

تقسیم بار بین اینورترهای موازی میکروگرید با استفاده از روش کنترل تک‌سیکلی

عباس کتابی^{۱*}، مهدی زراعتی^۲

^۱ دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر و پژوهشکده انرژی، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

aketabi@kashanu.ac.ir

^۲ کارشناس ارشد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

zeraatimahdi@gmail.com

چکیده: در این مقاله، به منظور دستیابی به تقسیم بار مناسب و حداقل نمودن جریان گردشی در وضعیت‌های مختلف امپدانس خط، از یک کنترل‌کننده افتی که تأثیر امپدانس مختلط را در نظر می‌گیرد، استفاده شده است. این کنترل‌کننده قادر است تا روابط توان اکتیو و راکتیو وابسته را که به دلیل امپدانس مختلط خط به وجود می‌آید، ساده نماید. به علاوه، یک حلقه امپدانس مجازی در کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گرفته تا جریان گردشی را که در سیستم موازی، به دلیل عدم تطابق امپدانس عبور می‌کند، کاهش دهد. در این مقاله، تقسیم بار بین اینورترهای موازی میکروگرید با استفاده از روش کنترل تک‌سیکلی (*OCC*) مورد بررسی قرار گرفته است. در مقایسه با روش مدولاسیون پهنای پالس (*PWM*)، این روش اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ (*THD*) را کاهش داده و مزیت‌هایی نظیر فرکانس کلیدزنی ثابت و همچنین مدار ساده را نیز دارا می‌باشد. همچنین رفتار دینامیکی سیستم کنترلی در زمان تغییر بار و راه‌اندازی بهبود یافته است. در ضمن، مشخصات تقسیم توان اکتیو و راکتیو در سیستم اینورترهای موازی تحت وضعیت‌های مختلف امپدانس سیستم مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

واژه‌های کلیدی: تقسیم بار، جریان گردشی، کنترل تک‌سیکلی، روش افتی، اینورترهای موازی، امپدانس مجازی.

۱. مقدمه

در سال‌های اخیر، افزایش تعداد قابل توجهی منابع انرژی تجدیدپذیر (RES)^۱ نظیر فتوولتائیک و پیل سوختی به صورت منابع انرژی پراکنده (DG)^۲ به سیستم‌های قدرت متصل شده‌اند. در کاربردهای DG ، منابع انرژی مختلف نزدیک به هم می‌توانند یک شبکه محلی را تشکیل دهند تا توان مورد تقاضای بارهای مجاور را فراهم سازند. چنین شبکه‌ای اغلب با عنوان میکروگرید شناخته می‌شود. واحدهای تولید پراکنده معمولاً از طریق مبدل‌های الکترونیک قدرت به شبکه برق اصلی متصل می‌شوند [۱ و ۲]. یک میکروگرید^۳ به عنوان مجموعه‌ای از بارها و منابع انرژی نسبتاً کوچک تعریف می‌شود که به صورت یک شبکه قدرت قابل کنترل، به منظور تأمین نیازهای انرژی محلی عمل می‌کند [۳].

سیستم اینورترهای موازی راه‌حلی مناسب برای افزایش ظرفیت و قابلیت اطمینان میکروگرید را ارائه می‌دهد. موضوع مهم برای اینورترهای موازی رویکرد کنترلی مناسب جهت تضمین تقسیم جریان و بار در وضعیت‌های مختلف بار و سیستم است [۴]. تاکنون رویکردهای کنترلی بسیاری برای حل مسئله تقسیم بار در حالت موازی مورد استفاده قرار گرفته است. این روش‌ها را می‌توان به دسته‌های اصلی زیر تقسیم‌بندی کرد [۵]:

- تکنیک‌های کنترل اصلی / فرعی^۵
- تکنیک‌های کنترل تقسیم جریان / توان
- تکنیک‌های کنترل افتی^۶ ولتاژ و فرکانس

در ساختار تقسیم جریان اصلی / فرعی، اینورتر اصلی ولتاژ و فرکانس را تنظیم کرده و اینورترهای دیگر از آن تبعیت می‌کنند. به عبارت دیگر، واحد اصلی به عنوان یک اینورتر منبع ولتاژ^۷ (VSI) عمل نموده، درحالی‌که واحدهای فرعی به عنوان یک اینورتر منبع جریان^۸ (CSI) رفتار می‌کنند [۶]. این روش کنترلی به سیگنال‌های ارتباطی بین تمام اینورترهای موجود در سیستم نیاز دارد.

در تکنیک کنترل تقسیم جریان / توان، جریان کلی بار بر تعداد اینورترهای موازی تقسیم می‌شود تا جریان میانگین هر واحد به دست آید. تفاوت بین جریان واقعی هر واحد و مقدار میانگین محاسبه می‌شود تا سیگنال کنترلی را تولید کند [۷].

در بین این روش‌ها، کنترل افتی ولتاژ و فرکانس بسیار قابل توجه است، چون تنها اندازه‌گیری‌های محلی اینورتر را به کار گرفته و به سیگنال‌های ارتباطی بین اینورترها نیازی ندارد [۸-۱۱]. بنابراین، مزیت‌هایی نظیر قابلیت گسترش آسان و قابلیت اطمینان خوبی به آن می‌دهد [۱۲]. این روش سعی دارد تا از عملکرد موازی سیستم‌های قدرت با مقیاس بزرگ پیروی کند، به گونه‌ای که وقتی توان خروجی آن افزایش می‌یابد، فرکانس ژنراتور AC را کاهش می‌دهد.

به دلیل وجود سلف بزرگ در فیلتر خروجی و به واسطه فاصله زیاد بین منابع، معمولاً امپدانس خطی که اینورترها را به بار مشترک وصل می‌کند، به صورت سلفی در نظر گرفته می‌شود [۱۳]. با وجود این، این موضوع همیشه در سیستم اینورترهای موازی درست نیست، زیرا امپدانس خط در شبکه‌های فشار ضعیف غالباً مقاومتی است [۱۴]. همچنین امپدانس خروجی اینورتر به پارامترهای کنترلی حلقه بسته نیز وابسته است. بنابراین، ممکن است دریابیم که امپدانس خروجی اینورتر به صورت مختلط است، زیرا در بسیاری از کاربردهای عملی، واحدهای مختلف DG از طریق اتصال‌های مختلف با یکدیگر موازی می‌شوند و امپدانس خروجی مختلط را ارائه می‌دهند [۱۵].

