژ وجود دارد که بیانگر تنظیم ولتاژ مناسب در خروجی منابع اینورتری است. با به کارگیری استراتژی ترکیبی کیفیت ولتاژ خروجی به طور قابل ملاحظه‌ای بهبود و THD ولتاژ خروجی به ۳۷% و همچنین THD هارمونیک سوم از ۱۰% به ۳% کاهش می‌یابد. همان طور که انتظار می‌رفت با ترکیب استراتژی کنترل‌کننده افتی هارمونیکی، کنترل افتی اصلاح‌شده و بلوک $k_R(s)$ کیفیت ولتاژ خروجی اصلاح می‌گردد. بنابراین مشکلات اصلی عملکرد موازی منابع اینورتری که عبارت است از تقسیم توان و تنظیم ولتاژ، THD ولتاژ خروجی با استفاده از استراتژی ترکیبی برطرف می‌شود. به منظور مقایسه کیفیت ولتاژ خروجی در شکل‌های ۱۳ و ۱۴، هنگام استفاده از این چهار نوع استراتژی، نتایج THD ولتاژ در جدول ۲ آورده شده است. بلوک‌های به کار گرفته شده در استراتژی‌های سوم و چهارم صرفاً به منظور بهبود THD ولتاژ خروجی می‌باشد. همان طور که نتایج در جدول نشان می‌دهد با ترکیب استراتژی کنترل‌کننده افتی هارمونیکی با کنترل افتی اصلاح‌شده، کیفیت ولتاژ خروجی اصلاح می‌گردد. با استفاده از بلوک کنترل $k_R(s)$ در حلقه کنترلی در استراتژی چهارم روند کاهش THD ولتاژ خروجی بهتر شده است.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ایده جدید در خصوص کنترل‌کننده‌های افتی با حضور منابع اینورتری متصل به یک ریزشبکه خودگردان در حضور بارهای غیر خطی ارائه شد. در این ساختار، کنترل‌کننده افتی به نحوی اصلاح گردیده که با استفاده از آن توان به طور دقیق بین منابع تقسیم و افت ولتاژ ناشی از امپدانس تزویج منابع جبران می‌شود. تأثیر منابع تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر بر روی هارمونیک‌های تزویجی به ریزشبکه مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به این که منابع پراکنده اینورتری بدون طرح‌های کنترلی می‌توانند اثر مخربی را در ایجاد هارمونیک‌های ولتاژ و جریان در محل اتصال به ریزشبکه داشته باشند، در این مقاله یک استراتژی تقسیم توان ترکیبی بر اساس روش افتی فرکانس/ولتاژ و کنترل‌کننده افتی هارمونیکی ارائه شده است. با به کارگیری استراتژی پیشنهادی و اصلاح حلقه کنترل ولتاژ، عملکرد تقسیم توان در سیستم اصلاح شده و بهبود قابل ملاحظه‌ای در هارمونیک‌های ولتاژ و جریان تزویجی به ریزشبکه حاصل می‌شود.

مراجع

- [1] H. Liu, Y. Chen, M. C. Chuah, J. Yang, and H. V. Poor, "Enabling self-healing smart grid through jamming resilient local controller switching," *IEEE Trans. on Dependable and Secure Computing*, vol. 14, no. 4, pp. 377-391, Jul./Aug. 2017.
- [2] M. Bloemink and M. R. Iravani, "Control of a multiple source microgrid with built-in islanding detection and current limiting," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 27, no. 4, pp. 2122-2132, Oct. 2012.
- [3] P. Prabhakaran, Y. Goyal, and V. Agarwal, "Novel nonlinear droop control techniques to overcome the load sharing and voltage

عماد فرهودی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی در دانشگاه شهید چمران و کارشناسی ارشد را در رشته مهندسی برق قدرت، در دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد به‌ترتیب در سال‌های ۱۳۸۳ و ۱۳۹۴ به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی ایشان، تولیدات پراکنده و ریزشبکه‌ها و شبکه‌های هوشمند می‌باشد.