در این مقاله، از یک کنترل‌کننده افتی که امپدانس خط مختلط را در نظر می‌گیرد، استفاده شده است. این کنترل‌کننده روابط توان اکتیو و راکتیو تحت وضعیت امپدانس مختلط را مجزا می‌کند. همچنین یک حلقه امپدانس مختلط مجازی به منظور تضمین تقسیم بار مناسب با حساسیت کم، نسبت به عدم تطابق در امپدانس خط به کار گرفته شده است [۱۶].

روش کنترل تک‌سیکلی^۹ (OCC) برای کنترل اینورترهای موازی مورد استفاده قرار گرفته و نتایج با تکنیک مدولاسیون پهنای پالس^{۱۰} (PWM) مقایسه شده است. ایده اصلی کنترل تک‌سیکلی این است که متغیر کلیدزنی را دقیقاً با سیگنال مرجع مساوی می‌کند، درحالی‌که کنترل PWM متغیر کلیدزنی را در یک دوره تناوب، معادل سیگنال ورودی قرار می‌دهد. عملکرد برتر OCC در حالت گذرا و کاهش هارمونیک‌های جریان گردش، از طریق شبیه‌سازی‌ها به اثبات رسیده است.

این مقاله به بخش‌های زیر طبقه‌بندی می‌شود: در بخش ۲، مروری بر روش افتی ارائه شده و روابط توان‌های اکتیو و راکتیو و وضعیت‌های مختلف امپدانس خط، مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش ۳، طراحی کنترل‌کننده تقسیم توان و امپدانس مختلط مجازی توضیح داده می‌شود. تکنیک کنترل تک‌سیکلی (OCC) در بخش ۴

1. Renewable Energy Sources
2. Distributed Energy
3. Microgrid
4. Inverters
5. Master / Slave
6. Droop Method
7. Voltage Source Inverter
8. Current Source Inverter

معرفی شده است. در نهایت، بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی با بارهای خطی و غیرخطی با استفاده از دو اینورتر موازی را فراهم می‌آورد.

۲. مفهوم روش افقی

شکل (۱) یک سیستم تولید پراکنده (DG) متشکل از انواع مختلف منابع را نشان می‌دهد. هر منبع برای انتقال انرژی به یک واسطه توان الکتریکی نیاز دارد که می‌توان آن را به صورت یک اینورتر متصل به نقطه اتصال مشترک^۱ از طریق یک امپدانس واسطه مدل کرد، همان‌گونه که در شکل (۲) نشان داده شده است. از شکل (۲)، رابطه جریان خروجی به صورت زیر است:

$$I_o = \frac{E \angle \phi - U \angle 0}{Z \angle \theta} \quad (1)$$

به طوری که $E \angle \phi$ ولتاژ مدار باز اینورتر، I_o جریان خروجی اینورتر، $U \angle 0$ ولتاژ شین مشترک، و $Z \angle \theta$ امپدانس بین اینورتر و شین مشترک است که امپدانس خروجی اینورتر و امپدانس خط سیم‌های اتصال را در نظر می‌گیرد. توان ظاهری تزریقی توسط یک اینورتر به شین مشترک برابر است با

$$S = P + jQ \quad (2)$$

توان‌های اکتیو و راکتیو عبوری از یک اینورتر به سمت شبکه از طریق یک خط را می‌توان به صورت زیر بیان کرد [۱۷]:

$$P = \frac{U}{Z} [(E \cos \phi - U) \cos \theta + E \sin \theta \sin \phi] \quad (3)$$

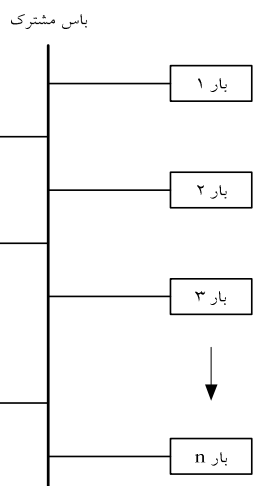
$$Q = \frac{U}{Z} [(E \cos \phi - U) \sin \theta + E \cos \theta \sin \phi] \quad (4)$$

روش افقی مرسوم براساس این اصل است که فاز و دامنه ولتاژ اینورتر را می‌توان به منظور کنترل توان اکتیو و راکتیو عبوری مورد استفاده قرار داد [۱۸]. از این رو، روش افقی مرسوم به صورت زیر بیان می‌شود:

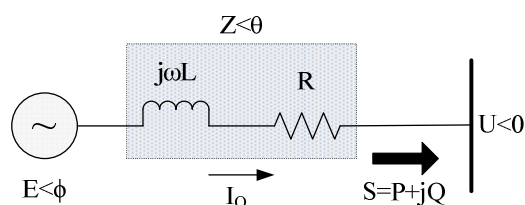
$$\omega = \omega_0 - mP \quad (5)$$

$$E = E_0 - nQ \quad (6)$$

که در آن، E دامنه ولتاژ خروجی اینورتر، ω فرکانس اینورتر، E_0 و ω_0 به ترتیب، دامنه و فرکانس در بی‌باری، و m و n ضرایب افقی متناسب می‌باشند. همان‌طور که مشاهده می‌شود روابط بین توان تحویلی و ولتاژ خروجی توسط زاویه امپدانس خروجی θ تعیین می‌شود [۱۹].



شکل (۱): واحدهای DG متصل به صورت موازی به شین مشترک



شکل (۲): مدار معادل یک اینورتر موازی

به منظور مشخص کردن رابطه بین امپدانس خروجی و تقسیم بار، رفتارهای توان اکتیو و راکتیو خروجی با امپدانس‌های مختلف در زیربخش‌های بعدی، مورد بررسی قرار گرفته است.

۱.۲. امپدانس خروجی سلفی خالص باشد

در این مورد، $Z = jX$ و $\theta = 90^\circ$. در نتیجه معادلات (۳) و (۴) به صورت زیر درمی‌آید:

$$P = \frac{UE}{X} \sin \phi \quad (7)$$

$$Q = \frac{UE}{X} \cos \phi - \frac{U^2}{X} \quad (8)$$

این وضعیت اغلب به دلیل سلف بزرگ فیلتر و امپدانس خطوط انتقال توان به وجود می‌آید [۲۰ و ۲۱]. اگر فرض کنیم که اختلاف زاویه ϕ بین ولتاژهای خروجی اینورترها و ولتاژ شین مشترک خیلی کوچک باشد، این عبارات را می‌توان ساده کرد. آنگاه خواهیم داشت $\sin \phi \approx \phi$ و $\cos \phi \approx 1$ ، و در نتیجه:

$$P \cong \frac{UE}{X} \phi \quad (9)$$

1. Point of common coupling (PCC)

۳. کنترل‌کننده تقسیم توان و مفهوم امپدانس مختلط مجازی

در این بخش، یک رویکرد کنترل افتی P/Q مورد استفاده قرار می‌گیرد. کنترل‌کننده را می‌توان به منظور دستیابی به تقسیم بار مؤثر در وضعیت‌های مختلف امپدانس خط نظیر مقاومتی، سلفی یا مختلط به کار برد. این روش تأثیر عدم تطابق در امپدانس خط را کاهش می‌دهد [۱۶].

اکنون، روابط تقسیم P/Q وابسته، نشان‌داده‌شده در روابط (۱۳) و (۱۴) را بایستی مجزا کرد. توجه کنید که P و Q به‌طور همزمان به پارامترهای ولتاژ خروجی، یعنی E و ω بستگی دارند. بنابراین، کنترل‌کننده افتی زیر را می‌توان بیان کرد [۱۶]:

$$\omega = \omega_0 - m(P - Q) \quad (15)$$

$$E = E_0 - n(P + Q) \quad (16)$$

شکل (۳) ساختار کنترل‌کننده فیدبکی را نشان می‌دهد که به‌منظور تنظیم ولتاژ خروجی هر اینورتر مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این شکل، K_P و K_I به ترتیب، ضرایب تناسبی و انتگرال‌گیر کنترل‌کننده PI حلقه کنترل‌کننده ولتاژ بوده و G_C بهره حلقه جریان است که با استفاده از روش مکان هندسی ریشه‌ها قابل تنظیم است [۱۶]. K_{PWM} بهره معادل مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (SPWM) است. L_f اندوکتانس فیلتر خروجی، r_f مقاومت پارازیتی سلف، C خازن فیلتر خروجی، و Z_{Load} بار اینورتر است.

امپدانس خروجی اینورتر حلقه بسته، دقت تقسیم بار را تحت تأثیر قرار می‌دهد و همچنین رویکرد کنترل افتی را مشخص می‌سازد. به‌علاوه، طراحی مناسب این امپدانس خروجی می‌تواند تأثیر عدم تطابق امپدانس خط را که باعث عبور جریان گردشی بین دو اینورتر می‌شود، کاهش دهد. این جریان گردشی موجب آسیب‌های اضافه جریان به اینورتر شده و عملکرد موازی آن‌ها را تضعیف می‌کند. امپدانس مجازی برای اصلاح امپدانس خروجی اینورتر استفاده می‌شود. در این مقاله، از یک امپدانس مختلط مجازی به‌صورت زیر استفاده شده است:

$$Z_{virtual} = R_v + \frac{\omega_v}{s + \omega_v} sL_v \quad (17)$$

به‌طوری‌که ω_v فرکانس قطع یک فیلتر پایین‌گذر است که جهت اجتناب از نویز فرکانس بالای ناشی از مشتق زمانی جریان خروجی، مورد استفاده قرار می‌گیرد. R_v و L_v به ترتیب، مقادیر مقاومت مجازی و سلف مجازی هستند. شکل (۴) بلوک دیاگرام کنترل‌کننده امپدانس

$$Q \cong \frac{U}{X}(E - U) \quad (10)$$

توجه داشته باشید که با در نظر گرفتن این فرض، P و Q به‌طور خطی به E و ω وابسته‌اند.

۲.۲. امپدانس خروجی مقاومتی خالص باشد

فرض بالا درباره سلفی بودن امپدانس خروجی اینورتر، همیشه صحیح نیست. امپدانس خطوط توان در کاربردهای ولتاژ پایین، اغلب مقاومتی است. در این مورد، $Z=R$ و $\theta=0^\circ$. معادله‌های توان اکتیو و راکتیو خواهد بود:

$$P \cong \frac{U}{R}(E - U) \quad (11)$$

$$Q \cong \frac{-UE}{R}\phi \quad (12)$$

در وضعیت امپدانس مقاومتی، توان‌های اکتیو و راکتیو برعکس حالت قبل برای امپدانس سلفی می‌باشند.

۳.۲. امپدانس خروجی مختلط باشد

در اغلب موارد، امپدانس خروجی سلفی در نظر گرفته می‌شود، اما همان‌گونه که قبلاً نیز بیان شد، امپدانس خروجی اینورتر به روش کنترلی به‌کار گرفته‌شده و پارامترهای مدار قدرت بستگی دارد که موجب امپدانس خروجی مختلط در کاربردهای عملی می‌شود. در این وضعیت، $Z=R+jX$ بوده و داریم:

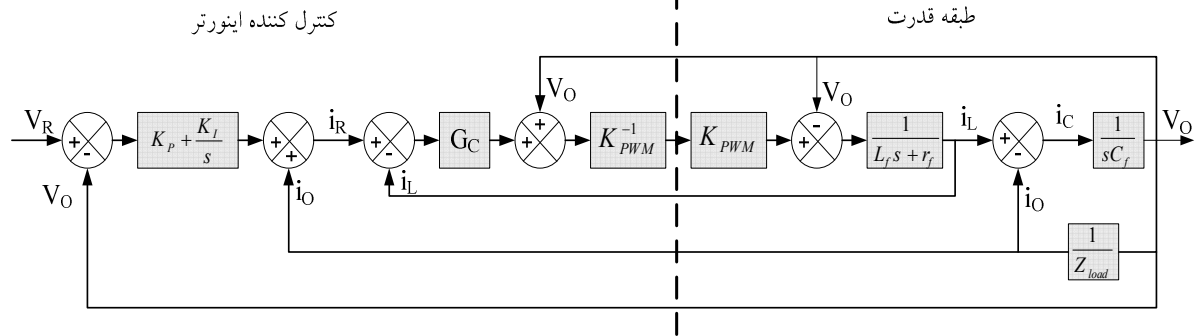
$$P \cong \frac{U}{Z}[(E - U) \cos \theta + E \phi \sin \theta] \quad (13)$$

$$Q \cong \frac{U}{Z}[(E - U) \sin \theta - E \phi \cos \theta] \quad (14)$$

معادلات (۱۳) و (۱۴) نشان می‌دهند که در این مورد، توان‌های اکتیو و راکتیو به فاز امپدانس خروجی وابسته است. در نتیجه، این امکان وجود ندارد تا بتوان آن‌ها را به‌طور مستقل کنترل کرد. بنابراین، یک روش افتی مورد نیاز است تا همه این حالات را در نظر گرفته و بار مشترک را به‌طور مناسبی، بین اینورترهای موازی تقسیم نماید.

پارامترها کاهش دهد. امیدانس مختلط مجازی به کنترل کننده اضافه می شود تا امیدانس سیستم تقریباً ثابت باقی بماند.

مختلط مجازی را نمایش می دهد. این قسمت می تواند حساسیت کنترل کننده اصلی را نسبت به عدم تطابق امیدانس خط یا برابر نبودن



شکل (۳): بلوک دیاگرام کنترل حلقه بسته اینورتر

اینورترها یک بار غیرخطی را تغذیه می کنند. به علاوه، اعوجاج هارمونیک کل (THD) جریان گردشی نیز با روش OCC کاهش می یابد.

مدار پیاده سازی کنترل تک سیگلی کلیدهای فرکانس ثابت، در شکل (۶) نشان داده شده است [۲۳]. مؤلفه اصلی تکنیک کنترل تک سیگلی انتگرال گیر است. انتگرال گیری درست در زمانی که کلید با فرکانس ثابت پالس ساعت^۱ روشن می شود، آغاز می گردد. مقدار

انتگرال گیری، $v_{int} = \frac{1}{T_s} \int_0^t x(t) dt$ ، با سیگنال کنترل $v_{ref}(t)$ مقایسه

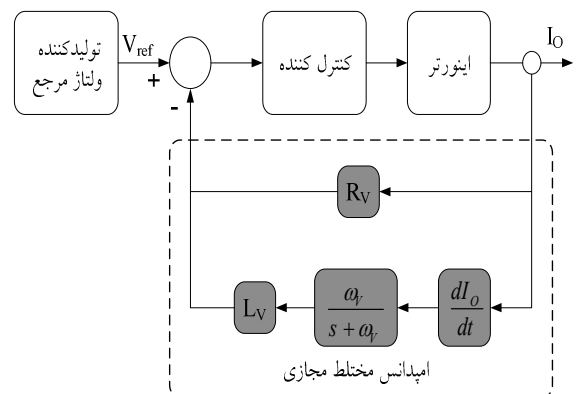
می شود. به محض اینکه مقدار انتگرال گیری v_{int} به سیگنال کنترل $v_{ref}(t)$ برسد، کنترل کننده فرمانی به کلید می فرستد که کلید را از حالت روشن به حالت خاموش تغییر می دهد. در همین زمان، کنترل کننده انتگرال گیر، زمان حقیقی را برای شروع سیکل بعدی صفر می کند. دوره کار d این سیکل با معادله زیر تعیین می شود:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} x(t) dt = v_{ref}(t) \quad (18)$$

چون دوره تناوب کلید T_s ثابت بوده و دوره کار کنترل می شود، مقدار میانگین شکل موج در خروجی کلید $y(t)$ در مقدار زیر تضمین می گردد:

$$y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} x(t) dt = v_{ref}(t) \quad (19)$$

در این مورد، $x(t)$ ولتاژ خروجی اینورتر بعد از فیلتر پایین گذر بوده که بایستی ولتاژ مرجع تعیین شده توسط واحد تولید ولتاژ، $v_{ref}(t)$ را دنبال کند. کنترل تک سیگلی ردیابی کامل مرجع در یک دوره تناوب، فرکانس کلیدزنی را تضمین کرده و مقدار میانگین خروجی کلید $y(t)$ دقیقاً مساوی با $v_{ref}(t)$ می شود [۲۴]. شکل (۷) دیاگرام



شکل (۴): بلوک دیاگرام کنترل کننده امیدانس مختلط مجازی

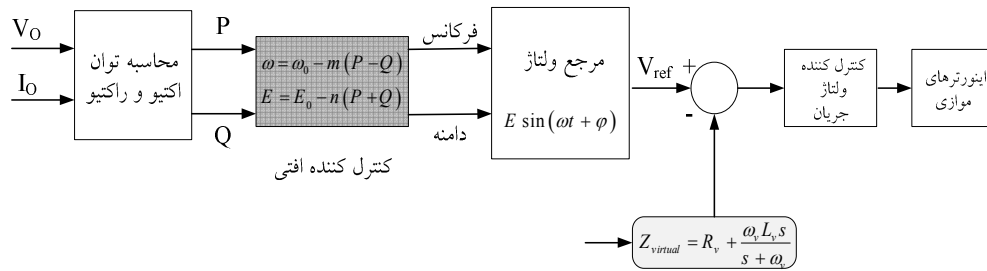
بلوک دیاگرام کنترل کننده تقسیم توان در این مقاله در شکل (۵) نشان داده شده است. مرجع ولتاژ برای ولتاژ خروجی اینورتر از کنترل کننده اُفتی به دست می آید. ولتاژ مرجع تولید شده توسط فرایند فوق بایستی توسط اینورتر ساخته شود. در این مقاله، تکنیک OCC برای کنترل اینورترهای موازی به کار گرفته شده و نتایج با تکنیک PWM مقایسه شده است.

۴. تکنیک کنترل تک سیگلی

تکنیک کنترل تک سیگلی (OCC) به منظور کنترل دوره کار کلید در زمان حقیقی به کار می رود، به گونه ای که در هر سیکل، میانگین شکل موج برش خورده در خروجی کلید، دقیقاً با مرجع کنترل مساوی باشد [۲۲].

در این مقاله، کنترل تک سیگلی (OCC) به جای روش مدولاسیون پهنای پالس (PWM) برای تعیین پالس های کلیدزنی اینورترها استفاده شده است. در مقایسه با PWM، OCC پاسخ گذرای بهتری داشته و ولتاژ خروجی با هارمونیک های کمتری را به دست می دهد، زمانی که

طرح‌واره رویکرد کلیدزنی اینورترها را با استفاده از مفهوم بالا نمایش می‌دهد.

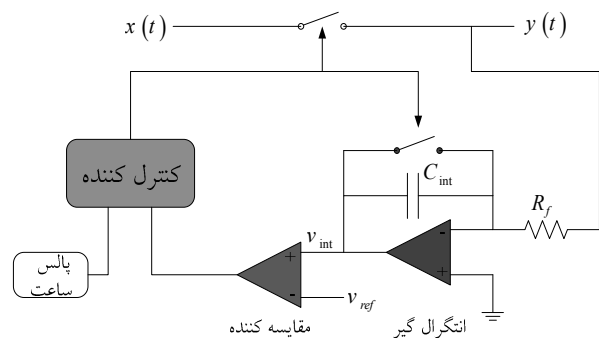


شکل (۵): پیاده‌سازی کنترل‌کننده تقسیم بار مورد استفاده

شبیه‌سازی‌ها با امپدانس‌های خط مختلف شامل مقاومتی، سلفی و مختلط انجام شده است. پارامترهای این خطوط در جدول (۲) داده شده‌اند.

جدول (۲): امپدانس خطوط در وضعیت‌های مختلف

نوع امپدانس	مختلط	سلفی	مقاومتی
مقدار	$Z_1 = 0.05 + j0.08$	$Z_1 = 0.8mH$	$Z_1 = 0.25\Omega$
	$Z_2 = 0.01 + j0.01$	$Z_2 = 0.6mH$	$Z_2 = 0.2\Omega$



شکل (۶): مفهوم کنترل تک‌سیکلی

۵. نتایج شبیه‌سازی

نتایج شبیه‌سازی با در نظر گرفتن امپدانس مختلط مجازی و کنترل‌کننده افتی (۱۵)–(۱۶) برای یک سیستم متشکل از دو اینورتر موازی که یک بار مشترک را تغذیه می‌کنند، به دست آمده‌اند. همه پارامترهای مورد استفاده در کنترل‌کننده و سیستم قدرت در جدول (۱) آورده شده‌اند.

جدول (۱): پارامترهای اینورترهای موازی و کنترل‌کننده

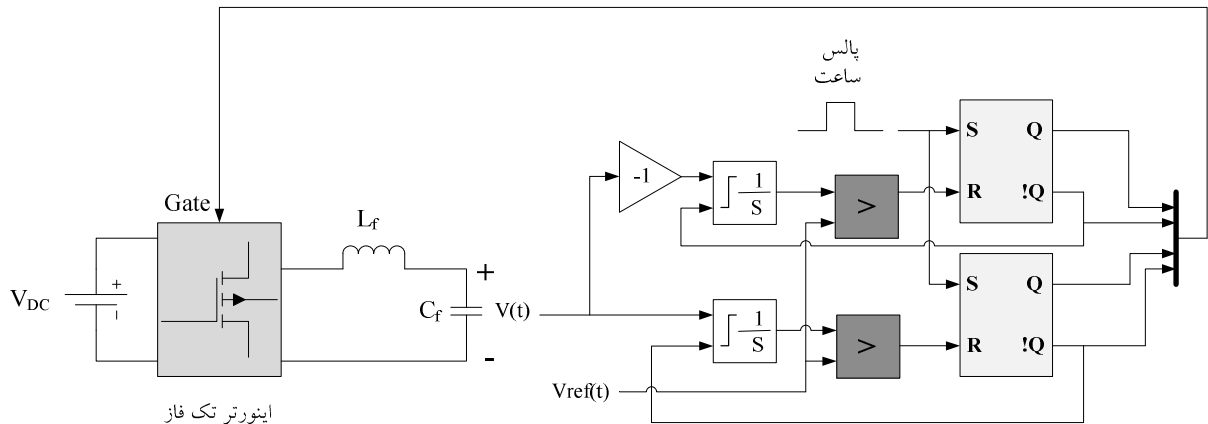
موارد	اینورتر ۱	اینورتر ۲
ولتاژ شین DC	۳۶۳ V	۳۶۷ V
ولتاژ خروجی (RMS)	۲۱۹/۵ V	۲۲۱ V
اندوکتانس فیلتر LC	۱/۳۶ mH	۱/۲۹ mH
ظرفیت فیلتر LC	۱۱ μF	۱۱ μF
فرکانس اولیه f ₀	۵۰ Hz	۵۰ Hz
ضریب افت فرکانس m	۳×۱۰ ^{-۵}	۳×۱۰ ^{-۵}
ضریب افت دامنه n	۸×۱۰ ^{-۵}	۸×۱۰ ^{-۵}
مقادیر مقاومت مجازی	۰/۳ Ω	۰/۳ Ω
مقادیر سلف مجازی	۲ mH	۲ mH
ضریب تناسبی PI	۰/۵	۰/۵
ضریب انتگرال‌گیر PI	۳۵۰	۳۵۰
بهره حلقه جریان G _C	۶/۵	۶/۵

شکل‌های (۸)–(۱۰) جریان خروجی اینورترها و جریان گردشی را که بین اینورترهای موازی عبور می‌کند، در زمانی که سیستم یک بار خطی را تغذیه می‌کند، نشان می‌دهند. شبیه‌سازی‌های یکسانی برای یک بار غیرخطی شامل یکسوساز تک‌فاز نیز تکرار شده است. شکل (۱۱) پاسخ سیستم به تقسیم بار غیرخطی با امپدانس خط مختلط را نشان می‌دهد. جدول (۳) مقدار پیک جریان گردشی در وضعیت‌های مختلف امپدانس خط را با حضور بارهای خطی یا غیرخطی خلاصه می‌کند. نتایج اثبات می‌کند که کنترل‌کننده عملکرد تقسیم بار مطلوبی داشته و امکان تقسیم باری مؤثر با حساسیت پایین نسبت به عدم تطابق امپدانس خطوط را میسر می‌سازد.

جدول (۴) THD ولتاژ خروجی را در حالتی که دو اینورتر یک بار غیرخطی را تغذیه کرده، با هر دو روش OCC و PWM نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که کنترل تک‌سیکلی، ولتاژ با هارمونیک‌های کمتری را تولید می‌کند. دلیل این است که OCC عملکرد سریع‌تری در ردیابی ولتاژ مرجع داشته و اغتشاشات بار را حذف می‌کند. در همه انواع امپدانس خطوط، اعوجاج هارمونیک کل (THD) کمتر از ۵ درصد بوده که در محدوده استاندارد است.

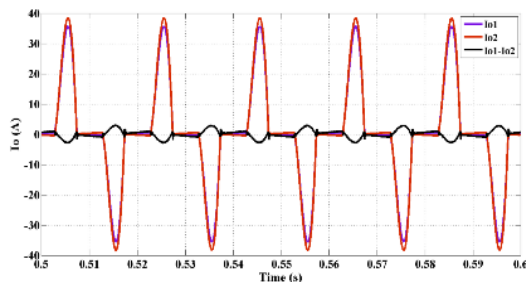
درآمده است. این شکل نشان می‌دهد که تکنیک *OCC* بار مشترک را با ریبیل و دامنه کمتر در جریان گردش به اشتراک می‌گذارد.

به منظور بررسی عملکرد گذرای کنترل‌کننده، یک تغییر پله در بار اعمال شده و شکل موج‌های جریان گردش در شکل (۱۲) به نمایش

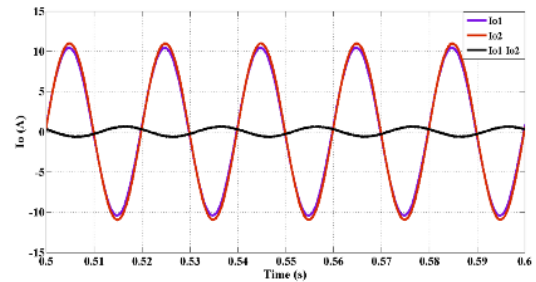


شکل (۷): دیاگرام طرح‌واره رویکرد کلیدزنی اینورترها

خط مقاومتی (جریان اینورتر ۱ و ۲، جریان گردش)



شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی اینورترهای موازی با بار غیرخطی و امپدانس خط مختلط (جریان اینورتر ۱ و ۲، جریان گردش)



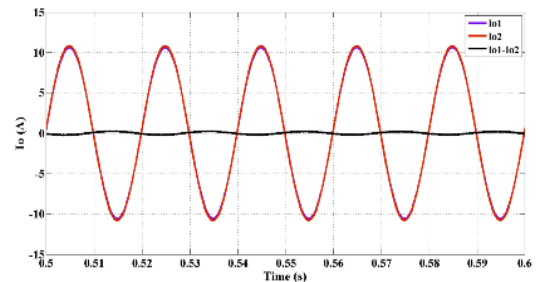
شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی اینورترهای موازی با بار خطی و امپدانس خط مختلط (جریان اینورتر ۱ و ۲، جریان گردش)

جدول (۳): خطای حالت ماندگار جریان گردش (پیک)

بار خطی: $R=15\Omega$

بار غیرخطی: نوع یکسوساز

نوع خط	بار خطی	بار غیرخطی
مختلط	۰/۶	۲/۷
سلفی	۰/۱	۱/۳
مقاومتی	۰/۵۵	۱/۵

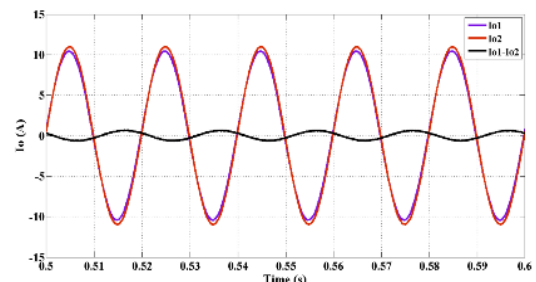


شکل (۹): نتایج شبیه‌سازی اینورترهای موازی با بار خطی و امپدانس خط سلفی (جریان اینورتر ۱ و ۲، جریان گردش)

جدول (۴): *THD* ولتاژ خروجی

بار غیرخطی

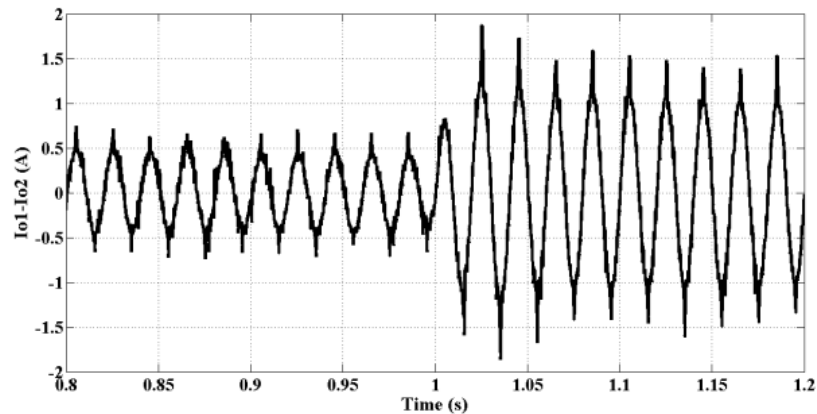
نوع خط	<i>OCC</i>	<i>PWM</i>
مختلط	۴/۲۶	۵/۲۷
سلفی	۴/۶۲	۵/۷
مقاومتی	۴/۴۳	۵/۱۷



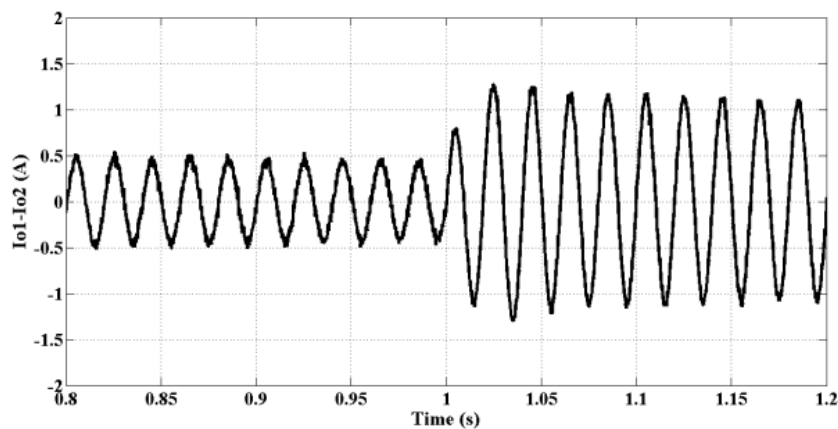
شکل (۱۰): نتایج شبیه‌سازی اینورترهای موازی با بار خطی و امپدانس

در نهایت، شکل (۱۴) رفتار تقسیم بار اینورترها را زمانی که بار نوع یکسوساز را تغذیه می‌کنند، با دو روش کلیدزنی نشان می‌دهد. همان‌گونه که در این شکل نشان داده شده، تقسیم بهتر بار با فراجش و زمان گذرای کمتر، توسط روش *OCC* به دست آمده است. بنابراین، اثبات می‌شود که کنترل تک‌سیکلی بار مشترک را با عملکرد حالت ماندگار و گذرای مطلوبی تقسیم می‌کند. به علاوه، *OCC* در پیاده‌سازی، مدار ساده‌تری داشته و هزینه کل را کاهش می‌دهد.

این ویژگی در عمل بسیار مهم است، چون داشتن خطای تقسیم بار بزرگ‌تر ممکن است ما را مجبور سازد تا کلیدهایی با محدوده جریان بالاتر را انتخاب کرده، در نتیجه باعث افزایش هزینه‌ها گردد. همچنین نتایج تبدیل فوریه (*FFT*) در شکل (۱۳) نشان داده شده است که می‌تواند به تشخیص محتوای هارمونیک جریان گردش کمک کند. در این شکل، مشاهده می‌شود که محتوای هارمونیک سیستم در روش *OCC* در مقایسه با روش *PWM* کاهش یافته است.



(الف)



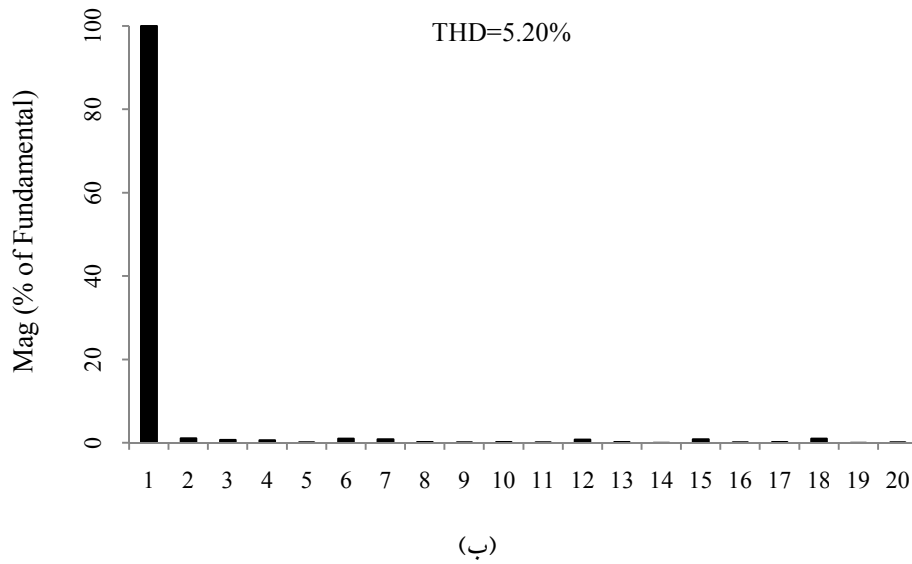
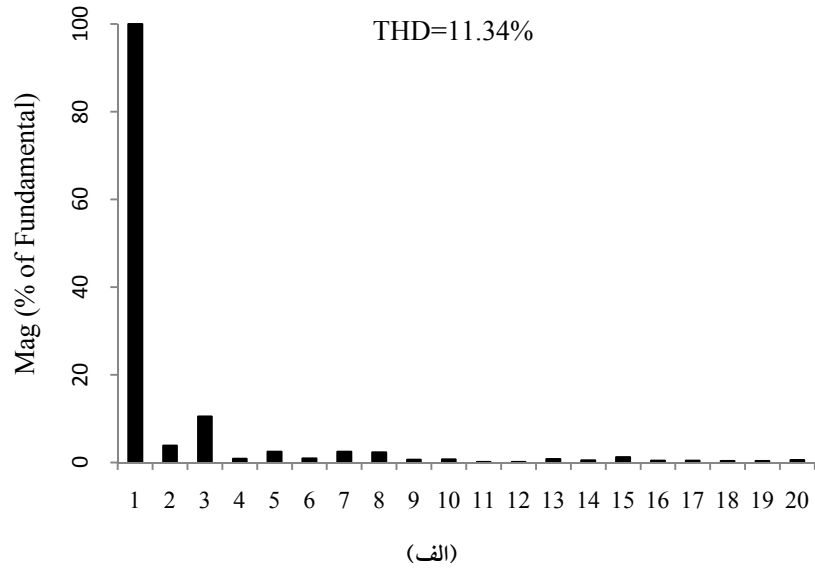
(ب)

شکل (۱۲): جریان گردش زمانی که بار خطی به صورت پله تغییر می‌کند. (الف) *PWM* (ب) *OCC*

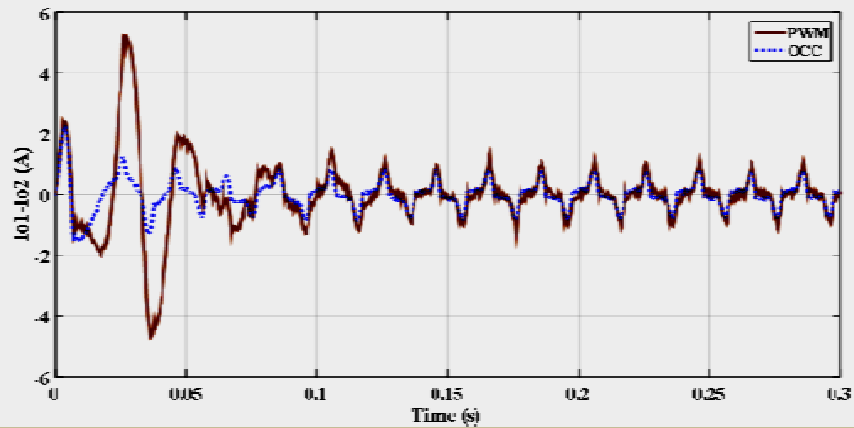
ارائه شده عملکرد حالت ماندگار مطلوب و پاسخ دینامیکی مؤثر در زمان تقسیم بارهای مشترک با حضور امپدانس‌های خط مختلف شامل مختلط، سلفی و مقاومتی فراهم می‌آورد. به علاوه، *OCC* مزیت‌هایی نظیر مدار ساده، تلفات کلیدزنی پایین و عملکرد سریع‌تر دارد. مطالعات شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی جریان گردش با دامنه و هارمونیک‌های کمتر، در هر دو حالت تقسیم بار خطی و غیرخطی داراست.

۶. نتیجه گیری

این مقاله یک طرح کنترلی برای اینورترهای موازی میکروگرید، با در نظر گرفتن تأثیر امپدانس مختلط روی تقسیم بار را ارائه کرد. همچنین امپدانس مختلط مجازی به منظور تصحیح امپدانس خروجی اینورترهای موازی ناشی از عدم تطابق امپدانس به کار رفت. تکنیک کنترل تک‌سیکلی (*OCC*) برای کنترل تقسیم بار پیشنهاد شد و با تکنیک مدولاسیون پهنای پالس (*PWM*) مقایسه شد. کنترل‌کننده



شکل (۱۳): طیف هارمونیک جریانی گردشی. (الف) PWM (ب) OCC



شکل (۱۴): جریانی گردشی تقسیم بار غیرخطی در لحظه راه اندازی

- [1] Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J. T., Galvan, E., Guisado, R. C. P., Prats, M. A. M., Leon, J. I., Moreno-Alfonso, N., "Power-Electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey", IEEE Trans. Power Electron., vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, Aug. 2006.
- [2] Ackerman, T., Andersson, G., Soder, L., "Distributed generation: a definition", Electric Power Systems Research., vol. 57, no. 3, pp. 195-204, Apr. 2001.
- [3] Majumder, R., Ghosh, A., Ledwich, G., Zare, F., "Power management and Power flow control with back-to-back converters in a utility connected microgrid" IEEE Trans. Power Syst., vol. 25, no. 2, pp. 821-834, May 2010.
- [4] Huang, X., Wang, Z., Jiang, J., "Control and load-dispatching strategies for a microgrid with a DC/AC inverter of fixed frequency", Electrical power and energy system., vol. 43, no. 1, pp. 1127-1136, Dec. 2012.
- [5] Mohd, A., Ortjohann, E., Morton, D., Omari, O., "Review of control techniques for inverters parallel operation", Electric Power Systems Research., vol. 80, no. 12, pp. 1477-1487, Dec. 2010.
- [6] Chen, J. F., Chu, C. L., "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation" IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 5, pp. 547-558, sep. 1995.
- [7] Perreault, D. J., Sato, K., Selders, R. L., Kassakian, J. G., "Switching-ripple-based current sharing for paralleled power converters", IEEE Trans. Circuits and systems., vol. 46, no. 10, pp. 1264-1274, Oct. 1999.
- [8] Chandorkar, M. C., Divan, D. M., Hu, Y., Banerjee, B., "Novel architecture and control for distributed UPS systems", in Proc. IEEE APEC, 1994, pp. 683-689.
- [9] Yao, W., Chen, M., Chen, J., Qian, Z., "An improved multi-loop controller for parallel operation of single-phase inverters with no control interconnections", in Proc. IEEE PESC, 2007, pp. 448-452.
- [10] Guerrero, J. M., Matas, J., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Miret, J., "Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1461-1470, Oct. 2006.
- [11] Parlak, K. S., Ozdemir, M., Aydemir, M. T., "Active and reactive power sharing and frequency restoration in a distributed power system consisting of two UPS units", Electrical power and energy system., vol. 31, no. 5, pp. 220-226, Jun. 2009.
- [12] Sao, C. K., Lehn, P. W., "Autonomous load sharing of voltage source converters", IEEE Trans. Power Del., vol. 20, no. 2, pp. 1009-1016, Apr. 2005.
- [13] He, J., Li, Y. W., "Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 6, pp. 2525-2538, Nov.-Dec. 2011.
- [14] Majumder, R., Ledwich, G., Ghosh, A., Chakrabarti, S., Zare, F., "Droop control of converter-interfaced microsources in rural distributed generation", IEEE Trans. Power Del., vol. 25, no. 4, pp. 2768-2778, Oct. 2010.
- [15] Corradini, L., Mattavelli, P., Corradini, M., Polo, F., "Analysis of parallel operation of uninterruptible power supplies loaded through long wiring cables", in Proc. IEEE APEC, 2009, pp. 1276-1282.
- [16] Yao, W., Chen, M., Matas, J., Guerrero, J. M., Qian, Z. M., "Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 2, pp. 576-588, Feb. 2011.
- [17] Bergen, A. R., "Power system analysis", Englewood Cliffs, 1986.
- [18] Tuladhar, A., Jin, H., Unger, T., Mauch, K., "Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of the line impedance effect", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 36, no. 1, pp. 131-138, Jan. 2000.
- [19] Guerrero, J. M., Matas, J., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Miret, J., "Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverter using resistive output impedance", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 2, pp. 994-1004, Apr. 2007.
- [20] Guerrero, J. M., Matas, J., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Miret, J., "Output impedance design for parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 4, pp. 1126-1135, Aug. 2005.
- [21] Honhxin, J., Ming, D., Jianhui, S., Yan, D., Liuchen, C., "Communicationless parallel inverters based on inductor current feedback control", in IEEE APEC, 2007, pp. 1385-1389.
- [22] Chan, C. C., Zhao, Z. M., Qian, C., Meng, S., "Comparisons of PWM and one-cycle control for power amplifier with multilevel converter", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 6, pp. 1342-1344, Dec. 2002.
- [23] Yazdekhasti, A., Ketabi A., Sadeghkhani, I., "One-cycle control application to wind turbine power control", International Transactions on Electrical Energy Systems, Aug 2014, DOI: 10.1002/etep.1971.
- [۲۴] کتابی، عباس، یزدخواستی، علی، «کنترل توان اکتیو و راکتیو یک توربین بادی با ژنراتور دوسو تغذیه (DFIG) توسط روش کنترلی تک‌سیکلی»، مهندسی و مدیریت انرژی، ۱۳۹۰، ۱(۲): ۱-۲.